

平成29年度

標準技術集

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)
関連技術

特許庁

目次

アドバイザーボード委員.....	5
調査対象技術の樹形図	6
1 構成と基礎理論.....	9
1-1 構成と基礎理論／構成, 概要.....	10
1-1-1 MIMO 技術の歴史.....	10
1-1-2 MIMO システムモデル.....	14
1-2 基礎理論	16
1-2-1 ビームの指向性制御.....	16
1-2-2 プリコーディングの設計指針.....	20
1-2-3 伝搬路モデル	23
1-2-4 MIMO の容量限界.....	30
2 MIMO 主要技術.....	39
2-1 受信側の処理	40
2-1-1 信号検出・復号技術.....	40
2-1-1-1 空間フィルタリング	40
2-1-1-1-1 ZF(Zero Forcing).....	40
2-1-1-1-2 MMSE(Minimum Mean Squared Error)	45
2-1-1-2 最尤検出	51
2-1-1-2-1 QR 分解による演算規模削減.....	51
2-1-1-2-2 Sphere Decoding (VB algorithm).....	57
2-1-1-2-3 最尤系列推定型.....	60
2-1-2 チャネル推定	61
2-1-3 干渉キャンセル技術.....	67
2-2 送信側の処理.....	72
2-2-1 プリコーディング	72
2-2-1-1 線形プリコーディング	72
2-2-1-2 非線形プリコーディング.....	80
2-2-1-3 コードブック	86
2-2-2 パイロット信号の送信方法.....	90
2-2-3 協調伝送(CoMP (Cordinated Multi-Point))	94
2-2-4 ハイブリッドビームフォーミング.....	96
2-2-5 Massive MIMO	100
2-2-6 フィードバック	104
2-3 送信側・受信側両方の処理を制御するもの.....	107
2-3-1 マルチユーザ MIMO (MU-MIMO)	107
2-3-2 キャリブレーション.....	112
2-4 ダイバーシチ技術.....	115
2-4-1 時空間符号化関連	115
2-4-2 遅延ダイバーシチ(CDD(Cyclic Delay Diversity)).....	122
2-4-3 周波数オフセット送信ダイバーシチ	124

3	MIMO 周辺技術.....	128
3-1	伝送技術.....	129
3-1-1	デュプレックス (複信)	129
3-1-2	変復調・多重.....	140
3-1-2-1	CDMA(Code Division Multiple Access).....	140
3-1-2-2	OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	151
3-1-2-3	SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access)....	159
3-1-2-4	非直交多重.....	164
3-2	リンクアダプテーション.....	176
3-2-1	適応変復調.....	176
3-2-1-1	レートマッチング.....	176
3-2-1-2	伝送容量選択型.....	178
3-2-1-3	モード選択型.....	182
3-3	誤り制御技術.....	185
3-3-1	誤り訂正符号化技術.....	185
3-3-1-1	トレリス符号.....	185
3-3-1-2	ターボ符号.....	187
3-3-1-3	LDPC(Low Density Parity Check).....	191
3-3-1-4	Polar 符号.....	196
3-3-2	誤り訂正復号化技術.....	201
3-3-2-1	MAP(Maximum A Posteriori) algorithm	201
3-3-2-2	SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm).....	204
3-3-2-3	Log-MAP アルゴリズム.....	206
3-3-3	誤り検出・再送制御技術.....	208
3-3-3-1	Hybrid-ARQ(Automatic Repeat reQest).....	208
3-4	アンテナ.....	211
3-4-1	アンテナの種類・構造.....	211
3-4-1-1	ダイポールアンテナ.....	211
3-4-1-2	モノポールアンテナ.....	219
3-4-1-3	パッチアンテナ.....	226
3-4-1-4	その他.....	235
3-4-2	アンテナ配置.....	243
3-4-2-1	一次元配列.....	243
3-4-2-2	二次元配列.....	248
3-4-3	課題 (電氣的)	252
3-4-3-1	周波数.....	252
3-4-3-2	偏波.....	259
3-4-3-3	指向性, ビーム形状.....	264
3-4-3-4	減結合.....	270
3-4-3-5	高利得化, 整合.....	277
3-4-4	課題 (機械的)	283
3-4-4-1	小型化, 軽量化.....	283
3-4-4-2	耐久性向上.....	288
3-4-5	用途.....	294
3-4-5-1	携帯端末用.....	294

3-4-5-2	基地局用	302
3-4-5-3	車載アンテナ	312
3-4-5-4	RFID 用	318
3-4-5-5	ウェアラブル用	324
3-5	その他	331
3-5-1	光無線 MIMO (OMIMO)	331
3-5-2	近距離 MIMO	332
4	標準化	338
4-1	Wireless WAN (3GPP)	339
4-1-1	3G~5G の概要	339
4-1-2	物理チャネル構成	345
4-1-3	各チャネルの役割	368
4-1-4	既知信号	380
4-1-5	Transmission Mode	386
4-1-6	UE カテゴリ	395
4-2	Wireless LAN	400
4-2-1	WLAN の概要	400
4-2-2	物理チャネル構成	409
4-3	Wireless MAN (WiMAX)	413
4-3-1	WiMAX の概要	413
4-3-2	物理チャネル構成	416
4-4	デジタル放送	417
4-4-1	デジタル放送の概要	417
4-4-2	物理チャネル構成	424
A	行列計算	429
A-1	QR 分解	430
A-2	ユニタリ変換	433
A-3	ブロック対角化・ブロック三角化	435
付属資料 1	: 技術項目と標準化活動との時系列対応図表	440
付属資料 2	: MIMO 関連技術に対応する FI 及び CPC	440
付属資料 3	: 出願件数及び寄書件数に関する分析	603

平成29年度特許出願技術動向調査 -MIMO技術-
アドバイザーボード委員

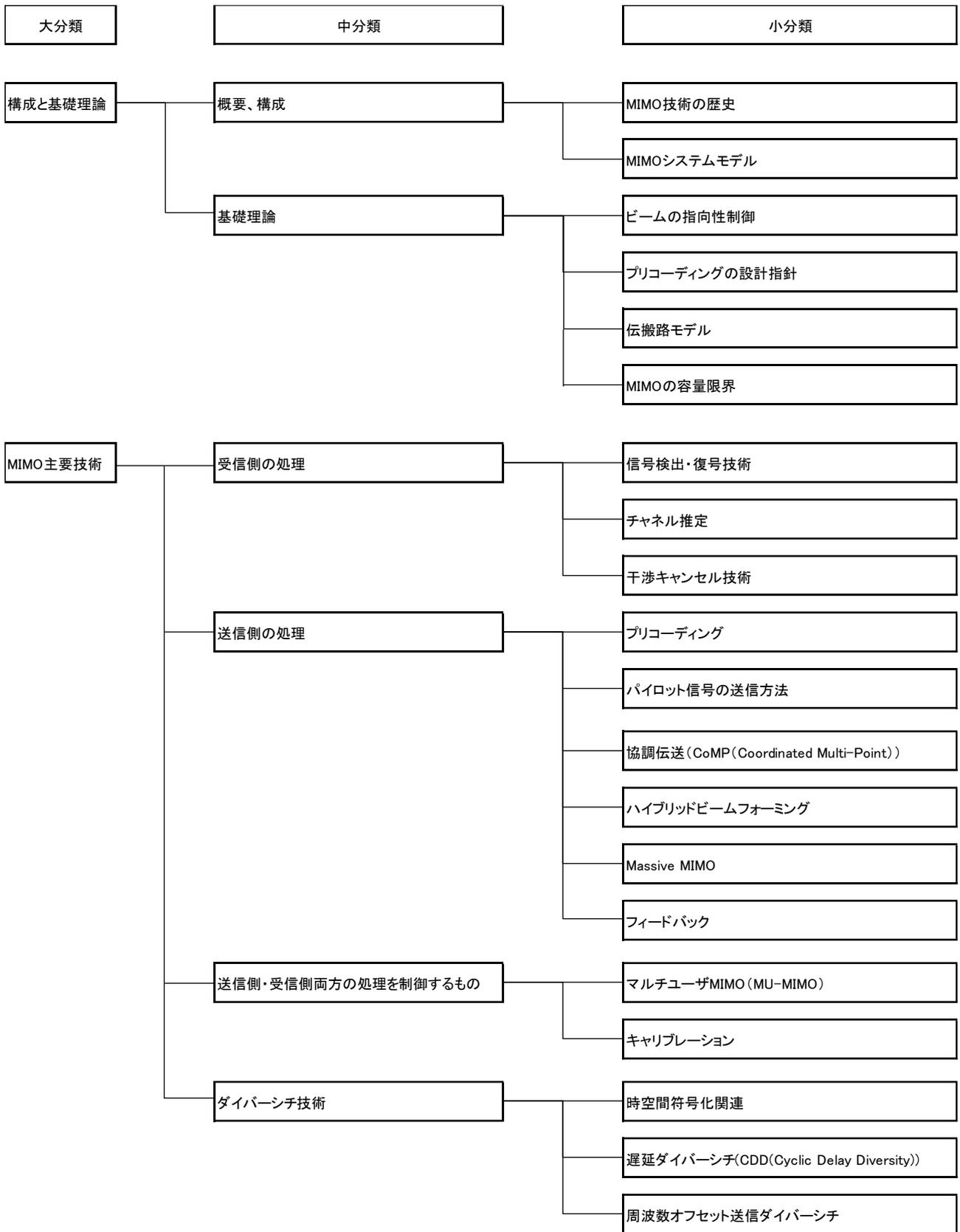
(敬称略, 所属・役職等は平成30年2月現在)

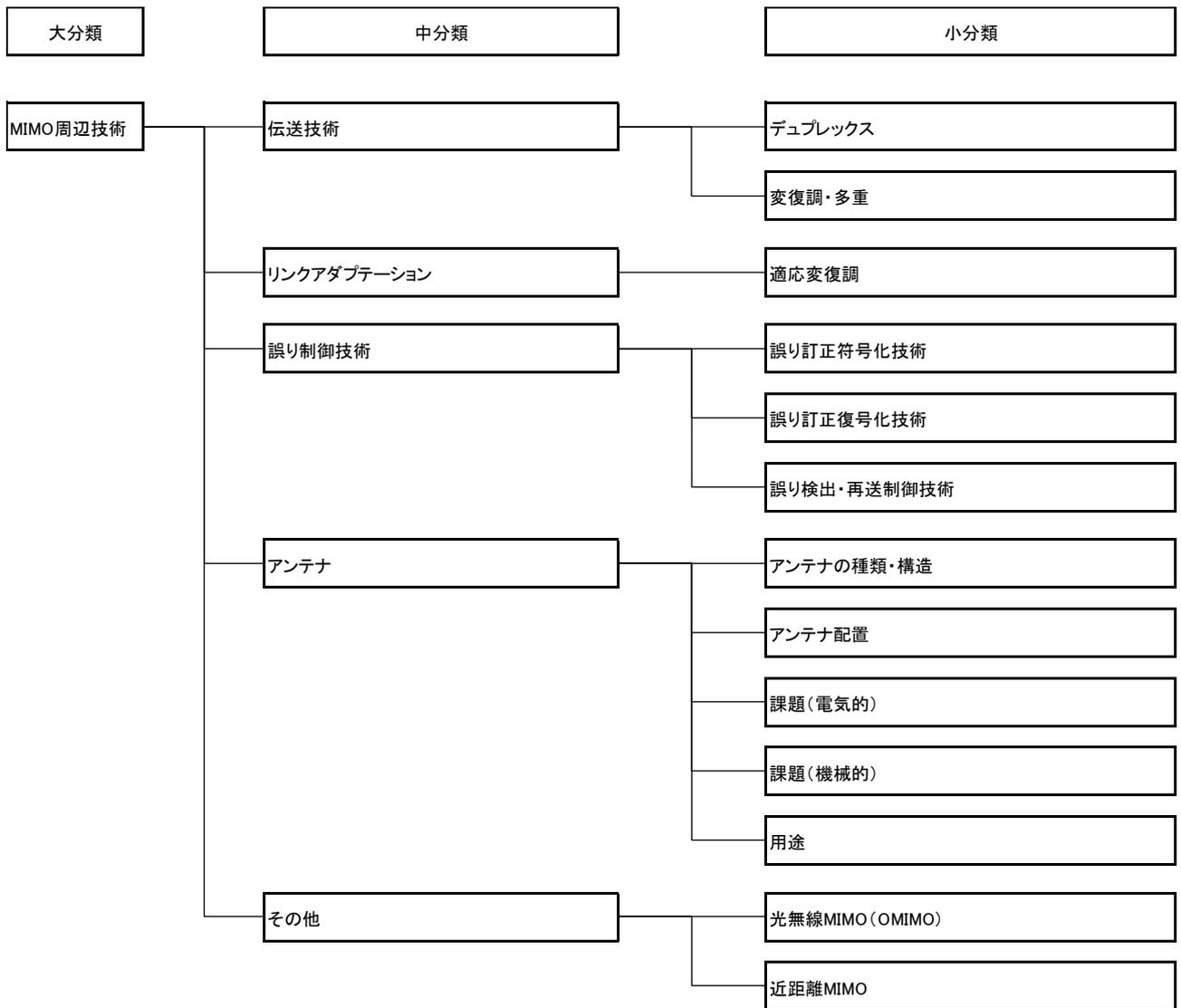
委員長	佐和橋 衛	東京都市大学 知識工学部 情報通信工学科 教授
委員	大鐘 武雄	北海道大学 大学院情報科学研究科メディアネットワーク専攻 教授
委員	尾形 偉幸	株式会社 IP Bridge 取締役副社長
委員	鹿倉 義一	日本電気株式会社 ワイヤレスアクセスソリューション事業部 シニアエキスパート
委員	関 宏之	富士通株式会社 ネットワークプロダクト事業本部 次世代ソリューション統括部 シニアマネージャー
委員	樋口 健一	東京理科大学 理工学部 電気電子情報工学科 教授

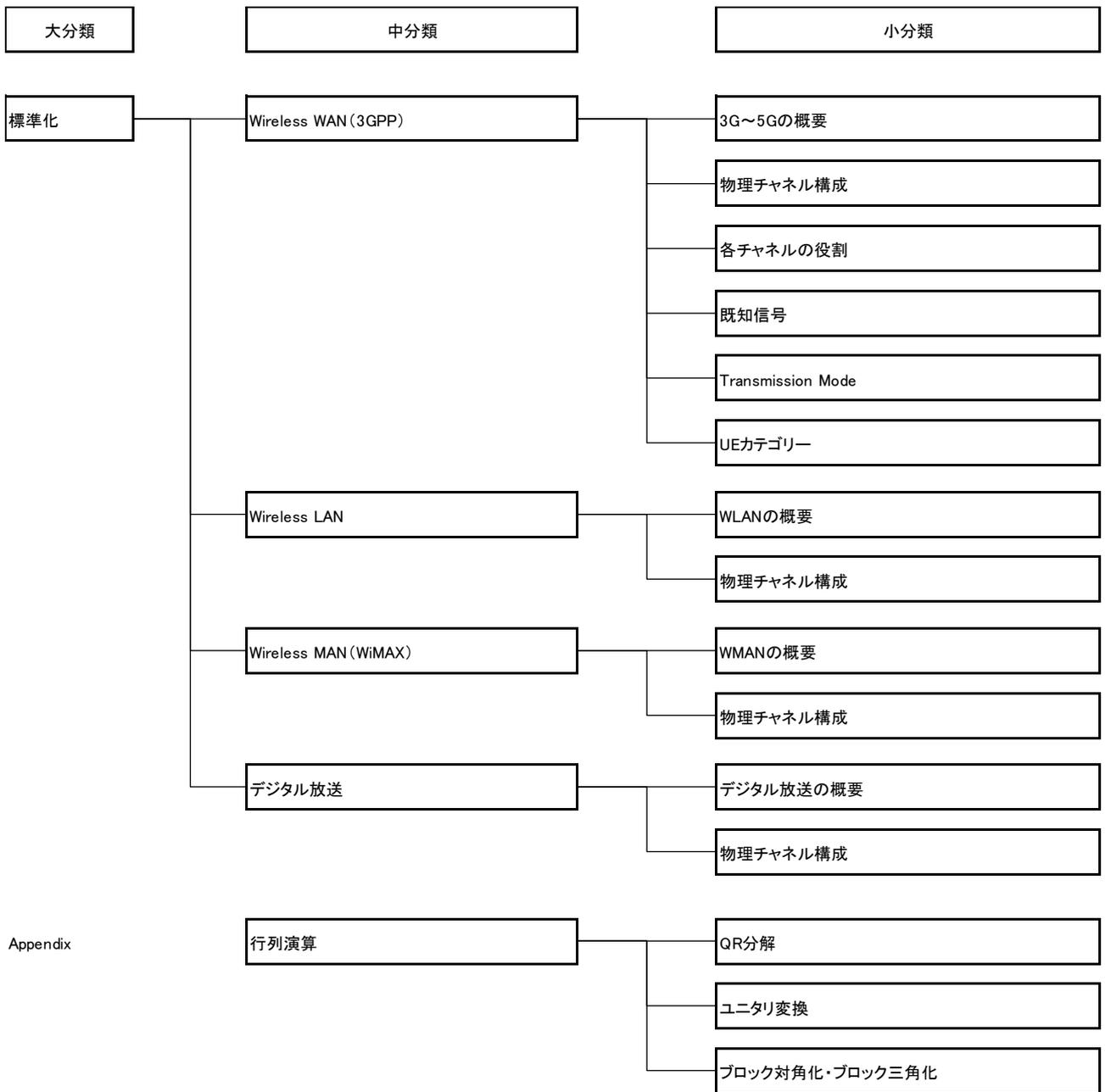
本標準技術集の作成にあたっては、特許庁からの請負により、株式会社サイバー創研が実施した「平成29年度特許出願技術動向調査 -MIMO 技術-」の中で行った検討と、特にそのために設けられた上記アドバイザーボードのアドバイスを活用した。

また、技術解説の執筆に関し、上記アドバイザーボード委員長及び委員の他に、芝浦工業大学工学部通信工学科の久保田周治教授、新潟大学工学部情報工学科の西森健太郎准教授、香川大学工学部電子・情報工学科の三木信彦准教授にも多大なるご協力を頂いた。

調査対象技術の樹形図 「MIMO(Multi Input Multi Output)関連技術」







1 構成と基礎理論

【技術分類】 1-1 構成と基礎理論／構成，概要

【 F I 】 H04B7/02 H04L1/02

【 C P C 】 H04B7/02 H04L1/02

【技術名称】 1-1-1 MIMO 技術の歴史

【技術内容】

まず，Multiple Input Multiple Output 技術(以下，MIMO 技術と呼ぶ) がどのような経緯で誕生したのかについて歴史を振り返る．MIMO とは，無線装置の送信機と受信機に複数のアンテナを接続して，無線区間の伝送速度を向上させる技術として位置づけることができる[1]-[3]．MIMO 技術のキーポイントは送信もしくは受信，あるいはそれらの両方で信号処理を行うこととなる．このように，複数のアンテナを信号処理で実現するアンテナのことをここでは信号処理アンテナと呼ぶことにし，ここでは信号処理アンテナの歴史について触れる．

信号処理アンテナの概念は 1950 年代までさかのぼる．当時は，アナログデバイスがとても高価であり，信号処理アンテナは主にレーダーや軍事目的で使用されていた．信号処理アンテナの原点は，レトロディレクティブアンテナが原点である[4]．レトロディレクティブアンテナとは電波の到来方向に指向性を向けるというシンプルな構成である．その後，補助アンテナを用いてメインアンテナのサイドローブをキャンセルするサイドローブキャンセラが提案された[4][3]．

その後，1960 年代には Widrow によりアダプティブアレーアンテナの最もポピュラーな制御である Minimum Mean Square Error (MMSE)制御の一つである Least Mean Square (LMS)法が提案された．図 1 にアダプティブアレーアンテナの概念図を示す．図 1 に示すように，アレーアンテナに入力された信号(受信信号)に対して，指向性制御装置を介して，それに対するウエイト(振幅・位相)を計算し，それを受信信号に乗算します．このウエイトを求める方法は，アダプティブアレーアンテナにおける指導原理と呼ばれる．この制御によるアレーアンテナの指向性を不要な信号(干渉信号)の方向に自動的に向けることができる．

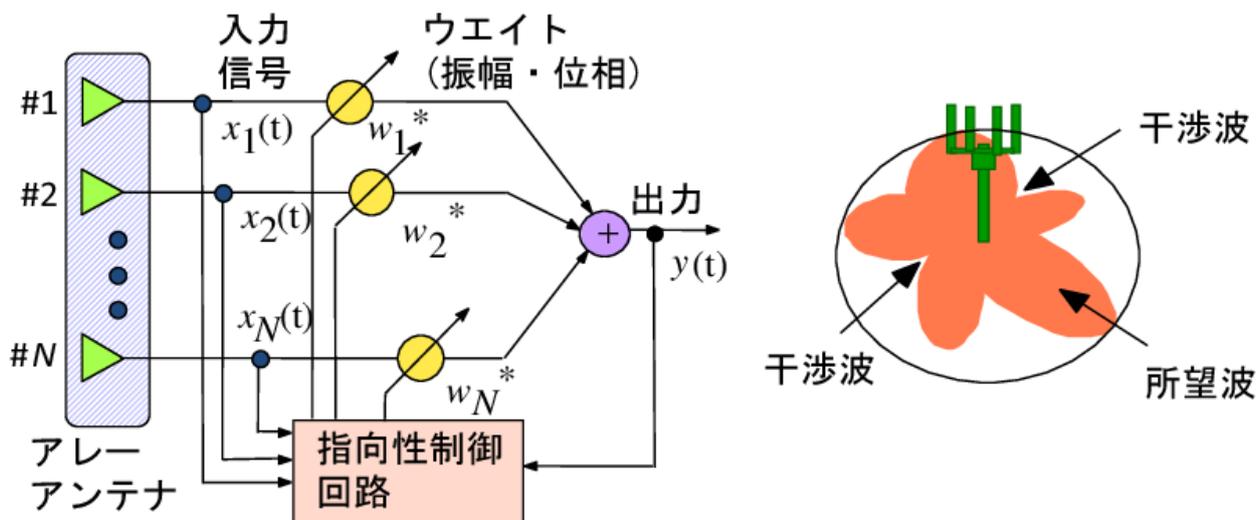


図 1 アダプティブアレーアンテナのブロック図.

1950～1980 年代には様々なアダプティブアレーアンテナにおける指導原理が提案された[3]．信号対雑音電力比 (Signal to Noise power Ratio : SNR)を最大化する規範で動作する最大 SNR 法，電波の到来方向を推定することを前提に，方向拘束をしながら出力電力を最小化する方向拘束付出力電力最小化法，受信信号のみを利用し，大電力の干渉信号にヌルを形成するパワーインバージョン法，複

数の信号が合成された場合に一定の振幅が歪むことを利用して、その歪みを最小化する Constant Modulus Algorithm (CMA)法などがこの年代に提案されている[4][3]。なお、IEEE Trans. on Antennas & Propagation で1960年, 1970年, 1980年代にそれぞれ特集号が企画されている。

アダプティブアンテナの最初の教科書である、Introduction to Adaptive Array[4]では、図2に示すようなアナログ制御を前提としてアダプティブアンテナのブロック図が記載されている。アナログ制御は、移動通信システムでは当時ではあまりにもコスト高であったため、レーダーや軍事用途等を除き、当時のアダプティブアンテナの開発の妨げになったようである。このときはデジタル信号処理における制御はとて考える余地がなかったため、アナログによる制御が検討されていた。

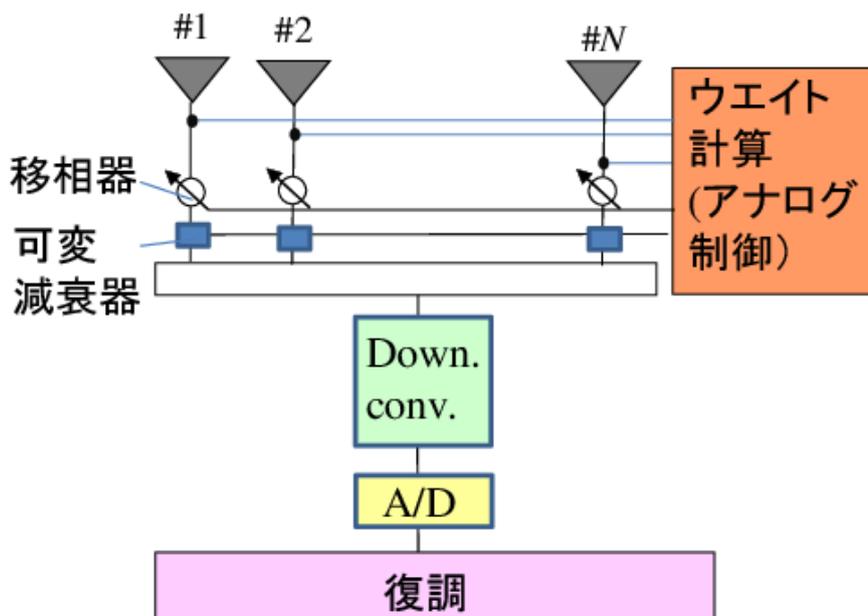


図2 アナログ制御による構成

1990年代に入ると、移動通信の研究開発が著しく加速した。商用サービスではちょうど1990年代前半にデジタル式の携帯電話が導入された。また簡易型コードレス電話として Personal Handy Phone (PHS)が導入されたのもこの年代である。また、1992年11月には、アダプティブアンテナの特集号が日本で初めて企画された。このときの編集委員長は、日本のアダプティブアンテナの第一人者である京都大学の故鷹尾和昭先生であった。その後、1995年には英語論文誌で高分解能推定法とアダプティブアンテナ関係の特集号が企画されている。このように当時は、移動通信の中にアダプティブアレーアンテナを導入しようという機運が高まりつつあった。

アダプティブアンテナの一番大きな利点としては、同一周波数における干渉信号の除去であったが、アダプティブアレーアンテナが注目されるようになったのは、デジタル信号処理技術の発展によるところが大きい。すなわち、1980年代あたりまでに考えられていた、アダプティブアンテナのウエイトを図2に示すような移相器や可変減衰器ではなく、A/D変換されたあとのI, Q信号を用いて、計算機上と同じ演算で処理する。これを Digital Beam Forming (DBF)と呼ぶ。図3にDBFの構成を示す。1990年代に入ると、CRL(現在のNICT)やATRでDBF方式を用いたアダプティブアンテナのハードウェアのテストベッドが開発された。DBFにより格段にアダプティブアンテナの柔軟性が高まるとともに、2000年代以降のMIMOにおける信号処理技術の発展へ大きく寄与することとなる。

アダプティブアレーアンテナは、DDI社(現KDDI社)のPHS用基地局に導入された。しかし、2000年に導入された第3世代移動通信(3G)でも検討が行われていたものの、こちらでは結局導入はされなかった。この理由は様々な理由が考えられるが、1)他の技術でも代用できた(適応等化器/干渉キャ

ンセラ, 適応変調など), 2)移動通信システムでは, 基本的に, 送信と受信の周波数が異なる Frequency Division Duplex (FDD)システムが採用されていた, ためであると考えられる.

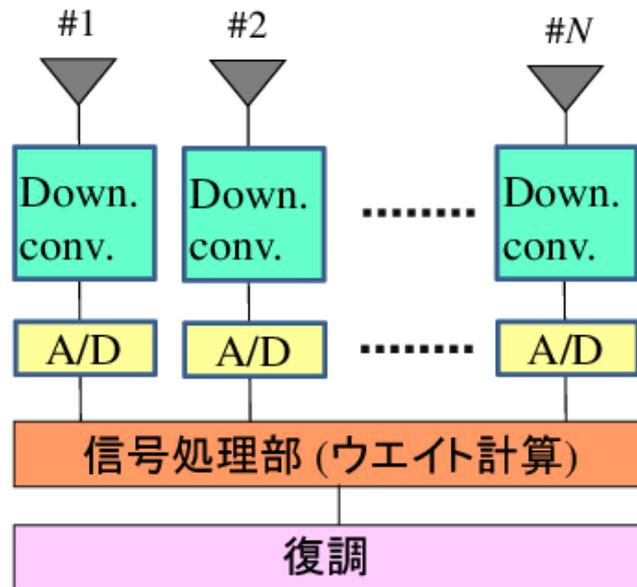


図 3 DBF 構成

1990年代のアダプティブアンテナは, 信号処理アンテナを実システムに適用する機運を高めるきっかけを与えたものの, 商用システムの導入までは至っていない. しかし, この流れは MIMO システムの登場により大きく変化することとなる. MIMO が世の中に普及した理由として, アンテナ数を単純に送受で増加させると伝送速度が倍増することが通信容量の観点から証明されたことが大きいといわれている[1].

この事実は, アダプティブアレーが単純に干渉を低減して通信品質を向上させることにフォーカスしていたのに対して, 非常に大きなインパクトを得る. なぜならば, 干渉除去を行うのはシステムがうまく運用されるためのシステム側の勝手な都合であるのに対し, 伝送速度の倍増はユーザに対する直接の恩恵となるためである.

さらに, 実際に MIMO の伝送を実現するための信号処理技術やハードウェアも著しく発展した. この時代には, 完全にデジタル信号処理でかなりの処理が実現できるようになった. MIMO の技術の研究開発が行われ始めたちょうど 2000 年直前頃が, IEEE802.11a 規格の無線 LAN で Orthogonal Frequency Division Duplex (OFDM)が導入された時期と一致する. 最近の無線のメインの通信方式と知られる OFDM では, 時間領域と周波数領域の信号を高速で変換させる Fast Fourier Transform (FFT)と呼ばれる技術が LSI の進歩とあいまって導入された.

MIMO 技術も時代が要求するニーズと見事にマッチし, アダプティブアンテナの研究が MIMO 技術へシフトした. MIMO は, 日本では 2003 年にバッファロー社が 100Mbps の伝送速度を達成する IEEE802.11n 規格の無線 LAN 用 AP を販売した. 当時は, 送信を 2, 受信を 3 素子として, 2 個のデータを同時に送信することで, 20MHz 帯域で 108 Mbps の伝送を可能とした. また, IEEE802.11n 標準の無線 LAN だけでなく, MIMO は携帯電話の Long Term Evolution (LTE)標準の規格にも導入された. LTE では, 送信 2, 受信 2 素子の 2×2 MIMO が導入されている.

その後, MIMO 技術の発展版として, 複数のユーザで MIMO を行うマルチユーザ MIMO[6]が登場し, 無線 LAN の標準規格である IEEE802.11ac や第 4 世代移動通信システム (4G, LTE-Advanced) で導入されている. IEEE802.11ac, LTE-Advanced の両方において, 基地局は最大 8 素子, ユーザ数は最大 4 までをサポートすることが標準化規格に盛り込まれている. さらに最近では, 第 5 世代移

動通信システム (5G)の中で, 基地局に百素子以上のアンテナ持つ Massive MIMO と呼ばれる技術[7]が主要技術として検討されている.

【参考資料】

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [2] I.E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," *Euro. Trans. Telecommun.*, vol.1, no.6, Nov./Dec. 1999.
- [3] 大鐘武雄, 小川恭孝, "わかりやすい MIMO システム技術," オーム社, 2009.
- [4] R.A.Monzeno and T.W.Willer, "Introduction to Adaptive Arrays, ", John, Wiley & Sons, New York, 1980.
- [5] 菊間信良, "アレーアンテナにおける適応信号処理," 科学技術出版社, 1998.
- [6] 西森健太郎, "マルチユーザ MIMO の基礎," コロナ社, 2014.
- [7] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling Up MIMO -Opportunities and challenges with very large MIMO-, " *IEEE Signal Processing Magazine*, pp.40-60, Jan. 2013.

【技術分類】 1-1 構成と基礎理論／構成, 概要

【 F I 】 H04B7/02 H04L1/02

【 C P C 】 H04B7/02 H04L1/02

【技術名称】 1-1-2 MIMO システムモデル

【技術内容】

図 1 に、もっとも基本的な通信の構成である送受信アンテナがそれぞれ 1 である、Single Input Single Output (SISO) のシステムモデルを示す。図に示すように、送信電力を P 、時刻 t における送信信号(複素数) および受信機で発生する熱雑音(複素数) をそれぞれ $s(t), n(t)$ とすると受信信号 $y(t)$ (複素数) は、

$$y(t) = \sqrt{P}hs(t) + n(t) \quad (1.1)$$

と表現できる。ここで、 h は送受の伝搬チャネルの応答(複素数) である。また h は、 $s(t), n(t), y(t)$ の変化に対して十分変化が遅いものとする。さらに $E[s(t)^2] = 1, E[n(t)^2] = \sigma^2$ ($E[\cdot]$ はアンサンブル平均)とすると、信号対雑音電力比(SNR) は、

$$\text{SNR} = \frac{P|h|^2}{\sigma^2} \quad (1.2)$$

で表現できる。

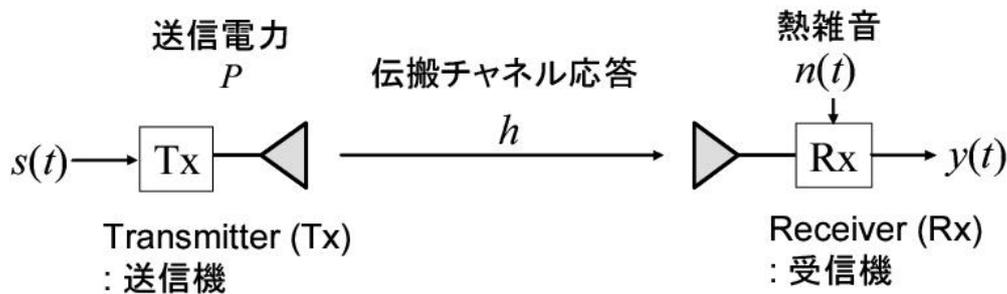


図 1 SISO のシステムモデル。

図 2 に MIMO チャネルを表現するためのシステムモデルを示す。図に示すように、送信アンテナより N_T 個の信号を送信するモデルを考える。受信アンテナ数を N_R とすると、送信信号ベクトル $s(t)$ と受信信号ベクトル $y(t)$ 、熱雑音ベクトル $n(t)$ をそれぞれ

$$s(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_{N_T}(t)]^T \quad (1.3)$$

$$y(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_{N_R}(t)]^T \quad (1.4)$$

$$n(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \cdots \ n_{N_R}(t)]^T \quad (1.5)$$

で表すことができる。ここで、SDM を行う空間多重数を送信データ数とよび、特に断りのない限り、送信データ数は、送信アンテナ数 N_T と同数とする。

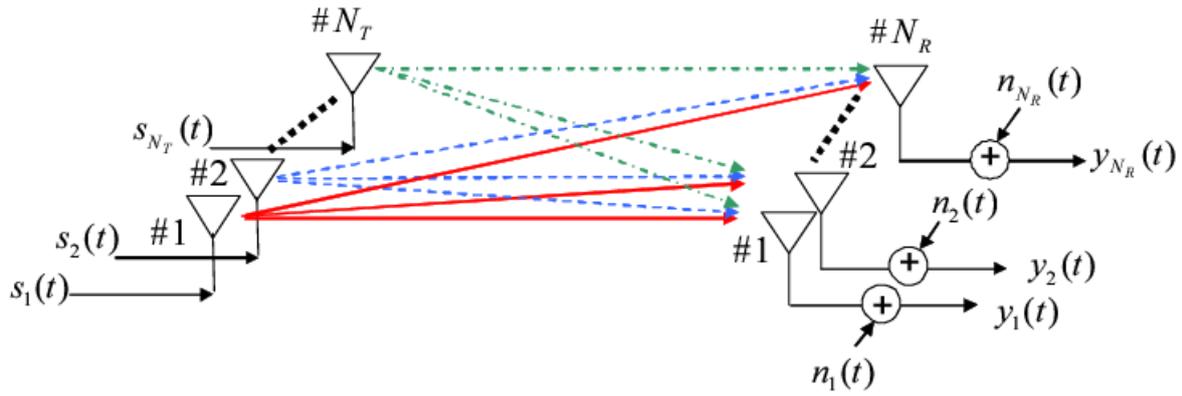


図2 MIMO のシステムモデル

以上の式を用いると、伝搬チャネル行列 H を用いて以下の式で表すことができる.

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1.6)$$

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_{N_R}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{P}s_1(t) \\ \sqrt{P}s_2(t) \\ \vdots \\ \sqrt{P}s_{N_T}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_{N_R}(t) \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

ここで、 \mathbf{P} は \sqrt{P} を対角成分の要素とする単位行列である. 送信電力 P は各送信アンテナで同一としている.

【技術分類】 1-2 基礎理論
 【 F I 】 H04B7/0456 H04B7/06,130
 【 C P C 】 H04B7/0456 H04B7/0613
 【技術名称】 1-2-1 ビームの指向性制御

【技術内容】

図 1 に 1 章における MIMO の通信方法と固有モード伝送の違いを下り回線の場合について示す。これまで述べた方法では、基地局(送信側)はアンテナ毎に異なる信号を送信している。したがって、端末局(受信側)では各受信アンテナに複数の信号が同時に到来し、先に述べた信号分離技術が必要となる。このような指向性を基地局と端末局で形成することで、1 章で述べた信号分離技術を用いずに MIMO による通信が実現でき、端末側の負荷が軽減される。反対に、固有モード伝送では基地局側の負荷が大きくなる。

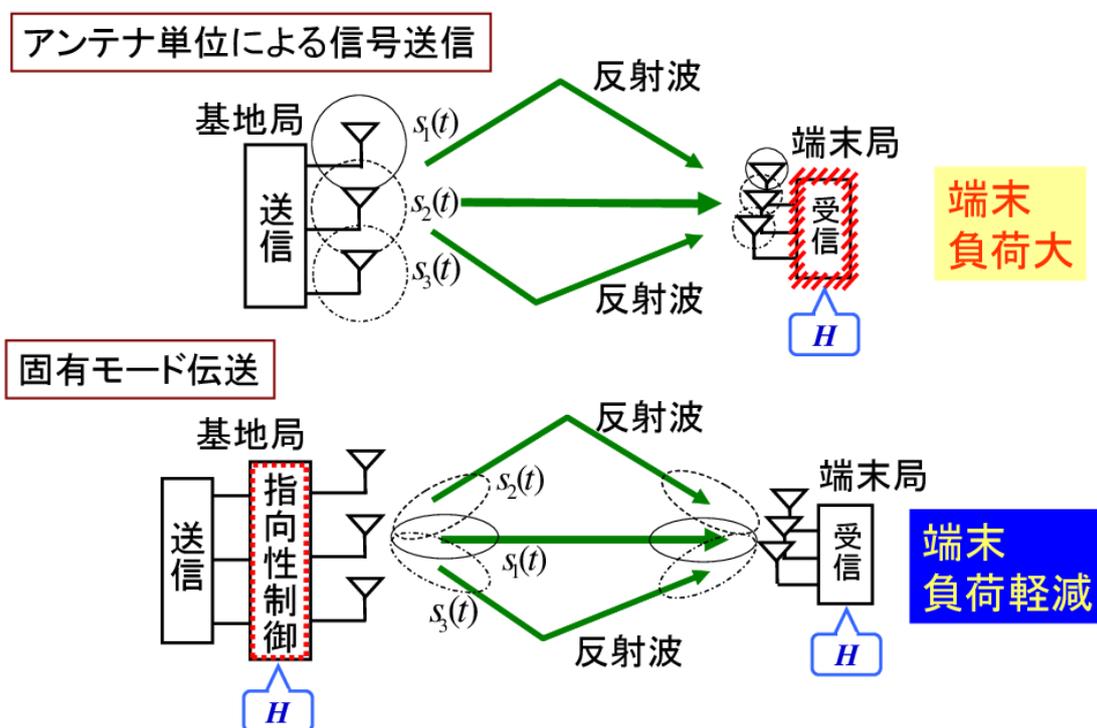


図 1 アンテナ毎に異なる信号を送信する方法と固有モード伝送との比較

一方、固有モード伝送では、図 1 に示すように、あらかじめ基地局(送信側)と端末局(受信側)がそれぞれ伝搬チャネル行列 H を推定していることが前提となる。伝搬チャネル行列 H を用いて、基地局と端末局でそれぞれ送信するデータ数と同数の指向性を形成する。ここで形成される指向性は伝搬環境に対応した指向性が形成され、各指向性は直交している。

図 2 に指向性の概念のイメージを示す。図 2 は一般的なアンテナにおける指向性の概念を示している。図 2(a)では電波が一樣な方向に放射される。これを図 1 に置き換えると、アンテナごとに信号を伝送することは電波の直接波や反射波に関係なく信号が受信側に届くことを意味する。一方、図 2(b)ではアンテナに指向性が存在するため、ある特定の方向に電波が強く放射される。

図 3 には、複数の指向性による直交の概念を示す。図 3 は図 2(b)の考え方をアレーアンテナで実現するものである。図 3 ではさらに、複数の異なる指向性を生成させている。図 3 に示すように、指向性制御とは、指向性制御回路によりウェイトを変えることで所望の方向に指向性を形成することを指

す。指向性制御のウェイトの与え方は伝搬チャネル行列 H によって決定されるが、これを具体的に行う方法は後述する。

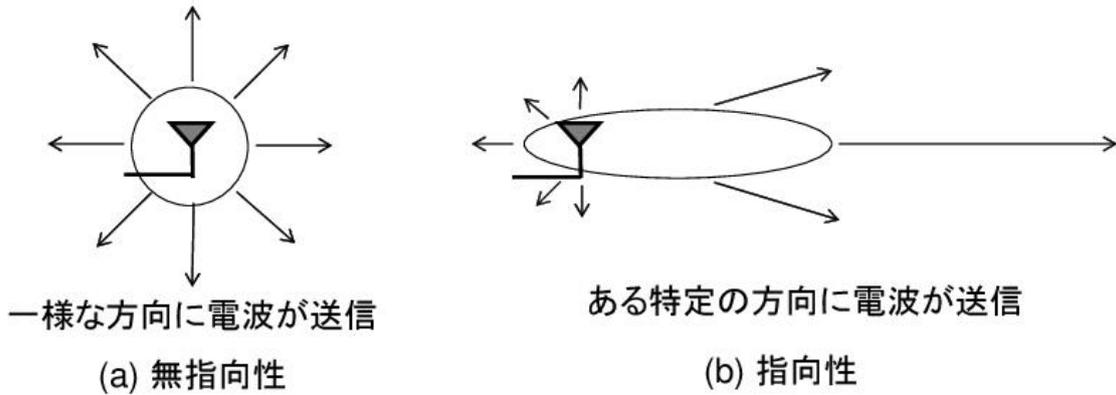


図 2 指向性の概念のイメージ

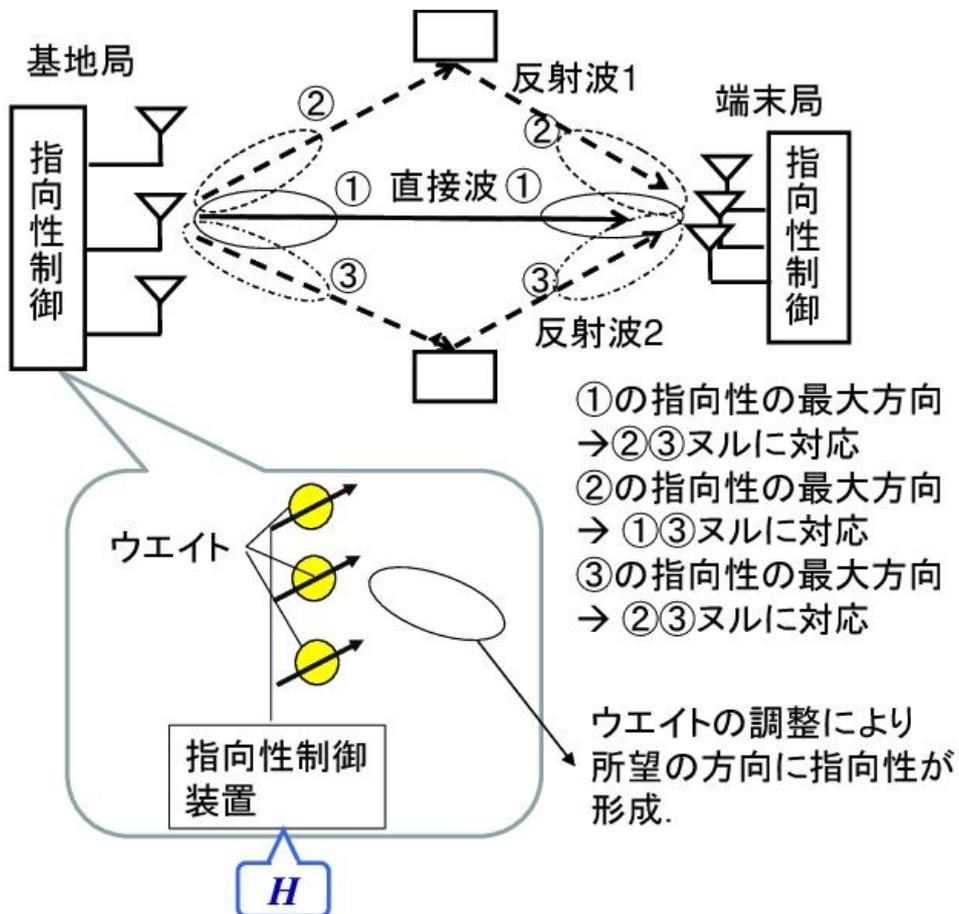


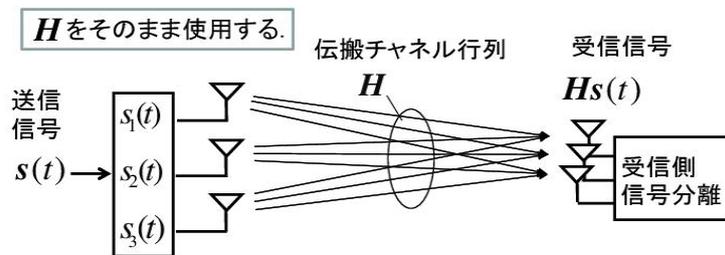
図 3 複数の指向性による直交の概念

図 3 に示す複数の指向性を図 1 で示す直接波および反射の方向に生成することを考えてみる。図 3 の指向性 1 の最大方向は、指向性 2,3 がヌルになるように設定する。この概念を直交と呼ぶ。もしくは直交する指向性を形成すると呼ぶ。このとき、指向性 1 の最大方向へ送信される電波は指向性 2,3 からの干渉を全く受けない。これは指向性 1 のみが直接波を用いて電波を送信することを意味する。同様に指向性 2,3 はそれぞれ反射波 2,3 のみに電波を送信していることになる。図中では基地局のみ

の説明の概念を示しているが、端末でも同様に指向性 1,2,3 がそれぞれ直接波、反射波 1, 2 からの信号を受信できるように指向性を形成する。こうすれば、基地局と端末の指向性制御で、直接波、反射波 1, 反射波 1 のみがそれぞれ独立して受信することができる。

図 3 で示したようなことが実際に実現できれば、受信信号の復号なしに非常に効率的に MIMO の通信が行うことができる。これは、伝搬チャネル行列 H を特異値分解すると実現できることが知られている[1]。まず、伝搬チャネル行列 H を UDV^H に分解することを特異値分解と呼ぶ。ここで、 U 、 V はそれぞれ左特異行列、右特異行列と呼ばれ、 U もしくは V の列成分どうしで内積をとるとそれらは 0 となる。さらに $U^H U = V^H V = I$ の関係がある。ここで、 I は単位行列である。また、 D は対角行列であり、その対角成分は特異値と呼ばれ、固有値のルートをとったものとなる。これは、行列変換した際の U 、 V が方向を持ったベクトルで表されるが、これらのベクトルの大きさを表すものとなる。

それでは、どうして、特異値分解を使用すると MIMO にとってなぜ都合がよいかを解説する。図 4 に、送信アンテナ=3、受信アンテナ=3、直接波、反射波 1, 2 の環境(図 3 の環境と同じ)を想定した場合に、伝搬チャネル行列 H と特異値分解 $H = UDV^H$ して得られる結果を使用する場合を比較することで、特異値分解の解釈と利点を示す。

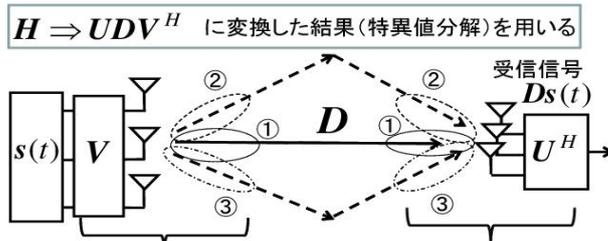


受信信号:

$$Hs(t) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ s_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}s_1(t) + h_{12}s_2(t) + h_{13}s_3(t) \\ h_{21}s_1(t) + h_{22}s_2(t) + h_{23}s_3(t) \\ h_{31}s_1(t) + h_{32}s_2(t) + h_{33}s_3(t) \end{bmatrix}$$

【解釈】

H の各要素が0でないため、送信1~3の信号が全て受信1~3に届く ⇒ 受信側信号分離が必要 (1章)



V が3個の直交指向性を得るためのウエイトに対応

U^H が3個の直交指向性を得るためのウエイトに対応

送信と受信のウエイトの乗算を考慮する.

$$\text{受信信号: } U^H H V s(t) = U^H U D V^H V s(t) = D s(t)$$

$$D s(t) = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ s_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} s_1(t) \\ \sqrt{\lambda_2} s_2(t) \\ \sqrt{\lambda_3} s_3(t) \end{bmatrix}$$

【解釈】

D の対角行列となるため、送信 k の信号が受信 k ($k=1\sim 3$) のみに届く ⇒ 受信側信号分離が不要

図 4 特異値分解を図 3 に適用する場合の解釈と利点

まず、伝搬チャネル行列 H を使用する場合の MIMO の通信方法を示す。 H をそのまま使用すると、 $Hs(t)$ が受信信号として得られる。受信信号を図 4 に示すように行列計算をすると、想定された図 3 の伝搬環境とは関係なく、送信信号の $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$ が受信側で混ざって到来することが確認できる。そのため 1 章で説明した受信側の信号分離技術が必要となる。

一方、 H を特異値分解して UDV^H に分解できることを考える。先に述べたように、特異値分解することで、 V, U の各列成分どうしの内積が 0 になる、この関係は、図 3 に示す複数の指向性で直交関係を出すためのウェイトを自動的に V, U から得ることができることを意味する。そこで、これらを送信と受信のウェイトとして利用する。そうすると、 $U^H U = V^H V = I$ の関係を利用すれば、受信信号は $Ds(t)$ となる。図 4 に示すようにこの乗算からは、送信信号の $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$ に 3 個の特異値がそれぞれ定数倍されて受信信号が得られている。すなわち、受信側信号分離技術は不要となる。また、この結果より、特異値は直接波 1, 2, 3 の大きさにそれぞれ対応していることがわかる。以上をまとめると、特異値分解を用いる解釈と利点は以下の通りである。

- (1) 右特異行列 V を 3 個の直交指向性のための送信ウェイトとして使用できる。
- (2) 左特異行列 U^H を 3 個の直交指向性のための受信ウェイトとして使用できる。
- (3) V, U^H をウェイトとするアレーアンテナの指向性を介して、直接波 1, 直接波 2, 直接波 3 に $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$ がそれぞれ伝送できる。
- (4) 特異値行列で得られる D は対角行列となる。受信信号は $Ds(t)$ となるため、受信側信号分離を用いずに送信信号が復号できる。
- (5) 直接波 1, 反射波 1, 2 の大きさが特異値の大きさに対応する。

【技術分類】 1-2 基礎理論

【 F I 】 H04B7/0456

【 C P C 】 H04B7/0456

【技術名称】 1-2-2 プリコーディングの設計指針

【技術内容】

以下、プリコーディングの設計指針として、固有モード伝送の詳細な原理について述べる。ここでは理解を深めるために、図1に2×2 MIMOにおける固有モード伝送のブロック図を示す。ここで、これ以降の説明のため、図1における送信と受信が1-2-1の図1と左右反対になっていることに注意されたい。固有モード伝送では、先に述べた特異値分解を利用している。伝搬チャネル行列 H を特異値分解すると、 H は、

$$H = UDV^H \tag{1.8}$$

$$= [u_1, u_2] \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} [v_1, v_2]^H \tag{1.9}$$

と変形できる。ここで、 U は左特異行列と呼ばれ、 HH^H の固有値分解からも得ることができる。図1に示すように、 $U^H = [u_1^H, u_2^H]^H$ は受信側のウェイト行列として用いられる。 V は右特異行列と呼ばれ、 $H^H H$ の固有値分解からも得ることができる。図1に示すように、 $V = [v_1, v_2]$ は送信側のウェイト行列として用いられる。 D は特異値行列であり、 $\sqrt{\lambda_1}$ 、 $\sqrt{\lambda_2}$ は特異値と呼ばれる。特異値の2乗値である λ_1, λ_2 はそれぞれ HH^H もしくは $H^H H$ の固有値として得ることができる。

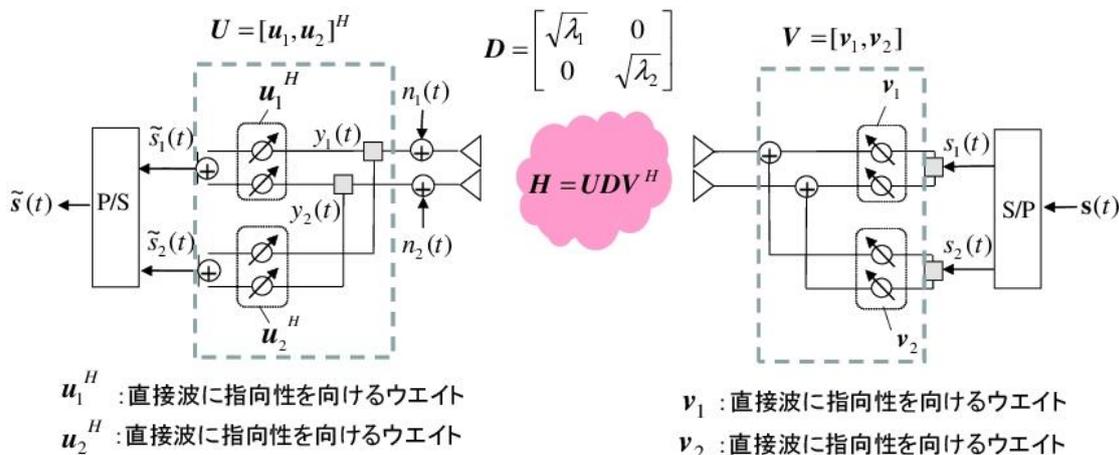


図1 2×2MIMOにおける固有モード伝送のブロック図

ここで、特異値分解の解釈を図2に示し、これを1-2-1の図3の説明を交えて解説する。図1における v_1, v_2 (送信側におけるウェイト) および u_1, u_2 (受信側におけるウェイト) は1-2-1図3における直交した指向性を形成するためのアレーアンテナのウェイトの関係にそれぞれ相当する。すなわち、2個のウェイトの内積をとった計算において、送信側では、 $v_1^H v_2 = v_2^H v_1 = 0$ が成立する。受信側では、 $u_1^H u_2 = u_2^H u_1 = 0$ が成り立つ。すなわちこれらの指向性パターンは直交する。この考えを用いると、 $V^H V = U^H U = I$ が成立する。ここで、 I は2×2の単位行列である。

以上より、送信信号を $s(t)$ とし、送信と受信のウェイトとして V, U^H を用いると、受信側で熱雑音を見れば、

$$\begin{aligned}
U^H H V s(t) &= (U^H U) D (V^H V) s(t) \\
&= I D s(t) \\
&= D s(t) \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} s_1(t) \\ \sqrt{\lambda_2} s_2(t) \end{bmatrix} \tag{1.10}
\end{aligned}$$

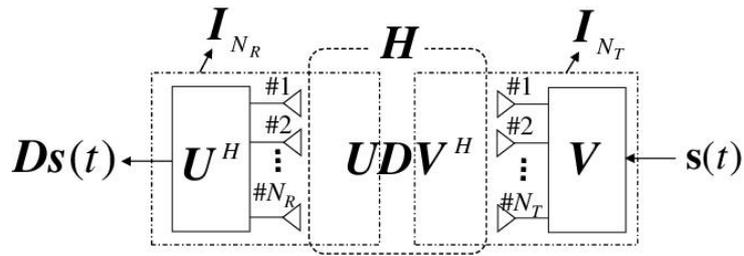
が得られる。すなわち、固有モード伝送で得られる 2 個の送信信号 $s_1(t), s_2(t)$ は、 $\sqrt{\lambda_1} s_1(t), \sqrt{\lambda_2} s_2(t)$ にそれぞれ変換されることがわかる。

2×2 MIMO における特異値分解における、実際の伝送における解釈は以下の通りである。

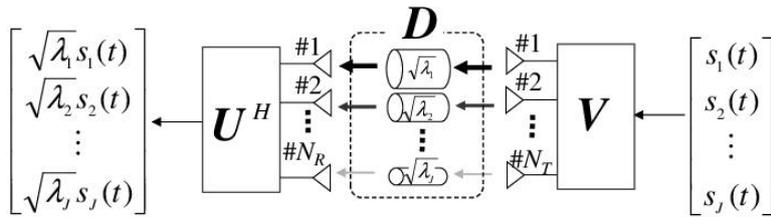
- ウェイト v_1, u_1 による指向性で直接波を送受信する。
- ウェイト v_2, u_2 による指向性で反射波を送受信する。
- 伝搬路の波の大きさは、 $\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}$ に対応する。

図 2 に、 $N_R \times N_T$ MIMO (N_T, N_R : 送信および受信のアンテナ数) に拡張した場合の固有モード伝送の解釈と等価回路を示す。図 2 では、簡単化のために熱雑音の影響は除いている。先の説明は、 $N_R \times N_T$ MIMO にそのまま拡張することが可能であり、図 2(a) に示すように、特異値分解の結果 ($H = U D V^H$) と送受信ウェイト行列 (V, U^H) により、伝搬チャネル行列 H は特異値行列 D に変換される。したがって、送信信号 $s(t)$ は受信側では $D s(t)$ として得られる。図 2(b) は図 2(a) の等価回路を示した。図 2(b) に示すように、送受信ウェイト行列 (V, U^H) により、送信信号 $s_j(t) (j = 1 \sim J)$ が特異値 $\sqrt{\lambda_j} (j = 1 \sim J)$ とそれぞれ乗算されたあと出力されることが分かる。ここで、 $J = \min(N_T, N_R)$ である。したがって、受信側で復号される信号は特異値の大きさに依存する。

図 3 に適応変調と固有モード伝送の実際の適用時のイメージを示す。固有モード伝送は特異値に相当する利得を受信側で得ることができる。すなわち、固有値の大きさに比例してチャネル容量が決定される。そこで、固有モード伝送では、図に示すような SNR に応じて変調方式を変化させる適応変調を送信データごとに採用することで、高いビットレートを得ることができる。したがって、固有モード伝送は適応変調と組み合わせて使用する必要がある。図 3 では、3 個の送信データを同時に送信することを考えているが、最も受信電力が高くなる第一固有値に相当する固有ベクトルには 64QAM を、第 2, 3 固有値に対応する固有ベクトルにはそれぞれ 16QAM, QPSK を割り当てている。



(a) 特異値分解と送受信ウエイトによる変換



(b) (a)の等価回路 ($J = \min(N_T, N_R)$)

図2 $N_R \times N_T$ MIMO における固有モード伝送の解釈と等価回路

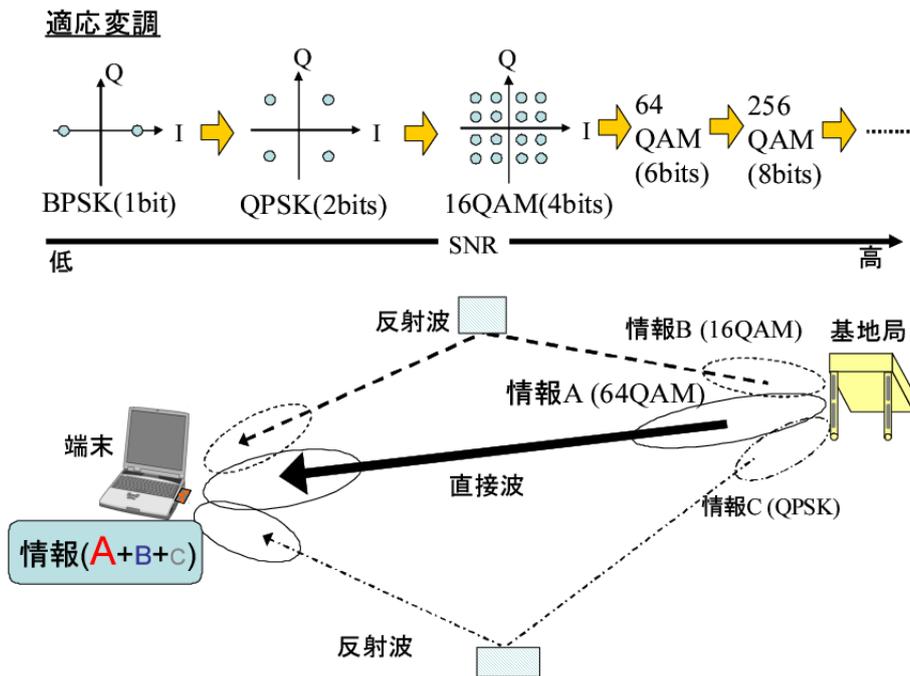


図3 適応変調と固有モード伝送の実際の適用時のイメージ図

【技術分類】 1-2 基礎理論

【 F I 】 H04B7/0413

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 1-2-3 伝搬路モデル

【技術内容】

伝搬チャネル応答 h が実際どのように表現できるかについて説明する。図 1 に示すように、移動通信環境では、複数の信号（マルチパス）が様々な方向から受信側に到来する。図 2 に端末が移動する場合の電波の到来するイメージ図を示している。これは、到来する信号の振幅と位相を用いて、複素平面上に表現することができる。ある受信点において、 L 波の信号（これらをそれぞれ素波と呼ぶ）が到来し、到来する信号の振幅と位相を $r_i, \theta_i (i = 1 \sim L)$ とする。ここで、最初に受信側に到来する信号に対して他の信号の遅延時間がシンボル長に対して十分に小さいと仮定する。端末の移動を考慮しない場合の伝搬チャネル応答を h とすると、

$$h = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=1}^L r_i \exp(j\theta_i) \quad (1.11)$$

となる。ここで、式(1.1)を考える場合、本来は送受信間の距離に対応する伝搬損失の影響を考慮すべきであるが、簡単化のためにこの値を 1 としている。

次に、端末の移動を考える。移動距離を Δd 、 i 番目の信号に対する到来方向を ϕ_i とすると、図 2 に示すように、端末移動に対する等価的な移動距離は $\Delta d \cos \phi_i$ に相当する。端末の移動を考慮した場合の伝搬チャネル応答 h' は、

$$h' = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=1}^L r_i \exp(j\theta_i) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta d \cos \phi_i\right) \quad (1.12)$$

で与えることができる。ここで、 λ_0 は自由空間における波長を表し、 $\lambda_0 = c/f_c$ (c : 光速、 f_c : キャリア周波数) となる。また、 $2\pi/\lambda_0$ は波数と呼ばれる。これは 1 波長で位相が 360° 回転することを意味している。

ここで、 h' が実際にどのような振る舞いをするのかを明らかにする。図 3 に、素波の数 L を変化させた場合において、端末を移動させた場合の信号電力 $|h'|^2$ の変化を示す。ここで、式(1.1)に対応する信号電力 P は 1 としている。図 2 の計算では、 $r_i = 1$ とし、 θ_i, ϕ_i は移動距離が 0 m のときに $0 \sim 2\pi$ の範囲で一様乱数を与えた。周波数 f_c は 2 GHz としている。図から明らかのように、端末の場所により受信電力が大きく変化することがわかる。また、 L の値を増やしていくと、受信電力の増加/減少する振る舞いが移動距離に対してより複雑となる。



図1 移動通信におけるマルチパス環境

出典：西森健太郎，「マルチユーザ MIMO の基礎」，コロナ社，2014，図2・2，p.10

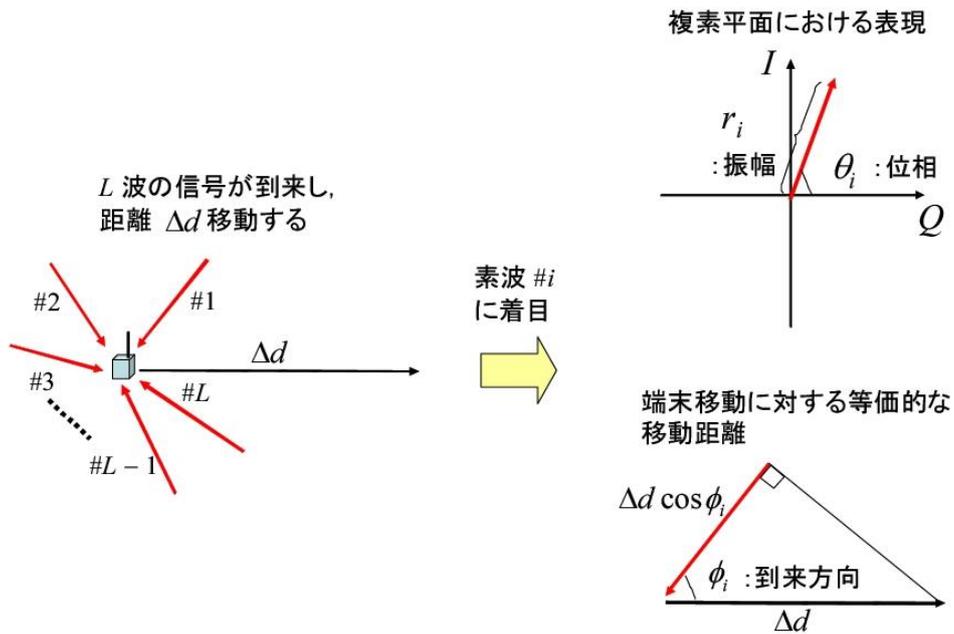


図2 マルチパス環境と複素平面上での信号表記

ここで，伝搬チャネル応答の電力値 $|h|^2$ の統計的な振る舞いについて述べる．ここでは，結論だけ述べると，伝搬チャネル応答の確率密度関数は，振幅 $r = |h|$ に対してはレイリー分布に，位相 θ は一様分布に従うことが知られており，それらの確率密度関数 $p(r), p(\theta)$ は，

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_s} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_s^2}\right) \tag{1.13}$$

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \tag{1.14}$$

でそれぞれ与えることができる. ここで, σ_s^2 は h の実部および虚部それぞれの分散に相当する. $p(r), p(\theta)$ を図示した結果を図 4 に示す.

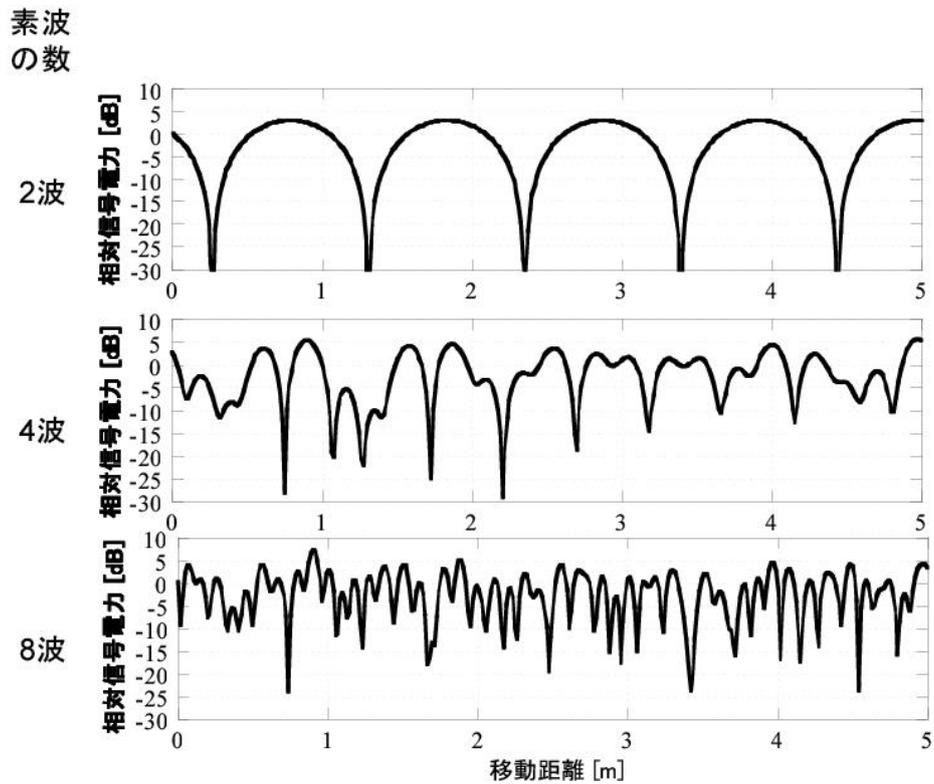


図 3 端末の移動による受信電力の変動例 (周波数 $f_c = 2$ GHz)

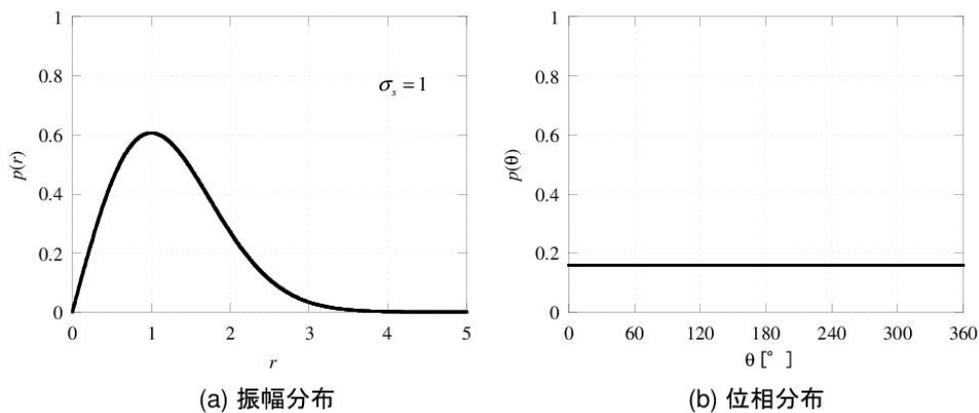


図 4 マルチパス波の振幅と位相の確率密度分布(レイリーフェージング)

図 5 に電力の累積確率分布(Cumulative Distribution Function: CDF) をレイリー分布と素波数 L を変化させた場合のマルチパス波の合成波との比較を示した. ここで CDF とは, 縦軸が受信電力 (横軸) 以下になる確率を示している. 図より, 素波数 $L = 1$ の場合は信号を合成しないため変動しない. 素波数 $L = 2$ の場合は, 2 波の信号の位相関係より, 完全に打ち消しあう場合が存在し, レイリー分

布とは乖離している．素波数を増加させることでレイリー分布に近づくことが確認でき，8波ではほぼレイリー分布の理論値と一致した特性が得られることが確認できる．

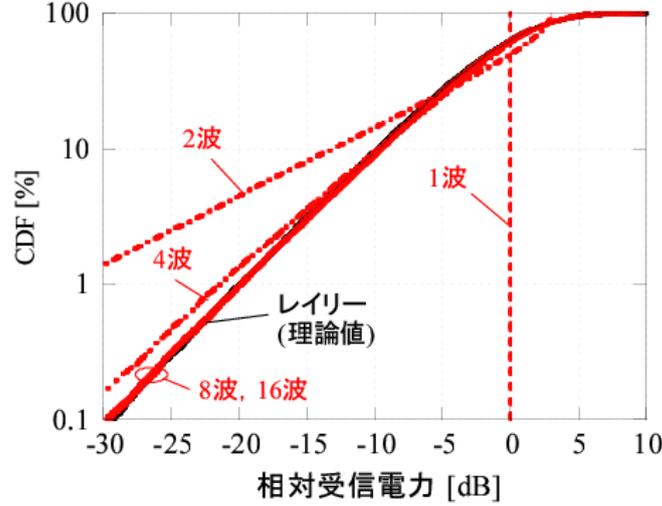


図5 マルチパス波の電力の累積確率分布(レイリーフェージング)

図2のマルチパス環境は，送信側と受信側の見通しが確保できない見通し外環境を想定していた．図6(b)に，送信側と受信側の間で見通しが確保できる場合の電波の到来するイメージ図を示す．この場合の受信電力の変動は仲上ーライスフェージングと呼ばれる．仲上ーライスフェージングにおける伝搬チャネル h_{Rice} は，

$$h_{\text{Rice}} = h_{\text{LOS}} + h_{\text{NLOS}} \quad (1.15)$$

$$= r_0 \exp(j\theta_0) + \frac{1}{\sqrt{L-1}} \sum_{i=1}^{L-1} r_i \exp(j\theta_i) \quad (1.16)$$

で与えられる．ここで， h_{LOS} は見通しが確保できている直接波に対応する伝搬チャネルである．また， h_{NLOS} はレイリーフェージングで与えることができる．仲上ーライスフェージングを考える場合，直接波とそれ以外の信号との電力比 K ，すなわち，

$$K = E \left[\frac{|h_{\text{LOS}}|^2}{|h_{\text{NLOS}}|^2} \right] \quad (1.17)$$

がキーパラメータとなる．ここで， $E[\cdot]$ は期待値であり， K はライスファクタと呼ばれる．また，

$$|h_{\text{LOS}}|^2 + |h_{\text{NLOS}}|^2 = 1 \quad (1.18)$$

と正規化して考えると，仲上ーライスフェージングにおける伝搬チャネル応答 h_{Rice} は，ライスファクタ K と，式(1.11)におけるレイリーフェージングにおける伝搬チャネル行列 h を用いて，

$$h_{\text{Rice}} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \cdot \exp(j\theta_0) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \cdot h \quad (1.19)$$

で表すことができる．ここで、 θ_0 は直接波に対応する位相である．式(1.19) より、 $K = 0$ とすると、第 2 項のみが残る．すなわちレイリーフェージングとなる． $K = \infty$ とすると第 2 項は 0 となり、直接波成分だけが残ることがわかる．

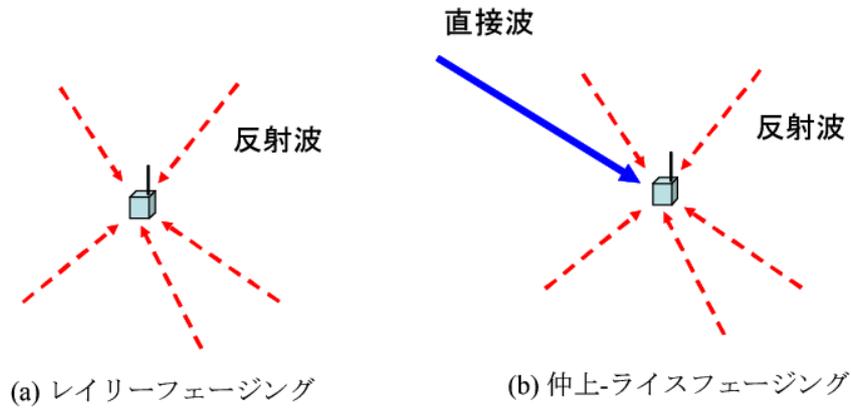


図 6 仲上-ライスフェージングにおける到来信号のイメージ

仲上-ライスフェージングにおける電力の CDF を図 7 に示す．図において、 $K = 0$ となる場合はレイリーフェージングに相当する．よって、仲上-ライスフェージングを考えれば、レイリーフェージングも考慮することができる．図から明らかなように、ライスファクタ K を大きくすればするほど、受信電力が低下する確率が低くなることが確認できる．極端な例としては、 $K = 40\text{dB}$ とすると、図 5 に示した素波数 L が 1 の場合とほぼ同じ分布を持つことがわかる．

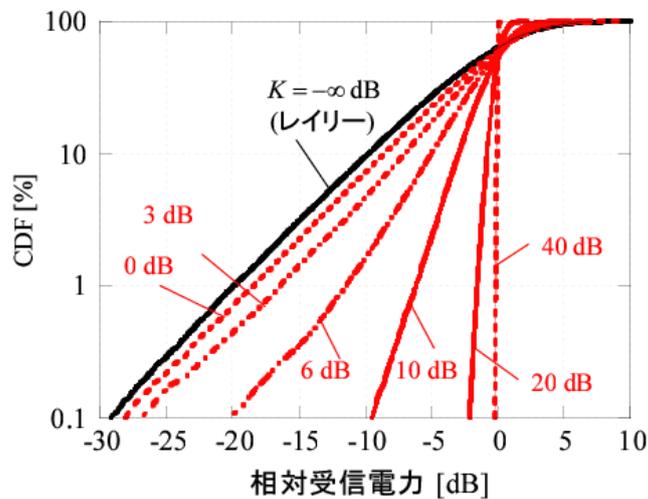


図 7 マルチパス波の電力の累積確率分布 (仲上-ライスフェージング)

次に、MIMO を用いた場合の伝搬モデルについて説明する．まず、簡単化のために、受信側のみアンテナが存在する場合を考える．図 8 にセルラシステムなどで用いられている散乱リングモデルを示す．図 8 において、以下の仮定を行う．

- 端末からの電波は周辺の建物に反射する (一様な方向に信号が送信される)
- 基地局には数度程度の角度範囲で信号が到来する (角度広がり = 数度)

基地局の角度広がり、散乱リングの半径と基地局と端末間の距離で決定される。

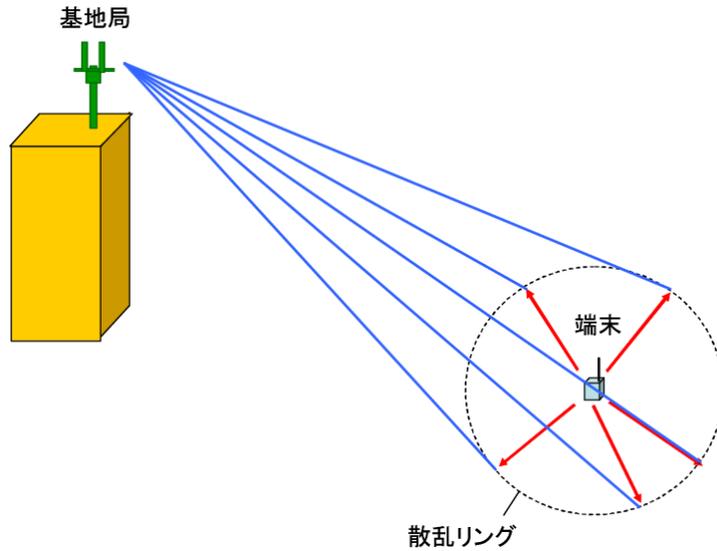


図 8 散乱リングモデル

次にアレーアンテナのモデルを説明するための図面を図 9 に示す。ここでは、受信アレーアンテナを考えている。素子間隔 d が送受信間距離よりも無視できる長さであるとする、アンテナ 1, 2 に到来する信号は平面波とみなすことができる。平面波を考えるとき、図に示すように、アンテナ 1, 2 に到来する信号の受信電力は同じで、経路差が $d \sin \phi$ となる。したがって、アンテナ 1 に到来する伝搬チャネルの応答を h_1 とすると、アンテナ 2 に到来する伝搬チャネルの応答 h_2 は、

$$h_2 = h_1 \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin \phi\right) \quad (1.20)$$

で与えることができる。ここで、図 8 に示す素波がそれぞれ式(1.20) に示す関係を用いて到来することを考える。この場合、 θ_i は基準地点における i 番目の素波の位相を表し、 ϕ_i は基地局から見た i 番目の素波の到来方向とする。等間隔直線アレーを考える場合、 $n(1 \sim N_R)$ 番目の受信アンテナに到来する伝搬チャネルの応答 h_n は、

$$h_n = h_1 \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d(n-1) \sin \phi_i\right) \quad (1.21)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=1}^L r_i \exp(\theta_i) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d(n-1) \sin \phi_i\right) \quad (1.22)$$

で与えることができる。

最後に、端末側にもアレーアンテナを想定する。この場合、 i 番目の素波に対する端末側からの出発角度、基地局側の到来角度をそれぞれ $\phi_{DoA,i}, \phi_{AoA,i}$ とする。また、端末、基地局ともに直線アレーとし、素子間隔をそれぞれ d_{DoA}, d_{AoA} とする。この場合、 $m(1 \sim N_T)$ 番目の送信アンテナ、 $n(1 \sim N_R)$ 番目の受信アンテナにおける伝搬チャネル応答は以下の式で与えることができる。

$$h_{nm} = \frac{1}{\sqrt{L}} \left[\sum_{i=1}^L r_i \exp(\theta_i) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_{AoA}(m-1) \sin \phi_{AoA,i}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_{DoA}(n-1) \sin \phi_{DoA,i}\right) \right] \quad (1.23)$$

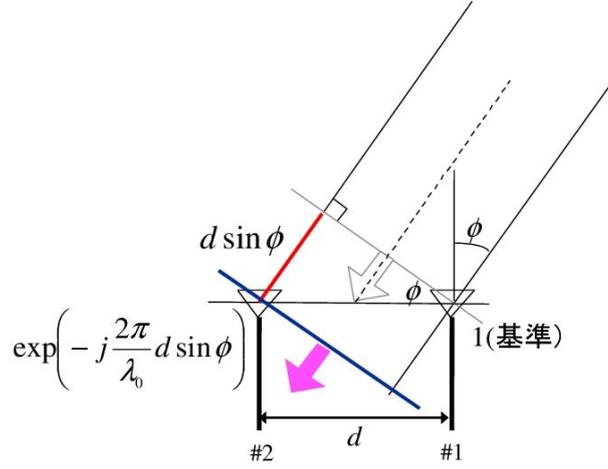


図9 アレーアンテナのモデル

MIMO で仲上-ライスフェージングを考える場合は，SISO におけるモデルを拡張することで実現できる．直接波成分およびレイリーフェージングにおける伝搬チャネル行列をそれぞれ H_{LoS} , H_{NLoS} とすると，仲上-ライスフェージングにおける伝搬チャネル行列 H_{Rice} は，

$$H_{Rice} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_{LoS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{NLoS} \quad (1.24)$$

で与えることができる．ここで， H_{NLoS} は，式(1.23) を要素とする行列で表現できる．一方， H_{NLoS} の各要素が独立なレイリーフェージングとなる伝搬路 (independent and identically-distributed : i.i.d. レイリーフェージング) を仮定する． H_{LoS} の各要素を $h_{LoS,nm}$ とすると， $h_{LoS,nm}$ は

$$h_{LoS,nm} = r_0 \exp(\theta_0) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_{AoA} (m-1) \sin \phi_{AoA,0}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_{DoA} (n-1) \sin \phi_{DoA,0}\right) \quad (1.25)$$

で与えることができる．ここで， $\phi_{DoA,0}$, $\phi_{AoA,0}$ は，それぞれ直接波に対応する端末側からの出発角度，基地局側の到来角度である．

ここまでの MIMO を構成するアンテナとして，送受信側共にアレーアンテナを想定していたが，複数のポートを持ち，異なるフェージングが得られるアンテナであれば MIMO による通信を実現することができる．例えば，これは送受信側両方もしくはどちらか一方で直交偏波アンテナを用いることで実現できる．アンテナ設置スペースが許容できるのであれば，素子間隔を広げた空間ダイバーシティアンテナを構成してもよい．

【技術分類】 1-2 基礎理論

【 F I 】 H04B7/0413

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 1-2-4 MIMO の容量限界

【技術内容】

SISO, SIMO, MISO, MIMO のチャンネル容量をとりあげ、これらのチャンネル容量特性を比較する。送受に複数のアンテナを有する MIMO 構成により、チャンネル容量が他の構成に比べ著しく増大することを明らかにする。図 1 に SISO, SIMO, MISO, MIMO の構成図を比較する。図に示すように、SISO では送信、受信アンテナとも 1 素子であるが、SIMO, MISO 構成となると、受信、送信アンテナ数がそれぞれ複数となる。MIMO 構成では 1-1 に示したように、送受ともアンテナ素子が複数となる。

以下、SISO, SIMO, MISO, MIMO の順にチャンネル容量特性を示す。ここで、以下の図中で SNR とは 1 素子あたりの SNR を表し、送信アンテナが複数の場合、送信電力は各アンテナで同一とし、かつ総送信電力は一定となるようにしている。また、チャンネル容量はレイリーフェージングを想定した場合の平均チャンネル容量を表している。

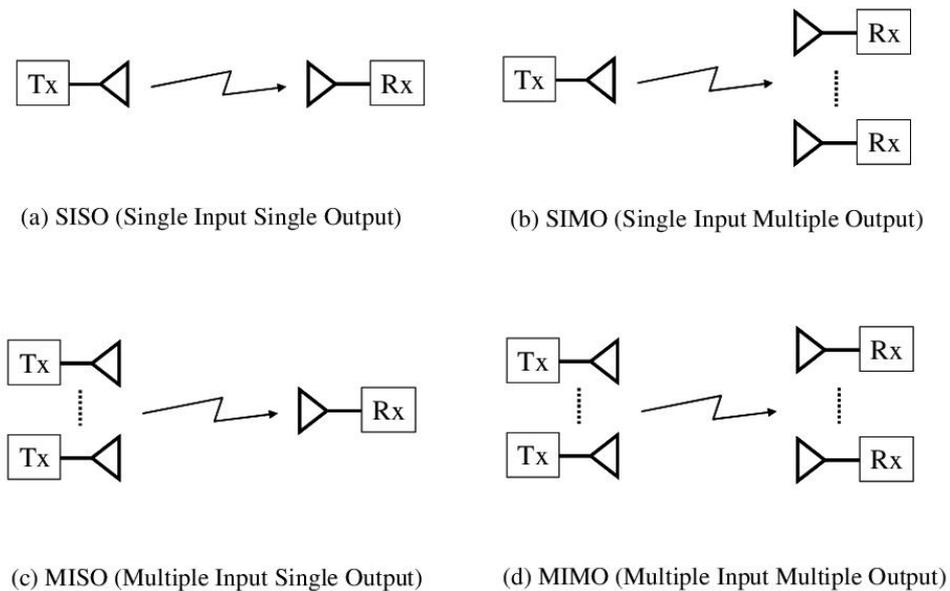


図 1 SISO, SIMO, MISO, MIMO 構成の比較

最初に、SISO におけるチャンネル容量特性を示す。SISO チャンネル容量を C_{SISO} とすると、 C_{SISO} は以下の式で与えることができる。

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \gamma) \tag{1.26}$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P|h|^2}{\sigma^2} \right) [\text{bits/s/Hz}] \tag{1.27}$$

ここで、 γ は受信 SNR である。 P , σ^2 はそれぞれ送信電力、雑音電力である。なお、チャンネル容量の単位は、bits/s/Hz となる。これは、単位周波数あたりのビットレートに相当する。

図 2 に SISO による SNR とチャンネル容量の関係を示す. 図中の Average とはチャンネル容量を平均化した結果であることを意味している. 具体的には, 10000 回異なる伝搬チャンネルを生成しチャンネル容量を求め, それらの平均値を算出している. 以下の計算でも同じ手法でチャンネル容量を求めている. ここで, γ が十分 1 に対して大きいとすると, 式(1.27) は $\log_2(\gamma)$ と近似できる. 図 2 に示すように, SISO による通信では電力を 2 倍しても, 1 bit/s/Hz しかチャンネル容量を大きくすることができない. すなわち, 送信電力を増加させても劇的な伝送速度の向上にはつながらないことがわかる.

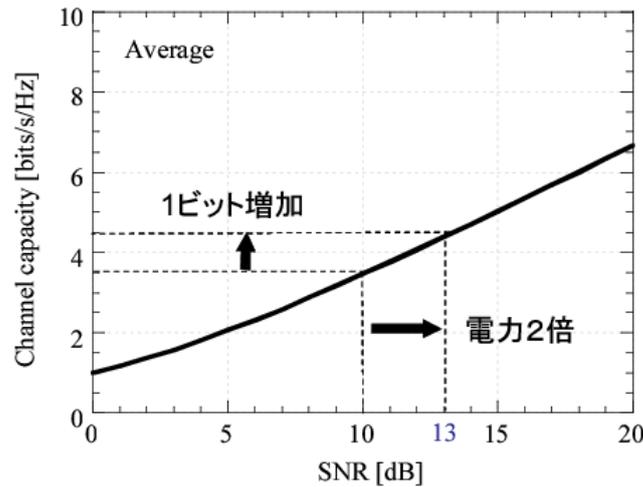


図 2 SISO によるチャンネル容量特性

次に, SIMO におけるチャンネル容量特性を示す. SIMO チャンネルチャンネル容量を C_{SIMO} とすると, C_{SIMO} は以下の式で与えることができる.

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^{N_R} \gamma_i \right) \quad (1.28)$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2 \right) \quad (1.29)$$

ここで, γ_i は i 番目の受信アンテナにおける受信 SNR である. また, h_{i1} は i 番目の受信アンテナにおける伝搬チャンネル応答となる. なお, SIMO では送信アンテナ数が 1 となるため, 送信アンテナの下添字を 1 としている.

ここで, 式(1.27) と式(1.29) を見比べみると. 式(1.27) は SISO であるため, 伝搬チャンネル応答の電力が 1 個のみである. しかし, 式(1.29) では, 受信アンテナが複数存在するため, 伝搬チャンネル応答の電力が複数個の和で表される. 図 3 に, 式(1.27) と式(1.29) の解釈のイメージを示す. ここでは, 簡単のため, 受信アンテナの数 N_R は 2 としている. 図 3 に示すように式(1.27) から得られるチャンネル応答電力 ($|h_{11}|^2$) は, フェージングの影響により大きく落ち込む場合がある. 一方, 式(1.29) から得られるチャンネル応答電力 ($|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2$) は, 2 個の伝搬チャンネル応答の電力を加算することでその影響を大きく低減できる. この効果を実現する技術はダイバーシチと呼ばれ, 移動通信では非常に重要な技術となっている.

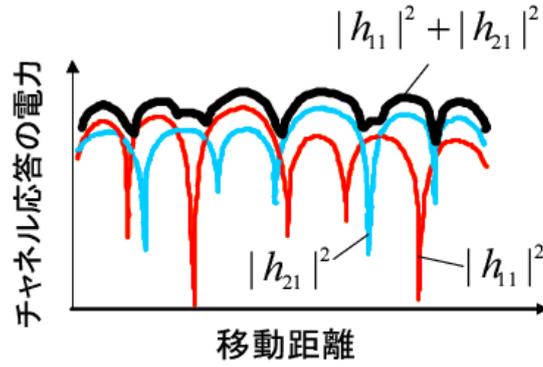


図3 式(1.27) と式(1.29) の解釈のイメージ

図4 に SIMO による SNR とチャンネル容量の関係を示す. 図には, $(N_T, N_R) = (1, 2), (1, 4)$ の場合の特性を示している. 比較のため, 図1 の SISO によるチャンネル容量を再掲している. 図から明らかのように, $(N_T, N_R) = (1, 2)$ の SIMO 構成とすることで, 受信ダイバーシチ効果により SISO よりも高いチャンネル容量が得られる. また, アンテナ素子を2 から4 に増やすとさらに特性が向上する.

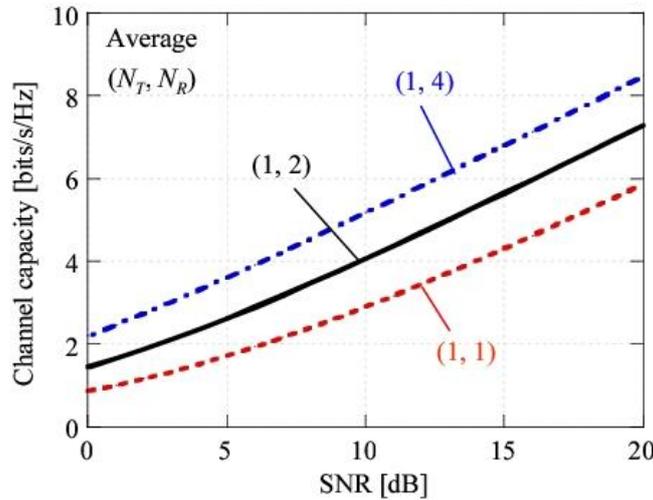


図4 SIMO によるチャンネル容量特性

次に, MISO におけるチャンネル容量特性を示す. MISO チャンネル容量を C_{MISO} とすると, C_{MISO} は以下の式で与えることができる.

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{N_T} \sum_{j=1}^{N_T} \gamma_j \right) \quad (1.30)$$

$$= \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T \sigma^2} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{1j}|^2 \right) \quad (1.31)$$

ここで, h_{1j} は j 番目の送信アンテナにおける伝搬チャンネル応答となる. なお, MISO では受信アンテナ数が1 となるため, 受信アンテナの下添字を1 としている. MISO のチャンネル容量は SIMO のそれと式はほぼ同じであるが, ここでは総送信電力を一定という仮定を考えているため, N_T で SNR を割り算している点が SIMO のチャンネル容量と異なる.

図 5 に MISO による SNR とチャンネル容量の関係を示す. 図には, $(N_T, N_R) = (2, 1), (4, 1)$ の場合の特性を示している. 比較のため, 図 1 の SISO 伝送によるチャンネル容量を再掲している. 図より, MISO 構成とすると, SISO 構成に対し送信アンテナのアンテナ数を増やしてもチャンネル容量は大きく改善しないことがわかる. これは, 総送信電力一定という仮定を考えていることに起因する. もし, 式(1.31)において, N_T の項を外せば, SIMO と MISO の特性は同じとなる. この場合は総送信電力一定ではなく, MIMO の場合の送信アンテナごと接続される電力増幅器が, SISO もしくは SIMO の場合と全て同じものを使用した場合の特性に相当する.

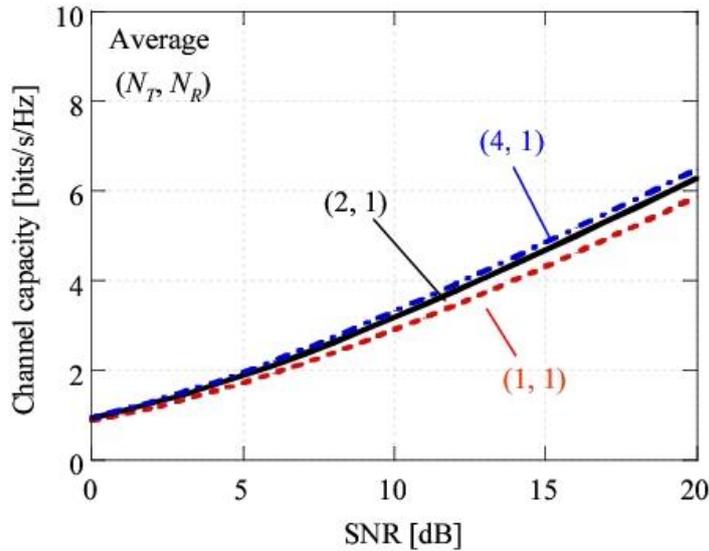


図 5 MISO によるチャンネル容量特性

最後に MIMO のチャンネル容量について説明する. MIMO チャンネル容量を C_{MIMO} とすると, C_{MIMO} は以下の式で与えることができる.

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \det \left(I_{N_R} + \frac{P}{N_T \sigma^2} H H^H \right) \quad (1.32)$$

$$= \sum_k^J \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T \sigma^2} \lambda_k \right) \quad (1.33)$$

式(1.32)において, I_{N_R} は $N_R \times N_R$ の単位行列である. $J = \min(N_T, N_R)$ である. ここで, $\min(a, b)$ は a, b のうちの最小の値を示す. $\lambda_k (k = 1 \sim J)$ はチャンネル行列の相関行列 $G = H H^H$ の固有値である.

図 6, 7 に MIMO によるチャンネル容量を示す. まず, 図 6 には, 送受信アンテナ数をそれぞれ増加させた場合のチャンネル容量を示す. 図 6 より, SNR によらず, 送受信アンテナ数に比例してチャンネル容量が増大していることがわかる. 理論上は SNR が高ければ, SISO に対し送受信アンテナ数倍のチャンネル容量が得られる.

図 7 は, 送信と受信アンテナ数を変化させた場合の SNR に対するチャンネル容量を示している. 図より, 送受のアンテナ数を増加させるとチャンネル容量が高くなることが確認できるが, 送信側の素子だけを増加させてもチャンネル容量は大きく改善しないことがわかる. このように, MIMO では大きなチャンネル容量改善を期待するためには, 送受のアンテナ数を増加させる必要があることがわかる. 一方, この考え方を利用して, 基地局に多くのアンテナが配置でき, 端末局には多くのアンテナが配

置できない場合を考える。このとき、複数のユーザと基地局で MIMO チャンネルを形成することで、システム全体で高いチャンネル容量を得ることができる。これがマルチユーザ MIMO (MU-MIMO) の考え方であるが、詳細は 2-3-1 で解説する。

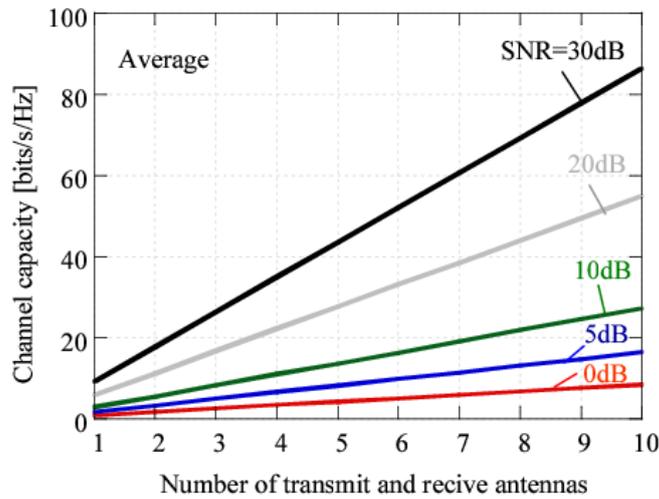


図 6 送受信アンテナ数に対するチャンネル容量特性(MIMO)

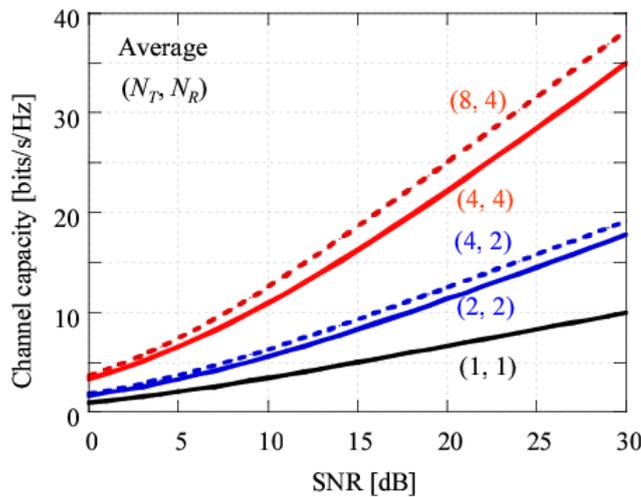


図 7 SNR に対するチャンネル容量特性(MIMO)

式(1.32), (1.33) において, MIMO の最小単位である 2×2 MIMO チャンネルを用いて, MIMO のチャンネル容量のメカニズムについてイメージするために $N_T = N_R = 2$ とした場合のチャンネル容量を $C_{2 \times 2}$ とすると, 式(1.33) は以下のように変形することができる。

$$\begin{aligned}
 C_{2 \times 2} &= \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} \lambda_1 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} \lambda_2 \right) \\
 &= \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} (\lambda_1 + \lambda_2) + \left(\frac{P}{2\sigma^2} \right)^2 \lambda_1 \lambda_2 \right) \quad (1.34)
 \end{aligned}$$

次に, 式(1.32) を 2×2 MIMO の場合について変形する。まず, チャンネル行列の相関行列 G を以下のように置く。

$$G = HH^H$$

$$= \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 & h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^* \\ h_{11}^*h_{21} + h_{12}^*h_{22} & |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ B^* & D \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

式(1.36) の $A \sim D$ を式(1.32) に代入し, 式(1.32) において $\det(\cdot)$ の計算を行うと,

$$C_{2 \times 2} = \log_2 \left(1 + \frac{P}{2\sigma^2} (A + D) + \left(\frac{P}{2\sigma^2} \right)^2 (AD - BC) \right) \quad (1.37)$$

が得られる. したがって, 式(1.34) と式(1.37) より,

$$\begin{aligned} \lambda_1 + \lambda_2 &= A + D \\ &= |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \end{aligned} \quad (1.38)$$

$$\begin{aligned} \lambda_1 \lambda_2 &= AD - BC = AD - |B|^2 \\ &= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) \\ &\quad - |h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^*|^2 \end{aligned} \quad (1.39)$$

が成り立つ. これは, 固有値 λ_1, λ_2 が

$$(\lambda_1, \lambda_2) = \frac{A + D \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4(AD - BC)}}{2} \quad (1.40)$$

で与えることができることから証明できる. 式(1.38) において, A, D はそれぞれ受信アンテナ 1, 2 に対する伝搬利得に相当する. よって $\lambda_1 + \lambda_2$ は受信アンテナ 1, 2 のチャンネル応答電力の和に相当する. また, 空間相関 ρ は以下の式で与えることができる.

$$\rho = \frac{h_{11}h_{21}^* + h_{12}h_{22}^*}{\sqrt{|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2} \sqrt{|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2}} \quad (1.41)$$

$$= \frac{B}{\sqrt{A}\sqrt{D}} = \frac{C^*}{\sqrt{A}\sqrt{D}} \quad (1.42)$$

よって, 式(1.42) を式(1.39) に代入すると, 式(1.39) は以下のように変形できる.

$$\lambda_1 \lambda_2 = AD(1 - |B|^2/AD) = AD(1 - |\rho|^2) \quad (1.43)$$

$$= (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)(1 - |\rho|^2) \quad (1.44)$$

最後に、導出した式を用いて MIMO のチャンネル容量の解釈を行う。まず式(1.34) と(1.37) から、 $\log_2(\cdot)$ の中の第 3 項が MIMO による容量増大の効果であることは自明である。そこで、式(1.34) の $\log_2(\cdot)$ の中の第 3 項である $P/(2\sigma^2) \cdot \lambda_1 \lambda_2$ に注目する。式(1.34) の $\log_2(\cdot)$ の中の第 2 項である $P/(2\sigma^2) \cdot (\lambda_1 + \lambda_2)$ は受信 SNR に相当し、 $\lambda_1 + \lambda_2 = \text{Const.}$ である。ここで、 Const. とは変数が一定の値を持つことを意味する。したがって、この条件において、 $\lambda_1 \lambda_2$ を最大とする条件は、相加-相乗平均の定理より、

$$\lambda_1 = \lambda_2 \quad (1.45)$$

である。また、このとき式(1.39), (1.44) より

$$|\rho| = 0 \quad (1.46)$$

が成り立つ必要がある。これらがチャンネル容量を最大化する条件となる。すなわち、MIMO のチャンネル容量の最大化の条件は、2 個の固有値が等しくなることと空間相関が 0 になることであり、この両者は等価の扱いとみなすことができる。さらに、これは相関行列 G が対角行列になることとも等価である。一方、チャンネル容量がもっとも最小化される条件は以下の式で与えられる。

$$\lambda_1 = A + D, \lambda_2 = 0, |\rho| = 1 \quad (1.47)$$

なお、 $N_T = 2$ とし、 N_R が 2 以上の場合、固有値と伝搬チャンネル応答の関係は以下の式で与えることができる。

$$\lambda_1 + \lambda_2 = \sum_{i=1}^{N_R} (|h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2) \quad (1.48)$$

$$\lambda_1 \lambda_2 = \left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2 \right) \left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i2}|^2 \right) (1 - |\rho|^2) \quad (1.49)$$

$$\rho = \frac{\sum_{i=1}^{N_R} h_{i1} h_{i2}^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2} \sqrt{\sum_{i=1}^{N_R} |h_{i2}|^2}} \quad (1.50)$$

これらの式を見てもわかるように、受信アンテナ数を増加させることにより、空間相関 ρ は小さくなる。したがって、 $\lambda_1 + \lambda_2$, $\lambda_1 \lambda_2$ とも大きくなるのがわかる。よってチャンネル容量は増大することは明らかである。これが受信ダイバーシチの効果となる。

次に、3 種類のチャンネル行列の具体例を取り上げ、チャンネル行列の違いに対するチャンネル容量を比較する。表 1 に評価に使用したチャンネル行列を示す。Case 1 はチャンネル行列が単位行列となる場合である。この場合はいうまでもなく相関行列は単位行列となる。具体例としては、同じアンテナ利得を有する直交偏波アンテナが相当する。実際のアンテナとマルチパス環境では、交差偏波識別度が 1 にならないため、チャンネル行列を単位行列にすることは難しいが、交差偏波識別度を 1 と考えると Case 1 となる。2 番目の例は、非マルチパス環境である。すなわち、電波暗室内で送信機と受信機

を正対させるとチャンネル行列は **Case 2** となる. 3 番目の例において相関行列を求めると, $HH^H = 2I$ (I :単位行列) となる. これは, ユニタリ行列の条件($HH^H = I$) に対し, 定数倍した行列となっている.

図 8 に SNR に対するチャンネル容量特性を示す. 図から明らかのように, 相関行列と固有値によりチャンネル容量特性が大きく変化することがわかる. **Case 2** は, SNR の増大に対する傾きが **SISO** の場合とまったく同じであり, **MIMO** としてのポテンシャルをまったく有していない. **SISO** との容量差はチャンネル行列の大きさに起因するものであり, チャンネル行列の大きさを規格化をすると **SISO** とまったく同じ特性となる. 一方, **Case 1** と **Case 3** は相関行列が対角行列になるとともに, 固有値 λ_1, λ_2 の両者が完全に一致する. したがって, **MIMO** 通信の利点を最大限発揮できる. 両者の差は, チャンネル行列の大きさの差に起因している. **Case1** では送信アンテナ 1(2) から受信アンテナ 2(1) へのチャンネル応答 $h_{21}(h_{12})$ をゼロにすることで直交化を実現しているが, **Case 3** は **Case 1** とは異なり, チャンネル行列の比対角項を 0 にすることなく直交化を実現している. よって両者には 3dB の SNR の差が生じていることが確認できる.

表 1 チャンネル行列の例

	H	HH^H	λ_1, λ_2
Case1 ($h_{12} = h_{21} = 0$)	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	1, 1
Case2 (すべての要素が 1:空間相関=1)	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2 & 2 \\ 2 & 2 \end{bmatrix}$	4, 0
Case3 (ユニタリ行列)	$\begin{bmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}$	2, 2

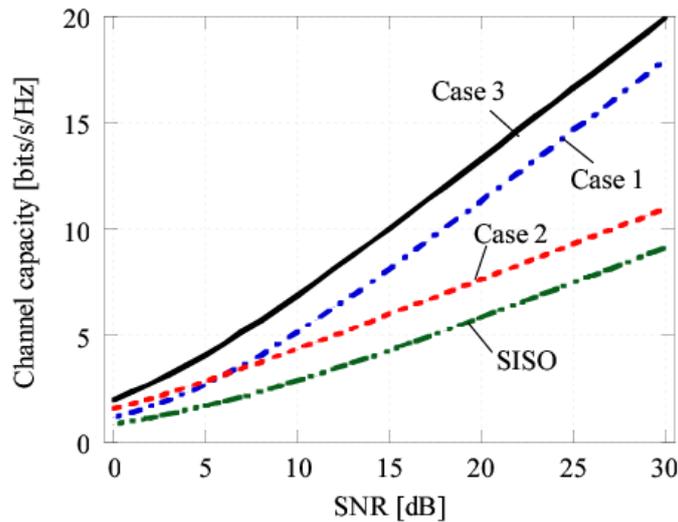


図 8 表 1 のチャンネル行列に対するチャンネル容量特性

【参考資料】（1 構成と基礎理論全体）

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [2] I.E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," *Euro. Trans. Telecommun.*, vol.1, no.6, Nov./Dec. 1999.
- [3] 大鐘武雄, 小川恭孝, "わかりやすい MIMO システム技術," オーム社, 2009.
- [4] R.A.Monzeno and T.W.Willer, "Introduction to Adaptive Arrays," John, Wiley & Sons, NewYork, 1980.
- [5] 菊間信良, "アレーアンテナにおける適応信号処理," 科学技術出版社, 1998.
- [6] 西森健太郎, "マルチユーザ MIMO の基礎," コロナ社, 2014.
- [7] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, "Scaling Up MIMO - Opportunities and challenges with very large MIMO -," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp.40-60, Jan. 2013.
- [8] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, "Introduction to space-time wireless communications," Cambridge University Press 2003.
- [9] A. Goldsmith, "Wireless Communications," Cambridge University Press, 2005.33

2 MIMO主要技術

【技術分類】 2-1-1-1 MIMO主要技術/受信側の処理/信号検出・復号技術/空間フィルタリング

【 F I 】 H04B7/0413,210

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-1-1-1 ZF(Zero Forcing)

【技術内容】

図1にZFを説明するための2×2 MIMO のシステムモデルを示す. 図に示すように, ここでは, 2個の信号 $s(t) = [s_1(t), s_2(t)]^T$ を同時に送信することを考える. 簡単化のため送信電力 P を1としている.

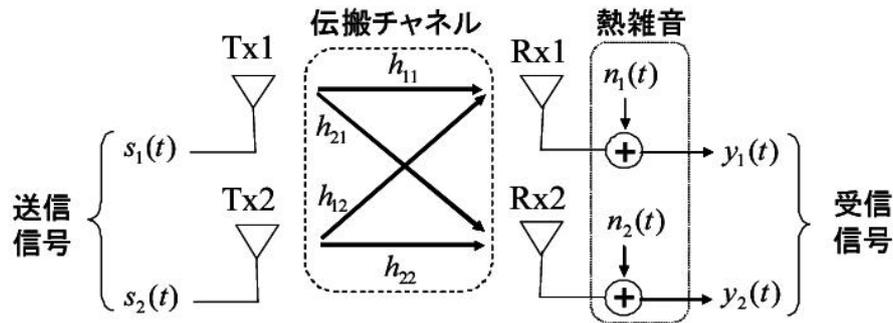


図1 2×2MIMO のシステムモデル

図1より, 受信信号 $y(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T$ は以下の式で与えることができる.

$$y_1(t) = h_{11}s_1(t) + h_{12}s_2(t) + n_1(t) \tag{2.1}$$

$$y_2(t) = h_{21}s_1(t) + h_{22}s_2(t) + n_2(t) \tag{2.2}$$

ここで, 推定したい信号は $s(t) = [s_1(t), s_2(t)]^T$ である. 仮に熱雑音電力が信号電力より十分小さいとすると, 式(2.1), (2.2) は,

$$y_1(t) \approx h_{11}s_1(t) + h_{12}s_2(t) \tag{2.3}$$

$$y_2(t) \approx h_{21}s_1(t) + h_{22}s_2(t) \tag{2.4}$$

と近似できる. チャンnel行列 H があらかじめ推定できるとすると, 式(2.3), (2.4) は $s_1(t), s_2(t)$ を未知数とする連立方程式から得られる. これを解くと式(2.5), (2.6)となる.

$$s_1(t) = \frac{h_{22}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_1(t) - \frac{h_{12}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_2(t) \tag{2.5}$$

$$s_2(t) = -\frac{h_{21}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_1(t) + \frac{h_{11}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \cdot y_2(t) \tag{2.6}$$

ここで, 図2に示すZFによる信号分離のためのウエイト回路を考える. 図2を説明するために, 図3にウエイトを用いた乗算と加算の考え方を示す. ウエイト回路では図3(a)に示すように, 入力

値を a , ウェイト(重みづけとも呼ばれる)の値を b とすると, 出力結果 c は, $c = a \cdot b$ で与えることができる. すなわち, ウェイト回路とは乗算器である. ここで a, b は複素数であるとする. a, b の振幅をそれぞれ A, B ,位相をそれぞれ θ_a, θ_b とすると, 出力結果 c は,

$$c = a \cdot b = A \cdot \exp(j\theta_a) \cdot B \cdot \exp(j\theta_b) = AB \cdot \exp[j(\theta_a + \theta_b)] \quad (2.7)$$

で与えられる. この式から明らかなように, ウェイト回路における演算は, 入力値を B 倍し, 位相を θ_b だけ回転させる操作に相当する. 次に, 入力が 2 個, ウェイトの数が入力数に対応する場合のウェイト回路について説明する. 図 3(b) に示すように, 入力値を a_1, a_2 これらに対応するウェイトの値を b_1, b_2 とすると, 出力結果 c' は,

$$c' = a_1 \cdot b_1 + a_2 \cdot b_2 \quad (2.8)$$

で与えることができる.

図 2 において, $s_1(t)$ を求めるためのウェイト $w_{s_1,1}, w_{s_1,2}$ をそれぞれ

$$w_{s_1,1} = \frac{h_{22}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \quad (2.9)$$

$$w_{s_1,2} = -\frac{h_{12}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \quad (2.10)$$

と置く. また $s_2(t)$ を求めるためのウェイト $w_{s_2,1}, w_{s_2,2}$ をそれぞれ

$$w_{s_2,1} = -\frac{h_{21}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \quad (2.11)$$

$$w_{s_2,2} = \frac{h_{11}}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \quad (2.12)$$

と置く. 図 3(b) におけるウェイト回路の考え方を利用し, 式(2.9)~(2.12) の値を図 2 のウェイト回路にそれぞれ代入すると, 式(2.5), (2.6) が得られる.

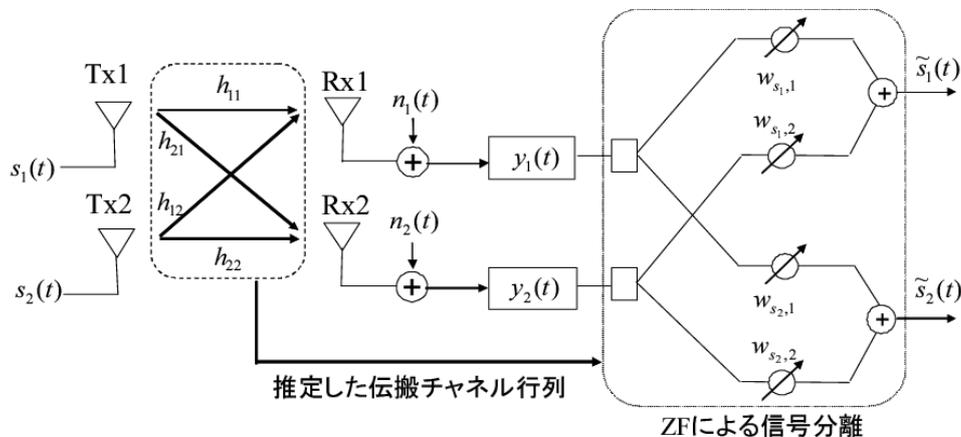
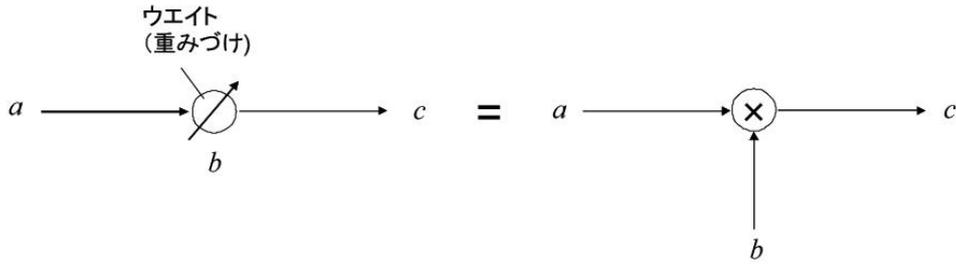
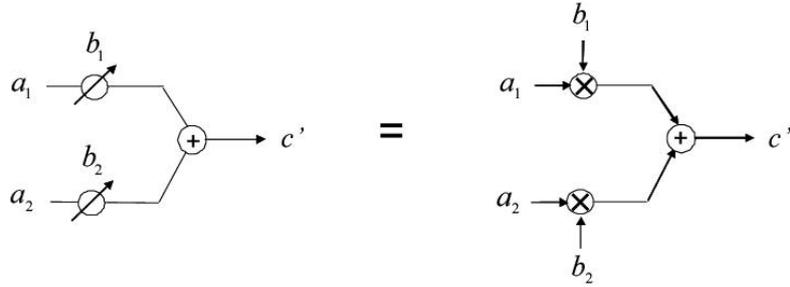


図 2 ZF を考慮した 2×2MIMO のシステムモデル



(a) ウエイト乗算の考え方



(b) 2入力におけるウエイト乗算と加算

図3 ウエイトを用いた乗算と加算の考え方

ここまでは、 2×2 MIMO で考えたが、それ以上のアンテナ数になる場合のZFの一般解を考える。 2×2 MIMO の場合は、先に示したように簡単な連立方程式で解くことができた。しかし、3変数の連立方程式はともかく、4変数以上となると連立方程式を解くことが非常に煩雑となる。そこで、行列の定理を適用する。 $N_R \times N_T$ MIMO における受信信号は式(2.1)で表すことができる。ここで、簡単化のため、 $P = 1$, $N_T = N_R$ とし、式(2.1)の両辺にチャンネル行列の逆行列 H^{-1} を乗算すると、

$$H^{-1}y(t) = H^{-1}Hs(t) + H^{-1}n(t) \quad (2.13)$$

$$= s(t) + H^{-1}n(t) \quad (2.14)$$

となり、式(2.14)の第2項を無視すれば、完全に送信信号を復号できる。ここで、先の 2×2 MIMO における、 H^{-1} は、

$$H^{-1} = \frac{1}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} \begin{bmatrix} h_{22} & -h_{12} \\ -h_{21} & h_{11} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$= \begin{bmatrix} w_{s1,1} & w_{s1,2} \\ w_{s2,1} & w_{s2,2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$= [w_{s1} \quad w_{s2}]^T \quad (2.17)$$

$$= W_{ZF}^T \quad (2.18)$$

と表現されることから、ウエイトは逆行列で表現できることがわかる。ここで、

$$w_{s_1} = [w_{s_1,1} \quad w_{s_1,2}]^T \quad (2.19)$$

$$w_{s_2} = [w_{s_2,1} \quad w_{s_2,2}]^T \quad (2.20)$$

であり、 w_{s_1}, w_{s_2} は、それぞれ送信信号 $s_1(t), s_2(t)$ を復号するためのウエイトベクトルである。

ここで、式(2.15)の分母は、 $h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$ である。この計算は図2より、対向する送受のアンテナのチャネル応答 (h_{11}, h_{22}) の積から、対向しない送受のアンテナのチャネル応答 (h_{12}, h_{21}) の積を引いた形となることがわかる。これは厳密ではないが、「受信電力×(1-相関)」の計算を行っていると同様と解釈できる。要は、 $h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$ の値が大きいと、逆行列の値は小さくなり、式(2.14)の第2項は小さな値となる。反対に、 $h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$ の値が小さくなると式(2.14)の第2項は大きな値となる。これを雑音強調と呼ぶ。したがって、ZFでは伝搬チャネル行列 H の状態により信号分離能力が大きく変化する。

ZFは、受信アンテナ数 N_R が送信アンテナ数 N_T 以上であれば実現できる。 $N_R > N_T$ の場合のウエイトは一般逆行列、すなわち、

$$W_{ZF}^T = H^+ = (H^H H)^{-1} H^H \quad (2.21)$$

で与えることができる。

次にZFのチャネル容量を導出する。式(2.14)から、ZFを適用したあとのSNRが $E[\|s(t)\|^2]/E[\|H^{-1}n(t)\|^2]$ で与えることができる。ここで、 $\|\cdot\|$ はベクトルノルムを表す。まず、式(2.14)の $H^{-1}n(t)$ を以下のように変形する。

$$H^{-1}n(t) = W_{ZF}^T n(t) \quad (2.22)$$

$$= [w_{s_1} \quad w_{s_2} \quad \cdots \quad w_{s_{N_T}}]^T \cdot n(t) \quad (2.23)$$

$$= \begin{bmatrix} w_{s_1}^T n(t) \\ w_{s_2}^T n(t) \\ \vdots \\ w_{s_{N_T}}^T n(t) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

ここで、 $w_{s_j}^T n(t)$ は j 番目 ($j = 1 \sim N_T$) の送信データに対応する熱雑音に相当する。したがって、 j 番目の送信データに対応するSNRを γ_j とする。ここで、送信電力を P とし、総送信電力を送信素子数で規格化すると γ_j は、

$$\gamma_j = \frac{P \cdot E[|s_j(t)|^2]}{N_T \cdot E[|w_{s_j}^T n(t)|^2]} \quad (2.25)$$

$$= \frac{P}{N_T \sigma^2 w_{s_j}^H w_{s_j}} \quad (2.26)$$

と変形できる。式(2.26)より、各送信データに対応するウエイトのノルムの2乗である $w_{s_j}^H w_{s_j}$ ($j =$

$1 \sim N_T$) が \mathbf{ZF} の特性を決定する。したがって、 \mathbf{ZF} の達成可能な伝送レート $C_{\mathbf{ZF}}$ は、

$$C_{\mathbf{ZF}} = \sum_{j=1}^{N_T} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T \sigma^2 w_{s_j}^H w_{s_j}} \right) \quad (2.27)$$

で与えることができる。

【技術分類】 2-1-1-1 MIMO 主要技術／受信側の処理／信号検出・復号技術／空間フィルタリング

【 F I 】 H04B7/0413,210

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-1-1-2 MMSE(Minimum Mean Squared Error)

【技術内容】

MMSE は、図 1 に示すアダプティブアレーの干渉除去アルゴリズムとして発展した[2][3]。アダプティブアレーは、所望信号 $s(t)$ に指向性のメインビームを向け、干渉信号 $i(t)$ に指向性のヌルを形成する。一般に干渉信号は受信側にとっては未知の情報となるため、アダプティブアレーでは干渉信号の情報を知らないことが前提となる。一方、干渉信号のチャネル応答が推定できれば、干渉信号 $i(t)$ に指向性メインビームを向け、 $s(t)$ に指向性のヌルを形成することもできる。これは、アダプティブアレーを用いて複数の信号を空間的に分離する技術である SDMA(Space Division Multiple Access) として知られている。これは、マルチユーザ MIMO(MU-MIMO) 技術の基本となる考え方である。

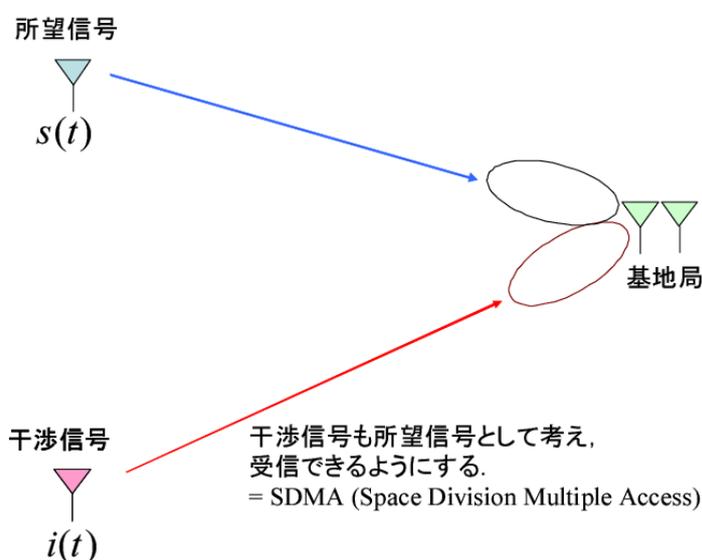


図 1 アダプティブアレーを用いた SDMA の概念図

2×2 MIMO で MMSE を実現するためのブロック図を図 2 に示す。MMSE では、 j 番目の送信データに対するウェイト乗算後の受信信号 $w_j^T y(t) = w_{S_j,1} y_1(t) + w_{S_j,2} y_2(t)$ と所望信号 $s_j(t)$ の 2 乗誤差を最小にするようなウェイトを求めることが目的となる。なお、図 2 には、1 番目の送信信号 $s_1(t)$ を取得するためのブロック図を示しているが、その後ろには 2 番目の送信信号 $s_2(t)$ を取得するためのブロック図が存在する。

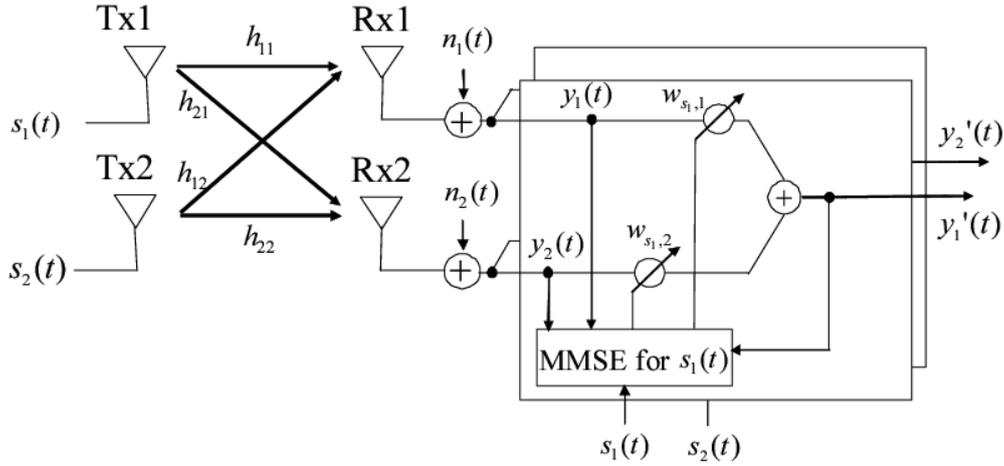


図2 MMSE を考慮した 2×2 MIMO のシステムモデル

図2 からわかるように、MMSE を実現するために必要な情報は、所望信号 $s(t) = [s_1(t), s_2(t)]^T$ 、受信信号 $y(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T$ のみである。後の説明にある通り、 $s(t)$ 、 $y(t)$ よりウエイト $w_j = [w_{s_j,1}, w_{s_j,2}]^T$ ($j = 1, 2$) を求めることができる。アダプティブアレーのために開発された MMSE では、ZF のようにウエイトを求めるために伝搬チャネルを用いない。この理由は、アダプティブアレーにおける MMSE では、干渉信号の伝搬チャネル応答は一般に推定することができないためである。

一方、MMSE では、所望信号の情報 $s(t)$ を必要とするが、これが受信側で全て分かればそもそも通信の必要はない。 $s(t)$ は全て必要というわけではなく、送受であらかじめ既知となる制御信号(トレーニング信号)を実際は使用する。

MMSE では、所望信号 $s_j(t)$ とウエイト乗算後の受信信号 $y_j'(t) = w_j^T y(t)$ の誤差を $e_j(t)$ (それぞれ $j = 1, 2$) とすると、平均 2 乗誤差の期待値は以下の式で与えられる。

$$E[|e_j(t)|^2] = E[|s_j(t) - w_j^T y(t)|^2] \quad (2.28)$$

$$= E[(s_j(t) - w_j^T y(t))(s_j^*(t) - w_j^H y^*(t))] \quad (2.29)$$

$$= E[|s_j(t)|^2] - w_j^H r_{ys} - r_{ys}^H w_j + w_j^H R_{yy} w_j \quad (2.30)$$

ここで、 r_{ys} は所望信号と受信信号ベクトルとの間の相関ベクトルであり、次式で定義される。

$$r_{ys} = E[y^*(t)s_j(t)] \quad (2.31)$$

また、 R_{yy} は受信信号の相関行列であり、

$$R_{yy} = E[y^*(t)y(t)^T] \quad (2.32)$$

で表される。式(2.30) は、ウエイトベクトルの 2 次関数である。

ここで、図3 に示す 2 次関数 $f(x) = ax^2 + bx + c$ の最小値問題を考えてみる。ここで、 x は変

数(実数) であり, a, b, c は定数(実数) である. また, $a > 0$ とする. この場合の 2 次関数の最小値は, $f(x)$ の x に関する微分 $f'(x)$ を 0 と置くことで得られ, そのとき, $x = -b/2a$ となる.

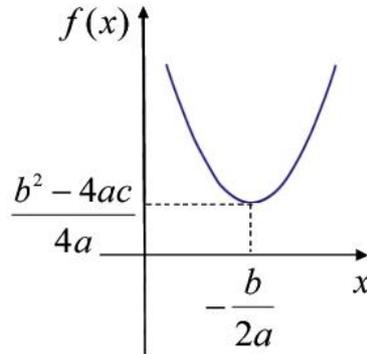


図 3 x を変数とする 2 次関数の最小値問題

図 3 の考え方を利用し, 平均 2 乗誤差を最小にするウエイトベクトル w_j の値を求めることができる. 式(2.30) のウエイトベクトルに関する勾配を零と置くことで得られる[3]. すなわち,

$$\nabla_w E[|e_i(t)|^2] = -r_{ys} + R_{yy}w_j = 0 \quad (2.33)$$

が得られる. ここで, 式(2.30) から式(2.33) を得るために, 複素ベクトル微分演算子における

$$\nabla_a (a^H b) = b \quad (2.34)$$

$$\nabla_a (b^H a) = 0_{N_R \times 1} \quad (2.35)$$

$$\nabla_a (a^H B a) = B a \quad (2.36)$$

の関係を利用している[3]. ここで, a, b はそれぞれ $N_R \times 1$ の定数ベクトルである. B は $N_R \times N_R$ の定数エルミート行列である. $0_{N_R \times 1}$ は $N_R \times 1$ のゼロベクトルである.

上記より, 最適ウエイトは以下の式で与えられる. この式はウイナー解と呼ばれ, これを $w_{\text{MMSE},j}$ とすると,

$$w_{\text{MMSE},j} = R_{yy}^{-1} r_{ys} \quad (2.37)$$

で与えることができる. 前述したように式(2.37) を見ると, 送信信号 $s(t)$ と受信信号 $y(t)$ のみから MMSE のウエイトを得ることができる.

以上がアダプティブアレーで用いられる MMSE のウエイトとなる. MIMO で適用する場合は, 一般に以下で示す方法でウエイトを求める[1]. 式(2.1), (2.2) から明らかなように, 受信信号 $y(t)$ は, 送信信号 $s(t)$, 伝搬チャネル行列 H , 熱雑音 $n(t)$ で表されるため, 式(2.37) において $y(t)$ の代わりに H を用いてウエイトを求める. まず, 式(2.31) の相関ベクトルと式(2.32) の相関行列は以下のように変形することができる.

$$\begin{aligned} r_{ys} &= H^* E[s^*(t)s_j(t)] \\ &= \frac{P}{N_T} h_j^* \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$R_{yy} = H^*[s^*(t)s^T(t)]H^T + E[n^*(t)n^T(t)]$$

$$= \frac{P}{N_T} H^* H^T + \sigma^2 I_{N_R} \quad (2.39)$$

ここで、 h_j は H の第 j 番目の列ベクトルであり、 I_{N_R} は $N_R \times N_R$ の単位行列である。これらを式(2.37)に代入すると

$$w_{\text{MMSE},j} = \left(H^* H^T + N_T I_{N_R} / \gamma \right)^{-1} h_j^* \quad (2.40)$$

となる。ここで、 γ は 1 素子あたりの SNR である。

以上、すべての送信信号に対応するウエイトベクトルを結合すると、以下のウエイト行列が得られる。

$$W_{\text{MMSE}} = [w_{\text{MMSE},1} \ w_{\text{MMSE},2} \ \cdots \ w_{\text{MMSE},N_T}] \quad (2.41)$$

$$= \left(H^* H^T + N_T I_{N_R} / \gamma \right)^{-1} [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{N_T}]^* \quad (2.42)$$

$$= \left(H^* H^T + N_T I_{N_R} / \gamma \right)^{-1} H^* \quad (2.43)$$

ここで、 h_j は $j(1 \sim N_T)$ 番目の送信アンテナに対応した伝搬チャネルベクトルを表す。ウエイト行列 W_{MMSE} は

$$W_{\text{MMSE}}^T = \left(H^H H + N_T I_{N_T} / \gamma \right)^{-1} H^H \quad (2.44)$$

と変形することができる。 I_{N_T} は $N_T \times N_T$ の単位行列である。ここで ZF のウエイトである式(2.21) と式(2.44) を比べると、MMSE の場合、 $N_T I_{N_T} / \gamma$ が ZF における相関行列 $H^H H$ の逆行列の中に付加されていることがわかる。すなわち、MMSE は $N_T I_{N_T} / \gamma$ を考慮していることで、ZF とは異なり熱雑音も考慮してウエイトを求めていることがわかる。

図 4 で、2 種類の MMSE のウエイト(式(2.37)、(2.40)) の解釈と用途を整理する。式(2.37) は受信信号と所望信号のみの情報でウエイトを得ることができる。一方、式(2.40) は伝搬チャネル行列と SNR よりウエイトを得ることができる。アダプティブアレーを考える場合、一般に干渉信号の情報は未知である。すなわち、干渉信号の伝搬チャネル応答は推定できないと考えるのが一般的である。一方、先に述べたように、MIMO では全ての送受信アンテナ間の伝搬チャネル応答を求めることを前提としている。伝搬チャネル行列が分かれば、SNR も推定できる。したがって、MIMO では式(2.40) が使用される。

ウエイトの求め方	必要な情報	特徴・用途
$\mathbf{w}_{MMSE,j} = \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{r}_{ys}$ $\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}^*(t)\mathbf{y}(t)^T]$ $\mathbf{r}_{ys} = E[\mathbf{y}^*(t)s_j(t)]$	所望信号 $s_j(t)$ $(j=1 \sim N_T)$ 受信信号 $\mathbf{y}(t)$	<ul style="list-style-type: none"> • 伝搬チャネル未知 • 所望信号既知 • アダプティブアレー (干渉除去)
$\mathbf{w}_{MMSE,j} = \left(\mathbf{H}^* \mathbf{H}^T + \frac{N_T \mathbf{I}_{N_R}}{\gamma} \right)^{-1} \mathbf{h}_j^*$ $\mathbf{I}_{N_R} : N_R \times N_R \text{ の単位行列}$ $\mathbf{h}_j : \mathbf{H} \text{ の第 } j \text{ 番目の列ベクトル}$	伝搬チャネル \mathbf{H} 行列 雑音電力 σ^2	<ul style="list-style-type: none"> • 伝搬チャネル既知 • MIMO

図4 2種類のMMSEのウエイトの解釈と用途

MMSEの場合も、ZFと同様にチャネル容量を求めることができる。MMSEの場合は雑音信号も含めて干渉除去を行うため、完全に送信データ間干渉を除去できない。よって、MMSEで得られるSNRの変わりにSignal to Interference plus Noise power Ratio (SINR)を用いる。SINRを得るために、所望信号電力と受信信号電力を求める。所望信号電力は、

$$\begin{aligned}
 E\left[|w_{MMSE,j}^T h_j s_j(t)|^2\right] &= |w_{MMSE,j}^T h_j|^2 E\left[|s_j(t)|^2\right] \\
 &= \frac{P}{N_T} |w_{MMSE,j}^T h_j|^2
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

となる。受信信号電力は、

$$\begin{aligned}
 E\left[|w_{MMSE,j}^T \mathbf{y}(t)|^2\right] &= \mathbf{w}_{MMSE,j}^H E[\mathbf{y}^*(t)\mathbf{y}(t)^T] \mathbf{w}_{MMSE,j} \\
 &= \frac{P}{N_T} \mathbf{w}_{MMSE,j}^H \mathbf{h}_j^*
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

と変形できる。 $j(j=1 \sim N_T)$ 番目の送信信号に対するSINR_jは、受信信号電力より所望信号電力を差し引くと干渉+雑音信号電力になることから、

$$\text{SINR}_j = \frac{|w_{MMSE,j}^T h_j|^2}{\mathbf{w}_{MMSE,j}^H \mathbf{h}_j^* - |w_{MMSE,j}^T h_j|^2} \tag{2.47}$$

で与えることができる。以上より、MMSEの達成可能な伝送レートは、

C_{MMSE}

$$= \sum_{j=1}^{N_T} \log_2 (1 + \text{SINR}_j) \quad (2.48)$$

$$= \sum_{j=1}^{N_T} \log_2 \left(1 + \frac{|w_{\text{MMSE},j}^T h_j|^2}{w_{\text{MMSE},j}^H h_j^* - |w_{\text{MMSE},j}^T h_j|^2} \right) \quad (2.49)$$

で与えることができる。

【参考資料】 (2-1-1-1 空間フィルタリング 全体)

[1] 大鐘, 小川, “わかりやすい MIMO システム技術,” オーム社, 2009.

[2] R.A.Monzingo and T.W.Miller, "Introduction to Adaptive array," John Willy & Sons, New York, 1980.

[3] 菊間信良, ”アレーアンテナによる適応信号処理” 科学技術出版, 1998.

【技術分類】 2-1-1-2 MIMO主要技術／受信側の処理／最尤検出

【 F I 】 H04B7/0413,230

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-1-2-1 QR分解による演算規模削減

【技術内容】

図1に最尤検出(MLD:Maximum Likelihood Detection)の概念を示す。図に示すように、他の手法と同じように、送信アレーアンテナからは別々の信号を送信し、受信アレーアンテナで混ざった信号から「最も確からしい」信号の組み合わせを求める。MLDによって推定される最適な送信信号は、

$$\|y(t) - H_c\|^2 \quad (2.50)$$

を最小とする送信信号候補 c である。ここで、 c は各アンテナから送信される信号の変調信号であり、 $N_T \times 1$ のベクトルとなる。 $\|\cdot\|$ はベクトルノルムを表す。

ここで、式(2.50)の解釈を図1に示す 2×2 MIMOの場合において説明する。図1に示すように、2個のQPSK信号を送信する。図に示すように、 $c_1 \sim c_4$ の4個のQPSK信号のうち、この例では、送信アンテナ1,2からそれぞれ c_1, c_2 を送信している。このとき受信信号 $y(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T$ は、

$$y_1(t) = h_{11}c_1 + h_{12}c_2 + n_1(t) \quad (2.51)$$

$$y_2(t) = h_{21}c_1 + h_{22}c_2 + n_2(t) \quad (2.52)$$

で与えられる。ここで、熱雑音 $n(t) = [n_1(t), n_2(t)]^T$ を無視すると、図1に示す"理想的な信号点1(2)"とは、式(2.51)(2.52)より、 $h_{11}c_1 + h_{12}c_2$ ($h_{21}c_1 + h_{22}c_2$)となる。この演算は式(2.50)における H_c の計算に対応する。この例の場合、 $c = [c_1, c_2]^T$ となる。受信信号 $y(t)$ とチャネル行列 H から、送信信号 c_1, c_2 を推定するために、MLDでは式(2.50)に示す計算を行う。この例の場合、

$$|y_1(t) - (h_{11}c_m + h_{12}c_n)|^2 + |y_2(t) - (h_{21}c_m + h_{22}c_n)|^2 \quad (2.53)$$

で表すことができる。ここで、 $m = 1 \sim 4$, $n = 1 \sim 4$ であり、この計算は16回行われる。式(2.53)の第1,2項が受信アンテナ1,2に対応する2乗ユークリッド距離である。この例の場合、雑音を無視すれば $m = 1, n = 2$ の場合に式(2.53)が最小化される(実際は、雑音を考慮し、SNRが低くなる場合はこの事実は必ずしも成立しない)。このように、送信信号の全ての組み合わせを式(2.53)に代入し、式(2.53)が最小となる m, n の値を見つけることがMLDの動作となる。このように、MLDはその考え方はかなり単純であるが、送信側で伝搬チャネル行列 H を得ることができない場合は理論上最適な伝送方式として知られている[1]。

MLDの問題点であるが、変調多値数を M とすると、 H_c の乗算に $N_T \times N_R$ 個が必要となることである。また、これを M^{N_T} 個の送信信号候補の組み合わせに対して計算することが必要となる。すなわち、

$$M^{N_T} \times (N_T \times N_R) \quad (2.54)$$

個の乗算回数を必要とする。図1の例のように、 $N_T = N_R = 2$, $M = 2$ の場合はさほど大きな問題にならないが、アンテナ数や変調多値数の増加により計算は膨大となる。例えば、 $N_T = N_R = 4$, 64QAMを考えると、268,435,456個の乗算が必要となり、演算量としては実現不可能なレベルとなる。さら

にこの計算をシンボル単位で行う必要がある。

この事実は図 2 を例にして考えるとよく分かる。図は 4 送信アンテナ, QPSK 送信の場合の例である。各枝の分岐点がシンボル候補を表し, 上から順番に送信アンテナ i の信号 s_i を示している。枝に書かれた番号はシンボル候補番号を示しており, 正しい候補を見つけるためには $4^4 = 256$ 個のベクトルノルムの計算を行う必要が生じる。

そこで, MLD に対する簡易化手法が提案されており, MIMO の復号技術としては一つの大きな研究テーマとなっている。代表的な方法としては, Sphere Decoding [2] と QR 分解と M アルゴリズム併用した MLD [3] が提案されている。後者は QRM-MLD (complexity-reduced MLD with QR decomposition and M-algorithm) と呼ばれ, MLD の簡易化手法として代表的な方法である。

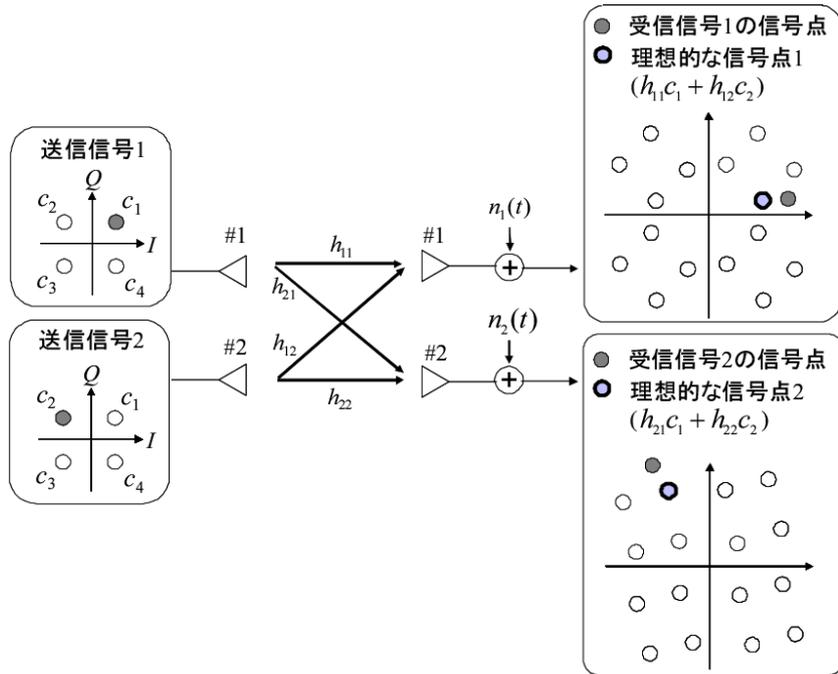


図 1 MLD の考え方.

QRM-MLD で行われる処理のブロック図を図 3 に示す。図 3 に示すように, QRM-MLD は以下に示す 3 個の処理に分けることができる。

- (1) チャンネル推定した伝搬チャネル行列より SIR 測定を行う。SIR の大きい送信信号から順番に下に並ぶように MIMO チャンネルの列成分を並べ変える。
- (2) 伝搬チャネル行列 H を QR 分解 (ユニタリ行列 $Q \times$ 上三角行列 R) する。QR 分解で求めた行列 Q^H を受信信号に乗算する。
- (3) (2) で得られた信号に対し, M-algorithm (K-best 法) を実行する。

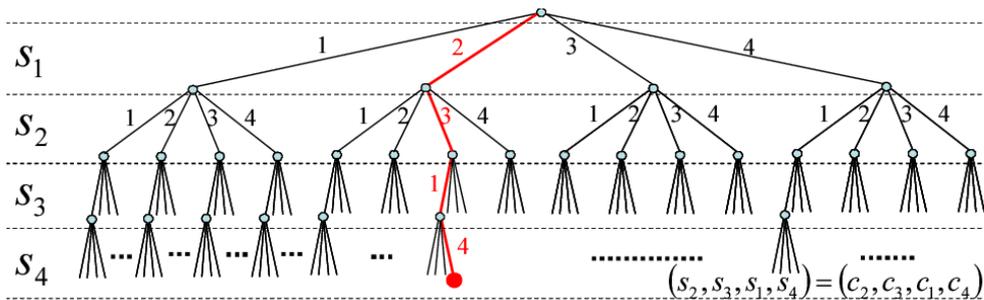


図 2 MLD による信号の探索ツリー.

以下、 4×4 MIMO を例として詳細な説明を行う。まず、伝搬チャネル推定したチャネル行列を用いて Signal to Interference power Ratio (SIR) 測定を行う。「2-1-3 干渉キャンセル技術」にて解説する式(2.81) より $j (= 1 \sim N_T)$ 番目の送信信号に対するチャネル応答は h_j であり、この信号に対する受信信号は $P \|h_j\|$ (P は送信電力、 $\|\cdot\|$ はベクトルノルム) となるため、 j 番目の送信データに対する SIR_j は、

$$SIR_j = \frac{\|h_j\|^2}{\sum_{l=1, l \neq j}^{N_T} \|h_l\|^2} \quad (2.55)$$

で与えることのできる。ここで、表 1 に示すような SIR の順位づけが行われたとする。このとき、以下に示す行列

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

を考えると、チャネル行列 H と A の積、 A^T と送信信号 s の積はそれぞれ

$$HA = [h_2 \quad h_1 \quad h_4 \quad h_3] \quad (2.57)$$

$$A^T s = [s_2(t) \quad s_1(t) \quad s_4(t) \quad s_3(t)] \quad (2.58)$$

で与えることができる。これが、SIR のランキングに応じた入れ替え処理となる。

次に、行列 HA に対して QR 分解を実行する。QR 分解により、行列 HA は、

$$HA = QR = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} & q_{14} \\ q_{21} & q_{22} & q_{23} & q_{24} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} & q_{34} \\ q_{41} & q_{42} & q_{43} & q_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

と表現できる。ここで、 Q, R それぞれユニタリ行列および上三角行列である。ここで、式(2.59) の両辺に Q^H を右から乗算すると、ユニタリ行列は、 $Q^H Q = I$ を満たすので、

$$R = Q^H HA = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

となる。

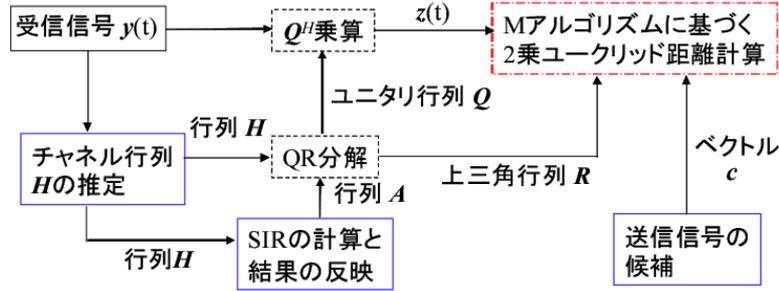


図 3 QRM-MLD で行われる処理のブロック図.

表 1 SIR のランキング

送信信号	SIR の低い順のランキング
$s_1(t)$	2
$s_2(t)$	1
$s_3(t)$	4
$s_4(t)$	3

Q, R , 入れ替え行列 A を用いると, 受信信号 $y(t)$ は

$$y(t) = HAA^T s(t) + n(t) \quad (2.61)$$

$$= QRA^T s(t) + n(t) \quad (2.62)$$

と変形できる. ここで, Q^H を y に乗算した結果を $z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ z_3(t) \ z_4(t)]^T$ とすると,

$$z(t) = Q^H y(t) \quad (2.63)$$

$$= RA^T s(t) + Q^H n(t) \quad (2.64)$$

となる. ここで, 右辺第 2 項では, Q^H はユニタリ行列であるため $\|Q^H\| = 1$ となり, ZF とは異なり雑音強調は起こらない. ここで, 式(2.62) を行列の成分で表すと,

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ z_3(t) \\ z_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_2(t) \\ s_1(t) \\ s_4(t) \\ s_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} & q_{14} \\ q_{21} & q_{22} & q_{23} & q_{24} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} & q_{34} \\ q_{41} & q_{42} & q_{43} & q_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \\ n_4(t) \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

と表現できる. ここで,

$$\begin{aligned} & z_4(t) \\ &= r_{44} \cdot s_3(t) \\ &+ \sum_{i=1}^4 q_{4i} n_i(t) \end{aligned} \quad (2.66)$$

となり、あきらかに、変換された出力信号 $z_4(t)$ は $r_{44}(t)s_3(t)$ のみで構成されることになる。したがって、SIR ランキングでもっとも高いと判断された送信信号 $s_3(t)$ を高い精度で推定できることがわかる。

次に、M アルゴリズムを適用する。M アルゴリズムは通常の MLD とは異なり、最も確からしい信号点候補をある程度絞りこんで信号を検出する方法である。M の意味は、M 個の信号点の候補を絞りこむという意味である。ここで、QR 分解を用いずに M アルゴリズムを適用すると、最初の絞りこみで正しい候補を選択できない可能性がある。しかし、QR 分解を適用すると、精度の高い信号がすでに得られているので、候補を絞っても信号検出における誤りを大きく低減することができる。

M アルゴリズムを適用するために、以下の計算を行う。

$$d_1(t) = |z_1 - r_{11}s_2(t) - r_{12}s_1(t) - r_{13}s_4(t) - r_{14}s_3(t)|^2, \quad (2.67)$$

$$d_2(t) = |z_2 - r_{22}s_1(t) - r_{23}s_4(t) - r_{24}s_3(t)|^2, \quad (2.68)$$

$$d_3(t) = |z_3 - r_{33}s_4(t) - r_{34}s_3(t)|^2, \quad (2.69)$$

$$d_4(t) = |z_4 - r_{44}s_3(t)|^2 \quad (2.70)$$

M アルゴリズムでは以下の手順で信号点を検出する。通常の MLD と M アルゴリズムのツリー構造の違いを比較した例を図 4 にそれぞれ示す。図 4 を対比させながら、QR 分解を用いた M アルゴリズムの具体例を以下に示す。

まず、式(2.70) が最小となる送信信号 s_3 の候補を M_c 個選択する。例として、QPSK を考え、 $M_c = 2$ とする。この場合、 $s_3(t) \in (c_1, c_2, c_3, c_4)$ であると想定し、4 通りの $d_4(t)$ を計算する。 $d_4(t)$ が小さくなる 2 個の信号を選択することになる。図に示すように、 c_1, c_2 が選択される。

次に、式(2.69) が最小となる送信信号 $s_4(t)$ の候補を M_c 個選択する。 $M_c = 2$ とすると、 $s_3(t) \in (c_1, c_2)$, $s_4(t) \in (c_1, c_2, c_3, c_4)$ の 8 通りの $s_3(t), s_4(t)$ の組合せを式(2.69) に代入し、式(2.69) が最小になる信号の候補を選択する。この場合、 $(s_3(t), s_4(t)) = (c_1, c_4)$, $(s_3(t), s_4(t)) = (c_2, c_3)$ が選択されたとする。

このあと、式(2.68) が最小となる送信信号 $s_1(t)$ の候補を M_c 個選択する。 $M_c = 2$ とすると、 $(s_3(t), s_4(t)) \in (c_1, c_4), (c_2, c_3)$, $s_1(t) \in (c_1, c_2, c_3, c_4)$ の 8 通りの $s_3(t), s_4(t), s_1(t)$ の組合せを式(2.68) に代入し、式(2.68) が最小になる信号の候補を選択する。この場合、 $(s_1(t), s_3(t), s_4(t)) = (c_2, c_1, c_4)$, $(s_1(t), s_3(t), s_4(t)) = (c_3, c_2, c_3)$ が選択されたとする。

最後に、式(2.67) が最小となる送信信号 $s_2(t)$ の候補を選択する。ここは最終ステージなので $M_c = 1$ とする。 $(s_1(t), s_3(t), s_4(t)) \in (c_2, c_1, c_4), (c_3, c_2, c_3)$, $s_2(t) \in (c_1, c_2, c_3, c_4)$ の 8 通りの $s_3(t), s_4(t), s_1(t), s_2(t)$ の組合せを式(2.67) に代入し、式(2.67) が最小になる信号の候補を選択する。この場合、 $(s_1(t), s_1(t), s_3(t), s_4(t)) = (c_2, c_3, c_1, c_4)$ が最終候補として判定される。

この例の場合は、QRM-MLD を適用することで、 $4+8+8+8=28$ 個の 2 乗ユークリッド距離を計算する。一方、通常の MLD では、 $4^4=256$ 個の 2 乗ユークリッド距離を計算する。すなわち、QRM-MLD により、MLD の約 1/10 程度の計算量で信号の復号を実現できる。この例では、QPSK の場合であるが、実際は 64 QAM のような変調方式を用いる場合は QRM-MLD による MLD に対する計算量削減効果はさらに大きくなる。

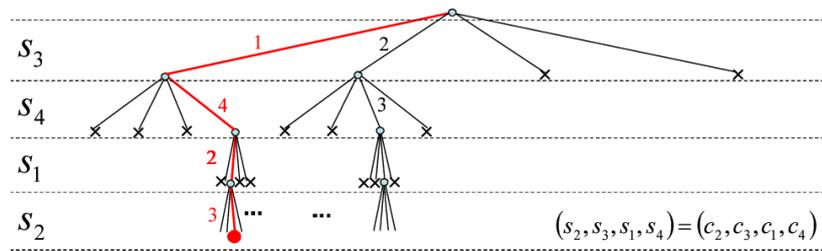


図4 QR 分解と M アルゴリズムによる信号の探索ツリー

【参考資料】

- [1] 大鐘, 小川, “わかりやすい MIMO システム技術,” オーム社, 2009.
- [2] A. Burg, M. Borgmann, M. Wenk, M. Zellweger, W. Fichtner , "VLSI Implementation of MIMO Detection Using the Sphere Decoding Algorithm," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.40, no.7, July 2005.
- [3] H. Taoka, K. Dai, K. Higuchi and M. Sawahashi, "Field Experiments on Ultimate Frequency Efficiency Exceeding 30 Bit/Second/Hz Using MLD Signal Detection in MIMO-OFDM Broadband Packet Radio Access," Proc. of IEEE VTC2007-Spring, pp. 2129{2134, April, 2007.

【技術分類】 2-1-1-2 MIMO 主要技術／受信側の処理／最尤検出

【 F I 】 H04B7/0413,232

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-1-2-2 Sphere Decoding (VB algorithm)

【技術内容】

原理:

受信側で通信路情報が既知であるとして、ラティス符号の最尤(ML)復号アルゴリズムについて述べる。格子座標および最適な復号半径を選んだスフィア復号を用いるとラティス構造はフェージング環境下においてもガウス通信路における特性とほぼ同様に良好な特性が得られる。

詳細:

スフィア復号では、図 1 に示すように受信された信号点を中心とした半径 \sqrt{C} の球の内部の検出信号点を探す。

以下では n 次元の格子点におけるアルゴリズムを述べる。ガウス通信路において、 \mathbf{r} 、 \mathbf{x} をそれぞれ受信信号ベクトル、送信ベクトルであるとする。 \mathbf{w} を \mathbf{r} と \mathbf{x} の差分、 \mathbf{M} をラティス符号の生成行列であるとする。 \mathbf{M} を用いて変換 $\mathbf{x}=\mathbf{uM}$ 、 $\mathbf{r}=\boldsymbol{\rho M}$ 、 $\mathbf{w}=\boldsymbol{\xi M}$ 、 $\mathbf{u} \in Z^n$ 、 $\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\xi} \in R^n$ を行う。ただし、 Z^n は整数によって定義される n 次元空間、 R^n は実数によって定義される n 次元空間である。このときスフィア復号方程式として次式を得る。

$$\begin{aligned}\|\mathbf{w}\|^2 &= Q(\boldsymbol{\xi}) = \boldsymbol{\xi M M^T \xi^T} = \boldsymbol{\xi G \xi^T} = \boldsymbol{\xi R^T R \xi^T} \\ &= \sum_{i=1}^n q_{ii} \left(\xi_i + \sum_{j=i+1}^n q_{ij} \xi_j \right)^2 \leq C\end{aligned}\tag{2.71}$$

ここで、 \mathbf{R} は、行列 $\mathbf{G}=\mathbf{M M^T}$ のCholesky分解によって得られる上3角行列であり、 $q_{ii}=r_{ii}^2$ 、 $q_{ij}=r_{ij}/r_{ii}$ とする。

フェージング通信路においては、フェージングベクトル $\boldsymbol{\alpha}$ を用いて $\mathbf{x}'=\boldsymbol{\alpha} \cdot \mathbf{x}$ とすればガウス通信路と同様な手順で検出を行うことができる。

アルゴリズムのフローチャートを図 2 に示す。まず、 $i=n$ から $i=1$ まで球内のベクトルを探す。もし見つければ中心からの距離を計算し既に見つかっているものと比べる。これを繰り返すことによって最も中心に近い点を探し出す。このようにして一点が定まる。

長所:

フェージング環境においても演算量を少し増すだけで良好な特性が得られる。

従来技術・歴史:

格子符号は高速デジタル伝送の信号点座標として用いられている。ML復号を行うため、多くの格子アルゴリズムが提案されてきた[2]。しかし、それらの手法は特定の構造に依存していた。

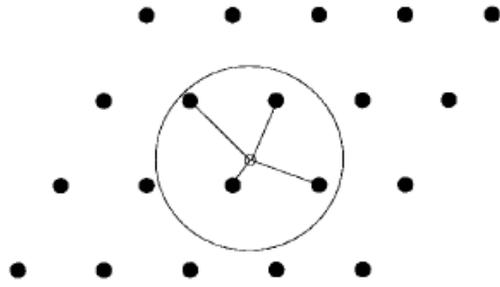


図1 スフィア復号の幾何学的イメージ

出典：“A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, “IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, No. 5, Figure1, p.1640”, “July, 1999”, “E. Viterbo, and J. Boutros”, “Figure 1”

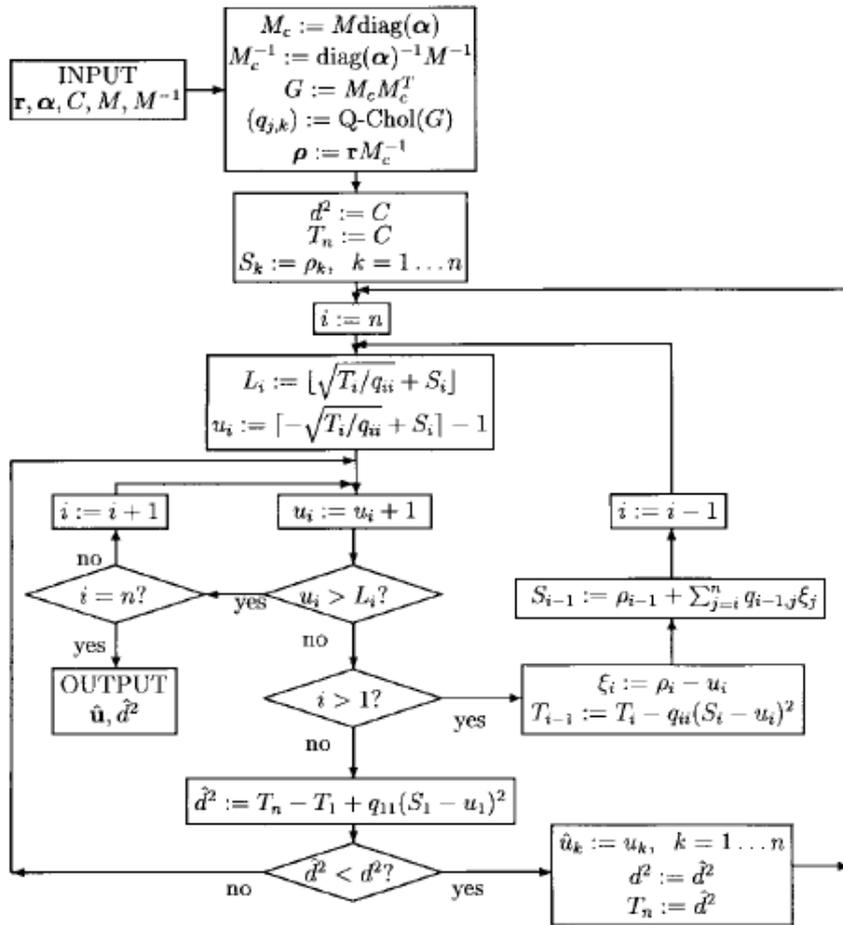


図2 フェーディング環境下における格子復号

出典：“A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels”, “IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol. 45, No. 5”, “July, 1999”, “E. Viterbo, and J. Boutros”, “p.1641, Figure 2”

【出典／参考資料】

- [1] “A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels” , “IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol. 45, No. 5, pp.1639-1642” , “July, 1999” , “E. Viterbo, and J. Boutros 著”
- [2] “Sphere Packings, Lattices and Groups” , “1993” , “J. H. Conway and N. J. Sloane 著” , “2nd ed. New York: Springer-Verlag”

【技術分類】 2-1-1-2 MIMO 主要技術／受信側の処理／最尤検出

【 F I 】 H04B7/0413,230

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-1-2-3 最尤系列推定型

【技術内容】

原理:

希望波のみならず干渉波を含むレプリカ信号を生成し、このレプリカ信号を受信信号から減算することで尤度情報を得て、最尤系列推定に基づく信号検波を行う。

詳細:

同一チャネル干渉を抑圧する技術としては、アダプティブアレー等の線形処理技術があるが、干渉成分を減算する非線形処理を導入すれば干渉波特性を飛躍的に向上させることができる。

まず、希望波及び干渉波のシンボル系列候補をそれぞれのチャネル・インパルス応答の推定値で畳み込み、希望波及び干渉波のレプリカを生成する。これらを足し合わせることで受信信号のレプリカ信号を求め、受信信号から減算して誤差信号を計算し、誤差信号の絶対値 2 乗を尤度情報として最尤系列推定を行う。具体的には、誤差信号の絶対値 2 乗の累積値を最小とする希望波と干渉波のシンボル系列候補を、ビタビアルゴリズムにより探索する。

この適応干渉キャンセラは最尤推定に基づく最適受信であり、最適な伝送特性を得ることができる。また、MIMO 受信方式にも応用でき、この場合、同一チャネル干渉を他ストリームと見なし最尤系列推定を行う。

長所:

アダプティブアレー等の線形処理技術に較べ、干渉波特性を飛躍的に向上させることができる。

従来技術・歴史:

同一チャネル干渉を抑圧する技術として、アダプティブアレー等の線形処理技術がある。

【参考資料】

[1] “RLS-MLSE による適応干渉キャンセラ”, “信学論 B-II, vol. J77-B-II, No. 2, pp.74-84”, “February 1994”, “吉野, 府川, 鈴木 著”, “電子情報通信学会 発行”

【技術分類】 2-1 MIMO 主要技術／受信側の処理

【 F I 】 H04B7/0413,200

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-2 チャネル推定

【技術内容】

(1) M アルゴリズム

原理:

系列をツリーおよびトレリスから推定する際に、各時刻の全ノードの中で M 個のみを生き残りとする
ことで距離計算の回数を大幅に削減する。

詳細:

M アルゴリズム[1]について畳み込み符号の復号を例に上げて説明する。まず、図1に拘束長 $K = 3$ 、
符号化率 $R = 1/2$ の畳み込み符号器の構成を示す。図中の b は符号器への入力ビットで、 $c^{(1)}$ と $c^{(2)}$ は符
号器からの出力ビットである。この符号器が生成する畳み込み符号のツリー図を図2(a)に示す。実線が
 $b = 0$ で、破線が $b = 1$ のときの枝を示しており、図より符号器の初期状態が全零であるとする
と、最初に0を入力したときの出力が00で、1を入力したときの出力が11であることが読み取れる。

M アルゴリズムを用いる畳み込み符号の硬判定復号では、最尤推定に基づいて受信ビット系列と出力
ビット系列とのハミング距離を最小にする系列を決定する。その際、図2(a)のツリー図では、ノード数
が 2^t となり、距離計算の回数が指数的に増加する。そこで、M アルゴリズムでは、各時刻においてハミ
ング距離を計算し、距離が小さい方から M 個のノードのみを残す。次に、残したノードから枝を増や
し、ハミング距離を計算し、 M 個のみを残す。この手順を続けることで、各時刻の距離計算の回数を、
一つのノードからの枝の数を Q 、残すノードの数を M とすると、 MQ とすることができ、大幅に距離
計算の回数を減らすことができる。 $M = 4$ のときの復号計算におけるツリー図を図2(b)に示す。 $t = 3$ で
は、ノード数が8となるため、そのうちでハミング距離が小さい4個を残している。また、 $t = 4$ では、
残った4個のノードから生成される8個の枝に対して距離計算を行い、4個のみを残す。すなわち、 $M = 4$ 、
 $Q = 2$ なので、各時刻における距離計算の回数は、 $2M$ となる。なお、畳み込み符号の復号にはビタビ
アルゴリズムを適用するのが一般的であり、M アルゴリズムはビタビアルゴリズムと異なり、厳密な最
尤系列推定を実現できない。

長所:

系列を推定する際に、距離計算の回数を一つのノードからの枝の数を Q 、残すノード数を M とする
と、 MQ にでき、大幅に距離計算の回数を減らすことができる。

従来技術・歴史:

ツリー図で表現できる符号化系列を復号する際には、一つのノードからの枝の数を Q とすると、時刻
 t におけるノード数は Q^t となり、指数的に増大することから非常に多くの距離計算回数が必要であった。

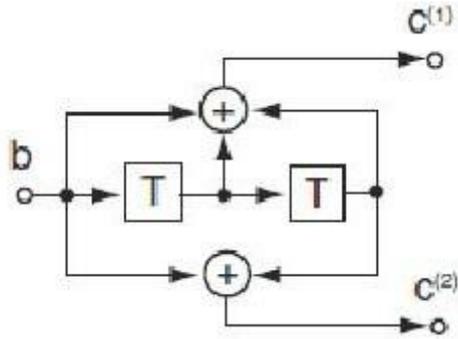
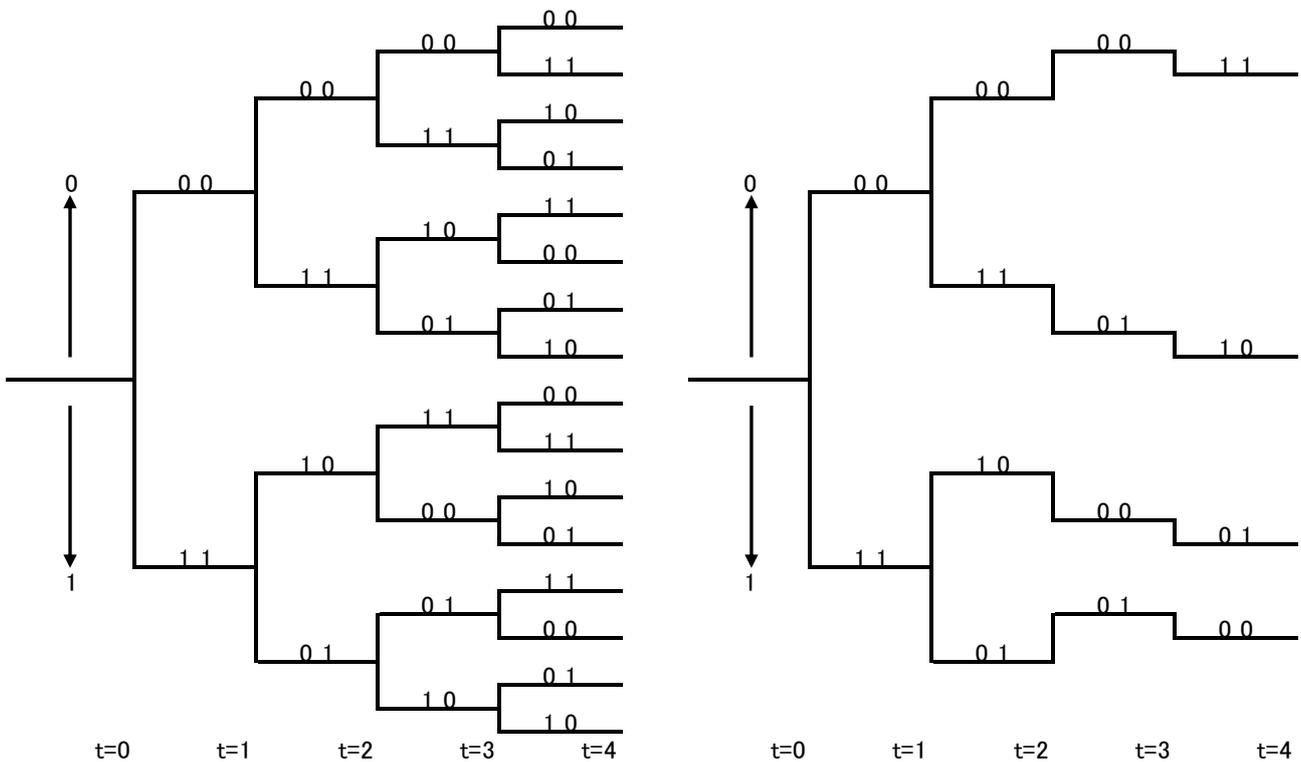


図1 拘束 $K = 3$, 符号化率 $R = 1/2$ の畳み込み符号器

“Sequential coding algorithms : a survey and cost analysis”, “IEEE Commun., COM-32, pp.169-176” ,
 “February 1984” , “J. B. Anderson and S. Mohan” の記述を基に作成



(a)畳み込み符号のツリー図

(b)Mアルゴリズム適用時のツリー図($M=4$)

図2 Mアルゴリズムによる生き残りノード数の削減

“Sequential coding algorithms : a survey and cost analysis”, “IEEE Commun., COM-32, pp.169-176” ,
 “February 1984” , “J. B. Anderson and S. Mohan” の記述を基に作成

(2) 適応形系列推定(Viterbi)アルゴリズム

原理:

トレリス線図において一つの状態に合流する複数のパスの中で一つのみを選択することにより、効率的に厳密な最尤復号を行う。

詳細:

ビタビアルゴリズムについて畳み込み符号の硬判定復号を例に上げて説明する。まず、図3に拘束 $K=3$ 、符号化率 $R=1/2$ の畳み込み符号器の構成を示す。図中の b は符号器への入力ビットで、 $c^{(1)}$ と $c^{(2)}$ は符号器からの出力ビットである。この符号器が生成するトレリス線図を図4(a)に示す。図中の σ_k ($k=0,1,2,3$) は状態を表し、状態数は 2^{K-1} となる。また、 $0/00$ は入力ビット b が0のとき、出力ビットが $c^{(1)}=0$ 、 $c^{(2)}=0$ であることを表す。

時刻 t において送信された符号化ビットを $c_t^{(1)}$ 、 $c_t^{(2)}$ とし、受信ビットを $r_t^{(1)}$ 、 $r_t^{(2)}$ とする。このとき、時刻 $t-1$ の状態 $\sigma^{(t-1)}$ から時刻 t の状態 $\sigma^{(t)}$ へ遷移した際のブランチメトリック $\mu(\sigma^{(t-1)} \rightarrow \sigma^{(t)})$ は

$$\mu(\sigma^{(t-1)} \rightarrow \sigma^{(t)}) = |\hat{c}_t^{(1)} - r_t^{(1)}| + |\hat{c}_t^{(2)} - r_t^{(2)}| \quad (2.72)$$

となる。ここで、 $|\hat{c}_t^{(1)} - r_t^{(1)}|$ は符号化ビットの候補 \hat{c}_t と受信ビットのハミング距離である。さらに、時刻 t におけるパスメトリック $PM(\sigma^{(t)})$ は

$$PM(\sigma^{(t)}) = PM(\sigma^{(t-1)}) + \mu(\sigma^{(t-1)} \rightarrow \sigma^{(t)}) \quad (2.73)$$

となる。ビタビアルゴリズムでは、時刻 t において状態 $\sigma_k^{(t)}$ に遷移する枝のうちで最も確からしい、すなわち、パスメトリック $PM(\sigma_k^{(t)})$ が最小になる枝を生き残りパスとして選ぶ。図2(b)にビタビアルゴリズムを用いて生き残りパスを選択したトレリス線図を示す。この図では状態数が4であり、各状態に合流する2本の枝の中でパスメトリックが小さい方が選択され、最終的に4パスが生成されているのがわかる。

長所:

同じ状態に遷移する枝を間引くことにより、系列の長さに対して指数的に増える系列数を状態数に減らすことができ、非常に効率的な最尤復号を実現できる。

従来技術・歴史:

畳み込み符号の復号法として最初に提案された復号アルゴリズムは、Wosencraftにより提案され、Fanoにより部分的に改良された逐次復号アルゴリズムである。逐次復号アルゴリズムの性能は、ビタビアルゴリズムの性能に匹敵するが、非常に大きな復号遅延が生じるという問題があった。

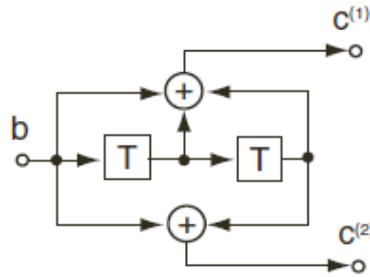
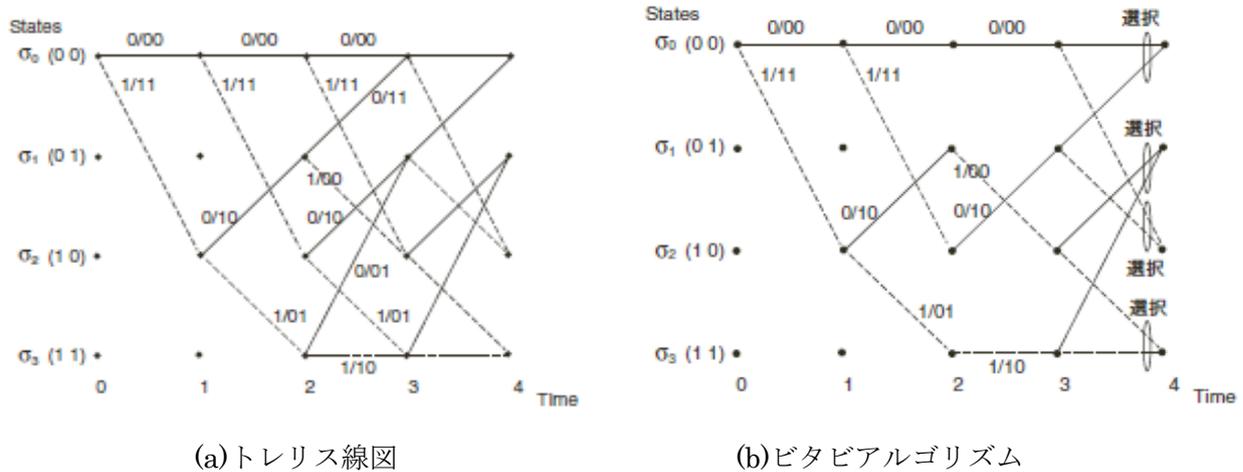


図3 拘束長 3, 符号化率 1/2 の畳み込み符号器

“Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis”, “McGraw-Hill”, “pp. 471-521, Sec. 8.2: CONVOLUTIONAL CODES,”の記述を基に作成



(a)トレリス線図

(b)ビタビアルゴリズム

図4 トレリス線図とビタビアルゴリズム

“Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis”, “McGraw-Hill”, “pp. 471-521, Sec. 8.2: CONVOLUTIONAL CODES,”の記述を基に作成

(3) ブラインド方式

原理:

最尤推定に基づいて、可能性のあるデータ系列それぞれに対して通信路の推定値を求め、それぞれの通信路推定に対して最尤なデータ系列を選択する。

詳細:

等化器においてトレーニング信号なしの係数初期設定に基づいた等化技術は、自己再生またはブラインド等化と呼ばれている。以降では、最尤規範に基づいたブラインド等化アルゴリズムについて説明する。受信データ r_n は、

$$r_n = \sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} + \eta_n \quad (2.74)$$

となる。ただし、 $L+1$ は通信路の等価離散時間モデルの応答長、 h_k は第 k 番目の通信路応答係数、 s_n は情報系列、そして、 η_n は白色ガウス雑音系列（分散 σ^2 ）を表す。 N 個の受信データ点のブロックに対して、インパルス応答ベクトル $\mathbf{h} = [h_0 h_1 \dots h_L]^T$ (T は行列の転置)とデータベクトル $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_N]^T$ とを条件とする受信データベクトル $\mathbf{r} = [r_1 r_2 \dots r_N]^T$ の結合確率密度関数は

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{h}, \mathbf{s}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^N} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=1}^N \left| r_n - \sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} \right|^2\right] \quad (2.75)$$

となる。 \mathbf{h} と \mathbf{s} の結合最尤推定値は結合確率密度関数 $p(\mathbf{r} | \mathbf{h}, \mathbf{s})$ を最大にする値であり、言い換えれば、 \mathbf{h} と \mathbf{s} の値はその指数部の項を最小にする。従って、ML解は \mathbf{h} と \mathbf{s} に関して単にメトリック

$$DM(\mathbf{s}, \mathbf{h}) = \sum_{n=1}^N \left| r_n - \sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} \right|^2 = |\mathbf{r} - \mathbf{A}\mathbf{h}|^2 \quad (2.76)$$

を最小にするものである。但し、行列 \mathbf{A} はデータ行列と呼ばれ次のように定義されている。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & \dots & 0 \\ s_3 & s_2 & s_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_N & s_{N-1} & s_{N-2} & \dots & s_{N-L} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

図5にブラインド等化器の構成を示す。ブラインド等化器では、 \mathbf{h} と \mathbf{s} の結合推定を行う。 \mathbf{h} と \mathbf{s} の結合推定を行うことを考える。可能性のあるデータ系列それぞれに対して \mathbf{h} の最尤推定値を求め、それから、それぞれの通信路推定に対して $DM(\mathbf{s}, \mathbf{h})$ を最小化するデータ系列を選択する。そこで、 m 番目のデータ系列 $\mathbf{s}^{(m)}$ に対応する通信路推定値は、

$$\mathbf{h}_{ML}(\mathbf{s}^{(m)}) = (\mathbf{A}^{(m)T} \mathbf{A}^{(m)})^{-1} \mathbf{A}^{(m)T} \mathbf{r} \quad (2.78)$$

となる。 m 番目のデータ系列に対するメトリック $DM(\mathbf{s}, \mathbf{h})$ は、

$$DM(\mathbf{s}^{(m)}, \mathbf{h}_{ML}(\mathbf{s}^{(m)})) = |\mathbf{r} - \mathbf{A}^{(m)} \mathbf{h}_{ML}(\mathbf{s}^{(m)})|^2 \quad (2.79)$$

となる。そこで、 M^N 個の可能性のある系列の組から、上記のコスト関数を最小にするデータ系列を選択する。

$$\min_{\mathbf{s}^{(m)}} DM(\mathbf{s}^{(m)}, \mathbf{h}_{ML}^{(m)}(\mathbf{s}^{(m)})) \quad (2.80)$$

長所:

データ検出と通信路推定の結合推定により、最尤系列推定においてトレーニング信号なしで係数初期設定を行える。

従来技術・歴史:

この30年間以上、3つの異なるクラスの適応ブラインド等化アルゴリズムが開発されてきた。第1の方法は、等化器の適応処理に最急降下法を用いるものである。第2の方法は、通信路特性を推定し等化器を設計するために、受信信号に関する2次または高次（通常は4次）の統計量を用いるものである。また、第3の方法として、最尤規範に基づいたブラインド等化アルゴリズムが検討されている。

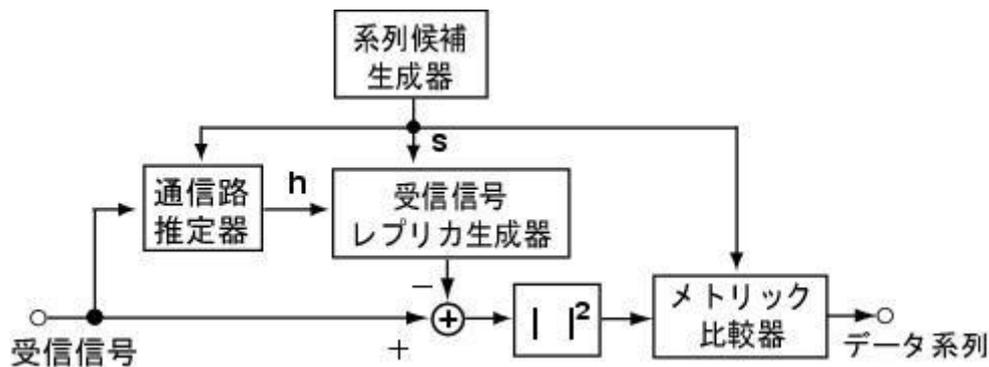


図5 ブラインド等化器の構成

“Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis”, “McGraw-Hill”, の記述を基に作成

【参考資料】

- [1] “Sequential coding algorithms : a survey and cost analysis”, “IEEE Commun., COM-32, pp.169-176”, “February 1984”, J. B. Anderson and S. Mohan”
- [2] “Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis”, “McGraw-Hill”

【技術分類】 2-1 MIMO 主要技術／受信側の処理

【 F I 】 H04B7/0413,220

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-1-3 干渉キャンセル技術

【技術内容】

先に述べた ZF や MMSE は、伝搬チャネル行列 H によりそれらの性能が大きく左右される。具体的には、空間相関が高くなる場合、伝搬チャネル行列の相関行列 ($G = HH^H$) の第 1 固有値以外が第 1 固有値に比べ著しく小さくなる場合である。本項で述べる SIC(Successive Interference Canceller: 逐次干渉キャンセラ) は、先に述べた ZF や MMSE の特性改善を実現するために提案された信号分離技術である。この方法は、当時 AT&T のベル研が提案したことから Bell Labs Layered Space Time (BLAST) と呼ばれることが多い[1][2]。もともとの考え方は CDMA の干渉除去のために開発された干渉キャンセラの考え方に基づく。

以下、できるだけ具体的に SIC の原理を示すために、 3×3 MIMO の場合で、図 1 に示す 3 個の QPSK 信号を送信し、復号には ZF を適用する場合について説明する。まず、SIC のイメージを把握するために、図 2 に 3×3 MIMO における SIC の処理フローを示す。図から、この場合は 3 個のステージがあり、最初のステージ(1st-Stage) では、 $(N_T, N_R) = (3, 3)$ である。これが信号復号と信号キャンセルにより、2nd-Stage では $(N_T, N_R) = (2, 3)$ となる。最後の 3rd-Stage では、 $(N_T, N_R) = (1, 3)$ となることがわかる。すなわち、SIC では、ステージが後段になればなるほど受信アンテナ数を送信アンテナ数よりも多く有する形で信号分離を行うことができる。

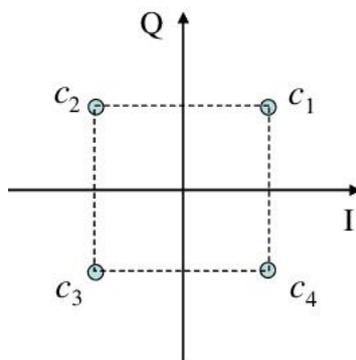


図 1 QPSK 信号

以下、図 2 を用いて 3×3 MIMO における SIC の処理について述べる。まず、図 2 の 1st-Stage において、

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} = [h_1 \ h_2 \ h_3] \quad (2.81)$$

と定義する。 $h_j = [h_{1j}, h_{2j}, h_{3j}]^T$ であり、 h_j は j 番目のアンテナから送信される伝搬チャネルベクトルである。このとき、1st-Stage における受信信号 $y^{(1st)}(t)$ は、

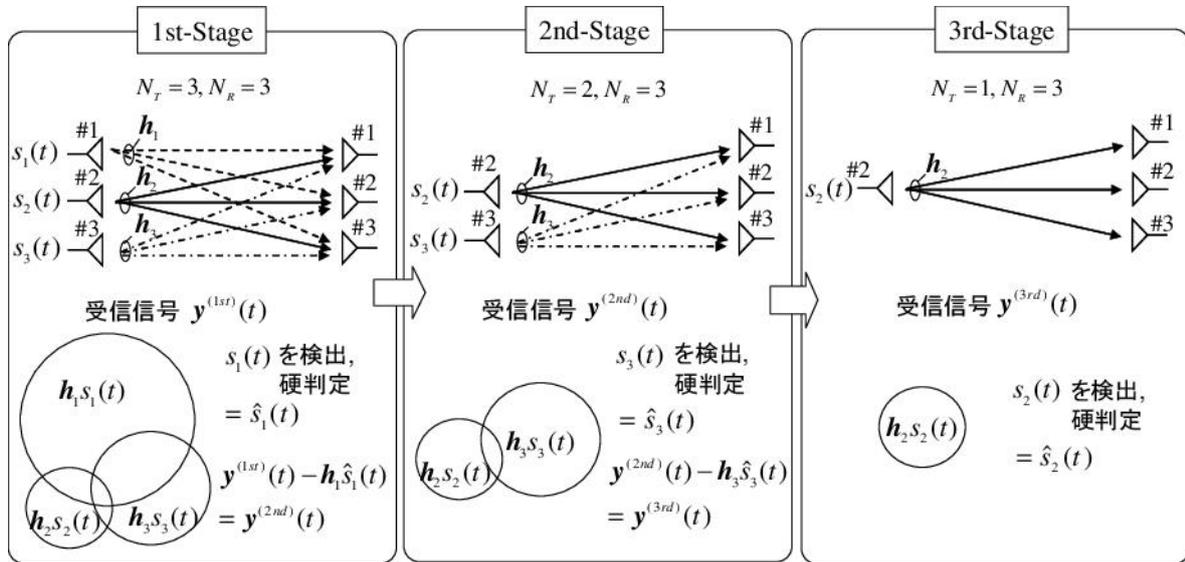
$$y^{(1st)}(t) = h_1 s_1(t) + h_2 s_2(t) + h_3 s_3(t) + n^{(1st)}(t) \quad (2.82)$$

で与えることができる。1st-Stage における $y^{(1st)}(t)$, $n^{(1st)}(t)$ は、これまで定義した $y(t), n(t)$ とそれぞれ全く同じであるが、2nd-Stage 以降との対応のためにこのように表記している。ここで、図 2 の 1st-Stage を見ると、 $h_j s_j(t)$ ($j = 1 \sim 3$) で構成される円が形成されている。これは、各送信アンテナに対応するチャネル応答の相互関係をイメージしている。円の大きさは受信電力(SNR)を表しており、円の重なりは空間相関に対応すると考えられる。ZF, MMSE を図 2 の円の重なりが大きい環境で適用すると、それらの信号分離能力は大きく低下する。

そこで、1st-Stage では、ZF により送信信号を復号し、受信電力が最も高くなる送信信号 $s_1(t)$ の検出結果 $\hat{s}_1(t)$ に着目する。 $\hat{s}_1(t)$ は、

$$\hat{s}_1(t) = w_{s_1}^T y(t) \quad (2.83)$$

と表すことができる。ここで、 w_{s_1} は送信信号 $s_1(t)$ を復号するための ZF のウェイトである。



円の大きさが受信電力、円の重なりは空間相関に相当。

図 2 3×3 MIMO における SIC の処理フロー

次に、復号信号 $\hat{s}_1(t)$ に対し硬判定を行う。硬判定の概念を示すための QPSK の信号点配置と復号信号とのユークリッド距離の例を図 3 に示す。図に示すように、復号した信号 $\hat{s}_1(t)$ は、ZF のウェイトを演算する際に発生する雑音強調の影響で、必ずしも QPSK が設定される位置とはならない。この信号を次に示す受信信号から差し引く処理を行うには、正しい送信信号を得る必要がある。そこで、図に示すように、復号信号 $\hat{s}_1(t)$ と QPSK の信号の間のユークリッド距離を求め、それらの中で最小距離となる信号点を判定結果とする。また、受信電力が最も高くなる送信信号 $s_1(t)$ を用いているのは、この信頼性を高めるためである。この計算は、

$$|\hat{s}_1(t) - c_m| \quad (m = 1 \sim 4) \quad (2.84)$$

を最小とする c_m を選び、これを判定信号 $\hat{s}_1(t)$ とすることで実現される。この操作を硬判定と呼ぶ。ここでは変調信号が QPSK であるため、 $m = 1 \sim 4$ としているが、実際は変調信号の信号点の数だけ式 (2.84) の演算を行う。

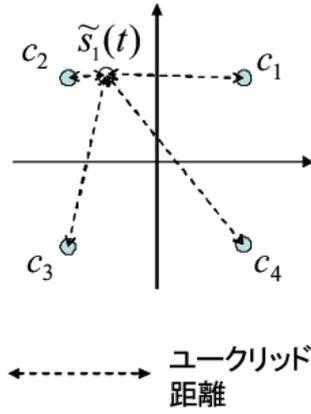


図3 QPSK の信号点配置と復号信号とのユークリッド距離の例

最後に、以下の式を用いて、送信信号 $s_1(t)$ に対応する受信信号 $h_1\hat{s}_1(t)$ を $y^{(1st)}(t)$ から差し引く。ここで、 $h_1\hat{s}_1(t)$ は、 $h_2s_2(t)$ 、 $h_3s_3(t)$ のみを $y^{(1st)}(t)$ から得るための干渉信号に相当するため、干渉信号のレプリカと呼ばれる。差し引いた信号を $y^{(2nd)}(t)$ とすると、 $y^{(2nd)}(t)$ は、

$$y^{(2nd)}(t) \leftarrow y^{(1st)}(t) - h_1\hat{s}_1(t) \quad (2.85)$$

で与えることができる。また、送信信号 $s_1(t)$ に対応する伝搬チャネルベクトル h_1 をチャネル行列 H から抜きとる。抜きとったあとのチャネル行列は、 $H \leftarrow [h_2 \ h_3]$ となる。

次に、図2における2nd-Stageの動作を説明する。図2における受信信号 $y^{(2nd)}(t)$ は、

$$y^{(2nd)}(t) = h_2s_2(t) + h_3s_3(t) + n^{(2nd)}(t) \quad (2.86)$$

で与えられる。ここで、 $n^{(2nd)}(t)$ は熱雑音の他に、式(2.85)で差し引いた信号 $h_1\hat{s}_1(t)$ と理想状態の信号 $h_1s_1(t)$ との間で発生する誤差を含んでいる。

図2に示すように、2nd-Stageでは、 $(N_T, N_R) = (2, 3)$ と見なしてZFを適用することができる。すなわち、ここでZFにより復号される信号 $\hat{s}_2(t), \hat{s}_3(t)$ は、 3×2 MIMOで得られる信号と等価であるため、1st-StageにおけるZFで得られるそれらよりも信頼性が高い。さらに、2nd-Stageでは、受信信号電力が最も高くなる送信信号 $s_3(t)$ の復号結果 $\hat{s}_3(t)$ に着目する。 $\hat{s}_3(t)$ は、

$$\hat{s}_3(t) = w_{s_3}^T y^{(2nd)}(t) \quad (2.87)$$

と表すことができる。ここで、 w_{s_3} は送信信号 $s_3(t)$ を復号するためのZFのウェイトである。このあとは、1st-Stageと同様に、 $\hat{s}_3(t)$ の硬判定結果として $\hat{s}_3(t)$ を得る。

最後に、以下の式を用いて、送信信号 $s_3(t)$ に対応する受信信号 $h_3\hat{s}_3(t)$ を $y^{(2nd)}(t)$ から差し引く。差し引いた信号を $y^{(3rd)}(t)$ とすると、 $y^{(3rd)}(t)$ は、

$$y^{(3rd)}(t) \leftarrow y^{(2nd)}(t) - h_3\hat{s}_3(t) \quad (2.88)$$

で与えることができる。また、送信信号 $s_3(t)$ に対応する h_3 をチャネル行列 H から抜きとる。抜きとったあとのチャネル行列は、 $H \leftarrow [h_2]$ となる。

次に、図2における3rd-Stageの動作を説明する。図2における受信信号 $y^{(3rd)}(t)$ は、

$$y^{(3rd)}(t) = h_2s_2(t) + n^{(3rd)}(t) \quad (2.89)$$

で与えられる. ここで, $n^{(3rd)}(t)$ は熱雑音の他に, 式(2.85), (2.88) で差し引いた信号 $h_1\hat{s}_1(t)$, $h_3\hat{s}_3(t)$ と理想状態の信号 $h_1s_1(t)$, $h_3s_3(t)$ との間で発生する誤差を含んでいる.

図 2 に示すように, 3rd-Stage では, $(N_T, N_R) = (1, 3)$ と見なして ZF を適用することができる. すなわち最終 Stage では, SIMO チャンネルとして信号を復号することができる. ここで ZF により復号される信号 $\tilde{s}_2(t)$ は, 1st, 2nd-Stage で得られるそれらよりも信頼性が高い. 送信信号 2 に対する復号結果 $\tilde{s}_2(t)$ は,

$$\tilde{s}_2(t) = w_{s_2}^T y^{(3rd)}(t) \quad (2.90)$$

と表すことができる. ここで, w_{s_2} は送信信号 $s_2(t)$ を復号するための ZF のウェイトである. このあとは, 1st, 2nd-Stage と同様に $\tilde{s}_2(t)$ の硬判定結果として $\hat{s}_2(t)$ を得ればよい.

以上が SIC の動作であるが, 任意のアンテナ数に対応する SIC の処理フローを図 4 にまとめる. SIC の利点は, 品質がよいと思われる復号信号をキャンセルしたあとで ZF を行っているため, 2 回目以降に復号される信号は通常の ZF よりも特性が改善する. 例えば, 4×4 MIMO で, 2 個の信号を復号したあとは, $(N_R, N_T) = (2, 4)$ となる. すなわち, 2 個の送信信号に対し, 4 素子の受信アンテナで ZF を適用するため, 受信ダイバーシチ効果により ZF の性能が向上する. 一方, SIC の欠点は, 最初の段階の信号でビット判定誤りが発生すると, その後のステージで影響を受けることである.

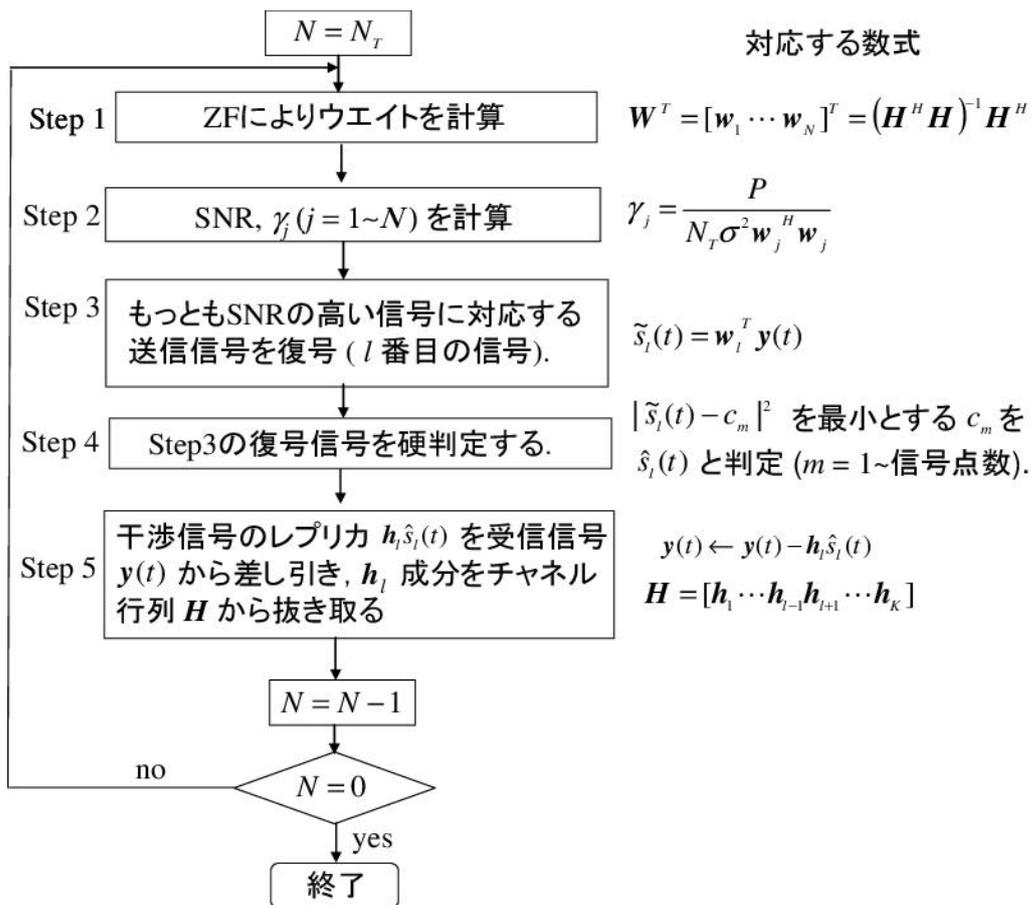


図 4 ZF を基本とする SIC の処理のフロー

【参考資料】

- [1] P.W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela , “V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” Proc. of International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pp.295~300, Oct. 1998.
- [2] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela and P.W. Wolniansky , “Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture,” Electronics Letters, col.35, no.1, pp.14-16, Jan. 1999.

【技術分類】 2-2-1 MIMO 主要技術/送信側の処理/プリコーディング

【 F I 】 H04B7/0413,110

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-2-1-1 線形プリコーディング

【技術内容】

送信側でウェイトを制御することを送信側指向性制御と呼ぶ。ウェイトを制御する方法としては、大きく分けて線形制御法と非線形制御法に分かれる。ここで線形とはウェイト行列 W に対し、 $W = \alpha A$ (α は定数、 A は任意の行列) で表現できることを意味している。

線形制御法としては、ZF 法、MMSE 法、BD 法 が良く知られている。以下、これらの方法について説明する。

まず、送信信号ベクトルを $s(t)(N_T \times 1)$ 、伝搬チャネル行列 $H (N_R \times N_T)$ とした場合の、送信ウェイト行列 $W (N_T \times N_R)$ を考慮した受信信号 $y(t) (N_R \times 1)$ は以下で与えることができる。

$$y(t) = HWs(t) + n(t) \quad (2.91)$$

ZF 法は送信側で適用する場合は、Channel Inversion(CI) 法と呼ばれることも多い。ZF 法では、チャネルの逆行列を送信ウェイトとして適用する。ZF 法によるウェイトは以下の式で与えることができる。

$$W_{ZF} = \frac{H^{-1}}{\|H^{-1}\|_F} \quad (2.92)$$

ここで、分母における $\|H^{-1}\|_F$ は総送信電力を一定とするための規格化である。 $\|\cdot\|_F$ はフロベニウスノルムを表す。この場合、ユーザごとに送信電力が異なることに注意が必要である。ユーザ毎に送信電力を一定にするためには、実際はウェイトの値をユーザに対応する列ベクトル毎に規格化する必要がある。このとき、送信信号とチャネル行列の乗算はウェイト行列を考慮すると、

$$= \frac{1}{\|H^{-1}\|_F} HW_{ZF}s(t) \quad (2.93)$$

$$= \frac{1}{\|H^{-1}\|_F} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^{(1)}(t) \\ s_2^{(1)}(t) \\ s_1^{(2)}(t) \\ s_2^{(2)}(t) \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

$$= \frac{1}{\|H^{-1}\|_F} \begin{bmatrix} s_1^{(1)}(t) \\ s_2^{(1)}(t) \\ s_1^{(2)}(t) \\ s_2^{(2)}(t) \end{bmatrix} \quad (2.95)$$

で与えられる。上の式から明らかなように、送信側の制御によりユーザ 1 とユーザ 2 を分離できていることが確認できる。ただし、 $\|H^{-1}\|_F$ の分だけ受信電力が低下することとなる。これは、受信側で ZF を適用する際の雑音強調に対応する。

MMSE 法は ZF 法と同様に送信側で適用することが可能である。MMSE 法を送信側で適用する場合、Regularized Channel Inversion (RCI) 法と呼ばれることも多い。基本的には、MMSE 法による送信信号は以下の式で与えることができる。

$$W_{\text{MMSE}} = \frac{H(HH^H + \alpha I)^{-1}}{\|H(HH^H + \alpha I)^{-1}\|_F} \quad (2.96)$$

ここで、 $\alpha = \sigma^2 N_U$ である。 σ^2 は熱雑音電力である。分母は総送信電力を一定とするための規格化である。

最後に示す BD 法では、ユーザ 1, 2 に対応するウエイト $W^{(1)}, W^{(2)}$ とチャネル行列 $H^{(1)}, H^{(2)}$ 間の関係を利用する。式(2.91) をユーザ 1, 2 に対応する行列とベクトルのみを用いて計算すると以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} y^{(1)}(t) \\ y^{(2)}(t) \end{bmatrix} \\ = & \begin{bmatrix} H^{(1)} \\ H^{(2)} \end{bmatrix} [W^{(1)} \quad W^{(2)}] \begin{bmatrix} s^{(1)}(t) \\ s^{(2)}(t) \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} n^{(1)}(t) \\ n^{(2)}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.97)$$

$$\begin{aligned} = & \begin{bmatrix} H^{(1)}W^{(1)} & H^{(1)}W^{(2)} \\ H^{(2)}W^{(1)} & H^{(2)}W^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s^{(1)}(t) \\ s^{(2)}(t) \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} n^{(1)}(t) \\ n^{(2)}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.98)$$

ここで、式(2.98)において、

$$= \mathbf{0}_{2 \times 2} \quad H^{(2)}W^{(1)} \quad (2.99)$$

$$= \mathbf{0}_{2 \times 2} \quad H^{(1)}W^{(2)} \quad (2.100)$$

が成り立つと仮定する。ここで、 $\mathbf{0}_{2 \times 2}$ は 2×2 の各要素をゼロとする行列である。このとき、式(2.98)より $k(k = 1 \sim 2)$ 番目のユーザの受信信号 $y^{(k)}(t)$ は、

$$y^{(k)}(t) = H^{(k)}W^{(k)}s^{(k)}(t) + n^{(k)}(t) \quad (2.101)$$

$$= \tilde{H}^{(k)}s^{(k)}(t) + n^{(k)}(t) \quad (2.102)$$

で与えることができる。式(2.102)にはユーザ k 以外の信号は含まれていない。これは、送信側の信号処理のみで複数ユーザの信号を完全に分離していることを意味している。すなわち、1章で説明した SU-MIMO と同じ処理が実現できる。式(2.99), (2.100) を満たすように、送信ウエイトを決定する送信指向性制御法を BD 法と呼ぶ。BD 法で実現される基地局とユーザ側のチャネル応答の関係を図

1 に示す. 図から明らかなように, BD 法によるウェイト($W^{(1)}, W^{(2)}$) を用いることで, ユーザ 1(2) の他のユーザ(ユーザ 2(1))には信号が到達しないことがわかる.

ここで, BD 法と ZF(CI) 法の違いを解釈するために, 図 2 に, BD 法と ZF により得られる空間チャンネルの応答を示す. 図 2 では, ユーザ 1 に対するウェイト形成についてのみ図示している. 図 2 に示すように, BD 法ではユーザ 1 のみに信号が届くように, ZF 法ではユーザ 1 のアンテナ 1 もしくはユーザ 1 のアンテナ 2 のみに信号が届くようにウェイトが制御される. ZF では, BD 法における式(2.8) の代わりに以下の条件が満たされることが必要となる.

$$h_1^{(1)} w_1^{(1)} = 1, h_2^{(1)} w_1^{(1)} = 0, h_1^{(2)} w_1^{(1)} = 0, h_2^{(2)} w_1^{(1)} = 0 \quad (2.103)$$

$$h_1^{(1)} w_2^{(1)} = 0, h_2^{(1)} w_2^{(1)} = 1, h_1^{(2)} w_2^{(1)} = 0, h_2^{(2)} w_2^{(1)} = 0 \quad (2.104)$$

ここで, 式(2.99) および式(2.103), (2.104) の演算より得られるゼロとなる結果をヌル空間とここでは定義する. これはウェイトを伝搬チャンネルに乗算することにより, ヌル空間が形成される受信アンテナには信号が届かないことを意味する.

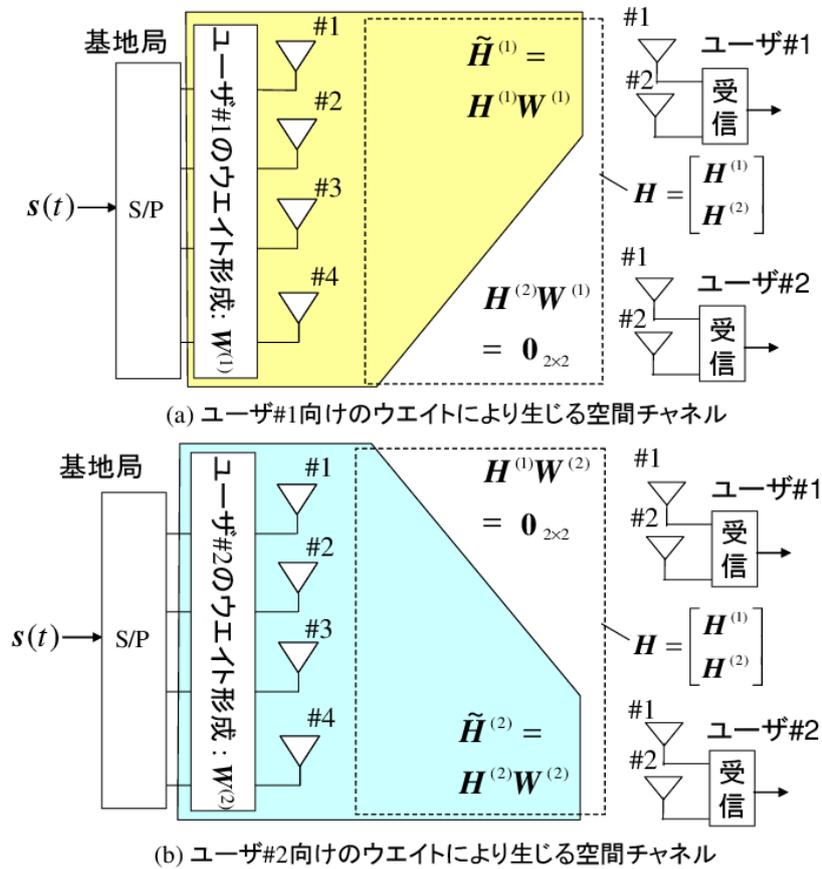


図 1 BD 法で実現される基地局とユーザ側のチャンネル応答の関係

次に, ユーザ内の MIMO による通信まで含めた BD 法を実現するための手順について述べる. まず, 図 1 における例($N_T = 4, N_R = 2, N_U = 2$) の場合について説明する.

最初にユーザ 1 のウェイトを求めるための手順を示す. ここでは, 式(2.99) の条件を得るために, 固有モード伝送に対する雑音部分空間を利用する. 2 番目のユーザのチャンネル行列を特異値分解すると, 以下のように変形することができる.

$$H^{(2)} = U^{(2)}D^{(2)}(V^{(2)})^H \quad (2.105)$$

$$= U^{(2)}[D_s^{(2)} \quad 0_{2 \times 2}][V_s^{(2)} \quad V_n^{(2)}]^H \quad (2.106)$$

ここで、 $U^{(2)}, D^{(2)}, V^{(2)}$ はそれぞれユーザ 2 における受信側固有ベクトル行列、特異値行列、送信側固有ベクトル行列である。また、行列のサイズはそれぞれ $N_R \times N_R = 2 \times 2, N_R \times N_T = 2 \times 4, N_T \times N_T = 4 \times 4$ となる。 $D_s^{(2)} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1^{(2)}}, \sqrt{\lambda_2^{(2)}})$ であり、 $D_s^{(2)}$ の対角成分の要素はそれぞれ $H^{(2)}$ の特異値となる。 $V_s^{(2)}, V_n^{(2)}$ は送信側における信号部分空間、雑音部分空間における送信側固有ベクトル行列に相当する。

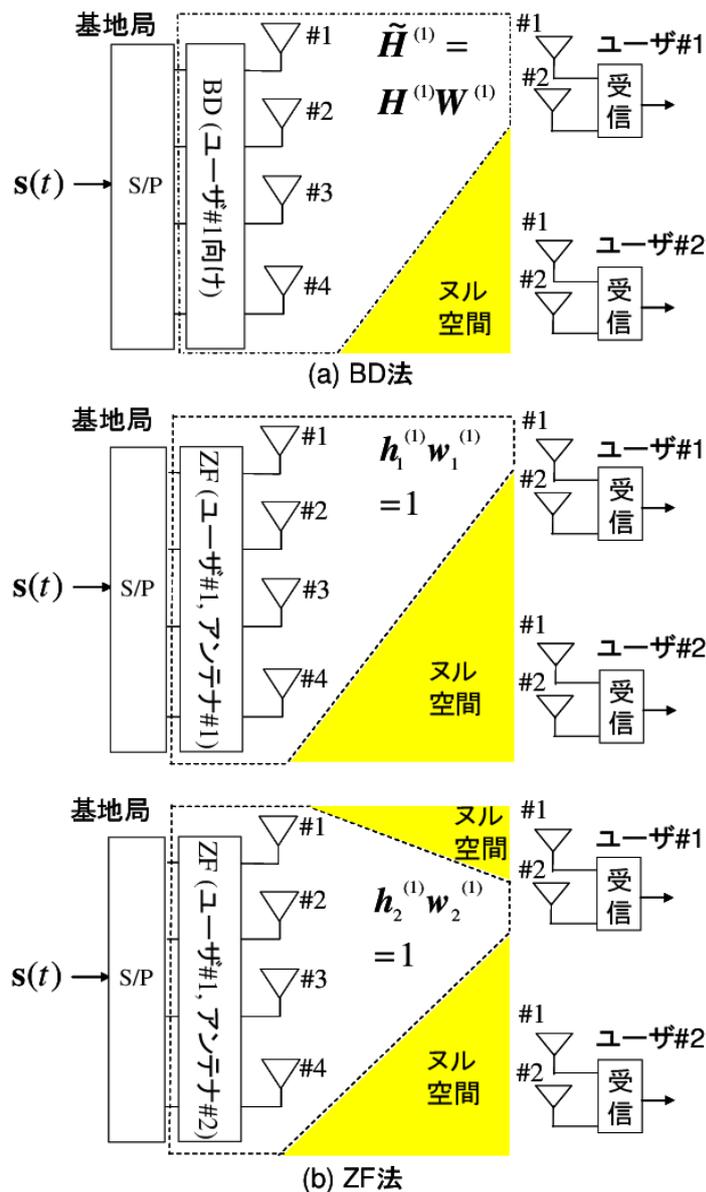


図 2 BD 法と ZF 法の解釈の比較(ユーザ 1 へのウエイト形成).

ユーザ 2 における固有モード伝送では、信号部分空間に相当する固有ベクトル行列 $V_s^{(2)}$ を使用する。しかし、ここではユーザ 1 用のウエイトを求めることが目的である。すなわち、2 番目のユーザ

に信号を送らないようにウエイトを求めたいため、ユーザ 2 の雑音部分空間に相当する固有ベクトル行列 $V_n^{(2)}$ を用いる。信号部分空間と雑音部分空間は直交する。すなわち、チャンネル行列 $H^{(2)}$ と $V_n^{(2)}$ は以下の関係を得ることができる。

$$H^{(2)}V_n^{(2)} = 0_{2 \times 1} \quad (2.107)$$

すなわち、式(2.99) の条件を得るためには、ユーザ 1 のウエイト $W^{(1)}$ の条件として、

$$W^{(1)} = V_n^{(2)} \Rightarrow H^{(2)}W^{(1)} = 0_{2 \times 1} \quad (2.108)$$

を満たすことがわかる。この計算により、先に説明したブロック対角化が実現される。

ブロック対角化が実現できれば、基地局間とユーザ 1 間のチャンネル応答 $H^{(1)}W^{(1)}$ は SU-MIMO の伝搬チャンネル応答とみなすことができる。すなわち、このチャンネルを用いて、1 章で説明した SU-MIMO の制御である固有モード伝送、もしくは受信(ユーザ)側による ZF, MMSE, SIC, MLD などの信号分離を適用することができる。一般に BD 法と呼ばれている方法では、ユーザ内における MIMO による通信は固有モード伝送を用いて実現される。これは、1 章でも述べたように、送信側で伝搬チャンネル行列を推定できる場合は、固有モード伝送を用いることが、ユーザ側に大きな負担をかけずに最も高いチャンネル容量を得る手段となるためである。

ブロック対角化の考え方を固有モード伝送に適用する場合は、以下の式で与えられる伝搬チャンネル行列を特異値分解して得られる送受信固有ベクトル行列を用いればよい。

$$\tilde{H}^{(1)} = H^{(1)}V_n^{(2)} \quad (2.109)$$

$$= \tilde{U}^{(1)}\tilde{D}^{(1)}(\tilde{V}^{(1)})^H \quad (2.110)$$

したがって、BD 法において固有モード伝送をユーザ 1 に適用する場合のウエイト $W_{BD}^{(1)}$ は、

$$W_{BD}^{(1)} = V_n^{(2)}\tilde{V}^{(1)} \quad (2.111)$$

で与えることができる。ここで、式(2.110)、(2.111)を用いると、 $H^{(1)}W_{BD}^{(1)}$ は、

$$\begin{aligned} H^{(1)}W_{BD}^{(1)} &= H^{(1)}V_n^{(2)}\tilde{V}^{(1)} \\ &= \tilde{H}^{(1)}\tilde{V}^{(1)} \end{aligned} \quad (2.112)$$

と変形できる。一方、ウエイト $W_{BD}^{(1)}$ を形成することで、ユーザ 2 に対する干渉 $H^{(2)}W_{BD}^{(1)}$ は、

$$\begin{aligned} H^{(2)}W_{BD}^{(1)} &= H^{(2)}V_n^{(2)}\tilde{V}^{(1)} \\ &= 0_{2 \times 1} \end{aligned} \quad (2.113)$$

と変形でき、干渉は完全にゼロとなる。このとき、ユーザ 1 に対する受信信号 $y^{(1)}(t)$ は、式(2.110) の $\tilde{U}^{(1)}$ を受信ウエイトとして用いると、

$$y^{(1)}(t) = (\tilde{U}^{(1)})^H \cdot (H^{(1)}W_{BD}^{(1)}s^{(1)}(t) + H^{(1)}W_{BD}^{(2)}s^{(2)}(t) + n^{(1)}(t))$$

$$\begin{aligned}
&= (\tilde{U}^{(1)})^H \cdot \left(\tilde{H}^{(1)} \tilde{V}^{(1)} s^{(1)}(t) + n^{(1)}(t) \right) \\
&= (\tilde{U}^{(1)})^H \cdot \left(\tilde{U}^{(1)} \tilde{D}^{(1)} (\tilde{V}^{(1)})^H \tilde{V}^{(1)} s^{(1)}(t) + n^{(1)}(t) \right) \\
&= \tilde{D}^{(1)} s^{(1)}(t) + (\tilde{U}^{(1)})^H n^{(1)}(t)
\end{aligned} \tag{2.114}$$

と変形できる。ここで、 $\tilde{D}^{(1)} = \text{diag} \left(\sqrt{\tilde{\lambda}_1^{(1)}}, \sqrt{\tilde{\lambda}_2^{(1)}} \right)$ であり、 $\tilde{\lambda}_1^{(1)}, \tilde{\lambda}_2^{(1)}$ は BD 法によるユーザ 1 の第 1 および第 2 固有値である。すなわち、ユーザ 1 の受信では、ユーザ 1 用の送信信号 $s^{(1)}(t)$ のみが受信できることがわかる。

次に、ユーザ 2 のウエイトを求めるための手順を示す。ユーザ 1 に対するブロック対角化を得るための条件式(2.100)は、

$$H^{(1)} V_n^{(1)} = \mathbf{0}_{2 \times 1} \tag{2.115}$$

となる。ここで、 $V_n^{(1)}$ はユーザ 1 のチャネル行列 $H^{(1)}$ を特異値分解して得られることによる、雑音部分空間に相当する送信側固有ベクトル行列である。 $W^{(2)} = V_n^{(1)}$ の条件を式(2.100)の左辺に代入すると、

$$H^{(1)} W^{(2)} = H^{(1)} V_n^{(1)} = \mathbf{0} \tag{2.116}$$

となり、式(2.100)が成立する。あとは、ユーザ 2 に対する固有モード伝送を行列 $\tilde{H}^{(2)} = H^{(2)} V_n^{(1)}$ に対して適用する。BD 法において固有モード伝送をユーザ 2 に適用する場合のウエイト $W_{\text{BD}}^{(2)}$ は、

$$W_{\text{BD}}^{(2)} = V_n^{(1)} \tilde{V}^{(2)} \tag{2.117}$$

となる。ここで、 $\tilde{V}^{(2)}$ は、 $\tilde{H}^{(2)}$ を特異値分解して得られる送信側固有ベクトルとなる。このとき、ユーザ 2 に対する受信信号 $y^{(2)}(t)$ は、 $\tilde{H}^{(2)}$ を特異値分解して得られる受信側固有ベクトル行列 $\tilde{U}^{(2)}$ を受信ウエイトとして用いると、ユーザ 1 の場合と同様に、

$$\begin{aligned}
y^{(2)}(t) &= (\tilde{U}^{(2)})^H \cdot \left(H^{(2)} W_{\text{BD}}^{(2)} s^{(2)}(t) + H^{(2)} W_{\text{BD}}^{(1)} s^{(1)}(t) + n^{(2)}(t) \right) \\
&= \tilde{D}^{(2)} s^{(2)}(t) + (\tilde{U}^{(2)})^H n^{(2)}(t)
\end{aligned} \tag{2.118}$$

と変形できる。ここで、 $\tilde{D}^{(2)} = \text{diag} \left(\sqrt{\tilde{\lambda}_1^{(2)}}, \sqrt{\tilde{\lambda}_2^{(2)}} \right)$ である。すなわち、ユーザ 2 の受信では、ユーザ 2 用の送信信号 $s^{(2)}(t)$ のみが受信できることがわかる。

ここまでは、図 1 における例 ($N_T = 4, N_R = 2, N_U = 2$) の場合における BD 法の手順を示したが、送信アンテナ数 N_T 、受信アンテナ数 N_R 、ユーザ数 N_U が任意の数における一般的な BD 法の手順を以下に示す。なお、BD 法を実現するためには、 $N_T \geq N_R \times N_U$ の条件を満たす必要がある。また、簡単化のため、各ユーザの受信素子数は同一とする。まず、ユーザ k ($k = 1 \sim N_U$) 以外のユーザあてにユーザ k に送信する信号を送らないようにするため、以下の行列 $\bar{H}^{(k)}$ を定義する。

$$\bar{H}^{(k)} = \begin{bmatrix} H^{(1)} \\ \vdots \\ H^{(k-1)} \\ H^{(k+1)} \\ \vdots \\ H^{(N_U)} \end{bmatrix} \quad (2.119)$$

式(2.119) から分かるように, 行列 $\bar{H}^{(k)}$ は, チャンnel行列 H からユーザ k に対するチャンネル行列 $H^{(k)}$ を抜き出した $(N_U - 1) \cdot N_R \times N_T$ の行列となる. ユーザ k 以外のチャンネル行列 $\bar{H}^{(k)}$ に対し, 特異値分解を行うと,

$$\bar{H}^{(k)} = \bar{U}^{(k)} \bar{D}^{(k)} (\bar{V}^{(k)})^H \quad (2.120)$$

$$= \bar{U}^{(k)} [\bar{D}_S^{(k)} \quad \mathbf{0}_{(N_U-1) \cdot N_R \times (N_T - (N_U-1) \cdot N_R)}] [\bar{V}_S^{(k)} \quad \bar{V}_n^{(k)}]^H \quad (2.121)$$

が得られる. ここで, $\bar{V}_n^{(k)}$ は, $\bar{H}^{(k)}$ の送信側における雑音部分空間に対応した固有ベクトルとなる. $\bar{V}_n^{(k)}$ を用いるとユーザ k 以外では,

$$H^{(1)} \bar{V}_n^{(k)} = \dots = H^{(k-1)} \bar{V}_n^{(k)} = H^{(k+1)} \bar{V}_n^{(k)} = \dots = H^{(N_U)} \bar{V}_n^{(k)} = \mathbf{0}_{N_R \times (N_T - (N_U-1) \cdot N_R)} \quad (2.122)$$

が成立し, $W^{(k)} = \bar{V}_n^{(k)}$ とすればブロック対角化が実現できる.

あとは, 先に説明した方法で送信ウェイトを決定できる. ユーザ k に対する固有モード伝送を行列 $\tilde{H}^{(k)} = H^{(k)} \bar{V}_n^{(k)}$ に対して適用する. $\tilde{H}^{(k)}$ を特異値分解すると,

$$\tilde{H}^{(k)} = \tilde{U}^{(k)} \tilde{D}^{(k)} (\tilde{V}^{(k)})^H \quad (2.123)$$

$$= \tilde{U}^{(k)} [\tilde{D}_S^{(k)} \quad \mathbf{0}_{N_R \times (N_T - N_U \cdot N_R)}] [\tilde{V}_S^{(k)} \quad \tilde{V}_n^{(k)}]^H \quad (2.124)$$

が得られる. したがって, BD 法において固有モード伝送をユーザ k に適用する場合のウェイト $W_{\text{BD}}^{(k)}$ は,

$$W_{\text{BD}}^{(k)} = \bar{V}_n^{(k)} \tilde{V}_S^{(k)} \quad (2.125)$$

となる. ここで, $\tilde{V}_S^{(k)}$ は $\tilde{H}^{(k)}$ を特異値分解して得られる送信側の信号部分空間に対する固有ベクトル行列となる. このとき, ユーザ k に対する受信信号 $\mathbf{y}^{(k)}(t)$ は, $\tilde{H}^{(k)}$ を特異値分解して得られる受信側固有ベクトル $\tilde{U}^{(k)}$ を受信ウェイトとして用いると,

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(k)}(t) &= (\tilde{U}^{(k)})^H H^{(k)} W_{\text{BD}}^{(k)} s^{(k)}(t) + \mathbf{n}^{(k)}(t) \\ &= \tilde{D}_S^{(k)} s^{(k)}(t) + (\tilde{U}^{(k)})^H \mathbf{n}^{(k)}(t) \end{aligned} \quad (2.126)$$

と変形できる. ここで, $\tilde{\mathbf{D}}_s^{(k)} = \text{diag}\left(\sqrt{\tilde{\lambda}_1^{(k)}}, \dots, \sqrt{\tilde{\lambda}_{N_R}^{(k)}}\right)$ である. すなわち, ユーザ k の受信では, ユーザ k 用の送信信号 $s^{(k)}(t)$ のみが受信できることがわかる.

【技術分類】 2-2-1 MIMO 主要技術/送信側の処理/プリコーディング

【 F I 】 H04B7/0413,130

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-2-1-2 非線形プリコーディング

【技術内容】

先に述べた ZF などの線形制御法では、干渉信号を完全に 0 にすることを可能とするが、所望信号の利得最大化は保証できていない。特に、ユーザが近接している場合などでは、伝搬チャネルの相関が高くなるため、干渉信号における応答を 0 にすることで、所望信号の利得が減少する問題がある。非線形制御法はこの問題を解決するために検討されている。ただし、計算量は線形制御法に比べて大きくなることと、線形演算による処理でも、次節で述べるユーザスケジューリングによりその特性が大きく改善するため、線形演算による制御法が MU-MIMO ではよく用いられている。ここでは、非線形制御法に関する基礎原理についてのみ解説する。

まず、線形制御法と非線形制御法の考え方の違いを理解するために、図 1 に線形制御法と非線形制御法による指向性形成の比較を示す。ここでは説明の簡単化のため、ユーザ 1 に対するウエイト形成のみを示しているが、MU-MIMO では実際はユーザ 2 にも指向性が形成されることに注意されたい。図 1(a)より、線形制御法では、ユーザ 2 にはユーザ 1 へ送信する信号は到来しない。この拘束条件のため、ユーザ間の到来方向が近い場合や、ユーザが近接する場合において、ユーザ 1 への指向性が最大方向とならない。この問題を解決するため、非線形制御法では、ユーザ 1 に対するウエイトは、ユーザ 1 への指向性が最大となるように求められる。すなわち、ユーザ 2 に対しては指向性のヌルを形成しない。この条件を得るための最適条件は最大比合成である。ただし、このままではユーザ 2 に干渉が発生するので、送信側で送信信号をあらかじめ、"加工"することで、ユーザ 2 側では簡単な処理のみで結果的に干渉信号を受けないようにすることが必要となる。この制御が非線形制御法の重要なポイントとなる。以下、この方法について説明する。

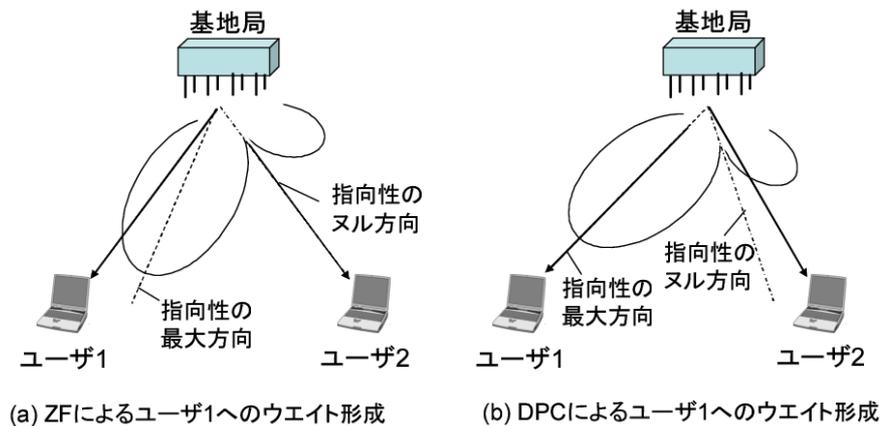


図 1 線形制御法と非線形制御法による指向性形成の比較

送信側で既知の干渉があらかじめ分かっているとすると、受信側では干渉がない場合と全く同じチャネル容量を実現できる符号が存在する。これは Dirty Paper Coding (DPC) と呼ばれている。図 2 に DPC の概念図を示す。図に示すように、既知の干渉と DPC の適用により、いわゆる干渉がないチャネルと等価のモデルが形成できることがわかる。DPC は実際に実現できないため、DPC の概念を述べるために、近似的に DPC を実現する方法の 1 つである ZF-DPC について説明する。

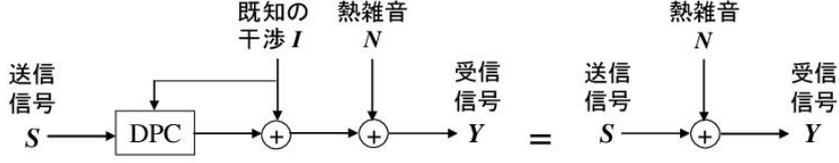


図 2 Dirty paper coding (DPC) の概念図

ここで、送信アンテナ数 N_T 、受信アンテナ数 N_R 、ユーザ N_U はそれぞれ 4, 2, 2 を想定する. ZF-DPC では、送信ウエイトを決定するために QR 分解を用いる. ただし、QR 分解を実現する際、ユニタリ行列と下三角行列の複素共役転置の積を求める. この場合、チャンネル行列 H は、

$$H^H = QL^H \quad (2.127)$$

のように分解される. ここで、 L は $N_UN_R \times N_T$ の下三角行列である. Q は $N_UN_R \times N_T$ のユニタリ行列である. すなわち、 $Q^H Q = I_{N_T}$ が成り立つ. まず、送信ウエイト W を、

$$W = Q \quad (2.128)$$

と置くと、式(2.91) は、

$$\begin{aligned} y(t) &= HWs(t) + n(t) \\ &= LQ^H Qs(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2.129)$$

$$= Ls(t) + n(t) \quad (2.130)$$

と変形できる. ここで、雑音部分を除いた受信信号ベクトル $Ls(t)$ を成分ごとに分解すると、

$$Ls(t) = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 & 0 \\ l_{21} & l_{22} & 0 & 0 \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & 0 \\ l_{41} & l_{42} & l_{43} & l_{44} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s_1^{(1)}(t) \\ s_2^{(1)}(t) \\ s_1^{(2)}(t) \\ s_2^{(2)}(t) \end{bmatrix} \quad (2.131)$$

$$= \begin{bmatrix} l_{11}s_1^{(1)}(t) \\ l_{21}s_1^{(1)}(t) + l_{22}s_2^{(1)}(t) \\ l_{31}s_1^{(1)}(t) + l_{32}s_2^{(1)}(t) + l_{33}s_1^{(2)}(t) \\ l_{41}s_1^{(1)}(t) + l_{42}s_2^{(1)}(t) + l_{43}s_2^{(2)}(t) + l_{44}s_2^{(2)}(t) \end{bmatrix} \quad (2.132)$$

と変形できる. ここで、このあとの説明を簡単にするために、送信信号において、ユーザ 2 のアンテナ 1, 2 をアンテナ 3, 4 として、ユーザ 1, 2 のアンテナを 4 本というように定義する. すなわち、

$$[s_1(t) \ s_2(t) \ s_3(t) \ s_4(t)]^T = [s_1^{(1)}(t) \ s_2^{(1)}(t) \ s_1^{(2)}(t) \ s_2^{(2)}(t)]^T \quad (2.133)$$

と置く. また、雑音部分を除いた受信信号ベクトル $x(t)$ を

$$x(t) = Ls(t) \quad (2.134)$$

$$= [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t) \ x_4(t)]^T \quad (2.135)$$

と定義すると、式(2.132) は以下のように変形することができる。

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11}s_1^{(1)}(t) \\ l_{21}s_1^{(1)}(t) + l_{22}s_2^{(1)}(t) \\ l_{31}s_1^{(1)}(t) + l_{32}s_2^{(1)}(t) + l_{33}s_1^{(2)}(t) \\ l_{41}s_1^{(1)}(t) + l_{42}s_2^{(1)}(t) + l_{43}s_2^{(2)}(t) + l_{44}s_2^{(2)}(t) \end{bmatrix} \quad (2.136)$$

式(2.136) で明らかなように、**QRM-MLD** での説明と同様に、この場合は第 1 列目が送信信号 1 のみを含んでいる。また、第*i* 列目では、*i* 番目までの送信信号を含んでいる。すなわち、逐次干渉キャンセラ(SIC) の考え方をを用いて、送信側であらかじめ干渉を除去した信号を作成することができる。

まず、式(2.136) の一列目に着目すると、受信されるべき信号は $s_1(t)$ であるため、変形した送信信号 $s'_1(t)$ を以下のように定義する。

$$s'_1(t) = s_1(t) \quad (2.137)$$

同様に、2~4 番目の信号に対する変形した送信信号を $s'_2(t), s'_3(t), s'_4(t)$ とすると、これらは、

$$\begin{aligned} & s'_2(t) \\ = & s_2(t) - \frac{l_{21}}{l_{22}} \\ & \cdot s_1(t) \end{aligned} \quad (2.138)$$

$$\begin{aligned} & s'_3(t) \\ = & s_3(t) - \frac{l_{31}}{l_{33}} \cdot s_1(t) - \frac{l_{32}}{l_{33}} \\ & \cdot s_2(t) \end{aligned} \quad (2.139)$$

$$\begin{aligned} & s'_4(t) \\ = & s_4(t) - \frac{l_{41}}{l_{44}} \cdot s_1(t) - \frac{l_{42}}{l_{44}} \cdot s_2(t) - \frac{l_{43}}{l_{44}} \\ & \cdot s_3(t) \end{aligned} \quad (2.140)$$

で与えることができる。以上をまとめると、送信すべき信号 $s'_i(t)$ は、

$$\begin{aligned}
& \dot{s}_i(t) \\
& = s_i(t) \\
& - \sum_{m=1}^{i-1} \left(\frac{l_{im}}{l_{ii}} \right) \\
& \cdot s_m(t)
\end{aligned} \tag{2.141}$$

で与えることができる. ここで, 式(2.141) で得られる $\dot{s}_i(t)$ を $s_i(t)$ の変わりに式(2.132) に代入すると,

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^{(1)}(t) \\ s_2^{(1)}(t) \\ s_1^{(2)}(t) \\ s_2^{(2)}(t) \end{bmatrix} \tag{2.142}$$

となり, 送信側の式(2.141) の演算により, 完全に干渉が除去できていることがわかる.

非線形制御法は線形制御法よりも高い性能を得ることができるが, これには式(2.138)~(2.140) からわかるように, 減算する処理が含まれる. 信号は複素数なので, 信号点の組み合わせによっては, 送信信号そのものが非常に大きくなる. これは送信するデータ数の増大にともない深刻な問題となる. この送信電力の増大を防ぐために, 式(2.141) に得られる結果に Modulo 演算を行う手法が提案されている. これは, Tomlinson-Harashima Precoding (THP) と呼ばれる.

THP のブロック図を図 3 に示す. ここで, 図の $I - [\text{diag}(L)]^{-1}L$ は式(2.141) の処理に相当する. 図 4 に THP による Modulo 計算の概念図を示す. Modulo 演算とは, 得られた信号を, 変調信号の基本領域(Lattice) で割り算を行い, その余りを信号点とすることである. Modulo 演算の Lattice の大きさを受信側が知っていれば, 受信側でも Modulo 処理で信号を復元できる. 図に示すように, THP では, まず, 式(2.141) で与えられる干渉減算を行う. この処理により, 図に示すように, 変調信号の領域を超える場合がある. これを回避するために Modulo 演算を行う. そうすると, 信号は基本領域にシフトされるため, このようにすると送信電力の増大にはつながらない. ただし, 線形演算では, ウェイトが形成されれば, 環境変動がない限り計算は不要となるが, THP では, 式(2.141) の計算と Modulo 演算は送信信号数×シンボル数分行う必要がある. すなわち, 送信側で常に計算を行う必要がある.

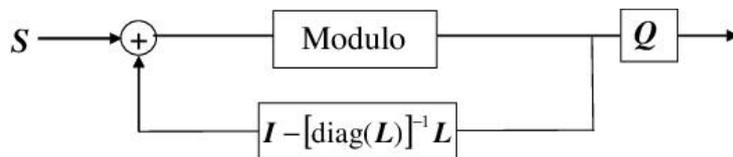


図 3 Tomlinson-Harashima precoding (THP) の概念図

THP とは異なる手段で最近注目されている方法として, Vector Perturbation (VP) が知られている. 先に述べた ZF による送信信号は, 送信信号の大きさも含めて考えると,

$$HW_{ZF}s(t) = \frac{1}{\|H^{-1}s(t)\|} HH^{-1}s(t) \quad (2.143)$$

で表される. VP では, 送信信号 $s(t)$ にオフセット値を与える. オフセットベクトルを $\tau l(t)$ とすると, 送信信号は,

$$HW_{ZF}(s(t) + \tau l(t)) = \frac{1}{\|H^{-1}(s(t) + \tau l(t))\|} HH^{-1}(s(t) + \tau l(t)) \quad (2.144)$$

と表される. $\|H^{-1}(s(t) + \tau l(t))\|$ が最小となる $\tau l(t)$ を求めることが VP の原理となる. ここで, $l(t)$ は移動させる送信信号ベクトルの変化量である. τ は正の整数であり, Modulo 演算を行う Lattice の大きさで決定される. VP と THP との違いは, 信号をオフセットさせる候補を複数個用意し, $\|H^{-1}(s(t) + \tau l(t))\|$ が最小となる信号点のオフセット量を決定することである. したがって, 計算負荷は VP のほうが THP よりも大きくなるが, 性能は VP のほうが THP よりも優れている [9]. 図 5 に, QPSK 信号とした場合の $l(t)$ と τ の決定方法の例を示す. \circ の点を $1+j$ とする. このとき, $\tau = 4$ となり, ベクトルの移動量 $l(t)$ は $4 \cdot (1+j)$ であり, 移動先は $5 \cdot (1+j)$ となる. この送信点の移動で $\|H^{-1}(s(t) + \tau l(t))\|$ が最小になったとする. 受信側では移動先である $5 \cdot (1+j)$ に対し, Modulo 演算を $\tau = 4$ を用いて行くと, $5/4$ の剰余は 1 であるため, 元の信号である $1+j$ を復元することができる. なお, 式(2.144) をそのまま用いると, シンボル単位で正規化情報も送信しないとイケない. ただし, 実際は, 文献 [9] に示されているように, 正規化情報はフレーム単位での平均値として送信すればよい.

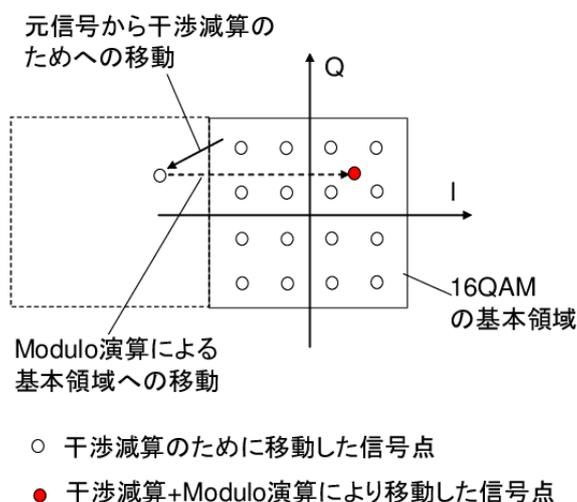


図 4 THP による Modulo 演算の仕組み

BD 法で VP を適用する方法 (VP-BD 法) が提案されている [10]. BD 法の場合は, H^{-1} の代わりに, BD 法における他ユーザへのヌル形成後の k 番目のユーザに対応するチャネル行列の逆行列 $(H^{(k)} \bar{v}_n^{(k)})^{-1}$ が用いられる [10]. また, 文献 [10] の手法では文献 [9] とは異なり, ユーザ単位で信号点のオフセット量を決定できるため, 文献 [9] よりも演算量が少なくなることが示されている. それでも, VP は演算量がかなり大きくなる.

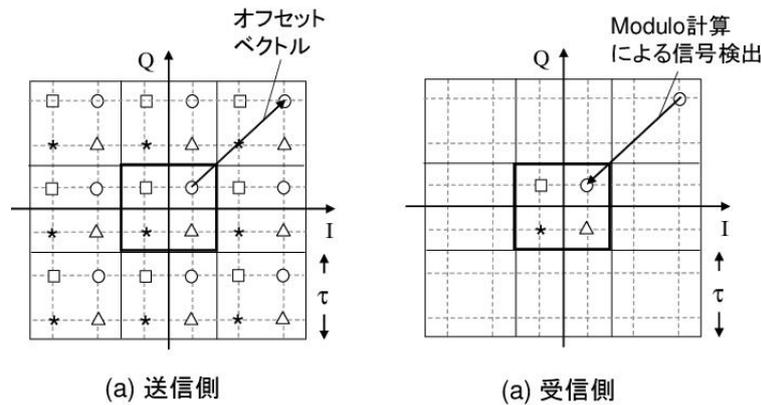


図 5 VP によるオフセットベクトルと Modulo 演算の仕組み(QPSK 信号)

【参考資料】

- [1] Q.H. Spencer, C.B. Peel, A.L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink , " IEEE Communication Magazine, Vol. 42, No. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [2] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C.-B. Chae, and T. Salzer, , "Shifting the MIMO Paradigm," IEEE Signal Processing Magazine, vol.24, no.5, pp.36-46, Sept. 2007.
- [3] K. K.Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, pp. 773-786, July 2003.
- [4] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Sig. Processing, vol. 52, no. 2, pp.461-471, Feb. 2004.
- [5] M. H. M. Costa, "Writing on dirty paper, "IEEE Trans. Inf. Theory, IT-29, pp. 439-441, May 1983.
- [6] M. Tomlinson, "New automatic equaliser employing modulo arithmetic," Electronics Letters, vol. 7, no. 5/6, pp. 138-139, March 1971.
- [7] H. Harashima and H. Miyakawa, " Matched-Transmission Technique for Channels With Intersymbol Interference, " IEEE Transactions on Communications, vol. 20, no. 4, pp. 774-780, August 1972.
- [8] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication : Part I: Channel inversion and regularization, " IEEE Trans. Commun., vol. 53, pp.195-202, Jan. 2005.
- [9] B. M. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A vector perturbation technique for near capacity multiantenna multiuser communication : Part II: perturbation, "IEEE Trans. Commun, vol. 53, no.3, pp.537-544, Mar. 2005.
- [10] C. B. Chae, S. Shim, and R. W. Heath, Jr, "Block diagonalized vector perturbation for multiuser MIMO systems, " IEEE Trans. Wireless Communications, vol.7, no.11, pp.4051-4057, Nov. 2008.
- [11] 藺部, 塚本, 北沢, 前田, 阿部, 伴, 宇野, 小林, "ブロック対角化 vector perturbation を用いた非線形マルチユーザ MIMO の屋内伝送実験, "信学技報, RCS2012-18, 2012.4.

【技術分類】 2-2-1 MIMO 主要技術/送信側の処理/プリコーディング

【 F I 】 H04B7/0413,300

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-2-1-3 コードブック

【技術内容】

プリコーディングにおける理想的な送信アンテナウェイトは、チャンネル行列 H の共分散行列 $H^H H$ (H はエルミート変換を表す) の固有ベクトルにより生成される。しかし、推定したチャンネル情報あるいは量子化を行わないプリコーディングウェイトを直接フィードバックする方法は、制御情報のオーバーヘッド量の観点から現実的ではない。そこで、UE (User Equipment) において、プリコーディング後の各レイヤの合計のスループットが最大となる規範により、あらかじめ決められたコードブックと呼ばれるプリコーディングウェイト行列の候補の中から最適なウェイト行列を選択して、基地局 (eNodeB) へインデックス(PMI : Precoding Matrix Indicator) をフィードバックする。一例として、LTE Release 8(LTE Rel.8) では、図 1 に示すように、コードブックベースのプリコーディングが用いられている。

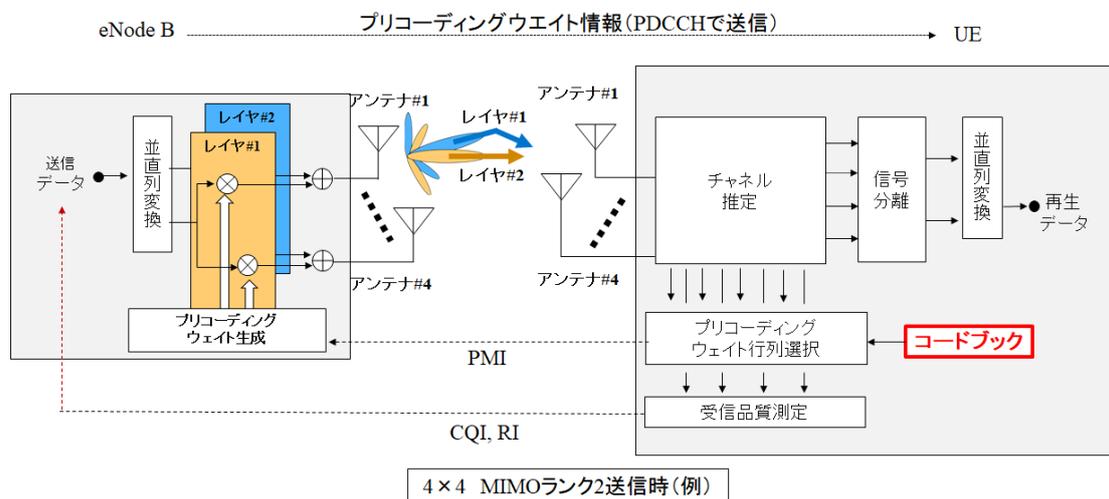


図 1 LTE Rel. 8 におけるコードブックベースのプリコーディングを用いた閉ループ MIMO 多重伝送。田岡他, “LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術,” NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol.18 No.2,図 1 を元に作成

LTE 方式のシステムにおいては、異なる送信アンテナから同時に送信する送信情報系列が全て同一のユーザのものであるシングルユーザ MIMO (SU-MIMO : Single User MIMO) 伝送と、異なるユーザのものであるマルチユーザ MIMO (MU-MIMO : Multiple User MIMO) 伝送とが規定されている。これらの SU-MIMO 伝送及び MU-MIMO 伝送においては、移動局装置 UE 側で基地局装置 eNodeB のアンテナに設定すべき位相・振幅制御量(プリコーディング行列, プリコーディングウェイト) と、このプリコーディング行列に対応づけられる PMI とを複数定めたコードブックから最適な PMI を選択し、これをチャンネル情報 (CSI : Channel State Information) として基地局装置 eNodeB にフィードバックする。基地局装置 eNodeB 側では、移動局装置 UE からフィードバックされた PMI に基づいて各送信アンテナに対するプリコーディングを行って送信情報系列を送信する。

LTE 方式のシステムにおいて、PMI は、基地局装置 eNodeB から単一又は複数の移動局装置 UE に対して送信される各ストリームの CQI (Channel Quality Indicator) の値(CQI 値) に基づいて算出されるスループットの期待値 (スループット期待値) の合計値に応じて選択される。より具体的に

は、各ストリームの CQI 値から算出されるスループット期待値の合計値が最大となるプリコーディング行列に対応づけられた PMI が選択される。

移動局装置 UE に対するストリーム数が 1 つである場合（すなわち、ランク 1 の場合）、当該ストリームのみから測定された CQI 値に基づいてスループット期待値が算出され、そのスループット期待値が最大となる PMI が選択されることから、選択された PMI には、チャンネル伝送路におけるチャンネル状態が適切に反映される。一方、移動局装置 UE に対するストリーム数が 2 つ以上である場合（すなわち、ランク 2 以上の場合）、複数のストリームから測定された CQI 値に基づいてスループット期待値の合計値が算出され、そのスループット期待値の合計値が最大となる PMI が選択される。このため、仮にチャンネル伝送路におけるチャンネル状態に近似する、ストリームに対応する行列成分が含まれる場合であっても、スループット期待値の合計値が小さい場合には、そのプリコーディング行列に対応する PMI が選択されないこととなり、当該 PMI よりもチャンネル状態を適切に示していない PMI が選択され得る[1]。

LTE-Advanced では、スケジューリングされた UE が 2 トランスポートブロックまでを送信できる。各トランスポートブロックは、自らの MCS (Modulation and Coding Scheme) を持つ。送信レイヤ数によって、各トランスポートブロックと関連した変調シンボルは、4 レイヤまでマッピングされる。送信ランクは動的に適応させることが可能であり、使用されるアンテナポート数とレイヤ数によって、異なるコードブックが定義されている。さらに、利用できる 2 または 4 アンテナポートアンテナによって、異なるプリコーディングが使用される。

2 送信アンテナでのアップリンク空間多重化では、プリコーディングが表 1 のように定義されている。LTE-Advanced アップリンクでは、識別プリコーディングマトリクスのみをサポートしている。すなわち、2 コードワードは 2 レイヤにマッピングされないが、コードワード 1 がレイヤ 1 にマッピングされ、コードワード 2 がレイヤ 2 にマッピングされる[2]。

4 送信アンテナでのアップリンク多重化では、プリコーディングのコードブックが、1 レイヤが適用される場合は表 2、2 レイヤが適用される場合は表 3、3 レイヤが適用される場合は表 4、4 レイヤが適用される場合は表 5 のように定義されている。

表 1 2 送信アンテナポート上へのアップリンク空間多重化のためのコードブック
3GPP TS 36.211 V14.3.0 Table 5.3.3A.2-1 を元に作成

Precoding for uplink spatial multiplexing (2 Tx antennas)		
Codebook index	Number of layers	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	
4	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	
5	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	

表2 4 アンテナ送信アンテナポートのアップリンク空間多重化のためのプリコーディング・
 コードブック: 1 レイヤ送信用プリコーディングのマトリクス
 3GPP TS 36.211 V14.3.0 Table 5.3.3A.2-2 を元に作成

Precoding for uplink spatial multiplexing (4 Tx antennas ports)									
One layer transmission									
Index	0	1	2	3	4	5	6	7	
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ j \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -j \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ j \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -j \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -j \\ -1 \end{bmatrix}$
Index	8	9	10	11	12	13	14	15	
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ j \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -j \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ 1 \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ j \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ -1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ -j \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ -j \\ 1 \end{bmatrix}$
Index	16	17	18	19	20	21	22	23	
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ j \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -j \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ -j \end{bmatrix}$	

表3 4 アンテナ送信アンテナポートのアップリンク空間多重化のためのプリコーディング・
 コードブック: 2 レイヤ送信用プリコーディングのマトリクス
 3GPP TS 36.211 V14.3.0 Table 5.3.3A.2-3 を元に作成

Precoding for uplink spatial multiplexing (4 Tx antennas ports)						
Two layer transmission						
Index	0	1	2	3	4	5
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & j \end{bmatrix}$
Index	6	7	8	9	10	11
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$
Index	12	13	14	15		
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$		

表 4 4 アンテナ送信アンテナポートのアップリンク空間多重化のためのプリコーディング・
コードブック: 3 レイヤ送信用プリコーディングのマトリクス
3GPP TS 36.211 V14.3.0 Table 5.3.3A.2-4 を元に作成

Precoding for uplink spatial multiplexing (4 Tx antennas ports)				
Three layer transmission				
Index	0	1	2	3
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$
Index	4	5	6	7
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
Index	8	9	10	11
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

表 5 4 アンテナ送信アンテナポートのアップリンク空間多重化のためのプリコーディング・
コードブック: 4 レイヤ送信用プリコーディングのマトリクス
3GPP TS 36.211 V14.3.0 Table 5.3.3A.2-5 を元に作成

Precoding for uplink spatial multiplexing (4 Tx antennas ports)	
Four layer transmission	
Index	0
	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

【参考資料】

- [1] 田岡他, “LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術,” NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol.18 No.2, pp.23 ~24.
- [2] “プリコーディングウェイト生成方法, 移動基地局装置及び基地局装置,” WO2011090106A1.
- [3] 3GPP TS 36.211 V14.3.0, June 2017, Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation, (Release 14)

【技術分類】 2-2 MIMO 主要技術/送信側の処理

【 F I 】 H04B7/06,984

【 C P C 】 H04B7/06

【技術名称】 2-2-2 パイロット信号の送信方法

【技術内容】

最も簡易な手法である Zero Forcing (ZF) 法によるチャネル推定法について述べる. 図 1 に SISO における伝搬チャネル推定のための図面を示す. ここでは, 簡単化のため, 式(1.1)における送信電力 P を 1 とすると, 図 1 における受信信号 $y(t)$ は,

$$y(t) = h s_p(t) + n(t) \quad (2.145)$$

で与えることができる. ここで, $s_p(t)$ は送信機(Tx), 受信機(Rx) でお互いに既知の信号であり, 通常, プリアンブルやトレーニング信号と呼ばれる. ZF 法によるチャネル推定では, 式(2.145)の両辺を $s_p(t)$ で割る. これにより得られる結果をチャネル推定の推定値 \tilde{h} とすると, \tilde{h} は,

$$\tilde{h} = E \left[\frac{y(t)}{s_p(t)} \right]$$

= h

$$+ E \left[\frac{n(t)}{s_p(t)} \right] \quad (2.146)$$

で与えられる. ここで, $E[|s_p(t)|^2] = 1$, $E[|n(t)|^2] = \sigma^2$ である. したがって, $\text{SNR} (= |h|^2/\sigma^2)$

が十分大きいと雑音の影響は無視できる. $E[\cdot]$ は期待値を表す. 実際は, チャネル推定精度を上げるために複数のシンボルを用いて平均化することで, 式(2.146)の左辺の第 2 項は小さくなる.

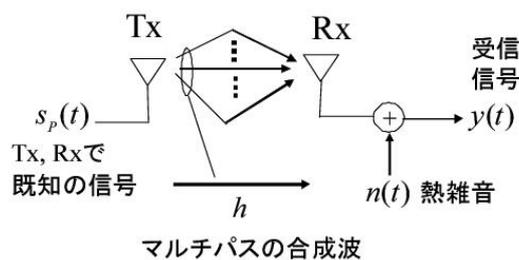


図 1 SISO における伝搬チャネル推定

次に, MIMO における伝搬チャネル行列の推定方法について説明する. 簡単化のため, 2×2 MIMO の場合について述べる. ここでも簡単化のため, 式(1.6)における P を 1 とする. MIMO の場合は, 図 2, 図 3 に示す 2 種類の方法がある. まず, 方法 1 では, Tx1 が送信する時間 (Tx2 は送信停止), Tx2 が送信する時間 (Tx1 は送信停止) をそれぞれ設けることで, 4 個の伝搬チャネル応答を得ることができる. Tx1 が送信する時に受信アンテナ i で得られる受信信号 $y_i^{(1)}(t)$ は,

$$y_i^{(1)}(t) = h_{i1} s_{p1}(t) + n^{(1)}(t) \quad (2.147)$$

で与えることができる. したがって, SISO の場合と同様に, Tx1 が送信する時に受信アンテナ*i* で推定される伝搬チャネル \tilde{h}_{i1} は,

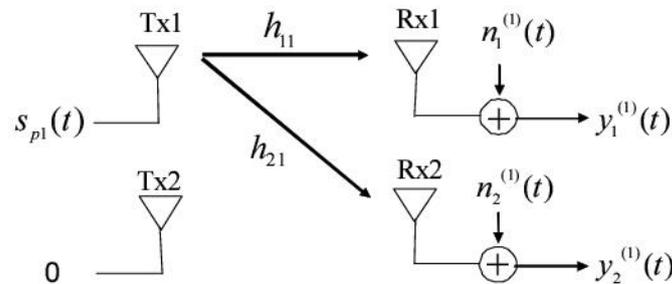
$$\begin{aligned}\tilde{h}_{i1} &= E \left[\frac{y_i^{(1)}(t)}{s_{p1}(t)} \right] \\ &= h_{i1} + \sigma'\end{aligned}\tag{2.148}$$

で与えられる. ここで, $E[|s_{p1}(t)|^2] = 1$, $E[|n^{(1)}(t)|^2] = \sigma^2$ であり, $\sigma' = E[n^{(1)}(t)/s_{p1}(t)]$ である.

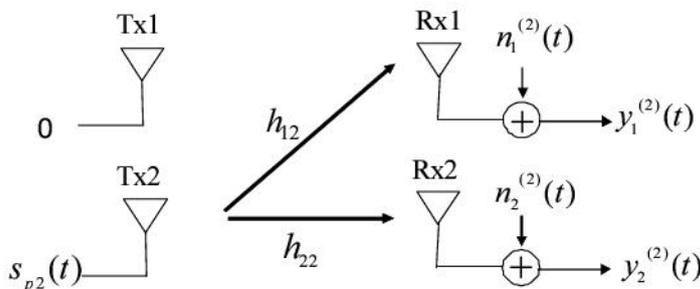
同様に, Tx1 の送信を停止し, Tx2 が送信する時に受信アンテナ*i* で推定される伝搬チャネル \tilde{h}_{i2} は,

$$\begin{aligned}\tilde{h}_{i2} &= E \left[\frac{y_i^{(2)}(t)}{s_{p2}(t)} \right] \\ &= h_{i2} + \sigma'\end{aligned}\tag{2.149}$$

で与えることができる. ここで, $E[|s_{p2}(t)|^2] = 1$, $E[|n^{(2)}(t)|^2] = \sigma^2$ であり, $\sigma' = E[n^{(2)}(t)/s_{p2}(t)]$ である.



(a) Tx1より送信, Tx2は送信停止



(b) Tx2より送信, Tx1は送信停止

図 2 MIMO における伝搬チャネル行列の推定法(方法 1)

MIMO における伝搬チャネルの推定法(方法 2) を図 3 を用いて説明する. 方法 2 では, Rx1, Rx2

が既知である 2 個の異なる信号系列を $\mathbf{T}\mathbf{x}1$ と $\mathbf{T}\mathbf{x}2$ からそれぞれ同時に送ることでチャネル推定を実現する. 方法 1 とは異なり, 信号を送らない時間が存在しない分, 合計の測定時間が同じであるならば SNR の観点から方法 2 の方が高精度のチャネル推定が実現できる.

図 3 において, l 回目 ($l = 1, 2$) の送信時における受信アンテナ i ($i = 1, 2$) で得られる受信信号 $y_i^{(l)}(t)$ は,

$$y_i^{(l)}(t) = h_{i1}s_{p1}^{(l)}(t) + h_{i2}s_{p2}^{(l)}(t) + n_i^{(l)}(t) \quad (2.150)$$

で与えられる. ここで, $s_{pj}^{(l)}$ は, j 番目 ($j = 1, 2$) の送信アンテナから l 回目 ($l = 1, 2$) に送信される送信信号である. 式(2.150) におけるデータを複数のサンプルを用い, さらにこれらを行列化すると,

$$Y_p = E \left[\begin{pmatrix} y_1^{(1)}(t) & y_1^{(2)}(t) \\ y_2^{(1)}(t) & y_2^{(2)}(t) \end{pmatrix} \right] \quad (2.151)$$

$$S_p = E \left[\begin{pmatrix} s_{p1}^{(1)}(t) & s_{p1}^{(2)}(t) \\ s_{p2}^{(1)}(t) & s_{p2}^{(2)}(t) \end{pmatrix} \right] \quad (2.152)$$

$$N_p = E \left[\begin{pmatrix} n_1^{(1)}(t) & n_1^{(2)}(t) \\ n_2^{(1)}(t) & n_2^{(2)}(t) \end{pmatrix} \right] \quad (2.153)$$

となり, 式(2.150) から

$$Y_p = HS_p + N_p \quad (2.154)$$

が得られる. ここで, S_p が逆行列を持つように各要素を選んで送信する. 具体的には推定誤差が最小となるように, S_p はユニタリ行列になるように設計される. チャネル行列の推定値を \tilde{H} とすると, 式(2.154)の両辺の右側より, S_p^{-1} を乗算することで \tilde{H} は得られ,

$$\begin{aligned} \tilde{H} &= Y_p S_p^{-1} \\ &= H + N_p S_p^{-1} \end{aligned} \quad (2.155)$$

で与えることができる. ここで, $N_p S_p^{-1}$ はチャネル推定誤差となる. ここで, S_p をユニタリ行列とすると, $S_p^{-1} = S_p^H$ となる. ユニタリ行列では $\|S_p^H\|_F = 1$ となるため, チャネル推定誤差は雑音電力, すなわち SNR ($= \|H\|_F / \|N_p\|_F$) によって影響が決定されることになる. ここで, $\|\cdot\|_F$ はフロベニウスノルムである.

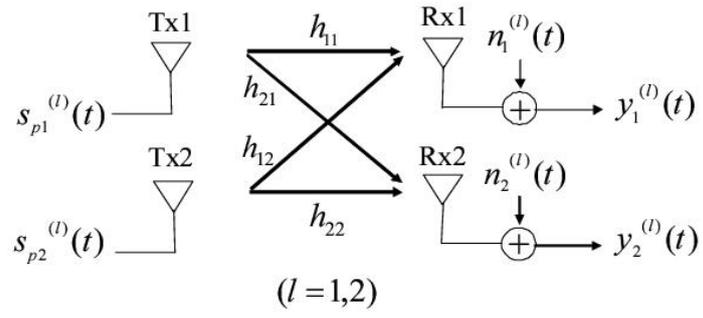


図 3 MIMO における伝搬チャネル行列の推定法(方法 2)

【技術分類】 2-2 MIMO 主要技術/送信側の処理

【 F I 】 H04B7/022

【 C P C 】 H04B7/022

【技術名称】 2-2-3 協調伝送(CoMP (Cordinated Multi-Point))

【技術内容】

図 1 に協調伝送(CoMP (Coordinated Multi-Point)) の概念図を示す。LTE では、図に示すように隣接するセルで同一周波数を使用している。したがって、セルの端では、他セルからの干渉が大きくなるのが問題となりセル端にいるユーザの通信品質が非常に劣化するという問題がある。この対策として、図 1 に示す CoMP が検討されている。CoMP では、セル端におけるスループット改善を目的に多地点から協調して信号を送信する。図 1 では、基地局数が 2 の場合であるが基地局数は 2 に限定されない。CoMP では、基地局同士は光ファイバーケーブルに接続されていることを利用して、複数の基地局が協調動作することが特徴であり、CoMP によりセル端のユーザの通信品質を大きく改善できる。

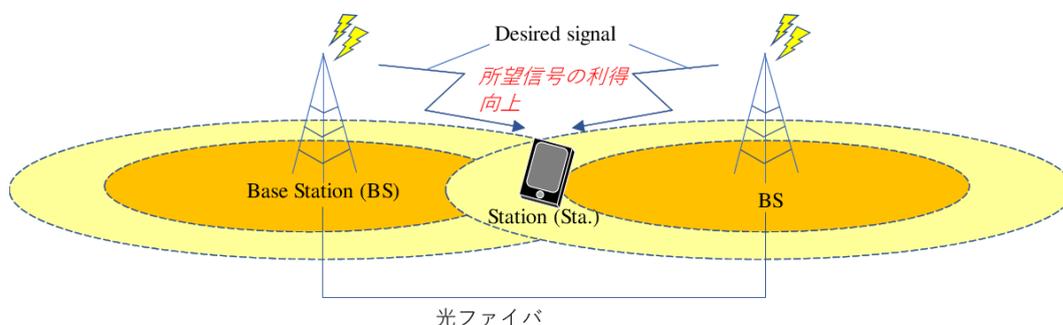


図 1 CoMP の基本概念.

CoMP の目的は、特にセル端で発生する干渉を解消し、システム・パフォーマンスを改善することにある。そのために、複数の基地局からの共同送信のスケジューリングや、送信の動的な協調、受信した信号の協調的な処理が必要になる。下り回線における送信動作のためには端末から、ノイズ・干渉の測定値などのフィードバック情報が必要となる。

具体的な CoMP の手法として、図 2~4 に示す手法が検討されている。Coordinated Scheduling/Coordinated Beamforming (CS/CB) の原理図を図 2 に示す。CS/CB では、基地局 1, 2 が協調してスケジューリングやビームフォーミングを実施する。各基地局は、それぞれのセルに含まれる端末向けにデータ伝送する際に、セル内のユーザにはビームを形成し、他セルには電波ができるだけ届かないように指向性を形成することで、セル間干渉が軽減することができる。データは通信中の基地局のみから送信可能である。CS/CB では、データは 1 つの基地局からそれぞれ送信されるが、スケジューリングとビームフォーミングの決定はセル間で協調して行われることが特徴である。

図 3 に Joint Transmission の原理図を示す。Joint Transmission では、複数の基地局が協調動作し、それぞれが干渉とならないように、1 台の端末に対して受信側で利得が高まるように、コヒーレント伝送する。データは複数の基地局から同時に送信される。

図 4 に Dynamic Point Selection の原理図を示す。Dynamic Point Selection では、複数の基地局が協調動作するものの、データ伝送時はその中から最も条件の良い一つの基地局に高速で切り替える。データは各基地局から送信可能される。また、データは 1 回に 1 つの基地局から送信されることが特徴である。

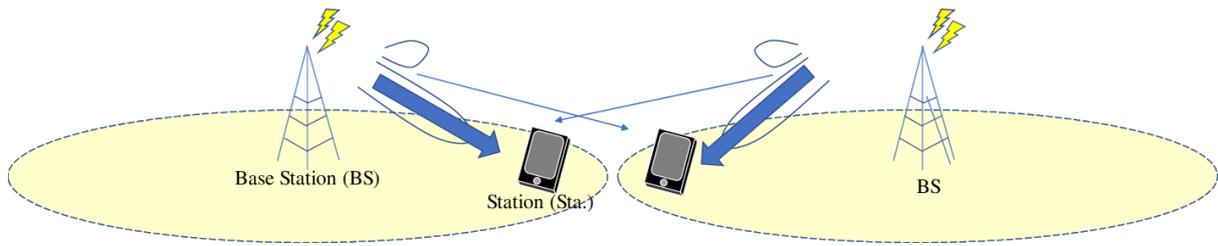


図 2 Coordinated Scheduling / Coordinated Beamforming.

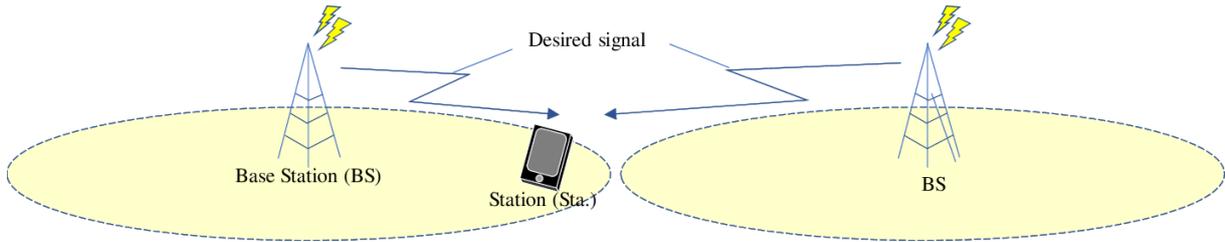


図 3 Joint Transmission.

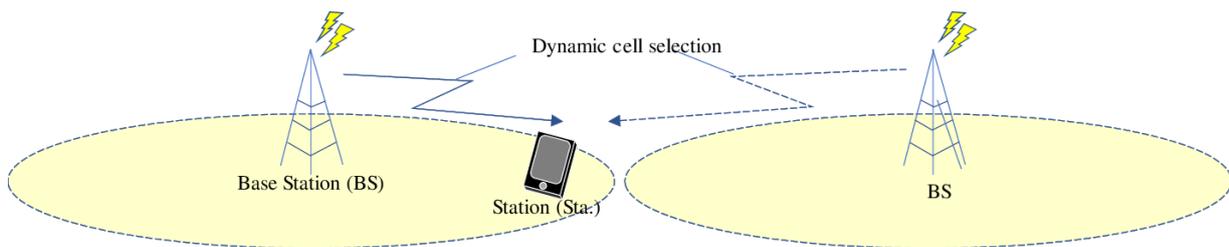


図 4 Dynamic Point Selection.

【参考資料】

- [1] Daewon Lee, et al., “Coordinated Multipoint Transmission and Reception in LTE-Advanced: Deployment Scenarios and Operational Challenges,” IEEE Communications Magazine Vol: 50 Issue: 2 , Feb. 2012.

【技術分類】 2-2 MIMO 主要技術／送信側の処理

【 F I 】 H04B7/0456,100

【 C P C 】 H04B7/0456

【技術名称】 2-2-4 ハイブリッドビームフォーミング

【技術内容】

第5世代移動通信システム(5G)へ向けた研究開発において、5Gでは高速・大容量な無線アクセス網を実現するため、ミリ波対無線通信の実用化が検討されているが、ミリ波は従来用いられているマイクロ波と比べても伝搬損が大きく、この伝搬損を補償する技術が必要となる。

伝搬損を保証する技術として、従来のMIMOよりもアンテナ素子数が多く、100本以上のアンテナ素子を備えたMassive MIMO技術が注目されている[2]–[5]。このMassive MIMOが備える多数のアンテナ素子によって多くの自由度が得られ、より鋭い送受信ビームを形成することで前述した伝搬損を補償する。またミリ波伝搬損補償という効果に加え、アンテナアレーにはミリ波の波長に合わせたより小型のアンテナ素子が使えるため、膨大な素子数となるMassive MIMOのアレーのサイズを小型化できるというメリットもあり、ミリ波とともに5Gの要素技術として期待される通信技術である。

しかしながら、Massive MIMOにおいてデジタルビームフォーミング(DBF: Digital Beam forming)を行う場合、アンテナ素子数と同数のBB(Base Band)回路およびRF(Radio Frequency)回路が必要となる。このBB回路およびRF回路は高価であり、かつエネルギー消費が大きいため、Massive MIMOを実装する上での課題となるが、これを解決するために、BB回路・RF回路を大幅に削減できるアナログ-デジタルハイブリッド型の構成が提案されている。

図1に、デジタル部でZF(Zero Forcing)を用い、アナログ部にMRC(Maximal Ratio Combining)を用いるアナログ-デジタルハイブリッド型Massive MIMOの上り回線における構成例を示す[6]–[8]。所望ユーザを1とする場合、逆行列を計算すると、MRCの乗算回数は1である。一方で、ZFの乗算回数は基地局のアンテナ数が N のとき $O(N^3)$ であり、すなわちZFを用いた場合、基地局のアンテナ数の増加に伴い、信号処理における負荷が増大してしまう。そこで、基地局のアンテナをいくつかのサブアレーに分割し、サブアレーごとにアナログを出所望信号に対してMRCを適用し、それらの出力を用いてデジタル部にZFを適用するハイブリッド制御法が提案されている。分割したサブアレーを N_s 、1サブアレー当たりのアンテナ数を N_L とすると、 $N = N_L \times N_s$ となる。アナログ-デジタルハイブリッド制御法では、MRCの計算に加え、出力のサブアレー数分のZFが行われる。このとき、すべてのアンテナでZFを行う場合に対し、アナログ-デジタルハイブリッド制御法により、乗算回数は $O(N^3)$ から $O(N_s^3)$ に削減できる。しかし、 N_s が少なくなることにより、アレー自由度が不足する場合が発生し、干渉除去の性能が低下することが考えられる。

所望ユーザの伝搬チャネルを $h_s \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 、 j 番目の干渉ユーザの伝搬チャネルを $h_{l(j)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ とし、干渉ユーザが k ユーザ存在するものとする。このとき、このサブアレーに分割した l 番目の伝搬チャネルを、それぞれ $h_s^{(l)} \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$ 、 $h_{l(j)}^{(l)} \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$ とすると、全体の伝搬チャネル $H \in \mathbb{C}^{N_L \times 1}$ は以下の式で表される。

$$H = [h_s \quad h_{l(1)} \quad \cdots \quad h_{l(k)}]$$

$$= \begin{bmatrix} h_S^{(1)} & h_{I(1)}^{(1)} & \cdots & h_{I(k)}^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_S^{(N_S)} & h_{I(1)}^{(N_S)} & \cdots & h_{I(k)}^{(N_S)} \end{bmatrix} \quad (2.156)$$

ここで、MRC と ZF のウェイトをそれぞれ $w_{\text{MRC}} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, $w_{\text{ZF}} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ とすると、

$$w_{\text{MRC}} = h_S^H \quad (2.157)$$

$$w_{\text{ZF}}^T = (H^* H^T)^{-1} h_S^* \quad (2.158)$$

である。なお、 H は複素共役転置、 $*$ は複素共役、 T は転置を表すものとする。熱雑音ベクトルを $n(t) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ とすると、このときの MRC と ZF における SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise power Ratio) は以下の式で表される。

$$= \frac{|w_{\text{MRC}} h_S|}{\sum_{j=1}^k |w_{\text{MRC}} h_{I(j)}| + |w_{\text{MRC}} n(t)|} \quad \begin{matrix} \text{SINR}_{\text{MRC}} \\ (2.159) \end{matrix}$$

$$= \frac{|w_{\text{ZF}} h_S|}{\sum_{j=1}^k |w_{\text{ZF}} h_{I(j)}| + |w_{\text{ZF}} n(t)|} \quad \begin{matrix} \text{SINR}_{\text{ZF}} \\ (2.160) \end{matrix}$$

次に、アナログ-デジタルハイブリッド制御法の SINR の計算式について説明する。アナログ部における 1 番目のサブアレーでの MRC のウェイト(アナログウェイト) を $w_{\text{MRC}}^{(l)} \in \mathbb{C}^{1 \times N_l}$ とすると、アナログウェイトは以下の式で表される。

$$\begin{cases} w_{\text{MRC}}^{(1)} = h_S^{(1)H} \\ \vdots \\ w_{\text{MRC}}^{(N_S)} = h_S^{(N_S)H} \end{cases} \quad (2.161)$$

アナログウェイトを乗算した後の信号 $H_{H_y} \in \mathbb{C}^{N_S \times (k+1)}$, $h_{H_y, S} \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$, 及び $h_{H_y, I(j)} \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$ は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} H_{H_y} &= [h_{H_y, S} \quad h_{H_y, I(1)} \quad \cdots \quad h_{H_y, I(k)}] \\ &= \begin{bmatrix} h_{H_y, S}^{(1)} & h_{H_y, I(1)}^{(1)} & \cdots & h_{H_y, I(k)}^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{H_y, S}^{(N_S)} & h_{H_y, I(1)}^{(N_S)} & \cdots & h_{H_y, I(k)}^{(N_S)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.162)$$

$$h_{H_y, S}^{(l)} = w_{\text{MRC}}^{(l)} h_S^{(l)} \quad (2.163)$$

$$h_{H_y, I(j)}^{(l)} = w_{\text{MRC}}^{(l)} h_{I(j)}^{(l)} \quad (2.164)$$

次にデジタル部における ZF ウェイトを $w_{\text{ZF}, H_y} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ とすると、ウェイトは以下の式で表される。

$$w_{\text{ZF}, H_y}^T = \left(H_{H_y}^* H_{H_y}^T \right)^{-1} h_{H_y, S}^* \quad (2.165)$$

また、このときのアナログ-デジタルハイブリッド制御法適用時の SINR は以下の式で表される。

$$\text{SINR}_{\text{Hybrid}} = \frac{|w_{\text{ZF}, H_y} h_{H_y, S}|}{\sum_{j=1}^k |w_{\text{ZF}, H_y} h_{H_y, I(j)}| + |w_{\text{ZF}, H_y} n(t)|} \quad (2.166)$$

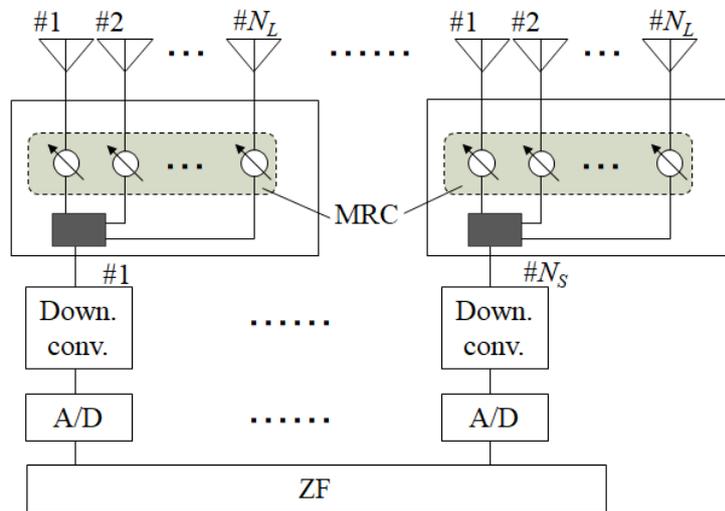


図1 アナログ-デジタルハイブリッド型 Massive MIMO の上り回線構成例

【参考資料】

- [1] 若山敬介, 府川和彦, 張裕淵, “ハイブリッドビームフォーミングを用いた Massive MIMO におけるチャネル推定の検討.” 信学技報, RCS2016-325, 2017 年 3 月.
- [2] F.Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling up MIMO: Opportunities, and challenges with very large arrays,” IEEE signal Processing Magazine, vol. 30, no. 1, pp.40-60, Jan. 2013.
- [3] A. L. Swindlehurst, E. Ayanoglu, P. Heydari, and F. Capolino, “Millimeter-wave massive MIMO: the next wireless revolution?,” IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 9, pp. 56-62, Sept.2014.
- [4] E.G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” IEEE Communications Magazine, vol. 52, no.2, pp. 186-195, Feb. 2014.
- [5] T. E. Bogale and L. B. Le, “Massive MIMO and mmWave for 5G wireless HetNet: Potential benefits and challenges,” IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 11, no. 1, pp. 64-75,

Mar. 2016.

- [6] X. Hou et al., “A novel hybrid beamforming transmission scheme for common channels and signals,” 2015 21st Asisa-Pacific Conference on Communications, Oct. 2015.
- [7] J. Geng et al., “Multiuser hybrid analog/digital beamforming for relatively large-scale antenna arrays,” 2013 IEEE Globecom Workshops, Dec. 2013.
- [8] Jian A. Zhang et al., “Massive hybrid antenna array for millimeter-wave cellular communications,” IEEE Wireless Communications, Vol.22, Issue 1, Feb. 2015.

【技術分類】 2-2 MIMO 主要技術/送信側の処理

【 F I 】 H04B7/0413,300

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 2-2-5 Massive MIMO

【技術内容】

図1に Massive MIMO のコンセプトを示す。Massive MIMO では、ユーザ数に対し、非常に多数の基地局アンテナを用いることで、通信の信頼性や通信速度の向上を実現する。基地局アンテナ数を N 、ユーザ数を K とすると、 $N \gg K$ の関係を有する。例えば、 $N = 100, K \leq 10$ 程度を考える。Massive MIMO を下り回線に適用する場合は送信電力の低減を可能とし、上り回線に適用する場合は端末の消費電力を低減できる[1]-[3]。さらに、Massive MIMO では指向性が非常に狭くなるため、対象とするユーザ以外の干渉を自動的に回避できる効果を有する。

MIMO チャネル容量を C_{MIMO} とすると、 C_{MIMO} は以下の式で与えることができる[1][3]。

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \det \left(I_{N_T} + \frac{P}{N_T \sigma^2} H^H H \right) \quad (2.167)$$

$$= \sum_k^J \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_T \sigma^2} \lambda_k \right) \quad (2.168)$$

式(2.167)、式(2.168)において、 N_T は送信アンテナ数、 H は $N_R \times N_T$ の伝搬チャネル行列、 N_R は受信アンテナ数、 P は送信電力、 σ^2 は熱雑音電力である。 I_{N_R} は $N_R \times N_R$ の単位行列である。 $J = \min(N_T, N_R)$ である。ここで、 $\min(a, b)$ は a, b のうちの最小の値を示す。 $\lambda_k (k = 1 \sim J)$ は伝搬チャネル行列の相関行列 $G = H^H H$ の固有値である。

ここで、端末から基地局へ送信する上り回線を考える。このとき、チャネル行列の各要素が分散1、平均0でそれぞれ独立な複素ガウス乱数で与えられると仮定する。この仮定をもつレイリーフェージングを i.i.d. (independent and identically distributed) レイリーフェージングと呼ぶ。このとき、基地局のアンテナ数 N_R と端末アンテナ数 N_T の間で、Massive MIMO の条件となる $N_R \gg N_T$ の条件を仮定すると、伝搬チャネル行列の相関行列 $G = H^H H$ は

$$G = H^H H = N_R I_{N_T} \quad (2.169)$$

と近似できる。式(2.169) の関係を式(2.167) に代入すると

$$C_{\text{MIMO}} = \log_2 \det \left(I_{N_T} + \frac{P}{N_T \sigma^2} N_R I_{N_T} \right) \quad (2.170)$$

$$= N_T \log_2 \left(1 + \frac{PN_R}{N_T \sigma^2} \right) \quad (2.171)$$

と変形される。この式から明らかなように、伝搬チャネル行列 H はチャネル容量に影響を与えないことがわかる。またこの式は、受信アンテナ数を N_R とする Single Input Multiple Output (SIMO) のチャネル容量(ただし、送信アンテナ数 N_T で SNR は規格化される)の N_T であることが確認できる。これは、 N_T 本の送信データを干渉なく完全に並列で伝送できることを意味する。

Massive MIMO の効果を固有値分布とチャネル容量の観点から明らかにする。図 2 に、平均 SNR=20dB, 送信 8 素子, 受信 8 素子および 100 素子の場合の相関行列 G から得られる固有値分布を示す。伝搬路は i.i.d. レイリーフェージングを仮定する。 $(N_T, N_R) = (8, 8)$ は、ちょうど IEEE802.11ac や LTE-Advanced で規定される MIMO 最大のアンテナ数であるため、この値を参照値とする。まず、 $(N_T, N_R) = (8, 8)$ の場合、最大固有値の分布は急峻であり変動が少ないのに対し、最小固有値の分布は非常に幅が広い。このような固有値分布を持つ場合、最小固有値が MIMO 伝送に大きく悪影響を与える。これに対し、 $(N_T, N_R) = (8, 100)$ の場合、全ての固有値分布が急峻となっていることがわかる。これは、アレーアンテナの自由度が最小固有値に対しても 90 以上も存在するため、ダイバーシチ効果が得られフェージングの影響をほぼ受けない分布が得られることを示している。

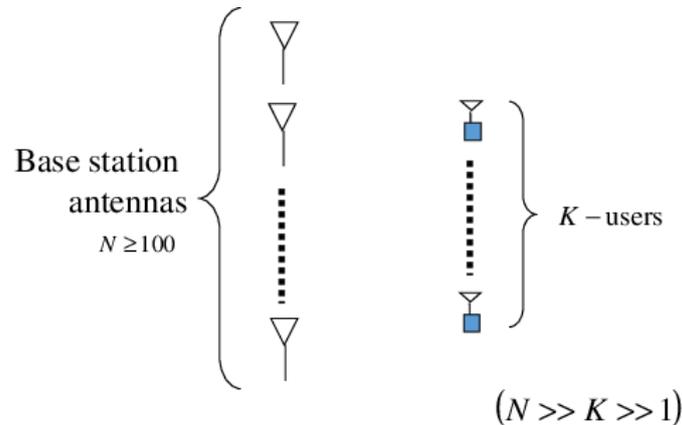


図 1 Massive MIMO のコンセプト

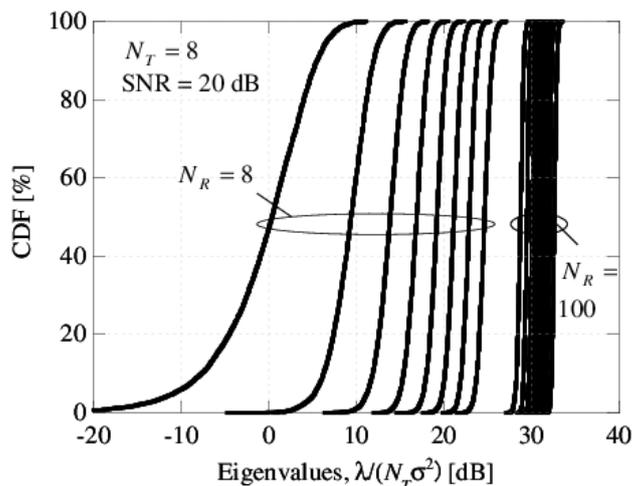


図2 固有値分布の比較(平均 SNR=20dB, 送信 8 素子, 受信 8 素子および 100 素子の場合)

図 3 に、式(2.167)におけるシャノンのチャンネル容量と MIMO の復号アルゴリズムとして知られている Zero Forcing (ZF) による達成可能な伝送レートを比較した結果を示す。パラメータは図 2 と同じである。まず、 $(N_T, N_R) = (8, 8)$ の場合、ZF の達成可能な伝送レートはシャノン容量に遠く及ばないことが確認できる。これは、最小固有値が ZF の性能に大きな影響を与えるためである。一般にこの特性を改善するため、Successive Interference Cancellation (SIC) や Maximum Likelihood Detection (MLD) のような手法が検討されている。どの手法を利用するかは、性能と計算量のトレードオフを考慮する必要がある。一方、 $(N_T, N_R) = (8, 100)$ の場合、チャンネル容量は $N_R = 8$ の場合に比べ SNR の改善効果により、CDF=50%値で約 38 bits/s/Hz の改善が得られている。ZF の達成可能な伝送レートはシャノン容量にほぼ一致する。ZF では逆行列を必要とするため、 $O(N^3)$ の乗算回数を必要とするが、 $N_T \ll N_R$ の条件を満たす場合、このオーダを $O(N^2)$ にする手法が提案されている。すなわち、Massive MIMO は信号処理を簡易化することができることがこの結果からわかる。これが、Massive MIMO の性能を示す上でもっとも重要な効果であるといえる。なお、Massive MIMO を想定した場合、干渉除去を全く行わない Maximum Ratio Combining (MRC) では、ZF に比べて伝送レートが大きく下回ることが報告されている[2]。

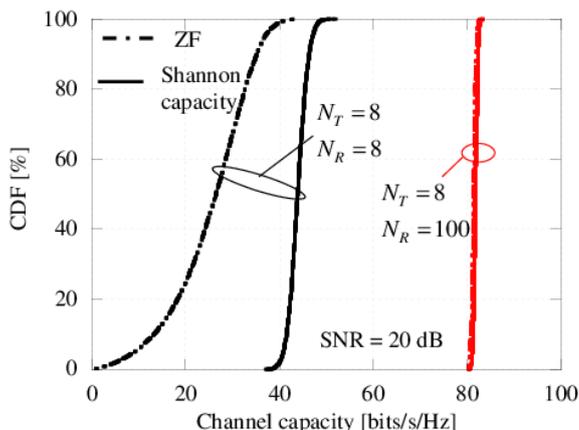


図3 チャンネル容量分布の比較(平均 SNR=20dB, 送信 8 素子, 受信 8 素子および 100 素子の場合)

【参考資料】

[1] E. G. Larsson, “Very large MIMO systems,” ICASSP 2012 Tutorial.

- [2] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling Up MIMO -Opportunities and challenges with very large MIMO-, ” IEEE Signal Processing Magazine, pp.40-60, Jan. 2013.
- [3] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah, “Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks:How Many Antennas Do We Need ?, “ IEEE Journal of Selected Areas on Communications, Vol.31, No. 2, pp.160-171, Feb. 2013.

【技術分類】 2-2 MIMO 主要技術/送信側の処理

【 F I 】 H04B7/0417

【 C P C 】 H04B7/0417

【技術名称】 2-2-6 フィードバック

図1にCSI (Channel State Information) の推定方法を示す. 図1に示すようにCSIは端末で推定する場合(方法1)と基地局で推定する場合(方法2)が存在する. 方法1では, まず, CSI推定用の制御信号を基地局から端末に送信し, 端末側でCSIを推定する. 推定されたCSIを端末から基地局に返信する. これをCSIフィードバックと呼ぶ. CSIが基地局に通知されたのち, BD (Block Diagonalization : ブロック対角化) 法などの指向性制御法を用いて通信が開始される.

方法2は送受のCSIが全く同じと仮定, すなわち送信と受信の周波数が同じとなるTime Division Duplex (TDD) で有効となるが, 基地局がCSIを推定するため, CSIフィードバックは不要となる.

図2にCSIフィードバックを考慮したMU-MIMOのフレーム構成の例を示す. 図2において, 基地局アンテナ数と端末局の数(ユーザ数)をそれぞれ N_T, N_U とする. 簡単化のために, 端末毎のアンテナ数(N_R)は1とする. まず, MU-MIMOでは通信を開始する前に, 通信端末を確定させるための制御信号を送信する(図2の時間A). 基地局がCSIを取得するために, 基地局のアンテナ1~ N_T から, 時分割で1~ N_U 番目の端末に制御信号を送信する(図2の時間B). 各端末はこの情報を用いてCSIを推定し, CSIを基地局にフィードバックする(図2の時間C). MU-MIMOにおいて基地局アンテナ数を増加させる場合(Massive MIMO)やユーザスケジューリングのために, ユーザ数が増加すると, CSIのフィードバック量は膨大となる. 文献[1]の結果によれば, 基地局アンテナ数を64とすると, IEEE802.11ac規格におけるオーバーヘッド量を算出すると, その値は数十msになることが報告されている. 無線LANの1回の packets 伝送を数ms内で収めることを鑑みると, これは伝送速度向上のための大きな足かせになるだけでなく, 制御信号の長さとしてはもはや現実的とはいえない.

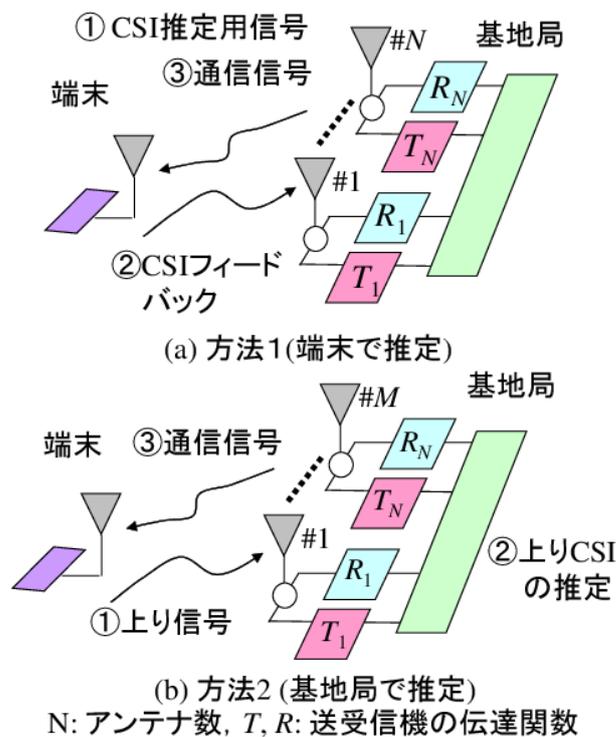


図1 CSI の推定方法.

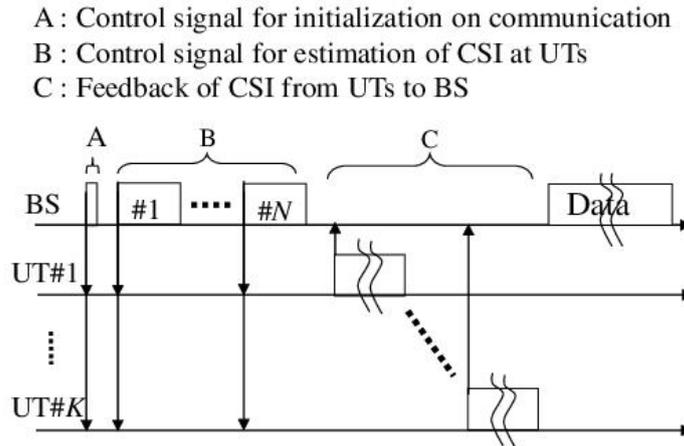


図2 CSI フィードバックを考慮した MU-MIMO のフレーム構成.

CSI フィードバックを削減するための手法が検討されている. CSI フィードバックの量を削減するためには, CSI を圧縮する必要がある. 量子化の概念図を図3に示す. 受信機は下り回線のチャネル行列 H を推定する. このモデルでは, 伝搬路における遅延波がシンボル長に対して十分に短いと仮定できるフラットフェージングを想定している. すなわち狭帯域システムを想定している. 一般には OFDM が現在の無線通信では主流となっているため, MIMO と OFDM を組み合わせた MIMO-OFDM システム想定すると, 図1を OFDM の各サブキャリアごとに行えば図1の想定は成り立つ. 量子化の方法としては, 振幅と位相成分をある固定の個数に分割し, その値の中でもっと近い値に丸め込むという作業を行う.

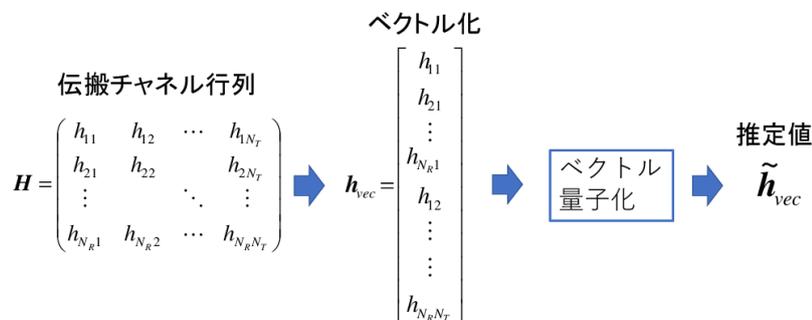


図3 CSI フィードバックのための量子化.

具体的な手法として, CSI フィードバックを圧縮する手法として, 受信側で取得した伝搬チャネル行列を時間領域に変換し, この情報から CSI フィードバックを行う方法が提案されている[3]. 本手法の概念図を図4に示す. 現在の高速伝送を実現するシステムでは OFDM が採用されており, OFDM を用いる場合は, サブキャリア毎に CSI が推定される. 周波数軸で推定された CSI を Inversed FFT (IFFT) を用いて時間軸への情報に変換する. これにより得られた情報は伝搬チャネルの遅延プロファイルに相当し, 遅延時間が長くなるとその成分の電力は小さい. そこで電力の高い時間成分のみをフィードバックすることで, CSI のフィードバック量を周波数軸の場合のそれよりも大きく削減することができる. なお, IFFT は OFDM を用いる装置には使用されており, そのまま流用することができる利点もある[3].

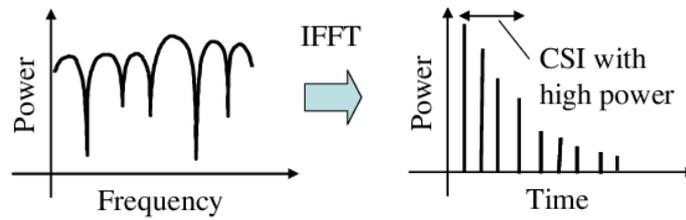


図4 CSI 圧縮のための周波数領域から時間領域への変換

【参考資料】

- [1] T. Murakami, H. Fukuzono, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, "Multiuser MIMO with implicit channel feedback in massive antenna systems, " *IEICE Communications Express*, Vol.2 No.8 pp.336-342, Aug. 2013.
- [2] Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, Jr., and B. L. Evans, "Low complexity user selection algorithm for multiuser MIMO systems with block diagonalization, " *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.54, no.9, Sept. 2006.
- [3] Y. Hatakawa, T. Mastumoto, and S. Konishi, "Development and experiment of linear and non-linear precoding on a real-time multiuser-MIMO testbed with limited CSI feedback, " *Proc. In IEEE PIMRC 2013*, pp.1606-1611, Sept. 2012.

【技術分類】 2-3 MIMO 主要技術／送信側・受信側両方の処理を制御するもの

【 F I 】 H04B7/0452

【 C P C 】 H04B7/0452

【技術名称】 2-3-1 マルチユーザ MIMO (MU-MIMO)

【技術内容】

マルチユーザ MIMO の概念はもともと、空間的にユーザを分離して多元接続を実現する Space Division Multiple Access (SDMA) の考え方が基になっている。図 1 に SDMA の概念図を示す。図 1 に示すように、複数のユーザに異なる指向性を割り当てることが SDMA の特徴である。図 1 において、各ユーザのアンテナ数は 1 である。ただし、固定の指向性を用いると、ユーザの位置によりユーザの信号を分離することが困難となる。実際は、図 1 に示す異なる指向性を形成する技術はアダプティブアレー技術により実現可能である。また、理想的には、同一周波数、同一時間(f_1, t_1) における多元接続を実現可能とする。

図 2 は図 3 におけるアレーアンテナの指向性を基地局側から見た図である。図からわかるように、あるユーザに形成される指向性は他のユーザには向けられていない。具体的には指向性のヌルを他ユーザに対して形成する。

この説明は、SDMA (=MU-MIMO) について分かりやすい例示のためのものである。実際の伝搬環境は 1-2-3 での説明の通りマルチパス環境であるため、図 2 のような形で SDMA が実現されるわけではなく、図 3(a) に示すように、伝搬チャネル応答を推定し、これを利用してユーザ間の信号を分離している。ここで、図 3(a) において、ユーザ 1~3 から基地局に向けられているそれぞれ矢印はマルチパス信号を 1 個にまとめたもの、すなわち伝搬チャネル応答に相当する。

次に、ユーザ 1~3 がほぼ同じ場所に位置することを考える。この場合の例を図 3(b) に示している。ここで、「ユーザ 1, 2, 3 がほぼ同じ場所」=「1 台の端末が 3 本のアンテナを有する」と考えれば、これまで説明された MIMO とまさに同じように考えることができる。これが SDMA が MU-MIMO と呼ばれる理由であるといえる。

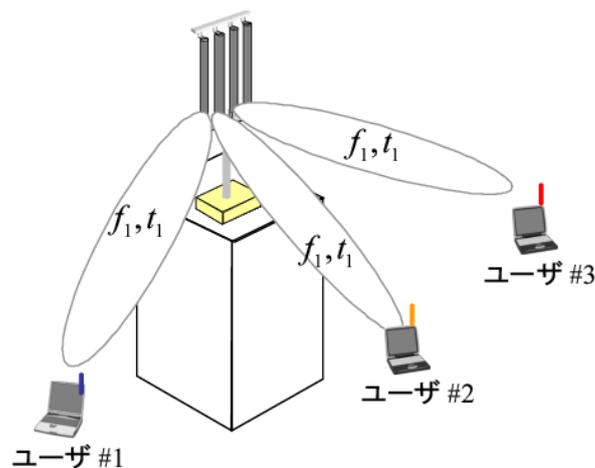


図 1 SDMA の概念図

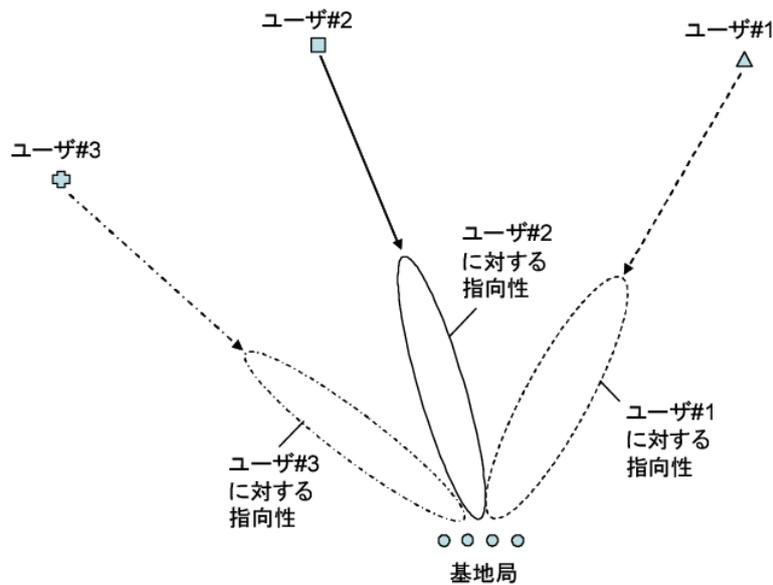


図2 SDMA で形成される指向性のイメージ図

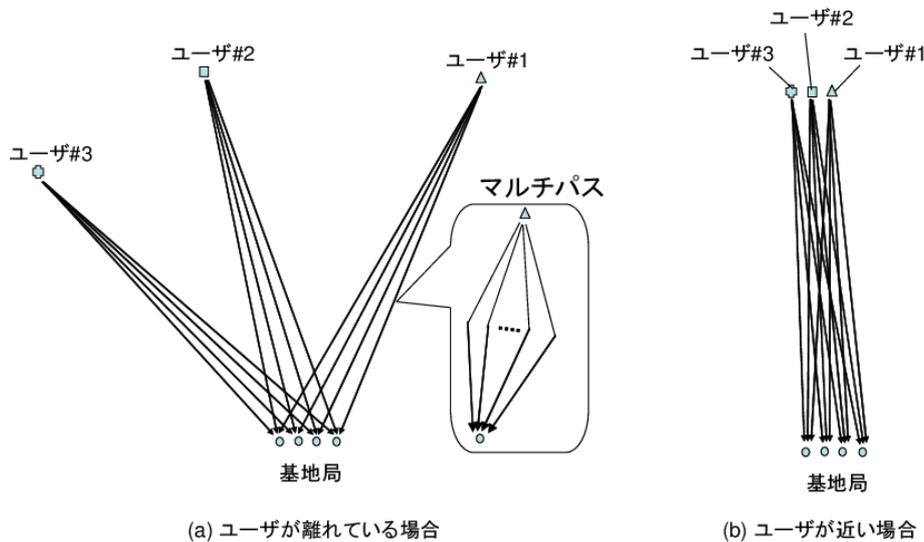


図3 SDMA とユーザの位置関係の例

ユーザのアンテナ数が1の場合はこのような解釈となるが、ユーザのアンテナ数が複数となる場合どうなるかについては、ユーザ側から基地局側に信号を送信する環境（上り回線）、基地局側からユーザ側に信号を送信する環境（下り回線）でその考え方は大きく異なる。

MU-MIMO の概要を説明するために、図4に上り回線（複数のユーザ→基地局）および下り回線（基地局→複数のユーザ）における概念図を示す。図4(a)の上り回線の場合は、各ユーザが有する全てのアンテナをまとめて送信側のアンテナとみなせば、シングルユーザ MIMO (SU-MIMO) と同じ考え方で議論できる。一方、図4(b)の場合は、これまで説明した SU-MIMO の考え方はそのまま適用できない。これは、ユーザ1と2の間では一般に伝搬チャネル行列の共有ができないためである。SU-MIMO の場合とは異なり、ユーザ1(2)が“基地局とユーザ2(1)間”の伝搬チャネル行列の推定を行うことはできない。したがって、基地局側でユーザ1と2への送信すべき信号をなんらかの方法で分離することが必要となる。この点が MU-MIMO において重要な課題となる。

図5は上り回線における SU-MIMO と MU-MIMO の構成を比較した図を示している。SU-MIMO

では、 3×3 MIMO の場合を例示している。MU-MIMO では、送信アンテナ数 N_T 、受信アンテナ数 N_R 、ユーザ数 N_U をそれぞれ 3, 6, 2 としているため、それぞれのユーザのチャネル行列は 6×3 となる。SU-MIMO では、送信信号 s_j ($j = 1 \sim 3$) を端末局より送信する。基地局は伝搬チャネル行列 H を推定するとともに、送信信号を 2-1-1 で説明した信号分離技術を用いて検出する。

MU-MIMO では、ユーザ 1, 2 から $s_j^{(1)}(t), s_j^{(2)}(t)$ ($j = 1 \sim 3$) がそれぞれ送信される。上添字の(1), (2) はユーザ 1, 2 の送信信号を区別するために明記している。図に示すように、ユーザ 1, 2 の 6×3 MIMO のチャネル応答はそれぞれ $H^{(1)}, H^{(2)}$ となる。基地局は $H^{(1)}, H^{(2)}$ の両方を推定することができる。すなわち、基地局は 6×6 MIMO チャネルを扱うことが可能である。したがって、上り回線の MU-MIMO は、SU-MIMO の場合と同じように考えることが可能である。ただし、この条件が成立するために以下の重要な条件が存在し、これらに対する方法が検討されている。

- ユーザ 1, 2 が送信するタイミングを基地局からユーザ 1, 2 になんらかの方法で通知する処理
- ユーザ 1, 2 のクロックおよびキャリアオフセットの差を基地局で補正する処理

図 6 は下り回線における SU-MIMO と MU-MIMO の構成を比較した図を示している。ここでは、2 章の固有モード伝送における説明の際に使用した図面も比較のため再掲している。先に説明したように、MU-MIMO では、図 6 に示す $H^{(1)}, H^{(2)}$ をユーザ 2, 1 がそれぞれ得ることはできない。これが実現できれば、上り回線と同様の制御を実現することが可能であるが、 $H^{(1)}, H^{(2)}$ をユーザ 2, 1 で共有することが難しい。この代わりにあらかじめ基地局側でユーザ 1 と 2 あての信号がそれぞれユーザ 1, 2 のみに届くように指向性制御を行う。図 5 の SU-MIMO における固有モード伝送では、伝搬チャネル行列 H を送信側(基地局側)が推定することで、アンテナ毎ではなく異なる指向性毎に送信信号を送ることができる。MU-MIMO でも伝搬チャネル行列 $H^{(1)}, H^{(2)}$ を基地局は推定できることを利用する。具体的には、伝搬チャネル行列 $H^{(1)}, H^{(2)}$ を用いてユーザ間の送信信号の分離を実現する。すなわち、ユーザ 1 (2) に送信した信号はユーザ 2 (1) には届かないようにする。この条件下で、基地局とユーザ 1, 2 との MIMO による通信を実現することが、下り回線の MU-MIMO では求められる。

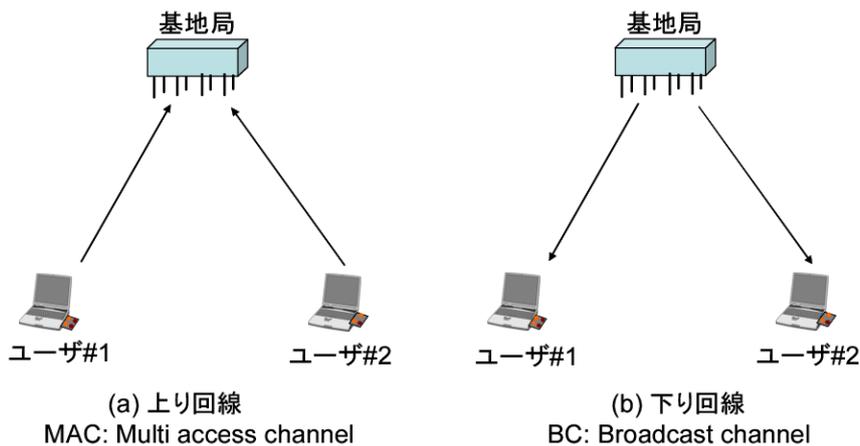


図 4 MU-MIMO における上り回線と下り回線

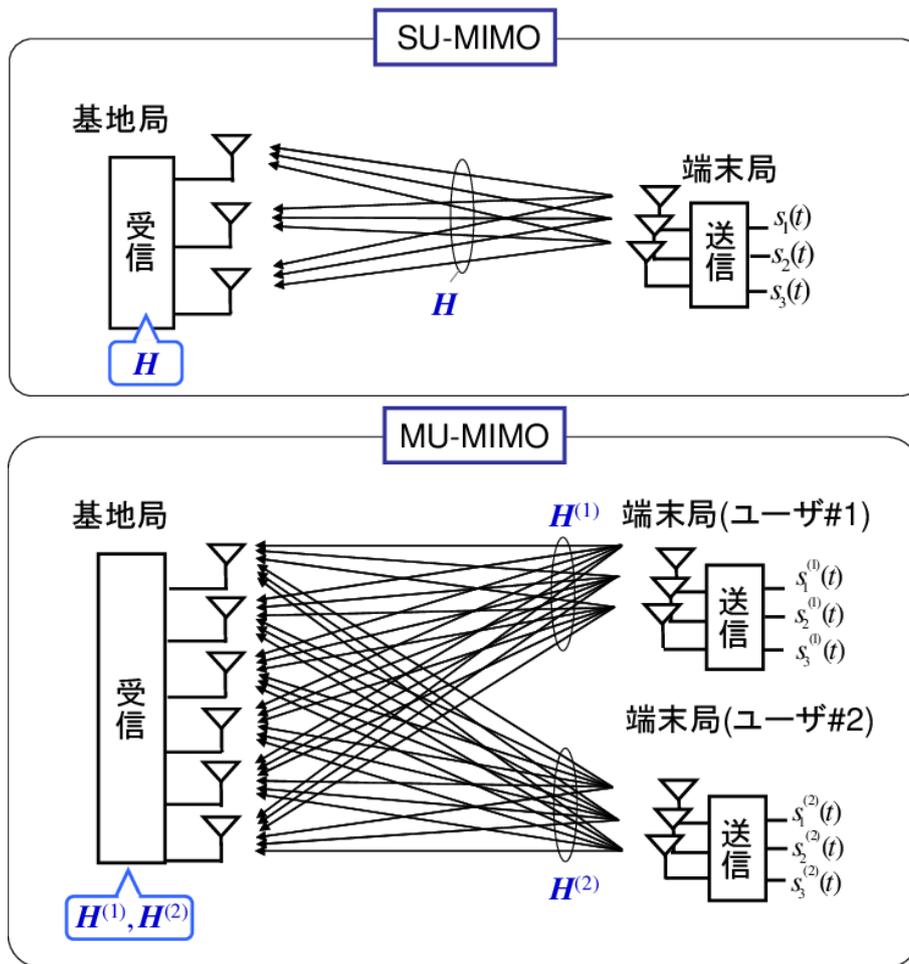


図 5 上り回線における SU-MIMO と MU-MIMO の比較

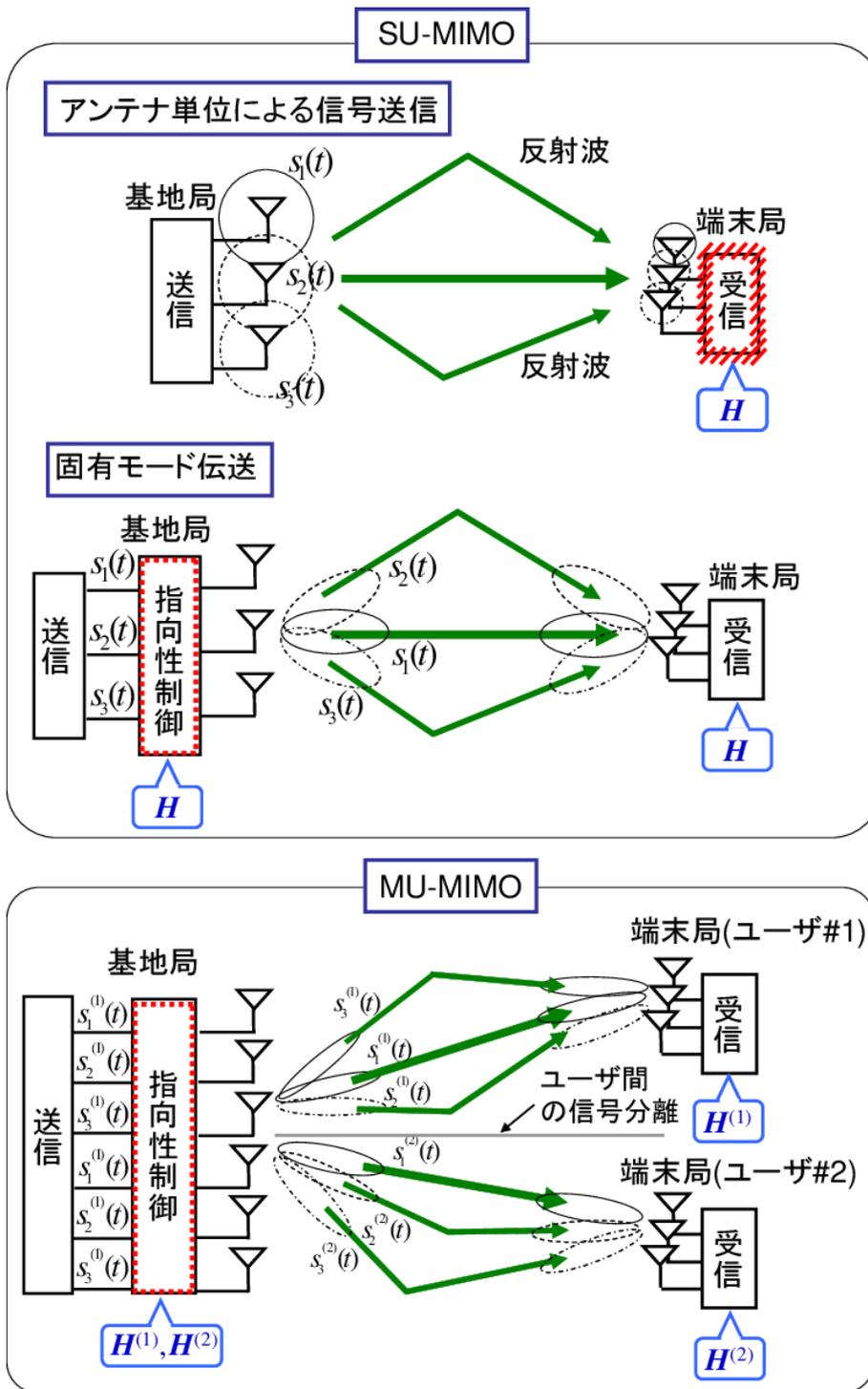


図6 下り回線におけるSU-MIMOとMU-MIMOの比較

【参考資料】

- [1] 西森健太郎, "マルチユーザ MIMO の基礎," コロナ社, 2014.

【技術分類】 2-3 MIMO 主要技術/送信側・受信側両方の処理を制御するもの

【 F I 】 H04B7/06,982 H04B7/08,982

【 C P C 】 H04B7/06 H04B7/08

【技術名称】 2-3-2 キャリブレーション

【技術内容】

図 1 に CSI フィードバックあり/なしにおけるフレーム構成の例を示す。図 1 において、基地局アンテナ数と端末局アンテナ数をそれぞれ M, K とする。簡単化のために、端末毎のアンテナ数は 1 とする。図 1(a) は、端末から基地局への CSI フィードバックを適用する場合のフレーム構成を示す。まず、MU-MIMO では、通信を開始する前に、通信端末を確定させるための制御信号を送信する(図 1(a) の時間 A)。基地局が CSI を取得するために、基地局のアンテナ 1~ M から、時分割で 1~ K 番目の端末に制御信号を送信する(図 1(a) の時間 B)。各端末はこの情報を用いて CSI を推定し、CSI を基地局にフィードバックする(図 1(a) の時間 C)。Massive MIMO を考える場合、通常、 $M \gg K$ となるため、伝搬チャネルのフィードバック量は膨大となる。文献[1] の結果によれば、基地局アンテナ数を 64 とするとき、IEEE802.11ac 規格におけるオーバーヘッド量を算出すると、その値は 60 ms になることが報告されている。無線 LAN の 1 回のパケット伝送が数 ms 内で収めることを鑑みると、これは伝送速度向上のための大きな足かせになるだけでなく、制御信号の長さとしてはもはや現実的とはいえない。

この問題を解決するため、端末側からの制御信号を受信し、その情報で伝搬チャネル応答を推定する手法を考える。そのフレーム構成を図 1(b) に示す。この考えは、送信と受信の周波数が同じとなる TDD システムで有効であり、送受の伝搬チャネル応答の可逆性を利用するものである。時間 A は図 1(a) と同じであるが、 $M \gg K$ となるため、時間 D は時間 B よりも大幅に短縮できる。さらに、この方法のもっとも重要な特徴は、図 1(a) の大部分を占める時間 C を完全に無くすることができる。これにより、Massive MIMO において大幅に通信効率を向上できることが報告されている[1]。

図 2 にキャリブレーション回路の構成を示す[2]。図 2 は 2 素子の場合の構成であるが、後述するように多素子にも拡張可能である[3]。図に示すように、送信(Tx) アンテナ 1, 2 の信号を方向性結合器で分配する。この分配された信号を受信(Rx) アンテナ 2, 1 でそれぞれ受信する。Tx, Rx で発生する伝達関数(振幅と位相の変化)を T_k, R_k ($k = 1 \sim 2$) とすると、2 個のループで得られる値は、 $T_1 R_2, T_2 R_1$ となる。これらの比をとると、 T_k / R_k の相対値が求まりキャリブレーションの値を得ることができる[2]。

Massive MIMO のためのキャリブレーション回路の構成例を図 2 に示す[3]。図 2 の回路を具体的に実現する手法は次の通りである[2]。Tx1 を基準として、Tx1 から方向性結合器 (Directional Coupler: DC) で分岐される信号をスイッチ (SW) で切り替えながら他の Rx に信号を入力する。また、Tx1 以外の方向性結合器から分岐される信号を SW で切り替えてそれを Rx1 に入力する。しかしながらこの方法では、Massive MIMO のような多素子化を考えると大規模なスイッチを必要とする。そこで、図 2 に示すように、隣接する素子どうしで校正値を求めることを考える。このように回路を構成することで、DC と 2 分岐 SW のみでキャリブレーションが実現できる[3]。

あらかじめ、アンテナ 1, 2 の間で $T_1 R_2, T_2 R_1$ が求められているとすると、アンテナ 3 とアンテナ 1 に対する伝達関数の差 $D_{3,1}$ は、

$$D_{3,1} = D_{3,2} \cdot D_{2,1} \quad (2.172)$$

$$= \frac{T_2 R_3}{T_3 R_2} \cdot \frac{T_1 R_2}{T_2 R_1} \quad (2.173)$$

$$= \frac{T_1 R_3}{T_3 R_1} \quad (2.174)$$

となり, T_3/R_3 と T_1/R_1 の相対的な差が求めることができる. アンテナ k とアンテナ 1 に対する伝達関数の差を $D_{k,1}$ とすると

$$D_{k,1} = D_{k,k-1} \cdot D_{k-1,k-2} \quad (2.175)$$

$$= \frac{T_{k-1} R_k}{T_{k+1} R_k} \cdot \frac{T_{k-1} R_k}{T_k R_{k-1}} \quad (2.176)$$

$$= \frac{T_1 R_k}{T_k R_1} \quad (2.177)$$

という計算で, すなわち隣接素子で得られた校正値を利用することで, 所望の校正値を求めることができる.

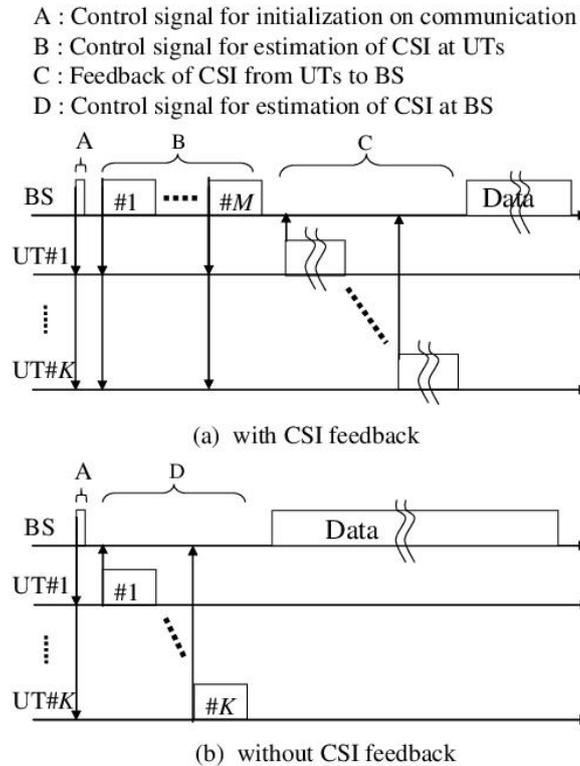


図 1 CSI フィードバックあり/なしにおけるフレーム構成

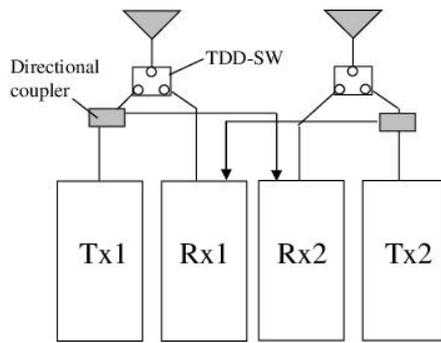


図 2 キャリブレーション回路の基本構成

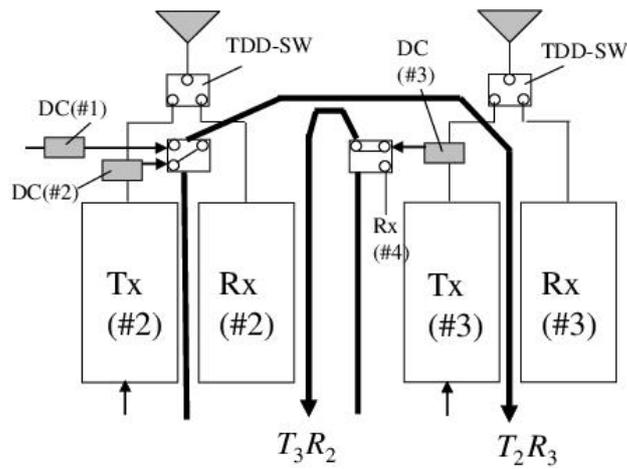


図 3 Massive MIMO のためのキャリブレーション回路の構成例

【参考資料】

- [1] T. Murakami, H. Fukuzono, Y. Takatori, and M. Mizoguchi, "Multiuser MIMO with implicit channel feedback in massive antenna systems," IEICE Communications Express, Vol.2 No.8 pp.336-342, Aug. 2013.
- [2] K. Nishimori, K. Cho, Y. Takatori, and T. Hori, "Automatic Calibration Method using Transmitting Signals of an Adaptive Array for TDD Systems", IEEE Trans. Veh. Tech., vol.50, no.6, Nov. 2001.
- [3] K. Nishimori, K. Cho, Y. Takatori, and T. Hori, "A Novel Conguration for Realizing Automatic Calibration of Adaptive Array Using Dispersed SPDT Switches for TDD systems," IEICE Trans. Commun., vol. E84-B, no.9, pp.2516-2522, Sept., 2001.

【技術分類】 2-4 MIMO 主要技術/ダイバーシチ技術

【 F I 】 H04L1/06

【 C P C 】 H04L1/06

【技術名称】 2-4-1 時空間符号化関連

【技術内容】

(1) Alamouti Scheme

原理:

送信アンテナ0, 1が, 時刻 t に s_0, s_1 を送り, 時刻 $t+T$ に $-s_1^*, s_0^*$ (*は複素共役)を送ると, 受信機は線形計算で検波でき, 最大比合成と同じダイバーシチ利得が得られる.

詳細:

2送信1受信アンテナアレーを用いた空間時間符号化の方法を示す. ある時刻 t に送信アンテナ0が s_0 , 送信アンテナ1が s_1 を送るとすると, 次の時刻 $t+T$ には送信アンテナ0, 1はそれぞれ $-s_1^*, s_0^*$ を送る(表, 図参照). 送信アンテナ0, 1と受信アンテナの間のチャンネルをそれぞれ時不変で h_0, h_1 とし, 時刻 $t, t+T$ の受信信号を r_0, r_1 とすると, 送信信号は次の式で推定できる.

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \tag{2.178}$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \tag{2.179}$$

これは受信アンテナが M 本の場合にも拡張でき, その場合のダイバーシチ次数は $2M$ となる.

長所:

送信側においてチャンネルの情報が必要ないので簡単な構成で実現できる. 送信2本, 受信1本のアンテナをこの方法で用いると, 送信1本, 受信2本で最大比合成を行うのと同じだけのダイバーシチ利得が得られる. また, この方法は送信2本, 受信 M 本のアンテナで $2M$ オーダのダイバーシチ利得を得るように一般化することができる. 計算量は最大比合成と変わらない.

従来技術・歴史:

ダイバーシチ利得を得る方法として, 複数の受信アンテナで最大比合成を用いた方法がある. また, 送信ダイバーシチ利得を得る方法として遅延ダイバーシチや空間時間トレリス符号がある. これらの方法は最尤推定を用いるので計算量が多くなる.

表 1 符号化方法

	antenna 0	antenna 1
time t	s_0	s_1
time $t+T$	$-s_1^*$	s_0^*

出典: "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", "IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS VOL. 16, NO. 8", "October, 1998", "Siavash M. Alamouti", "p.1454, Table 1: THE ENCODING AND TRANSMISSION SEQUENCE FOR THE TWO-BRANCH TRANSMIT DIVERSITY SCHEME" を元に作成

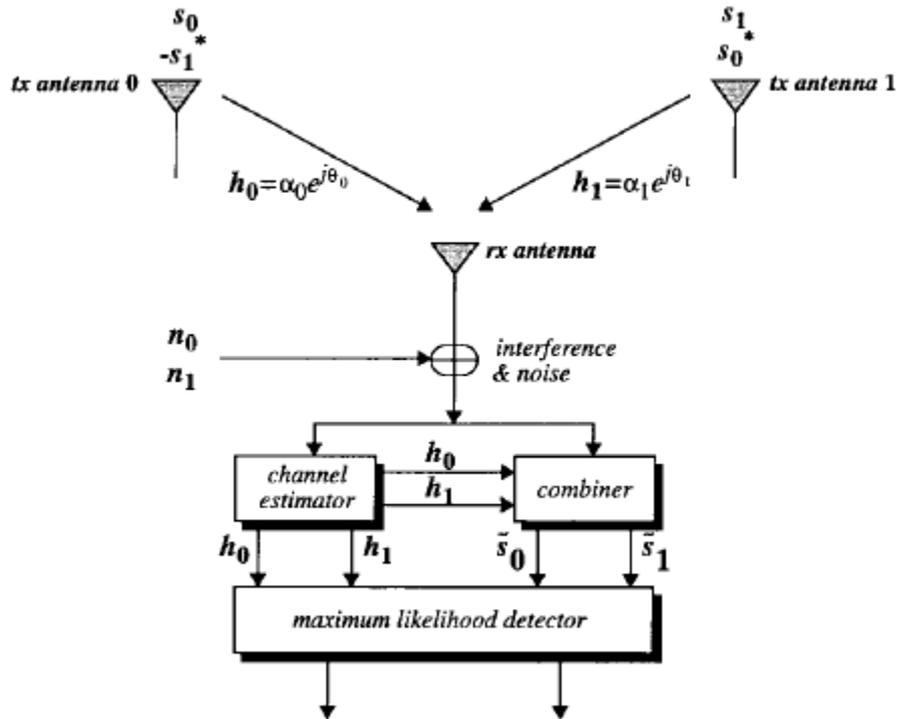


図1 2送信1受信の場合のシステムモデル

出典:“A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, “IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS VOL. 16, NO. 8”, “October, 1998”, “Siavash M. Alamouti”, “p.1453, Figure 2:”

(2) Orthogonal STBC

原理:

3本以上のアンテナにおいて時空間符号を直交設計することにより, 線形プロセスに基づいた簡単なMLD(Maximum Likelihood Decoding)アルゴリズムで復号することができる.

詳細:

この技術ではAlamoutiのSTBC (Space Time Block Code) を元に, 3本以上のアンテナで時空間符号の直交設計をする方法を提案する. 送信アンテナ数 n , 符号語の第1列の要素を $[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]$ とする. 符号化の方法は符号化率 R によって異なる. $R = 0.5$ でアンテナ数 $n = 2, n = 3, n = 4$ の場合, 符号の設計はそれぞれ, $*$ を複素共役として,

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \tag{2.180}$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix} \quad (2.181)$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (2.182)$$

となる. $n=2$ の場合はAlamoutiのSTBCであり, x_1 から x_4 は信号シンボル値である. 図に送信アンテナが3本のときのOrthogonal STBCの符号化の様子を示す.

$R=3/4$ で $n=3,4$ の場合, 符号の設計はそれぞれ

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (2.183)$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} & -\frac{(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (2.184)$$

となる.

復号は簡単なMLDアルゴリズムで行うことができる. AlamoutiのSTBCを例にとって説明すると, 次の統計値を最小化する s_i を選択することにより x_1, x_2 を検出することができる.

$$\left| \sum_{j=1}^m (r_1^j \alpha_{1,j}^* + (r_2^j)^* \alpha_{2,j}) - s_1 \right|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_1|^2 \quad (2.185)$$

$$\left| \sum_{j=1}^m (r_1^j \alpha_{2,j}^* - (r_2^j)^* \alpha_{1,j}) - s_2 \right|^2 + \left(-1 + \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 |\alpha_{i,j}|^2 \right) |s_2|^2 \quad (2.186)$$

ただし, r_i は時刻 i における受信信号, $\alpha_{i,j}$ は送信アンテナ i と受信アンテナ j の間の通信路である.

長所:

ダイバーシチ利得を落とすことなく簡単なアルゴリズムで復号できる.

従来技術・歴史:

送信ダイバーシチを得る方法として, 時空間トレリス符号がある. この方法は送信レートが上ると計算量が指数関数的に増大する. また, 2本の送信アンテナを用いたAlamoutiのSTBCがある[2]. この方法は時空間トレリス符号より特性が劣化するが, 計算量が非常に少ない.

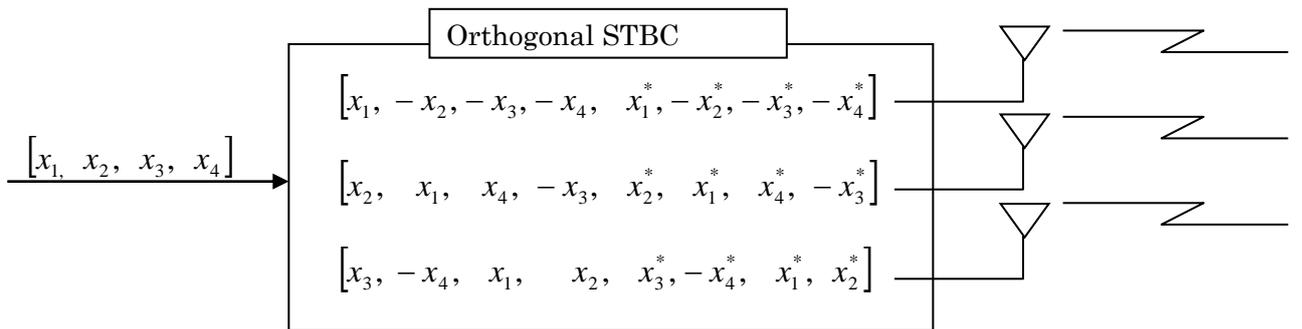


図2 Orthogonal STBC の符号化の様子 (送信アンテナが3本の場合)

“Space-time block codes from orthogonal designs”, “IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp.1456-1467”, “July, 1999”, “V. Tarokh, H. Jafarkhani, and R.A. Calderbank” の記述を基に作成

(3) SFBC(Space Frequency Block Code)

送信アンテナを2本としたとき, OFDM 伝送のためサブキャリア数分に直並列変換された信号 $X(n)$ に Alamouti の STBC(Space Time Block Code)符号化[3]を行うと,

$$X_1(n) = [X_0(n) \quad -X_1^*(n) \quad \cdots \quad X_{N-2}(n) \quad -X_{N-1}^*(n)]^T \quad (2.187)$$

$$X_2(n) = [X_1(n) \quad -X_0^*(n) \quad \cdots \quad X_{N-1}(n) \quad -X_{N-2}^*(n)]^T \quad (2.188)$$

と表される. この式でサブキャリアを偶数成分 ($X_e(n)$) と奇数成分 ($X_o(n)$) に分けて整理すると等

化的に空間周波数ブロック符号化行われ、この行列 G は

$$G = \begin{bmatrix} X_e & X_o \\ -X_o^* & X_e^* \end{bmatrix} \quad (2.189)$$

で与えられる。

これは、Alamouti の STBC 符号化則と同じであるが、Alamouti の STBC 符号化が時間的に 2 つのブロック (シンボル) 単位で符号化するのに対して、2 つのサブキャリア単位で符号化していることを意味している。

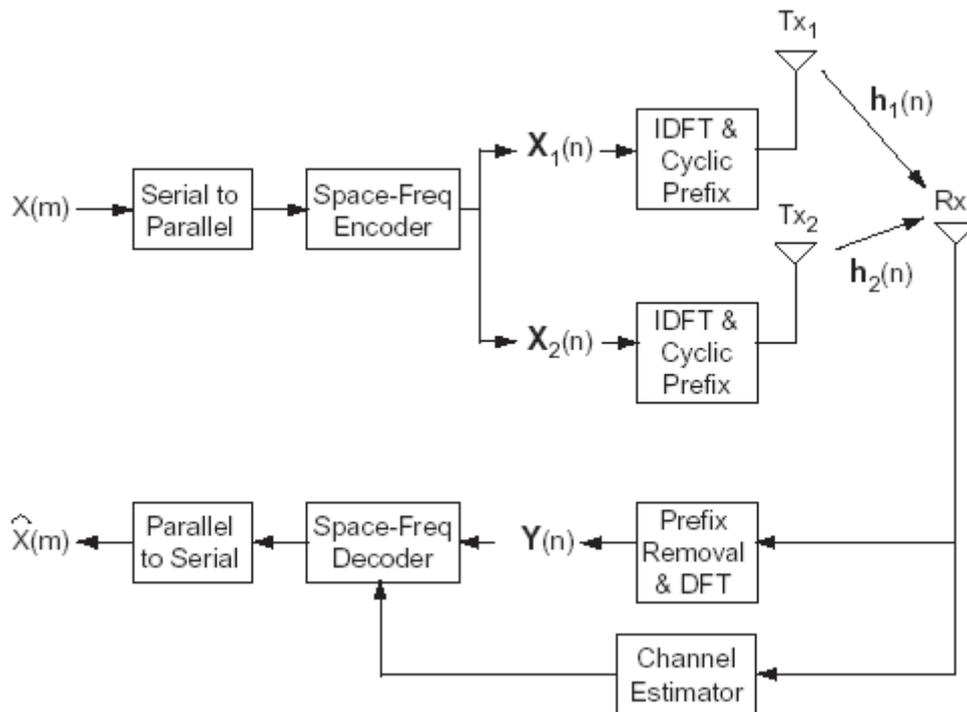


図 3 Block diagram of the proposed two-branch space-frequency OFDM transmitter diversity system
 出典：“Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems”，“IEEE GLOBECOM2000, Vol.3 2000, Figure2, p.1474”，“King F. Lee and Douglas B. Williams”

(4) STFC(Space Time Frequency Coding)

IEEE802.11a/g の OFDM ベース無線 LAN(WLAN)において異なる方式間の解析的な性能比較は困難である。シミュレーションにより、IEEE802.11a 標準 (1×1 の MIMO-OFDM に等価な基準システム) を比較の基準として、WLAN のパケットエラー率(PER: Packet Error Rate)特性とスループット性能を比較評価した。

2×2 の MIMO システムとしては、

- (1)空間時間直交符号化(OSTBC:Orthogonal Space Time Block Coding)-OFDM
- (2)空間周波数符号化(SFC:Space Frequency Coding)-OFDM

を対象に選び、後者は同一送信機で異なる 2 つのソフト入出力(SISO:Soft Input Soft Output)受信機:

- (2-1)SFC-OFDM-事後確率計算(APPC:A Posterior Probability Calculation)法

(2-2)SFC-OFDM-SISO- 2乗平均誤差最小化(MMSE:Maximum Mean Square Error)法、を用意して基準システムを含めて4方式を比較した。

シミュレーション：OSTBC-OFDM と SFC-OFDM のデータレートパラメータを表2に示す。パケット長は1000バイト，チャンネル/送受アンテナ系はFIR(Finite Impulse Response)フィルタで構成し，タップは遅延拡散長76nsの指数型遅延プロファイルを有するガウス分布型複素ランダム変数である

PER 特性：1%PER で MIMO システムは基準システムに対して7dB 優れる。(2-1)は(2-2)に対してBER 特性が良く，(2-2)は(2-1)に対してダイバーシチ利得，アンテナ利得が若干優れる。

スループット特性：図に示す。(1)はSNR=18dBでスループット54Mbpsが得られ，基準システムに対して11dBのSNR改善がある。低スループット範囲で(1)と(2-1)の性能は等しい。(2-2)はSNRが(2-1)より劣るが装置化複雑度が低いため(2-1)の代用方式となり得る。

表2 データレートパラメータ

Mod.	Code	Rate-Mbps, (label) OSTBC-OFDM	Rate-Mbps, (label) SFC-OFDM
QPSK	1/2	12 - (A)	24 - (G)
QPSK	3/4	18 - (B)	36 - (H)
16-QAM	1/2	24 - (C)	48 - (I)
16-QAM	3/4	36 - (D)	72 - (J)
64-QAM	2/3	48 - (E)	96 - (K)
64-QAM	3/4	54 - (F)	108 - (L)

TABLE II
802.11A MODES (DERIVED FROM [1])

出典：“SPACE-TIME-FREQUENCY CODING FOR OFDM-BASED WLANs, Table II, p.2928”, “GLOBECOM 2004”, “29th,Nov.-3rd,Dec.,2004”, “Oghenekome Oteri, Arogyaswami Paulraj, William J. Chimitt, Keith Holt”

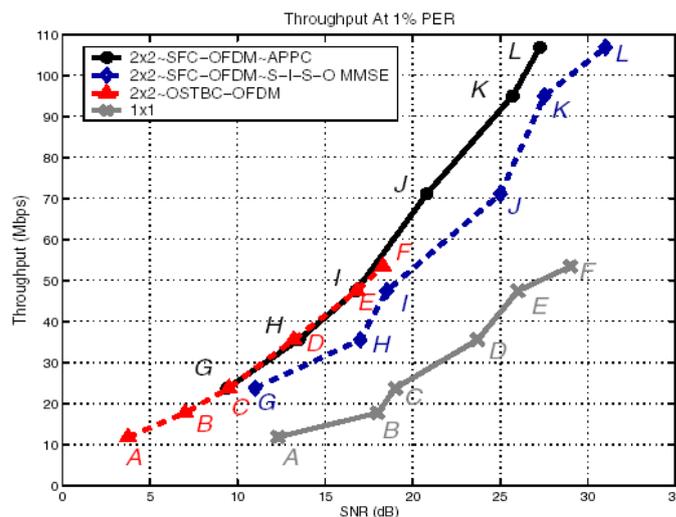


Fig. 10. Throughput curves 1% PER

図4 スループットカーブ

出典：“SPACE-TIME-FREQUENCY CODING FOR OFDM-BASED WLANs, Figure10, p.2929”, “GLOBECOM 2004”, “29th,Nov.-3rd,Dec.,2004”, “Oghenekome Oteri, Arogyaswami Paulraj, William J. Chimitt, Keith Holt ”

【出典】

- [1] “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, “IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 16, NO. 8, pp.1451-1458”, “October, 1998”, “Siavash M. Alamouti ”
- [2]“Space-time block codes from orthogonal designs”, “IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp.1456-1467” , “July, 1999” , “V. Tarokh, H. Jafarkhani, and R.A. Calderbank”
- [3]“Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems” , “IEEE GLOBECOM2000, Vol.3 2000 pp.1473-1477”, “King F. Lee and Douglas B. Williams ”, “IEEE”
- [4]“SPACE-TIME-FREQUENCY CODING FOR OFDM-BASED WLANs pp.2925-2930”, “GLOBECOM 2004”, “29th,Nov.~3rd,Dec.,2004”, “Oghenekome Oteri, Arogyaswami Paulraj, William J. Chimitt, Keith Holt ”

【参考資料】

- [1] “A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications”, “IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 16, NO. 8, pp.1451-1458”, “October, 1998”, “Siavash M. Alamouti ”
- [5] “Space-frequency coded broadband OFDM systems”, “IEEE Trans. Inf. Theory, in preparation”, “H. Bölcskei and A. J. Paulraj ”
- [6]“SPACE-TIME-FREQUENCY CODING FOR OFDM-BASED WLANs pp.2925-2930”, “GLOBECOM 2004”, “29th,Nov.~3rd,Dec.,2004”, “Oghenekome Oteri, Arogyaswami Paulraj, William J. Chimitt, Keith Holt ”

【技術分類】 2-4 MIMO 主要技術/ダイバーシチ技術

【 F I 】 H04B7/06,670

【 C P C 】 H04B7/0671

【技術名称】 2-4-2 遅延ダイバーシチ(CDD(Cyclic Delay Diversity))

【技術内容】

図1に遅延ダイバーシチ(CDD, Cyclic Delay Diversity)の基本概念を示す。CDDとは、OFDMのそれぞれのサブキャリアに異なる位相遅延を与えることで送信ダイバーシチを実現する技術である。2本の送信アンテナ、1本の受信アンテナで2ブランチの送信ダイバーシチ効果を得ることができる。

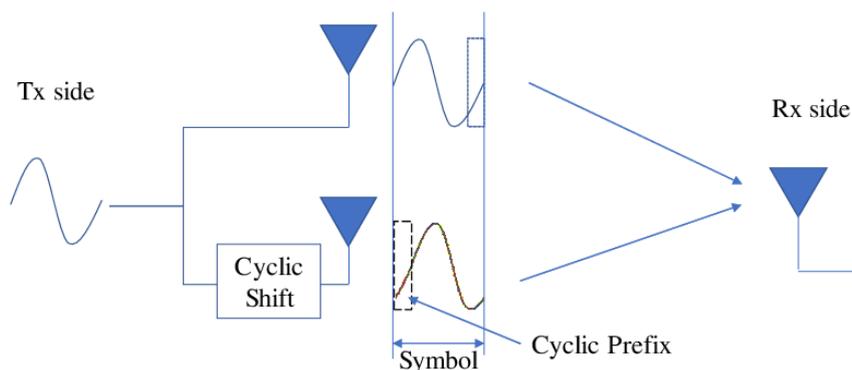


図1 遅延ダイバーシチの基本構成。

図1に示すように、送信アンテナ1からはオリジナルの信号をそのまま送信し、送信アンテナ2からはオリジナルの送信信号に対し周期的な位相シフトを与えた信号を送信する。

OFDMではガードインターバル(GI)が設けられ、データにGIが付与されて信号が送信される。ガードインターバルはもともとデータの一部を複製したものであるため、OFDMのシンボル内では周期性は保証される。したがって、実際には時間シフトをした信号を送信することでCDDが実現できる。

図2には、遅延ダイバーシチにおける時間領域と周波数領域における対応関係を示す。図2には、周波数領域で送信信号1と2の信号の対応を示している。図2の時間シフトは、ちょうど周波数領域において、位相差 θ の変化をシンボル単位で与えることと等価になる。これはちょうど周波数領域におけるダイバーシチと同じ効果としてとらえることができる。

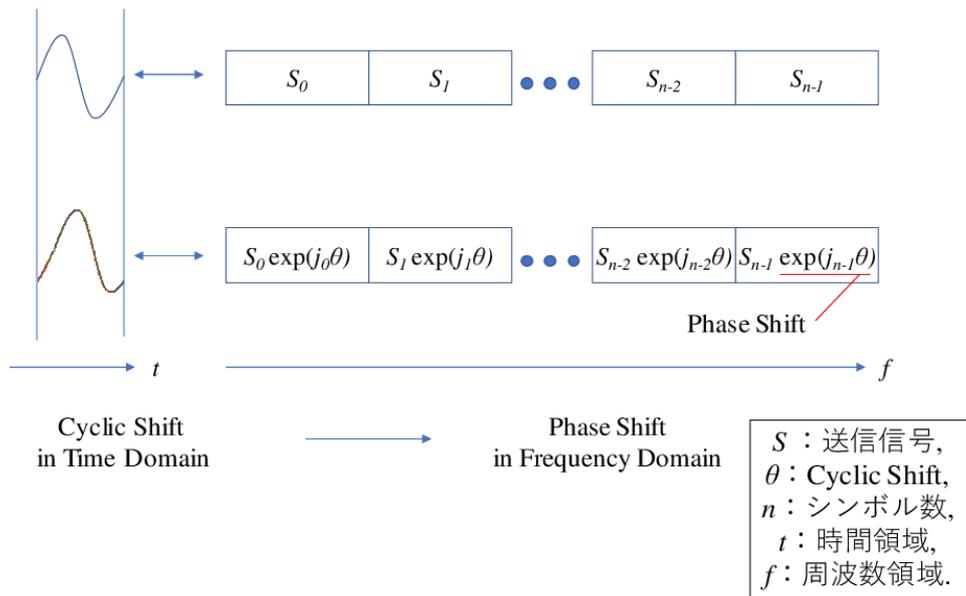


図 2 遅延ダイバーシチにおける時間領域と周波数領域における対応関係.

【技術分類】 2-4 MIMO 主要技術/ダイバーシチ技術

【 F I 】 H04B7/12

【 C P C 】 H04B7/12

【技術名称】 2-4-3 周波数オフセット送信ダイバーシチ

【技術内容】

図1に複局同時通信システムを示す。 $x(t)$, $y(t)$ を互いに独立なマルチパスフェージング定常基底帯域ランダム過程(平均値0のガウス過程), $m(t)$ を複局基地局からの同時送信基底帯域変調パルス, f_c を等価中心周波数, Δf_d を周波数オフセットとすると, FSK 信号における受信機での合成受信信号 $e(t)$ は,

$$e(t) = x(t) \cos \left\{ 2\pi f_c t + 2\pi \Delta f_d \int_{-\infty}^t m(\xi) d\xi \right\} - y(t) \sin \left\{ 2\pi f_c t + 2\pi \Delta f_d \int_{-\infty}^t m(\xi) d\xi \right\} \quad (2.190)$$

と表される。

ここで図2の周波数オフセット Δf_d を与えると, 図3に示すように定性的にはフェージング周波数が速まり, 規定の伝送品質に必要な受信レベルを下回る確率が低くなって, BER 特性が改善される。

定量的に BER 特性の改善の度合いと最適な周波数オフセット量を求める。“1”のマーク信号, “0”のスペース信号に対する受信検出フィルタの出力信号平均パワーを ε_m , ε_s とし, それぞれに対する確率密度関数を $f(\varepsilon_m)$, $f(\varepsilon_s)$ で表すと, 受信誤り確率 P_e は,

$$P_e = \int_0^{\infty} \left\{ \int_0^{\infty} f(\varepsilon_m) d\varepsilon_m \right\} f(\varepsilon_s) d\varepsilon_s \quad (2.191)$$

で計算できる。 $f(\varepsilon_m)$, $f(\varepsilon_s)$ は積分方程式で求まる固有値で解決でき, P_e は,

$$P_e = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\prod_{\substack{\mu=1 \\ \mu \neq \nu}}^{\infty} [1 - \{A_{\mu}(\alpha) / A_{\nu}(\alpha)\}]} \cdot \frac{4\{A_{\nu}(\alpha)\}^2}{\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}\right)^2 \left\{1 - \frac{\sin^2(\pi\alpha)}{(\pi\alpha)^2}\right\} + 4\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}\right)A_{\nu}(\alpha) + \{4A_{\nu}(\alpha)\}^2} \quad (2.19)$$

2)

となる。ここで, σ_n^2 はマーク/スペース信号検出フィルタの出力雑音, σ_s^2 は複合受信信号平均パワー, α は規格化オフセット周波数, A_{μ} , A_{ν} は第1種プロレートスフェロイダル波動関数[4]の二乗と α の関数である。

図4に ε_s / N_0 対 BER 特性を示す。この結果から, α は約 0.55 最適なオフセット量であり, BER が 10^{-3} のとき, 10dB 以上の送信ダイバーシチ効果が得られることがわかる。

オフセット送信にはこの周波数オフセットの他, 変調波形オフセット[2], 周波数偏移オフセット[3]がある。

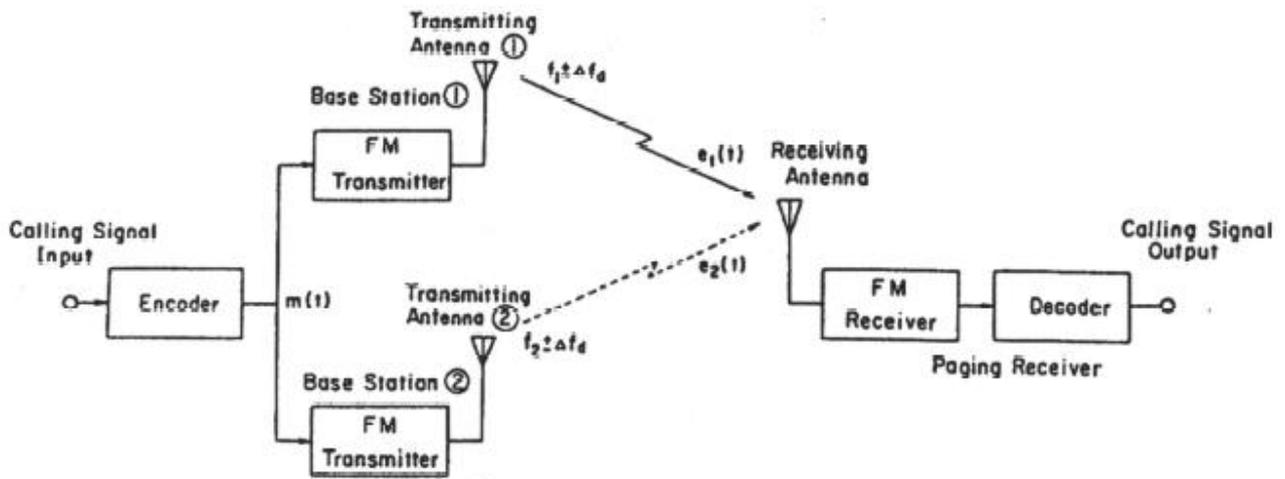


図 1 Block Diagram of digital paging system

出典 : "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy ", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol.VT-29, No.1", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi ", "p.88, Figure 1: Block diagram of digital radio paging system"

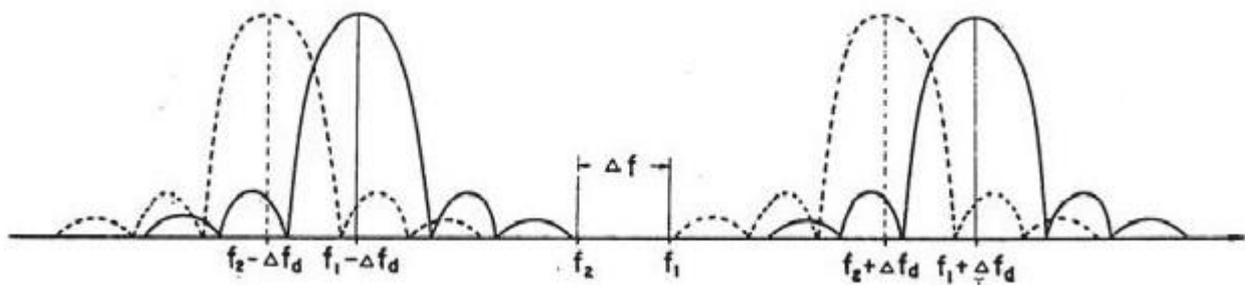


図 2 Power Spectrum of combined signal

出典 : "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy ", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi ", "p.90, Figure 4: Power Spectrum of combined signal"

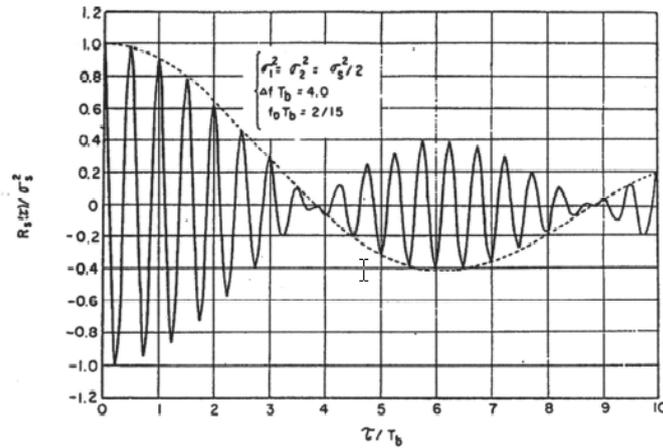


Fig. 2. Covariance function of combined signal.

図 3 Covariance function of combined signals

出典 : "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy ", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi ", "p.89, Figure 2: Covariance function of combined signals"

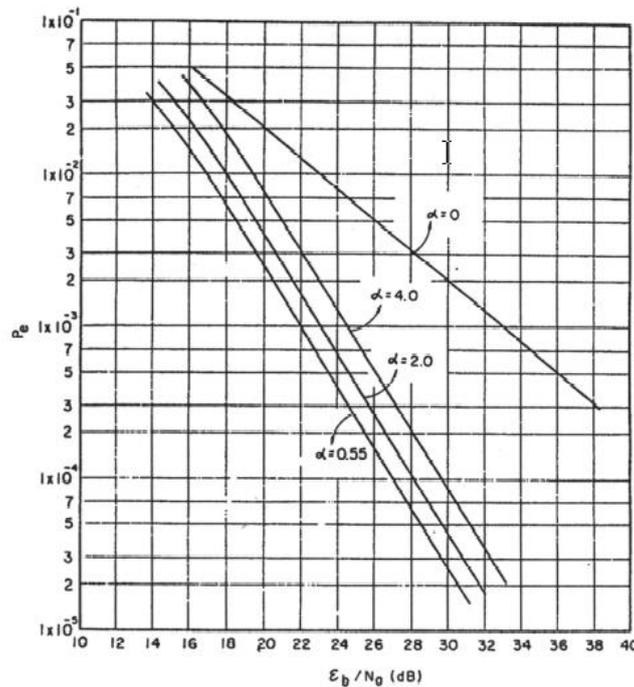


Fig. 7. Error rate performance with offset frequency as a parameter.

図 4 Error rate performance with offset frequency as α parameter

出典 : "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy ", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi ", "p.94, Figure 7: Error rate performance with offset frequency as α parameter"

【出典】

- [1] "Theoretical Studies of a Simulcast Digital Radio Paging System using a Carrier Frequency Offset Strategy ", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-29, No. 1, pp.87-95", "February 1980", "Takeshi Hattori Kenichi Hirade and Fumiyuki Adachi "

【参考資料】

- [2] "A New Modulation Scheme for Multitransmitter Simulcast Digital Mobile Radio Communication", "IEEE Trans. Veh. Tech. Vol. VT29 No.2", "1980", "T.Hattori, S.Ogose "
- [3] "Transmitter diversity for a digital FM paging system", "IEEE Transactions on Vehicle Technology, vol. VT-28, No.4, 333", "1979", "F. Adachi "
- [4] "Prolate spheroidal wave functions, Fourier Analysis and uncertainty- I", "Bell Syst. Tech. J., vol.40, pp.43-63", "January 1961" ,"D.Slepian and H.O.Pollak "

3 MIMO周边技術

【技術分類】 3-1 MIMO 周辺技術／伝送技術

【 F I 】 H04J1/00 H04J3/00

【 C P C 】 H04J1/00 H04J3/00

【技術名称】 3-1-1 デュプレックス（複信）

【技術内容】

（1） デュプレックス（複信）

デュプレックスは双方向通信のことで複信ともいい、対義語はシンプレックス（単方向通信）である。基地局（あるいはネットワーク側）と子局（あるいは端末、ユーザ側）が双方向通信を行う場合、子局（ユーザ側）から基地局（ネットワーク側）への方向を上り回線（Up-link または Reverse link）、逆を下り回線（Down-link または Forward link）という。

双方向通信の構成方法として、図1のように送信（TX）、受信（RX）をA局-B局間で行うとしたとき、下り回線（TX-A:送信，RX-B:受信）と上り回線（TX-B:送信，RX-A:受信）で2つの通信路の周波数を変える周波数分割複信（FDD： Frequency Division Duplex）と1つの通信路すなわち通信路の周波数は同一として信号の送受信タイミングの時間を変える時分割複信（TDD： Time Division Duplex）がある。

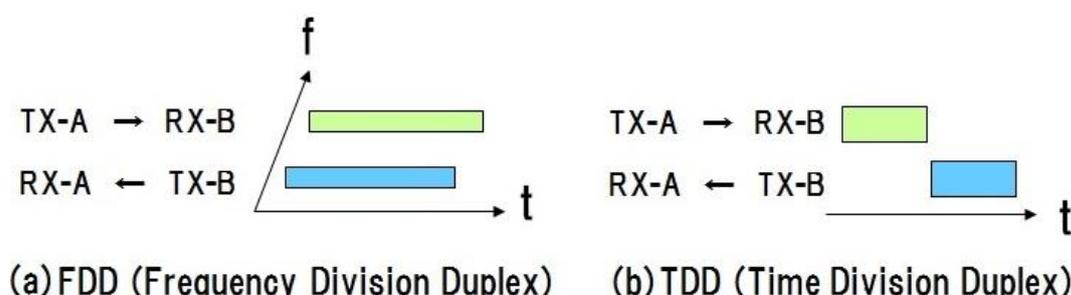


図1 デュプレックスの種類

また、同時に双方向（上り回線と下り回線）で通信可能な方式を全二重通信（Full Duplex）、ある時点ではどちらか片方向のみ通信可能な方式を半二重通信（Half Duplex）という。すなわち、通信路（あるいは周波数）を2組使用すれば全二重通信で双方向同時通信が可能であり、通信路（周波数）が1つで時間切り替えによって双方向の通信を行う場合は半二重通信となる。

物理層でみると周波数分割複信 FDD は信号の送受信が同時に行われる全二重通信であるが、時分割複信 TDD は双方向の信号の送受信は互いに時間的に交替で行われるため半二重通信となる。

一方、「同時通信」の意味合いとして物理層での信号の送受信を指す場合だけでなく、より上位層（アプリケーションやサービス）でみて「同時通信」と見なす場合がある。例えば、ISDN（Integrated Service Digital Network）における音声サービスなどは、物理層では1つの通信路を時間切り替えで使用する半二重通信（ピンポン伝送とも呼ばれる）であるが、サービスの的には双方向の同時通信（電話サービスにおいて同時に双方向の音声伝送可能）が提供されており、全二重通信といわれることがある。

（2） 無線通信における複信

無線通信におけるデュプレックス（複信）の回路構成と信号の例を図2に示す。FDDは上り回線/下り回線のため2組のある程度離れた周波数帯域（ペアバンドともいう）を用意する必要がある。この周波数の間隔をガードバンドといい、この周波数の間隔をある程度大きくとる必要があるのは、上

り/下りの周波数帯域が近すぎるとレベルが低下した受信信号に対して高レベルの送信信号の帯域外成分（サイドローブ）が干渉となるためである．一方，FDD では上り回線と下り回線の同期は基本的に必要ない．

TDD は上り回線/下り回線の周波数が同一であるため直前の受信信号から回線状態を検出して送信に応用することができる．そのため，送信ダイバーシチや送信電力制御を精度よく実現できるメリットがある．また，上り/下り回線の時間率を柔軟に変更可能であり，上り/下りのトラフィックの偏りにも対応が可能となる．一方で，上り/下り回線の送受切り替えの際にタイミング誤差の影響を防止するためガード・タイムを設定する必要がある．また，送信信号の速度が FDD に比べて 2 倍となることから瞬時送信電力のピーク値は高くしなければならない．

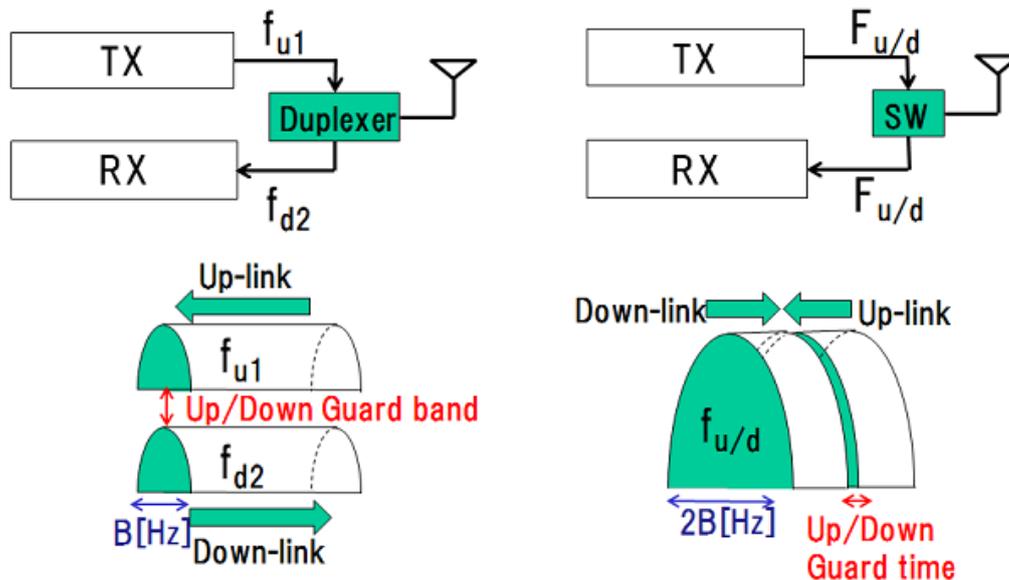


図 2 無線通信におけるデュプレックス（複信）

(3) 無線通信における半二重通信と全二重通信

図 3 に無線方式の各種応用モデルにおける半二重通信 (Half Duplex) と全二重通信 (Full Duplex) のトポロジー（接続形態）を示す．半二重通信については時間タイミングで切り替える奇数番目と偶数番目を示している．応用モデルとしては，(a) 中継モデル (Relay topology) ，(b) 双方向モデル (Bidirectional topology) ，(c) 基地局モデル (Base station topology) があげられる．ここで，黒線は希望波である無線信号のパス（伝搬路）であり，赤線は自局の送信信号が自局や多局の受信信号への干渉となるパスである．

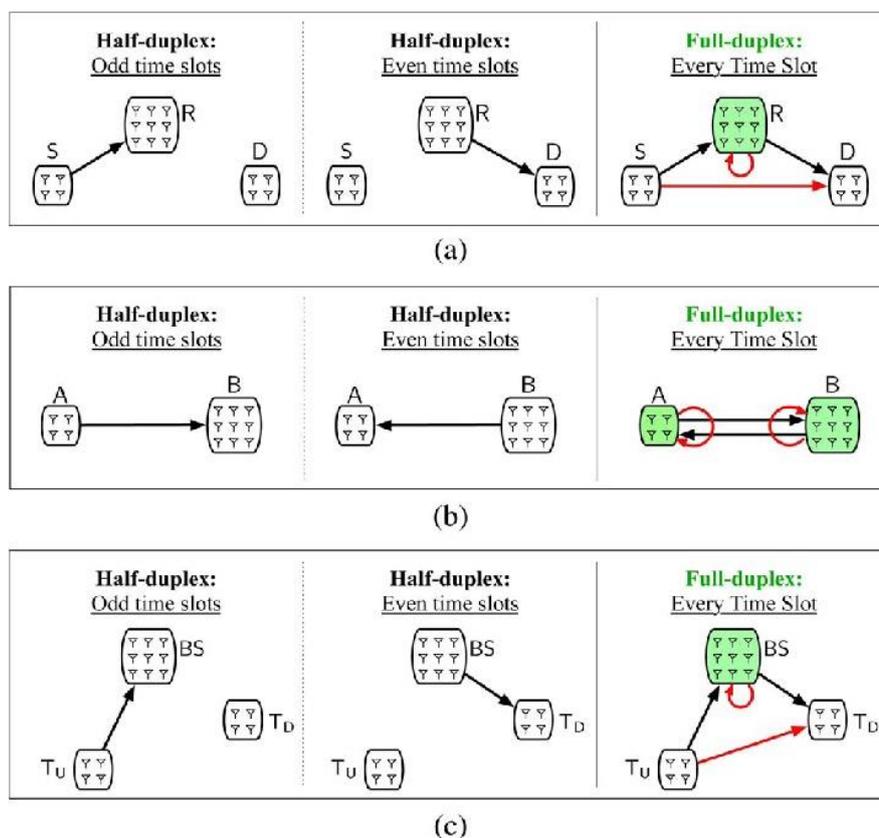


図3 無線方式の半二重通信と全二重通信のトポロジー（接続形態）
 (a)中継モデル（Relay topology）, (b) 双方向モデル（Bidirectional topology）, (c) 基地局モデル（Base station topology）

出典：A.Sabharwal 他, “In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.32, No.9, Fig.3

(4) 無線全二重通信

一般に全二重通信は2組の通信路を用いて実現されるが、同一の通信路（周波数）を用いて同時双方向通信を行うことを特に帯域内全二重通信（In-Band Full-Duplex）といい、この帯域内全二重通信を単に全二重通信ということがある。

無線方式における全二重（Full-Duplex）化技術は、1940年代の連続波（CW: Continuous Wave）レーダー技術からスタートしており、同一周波数で送信と受信を同時に行うために自己干渉（Self-Interference）の抑圧、除去（キャンセル）が検討された。また、全二重化技術の無線通信への応用は同一周波数無線中継（In-band Repeater）で検討されはじめた。

送受信を同時に行う無線全二重方式では、図4に示すように、送信用のアンテナと受信用のアンテナを別とする個別アンテナ型と同一のアンテナとする共用アンテナ型があり、共用アンテナ型では送信機からの送信信号が受信機に漏れ込むのを防ぐため、送受分波器（あるいはアンテナ共用器（Antenna Duplexer）ともいう）が送受信機とアンテナ間で使用される。送受分波器はFDDの場合は送受信周波数に対応するフィルタ（あるいは共振器）の組み合わせで構成されるが、TDDや帯域内全二重通信では送受信周波数は同一であり、サーキュレータが用いられる。なお、TDDの場合は送受信のタイミングが異なるため送受信切替えスイッチが適用可能となる。

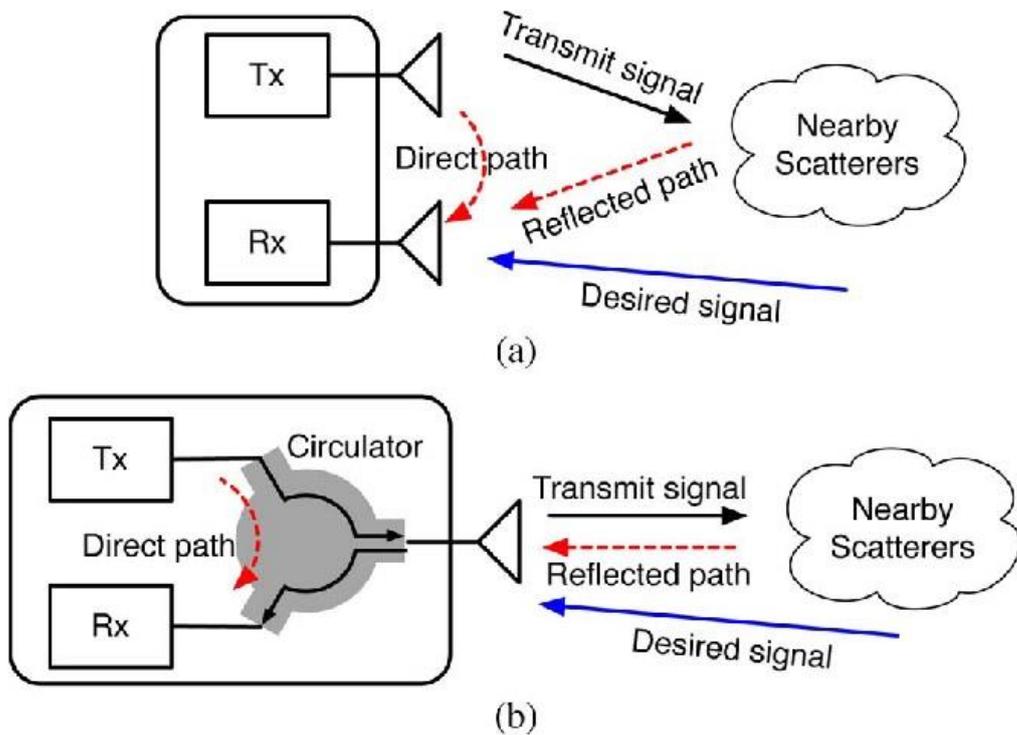
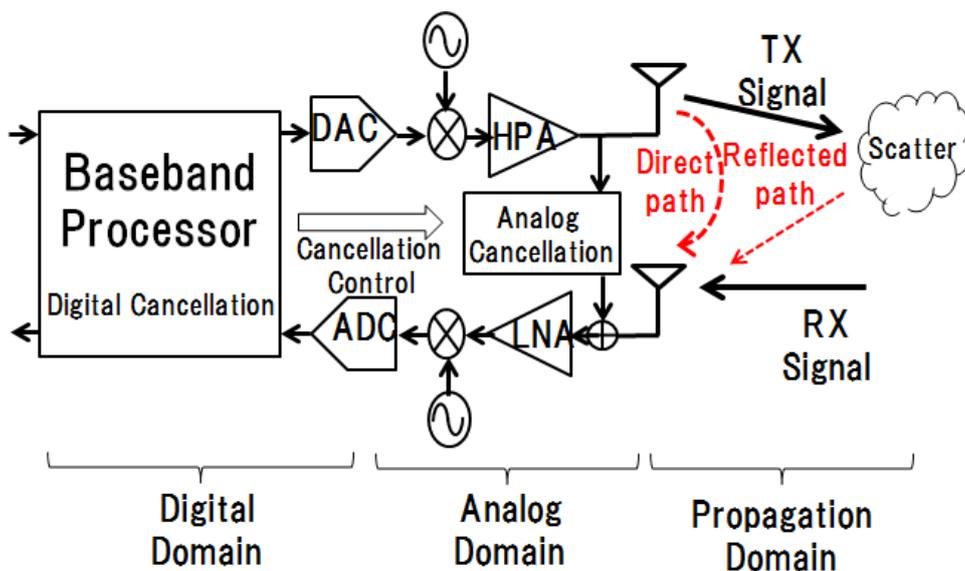


図4 個別アンテナ型構成と共用アンテナ型構成

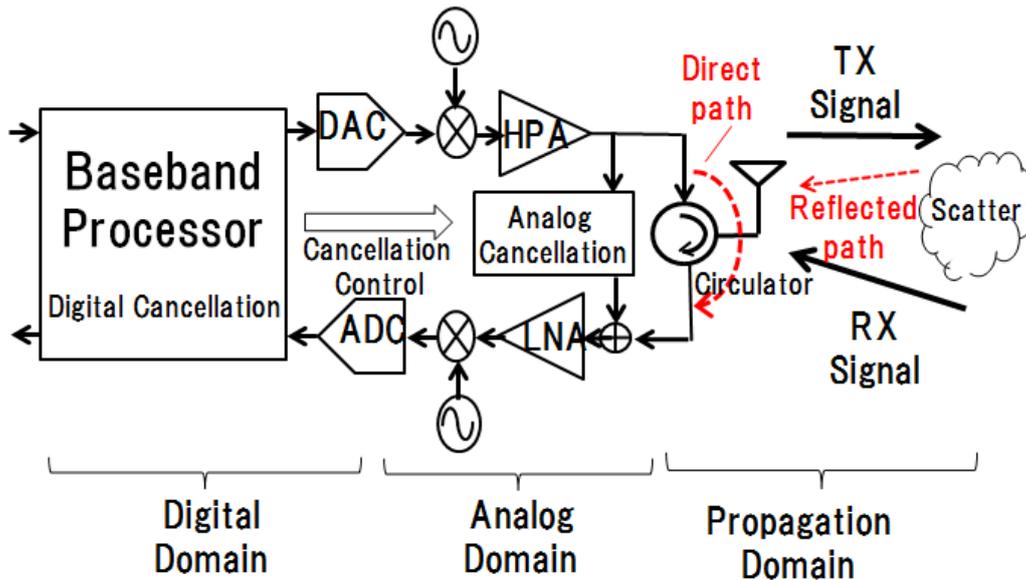
出典: A.Sabharwal 他, "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.32, No.9, Fig.2

(5) 無線全二重通信における自己干渉

無線の帯域内全二重通信の実現のための課題となる自己干渉の原因には、図4で Direct path として示される送受アンテナ間の直接波またはサーキュレータ漏洩波と Reflected path として示される伝搬路を経由して受信される反射波とがある。図5に個別アンテナ型と共用アンテナ型の帯域内全二重通信の構成例を示す。図中、黒実線は送受信信号、赤点線は自己干渉となる直接波と反射波である。



(a) 個別アンテナ型帯域内全二重通信
Separated Antenna In-Band Full-Duplex



(b) 共用アンテナ型帯域内全二重通信
Common Antenna In-Band Full-Duplex

図 5 無線帯域内全二重通信の構成例

この自己干渉の抑圧、除去の処理領域（ドメイン）は、図 5 のように伝搬領域（伝搬ドメイン：Propagation Domain, アンテナレベル）、アナログ領域（アナログドメイン：Analog-Circuit Domain）、デジタル領域（デジタルドメイン：Digital Domain）がある。それぞれの干渉抑圧・除去の特徴は、

- ・伝搬ドメイン（アンテナレベル）：直接波またはサーキュレータ漏洩波に有効であり、個別アンテナの場合はアンテナ・アイソレーション（パスロス（スペースファクタやシールド）、交差偏波特性、指向性など）で分離し干渉を抑圧する。

共用アンテナの場合はサーキュレータの特性に依存し、アンテナと送受信機を結ぶ導波管のマッチング等が重要となる。反射波からなる自己干渉に対しては伝搬チャネル既知の場合は抑圧除去が可能だが伝搬チャネル未知の場合は処理が難しくなるためチャネル推定に基づく処理が必要となる。

- ・アナログドメイン：受信機 ADC（アナログ-デジタル変換器）の前段、LNA（低雑音増幅器）および周波数コンバータの前後に実装される機能からなる。タッピング（遅延回路、減衰回路）と減算器であるキャンセラの組み合わせで利得/位相/遅延の制御により自己干渉の干渉抑圧、除去を行う。アナログ制御のビームフォーミングも自己干渉抑圧の方法のひとつとなる。上記伝搬ドメインと同様、伝搬チャネル未知の場合は直接波自己干渉が対象となる。

- ・デジタルドメイン：変動する自己干渉に対してより細かな制御が可能であり、伝搬ドメインでの分離に有効な指向性制御（ビームフォーミング）もアナログ処理より自由度が大きくできる。性能の制限は ADC のダイナミックレンジ内での処理になることであり、ADC 処理以前（伝搬ドメイン、アナログドメイン）で大まかな干渉抑圧が為されていることが前提となる。

主に伝搬ドメイン（アンテナレベル）ではパッシブ・キャンセレーション（静的な干渉除去、設定された回路・装置構成にて干渉抑圧を行うこと）がおこなわれる。アクティブ・キャンセレーション

(動的な干渉除去, 干渉や残留誤差の検出結果に応じて適応制御を行いながら干渉抑圧・除去を行う) は, 主にアナログ回路レベル (アナログドメイン) とデジタル回路レベル (デジタルドメイン) で干渉抑圧・除去の最適化のための調整や制御を随時行いながら実行される。

(6) 無線全二重通信の展開

1 つの周波数帯域内で送受信同時通信を実現する無線全二重通信では, 自己干渉の抑圧のため指向性制御 (ビームフォーミング) を活用することがあるが, 送信ビームフォーミングと受信ビームフォーミングが同じ重み付けでよい。このことは, 無線全二重通信と複数アンテナ構成 (ビームフォーミング機能) との相性の良さと考えることができ, MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式への応用も有効となる。さらに双方向モデルや中継モデルにおける MIMO 全二重通信を用いた空間的なリソース割り当ては重要な研究課題となる。もちろん, リソース割り当てについては空間のみならず, 空間・時間・周波数リソースの割り当ての最適化が無線全二重通信の重要な課題となる。

また, ネットワークやプロトコルの観点からは, モバイルアドホックネットワーク (例えば MANET) では同じ内容の情報が中継送信され無線リソースを消費する。この中継モデルにおいて全二重化が実現できれば無線リソースの利用効率を高めることができる。

さらに, 送信しながら同時に受信して電波の使用状況を取得できるという全二重通信の特徴は, WiFi (無線 LAN) 等における隠れ端末問題の緩和やコグニティブ無線におけるセカンダリ端末の送信効率改善などにも効果が期待できる。

(7) MIMO における全二重通信

送受信機が 1 組の SISO (Single Input Single Output) に対し, MIMO (Multiple Input Multiple Output) のように送受信機が複数の N 系列ある通信方式では, 送受信個別アンテナ型では $2N$ 個のアンテナ, 共用アンテナ型では N 個のアンテナと N 個のサーキュレータで構成される。図 6 に MIMO における個別アンテナ型の全二重通信 (In-Band Full-Duplex) 無線機の構成を示す。

MIMO における物理層でみた全二重通信を MIMO 全二重通信 (MIMO Full Duplex あるいは Full Duplex MIMO) という。例えば M 個の送受共用アンテナの機器による双方向通信では, 送信および受信で $M \times M$ のアンテナ組み合わせのパス (伝搬路) が存在し, 全アンテナが同時に送受信を行うこととなる。この MIMO 全二重通信で問題となるのが, 当該アンテナ送信信号が当該アンテナ受信信号に干渉する自己干渉 (Self-talk : セルフトーク) に加えて, 当該アンテナ送信信号が自局の他アンテナ受信信号に干渉するクロストーク (Cross-talk : 混信干渉) である。この MIMO 全二重通信の構成例を図 7 に示す。この構成例では, 共用アンテナ構成の MIMO で送受信系列数 $M = 3$ でそれぞれの干渉 (自己干渉, 混信干渉) の干渉除去のための利得・位相・遅延調整回路のタップ数が N の場合を示しており, 実線のパスが自己干渉, 点線のパスが混信干渉である。

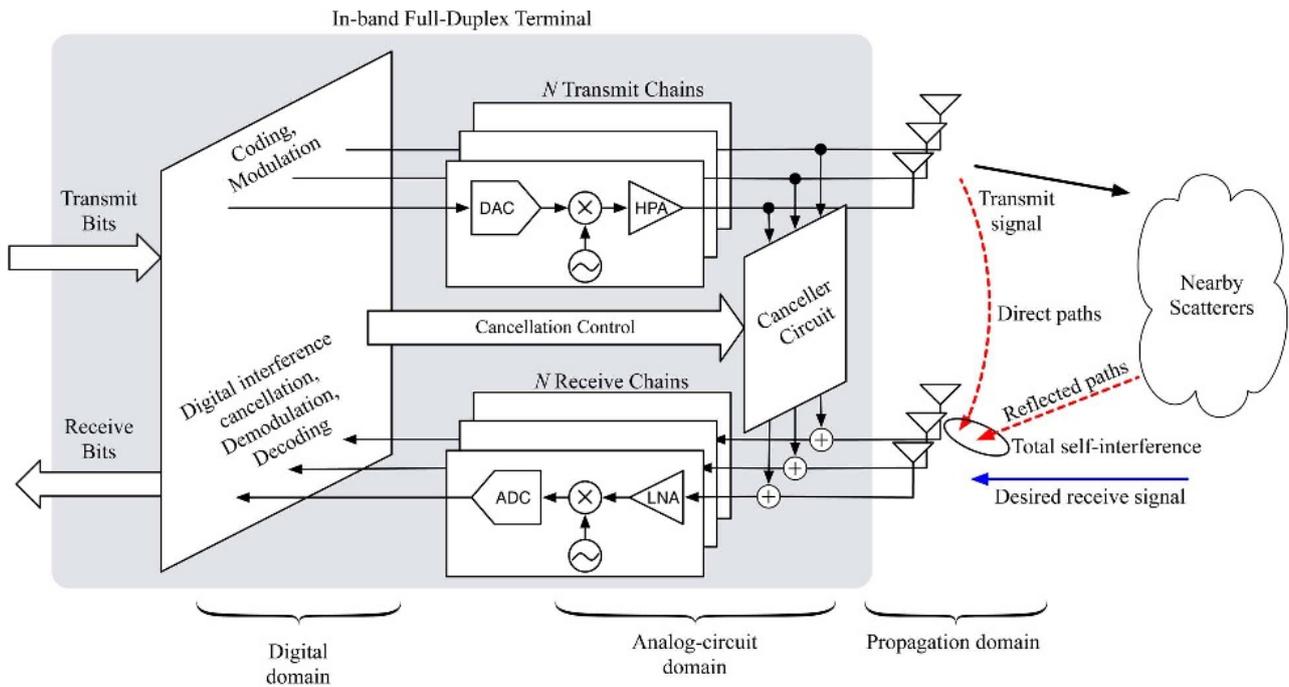


図6 個別アンテナ型のMIMO全二重通信無線機の構成例

出典: A.Sabharwal 他, "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.32, No.9, Fig.4

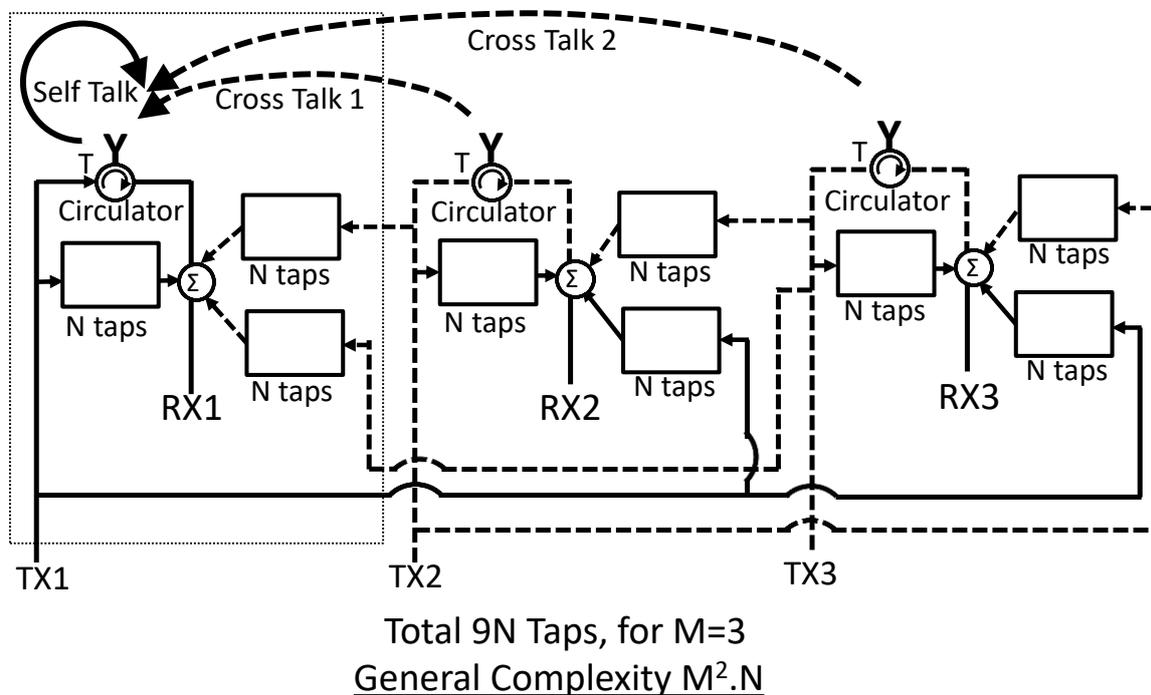


図7 MIMO全二重通信の構成例(系列数 $M=3$ の例)

出典: D.Bharadia 他, "Full Duplex MIMO Radios", Proc. NSDI'14 Proceedings of the 11th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation, Fig.3 を元に作成

すなわち, SISO の全二重通信では自己干渉に対する干渉抑圧・除去のみを考えればよいが, MIMO

全二重通信では1系列の受信機に自己干渉と $M - 1$ の混信干渉の抑圧・除去が必要となる。1系列の受信機で M 個、すなわち M 系列で総計 M^2 個の干渉除去回路が必要となり、回路構成の複雑度(サイズ, コスト)や消費電力の増加につながる。また、これらの干渉除去回路は、温度変動や経年劣化など環境変化、伝搬チャネルの変更に追従する必要があり、例えばWiFiにおける伝搬チャネルの状態は数十 msec 単位で変化すると考えられ、携帯電話サービスのLTEではもっと短時間での変動に追従する必要がある。これらの条件は、処理時間遅延(例えば、チャネル状態の観測から16msecの処理時間で複数アンテナのMIMOにおける干渉除去回路の調整を完了する必要)が要求される。

干渉除去の性能については、干渉除去後の残留誤差により希望受信信号のSNRが劣化するが、MIMO全二重通信ではアンテナ数 M の増加に伴い残留誤差も増加し、一般に M に比例(線形)して劣化が増大してしまう。

(8) MIMO 全二重通信の効率化

上述のように、 $M \times M$ のMIMO全二重通信では自己干渉に加え自局混信干渉の影響を低減するため、複雑な回路構成と信号処理が必要となる。この問題を解決するため、 M^2 個の干渉除去回路(または信号処理)の代わりに M 個の干渉除去回路+ α の機能で全ての自己干渉と混信干渉を処理する方法が提案されている。これは、当該局の複数アンテナ間の相関が大であると仮定、すなわちアンテナは近傍数cmの位置関係では伝搬チャネルの大きな変動はないとの仮定において、反射波が受信される自己干渉と混信干渉がほぼ同一の伝搬チャネルのパスとして扱えることで干渉除去回路の個数あるいは処理の回数を削減するものである。図8に提案されたカスケード型のMIMO全二重通信の構成例を示す。自己干渉と混信干渉の伝搬チャネル特性が相関大との仮定から M^2 個の干渉除去回路が $M + \alpha$ 個に削減(+ α に相当するが混信干渉の時間遅延量調整のCおよびDタップの遅延回路)される。

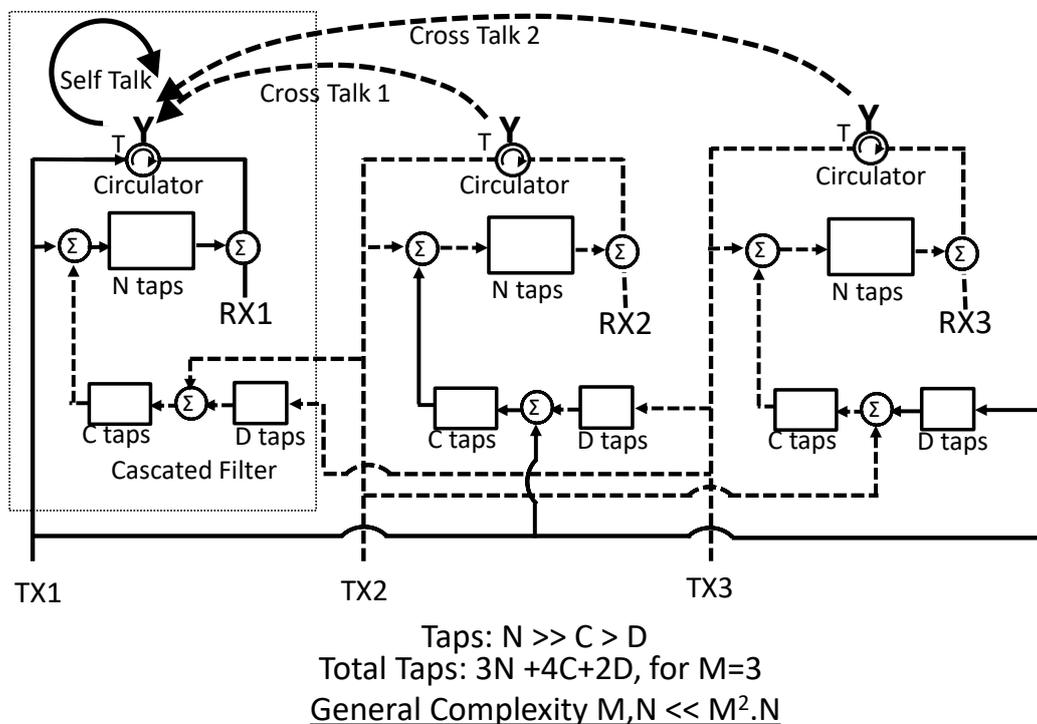


図8 カスケード型MIMO全二重通信の構成例(系列数 $M=3$ の例)

出典: 出典: D.Bharadia 他, "Full Duplex MIMO Radios", Proc. NSDI'14 Proceedings of the 11th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation, Fig.4 を元に作成

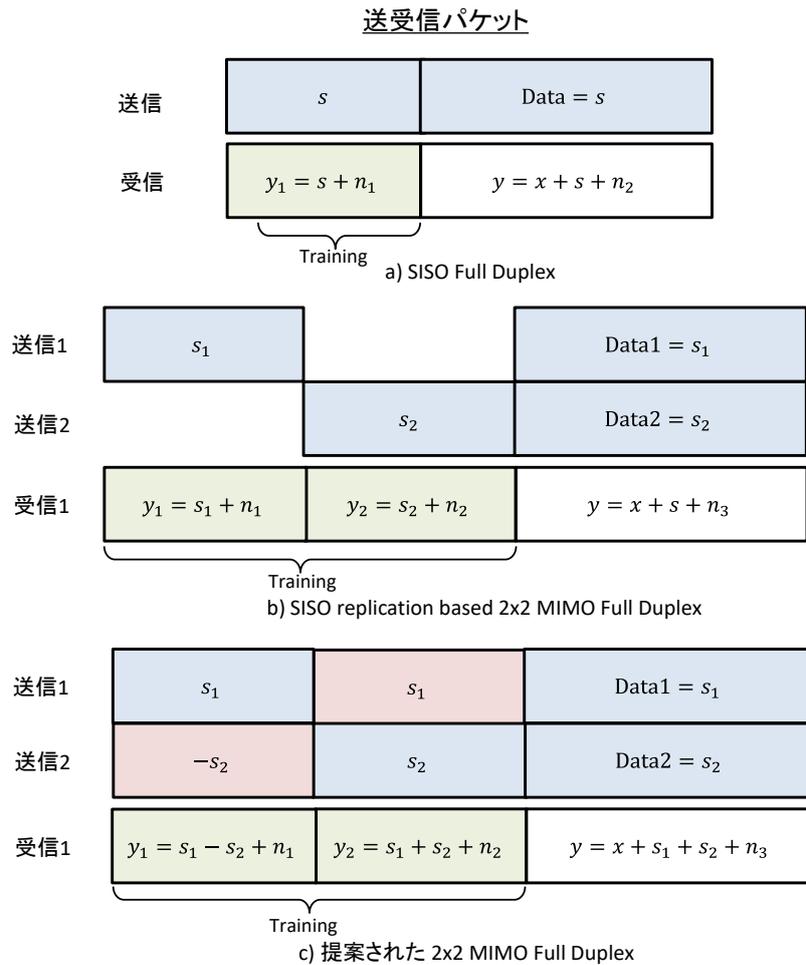


図9 SISO および MIMO のプリアンブル構成例

出典：D.Bharadia 他，“Full Duplex MIMO Radios”，Proc. NSDI'14 Proceedings of the 11th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation, Fig.6 を元に作成

また、反射波の自己干渉および混信干渉の伝搬チャネル特性は通常送信信号のプリアンブルが用いられるが、SISO に比べて MIMO ではこのプリアンブル（トレーニング信号）が M 倍のシンボル数となる。これを用いることで SISO 全二重に比べ高い精度で伝搬チャネルの推定が可能となり、干渉レプリカの精度が向上することから、SISO 全二重通信に比べ精度よく残留干渉を低減可能となる。図9に SISO および MIMO のプリアンブル構成例を示す。

(9) MIMO 全二重通信の課題

SISO 全二重通信では自己干渉だけが問題であるのに対し、MIMO 全二重通信では自己干渉に加えて混信干渉が問題となる。ただし、混信干渉は自己干渉に比べて低レベルとなる。つまり、混信干渉は自局の他アンテナから送信された信号の直接波や反射波が当該アンテナで受信されるものであるのに対し、自己干渉は同様の反射波とサーキュレータ（方向性結合器など）の漏洩成分からなり、レベル的には支配的となる。一方、残留誤差の原因となる要素をさらに詳しく分類すると以下のようなものになる（所要抑圧レベルは一例）。

- ・線形信号要素：送信信号の方向性結合器等経由の漏洩や反射波（送信信号×伝搬係数のマルチパス合波モデルであり基本的に積和演算の線形要素となる）、送信電力 20dBm に対してノイズフロ

ア（雑音電力）-85dBm と仮定すると最大 105dB 程度の抑圧が必要

- ・非線形信号要素：送信系で非線形素子（ミキサ，アンプ）を通過して生成，75dB 程度抑圧が必要
- ・送信雑音：送信系のアンプ，局部発振器等で生成される広帯域雑音や位相雑音，65dB 程度の抑圧が必要

上記の送信雑音はアナログ領域でキャンセル，線形信号要素・非線形信号要素はアナログ・デジタル両領域でキャンセルすることが考えられる。

線形信号要素については，伝搬チャネルの推定伝達関数を H として，

$$R + H^T - H^T \approx R \quad (3.1)$$

と制御できるよう， H を適応アナログおよび適応デジタルフィルタでモデル化し，キャンセルすることになる。

(1 0) MIMO 全二重通信のキー・メトリック

MIMO 全二重通信を構成する上で重要なメトリックをまとめる。

- ・複雑度：アナログおよびデジタルフィルタのタップ数。これは，回路サイズ（スペースファクタ），消費電力，コストに影響する。また，この複雑度はタップ係数の更新時間にも影響する。すなわち，伝搬チャネル変動，温度変動に追従するための処理時間，更新時間（チューニング中）の時間は全二重通信不可能なオーバーヘッドであり，短縮が必要となる。 $M \times M$ アンテナの MIMO 全二重通信の複雑度は SISO のその M 倍に抑えることが望ましい。
- ・推定誤差：残留誤差に影響し，希望波 SNR の劣化の原因となる。例えば，許容範囲としてノイズフロア（雑音レベル）に対して残留誤差が 1dB 増までが全二重通信における劣化の許容ベースラインと考えられる。 M 個のアンテナからの混信干渉を考慮して残留誤差低減を図る必要がある。

(1 1) MIMO 全二重通信の実現例

MIMO 全二重通信試作機（プロトタイプ）の実現例としては，WiFi（無線 LAN）規格 IEEE802.11n を基盤としたシステム（周波数帯域幅 20MHz，3×3MIMO 最大送信電力 20dBm）の報告例がある [3]。自己干渉ならびに混信干渉のキャンセルの手順は，

1st ステップ：アナログ干渉除去における自己干渉のサーキュレータ越しの漏洩成分の除去

2nd ステップ：同じく他アンテナからの混信干渉（クロストーク）の除去

Last ステップ：デジタル干渉除去による残留干渉の除去

であり，トータルで 68~70dB の干渉抑圧を実現可能としている。伝搬チャネル等の時間変動に対する調整の処理時間としては，1 受信系列あたり 8μsec，3 受信系列合計 24μsec で実現した。また，これらの調整の更新頻度（更新周期）は，屋内マルチパス環境でアナログ干渉除去の劣化に対応するため，約 60msec 周期が必要であった。

残留干渉が多いと全二重化しても 2 倍の総スループットは実現できないことになるが，提案試作機では累積確率 CDF で半二重通信に対して 1.95 倍のスループットが実現された。

その他、全二重通信プリコーディングの検討例[4]では、MIMO の単純なビームフォーミング（自己干渉キャンセルは個別の干渉除去機能で実現）と異なり、送信ビームフォーミングと自己干渉（Self Interference）キャンセルを結合して同時に行う手法が提案されている。このプリコーディングを用いた構成により、より高いビームフォーミングの自由度と混信干渉（クロストーク、アンテナ間干渉）の抑圧性能向上が可能となる

この提案方式も MIMO-OFDM において同様な構成で全二重化を実現することができる。また、SU-MIMO、MU-MIMO ともに適用可能であり、Half-Duplex（半二重）に比べ、全二重化機能により SU-MIMO で 1.6～1.8 倍、MU-MIMO で 1.2～1.3 倍の周波数利用効率を達成可能とした。

【出典】

- [1] A.Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S.Rangarajan and R.Wichman, “In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.32, No.9, pp.1637-pp.1652, September 2014.

【参考資料】

- [2] 村瀬（監修），電子情報通信学会編 「『知識の森』無線通信の基礎技術-デジタル化からブロードバンド化へ-」 3章 3-2, p.19, オーム社, 2014年.
- [3] D.Bharadia and S.Katti, “Full Duplex MIMO Radios”, Proc. NSDI'14 Proceedings of the 11th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation Pages 359-372
- [4] S. Huberman and T.Le-Ngoc, “MIMO Full-Duplex Precoding: A Joint Beamforming and Self-Interference Cancellation Structure”, IEEE Trans. on Wireless Commun., vol. 14, no. 4, pp. 2205-2217, Apr. 2015

【技術分類】 3-1-2 変復調・多重

【 F I 】 H04B1/69 H04J13/00

【 C P C 】 H04B1/69 H04J13/00

【技術名称】 3-1-2-1 CDMA(Code Division Multiple Access)

【技術内容】

(1) CDMA の概要

符号分割多重アクセス (CDMA: Code Division Multiple Access) は、ユーザ固有の拡散符号を使って情報シンボルを広帯域信号に拡散し、周波数及び時間を共有する多重アクセス方式である。狭義には、直接拡散(DS: Direct Sequence)-CDMA と呼ばれる。CDMA では、ユーザ固有の拡散符号を用いることにより、ユーザの識別を行う。図 1 に、CDMA の原理図を示す。送信機で、各ユーザの情報シンボルに、シンボルレートに比較して高速なチップレートの拡散符号系列を乗算することにより、広帯域信号に拡散された拡散信号を生成する。受信機では、受信信号に送信機で拡散処理に用いた拡散符号と同じ拡散符号を乗算して、1 シンボル区間積分することにより (逆拡散)、広帯域な拡散信号を元の狭帯域信号に戻して、情報シンボルを抽出する。拡散符号には、互いに相互相関の低い符号を用いる。従って、受信側で、送信側で用いた拡散符号と異なる拡散符号で逆拡散処理を行った場合には、拡散符号間の相関が低いため、広帯域な拡散信号は、元の帯域に戻らず、送信シンボルを抽出することができない。互いに相関の低い異なる拡散符号を異なるユーザに割り当てることにより、同一のエリアにおいて、同一の時間スロットの、同一の周波数帯域を共用して、複数ユーザが多重アクセスを行うことができる。

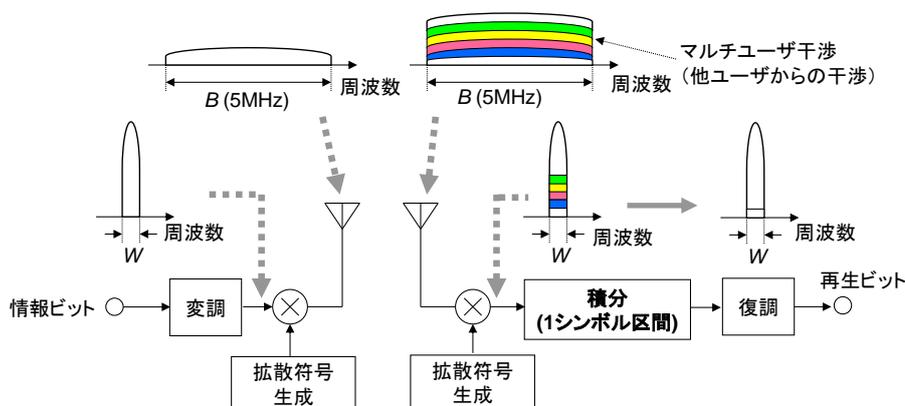


図 1 CDMA の原理図

(2) CDMA における拡散及び逆拡散処理

図 2(a)及び 2(b)に CDMA の送信機及び受信機の構成を示す。情報ビットを誤り訂正符号化する。誤り訂正符号化は、無線チャネルに対する符号化であるためチャネル符号化と呼ばれる。W-CDMA では、ターボ符号が採用されている。チャネル符号化後の符号化ビットはビットインタリーブされる。ビットインタリーブ後の符号化ビットをシンボルにマッピングする。QPSK では、2 ビットが 4 つの異なる位相を有するシンボルにマッピングされる。16QAM では、振幅及び位相の異なる 16 個の Rectangular 型信号空間配置のシンボルにマッピングされる。シンボルの同相(In-phase), 及び直交 (Quadrature)成分をそれぞれ、拡散符号で広帯域信号に拡散する。シンボルレートを R_s , 拡散率を SF として、拡散信号のチップレート R_{chip} は次式で表される。

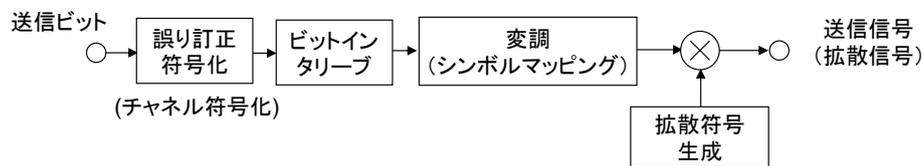
$$R_{chip} = R_s \times SF \quad (3.2)$$

拡散信号を波形整形フィルタにより帯域制限する。W-CDMA では、ルートレイズドコサインナイ

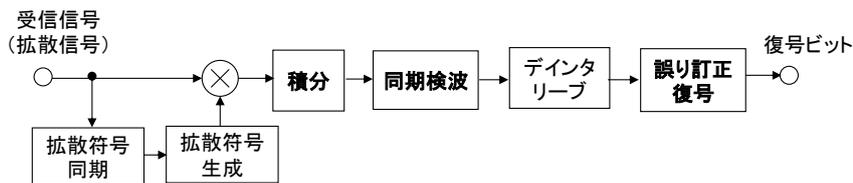
キストフィルタが用いられる。ロールオフ率を α で表すと、帯域制限後の拡散信号の占有帯域幅 B_{chip} は次式で表される。

$$B_{chip} = (1 + \alpha)R_{chip} \quad (3.3)$$

受信機では、ルートレイズドコサインナイキストフィルタで信号帯域外の雑音及び干渉信号を除去する。その後、送信機で拡散に用いた拡散符号と同一の符号を乗算し、1 シンボル区間積分する逆拡散処理を行う。逆拡散後の情報シンボルにパイロットシンボルを用いて推定したチャネル応答の複素共役を乗算することにより、無線伝搬路のチャネル変動を補償する。硬判定復号では、シンボル判定を行い、硬判定ビットを再生する。その後、ビットデインタリーブを行い、誤り訂正復号器に入力して、誤り訂正復号を行う。誤り訂正復号器出力から送信ビットを再生する。しかし、W-CDMA では軟判定復号が用いられている。前述のチャネル変動を補償後の受信信号と送信シンボル候補との最小2乗ユークリッド距離からシンボルの各ビットの対数尤度比(LLR: Log-Likelihood Ratio)を計算する。各ビットの LLR を軟判定情報として、デインタリーブ後、ターボ復号器に入力する。ターボ復号器には、Max-Log-MAP (maximum a posteriori probability)復号器等が用いられる。



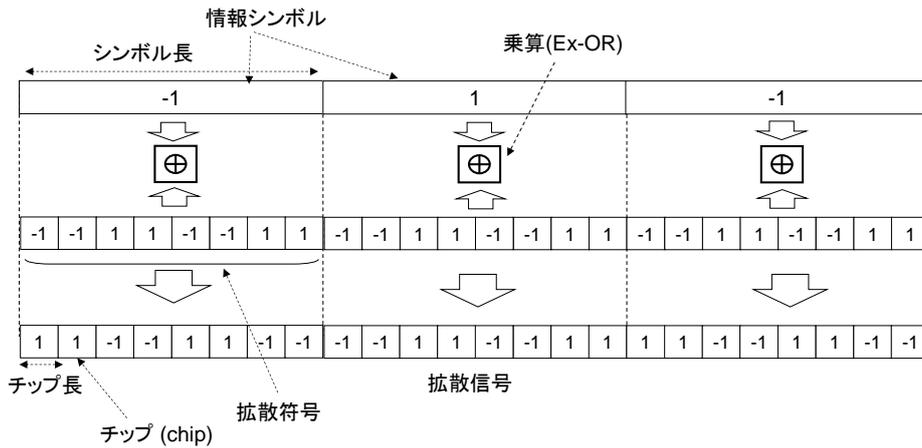
(a) 送信機構成



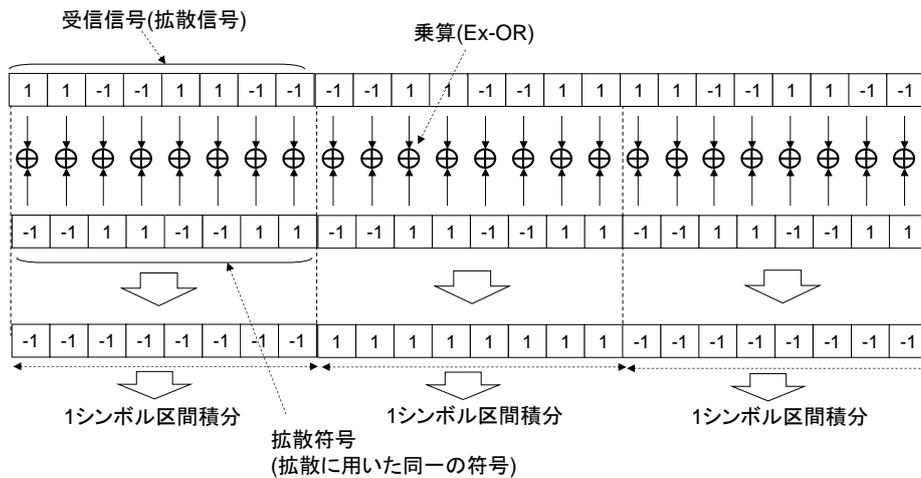
(b) 受信機構成

図 2 CDMA の送受信機構成

図 3(a)に2相変調(BPSK: Binary Phase Shift Keying)を仮定した場合の実際の拡散処理の例を示す。シンボル長のチップ長に対する比である拡散率 SF が 8 の場合の例を示す。シンボル及び拡散符号の”0”は、”-1”として、乗算処理を行う。チップレートは、シンボルレートの 8 倍になるため、拡散帯域はシンボル帯域幅の 8 倍に拡散される。図 3(b)に逆拡散処理の例を示す。受信機における逆拡散処理は、受信信号に拡散処理に用いた拡散符号と同一の符号をチップ毎に乗算し、1 シンボル区間積分する処理である。同一の拡散符号の相関は 1 であるため、1 シンボル積分後の信号は、チップ信号に比較して電力は SF^2 になる (振幅が SF 倍)。一方、一般に受信信号に加わる雑音成分、及び異なる拡散符号は、希望波信号の拡散符号と無相関であるため、逆拡散後の信号の雑音及び干渉電力は、チップ当たりの電力の SF 倍になる。従って、逆拡散後の信号の希望波信号電力対干渉及び雑音電力比(SINR: Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)は、拡散率 SF 倍になる。換言すれば、干渉及雑音電力($I + N$) は希望波信号電力 S に対して、平均的に拡散率 SF 分の 1 に抑圧される。この利得を拡散利得と呼ぶ。



(a) 拡散処理



(b) 逆拡散処理

図 3 拡散及び逆拡散処理の例

(3) CDMA の特徴

CDMA を移動通信セルラ方式に適用した場合の特徴を述べる。

① 1セル周波数繰り返しの適用によるシステム容量の増大

第1世代セルラ方式の周波数分割多重アクセス(FDMA: Frequency Division Multiple Access)、及び第2世代の時間分割多重アクセス(TDMA: Time Division Multiple Access)では、所要の受信品質を満たすように、同一チャネル干渉を低減するために、3セル周波数繰り返しがいちたれていた。3セル周波数繰り返しでは、セル当たりに割り当てられる周波数帯域は、システム帯域の1/3になってしまうため、システム容量の減少を招いてしまう。CDMAでは、各ユーザ固有の拡散符号系列により、ユーザ識別が可能である。また、CDMAでは、受信機における逆拡散処理の過程で、拡散利得により、雑音及び干渉電力を希望波信号電力に対して平均的に拡散率 SF 分の1に低減できる。すなわち、希望波信号電力対雑音及び干渉電力比(SINR: Signal-to-Noise plus Interference power Ratio)を拡散率倍に増大できる。同一セル内の他通信ユーザからの同一チャネル干渉、周辺セルからの同一チャネル干渉を拡散利得により抑圧する。以上のようにCDMAでは、ユーザ固有の拡散符号割り当て、拡散利得による特にセル端近傍に位置するユーザの周辺セルからの同一チャネル干渉の低減により、1セル周波数繰り返しが可能になっている。1セル周波数繰り返しにより、各セルでシステム帯域全体の周波数スペクトルを用いることができるため、第1世代及び第2世代方式に比較してシステム容量が

増大できている。

また、CDMA では、1セル周波数繰り返しを用いることができるため、第1世代及び第2世代セルラ方式で採用されていた3セル周波数繰り返しのように、セルに割り当てる周波数割り当てが不要になる。トラフィックが集中しているエリアに新規にセルを設置する場合にも、周波数の再割り当てを行う必要はない。セルラ方式では、システム容量の増大のために、1つの基地局（セルサイト）がカバーするエリアをアンテナビームの指向性を変えた複数アンテナを設置することにより、複数のセルに分割している。1基地局がカバーする複数のセルはセクタとも呼ばれている。通常は3セクタ構成が用いられている。1セル周波数繰り返しのシステムにおいては、セクタ化を行うことにより、理想的にはセクタ数に比例してシステム容量を増大することができる。

② 耐干渉及び雑音、高品質受信

前述のように、CDMA では、相互相関の小さな拡散符号を用いることにより、逆拡散処理の過程で拡散利得を得ることができる。従って、相互相関の低い同一セル内、あるいは周辺セルからの同一チャネル干渉、雑音を抑圧できる。また、W-CDMA 方式では、帯域拡大に拡散符号による拡散に加えて、最小の符号化率が1/3のターボ符号を用いている。ターボ符号を帯域拡大の1部に用いることにより、帯域拡大に起因する拡散利得に加えて、符号化利得を得ることができる。

③ Rake 受信を用いるパスダイバーシチ効果

狭帯域通信ではシンボルレートが長いので、先行波の希望波と遅延波は分離することができない。従って、遅延波はシンボル間干渉を生じて、誤り率などの受信品質の劣化を招く。しかし、拡散符号の周期を遅延波の遅延時間よりも短くすると、すなわち、チップレートを高速にすると、異なるチップタイミングで逆拡散を行うことにより、異なる遅延時間の複数のパスを分離することができる。分離されたパスを同相で合成（加算）することにより、希望波信号電力レベルを向上できる。このように時間分離されたパスを同相で合成する方法を Rake 受信と呼ぶ。各パスは異なる伝搬路を経由し、互いに無相関なフェージング変動を受けるため、複数パスを同相で合成することによりダイバーシチ効果を得ることができる。狭帯域通信では、干渉となっていた遅延波を、広帯域信号に拡散し、Rake 受信を行うことにより、希望波信号として用いることができる。

④ マルチレート伝送の柔軟なサポート

チャネル帯域幅が固定の FDMA において、高速レートの情報を送信する場合、複数のチャネルを用いるマルチキャリア伝送が必要になる。一般的な、マルチキャリア伝送では、複数の送信機、及び受信機が必要になる。TDMA では、同一チャネル（同一周波数帯域）の複数の時間スロットを用いることにより高速レートの情報を送信できるものの、同一チャネルの全ての時間スロットを占有した場合に実現できる情報レートで、最大情報レートが決まる。一方、CDMA では、式(3.3)の関係があるため、チップレート、すなわち拡散帯域幅が一定の条件で、拡散率を変えることにより、シンボルレート、すなわち情報レートを柔軟に変えることができる。拡散帯域幅が一定であるため、フィルタなどの RF 無線回路を複数有する必要はない。一般に、拡散率は2のべき乗の値に選択される。このように、CDMA は、拡散率を変えることにより、同一チップレートで、柔軟にシンボルレートを変えられることができ、情報レートの異なるメディアを容易に多重することができる。

⑤ ソフトハンドオーバーによる高品質受信

CDMA では、1セル周波数繰り返しが実現できるため、異なる基地局から同時に送信された異なる拡散符号で拡散された受信信号を1つの受信機で受信できる。下りリンクは、セル固有の異なる拡散符号で拡散されたデータチャネルをソフトハンドオーバー候補のそれぞれの基地局（セルサイト）から送信する。UE は、複数の基地局から送信されたデータチャネルを独立に逆拡散、チャネル推定、Rake

合成を行う。Rake 合成後の信号を合成する。一方、上りリンクでは、ユーザ固有の拡散符号で拡散されたデータチャンネルをソフトハンドオーバー候補の複数の基地局で受信し、逆拡散、チャンネル推定、Rake 合成を行う。それぞれの基地局で独立に誤り訂正復号を行い、情報ビットを復号する。復号ビットを伝送路で上位局に転送し、上位局で合成する。下りリンクのソフトハンドオーバーは、1 ユーザに送信する複数基地局からのデータチャンネルは直交しないためコード間干渉を生じる。一方、上りリンクのソフトハンドオーバーは、UE から送信されたデータチャンネルを複数の基地局で受信して合成するため、下りリンクに比較して大きなサイトダイバーシチ利得が得られる。

(4) W-CDMA における 2 階層の拡散符号割り当て

CDMA では、各ユーザに異なる拡散符号を割り当てることにより、ユーザ識別を行う。この場合、拡散符号に相互相関の小さな符号のセットを用いる必要がある。Walsh-Hadamard 符号は、符号のタイミングが同期した場合（すなわち、ゼロ時間シフト）に、相互相関がゼロになる直交符号である。Walsh-Hadamard 符号は次式で表される規則に従って、系列長 1 から 2 のべき乗の数の符号を階層的に生成できる。

$$\begin{array}{c}
 \text{--- } c \text{ ---} \quad \left[\begin{array}{l} (c, c) \\ (c, -c) \end{array} \right. \\
 \hspace{15em} (3.4)
 \end{array}$$

CDMA をセルラシステムに適用した場合、各セルにおいて十分な数の系列が生成席ることが必要である。拡散率が SF のとき、2 値の符号の数は、 2^{SF} 存在するが、拡散率が SF の Walsh-Hadamard 符号は、 SF 個しか存在しない。そこで、十分な数の拡散符号数を確保するために、W-CDMA の下りリンクでは、2 階層の拡散符号割り当てが用いられている。図 4 に 2 階層の拡散符号割り当てを示す。同一セル内における各ユーザには Walsh-Hadamard 符号を割り当てる。Walsh-Hadamard 符号は直交符号であるため、同一セル内のユーザ間では同一無線伝搬路では、直交する。Walsh-Hadamard 符号にセル固有の M 系列を組み合わせ生成した Gold 系列を乗算する。他セルに存在するユーザの拡散符号には、異なる Gold 系列が乗算されているため、他セルのユーザの信号は白色雑音化される。セル固有の Gold 系列を Walsh-Hadamard 符号に乗算するため、各セルでは、拡散率 SF 数の Walsh-Hadamard 符号を用いることができる。Walsh-Hadamard 符号は、ゼロ時間シフトの場合には互いに直交するが、1 チップ以上時間シフトした場合には、直交しない。従って、遅延波からの干渉すなわちマルチパス干渉を受けてしまう。Walsh-Hadamard 符号の繰り返し周期はシンボル長であり、シンボル長に応じて異なる拡散率の Walsh-Hadamard 符号を用いる。一方、セル固有の Gold 符号は、繰り返し周期が無線フレーム長に相当する 10 ms であり、非常に長い符号長になっている。

UE は上りリンクのチャンネルは、下りリンクのチャンネルを受信したタイミングを基準にして送信する。従って、セルサイトと UE との距離に応じた伝搬遅延時間の 2 倍の往復伝搬遅延時間が生じてしまう。従って、一般には、基地局におけるユーザ間の上りリンクの受信タイミングは 1 チップ以上遅延してしまう。Walsh-Hadamard 符号を適用しても、ユーザ間の受信タイミングは 1 チップ以上ずれてしまうため、直交性を実現することは非常に困難である。そこで、W-CDMA の上りリンクでは、ユーザ固有の Gold 系列を用いる。

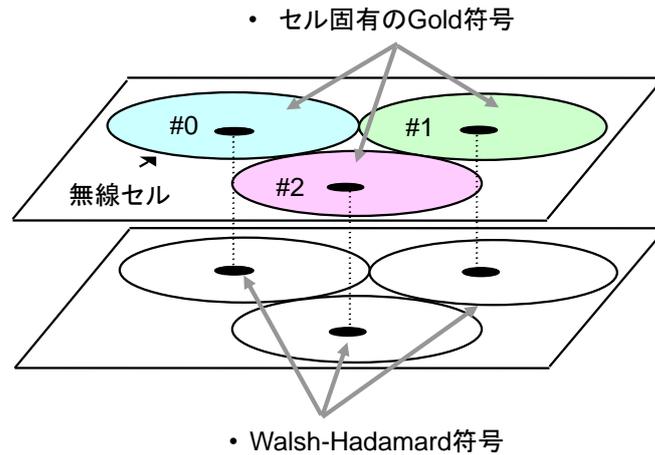


図4 W-CDMA の下りリンクにおける2階層の拡散符号割り当て

(5) 遠近問題と送信電力制御

陸上移動通信の無線伝搬路は、距離減衰、シャドウイング変動、及び瞬時フェージングの組み合わせで表される。距離減衰は、基地局と UE との距離に応じた減衰で、周波数スペクトルに応じて様々な伝搬損失式が提案されている。シャドウイングは、UE が大きな建物の影に入って電波が急激に遮蔽されて生じる変動であり、対数正規分布で近似できることが報告されている。瞬時フェージングは、UE の周辺の建物、地物の反射、散乱によって生じる定在波の中を UE が移動することによって生じる変動であり、見通し外伝搬路の場合、振幅はレイリー分布、位相は一様分布することが報告されている。従って、見通し外の瞬時フェージングはレイリーフェージングと呼ばれる。3種類の伝搬路変動の中で、距離減衰が最も変動のダイナミックレンジが広い。上り及び下りリンクで異なる周波数スペクトルを用いる周波数分割デュプレクス(FDD: Frequency Division Duplex)では、距離減衰、シャドウイング変動の相関は高いものの、上り及び下りリンクの周波数は100 MHz程度離れているため、瞬時のレイリーフェージングの相関は非常に低い。一方、時間分割デュプレクス(TDD: Time Division Duplex)では、上り及び下りリンクで同一の周波数を用いるため、上りリンクと下りリンクで瞬時のフェージング変動を含めた伝搬路変動の相関はほぼ1であり、例えば下りリンクで推定したチャンネル変動を上りリンクに用いることができる。すなわち、伝搬路の reciprocity を用いることができる。

上りリンクにおいては、各ユーザと基地局との距離が異なる。従って、各 UE が同一の送信電力で上りリンクの信号を送信した場合、主に距離減衰に起因して、基地局から離れたセル端近傍に位置する UE の受信信号の減衰は大きく、基地局近傍に位置する UE からの受信信号に埋もれてしまう、いわゆる遠近問題(Near-far problem)が生じる。セル端に位置する UE 及びセルサイト近傍に位置する UE からの受信信号電力差は非常に大きく(例えば、セル半径が1 km の場合、60 dB 程度の距離減衰の差が生じる)、逆拡散処理の拡散利得で干渉を抑圧したとしても、所要の誤り率を満たす希望波信号電力対干渉電力比(SIR: Signal-to-Interference power Ratio)を実現することができない。従って、上りリンクでは、所要の受信 SIR を満たすために送信電力制御(TPC: Transmit Power Control)が比数である(CDMA では、一般に干渉電力が雑音電力よりも大きいため、SIR と表記する。雑音電力は干渉電力に含める)。W-CDMA では、FDD が採用されており、前述のように、下りリンクと上りリンクとの間では、瞬時フェージングの相関は非常に小さいため、開ループ(Open-loop)型の送信電力制御では、瞬時のフェージング変動が残留してしまう。そこで、閉ループ(Closed-loop)型の送信電力制御が採用されている。図5に閉ループ型の SIR ベースの送信電力制御の動作原理を示す。上りリンクの送信電力制御を仮定する。提供するサービスの所要誤り率に応じた目標の受信 SIR を予め求めておく。誤り率には、チャンネル符号化ブロック単位のブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)が用いら

れる。基地局では、各ユーザの逆拡散後のパイロット信号の平均及び分散から受信 SIR を測定する。受信 SIR の測定値を目標 SIR 値と比較して、測定値が目標値に一致するように送信電力を上げ下げする送信電力制御ビットを生成する。基地局は、下りリンクで各ユーザに対して、送信電力制御ビットを送信し、UE は、送信電力制御ビットに従って、送信電力を制御する。W-CDMA では、0.667 ms 長のスロット毎に受信 SIR を測定し、送信電力制御ビットをフィードバックしている。従って、毎秒 1,500 回の高速な送信電力制御を行っている。UE が 1 回の制御で上げ下げする送信電力のステップサイズは、伝搬路変動の追従性と定常状態の変動とのトレードオフの関係より、1 dB に規定されている。

前述のように閉ループ型送信電力制御では、提供するサービスの所要 BLER に応じて、目標 SIR を予め設定しておく。しかしながら、同一の所要 BLER を満たすために必要な SIR の目標値は、UE の移動速度に依存する最大ドップラ周波数、マルチパス数などの無線伝搬路の状態に応じて、変化してしまう。特に、最大ドップラ周波数が急激に変化すると、適応変調・チャネル符号化(AMC: Adaptive Modulation and Coding)の変調方式及びチャネル符号化率セットの選択誤り、チャネル推定誤差などに起因して、目標 SIR の値が変化してしまう。そこで、アウトーループ制御により、所要 BLER を満たすように、目標 SIR を制御する。図 5 に示すように、測定 BLER 値が目標 BLER 値に一致するように、目標 SIR 値を長周期で補正する。各リソースブロックのブロック誤りは、巡回冗長検査 (CRC: Cyclic Redundancy Check) 符号により検出する。アウトーループ制御により、最大ドップラ周波数、無線伝搬路の状態に関わらず、所要の BLER を満たすための目標 SIR を設定でき、送信電力制御により設定した目標 SIR を満たすように UE の送信電力を制御する。

下りリンクでは、UE の位置に関わらずセル内の同時多重ユーザに対する受信 SIR はほぼ一定であり、遠近問題は生じない。従って、高速な送信電力は必須ではない。しかしながら、セル端に近づくほど、周辺セルからの干渉が増大し、自チャネルのマルチパスを含めたマルチパス干渉を受ける。従って、W-CDMA では、これらの干渉信号に対して目標の受信 SIR を満たすように、上りリンクと同様に SIR ベースの送信電力制御が採用されている。

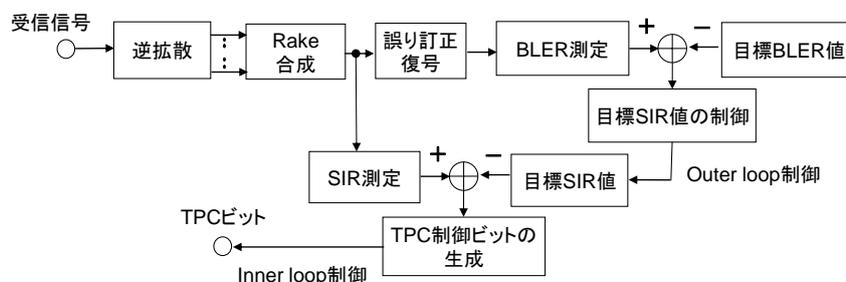


図 5 SIR ベースの送信電力制御の動作原理

(6) Rake 受信

陸上移動通信では、基地局と UE 間に位置する大きな地物、建物等の反射、散乱により、遅延波（マルチパス）が生じる。異なる遅延時間のマルチパスは、独立なフェージング変動を受ける。シンボルレートが高くなるに従って、シンボル長が短くなるため、マルチパスに起因するシンボル間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) の影響が相対的に大きくなる。図 6 に拡散信号とマルチパスとの関係を示す。図に示すように、チップレートが高速になり、拡散信号帯域幅が広帯域化するに従って、チップ長が短くなる。チップ長がマルチパスの遅延時間よりも短くなると、異なるチップタイミングで逆拡散を行うことにより、マルチパスを分離することができる。逆拡散処理で分離したマルチパスを独立に抽出し、同相で合成する方法は Rake 受信と呼ばれている。

図 7 に Rake 受信の構成を示す。各パスの受信タイミングは、パイロット信号を用いて生成する電

力遅延プロファイルにより推定する。電力遅延プロファイルは、先頭パスに対する遅延時間に対して、パイロット信号の逆拡散後の電力をプロットしたものである。一定時間毎に電力遅延プロファイルを更新することによりマルチパスの受信タイミングを推定する。雑音電力よりも一定の電力しきい値以上のパスを有効な電力を有するパスとして検出する。有効パスの受信タイミングで逆拡散を行う。パイロットシンボルの逆拡散信号から各パスのチャネル応答を推定する。各パスの情報シンボルの逆拡散信号にチャネル応答の複素共役を乗算することにより、無線伝搬路で生じた位相変動を補償する。位相変動を補償したパスを同相で加算する。各パスは独立なフェージング変動を受けるため、Rake合成することにより、時間ダイバーシチ効果を得ることができる。

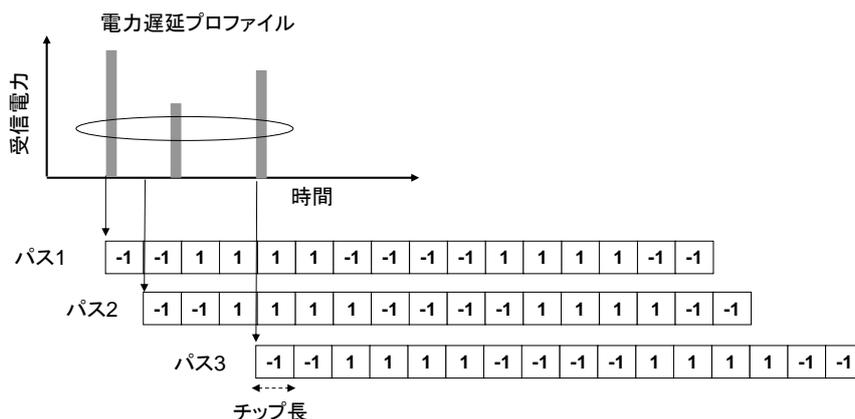


図 6 拡散信号とマルチパスとの関係

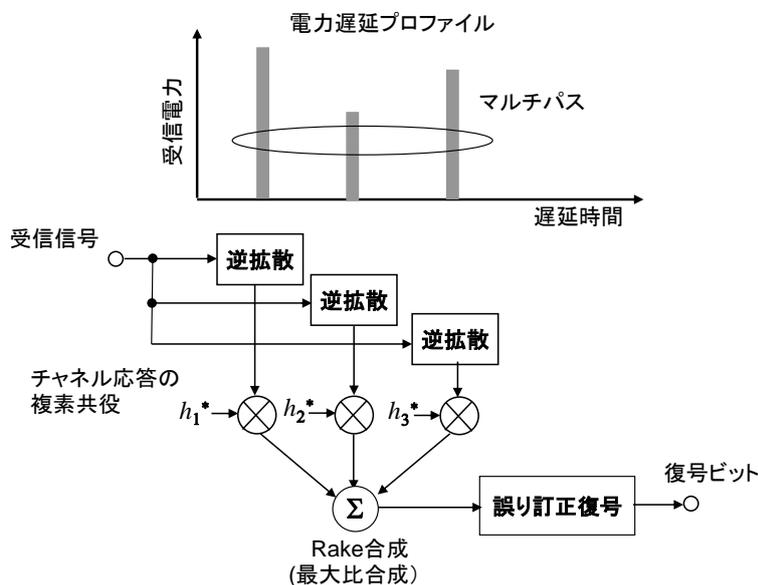


図 7 Rake 受信の原理構成

(7) LTE における直交 CDMA

LTE では、下りリンクは直交周波数分割多重アクセス (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access), 上りリンクでは、シングルキャリア FDMA が採用されている。従って、FDMA 及び TDMA の組み合わせと見ることができるが、CDMA も用いられている。W-CDMA では、拡散符号数を増大するために、Walsh-Hadamard 符号と Gold 符号を用いる 2 階層の拡散符号割り当てが

採用された。Walsh-Hadamard 符号は、ゼロ時間シフトの条件では、直交する優れた符号であるが、1チップ以上時間シフトした場合には相互相関が生じてしまう。一方、時間シフトした場合にも相互相関が無視できるレベルに小さい Constant Amplitude Zero-Autocorrelation Code (CAZAC) 系列が提案されている。LTE のランダムアクセスチャネル(RACH: Random Access Channel)、物理上りリンク制御チャネル(PUCCH: Physical Uplink Control Channel)では、CAZAC 系列に属する Zadoff-Chu 系列が採用されている。Zadoff-Chu 系列は、一定振幅の性質を有するマルチレベルの符号であり、符号長 N は奇数の整数値をとる。系列長 N の Zadoff-Chu 系列 $a_n(i)$ ($i = 0, 1, \dots, N-1$) は、次式で表される。

$$a_n(i) = \exp\left(\frac{-j2\pi n}{N} \cdot \frac{i(i+1)}{2}\right) \quad (3.5)$$

式(3.5)において、 n は系列インデックスを表し、系列長 N に対して素な関係を有する任意の整数値をとる。Zadoff-Chu 系列の系列数を増大するために、Zadoff-Chu 系列を用いた巡回シフト(CS: Cyclic shift)した Zadoff-Chu 系列を用いる巡回シフト CDMA (CS-CDMA)が採用されている。図 8 に CS-CDMA の原理を示す。巡回シフト量を Δ_{CS} で表すと、巡回シフト数は $N_{CS} = \lfloor N/\Delta_{CS} \rfloor$ で表される。巡回シフト量を Δ_{CS} はマルチパスの最大遅延時間よりも大きな値に設定する。従って、巡回シフト Zadoff-Chu 系列 $\tilde{a}_{n,k}(i)$ は、次式で表される。

$$\tilde{a}_{n,k}(i) = a_n(\{i + N - k \cdot \Delta_{CS}\} \bmod N) \quad (3.6)$$

式(3.6)において、 k は、巡回シフトにより生成される系列インデックスを表す($k = 0, 1, \dots, K-1$)。巡回シフト多重することにより、1 FFT ブロック内に、 N_{CS} 個チャネルを CS-CDMA を用いることにより直交多重できる。

LTE では、Zadoff-Chu 系列を用いる CS-CDMA に加えて、ブロック拡散(BS: Block Spread)-CDMA が採用されている。図 9 に BS-CDMA の原理を示す。BS-CDMA は、 N_{BS} 個のブロックの各ブロックにユーザ固有の直交符号を乗算してブロック拡散多重する。BS-CDMA の場合、 N_{BS} 個の直交符号を生成できる。位相領域で N_{BS} 個の直交符号のセットを用いる場合には、直交符号インデックスを k で表すと ($k = 0, 1, \dots, N_{BS}-1$)、 N_{BS} 個の各ブロック i には、 $\tilde{c}_k(i) = e^{2\pi j k i / N_{BS}}$ の符号を情報シンボルに乗算する。

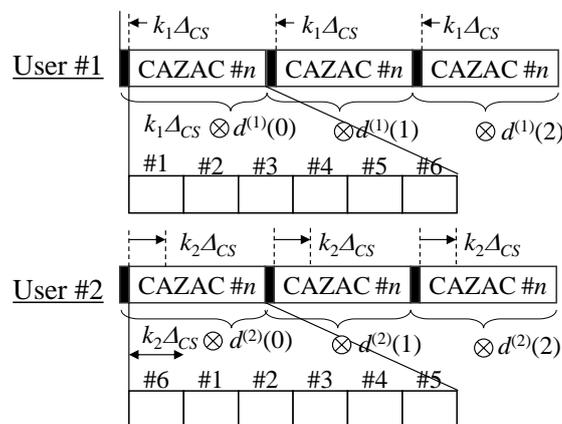


図 8 CS-CDMA の原理

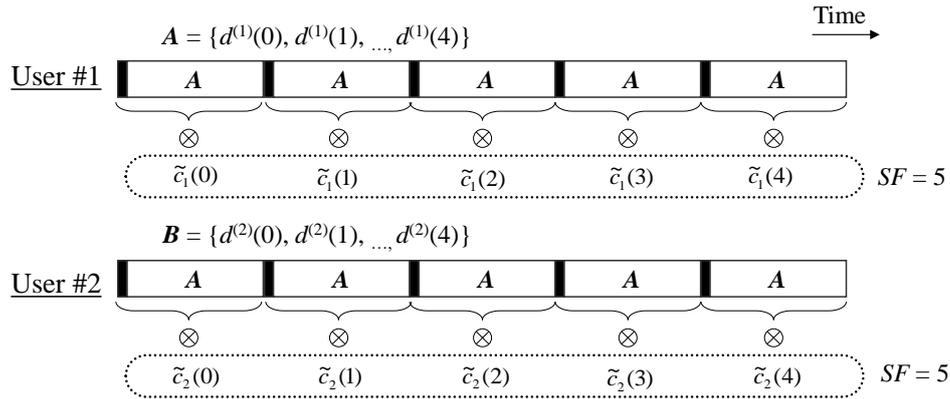


図9 BS-CDMA の原理

(8) MC-CDMA (Multi-Carrier Code-Division Multiple Access)

W-CDMA で用いられている CDMA は、時間領域においてシンボルに拡散符号を乗算する方法であるが、同様に、直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)の周波数領域の各サブキャリアの情報シンボルを拡散したチップを多重する方法は、マルチキャリア(MC: Multi-Carrier)-CDMA と呼ばれる。図 10 に MC-CDMA の原理を示す。OFDM では、サブキャリア数を K で表すと、チャンネル符号化後の情報ビットをマッピングしたシンボルを K 個の系列にシリアル/パラレル変換する。MC-CDMA では、周波数領域の拡散率を SF とすると、シンボルを KSF 個の系列にシリアル/パラレル変換する。同一のシンボルに拡散率 SF の拡散符号を乗算し、連続する SF サブキャリアに多重する。拡散符号には、一般に W-CDMA と同様に Walsh-Hadamard 符号などの直交符号が用いられる。図 10 の例では、 $SF = 4$ の Walsh-Hadamard 符号を用いて周波数領域拡散を用いた場合の例を示す。MC-CDMA を用いた場合の物理チャンネル当たりのシンボル数は、OFDM に比較して $1/SF$ に低減するものの、各サブキャリアには、 SF 個の物理チャンネルを多重できるため、周波数利用効率は OFDM と同じである。しかしながら、マルチパスフェージングに起因する周波数選択性フェージングチャンネルにおいて、周波数領域の拡散を用いた場合には、直交符号の直交性の崩れが生じ、コード間干渉が生じる。一方、周波数選択性フェージングに起因するサブキャリア間の受信レベルの平均化効果、すなわち周波数ダイバーシチ効果が得られる。コード間干渉に起因する誤り率の劣化と周波数ダイバーシチ効果による改善効果はトレードオフの関係にあるが、一般には前者の影響が大きいため、受信機では、コード間干渉の影響を低減する平均 2 乗誤差最小(MMSE: Minimum Mean Squared Error)ウエイト等を用いる受信機が必要である。

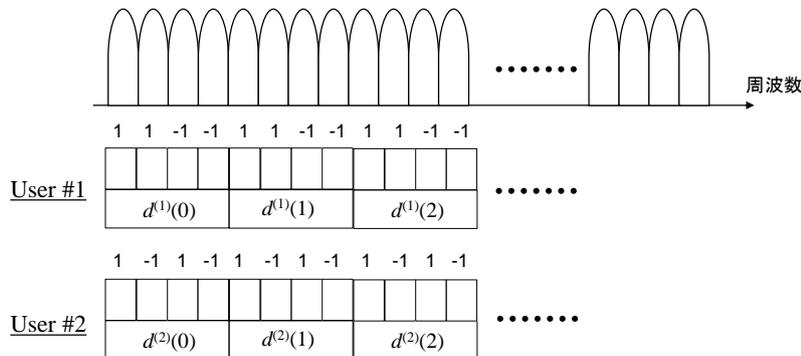


図10 MC-CDMA の原理

【参考資料】

- [1] 丸林, 中川, 河野, “スペクトル拡散通信とその応用,” コロナ社, 1998年.
- [2] John G. Proakis and Masoud Salehi, “Digital Communications,” Fifth Edition, McGraw-Hill, 2008.
- [3] D. C. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties,” IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 531-532, July 1972.
- [4] H. Holma and A. Toskala, “LTE for UMTS, Evolution to LTE-Advanced,” John Wiley & Sons Ltd., 2011.
- [5] K. Fazel and S. Kaiser, “Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems,” John Wiley & Sons Ltd, 2003.

【技術分類】 3-1-2 変復調・多重

【 F I 】 H04L27/26

【 C P C 】 H04L27/26

【技術名称】 3-1-2-2 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

【技術内容】

(1) OFDM の原理及び特徴

デジタル信号伝送では、情報ビットをシンボルにマッピングする。位相変調(PSK: Phase Shift Keying), あるいは直交振幅変調(QAM: Quadrature Amplitude Modulation)を考慮した場合、 $M (= 2m)$ 相 PSK, あるいは M 値 QAM では、1 シンボルで m ビットの情報を伝送できる。同一の変調多値数 M を仮定した場合、情報ビットレートが高速になるにしたがって、シンボルレートも高くなり、シンボル長は短くなる。一方、陸上移動通信では、基地局とユーザ端末(UE: User Equipment)間に位置する大きな地物、建物等の反射、散乱により、遅延波(マルチパス)が生じる。異なる遅延時間のマルチパスは、独立なフェージング変動を受ける。シンボルレートが高くなりシンボル長が短くなるに従って、マルチパスに起因するシンボル間干渉(ISI: Inter-Symbol Interference)の影響が増大し、誤り率の劣化を生じる。すなわち、高速・広帯域伝送になるに従って ISI が増大するためシングルキャリア伝送では、ISI に起因する波形歪みを等化する等化器が必要になる。

直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)は、広帯域信号を直交する狭帯域な多数のサブキャリアに分割して並列伝送する方式である。図 1 に説明の簡略化のため、4 サブキャリアのマルチキャリア伝送の例を示す。情報ビットをマッピング後の 4 シンボルをシリアル/パラレル変換を行い、シンボル長が 4 倍になったシンボルを並列に配置する。各シンボルに異なるキャリア周波数を乗算することにより、周波数がシフトした 4 つのサブキャリアを並列送信する。元々のシングルキャリア伝送に比較して、サブキャリア当たりの信号帯域は $1/4$ になったものの、4 サブキャリア分の帯域が必要なため、全体としての周波数利用効率は変わらない。マルチキャリア伝送がシングルキャリア伝送と比較して異なる点は、サブキャリア当たりのシンボル長が 4 倍になったため、同一のマルチパスの遅延時間を仮定した場合に、ISI の影響が低減している。一般に N サブキャリアのマルチキャリア伝送の場合、サブキャリア当たりのシンボル長はオリジナルのシングルキャリア伝送の N 倍に拡張できるため、その分 ISI の影響を低減できる。図 1 の原理的な構成では、各サブキャリアに相当するキャリア周波数を乗算するため、 N 個の発振器が必要になる。OFDM は、サブキャリアに相当するキャリア周波数の乗算を逆離散フーリエ変換(IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform)で実現することにより、直交するサブキャリアで構成されるマルチキャリア信号を生成できる。実際の OFDM を用いる通信システムでは、IDFT の複素乗算の演算量を低減した逆高速フーリエ変換(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)が用いられる。IFFT のポイント数は 2 のべき乗に限定されるため、サブキャリア数 N を超えるポイント数の IFFT を適用し、 N を超えるサブキャリア位置には"0"を挿入する。

OFDM の特徴を以下に示す。

① マルチパスフェージングに対する高い耐性

前述のように情報レートが高くなるにしたがって、シンボル長が短くなるため、無線伝搬路で生じるマルチパスの ISI の影響が大きくなり、誤り率が劣化する。OFDM は、広帯域信号を多数の直交する狭帯域なサブキャリアに分割して並列伝送する。サブキャリア当たりのシンボル長を非常に長くできるため、ISI の影響を非常に小さくできる。サブキャリア当たりは、周波数フラットフェージングを受ける。OFDM においても、マルチパスフェージングに起因する周波数選択性フェージングで受信レベルが落ち込んだサブキャリアは、希望波信号電力対雑音電力比(SNR: Signal-to-Noise power Ratio)が小さくなるため、情報ビットの復号誤りが生じる。従って、誤り訂正符号化(チャンネル符号

化)を適用しない場合には、シングルキャリア伝送からの誤り率の改善効果は得られない。しかし、チャンネル符号化を適用することにより、受信 SNR の高いサブキャリアにマッピングされた情報ビットは誤りなく復号できるため、チャンネル符号化の符号化利得により、受信 SNR の低いサブキャリアにマッピングされた情報ビットの復号誤りも訂正される。OFDM は誤り訂正符号化(チャンネル符号化)を適用することにより、マルチパスフェージングチャンネルにおいても高品質受信を実現できる。

② 高い周波数利用効率

OFDM は、広帯域信号を直交する多数の狭帯域なサブキャリアに分割して並列伝送することにより、高い周波数利用効率を実現できる。

③ 様々な帯域幅の周波数スペクトルに対応可能

W-CDMA は、システム帯域幅が 5 MHz であるため、5 MHz よりも狭帯域な周波数スペクトルへの展開はできない。一方、OFDM は、サブキャリアあたりは狭帯域であるため、同一のサブキャリア帯域(サブキャリア間隔)を仮定して、サブキャリア数を変えることにより、様々な帯域幅の周波数スペクトルへ展開可能である。Long Term Evolution (LTE)では、サブキャリア間隔は 15 kHz に規定されている。サブキャリア数が 300 の場合は、占有帯域幅は 4.5 MHz、システム帯域幅は 5 MHz になる。同様に、サブキャリア数が 600 の場合は、占有帯域幅は 9 MHz、システム帯域幅は 10 MHz になる。

④ 高い PAPR 特性

OFDM の各サブキャリアのシンボルには、独立な情報ビットがマッピングされるため、サブキャリアのシンボルの位相が同一にあった場合には、高いピーク電力が生じてしまう。サブキャリア数が N の場合、全てのサブキャリアのシンボルの位相が同一になった場合には、振幅は N 倍になり、サブキャリアあたりの電力の N^2 倍の非常に高いピーク電力が生じてしまう。OFDM では、サブキャリア数 N が増大するに従って、ピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)が増大してしまう点が欠点である。

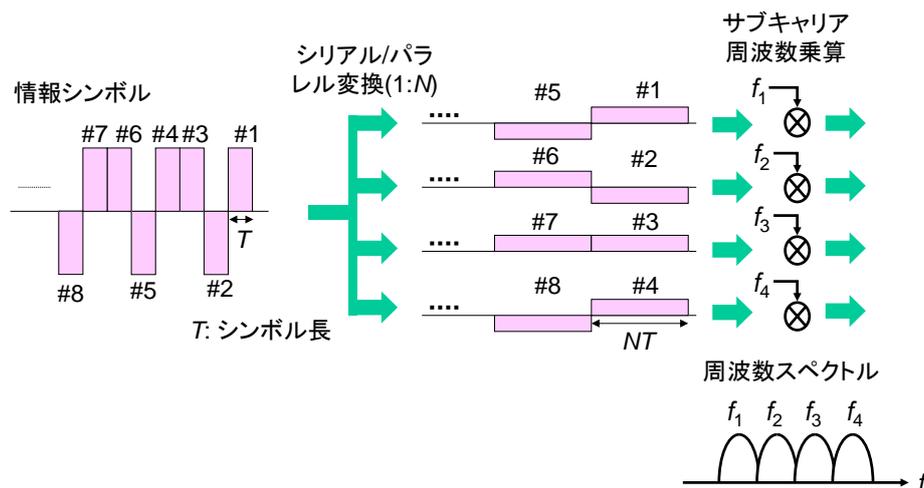


図1 マルチキャリア伝送の原理

(2) OFDM の送受信機の構成

図 2(a)及び 2(b)にそれぞれ OFDM の送信機及び受信機の概要構成を示す。情報ビットを誤り訂正符号化(チャンネル符号化)し、符号化ビットをビットインタリーブする。これは、符号化ビットを周波数領域の広帯域なサブキャリアにマッピングすることにより、周波数選択性フェージングに起因す

る復号誤りを分散するためである。符号化ビットのセットをシンボルにマッピングする。シンボルをサブキャリア数 N にシリアル/パラレル変換する。シリアル/パラレル変換後のシンボルを $X[k]$ で表す。次式に示すように、 N 個の並列シンボルを IDFT に入力して OFDM シンボルを生成する。

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.7)$$

最後に、OFDM シンボル（すなわち DFT ブロック）毎にサイクリックプレフィックス(CP: *Cyclic Prefix*)を先頭に挿入する(CP については後述する)。

受信機では、まず、CP を取り除き、次式に示すように、時間領域の受信信号を IDFT ブロックの処理タイミングに同期して、DFT 処理を行い並列シンボルに変換する。

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.8)$$

式(3.8)において、 $Y[k]$ は $X[k]$ と次式の関係にある。

$$Y[k] = H[k]X[k] + n[k] \quad (3.9)$$

式(3.9)において、 $H[k]$ はサブキャリア k におけるチャネル応答、 $n[k]$ はサブキャリア k における受信機の背景雑音を表す。受信シンボルには雑音成分が付加されている。データシンボルには、各サブキャリアのチャネル応答を推定するために送信位相及び振幅が既知のパイロット信号（あるいは参照信号）を挿入する。参照信号を用いて各サブキャリア位置のチャネル応答を推定する。参照信号は、時変の周波数選択性フェージングチャネルを想定して *Staggered* 型配置の構成がよく用いられる。各サブキャリア位置のデータシンボルに推定したチャネル応答の複素共役を乗算することにより、無線伝搬路で受けたチャネル変動を補償する。チャネル変動を補償後の信号点と受信シンボル候補レプリカとの最小ユークリッド距離からシンボルにマッピングされている各ビットの対数尤度比(LLR: *Log-Likelihood Ratio*)を計算する。LLR は各ビットがビット“1”あるいは、“0”をとる確率の比の対数値である。従って、各ビットの軟値の信頼度を示している。LLR をデインタリーブ後、誤り訂正復号器に入力する。誤り訂正復号器出力の LLR を硬判定することにより送信ビットを再生する。

前述のように、実際の OFDM を用いる通信システムでは、IDFT の複素乗算の演算量を低減した IFFT 及び FFT が用いられる。この場合、 N を超えるサブキャリア位置には“0”を挿入する。

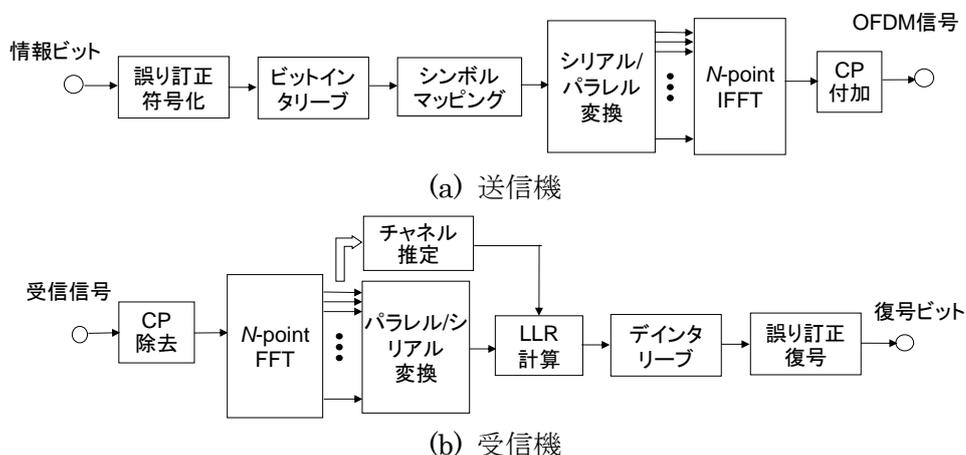


図2 OFDMの送受信機構成

(3) Cyclic prefixの挿入

前述のように、OFDMは狭帯域のサブキャリアを並列伝送することにより、各サブキャリアはシンボル長を長くできるため、マルチパスフェージングチャンネルでISIの影響を小さくできる。しかしながら、マルチパスがある限り、ISIをゼロにできないため、前のシンボルからのISIが生じる。先行波の受信タイミングでFFT処理を行うと、遅延波は、キャリア位相の不連続が生じてしまう。キャリア位相の不連続点は、高い周波数成分を有しているため、高い周波数が他のサブキャリアに落ち込んでしまうサブキャリア間干渉(ICI: Inter-subcarrier Interference)が生じてしまう。従って、図3に示すように、各OFDMシンボルの先頭に末尾の1部分のサンプル値をコピーしてCyclic prefix (CP)として挿入する。図3に示すように、CPを挿入することにより、遅延波に対してもキャリア位相の連続性が保証され、ICIが生じない。従って、CPを挿入することによりサブキャリア間の直交性を維持できる。通常は、先行波が最も短い伝搬距離を通過して受信機に到達しているため、最も平均電力が高い。先行波の受信タイミングでFFT処理を行う場合には、CPのみを付加すればよく、Cyclic Suffix (CS)をOFDMの終端に付加する必要はない。CPはマルチパスの最大遅延時間よりも長く設定する。一方、CPは、冗長な信号であるため、CP長を長くするほどオーバーヘッドが増大し、周波数利用効率が劣化する。

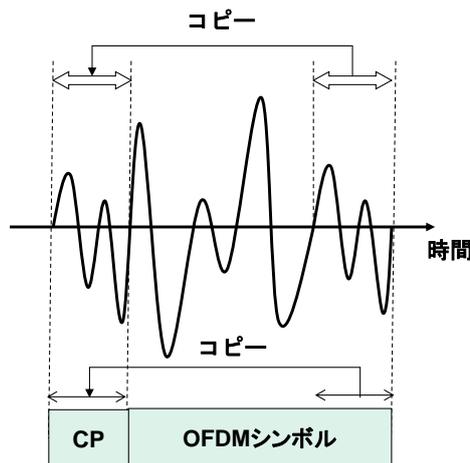


図3 CPの挿入とサブキャリア位相の連続性

(4) OFDMの無線パラメータ

OFDMの重要なパラメータとしてサブキャリア間隔がある。各通信システムの要求条件を満たすようにサブキャリア間隔を決定する必要がある。サブキャリア間隔を決める前に、1ユーザにリソースを割り当てる時間領域の単位である送信タイミングインターバル(TTI: Transmission Time Interval)を決定する必要がある。TTI長は、再送制御の往復伝搬遅延時間(RTT: Round Trip Time)に大きな影響を与えるため、伝送遅延を決める重要なパラメータである。サービスの遅延時間を低減するためには、TTI長は短いほど望ましいが、実際の通信システムでは、現実的な処理遅延を考慮してサブフレーム長が決められている。LTEでは、サブフレームがTTIに相当し、サブフレーム長は1ミリ秒(ms)に規定されている。図4に、サブキャリア間隔を決定する要因を示す。サブキャリア間隔は、OFDMシンボル長(あるいはFFTブロック長)の逆数である。サブキャリア間隔を狭くすると、第1に一定のサブフレーム長を仮定した場合に、サブフレーム当たりのOFDMシンボル数が減少する。第2に、位相雑音の影響が大きくなる。位相雑音は周波数シンセサイザの発振器の位相ゆらぎに起因して生じる雑音である。周波数シンセサイザで生成するキャリア周波数が高くなるほど、位相雑音は大き

くなる。第 3 に、ドップラ周波数の影響が大きくなる。一方、サブキャリア間隔を狭くするほど、OFDM シンボル長が長くなるため、CP の挿入損失は小さくなる。逆に、サブキャリア間隔を増大すると、CP の挿入損失が大きくなる。一方、サブフレーム当たり多重できる OFDM シンボル数が増大する。さらに、位相雑音、ドップラ周波数の影響は小さくなる。以上のトレードオフの条件から、LTE では、サブキャリア間隔は 15 kHz に規定された。第 5 世代移動方式(5G)は、主にセル半径の小さな小セルへの展開に重きを置いている。小セルでは、セル間距離が短くなるため、サポートすべきマルチパスの遅延時間の要求条件が短くなる。一方、短い伝送遅延の要求条件から TTI 長は LTE のサブフレーム長の 1ms よりも短くする必要がある。従って、TTI 長に LTE と同数の OFDM シンボル数を収容するためには、サブキャリア間隔を増大する必要がある。さらに、小セルはミリ波を含む高い周波数スペクトルの適用が想定されている。周波数スペクトルが高くなると位相雑音及びドップラの影響が大きくなる(小セルは主に低モビリティのユーザを収容することが想定されているため、ドップラの影響よりも位相雑音の影響が大きいと想定される)。この観点からもサブキャリア間隔を増大することが望ましい。従って、5G 方式では、LTE の 15 kHz のサブキャリア間隔に対して、整数倍のスケラブルなサブキャリア間隔が採用されている。

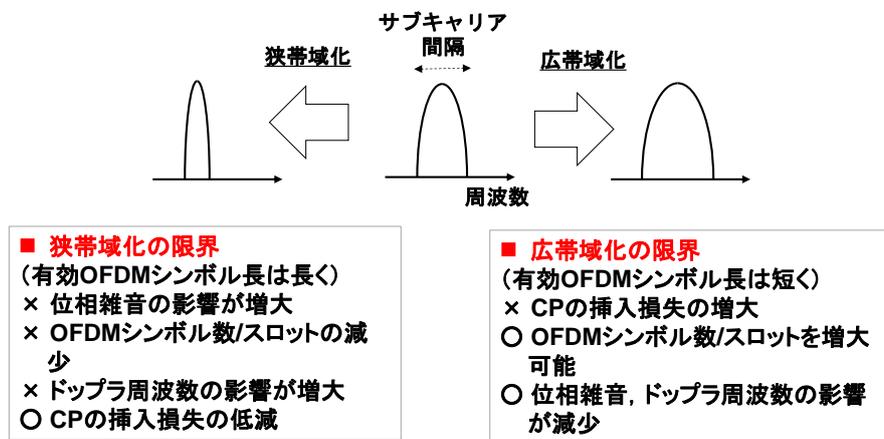


図 4 サブキャリア間隔を決定するファクタ

(5) 周波数スケジューリング

OFDM は、広帯域信号を IDFT あるいは IFFT を用いて直交するサブキャリアで並列伝送する方式である。パケットアクセスの場合、時間領域のサブフレーム毎に、リソースを異なるユーザに割り当てる。リソースの割り当て単位である TTI は、送信機における誤り訂正符号化(あるいはチャネル符号化とも呼ばれる)のブロック、変調方式を制御する単位、受信機における同期検波復調、誤り訂正の復号単位のブロックを多重する単位に相当する。OFDM では、TTI 毎にシステム帯域幅の全サブキャリアを 1 ユーザの情報送信に割り当てる。

一方、広帯域信号の場合には、一般にはマルチパスフェージングに起因する周波数選択性フェージングを受ける。周波数領域で高い受信レベルで受信される周波数ブロック、あるいは受信レベルがフェージングで落ち込んでしまう周波数ブロックが存在する。そこで、OFDM の広帯域信号を複数のサブキャリアで構成されるブロック化し、同一の TTI の複数の周波数ブロックの各ブロックを高い受信レベルで受信できるユーザに割り当てることにより、より多くの情報ビットを送信できるため周波数利用効率を向上することができる。このように時間領域の TTI 毎の割り当てに加えて、各 TTI における周波数ブロックを受信品質の高いユーザに割り当てるスケジューリングを周波数領域スケジューリングと呼ぶ(あるいは簡単に周波数スケジューリング)。周波数スケジューリングでは、時間及び周波数領域の 2 次元のリソースを最も良好な受信品質を実現できるユーザに割り当てることにより、ユーザスループット、及びセル全体のスループットを向上することができる有効な技術である。周波

数スケジューリングを適用する方法を OFDM と区別して直交周波数分割多重アクセス(OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access)と呼ぶ。図 5 に OFDMA における周波数スケジューリングのリソース割り当て原理を示す。LTE では、1 ユーザに対する間及び周波数領域の 2 次元のリソースの割り当て単位をリソースブロック(RB: Resource Block)と呼ぶ。RB は、周波数領域は 12 サブキャリア(= 180 kHz)、時間領域は 1 ミリ秒(ms)長のサブフレームから構成される。LTE で用いられている周波数分割デュプレクス(FDD: Frequency Division Duplex)では、上りリンクと下りリンクのキャリア周波数が離れているため、瞬時の周波数選択性フェージングの相関は非常に低い。従って、例えば下りリンクにおける周波数スケジューリングを仮定した場合、UE は、RB 毎の測定した受信品質情報、あるいは UE が測定した受信品質の高い RB 情報を上りリンクで基地局に通知する必要がある。この場合、例えばサブキャリアレベルのリソース割り当てを行う場合には、サブキャリアレベルの受信品質のフィードバックが必要になり、フィードバック情報量が現実的でなくなる。一方、RB の帯域幅を広くし過ぎると、RB 内で周波数選択性が生じてしまう。従って、セルラ環境における無線伝搬路の測定結果に基づいた遅延スプレッドから、周波数相関がほぼ一定と見做せる帯域幅、及びフィードバック情報量のオーバーヘッドを考慮して、1RB は 12 サブキャリアと決められた。下りリンクの周波数スケジューリングを仮定すると、UE は、受信品質情報に相当するチャンネル品質インディケータ(CQI: Channel Quality Indicator)を基地局に通知する。基地局は各 RB を CQI の大きなユーザに優先的に割り当てる。CQI の大きなユーザに RB を割り当てることにより、多値数の大きな変調方式、高いチャンネル符号化率を用いることができるため、高いユーザスループットを実現できる。基地局は、TTI 毎に下りリンクの制御チャンネルでユーザ ID、リソース割り当て情報、変調方式、チャンネル符号化率に対応するトランスポートブロックサイズ等の情報を UE に通知する。

前述のように、周波数スケジューリングでは、UE から通知される CQI 情報に基づいて、RB の割り当てが行われるが、同時にサービス品質(QoS: Quality of Service)も考慮する。QoS の中で特に重要な項目は遅延である。音声通信のように、遅延の要求条件が厳しいトラヒックは、CQI に関わらず、一定の時間間隔で RB の割り当てを行う。この場合、予め割り当てる RB を決めておけば、RB の割り当て毎に割り当て情報を UE に通知する必要はない。このようなスケジューリングは、Semi-persistent スケジューリングと呼ばれている。

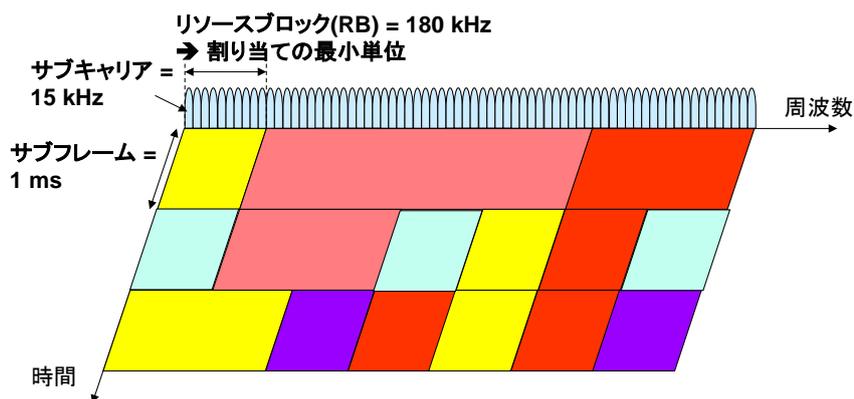


図 5 OFDMA における周波数スケジューリングのリソース割り当ての原理

(6) MIMO-OFDM

前述のように、OFDM は、広帯域信号を低レートの子キャリアに分割して並列伝送することにより、ISI の影響を小さくすることにより各サブキャリアはフラットフェージングを受ける。また、FFT ブロックの先頭に CP を付加することにより、ICI が生じないようにしている。OFDM に MIMO 多重を適用した場合、サブキャリア毎に MIMO 多重を行うため、各サブキャリア信号は、マルチパス干渉を受けないため、受信機における信号分離処理の演算量を小さくできる。OFDM の耐マルチパ

スフェージングのメリットは、MIMO 多重に対して高い整合性を有する。シングルキャリア FDMA に MIMO 多重を適用した場合には、受信機は他送信アンテナからの送信ストリームに加えて、マルチパス干渉も除去する必要がある、信号分離処理が非常に複雑になってしまう。

OFDM に MIMO 多重を適用した場合には、通常送信機におけるプリコーディングが適用される。プリコーディングは、瞬時のフェージング変動を考慮したビームフォーミングと見做すことができ、指向性利得により受信 SNR を向上することができる。LTE では、システムで予めプリコーディング行列のセットを規定し、例えば下りリンクを想定した場合、UE が受信 SNR、あるいはスループットを最大にするプリコーディング行列を選択し、基地局に選択したプリコーディング行列インディケータ (PMI: Precoding Matrix Indicator) を通知する。基地局は UE から通知されたプリコーディング行列を各アンテナの送信信号に乗算して送信する。さらに、UE は、送信及び受信アンテナ間のチャネル応答から構成されるチャネル行列の固有値からチャネル行列のランクを計算し、送信ストリーム数を決定する。決定した送信ストリーム数をランクインディケータ (RI: Rank Indicator) 情報として基地局に通知する。送信ストリーム数が多い場合には、各アンテナから異なる情報シンボル (情報ビット) を送信することによりスループットを向上させる。一方、UE がセル端近傍等の受信 SNR が低い場所に位置する場合には、送信ストリーム数を減らして、アンテナリソースを送信ダイバーシチとして用いることにより、ダイバーシチ効果で受信品質を向上させる。

(6) Filtered OFDM

LTE では、サブキャリア間隔は 15 kHz の 1 種類のみが規定されている。従って、信号帯域内の全てのサブキャリアは直交している。LTE では、時間領域では矩形波パルスが採用されている。従って、周波数領域の波形は sinc 関数になり、帯域外への周波数スペクトルの減衰が大きくない。従って、LTE では、送信信号の占有帯域はシステム帯域の 90% であり、10% をシステム帯域の両端のガードバンドとして規定している。帯域外への周波数スペクトルの減衰を大きくし、帯域外への漏洩電力を低減するために、時間領域の矩形波パルスの端をサンプル単位で段階的に減衰させるウィンドウイング (Windowing) を用いている。

5G 移動通信方式では、enhanced Mobile Broadband (eMBB)、massive Machine Type Communications (mMTC)、Ultra Reliable Low Latency Communications (URLLC) が重要なサービスの要求シナリオに規定されている。mMTC 及び URLLC では、伝送遅延が 1 ms 程度の低遅延が要求されている。前述のように伝送遅延を低減するためには、サブフレーム長を短くする必要がある。また、ヘテロロジーニアスネットワークの小セルでは、ミリ波の周波数スペクトルを含む高い周波数のスペクトルの適用が想定されている。従って、5G 方式の無線インタフェースでは、LTE で規定されている 15 kHz のサブキャリア間隔に対して、整数倍の広帯域なサブキャリア間隔が規定されている。

以上の経緯を踏まえて、LTE で採用されている矩形波パルスに対して帯域制限フィルタを適用する Filtered OFDM の必要性が要求され、各種の Filtered OFDM が提案されている。Filtered OFDM が必要である主な理由は下記である。

① 周波数利用効率の向上

前述のように、LTE ではシステム帯域の 10% がガードバンドとして規定されている。従って、隣接帯域への漏洩電力を低減することにより、ガードバンドを狭くでき、システム帯域全体の周波数利用効率を向上することができる。

② 様々なサブキャリア間隔の高効率多重

前述のように、5G 方式では複数のサブキャリア間隔が規定されている。異なるサブキャリア間隔の信号は OFDM シンボル長が異なるため、周波数領域の直交性は失われる。従って、同一周波数スペクトル内で異なるサブキャリア間隔のチャンネルを多重する場合には、境界にガードバンドを設ける

必要がある。ガードバンドの挿入分だけ周波数利用効率が低減するため、隣接チャネルへの漏洩電力を低減してガードバンドを狭くすることが必要である。

Filtered OFDM として、サブキャリアレベルの帯域制限を行う Filter Bank Multi-Carrier (FBMC), 及びサブバンドレベルの帯域制限を行う Universal Filtered (UF-) OFDM などが提案されている。FBMC は、サブキャリアレベルで帯域制限を行うため周波数領域において帯域外の漏洩電力レベルを大きく減衰できるため高い周波数利用効率を実現できる。一方、時間領域において前後の複数 OFDM シンボルに対して符号間干渉を生じてしまう。UF-OFDM は、サブバンドである RB レベルの帯域制限を行う方法であり、周波数領域における帯域外への漏洩電力の抑圧レベルは FBMC に比較して低いものの、時間領域における前後の OFDM シンボルへ与える符号間干渉は低いレベルに制限できている。5G 方式は LTE と同様に、スケジューリングに基づくパケットアクセスが採用されている。従って、各ユーザへのリソースの割り当てはサブフレーム単位であるため、時間領域では前後の OFDM シンボルに符号間干渉を及ぼさないように送信信号の局在化を図る必要がある。5G 方式では、サブバンドである RB レベルの帯域制限を行う方法が採用されている。また、LTE と同様に時間領域で OFDM シンボルの時間領域の矩形波パルスの端をサンプル単位で段階的に減衰させる Windowing を採用している。

【参考資料】

- [1] John G. Proakis and Masoud Salehi, "Digital Communications," Fifth Edition, McGraw-Hill, 2008.
- [2] B. F. Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 92-112, May 2011.
- [3] T. Wild and F. Schaich, and Y. Chen, "5G Air Interface, Design based on Universal Filtered (UF-) OFDM," Proc. International Conf. on DSP, Aug. 2014.

【技術分類】 3-1-2 変復調・多重

【 F I 】 H04L27/26,313

【 C P C 】 H04L27/26

【技術名称】 3-1-2-3 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access)

【技術内容】

(1) シングルキャリア FDMA の概要

OFDM では、広帯域信号を狭帯域の多数のサブキャリアに分割して、並列送信する。各サブキャリアは低シンボルレート化されるため、シンボル長が長くなるため、無線伝搬路のマルチパスフェージングに起因するシンボル間干渉(ISI: Inter-Symbol Interference)の影響を低減できる。さらに、サイクリックプレフィックス(CP: Cyclic prefix)を各 OFDM シンボルの先頭に付加することにより、CP 長以内の遅延時間のマルチパス干渉に対して巡回直交が実現できるため、サブキャリア間干渉(ICI: Inter-subcarrier Interference)も生じない。一方、各サブキャリアのシンボルには、独立な情報ビットがマッピングされるため、サブキャリアのシンボルの位相が同一にあった場合には、高いピーク電力が生じてしまう。サブキャリア数を K とした場合、全てのサブキャリアのシンボルの位相が同一になった場合には、振幅は K 倍になり、サブキャリア当たりの電力の K^2 倍の非常に高いピーク電力が生じてしまう。OFDM では、サブキャリア数 K が増大するに従って、ピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)が増大してしまう。CDMA においてもマルチコード伝送を行う場合は、多重コード数が増大するに従って、PAPR が増大する。

図 1 に、送信部の電力増幅器の入力、出力電力特性の動作を示す。通常は、入力電力に対して出力電力が線形に変化する線形領域で動作させる。出力電力の飽和領域で動作させると電力増幅器の出力信号に歪みが生じてしまう。従って、出力信号に歪みが生じないように、電力増幅器の入力レベルを予め低くしておく。これを送信バックオフと呼ぶ。PAPR が増大するに従って、送信バックオフを大きくする必要があり、平均電力の動作点が低くなる。セルラシステムでは、ユーザ端末(UE: User Equipment)は、バッテリー使用のため、最大送信電力は、基地局に比較して充分低い。従って、セルラシステムにおけるカバレッジエリアは上りリンクで決まってしまう。最大送信電力の低い UE 送信のカバレッジエリアを増大するためには、低い PAPR を有するマルチアクセス方式が必須である。シングルキャリア周波数分割多重アクセス(FDMA: Frequency Division Multiple Access)は、OFDM などのマルチキャリア伝送、マルチコード伝送に比較して、低い PAPR を実現できるため、広カバレッジエリアを提供することができる。セルラシステムでは、広カバレッジエリアの実現が、重要なシステムの要求条件であるため、Long Term Evolution (LTE)の上りリンクでは、シングルキャリア FDMA が採用されている。シングルキャリア FDMA では、複数のユーザの信号は、同一時間スロットにおいて、異なる周波数リソースを用いて多重される。

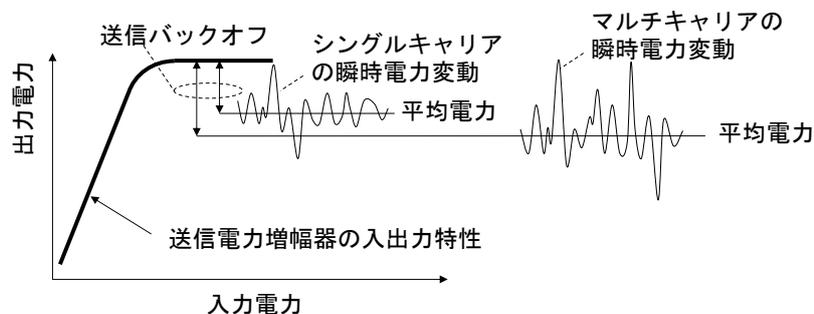


図 1 電力増幅器の入力及び出力電力動作

(2) DFT-Spread OFDM

図 2 に通常のシングルキャリア FDMA の送信機の構成を示す。同一時間スロットにおいて複数ユーザの送信信号を異なる周波数に割り当てて多重する。各ユーザのシンボルに割り当てられたキャリア周波数に対するローカル周波数を周波数シンセサイザにより生成する。しかし、図 2 に示す構成の従来のシングルキャリア FDMA を時間領域で生成する方法では、LTE の下りリンクで採用されている OFDMA とは共通性がない。

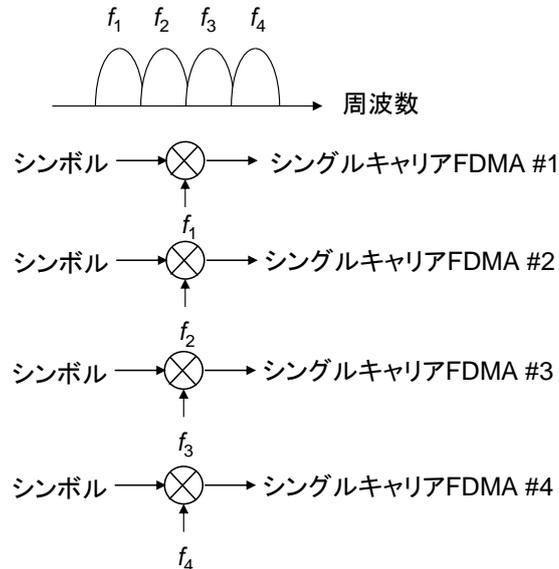


図 2 従来のシングルキャリア FDMA の送信部構成

そこで、シングルキャリア FDMA 信号を周波数領域処理で生成する方法が提案されており、Discrete Fourier Transform (DFT)-precoded OFDM と呼ばれている。3GPP の LTE では、DFT-spread OFDM と呼ばれている。図 3 に DFT-spread OFDM の送信部構成を示す。チャンネル符号化後の情報ビットをマッピング後のシンボルを M シンボル毎にブロック化し、 M -point DFT により周波数信号に変換する。DFT 変換後の信号は、周波数領域における連続した M サブキャリアの信号になる。この場合、 M サブキャリア全てにおいて同一の情報シンボルがマッピングされているためシングルキャリア信号になる。DFT 出力の M サブキャリア信号は、サブキャリアマッピング部で、送信帯域へのサブキャリアマッピング処理を行う。サブキャリアマッピング部の出力のポイント数 K は、基地局の全サブキャリアに対応する。従って、図 4 に示すように、連続するサブキャリアにマッピングする場合を Localized 送信、一定サブキャリア間隔の離散的なサブキャリアにマッピングする場合を Distributed 送信と呼ぶ。送信信号をマッピングするサブキャリアを除くサブキャリアには、ゼロを挿入する。いずれの場合もシングルキャリア信号になる。サブキャリアマッピングの K サブキャリアの周波数領域信号を高速逆フーリエ変換 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) により、時間領域信号に変換する。サブキャリアマッピング後の信号は、基地局の受信帯域に相当する広帯域信号になるため、IDFT の代わりに IFFT を用いることにより演算量を低減することができる。例えば、LTE では、システム帯域が 5 MHz の場合は 300 サブキャリアになるため、 $K = 512$ points の IFFT を適用する。300 サブキャリア以外のサブキャリア位置には、ゼロを挿入する。最後に、FFT ブロック毎に FFT ブロックの最後の NCP サンプルを先頭にコピーする Cyclic prefix (CP) を付加する。図 3 には、比較のため、OFDMA の送信部の構成も示す。DFT-spread OFDM は、OFDMA のシリアル/パラレル変換処理を DFT に置換した構成になっている。従って、DFT 処理後の周波数領域信号は、OFDMA と同一の処理になる。従って、LTE の下りリンクで採用されている OFDMA とサブキャリア間隔、FFT ブロック長、IFFT (FFT) サイズ、CP 長などの同一の無線パラメータを用いて共通して

シングルキャリア FDMA 信号を生成できる。LTE の上りリンクのデータチャンネルでは、送信信号を連続したサブキャリアに多重する Localized 送信のみが多重されている。この理由は、上りリンクにおいて高精度なチャンネル推定を実現するためである。各サブキャリアのチャンネル応答を高精度に推定するためには、雑音や干渉の影響を取り除くため、周波数相関の高い隣接するサブキャリアのチャンネル応答を平均化する。Distributed 送信では、隣接サブキャリアは、異なるユーザの送信信号であるため、チャンネル応答の隣接サブキャリア間での平均化ができない。従って、Distributed 送信は、Localized 送信に比較してチャンネル推定精度の劣化を生じてしまう。以上の理由によりデータチャンネルでは、Localized 送信のみが採用されている。

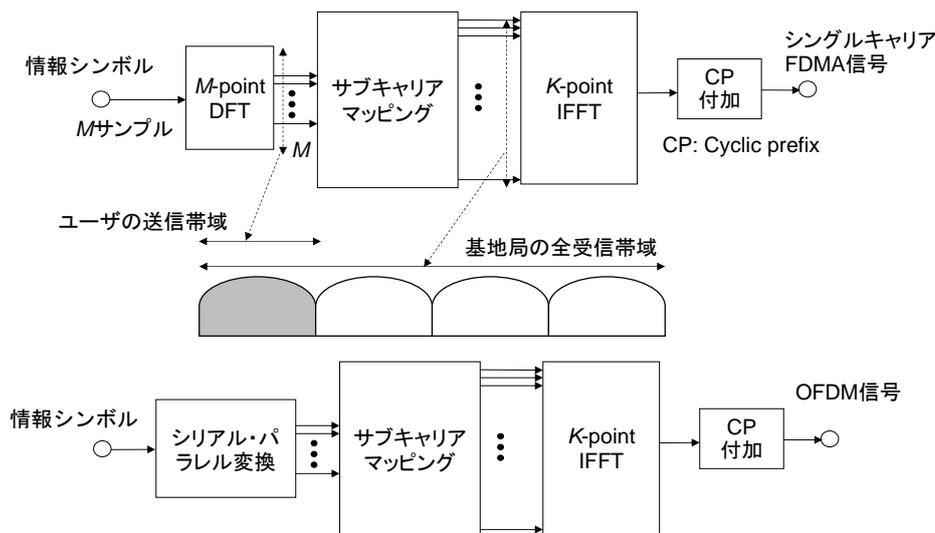


図 3 DFT-spread OFDM の送信部構成

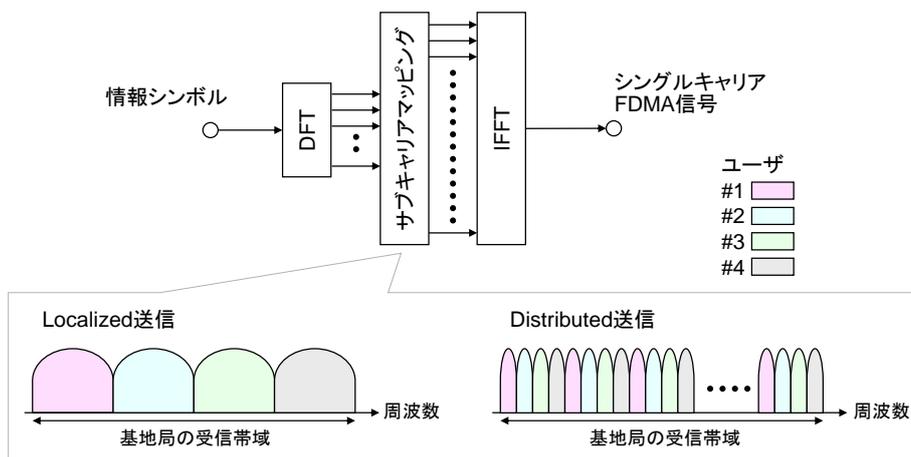


図 4 Localized 送信と Distributed 送信

(3) 周波数スケジューリング

前述のように、シングルキャリア FDMA では、Localized 送信と Distributed 送信の 2 通りのサブキャリアマッピング法がある。Distributed 送信は、送信信号を一定のサブキャリア間隔離れた離散的なサブキャリアにマッピングするため、広帯域な信号になる。従って、マルチパスフェージングに起因する周波数選択性フェージングチャンネルでは、周波数領域の受信レベルの平均化効果、すなわち

周波数ダイバーシチ効果が期待できる。一方、Localized 送信では、送信信号は連続するサブキャリアに多重されるため、基本的に狭帯域送信である。LTE では、リソースの割り当て単位であるリソースブロック(RB: Resource Block)は、周波数領域は 12 サブキャリア(= 180 kHz)、時間領域は 1 サブフレーム(= 1 ms)である。周波数選択性フェージングチャンネルにおいても、1 RB の帯域幅ではフラットフェージングを受けるため、受信レベルが落ち込んだ場合には、送信帯域全体が落ち込み、ブロック誤りが生じてしまう。そこで、LTE の上りリンクでは、下りリンクと同様に周波数領域スケジューリングが適用される。図 5 にシングルキャリア FDMA の周波数スケジューリングのリソース割り当てを示す。UE は、サウンディング参照信号(SRS: Sounding Reference Signal)を送信する。基地局は、SRS で各 UE の周波数領域のチャンネル応答を推定し、サブフレーム毎に各 RB に受信電力レベルが高いユーザを割り当てる。下りリンクの制御チャンネルでユーザ ID、及び割り当てリソース情報を送信する。UE は、割り当てられた RB を用いて上りリンクのデータチャンネルを送信する。シングルキャリア FDMA の場合、下りリンクの OFDMA とは異なり、1 ユーザに同一のサブフレーム区間の複数の RB を割り当てる場合には、連続する RB を割り当てる。離散した RB を送信する場合には、マルチキャリア送信になり、PAPR が増大してしまうためである。従って、下りリンクの OFDMA に比較して、周波数スケジューリングの RB の割り当てに制約が生じてしまう。

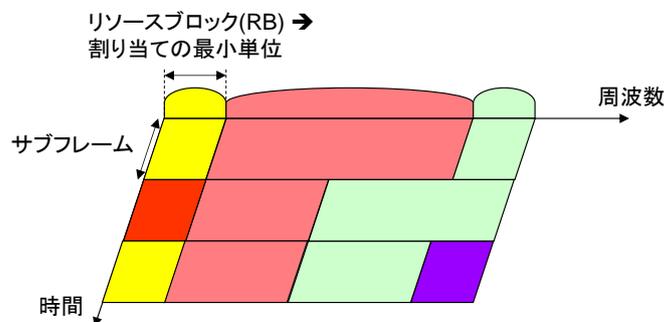


図 5 シングルキャリア FDMA における周波数スケジューリング

(4) 周波数領域等化

シングルキャリア FDMA では、シンボルレートが高くなるにしたがって、シンボル長が短くなるため、マルチパスフェージングに起因する波形歪みを補償する等化器が必須である。従来は、時間領域の Least Mean Square (LMS)アルゴリズム、再帰最小二乗 (RLS: Recursive Least Square)アルゴリズム等を用いて、トランスバーサルフィルタの重み係数を適応制御する適応デジタルフィルタで構成する等化器が適用されてきた。トランスバーサルフィルタのタップ数は、遅延波の遅延時間が増大するとともに増大する。また、トランスバーサルフィルタの処理は、等化窓内の受信シンボルに等化ウエイトを乗算して合成する畳み込み演算になる。従って、シンボル長に比較して遅延波の遅延時間が相対的に増大するに従って、等化器の演算量が非常に増大してしまう。そこで、周波数領域等化器(FDE: Frequency Domain Equalizer)が提案された。時間領域の畳み込み演算で実現される等化処理は、周波数領域ではサブキャリア単位の乗算処理で実現される。従って、時間領域信号を周波数領域信号に変換する FFT 及び元の時間領域信号に変換する IDFT の演算量を含めても、全体的に少ない演算量で等化器が実現できる。図 6 にシングルキャリア FDMA の FDE を含む受信機構成を示す。まず、受信信号から CP を取り除いた信号を FFT により周波数領域信号に変換する。周波数スケジューリングにより割り当てられた RB から希望波信号を抽出する。参照信号を用いて推定したサブキャリアのチャンネル応答から各サブキャリア位置における等化ウエイトを計算する。通常は、平均 2 乗誤差最小(MMSE: Minimum Mean Squared Error)規範の等化ウエイトを用いる。サブキャリア k における MMSE 規範の等化ウエイトは次式で表される。

$$W_k = \frac{h_k^*}{|h_k|^2 + \sigma^2} \quad (3.10)$$

式(3.10)において、 h_k は、サブキャリア k におけるチャネル応答の推定値、 σ^2 は雑音電力、*は共役複素数を示す。各サブキャリア位置の受信信号に等化ウエイトを乗算する。等化後の信号を IDFT により時間領域信号に変換する。時間領域の等化後の信号とシンボルレプリカ候補との最小ユークリッド距離からシンボルの各ビットの対数尤度比(LLR: Log-Likelihood Ratio)を計算する。アンテナダイバーシチ受信を用いる場合には、各受信アンテナ毎に各ビットの LLR を計算し、アンテナ数分、LLR を合成する（実際には LLR の加算で合成する）。合成後の LLR をデインタリーブ後、誤り訂正復号器に入力する。

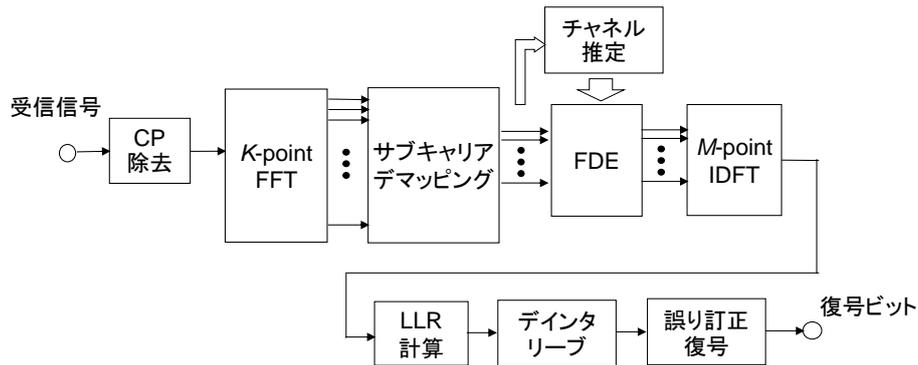


図 6 シングルキャリア FDMA の受信機構成

【参考資料】

- [1] John G. Proakis and Masoud Salehi, “Digital Communications,” Fifth Edition, McGraw-Hill, 2008.
- [2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, “Frequency-domain Equalization of Mobile Radio and Terrestrial Broadcast Channels,” Proc. IEEE Globecom, vol. 1, pp. 1–5, Nov. - Dec., 1994.
- [3] D. Falconer, S.L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, “Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems,” IEEE Commun., Mag., vol. 40, pp. 58–66, Apr. 2002.
- [4] H. G. Myung and D. J. Goodman, “Single Carrier FDMA,” John Wiley & Sons, Ltd., 2008

【技術分類】 3-1-2 MIMO 周辺技術／伝送技術／変復調多重

【 F I 】 H04J99/00,100

【 C P C 】 H04L27/26

【技術名称】 3-1-2-4 非直交多重

【技術内容】

(1) 下りリンク非直交多重アクセス (NOMA: Non Orthogonal Multiple Access)

非直交多重とは、時間や周波数のように完全に分割できる領域で多重化するのではなく、同一時間・周波数で多重化を実現する技術である。これは一般にNon Orthogonal Multiple Access (NOMA) と呼ばれることが多い。図1に、NOMAの考え方をOFDMAと比較した図を示す。OFDMAでは使用する周波数チャンネルをユーザごとに割り当てる。一方、NOMAでは同じ周波数チャンネルに複数のユーザを割り当てる。この際、ユーザごとに異なる電力で割り当てる。基地局から近くにいる端末(近傍端末)、遠くにいる端末(遠方端末)に与える送信電力をそれぞれ $P^{(1)}, P^{(2)}$ とすると、NOMAでは通常、 $P^{(1)} \ll P^{(2)}$ と設定する。ここで、基地局から端末に信号を送信する下り回線を考えると、端末側には複数の信号が到来する。

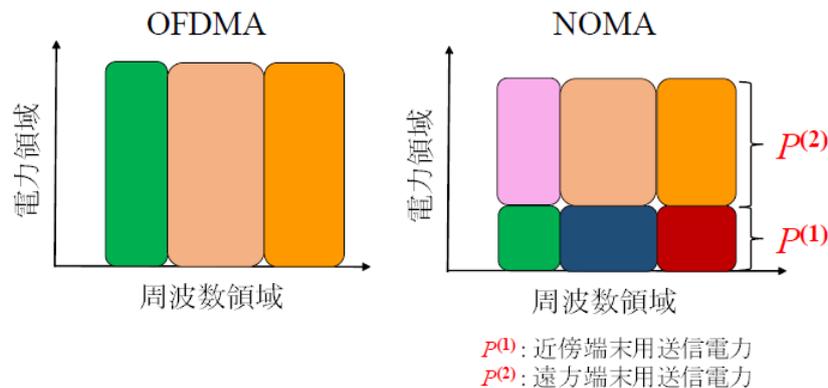


図1 NOMAの考え方.

この信号をSuccessive Interference Cancellation (SIC) という技術を用いて分離する。

(1-1) SICを用いた下りリンクNOMAの基本原則

図2にSICを用いた下りリンクNOMAの原理を示す。図2に示すようにNOMAを適用することで、基地局のアンテナが1本でも2ユーザと同時通信を実現する。図2に示すように、近傍端末、遠方端末ごとの送信電力を変化させるとともに、近傍端末、遠方端末への送信信号を重畳させて送信する。これは重畳符号化 (Super Position Coding) と呼ばれる。近傍端末、遠方端末の送信信号、受信信号をそれぞれ $s^{(1)}, s^{(2)}, x^{(1)}, x^{(2)}$ とすると、

$$x^{(1)} = h^{(1)} \left(\sqrt{P^{(1)}} s^{(1)} + \sqrt{P^{(2)}} s^{(2)} \right) + n^{(1)} \quad (3.11)$$

$$x^{(2)} = h^{(2)} \left(\sqrt{P^{(1)}} s^{(1)} + \sqrt{P^{(2)}} s^{(2)} \right) + n^{(2)} \quad (3.12)$$

で表現できる。ここで、 $h^{(1)}, h^{(2)}$ は基地局と近傍端末、遠方端末のチャンネル応答である。また、 $n^{(1)}, n^{(2)}$ はそれぞれ近傍端末、遠方端末の受信機で発生する熱雑音である。

近傍端末では、送信信号 $s^{(1)}$ を復号することが目的となるが、式(3.11)に示す通り、送信信号 $s^{(2)}$ も合わせて到来する。ここで、 $s^{(2)}$ は遠方端末の受信において正しく復号できるように送信レート（具体的には誤り訂正符号の符号化率や変調多値数）が制御されているため、遠方端末よりチャネル状態の良い近傍端末は必ず遠方端末宛の送信信号 $s^{(2)}$ を正しく復号することができる。そこで、近傍端末は、送信信号 $s^{(2)}$ をSICを用いて受信信号からキャンセルする。例えば、 $\|h^{(1)}\|^2$ が $\|n^{(1)}\|^2$ よりも十分大きく $P^{(1)} \ll P^{(2)}$ であることを利用すると、

$$x^{(1)} \approx \sqrt{P^{(2)}}h^{(1)}s^{(2)} \quad (3.13)$$

と近似できる。伝搬チャネル応答 $h^{(1)}$ はあらかじめ推定され（この推定値を $\tilde{h}^{(1)}$ とする）、送信電力 $P^{(2)}$ は基地局と端末の間で既知であるとする、 $s^{(2)}$ の推定値 $\tilde{s}^{(2)}$ は、

$$\tilde{s}^{(2)} = \frac{x^{(1)}}{\sqrt{P^{(2)}}h^{(1)}} \quad (3.14)$$

で与えることができる。 $\tilde{s}^{(2)}$ の推定値を用いて、式(3.11)において熱雑音の項($n^{(1)}$)を無視して、推定されている値をそれぞれ入力すると以下の関係式が得られる。

$$x^{(1)} \approx \tilde{h}^{(1)}\left(\sqrt{P^{(1)}}s^{(1)} + \sqrt{P^{(2)}}\tilde{s}^{(2)}\right) \quad (3.15)$$

この式を変形すると、 $s^{(1)}$ の推定値 $\tilde{s}^{(1)}$ は、

$$\tilde{s}^{(1)} = \frac{x^{(1)} - \sqrt{P^{(2)}}h^{(1)}\tilde{s}^{(2)}}{\sqrt{P^{(1)}}h^{(1)}} \quad (3.16)$$

で与えることができる。

一方、遠方端末では、送信信号 $s^{(2)}$ を復号することが目的となるが、近傍端末よりもチャネル状態が悪いことに起因して近傍端末宛の送信信号 $s^{(1)}$ を正しく復号することはできないため、SICは用いない。ここで、 $P^{(1)} \ll P^{(2)}$ かつ $\|h^{(2)}\|^2$ が小さいため、 $\|h^{(2)}\sqrt{P^{(1)}}s^{(1)}\|^2$ が $\|n^{(2)}\|^2$ と同程度がそれ以下であると仮定すると、

$$x^{(2)} \approx \sqrt{P^{(2)}}h^{(2)}s^{(2)} \quad (3.17)$$

と近似できる。伝搬チャネル応答 $h^{(2)}$ はあらかじめ推定され（この推定値を $\tilde{h}^{(2)}$ とする）、送信電力 $P^{(2)}$ は基地局と端末の間で既知であるとする、 $s^{(2)}$ の推定値 $\tilde{s}^{(2)}$ は、

$$\tilde{s}^{(2)} = \frac{x^{(2)}}{\sqrt{P^{(2)}}h^{(2)}} \quad (3.18)$$

で与えることができる.

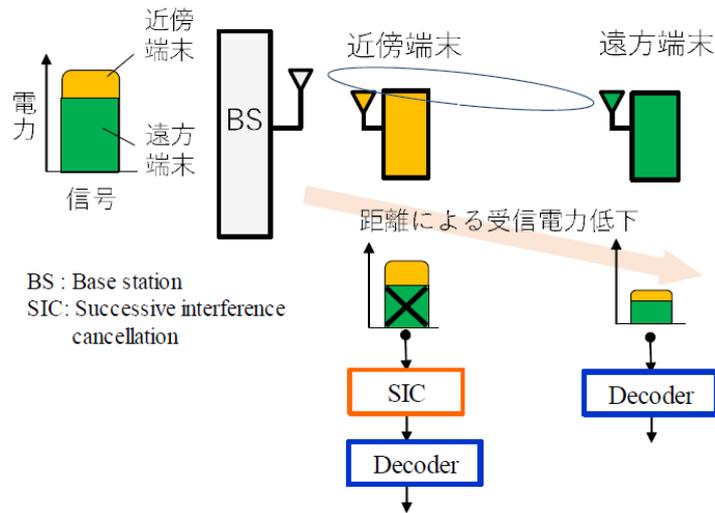


図2 SICを用いた下りリンク NOMA の動作原理.

NOMA で性能を向上させるためには、特にSIC を行う場合に誤り訂正復号された信号を減算することが重要になる。現在の無線通信システムに導入されている誤り訂正符号化としては、Turbo符号 や LDPC などが採用されており、非常に誤り訂正能力が高い。したがって、このようなシステムとNOMA の親和性は非常に高い。また、本技術は第5世代移動通信の技術の一つとして導入される予定となっている。

(1-2) MIMOと組み合わせた場合の下りリンクNOMAの例

NOMA にアレーアンテナによる指向性制御を組み合わせれば、アレーアンテナのビーム数の非直交多重ユーザ数倍のユーザを収容することができる。図3 に、基地局アンテナを2 素子とした場合の2 ユーザのMU-MIMO 伝送を示す。図3 において基地局アンテナ数 (N_{BS}) を2、ユーザ数(N_U) を2、とする。また、本項では受信アンテナ数は2 を想定している。図3に示すように、2 素子アレーアンテナでは、2 ユーザ(User terminal 1, 2: UT1, 2) の分離が限界である。一方、図4 にMU-MIMO にNOMA を適用した通信の基地局とユーザの対応関係の例を示す。図4 の例では、各ビームに2ユーザを非直交多重することにより $N_{BS} = 2$ で4 ユーザの同時伝送 ($N_U = 4$) を可能としている。ここで、UT1 (UT3) とUT2 (UT4) それぞれがNOMA により多重アクセスを実現する。これらをグループ化されたユーザと呼ぶことにする。

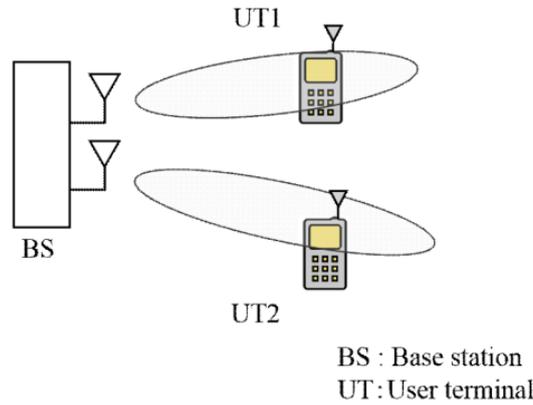


図 3 2 ユーザ MU-MIMO のモデル図 ($N_{BS} = 2, N_U = 2$)

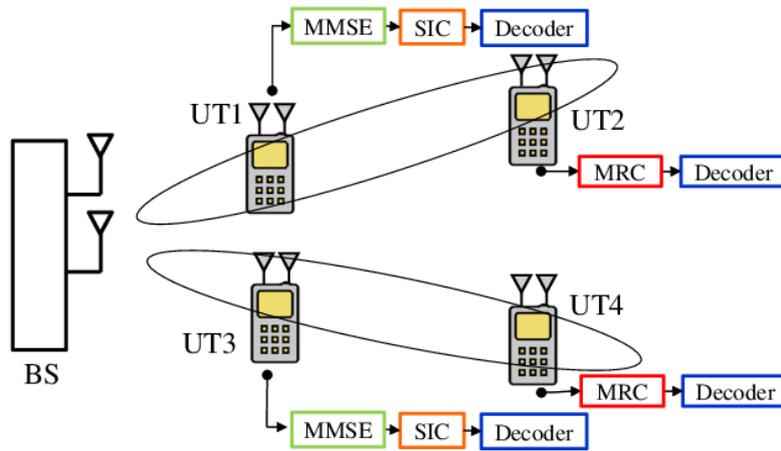


図 4 NOMA と送信 BF の併用のモデル図 ($N_{BS} = 2, N_U = 4$)

以下、NOMA を併用した送信 BF の例について詳細を説明する．まず，図 4 に示す基地局から見て遠方となる端末(以後，遠方端末と呼ぶ)である UT2 と UT4 に対して，基地局から送信 ZF を用いてこれらのユーザを完全に分離する．UT2, UT4 では，受信アンテナ数を 1 にすることも可能であるが，遠方端末の SNR の改善を目的として，Maximum Ratio Combining (MRC) を適用する．そのため，UT2, UT4 のアンテナ数を 2 としている．UT2 と UT4 はそれぞれお互いの基地局から遠くに位置するため，理想的には UT2 (UT4) は他ユーザからの干渉を受けない[1]．

一方，送信 ZF では基地局から見て近傍となる端末 (以後，近傍端末と呼ぶ) UT1, UT3 は考慮していない．したがって，UT1 (UT3) には，BF2 (BF1) による UT3+UT4 (UT1+UT2) からの干渉(これを以後干渉 1 と呼ぶ) および，SIC を実現するために除去が必要な干渉(これを以後干渉 2 と呼ぶ)である UT2 (UT4)を考慮しなければならない．干渉 2 は SIC で除去可能であるが，干渉 1 は他グループからの干渉であり，端末ではこの干渉を伝搬チャネルは推定できない．そこで，UT1 (UT3) は，UT3+UT4 (UT1+UT2) からの干渉を一つの信号とみなし，MMSE でこれらを除去する．これらの動作フローにより，図 4 の場合では，2 素子の基地局アンテナに対して 4 ユーザとの同時接続が実現でき，基地局のアレー自由度を超えるユーザとの通信が実現する．

以下，NOMA と送信 BF の併用について数式を用いて説明する．図 4 における $UTk(1\sim 4)$ の送信信号をそれぞれ $s^{(k)}(t)$ と定める．また， $s^{(1,2)}(t)$ が BF1 の UT1, 2 へ送信する重畳信号とすると，基地局の送信信号 $s(t)$ は，

$$\begin{aligned}
s(t) &= \begin{bmatrix} s^{(1,2)}(t) \\ s^{(3,4)}(t) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{P^{(1)}}s^{(1)}(t) + \sqrt{P^{(2)}}s^{(2)}(t) \\ \sqrt{P^{(3)}}s^{(3)}(t) + \sqrt{P^{(4)}}s^{(4)}(t) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.19}$$

で与えられる. ここで $P^{(1)}$ ($=P^{(3)}$), $P^{(2)}$ ($=P^{(4)}$) は, 基地局近傍の端末 UT1 (UT3), 基地局遠方の端末 UT2 (UT4) に対する送信電力で, $P^{(1)} \ll P^{(2)}$ とする[8]. 式(3.19) の $s^{(1,2)}(t)$, $s^{(3,4)}(t)$ は, それぞれ図 4 の BF1, BF2 へ送信する重畳信号となる.

BF1 と BF2 内の NOMA の動作原理は同じであるため, ここでは図 4 の BF1 における NOMA の動作原理を説明する. 図 5 に BF1 における NOMA の原理図を示す. まず, $H^{(2,4)}$ を UT2, 4 両方の伝搬チャネル行列とする. ここで, UT2, 4 では, MRC を考慮した受信ウエイトを仮定して, 伝搬チャネルを構成するため, $H^{(2,4)}$ は 2×2 の行列になることに注意されたい. 基地局での送信 ZF ウエイトは遠方端末 UT2, UT4 のユーザ分離を実現するために形成され, その値 W_{ZF} は,

$$W_{ZF} = (H^{(2,4,MRC)})^{-1} \tag{3.20}$$

$$= \begin{bmatrix} h_1^{(2,MRC)} & h_2^{(2,MRC)} \\ h_1^{(4,MRC)} & h_2^{(4,MRC)} \end{bmatrix}^{-1} \tag{3.21}$$

$$= [W_{ZF,1} \quad W_{ZF,2}] \tag{3.22}$$

と表される. ここで, $h_j^{(k,MRC)}$, $W_{ZF,k}$ は j 番目の送信アンテナ, k 番目のユーザに MRC を適用したときの伝搬チャネル応答, k 番目のユーザへのウエイトベクトルを表す. このとき, 送信信号を $x(t)$ とすると,

$$x(t) = W_{ZF}s(t) = \begin{bmatrix} x^{(1,2)} \\ x^{(3,4)} \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

と表される. $x^{(1,2)}$ は UT1,2 への送信信号, $x^{(3,4)}$ は UT3,4 への送信信号を表す.

まず初めに, UT1 における所望信号 $s^{(1)}(t)$ の推定方法から述べる. UT1 の伝搬チャネル $H^{(1)}$ を用いて, UT1 の受信信号 $y^{(1)}$ は, 以下となる.

$$y^{(1)}(t) = \begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{(1)} \end{bmatrix} = H^{(1)}x(t) + n^{(1)}(t) \tag{3.24}$$

$$= H^{(1)} \begin{bmatrix} x^{(1,2)} \\ x^{(3,4)} \end{bmatrix} + n^{(1)}(t) \tag{3.25}$$

$$= H^{(1)}W_{ZF} \begin{bmatrix} s^{(1,2)} \\ s^{(3,4)} \end{bmatrix} + n^{(1)}(t) \tag{3.26}$$

$y_1^{(1)}, y_2^{(1)}$ はそれぞれ, UT1 における受信アンテナ 1, 受信アンテナ 2 の受信信号を表す. ここで, 干渉 1 となる $s^{(3,4)}$ を MMSE を用いて除去する. アダプティブアレーにおいて MMSE を適用する場合, 伝搬チャネル行列が未知であっても, 所望信号の一部が送受信の間で既知の場合, 干渉除

去が実現できる[?]. MMSE は, UT1 では BF2 による UT3+UT4 の干渉波 (干渉 1) を除去するように動作させる. なお, この場合の所望信号は, $s^{(1,2)}$ である. BF1 の所望信号 $s^{(1,2)}$ を用いて, 式 (3.27), (3.28), (3.29) より MMSE のウェイト $w_{MMSE,j}$ を求める.

$$R_{yy} = E[y^{(1)*}(t)y^{(1)}(t)^T] \quad (3.27)$$

$$r_{ys} = E[y^{(1)*}(t)s^{(1,2)}(t)] \quad (3.28)$$

$$w_{MMSE} = (R_{yy}^{-1}r_{ys})^T \quad (3.29)$$

このウェイトを用いて干渉信号 $s^{(3,4)}$ を除去することができる. MMSE を適用して $s^{(3,4)}$ が除去できるとすると, MMSE ウェイトを掛けた後の信号を $z^{(1)}(t)$ として,

$$z^{(1)}(t) = w_{MMSE}y^{(1)}(t) \quad (3.30)$$

$$w_{MMSE}H^{(1)}w_{ZF,1} = a \quad (3.31)$$

$$w_{MMSE}H^{(1)}w_{ZF,2} \cong 0 \quad (3.32)$$

$$w_{MMSE}n^{(1)}(t) = n'(t) \quad (3.33)$$

となる. したがって,

$$z^{(1)}(t) = as^{(1,2)}(t) + n'(t) \quad (3.34)$$

$$= a\left(\sqrt{P^{(1)}}s^{(1)}(t) + \sqrt{P^{(2)}}s^{(2)}(t)\right) + n'(t) \quad (3.35)$$

と変形できる. これを $a\sqrt{P^{(2)}}$ で割ると推定信号 $\hat{s}^{(2)}(t)$ は,

$$\begin{aligned} \hat{s}^{(2)}(t) &\cong \frac{z^{(1)}(t)}{a\sqrt{P^{(2)}}} \\ &= s^{(2)}(t) + \frac{\sqrt{P^{(1)}}}{\sqrt{P^{(2)}}}s^{(1)}(t) + \frac{n'(t)}{a\sqrt{P^{(2)}}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

で与えられる. ここで, $\sqrt{P^{(1)}} \ll \sqrt{P^{(2)}}$ であり, MMSE 適用後の受信信号電力は熱雑音よりも十分大きく, 式(3.36) の右辺第 2 項と第 3 項が第 1 項に比べて, 十分小さいとみなせる. よって, 式 (3.36) より $s^{(2)}(t)$ を推定することができる. この $\hat{s}^{(2)}(t)$ が $s^{(2)}(t)$ と一致している場合, 式(3.36) を用いると推定信号 $\hat{s}^{(1)}(t)$ は,

$$\begin{aligned} \hat{s}^{(1)}(t) &\cong \frac{z^{(1)}(t) - \sqrt{P^{(2)}}\hat{s}^{(2)}(t)}{a\sqrt{P^{(1)}}} \\ &= s^{(1)}(t) + \frac{n'(t)}{a\sqrt{P^{(1)}}} \end{aligned} \quad (3.37)$$

で与えられる. また, 式(3.37) の右辺第 1 項は第 2 項よりも十分大きい. よって, UT1 の推定信号 $\hat{s}^{(1)}(t)$ を得ることができる.

次に, UT2 における所望信号 $s^{(2)}(t)$ の推定方法を述べる. UT2 の受信信号 $y^{(2)}(t)$ は, 式(3.26) と同様に以下のように表せる.

$$y^{(2)}(t) = \begin{bmatrix} y_1^{(2)} \\ y_2^{(2)} \end{bmatrix} = H^{(2)}x(t) + n^{(2)}(t) \quad (3.38)$$

$$= H^{(1)} \begin{bmatrix} x^{(1,2)} \\ x^{(3,4)} \end{bmatrix} + n^{(2)}(t) \quad (3.39)$$

$$= H^{(2)}W_{ZF} \begin{bmatrix} s^{(1,2)} \\ s^{(3,4)} \end{bmatrix} + n^{(2)}(t) \quad (3.40)$$

そして, $y^{(2)}(t)$ に MRC を適用する. MRC のウェイトを w_{MRC} として,

$$w_{MRC}H^{(2)}W_{ZF} = b \quad (3.41)$$

$$w_{MRC}n^{(2)}(t) = n''(t) \quad (3.42)$$

とする. すると, MRC ウェイトを掛けた後の信号 $z^{(2)}(t)$ は,

$$z^{(2)}(t) = b \left(\sqrt{P^{(1)}}s^{(1)}(t) + \sqrt{P^{(2)}}s^{(2)}(t) \right) + n''(t) \quad (3.43)$$

で与えられる. ここで式(3.43) を $b\sqrt{P^{(2)}}$ で割ると推定信号 $\hat{s}^{(2)}(t)$ は,

$$\begin{aligned} \hat{s}^{(2)}(t) &\cong \frac{z^{(2)}(t)}{b\sqrt{P^{(2)}}} \\ &= s^{(2)}(t) + \frac{\sqrt{P^{(1)}}}{\sqrt{P^{(2)}}}s^{(1)}(t) + \frac{n''(t)}{b\sqrt{P^{(2)}}} \end{aligned} \quad (3.44)$$

で与えられる. ここで, $\sqrt{P^{(1)}} \ll \sqrt{P^{(2)}}$ であり, MRC 適用後の受信信号電力は熱雑音よりも十分大きく, 式(3.44) の右辺第 2 項と第 3 項が第 1 項に比べて, 十分小さいとみなせる. よって, UT2 の推定信号 $\hat{s}^{(2)}(t)$ を得ることができる.

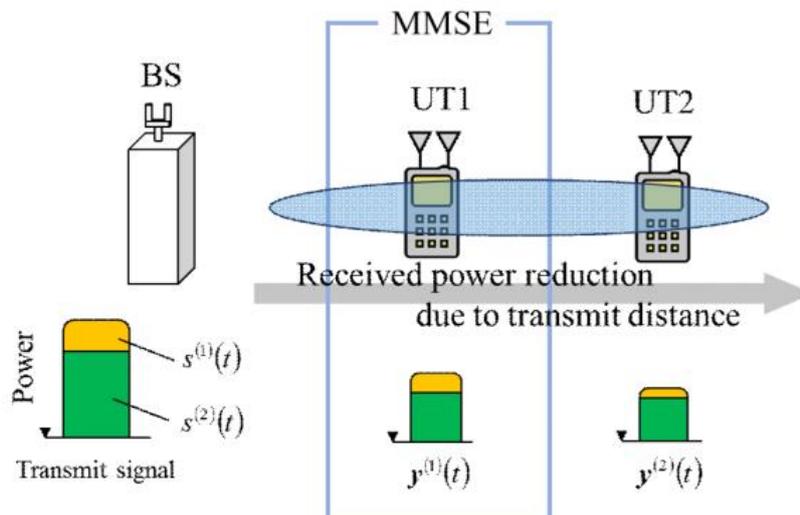


図 5 BF1 における NOMA の原理図

(1-3) 現実的な重畳符号化の実現法

下りリンク NOMA は、LTE-Advanced の拡張技術として、3GPP の標準仕様に採用されている (downlink Multi-User Superposition Transmission (MUST) と呼ばれる)。ここでは、MUST における LTE-Advanced で用いられている QAM 変調と親和性の高い現実的な重畳符号化 (送信信号生成) の実現法について解説する。

MUST における代表的な送信信号生成部の構成を図 6 に示す。(a) の構成では、2 以上のユーザに対する符号化と変調が独立して用意され、それらがある電力割り当てをもって合成された形で送信される。合成された信号点にはグレーマッピングはなく、端末へのビット割り当ては合成された信号点から行われる。(b) の構成では、2 以上のユーザに対する符号化されたビットがまず用意される。その後、ユーザ毎に用意されたビットに対し変調と電力割り当てを行う。したがって合成された信号点にはグレーマッピングが存在する。(c) の構成では、2 以上のユーザに対する符号化されたビットがまず用意されるところまでは (b) と同じであるが、その後、それぞれのビットを電力割り当てを介して信号点を決めるのではなく、直接それぞれのビットを用いて信号点を決定する。

図 7 に MUST の信号点配置の決定方法の例を示す。2 ユーザを想定し、それぞれ 2symbol/bit の信号を考える。(a)(b) では、2 個の QPSK から 16 点の信号を電力割り当てを介して生成するのに対し、(c) では電力割り当ての概念はなく、最初から 16QAM 信号を生成することが (a)(b) とは異なる。MUST では、受信側で何らかの手法で複数の異なる信号を分離する必要がある。これを実現する手法としては一般に MIMO で採用されている MMSE, SIC, MLD を用いることで信号が分離できる。

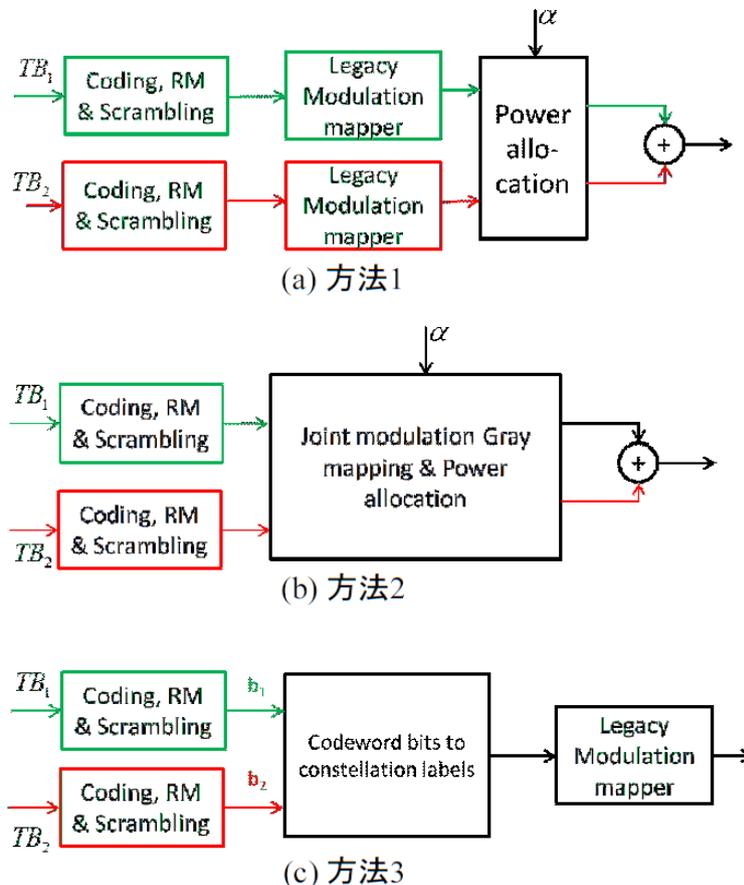


図 6 MUST の送信側の構成

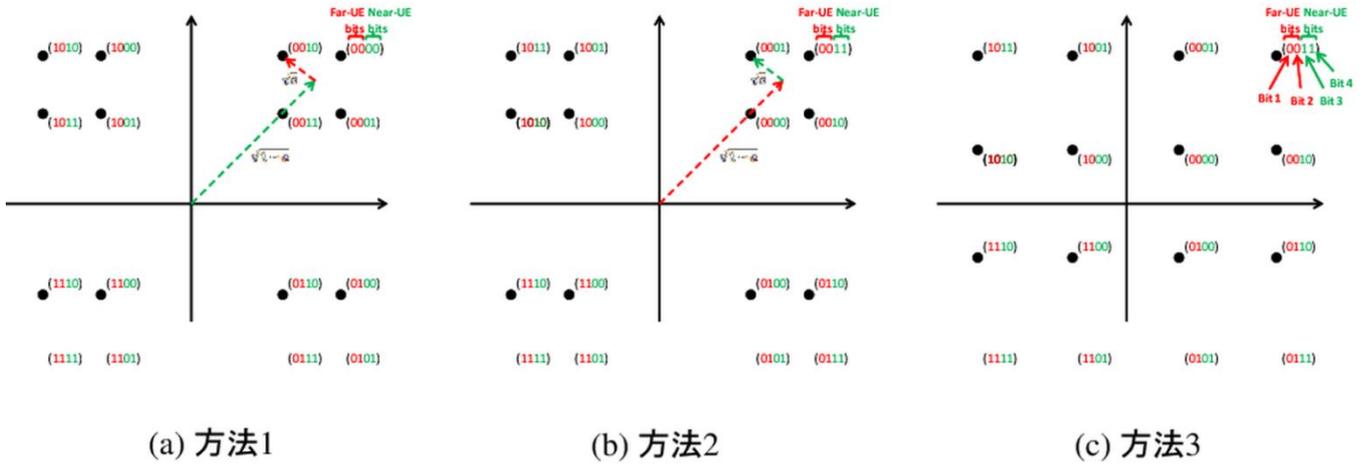


図 7 MUST の信号点配置の決定方法の例

(2) 上りリンク NOMA

上りリンクにおいても、情報理論に基づく容量領域（スループット）の観点から最適な多重アクセス（多元接続）は SIC を用いた NOMA であることが知られている。このような構成はモバイルブロードバンドで有効と考えられる。一方、IoT を実現するために同時多数接続を必要とする MTC の上りリンクを実現する場合には、スケジューリングに伴う制御信号のオーバーヘッドを低減しようという別の観点で NOMA が有効と考えられている。以降、このような観点で有望と考えられている上りリンク NOMA 法の例として、Sparse Code Multiple Access (SCMA) と Interleave Division Multiple Access (IDMA) の概要を解説する。

(2-1) SCMA

図 8 に N ユーザを想定した SCMA 送受信機の構成を示す。送信機は 1 ユーザ分のみを図示している。各ユーザは符号化およびインタリーブされたあとの送信ビット系列を $\log_2 M$ ビット毎 (M は変調多値数) に分割する。この分割されたビット列を SCMA マッピングされた送信信号はコードブックと呼ばれる。コードブックの例を図 9 に示す。

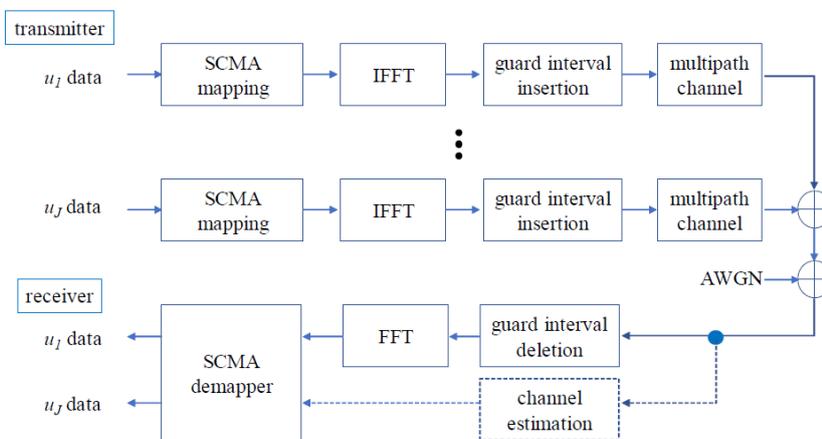


図 8 SCMA 送受信機の構成

codebook		00伝送		01伝送		10伝送		11伝送	
		real	imag	real	imag	real	imag	real	imag
CB1	x11	0	0	0	0	0	0	0	0
	x21	-0.1815	-0.1318	-0.6351	-0.4615	0.6351	0.4615	0.1815	0.1318
	x31	0	0	0	0	0	0	0	0
	x41	0.7851	0	-0.2243	0	0.2243	0	-0.7851	0
CB2	x12	0.7851	0	-0.2243	0	0.2243	0	-0.7851	0
	x22	0	0	0	0	0	0	0	0
	x32	-0.1815	-0.1318	-0.6351	-0.4615	0.6351	0.4615	0.1815	0.1318
	x42	0	0	0	0	0	0	0	0
CB3	x13	-0.6351	0.4615	0.1815	-0.1318	-0.1815	0.1318	0.6351	-0.4615
	x23	0.1392	-0.1759	0.4873	-0.6156	-0.4873	0.6156	-0.1392	0.1759
	x33	0	0	0	0	0	0	0	0
	x43	0	0	0	0	0	0	0	0
CB4	x14	0	0	0	0	0	0	0	0
	x24	0	0	0	0	0	0	0	0
	x34	0.7851	0	-0.2243	0	0.2243	0	-0.7851	0
	x44	-0.0055	-0.2242	-0.0193	-0.7848	0.0193	0.7848	0.0055	0.2242
CB5	x15	-0.0055	-0.2242	-0.0193	-0.7848	0.0193	0.7848	0.0055	0.2242
	x25	0	0	0	0	0	0	0	0
	x35	0	0	0	0	0	0	0	0
	x45	-0.6351	0.4615	0.1815	-0.1318	-0.1815	0.1318	0.6351	-0.4615
CB6	x16	0	0	0	0	0	0	0	0
	x26	0.7851	0	-0.2243	0	0.2243	0	-0.7851	0
	x36	0.1392	-0.1759	0.4873	-0.6156	-0.4873	0.6156	-0.1392	0.1759
	x46	0	0	0	0	0	0	0	0

図9 SCMA のコードブックの例

SCMA のコードブックの送信シンボルを形成するにあたり、まず外部符号化およびインタリーブ後の各ユーザのビット系列を多次元信号点配置操作関数により、 $N < J$ となる N 次元の複素信号を得る。その後、バイナリマッピング行列により N 次元の複素信号を拡散する。なお、 J は拡散数であり、拡散率は J/N となる。SCMA のコードブロックあたりに収容可能な最大ユーザ数は $J C_N$ となり、過負荷率は U/J となる。 $J = 4, N = 2, U = 6$ のとき、信号を送信するサンプルを 1、送信しないサンプルを 0 と表した場合のファクタ行列を式(3.45) に示す。受信側では、図 10 に示すファクターグラフを用いた繰り返し演算により信号を復号する。

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

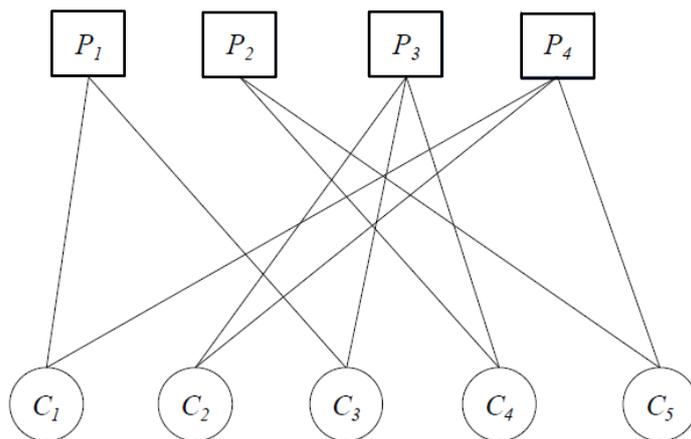


図 10 ファクターグラフ($J = 4, N = 2, U = 6$)

(2-2) IDMA

IDMA はインタリーブパターンによって異なる端末の信号を分離できる NOMA 方式であり、多くの端末が同じリソースブロックを使用して、情報を送信することができる。

IDMA の特徴として、各端末に個別のインタリーブと、低符号化率の誤り訂正符号を組み合わせるため、マルチユーザ伝送時における干渉キャンセルが効果的に動作することがあげられる。また、インタリーブのパターンだけで各端末の識別を行うことができるため、OFDMA とは異なりスケジューリングに対するオーバーヘッドを設ける必要がないという利点があり、短パケット通信に適している。

図 11, 12 に IDMA における一般的な送受信の構成を示す。まず、図 11 に示すように、送信側では各端末より送信信号を符号化する。その後、符号化した信号に拡散符号を掛け合わせて帯域幅の広い信号を生成する。この次が IDMA における送信側の大きな特徴となるが、得られた信号に対して各端末固有のインタリーブを行い送信する。ユーザ毎にインタリーブパターンが異なることが IDMA の大きな特徴であり、これの差を受信側で識別することでユーザ分離が実現できる。受信側では、図 12 に示すように、マルチユーザ干渉キャンセラとユーザ毎の並列型繰り返し復号器を用いる。干渉キャンセラでは各端末の復号器から出力された外部値を事前値として用いる。復号器は干渉キャンセラから出力された外部値を用いる。復号器から出力されたより信頼度の高い外部値を次の繰り返し処理におけるマルチユーザ干渉キャンセラの事前値として用いる。以上の動作により、各ユーザの信号をスケジューリングなしに復号することができる。

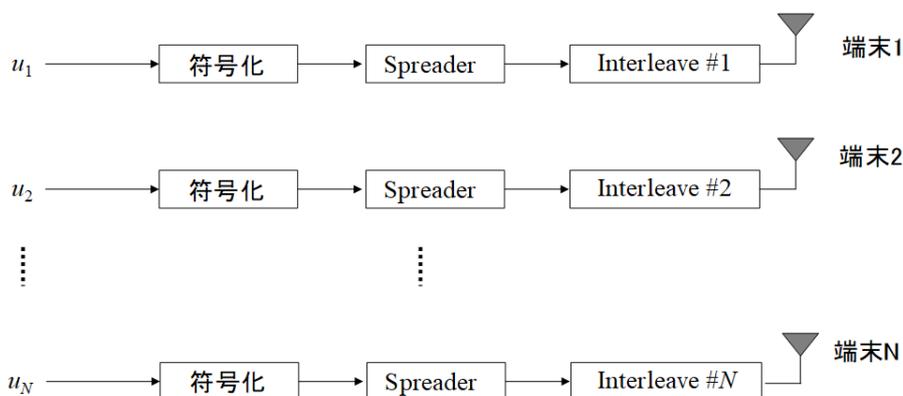


図 11 IDMA における送信側の構成

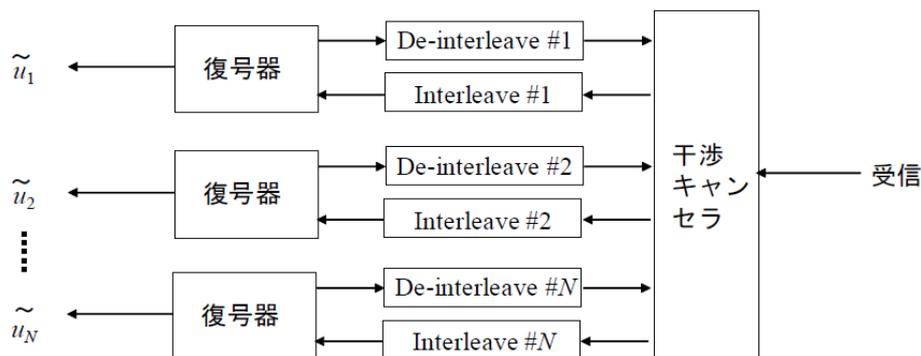


図 12 IDMA における受信側の構成

【参考資料】

- [1] Anass Benjebbour 他, 2013 信学ソ大, B-5-53, 2013 年 9 月.
- [2] S. Tomida and K. Higuchi, "Non-orthogonal access with SIC in cellular downlink for user fairness enhancement," in Proc. IEEE ISPACS2011, Chiangmai, Thailand, Dec. 2011.
- [3] K. Higuchi and A. Benjebbour, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) with successive interference cancellation for future radio access," IEICE Trans. Commun. vol. E98-B, no. 3, pp. 403-414, Mar. 2015.
- [4] N. Otao, Y. Kishiyama, and K. Higuchi, "Performance of non-orthogonal multiple access with SIC in cellular downlink using proportional fair-based resource allocation," IEICE Trans. Commun. vol. E98-B, no. 2, pp. 344-351, Feb. 2015.
- [5] P.W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in Proc. International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, pp. 295-300, Oct. 1998.
- [6] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela and P.W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," Electronics Letters, vol. 35, no. 1, pp. 14-16, Jan. 1999.
- [7] 中川敬太, 西森健太郎, 牧野秀夫, "ビームフォーミングを併用した NOMA 伝送の性能評価", 信学技報 A・P2014-134(2014-11), pp. 35-40, 2014.
- [8] 樋口健一, 岸山祥久, "MIMO 下りリンクセルラにおけるランダムビームフォーミングとビーム内 SIC を用いた非直交多元接続法, "信学技報 RCS2012-89(2012-07), pp. 85-90, 2012.
- [9] K. Higuchi and Y. Kishiyama, "Non-orthogonal multiple access using intra-beam superposition coding and successive interference cancellation for cellular MIMO downlink," IEICE Trans. Commun. vol. E98-B, no. 9, pp. 1888-1895, Sept. 2015.
- [10] 3GPP TR 36.859, Study on Downlink Multiuser Superposition Transmission (MUST) for LTE.
- [11] H. Nikopour and H. Baligh, "Sparse code multiple access," in Proc. IEEE PIMRC2013, London, UK, Sept. 2013.
- [12] L. Ping, L. Liu, K. Wu, and W. K. Leung, "Interleave division multiple-access," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 5, no. 4, pp. 938-947, Apr. 2006.

【技術分類】 3-2-1 MIMO 周辺技術／リンクアダプテーション／適応変復調

【 F I 】 H04B7/0413 H04L1/00@E H04L27/00@Z

【 C P C 】 H04B7/0413 H04L1/00 H04L27/00

【技術名称】 3-2-1-1 レートマッチング

【技術内容】

原理:

MIMOにおいて変調多値数, 符号化率, 送信電力, 送信アンテナ数を通信路状況に応じて適応的に制御を行う。

詳細:

レートマッチングでは, MIMO のサブストリームの制御を行うことで通信路状況に適した情報レートを實現する。レートマッチングを實現する方法として, Shannon の通信路符号化定理に基づき, 受信 SNR から送信ビット数を制御する方法がある。受信 SNR から求められる通信路容量 C は,

$$C = \sum_{i=1}^{\min(n_T, n_R)} \log_2(1 + \rho_i) \quad (3.46)$$

となる。ここで, n_T は送信アンテナ数, n_R は受信アンテナ数, ρ_i は受信 SNR であり, 通信路状況に依存する。この通信路容量に基づいた変調多値数を選択する。

しかしながら, Shannon 限界に至る誤り訂正符号は存在しないため, 実際の誤り訂正符号による訂正能力を加味する必要がある。そこで, 各変調多値数における誤り率と誤り訂正符号による符号化利得を考慮して, 所望の誤り率を實現する最大の情報レートを決定する方法が知られている。

レートマッチングにおけるV-BLASTの閉ループ制御を例として説明する。図1に, C-BLAST(Closed loop-BLAST) の送受信機構成を示す。情報レートを一定に保つため, サブストリームのBERの最大値を最小にするという基準で制御を行う。このとき, 送信機で設定するパラメータは, 実際に送信するアンテナを表すアンテナ選択ベクトル P と適応符号化変調のモードを表すモードベクトル M であり, 図中の $(M)_i$ は第 $i(i=1, 2, \dots, n_T)$ サブストリームにおける符号化率と多値変調の組み合わせを示している。また H はチャネル・インパルス応答である。

BERは変調多値数, 符号化利得, 受信SNRから近似的に求められる。V-BLASTは, 順序復号による干渉除去とZero Forcing(ZF)によるヌル処理によって各サブストリームを検出する。そのため, 検出されたサブストリームのBERの最大値は, ZFによる合成後のSNRによって決定する。実際には, ZFでは一般逆行列によって信号電力は1となるので, 雑音強調に依存する。従って, 雑音強調の影響を最小にするような P と M を設定すればよい。

P と M の決定アルゴリズムについて述べる。アクティブな送信アンテナ数を n_T から始め, 順にアンテナ数を減らしていく。各 P で雑音強調を最小にする M を求める。アンテナを減らした後, 雑音強調が減少していたら終了し, アンテナを減らす前のパラメータを用いる。減らすアンテナは, 一般逆行列で最大電力をもつ列に対応したアンテナである。アンテナ数を減らしていき, アンテナ数が1となればそこで終了する。

長所:

通信路状況に応じて変調多値数, 符号化率, 送信電力, 送信アンテナ数を適応的に制御することで, 通信品質を常に良くすることができる。また, 情報レートが常に一定であるという拘束条件の下でのアンテナ選択, 適応変調の制御は, ハードウェア設計を容易にする。

従来技術・歴史:

変調方式，符号化率，電力などの送信パラメータを通信路状況に適応して制御するリンクアダプテーション技術は，周波数利用効率および送信品質の向上に非常に有効であり，MIMO技術と組み合わせることが検討されてきた。

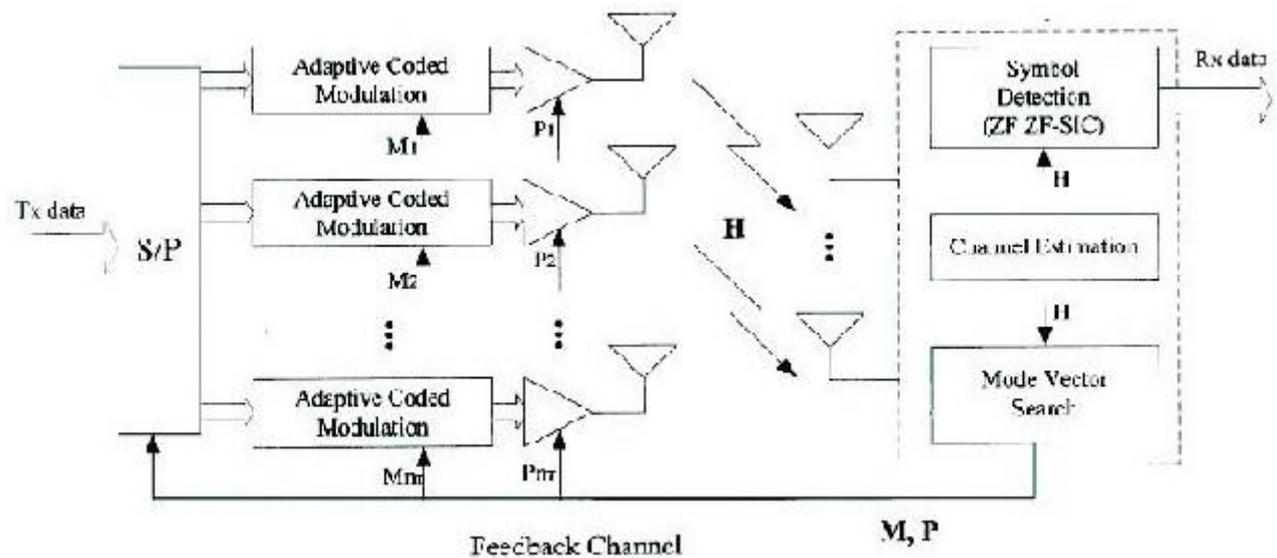


図1 C-BLASTの送受信機構成

出典：“Low complexity per-antenna rate and power control approach for closed-loop V-BLAST”, “IEEE Transactions on Communications, vol. 51”, “November 2003”, “Hairuo Zhuang, Lin Dai, Shidong Zhou, and Yan Yao”, “Figure 1”

【出典／参考資料】

- [1]“Low complexity per-antenna rate and power control approach for closed-loop V-BLAST”, “IEEE Transactions on Communications, vol. 51, pp.1783-1787”, “November 2003”, “Hairuo Zhuang, Lin Dai, Shidong Zhou, and Yan Yao”

【技術分類】 3-2-1 MIMO 周辺技術／リンクアダプテーション／適応変復調

【 F I 】 H04B7/0413 H04L1/00@E H04L27/00@Z

【 C P C 】 H04B7/0413 H04L1/00 H04L27/00

【技術名称】 3-2-1-2 伝送容量選択型

【技術内容】

現在の無線通信ではデジタル変復調方式が採用されており、BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quaternary Phase Shift Keying) に代表される位相変調と QAM (Quadrature amplitude modulation)と呼ばれる振幅位相変調が一般に広く採用されている。図 1 に現在の無線通信システムで広く利用されている QPSK, 16QAM, 64QAM の信号点配置を示す。

適応変調とは、デジタル無線通信において、受信電力等の伝搬環境の変化に応じて BPSK 等の 1 シンボル当たりのビット数が少ない変調方式から、256QAM などの 1 シンボル当たりのビット数が多い変調方式に変調方式を変更する手法であり、3.5G 以降以降の携帯電話システムや IEEE802.11 等の最近の無線通信システムでは広く採用されている。さらに適応変調符号化と呼ばれる技術は、AMC(Adaptive Modulation and Coding) とも呼ばれ、変調方式だけでなく伝搬環境に応じて符号化率も変化させる。

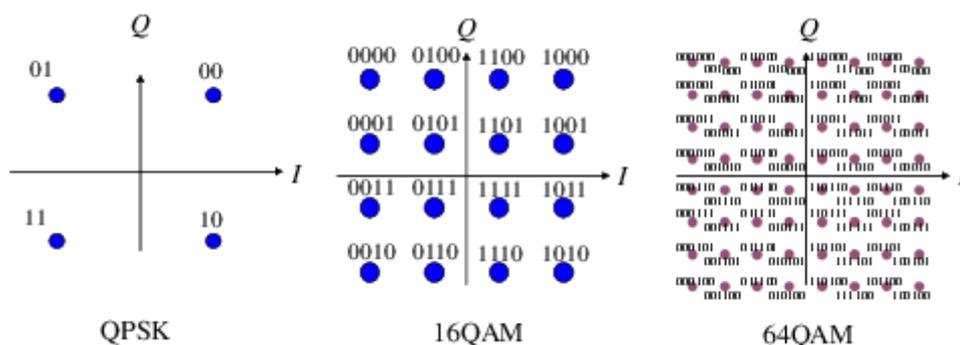


図 1 QPSK, 16QAM, 64QAM の信号点配置

図 2 に IEEE802.11a において、表 1 に示す変調方式と符号化率を変化させた場合の BER (Bit Error Rate) 特性を示す。この計算では IEEE802.11ac における全ての通信方式を考慮した特性が考慮されている。また、この計算では、送信アンテナ 1 および受信アンテナ 1 の SISO チャンネルを想定している。図 2 に示すように、変調方式と符号化率を増加させると、誤りを低減可能な SNR は上昇することが確認できる。

すなわち、SISO チャンネルでは、伝搬路における SNR に応じて変調方式と符号化を決定すればよい。また、IEEE802.11n や ac では、信号帯域とガードインターバル長ごとに受信電力と使用する変調方式と符号化の対応が決められている。

次に MIMO チャンネルの場合の適応変調について述べる。MIMO の場合は、SNR だけでなくアンテナ相関も考慮して変調方式が決定される。図 3 に適応変調と固有モード伝送の実際の適用時のイメージを示す。先の説明と結果からわかるように、固有モード伝送は特異値に相当する利得を受信側で得ることができる。すなわち、固有値の大きさに比例してチャンネル容量が決定される。そこで、固有モード伝送では、図 3 に示すような SNR に応じて変調方式を変化させる適応変調を送信データごとに採用することで、高いビットレートを得ることができる。したがって、固有モード伝送は適応変調と組み合わせて使用する必要がある。図 3 では、3 個の送信データを同時に送信することを考えて

いるが、最も受信電力が高くなる第一固有値に相当する固有ベクトルには 64QAM を、第 2, 3 固有値に対応する固有ベクトルにはそれぞれ 16QAM, QPSK を割り当てている。

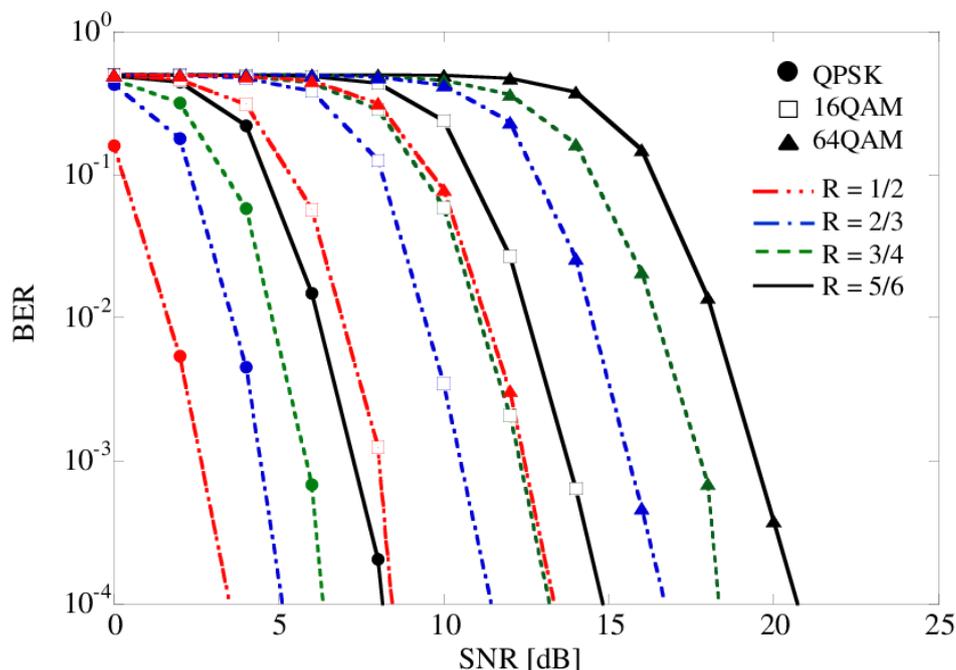


図 2 IEEE802.11a の物理層レイヤにおける BER と SNR の関係

表 1 IEEE802.11a で使用される変調方式・符号化率と最低受信感度(Rmin) および伝送レート(TR)の関係

変調方式	符号化率	Rmin	TR [Mbps]
BPSK	1/2	-82	6
BPSK	3/4	-81	9
QPSK	1/2	-79	12
QPSK	3/4	-77	18
16-QAM	1/2	-74	24
16-QAM	3/4	-70	36
64-QAM	2/3	-66	48
64-QAM	3/4	-65	54

図 4 に、 $N_T = N_R = 4$ の場合の固有モード伝送の BER 特性を示す。固有モード伝送では、各送信データに対応する固有値(特異値の 2 乗)の大きさに応じて変調方式が決定される。図 4 の結果では、伝搬チャネル行列の統計分布が各要素間で独立なレイリーフェージングになるように、伝搬チャネル行列を 1000 回生成し、各試行毎に 10,000 ビットを送信した場合の平均符号誤り率(Average Bit Error Rate: Average BER)を計算している。表 2 は、最大 4 個のデータに分割して信号を送信する場合において、8 bits/symbol となる変調方式の組合せを示している。ここで、表 2 において、QPSK, 16QAM, 64QAM を使用すると、それぞれ、2, 4, 6 bits/symbol の伝送速度が得られる。なお、比較には、送信側ではアンテナ毎に異なる信号を送信し、受信側では ZF を適用する場合の特性を示している。この場合は、4 本のアンテナから QPSK 信号(2 bits/symbol)をそれぞれ送信している。

図 4 における w/adaptive modulation は、表 2 に示す変調方式を適用した場合の BER を計算し、最も BER が低くなる変調方式を各試行毎に選択した結果である。表 2 において、4 個のデータを送

信しない場合は、下位の固有値に対応する固有ベクトルを使用せずに送信している。すなわち、固有モード伝送における適応変調が理想的に動作した場合の結果である。なお、この結果では送信電力制御は適用していない。図 4 より、固有モード伝送は ZF に比べ、BER= 10^{-3} で 15 dB 以上の SNR の改善が得られ、非常に有効な MIMO の通信方法であることがわかる。一方、変調方式の組合せを適切に選択することが重要であることがわかる。

例えば、変調方式を 16QAM, QPSK, QPSK (図 4 の [4, 2, 2]) とすると、この変調方式の組合せによる BER は、w/adaptive modulation の特性に近い特性が得られる。一方、すべての変調方式を QPSK (図 4 の [2, 2, 2, 2]) にすると ZF から BER 特性の改善はほとんど得られない。これは、図 5 に示す固有モード伝送の固有値分布から明らかのように、第 4 固有値が他の固有値よりもかなり小さくなり、SNR が低くなると、この固有値を実際に割り当てる変調方式が存在しないためである。一方、送信するデータを 2 個以下にすると、多値変調を第 1 固有値以外にも割り当てる必要があり、BER が高くなることも確認できる。このように固有モード伝送では、使用する変調方式を固有値分布をもとに最適化することが非常に重要となる。

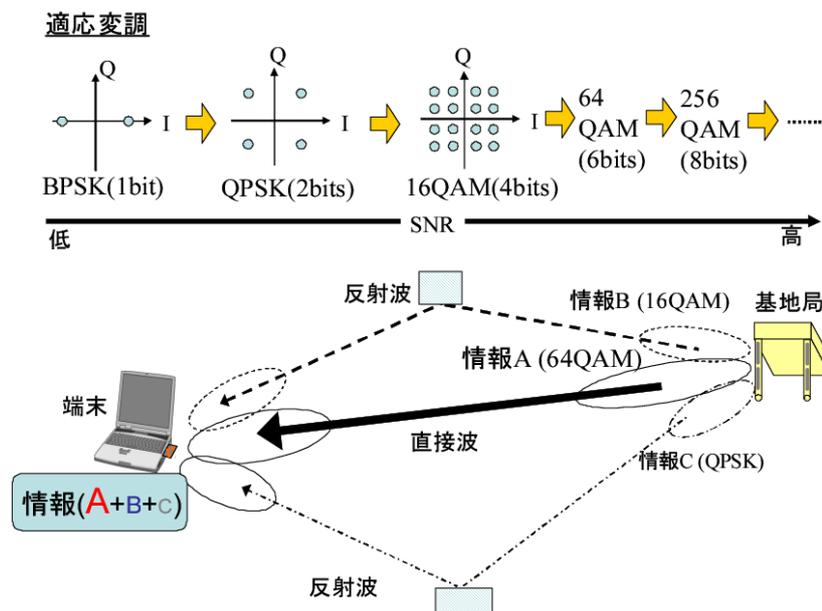


図 3 適応変調と固有モード伝送の実際の適用時のイメージ図

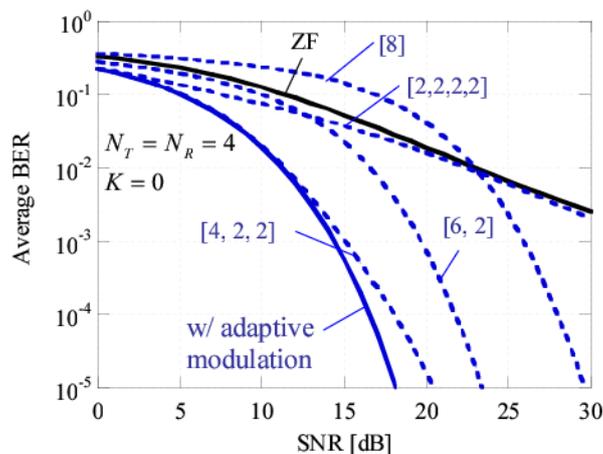


図 4 固有モード伝送における BER 特性の例 (8 bits/symbol, $N_T = N_R = 4$)

表 2 8 bits/symbol となる変調方式の組合せ

Modulation 1	Modulation 2	Modulation 3	Modulation 4	Bits/symbol
QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	[2,2,2,2]
8QAM	QPSK	QPSK	BPSK	[3,2,2,1]
16QAM	QPSK	BPSK	BPSK	[4,2,1,1]
32QAM	BPSK	BPSK	BPSK	[5,1,1,1]
8QAM	8QAM	QPSK	-	[3,3,2]
16QAM	QPSK	QPSK	-	[4,2,2]
32QAM	QPSK	BPSK	-	[5,3,1]
64QAM	BPSK	BPSK	-	[6,1,1]
16QAM	16QAM	-	-	[4,4]
32QAM	8QAM	-	-	[5,3]
64QAM	QPSK	-	-	[6,2]
128QAM	BPSK	-	-	[7,1]
256QAM	-	-	-	[8]

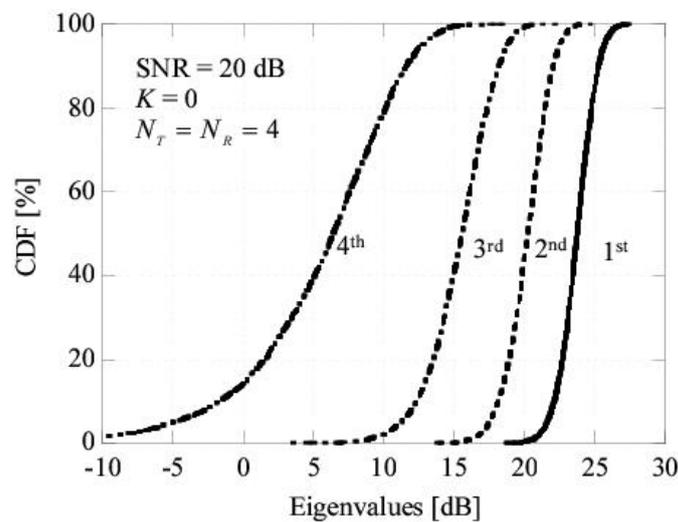


図 5 固有モード伝送における固有値分布 ($N_T = N_R = 4$, SNR=20 dB)

【参考資料】

- [1] 西森健太郎, "マルチユーザ MIMO の基礎", コロナ社, 2014.
- [2] Kentaro Nishimori, Riichi Kudo, Naoki Honma, Yasushi Takatori, and Masato Mizoguchi, "16x16 MIMO testbed for MU-MIMO downlink transmission", IEICE Trans. Commun., vol. E93-B, no.2, pp.345-352, Feb. 2010.

【技術分類】 3-2-1 MIMO 周辺技術／リンクアダプテーション／適応変復調

【 F I 】 H04B7/0413 H04L1/00@E H04L27/00@Z

【 C P C 】 H04B7/0413 H04L1/00 H04L27/00

【技術名称】 3-2-1-3 モード選択型

【技術内容】

マルチユーザ MIMO において、無線 LAN システムである IEEE802.11n 規格の無線 LAN において、モード選択型適応変調方式を適用した例について説明する。

図 1 に、伝搬チャネルを i.i.d. とした場合の BD 法で得られる固有値分布を示す。図 1 において、送信アンテナ数 (N_T) およびユーザ数 (N_U) はそれぞれ 16, 4 とし、ユーザあたりの受信アンテナ数 (N_R) を 3, 4 とした場合について比較した。 $N_R = 3$ の場合はユーザあたりの固有値が 3 個存在し、 $N_R = 4$ の場合は固有値が 4 個存在することになる。

図 1 からわかるように、 $16 \times 4 \times 4$ user の場合では、最小(第 4) 固有値が他の固有値より小さく、その分布は 20dB 程度の広がりを持つことがわかる。一方、 $16 \times 3 \times 4$ user の場合では、最小(第 3) 固有値の分布はさほど広がっていないことが確認できる。 $16 \times 4 \times 4$ user の場合、第 4 固有値の分布を持つようなストリームに対して同一の変調方式を割り当てると、たとえサブキャリア間でインタリーブを適用したとしても、全体の周波数利用効率としてはかえって劣化することが予想される。よって、ここでは、使用する変調方式の下限を考慮し、SNR があるしきい値以下となる固有値は使用しないこととしている。また、使用する変調方式を鑑み、SNR のしきい値を 0dB とし、一方、最小固有値以外の固有値の広がり小さいため、ストリーム単位で変調方式を決定すれば、サブキャリア間では同一の変調方式としても、ストリーム、サブキャリア間でのインタリーブより SNR の低いサブキャリアの特性は救済することができる。

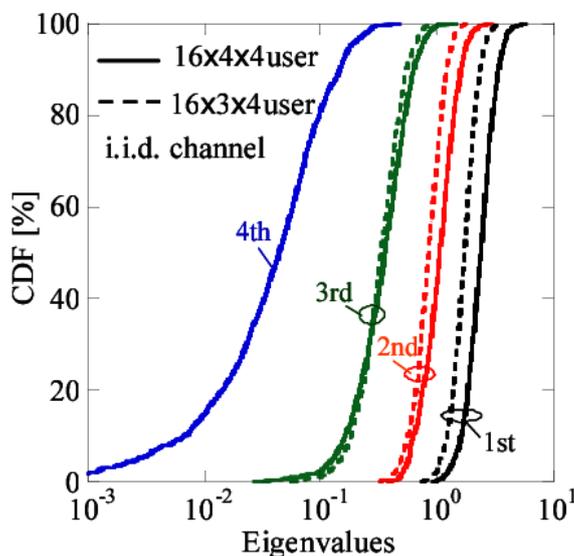


図 1 BD 法による固有値分布(i.i.d. チャネル)

次のステップとして、前のステップで決定したストリーム数分の固有値の平均値を計算する。表 1 は、符号化率 $R = 5/6$ とした場合の固有値の平均 SNR と使用可能な変調方式の組み合わせを示している。表 1 は、i.i.d. チャネルで、任意の SNR に対し、あらかじめ試行回数を 1000 回として、固有値の平均値に対し、実際に送信可能な変調方式と符号化率の組み合わせを計算した結果をテーブル化したものである。従来の手法では、各固有値の SNR より使用する変調方式と符号化率を決定するが、この場合、考慮しないとイケない変調方式の組み合わせの数が膨大となる。

表 1 平均 SNR と固有値の関係の例 ($R = 5/6$)

Mod. Scheme 1	Mod. Scheme 2	Mod. Scheme 3	$\bar{\lambda}$ [db]
1024QAM	1024QAM	256QAM	$33 < \bar{\lambda} < 37$
1024QAM	256QAM	256QAM	$31 < \bar{\lambda} < 37$
1024QAM	256QAM	64QAM	$30 < \bar{\lambda} < 37$
1024QAM	256QAM	16QAM	$27.5 < \bar{\lambda} < 34$
256QAM	256QAM	64QAM	$27.5 < \bar{\lambda} < 32$
256QAM	64QAM	64QAM	$26 < \bar{\lambda} < 32$
256QAM	64QAM	16QAM	$25 < \bar{\lambda} < 29$
64QAM	64QAM	64QAM	$25 < \bar{\lambda} < 29$
64QAM	64QAM	16QAM	$22.5 < \bar{\lambda} < 26.5$
64QAM	16QAM	16QAM	$20 < \bar{\lambda} < 26$
64QAM	16QAM	QPSK	$18 < \bar{\lambda} < 22.5$
16QAM	16QAM	QPSK	$16 < \bar{\lambda} < 21.5$
16QAM	QPSK	QPSK	$13 < \bar{\lambda} < 19$
QPSK	QPSK	QPSK	$12 < \bar{\lambda} < 16.5$

ここで説明する方法では、サブキャリアとストリーム間でインタリーブが適用されることを条件として、固有値分布から得られる平均 SNR から選択可能な変調方式と符号化率を決定できることをキーポイントとしている。本手法は、ストリーム数が少ない場合に有効な手法であり、ビーム数ごとに、例えば表 1 に相当するテーブルをあらかじめ用意しておけばよいので、非常に簡便な手法であるといえる。さらに、符号化率ごとに表 1 のテーブルを用意しておけば、細かい範囲で適応変調が実現できる。しかし、テーブルの数が多くなると、端末とのやりとりのためのビット数も多くなるので、どの程度のテーブル数を用意するかは、性能と複雑さのトレードオフとなる。

図 2 に、受信アンテナ数 N_R と周波数利用効率の関係を示す。ここでは、送信アンテナ数 N_T を 16、ユーザ数 N_U を 4 として評価している。提示される適応変調による周波数利用効率と、理想的な変調方式の組み合わせにより得られる周波数利用効率を比較している。ここで、理想的な変調方式の組み合わせとは、測定で取得した CSI を用いて、計算機シミュレーションで BER=0 となる変調方式の中でもっとも高い周波数利用効率を得られる組み合わせである。すなわち、このような方法は実際の環境では適用できないが、今回はここで提示される方法の効果を示すために参照として求めている。また、本方法では、符号化率 R を $2/3, 3/4, 5/6$ を考慮する場合（方法 a）と、 R を $5/6$ のみとする場合（方法 b）の特性も比較している。なお、理想的な変調方式の組み合わせでは、 R が $1/2, 7/8$ も考慮されている。

図 2 から明らかなように、送信ストリーム数を受信アンテナ数と同数とした場合、 $N_R = 4$ の場合は特性がかえって大きく劣化することがわかる。すなわち、最小固有値を無理に使用とすることで全体の特性を低下させている。一方、提案方法のように、あるしきい値以下の固有値を使わないことで、 $N_R = 4$ の場合は送信ストリームが 3 となり、受信ダイバーシチ効果が得ることができ。なお、図 2 に示すように、送信ストリーム数を 3 と決めて理想的な変調方式を割当てた場合と方法 a の特性はほぼ一致する。また、受信アンテナ数 N_R を 3 以下としても、方法 a は理想特性からの劣化はほぼ存在しないことがわかる。すなわち、この結果より、 $R = 1/2, 7/8$ を使用しなくても十分な特性が得られることがわかる。また、 R を $5/6$ のみとする方法 b においても、理想的な特性からの劣化量は 1bits/s/Hz 以下に抑えられていることがわかる。したがって、ハードウェア実装の観点からは、符号化率をある値に固定しても実用上問題ないことが確認できる。

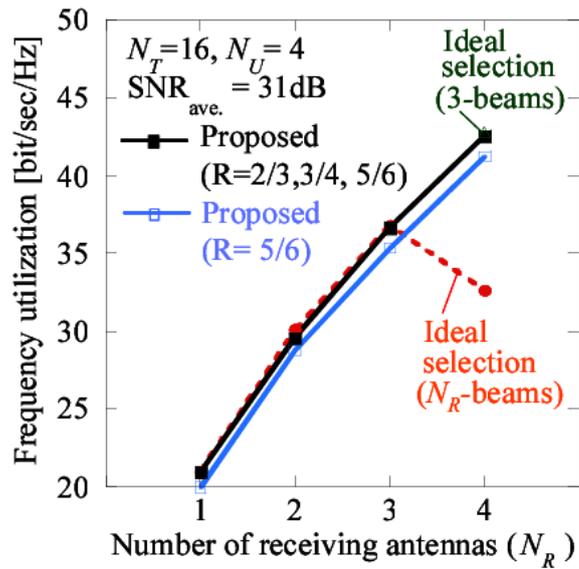


図2 受信アンテナ素子数と周波数利用効率の関係 ($N_T = 16, N_U = 4$)

【参考資料】

- [1] 西森健太郎, "マルチユーザ MIMO の基礎", コロナ社, 2014.
- [2] Kentaro Nishimori, Riichi Kudo, Naoki Honma, Yasushi Takatori, and Masato Mizoguchi, "16x16 MIMO testbed for MU-MIMO downlink transmission," IEICE Trans. Commun., vol. E93-B, no.2, pp.345-352, Feb. 2010.

【技術分類】 3-3-1 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正符号化技術

【 F I 】 H03M13/25

【 C P C 】 H03M13/25

【技術名称】 3-3-1-1 トレリス符号

【技術内容】

(1) 概要

トレリス符号は、トレリス線図上で定義できる符号である。トレリス線図に基づいているため、ビタビアルゴリズムにより復号が可能である。

(2) 詳細

トレリス符号は、トレリス線図上で定義できるツリー符号である。トレリス線図とは、入力されるビット系列に従って、有限状態マシンである符号器が状態を変化させていく過程で生成する符号列を表すものである。トレリス線図の例として、4状態トレリス線図を図に示す。図中の $\sigma_0, \sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ は状態を、 $C_i (i=0,1,2,3)$ は符号を示す。

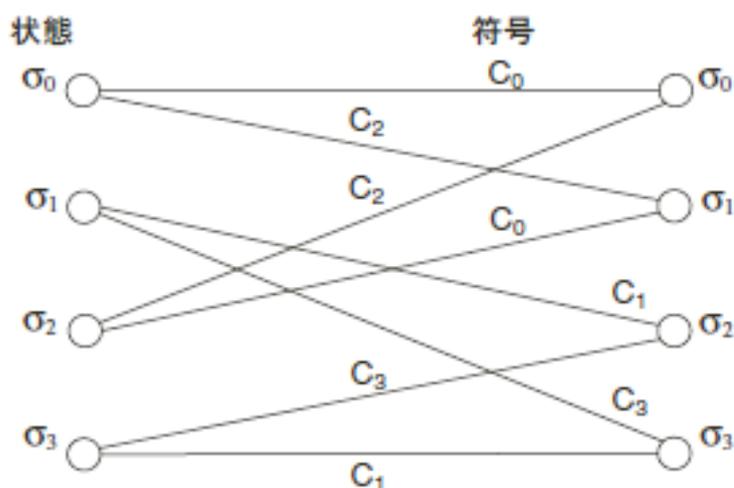


図1 4状態トレリス線図

出典: J. Proakis, “Digital Communications Fourth Edition”, McGraw-Hill, Figure 8.3 4の記述を基に作成

畳み込み符号はトレリス符号の中で線形条件を満たす符号（線形トレリス符号）であり、線形条件を満たさない符号を一般的にトレリス符号と呼んでいる。

トレリス符号として有名なものにUngerboeckによって提案された符号があり、ビット系列を符号化し、変調信号にマッピングすることからトレリス符号化変調（TCM: Trellis Code Modulation）とも呼ばれる。Ungerboeckのトレリス符号は従来の符号とは異なり、帯域を広げることなく性能の向上を実現できる。トレリス線図に基づいているため、復号はビタビアルゴリズムを用いることが可能であり、この点は畳み込み符号と同じである。

従って、トレリス符号はトレリス線図に基づいた状態遷移を行うため、復号法として硬判定・軟判定のビタビアルゴリズムを用いることができ、効率的な復号が可能である。

(3) 歴史

ビット系列をブロックに区切り、ブロック単位で符号化を行うブロック符号がある。ブロック符号は、有限なガロア体上で計算することが可能で、数学的に扱いやすいものであった。また、畳み込み符号は、ビタビアルゴリズムにより効率的な復号が可能であり、優れた符号利得が得られる。しかしながら、これらの符号は、符号化率の逆数で信号帯域を広げる必要があった。それに対して、信号帯域を広げることなく、性能の向上を実現したのがUngerboeckのトレリス符号である。

【参考資料】

[1] J. Proakis, “Digital Communications Fourth Edition”, McGraw-Hill.

【技術分類】 3-3-1 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正符号化技術

【 F I 】 H03M13/29

【 C P C 】 H03M13/29

【技術名称】 3-3-1-2 ターボ符号

【技術内容】

(1) 概要

ターボ符号は、1993年にBerrouらによって提案された誤り訂正符号[1]であり、繰り返し復号を用いることによって、シャノン限界に迫る非常に良好な特性を実現できる。符号器は2つの再帰的組織畳み込み(RSC: Recursive Systematic convolutional)符号器をインタリーブで接続することで非常に長い符号語を生成する。復号器は、それぞれのRSC符号器に対応した復号器で構成され、対数尤度比をやり取りすることで効率的に復号を行う。

まず、基本原理について(2)で説明した後、(3)において符号化、復号方法について説明する。最後に(4)において技術動向について説明する。

(2) 基本原理

ターボ符号は、シャノン限界に近い復号特性を実現できる非常に強力な誤り訂正能力を持つ符号である。ターボ符号の原理を説明するために、復号器構成を図1に示す。

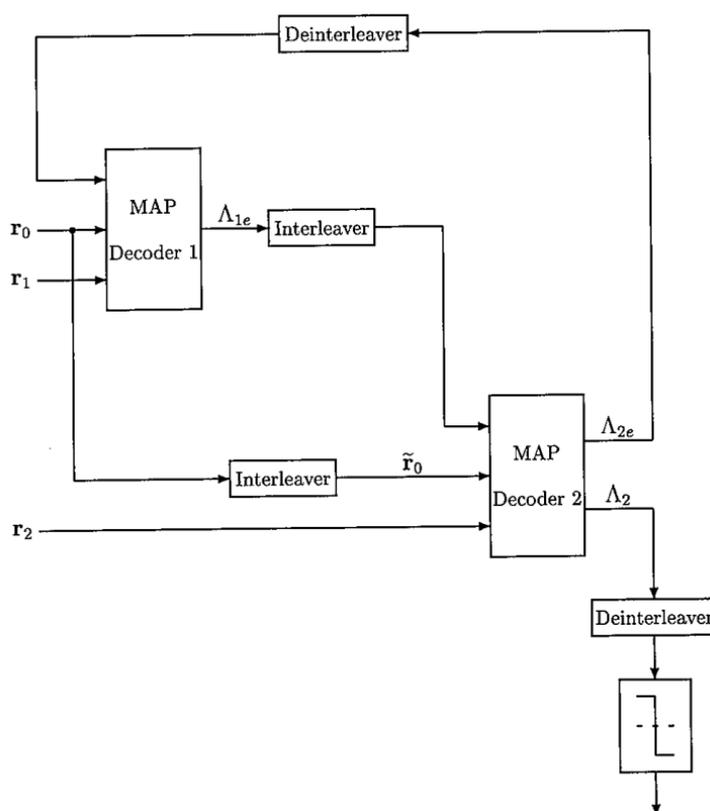


図1 ターボ符号復号器構成

出典 B. Vucetic et al., "Turbo Codes," Kluwer Academic Publishers, Figure 6.2を元に作成

図1において r_0, r_1, r_2 は受信信号を示し、後に説明するように、それぞれ組織符号、符号器1、2で生成されたパリティビットに対応する。復号器は、それぞれの符号器に対応する最大事後確率(MAP: Maximum A Posteriori)復号器により構成される(それぞれMAP Decoder 1, 2と図中で定義)。各

MAP Decoderは、組織符号の受信信号 (r_0 , もしくはインタリーブされた \tilde{r}_0) とそれぞれのパリティビットの受信信号 (r_1 , もしくは r_2) を入力とし、外部値 (Λ_{1e} , もしくは Λ_{2e}) を出力する. MAP Decoder1の外部値 Λ_{1e} は、MAP Decoder2においては、各情報ビットの事前確率(a priori probabilities)として用いることができる. 逆にMAP Decoder2の外部値 Λ_{2e} は、MAP Decoder1においては、各情報ビットの事前確率として用いることができる. この特徴を理容し、MAP Decoder1, MAP Decoder2を繰り返し動作させることによって、外部値を更新し、十分収束した後、最終的にはMAP Decoder2において復号結果を得る. 図2は、この繰り返し復号の効果を示している. 図に示すように繰り返し数1(Iteration #1)に比較して、#2, #3と繰り返し処理を行うことによって、Binary Error Rateが改善していることがわかる.

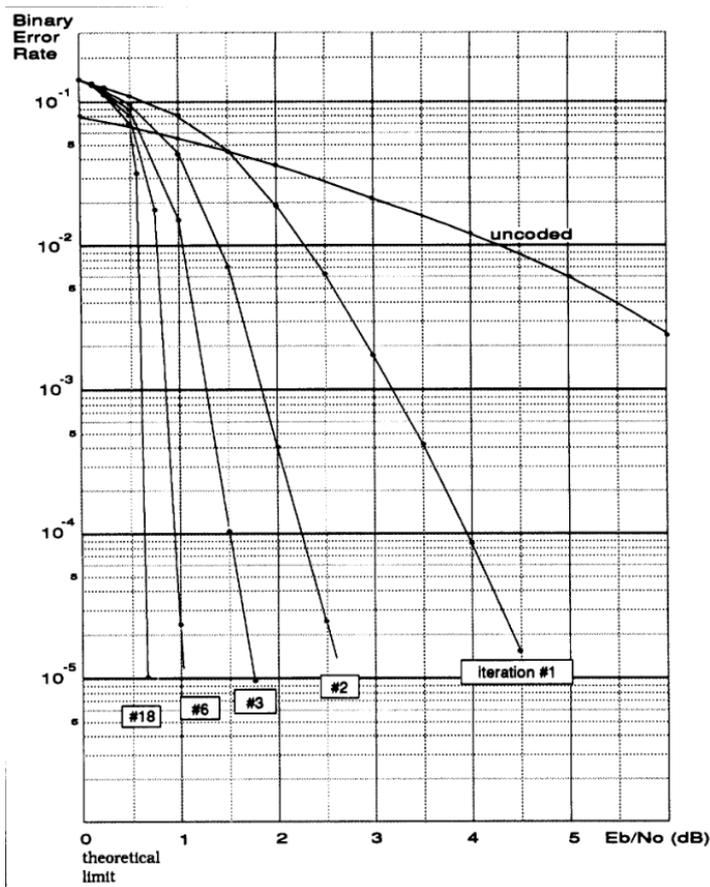


図2 繰り返し復号の効果

出典 C. Berrou, et al., "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," Proceedings of ICC'93 - IEEE International Conference on Communications, vol.2, pp.1064-1070, 1993, Figure 5.

この繰り返し復号において、MAP Decoder1とMAP Decoder2の間にあるインタリーバが重要な役割を果たす. インタリーバの第一の目的は、短い拘束長の畳み込み符号によって、長いブロック符号を生成することである. もう一つは、繰り返し復号アルゴリズムを適用するために、2つのMAP Decoderの入力(別のMAP Decoderの外部値)の相関をなくすことである. このため、このインタリーバの生成が特性に大きな影響を及ぼす.

(3) 符号器, 復号器

ターボ符号器の構成を図3に示す. 図から分かるように、2つのRSC符号器がインタリーバを介して並列に接続した構成となっている. この構成から、ターボ符号は並列接続畳み込み符号 (PCCC: Parallel

Concatenated Convolutional Code)とも呼ばれる(直列に接続したSerial Concatenated Convolutional Codeもあるが、並列構成のほうが一般的によく用いられているため、本資料でもPCCCを用いて説明する)。RSC符号器は、畳み込み符号器において出力ビットを入力ビットに帰還する構造になっている。図は符号化率 $R = 1/2$ 、拘束長 $K = 5$ のRSC符号器であり、組織符号器であるため、情報ビット v_0 と各RSC符号器のパリティビット v_1 と v_2 を出力する。この場合の符号器の符号化率 R_{turbo} は $1/3$ となる。

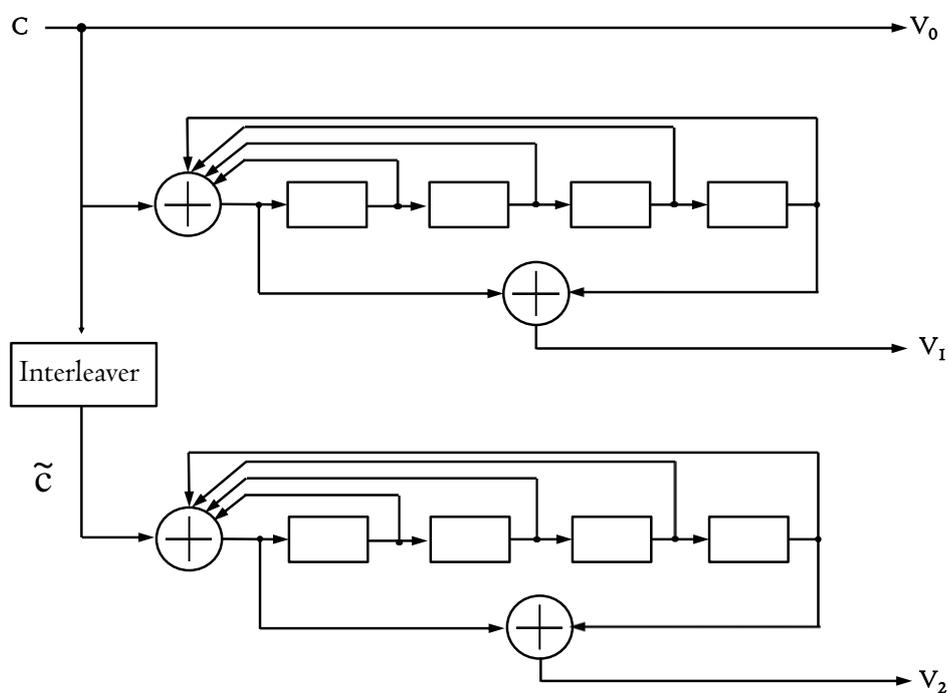


図3 ターボ符号器構成

出典 B. Vucetic et al., "Turbo Codes," Kluwer Academic Publishers, Figure 4.2を元に作成

ターボ復号器は既に述べたように、2つのMAP Decoderにより構成され、それぞれのRSC符号器に対応する。最初の繰り返し処理時には外部値 Λ_{2e} は零(すなわち事前確率はない)として、MAP Decoder1で復号処理を行う。MAP Decoder1の外部値 Λ_{1e} を事前確率として用いてMAP Decoder2の復号処理を行う。これを繰り返し行い、最終繰り返し時に硬判定を行い、復号結果として出力する。

(4) 技術動向

シャノン限界に近い復号特性を実現できる符号として、畳み込み符号とリードソロモン符号との接続符号などの検討が行われてきたが、長い符号語であるターボ符号の効率的な復号方法の発明により、ターボ符号は非常に注目されるようになった。移動通信システムとしてが、第三世代において、例えばW-CDMAにおけるデータチャネルの誤り訂正符号として採用されている。LTE (Long-Term Evolution)における標準化では、LDPC符号とどちらを採用するについて議論が行われたものの、ターボ符号が継続採用された。このとき、W-CDMAで採用されたターボ符号で問題として挙げられたのが並列処理に関してである。元々ターボ符号におけるMAP復号では逐次処理が行われており、LTEの要求条件である高速伝送における問題が指摘されていた。これを解決するために、誤り率特性も良好で、かつ高速化に適した並列処理が可能なQPP (Quadratic Permutation Polynomial)インタリーブ[3]の適用が検討され、本インタリーブが採用された。QPPインタリーブ前の第 i ビット($0 \leq i \leq k$)が、QPPインタリーブ後に第 $\Pi(i)$ ビットにマッピングされるとすると、 $\Pi(i)$ は以下の式で定義される。

$$\Pi(i) = (f_1 i + f_2 i^2) \bmod k \quad (3.)$$

ここで、 f_1 、 f_2 は係数であり、適切に定めることによって、QPPインタリーブは情報ビット長が k に対数する全ての約数に対して、並列処理が可能となるという特徴がある。例えば、 $k = 2^{10} = 1024$ である場合、その約数である2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 512の並列処理が可能となる。

また、移動通信で必須の様々な符号化率を実現する必要がある。図3で示した符号器は符号化率 $R_{turbo} = 1/3$ であり、この出力を調整することで、様々な符号化率を実現する。これをRate Matchingと呼ぶ。LTEにおいては、図4に示すCBRM (Circular Buffer Rate Matching)[4]が採用されている。CBFMでは、図3で示した符号器出力である、情報ビット v_0 と各RSC符号器のパリティビット v_1 と v_2 をそれぞれ別々のサブブロックインタリーブに入力した後、Circular bufferに入力する。このCircular bufferから、必要なビット数 n だけ順に出力する。これにより、任意の符号化率 $R_{RM} = k/n$ を実現することができる。また、出力するビットの開始位置を複数設定できる。例えば、図中の1st Txと記載された開始位置の場合、情報ビット v_0 の大部分とパリティビット v_1 と v_2 の一部を送信している。また、2nd Txと記載された開始位置の場合、情報ビットは送られず、パリティビットのみが送られている。これは、ハイブリッドARQにおいて再送時に符号化率を低減するのに有効である。またさらに別の箇所では、必要なビット数 n を抜き出す際に、bufferの最終ビット位置を越えて出力する必要がある。このときはbufferの先頭に戻る。このため、Circular bufferと呼ばれている。

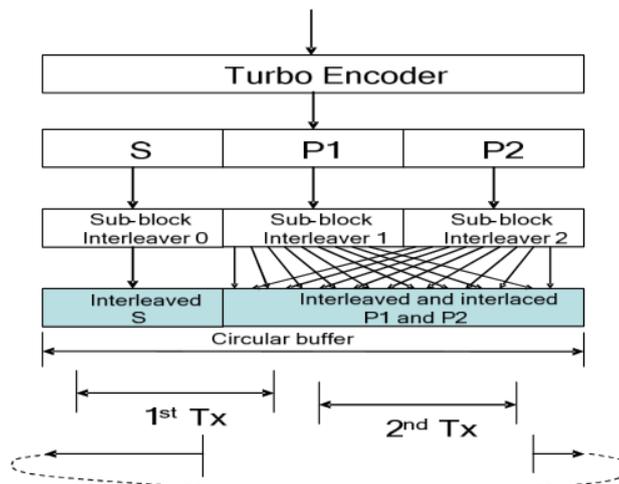


図 4. CBRM 構成

出典 J.F. Cheng, et al., “Analysis of circular buffer rate matching for LTE turbo code,” in Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC), Sep. 2008, Figure 1

【出典】

- [1] C. Berrou et al., “Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes,” Proceedings of ICC’93 - IEEE International Conference on Communications, vol.2, pp.1064–1070, 1993.
- [2] J.F. Cheng et al., “Analysis of circular buffer rate matching for LTE turbo code,” in Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC), Sep. 2008.

【参考資料】

- [3] B. Vucetic et al., “Turbo Codes,” Kluwer Academic Publishers.
- [4] J. Sun et al., “Interleavers for turbo codes using permutation polynomials over integer rings,” IEEE Transactions on Information Theory, vol 51, Issue 1, Jan. 2005, pp. 101 – 119.

【技術分類】 3-3-1 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正符号化技術

【 F I 】 H03M13/19

【 C P C 】 H03M13/19

【技術名称】 3-3-1-3 LDPC(Low Density Parity Check)

【技術内容】

(1) 概要

LDPC符号は、検査行列が低密度であり、優れた最尤復号特性を保證するランダム性を保ちつつ、復号に適した構造、すなわち、疎なグラフ構造を兼ね備えており、シャノン限界に迫る復号特性を実現する。

まず、基本原理について(2)で説明した後、(3)において符号化、復号方法について説明する。最後に(4)において技術動向について説明する。

(1) 基本原理

低密度パリティ検査(Low Density Parity Check Code: LDPC)符号は、1960年代にGallagerにより提案された符号である[1]。LDPC符号はシャノン限界に迫る性能を持つことが理論、実験の両面から再認識された。実用的にもターボ符号と並んで、LDPC符号の復号計算量と復号特性とのトレードオフは連接符号に対しても優位にたち、次世代の誤り訂正符号として有望視されている。

LDPC符号を特徴付ける顕著な点として、この符号が(擬似)ランダムに構成される点が挙げられる。通信路符号化定理により補償されているように、符号語長が十分に長い場合、ランダム符号アンサンブルから選び出された符号は、ほぼ確実に優れた最尤復号性能を持つ。しかし、ランダム符号は効率のよい復号を助ける構造をもたないため、それを復号するには符号長に対して指数時間の計算時間が必要となる。LDPC符号のように検査行列が低密度である符号は、優れた最尤復号特性を保證するランダム性を保ちつつ、復号に適した構造である疎なグラフ構造を兼ね備えている。

LDPC符号は、 M_c 行 N_c 列の疎な行列 P を検査行列とする符号であり、どの列のハミング重み(列重み)も ω_c 、($\omega_c \ll M_c$)で、どの行のハミング重み(行重み)も ω_r である。図1にGallagerによるLDPC符号の検査行列の構成法を示す。各行の重みが一定(ω_r)であり、各列の重みが1となるような行列を用意し、この行列のランダム列置換を $\omega_c - 1$ 個生成してLDPC符号の検査行列を構成する。

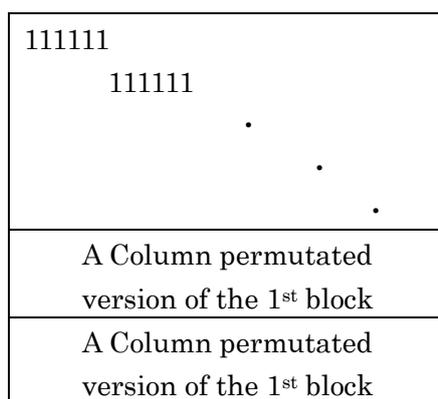


図1. Gallager による構成法 ($\omega_r = 6, \omega_c = 3$)

出典 和田山正, “低密度パリティ検査符号とその復号法LDPC(Low Density Parity Check)符号/sum-product復号法,”トリケップス 発行, 第4章sum-product復号法 の記述を基に作成

(3) 符号化, 復号方法

LDPC符号は線形符号であるので、その符号化は生成行列を情報ベクトルに乗じることにより行うこ

とができる。しかしながら、符号長を n とした場合、その処理量は $O(n^2)$ となる。LDPC符号の復号は線形時間で可能であるため、場合によっては復号よりも符号化に時間がかかることになる。これを解決するために、Richardsonらは、一般のLDPC符号においても、適切な行置換、列置換を施すことにより、パリティ検査行列の右上三角成分を零に近づける手法を提案している[2]。パリティ検査行列が、上三角、もしくはそれに近い行列とすることで、生成行列を作成することなく、後退代入を繰り返し計算することにより、線形時間で符号化が可能となる。

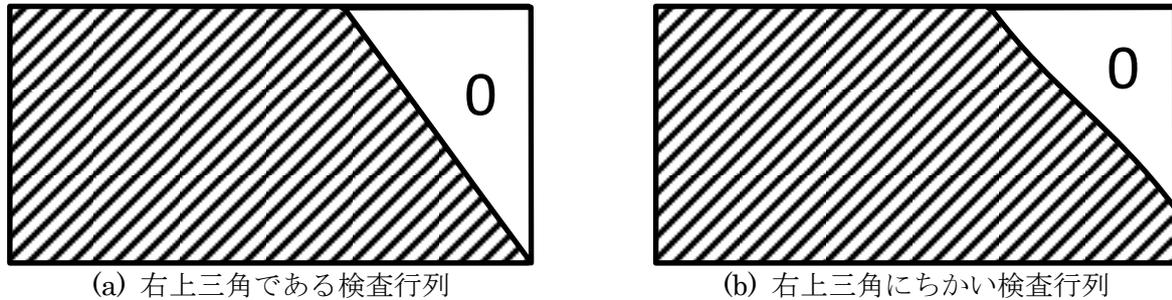


図 2. 符号化が容易な検査行列構成（斜線部分に非零成分が含まれることを表す）

出典 和田山正, “低密度パリティ検査符号とその復号法LDPC(Low Density Parity Check)符号/sum-product復号法,”トリケップス 発行, 第2章低密度パリティ検査符号における図2.6を元に作成

LDPC符号の復号法の一つであるsum-product復号法は、グラフィカルモデル上における確率伝搬アルゴリズムであり、送信シンボルの事後確率分布を受信信号系列に基づいて計算する手法である。sum-product復号法には、線形符号のタナーグラフを用いる。タナーグラフは、線形符号を定義する検査行列から構成され、タナーグラフを構成するノードは(a)検査行列の列数のメッセージノードと、(b)検査行列の行数のチェックノード、2つからなる。タナーグラフでは、もし検査行列の i 行 j 列目要素が1ならば、またその条件が満たされるときに限り j 番目のメッセージノードと i 番目のチェックノードが辺で結ばれる。タナーグラフの例を図3に示す。

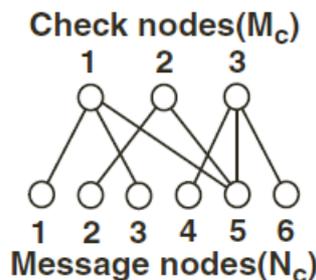


図 3 タナーグラフ

出典 和田山正, “低密度パリティ検査符号とその復号法LDPC(Low Density Parity Check)符号/sum-product復号法,”トリケップス 発行, 第4章sum-product復号法の記述を元に作成

sum-product復号法は、タナーグラフ上におけるメッセージパッシングアルゴリズムと考えられ、図4(a)に示すように、行処理における外部値 α_{mn} の更新は、メッセージノードから送られてきたメッセージを基にして各チェックノードが新しくメッセージノードへ送るメッセージを生成しているものとみなすことができる。列処理では、図4(b)に示すように事前値 β_{mn} を更新する。すなわち、メッセージノードでは積計算による事前値の更新が、チェックノードでは、積和計算による外部値の更新が行われ、それらを反復処理で行う。

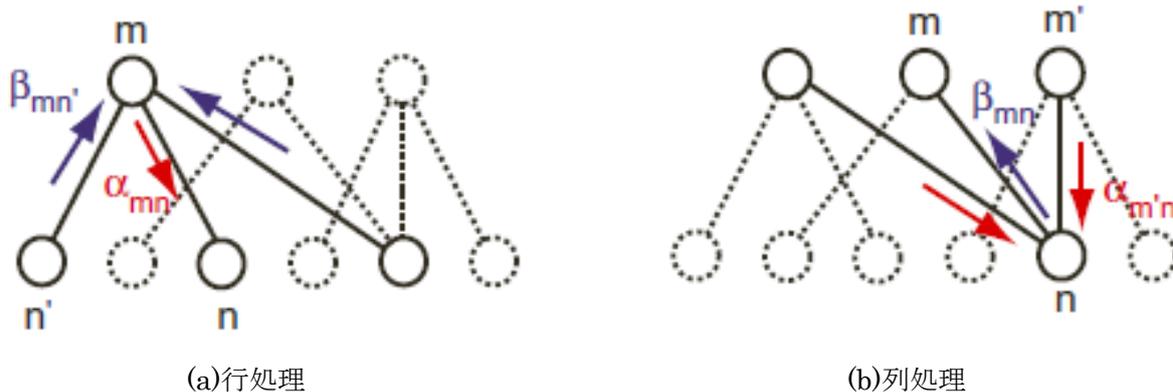


図4 sum-product 復号法

出典 和田山正, “低密度パリティ検査符号とその復号法LDPC(Low Density Parity Check)符号 /sum-product復号法,” トリケップス 発行, 第4章sum-product復号法の記述を元に作成

(4) 従来動向

基本原理で述べた通り, LDPC符号は, 1960年代にGallagerにより提案された符号である[1]. このLDPC符号は, Mackay らによって再発見 [3] されて以降, シヤノン限界に近い特性を実現できることから着目されている.

しかしながら, 移動通信では単に特性が優れるだけではなく, 様々な要求条件が課せらる. 具体的には, 様々な符号化率・符号長への対応, ハイブリッドARQ (Automatic Repeat reQuest)の一種である, Incremental redundancy法 (再送時により低い符号化率を生成する方法) の適用, 高速化に適した並列処理を有する符号構成などがある[4]. これらの要素を実現する最も重要な構成である構造を有する (Structured)LDPC符号[5]について説明する. 一般的な LDPC 符号は, 密度発展法などで最適化された行, 列重みを実現するように, (擬似)ランダムに検査行列を生成する (基本原理参照) ため, 様々な符号長を実現することが困難である. そこで, Structued LDPC符号では, 図5(a)に示すbase graph (もしくはproto graph) と呼ばれる比較的チェックノード・ビット数の小さいグラフ (更に一般化した構成をMulti-Edge Typeと呼ぶ) を構成し, このグラフをLiftingする. 具体的には, 図5(b)に示すように, base graphを整数倍 (図では m 倍) にコピーした後, 順序入替を適用することによって, 整数 (m) 倍のグラフを生成する. この整数 m を調整することによって所望のサイズの符号を生成する (これをLiftingと呼ぶ). 同様の処理を行列表記で示す. base graphのパリティ検査行列を以下のように \mathbf{H}_{base} と定義する.

$$\mathbf{H}_{base} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

このとき, Lift後の行列 \mathbf{H} は以下のように計算できる.

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} P^2 & 0 & 0 & P^4 \\ 0 & P^4 & P^1 & 0 \\ P^3 & P^5 & P^2 & P^5 \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

このように, Base graphの行列内の要素1を P^l と変更すればよい. ここで, P^l はサイズ $m \times m$ の順序入替行列(Permutation matrix)であり, 単位行列を l だけCyclic Shiftしている. 例えば, $m = 4, l = 1$ にお

ける P^1 は以下のようにあらわされる.

$$P^1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

以上のように, 3×4 のbase graphの検査行列から $m = 4$ 倍の検査行列, すなわち 12×16 の検査行列が生成できることを確認した.

ここで注意が必要なのは, 順序入替を注意深く決定する必要があることである. これを適切に行わない場合には, 内径(Grith)と呼ばれる値が小さくなり, Sum-product復号法が適切に動作せず, 大幅な特性劣化の要因となる. これらに加え, 様々な符号化率の実現, Incremental redundancy法の実現, 高速化に適した並列処理を有する符号構成の実現法といった項目があるが, これらについては, 文献[4]を参照されたい.

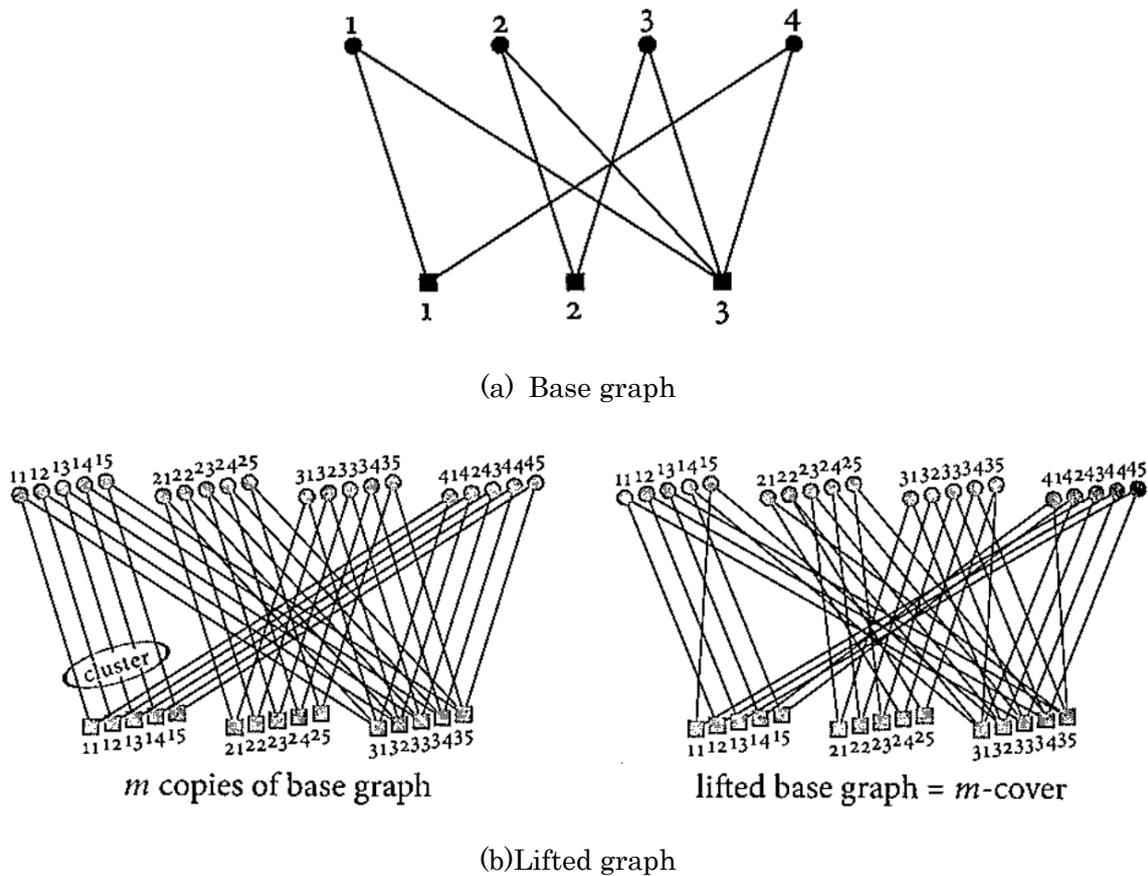


図 5. 構造を有する(Structured)LDPC 符号

出典 T. Richardson et al., “Moden Coding Theory,”Cambridge University Press, Figure7.29, 7.30.
を元に作成

LDPC符号は, ターボ符号と同様に良好な特性を示すことから, 移動通信においても適用が検討され, Structed LDPC符号を用いる構成が, WiMAX[6]ではオプション機能 (実装が必須とされていない機能) ではあるものの, 標準化されている. また, 3GPPにおけるLTE (Long-Term Evolution)では標準化は見送られたものの, 3GPP2 における Ultra Mobile Broadband(UMB)[7] でも, 高速伝送を行う端末に限定した機能として, Structed LDPC符号が標準化されている. 更に, 現在3GPPで標準化が進行しているNew Radioと呼ばれる第五世代移動通信において, Structed LDPC符号がデータチャネルの誤り訂

正符号として採用されている[8]。ただし、Incremental redundancy法の実現はWiMAXでは採用されていないなど、それぞれの規格で異なる要求条件により異なる構成となっている点に注意が必要である。

【出典／参考資料】

- [1] 和田山正, “低密度パリティ検査符号とその復号法LDPC(Low Density Parity Check)符号 /sum-product復号法,”トリケップス 発行
- [2] T.Richardson et al., “Efficient encoding of low density parity check codes,” IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 638–656, Feb. 2001.
- [3] D. MacKay and R. Neal, “Near Shannon limit performance of low density parity check codes,” Electronics Letters, vol.32, no.18, p.1645, 1996.
- [4] 三木信彦, “広帯域移動通信に適した LDPC 符号と移動通信環境における基本性能評価”電子情報通信学会和文論文誌B Vol.J98-B, no.1, Jan. 2015.
- [5] T. Richardson et al., “Moden Coding Theory,”Cambridge University Press, 2008.
- [6] IEEE, “IEEE Standards for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems - Amendment 3: Management PLANE Procedure and Services,” 2007.
- [7] 3GPP2, “C.S0084-001-0 v3.0, Physical Layer for Ultra Mobile Broadband (UMB) Air Interface Specification,” 2008.
- [8] Draft Report of 3GPP TSG RAN WG1 #87 v0.2.0.

【技術分類】 3-3-1 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正符号化技術

【 F I 】 H03M13/13

【 C P C 】 H03M13/13

【技術名称】 3-3-1-4 Polar符号

【技術内容】

(1) 概要

Polar 符号は、2000 年代後半に、文献[1]において Erdal Arıkan が提案した非常に新しい誤り訂正符号であり、信路分極(Channel Polarization)と呼ばれる現象を用いることにより、ターボ符号、LDPC 符号と同様にシャノン限界に迫る復号特性を実現できる非常に強力な誤り訂正符号である。

まず、Polar 符号を理解する上で重要となる通信路分極について(2)で説明した後、(3)において符号化、復号方法について説明する。最後に(4)において技術動向について説明する。

(2) 通信路分極

まず、通信路分極について説明する。通信路分極とは、独立の通信路に対して通信路結合(Channel Combining)、通信路分解(Channel Splitting)を繰り返し適用することによって、対称通信路容量が1もしくは0となる通信路に分極する現象を示している。

ここでは、入力記号を $\mathcal{X} = \{0, 1\}$ 、出力記号を \mathcal{Y} とする二元対称定常無記憶対称通信路を W とし、 $x \in \mathcal{X}$ から $y \in \mathcal{Y}$ への遷移確率を $W(y|x)$ と定義する。また通信路 W を $N = 2^n$ チャンネル用いて通信を行う場合を用いて説明する。通信路結合では、通信路 W を再帰的な手法で繰り返し結合し、通信路 $W_N : \mathcal{X}^N \rightarrow \mathcal{Y}^N$ を生成する。図1(a)に $N = 2^1 = 2$ ($n = 1$)の場合を示す。この場合、通信路 W をコピーして、排他的論理和を追加する。これにより、通信路 $W_2 : \mathcal{X}^2 \rightarrow \mathcal{Y}^2$ が得られる。更に、図1(b)に $N = 2^2 = 4$ ($n = 2$)の場合を示す。この場合、通信路 W_2 をコピーし、 R_4 で示す置換(Permutation)処理を行った後、排他的論理和処理を行う。これにより、通信路 $W_4 : \mathcal{X}^4 \rightarrow \mathcal{Y}^4$ が得られる。図1(c)に、通信路 $W_{N/2}$ から通信路 W_N を生成する方法を示している。図に示すように、通信路 $W_{N/2}$ をコピーし、 R_N で示す置換処理を行った後、隣接するビット間で排他的論理和処理を行う。ここで、 R_N は、リバースシャッフルと呼ばれる処理であり、図中の (s_1, s_2, \dots, s_N) と (v_1, v_2, \dots, v_N) の関係は、 $(v_1, v_2, \dots, v_N) = (s_1, s_3, \dots, s_{N-1}, s_2, s_4, \dots, s_N)$ である。図中の通信路 $W_{N/2}$ は、通信路 $W_{N/4}$ から導出可能であり、再帰的処理を行うことで、通信路 W_N は通信路 W により定義できる。この処理により、独立な N 通信路から結合通信路 W_N が生成された。

次に、この結合通信路 W_N を N 通信路に分解(通信路分解)する。ここで、結合通信路 W_N の入力を $(u_1, u_2, \dots, u_N) \in \mathcal{X}$ とし、出力を $(y_1, y_2, \dots, y_N) \in \mathcal{Y}$ とする。このとき、通信路分解を行った第 i 通信路($1 \leq i \leq N$)を $W_N^{(i)} : \mathcal{X} \rightarrow \mathcal{Y}^N \times \mathcal{X}^{i-1}$ と定義する。ここで、第 i 通信路 $W_N^{(i)}$ の入力を $u_i \in \mathcal{X}$ とし、出力を $(y_1, y_2, \dots, y_N) \in \mathcal{Y}$ 、 $(u_1, u_2, \dots, u_{i-1}) \in \mathcal{X}$ とする。この通信路分解後の通信路を見てわかるように、第 i 通信路 $W_N^{(i)}$ の入力を u_i を復号するためには、 $(u_1, u_2, \dots, u_{i-1})$ が必要である。したがって、 $i = 1$ から順に復号処理を行う逐次除去復号(Successive Cancellation Decoding)が必要となる。

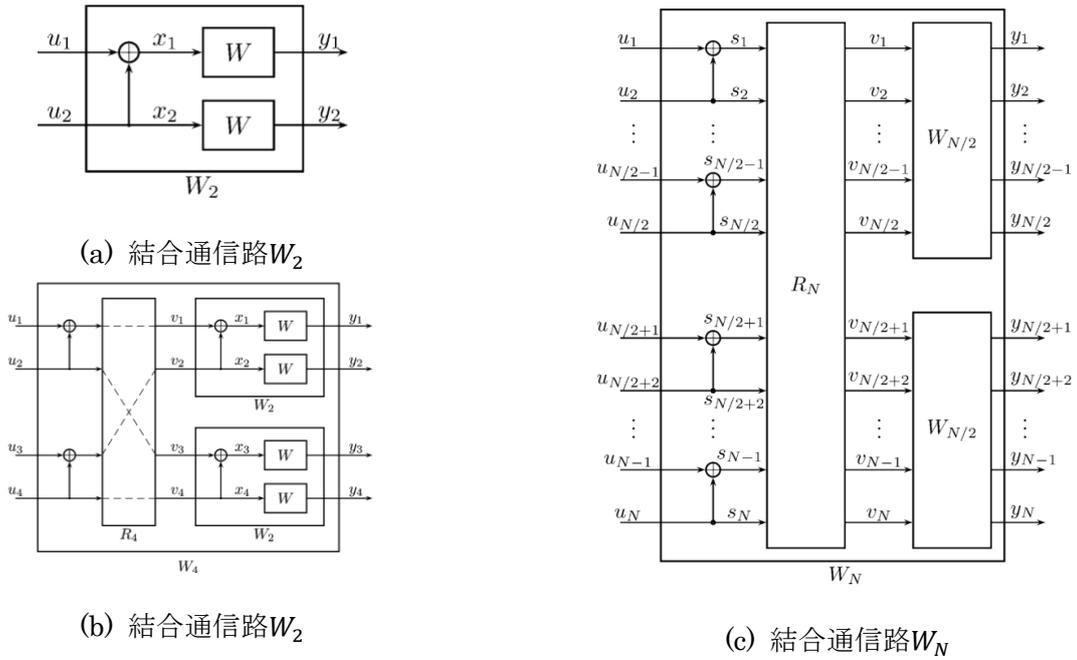


図 1 通信路結合

出典 E. Arikan, "Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels," IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY Volume: 55 no: 7, pp.3051-3073, 2009, Fig.1, 2, 3.

ではこの通信路分解後の通信路の通信路容量を確認する。ここで、二元対称定常無記憶対称通信路の一例として、消失率 ϵ がである二元消失通信路(Binary Erasure Channel)を用いる。この時の通信路容量は $I(W) = (1 - \epsilon)$ である。ここでは消失率として $\epsilon = 0.5$ の場合を用いて説明する。このときの通信路容量は0.5となる。これを $N = 1024$ 通信路用い、通信路分解した後の通信路値を図 2 に示す。図に示すように、多くの通信路の通信路容量が 0, もしくは 1 に近い値となっている。このように、 N を無限大にすることで、通信路値は 0, もしくは 1 に収束することが示されている。また、通信路容量が 0, 1 となる割合は、通信路容量 $I(W)$ に漸近する。従って、 N が無限大の場合に、通信路容量が 1 となる通信路のみを用いて通信を行うことによりシャノン限界を実現できる。

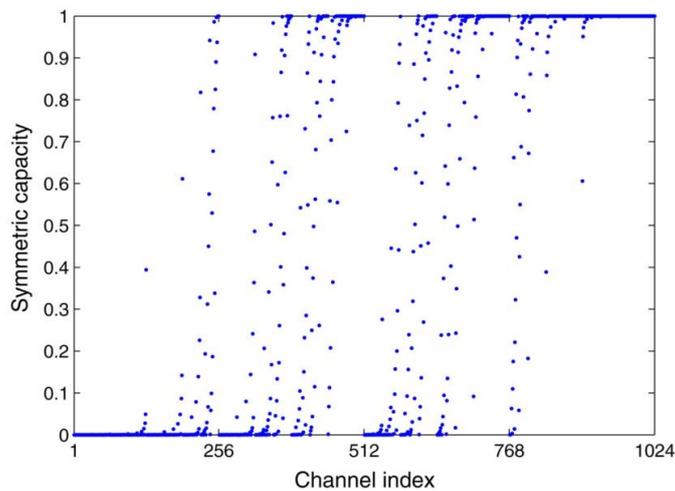


図 2 通信路分解後の通信路容量

出典 E. Arıkan, "Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels," IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY Volume: 55 no: 7, pp.3051-3073, 2009, Fig.4.

(3) 符号化・復号処理

次に、具体的な符号化、復号方法について説明する。図 1(c)に示す結合通信路を修正し、通信路 W への入力 (すなわち符号語) を明記した構成を図 3 に示す。図に示すように、入力 (u_1, u_2, \dots, u_N) と符号語 (x_1, x_2, \dots, x_N) の関係は、以下のように表すことができる。

$$(x_1, x_2, \dots, x_N) = (u_1, u_2, \dots, u_N)G_N \tag{3.48}$$

ここで、 G_N は、以下の式であらわされる。

$$G_N = F^{\otimes n} B_N \tag{3.49}$$

B_N はビット反転行列(Bit reversal permutation)、 $F^{\otimes n}$ は以下の式で定義される。

$$F^{\otimes n} = \begin{pmatrix} F^{\otimes(n-1)} & 0 \\ F^{\otimes(n-1)} & F^{\otimes(n-1)} \end{pmatrix}, \quad F^{\otimes 1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \tag{3.50}$$

以上を用い、符号化について説明する。(2) で述べた通り、 N が無限大の場合には、通信路容量が 1 となる通信路のみを用いて通信を行えばよい。ここで、『通信路容量が 1 となる通信路のみを用いる』とは、通信路容量が 0 となるチャネルに対応するビットを送受で既知のダミービットとし、通信路容量が 1 となるチャネルに対応するビットに情報ビットを多重して送信することを意味する。このような送受で既知のダミービットのことを Polar 符号では凍結ビット(Frozen bit)と呼ぶ。実際には N は有限であるため、通信路容量は 0 と 1 の間の値をとる。従って、 K ビットの情報ビットを送信する場合、通信路容量の高い K 個の通信路分極後チャネルの入力ビットに対して情報ビットを多重し、残りの通信路容量の低い $(N - K)$ 個の通信路分極後チャネルの入力ビットを凍結ビット (値を 0) とする。これにより生成された (u_1, u_2, \dots, u_N) と G_N を乗算することによって、符号語 (x_1, x_2, \dots, x_N) を得ることができる。

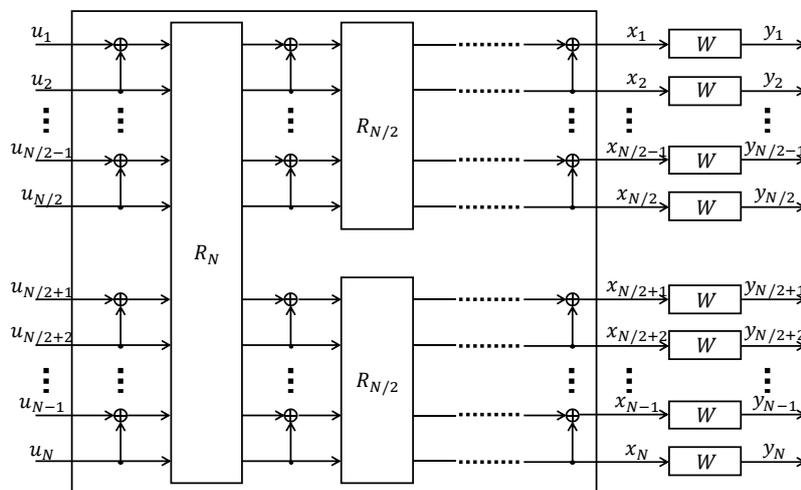


図 3. 符号化器の構成

出典 E. Arkan, "Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels", IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY Volume: 55 no: 7, pp.3051-3073, 2009, Fig.3 を元に作成

次に復号処理について説明する. 第*i*通信路 $W_N^{(i)}$ の入力を u_i を復号するためには, 以下の遷移確率の比(Likelihood Ratio) LR_i を計算すればよい.

$$LR_i = \frac{W_N^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_N, \hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots, \hat{u}_{i-1} | u_i = 0)}{W_N^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_N, \hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots, \hat{u}_{i-1} | u_i = 1)} \quad (3.51)$$

ここで, \hat{u}_i は第*i*通信路 $W_N^{(i)}$ の入力の復号結果を示し, $W_N^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_N, \hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots, \hat{u}_{i-1} | u_i = z)$ は, $u_i = z \in \mathcal{X}$ から $(y_1, y_2, \dots, y_N, \hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots, \hat{u}_{i-1})$ への遷移確率を示している. この LR_i を用いて, u_i は以下のように復号される.

$$\hat{u}_i = \begin{cases} 0 & (LR_i \geq 1) \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.52)$$

既に述べた通り, \hat{u}_i を求めるためには, $(\hat{u}_2, \dots, \hat{u}_{i-1})$ が既知である必要があるため, $i = 1$ から順に復号処理を行う.

しかしながら, N が無大の場合には情報ビットを多重する通信路の通信路容量はすべて1であるため, 逐次除去復号法で良好な特性を得ることができるものの, 有限長の場合には図2に示すように通信路容量にばらつきが生じる. 図から分かるように, i の増加に伴い, 通信路容量は必ずしも単調増加しない. すなわち, 逐次除去復号法では, 通信路容量の低い通信路を先に復号する必要がある, この結果を用いて後段の通信路を復号することになる. しかしながら, そのような場合には誤り伝播が発生する場合があります, 大幅に特性が劣化する. この問題を解決するため, 逐次除去リスト復号法(SCLD: Successive Cancellation Decoding)[2], 逐次除去スタック復号法(SCSD: Successive Cancellation Stack Decoding)[3]等が提案されている. 更に, LTE以降, 音声も含め全データをパケット伝送する全パケット伝送が採用されている. このようなパケット伝送においては, パケットの誤りの有無を検出するため, 一般的にCRC(Cyclic Redundancy Check)符号に代表される誤り検出符号が接続される. このCRC符号を用いるCRCを用いる逐次除去リスト復号法[4]が提案されており, 更なる特性改善が期待される.

(4) 技術動向

既に述べた通り, Polar符号は, 2000年代後半に, Erdal Arkanが提案した非常に新しい誤り訂正符号である. また, 文献[1]は, 2010年に, Information Theory Society Paper Awardを受賞しており, 非常に注目されている符号である. 一方で, Polar符号は, 符号長 N が十分大きい場合にはシャノン限界に迫る復号特性を実現できるものの, N が小さい場合にはターボ符号, LDPC符号と比較して特性が大幅に劣化するという問題があった. しかしながら, (3)で述べた. 逐次除去リスト復号法, 更にCRCの適用などにより特性が改善し, 両符号と同等の特性が実現できることが知られている. このような復号法は, 実装面も併せて数多くの論文が発行されている. 更に, Polar符号の特性は凍結ビット位置に大きく依存する. このため, 文献に示されるように様々な凍結ビットの決定アルゴリズムについても数多くの論文が発行されている.

また, 現在標準化が進行している3GPP(3rd Generation Partnership Project)におけるNew

Radio と呼ばれる第五世代移動通信において、制御チャネルの誤り訂正符号として採用されており[5]、今後様々な分野への適用が期待される。

【出典】

- [1] E. Arıkan, “Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels,” IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY Volume: 55 no: 7, pp.3051-3073, 2009.

【参考資料】

- [1] E. Arıkan, “Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels,” IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY Volume: 55 no: 7, pp.3051-3073, 2009.
- [2] I. Tal and A. Vardy, “List decoding of polar codes,” 2011 IEEE Int. Symp. Inf. Theory Proc., pp.1–5, Jul. 2011.
- [3] K. Niu and K. Chen, “Stack decoding of polar codes,” Electron. Lett., vol.48, no.12, p.695, 2012.
- [4] K. Niu and K. Chen, “CRC-aided decoding of polar codes,” IEEE Commun. Lett., vol.16, no.10, pp.1668–1671, Oct. 2012.
- [5] Draft Report of 3GPP TSG RAN WG1 #87 v0.2.0

【技術分類】 3-3-2 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正復号化技術

【 F I 】 H03M13/39

【 C P C 】 H03M13/39

【技術名称】 3-3-2-1 MAP(Maximum A Posteriori) algorithm

【技術内容】

(1) 概要

最大事後確率 (MAP) 復号は、各ビットの事後確率(APP: a posteriori probability)を最大化する復号方法であり、ターボ符号の要素復号器としてよく用いられる。ここでは、事後確率について定義した後、最も代表的なBCJR(Bahl, Cocke, Jeinek, Raviv)アルゴリズム[1]について説明する。

(2) アルゴリズム詳細

MAP復号は、ビット誤り率の最小化という観点で最尤復号よりも優れている。MAP復号では、受信信号系列 \mathbf{y} が与えられた条件下で、情報ビット d_k ($k=1,2,\dots,K$) に関して $P(d_k | \mathbf{y})$ を最大とする $d_k = \pm 1$ のいずれかを復号結果として出力する。事後確率 $P(d_k | \mathbf{y})$ の対数尤度比(LLR: Log Likelihood Ratio)を

$$L(\hat{d}_k) = \ln \frac{P(d_k = +1 | \mathbf{y})}{P(d_k = -1 | \mathbf{y})} \quad (3.53)$$

と定義すると、これを何らかのアルゴリズムに基づいて計算し、 $L(\hat{d}_k) \geq 0$ ならば、 $\hat{d}_k = +1$ 、 $L(\hat{d}_k) < 0$ ならば、 $\hat{d}_k = -1$ と判定すれば良い。以降では、MAP復号アルゴリズムとして代表的なBCJRアルゴリズムについて説明する[1]。

図1にトレリス線図を示す。時刻 k におけるトレリス線図の状態を s_k (s_0, s_K は全零状態) と定義する。時刻 $k-1$ と時刻 k での特定の状態を s_k, s_{k-1} とすると、 $L(\hat{u}_k)$ は

$$L(\hat{d}_k) = \ln \frac{P(d_k = +1 | \mathbf{y}) p(\mathbf{y})}{P(d_k = -1 | \mathbf{y}) p(\mathbf{y})} = \ln \frac{\sum_{(s_{k-1}, s_k), d_k = +1} P(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y})}{\sum_{(s_{k-1}, s_k), d_k = -1} P(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y})} \quad (3.54)$$

となる。ただし、 $p(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y})$ は \mathbf{y} と状態 s_{k-1} から s_k への遷移に関する結合生起確率である。ここで、無記憶通信路の伝送における符号器のマルコフ性の条件から $p(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y})$ は

$$p(s_{k-1}, s_k, \mathbf{y}) = p(s_{k-1}, \mathbf{y}_1^{k-1}) p(s_k, \mathbf{y}_k | s_{k-1}) p(\mathbf{y}_k^K | s_k) \quad (3.55)$$

$$= \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k) \quad (3.56)$$

となる。ただし、 \mathbf{y}_i^j は i から j 番目の成分に関する部分系列である。上式を用いて $L(\hat{d}_k)$ は

$$L(\hat{d}_k) = \ln \frac{\sum_{(s_{k-1}, s_k), d_k = +1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{(s_{k-1}, s_k), d_k = -1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (3.57)$$

と書き表せる. なお, $\alpha_k(s_k)$ と $\beta_k(s_k)$ は, 以下の再帰的な形式で表せる.

$$\alpha_k(s_k) = \sum_{s_{k-1}} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \quad (3.58)$$

$$\beta_{k-1}(s_{k-1}) = \sum_{s_k} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k) \quad (3.59)$$

また, $\gamma_k(s_{k-1}, s_k)$ は

$$\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = p(s_k, \mathbf{y}_k | s_{k-1}) = p(\mathbf{y}_k | s_{k-1}, s_k) P(s_k | s_{k-1}) = q(d_k | s_{k-1}, s_k) p(\mathbf{y}_k | d_k) P(d_k) \quad (3.60)$$

と表せる. ただし, $q(d_k | s_{k-1}, s_k)$ は $d_k = \pm 1$ に対して s_{k-1} から s_k への遷移ブランチが存在すれば1, 存在しなければ0である. $P(d_k)$ は d_k に関する事前情報であり, ターボ符号の復号では二つの復号器間でLLRを受け渡すことにより得ることができる[2]. また, $p(\mathbf{y}_k | d_k)$ は, 最尤復号におけるビタビアルゴリズムのブランチメトリックとして容易に計算できる.

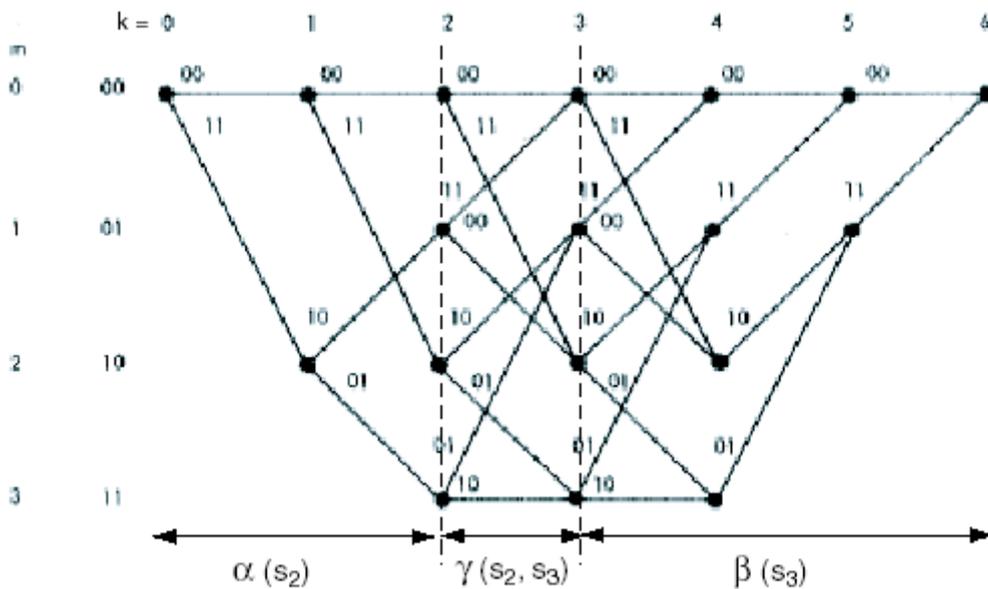


図1 BCJR アルゴリズムによる MAP 復号

出典 : L.Bahl et al., "Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-20(2), pp.284-287, March 1974, Fig.3を基に加筆修正.

BCJRアルゴリズムでは, 上式から $\gamma_k(s_{k-1}, s_k)$ を計算し, 順方向 $\alpha_k(s_k)$ と逆方向 $\beta_k(s_k)$ を全ての時刻において計算した後, 各ビットに関する事後確率 $L(\hat{d}_k)$ を計算する.

MAP復号は, 各ビットの事前情報を用いることで最尤復号より優れた復号性能を実現する. また, LLRに基づいた計算を行うため, 軟判定値出力が可能という特徴がある.

畳み込み符号の最尤復号は, 各ビットの事前情報が得られない場合にはMAP復号と同じ復号性能を実現するため, 従来はビタビアルゴリズムによる復号が一般的であった. しかしながら, ターボ符号の復号のように繰り返し復号により事前情報が得られる場合には, MAP復号の方が優れており, 次の繰り返しのための事前情報も出力可能であるため, MAP復号が注目されるようになった.

【出典】

- [1] L.Bahl et al., "Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-20(2), pp.284-287, March 1974.

【参考資料】

- [2] C. Berrou et al., "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," Proceedings of ICC'93 - IEEE International Conference on Communications, vol.2, pp.1064-1070, 1993.

【技術分類】 3-3-2 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正復号化技術

【 F I 】 H03M13/41

【 C P C 】 H03M13/41

【技術名称】 3-3-2-2 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm)

【技術内容】

(1) 概要

軟出力ビタビアルゴリズム (SOVA: Soft Output Viterbi Algorithm) は、ビタビアルゴリズムに基づいて軟入力し、軟出力を得るアルゴリズムである。代表的なMAP復号アルゴリズムであるBCJR (Bahl, Cocke, Jeinek, Raviv) アルゴリズムにおいて軟出力を得るためには、双方向演算が必要となる。SOVAではこれをビタビ復号と同様に前方向演算のみで得る方法であり、演算量が大幅に削減できる。

(2) アルゴリズム詳細

SOVAは、ビタビアルゴリズムに基づいて軟入力し、軟出力を得るアルゴリズムである。時刻 j における情報ビットを u_j とすると、SOVAでは $u_j = +1$ のブランチを含むパス中でパスメトリックに関して最尤なパスと、 $u_j = -1$ に関して最尤なパスとのパスメトリックの差分から対数尤度比 $L(\hat{u}_j)$ を計算する。

以降に、SOVAの計算手順を示す[1], [2].

- ・ 図のように時刻 k での状態 s_k^1 における生き残りパスをpath-1とし、この状態において時刻 j のシンボル \hat{u}_j^1 に関して保持する事後確率のLLR(Log Likelihood Ratio)を $\hat{L}_j(s_k^1) = \hat{L}_j^1$ とし、比較対象のパスをpath-mとする。
- ・ 同様に、時刻 k において状態 s_k^2 における生き残りパスをpath-2とし、この状態において時刻 j におけるシンボル \hat{u}_j^2 に関して保持する事後確率のLLRを $\hat{L}_j(s_k^2) = \hat{L}_j^2$ とし、比較対象のパスをpath-nとする。
- ・ 時刻 $k+1$ においてpath-1とpath-2がマージし、path-1が生き残りパスとなると仮定し、両者のパスメトリックの差分を Δ とする。
- ・ $\hat{u}_j^1 \neq \hat{u}_j^2$ のとき、生き残りパスであるpath-1と競合するパスは、 $\hat{u}_j^m \neq \hat{u}_j^2$ よりpath-mと、さらに $\hat{u}_j^2 \neq \hat{u}_j^1$ よりpath-2である。それぞれのpath-1とのメトリックの差分は \hat{L}_j^1 、 Δ であるため

$$\hat{L}_j(s_{k+1}) = \min(\Delta, \hat{L}_j^1) \quad (3.61)$$

となる。

$\hat{u}_j^1 = \hat{u}_j^2$ のとき、生き残りパスであるpath-1と競合するパスは、 $\hat{u}_j^m \neq \hat{u}_j^1$ よりpath-mと、さらに $\hat{u}_j^2 \neq \hat{u}_j^1$ よりpath-nである。それぞれのpath-1とのメトリックの差分は \hat{L}_j^1 、 $\Delta + \hat{L}_j^2$ であるため

$$\hat{L}_j(s_{k+1}) = \min(\Delta + \hat{L}_j^2, \hat{L}_j^1) \quad (3.62)$$

となる。

SOVAでは、最尤なパス間のパスメトリックの差分から対数尤度比を計算するため、ビタビアルゴリズムに基づいた計算が可能で、計算量を大幅に削減できるという特徴がある。また、通信路に関する情報、すなわち、 E_b/N_0 を必要としない。

MAP復号アルゴリズムであるBCJRアルゴリズムでは、トレリス線図内の全てのパスを考量して対数尤度比を計算する必要があるため、計算量を非常に多かつた。また、無限のダイナミックレンジが必要であった。

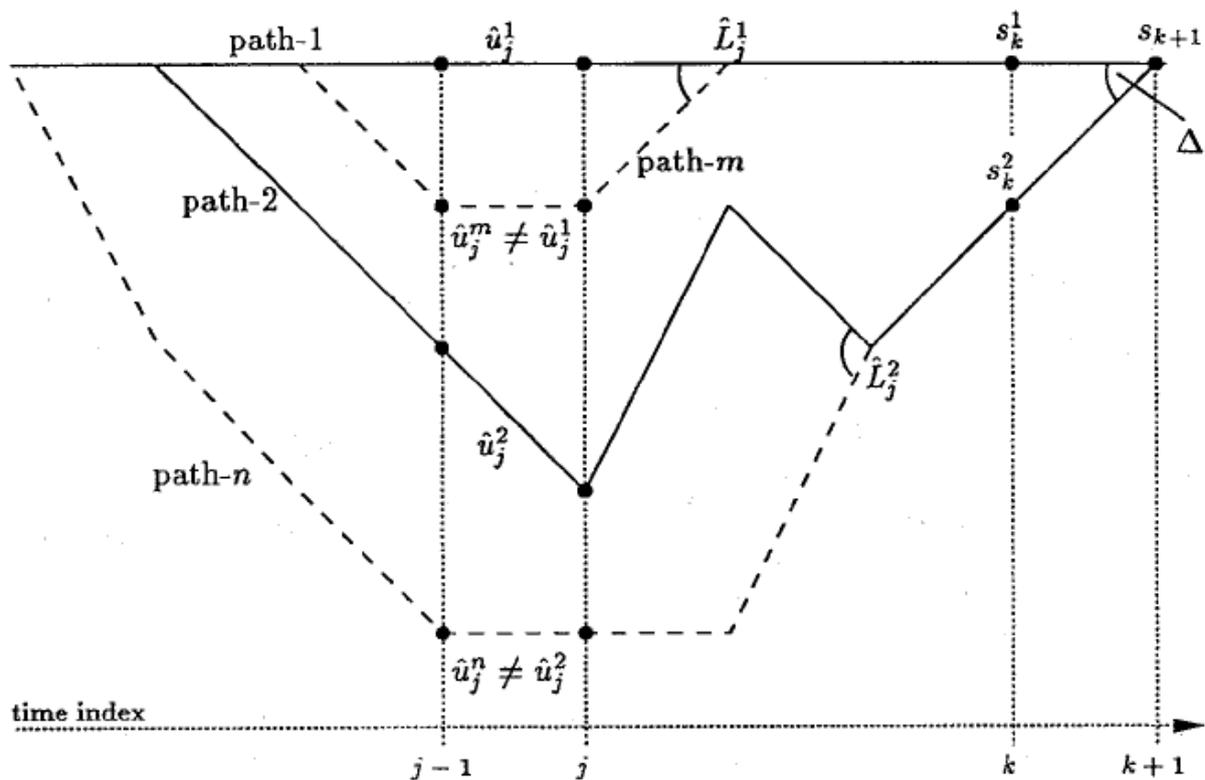


図 1. SOVA アルゴリズム

出典： M. Fossorier et al., "On the equivalence between SOVA and Max-Log-MAP decodings," IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 5, pp. 137-139, May 1998, Figure 1.

【出典】

- [1] M. Fossorier et al., "On the equivalence between SOVA and Max-Log-MAP decodings," IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 5, pp. 137-139, May 1998.

【参考資料】

- [2] J. Hagenauer et al., "A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and Its Application," Proc. IEEE GlobeCom Conf., pp. 1680-1686, 1989.

【技術分類】 3-3-2 MIMO 周辺技術／誤り制御技術／誤り訂正復号化技術

【 F I 】 H03M13/39

【 C P C 】 H03M13/39

【技術名称】 3-3-2-3 Log-MAPアルゴリズム

【技術内容】

(1) 概要

代表的な MAP 復号アルゴリズムである BCJR(Bahl, Cocke, Jeinek, Raviv)アルゴリズムでは、非常に大きなダイナミックレンジと計算量が必要となるため、対数領域での計算と近似によりこれらを回避する Max-Log-MAP アルゴリズムが知られている。さらに、Log-MAP アルゴリズムは、その近似による誤差を補償する補正項を加える。以降、各アルゴリズムについて説明する。

(2) Max-Log-MAP アルゴリズム詳細

Max-Log-MAP アルゴリズムは、対数領域での計算と近似により最尤パスのみで事後確率を計算する。具体的には、以下の近似式を用いる。

$$\ln \sum_j e^{a_j} \approx \max_j a_j \quad (3.63)$$

この近似式を用いて、時刻 k における情報ビット d_k の事後確率の対数尤度比 $L(\hat{d}_k)$ は

$$\begin{aligned} L(\hat{d}_k) &= \ln \frac{\sum_{(s_{k-1}, s_k), d_k=+1} \alpha(s_{k-1}) \gamma(s_{k-1}, s_k) \beta(s_k)}{\sum_{(s_{k-1}, s_k), d_k=-1} \alpha(s_{k-1}) \gamma(s_{k-1}, s_k) \beta(s_k)} \\ &\approx \max_{(s_{k-1}, s_k), d_k=+1} [\ln \alpha(s_{k-1}) + \ln \gamma(s_{k-1}, s_k) + \ln \beta(s_k)] - \max_{(s_{k-1}, s_k), d_k=-1} [\ln \alpha(s_{k-1}) + \ln \gamma(s_{k-1}, s_k) + \ln \beta(s_k)] \\ &= \max_{(s_{k-1}, s_k), d_k=+1} [\alpha'(s_{k-1}) + \gamma'(s_{k-1}, s_k) + \beta'(s_k)] - \max_{(s_{k-1}, s_k), d_k=-1} [\alpha'(s_{k-1}) + \gamma'(s_{k-1}, s_k) + \beta'(s_k)] \quad (3.) \end{aligned}$$

となる。ここで、 s_k はトレリス線図の状態、 $\gamma_k(s_{k-1}, s_k)$ は条件付結合確率 $p(s_k, \mathbf{y} | s_{k-1})$ であり、

$$\alpha_k(s_k) = \sum_{s_{k-1}} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \alpha_{k-1}(s_{k-1}), \quad \beta_{k-1}(s_{k-1}) = \sum_{s_k} \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k) \quad (3.64)$$

である。 $\alpha'_{k-1}(s_{k-1})$ は、対数領域における $\alpha_{k-1}(s_{k-1})$ である。BCJR アルゴリズムでは、時刻 $k-1$ から k に遷移する全ブランチを対象として $L(\hat{d}_k)$ を計算するため、トレリス線図内の全てのパスを考慮しているが、Max-Log-MAP では、このような近似を用いることで、最大値を探索する問題に帰着できることから各状態において生き残りパスのみを検討すれば良く、図のように $\alpha'_{k-1}(s_{k-1})$ の計算は順方向のビタビアルゴリズムにおいて、 $\beta'_k(s_k)$ の計算は逆方向のビタビアルゴリズムにおいて行うことができる[1]。

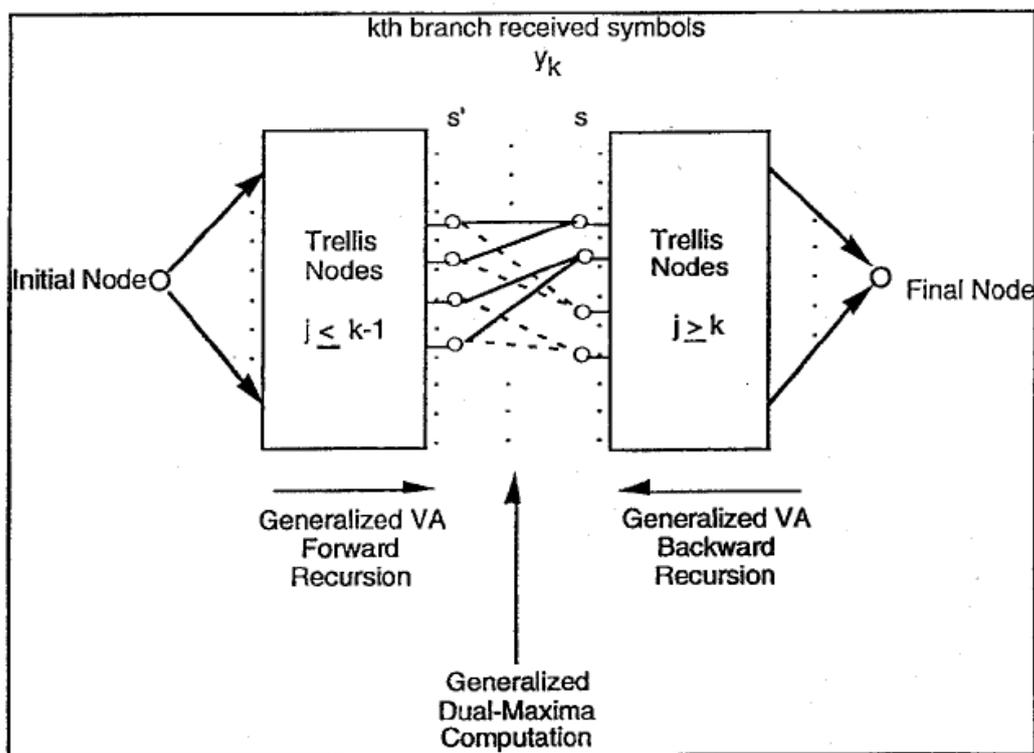


図 1. Max-Log-MAP アルゴリズム

出典: A.J. Viterbi, "An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 16, no. 2, pp. 260–264, 1998, Figure 1.

(3) Log-MAP アルゴリズム詳細

Log-MAP アルゴリズムでは, Max-Log-MAP に対して補正項を加えることで, BCJR と等価な計算を対数領域で実現する. 補正項は近似による誤差を補償するために必要であり,

$$\ln(e^x + e^y) = \max(x, y) + \ln(1 + e^{-|x-y|}) \quad (3.65)$$

から, 補正項は $\ln(1 + e^{-|x-y|})$ となる. これを量子化しテーブルに保存しておくことで簡単に実装できる. ただし, Max-Log-MAP と異なり, 補正項加算の際に適切な正規化が行われる必要があるため, E_b/N_0 に関する情報が不可欠となる.

【出典】

- [1] "A.J. Viterbi, "An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 16, no. 2, pp. 260–264, 1998.

【参考資料】

- [1] "A.J. Viterbi, "An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 16, no. 2, pp. 260–264, 1998.

【技術分類】 3-3-3 誤り検出・再送制御技術

【 F I 】 H04L1/16

【 C P C 】 H04L1/16

【技術名称】 3-3-3-1 Hybrid-ARQ(Automatic Repeat reQest)

【技術内容】

(1) 概要

ハイブリット ARQ(HARQ)は、以前の送信時の軟判定値と再送時の軟判定値を合成する、または、再送時にパンクチャしたビットを送信することにより、再送時の誤り訂正能力を向上させる。まず、(2)で基本原理について説明した後、(3)で技術動向について述べる。

(2) 基本原理

HARQ は、ARQ と誤り訂正符号を組み合わせることで再送時に誤り訂正能力を向上させ、再送回数を低減させる技術である。従来は図 1(a)に示すように、データパケットに誤りがある場合には当該パケットは破棄し、再送を行っていた。これに対し、このパケットを破棄せず、再送パケットと合成することにより特性改善を図る方法であり、HARQ は、図 1(b)に示す Chase 合成法 (タイプ I) [3]と呼ばれる方法と、図 1(c)に示す Incremental redundancy 法 (タイプ II) [4]がある。

Chase 合成法 (タイプ I) は、以前の送信時の軟判定値と再送時の軟判定値との合成値を用いて復号を行う方法であり、再送により等価的な受信信号電力対干渉及び雑音電力比を改善することによって誤りを低減する方法である。また、Incremental Redundancy 法 (タイプ II) は、再送時にこれまで送信されていない冗長ビットを送信し、パケット合成を適用することで等価的な符号化率を低くし、誤り訂正能力を向上させる方法である。

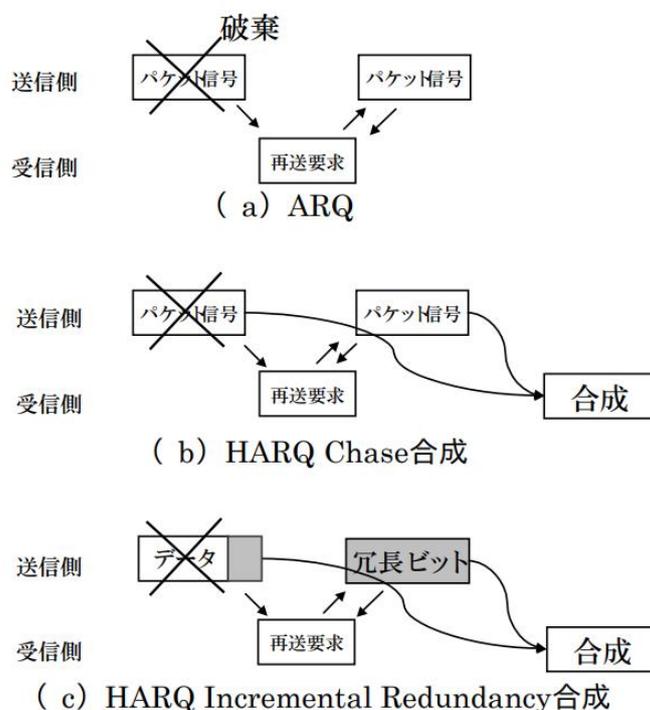


図 1 HARQ の原理

出典 川端和生他,“HSDPA の概要,” 雑誌 FUJITSU, 2007 年, 図 2.

以降では、誤り訂正符号としてターボ符号を用いた HARQ の例を説明する。HARQ の手法を図に

まとめる[2]. 符号化率 $1/3$ のターボ符号がパンクチャ周期 P でパンクチャされる場合を用いて説明する. 以下に Chase 合成法(タイプ I)と Incremental Redundancy 法(タイプ II)の手順について, 図 2 を用いて説明する.

■ Chase 合成法(タイプ I)

2 個のパリティ系列は $P = 2$ でパンクチャされ, 長さ N の情報系列とともに長さ $2N$ で送られる. 再送時には, 長さ $2N$ の軟判定値が合成され, 復号が行われる.

■ Incremental redundancy 法(タイプ II)

2 個のパリティ系列は $P = P$ でパンクチャされ, 長さ $2N/P$ の P 個の異なったパンクチャ系列が生成される. まず, 長さ N の情報系列が送信される. その際, 誤り訂正は行われない. 判定誤りが検出され, 再送される場合には, 長さ $2N/P$ のパリティ系列が送信され, 復号される. それ以降も残りのパリティ系列が順に送信される. 図の $S - PP$ は, $(P + 1)$ 回の送信により, 情報系列と 2 個のパリティ系列が完全に送信される手法である. また, 今回の例では, 初回送信時には誤り訂正は行われていないが, 初回から誤り訂正符号を行うことも可能である.

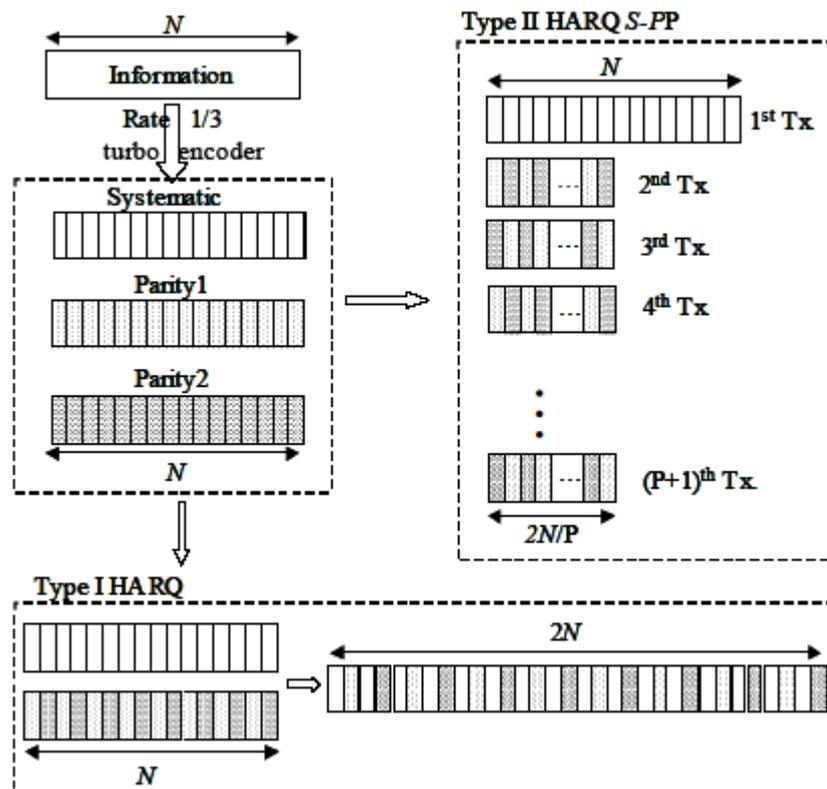


図 2 Chase 合成法(タイプ I)と Incremental redundancy 法(タイプ II)

出典 D. Garg et al., "Rate Compatible Punctured Turbo-Coded Hybrid ARQ for OFDM in a Frequency Selective Fading Channel," IEEE VTC 2003 Spring, Jeju, Korea, 2003.

(3) 技術動向

第 3 世代初頭までは, 前述のようにデータパケットに誤りがある場合には当該パケットは破棄し, 再送を行っていた. しかしながら, 再送の機能が基地局に配置されるようになるとより効率的な HARQ が用いられるようになった. 具体的には, HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access)において, Incremental Redundancy 法 (タイプ II) が採用された. 一方, また, WiMAX においては,

より簡易な Chase 合成法 (タイプ I) が用いられている。

以降, 3GPP で標準化された LTE, LTE-Advanced においては, Incremental Redundancy 法 (タイプ II) が採用されている。この実現には, Circular Buffer Rate Matching と呼ばれる方法[5]が用いられている。また, New Radio と呼ばれる第五世代移動通信においても Incremental Redundancy 法 (タイプ II) の適用が期待される。

【出典】

- [1] 川端和生他, “HSDPA の概要,” 雑誌 FUJITSU, 2007 年.
- [2] D. Garg et al., “Rate Compatible Punctured Turbo-Coded Hybrid ARQ for OFDM in a Frequency Selective Fading Channel,” IEEE VTC 2003 Spring, Jeju, Korea, 2003.

【参考資料】

- [3] D. Chase, “Code combining – a maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets,” IEEE Trans. Commun., Vol. 33, pp. 385-393, May 1985.
- [4] J. Hagenauer, “Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications,” IEEE Trans. Commun., Vol. 36, Apr. 1988.
- [5] J.F. Cheng et al., “Analysis of circular buffer rate matching for LTE turbo code,” in Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC), Sep. 2008

【技術分類】 3-4-1 MIMO 周辺技術／アンテナ／アンテナの種類・構造

【 F I 】 H01Q9/16

【 C P C 】 H01Q9/16

【技術名称】 3-4-1-1 ダイポールアンテナ

【技術内容】

(1) ダイポールアンテナの動作原理

右端が開放された平行二本線路の左側から高周波電源を加えた場合の電流分布を図 1 (a)に示す。各導線の長さは波長の 2 倍 (2λ) である。図中の正弦波は導線に流れる電流の振幅を、矢印は向きを示す。位置によって電流の大きさは異なるが、2 本の平行導線に流れる電流はどの位置においても逆向きである。空間に電流が流れると電磁波の放射が起こるが、二本の導線上を近接して逆方向に流れる電流によって空間への電磁波の放射が抑圧される。また、線路上には、左側からの入射波と右端からの反射波が合成された定在波が発生する。

右端開放端より $1/4$ 波長離れた A-A' の位置において、上部導線を直角に上側に折り曲げ、下部導線を下側に折り曲げると図 1 (b) のようになる。この場合、A-A' の位置で折り曲げられた $1/4$ 波長の長さの二本の導線部分は電流の向きが同じになるため、その部分では、電磁波の打消しは起こらず、空間に電磁波が放射される。この構造では、導体棒の上部と下部にはそれぞれ逆符号の電荷が蓄積される (ダイポール) ため、ダイポールアンテナと呼ばれる。

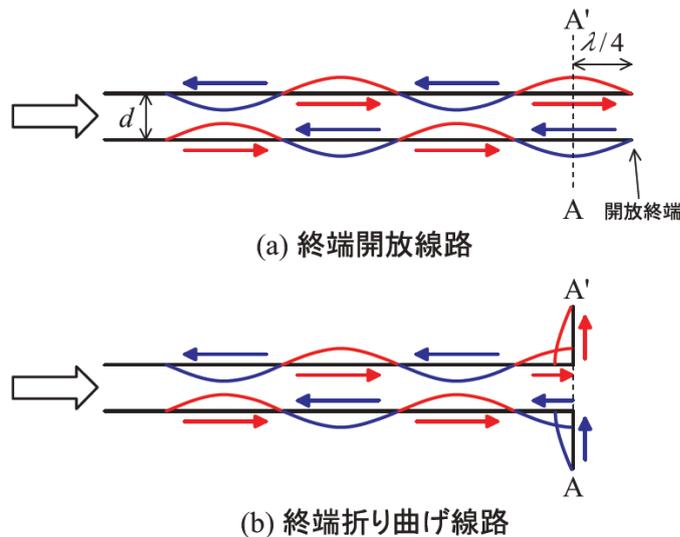


図 1 平行二本線路上の電流分布

出典：平野拓一，「線状・板状アンテナ」，電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章，2013，図4・2, p.4.

(2) ダイポールアンテナの指向特性

ダイポールアンテナは、図 2 のように、波長に比べ十分に小さいギャップを隔てて直線状に並べられた二つの導体棒よりなるが、二つの導体棒の長さが等しいものと異なるものを合わせて、一般的に、直線状ダイポールアンテナと呼ぶ。このうち、上下の導体棒の長さが同じアンテナを単にダイポールアンテナと呼び、導体棒の長さが異なるアンテナを非対称ダイポールと呼ぶ。

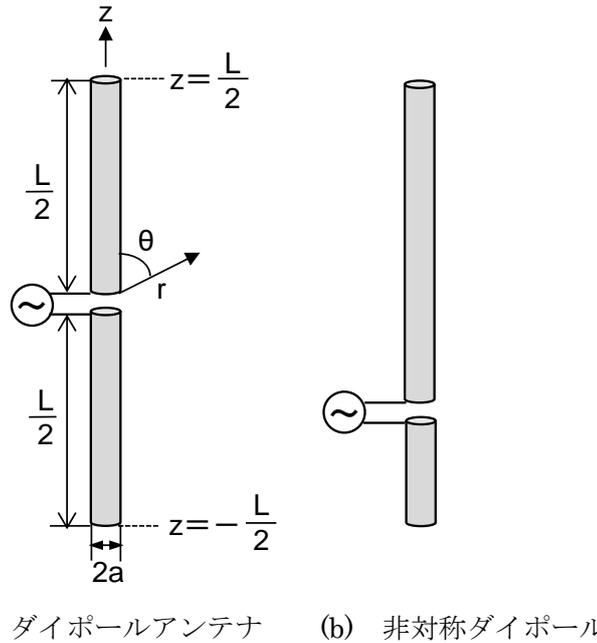


図 2 直線状ダイポールアンテナ

導体棒の直径が波長に対して十分に小さい場合、アンテナの導線上の電流分布は正弦波状となり、近似的に次式で表される。

$$I(z) = I_m \sin k_0 \left(\frac{L}{2} - z \right) \quad (3.66)$$

I_m : 電流振幅の最大値, k_0 (自由空間の波数) = $2\pi/\lambda_0$, λ_0 : 自由空間波長

このとき、アンテナ中心から r だけ離れた位置で観測される遠方放射電界は次式で与えられる、

$$E_\theta = j60I_m \frac{e^{-jk_0 r} \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos\theta\right) - \cos\frac{k_0 L}{2}}{r \sin\theta} \quad (3.67)$$

電界がのる面が E 面、磁界がのる面を H 面というが、上式より、ダイポールアンテナの放射電界は直線偏波で、導体棒を含む面が E 面、導体棒と直交する面が H 面となる。ダイポールアンテナの全長 L を $\lambda_0/2$, λ_0 , $3\lambda_0/2$ とした場合の電界面放射パターンを図 3 に示す。 L が 1 波長までは、電界放射パターンは導体棒を含む E 面では 8 の字形、導体棒に直交する H 面では一様なパターンになる。

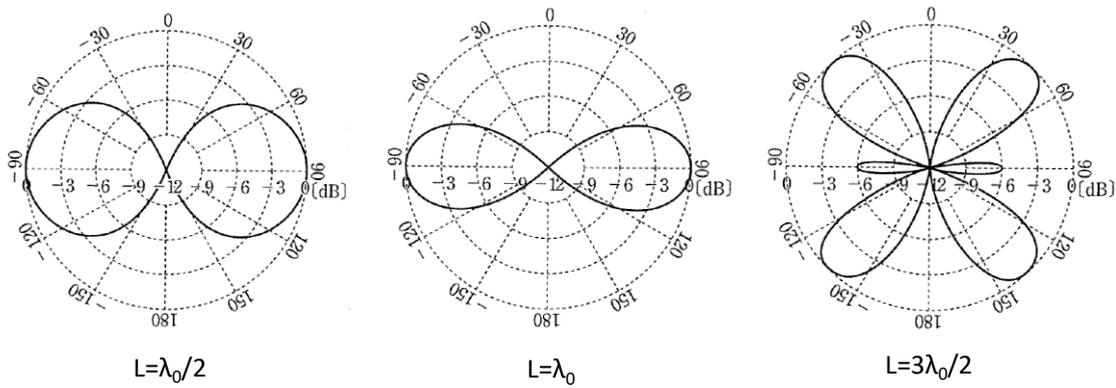


図3 ダイポールアンテナの電流分布と電界面内放射指向性

出典：後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006，図 1.2, p.134.

L が 1 波長より長くなると複数のビームやサイドローブが生じるため，ダイポールアンテナの全長は 1.5 波長以下になるように設計され，一般的に，全長 L が $\lambda_0/2$ の半波長ダイポールアンテナが使用される．半波長ダイポールアンテナの電界面放射パターン電力半値角（最も利得の大きい部分から利得が 3 dB 落ちる点までの角度）が 78° で，等方性アンテナに対する指向性利得は 2.15 となる．

(3) ダイポールアンテナのインピーダンス

図 2 で，給電点から見たアンテナのインピーダンスを入力インピーダンスという．電磁場の数値解法として，モーメント法，FDTD 法，有限要素法などがあるが，このうち，モーメント法により計算したダイポールアンテナの入力インピーダンスを図 4 に示す．ここで，アンテナ導体の太さは次式で定義されるアンテナ展開パラメータ Ω が 10 になるように設定されている．

$$\Omega = 2 \ln \frac{L}{a} \tag{3.68}$$

(L : アンテナの全長， a : アンテナ導体棒の半径)

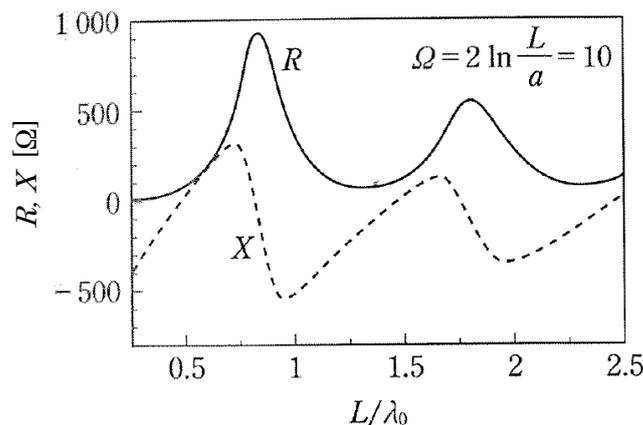


図4 ダイポールアンテナの長さに対する入力インピーダンス変化

出典：後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006，図 1.3, p.135.

ダイポールアンテナの全長が $\lambda_0/2$ (0.5 波長) の奇数倍にほぼ等しい場合に直列共振，偶数倍に近づくと並列共振が生じる¹．直列共振時入力抵抗は 100Ω 前後であるが，並列共振時の入力抵抗は数

¹ 直列共振では，回路の誘導性リアクタンス（インダクタによる）と容量性リアクタンス（コンデンサに

百Ωとなる。

図5に、半波長ダイポールアンテナの入力インピーダンスの周波数特性を示す。横軸の値はアンテナの全長が0.5波長となる周波数 f_0 で規格化している。 f_0 での入力インピーダンスは $73 + j42[\Omega]$ で誘導的である($j42[\Omega]$ は誘導性リアクタンスを示す)。半波長ダイポールアンテナを共振させるには、誘導性リアクタンス部分($j42[\Omega]$)をゼロにする必要がある。このため、導体棒の一部を切断して長さを半波長より少し短くして($\lambda_0/2$ の95%程度)共振させる。

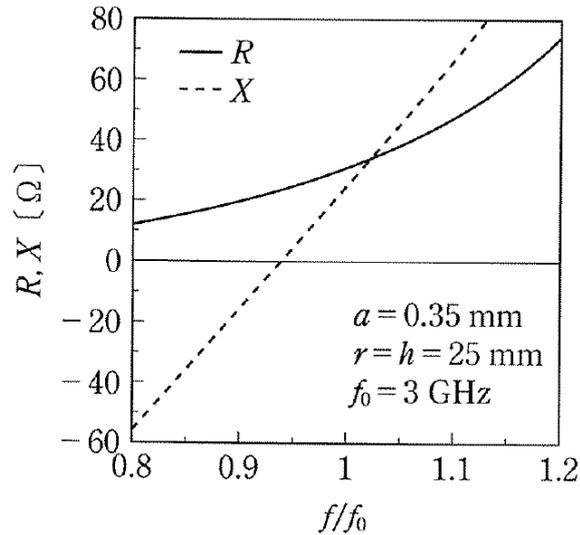


図5 半波長ダイポールアンテナの入力インピーダンス

出典：後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006，図1.4，p.135.

(4) ダイポールアンテナのMIMOへの適用例

ダイポールアンテナにおいて、偏波ダイバーシチを応用してMIMO伝送を行う方式について述べる。本アンテナは、図6(a)に示すように、1/2波長ダイポールアンテナの両端に互いに逆向きのらせん状線路を付加して、無指向性の左旋偏波と右旋偏波を発生させる。本アンテナを上から見た場合の電流分布を図6(b)に示す。図6(b)で、A点とC点、及びB点とD点の電流の大きさを位相は同じであるため、それらは仮想的なループアンテナとみることができる。

図7には本アンテナの構成を示す。1/2波長ダイポールとらせん線路からなる本アンテナは、誘電率2.2で厚さ0.508mmの基板上に作成されている。

よる)が同じ大きさとなり相殺されてインピーダンスは極小になる。並列共振では、誘導性リアクタンスと容量性リアクタンスにより電流は極小、インピーダンスは極大となる。

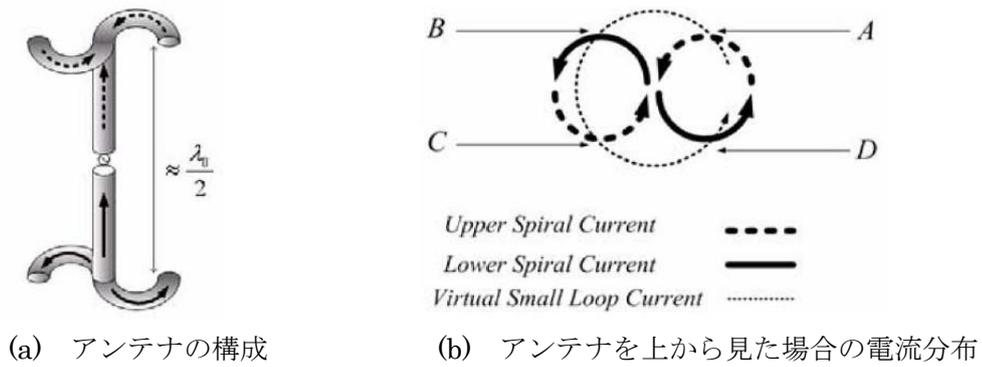


図 6 アンテナの構成と電流分布

出典: Y. Im et al., "A Spiral-Dipole Antenna for MIMO Systems", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 7, 2008, Fig.1(d),(e), p.804.

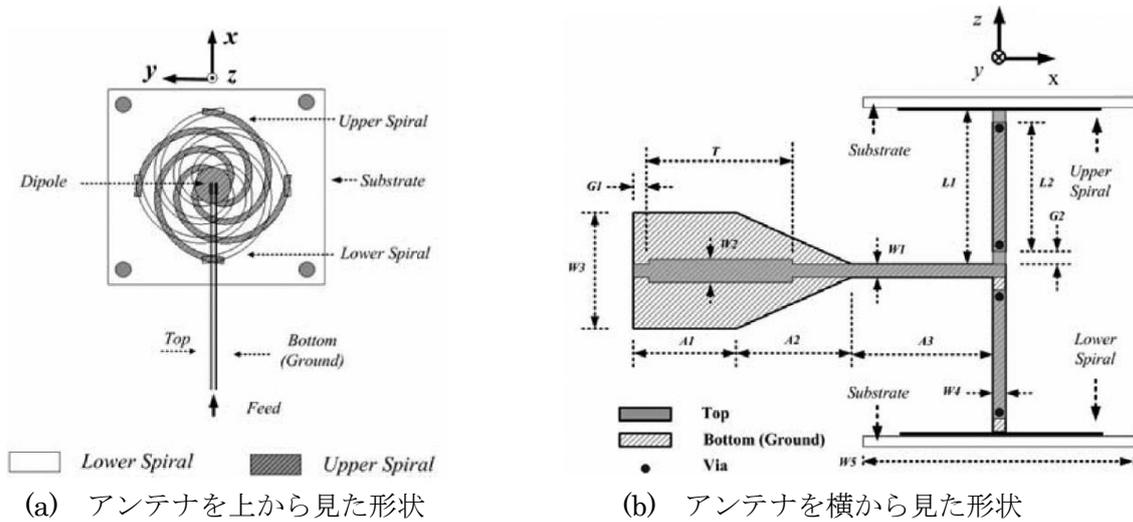


図 7 アンテナの形状

出典: Y. Im et al., "A Spiral-Dipole Antenna for MIMO Systems", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 7, 2008, Fig.2(b),(c), p.804.

MIMO では 2 より多い数のアンテナが必要であるため、非相関性を高めるために直交するアンテナが望ましい。これに対し、上部のらせん線路を下部のらせん線路で置き換えることにより、直交する右旋偏波を発生させる。図 8 (a)に、LHCP (左旋円偏波) アンテナと RHCP (右旋円偏波) アンテナから放射される電波の相互カップリング (mutual coupling) 効果を示す。二つのアンテナの放射パターンは 5.2 GHz で直交しているため、散乱パラメータは動作周波数の近辺で最小となっている。

図 8 (b)と図 8 (c)に、位相が一致している場合 (in phase) と一致していない場合 (out of phase) の放射パターンを示す。電波が無指向性であるため、両者の放射パターンが等しくなっている。このように、二つの直交するアンテナの位相差を調整することによりダイバーシチ効果が得られる。

測定の結果、中心周波数 5.2 GHz でのアンテナの帯域幅は 8 %で、利得は 3.6-dBic であった。また、左旋偏波と右旋偏波の間の非相関性 (アイソレーション) は 30 dB 以下であり、MIMO に適することが確認された。

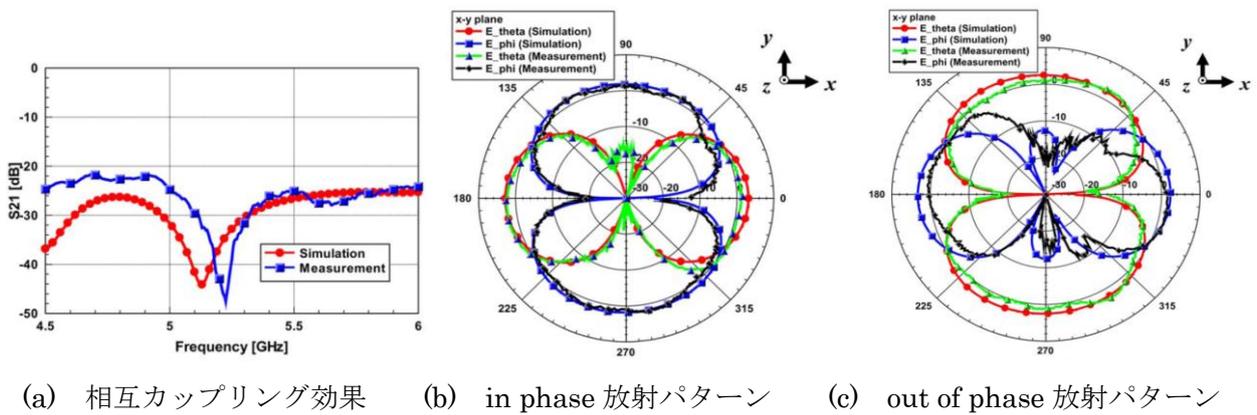


図8 LHCP アンテナと RHCP アンテナの相互カップリング効果と放射パターン

出典: Y. Im et al., "A Spiral-Dipole Antenna for MIMO Systems", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 7, 2008, Fig.6, p.806.

(5) 干渉防止特性を有する LTE 基地局のダイポールアンテナと MIMO システムへの適用

柔軟な干渉防止特性を有する LTE 基地局アンテナとその MIMO システムについて述べる. 図9に, アンテナの構成を示す. 所望の周波数で干渉防止機能を提供するために, 逆方向に配置された窓型スロットが平面パッチ上にエッチングされている. 窓型スロットは, 図9(c)に示すように, 二つの U 字形スロットの組合せで表される.

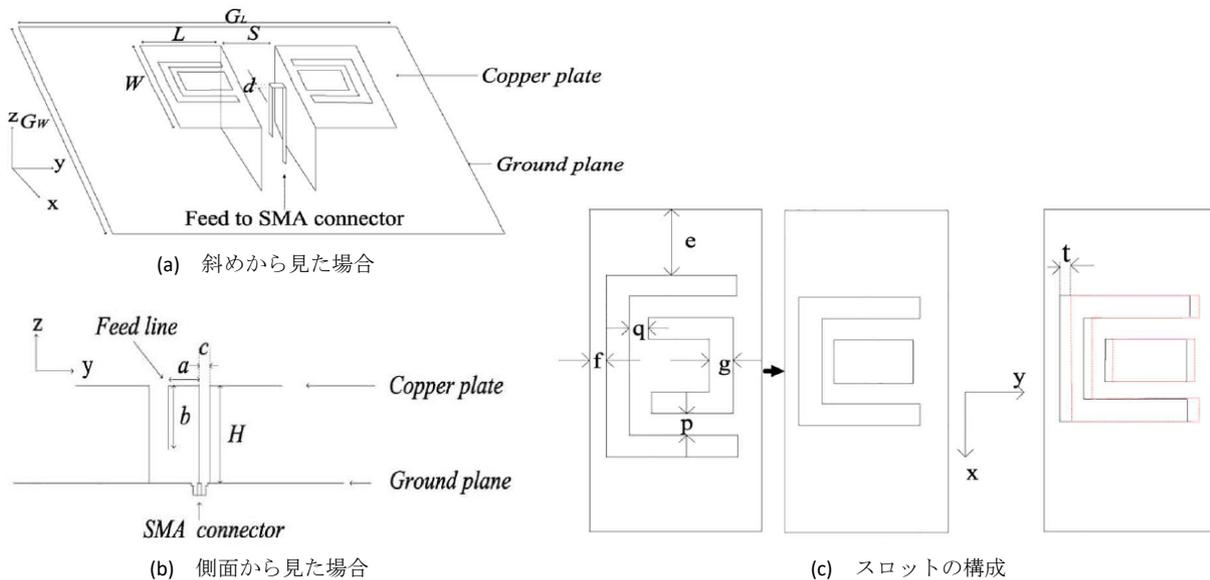


図9 アンテナの構成 (寸法 $\langle \text{mm} \rangle$): $G_L=120, G_W=120, L=30, S=17, H=30, a=9.5, b=22, c=1, d=4.91, g=5, e=20, t=0, f=1, p=4, q=1$

出典: H. Zhai et al., "An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015, Fig.1, p.907. を元に作成

エッチングされたスロットの典型的な物理的パラメータについて, 本構造の干渉防止特性を検証し

た結果を図 10 に示す. 図 10 の C1 状態から C9 状態までの周波数に対する S11 パラメータの大きさより, ほぼ全帯域に渡って, 典型的なパラメータに従ってバンドノッチ調整ができることが明確である.

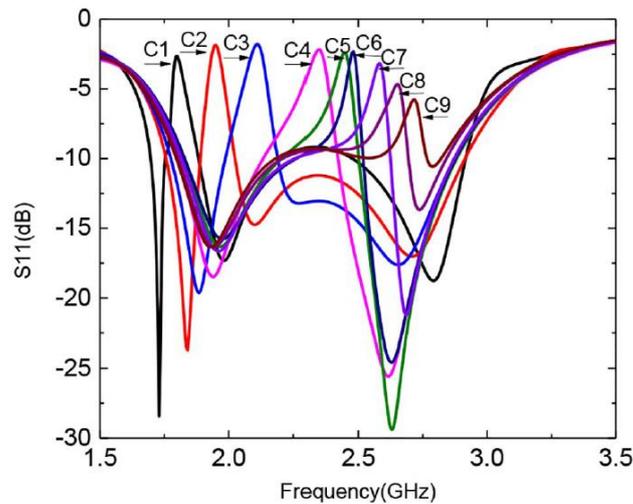


図 10 柔軟な帯域ノッチ調整の結果 (C1~C6: $e=11, 13, 15, 17, 19, 20, t=0, g=5, p=4, q=1$; C7~C9: $e=20, g=5, p=4, q=1, t=2,3,4$) (単位: mm)

出典: H. Zhai et al., “An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015, Fig.5, p.908.

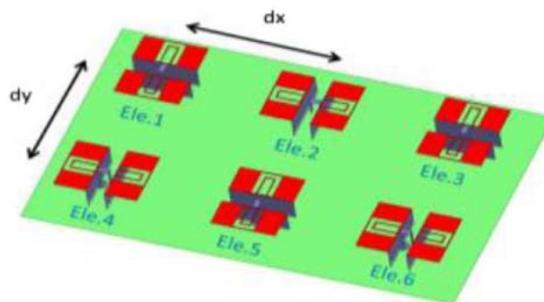


図 11 6 素子のアンテナアレーの構成

出典: H. Zhai et al., “An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015, Fig.8 (a), p.908.

2 行 3 列に配置された 6 素子のアンテナアレーの構成を図 11 に示す. 図 11 で, アンテナ間のカップリングが -30 dB 以下になるように, 素子間の間隔 dx, dy は 140 mm とっている.

図 12 には, 図 11 の 6 個のアンテナ素子のうち, 2 個ずつの異なるアンテナ素子の組合せ, すなわち, アンテナ 6 とアンテナ 5, アンテナ 6 とアンテナ 2, アンテナ 6 とアンテナ 4 の組合せでの, 周波数とエンベロップ相関係数 (ECC: Envelope Correlation Coefficient) の関係を示す. 図より, 6 素子アンテナアレー動作帯域において良好な ECC を達成できることが分かる. これによって, LTE 基地局アンテナの MIMO システムへの応用が大変有望であることが示される.

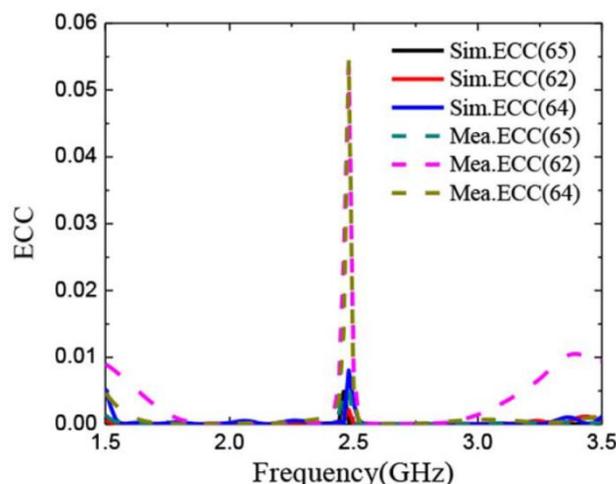


図 12 6 素子アンテナアレーの ECC の特性

出典 : H. Zhai et al., “An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015, Fig.12, p.909.

【出典】

- [1] 平野拓一, 「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013.
- [2] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.
- [3] Y. Im, J. Lee, R. A. Bhatti, and S. Park, “A Spiral-Dipole Antenna for MIMO Systems”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 7, 2008.
- [4] H. Zhai, J. Zhang, Y. Zang, Q. Gao, C.Liang, “An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015.

【参考資料】

- [1] 平野拓一, 「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013.
- [2] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), 「アンテナ・無線ハンドブック」, オーム社, 2006.
- [3] Y. Im, J. Lee, R. A. Bhatti, and S. Park, “A Spiral-Dipole Antenna for MIMO Systems”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 7, 2008.
- [4] H. Zhai, J. Zhang, Y. Zang, Q. Gao, C.Liang, “An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015.
- [5] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.

【技術分類】 3-4-1 MIMO 周辺技術／アンテナ／アンテナの種類・構造

【 F I 】 H01Q9/30

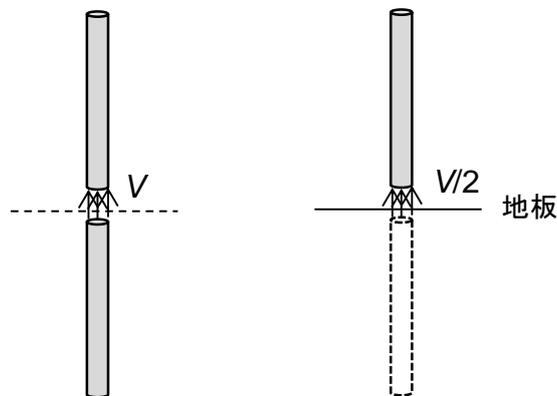
【 C P C 】 H01Q9/30

【技術名称】 3-4-1-2 モノポールアンテナ

【技術内容】

(1) モノポールアンテナの構造

図1のように、ダイポールアンテナの下部を取り払って、上部を地板（グランド板）上に置いた構成のアンテナがモノポールアンテナである。ダイポールアンテナでは、中央の給電点を通り、導体棒と直交する面内では、導体棒の上部と下部から生じる電界は直交しているため、ダイポールアンテナの下部を地板で置き換えても、鏡像の原理より、上部の電界は変わらない。このように、ダイポールアンテナの導体棒の片方と地板で構成された図1(b)のようなアンテナをモノポールアンテナという。



(a) ダイポールアンテナ (b) モノポールアンテナ

図1 ダイポールアンテナとモノポールアンテナ

地板が無限に広い場合には、モノポールアンテナは、ダイポールアンテナの上部と電磁界分布が同じになり、流れる電流も同じになる。一方、モノポールアンテナでは、電磁界分布は、モノポールアンテナの上部のみとなるため、電圧は、ダイポールアンテナの $1/2$ になる。電流が同じで電圧が $1/2$ であるため、給電点からの入力インピーダンスは $1/2$ となる。モノポールアンテナは、ダイポールアンテナの片側を取った構造で、 $1/2$ 波長の長さのダイポールアンテナが一般的であるように、モノポールアンテナの長さは $1/4$ 波長が最も一般的である。

(2) モノポールアンテナの地板が有限であることの影響

実際にモノポールアンテナで無限の大きさの地板を使用することは不可能で、有限の大きさの地板が使用されるが、有限地板上のモノポールアンテナの入力インピーダンスは、有限地板が共振する場合を除けば、無限地板の場合の値に近い値になる。例えば、図2のように、地板が円形の場合には、地板の直径が $1/2$ 波長の整数倍に一致する周波数で地板が共振するが、その場合でも、地板の直径が 1 波長より大きければ、無限地板の場合に比べ、インピーダンスの差はたかだか $\pm 10\%$ 程度である。

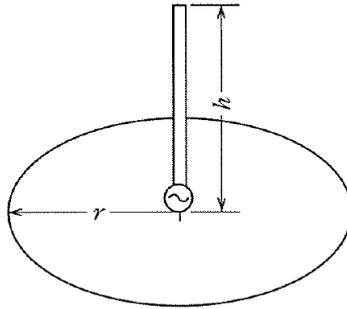


図2 円板上のモノポールアンテナ

図3に、モーメント法とGTDを組み合わせた解析手法を用いて求めた1/4波長モノポールアンテナの入力インピーダンスと円板寸法(図2の円板半径)の関係を示す。実測結果も示しているが、理論値とよく一致している。

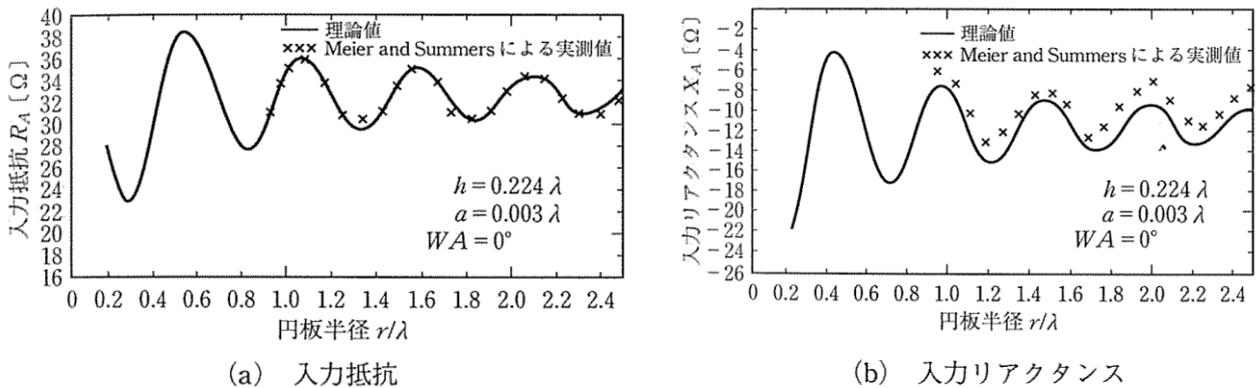


図3 円板中心に設置したモノポールアンテナの入力インピーダンスの円板半径による変化(モノポールの導体棒半径は0.003λ)

出典：電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008, 図4-23, p.115.

(3) モノポールアンテナの指向性

モノポールアンテナでは、無限地板の場合には、電波の指向性はダイポールアンテナの上部の指向性と同じになり、最大電力の方向は地上になるが、有限地板の場合には、電波は有限地板の回折効果によりグラウンド背面にもわずかながら放射される。また、地板の縁効果により放射電力が最大となる方向はグラウンドより上方に傾く。これらの現象は、グラウンドの半径が小さいほど大きく現れる。

図4に、円形平板寸法(図2の半径 r)の変化に対する1/4波長モノポールアンテナの指向性変化を示す。図には比較のため、無限地板($r = \infty$)の場合の指向性も記載している。有限グラウンドの場合には、円板半径が10波長以上になっても円板が有限長である影響は残る。

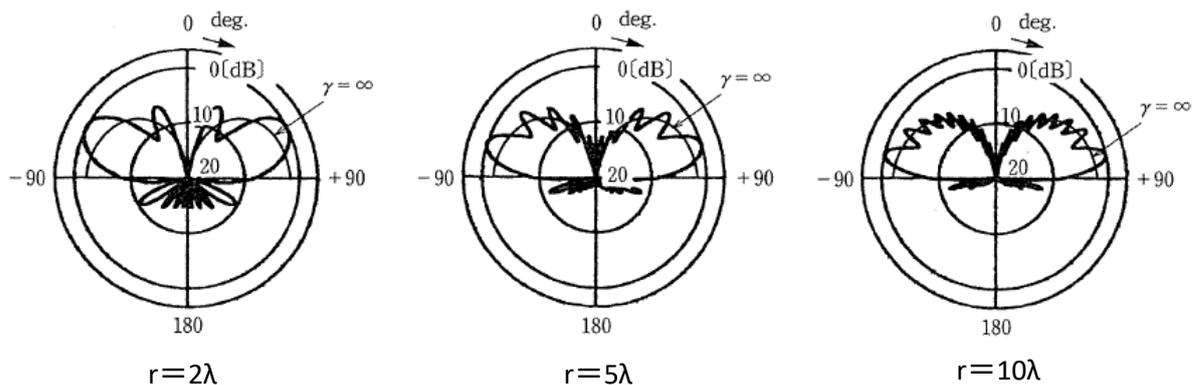


図4 二次回折波を考慮した円盤状モノポールアンテナの指向性

出典：電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008, 図4-24, p.115.

(4) 逆L形アンテナと逆F形アンテナ

1/4波長モノポールアンテナは垂直方向が長く、高さが制限される場合には不適當であるため、図5(a)に示すように、アンテナを折り曲げて低くしたのが逆L形アンテナである。逆L形アンテナの入力インピーダンスは、垂直部分のモノポールアンテナの入力インピーダンスと、水平部分のリアクタンスの和にほぼ等しく、一般に、その値は極めて低くなるため、通常と同軸線路などのインピーダンス整合が取りにくい。1/4波長モノポールアンテナの電流分布が最大となる位置で電圧はゼロになるため、図5(b)に示すように、アンテナを折り曲げた部分と地面を短絡し、給電点を右にずらし適切な位置に設定することにより、入力インピーダンスを大きくし、整合回路を用いることなくインピーダンス整合が得られるようにしたアンテナが逆F形アンテナである。

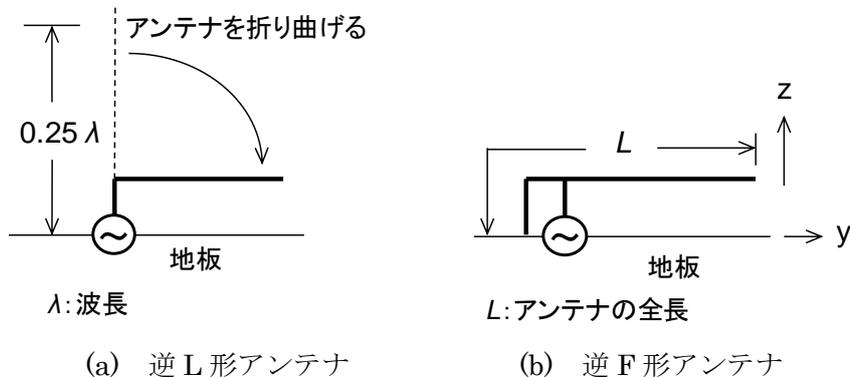


図5 逆L形アンテナと逆F形アンテナの構成

無限地板に取り付けた長さ 0.25 m、導線半径 0.0005 m の逆 L 形アンテナ、図 5 (b) で $L=0.275$ m、垂直平行導線間隔 0.01 m、高さ 0.076 m、導線半径 0.0005 m の逆 F 形アンテナの入力インピーダンス特性を図 6 に示す。逆 L 形アンテナの入力インピーダンスは、300 MHz 付近で虚数部分(X_{in}) が 0 となり、実数部分(R_{in}) は逆 F 形アンテナの約 1/4 となる。

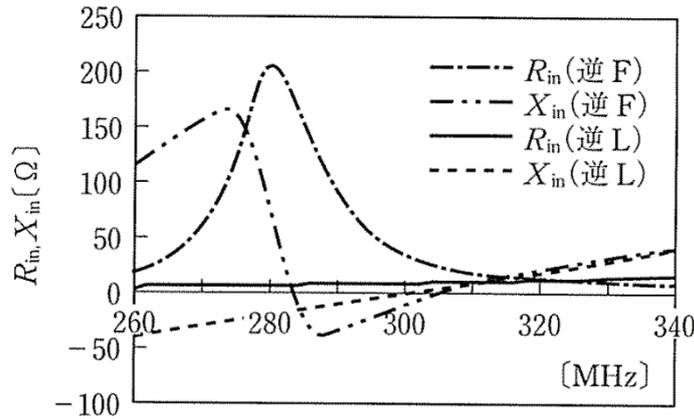


図6 逆F形、逆L形アンテナの入力インピーダンス

出典：電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008, 図4-73, p.138.

300 MHzにおける逆F形アンテナの垂直面放射パターンを図7に示す。x-z面パターンは、地板に水平な導体と垂直な導体からの放射により、 E_θ 、 E_ϕ 成分が生じる。y-z面パターンは、逆F形導線がy-z面にあるため E_θ のみとなり、水平導線からの放射によりほぼ均一なパターンとなる。y-z面のパターンの E_θ 成分は、通常は平行2線の間隔が狭いため、ダイポールアンテナの水平面パターンと同様に円形となる。

逆F形アンテナでは、線状の放射素子の水平部分を導体板に置き換えることにより広帯域化を実現できる。このような構成のアンテナは板状逆F形アンテナと呼ばれ、携帯端末の内蔵アンテナとして多用されている。

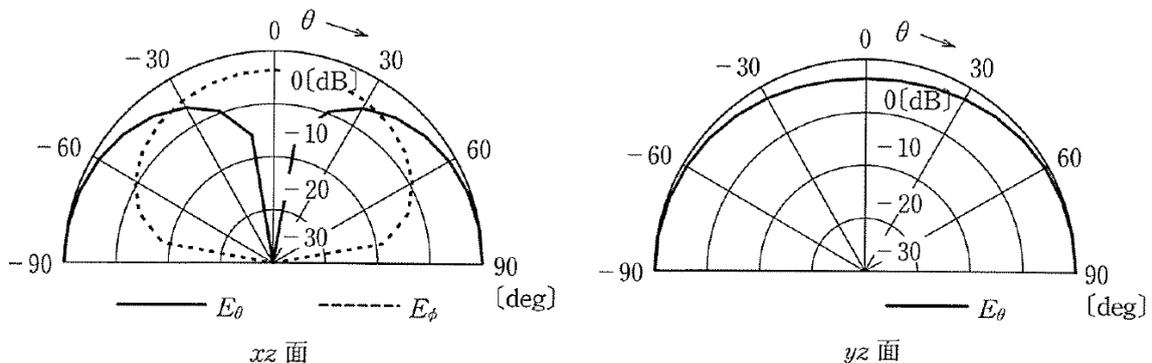


図7 逆F形アンテナの垂直面パターン

出典：電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008, 図4-75, p.138.

板状逆F形アンテナは、地板と板状素子の間で磁流が全長 $\lambda/2$ (共振経路長) にわたり流れることによって動作する。図8に示すように、板状素子に切り込みを入れることにより、共振経路長を保ちながら、板状素子の小型化が図れる。ただし、整合のとれる帯域幅は狭くなる。板状素子に切り込みを入れることで共振周波数の低下を実現する手法は、マイクロストリップの小型化においても利用されている。図8(b), (c)に示すように、板状素子の先端を折り曲げたり、板状素子と接地板の間に凸形導体を置いたりすることにより、地板と板状素子間のキャパシタンスを増やすことで、小型化を実現することができる。

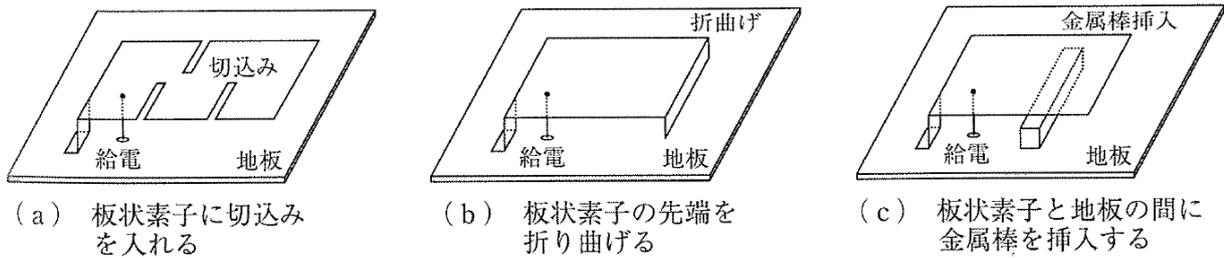


図8 板状逆F形アンテナの小型化手法の例

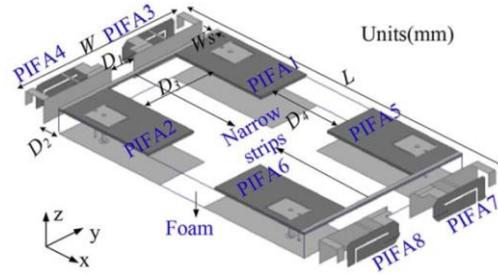
出典：後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006，図1.77，p.163.

(5) LTE/WiMAX モバイル端末へのデュアルバンド MIMO アンテナアレーの適用

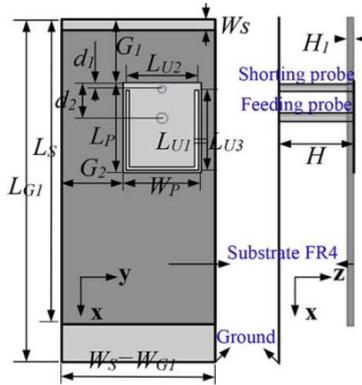
LTE 向けの 2.7 GHz 帯と WiMAX 向けの 3.5 GHz 帯のデュアルバンドで動作する MIMO アレーについて述べる。LTE/WiMAX MIMO アレーは、二つのタイプの板状逆 F 形アンテナ (PIFA : Planar Inverse-F antenna) を含む 8 素子のアンテナアレーからなる。このうち、PIFA の一つのタイプ (USEPIFS) は、デュアルバンド特性を達成するために U スリットを導入し、別のタイプの PIFA (LSEPIFS) は、二つの共振のために L スリットを導入する。

MIMO のアンテナ素子間の相互カップリングの低減のために、二つのタイプの PIFA は直交配置されて、偏波ダイバーシチを提供する。また、小型モバイルハンドセット内の異なる要素ポート間の分離性能を高めるために、多くのカップリング方法を採用している。一つは、流れる電流を遮断するために、様々な U スリットエッチングされた PIFA の接地のための切断配置である。二つ目は、共振のために、一对の金属ストリップが MIMO の主基板にも利用される。さらに、相互カップリングを一層改善するために、L スリットエッチングされた PIFAs に対し一連の変形を施している。

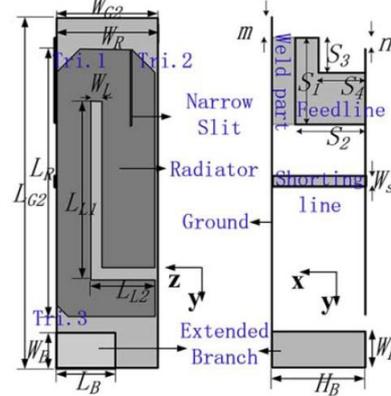
図 9 に、USEPIFS と LSEPIFS の二つのタイプの PIFS 8 素子からなる LTE/WiMAX MIMO アレーの構成を示す。MIMO アレー全体の寸法は $140 \times 70 \times 9.55 \text{ mm}^3$ である。



(a) 8素子MIMOアレイを構成



(b) PIFA 1 (USEPIFA) のトポロジー



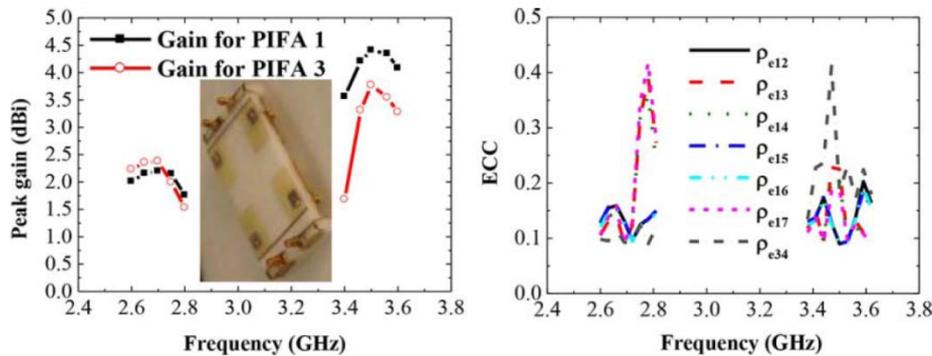
(c) PIFA 3 (LSEPIFA) のトポロジー

MIMO アレーの寸法 : $L=140$, $W=70$, $D_1=10$, $D_2=7$, $D_3=30$, $D_4=20$, $W_s=1.5$, $H=9.55$, $H_1=0.9$, $L_{G1}=45$, $L_s=40$, $W_{G1}=W_s=20$, $G_1=8.3$, $G_2=8$, $L_p=11.9$, $W_p=10$, $LU_1=LU_3=10.25$, $LU_2=9.4$, $D_1=0.9$, $D_2=4.7$, $L_{G2}=30$, $W_{G2}=8.6$, $L_B=5$, $W_B=3$, $H_B=8$, $L_R=22.6$, $W_R=8.4$, $L_{L1}=15.3$, $L_{L2}=5.5$, $W_L=0.2$, $S_1=7.5$, $S_2=6$, $S_3=3$, $S_4=4$, $m=1.7$, $n=1$, $W_s=0.9$

図 9 8素子 MIMO アレーの構成

出典 : G. Li et al., "Isolation-Improved Dual-Band MIMO Antenna Array for LTE/WiMAX Mobile Terminals", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 13, 2014, Fig.1, p.1129.

MIMO アレーは、動作帯域全体に渡って良好なリターンロス (10 dB 以上) を得た。図 10 に MIMO アレーのピーク利得の測定値とエンベロープ相関係数 (ECC) を示す。



(a) PIFA1 と PIFA3 のピーク利得の測定値 (b) アレーのエンベロープ相関係数 (ECC)

図 10 8素子 MIMO アレーの結果

出典 : G. Li et al., "Isolation-Improved Dual-Band MIMO Antenna Array for LTE/WiMAX Mobile Terminals", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 13, 2014, Fig.7, p.1131.

二つのアンテナ素子の全体の放射電力は次式で与えられる.

$$\begin{cases} P_{\text{rad},1} = (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)\eta_{\text{rad}1} \\ P_{\text{rad},2} = (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)\eta_{\text{rad}2} \end{cases} \quad (3.69)$$

一様な角度パワースペクトルを仮定すると, 正規化された複素相関係数の最大値と最小値は最悪の場合を仮定して次式で与えられる.

$$\begin{aligned} |\rho_{ij}|_{\text{max,min}} &= \sqrt{|\rho_{eij}|_{\text{max,min}}} \\ &= |\rho_{ij},0| \pm \sqrt{\left(\frac{1}{\eta_{\text{radi}}} - 1\right) \left(\frac{1}{\eta_{\text{rad}j}} - 1\right)} \end{aligned} \quad (3.70)$$

上式で, 受信信号補正のためのゼロ損失補正により, $\rho_{ij},0$ は次式で与えられる.

$$\rho_{ij},0 = \frac{-S_{ii}S_{ij}^* - S_{ji}S_{jj}^*}{\sqrt{(1-|S_{ii}|^2-|S_{ji}|^2)(1-|S_{jj}|^2-|S_{ij}|^2)\eta_{\text{radi}}\eta_{\text{rad}j}}} \quad (3.71)$$

アンテナ*i* と*j* の間の信号エンベロープ相関係数 $|\rho_{eij}|_{\text{max}}$ の上限を, *S* パラメータと MIMO アンテナの放射効率の測定値より上式で計算した値は図 10 (b)に示している. アンテナ間の相関は 0.5 未満で, モバイル端末として良好なダイバーシチ性能が得られている.

【出典】

- [1] 平野拓一, 「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013.
- [2] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.
- [3] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.
- [4] G. Li, H. Zhai, Z. Ma, C. Liang, R. Yu and S. Liu, "Isolation-Improved Dual-Band MIMO Antenna Array for LTE/WiMAX Mobile Terminals", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 13, 2014.

【参考資料】

- [1] 平野拓一, 「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013.
- [2] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.
- [3] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), 「アンテナ・無線ハンドブック」, オーム社, 2006.
- [4] G. Li, H. Zhai, Z. Ma, C. Liang, R. Yu and S. Liu, "Isolation-Improved Dual-Band MIMO Antenna Array for LTE/WiMAX Mobile Terminals", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 13, 2014.

【技術分類】 3-4-1 MIMO 周辺技術／アンテナ／アンテナの種類・構造

【 F I 】 H01Q13/08

【 C P C 】 H01Q9/0407

【技術名称】 3-4-1-3 パッチアンテナ

【技術内容】

(1) パッチアンテナの構造と動作原理

長さが $1/2$ 波長の二つの平行線路に高周波電源を加えた場合の電圧と電流の分布を図 1 (a) に示す。この場合、右端の電流はゼロとなって共振し、電圧は線路の中央でゼロとなり両端で最大となる。また、電源の位置が左端では、電圧と電流の比、すなわちインピーダンスが極めて大きくなり電流が流れにくくなってしまいますので、図 1 (b) に示すように電源の位置を中央に向かってずらすことにより整合をとる。

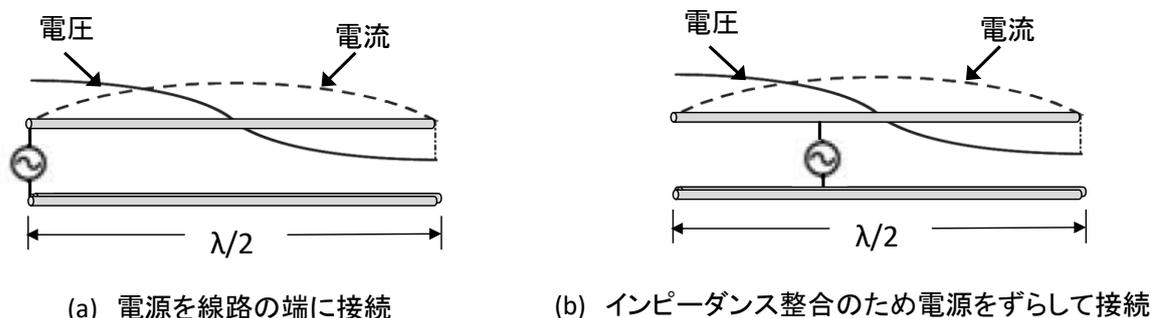


図 1 半波長平行二本線路での電圧と電流の分布

図 2 に示すように、平行二本線路の間に導体の地板を挿入した場合、鏡像の原理により、地板状の線路 A の周囲の電界は平行二本線路と同じになる。

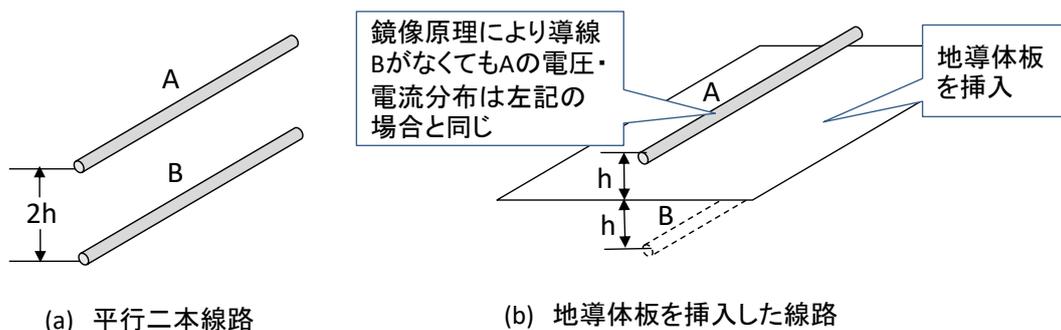


図 2 線路への地導体板の挿入

図 2 (b) で、上部の線路を平面の導体（ストリップ導体）で置き換え、地導体板とストリップ導体の間に誘電体基板を挿入して構成したアンテナがマイクロストリップアンテナである。マイクロストリップアンテナには、ストリップ導体が方形のアンテナと円形のアンテナがあるが、方形マイクロストリップアンテナの基本構造を図 3 (a) に示す。

方形マイクロストリップアンテナでは、長さ L 、幅 W の平面の放射素子（ストリップ導体）と地導体板の間に誘電体基板が挿入される。また、インピーダンス整合をとるために、幅の中央で放射素子の中心から長さ方向にずらした位置に給電点が置かれる。

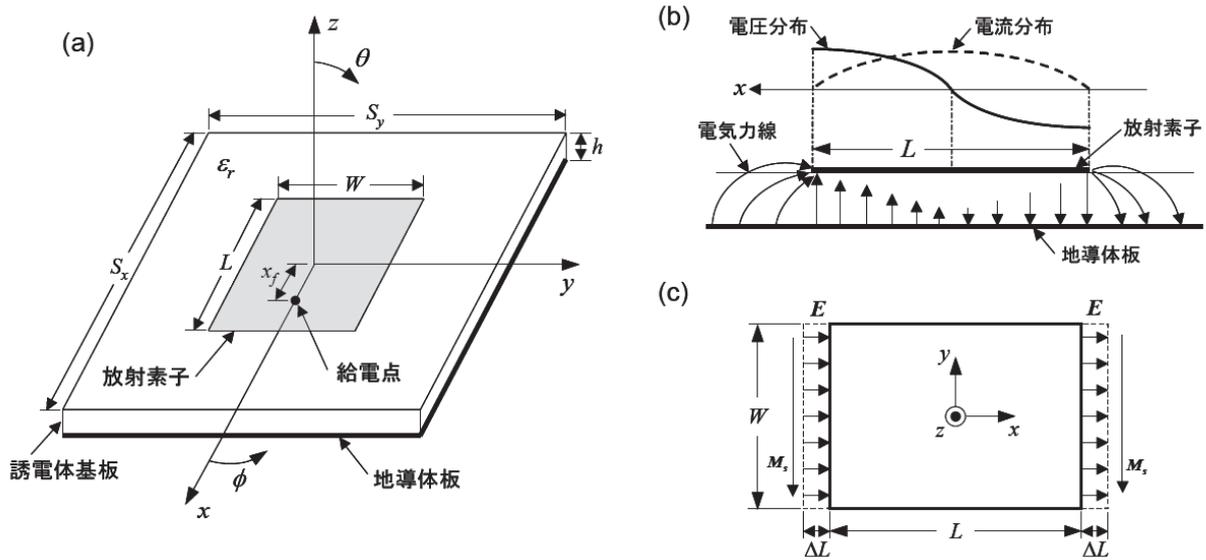


図3 (a) 方形マイクロストリップアンテナの基本構造, (b) 放射素子の長手方向に沿った電界分布及び電圧・電流分布, (c) 等価スロットモデル

出典：山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-5章, 2010, 図5・1, p.2.

低誘電率の誘電体基板を使用するとともに, 誘電体基板の厚さ (図3(a)で h) とストリップ導体の幅 (W) を波長に比べ大きくすれば, 電波の放射量が増加する. この現象を応用したものがマイクロストリップアンテナでパッチアンテナとも呼ばれる (以降, パッチアンテナと呼ぶ).

L が $1/2$ 波長の場合, パッチアンテナの放射素子での電圧・電流分布と電界分布は図3(b)のようになる. 図1(a)と同様, 放射素子上の電流定在波の振幅は両端でゼロ, 中央で最大となる. 電圧の振幅は両端で最大, 中央でゼロとなる. また, 放射素子と地導体板間に生じる電界強度と電圧は比例するため, 電界強度の振幅は, 放射素子の両端で最大, 中央でゼロとなる. このとき, 放射素子の端部から外側に広がるフリッジング電界が生じる. 図3(c)に示すように, アンテナ上部から見たフリッジング電界の x 成分は放射素子の両端で同方向の分布となる. x 方向の電界は y 方向の磁流と等価であるため, 放射素子の両端に磁流 M_s が存在し, これらを波源とした放射が生じると考え, パッチアンテナを2素子のスロットから成るアレーアンテナに置き換えて取り扱うことができる. このようなモデル化は, 等価スロットモデルと呼ばれ, アンテナの諸特性の解析に用いられる.

(2) パッチアンテナの指向性

誘電体基板及び地導体板が無限の広がりをもつものとして, 図3(c)に示す等価スロットモデルを用いてパッチアンテナの放射電界を求めると, 次式で与えられる.

$$E_\theta = -j \frac{2V_0}{\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{\sin \phi}{\sin \theta \cos \phi} \sin \left(\frac{k_0 W}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \quad (3.72)$$

$$E_\phi = -j \frac{2V_0}{\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{\cos \theta}{\sin \theta} \sin \left(\frac{k_0 W}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (3.73)$$

ここで, V_0 は給電電圧によって決まる定数, r はアンテナから観測点までの距離, k_0 は自由空間での平面波の波数である.

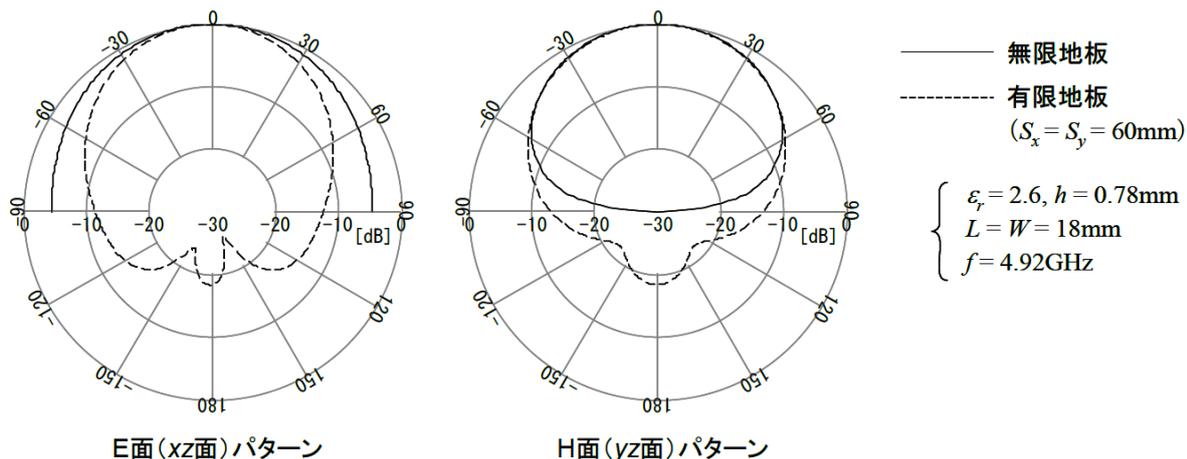


図4 方形マイクロストリップアンテナの放射指向性の一例

出典：山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-5章, 2010, 図5・2, p.4.

これら二つの式を用いて計算したパッチアンテナの放射指向性の一例を図4に実線で示す. 図4で, E面パターンはxz面($\phi = 0$)内での E_θ 成分を, H面パターンはyz面($\phi = \pi/2$)内での E_θ 成分をそれぞれ最大振幅で規格化し, 仰角 θ に対してプロットしたものである. 放射強度はアンテナに対して垂直な方向(図3(a)のz軸の上方向)で最大となり, E面パターンに比べてH面パターンのビーム幅が小さくなっている. 図4で, 破線は, 誘電体基板と地導体板のサイズが有限の場合に, FDTD法を用いた数値シミュレーションによって得た放射指向性である. 誘電体基板と地導体板が有限の場合には, それぞれの端部で生じる回折現象によって, 放射パターンが変化するとともに, アンテナ背面にも放射が生じることが分かる.

(3) パッチアンテナの円偏波技術

衛星通信, 移動体通信及びETCやGPSなどの交通・運輸向け無線システムの普及に伴い, パッチアンテナでも円偏波への対応が必要とされている. パッチアンテナで円偏波を実現する方法として, 二点給電方式と一点給電方式がある.

二点給電方式は, 図5のように, 空間的に直交する二つの給電点(給電点とストリップ導体の中心を結ぶ二つの線の角度が 90°)から振幅が等しく位相差が $\pi/2$ となる信号を与えることにより円偏波を発生させる方法である. 位相差が $\pi/2$ となる信号を発生させる方法として, 二分配回路と位相調整回路を用いる方法や, 3dBハイブリッド素子を用いて二つの給電点を励振する方法がある.

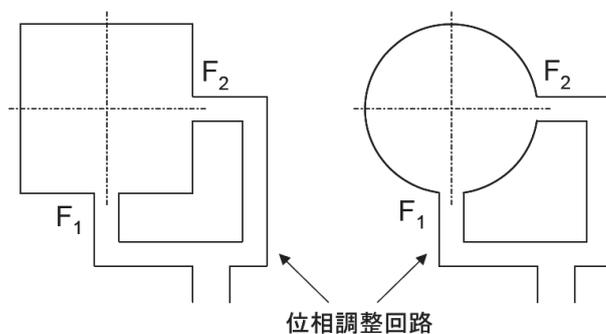
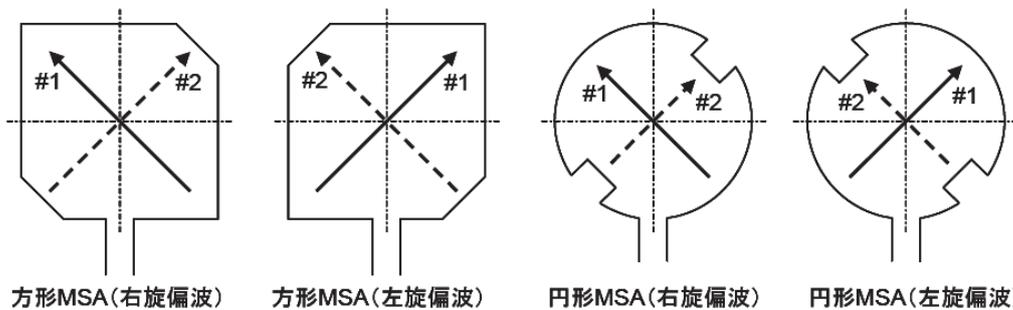


図5 二点給電方式による円偏波の発生方法

出典：山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-5章, 2010, 図5・6, p.11.

一点給電方式は、図 6 のようにパッチアンテナの放射素子に、縮退分離素子または摂動素子と呼ばれる切り込みを入れて基本モードの縮退を解くことにより、互いに直交する二つの電流（図 5 の#1 モードと#2 モード）を放射素子上に励振させて円偏波を実現する方法である。図 5 のように放射素子に切り込みを入れると、#2 モードの電流が流れる経路の長さは#1 モードのそれに比べて短くなるため、#2 モードの共振周波数 f_2 は#1 モードの共振周波数 f_1 よりも高くなる。



MSA : マイクロストリップアンテナ

図 6 放射素子への切り込みとそれによって生成される二つのモード (#1, #2)

出典：山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-5 章, 2010, 図 5・7 (a), p.12.

ここで、図 7 (a)のように、二つのモードの振幅分布が共振時の -3dB (0.71 倍)となる周波数 f_0 で交点を持つように切り込みの面積を設定すると、図 7(b)のように、 f_0 における#1 と#2 のモード間の位相差は $\pi/2$ 前後の値となり、#1 と#2 のモードを波源とする放射界が空間で合成されることにより円偏波が生成される。

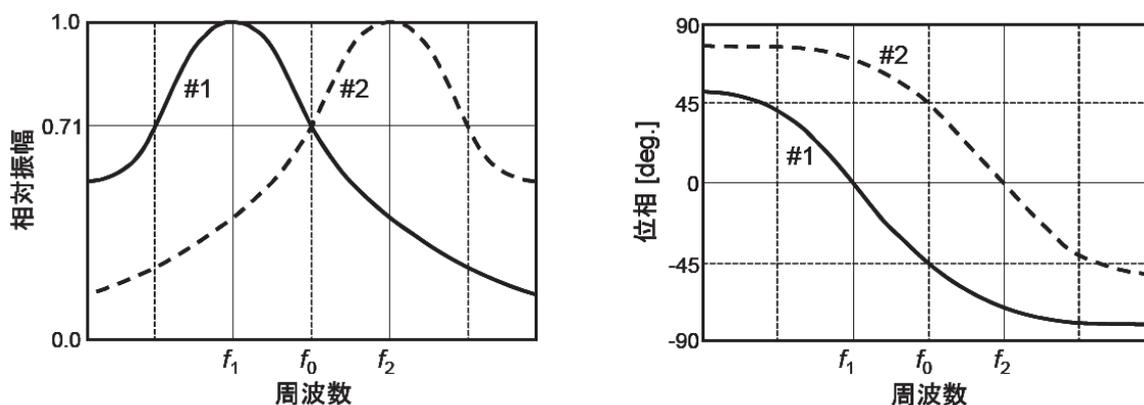


図 7 (a) 二つのモードの振幅特性, (b) 二つのモードの位相特性

出典：山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-5 章, 2010, 図 5・7 (b),(c), p.12.

二点給電方式の利点は一点給電方式に比べて軸比などの周波数特性が一般に広帯域であることである。一方、一点給電方式の利点として、外部回路が不要なため、給電系の構成を単純にできることや、二点給電方式に比べて給電系の設計が容易であることが挙げられる。

(4) 複数モードを使用したコンパクトなパッチアンテナの MIMO への適用

空間ダイバーシティとパターンダイバーシティを組み合わせた MIMO 端末への適用をねらったコンパクトな複数モードのパッチアンテナについて述べる。本アンテナでは、短絡リングパッチアンテナ (SCRIP : Short-Circuited Ring Patch) を使用し、単一周波数で 2 モード及び 3 モードの伝送を実現

している. このうち, 3つの SCRП形アンテナエレメントを使用し, 3モードの伝送を行うマイクロストリップアンテナの構成を図8に示す. アンテナ全体のサイズは 0.62λ である. 図8(b)で, 点線は, 短絡リングの壁, 点線はパッチアンテナの端, 黒点は給電点を示す.

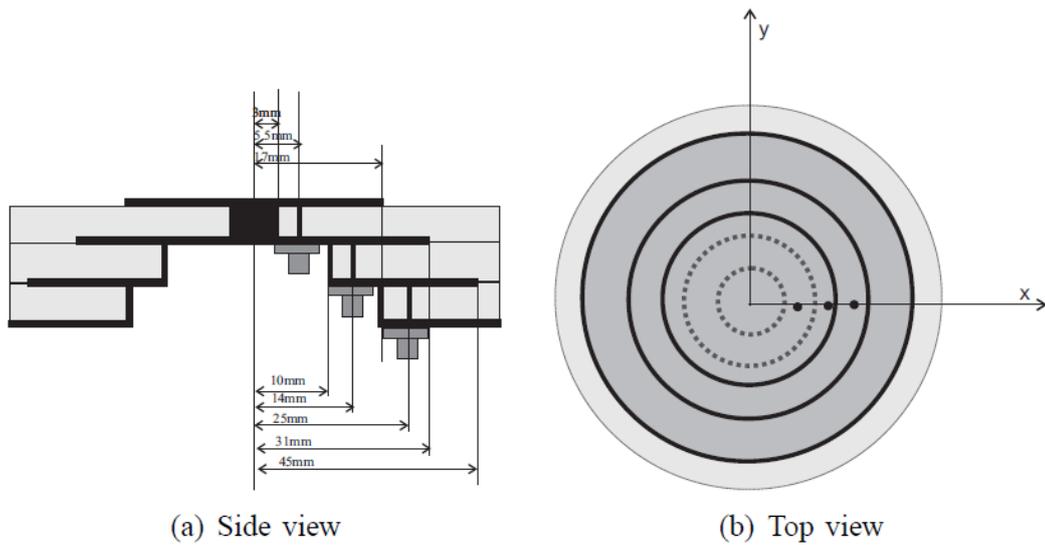


図8 3モードのマイクロストリップアンテナの形状

出典: Naftali Herscovici, “Compact multimode patch antennas for MIMO applications”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION MAGAZINE Volume: 50 Issue: 2, 2008, Fig.5, p.3.

図9に三つのモードの入力インピーダンスと相互カップリングを示す. 三つのモードとも動作周波数が一致している. 動作周波数での最も大きなカップリングは TM_{01} と TM_{11} の間で -20 dB より低い. また, TM_{01} と TM_{21} の間, 及び TM_{11} と TM_{21} の間のカップリングは -30 dB 以下である. 図10に放射パターンの測定値を示す. パターンダイバーシティはほぼ全方位(XZ面)をカバーしている.

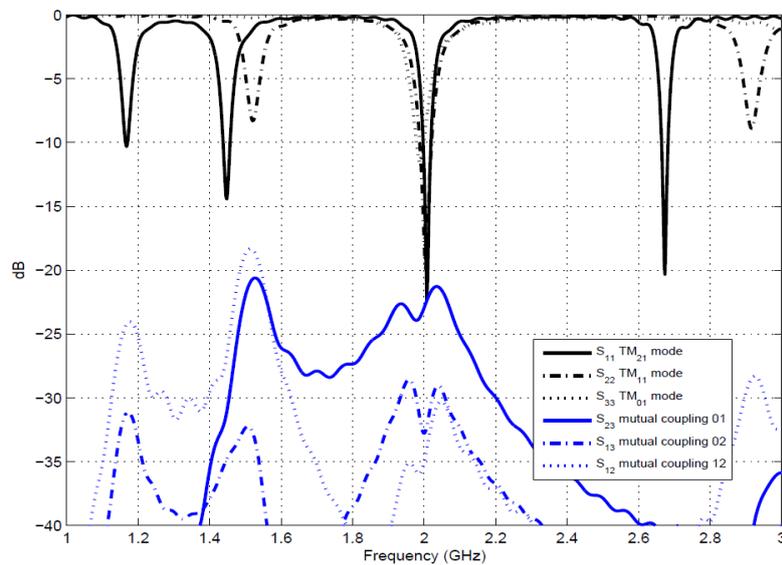


図9 3モードアンテナの入力インピーダンス (モード: TM_{01} , TM_{11} , TM_{21})

出典: Naftali Herscovici, et al, “Compact multimode patch antennas for MIMO applications”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION MAGAZINE Volume: 50 Issue: 2, 2008, Fig.9,p.5.

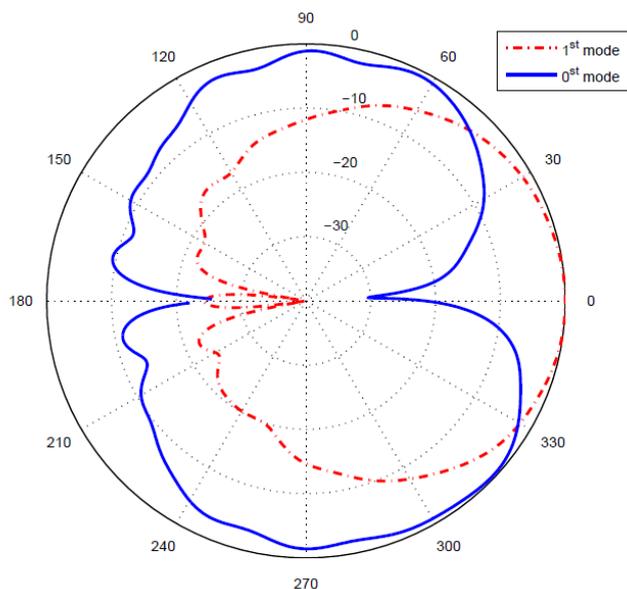


図 10 放射パターン測定値

出典 : Naftali Herscovici, et al, “Compact multimode patch antennas for MIMO applications”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION MAGAZINE Volume: 50 Issue: 2, 2008, Fig.10, p.5.

図 11 には、複数のアンテナ及び複数のモードを使用したパッチアンテナの MIMO 伝送評価のシミュレーション結果を示す。図 11 より、送信アンテナ数 6 台で、受信アンテナ数 3、モード数 2 の場合の周波数効率、受信アンテナ数 5、モード数 1 の場合のそれより高い。また、受信アンテナ数 2、モード数 3 の場合の周波数効率は、受信アンテナ数 4、モード数 1 の場合のそれより高い。これより、複数モードのパッチアンテナによって、受信アンテナ数を少なくでき、端末をよりコンパクトにできる。

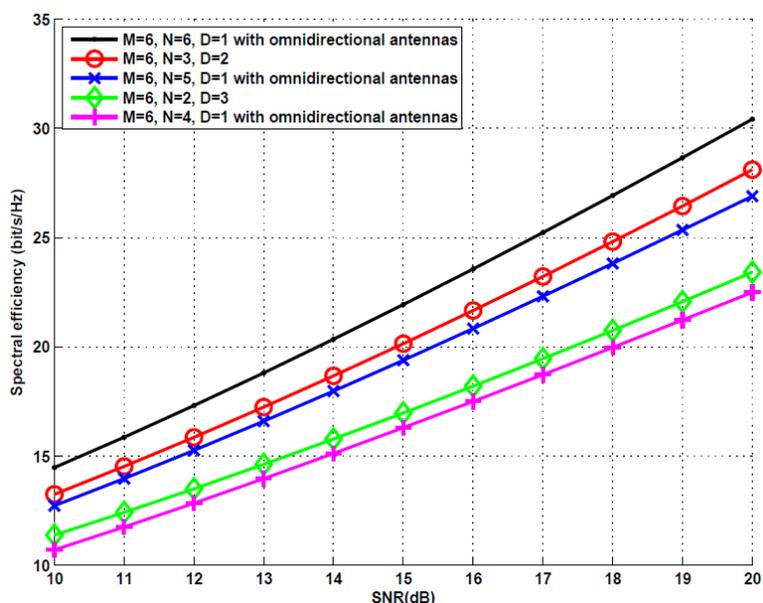


図 11 複数アンテナ、複数モードのさまざまな構成での周波数効率の比較

出典 : Naftali Herscovici, et al, “Compact multimode patch antennas for MIMO applications”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION MAGAZINE Volume: 50 Issue: 2, 2008, Fig.15, p.6.

(5) 屋内クラスタ MIMO チャネルの円形パッチアンテナのアレー

パターンダイバーシチの実現のために、二つの円形マイクロストリップアンテナを使用して構成さ

れる MIMO アレーの解析結果について述べる. 円形パッチアレー (CPA : circular patch array) は, 二つのダイポールのアレー (ULA : uniform linear array) と比較し評価している.

図 12 に, クラスタ化されたチャネルのモデルの構成を示す. 図 12 で, 角度 ϕ_c は 1 クラスターの AoA (Angle of Arrival) の平均値, ϕ は伝搬経路の AoA のオフセットである. 各クラスターの位置は, 一般に, 立体角 $\Omega_c = (\theta_c, \phi_c)$ で指定されるが, ここでは, 方位角方向のみを考慮している.

図 13 に, 単一クラスターチャネルにおける ULA (ダイポールの間隔は $\lambda/2$) と, さまざまなモードの CPA について, SNR が 5 dB のときのエルゴディック容量 (容量の上限) を示す. CPA のモード 1 では, エンドファイア方向 (endfire direction) に近い角度でのみ ULA より優れているが, モード 2 以上では, ULA よりも良い性能となっている. また, CPA のエルゴディック容量は, モードの増加に対しモード 3 で飽和している. 基板の誘電率が一定の場合, マイクロストリップアンテナのサイズは, モード数が増えるに従い, 大きくなるため, アンテナのサイズと MIMO の性能のトレードオフで, モード 3 が適当といえる.

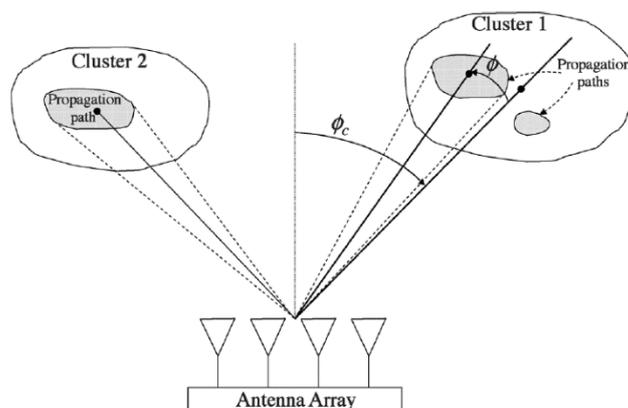


図 12 クラスタ化されたチャネルモデルの形状

出典 : A. Forenza and R. W. Health, “Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels”, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.54, No.5, May 2006, Fig.1,p.950.

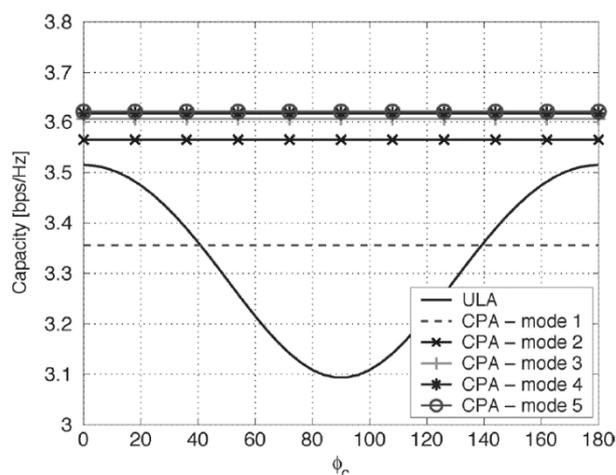


図 13 ULA と CPA のエルゴディック容量

出典 : A. Forenza and R. W. Health, “Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels”, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.54, No.5, May 2006, Fig.6,p.950.

図 14(a)に、クラスタ (ϕ_1 と ϕ_2) の 2 つの平均 AoA の関数として平均容量を示す。ULA は、素子間隔 $d = \lambda/2$ でシミュレートされている。任意のチャンネルシナリオ (ϕ_1 と ϕ_2 の組合せ) について CPA が ULA より優れていることが分かる。

図 14(b)に、素子間隔 $d = 2.5\lambda$ の ULA と CPA の性能の比較を示す。ULA が CPA より優れているのはブロードサイド方向 ($\phi_1, \phi_2 \approx 0$ となる方向) のみであることが分かる。この場合に、CPA の性能を向上させるにはモード数を増やす必要がある。

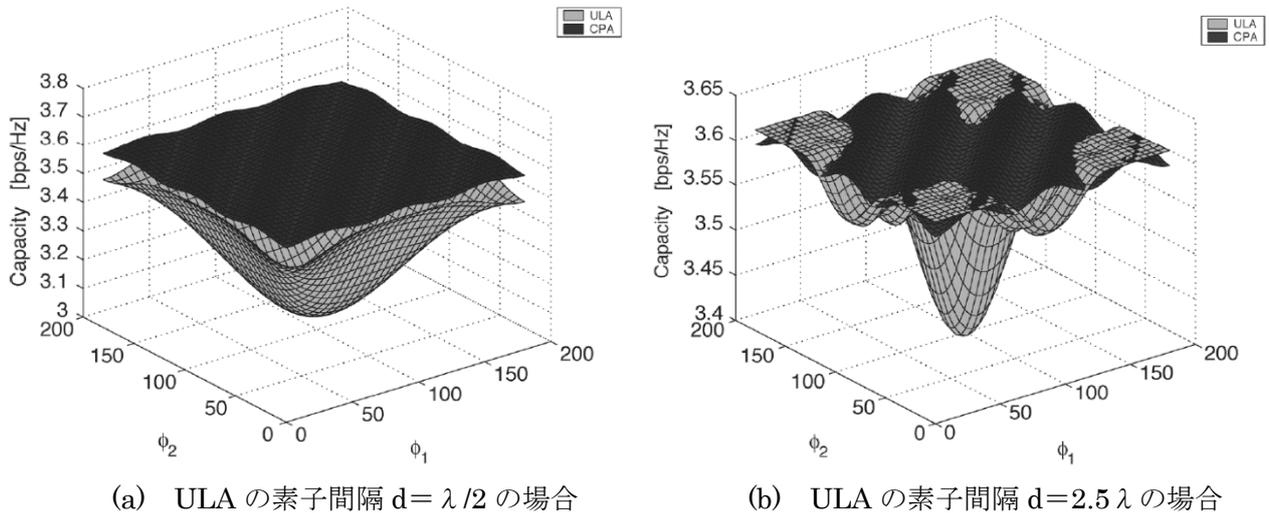


図 14 クラスタの平均方位角方向 AoA (ϕ_1 と ϕ_2) の関数として求めた二重クラスタチャンネルのエルゴディック容量 ($\sigma_\theta = 30^\circ$, SNR=5 dB, CPA のモード数=3)

出典 : A. Forenza and R. W. Health, “Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels”, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.54, No.5, May 2006, Fig.7, p.951.

図 15 に、SNR の関数として、相互カップリングを考慮した平均 MIMO チャンネル容量 (受信側のみの相関) を示す。モーメント法に基づく電磁的ソフトウェアツール FEKO を介して、ULA と CPA の相互カップリングの影響を測定した。また、モンテカルロシミュレーションにより MIMO 容量を推定するために相互にカップリングされたアンテナのモデルを用いている。搬送波の周波数が WLAN (無線 LAN) の周波数 2.45 GHz となるようにアンテナを設計している。CPA のモード数は 3 で、パッチアンテナの高さは 1.575 mm である。図 14 で、CPA は、ULA1 と同じチャンネル条件 (素子間隔 : $\lambda/2$ で、角度の広がりが小さく $\sigma_\theta = 15^\circ$) では、ブロードサイド方向、エンドファイア方向とも、SNR=10 dB のとき、利得は ULA1 より優れ、0.8 dB と 1.8 dB となる。したがって、この条件では、パターンダイバーシチは空間ダイバーシチより高い性能となる。

図 15 で、チャンネル条件が ULA2 の場合 (素子間隔 : 2.5λ で、角度の広がりが大きく $\sigma_\theta = 40^\circ$) で、クラスタが ULA2 のブロードサイド方向に置かれている場合、CPA は、より制限されたサイズの制約を満たしつつ、MIMO 容量は ULA2 に近くなる。

これらの結果は、単一クラスタ MIMO チャンネルにおける 2 素子 ULA と CPA について、空間ダイバーシチに対するパターンダイバーシチの利点を明確に示している。

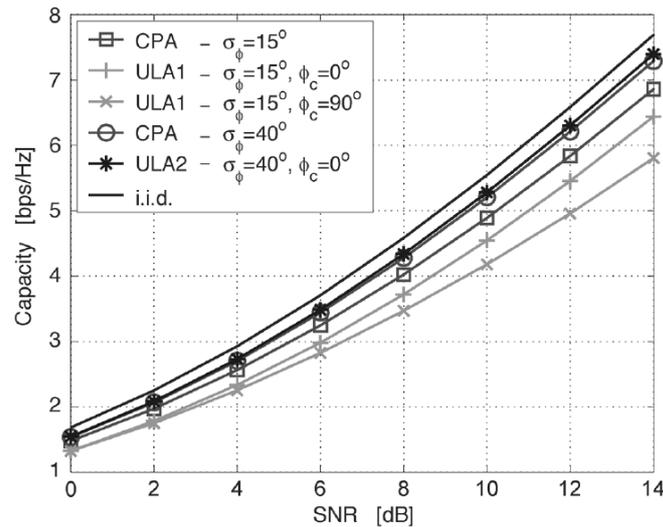


図 15 異なるチャネルシナリオでの相互カップリング効果を伴うエルゴディック容量
 出典 : A. Forenza and R. W. Health, “Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels” , IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.54, No.5, May 2006, Fig.10, p.952.

【出典】

- [1] 山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-5章, 2010.
- [2] Naftali Herscovici , et al, “Compact multimode patch antennas for MIMO applications” , IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION MAGAZINE Volume: 50 Issue: 2, 2008.
- [3] A. Forenza and R. W. Health, “Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels”, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.54, No.5, May 2006.

【参考資料】

- [1] 山本 学, 「平面アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-5章, 2010.
- [2] Naftali Herscovici , et al, “Compact multimode patch antennas for MIMO applications” , IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION MAGAZINE Volume: 50 Issue: 2, 2008.
- [3] A. Forenza and R. W. Health, “Benefit of pattern diversity via two-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels”, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.54, No.5, May 2006.

【技術分類】 3-4-1 MIMO 周辺技術／アンテナ／アンテナの種類・構造

【 F I 】 H01Q7/00 H01Q11/08 H01Q13/10

【 C P C 】 H01Q7/00 H01Q11/08 H01Q13/10

【技術名称】 3-4-1-4 その他

【技術内容】

(1) ループアンテナ

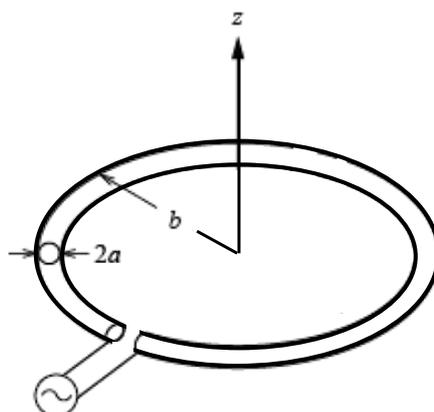


図1 円形ループアンテナの構成

ループアンテナは、図1に示すように、ループ状の導線に対し、ループのギャップから励振するアンテナである。ループアンテナは、微小ループアンテナと1波長ループアンテナに分類される。

微小ループアンテナは、円形または方形のアンテナを、用途に応じて、1回または数回から数百回程度巻いて構成する。また、ループの直径は電波の波長に比べ非常に小さいため、電流分布は一定となる。1波長ループアンテナは、1波長ダイポールアンテナの端を接続し、丸い形にしたものと考えることができる。1波長ループアンテナはその電流分布（図2）から、粗く近似すると左右に2本のダイポールアンテナが配置されている場合と等価であると考えることができる。このため、1波長ループアンテナの指向特性は、ダイポールアンテナの指向特性と同様になる。

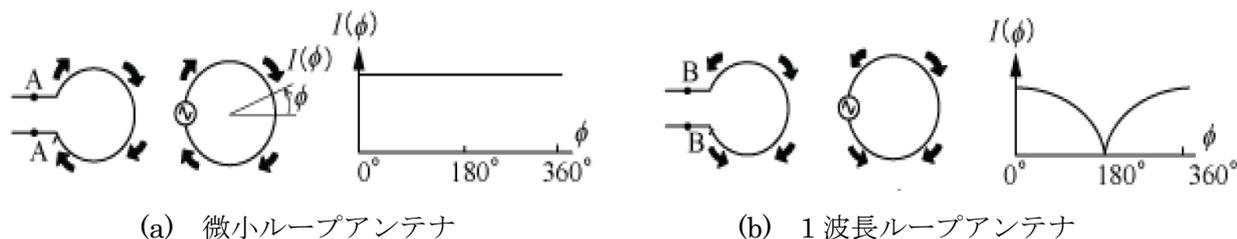


図2 微小ループアンテナと1波長ループアンテナの電流分布

出典：平野拓一、「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013, 図4・10を一部使用, p.8.

一方、微小ループアンテナでは、1ループの長さが波長に比べて大変小さいため、1ループ内では電流の位相はほぼ同じになる。ループの中心から垂直方向に離れた点では位相はほぼ同じであるが、電流はループを1周するため、逆方向の電流は互いに打ち消しあう。一方、微小ループアンテナのループと同じ水平面で、ルータから離れた点では、最寄りとその先にループの線までの距離が異なるため、電流はすべて打ち消されず、わずかな放射が生じる。このため、微小ループアンテナの指向特性は、

図 3 の右図のように、ループ面と水平の方向に 8 の字形になる。ただし、ループアンテナの放射レベルはループの大きさに依存するため、一般に、微小ループアンテナ放射レベルは非常に弱い。

このように、1 波長ループアンテナと微小ループアンテナでは、指向性は互いに 90° 異なる。用途として、微小ループアンテナは磁界検出用に、多数巻ループアンテナは IC カード内蔵用アンテナとしてよく用いられる。

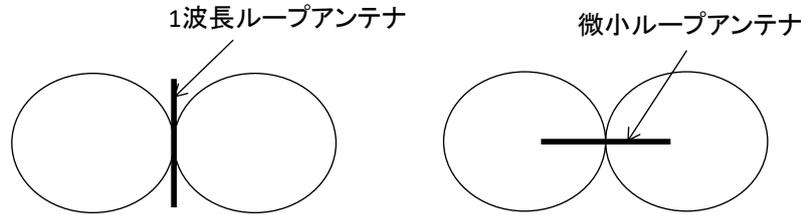


図 3 微小ループアンテナと 1 波長ループアンテナの指向特性

(2) スロットアンテナ

スロットアンテナは導体面上に空けた細長い溝（スロット）よりなる放射素子と定義される。図 4 のスロットアンテナで、スロットの長さを L 、横幅を W とすると、スロットの切られた導体平板は波長に比べ大であるが、横幅 W はスロットの長さより十分に小さく、スロットの長さ L は、普通は波長より大きくならないようにしている。

スロットアンテナの放射特性は、図 5 に示すように、半波長ダイポールアンテナと同等であり、 y 軸を含む平面内では 8 の字形の指向性（図 5 (b), (c)）、 $x-z$ 平面内では無指向性（図 5 (a)）となる。この場合、放射電磁界の向きは線状ダイポールアンテナと異なっていて、線状ダイポールアンテナの H_θ を $-E_\theta$ で、 E_θ を H_θ で置き換えたものにある。すなわち、線状ダイポールアンテナの放射電磁界の磁界と電界を入れ換えるとスロットアンテナの放射電磁界となる。

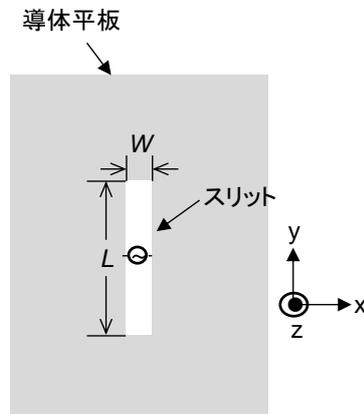


図 4 スロットアンテナの構成

スロットの幅が波長に比べて十分に小さい場合、長さ L のスロットアンテナの放射界は線状ダイポールアンテナの放射界を用いて次式のように求められる。次式で V_0 は給電電圧に依存する定数、 r はアンテナから観測点までの距離、 k_0 は自由空間における波数である。また、 E_θ の式の符号は、 $-$ が $z > 0$ に、 $+$ が $z < 0$ の場合に対応している。

次式より、導体板の上下に放射される電磁界は互いに逆向きである。したがって、導体板が有限の大きさの場合、導体板に平行な方向では上下の放射界は打ち消し合いゼロとなるため、この方向に電波は放射されず、 $x-z$ 平面での指向性は導体板が無限大の場合と異なる。

以上のように、通常のスロットアンテナは導体板の両面に電波を放射する。

$$E_{\phi} = \mp j \frac{V_0}{\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{\cos(k_0 L \sin \theta) - \cos k_0 L}{\sin k_0 L \cos \theta} \quad (3.74)$$

$$H_{\theta} = -\frac{E_{\phi}}{120\pi} \quad (3.75)$$

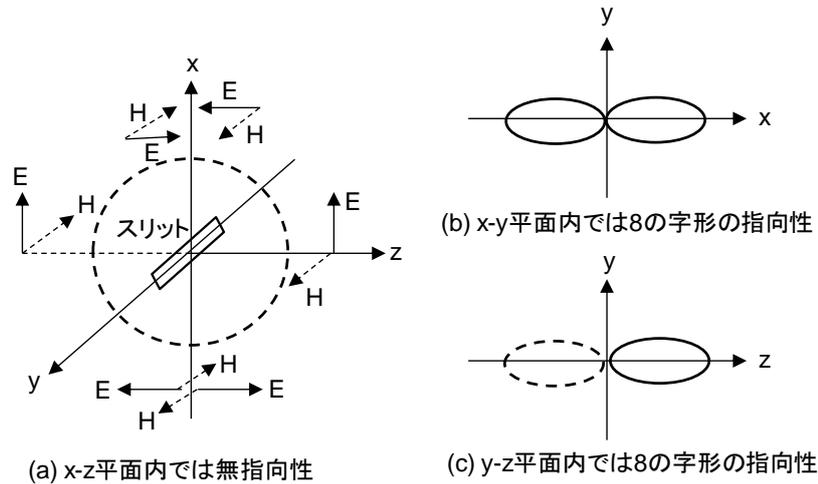


図5 スロットアンテナの放射指向性

(3) メタマテリアルを用いたアンテナ

自然界に存在する通常材料が持たない電磁氣的性質を、人工的に持たせた材料が「メタマテリアル」である。メタマテリアル技術の適用によって、電波の干渉を避けるように電波の指向性を変えることができるため、MIMO 機器のアンテナ間の距離を縮め、多数のアンテナを搭載することが可能になる。また、装置自体の小型化が可能になる。

2 素子メタマテリアル MIMO アンテナについて、従来のマイクロストリップアンテナと、次の 3 種類メタマテリアル MIMO アンテナの相互カップリングの大きさを比較する。

- ① CRLH TL (Composite Right and Left Handed Transmission Line) を従来の伝送線路を介してカスケードにつないで、マイクロストリップアンテナに比べサイズを 50% 縮小。また、反射係数は -20 dB。カップリング係数はマイクロストリップアンテナから -12 dB で、-32 dB に低減。
- ② CRLH TL で一層の小型化のため、アンテナの電流分布にスタッドを付けることにより、スタブ無しの構成を導入。反射係数は -11 dB、カップリング係数は -22 dB を実現。
- ③ アンテナを比誘電率 4.4、厚さ 1.6 mm の FR4 基板上に作製。2 素子メタマテリアル MIMO アンテナの S パラメータ (散乱パラメータ) の大きさを図 6 に示す。図より、シミュレーションと測定値はほぼ一致し、動作周波数は約 5.85 GHz、リターンロスは -20 dB、相互カップリングは -45 dB と、3 種類の構成の中でも最も良好な結果となっている。

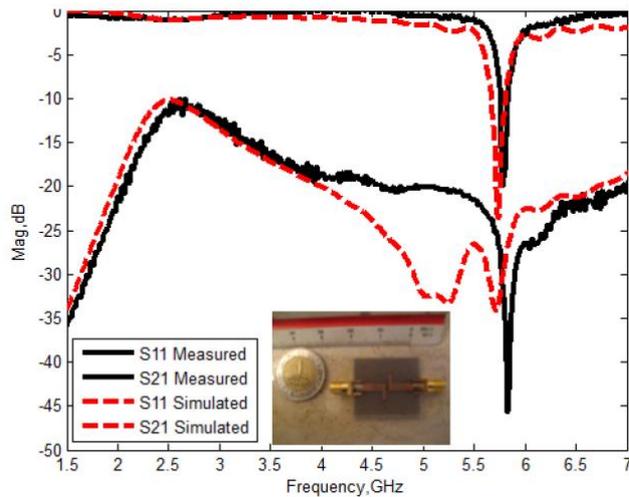


図6 2素子メタマテリアルMIMOアンテナのSパラメータ

出典：M. A. Abdalla et al., “Design of Close, Compact, and High Isolation Meta-Material MIMO Antennas”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM (APSURSI), 2013, Fig.4, p.187.

ここで提案されているメタマテリアルMIMOアンテナ全体の結果をまとめると、最適サイズは $26 \times 26 \text{ mm}^2$ で、従来のパッチアンテナに比べ50%の削減となった。アンテナ素子間の距離は $0.034 \lambda_0$ で、相互カップリングの大きさはマイクロストリップパッチアンテナに比べ、20 dB低い、最大45 dBである。

(4) ヘリカルアンテナ

ヘリカルアンテナは、図7に示すように、直径が D 、1巻線当たりの長さが L_0 で間隔（ピッチ）が S のらせん状に形成された放射素子を地導体板の前に配置し、それを地導体板の背面から同軸線路などで給電した構造になっている。図8に示すように、ヘリカルアンテナの放射特性は放射素子の寸法に依存しており、ノーマルモードと軸モードに分類される。ノーマルモードは、らせんの直径 (D) とピッチ (S) が波長に対して十分に小さい場合で、図8(a)に示すように、らせんの軸方向と垂直な方向で放射強度は最大となる。

一方、軸モードはらせんの円周 ($C = \pi D$) が波長と同程度になる場合で、らせんの軸方向で放射強度が最大となる。放射波の偏波は、ノーマルモードでは直線偏波となり、軸モードでは円偏波となる。

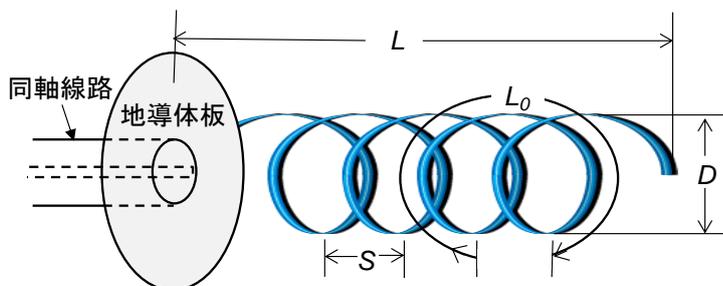


図7 ヘリカルアンテナの構造

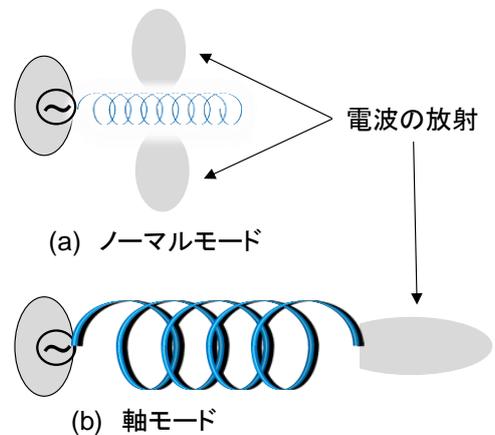


図8 ヘリカルアンテナの放射モード

(5) 移動通信において電波が届きにくいエリアをカバーするための二次装置

移動通信網において、電波が届きにくいエリアでの電波状況を改善したり、経済的にエリアカバー率を向上したりするために開発されているブースタ装置やリピータについて述べる。

サービスエリアの拡大のために無線基地局を設置しても、山陰、ビル陰、ビル内、トンネル内、地下街など電波が届かない不感地が多数存在する。これらのエリアを基地局だけでカバーしようとする、コスト面で非常に不利となるため、ブースタ装置が使用される。

ブースタの基本機能は、無線基地局からの高周波信号（以下「下り信号」）を直接増幅して不感地に再送信することと、移動端末からの高周波信号（以下「上り信号」）を直接増幅して基地局に再放射することである。ブースタでは、基地局と同様、電波が空間に放射されるので余計な歪みや雑音を発生させてはならないため、単に下り信号、上り信号を増幅・再放射するだけでなく、放射電波を監視してブースタが災害動作状態に陥ったとき、送信出力を抑圧、または動作を停止する機能などが必要になる。

屋内ブースタ装置は、通常、カバーエリア半径が 100 m 以下と狭いため、所要の利得が 60 dB 以下であり、かつ対基地局用アンテナと対移動局用アンテナは一般的に離れた場所に設置されるのでアンテナ間結合量が大きく、回り込みの影響は生じない。しかし、屋外ブースタ装置では、カバーエリア半径が大きいため最大利得が 80 dB であり、二つのアンテナが同一の鉄塔上に数メートルの間隔で設置されるためアンテナ間結合量を十分に確保するのが困難である（図 9）。二つのブースタ用アンテナ間における結合量を L_c 、ブースタの利得を G_{bk} 、発振しないためのマージンを M とすると次式の条件を満足する必要がある。

$$L_c > G_{bk} + M \tag{3.76}$$

カバーエリア半径が大きくなるとブースタの利得を高くする必要があるため、所望のアンテナ間結合量も大きくする必要がある。

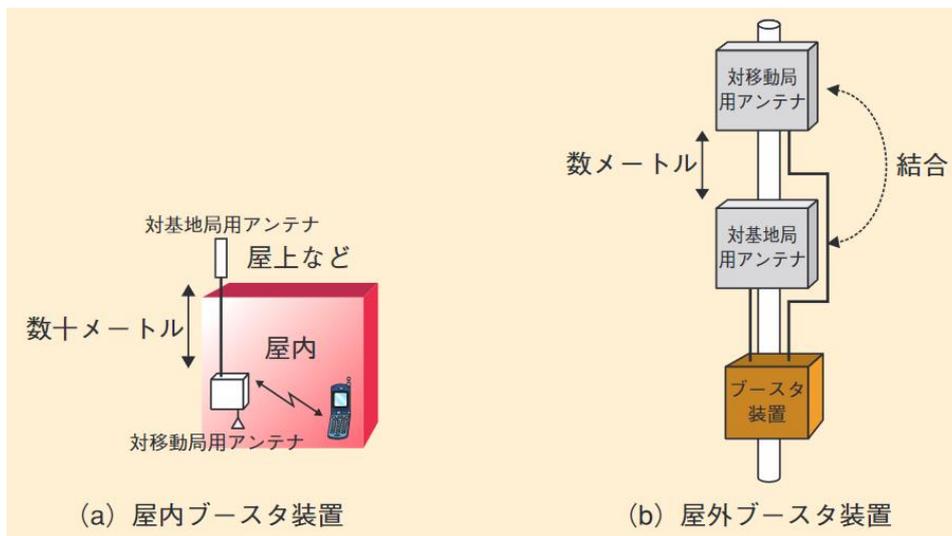


図 9 ブースタ用アンテナの回り込み

出典：伊東 悌他，「2GHz 帯 FOMA 用屋外ブースタ装置の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.15, No.1, 2007，図 4, p.32.

2 GHz 帯の第 3 世代移動通信用屋外ブースタ装置の基本仕様を表 1 に示す。対向する基地局の上り回線容量劣化を最小限に抑えるために、伝搬損に応じてブースタ装置の利得を変えるための自動利得

制御機能を備えている。利得制御の可変範囲は 30 dB である。隣接チャネル漏洩電力比²、スプリアス³などの無線特性は下り回線においては基地局と同等、上り回線においては移動局と同等の性能が得られている。また、外部環境の変化により回り込みが大きくなった場合には、装置が発振しないようにブースタの利得を抑制する機能が組み入れられている。

表 1 屋外ブースタ装置基本仕様

項目	数値
帯域	下り：2,135～2,145 MHz 上り：1,945～1,955 MHz
キャリア数	2 波
出力電力	下り：33 dBm, 上り：15 dBm
利得	50～80 dB 自動利得制御
最大エリア半径	約 500 m
電源電圧	AC 100 V
消費電力	250 VA 以下
サイズ	W450×H550×D250 mm 以下
重量	35 kg 以下

出典：伊東 悌他，「2GHz 帯 FOMA 用屋外ブースタ装置の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.15, No.1, 2007, 表.2, p.32.

以上述べた屋外ブースタ装置は、基地局、移動局からの高周波信号をそのまま増幅して再送信する直接中継方式である。これに対し、基地局、移動局からの高周波信号を 1 波ごとに異なる周波数の高周波信号に変換して送信する周波数変換中継方式がある。この方式では、基地局、移動局からの高周波数信号をリピータ（周波数変換リピータと呼ぶ）で 1 波ごとに異なる周波数の高周波信号に変換して再放射するため、上記式(3.)を条件とする屋外ブースタ装置と異なり、リピータの増幅器利得 (G)、アンテナ間結合損失 (L) の関係において、周波数変換による回り込み波の減衰特性が付加され、 $G > L$ が可能となり、増幅器の利得を大きくとることができる。また、周波数変換リピータで中継できるチャネル数が決まると、1 波ごとに同じ出力を常に得ることが可能になり、送信出力を大きくすることができる。

周波数変換リピータではダイバーシチ受信したい信号をそれぞれ V 偏波・H 偏波で基地局に無線信号として伝送し、基地局においてダイバーシチ受信の合成を行うことで、ダイバーシチ効果を得ている。図 10 に周波数変換リピータでの受信特性を示す。基地局と同等の品質となっている。

² 隣接チャネル漏洩電力比：変調波を送信するときに、自分の信号電力と隣のチャネルに送信された不要波との比。

³ スプリアス：信号を送信するときに自分の信号帯域以外に送信された不要波。

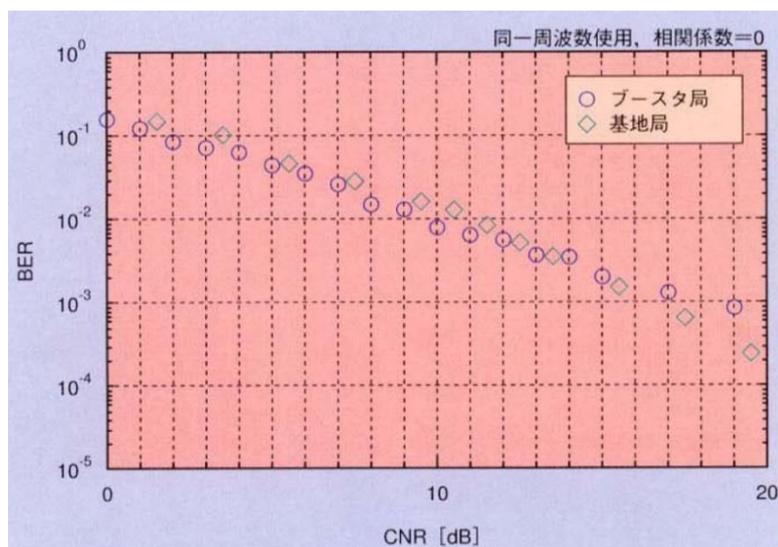


図 10 周波数変換リピータの受信特性

出典：山崎正勝他，「ブースタ特集 2 周波数変換リピータ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol. 5, No.1, 1997, 図.6, p.22.

周波数変換リピータでは，移動局との送受信に基地局で用いられているアンテナを用い，基地局との送受信ではシステム独特の偏波共用アンテナを用いる。

周波数変換リピータのアンテナ形式は，平面反射板上に V, H 偏波に対応してそれぞれ，ダイポールアンテナを配置している。V, H 偏波の水平面内指向性を一致させるために，基本構成は V 偏波用アンテナは 2 素子合成，H 偏波は 1 素子配列としている。このときの水平面内ビーム幅は約 70° である。1 ユニットの基本構成を 2 段配列しており，アンテナ利得は約 10 dB としている。基地局～周波数変換リピータ間距離に応じてアンテナ利得を設定できるように，1 ユニットから 16 ユニット (22 dB) まで構成できようになっている。

直接中継方式の屋外ブースタ装置で必須の条件であった， $G < L$ (G ：装置利得， L ：アンテナ間結合損失) は，周波数変換リピータでは， $G > L$ とすることが可能になり，装置の簡易化を図ることができる。 $G = 100$ dB, $L = 70$ dB の時のアンテナ設置例を図 14 に示す。

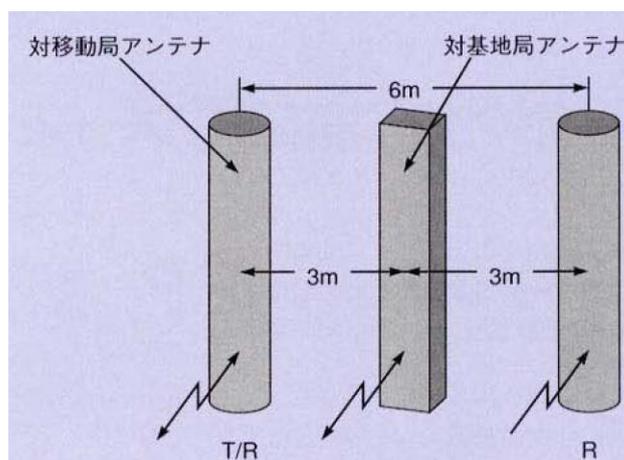


図 11 リピータ局アンテナの設置例

出典：山崎正勝他，「ブースタ特集 2 周波数変換リピータ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol. 5, No.1, 1997, 図.7, p.23.

【出典】

- [1] 平野拓一, 「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013.
- [2] M. A. Abdalla and A. A. Ibrahim, “Design of Close, Comapct, and High Isolation Meta-Material MIMO Antennas”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM (APSURSI), 2013.
- [3] 伊東 悌, 藤本 俊, 木村泰子, 木島 誠, 「2GHz帯 FOMA 用屋外ブースタ装置の開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.15, No.1.
- [4] 山崎正勝, 恵比根佳雄, 「ブースタ特集 2 周波数変換リピータ」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol. 5, No.1, 1997.

【参考資料】

- [1] 平野拓一, 「線状・板状アンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-4章, 2013.
- [2] M. A. Abdalla and A. A. Ibrahim, “Design of Close, Comapct, and High Isolation Meta-Material MIMO Antennas”, IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM (APSURSI), 2013.
- [3] 伊東 悌, 藤本 俊, 木村泰子, 木島 誠, 「2GHz帯 FOMA 用屋外ブースタ装置の開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.15, No.1, 2007.
- [4] 山崎正勝, 恵比根佳雄, 「ブースタ特集 2 周波数変換リピータ」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol. 5, No.1, 1997.
- [5] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), 「アンテナ・無線ハンドブック」, オーム社, 2006,
- [6] 山崎正勝, 恵比根佳雄, 大館 均, 「ブースタ特集 1 周波数オフセットブースタ」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.1., 1997.
- [7] Hui, HT, “Practical dual-helical antenna array for diversity/MIMO receiving antennas on mobile handsets”, IEE PROCEEDINGS-MICROWAVES ANTENNAS AND PROPAGATION Volume:152, Issue:5, 2005.

【技術分類】 3-4-2 MIMO 周辺技術／アンテナ／アンテナ配置

【 F I 】 H01Q21/08

【 C P C 】 H01Q21/08

【技術名称】 3-4-2-1 一次元配列

【技術内容】

(1) 一次元配列のアレーアンテナの指向性

複数のアンテナ素子を一次元（直線状等）または二次元（平面状，曲面状）に配列し，アンテナ素子の全部または一部を励振し，励振電流（電圧）及び位相を制御することにより，所望の指向性を得るようにしたアンテナをアレーアンテナという．

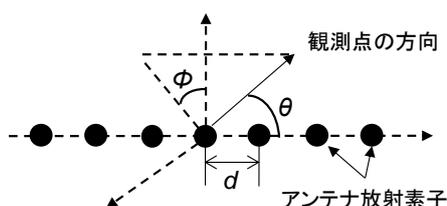


図 1 直線アレーアンテナ

アンテナ素子が直線状に等間隔に配列された図 1 のアレーアンテナにおいて，素子間の間隔を d ，アンテナ素子数を N ， n 番目のアンテナ素子の複素励振振幅を a_n ，アンテナ素子の励振位相が同じとした場合に放射方向 θ の電波で隣接するアンテナ素子間で生じる位相差を $u(u = k_0 d \cos \theta, k_0 = 2\pi/\lambda, \lambda$ は自由空間波長)，各アンテナ素子の放射パターンが同一で $g(\theta, \phi)$ (θ, ϕ は図 1 の極座標の角度) とすると，すべてのアンテナ素子の電波を合わせた指向性は次式で表される．

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(jnu) \quad (3.77)$$

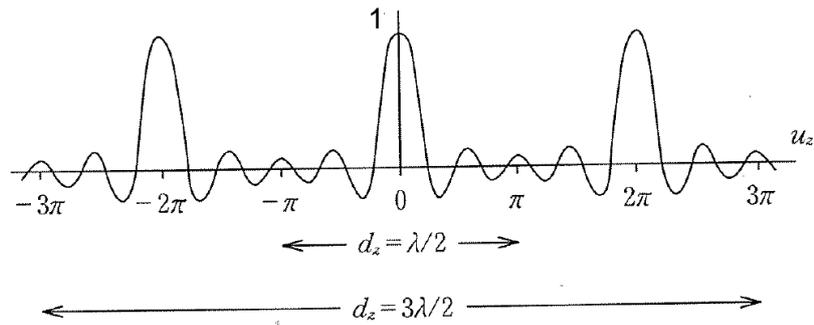
上式の右辺において， $g(\theta, \phi)$ を除いた部分はアレーファクタと呼ばれ，アンテナ素子の励振強度と配列（アンテナ素子の数と間隔）だけで決まる．

直線状アレーアンテナで，中心を参照点とし，各アンテナ素子が等振幅かつ等位相で励振された場合には，アレーファクタ $E(u)$ は，次式のようになる．

$$E(u) = \frac{\sin(Nu/2)}{N \sin(u/2)} \quad (3.78)$$

図 2 に， N を 9 とした場合の u に対するアレーファクタの変化を示す．

$u = k_0 d \cos \theta$ であるため， $-2\pi d/\lambda \leq u \leq 2\pi d/\lambda$ となる．一方，図 2 で， $u = 2\pi n$ ($n = 0, 1, 2 \dots$) で，アレーファクタすなわち放射が大きくなるが， $u = 0$ 以外の方向に生じる大きな放射をグレーティングローブという．



素子間隔 d が $\lambda/2$ の場合、グレーティンググローブは含まれないが、 $d=3\lambda/2$ の場合、含まれる。

図 2 $N = 9$ の場合の u に対するアレーファクタの値

アレーアンテナでは、図 3 に示すように、グレーティンググローブが含まれない範囲では、素子間隔にほぼ比例して指向性利得は増大するが、素子間隔がグレーティンググローブを含むまで大きくなると、指向性利得は急激に低下する。このため、アレーアンテナでは、一般に、グレーティンググローブが入らない範囲で素子間隔を可能な限り大きな値に設定される。

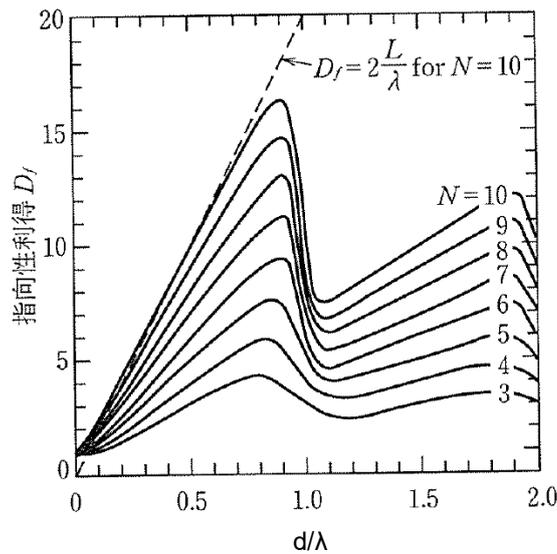


図 3 アンテナ素子間隔と指向性利得の関係

出典：電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第 2 版), オーム社, 2008, 図 8.3, p.404.

(2) 航空機に搭載する直線状 MIMO アンテナアレーの伝送容量

図 4 に航空機に搭載される直線状 MIMO アンテナアレーのシステム構成を示す。送信側アレーアンテナの個数は M_t 、アンテナ素子間隔は s_t 、受信側アレーアンテナの個数は M_r 、アンテナ素子間隔は s_r で、 d は二つのアンテナ素子の中心の間の距離である。 θ_t, θ_r は、それぞれアンテナアレーの直線と放射方向の間の角度、 ϕ は送信側アンテナアレーと受信側アンテナアレーの $(x-z)$ 平面での角度の差を示す。

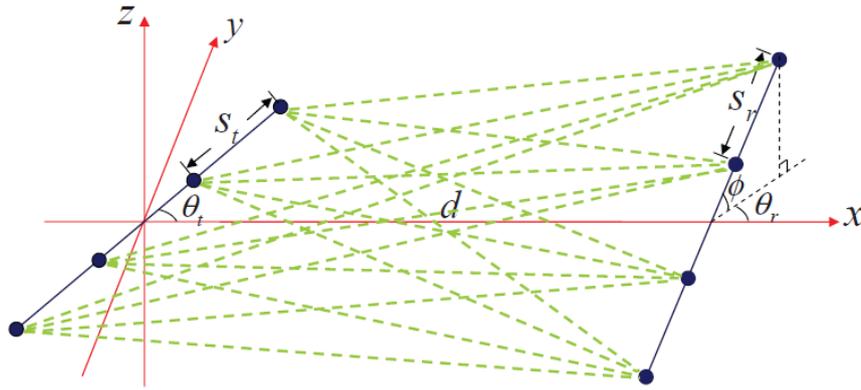


図4 航空機に搭載される直線状 MIMO アンテナアレーのシステム構成

出典 : W. Su et al., "Maximum Achievable Capacity in Airborne MIMO Communications with Arbitrary Alignments of Linear Transceiver Antenna Arrays", IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volume: 12 Issue: 11, 2013, Fig.1, p.5585.

図4のアンテナアレーにおいて、周波数 10 GHz (波長 : 0.03 m), アンテナ素子間隔 s_t, s_r をそれぞれ 0 と 1 m の範囲で伝送容量が最大となる値, アンテナ素子数 M_t, M_r を 2 個, 3 個, 4 個とした場合に, θ_t, θ_r, ϕ が, ① $\theta_t = \pi/2, \theta_r = \pi/2, \phi = 0$, ② $\theta_t = \pi/3, \theta_r = \pi/3, \phi = \pi/8$, ③ $\theta_t = \pi/6, \theta_r = \pi/6, \phi = \pi/4$, となる組合せについて, 理論式より求めたアンテナアレー間の距離と伝送容量の関係をそれぞれ, 図5, 図6, 図7に示す.

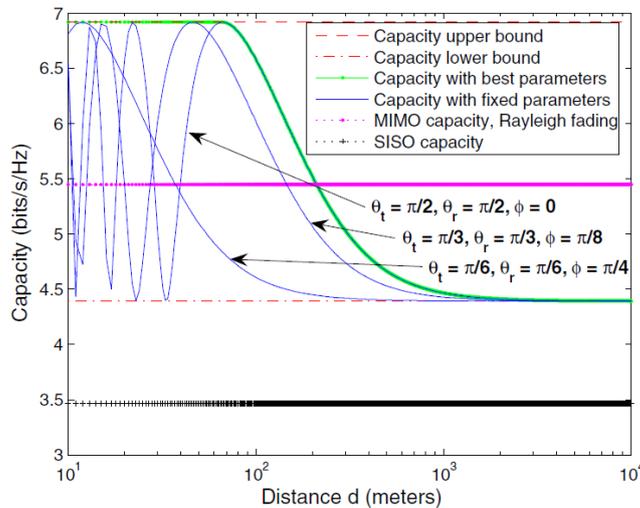


図5 飛行機搭載 MIMO 通信の容量 ($M_t = M_r = 2$)

出典 : W. Su et al., "Maximum Achievable Capacity in Airborne MIMO Communications with Arbitrary Alignments of Linear Transceiver Antenna Arrays", IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volume: 12 Issue: 11, 2013, Fig.5, pp.5591-5592.

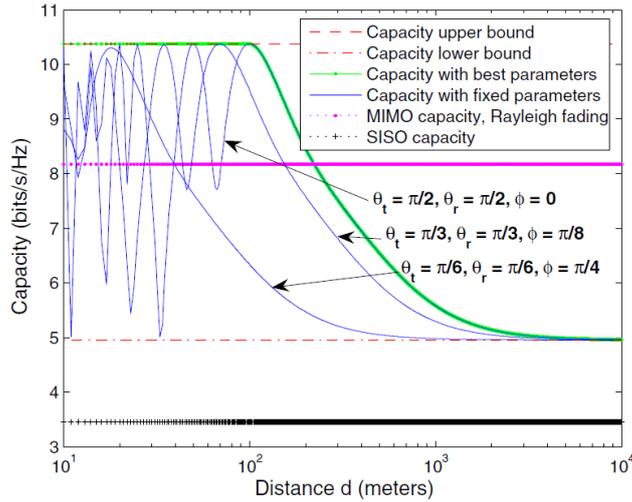


図 6 飛行機搭載 MIMO 通信の容量 ($M_t = M_r = 3$)

出典 : W. Su et al., "Maximum Achievable Capacity in Airborne MIMO Communications with Arbitrary Alignments of Linear Transceiver Antenna Arrays", IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volume: 12 Issue: 11, 2013, Fig.6, pp.5591-5592.

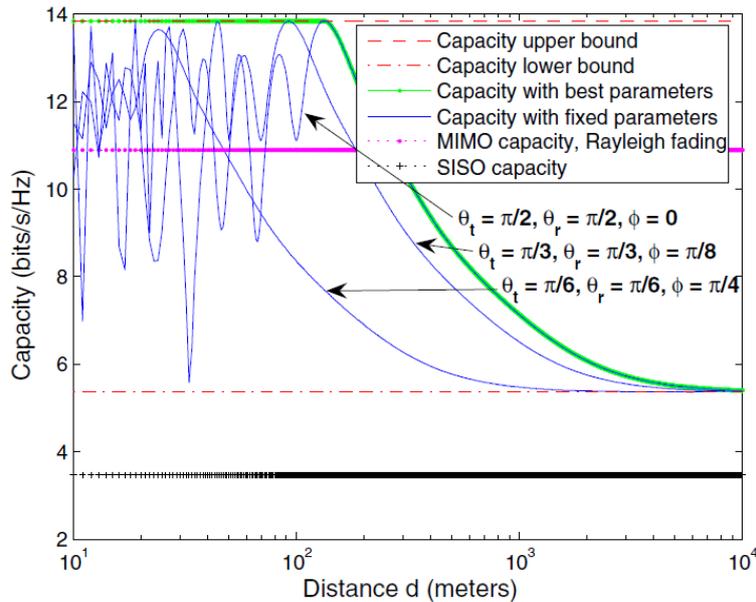


図 7 飛行機搭載 MIMO 通信の容量 ($M_t = M_r = 4$)

出典 : W. Su et al., "Maximum Achievable Capacity in Airborne MIMO Communications with Arbitrary Alignments of Linear Transceiver Antenna Arrays", IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volume: 12 Issue: 11, 2013, Fig.7, p.5592.

図 5, 図 6, 図 7 より, 本 MIMO アレーアンテナでは, アンテナアレー間距離がある値以下では, 伝送容量の最大値が存在し, 伝送容量の最大値は距離に応じて変動する. また, アンテナアレー間距離が極めて大きくなると, 伝送容量が最小値に近づく, ということが分かる. 図 5, 図 6, 図 7 には, レイリーフェージング MIMO 伝送容量と SISO の伝送容量を併せて記載しているが, 伝送容量の最大値は, 本 MIMO アレーアンテナの最大値はレイリーフェージング下で対応する従来の MIMO アンテナアレーの平均容量よりも大きく, 最小値は SISO の容量よりも大きい.

これらの結果より、航空機内の伝送距離などの条件に応じて、アンテナ素子の数や間隔などのシステムパラメータを適切に選択することにより、伝送容量に関して最良の性能を達成する MIMO アンテナアレーを設計することができる。

【出典】

- [1] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), 「アンテナ・無線ハンドブック」, オーム社, 2006,
- [2] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008,
- [3] W. Su, J. D. Matyjas, M. J. Gans and S. Batalama, “Maximum Achievable Capacity in Airborne MIMO Communications with Arbitrary Alignments of Linear Transceiver Antenna Arrays”, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volume: 12 Issue: 11, 2013.

【参考資料】

- [1] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), 「アンテナ・無線ハンドブック」, オーム社, 2006,
- [2] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008,
- [3] W. Su, J. D. Matyjas, M. J. Gans and S. Batalama, “Maximum Achievable Capacity in Airborne MIMO Communications with Arbitrary Alignments of Linear Transceiver Antenna Arrays”, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS Volume: 12 Issue: 11, 2013.
- [4] 高橋 徹, 「アレーアンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-7章, 2010.

【技術分類】 3-4-2 MIMO 周辺技術／アンテナ／アンテナ配置

【 F I 】 H01Q21/06

【 C P C 】 H01Q21/061

【技術名称】 3-4-2-2 二次元配列

【技術内容】

(1) 平面配列アレーアンテナ

平面配列アレーアンテナの代表的な配列方法として、素子を格子状に配列する四角配列と三角配列がある (図 1)。

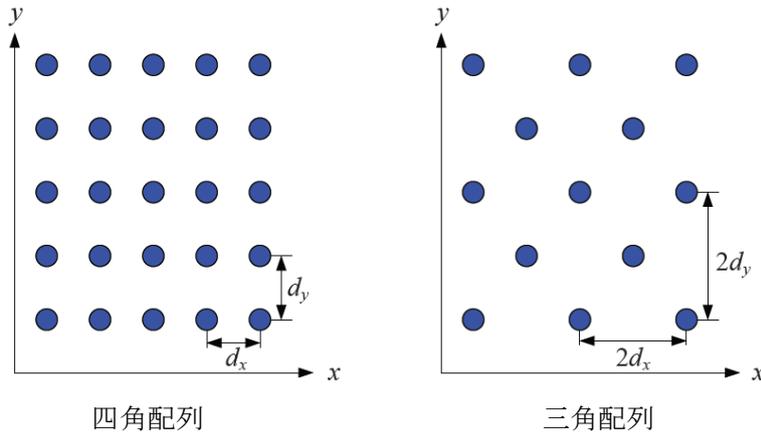


図 1 平面アレーアンテナの四角配列と三角配列

出典：高橋 徹，「アレーアンテナ」，電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-7章，2010，図 7・5，p.5.

四角配列の場合で、 x 軸方向の素子間隔が d_x 、 y 軸方向の素子間隔が d_y で、原点から x 軸方向に n 番目、 y 軸方向に m 番目の素子の複素励振係数 A_{nm} が、 x 軸、 y 軸方向の素子の複素励振係数 A_n 、 A_m の積で表されるとすると、四角配列アレーアンテナのアレーファクタ $f(\theta, \phi)$ は次式で表される。

$$f(\theta, \phi) = \sum_n \sum_m A_{nm} \exp[j(nk_0 d_x \sin \theta \cos \phi + mk_0 d_y \sin \theta \sin \phi)] = \sum_n A_n \exp[jnk_0 d_x \sin \theta \cos \phi] \sum_m A_m \exp[jmk_0 d_y \sin \theta \sin \phi] \quad (3.79)$$

上式より、四角配列の平面アレーアンテナのアレーファクタは、 x 軸方向の配列に対するアレーファクタと y 軸方向の配列に対するアレーファクタの積で表される。

平面配列アレーアンテナでも素子配列の周期性に起因してグレーティンググローブが発生する。四角配列の場合のグレーティンググローブを可視領域に入れないための条件は、次式で与えられる。

$$\frac{d_y}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin \theta_0}, \quad \frac{d_x}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (3.80)$$

一方、三角配列の場合は、 $d_x < d_y$ の場合、以下のようになる。

$$1 \leq d_y/d_x \leq \sqrt{3} \text{ の場合, } \frac{d_x}{\lambda} < \frac{1}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{d_x}{d_y}\right)^2} \frac{1}{1 + \sin \theta_0}, \quad \sqrt{3} \leq d_y/d_x \text{ の場合, } \frac{d_y}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (3.81)$$

三角配列では、素子間隔 $\frac{d_y}{d_x} = \sqrt{3}$ を満足するとき、最も配列効率が良く、グレーティンググローブ

を発生させないための同一の条件下では、四角配列の $\sqrt{3}/2$ まで素子数を減らすことができる。

(2) 円形配列アレーアンテナ

円形配列アレーアンテナは、円周上に放射素子を配列したアレーアンテナで、方向探査用、レーダー用、ソナー用などに用いられている。素子をダイポールアンテナとしたときの例を図2に示す。

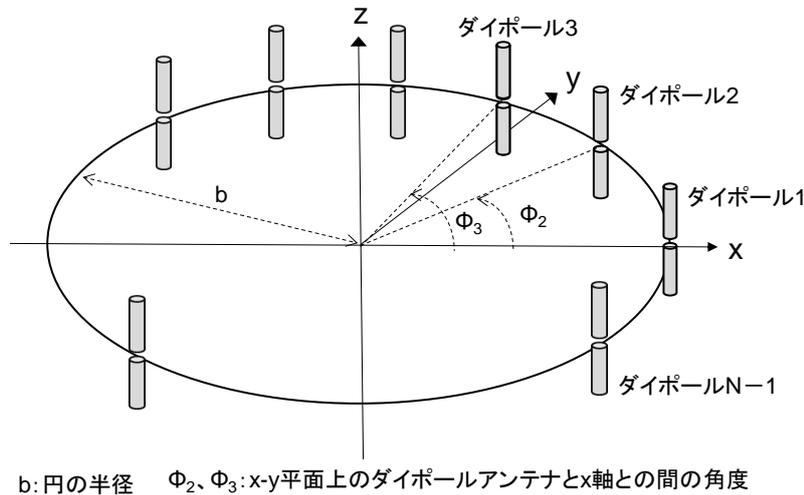


図2 ダイポールアンテナを素子とする円形配列アレーアンテナ

図2の構成において、円形配列アレーアンテナのアレーファクタ $f(\theta, \phi)$ は、次式で与えられる。

$$f(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n e^{j\alpha_n} e^{jk_0 b \cos(\phi - \phi_n) \sin \theta} \quad (3.82)$$

また、全体の電界指向性 $E_a(\theta, \phi)$ は、次式で与えられる。

$$E_a(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) f(\theta, \phi) \quad (3.83)$$

上式で、 $g(\theta, \phi)$ は各素子の電界指向性、 α_n は共相励振条件で、次式により与えられる。

$$\alpha_n = -k_0 b \cos(\phi_0 - \phi_n) \sin \theta_0 \quad (3.84)$$

円形配列アレーアンテナでは、明確なグレーティンググローブは現れないが、グレーティンググローブに対応した大きなローブが生ずることがあるので注意を要する。

(3) ネスト状に配列したアンテナアレー (nested array) による Massive MIMO の実現

アンテナを二次元の格子状上にネスト状に配列することにより、少ないアンテナ数で伝送情報量と周波数効率を向上できるアンテナの配列方法について述べる。

本配列方法では、図3に示すように、アンテナは格子状上に一様に配列するのではなく、密な配列と疎な配列を組み合わせで配列する。図3では、密に配列された9個のアンテナと疎に配列された16個のアンテナからなる。これらのアンテナによって、100以上の仮想的なアンテナ (Virtual Antenna) を形成する。アンテナのサイズ、配列については以下の条件としている。

- アンテナのサイズは、 $\lambda/4$ または $5\lambda/8$ とする。
- アンテナ間の距離は、良好なスペースダイバーシチ利得が得られるように、 $k\lambda/4$ (k は整数) とする。

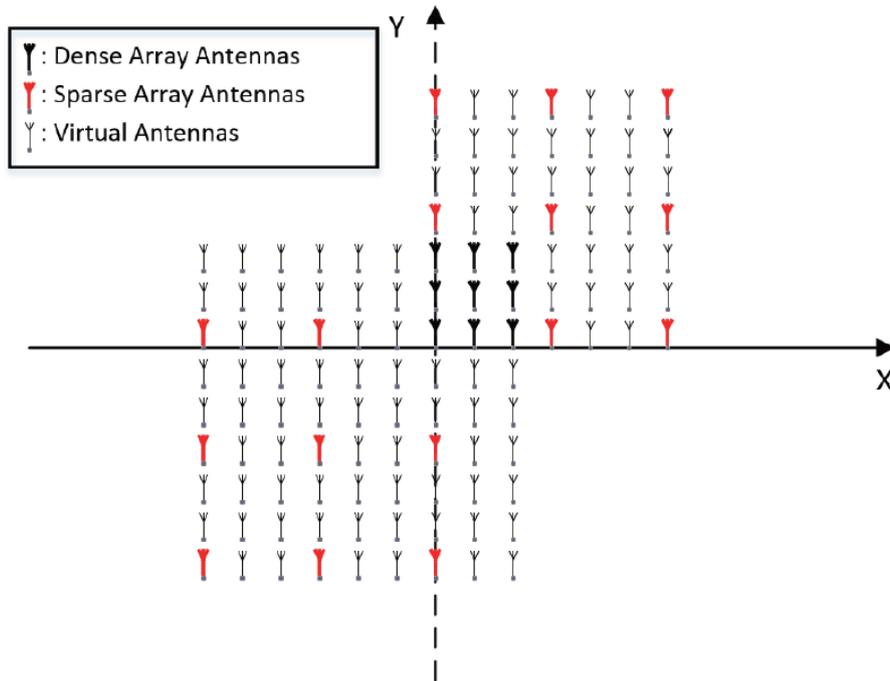


図3 ネスト状に配列した MIMO アンテナアレーの例

出典 : S. Yuan et al., “To Achieve Massive MIMO with Much Less Antennas By Nested Placement” ,
 IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2016, Fig.3.

図4は、ネスト状の MIMO アンテナアレーと、格子上一様に配列された MIMO アンテナアレーとの周波数効率の計算値の比較を示す。また、図5には、これらの MIMO アレーアンテナについて、SNR に対する伝送容量の計算値の比較を示す。

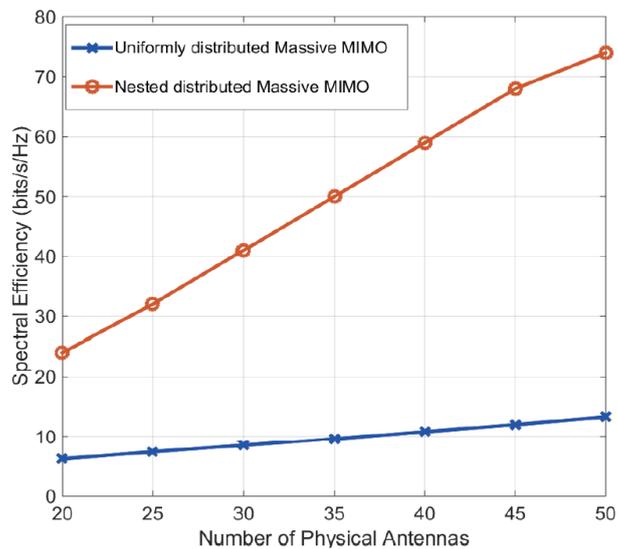


図4 アンテナ数と周波数効率の関係

50 個のアンテナで 800 個の仮想アンテナを形成。同時に 30 ユーザとの通信を想定。SNR=2 dB

出典 : S. Yuan et al., “To Achieve Massive MIMO with Much Less Antennas By Nested Placement” ,
 IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2016, Fig.4

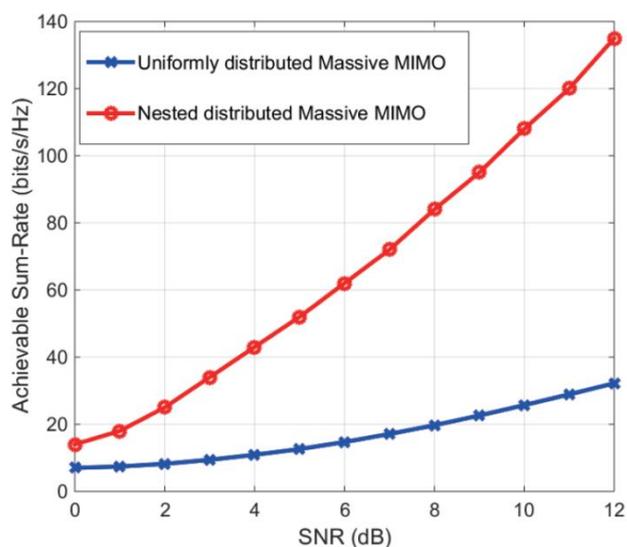


図5 SNR と伝送容量の関係
物理的なアンテナの数を 20 に固定した場合

出典 : S. Yuan et al., “To Achieve Massive MIMO with Much Less Antennas By Nested Placement” ,
IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2016, Fig.5.

図 4 より，ネスト状の配置方法では，物理的なアンテナの数が多いほど，アンテナを一様に配置する方法に比べ，周波数効率が高くなる。また，図 5 より，送信信号の電力が大きいほど，得られる伝送容量が増加する。

【出典】

- [1] 高橋 徹, 「アレーアンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-7 章, 2010.
- [2] Shitong Yuan and Qilian Liang, “To Achieve Massive MIMO with Much Less Antennas By Nested Placement”, IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2016.

【参考資料】

- [1] 高橋 徹, 「アレーアンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-7 章, 2010.
- [2] Shitong Yuan and Qilian Liang, “To Achieve Massive MIMO with Much Less Antennas By Nested Placement”, IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS), 2016.
- [3] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第 2 版), オーム社, 2008,

【技術分類】 3-4-3 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（電氣的）

【 F I 】 H01Q5/00 H04B7/0413 H04B7/0456,100

【 C P C 】 H01Q5/00 H04B7/0413 H04B7/0456

【技術名称】 3-4-3-1 周波数

【技術内容】

(1) 異なる周波数帯での電波伝搬特性

5G では信号帯域幅の広帯域化による通信容量の拡大のため、マイクロ波（SHF）帯（3～30GHz）の高周波部分とミリ波（EHF）帯（30～300GHz）と重なる6～100GHzの範囲の高周波帯の利用が想定される。高周波帯において電波の減衰、品質低下をもたらす要因として、①降雨減衰、②樹木損失、③人体遮蔽、④粗面散乱特性（周波数が高くなると建物表面の粗さの影響が顕著になる）が挙げられる。中心周波数が0.81 GHz、2.2 GHz、4.7 GHz、26.4 GHz、37.1 GHzの電波について、市街地で行った伝搬実験での伝搬損失の測定結果を図1に示す。測定場所は東京駅周辺で、平均建物高さが約20 m、平均道路幅が約30 mである。測定では、バケット車のバケット上に設置した基地局アンテナから受信レベル測定のための無変調信号を送信し、測定車のルーフに設置した移動局アンテナで受信して受信レベルを記録している。

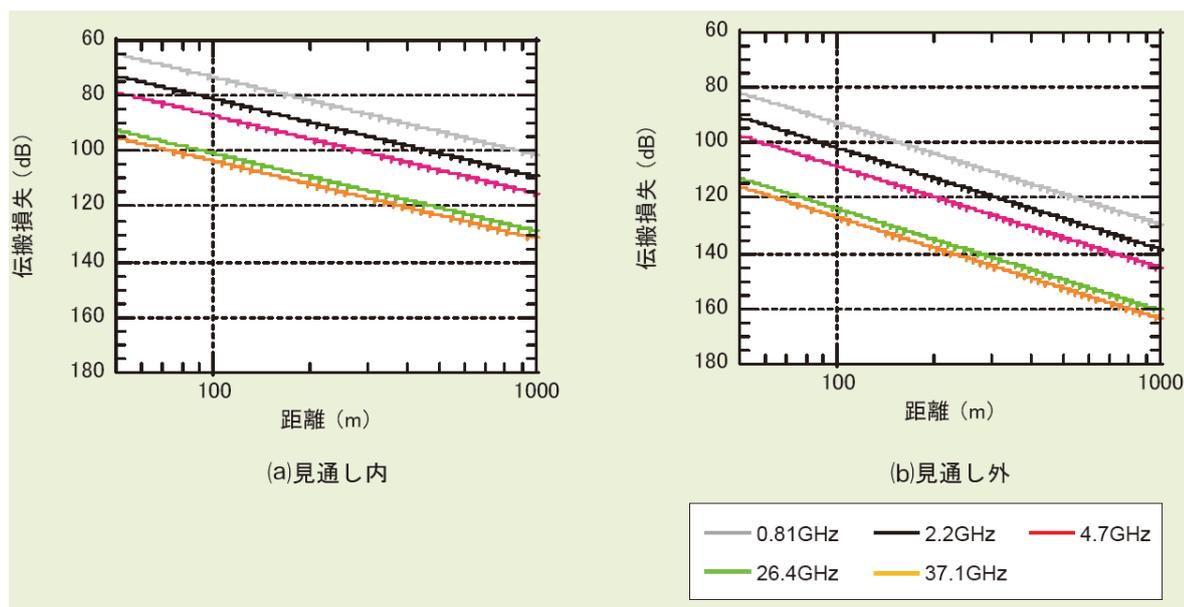


図1 異なる電波の周波数での伝搬損失距離特性の比較

出典：今井哲朗他、「5Gのための電波伝搬」、NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4, 図3, p44.

図より、見通し内と見通し外のいずれにおいても距離が長くなるほど伝送損失が増加すること、また、周波数が高いほど伝送損失が増加することが分かる。

(2) マルチアンテナ技術

5G 移動通信網においてシステム容量及び通信速度の大幅な向上を実現するためには、高周波数帯の利用が必要になるが、高周波数帯では電波伝搬損失が増大するため、100 素子以上のアンテナ素子により構成される超多素子アンテナの適用が課題となる。超多素子アンテナを使用して高速通信を実現する技術が Massive MIMO であるが、高 SHF 帯・EHF 帯の Massive MIMO を実現する技術とし

て、フルデジタル Massive MIMO, ハイブリッド BF (BF : Beam Forming), アナログ BF のみの構成が検討されている。このうち、フルデジタル Massive MIMO は優れた性能を有するが、高 SHF 帯・EHF 帯では信号の広帯域化に対応した高価で消費電力が高い DAC (Digital to Analog Converter), ADC (Analog to Digital Coverter) や高性能化が難しい超多数の無線回路が必要になるという問題がある。これに対し、ハイブリッド BF は、デジタルプリコーディングとアナログ BF を組み合わせた構造で、DAC やアップコンバータをビーム数 L だけ用意すればよく、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) の数も減らすことができるため、フルデジタル Massive MIMO よりも低コストで実現できる。

ハイブリッド BF には、全アンテナ素子を用いるフルアレー型と、一部のアンテナ素子を用いるサブアレー型がある。フルアレー型の方が加算器とより多くの可変移相器を必要とするが、その分性能は高くなる。図 2 に、フルアレー型ハイブリッド BF の構成を示す。

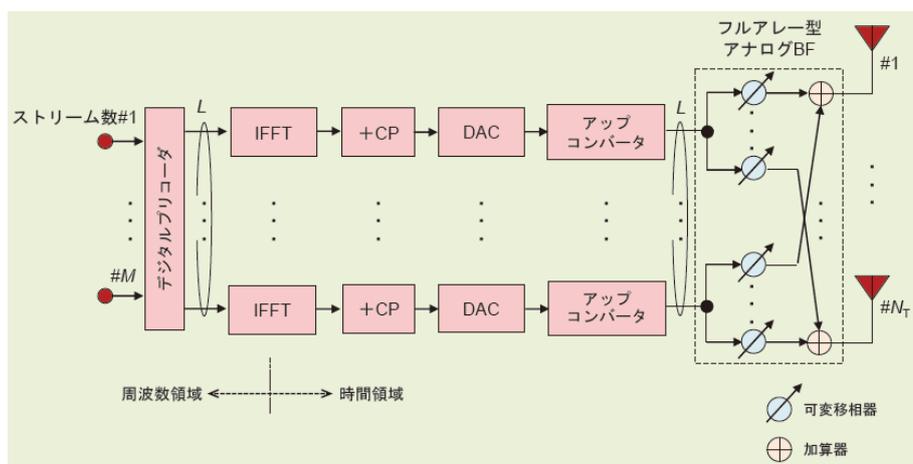


図 2 フルアレー型ハイブリッド BF の構成

出典：須山 聡他, 「5G マルチアンテナ技術」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4, 図 8, p.36.

フルデジタル Massive MIMO と 2 種類のハイブリッド BF の特性をシミュレーションにより評価した結果を下図に示す。ハイブリッド BF の具体的なアルゴリズムとしては、FBCP (Fixed analog BF and CSI-based Precoding) を用いている。シミュレーションでは、中心周波数 20 GHz, 帯域幅 400 MHz, 有効サブキャリアはパイロット 32, データ 2,000, チャンネル符号化としてターボ符号を用い、フェージングは 16 パス伸上・ライスフェージング ($K = 10\text{dB}$) としている。その他のパラメータは各図に示す。

図 3 は、3 種類の Massive MIMO について平均 SNR (Signal to Noise Ratio) に対するユーザの合計スループットを示す。図では、いずれの方式でも平均 SNR が 16dB 以上において 20 Gbps 以上のスループットを達成できることが示されている。図 4 は、アナログ BF の選択ビーム数 L に対するユーザの合計スループットを示す。なお、フルデジタルの場合、アナログ BF を行わないため、 L と関係なく一定値となる。図より、ハイブリッド BF は L の増加に伴いフルデジタルに近い特性となることが分かる。

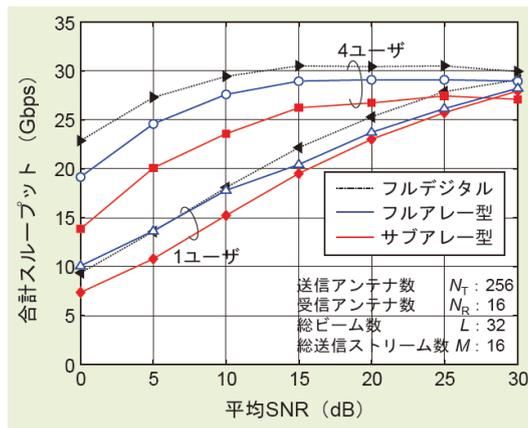


図3 平均SNRに対するスループット

出典：須山 聡他, 「5G マルチアンテナ技術」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4, 図11, p.38.

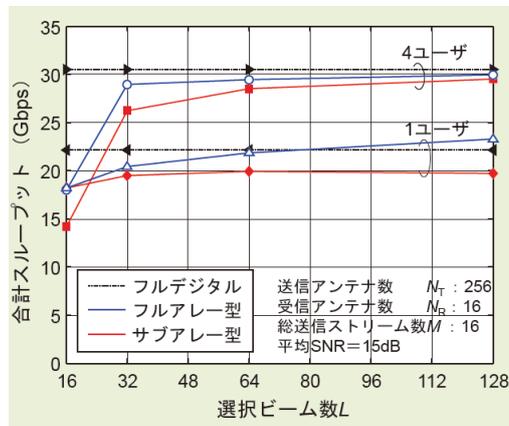


図4 選択ビーム数に対するスループット

出典：須山 聡他, 「5G マルチアンテナ技術」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4, 図12, p.38.

(3) 5Gにおけるユーザ端末用ミリ波MIMOアンテナシステム

5G移動通信に使用される携帯端末用のコンパクトなMIMOアンテナアレーの設計例について述べる。

本システムのアンテナ構成を図5に示す。本システムは、システムボードの下端に配置される二つのアンテナ素子からなり、一つの円形パッチアンテナ素子が異なる周波数で共振する。個々のアンテナ素子はその構成とサイズにより共振周波数が決定され、それらの組合せにより所要の周波数帯域が得られる。

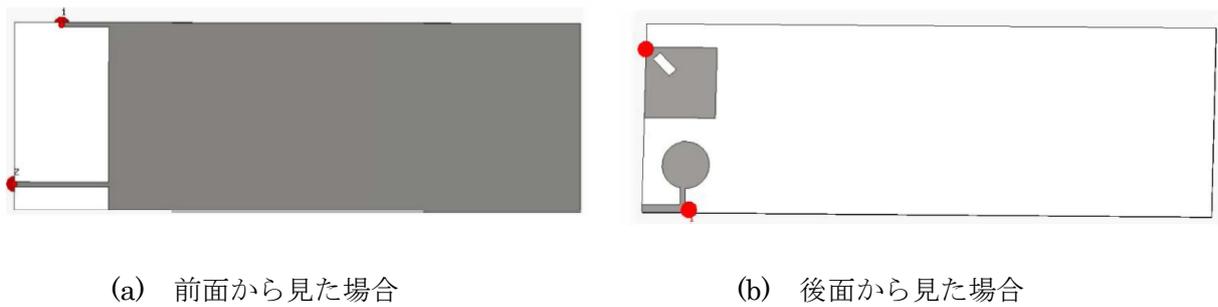


図 5 携帯端末用コンパクト MIMO アンテナアレーの構成例

出典：T. Thomas et al., “MM Wave MIMO Antenna System for UE of 5G Mobile Communication: Design ”, 2015 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING (ICICS), 2015, Fig.1.

本システムのボードは、誘電率が 4.6、損失正接が 0.001 の FR4 基板で設計されている。システムボードと接地板のサイズは、スマートフォンと同様で $120 \times 40 \text{ mm}^2$ である。パッチアンテナの場合、接地板の影響がより大きくなるので、放射ストリップと接地板は性能が向上するように配置されている。必要な周波数で共振するように、 $1/4$ 波長の長さのストリップが用いられている。方形パッチアンテナのの寸法は動作周波数に基づいて計算される。パッチアンテナの欠点はスリットにより解決される。これはパッチアンテナの帯域幅を拡張するための簡単な方法の一つである。

図 5(b)の上部にある方形パッチアンテナ素子のサイズは $15 \times 15 \text{ mm}^2$ で、下部の円形パッチアンテナの円の半径は 5 mm である。

スマートフォンのような小型の携帯端末には超広帯域のアンテナ素子を組み込むことが困難であるため、マルチバンドの使用が推奨される。本システムでは、図 6 に示すように、アンテナは $1.2 \sim 3 \text{ GHz}$ と $14 \sim 30 \text{ GHz}$ の範囲のさまざまな周波数で共振する。利得は 28 GHz で 6.622 dBi 、 2.2 GHz で 7.35 dBi 、 1.5 GHz で 6.01 dBi 、と各周波数帯で同様の利得が得られている。また、二つのアンテナ間のアイソレーション特性も良好である。

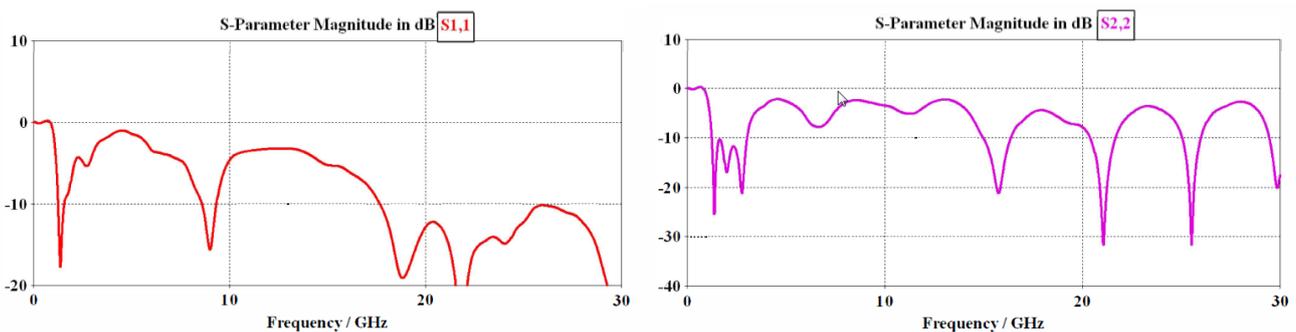


図 6 40 GHz 帯域上での S11 リターンロス値

出典：T. Thomas et al., “MM Wave MIMO Antenna System for UE of 5G Mobile Communication: Design ”, 2015 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING (ICICS), 2015, Fig.3.

(4) 見通し内 MIMO 通信 (LOS-MIMO) による大容量伝送

ミリ波、特に E-Band の電波を使用し、チャンネル帯域幅 500 MHz で、偏波多重及び LOS-MIMO (Line of Sight MIMO) の適用により 10 Gbps の高速通信を実現する技術について述べる。

デジタル信号処理デバイスの能力と広帯域化による SNR の低下を考慮して、チャンネル帯域幅(CS)が 500 MHz の場合について検討している. この場合、帯域制限のためのロールオフ率 0.25 を想定し、CS と変調速度 f_s の関係を $f_a=0.8$ CS とする. また、誤り訂正符号の冗長度などを考慮し、情報伝送を担うペイロードの比率を全体の 90 % とする. SNR の制約より、変調方式を 256QAM までとすると、

$$\text{最大伝送容量} = 500 \text{ MHz} \times 0.8 \times 0.9 \times 8 \text{ bit} = 2.88 \text{ Gbps}$$

となり、これに偏波多重と LOS-MIMO を適用し、10 Gbps 以上の高速通信を実現する.

モバイル通信では、MIMO による伝送容量増大の効果は、見通し外通信のみとされてきたが、見通し内でもアンテナの幾何学的な配置条件によって伝送容量増大が可能であることが示されている.

図 7 に示す 2×2 LOS-MIMO の構成で、アンテナ間隔 d とリンク距離 R 、搬送波の波長 λ が、

$d = \sqrt{\lambda R / 2}$ の条件を満足すると、二つの送信アンテナから送信される信号の受信までの経路長差が波長の 1/4 となって直交し、図 8 に示す受信側の信号処理で独立な信号として分離することが可能になる. 単に幾何学的な条件のみで LOS-MIMO の成立条件を満足させようとすると、リンク距離とアンテナ間隔に mm 単位の精度が要求され、現実的でないため、図 8 の移相器の適応制御が不可欠になる.

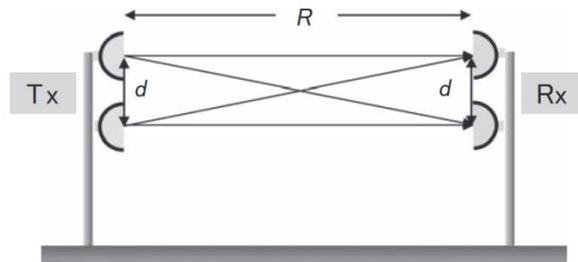


図 7 LOS-MIMO 全体構成図

出典：佐々木英作他、「10Gbps 伝送を実現する超大容量無線伝送技術」、NEC 技報, vol.66, No.2, 2014.2, 図 1, pp.71-72.

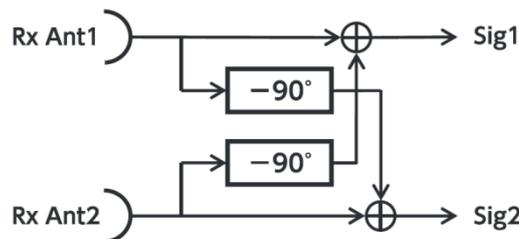
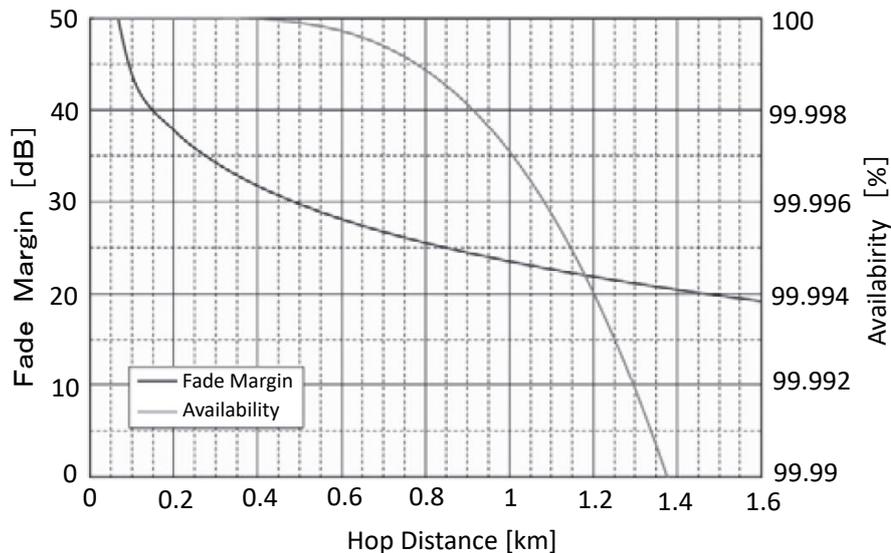


図 8 受信側空間分離回路

出典：佐々木英作他、「10Gbps 伝送を実現する超大容量無線伝送技術」、NEC 技報, vol.66, No.2, 2014.2, 図 2, pp.71-72.

E-Band の周波数では、高い周波数での降雨減衰の影響から、リンク距離が元々 1~2 km に制限されているため、アンテナ間隔は 2 m 以下と実用的な範囲になる. 500 MHz CS で 10 Gbps を実現するためには、128QAM が最適の変調多値数となる. この条件で、偏波多重と LOS-MIMO を適用した伝送装置のリンク距離対 RSL (Received Signal Level) マージンと稼働率のグラフを図 9 に示す. 直径 30 cm のアンテナでも、1 km 前後のリンク距離が確保できることが分かる.



- ・ 伝送装置諸元
- 変調方式と符号化方法：128QAM+RS code
- シンボルレート：400 Mbaud
- Required CNR @1E-6：27 dB
- 送信電力：+12 dBm
- アンテナ直径：30 cm
- RF 周波数：80.0 GHz
- 空気による減衰：0.4 dB/km
- 雑音指数：12 dB
- 降雨量 (Rain zone)：K (42 mm/h)

図9 リンク距離対 RSL マージンと稼働率

出典：佐々木英作他，「10Gbps 伝送を実現する超大容量無線伝送技術」，NEC 技報，vol.66, No.2, 2014.2, 図 4, p.73.

【出典】

- [1] 今井哲朗，北尾光司郎，トランゴクハオ，大巻信貴，「5G のための電波伝搬」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.23, No.4.
- [2] 須山 聡，奥山達樹，井上祐樹，岸山祥久，「5G マルチアンテナ技術」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.23, No.4.
- [3] T. Thomas, Dr. K. Veeraswamy and G. Charishma, “MM Wave MIMO Antenna System for UE of 5G Mobile Communication: Design”, 2015 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING (ICICS), 2015.
- [4] 佐々木英作，丸 次夫，「10Gbps 伝送を実現する超大容量無線伝送技術」，NEC 技報，vol.66, No.2, 2014.2.

【参考資料】

- [1] 今井哲朗，北尾光司郎，トランゴクハオ，大巻信貴，「5G のための電波伝搬」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.23, No.4.
- [2] 須山 聡，奥山達樹，井上祐樹，岸山祥久，「5G マルチアンテナ技術」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.23, No.4.

- [3] T. Thomas, Dr. K. Veeraswamy and G. Charishma, “MM Wave MIMO Antenna System for UE of 5G Mobile Communication: Design”, 2015 10TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING (ICICS), 2015.
- [4] 佐々木英作, 丸 次夫, 「10Gbps 伝送を実現する超大容量無線伝送技術」, NEC 技報, vol.66, No.2, 2014.2.

【技術分類】 3-4-3 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（電氣的）

【 F I 】 H01Q21/24 H04B7/10 H04J11/00@B

【 C P C 】 H01Q21/24 H04B7/10 H04J11/00

【技術名称】 3-4-3-2 偏波

【技術内容】

(1) 偏波の種類

電界及び磁界が特定の方向を向いていることを偏波と呼ぶ。電界が一定の方向を向いて電波が伝搬する場合、直線偏波と呼び、このうち、電界が大地に対して垂直である場合を垂直偏波、水平の場合を水平偏波と呼ぶ。

一般に直交する二つの直線偏波が同相の場合は、これらの和も直線偏波となるが、位相差がある場合には、電界ベクトル及び磁界ベクトルが時間、空間に対して伝搬軸の周りを楕円状に回転する楕円偏波となる。楕円偏波の特別な場合として、直交する二つの直線偏波の振幅が等しく、位相差が $\pm\pi/2$ のとき、伝搬軸の周りを円形に回転する円偏波となる。

円偏波は、観測点 z を固定し、伝搬方向に向かって電界を見たときに、時間に対して電界が回る方向で定義される。 y 成分の位相が x 成分に比べて $\pi/2$ 進んでいるとき、図1(a)に示すように電界は反時計方向（左方向）に回るので、これを左旋円偏波と呼ぶ。同様に、 y 成分の位相が x 成分に比べて $\pi/2$ 遅れている場合は、図1(b)に示すように右旋円偏波となる。

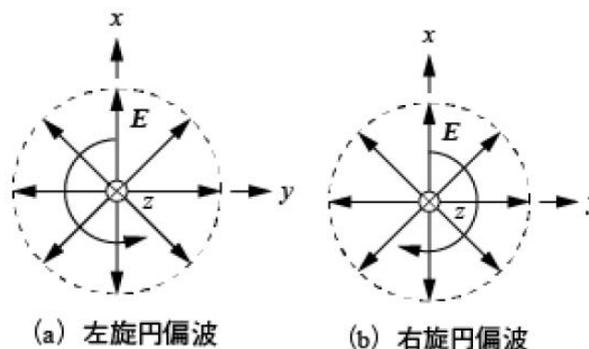


図1 円偏波

出典：澤谷邦男，「2・3 波動方程式と平面波」，電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-2章，2013，図2・3の一部を使用，p.11.

偏波は楕円状に回転し、直線偏波や円偏波はその特別な場合とみることができる。この場合、楕円偏波の電界の最大値と最小値の比を軸比と呼ぶ。

以下には、直交する垂直偏波と水平偏波を利用したMIMOの例について述べる。なお、アンテナへの円偏波の適用例については、3-4-1-1「ダイポールアンテナ」(4)，3-4-1-3「パッチアンテナ」(3)，3-4-1-4「その他」(4)においても述べている。

(2) アレーアンテナでの円偏波の実現

一般的に、円偏波のアレーアンテナを実現するためには円偏波放射素子が適用されるが、軸比特性を改善するために、ペア素子やシーケンシャルアレーといった技術が用いられる。

ペア素子とは、図2に示すように主放射方向回転軸として二つの素子を互いに90度($\pi/2$)回転させて配置し、90度の位相差をつけて励振する方法である。シーケンシャルアレーとは、主放射方向回転軸として素子を任意の角度に回転させて配置し、回転角に応じた位相差をつけて励振する方法であ

る。いずれに方法でも、アレーアンテナとして軸比特性を改善できる。

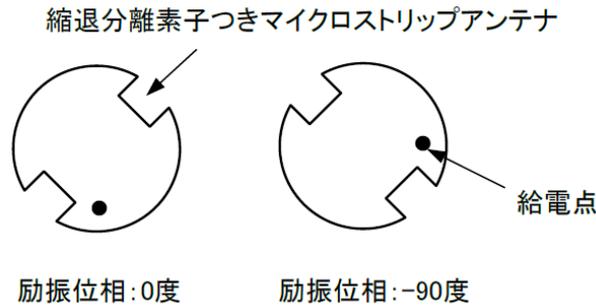


図2 軸比改善のためのペア素子配列例 (右旋円偏波の場合)

出典: 高橋 徹, 「アレーアンテナ」, 電子情報通信学会『知識の森』4群-2編-7章, 2010, 図7・17, p.17.

(3) 偏波を利用した MIMO アンテナの解析

ノッチアンテナとループアンテナからなるモバイル通信用 MIMO アンテナの解析方法について述べる。ノッチアンテナは水平偏波で放射し、ループアンテナは垂直偏波で放射する。MIMO アンテナは、共振周波数 3.5 GHz で 4G 移動通信への適用を目的としたものである。

主要な偏波放射パターンは、LOS (Line of Sight) チャンネル環境に適した双方向性の放射パターンである。解析では、アンテナの動作を物理的に明確にするため、CMA (characteristic mode analysis) を使用する。また、MWS ソフトウェアを使用してシミュレーションを行う。

ループアンテナは接地平面上に置かれ、ノッチアンテナはループアンテナの上に置かれる。図3にループアンテナとノッチアンテナの電流分布と放射パターンを示す。

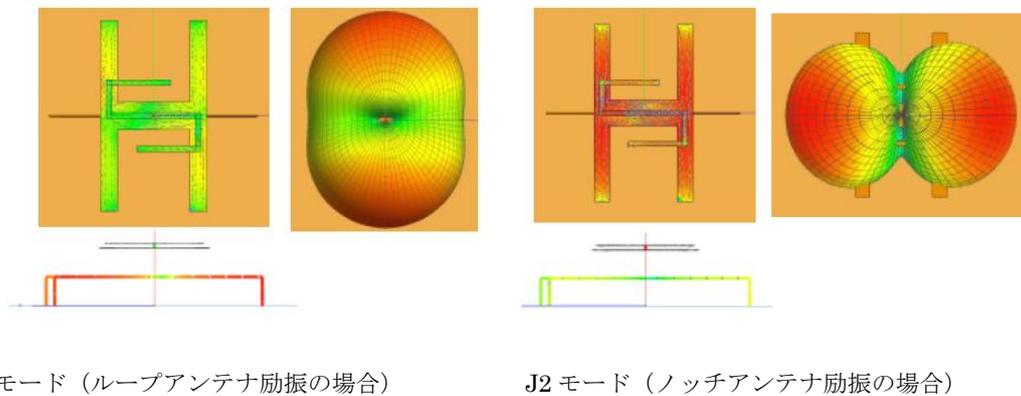


図3 ループアンテナとノッチアンテナの電流分布 (左側) と放射パターン (右側)

出典: K. Takahashi et al., “Design of Four Elements MIMO Antenna Using the Theory of Characteristic Mode”, 2016 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2016, Fig.3, p.233.

図4に示す二つのアンテナ配置について、アンテナ特性の比較を行う。図4(a)は、二つのアンテナ素子を x 軸方向に離れた場合、図4(b)は x 軸に対し斜め方向に離れた場合の位置を示す。アンテナ素子は 200 mm 四方の接地平面上に置かれ、Port 1 と Port 3 はノッチアンテナの励振点で、Port 2 と Port 4 はループアンテナの励振点である。

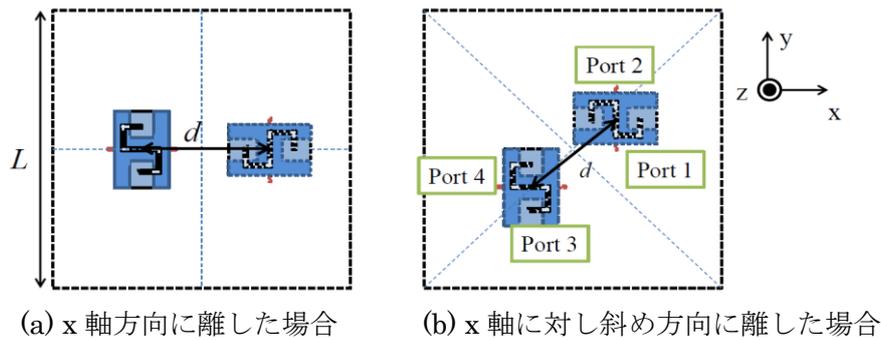


図4 接地平面上に置かれた4素子アンテナの異なる配置 ($L=200$ mm, $d=0.6\lambda$ mm)

出典: K. Takahashi et al., “Design of Four Elements MIMO Antenna Using the Theory of Characteristic Mode”, 2016 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2016, Fig.4, p.233.

評価の結果、アンテナ素子間の相互の影響は、斜めに離れた構成の方が小さいことが示されている。反射と相互特性については、 S_{11} と S_{22} の両方が -10 dB 以下の良好な測定値を示している。アイソレーションは、斜め方向に離れた場合で 16 dB、 x 軸方向に離れた場合で 13 dB と、斜め方向に離れた場合の方が良好である。

図5に、交差偏光が非常に小さい場合に、水平面上の Port 1 と Port 2 を励振した場合の双方向の放射パターンを示す。これより、最大の利得は 8.5 dB である。

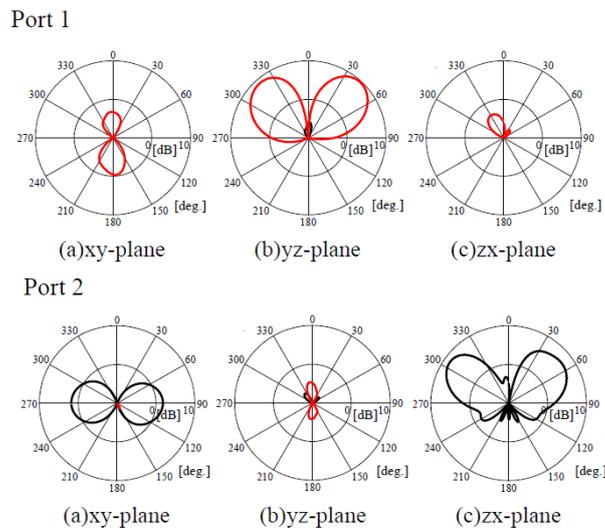


図5 放射パターン (黒線: E-theta, 赤線: E-phi)

出典: K. Takahashi et al., “Design of Four Elements MIMO Antenna Using the Theory of Characteristic Mode”, 2016 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION (ISAP), 2016, Fig.7, 233.

(3) 偏波を利用した省スペースのアンテナ

偏波機能とアンテナのグループ化機能を利用して、アンテナ1本で4ストリームのMIMOを実現する技術について述べる。

図6に、本技術を適用した基地局アンテナの構成を示す。偏波共用アンテナは垂直偏波と水平偏波から構成される。図6に示すように、1本のアンテナを上下二つのグループに分割し、これと偏波を利用して4ストリームのMIMOを実現している。

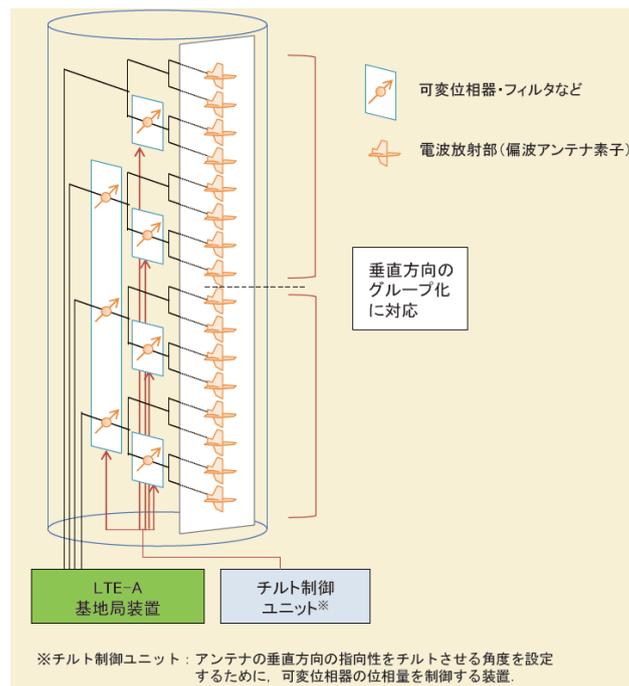


図 6 省スペース基地局アンテナの構成

出典:井上祐樹他,「省スペースのアンテナでLTE-Advancedの品質をめざすSmart Vertical MIMO」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.22, No.1, 図 6, p.24.

アンテナをグループ化すると、同時に送るデータ列は増やせるが、グループ当たりのアンテナの品質はやや劣化する。そこで、通信品質が悪い場合は、グループ分割を解除して送信することで、エリアの品質を優先させる。このように、1本のアンテナをグループ化するモードとグループ化を解除する二つのモードを設け、通信品質と送信データ量に応じて、モードを選択できるようにする。

携帯端末の品質によるモードの割当ては、携帯端末から基地局にフィードバックされる携帯端末の品質情報である CQI などを用い、基地局のベースバンド部分で周波数及び時間のリソースに対してダイナミックに行う。ベースバンドの割当てでモードを決定できるため、基地局アンテナ1本の中でモードの共存が可能となる。

図 7 に、本技術の実験装置の送受信機構成を示す。基地局の送信機では、ターボ符号化後、QPSK, 16QAM または 64QAM のデータ変調を行う。データ変調後のデータ系列に復調用参照信号を多重化した後、二つの移動局から基地局へのフィードバック情報を基に生成したプリコーディングベクトルを乗算する。さらに、送信アンテナに対応するチャンネル状態情報推定用参照信号 (CSI-RS) を多重し、D/A 変換後、直交変調を行い、RF キャリア周波数にアップコンバートして送信する。

移動受信機では、受信した各送信アンテナの CSI-RS を用いて MU-MIMO 伝送のためのフィードバック情報を生成する。所望ユーザの 2 ストリームに対する MIMO 信号分離には MLD を適用する。

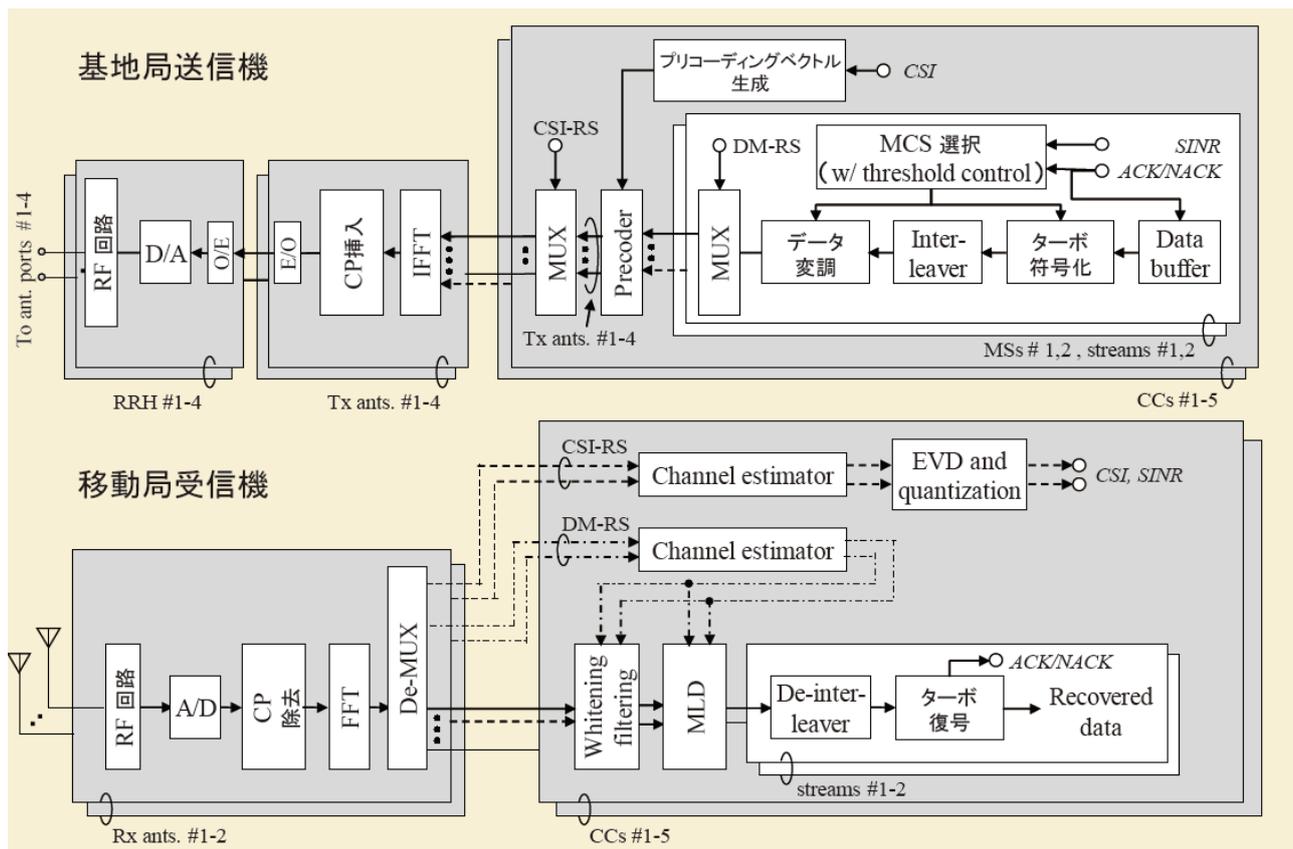


図 7 送受信機構成

出典：井上祐樹他，「省スペースのアンテナで LTE-Advanced の品質をめざす Smart Vertical MIMO」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.22，No.1，図 5，p.23.

【出典】

- [1] 澤谷邦男，「2・3 波動方程式と平面波」，電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-2 章，2013.
- [2] 高橋 徹，「アレーアンテナ」，電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-7 章，2010.
- [3] 井上祐樹，武田大樹，斎藤敬佑，川村輝雄，安藤英浩，「省スペースのアンテナで LTE-Advanced の品質をめざす Smart Vertical MIMO」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.22，No.1.

【参考資料】

- [1] 澤谷邦男，「2・3 波動方程式と平面波」，電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-2 章，2013.
- [2] 高橋 徹，「アレーアンテナ」，電子情報通信学会『知識の森』4 群-2 編-7 章，2010.
- [3] 井上祐樹，武田大樹，斎藤敬佑，川村輝雄，安藤英浩，「省スペースのアンテナで LTE-Advanced の品質をめざす Smart Vertical MIMO」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.22，No.1.

【技術分類】 3-4-3 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（電氣的）

【 F I 】 H01Q3/00

【 C P C 】 H01Q3/00

【技術名称】 3-4-3-3 指向性，ビーム形状

【技術内容】

(1) 指向性

アンテナから放射される電磁界は，観測点の方向と観測点までの距離の関数となる(図1)．電波は，波長に比べて十分遠方では球面波となるため，放射パターンは距離に依存しなくなり，電界は次式で与えられる．

$$E(r, \theta, \phi) = D(\theta, \phi) \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad (D(\theta, \phi) \text{は指向性関数}) \quad (3.85)$$

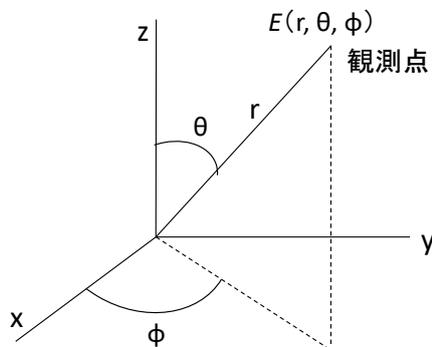


図1 電波の観測点の表示

あらゆる方向に均一に放射する指向性は「無指向性」または「等方性」と呼ばれ， $D(\theta, \phi) = \text{定数}$ ，つまり，電波の強度は方向には依らず，距離のみに依存する．

無指向性の電波は存在せず，仮想的なものである．

垂直半波長ダイポールアンテナでは，垂直偏波を水平面内に均一に放射するが，このような指向性を全方向性と呼ぶ．全方向性では，電波は特定の面内では均一であるが，それ以外の方向では異なる指向性を持つ．図2にアンテナの指向性パターンの模式図を示す．

アンテナの放射パターンは，ローブとヌルに分類される．放射パターンが突き出ている利得が大きい部分をローブと呼び，放射の大きさが周りに比べ落ち込んでいる部分をヌルと呼ぶ．

ローブのうち，放射が最も大きい部分を主ローブまたは主ビームと呼び，主ローブ以外のローブをサイドローブ，特に，後方のローブをバックローブと呼ぶ．

図に示すように，電界強度が最大放射方向から $1/\sqrt{2}$ 低下（3 dB の低下に相当）する方向の角度範囲を半値角と呼ぶ．また，FB 比（前後比）は，後方の 120° の範囲にある最大のローブの値と主ローブの値の比により定義される．

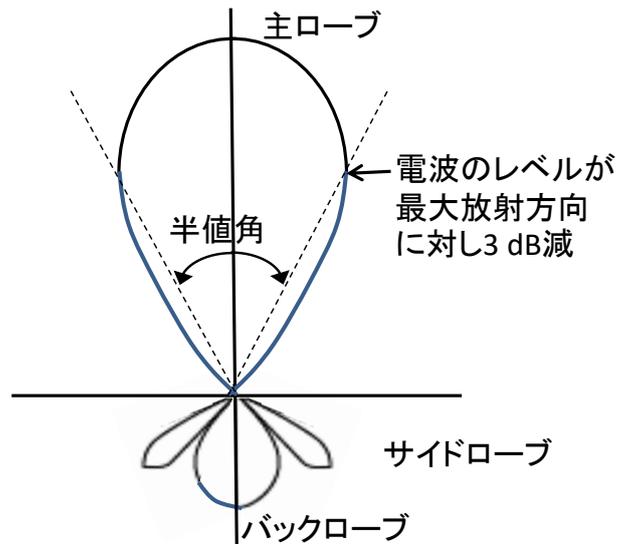


図2 アンテナの指向性パターンの模式図

(2) 超多素子アンテナによるビームフォーミング

超多素子アンテナでは、各素子から送信（受信）される信号の振幅と位相を制御することで、鋭いビーム（アンテナ指向性）を生成することができる。この効果はビームフォーミング（BF：Beam Forming）と呼ばれ、これにより電波伝搬損失を補償することが可能になる。

図3に、全アンテナ素子で合計した送信電力を33 dBとしたときの3.5、10、20 GHz帯におけるBFの効果を示す。図では、それぞれの周波数帯で超多素子アンテナの大きさを20、40、80 cm四方としたときのビームの到達距離を示している。素子数を同じにして比較すると、周波数が高くなるにつれて到達距離は短くなるが、アンテナが同サイズであれば、20 GHzにおいても到達距離は大きく減少しない。

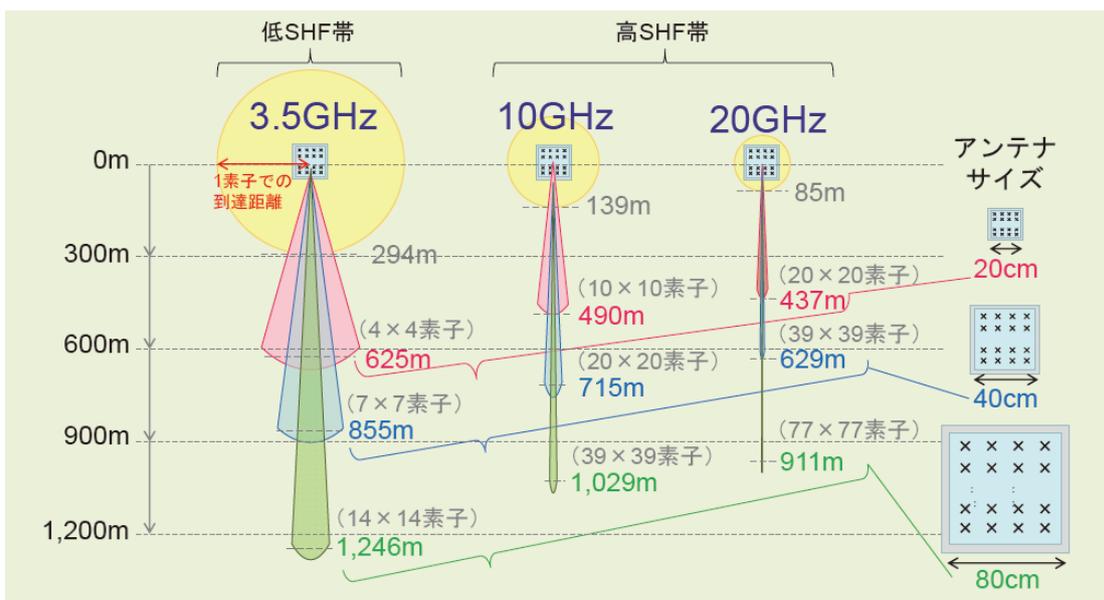


図3 超多素子アンテナによるビームフォーミング効果

出典：須山 聡他、「5G マルチアンテナ技術」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4, 図3, p.32.

(3) アレーアンテナによるマルチビームアンテナ

アレーアンテナは複数のアンテナ素子で構成され、おのこのアンテナ素子に適切な励振振幅と励振位相を設定することにより、ビーム方向やビームパターン形状を変化させることができる。図4に示すアレー型マルチビームアンテナでは、ビームごとにビーム形成回路を設けることにより、複数のビームを同時に形成できる。図の構成では、ビーム形成回路の中の移相器において各アンテナ素子への励振位相を変化させる。ビーム方向のみ変化させるのであれば、位相分布の調整だけで十分であるが、低サイドローブ化など各ビームパターンを変化させる場合は、励振振幅も調整したほうがよい。この場合、ビーム形成回路の中に、励振振幅の設定を行う可変利得増幅器や可変減衰器が必要になる。このようなビーム形成回路を用いたマルチビームアンテナは励振分布の最適設定が可能であるため、電気特性が最も良いが、移相器や分配器などを含むビーム形成回路が複雑になり、ビーム数が増えるほど合成器により損失が大きくなるという欠点がある。

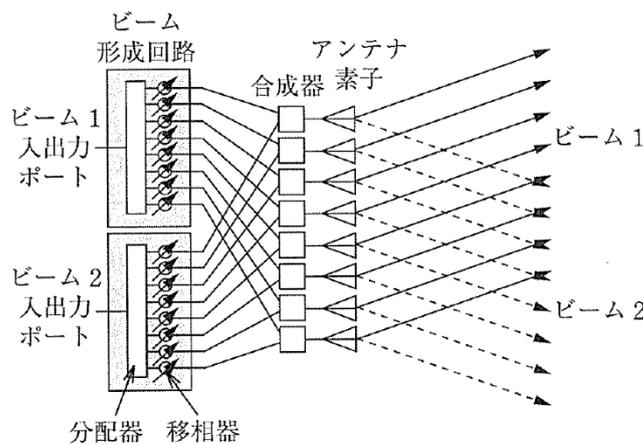


図4 アレー型マルチビームアンテナの構成

出典：後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006，図1.6，p.383.

(4) フェーズドアレー-MIMO レーダー

Phased-MIMO radar は、フェーズドアレーレーダーの利点を犠牲にすることなく、MIMO レーダーの利点を享受するが、距離に依存しない指向性に限定される（距離は放射素子と観測点までの距離）。この制限は、望ましくない距離依存干渉を軽減するためのレーダー性能を制限する。

この Phased-MIMO radar を改良した方式として、FS-MIMO(frequency subaperturing MIMO) radar が提案された。FS-MIMO radar は、周波数ダイバーシチを考慮した新しい Phased-MIMO radar で、周波数ダイバーシチの送信アレーを複数のサブアレーに分割し、各サブアレーは、アレー要素にわたって小さな周波数増分を有する明確な波形をコヒーレントに送信する。また、各サブアレーは、指向性ビームを形成し、全てのビームは周波数の増分を調整することによって独立に操作可能であり、サブアレーは協調して柔軟な動作モードと距離依存のビームフォーミングを提供する。

図5にM個の送信アンテナとN個の受信アンテナからなるMIMO radarを示す。Phased-MIMO radarでは、図6に示すように、送信フェーズドアレーを複数のサブアレーに分割する。各送信サブアレーは、1からMまでの任意の数の要素で構成され、空間内の特定の方向に向かってビームを形成できるように信号をコヒーレントに放出するために使用される。同時に、異なる波形が異なるサブアレーによって送信される。

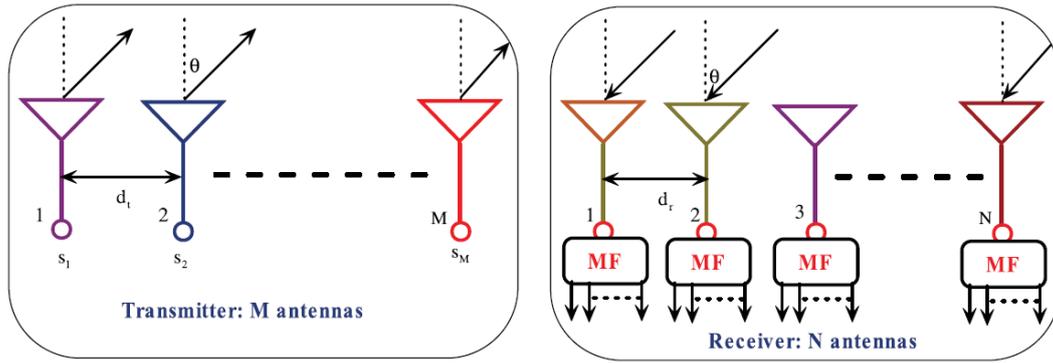


図5 MIMO radar システムの例 (MF : matched filter)

出典 : Wen-Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming” , IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013, Fig.1, p.1321.

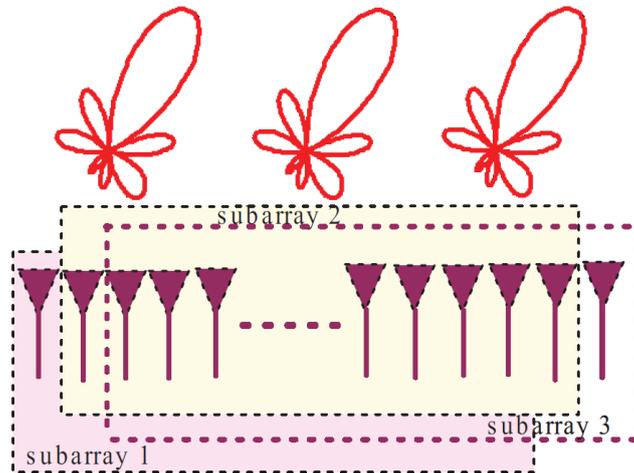


図6 Phased MIMO radar システムの例

出典 : Wen-Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming” , IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013, Fig.2, p.1321.

上記の MIMO レーダーの方式に FDA (frequency diverse array) を加え、三つの方式についてレーダーシステムの電波の特性を比較する。

FDA では、線形位相シフトを使用せず、アレー周波数全体にわたってキャリア周波数に比べて少量の周波数増分を使用している。従来のフェーズドアレーでは、振幅と位相を除いて、各アレー素子から同一の波形が放射されるとしていたが、FDA は、フェーズドアレーと異なり、FDA 素子は同じ波形または異なる波形によって励振される。

図7に、Phased-MIMO radar, FS-MIMO radar, FDA radar の三つの方式について、全体的な送信・受信ビームパターンの比較を示す。図より、方向の角度に対しては、三つの方式とも同じ送信・受信ビームパターンを持つが、距離に対しては、Phased-MIMO radar には分解能はないが、FS-MIMO radar は、特に距離依存干渉を抑えるのに有益な距離分解能を提供している。これより、FS-MIMO radar は、全体的な送信ビームパターンについて、FDA radar および Phased-MIMO radar のビームパターンに比べ、大幅に改善されているといえる。

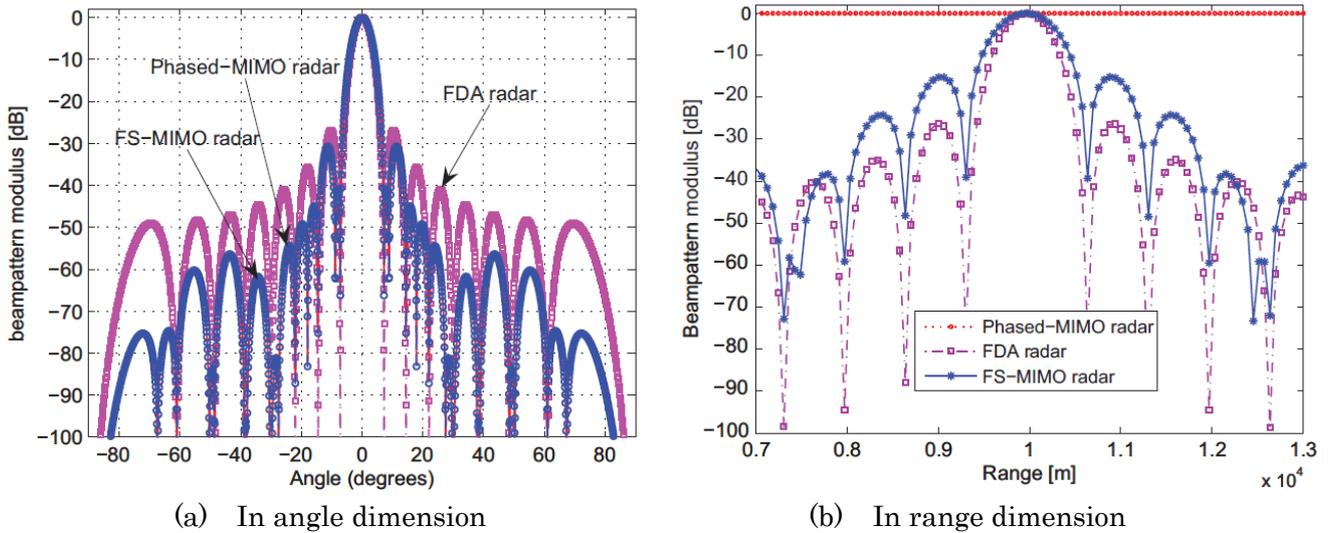


図7 全体的な送信・受信パターンの比較

出典：Wen-Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming”, IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013, Fig.6, p.1326.

図8と図9には、SNRに対する非適応ビーム形成器の出力 SINR (Signal-to-interference-plus-noise ratio) の評価結果を示す。図8は、雑音電力が支配的な場合の値で、図9は干渉が支配的な場合の値である。これらの図より、FS-MIMO radar は、FDA radar および Phased-MIMO radar に比べ、高い SINR を持つことが分かる。SINR の利得は、FDA radar と FS-MIMO radar が備える距離依存のビームフォーミングに起因する。これらの有効性は、シミュレーションにより確認された。

以上の結果より、FS-MIMO radar は、最適な送信ビームフォーミング、送信サブアレー波形の設計、及び距離依存ビームフォーミングの新たな応用に寄与するものと期待される。

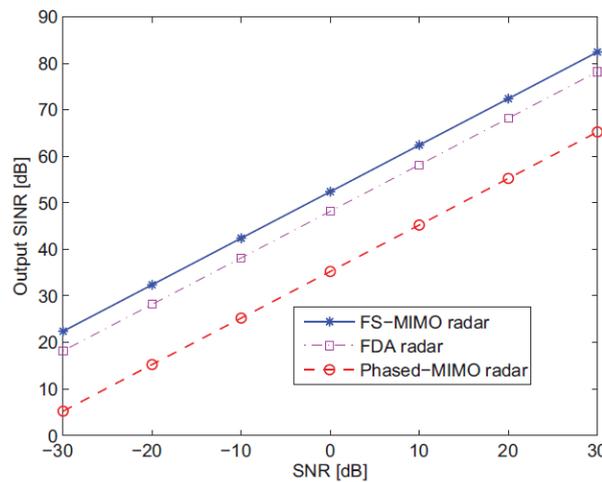


図8 雑音電力が支配的な場合の SNR に対する SINR

出典：Wen-Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming”, IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013, Fig.7, p.1327.

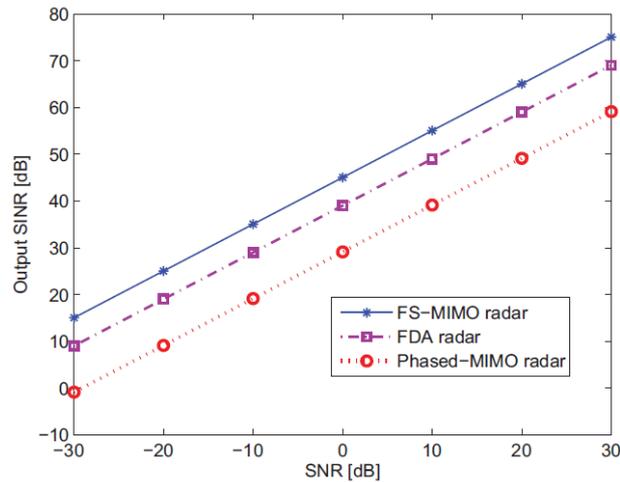


図9 干渉が支配的な場合の SNR に対する SINR

出典：Wen-Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming”, IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013, Fig.8, p.1327.

【出典】

- [1].須山 聡, 奥山達樹, 井上祐樹, 岸山祥久, 「5G マルチアンテナ技術」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4.
- [2].後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.
- [3] Wen -Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming”, IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013.

【参考資料】

- [1] 須山 聡, 奥山達樹, 井上祐樹, 岸山祥久, 「5G マルチアンテナ技術」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.4.
- [2] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.
- [3] Wen -Qin Wang, “Phased-MIMO Radar With Frequency Diversity for Range-Dependent Beamforming”, IEEE SENSORS JOURNAL, VOL.13, NO.4, 2013.
- [4] 前田忠彦, 「2-9 アンテナの基本的な定数」, 電子情報通信学会 『知識の森』 4 群-2 編-2 章, 2013.

【技術分類】 3-4-3 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（電氣的）

【 F I 】 H01Q1/52

【 C P C 】 H01Q1/52

【技術名称】 3-4-3-4 減結合

【技術内容】

(1) 減結合回路の利用による MIMO 小形アンテナのチャンネル容量改善の効果

マイクロ波帯における MIMO 端末用アンテナにおいて、チャンネル容量を減少させるさまざまな要因に対し、アンテナ結合を抑制する減結合回路を利用することによって、チャンネル容量が改善されることが示されている。MIMO 特性の評価では、モーメント法でアンテナ特性を求めている。

図 1 に、本解析で用いた伝搬モデルを示す。基地局アンテナ、端末アンテナとも、4 素子アレーアンテナで、基地局のアレー幅は $50\lambda_0$ (素子間隔: $16.7\lambda_0$)、端末アンテナのアレー幅は L_m で表す。ここで、周波数は 3.5 GHz、送受信距離は 2000 m 以下、散乱体数は 1000 とし、 4×4 の MIMO チャンネル容量を計算している。

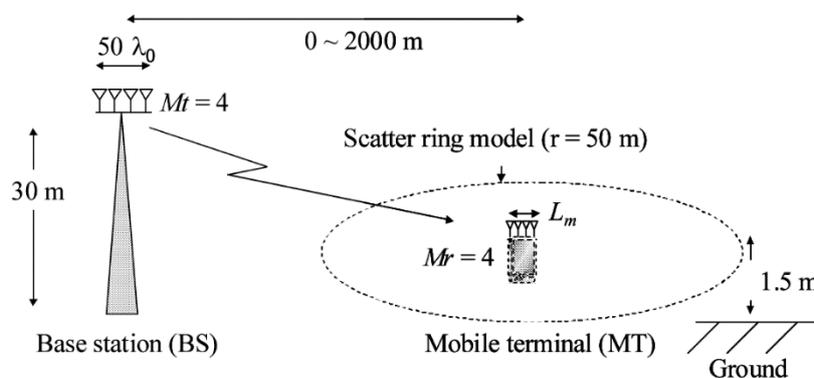


図 1 解析で用いた伝搬モデル

出典：西森健太郎他，「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャンネル容量評価」，電子情報通信学会技術研究報告・A・P，アンテナ・伝播，2009，図 1，p.18.

図 2 は、 $\text{SNR}=30 \text{ dB}$ での減結合回路を用いない場合のチャンネル容量の距離特性で、アンテナが小形化するにつれて、チャンネル容量が減少している。図 3 は減結合回路を用いた場合に同様にチャンネル容量 5 % 値の距離特性を求めた結果で、アンテナによる差が大きく減少している。これは、減結合回路による放射効率改善によって小形化した場合の SNR の劣化が改善されたためである。

図 4 は、アンテナアレー幅 L_m に対するチャンネル容量 5 % 値をプロットしたものである。基地局・端末間距離は 1000 m とし、送受信間の SNR は 20 dB である。図より、結合損がある場合は素子間隔が短縮するにつれてチャンネル容量が減少するが、減結合回路を用いた場合は、 $L_m=0.35\lambda_0$ (30 mm) まで縮めた場合でもチャンネル容量は大きく減少しない。つまり、30 mm 程度の開口幅があれば、素子間隔を広げた場合と同程度の効果が期待できる。

図 5 は、アレー幅 $L_m=30 \text{ mm}$ とした場合のアンテナと誘電体間の距離に対するチャンネル容量を求めた結果である。図より、減結合回路を用いることによって、アンテナと誘電体間の距離が 20 mm 以上の場合、チャンネル容量の低下は観測されないが、極端にアンテナと誘電体が近接した場合はチャンネル容量が大幅に劣化する。

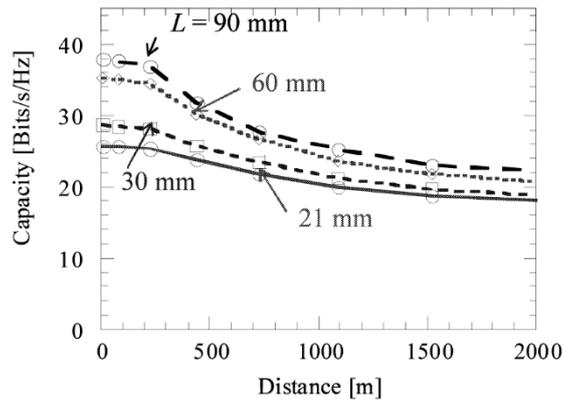


図2 チャネル容量の距離特性 (減結合回路なし)

出典：西森健太郎他, 「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャネル容量評価」, 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播, 2009, 図 6 (a), p.20.

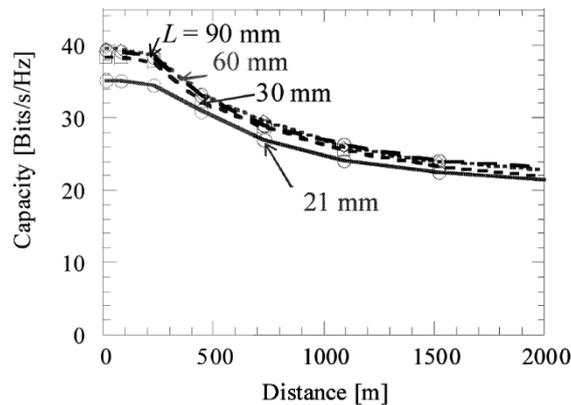


図3 チャネル容量の距離特性 (減結合回路あり)

出典：西森健太郎他, 「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャネル容量評価」, 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播, 2009, 図 7 (a), p.20.

図4は、アンテナアレー幅 L_m に対するチャネル容量5%値をプロットしたものである。基地局・端末間距離は1000mとし、送受信間のSNRは20dBである。図より、結合損がある場合は素子間隔が短縮するにつれてチャネル容量が減少するが、減結合回路を用いた場合は、 $L_m = 0.35\lambda_0$ (30mm)まで縮めた場合でもチャネル容量は大きく減少しない。つまり、30mm程度の開口幅があれば、素子間隔を広げた場合と同程度の効果が期待できる。

図5は、アレー幅 $L_m = 30\text{mm}$ とした場合のアンテナと誘電体間の距離に対するチャネル容量を求めた結果である。図より、減結合回路を用いることによって、アンテナと誘電体間の距離が20mm以上の場合、チャネル容量の低下は観測されないが、極端にアンテナと誘電体が近接した場合はチャネル容量が大幅に劣化する。

マルチアンテナでは、相互結合により放射パターンが変化するため、減結合回路を用いた場合と整合損(結合損を含む)を補正した場合の2通りについてチャネル容量と空間相関の比較を行う。

図6より、減結合回路を用いた場合の方が、整合損を補正した場合よりも高いチャネル容量が得られる。図7より、減結合回路により空間相関を低減できることが分かる。これより、MIMO小形アンテナへの減結合回路の適用は有効であるといえる。

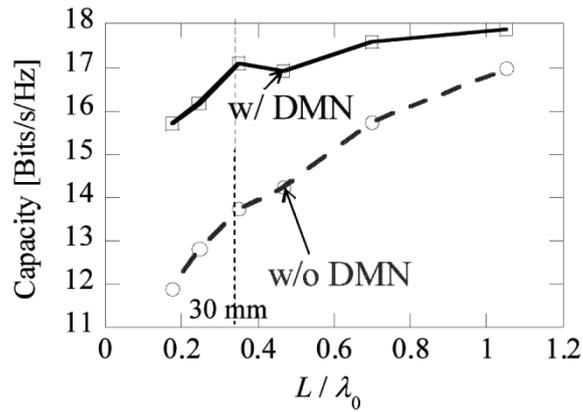


図4 アンテナ幅 L_m に対するチャネル容量

出典：西森健太郎他，「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャネル容量評価」，電子情報通信学会技術研究報告.A・P, アンテナ・伝播，2009，図 10, p.21.

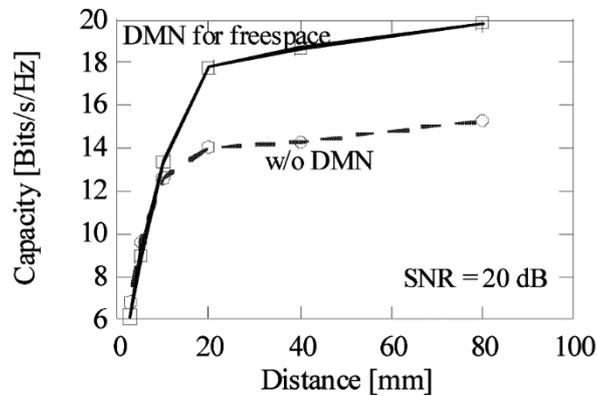


図5 誘電体距離に対するチャネル容量の変化
(アンテナのアレー幅=30 mm の場合)

出典：西森健太郎他，「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャネル容量評価」，電子情報通信学会技術研究報告.A・P, アンテナ・伝播，2009，図 13 (a), p.21.

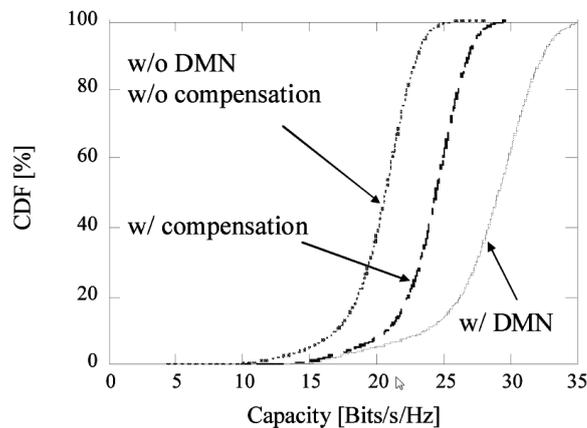


図6 チャネル容量の累積分布の比較

出典：西森健太郎他，「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャネル容量評価」，電子情報通信学会技術研究報告.A・P, アンテナ・伝播，2009，図 15, p.22.

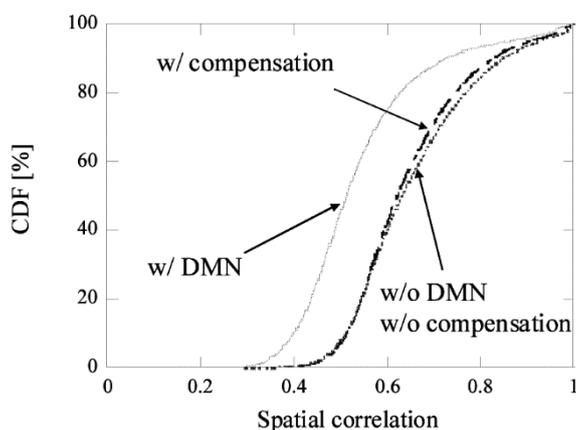


図7 空間相関の累積分布の比較

出典：西森健太郎他, 「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャネル容量評価」, 電子情報通信学会技術研究報告. A・P, アンテナ・伝播, 2009, 図 17, p.22.

(2) UWB-MIMO アンテナアレイにおける減結合

二つの同じモノポールアンテナ素子からなる UWB-MIMO アンテナアレイにおける減結合の効果について述べる。

図 8 に UWB-MIMO アンテナアレイの構成を示す。アンテナアレイは、二つの同一のプリントモノポールアンテナで構成され、それぞれは 50Ω のマイクロストリップ線で給電される。アンテナは給電線にテーパ形状で接続され、インピーダンス整合されている。改良版の逆 Y 字状の減結合構造が、底面上の逆 Y 字型スタブとその上部に接続された T 字形スタブからなる導体板状に導入されている。

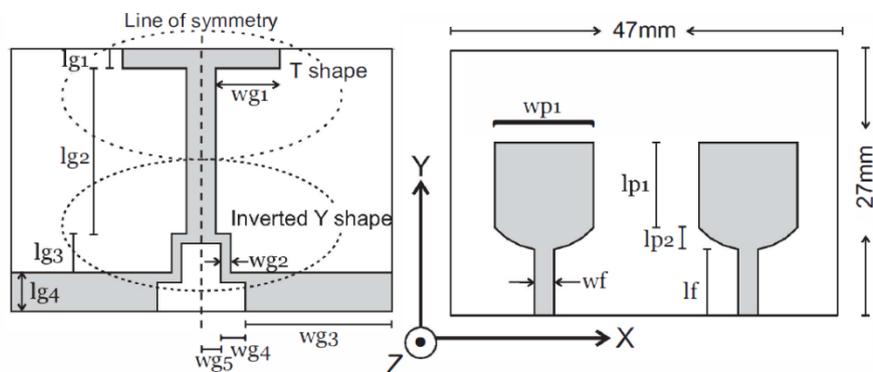


図 8 UWB-MIMO アンテナアレイの構成

出典：M. S. Khan et al., “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013, Fig.1, p.347.

図 9 に示すように、スタブが無い場合、逆 Y 字形スタブを設置した場合、図 8 に示した逆 Y 字状スタブの改良版を設置した場合について、減結合の効果と比較する。

上記三つの構成でのリターン損失の比較を図 10 に示す。改良版逆 Y 字形スタブは、スタブ無しの場合に比べ、リターン損失は大きくなるが、UWB の帯域全体にわたって、リターン損失は 10 dB より良好となっている。

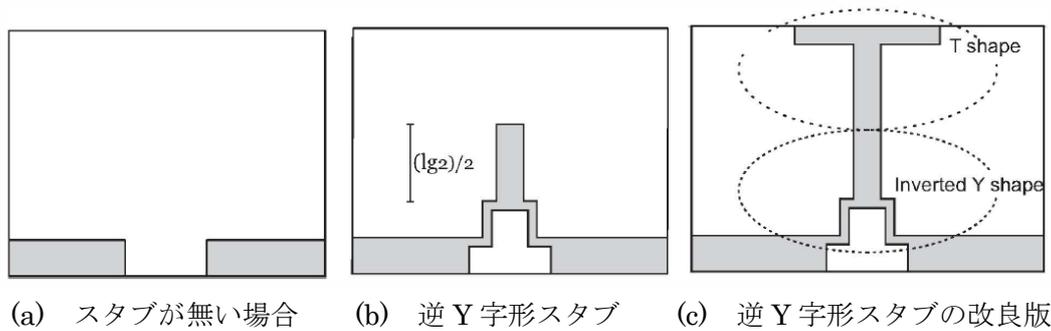


図 9 アイソレートされたグラウンド構造のレイアウト

出典：M. S. Khan et al., “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013, Fig.2, p.348.

図 11 に、アンテナアレーの二つの放射素子間のアイソレーションを示す。図より、改良版逆 Y 字形スタブの導入により、特に周波数が 5~6.5 GHz の範囲で、放射素子間のアイソレーションが大幅に改善されている。放射素子間のアイソレーションは USB の帯域全体にわたって 17 dB より良くなっている。

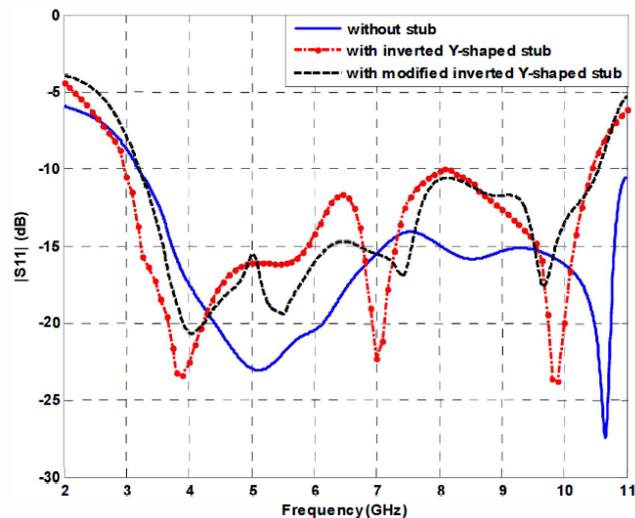


図 10 MIMO アンテナのリターン損失 (シミュレーション)

出典：M. S. Khan et al., “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013, Fig.3, p.348.

改良版逆 Y 字形スタブを適用したプロトタイプ装置では、厚さ 1.6 mm、誘電率 4.4 および損失正接 0.02 の FR4 基板が使用されている。図 12 に、プロトタイプ装置で測定されたアンテナ利得と、図 13 に、エンベロープ相関係数を示す。

図 12 に示すように、アンテナ利得は 2.8~5.4 dBi の範囲で、利得の変動は 2.7 dBi より小さいため、改良版逆 Y 字形スタブを適用した MIMO アンテナアレーは、UWB 帯域での利用に適している。

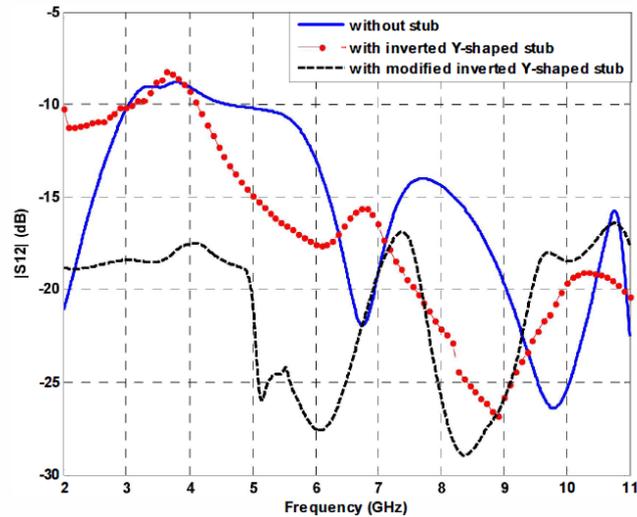


図 11 MIMO アンテナの相互カップリング (シミュレーション)

出典 : M. S. Khan et al., “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013, Fig.4, p.348.

MIMO アンテナのダイバーシチ性能は相関係数による。一様なマルチパス伝搬環境では、2ポートアンテナシステムのエンベロープ相関係数 ρ_e は次式で表される。 ρ_e は一般に0.7程度で妥当と考えられているが、図13より ρ_e の測定値は0.01以下であるため、本アンテナアレーはMIMOに適していると言える。

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (3.86)$$

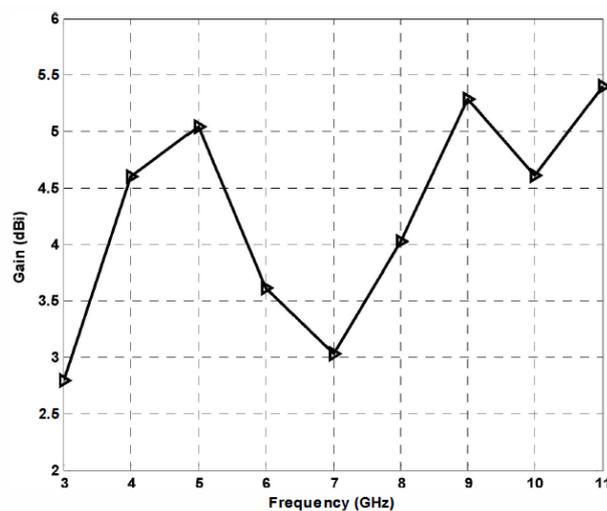


図 12 アンテナ利得の測定値

出典 : M. S. Khan et al., “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013, Fig.9, p.350.

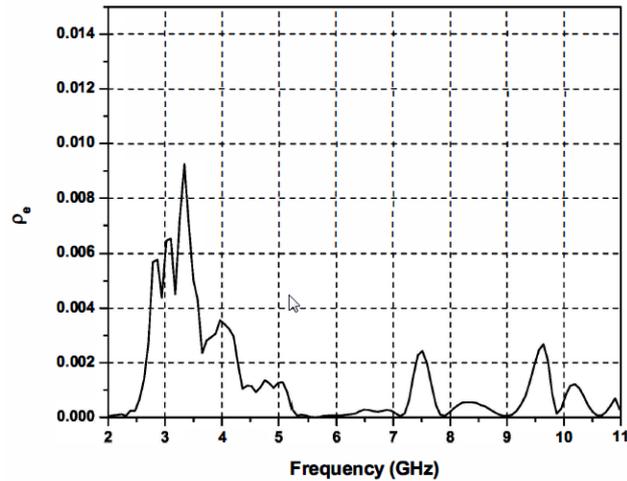


図 13 エンベロープ相関係数の測定値

出典 : M. S. Khan et al., “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013, Fig.10, p.350.

【出典】

- [1] 西森健太郎, 本間尚樹, 長 敬三, 「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャンネル容量評価」, 電子情報通信学会技術研究報告.A・P, アンテナ・伝播, 2009.
- [2] M. S. Khan, M. F. Shafique, A. D. Capobianco, E. Autizi, I. Shoaib, “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013.

【参考資料】

- [1] 西森健太郎, 本間尚樹, 長 敬三, 「減結合回路を考慮した MIMO 小形アンテナのチャンネル容量評価」, 電子情報通信学会技術研究報告.A・P, アンテナ・伝播, 2009.
- [2] M. S. Khan, M. F. Shafique, A. D. Capobianco, E. Autizi, I. Shoaib, “Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure”, 2013 10TH INTERNATIONAL BHURBAN CONFERENCE ON APPLIED SCIENCES AND TECHNOLOGY (IBCAST), 2013.

【技術分類】 3-4-3 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（電氣的）

【 F I 】 H01Q1/00

【 C P C 】 H01Q1/00

【技術名称】 3-4-3-5 高利得化，整合

【技術内容】

(1) 高利得化とインピーダンス整合

無線通信では特定の方向に電磁波を集中させて放射するため、アンテナの指向性が利得に関係する。アンテナの利得は、特定の方向にどれだけ電力を集中して放射、または受信できるかを表すもので、基準アンテナを用いた場合と比較して利得を求める。利得の測定では、測定するアンテナ（供試アンテナ）と基準アンテナに同じ電力を入力し、波長に比べて十分に離れた地点において、供試アンテナの放射方向の面の電界強度を基準アンテナの電界強度と比較して求める。

基準アンテナとして等方性アンテナを用いて求めた利得は絶対利得で、絶対利得の単位として dBi を用いる。等方性アンテナは現実に存在しないため、半波長ダイポールアンテナを基準アンテナとして測定した相対利得が定義されている。相対利得の単位には dBd が用いられる。半波長ダイポールアンテナの絶対利得は計算で 2.15 dBi と求まるので、次式のように、測定された相対利得 G_d から絶対利得 G_i が換算される。

$$G_d = G_i - 2.15 \quad (3.87)$$

実際のアンテナでは、給電線路が接続され、給電線路とアンテナの間の不整合損があるため、不整合損 M を含めた動作利得

$$G_a = (1 - M)G_i \quad (3.88)$$

を、動作利得という。

一般に、発振器のインピーダンスは給電線路のインピーダンスと一致しないため、給電線路とアンテナの接続点で電磁波の反射が起こり、エネルギーの一部がアンテナに送られず不整合損が生じる。この損失を減らし変換効率を高めるため、整合回路が用いられる。整合回路により、アンテナと給電回路のインピーダンスの差を少なくし、不整合損を減らすことをインピーダンス整合という。

給電線路とアンテナの接続点での反射を最小に抑えるため、図 1 に示すように、線路と負荷（アンテナ）の間に整合回路を挿入する。この整合回路自体は不要な伝送損を避けるため無損失であること、また、線路から整合回路を見込んだときのインピーダンス（図 2 の Z_0 ）が線路の特性インピーダンスと等しくすることが必要である。

線路の減衰定数を α 、その長さを l とし、負荷の反射係数を Γ とすると、その伝送能率 η は次式で表される。

$$\eta = \frac{(1 - |\Gamma|^2) e^{-2\alpha l}}{1 - |\Gamma|^2 e^{-4\alpha l}} \quad (3.89)$$

このように、線路の反射係数の振幅 $|\Gamma|$ により伝送損が増加し、伝送能率が減少するため、整合回路により $\Gamma = 0$ とすることによって、線路内における電力損失を抑制できる。さらに、インピーダン

ス整合はシステムの SN 比の改善，アレー給電回路内における振幅・位相の誤差の低減など，伝送品質の劣化を抑制する効果がある。

低周波帯では，コイルやキャパシタのような集中定数リアクタンス素子を用いて整合回路を構成できる．高周波帯では，実際の素子を用いて純リアクタンスを常にも実現することはできないが，回路解析においては集中定数リアクタンス素子の使用が有効である．

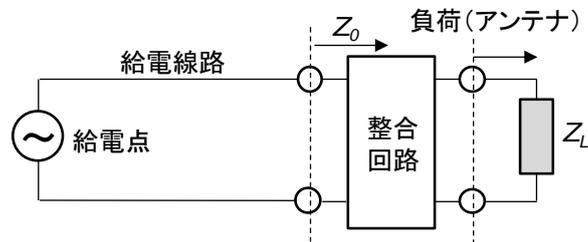


図 1 負荷と給電線路間に挿入される整合回路

(2) コンパクトな端末の MIMO へのアダプティブインピーダンス整合 (AIM) の効果

ここで述べる AIM (Adaptive Impedance Matching) システムは，ユーザと電波の伝搬状況 (シナリオ) を検出し，それに合った最適なマッチング状態を計算し適用するものである．AIM システムは，調整可能なロスレス整合回路とカスタム設計の MATLAB ツールで構成される．ツールは，検出されたシナリオのチャンネルデータに基づき網羅的に検索することによって最適な整合状態を決定する．つまり，AIM は，非定常的なシナリオにおける新しいチャンネルデータに対し，1 ステップで最適な状態を追跡できる理想的な閉ループシステムと見ることができる．

MIMO 通信のエンド・ツー・エンドの物理チャンネルを提供するために，クロネッカーモデルが使用され，これにより，容量や多重効率などのシステムの性能が評価される．

ここでは，モバイル端末への AIM 適用について評価する．このため，基地局の送信アンテナでの相関はゼロと仮定する．また，図 2 に示すように，エンド・ツー・エンドチャンネルは，受信端での伝搬環境と AIM ネットワークを装備する受信アンテナにのみ影響を受ける．

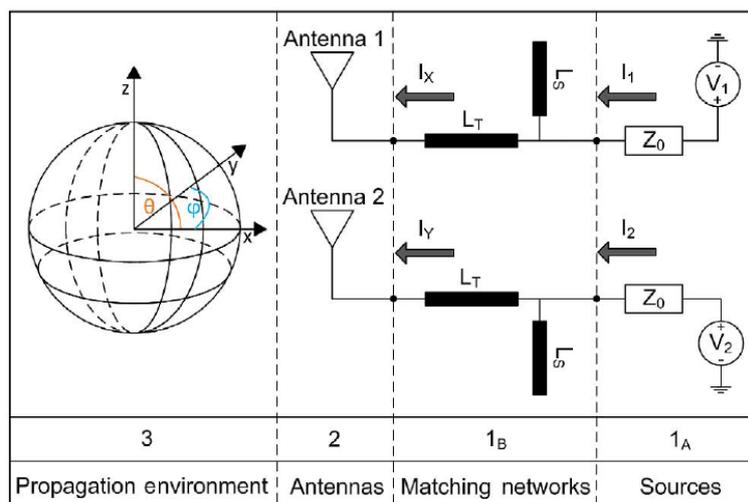


図 2 AIM の性能評価のシステムモデルのブロック図

出典 : I. Vasilev et al., "Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume: 64 Issue: 4, 2016, Fig.1, p.1455.

プロトタイプの写真と寸法を図3に示す。プロトタイプA(図3(a))は、二つのコンパクトなデュアルバンドの逆F形アンテナを含む。プロトタイプB(図3(b))は、二つのコンパクトなデュアルバンドのモノポールアンテナを含む。

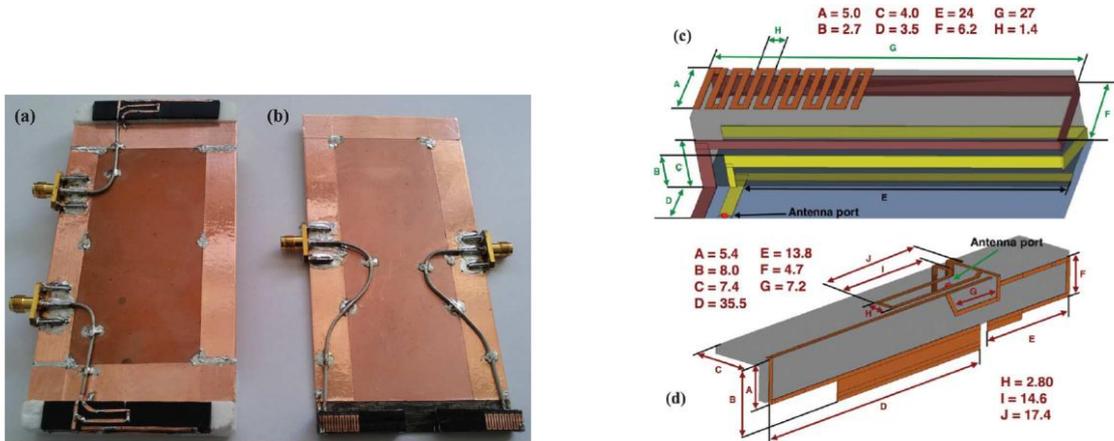


図3 プロトタイプの写真と寸法 (単位: mm)

出典: I. Vasilev et al., “Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume: 64 Issue: 4, 2016, Fig.4, p.1458.

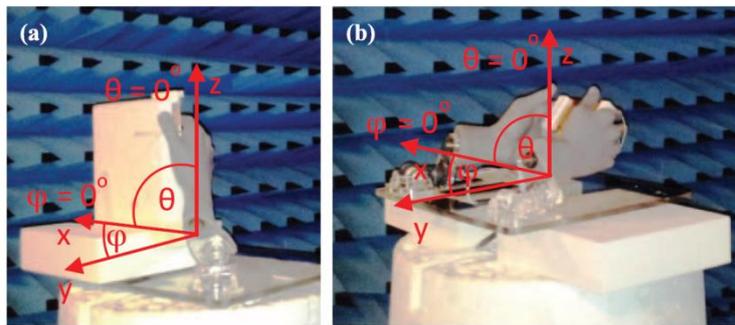


図4 SATIMO Stargate 64 測定システムのユーザ・シナリオ

出典: I. Vasilev et al., “Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Volume: 64 Issue: 4, 2016, Fig.3, p.1457.

評価は、自由空間 (FS: Free Space), OH データモード, TH データモードの三つのシナリオについて行われている。図4に、OH データモードと TH データモードを示す。これらのモードは、ブラウジングやデータ転送など現状の端末の使用形態より選択している。

表1には、中心周波数 867 MHz で容量が最適化されたマッチング状態で、LTE 帯域 18 ダウンリンク (860, 867, 875 MHz) の三つの周波数帯域にわたって平均化された、全てのシナリオにおける効率 (η : total efficiency), エンベロープ相関 (ρ_c), 容量 (capacity), 及び多重化効率 (ME: Multiplexing Efficiency) を示す。

ここで、容量利得と ME 利得は、標準 50Ω 終端を使用した場合と比較して、AIM を使用した場合の改善を示している。なお、 SNR_{pT} は 20 dB と仮定している。

表 1 プロトタイプ A とプロトタイプ B の特性

User case/metric		Prototype A		Prototype B	
		50 Ω	AIM	50 Ω	AIM
FS	η_1 (dB)	-4.16	-4.42	-4.49	-5.53
	η_2 (dB)	-3.64	-3.72	-4.16	-5.11
	ρ_e	0.38	0.26	0.65	0.10
	Capacity (bits/s/Hz)	8.4	8.5	7.6	7.9
	Capacity gain (%)	1.3		4	
	ME gain (dB)	0.2		1.1	
OH	η_1 (dB)	-8.49	-7.49	-7.31	-6.97
	η_2 (dB)	-3.80	-3.51	-6.21	-5.13
	ρ_e	0.04	0.03	0.41	0.22
	Capacity (bits/s/Hz)	7.6	8.0	6.8	7.4
	Capacity gain (%)	5		9	
	ME gain (dB)	0.7		1.3	
TH	η_1 (dB)	-7.81	-3.98	-4.70	-4.19
	η_2 (dB)	-9.79	-5.28	-6.36	-5.66
	ρ_e	0.43	0.18	0.40	0.23
	Capacity (bits/s/Hz)	5.7	8.2	7.4	7.9
	Capacity gain (%)	44		8	
	ME gain (dB)	5.0		1.1	

η_i : i 番目のアンテナの全アンテナ効率

出典 : I. Vasilev et al., “Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Volume: 64 Issue: 4, 2016, TABLE1, p.1460.

図 5 に, 3 つのシナリオ (FS / OH / TH) の仰角および方位角におけるすべての入射角にわたる AIM による容量利得の範囲を示す. 図 6 には, 二つのシナリオについて, 様々な入射角および AS (Angular Spread) に対する絶対的な容量利得を示す.

図 5 と図 6 より, AS と入射角に応じて容量利得はある程度変化することが分かる. 一般に, AS = 15° で最大である各シナリオにおける容量利得の範囲は, AS が増加するにつれて均一な 3 次元 APS (Angular Power Spectrum) の場合の単一の数に収束する. 例えば, TH におけるプロトタイプ A の AS=15°での最大利得 52 %は, AS=60°では 46 %に減少する. 同様に, FS におけるプロトタイプ B の利得は, AS = 15° では 12 %であるが, AS=60° ではたった 6 % (均一 3 次元 APS では 4 %) になる.

図 6 の入射角に対する容量利得の変化は, 狭い APS とアンテナパターンとの間の相互作用に AIM がどの程度影響を及ぼすかを反映している.

以上の結果より, AIM は, テストされた多くのユーザ及び伝搬シナリオで, 端末の性能を大幅に改善させる可能性があることが示されている. 50 Ω 終端と比較して, 均一な 3 次元 APS では最大 44 % の容量利得 (または ME 利得で 5.0 dB) を達成できる. 単一アンテナ端末の場合と同様に, AIM が容量増加をもたらす主な要因は, ユーザの相互作用によるインピーダンスの不整合を補償することによる. しかし, AIM は, ある場合には相関を減少させることもでき, FS で 2.1 dB, ユーザで最大 0.8 dB の同等の電力利得を実現する. 一般に, 相関をさらに減少させる AIM の能力は, 結合された AIM ネットワークの使用によって達成することができる.

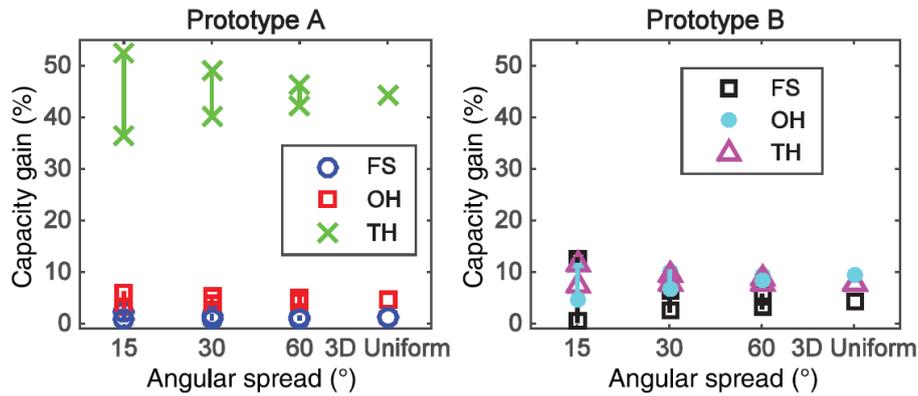
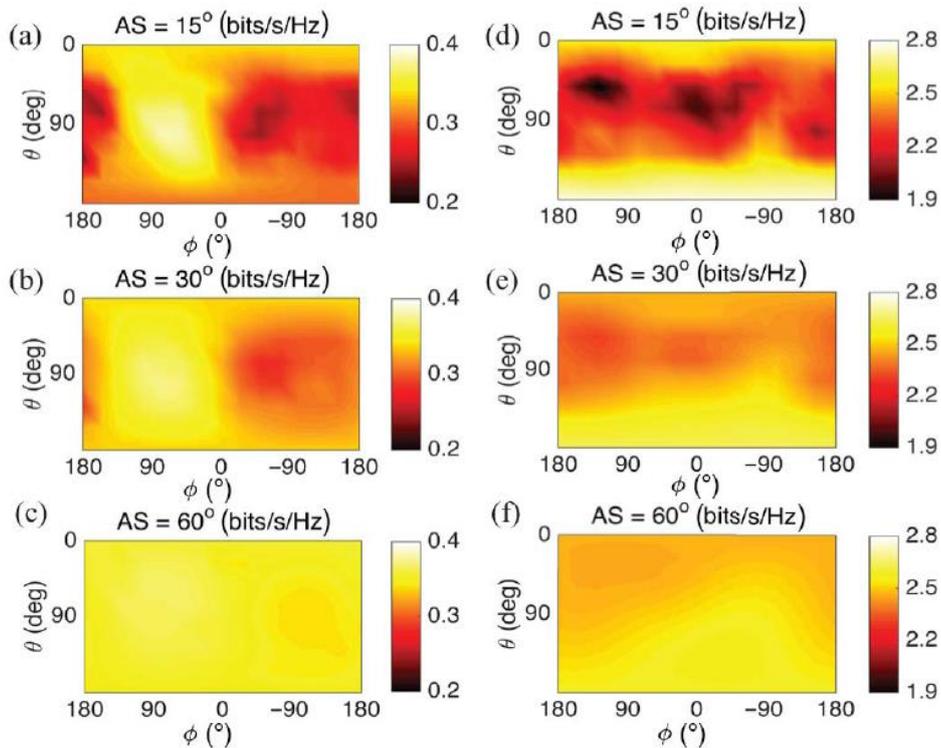


図5 LTE 18 Downlink (860-875 MHz) で平均化された様々な AS の全入射角に対する AIM からの容量利得の範囲

出典 : I. Vasilev et al., “Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume: 64 Issue: 4, 2016, Fig.10, p.1461.



(a)-(c) : OH データモード, (d)-(f) : TH データモード

図6 LTE 18 Downlink (860-875 MHz) で平均化されたプロトタイプ A の絶対的な容量利得

出典 : I. Vasilev et al., “Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume: 64 Issue: 4, 2016, Fig.11, p.1462.

【出典】

- [1] I. Vasilev, V. Plicanic and B. K. Lau, “Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching”, IEEE TRANSACTIONS ON

【参考資料】

- [1] I. Vasilev, V. Plicanic and B. K. Lau, "Impact of Antenna Design on MIMO Performance for Compact Terminals With Adaptive Impedance Matching", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume: 64 Issue: 4, 2016.
- [2] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.
- [3] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), 「アンテナ・無線ハンドブック」, オーム社, 2006.

【技術分類】 3-4-4 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（機械的）

【 F I 】 H01Q1/00

【 C P C 】 H01Q1/00

【技術名称】 3-4-4-1 小型化，軽量化

【技術内容】

(1) フェーズドアレーアンテナの集積化による軽量化

図1にテーパードスロットアンテナの構成を示す。テーパードスロットアンテナは、実効的な基板の厚さ $t_{eff} = t(\sqrt{\epsilon_r - 1})$ が $0.005\lambda_0$ と $0.03\lambda_0$ の間である場合、最適な性能を示す。この基準を満足するため、基板の厚さは 12 mm となっている。また、結合された線路のバランができるだけスリム化されるように、3つの区分されたチェビシェフ変圧器がアンテナの入力に用いられている。

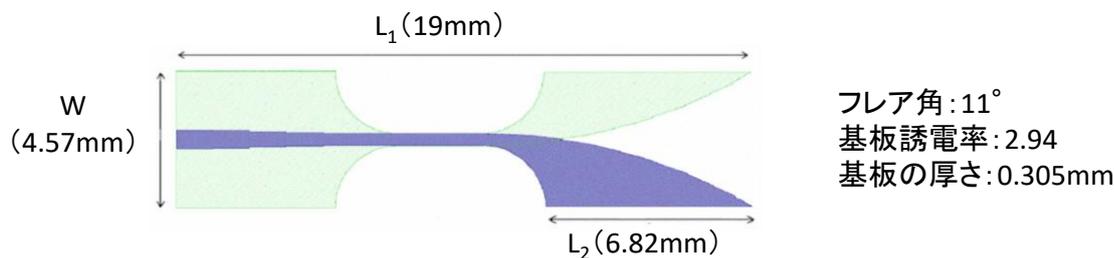


図1 テーパードスロットアンテナ素子の構成

出典：J. S. Chieh et al., “A Light Weight 8-Element Broadband Phased Array Receiver on Liquid Crystal Polymer”, 2010 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (MTT), 2010, Fig.1.

図2に本アンテナのLCP (Liquid Crystal Polymer：液晶ポリマー) 基板の層構成を示す。本アンテナでは、最上層は、受動回路製造およびMMICチップオンボードアセンブリに利用される。最下層は、5ビット移相器とのインタフェースに使用される表面実装デジタル制御チップに使用されている。中間層は、制御線のルーティング目的で用いられる。雑音の多いデジタル回路からシールドするために接地面の層が使用されている。

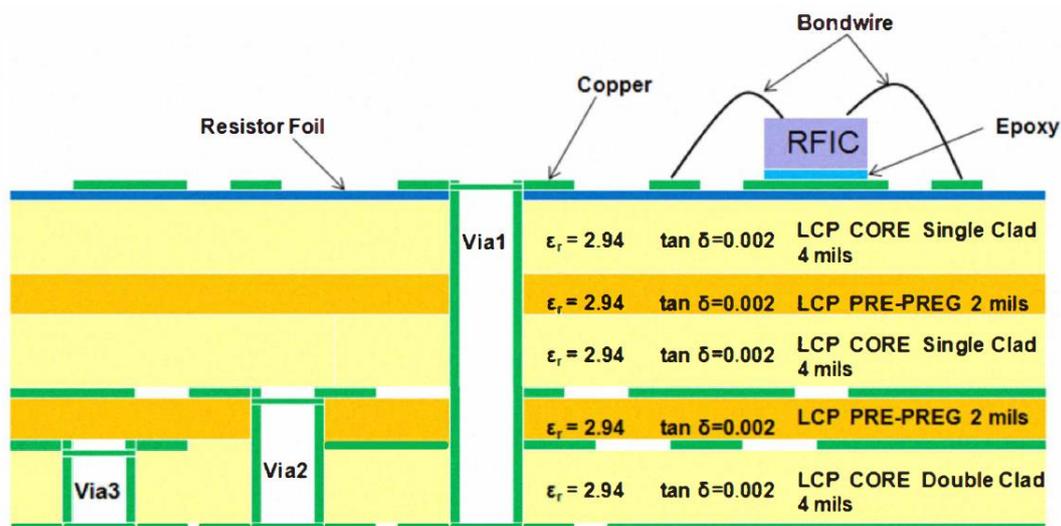


図2 多層LCP (Liquid Crystal Polymer) 基板の構成

出典：J. S. Chieh et al., “A Light Weight 8-Element Broadband Phased Array Receiver on Liquid

このフェーズドアレーアンテナは、8素子からなり、Kaバンド(32~37 GHz)を対象とする。全体の大きさは100 mm×100 mmで、基板の厚さは16 mmで、全体の重量は12.3グラム未満である。

図3には、ビームの方向が0, ±15°, ±30°の場合の34 GHzでの放射パターンの測定値を示す。測定により、各ビーム方向の角度によって振幅が異なることが観察される。これは、テーパードスロット放射素子の非対称ビームパターンによるもので、利得制御回路で補正することができる。34 GHzでは、パターンは明確に定められ、所望のビーム角度から2°未満のビームシフトが存在する。これは、中心周波数では位相関係が周波数にリニアに比例するためである。周波数が増加するにつれて、例えば37 GHzでは、ビームパターンの劣化があり、ビームは最大ステアリング角でシフトする。観測されるビームのスクイント(squint)は、Kaバンドの下端の32 GHzでは5°未満で、上端の37 GHzでは、6.75°未満となる。

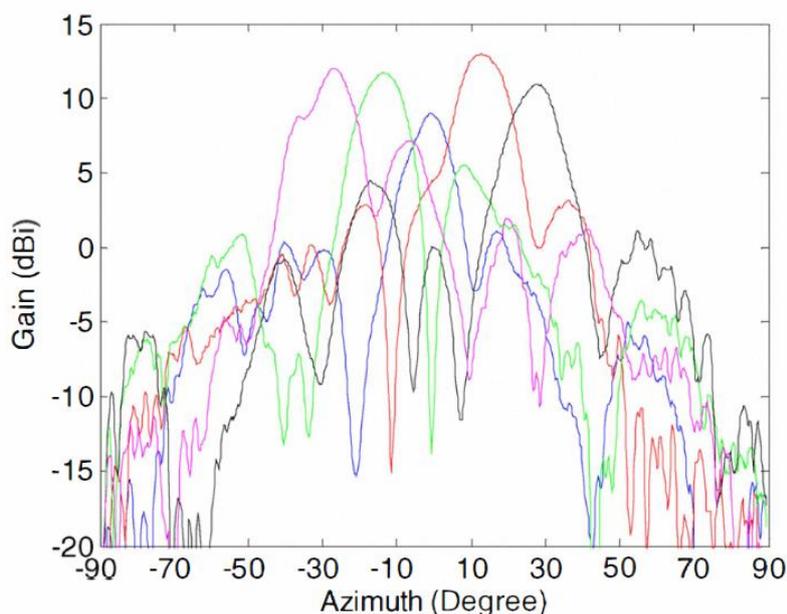


図3 アレーファクタの測定値(ビーム方向: 0, ±15°, ±30°, 周波数: 34 GHz)

出典: J. S. Chieh et al., “A Light Weight 8-Element Broadband Phased Array Receiver on Liquid Crystal Polymer” , 2010 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (MTT), 2010, Fig.6 (b).

(2) 平面モノポールアンテナ素子を使用した UWB 用小型 MIMO アンテナ

UWB MIMO アンテナの形状を図4に示す。全体サイズは $W \times L = 40 \times 26 \text{ mm}^2$ で、厚さ0.8 mm, 誘電率3.5, 誘電正接0.004のロジャース基板RO4350B上に設計されている。アンテナは、図4でPM1, PM2で示される二つの平面モノポールアンテナ素子(PM: planar-monopole antenna element)からなる。二つのPMは、二つの入力ポートの間で良好なアイソレーションを提供するために互いに垂直にプリントされている。方形の二つの放射素子のサイズは共に L_r で同じである。各放射素子は、 $W_f \times L_f$ の大きさの50 Ωマイクロストリップ線路で給電される。PM1とPM2の導体面は同じ幅 L_G であるが、長さはそれぞれ、 W_G, L と異なる。高周波でのインピーダンスを向上させるために、各給電線の下導体面の上端で、サイズが $l_{fs} \times w_{fs}$ の方形スロットがカットされている。アイソレーションを向上させ、インピーダンス帯域幅を増加させるために、図4に示すように、二つの長いグラウン

ドスタブ (stub1, stub2) が配置されている。

インピーダンス帯域幅, 放射パターン, 二つの入力ポートの入力信号のピーク利得, 及び二つの入力ポート間のアイソレーションについて MIMO アンテナを最適化するために, EM シミュレーションツール CST が使用される. シミュレーションで最適化された MIMO アンテナの寸法は, 図 4 の右表に示す.

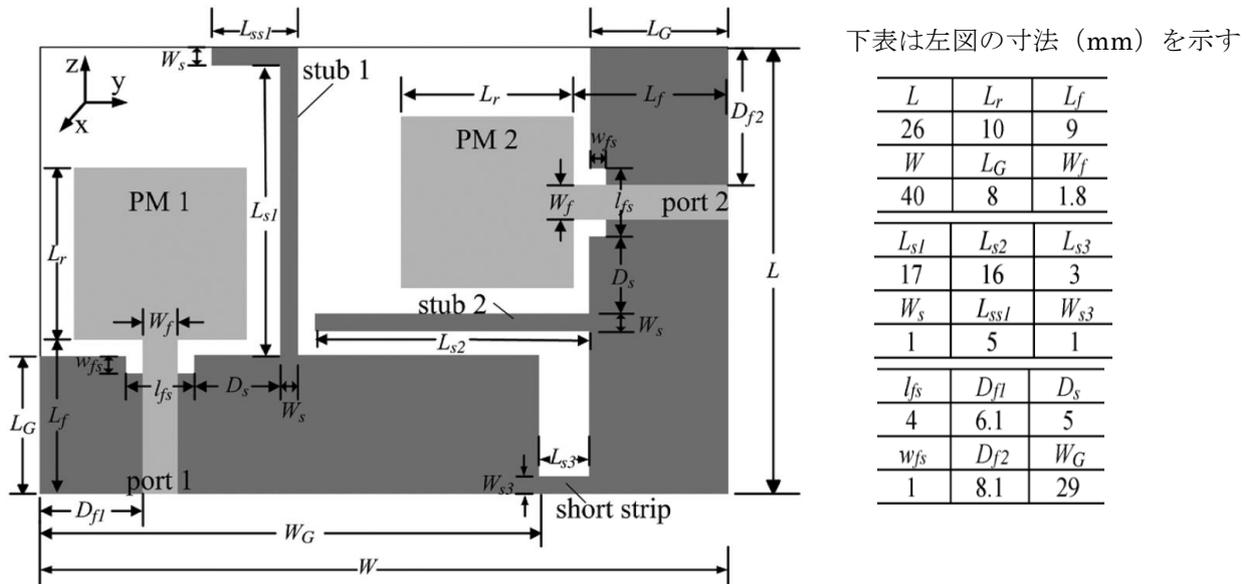


図 4 アンテナの形状 (■ : 最上層部分, ■ : 最下層部分)

出典 : L. Liu et al., “Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications” ,IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume:61 Issue:8, 2013, Fig.1.

S パラメータ, S_{11} , S_{22} 及び S_{21} のシミュレーションと測定の結果を図 5 に示す. 図 5 (a)の測定結果より, port1 は帯域 2.9~10.6 GHz の範囲で $S_{11} < -10$ dB, port2 は, 帯域が 2.9 GHz から 12 GHz を超える範囲で $S_{22} < -10$ dB となる (port1 と port2 の位置は図 4 参照). これより, アンテナは, UWB の帯域全体にわたってインピーダンス整合の要求を満足している. 相互結合 (mutual coupling) は -15 dB 以下であることが良好な特性と考えられているが, 二つの入力ポート (port1, port2) 間の相互結合に関する S_{21} パラメータのシミュレーションと測定の結果は, 図 5 (b)より, UWB 帯域の全体にわたって -15 dB より小さい. これより, アンテナは UWB 帯域全体について MIMO に適しているといえる.

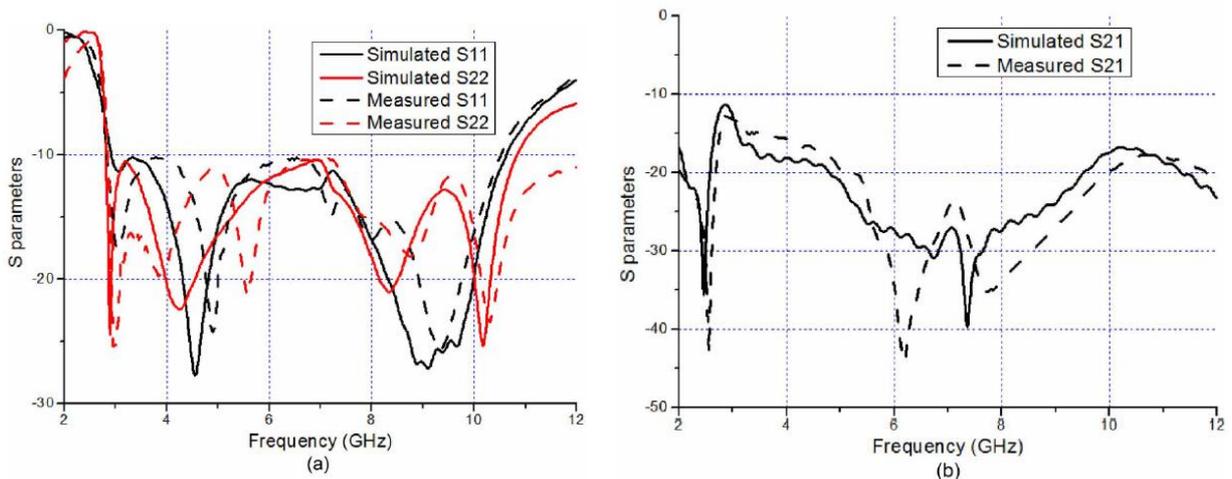


図5 Sパラメータとシミュレーションと測定の結果 (図(a) : S_{11} , S_{22} , 図(b) : S_{21})

出典 : L. Liu et al., “Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications” ,IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume:61 Issue:8, 2013, Fig.8.

図6(a)には, port1 と port2 が励振された場合のアンテナのピーク利得を示す. シミュレーション結果と測定結果はよく一致し, 2.9~10.6 GHz の周波数帯域全体にわたって, 利得の測定値は 0.9~6.5 dBi の範囲になっている. 図6(b)は, アンテナの効率 (efficiencies) のシミュレーションと測定の結果を示す. シミュレーション値では, 効率は UWB 帯域全体にわたって 80%以上になっているが, 測定値はシミュレーション値 (ケーブルモデルを使用しない場合) よりも, 特に低い周波数でかなり小さくなっている. これは給電ケーブルの効果によるものと推定される.

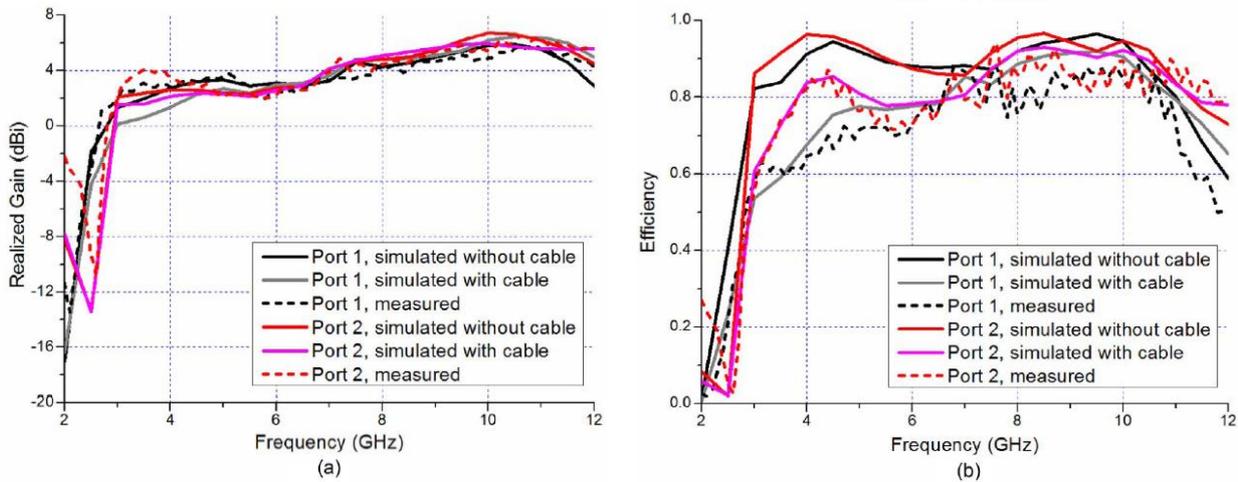


図6 MIMO アンテナの利得と効率

出典 : L. Liu et al., “Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications” ,IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume:61 Issue:8, 2013, Fig.11.

2つのPM (平面モノポールアンテナ素子) は, 互いに垂直に配置されている. この構成より, 異なる方向からの信号を受信するために, 二つの異なる放射パターンが得られ, パターンダイバーシチが達成される. パターンダイバーシチを効果的にするためのアンテナ素子に対する基本的な要求条件は, 放射パターンの相関がないことである. 放射パターンの間の相関を評価するためのパラメータは, エンベロープ相関係数 ρ_e で, 三次元放射パターンより計算される. 本MIMOアンテナについて放射パターンの測定とシミュレーションの結果から求められた ρ_e は, それぞれ, UWB全帯域にわたって0.2, 0.1より小さかった. 2つのアンテナ素子が同様の効率を有していれば, 通常, $\rho_e < 0.7$ で良好なダイバーシチ特性とされるので, 本アンテナの性能は良好といえる.

【出典】

- [1] J. S. Chieh, A. Pham, T. W. Dalrymple, D. G. Kuhl, B. B. Garber, K. Aihara, “A Light Weight 8-Element Broadband Phased Array Receiver on Liquid Crystal Polymer”, 2010 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (MTT), 2010.
- [2] Li Liu and S. W. Cheung, “Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications” ,IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume:61 Issue:8, 2013.

【参考資料】

- [1] J. S. Chieh, A. Pham, T. W. Dalrymple, D. G. Kuhl, B. B. Garber, K. Aihara, “A Light Weight

- 8-Element Broadband Phased Array Receiver on Liquid Crystal Polymer”, 2010 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST (MTT), 2010.
- [2] Li Liu and S. W. Cheung, “Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications” ,IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION Volume:61 Issue:8, 2013.

【技術分類】 3-4-4 MIMO 周辺技術／アンテナ／課題（機械的）

【 F I 】 H01Q1/00

【 C P C 】 H01Q1/00

【技術名称】 3-4-4-2 耐久性向上

【技術内容】

(1) 熱硬化性樹脂の改良による誘電特性・加工性を持つ新規低伝送損失材料の実現

アンテナの素材を金属やセラミックからフッ素樹脂(PTEE)や液晶性ポリマー(LCP)などの樹脂基板に切り替えることでレーダーコストの低減が可能であるが、従来の樹脂基板では加工性の問題が生じていた。そこで、独自の樹脂設計技術により、優れた誘電特性・伝送特性を持ち、アンテナ多層化にも対応可能な新規低伝送損失材料が開発されている。

表 1 AS-400HS の一般特性

Item	Condition	Unit	AS-400HS	Material A*2	Material B*2
Resin system		—	Thermosetting	Thermoplastic LCP type	Thermoplastic PTFE type
Dk(10 GHz)*1	A	—	3.0	3.0*3	3.0*3
Df(10 GHz)*1	A	—	0.0017	0.0020*3	0.0013*3
CTE(XY-axis)	TMA(30-120℃)	ppm/℃	36	—	17
	TMA(30-120℃)		36	—	30
	TMA(250-300℃)		53	—	—
Tg	TMA	℃	—	—	30
	DMA		184	—	—
Elastic Modulus	DMA	GPa	3.0	3.4	1.2
Heat resistance	288℃/20 s dip	—	PCT-5 h Pass	—	—
	T-300	min	> 60	—	—
Td	TGA 5% loss	℃	460	—	—
Peel strength(RT)	Low profile	kN/m	0.77 (HVLP)	0.70	—
	Profile free		0.60	—	—
Water absorption	D-23/24	%	0.1	0.05	—
Insulation reliabilities*4	85℃/85%RH, DC100 V	hr	> 2000 (< 1%)	—	—
IVH connection reliabilities*5	-65℃ (15 min) ⇄ 125℃ (15 min)	cycle	> 3000 (> 1.0×10 ¹¹ Ω)	—	—

*1) Cavity resonator perturbation method *2) Catalog value *3) Strip-line resonator method

*4) Line/Space: 65 μm/65 μm, Precondition: Reflow x 6 (Max 265℃)

*5) L1-L2 Via: Φ0.10 mm, Pitch: 0.50 mm, Thickness: 0.10 mm, Precondition: C-168/85/85 + Reflow x 6 (Max 265℃)

出典：谷川隆雄他、「ミリ波レーダー用新規低伝送損失材料”AS-400HS”」，日立化成テクニカルレポート No.58 (2015年12月),表1, p.19.

表1は日立化成が開発した新規低伝送損失材料AS-400HSの一般特性である。従来のLCP(Material A)やPTEE(Material B)と比較して、10 GHzで比誘電率(Dk)3.0、誘電正接(Df)0.0017と同等の性能を示し、耐熱特性T-300は60分以上、熱分解温度(5%重量減少)は460℃と、優れた耐熱性を示している。加工性についてもレーザー加工・メッキとも容易に実施できることが確認され、L1-L2レーザーIVHの冷熱サイクル試験においても接続抵抗の劣化が起こらないことが実証された。

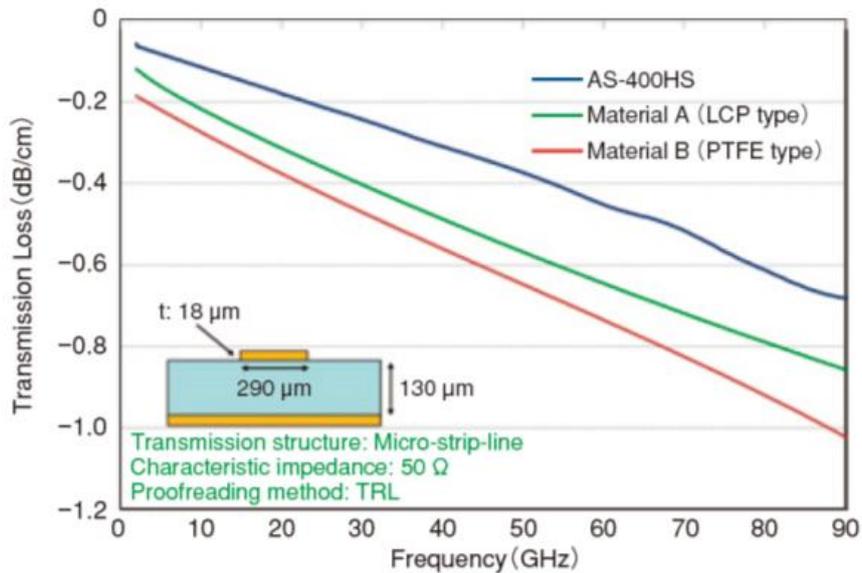


図1 AS-400HSの伝送特性

出典：谷川隆雄他，「ミリ波レーダー用新規低伝送損失材料”AS-400HS”」，日立化成テクニカルレポート No.58 (2015年12月)，図2. p.19.

図1はマイクロストリップラインによる伝送特性（伝送損失）の評価結果であり，従来のLCPやPTEEと比較して，ミリ波帯においても優れた伝送特性を有している。

(2) マレイミド樹脂と低弾性・低吸湿性骨格の組合せによる高耐熱・低誘電特性を有するSF樹脂の実現

チップや部品の薄型化により生じる反りを解決する材料として低弾性樹脂材料が注目されているが，従来の低弾性樹脂材料は，低熱分解温度・高吸湿率・高誘電率といった課題があり，適用できる範囲が限られていた．そこで，耐熱性に優れるマレイミド樹脂と低弾性・低吸湿性の骨格を組み合わせることで（図2），低弾性・高熱分解温度・低吸湿率・低誘電率を実現したSF樹脂が開発されている．



図2 SF樹脂の構造

出典：竹内雅記他，「高耐熱・低誘電特性を有するSF樹脂を用いた応用開発」，日立化成テクニカルレポート No.59 (2016年12月)，図1. p.28.

表2は従来の樹脂材料と比較したSF樹脂硬化物の一般特性である．SF樹脂硬化物は常温で0.08GPaと非常に低い弾性率を有しながら，5%熱分解温度が435℃と優れた耐熱性を示している．また誘電特性においても，10GHzで誘電比率(Dk)2.4，誘電正接(Df)0.0018と，LCP基板材料に劣らない性能を示している．

表 2 SF 樹脂硬化物の一般特性

Item	Condition	Unit	SF樹脂	Material A	Material B	Material C ^{*2}
Resin System		—	Bismaleimide	Acryl	Soluble Polyimide	LCP
Dk(10GHz) ^{*1}	A	—	2.4	2.9	3.3	3.0 ^{*3}
Df(10GHz) ^{*1}	A	—	0.0018	0.0240	0.0200	0.0020 ^{*3}
CTE(X-Y)	< Tg	ppm/°C	120	110	100	—
	> Tg	ppm/°C	180	—	—	—
Tg	TMA	°C	84	160	185	—
Elastic Modulus	DMA	GPa	0.08	0.40	0.70	3.40
Td	TGA-1%loss	°C	375	250	300	—
	TGA-5%loss	°C	435	320	350	—
Peel Strength	Low Profile	kN/m	1.6	1.8	1.8	0.7
Water absorption	D-23/24	%	0.05	0.3	0.8	0.05
Dielectric breakdown voltage	1mm, 25°C	kV/mm	30	22	30	—
	1mm, 150°C	kV/mm	30	—	—	—

*1) Cavity resonator perturbation method *2) Catalog value *3) Strip-line method

出典：竹内雅記他,「高耐熱・低誘電特性を有する SF 樹脂を用いた応用開発」, 日立化成テクニカルレポート No.59 (2016年12月), 表1, p.29.

(3) 溶鉱炉における T 型 MIMO レーダーを用いた 3 次元表面イメージング

32 個のアンテナ要素 (誘電体装荷導波管) からなる T 型の MIMO アンテナについて述べる. このアンテナは埃や高温に対する耐久性を有しており, 外部の温度が 80~200°C まで変化するときも内部の温度が 30~65°C の範囲を保つよう, 窒素と水を用いた冷却システムが用いられている. 図 3 は(a) が誘電体アンテナのモデル, (b) がアンテナ実物の写真であり, 導波管の空洞の大きさは 14 mm×10 mm である.

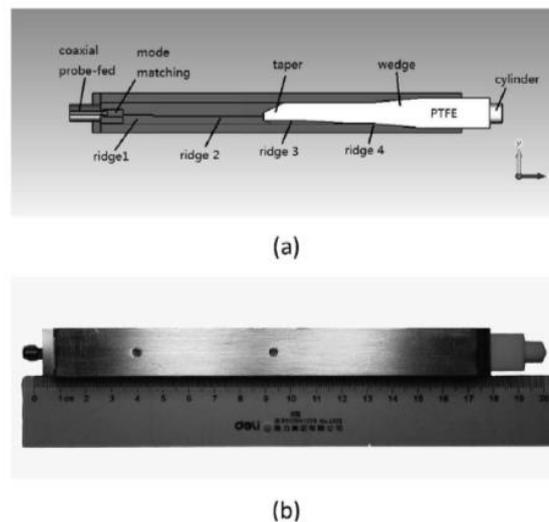


図 3 誘電体アンテナモデルのプロファイル

出典：J. Wei et al., “3-Dimension Burden Surface Imaging System with T-shaped MIMO Radar in the Blast Furnace”, ISIJ International, Vol.55(2015), No3, 2015, pp.592-599, Fig.2.

32 個のアンテナ要素をどう配置すればよいかについて, (a)Rectangular MIMO Array, (b)cross-shaped MIMO Array, (c)T-shaped MIMO Array (図 4) の三つを比較した. Rectangular MIMO Array は溶鉱炉に設置した場合に位置エラーを起こしやすい問題があり, cross-shaped MIMO Array は T-shaped MIMO Array より高い相互カップリングを示してしまうため, T-shaped MIMO Array が最も適切であると言える.

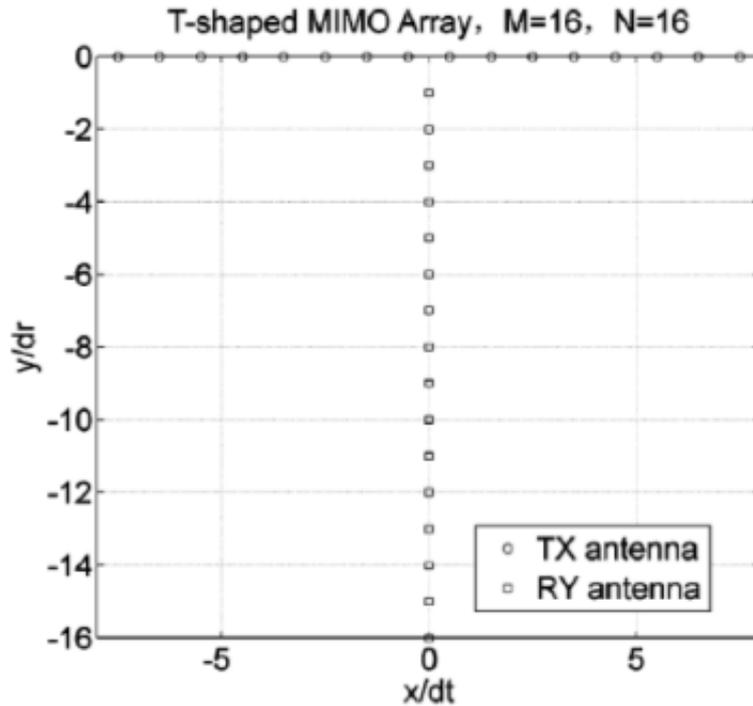


図4 16個の送信素子と16個の受信素子を含むMIMOアンテナアレーの構成
 出典：J. Wei et al., “3-Dimension Burden Surface Imaging System with T-shaped MIMO Radar in the Blast Furnace”, ISIJ International, Vol.55(2015), No3, 2015, pp.592-599, Fig.7(c).

(4) MIMO アンテナアレーにおけるPDMS技術

ジメチルポリシロキサン(PDMS)は柔軟性、水や埃に対する耐久性、光学透過性、低い誘電正接などよい性質を持つため、MIMOアンテナアレーの基板に用いることが検討されている。多層PDMS基板に2×4のアンテナアレーを埋め込むことで、-30 dBより良い相互カップリング、0.001オーダのエンベロープ相関係数(ρ)、72%の効率を達成し、11.5 dBの高利得が得られている。図5はPDMSを用いた基板の各層の説明、図6はアンテナの形状(アンテナ全体：左とサブアレー：右)を示す。

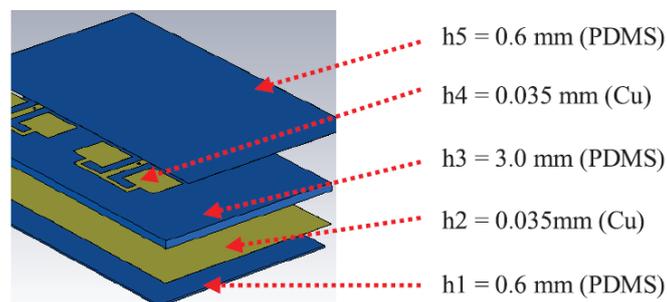
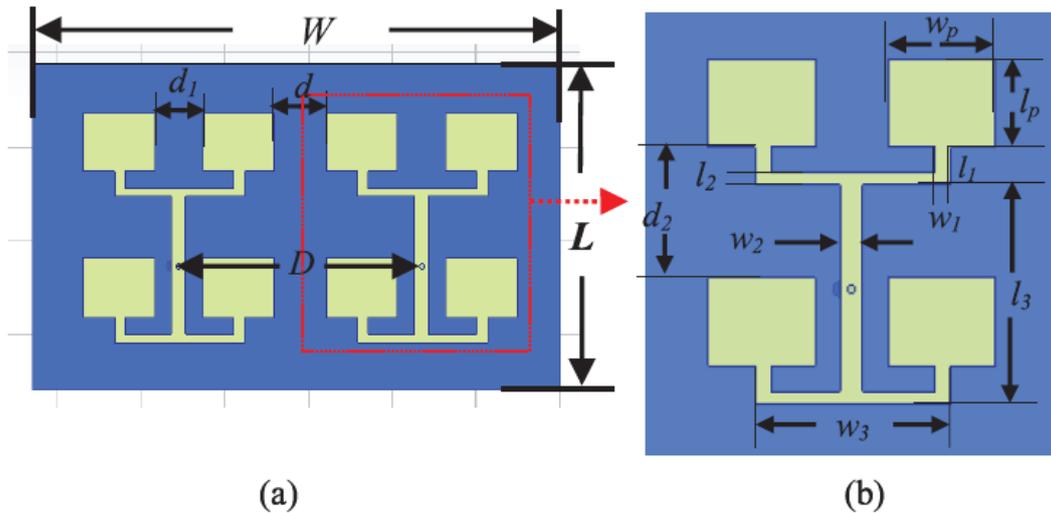


図5 層のスタッキング・トポロジー

出典：A. S. M. Alqadami et al., “Assessment of PDMS Technology in a MIMO Antenna Array”, IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 15, 2016, Fig.1.



Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
W	126	w_1	2.50
L	70.0	w_2	3.50
w_p	17.0	w_3	31.0
l_p	12.5	d	14.5
l_1	5.37	d_1	11.5
l_2	1.74	d_2	18.5
l_3	31.0	D	60.0

図 6 アンテナの形状 ((a) : 全体の形状, (b) : サブアレーの形状) と寸法

出典 : A. S. M. Alqadami et al., “Assessment of PDMS Technology in a MIMO Antenna Array” , IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 15, 2016, Fig.2.

表 3 は、他の材料(FR-4, RT6002, TLY-5)を用いた MIMO アレーとのサイズおよびパフォーマンスの比較結果である。評価した PDMS は厚さにおいて他に勝り、帯域の大きさや効率においても他を上回っている。

表 3 5.8 GHz で異なる基板の上に設計された 2×2 アレーの性能比較

Substrate	BW (MHz)	G_{app} (dB)	ρ	S_{21} (dB)	Eff. (%)
FR-4	120	9.80	0.05	-26.7	49
Taconnic	140	9.90	0.007	-32.9	70
Rogers	130	9.85	0.01	-27.0	68
PDMS	500	10.0	1×10^{-6}	-31.0	72

出典 : A. S. M. Alqadami et al., “Assessment of PDMS Technology in a MIMO Antenna Array” , IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 15, 2016, TABLE III.

【出典】

- [1] 谷川隆雄, 近藤裕介, 島山裕一, 入野哲朗, 「ミリ波レーダー用新規低伝送損失材料”AS-400HS”」, 日立化成テクニカルレポート No.58 (2015年12月) .
- [2] 竹内雅記, 山田愛莉, 「高耐熱・低誘電特性を有する SF 樹脂を用いた応用開発」, 日立化成テクニカルレポート No.59 (2016年12月) .
- {3} J. Wei, X. Chen, Z. Wang, J. Kelly and P. Zhou, “3-Dimension Burden Surface Imaging System with T-shaped MIMO Radar in the Blast Furnace”, ISIJ International, Vol.55(2015), No3, 2015.
- [4] A. S. M. Alqadami, M. F. Jamlos, P. J. Soh and G. A. E. Vandenbosch, “Assessment of PDMS Technology in a MIMO Antenna Array” , IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 15, 2016.

【参考資料】

- [1] 谷川隆雄, 近藤裕介, 島山裕一, 入野哲朗, 「ミリ波レーダー用新規低伝送損失材料”AS-400HS”」, 日立化成テクニカルレポート No.58 (2015年12月) .
- [2] 竹内雅記, 山田愛莉, 「高耐熱・低誘電特性を有する SF 樹脂を用いた応用開発」, 日立化成テクニカルレポート No.59 (2016年12月) .
- {3} J. Wei, X. Chen, Z. Wang, J. Kelly and P. Zhou, “3-Dimension Burden Surface Imaging System with T-shaped MIMO Radar in the Blast Furnace”, ISIJ International, Vol.55(2015), No3, 2015.
- [4] A. S. M. Alqadami, M. F. Jamlos, P. J. Soh and G. A. E. Vandenbosch, “Assessment of PDMS Technology in a MIMO Antenna Array” , IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 15, 2016.

【技術分類】 3-4-5 MIMO 周辺技術／アンテナ／用途

【 F I 】 H01Q1/24@Z

【 C P C 】 H01Q1/242

【技術名称】 3-4-5-1 携帯端末用

【技術内容】

(1) 携帯端末に適用するアンテナ

以前の携帯端末では、 $\lambda/2$ モノポールアンテナが適用されていた。 $\lambda/2$ モノポールアンテナを収容する場合、900 MHz で $\lambda/2$ は約 16 cm になるため、アンテナの小型化が必要となった。アンテナ寸法とアンテナ利得はほぼ比例関係にあり、アンテナの寸法を極端に短くすると利得が劣化するとともに、インピーダンス特性が狭帯域になる。アンテナをコンパクトし、かつアンテナの長さを確保するため、アンテナをコイル状に巻いてアンテナを長くするヘリカルアンテナが使用された。このアンテナの携帯端末での配置例を図 1 に示す。

携帯端末では、アンテナをコイル状に巻き筒状の先端部分に収容する。待ち受け時には、ホイップアンテナ部分を本体に収容するが、通話時には、図 1 に示すように、ホイップアンテナ部分を伸ばし、アンテナの感度を上げるようにしている。



図 1 携帯端末アンテナの配置例

出典：恵比根佳雄，「アンテナ技術その 4 移動端末用アンテナ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.6, No.2, 図 8, p.70.

下り回線の通信品質を向上させるため、携帯端末にダイバーシチ受信を導入しているが、図 1 の携帯端末では、アンテナの小型化、インピーダンスの比帯域特性から、受信用アンテナとして板状逆 F 形アンテナを用い、筐体内部に収容していた。

最近では、ほとんどの携帯端末で、板状逆 F 形アンテナを使用し、内蔵アンテナのみで送受信を行うようになっている。

$\lambda/4$ モノポールアンテナを折り曲げて高さを低くしたアンテナが逆 L 形アンテナで、逆 L 形アンテナを改良したアンテナが逆 F 形アンテナである。逆 F 形アンテナの問題点として狭帯域特性があるため、帯域を広げるため、逆 F 形アンテナの放射素子の水平部分を導体板に置き換えた構造のアンテナが板状逆 F 形アンテナ (PIFA : Planer Inverted F Antenna) である。

線状の逆 F 形アンテナで、 $\lambda/4$ モノポールアンテナと同等のアンテナ長にするためには、アンテナの垂直部分と水平部分の長さの和が $\lambda/4$ にする必要があったが、板状逆 F 形アンテナでは、長方形の導体板の長辺と短辺の合計が波長の $1/4$ であればよいので、一辺の長さを波長の $1/8$ 程度まで短縮できるようになり、携帯端末の小形化に寄与している。

さらに、アンテナを小形化するために、板状逆 F 形アンテナで誘電体の基板を使用したアンテナが適用されている。誘電体に高周波電磁波を流すと波長が短縮されるという性質を利用して、共振周波数を同じにしたままでアンテナを短くでき、より小形にできる。

図 2 に PIFA の基本構造を示す。樹脂性誘電体基板上に形成した平面状の放射素子のコーナをスルー

ホールによって接地し、スルーホール近傍の放射素子上の1点を給電点とした構造となっている。

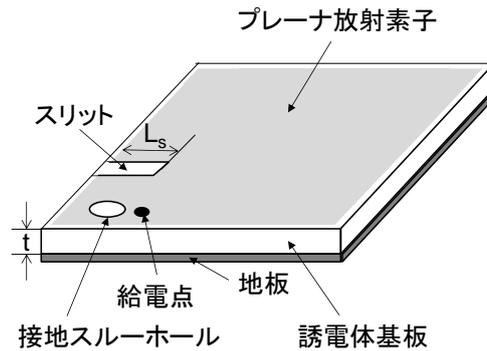


図2 板状逆F形アンテナの基本構造

PIFAを小形筐体を実装した場合、その特性は筐体の影響を強く受ける。図3に、板状逆F形アンテナのスリット長 L_s をパラメータにした場合の誘電体基板の厚さ(t)と帯域幅及び利得の関係の測定結果を示す。測定周波数は879 MHzで、 $35 \times 20 \times 125$ mmの金属筐体にアンテナを装着して測定している。利得は xy 平面における平均化利得(PAG: Pattern Average Gain)である。帯域幅及び利得は、ともに誘電体基板の厚さにほぼ比例して増加しており、厚さを増すとこれらの特性が著しく改善される。例えば、厚さ5 mmで $L_s = 0$ の場合、30 MHzの帯域幅と-1 dBdの利得が3.5 ccのアンテナ体積で得られている。また、測定周波数が一定で、 L_s の増加につれて放射素子の面積が減少しているため、帯域幅及び利得はスリット長 L_s の増加に伴って減少している。

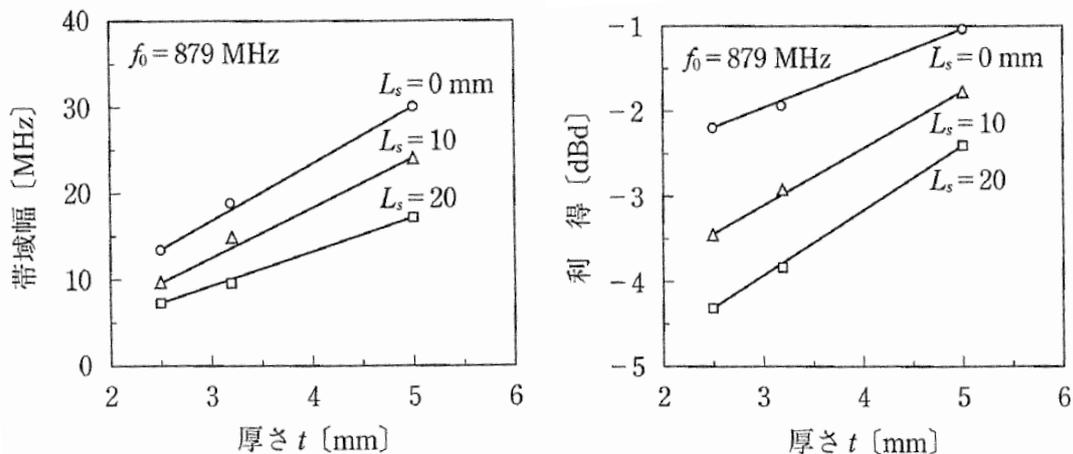


図3 小形筐体上におけるPIFAの特性

出典: 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006, 図2.40, p.194.

図4に、基板の誘電率に対する帯域幅と利得の変化を示す。誘電率が大きくなると帯域幅が狭くなり、利得が低下する。また、図4より、誘電率10.5でも、5 mmの厚さの基板を用いることによって-3 dB以上の利得が得られることが分かる。

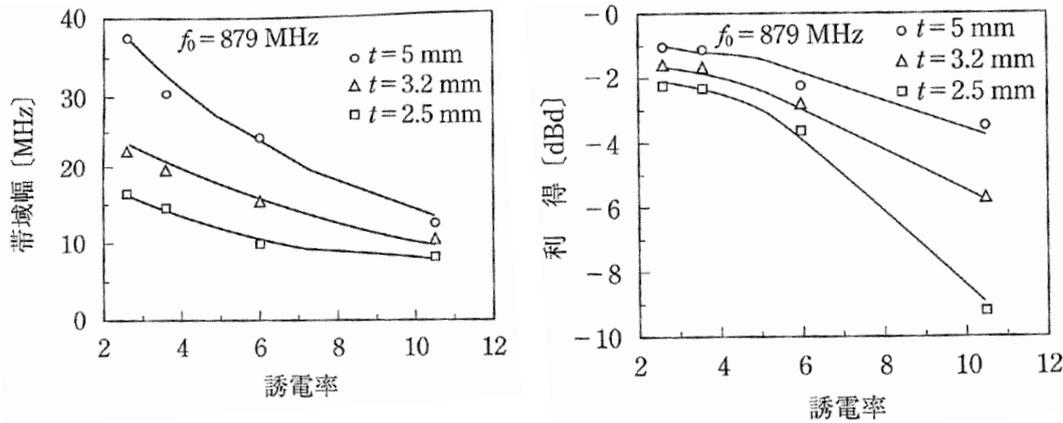


図4 誘電率における PIFA の特性変化

出典：後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006，図 2.41，p.194.

携帯端末用アンテナの特徴として、偏波の傾きが使用状態によって異なること、人体近傍にアンテナが存在するため、アンテナ特性が劣化することが挙げられる。基地局アンテナは垂直偏波で送受信しているため最も効率の良い偏波は垂直偏波となる。したがって、携帯端末では、多重伝送路において異偏波で送受信した場合の劣化が問題になる。また、人体近傍にアンテナを装着したとき、アンテナ利得劣化が生じるという問題がある。

図5は、ダイポールアンテナについて、携帯端末用アンテナの傾き時の劣化量及び人体装着時の劣化量を各種の携帯端末について相対比較で測定したものである。携帯端末の傾き角度を60°とした場合、2~3 dB劣化し、通話状態ではさらに3~4 dB劣化している。なお、ダイバーシチ受信時の内蔵アンテナ（逆F形アンテナ）でも同様に劣化する。

以上のように、携帯端末用アンテナは劣化要因が多く、携帯端末の形状、大きさ、搭載するアンテナの種類によって特性が大きく変化する。

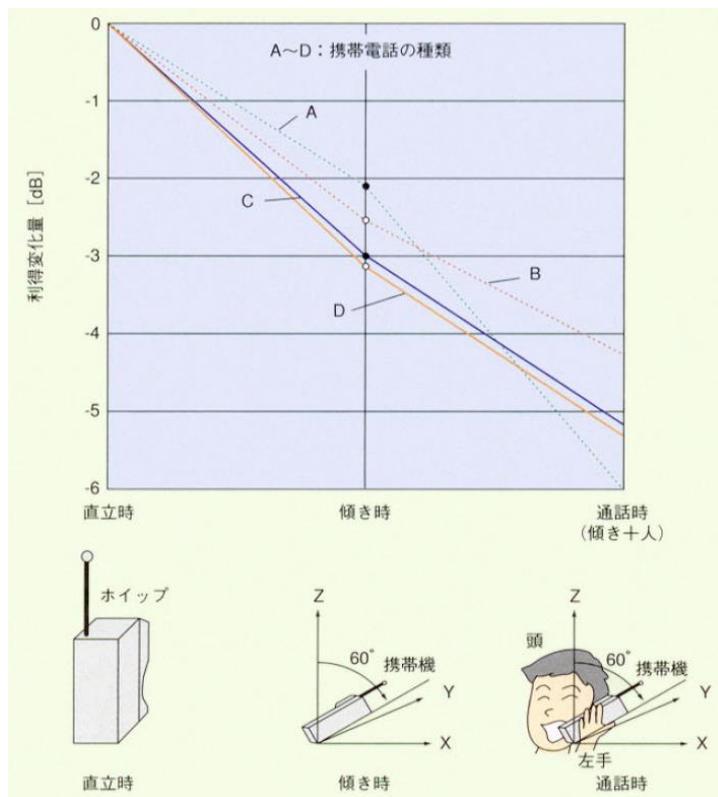


図5 携帯端末用アンテナの利得劣化量

出典：恵比根佳雄，「アンテナ技術その4 移動端末用アンテナ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.6，No.2，図 10，p.72.

(2) 携帯端末への MIMO アンテナの適用

MIMO のチャンネル容量を決定する主要なパラメータとして、SNR と相関 (correlation) があり、チャンネル容量を拡大するためには、SNR の向上と相関を小さくすることが必要である。MIMO の性能に関するチャンネル容量は次式で表される。

$$C = \log_2(\det(\mathbf{I} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H)) \quad (3.90)$$

上式は次式のように展開される。

$$C = N_r \log_2(\frac{\rho}{N_t}) + \log_2(\det(\mathbf{I} \cdot \frac{N_t}{\rho} + \mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H)) \quad (3.91)$$

$$\approx N_r \log_2(\frac{\rho}{N_t}) + \log_2(\det(\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H)) = C_{SNR} + C_{COR} \quad (3.92)$$

(ρ : 各受信アンテナでの平均 SNR, N_t : 送信アンテナ数, N_r : 受信アンテナ数, \mathbf{I} : 単位行列, \mathbf{H}_n : 正規化チャンネル行列, $\{\}^H$: 複素共役転置)

近似式(3.92)は、 N_r が N_t より大きく、チャンネルが正常状態で、 ρ が大きい場合に成り立つ。また、式(3.92)より、チャンネル容量は SNR に依存する C_{SNR} と相関の大きさに依存する C_{COR} の和で表される。

図 6 に、式(3.90)~式(3.92)より求めた SNR とチャンネル容量の関係を示す。図より、SNR の増加に伴いチャンネル容量が増加することが分かる。

チャンネル容量に対する SNR と相関の影響を Rician 分布による検証する。この場合、平均空間相関係数は $\bar{\gamma}_s$ は、Rician ファクタ K に 1 対 1 に対応し、次式で表される。

$$\bar{\gamma}_s = \frac{K}{K+1} \quad (3.93)$$

図 7 に、 $\bar{\gamma}_s$ の関数として、式(3.90)で求めたチャンネル容量を示す。図 7 より、レイリー分布に近い低相関の状態においてチャンネル容量が増加することが分かる。また、Rician 分布のもとでは、アンテナ素子数の増加と SNR の高さがチャンネル容量の増加に効果的であるが、MIMO システムでは、 K の高い状態でチャンネル容量は増加しないことが分かる。

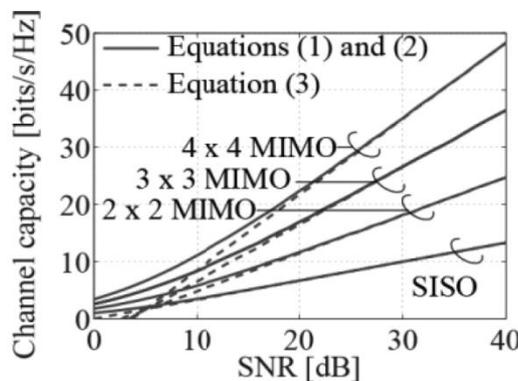


図 6 SNR チャンネル容量の関係

出典 : H. Arai et al., "Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal", IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012, Fig.1, pp10.

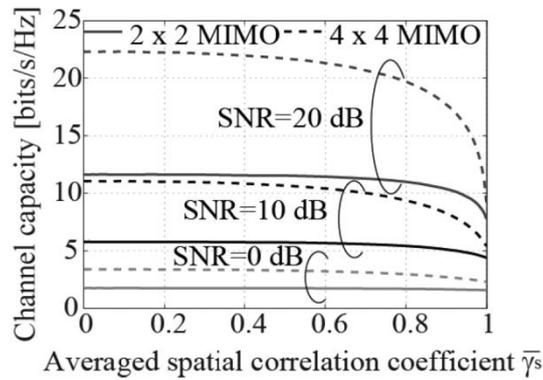


図7 平均空間相関係数とチャネル容量の関係

出典：H. Arai et al., “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal”, IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012, Fig.3, pp11.

SNR と相関の大きさは、基地局アンテナのチャネル容量には大きく関係するが、移動端末では、スペースが限られているため、アンテナ利得の増加により高い SNR を得ることは容易ではない。筐体内蔵のアンテナのほとんどは、通話のために人が端末を持った状態での SAR⁴ (Specific Absorption Rate, 比吸収率) を減らすために移動端末の底部に置かれるため、相関を減らすために必要なアンテナ間隔に制限を与える。そこで、移動端末のチャネル容量の評価では、SNR と相関の代わりに放射効率に着目する。

移動端末において、ランダムな入力波のもとでのアレーファクタの空間相関は次式で与えられる。

$$\gamma_p(d) = |J_0(kd)|^2 \quad (3.94)$$

(k : 真空中の波数, J_0 : ベッセル関数の 0 次, d : アンテナ素子間隔)

二つのダイポールアンテナが、 z 軸方向に平行に置かれており、一方のダイポールの中心を原点とし、他方のダイポールの中心が x 軸上で $x = d$ の位置にある場合、二つのダイポール間の相関は散乱パラメータで次式のように与えられる。

$$\gamma_d = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{12}|^2 - |S_{22}|^2)} \quad (3.95)$$

アンテナ素子の損失がないと仮定した場合、アンテナ 1 の放射効率は次式で与えられる。

$$\eta_r = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (3.96)$$

相互結合は放射パターンの歪の原因となる。その歪みは、 xy 面(E)での最大利得と最小利得の比、 $\Delta_g = G_{\max} / G_{\min}$ で定義される。

アレー間隔の評価要素を図 8 に示す。放射効率 η_r はアレー間隔が狭くなるにつれて低下し、放射効率 η_r の低下はチャネル容量の低下をもたらす。

2x2 MIMO システムの場合、エルゴードチャネル容量は、SNR が高い範囲で式(3.92)の第 1 項で近似され、チャネル容量は、放射効率を含めて、次式で与えられる。

$$C(\eta) \approx N_r \log_2 \left(\eta_r \frac{\rho}{N_t} \right) \quad (3.97)$$

$\eta_r = 1$ で正規化したチャネル容量を図 9 に示す。

⁴ SAR : 人体が電波にさらされることによって単位質量の組織に単位時間に吸収されるエネルギー量

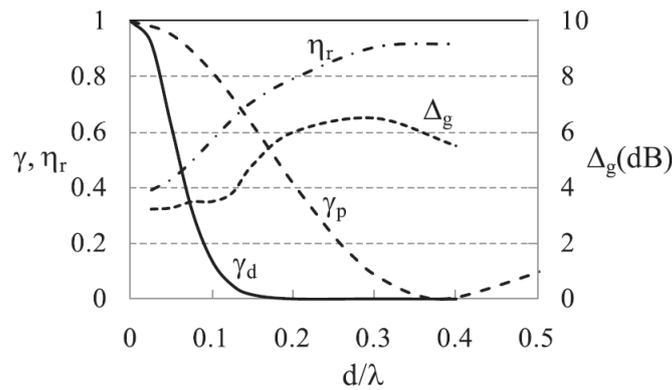


図8 2素子ダイポールアンテナでの相関，放射効率，放射パターンの歪み
 出典：H. Arai et al., “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal” , IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012, Fig.16, p.15.

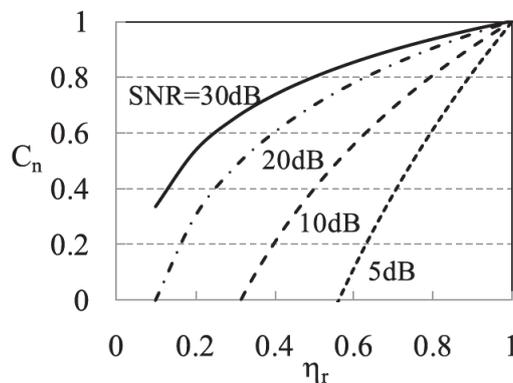


図9 放射効率と正規化チャンネル容量の関係
 出典：H. Arai et al., “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal” , IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012, Fig.17, p.15.

次に移動端末の筐体と人体への影響について述べる．これらの評価において，入力波を含む伝搬モデルとしては，クロネッカーモデルを使用する．また，シミュレーションでは，筐体の上部に実装されている逆F形アンテナ（IFA：inverted-F antenna）のアレーを使用する．

アンテナのパラメータを図10に示す．アレー素子は間隔が密な二つの同一のIFAからなり，それらは位相差 δ の移相器を介して接続される．位相差は，アレー1とアレー2の相関が最小になるように調整される．伝搬モデルでは，送信アンテナ数は2で送信アンテナ間の相関は無し，SNRは10dBと20dBの場合，XPR（交差偏波電力比）は0dB，Ricianファクタは3dBである．ここでは，簡単のため，入力波はxy面に集中し，入力波の角度は θ としている．

図11に，アレー素子間の位相差がある場合とない場合の移動端末のMIMOアンテナのチャンネル容量を示す．

チャンネル容量の平均改善係数（average improving factor）は，SNRが20dBで33%，SNRが10dBで68%である．

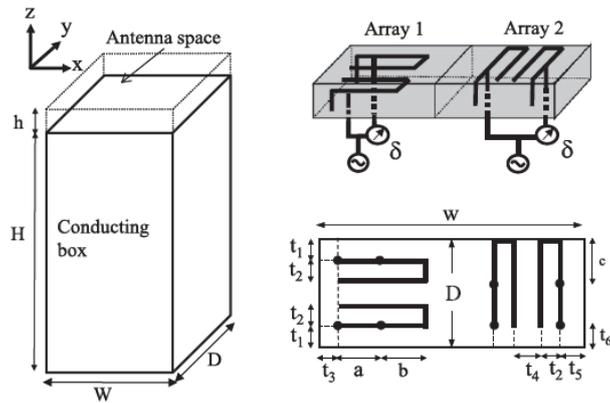


図 10 移動端末アンテナの形状

H=110, W=50, D=20, h=7, d=10, a=8, b=3, c=7, t₁=3, t₂=5, t₃=1, t₄=2.9, t₅=3, and t₆=2 (mm)

出典 : H. Arai et al., “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal” , IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012, Fig.18, p.15.

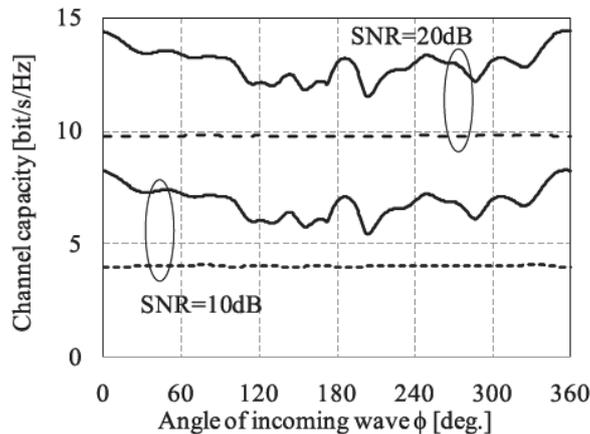


図 11 入力波の方向とチャネル容量の関係

実線 : $\delta=150^\circ$, 点線 : $\delta=0^\circ$

出典 : H. Arai et al., “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal” , IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012, Fig.19, p.15.

(3) MIMO を適用した移動通信の高速化

NTT ドコモが、LTE-Advanced 向けのネットワークにおいて、 4×4 MIMO と 256QAM を適用して受信時最大 682 Mbps と高速化した 4G 移動通信網の移動端末について述べる（本ネットワークの構成概要と基地局装置・アンテナについては、3-4-5-2 を参照）。

移動端末は、3.5 GHz 帯において 4×4 MIMO で動作し、256 QAM に対応している。基地局装置と同様、帯域幅 40 MHz の 3.5 GHz 帯と、帯域幅 20 MHz の他の周波数帯を組み合わせさせたキャリアアグリゲーション（Carrier Aggregation : CA）構成及び 4×4 MIMO、256QAM を同時に機能させることで最大受信速度 682 Mps を実現している。

移動端末のアンテナの配置を図 12 に示す。四つのアンテナのうち一つはメインアンテナとして動作し、送信及び受信用として機能する。他の三つはサブアンテナとして動作し、受信専用となる。また、メインアンテナ及びサブアンテナは 3.5 GHz 帯だけでなく他のセルラ向けの周波数帯（2 GHz、1.7 GHz など）のアンテナとしても動作する。

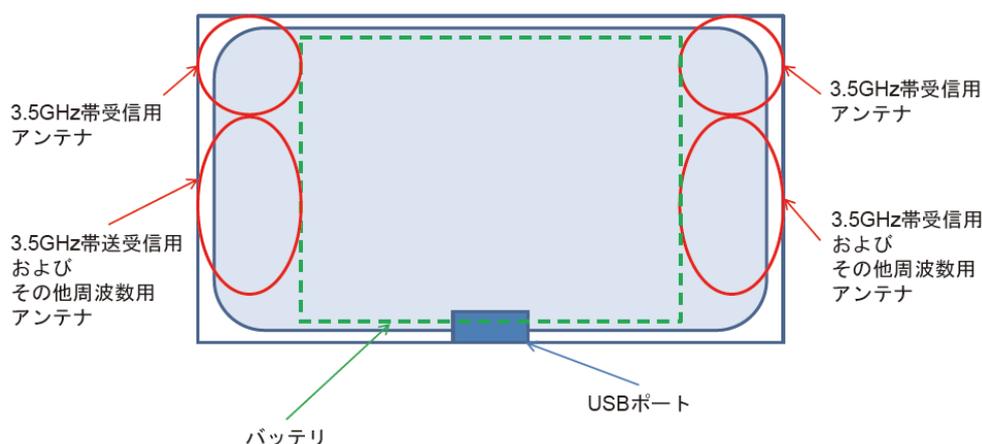


図 12 4×4 MIMO 対応移動端末のアンテナ配置イメージ図

出典：重藤隆文他，「受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.25, No.1, 図.8, p.13.

セルラアンテナ周辺には Wi-Fi アンテナやバッテリー，ディスプレイ，各種デバイスが配置された基板などの金属部品が存在するため，セルラアンテナの性能に影響を与える．移動端末のサイズを $62 \times 98 \times 13.6 \text{ mm}$ とコンパクトに保ちつつ，アンテナと他の金属部品の距離を確保しアンテナ性能を維持することが必要である．

一方，3.5 GHz 帯の 2 組のアンテナは近接配置であるため，アンテナ間の相関が高くなり，MIMO の性能を十分に発揮できなくなる可能性がある．そのため，複数の周波数を搭載するアンテナの小型化技術を用いるとともに，近接配置においてもアンテナ相関を低く保つ工夫をした．

また，無線通信速度向上に伴い移動端末の外部インタフェースの通信速度を向上させる必要があり，USB 3.0 を採用した．この場合，通信速度が高速になるため，USB 使用時にセルラ通信周波数帯に影響を与えるノイズが増加し，受信性能に悪影響をもたらす．そこで，受信性能劣化を低減するノイズ対策として，USB コネクタ部の金属シールドの強化やノイズ除去用フィルタの追加，コネクタ，アンテナ間の配置の最適化を図り，USB テザリング時における通信速度低下が生じないようにしている．

【出典】

- [1] 恵比根佳雄，「アンテナ技術その 4 移動端末用アンテナ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.6, No.2.
- [2] 後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006.
- [3] H. Arai, D. Uchida, “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal” , IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012.
- [4] 重藤隆文，鳥羽倫太郎，瀧口貴啓，五十川貴之，「受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.25, No.1.

【参考資料】

- [1] 恵比根佳雄，「アンテナ技術その 4 移動端末用アンテナ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.6, No.2.
- [2] 後藤尚久，中川正雄，伊藤精彦(共編)，アンテナ・無線ハンドブック，オーム社，2006.
- [3] H. Arai, D. Uchida, “Design of MIMO Antennas for Indoor Base Station and Mobile Terminal” , IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS Issue: 1, 2012.
- [4] 重藤隆文，鳥羽倫太郎，瀧口貴啓，五十川貴之，「受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.25, No.1.

【技術分類】 3-4-5 MIMO 周辺技術／アンテナ／用途

【 F I 】 H01Q1/24@Z

【 C P C 】 H01Q1/246

【技術名称】 3-4-5-2 基地局用

【技術内容】

(1) ビームチルト効果

図1にビームチルトの概念を示す。ビームチルトとは、同一周波数をセル間で繰り返し使用できるようにするために、自局のセル内に基地局アンテナの主ビームを向けて、他のセルへの電波の漏洩を抑圧することである。この場合、ビームが水平から下へ傾いている角度を「ビームチルト角」という。

ビームチルト角 θ_t は、基地局アンテナ高を H_{bt} 、無線ゾーン半径を r とすると、 $\theta_t = \tan^{-1}(H_{bt}/r)$ となる。主ビーム幅を θ_c とすると、 $\theta_c/2 < \theta_t$ とすることにより、垂直面内指向性の主ビームの放射範囲が自局エリアに閉じることになり、ビームチルト効果が得られる。すなわち、無線ゾーン半径が小さく、主ビーム幅が狭いほどビームチルト効果が期待でき、小無線ゾーン構成を用いる携帯電話方式（無線ゾーン半径：1~2 km、主ビーム幅 θ_c ：3°~6°）では、ビームチルト効果を利用することにより干渉波を低減できるため、周波数利用効率が向上する。また、基地局アンテナ高が一定の場合でも、ビームチルト角を変化させることにより無線ゾーン半径をある程度制御できるため、無線ゾーン成形が可能になる。

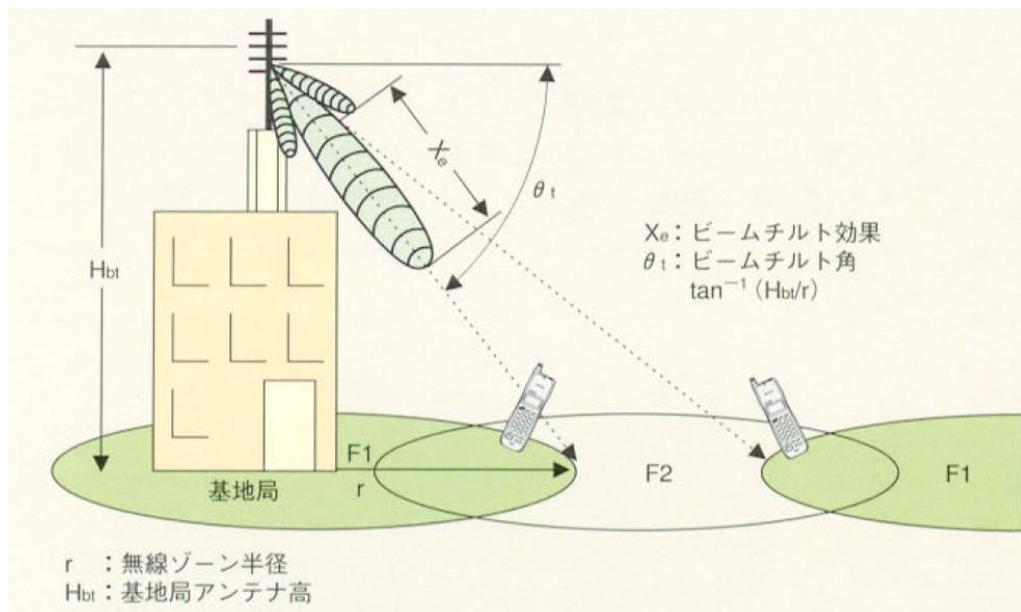


図1 ビームチルト効果の概念図

出典：恵比根佳雄,「アンテナ技術その2 移動通信用アンテナの特徴」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.4, 図1, p.48.

図2は、基地局アンテナ高140 mで市街地におけるビームチルト効果の測定結果を示したもので、同図(a)は、ビームチルト角0°、同図(b)はビームチルト角4°の場合である。測定方法は基準アンテナ（ビームチルト角0°で垂直面内ビーム幅6°）と測定用アンテナ（ビームチルト角を変化、垂直面内ビーム幅3°）を用いて、移動局から送信された電波を同時に受信し、短区間中央値の差を求めて多重伝搬路の影響がなくなるようにしている。

この結果、ビームチルト角0°の場合に比べて、ビームチルト角4°の場合は、基地局からの距離1~2 kmで相対レベルが向上し、4 km以降では徐々に相対レベルの低減量が大きくなっており、ビームチルト効果が顕著に表れている。

置局設計上、基地局アンテナ高は自由に決められないこと、基地局アンテナのビーム幅（アンテナの大きさ）にも制限があることから、ビームチルト角を適切に設定することにより無線ゾーン形成を行う必要がある。

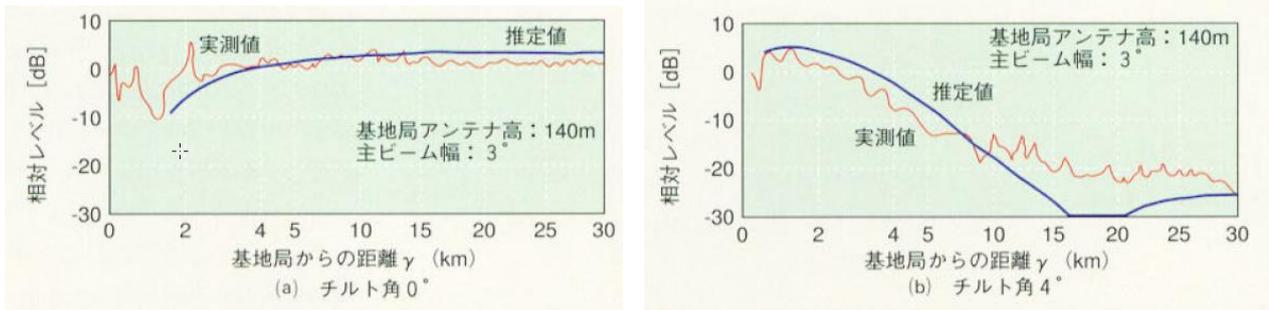


図2 ビームチルト効果の測定結果

出典：恵比根佳雄,「アンテナ技術その2 移動通信用アンテナの特徴」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.4, 図2, p.49.

(2) ダイバーシチアンテナ

相対的なダイバーシチ効果 F を示す簡易な方法として, 式(3.98)が与えられる. η_1, η_2 は各アンテナブランチごとの受信電圧中央値, ρ は相関係数を示しており, ダイバーシチ効果が最も大きくなるのは中央値が等しく, 相関係数が0(無相関)の場合である. ここで相関係数は式(3.99)で与えられる. 到来波分布については, 基地局と移動局の周辺にある構造物により決定されるため, 一義的に求めることはできないが, ここではガウス分布で到来すると仮定している.

$$F = \eta_1 / \eta_2 \sqrt{1 - \rho^2} \quad (3.98)$$

$$\rho \approx \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} G_1^*(\phi, \theta) G_2(\phi, \theta) P(\phi, \theta) \cdot \exp(j\beta d \cdot r) d\phi d\theta \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} G_1^*(\phi, \theta) G_1(\phi, \theta) P(\phi, \theta) d\phi d\theta \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} G_2^*(\phi, \theta) G_2(\phi, \theta) P(\phi, \theta) d\phi d\theta} \quad (3.99)$$

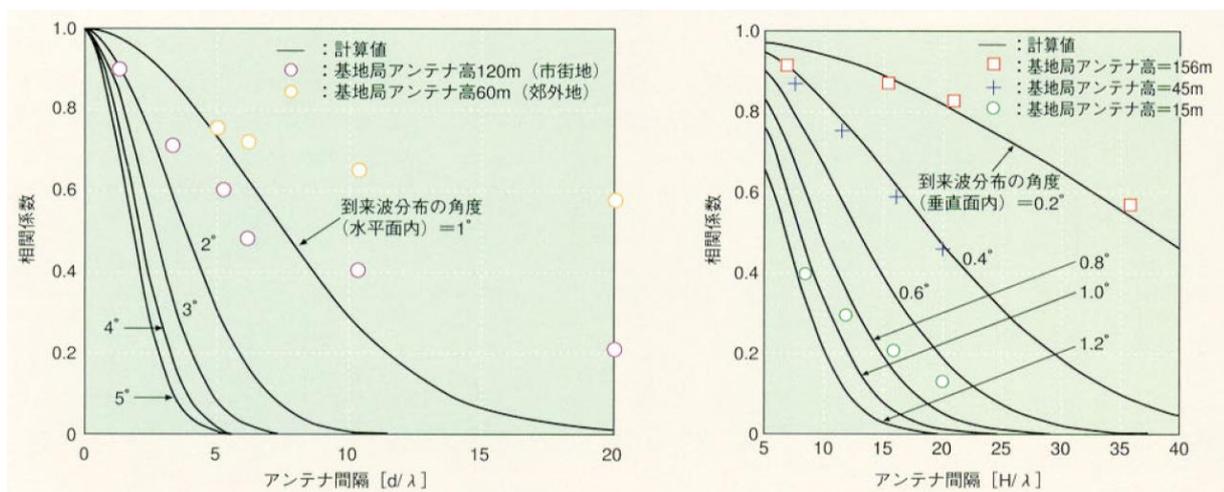
$G_1(\phi, \theta), G_2(\phi, \theta)$: アンテナ指向性, $P(\phi, \theta)$: 到来波分布
 $d \cdot r$: アンテナ間隔, $\beta = 2\pi/\lambda$: 位相定数

ダイバーシチアンテナ構成法として, スペースダイバーシチ, 偏波ダイバーシチ, 指向性ダイバーシチがある. 以下にこれらのダイバーシチについて述べる.

スペースダイバーシチアンテナとは, 複数のアンテナをある一定間隔離して配列する方法である. 図3(a)は水平配置の場合の測定結果と式(3.99)による計算結果を示す. 到来波分布の角度(水平面内)は, ガウス分布の標準偏差を示す. 図3(a)より, アンテナ間隔を大きくすると相関係数が小さくなり, さらに到来波分布の広がり(市街地のほうが郊外地に比べ到来波の広がりが大きい)が大きいと, 相関係数が小さくなる.

図3(b)はアンテナを同一軸上に垂直に配置した場合のアンテナ間隔と相関係数の関係を示す. 市街地において基地局アンテナ高(基地局アンテナ高15mは平均建物高よりも低い)を変化させた場合の測定結果と式(3.9)による計算結果を示している. なお, 到来波分布の角度はガウス分布の標準偏差である. 相関係数は水平配置と同様な傾向を示しているが, 所要の相関係数を得るためには水平配置よりも垂直配置のほうがアンテナ間隔を大きくしなければならないことが分かる. この原因は到来波分布の広がりが小さくなるため, 垂直配置では仰角方向に基地局アンテナがあり, 水平配置に比べ地形地物の影響を受けにくいためと考えられる.

一般的に移動通信用アンテナは垂直偏波であるが, 偏波ダイバーシチでは, 垂直, 水平偏波用のアンテナを設計し, 垂直, 水平の各偏波をダイバーシチ受信する. 偏波ダイバーシチアンテナを用いると1本のアンテナで垂直, 水平の両偏波の2ポートが構成でき, スペースダイバーシチに比べ設置空間を狭くできるがアンテナ構造はやや複雑になる.



(a) 水平配置

(b) 垂直配置

図3 スペースダイバーシチのアンテナ間隔と相関係数の関係

出典: 恵比根佳雄, 「アンテナ技術その2 移動通信用アンテナの特徴」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.4, 図4, p.50.

図4に、偏波ダイバーシチとスペースダイバーシチの相対レベルの累積確率分布での比較を示す。偏波ダイバーシチは異なる偏波で受信するため、アンテナブランチ間にレベル差があり、不等中央値ダイバーシチ受信となり、(1)式で示したように、受信中央値が等しいスペースダイバーシチに比べてダイバーシチ効果が減じる。その特性は偏波識別度に依存し、市街地（偏波識別度 XPD=7 dB）に比べ、郊外地（XPD=12 dB）ではさらにダイバーシチ効果が劣化する。ただし、携帯モードのように、使用される形態（アンテナの傾き）が任意に変化する場合垂直偏波のみに比べて中央値が向上するため有利となる。

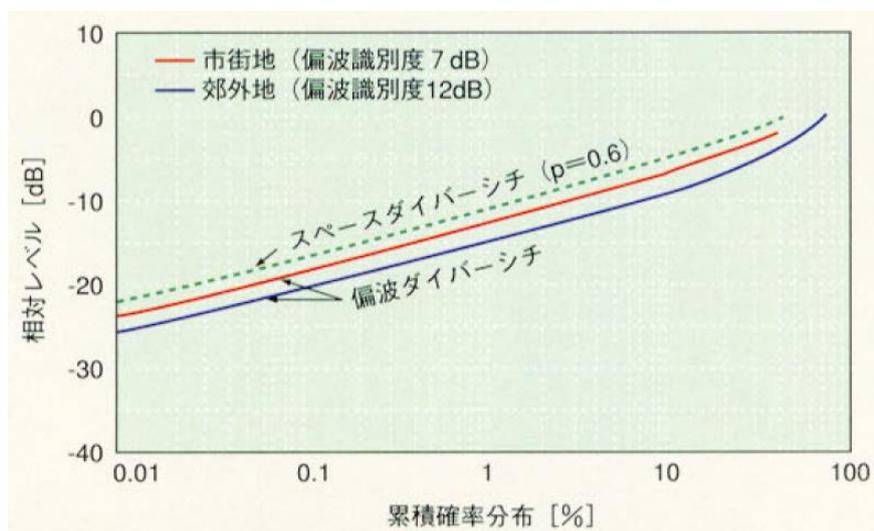


図4 偏波ダイバーシチとスペースダイバーシチの比較

出典: 恵比根佳雄, 「アンテナ技術その2 移動通信用アンテナの特徴」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.4, 図5.

指向性ダイバーシチとは、多重中にアンテナの主放射方向の異なる複数のアンテナを用いてダイバーシチ受信するものである。図5(a)に、水平面内にビーム幅が180°のアンテナ素子を10~20波長離して、ハイブリッド回路を用いて背面合成して等価的な円形無線ゾーン構成する指向性ダイバーシチアンテナを示す。この構成での水平面内指向性は、図5(b)に示すように、多くのグレーティンググローブが生じる（設置間隔に依存）。

ここで、合成された各アンテナ面を90°ずらして配置することによって、指向性変動の少ない端子

とグレーティンググローブが生じる指向性の異なる二つのダイバーシチブランチが構成できる。この構成で、アンテナ間隔を大きくすると到来波に広がりがあるため、グレーティンググローブが埋もれて等価的に無指向性アンテナを用いたものと同様の結果を得て、実用上問題なくなる。

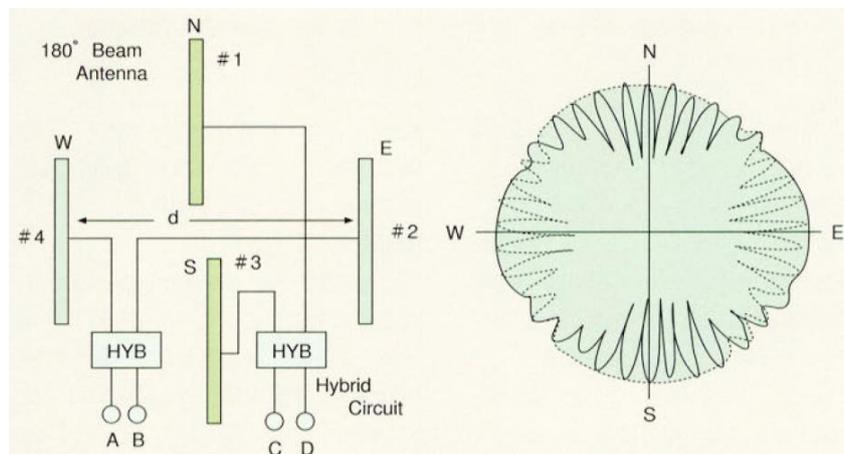


図 5 (a)指向性ダイバーシチアンテナ (b)水平面内指向性

出典：恵比根佳雄,「アンテナ技術その 2 移動通信用アンテナの特徴」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.4, 図 6, P.51.

図 6 は、相関係数の計算結果と測定結果を示したもので、アンテナ間隔は 20 波長で測定場所は郊外地である。グレーティンググローブが重なり合う方向では相関係数が小さくなっている。市街地では到来波分布に広がりがあるため、さらに相関係数は小さくなる。このようなアンテナ構成は、円形の無線ゾーンを構成する上では有効な方法である。

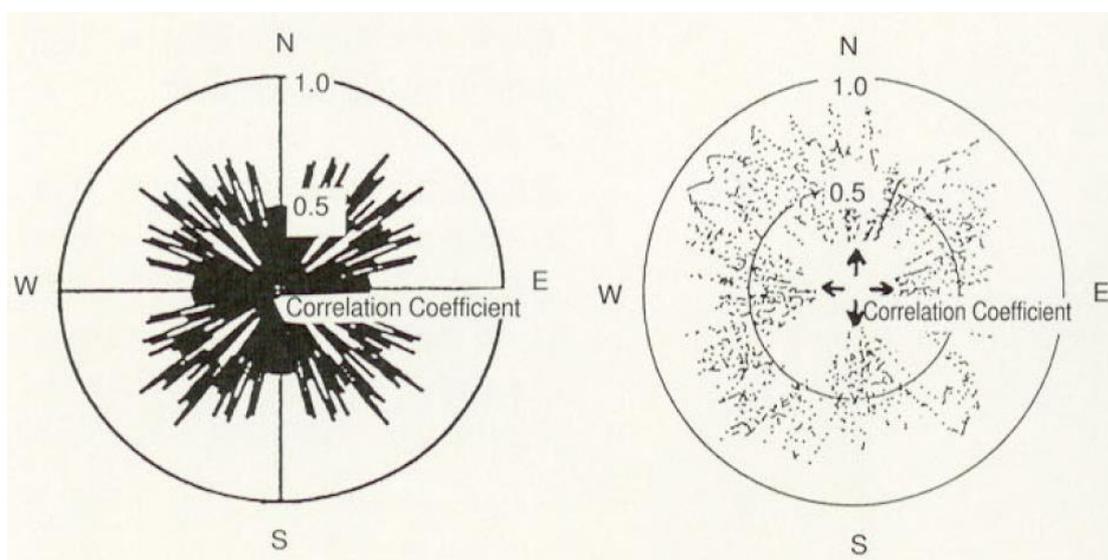


図 6(a) 相関係数 (計算値)

図 6(b) 相関係数 (測定値)

出典：恵比根佳雄,「アンテナ技術その 2 移動通信用アンテナの特徴」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.5, No.4, 図 8, p.52.

(3) アンテナ構成

基地局のレドームの中では平面状に構成された $\lambda/2$ ダイポールアンテナが直線状に多数配列されており、リニアアンテナ構成になっている。このときの素子数は要求されるアンテナの利得によって決定されるが、素子間隔、素子ごとの相対電力比、給電位相なども指向性及びアンテナ利得に影響する。

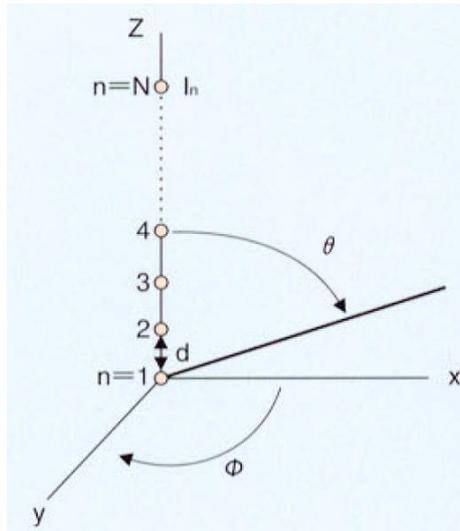


図 7 リニアアレーアンテナの配置

出典：恵比根佳雄,「アンテナ技術その 3 基地局アンテナ」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.6, No.1, 図 1, p.40.

リニアアレーアンテナ（配置構成を図 7 に示す）では素子間隔は等間隔に並べることが多い．放射素子は微小ダイポールで素子指向性は等方向性の指向性を有している．素子ごとの電流分布を I_n ，給電位相を Φ_n ，大地に対して垂直方向の角度を θ ，水平方向の角度を Φ として，水平方向は考慮せず垂直面内のみとすると，指向性 $G(\theta)$ は式(3.K)で与えられる．

$$G(\theta) = E(\theta) \sum_{n=1}^N I_n \exp(j\Phi_n) \exp[jnkd(\sin\theta)]$$

$$k = 2\pi / \lambda \quad (3.100)$$

($E(\theta)$) : 素子指向性, n : 素子数, d : 素子間隔, k : 位相定数, λ : 波長)

$I_n = 1$, $\Phi_n = 0^\circ$ とし, 等振幅, 等位相でアンテナ素子が給電されたとすると式(3.100)は式(3.101)のようになる．

$$G(\theta) = E(\theta) \left| \frac{\sin(n \cdot kd \sin \theta)}{n \cdot \sin(kd \sin \theta)} \right| \quad (3.101)$$

ここで, $E(\theta) = \cos \theta$ ($\lambda/2$ ダイポールアンテナを仮定) として, 式(3.101)を用いてアンテナ素子数及び素子間隔に対するアンテナ利得を計算すると図 8 のようになる．図 8 より, アンテナ間隔を一定にして素子数を 2 倍にすると, 最大利得付近では約 3.0 dB だけアンテナ利得が増加する．また, 素子数を一定にして素子間隔を大きくすると, アンテナ利得は約 1.0 波長付近で最大となる．素子間隔を 1.0 波長以上にするとグレーティンググロブが発生しアンテナ利得は低下する．したがって, リニアアンテナの素子間隔は 1.0 波長以下とすることが望ましい．

図 9 は素子数を 12 素子とし, 素子間隔 0.6 波長とした場合の指向性の計算例を示す．実線はアンテナに給電される電流分布（電力の比）と給電位相を変えて低サイドローブ化を図り, 主放射方向を 6° ずらしたものである．点線は式(4)を用いて等振幅, 等位相で給電した場合の指向性を示す．このように, 電流分布と給電位相を変えることにより指向性を制御できる．

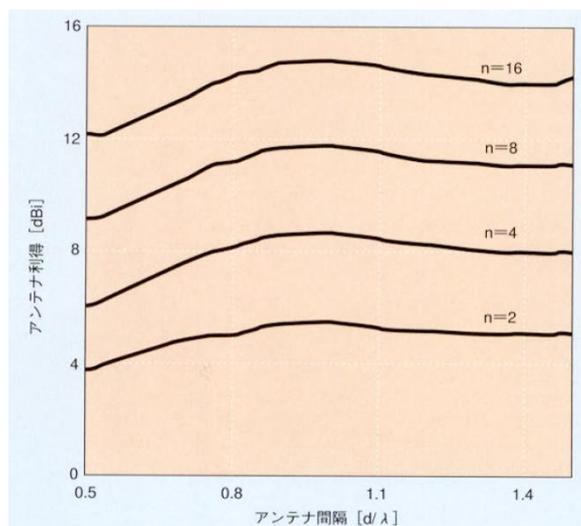


図 8 素子数と素子間隔に対するアンテナの利得

出典: 恵比根佳雄,「アンテナ技術その 3 基地局アンテナ」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.6, No.1, 図 2, p.41.

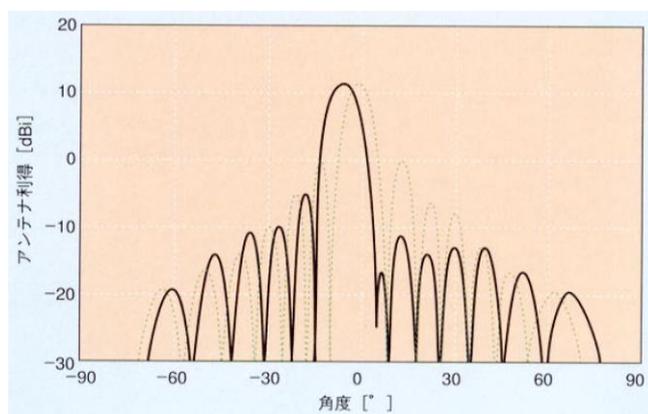


図 9 アンテナ指向性

出典: 恵比根佳雄,「アンテナ技術その 3 基地局アンテナ」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.6, No.1, 図 3, p.41.

(4) LTE-Advanced 向け無線ネットワークとアンテナ

LTE-Advanced を効果的に展開するために実現された NTT ドコモの高度化 C-RAN アーキテクチャの概要と、この無線ネットワークに適用されるアンテナについて述べる。

図 10 に、高度化 C-RAN アーキテクチャによるエリア展開イメージを示す。このアーキテクチャの実現に向け、既存の RRE (Remote Radio Equipment) ⁵のほかに、BB (Base Band) 信号処理を行う無線基地局装置デジタル処理部 (BDE) を高密度化した高密度 BDE、スモールセル用の小型低出力光張出し装置 (SRE : low power Small optical remote Radio Equipment) 及びスモールセル用の基地局アンテナを新規に開発している。このうち、1.5 GHz と 1.7 GHz の周波数に対応したスモールセル用の基地局アンテナの仕様概要を表 1 に示す。これらのアンテナは偏波共用かつ 1.5 GHz 帯と 1.7 GHz 帯の 2 周波数共用である。周波数帯を分離・合成するために、SRE とアンテナの間に別途開発した小型共用器を設置する。スモールセル同士を隣接させてエリア化する場合、スモールセル間の干渉による通信品質の劣化が問題になる。これに対しては、最大放射方向を垂直面内で下向きにチルトをかけることで、隣接セルへの干渉を低減し自セル内の受信レベルが上昇するため、スループットを向上できる (本アンテナを使用し、2015 年 3 月に提供開始されたサービスの受信時最大速度は 225 Mbps)。

⁵ RRE : 光ファイバなどを使って基地局から離れた場所に設置した基地局無線装置

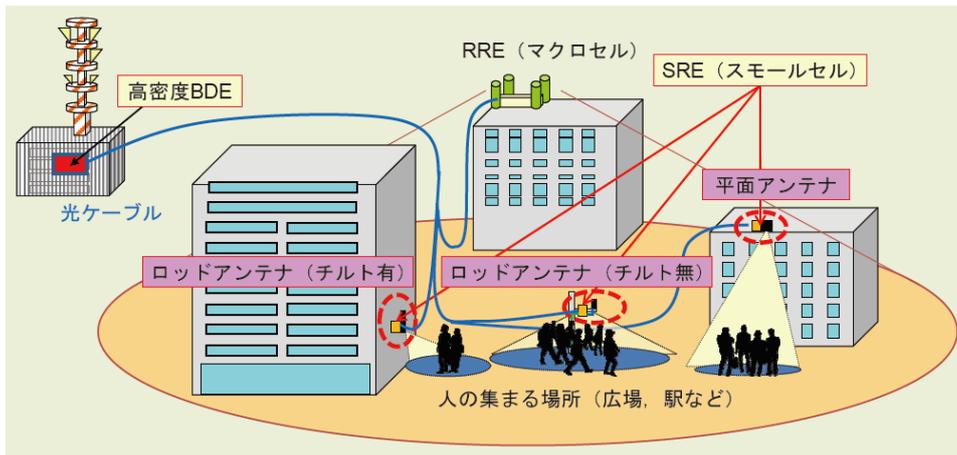


図 10 高度化 C-RAN アーキテクチャによるエリア展開イメージ

出典：吉原龍彦他「高度化 C-RAN アーキテクチャを実現する無線装置およびアンテナの開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.2, 図 1, p.20.

表 1 基地局アンテナの仕様概要

アンテナ種別	ロッドアンテナ チルト有タイプ	ロッドアンテナ チルト無タイプ	平面アンテナ	(参考) マクロセル用アンテナ
対応周波数	1.5/1.7 GHz 帯			0.7/0.8/1.5/1.7/2 GHz 帯
水平面指向性	無指向性	無指向性	単指向性	単指向性
チルト対応	電気チルト (遠隔制御非対応)	チルト無	機械チルト (遠隔制御非対応)	電気チルト (遠隔制御対応)
サイズ (mm)	Φ55×340 以下	Φ55×150 以下	200×200×50 以下	Φ200×2,700 以下

出典：吉原龍彦他「高度化 C-RAN アーキテクチャを実現する無線装置およびアンテナの開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.2, 表 3 の一部を使用, p.23.

表 1 に示すロッドアンテナは、水平面内が無指向性で、ビル壁面や天井面などに設置し周囲をエリア化する場合に用いる。干渉低減効果を重視したチルト有タイプと小型化を重視したチルト無タイプがある。チルト有タイプはアンテナ素子を垂直方向に複数並べて、各素子の振幅・位相を調整することで、電気チルトをかけている。ただし、チルト角の角度は固定で任意に変更することはできない。

平面アンテナは、利得が高く、指向性を有するため、ビル屋上などの高い場所からスポット的にエリア化する場合に用いる。平面アンテナでは、金具で機械チルトをかけることで、干渉低減が可能となる。

2014 年 12 月に総務省より割り当てられた 3.5 GHz 帯の周波数の利用に当たって、その技術的要件に対応するために、NTT ドコモにより開発されたスモールセル用、屋内用、マクロセル用の各基地局アンテナの仕様諸元をそれぞれ表 2、表 3、表 4 に示す。

表 2 スモールセル用アンテナの主要諸元

アンテナ種別	ロッドアンテナチルト有タイプ	ロッドアンテナチルト無タイプ	平面アンテナ
対応周波数	3.5 GHz 帯		
ブランチ数	2		
水平面指向性	無指向性		単指向性
チルト対応	電気チルト (遠隔制御非対応)	チルト無	機械チルト
サイズ (mm)	Φ49×240 以下	Φ49×140 以下	150×150×60 以下

出典：吉原龍彦他、「3.5 GHz 帯導入に向けた基地局アンテナの開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.24, No.2, 表 1 の一部を使用, p.15.

屋内ではすでに 1.5/1.7/2 GHz 帯共用のアンテナが設置されているが、設置スペースが限られているため、既設アンテナとの置き換えが望ましい。そのため、1.5/1.7/2/3/5 GHz 帯共用とし、3.5 GHz 帯は本アンテナ 1 台で 4 アンテナを用いた MIMO の運用を可能にした。3.5 GHz 帯用の 4 つのアンテナ素子を配置する際の 4 素子の偏波構成については、より高いスループット(低いアンテナ間相関)

が得られる垂直・水平偏波素子構成を採用している。

表 3 屋内用アンテナの仕様諸元

対応周波数	1.5/1.7/2/3.5 GHz 帯
ブランチ数	1.5/1.7/2 GHz 帯 : 2 3.5 GHz 帯 : 4
サイズ (mm)	150×150×40

出典：吉原龍彦他，「3.5 GHz 帯導入に向けた基地局アンテナの開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.24, No.2, 表 2 の一部を使用，p.16.

マクロセル用アンテナでは，エリア展開に応じて，3セクタ用 2 種類及び 6セクタ用 1 種類，合計 3 種類のアンテナがある。本アンテナは 700 MHz, 800 MHz, 1.5 GHz, 1.7 GHz, 2 GHz 帯などの基地局アンテナと併設して運用するため，都市部のビル屋上などでは新たに 3.5 GHz 帯アンテナ用に鋼管柱を建てるスペースを確保することが困難な場合が想定される。そこで，既設のアンテナと同一の鋼管柱に容易に設置できるよう，利得重視タイプに加えて，体積が半分程度の設置性重視タイプのアンテナも開発されている。また，マクロセル用のアンテナは遠隔からの制御信号により，アンテナ内部の移相器を駆動させることで，チルトを制御することが可能である。チルト角の遠隔制御のためのインタフェースとしては，世界標準である AISG (Antenna Interface Standards Group) の規格が採用されている (3.5 GHz 帯を用いた TD-LTE の導入とキャリアアグリゲーションにより，受信最大 370 Mbps の通信サービスが 2016 年 6 月に提供開始されている)。

表 4 マクロセル用アンテナの仕様諸元

アンテナ種別	利得重視タイプ	設置性重視タイプ	
セクタ数	3	3	6
対応周波数	3.5 GHz 帯		
ブランチ数	2		
チルト対応	電気チルト (遠隔制御対応)		
サイズ (mm)	Φ 125×1,400 以下	Φ 125×600 以下	Φ 155×500 以下

出典：吉原龍彦他，「3.5 GHz 帯導入に向けた基地局アンテナの開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.24, No.2, 表 3 の一部を使用，p.16.

(5) 基地局アンテナへの MIMO の適用

上記 (4) で述べた LTE-Advanced 向けのネットワークにおいて，さらに 4×4 MIMO と 256QAM を適用して受信時最大 682 Mbps と高速化を図った無線基地局装置について述べる。

移動端末からのフィードバック情報に基づいて無線基地局装置が各移動端末に対して最適なビームを形成するビームフォーミングを行うことで，最大通信速度と受信品質の向上が可能になる。4×4 MIMO では 4 本のアンテナを用いることで，2×2 MIMO よりも電力を集中したビームを形成することができる。移動端末は受信した RS (Reference Signal) を利用して伝搬路を推定し，適切なビームパターンを PMI (Precoding Matrix Indicator) として無線基地局装置に報告する。PMI は移動端末からのフィードバック情報として，チャンネル品質情報 (CQI : Channel Quality Indicator) や最適な送信ストリーム情報 (RI : Rank Indicator) とともに送信される。無線基地局装置は PMI を参考にして移動端末に送信する信号のプリコーディングウェイトを決定する。

送信ストリーム数とビームフォーミング効果にはトレードオフの関係があり，多ストリーム送信を行うとビームフォーミング効果は減少する。そのため，無線基地局装置は移動端末から報告されたフィードバック情報や送信するデータ量などを基にして最適な送信ストリーム数とビームフォーミングに使用するプリコーディングを決定する。送信ストリーム数とビームフォーミングを適切に組み合わせることで，基地局近傍の高品質な領域では多送信ストリームによる最大通信速度の向上，セル端などの低品質な領域ではビームフォーミングによる受信品質の向上を可能とする (図 11)。

256QAM のような多値数の大きい変調方式を使用するためには，より高品質な (SNR の高い) 無線通信環境が必要になる。このため，無線基地局装置は移動端末から報告される CQI index に基づいて使用する変調方式を決定する。

3.5 GHz 帯は，周波数が高くアンテナの小型化が可能であること，また利用可能な帯域幅が 40 MHz であり高速化の効果が高いことから，NTT ドコモでは，上記 (4) で述べた LTE-Advanced 向けのネットワークにおいて，3.5 GHz 帯で 4×4 MIMO を導入している。

TDD 方式を用いた帯域幅 40 MHz の 3.5 GHz 帯と、FDD 方式を用いた帯域幅 20 MHz と他の周波数帯を組み合わせた CA (Carrier Aggregation) 構成において、3.5 GHz 帯に 4×4 MIMO と 256QAM を、他周波数帯に 256QAM をそれぞれ適用することにより受信時最大 682 Mbps を実現している。

3.5 GHz 帯に対応したスモールセル用の SRE は、4×4 MIMO を見据えて 1 台当たりの送受信系統数を 4 として開発されているため、導入済みの SRE をそのまま 4 送受信基地局装置として使用する。3.5 GHz 帯に対応したマクロセル用の RRE は、展開時の装置サイズを考慮して、1 台当たりの送受信系統数を 2 とし、2 台をカスケード接続して 4 送受信基地局装置として動作するように設計しているため、展開済みの 1 台の RRE にもう 1 台の RRE を追加し、カスケード接続することにより対応する。BDE, SRE, RRE いずれの装置での 4×4 MIMO への対応もソフトウェアに対する機能追加のみで実現している。

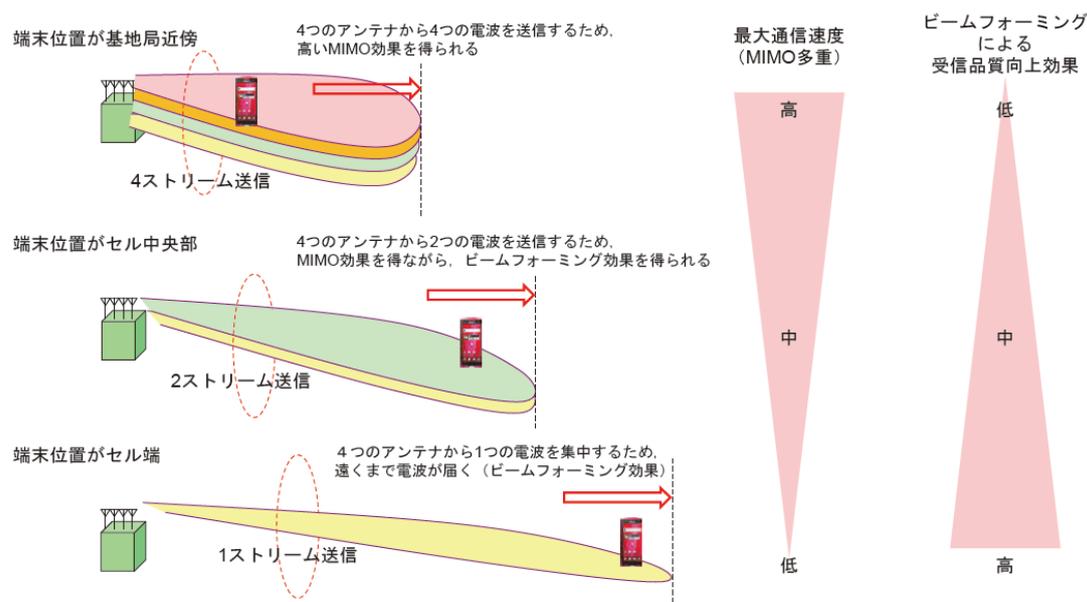


図 11 送信ストリームとビームフォーミング効果

出典：重藤隆文他，「受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.25, No.1, 図.4, p.10.

【出典】

- [1] 恵比根佳雄，「アンテナ技術その 2 移動通信用アンテナの特徴」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.5, No.4.
- [2] 恵比根佳雄，「アンテナ技術その 3 基地局アンテナ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.6, No.1.
- [3] 吉原龍彦，戸枝輝朗，藤井昌宏，諏訪真悟，山田武史，「高度化 C-RAN アーキテクチャを実現する無線装置およびアンテナの開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.23, No.2.
- [4] 吉原龍彦，川合裕之，吉田 翔，川村輝雄，「3.5 GHz 帯導入に向けた基地局アンテナの開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.24, No.2.
- [5] 重藤隆文，鳥羽倫太郎，瀧口貴啓，五十川貴之，古田敬幸，「受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.25, No.1.

【参考資料】

- [1] 恵比根佳雄，「アンテナ技術その 2 移動通信用アンテナの特徴」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol.5, No.4.
- [2] 恵比根佳雄，「アンテナ技術その 3 基地局アンテナ」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル

- ル, Vol.6, No.1.
- [3] 吉原龍彦, 戸枝輝朗, 藤井昌宏, 諏訪真悟, 山田武史, 「高度化 C-RAN アーキテクチャを実現する無線装置およびアンテナの開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.23, No.2.
 - [4] 吉原龍彦, 川合裕之, 吉田 翔, 川村輝雄, 「3.5 GHz 帯導入に向けた基地局アンテナの開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.24, No.2.
 - [5] 重藤隆文, 鳥羽倫太郎, 瀧口貴啓, 五十川貴之, 古田敬幸, 「受信時最大 682Mbps を実現する 4×4 MIMO, 256QAM 対応の無線基地局装置と移動端末の開発」, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, Vol.25, No.1.

【技術分類】 3-4-5 MIMO 周辺技術／アンテナ／用途

【 F I 】 H01Q1/22@A H01Q1/32

【 C P C 】 H01Q1/1271 H01Q1/32

【技術名称】 3-4-5-3 車載アンテナ

【技術内容】

(1) 移動通信用車載アンテナ

自動車の屋根に搭載され、MIMO で動作する二つの LTE アンテナからなる車載アンテナについて述べる。LTE アンテナの一方はモノポールタイプで、その素子は自動車の屋根に垂直なフカヒレ形状 (shark-fin-shaped) の基板上にプリントされている。もう一つの LTE アンテナは、板状逆 F 形アンテナ (PIFA) で、その素子は屋根に平行なより低い平面上にある。これら二つのアンテナの主たる放射素子は、それらの主たる放射が互いに異なる偏波を持つように互いに垂直になる。さらに、二つのアンテナは異なる高さに置かれ、分離された導体面から給電される。

図 1 に本アンテナモジュールの構成を示す。図でアンテナ 1 の素子はフカヒレ形状の基板の上にプリントされ、アンテナ 2 の素子はモジュールのより低い位置の面にある。アンテナ 1 はモノポールタイプで、図 2 に示すようにアンテナ 2 の面の下にある導体面 (GND1) から給電される。アンテナ 2 は PIFA タイプ、高さ 20 mm で、GND1 から分離された別の導体面 (GND2) から給電される。アンテナモジュール全体の大きさは、 $62 \times 65 \times 73 \text{ mm}^3$ となる。

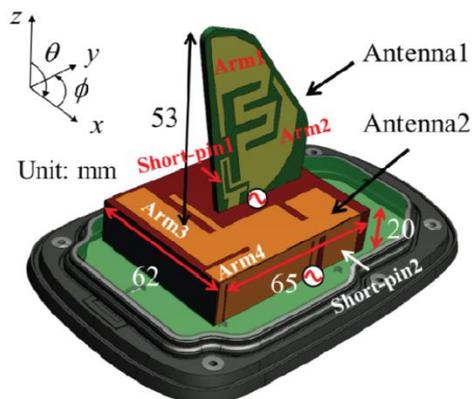


図 1 アンテナモジュールの構成

出典 : N. Guan et al., “A Roof Automobile Module for LTE-MIMO Antennas”, IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015, Fig.1, pp.387.

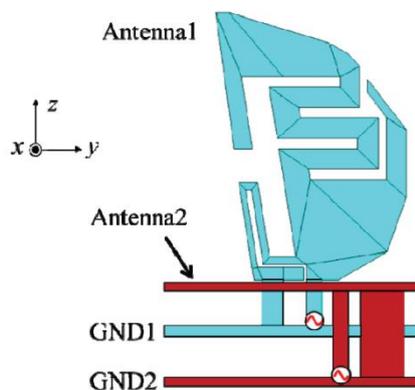


図 2 アンテナモジュールの側面

出典 : N. Guan et al., “A Roof Automobile Module for LTE-MIMO Antennas”, IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015, Fig.2, pp.388

図3にアンテナ1の830 MHzと1800 MHzにおける全利得の放射パターン計算値を、図4にアンテナ2の830 MHzと1800 MHzにおける全利得の放射パターン計算値を示す。

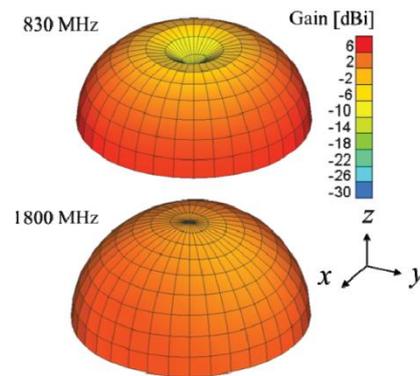


図3 アンテナ1の全利得の放射パターン計算値

出典：N. Guan et al., “A Roof Automobile Module for LTE-MIMO Antennas”, IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015, Fig.5, pp.388.

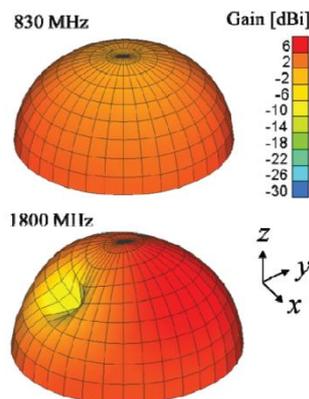


図4 アンテナ2の全利得の放射パターン計算値

出典：N. Guan et al., “A Roof Automobile Module for LTE-MIMO Antennas”, IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015, Fig.10, pp.389.

両アンテナとも、水平面での無指向性の放射特性が確認されている。

図5に、二つのアンテナの $|S_{21}|$ パラメータを示す。図5より、最も低い周波数帯域を除いてアイソレーションは、ほとんど20 dBに達している。二つのアンテナ間での、導体面の分離、異なる偏波の使用、異なるアンテナの高さにより、良好なアイソレーションが実現されている。

以上より、本アンテナモジュールは、LTEの帯域をカバーし、高い放射利得で水平方向に無指向性の放射特性を持つこと、及び $62 \times 65 \times 73 \text{ mm}^3$ とコンパクトな空間に收容されてもリーズナブルで良好なアイソレーションを確保することが実機での評価及び計算によって確認されている。

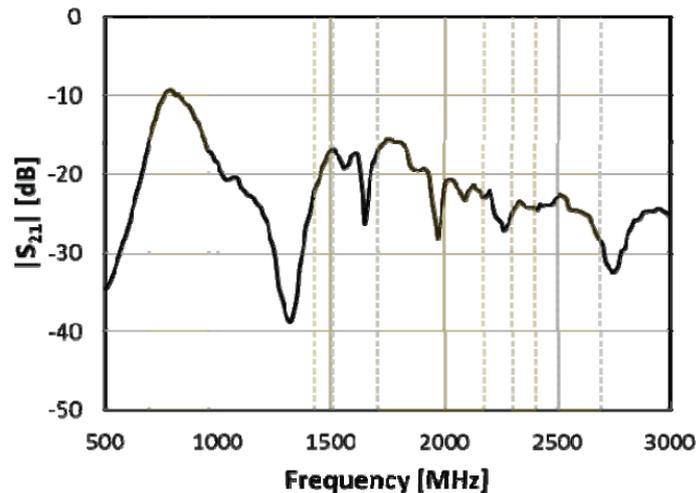


図5 アンテナ1からアンテナ2に伝送される電力

出典：N. Guan et al., “A Roof Automobile Module for LTE-MIMO Antennas”, IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015, Fig.13, p.390.

(2) 車両制御システム用アンテナ

アンテナを使用した車両制御システムとして、「イモビライザ」、「キーレスエントリーシステム」、「タイヤ空気圧センサ」が実用化されている。イモビライザは、自動車のキー（鍵）に装着されたICチップに書き込まれたID（識別コード）を車両から無線で読み取り、車両に組み込まれているIDと一致した場合にエンジンを始動できるようにするもので、自動車の盗難防止に使用される。キーには、フェライトなどの磁性体コアに導線を巻いたトランスポンダコイルが埋め込まれ、これと車両のキーシリンダに装着されたアンテナコイルとの間で134.2 kHzの無線を使用してIDの読み取りを行う。

「キーレスエントリーシステム」は「スマートエントリーシステム」とも呼ばれ、小形の送信機と自動車の車内に設置された受信機の間で、暗号化された照合データを伝送し、ドアロックの設定・解除と開閉、エンジン始動などの制御を行う。例えば、134.2 kHzの周波数帯を用いて、暗号化された照合データをドアハンドルに内蔵されたフェライトバーアンテナから定期的に送信する。また、自動車のキーに組み込まれた小形の送信機には、134.2 kHzの電波を受信する小形のフェライトバーアンテナが内蔵されており、自動車でキーの電波を検知できるエリアにキーが入ると、キーと自動車内の通信機の間で信号の識別とデータの照合が行われる。登録されたデータとの一致を確認すると、315 MHz帯の電波を用いてキーに組み込まれた小形のループアンテナを用いて自動車側にデータを送信する。

タイヤ内の空気圧を計測し、そのデータを伝送するシステムTPMS (tire pressure monitoring system: タイヤ空気圧監視システム) は、タイヤ空気圧センサを組み込んだ送信機をタイヤリムに装着し、計測したタイヤ内部の空気圧データを315 MHz帯の電波で車体に設置された受信機に送信する。空気圧データの送信機は金属体のタイヤリムに装着して使用されるため、送信アンテナには小形のループアンテナが利用されている。また、受信機としては、逆F形アンテナまたは線状アンテナが利用されている。

(3) バーチャネル評価によるキーレス受信アンテナ設置場所の決定手法

電波を利用した自動車のキーレスエントリーシステムにおいて、車内のキーレス受信アンテナで効率よく電波を受信するために、キーレス受信アンテナの設置場所を決定する手法について述べる。

実験値と計算値の検証のために、実際のボデーシェルの1/3サイズの金属製簡易車両モデルが用いられた。評価には315 MHzの3倍の945 MHzが用いられた。検証に使用された解析モデルの一例を図6に示す。水平に設置されたダイポールアンテナに945 MHz, 120 dB μ Vの正弦波電圧を給電し、金属箱内部の電界分布を実験及び計算値により求め、比較が行われている。

キーレス受信アンテナに用いられる小型アンテナの特性を数値解析するには、1 mm程度の細かいメッシュでアンテナ形状を忠実に再現した解析モデルを作成する必要がある。しかし、FDTD法において、ボデーシェルとアンテナすべてを1 mmのメッシュで解析化すると、計算に必要なメモリと計算時間が膨大になり、現実的でない。そこで、図7に示す三つのステップを用いて、大規模ボデーシェルモデルのメッシュサイズを維持した状態で、精度良いキーレス受信アンテナモデルを組み込み、大規模モデル中にある小型キーレス受信アンテナモデルの特性解析が行われている。

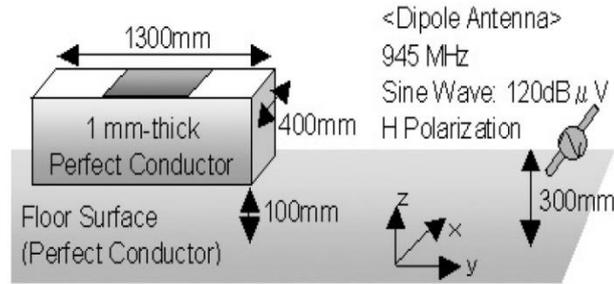


図 6 1/3 サイズの金属製簡易車両モデルを使用した解析の条件

出典：浜田 康他「キーレスエントリー受信感度バーチャル評価技術の開発」, マツダ技報, No.27, 2009, Fig.5, p.121.

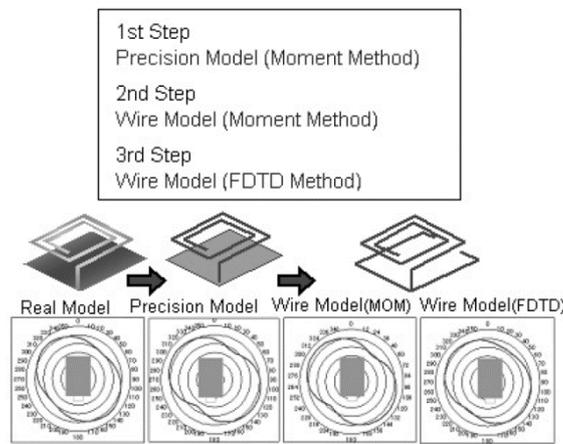


図 7 キーレス受信アンテナのモデル化

出典：浜田 康他「キーレスエントリー受信感度バーチャル評価技術の開発」, マツダ技報, No.27, 2009, Fig.14, p.123.

まず、図 6 に示した簡易車両モデル内部に受信アンテナを設置し、ターンテーブルを用いてアンテナに誘起される高周波電圧の指向性が測定されている。また、図 7 に示した手順により受信アンテナのモデル化を行い、これを簡易車両解析モデルに組み込み、アンテナ受信部での受信電圧指向性を計算し、これらの測定値と計算値の間では、感度の高い角度、低い角度がほぼ一致していることが確認された。

次に、ボデーシェルにキーレス受信アンテナを設置し、簡易車両解析モデルでの検証と同様、測定値と計算値との比較が行われている。

図 8 は、ボデーシェルの中の 2 カ所に設置したアンテナの指向性の測定値と計算値の例である。四つのグラフのスケールは同じである。感度の高い角度、感度の低い角度の傾向は一致している。指向性グラフ上の細かい凹凸には若干の乖離がみられるが、これは、ボデーシェルの中の金属構造物（シートフレーム等）の微妙な位置変化で車両内部の電波の反射・干渉状態が変化すること等によって生じる測定および計算誤差分であると推定される。

アンテナ設置場所を選定する上で重要となるのは、①電波の受かりにくい方向（指向性グラフの急峻な落ち込み）が少ないこと、②平均受信感度が高いことの 2 点である。そこで、ボデーシェルの中の 4 カ所にアンテナを設置し、測定値と計算値の平均感度の偏差が求められた。図 9 はその結果である。図 9 から、平均受信感度についても実験値と計算値に相関のあることが確認された。これにより、コンピュータ上で、ボデーシェルの中に設置したキーレス受信アンテナの指向性と平均感度を実用レベルの誤差で計算できることが検証された。

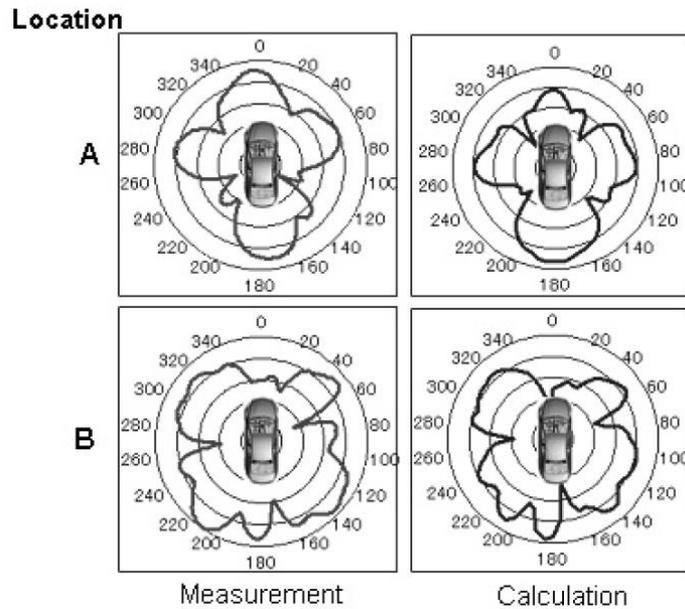


図8 実際の車両モデルの受信ダイバーシティ

出典：浜田 康他「キーレスエントリー受信感度バーチャル評価技術の開発」, マツダ技報, No.27, 2009, Fig.16, p.124.

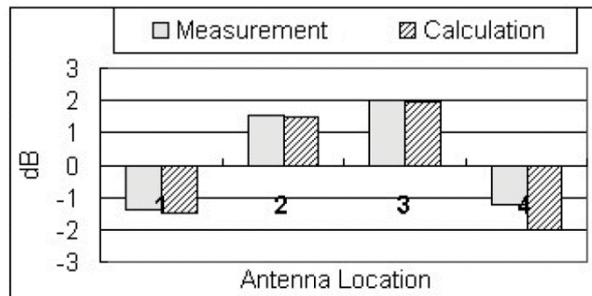


図9 四つのアンテナ位置での平均利得

出典：浜田 康他「キーレスエントリー受信感度バーチャル評価技術の開発」, マツダ技報, No.27, 2009, Fig.17, p.124.

(4) 地上波放送受信用アンテナ

1955年には、自動車にAMラジオが搭載され、車体前方側部のフェンダに搭載する伸縮式のモノポールアンテナが長らく用いられた。1970年代後半には、後方のガラス面に線状のアンテナ素子を構成したシステムが実用化された。AMラジオ帯では、主にデフォッグと呼ばれる後方ガラスの曇取り熱線の一部をアンテナ素子として使っている。また、FMラジオ帯用には二つのアンテナ素子がガラス面上に構成され、これらを用いてダイバーシティ受信を行っている。ガラスアンテナの設計では、複数のエレメントを組み合わせ、低仰角方向でのFM帯の無指向性化と周波数特性の平坦化を図っている。

2006年には、地上デジタル放送に対応した受信システムが実用化され、現在は、地上デジタル放送やワンセグの受信用に、車両のフロントガラスなどに貼って使うフィルムアンテナが提供されている。

【出典】

- [1] N. Guan, H. Tayama, M. Ueyama, Y. Yoshijima and H. Chiba, "A Roof Automobile Module for LTE-MIMO Antennas", IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015.

- [2] 浜田 康, 沼元正樹, 鶴長真里絵, 「キーレスエントリー受信感度バーチャル評価技術の開発」,
マツダ技報, No.27, 2009.

【参考資料】

- [1] N. Guan, H. Tayama, M. Ueyama, Y. Yoshijima and H. Chiba, “A Roof Automobile Module for
LTE-MIMO Antennas” , IEEE-APS TOPICAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND
PROPAGATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS (APWC), 2015.
- [2] 電子情報通信学会(編), アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.
- [3] 浜田 康, 沼元正樹, 鶴長真里絵, 「キーレスエントリー受信感度バーチャル評価技術の開発」,
マツダ技報, No.27, 2009.

【技術分類】 3-4-5 MIMO 周辺技術／アンテナ／用途

【 F I 】 G06K19/077,252

【 C P C 】 G06K19/07773 H01Q1/2208

【技術名称】 3-4-5-4 RFID用

【技術内容】

(1) RFID で使用される周波数帯と用途の概要

RFID システムは、IC タグや IC カードなどの RFID タグと、RFID タグに格納されている情報の読み書きを行うリーダ／ライタから構成される。また、RFID タグは、電源（電池）や発振回路を内蔵したアクティブ型、電源を内蔵せずリーダ／ライタから送信される電磁波を駆動電源とするパッシブ型、アクティブ型とパッシブ型の中間で、励起されたタグが応答信号を発信する間でのみ電源供給を受けるセミパッシブ型に分類される。

RFID で情報を伝送する搬送波の周波数帯として、電磁誘導方式を使用する 135 kHz 帯と 13.56 MHz 帯、電波方式を使用する 900 MHz 帯⁶及び 2.45 GHz 帯がある。ここで、通信距離はリーダ／ライタの出力に大きく左右されるため、現行の電波法規則で定められている放射電力から HF 帯⁷では短く、UHF 帯⁸では長くなる。

RFID の用途として、①課金、プリペイド、②セキュリティ（IC カード、入退出管理など）、③物流管理、在庫管理、トレーサビリティなどがあるが、①及び②はその利用形態から通信可能なエリアを限定したいため、135 kHz 帯に比べ波長が短く、共振のためのインダクタンス用のコイルの巻き数が少なくてもよい 13.56 MHz 帯（HF 帯）が一般的に広く使用されている。一方、③に関しては、通信距離の延伸化要求が強いため、2.45 GHz 帯と同じ送信出力が可能で、波長の長い UHF 帯の 900 MHz 帯（2018 年 3 月 31 日以前は 950 MHz 帯で、それ以降は 920 MHz 帯）の利用が進んでいる。これら①～③の用途では、電源が不要で半永久的に使用できるパッシブ型の RFID タグが多く使用されている。

なお、医療分野での利用として、所定の人以外の入室を制限するための入退出管理、薬剤や患者の手首のリストバンドに貼付された IC タグによる認証などがある。これらの用途には、上記②のセキュリティと同様、13.56 MHz 帯が使用される。

(2) HF 帯 RFID アンテナ

HF 帯では、通信エリアが近傍界内 ($k_0 r \ll 1$, r : 伝送距離, k_0 : 波数) となるため、電界は距離 r の 3 乗に反比例して急峻に減衰し所望の距離で通信ができないことがある。一方、磁界は同じ近傍界内で距離の 2 乗に反比例して減衰し、距離に対する減衰が電界ほど急峻でないため、RFID タグの駆動電力を伝送できる距離が長くなる。このため、HF 帯（135 kHz 帯、13.56 MHz）では、コイル、スパイラルアンテナを用いた電磁誘導方式により電力伝送・通信を行う。

非接触 IC カード等に利用される 13.56 MHz 帯では、平面実装可能なスパイラルアンテナ（図 1）やループアンテナが使用される。大抵の RFID タグ用アンテナでは、スパイラル（らせん）を同一平面上に形成し、巻き始めと巻き終りはブリッジした構成で IC に接続されている。13.56 MHz 帯のリーダ／ライタも同様のスパイラルアンテナを使用している。

ループアンテナの端子に誘起される電圧 V は、ループ面積 S とループを鎖交する磁界 H に依存し、

⁶ ひっ迫する携帯電話用周波数確保のため、従来 RFID 用に割り当てられていた 950 MHz 帯は、周波数割当計画によりその使用期限を 2018 年 3 月 31 日までとし、その後は、920 MHz 帯へ移行することになった。この周波数移行により、欧米と調和した周波数を使用することになった。なお、移行後は 915～930 MHz（15 MHz 幅）の周波数帯域が使用できる。

⁷ HF 帯：High Frequency, 短波。3 MHz～30 MHz の範囲の周波数帯。HF 帯の RFID の伝送距離は最大 1 m 程度

⁸ UHF 帯：Ultra High Frequency, 極超短波。300 MHz～3 GHz の範囲の周波数帯。UHF 帯の RFID の通信距離は、最大 5 m 程度、2.45 GHz 帯で最大 2 m 程度。

$V = \omega\mu SHV$ (ω :角周波数, μ :透磁率) と表される. また, スパイラルアンテナの誘起電圧はだいたい, 巻数 N の倍数になるため, パッシブ型 RFID タグでは駆動電力が得られる巻数が必要になる.

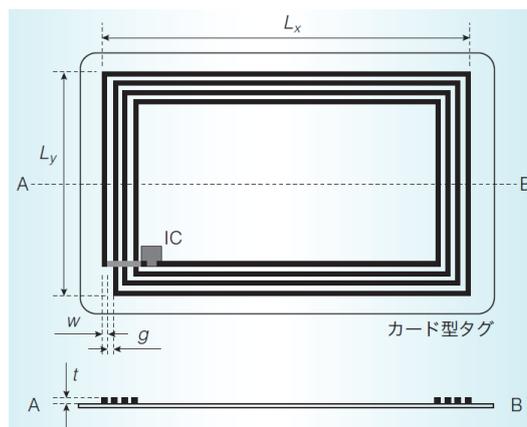


図1 RFID タグに実装された 13.56 MHz 帯スパイラルアンテナの例

出典: 高橋応明. 「RFID タグ用アンテナ技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.7, 冬号, 2008, 図 4, p.54.

(3) UHF 帯 RFID アンテナ

物流管理, 在庫管理, トレーサビリティ等に使用される RFID では, 周波数帯として 900 MHz 帯や 2.45 GHz 帯, アンテナとして基本的にダイポールアンテナが使用される.

自由空間中でのダイポールアンテナの長さは, 900 MHz 帯の場合で約 16 cm, 2.45 GHz の場合で約 6 cm となる. これらの長さでは, クレジットカード大で実装する場合, 2.45 GHz では問題ないが, 900 MHz の場合には, 小型化のために, ダイポールアンテナを折り曲げたメアンダーラインなどを用いることが必要になる.

また, 900 MHz 帯では, 国によって使用される周波数帯が微妙に異なるため, 航空貨物や物流などにおいて世界中で使用可能とするには, 広帯域化が必要になる. 図 2 に 900 MHz 帯 RFID タグの例を示す. カード内で共振させるためダイポールアンテナを折り曲げて配置している. さらに, 広帯域化のため, 長さの異なる素子を付加したり, アンテナの配線幅を広くしたりしている. アンテナの形状としては, 図 2 に示す卍型のほかに, M 字型, 父字型, π字型, 筆記体などがある.

リーダ/ライタ側のアンテナは, 回路側に電磁波を放射し誤動作を起こさせないため, かつ, 回路と同一平面上に作製するため, 図 3 のように単向性のバッチアンテナがよく用いられている. また, RFID タグの任意の向きに対応するため, 円偏波放射素子を用いているものが多い.

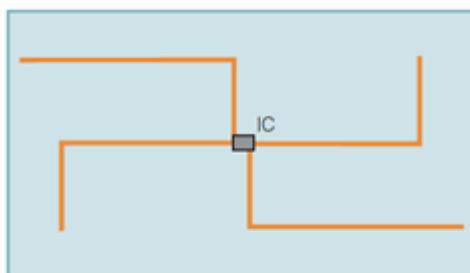


図2 900 MHz 帯 RFID タグの例

出典: 高橋応明. 「RFID タグ用アンテナ技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.7, 冬号, 2008, 図 6, p.56.

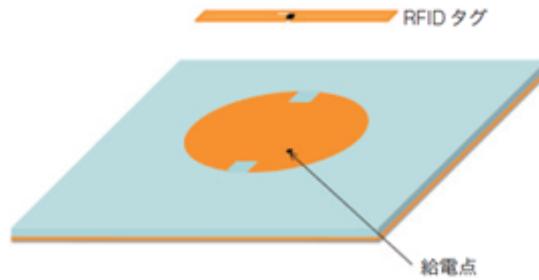


図3 UHF帯 RFID タグのアンテナ系

出典：高橋応明.「RFID タグ用アンテナ技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.7, 冬号, 2008, 図7, p.56.

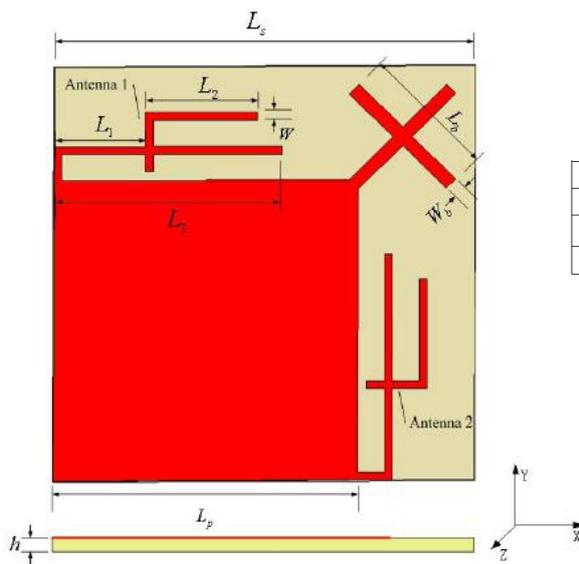
(4) RFID システムへの MIMO の適用

UHF 帯 RFID の全周波数帯 (840-960 MHz) をカバーする RFID リーダ用 2 素子 PIFA アンテナの特性について述べる.

本アンテナでは, PIFA 構造と十字形ブランチ (cross branch) により広帯域と円偏波機能を持たせている. また直交関係にある二つのアンテナ素子によって良好なダイバーシチ特性を得ている.

本アンテナの形状と寸法を図4に示す. 本アンテナは, 誘電率 4.4 で厚さ 1.6 mm の FR4 基板に実装されている. 全ての金属部分は, 基板の同じ側の面にプリントされている. 接地パッチは, 端末のシステム接地を表す. アンテナは, PIFA 構造と接地面の隅にある十字形のブランチで構成されている. アンテナは同軸ケーブルで励振される. 同軸の外側は地面と完全に結合され, 内側の銅線はアンテナを励起するために PIFA に接続されている.

シミュレーションによって, インピーダンス整合と AR (Axial ratio, 軸比) 帯域幅は主に PIFA と十字形分岐に依存することが確認されている. インピーダンス帯域幅を増加させるために, 二つのブランチが使用される. 十字形ブランチのパラメータを注意深く選択することにより, 広帯域の円偏波が得られる.



アンテナ (左図) の寸法

Parameter	Ls	Lp	L1	L2	L3
Value(mm)	122.2	88.4	26.5	32.5	66.3
Parameter	Lb	Wb	W	h	
Value(mm)	39.8	3	2.2	1.6	

図4 アンテナの形状

出典：Y. Yao et al, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers”, ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013, Fig.1, Tab.1, p.56.

ダイバーシティ特性は、直交関係にある二つの同一のアンテナ素子により実現される。また、二つのアンテナ素子の直交関係にある偏波とパターン放射により、アンテナ間の相互結合 (mutual coupling) を低減することができる。

アンテナのリターン損失のシミュレーションとプロトタイプでの測定結果を図5に示す。図5より、830 MHz～990 MHz まで RFID の周波数帯域全体について $S_{11} < -10\text{dB}$ となり、広帯域のインピーダンス整合が得られている。また、図6に示すように、二つのポート間の相互結合は、要求される帯域について -15dB より小さくなっている。

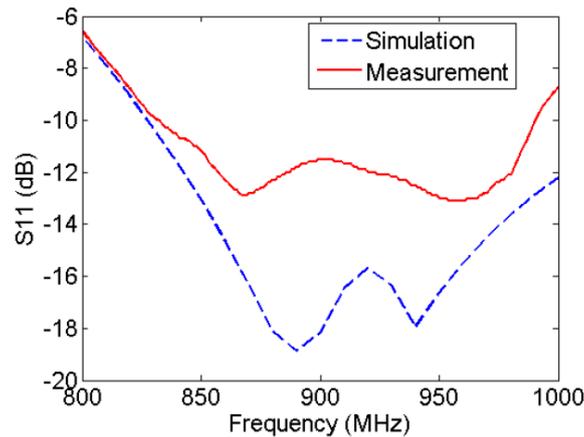


図5 アンテナ S_{11} のシミュレーションと測定値

出典：Y. Yao et al, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers”, ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013, Fig.3, p.56.

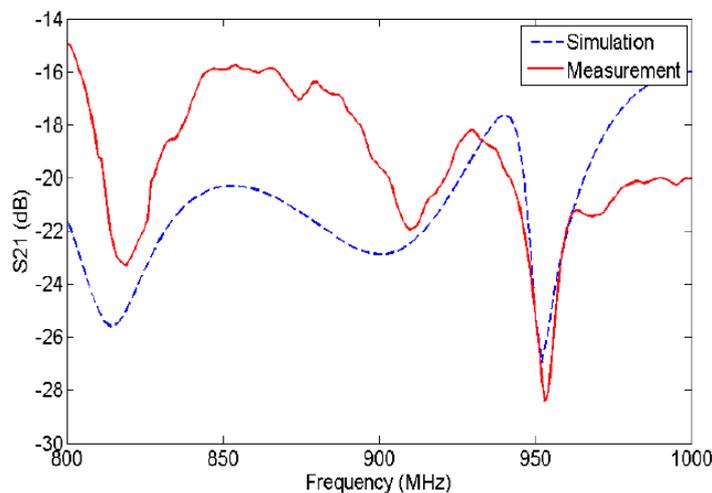


図6 アンテナ S_{21} のシミュレーションと測定値

出典：Y. Yao et al, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers”, ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013, Fig.4, p.56.

図7は、 $\theta = 0^\circ$ の横方向 (broadside direction) の軸比 (Axial ratio) の測定結果を示す。図7より、830 MHz から 970 MHz まで 140 MHz の AR 帯域について $AR \leq 3\text{ dB}$ となり、良好な円偏波特性を持つ。

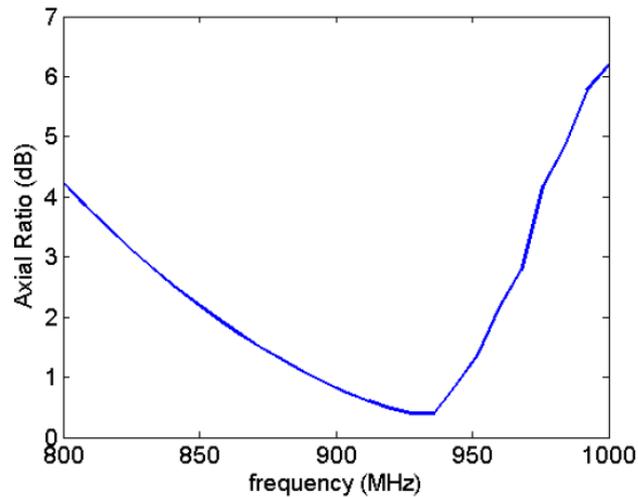


図7 軸比の測定値

出典 : Y. Yao et al, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers”, ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013, Fig.5, p.56.

三つの異なる周波数, 840 MHz, 920 MHz, 及び 950 MHz での E 面におけるアンテナ 1 の放射特性を図 8 に示す. 図 8 で, 実線は垂直偏波の放射パターンを, 点線は水平方向の放射パターンを示す. これより, アンテナは良好な円偏波放射パターンをもつといえる.

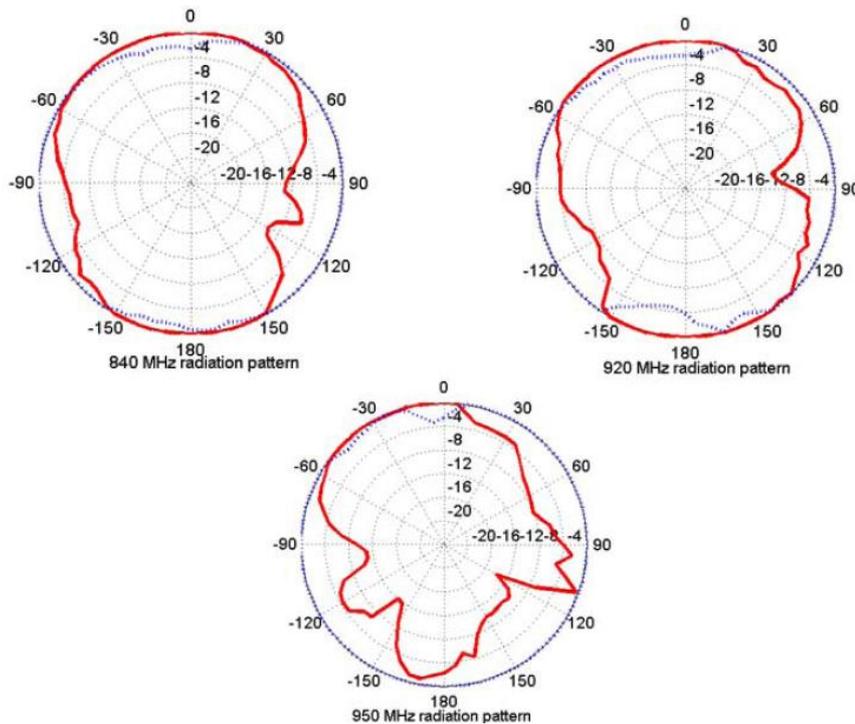


図8 840 MHz, 920 MHz 及び 950 MHz での放射パターンの測定値

出典 : Y. Yao et al, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers”, ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013, Fig.6, p.56.

【出典】

[1] 高橋応明. 「RFID タグ用アンテナ技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.7,

冬号, 2008.

- [2] Y. Yao, J. Yu, and X. Chen, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers” , ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013.

【参考資料】

- [1] 高橋応明. 「RFID タグ用アンテナ技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.7, 冬号, 2008.
- [2] Y. Yao, J. Yu, and X. Chen, “Broadband MIMO PIFA Antenna with Circular Polarization for RFID Readers” , ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE PROCEEDINGS (APMC 2013), 2013.
- [3] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.

【技術分類】 3-4-5 MIMO 周辺技術／アンテナ／用途

【 F I 】 H01Q1/44

【 C P C 】 H01Q1/273

【技術名称】 3-4-5-5 ウェアラブル用

【技術内容】

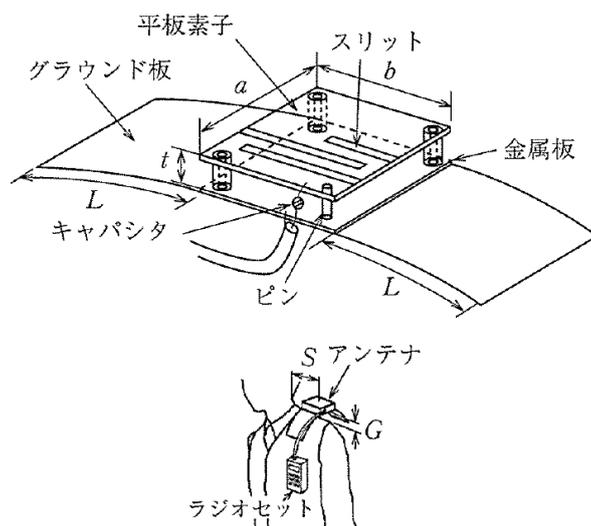
(1) ウェアラブルアンテナの例

板状逆 F 形アンテナで構成した、肩装着ウェアラブルアンテナの例を図 1 に示す。

動作周波数は 350 MHz 帯で、厚さ 0.6 mm の誘電体基板上的銅箔で形成された平板素子から構成されている。

平板素子には共振周波数を下げるために複数のスリットが形成されている。金属板の両側には厚さ 0.05 mm のステンレス基板からなる長さ 70 mm のグラウンド板が接続されている。

グラウンド板は同軸線路の外導体への漏れ電流を抑圧し、インピーダンスの安定化に寄与している。グラウンド板がない場合、自由空間の状態から肩装着したときの共振周波数の変化は 10 MHz であるが、グラウンド板を接続するとその変化は 0.5 MHz に減少する。また、多重波環境における屋外実験から肩装着アンテナは左胸ポケットに装着したホイップアンテナと比較して 4~5 dB 高い利得が得られる。



平板素子の大きさ : $a=b=50$ mm, 厚さ : $t=10$ mm グラウンド板の長さ $L=70$ mm

図 1 板状逆 F 形アンテナで構成した肩装着アンテナ

出典 : 電子情報通信学会(編),アンテナ工学ハンドブック(第 2 版), オーム社, 2008, 図 5-76, p.280.

(2) 広帯域ウェアラブルアンテナと各種無線サービスへの適用

小形の移動端末の内蔵アンテナでは、高速通信が難しい場合があるため、伝搬環境が悪い場所でも高速通信が行えるように、持ち運びが容易で衣服に着脱できるウェアラブルアンテナを移動端末の外部アンテナとして使用する方法について述べる。

本アンテナは、800 MHz 帯/2 GHz 帯の携帯電話 (810-960 MHz/1.92-2.17 GHz), 2.4 GHz 帯の無線 LAN (2.4-2.5 GHz), 及び 2.6 GHz 帯の WiMAX (2.5-2.7 GHz) に対応している。本アンテナの構成を図 2 に示す。図のように、放射素子を楕円扇形にしている。本アンテナを適用する周波数帯では、比帯域は 108 % (810 MHz-2.7GHz) になる。放射素子の斜辺を円弧にすることによって、広帯域化を可能にしている。アンテナの給電部としてはスナップボタン (直径 8 mm) を使用している。

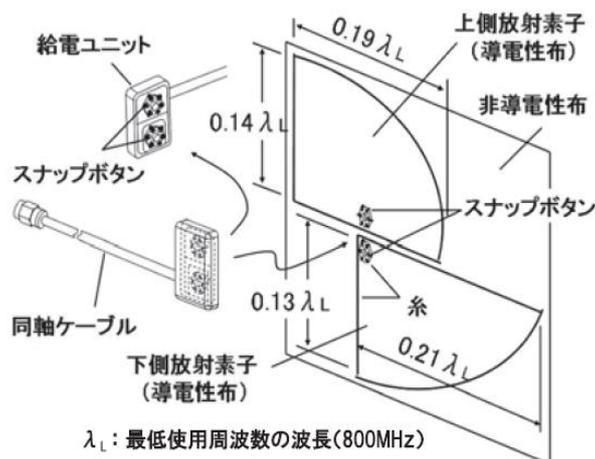


図2 アンテナの構造

出典：倉本品夫他,「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009年12月, 図12, p.124.

携帯電話／無線 LAN／WiMAX 用広帯域ウェアラブルアンテナの性能一覧を表1に示す.

表1 携帯電話／無線 LAN／WiMAX 用広帯域ウェアラブルアンテナの性能一覧

項目		性能			備考
周波数		790 MHz – 1.04 GHz 1.35 GHz – 3.5 GHz			比帯域：108%以上
VSWR		< 2.0			
最大利得	周波数	840 MHz	1.9 GHz	2.6 GHz	同軸ケーブル (1.2 m) の損失 1.8 dB (@2.6 GHz) を含む
	自由空間	0.6 dBi	2.5 dBi	0.4 dBi	
	人体近傍	-1.9 dBi	4.3 dBi	3.6 dBi	
大きさ	縦寸法	152 mm (101 mm)			() 内は, 素子部分のみの大きさ
	横寸法	170 mm (126 mm)			
	厚さ	10 mm (0.8 mm)			

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio (電圧定在波比). 定在波の最大振幅と最小振幅の比率

比帯域 : 帯域幅を中心周波数で割った値

出典：倉本品夫他,「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009年12月, 表2, p.125.

アンテナのリターン損失特性を図3に示す. 自由空間中, 人体近傍, カバンのサイドポケット内 (カバンには厚さ 100 mm の書類を挿入) に置いた場合でも, 所望の周波数 (810 MHz-2.7GHz, ただし, 1.04-1.35 GHz を除く) で, リターン損失-9.5 dB 以下 (VSWR<2) が得られている.

図4に, 自由空間中の水平面 (zx 面) の垂直偏波 E_θ 放射パターンを示す. いずれの周波数においても, ほぼ無指向性の放射パターンが得られている.

図5は, 人体近傍及びカバンのサイドポケット内に置かれた場合の水平面の垂直偏波 E_θ 放射パターンを示す. 周波数 1.9 GHz において, 自由空間, 人体近傍, カバンのサイドポケットに入れたときの放射パターンを比較している.

いずれの状態においても, 電波を遮るものがない0度方向では, 自由空間中と同等以上の利得が得られている.

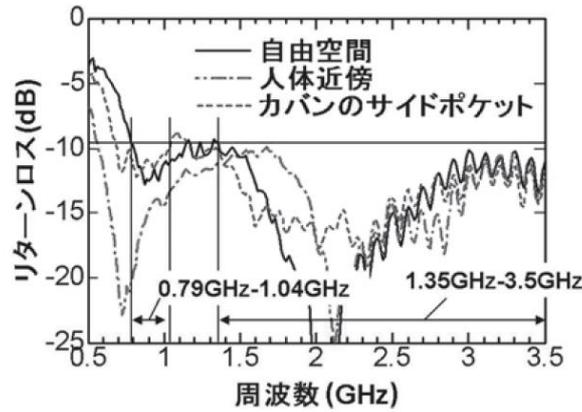


図3 リターン損失特性

出典：倉本晶夫他, 「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009年12月, 図13, p.124.

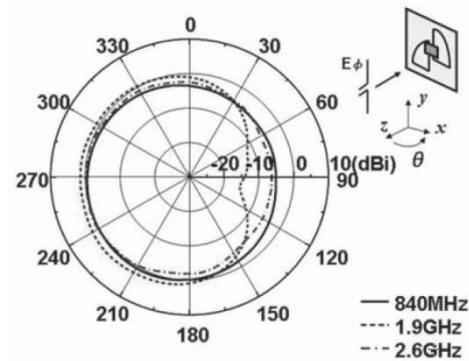


図4 自由空間中の水平面 E_0 パターン

出典：倉本晶夫他, 「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009年12月, 図14, p.125.

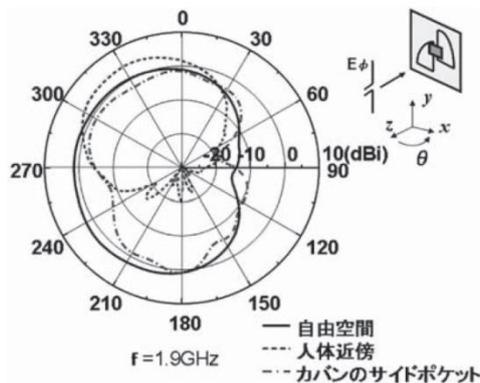


図5 自由空間, 人体近傍及びカバンのサイドポケット内に置かれた場合の水平面 E_0 パターン

出典：倉本晶夫他, 「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009年12月, 図15, p.125.

(3) ウェアラブル端末への MIMO の適用

Massive MIMO 技術に基づき, アップリンク・ダウンリンクともに同様のデータレートを実現するウェアラブルテキスタイルアンテナハブについて述べる.

図 6 左に示すようなジャケットに、アンテナが上下左右 0.8 cm 間隔で配置され、ジャケットの背面は 8×5 のアンテナ、正面はジッパーの部分に 8 cm 間を空けて 8×4 のアンテナを配置する。アンテナ間の相互結合 (mutual coupling) の影響を避けるために、アンテナ素子間隔は周波数 2.5 GHz で 0.66λ としている。これは 0.8 cm に相当する。

基地局とアンテナハブの間で、図 6 右のように通信が行われる。



図 6 ウェアラブルテキスタイルアンテナハブ (左) と通信のイメージ (右)

出典 : E. C. Bardera et al, “Feasibility of a Wearable Textile Antenna Hub Based on Massive MIMO Systems” , PROCEEDINGS OF THE 18TH MEDITERRANEAN ELECTROTECHNICAL CONFERENCE MELECON, 2016, Fig.1, Fig.3.

MIMO チャンネル容量は、次式で定義される MIMO チャンネル間の入力と出力間の相互情報により計算される。ここで、 ρ は SN 比、 I_N は $N \times N$ の単位行列 (identity matrix)、 R_x は、入力共分散行列である。

$$I(x; y) = \log \det[\mathbf{I}_N + \rho \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^\dagger] \quad (3.102)$$

チャンネル容量は、次式のように、(3.102)式が最大となるように R_x を最適化することにより求められる。

$$C = \max \log \det[\mathbf{I}_N + \rho \mathbf{H} \mathbf{R}_x \mathbf{H}^\dagger] \quad (3.103)$$

この場合、 R_x は、送信側で利用可能なチャンネル知識 (channel knowledge) に依存する。すなわち、①チャンネルが得られていない場合 (no channel knowledge)、②CDIT (Channel Distribution Information: 送信側でのチャンネル分布情報)によりチャンネルの統計情報がある場合、③CSIT (Channel State Information: 送信側でのチャンネル状態情報)によりチャンネル情報が十分ある場合、④マッチフィルタ (Matched filter) の 4 種類のチャンネル知識に依存する。

伝送される信号を $x = W_{tx}u$ と定義すると、四つの伝送方法 W_{tx} がチャンネル知識に依存して適用される。 R_x は次式で与えられる。

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{W}_{tx} \mathbf{R}_u \mathbf{W}_{tx}^\dagger \quad (3.104)$$

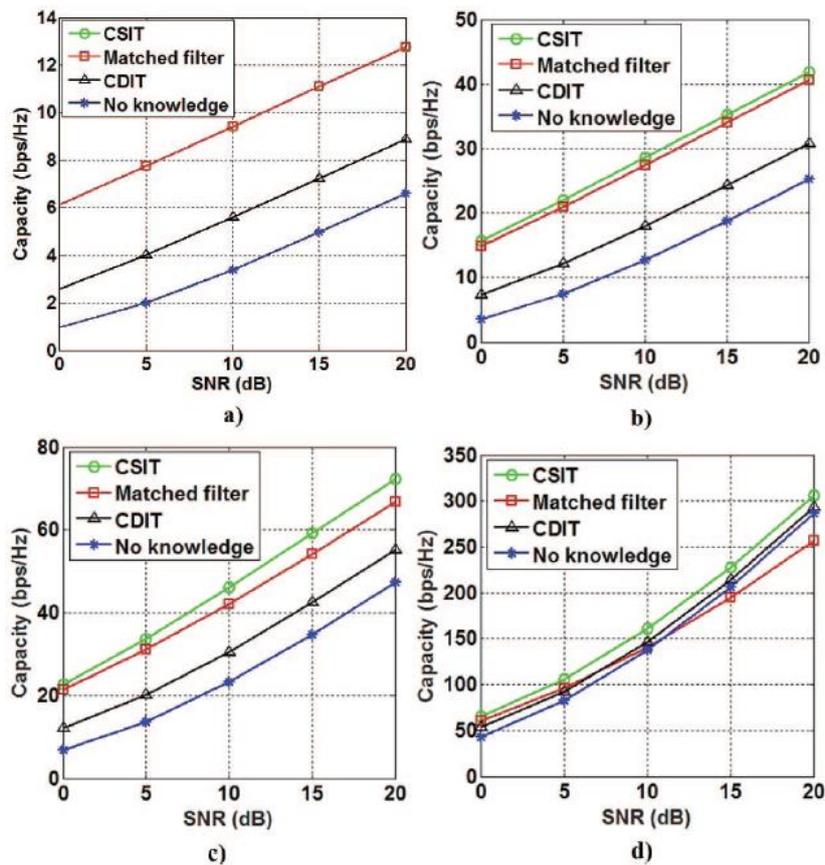
ここで、 R_u は情報シンボル u の自己相関行列である。また、 W_{tx} は、チャンネル知識に応じて表 2 のように計算される。

表 2 W_{tk} の計算方法

Transmission Strategy	Channel knowledge	Equation
No channel knowledge	No channel knowledge	$R_x = I_M$
CSIT	Knows H	$W_{tx} = V_{CSIT} P_{CSIT} V_{CSIT}^\dagger$
CDIT	Knows the distribution of H	$W_{tx} = V_{CDIT} P_{CDIT} V_{CDIT}^\dagger$
Matched Filter	Matched filter at transmitter	$W_{tx} = H^\dagger$

出典 : E. C. Bardera et al, “Feasibility of a Wearable Textile Antenna Hub Based on Massive MIMO Systems ” , PROCEEDINGS OF THE 18TH MEDITERRANEAN ELECTROTECHNICAL CONFERENCE MELECON, 2016, TABLE1.

MATLAB / Simulink ソフトウェアパッケージを使用して行われたシミュレーションの結果として、四つのチャンネル知識それぞれについて、受信アンテナの個数によるアップリンク（アンテナハブ→基地局）容量の変化を、SN 比を横軸として図 7 に示す。送信アンテナは図 6 のジャケットの表裏に付けられた計 72 個のアンテナからなる。図 7 より、基地局でのアンテナ数または SN 比が向上した場合に容量は増加する。また、送信機がチャンネルに関する情報を持たない場合には、プリコーディング技術の使用が容量の増加に有利であることが確認された。



受信アンテナ数 : a) : 1, b) : 4, c) : 8, d) : 64

図 7 送信アンテナ数が 72 の場合の SN 比に対する容量の変化

出典 : E. C. Bardera et al, “Feasibility of a Wearable Textile Antenna Hub Based on Massive MIMO

送信側でのフレーム構造, すなわちフレームの継続時間及び受信側でチャンネルを推定するために使用されるパイロットシーケンスの長さについて述べる. 最適なフレーム構造を見つけるためには, 相反するパラメータであるフレーム継続時間とシステムの性能のトレードオフを考慮する必要がある.

チャンネル推定を簡単にするために一つの周波数のみを使用される TDD を選択し, TDD における Massive MIMO について考える. 短い長さのフレームについては CSIT を仮定する. 送信側は, 順方向リンクと逆方向リンクの両方が TDD システムのように同じ周波数, 同じ時間, 同じアンテナ位置で発生する限り, 間接的に CSIT を得ることができる.

チャンネル推定の方法として, LS (Least Squares) 法を用いる. 異なる数のパイロットについてチャンネル推定を行った結果, チャンネル推定を正確に行うためには, 少なくとも 55 スロットが必要であることが分かった. またパイロットシーケンスは, 通信システムにおいて, 通常, フレーム全体の 5% であるため, フレーム長としては 1000 スロットとなる.

図 8 は, アンテナハブと基地局のアンテナ数をともに 40 個とし, ジャケットを着た人物が歩く (pedestrian), 市街地(city)を車で移動, 高速道路(highway)を車で移動の三つのスピードで移動した場合の容量の変化を, フレーム長 1,000 スロットの場合について, SN 比を横軸として示したものである. 移動速度が異なっても, SN 比に対する容量の変化, 及び「チャンネル情報無し」, CDIT, CSIT, マッチフィルタの間の優位差は同じ傾向を示している. 図 8 より, CSIT は容量の最適化には有効でなく, 「チャンネル情報無し」と CDIT が最良であることを示している. すべての速度で, 「チャンネル情報無し」と CDIT がほとんど同じ値になったのは, チャンネルが分散的であるためである. すなわち, それらのコンポーネントには全く相関がなく, CDIT のプリコーダが, 「チャンネル情報無し」の場合のプリコーダのように, ほぼ単位行列になっているためである.

以上の結果より, アンテナ素子数の増加に伴って, より高い容量が得られる. 一方, 異なる伝送技術を適用された後では, 55 スロットがパイロットシーケンスの長さとなり, 1000 スロットのフレーム構造が最適なものとして選択される.

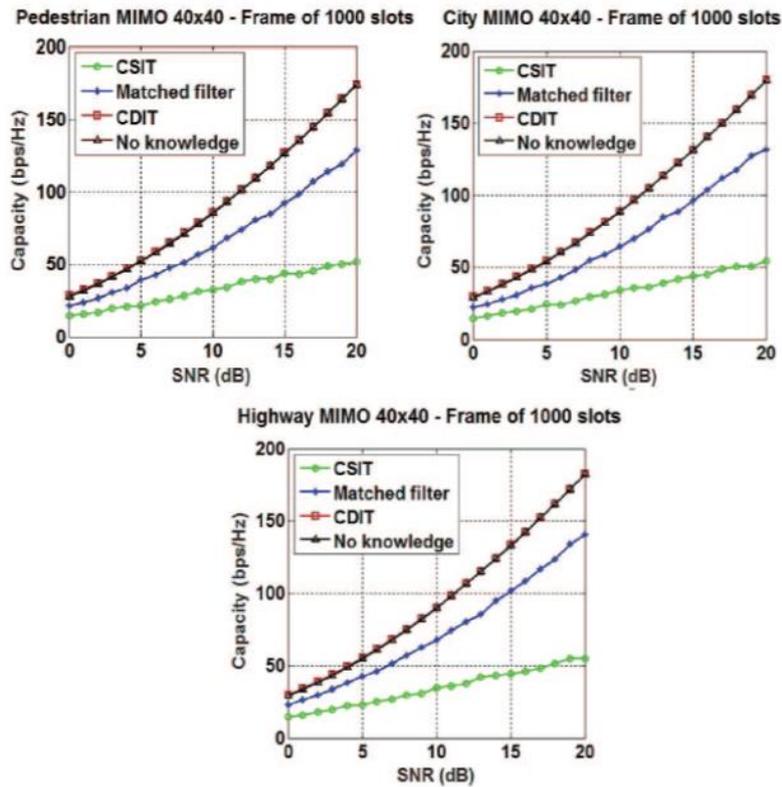


図8 アンテナハブの移動速度によるキャパシティの変化

出典：E. C. Bardera et al, “Feasibility of a Wearable Textile Antenna Hub Based on Massive MIMO Systems ” , PROCEEDINGS OF THE 18TH MEDITERRANEAN ELECTROTECHNICAL CONFERENCE MELECON, 2016, Fig.12.

【出典】

- [1] 電子情報通信学会(編),アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.
- [2] 倉本晶夫,高橋良英,「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009.
- [3] E. C. Bardera, M. Sanchez-Fernandez, L. A. Talegon and A. V. Delgado,“Feasibility of a Wearable Textile Antenna Hub Based on Massive MIMO Systems”, PROCEEDINGS OF THE 18TH MEDITERRANEAN ELECTROTECHNICAL CONFERENCE MELECON, 2016.

【参考資料】

- [1] 電子情報通信学会(編),アンテナ工学ハンドブック(第2版), オーム社, 2008.
- [2] 倉本晶夫,高橋良英,「次世代端末用の広帯域ウェアラブルアンテナ」, NEC 技報 Vol.62 No.4, 2009.
- [3] E. C. Bardera, M. Sanchez-Fernandez, L. A. Talegon and A. V. Delgado,“Feasibility of a Wearable Textile Antenna Hub Based on Massive MIMO Systems”, PROCEEDINGS OF THE 18TH MEDITERRANEAN ELECTROTECHNICAL CONFERENCE MELECON, 2016.

【技術分類】 3-5 MIMO 周辺技術／その他

【 F I 】 H04B10/11

【 C P C 】 H04B10/11

【技術名称】 3-5-1 光無線 MIMO (OMIMO)

【技術内容】

原理:

電磁波の干渉なしに高速伝送を実現する光無線通信のさらなる大容量化を目指して、MIMO による光無線通信を行う。

詳細:

光通信 MIMO(OMIMO)のシステム構成を図に示す。情報ビット系列は直並列変換された後、シンボル変調されて電気信号となる。それをレーザダイオード(LD)に入力することによって送信光信号が生成される。光通信路を通過し受信された受信光信号はフォトディテクタによって電気信号に変換され、雑音の影響を受ける。雑音が加わった受信信号はゼロフォーシングによって各送信信号に分離され、復調器によってビット系列が得られる。

OMIMO では、送受信機における光アンテナ間の距離によって特性が大きく変化する。送信機の放射角を小さくすることによって光アンテナ間の距離を小さくできるが、光軸合わせが難しくなるという問題がある。

長所:

電波を用いる無線通信と比較して、小型な送受信機を用いて MIMO 多重を実現できる。

従来技術・歴史:

光無線通信は、電磁波の干渉なしに高速伝送を実現することができる。また、小型で安価な装置で構成できる。光無線通信においては、光アンテナとして、レーザダイオードを送信機に、フォトディテクタを受信機にそれぞれ用いる。

【参考資料】

[1] “光無線 multiple-input multiple output (OMIMO) 通信方式”, “YRP 移動体通信産学官交流シンポジウム 2004 pp.166-167”, “July 2004”, “高橋大介, 大槻知明 著”

【技術分類】 3-5 MIMO 周辺技術／その他
 【 F I 】 H04B7/0413,300 H04B7/0456,120
 【 C P C 】 H04B7/0413 H04B7/0456
 【技術名称】 3-5-2 近距離 MIMO

【技術内容】

図1 に近距離 MIMO 伝送の概念図を示す. 送信および受信アレーアンテナの素子数をそれぞれ M_T , M_R とする. 図 1(a) に示す従来の MIMO 伝送ではマルチパス環境を利用することによって有限の素子間隔でも複数ストリームの信号を送受信することができる. マルチパス波が少ない場合, アンテナ間の空間相関が上昇し複数ストリームの伝送が困難になる. 図 1(b) は近距離 MIMO 伝送の概念図であり, 送受信アレーアンテナが非常に近接する場合に対向する送受信素子間で直接ストリームが伝送されており, 伝送路が並列に形成されている. 実際は対向素子以外にも信号が届くため完全な並列伝送とはならないが, 対向素子以外に届く信号は, 光路差により異なる位相や振幅を持つことが予想されるため隣接アンテナ間でも低い空間相関が得られることが期待できる. また, 近距離 MIMO 伝送ではアレーアンテナ間の距離が短いため高い SNR を実現することができる. したがってマルチパス波が存在しない場合でも高いチャネル容量が得られることが予想される.

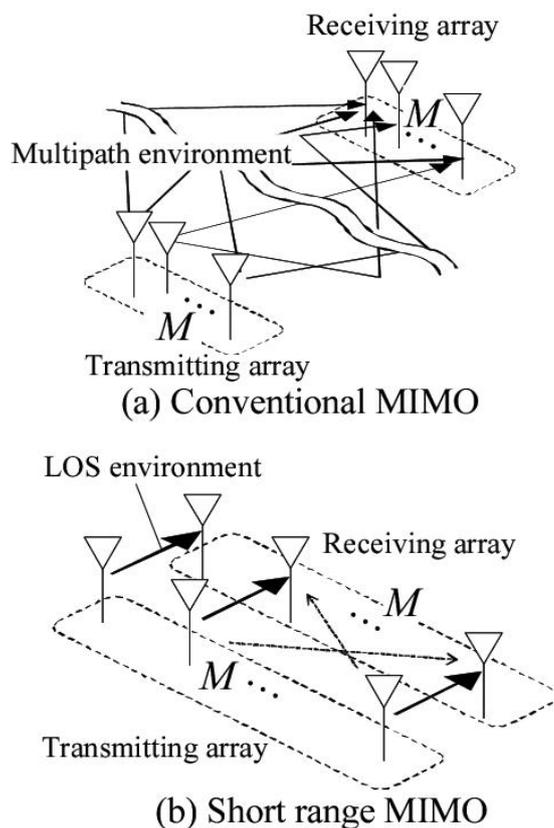


図1 近距離 MIMO 伝送の概念図

図2 に数値解析で用いる具体的なアンテナ構成を示す. 2 つの対向するアレーアンテナは, 平面状に正方配置される素子アンテナから成っている. ここで送受信アレーアンテナの素子数は等しく与えるものとし, $M_T = M_R = M$ であるものとする. また, 素子間隔は E 面・ H 面とも全て等しく d とし, 送受信アレーアンテナ間の距離を D とする. 送受信アレーアンテナの間に自由空間を定義し計算を行うものとする. 簡単のため, 偏波は全て等しく垂直偏波としている. 周波数を 4.85GHz としている.

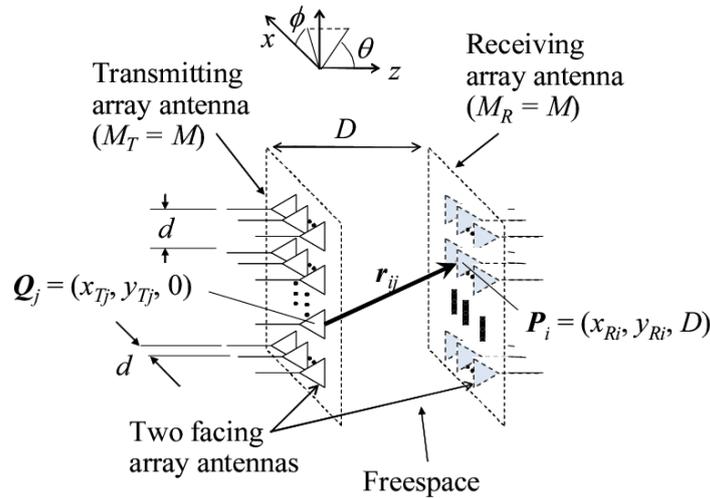


図2 数値解析で用いるアンテナ構成

次に、本システムモデルにおける基本的なチャネル特性について説明する。送受信アレー間の距離 D を変えずに素子間隔を $d \rightarrow \infty$ に近づける場合、ある送信アンテナ素子から送信され対向する受信アンテナ素子に到達する電力は変化しないが、対向するアンテナ素子以外に届く電力は次第に減衰し、受信電力の合計は低下する。そのため送信電力を一定とすると、 d を広げることによって SNR が低下する。この場合、送受信アレーアンテナの対向するアンテナ素子のインデックス番号を等しく与えるとチャネル行列 H は対角行列に近づく。

一方、 $d \rightarrow \infty$ とすると、 $R_r = HH^H$ で表わされる受信相関行列は対角行列なるため素子アンテナ間の空間相関は 0 になる。この場合、送受信間で構造が対称であるため送信相関行列も同様である。さらに、各対向アンテナ素子間の環境が全て等しいとすると、相関行列は単位行列の定数倍になる。このように、 d がアレーアンテナ距離と比較して十分大きな場合のチャネル行列の性質について説明を行う。チャネル行列 H は以下のように特異値分解により

$$H = U\Lambda V^H \quad (3.105)$$

と書き表わせる。ここで、 H のランクが M であるとする、 U および V は $M \times M$ のユニタリ行列になる。 Λ は固有値を示す対角行列であり、チャネル容量 C は、

$$C = \sum_i^M \log_2 \left(1 + \lambda_i \frac{\gamma_0}{M} \right) \quad (3.106)$$

$$C = \log_2 \prod_i^M \left(1 + \lambda_i \frac{\gamma_0}{M} \right) \quad (3.107)$$

により求められる．ここで， γ_0 は SNR である．また， $\sum_i^M \lambda_i$ は総電力を意味し，これが一定であると仮定すると(3.107) 式が最大になる条件は，相加・相乗平均の関係より，

$$1 + \lambda_1 \gamma_0 / M = 1 + \lambda_2 \gamma_0 / M = \dots = 1 + \lambda_M \gamma_0 / M \quad (3.108)$$

となる．したがって，固有値が全て等しい場合にチャンネル容量が最大になる．本モデルでは送受信アンテナの構成を等しく与えているため，送信相関行列 R_T と受信相関行列 R_R の間にはエルミート共役の関係が成立する．全ての固有値が等しく $\bar{\lambda} = \lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_M$ と与えられる場合，相関行列は，

$$\begin{aligned} R &= R_R = R_T^H \\ &= U \Lambda V^H V \Lambda^H U^H \\ &= \bar{\lambda} I \end{aligned} \quad (3.109)$$

となり，相関行列の非対角項は常に 0 となる．ここで I は単位行列を示す．受信電力の合計が変化せず，かつ各対向アンテナ素子間の環境が全て等しいと仮定すれば素子間隔 d を広げるほど，チャンネル行列が単位行列の定数倍に近づく．その場合，アンテナ間の空間相関が 0 となり全ての固有値が等しくなるためチャンネル容量が最大となる(3.108) 式の条件に漸近する．

次に MIMO 伝送で実際に使用される伝送方法を用いた場合の特性を明らかにする．ここで適用する伝送方法を表 1 に示す．表 1 の方法 1 のチャンネル容量は式(3.107) より求めることができる．方法 2 のチャンネル容量は MIMO 伝送で最もよく用いられる方法である．送信側を無指向性送信(制御なし) とし，受信側を ZF とする場合のチャンネル容量は以下の式で与えることができる．

$$C_{ZF} = \sum_i^M \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_0}{M w_{ZF,i}^H w_{zf,i}} \right) \quad (3.110)$$

$$w_{ZF}^T = (H^H H)^{-1} H^H \quad (3.111)$$

ここで $w_{ZF,i}$ は ZF で得られるウェイト行列 w_{ZF} の i 番目の列ベクトルを表す．

表 1 伝送方法

	送信側	受信側
方法 1	固有モード伝送	Zero Forcing
方法 2	なし	Zero Forcing
方法 3	なし	MRC

先に示したように，近距離 MIMO では最適素子間隔が存在するが，最適素子間隔よりも素子間隔を広げてもチャンネル容量はそれほど大きくは劣化しないことが知られている．よって，素子間隔が広い場合に，実際に受信側で ZF のような干渉除去を行わなくても近距離 MIMO 伝送が実現できる可能性がある．そこで，受信側に MRC (Maximum Ratio Combining) を用いる場合を方法 3 として解説する．MRC では干渉信号を除去しないため，チャンネル容量は以下の式で与えることができる．

$$= \sum_i^M \log_2 \left(1 + \frac{\text{SINR}(i)}{M} \right) \quad (3.112)$$

$$= \frac{|h_{ii}|^2}{\sum_i^M |h_{ij}|^2 - |h_{ii}|^2 + \sigma^2} \quad (3.113)$$

ここで、 h_{ii} は H における対角成分を表す。 σ^2 は熱雑音電力を表す。

最初に固有モード伝送による基本特性を図 3 に示す。送受の素子数は 16 である。図に示すように送受信距離が決まると一位に最適素子間隔が決定できる。さらにこの条件では i.i.d. チャンネルで得られる容量の期待値よりも高い容量が得られる。これは伝搬チャンネル行列が最適となる条件でユニタリ行列となるためである。

図 4, 5 に素子間隔に対するチャンネル容量の比較を示す。送受信間の距離 D を 100mm とした。図 4, 5 の結果は、それぞれ $M = 4, 36$ の特性である。まず図から明らかなように、固有モード伝送 (Eigenmode · Beamforming : EM-BF) が最も高いチャンネル容量を得ることが確認できる。また、 $M = 4$ の場合は、ZF を用いると最適素子間隔付近では EM-BF と同じ性能を得ることがわかる。これは、最適素子間隔付近では、固有値のばらつきが少ないため、チャンネル行列そのものが対角行列に近づくためであり、送信側で制御を行わない ZF のみでも十分であることが確認できる。一方、 $M = 36$ の場合は、 $M = 4$ の場合よりも ZF の特性が EM-BF よりも劣化していることがわかる。これは、 $M = 36$ の場合は、固有値のばらつきが $M = 4$ の場合よりも大きくなるためである。

次に、ZF に関する考察を行う。図中で、ZF ($L = M$) はストリーム数を 4 もしくは 36 と固定した場合であり、ZF ($L = M_{\text{opt}}$) ではチャンネル容量が最大となるようにストリーム数を調整している。すなわち、 $M_{\text{opt}} \leq M$ の関係がある。図から素子間隔が狭くなる場合は、空間相関の上昇により ZF のチャンネル容量は EM-BF よりも大きく低下するため、こういった領域ではストリーム数をアンテナ数よりも少なくして送信することが有効であることがわかる。

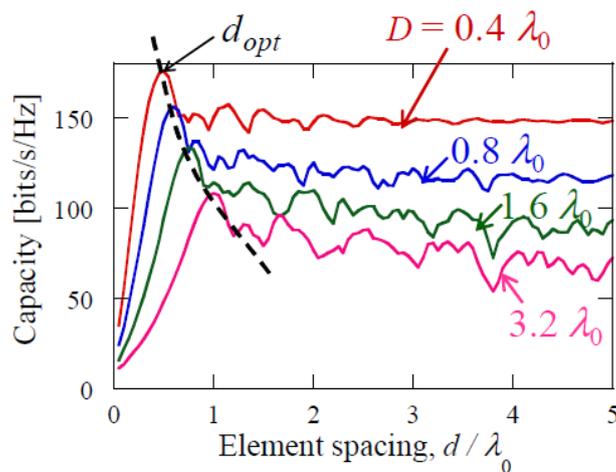


図 3 チャンネル容量の比較 ($M=16$)

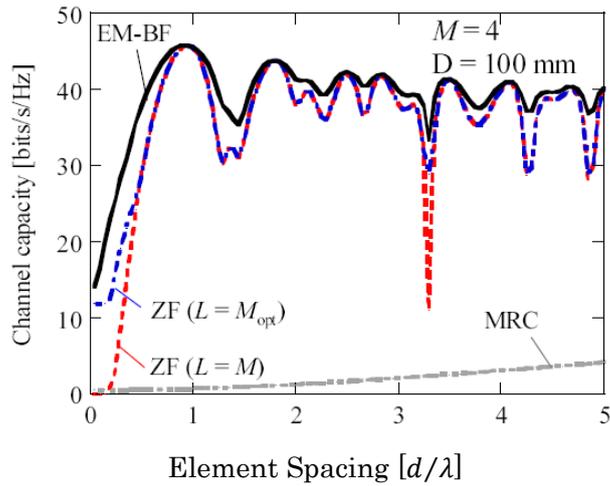


図4 素子間隔に対するチャンネル容量の比較($M=4$)

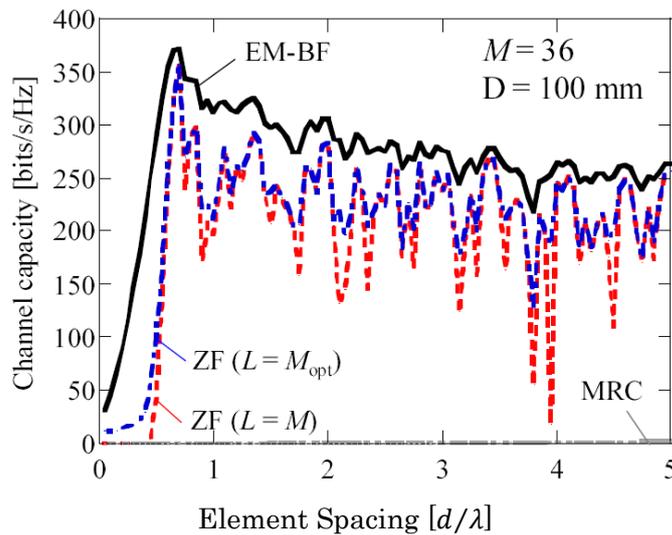


図5 素子間隔に対するチャンネル容量の比較($M=36$)

最後に、MRC の特性について考察を行う。図4, 5 から明らかなように、MRC はEM-BF やZF に対してチャンネル容量がかなり低くなる事が分かる。EM-BF を用いる場合の近距離MIMO 伝送では、最適素子間隔より素子間隔を広げても、図に示すようにチャンネル容量は大きく劣化していない。すなわち、素子間隔を広げることでSNR の低下が生じるものの、固有値のばらつきは少なくなり、平行伝送が行えるように考えられているが、実際は干渉除去を全く行わないMRC ではチャンネル容量がかなり低くなる事がわかる。

【参考資料】

- [1] I. Sarris and A. R. Nix, "Design and Performance Assessment of High-Capacity MIMO Architectures in the Presence of a Line-of-Sight Component," IEEE Trans. Veh. Technol. pp. 2194--2202, vol. 56, no. 4, July 2007.
- [2] J.-S. Jiang and M. A. Ingram, "Distributed source model for short range MIMO," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 1, pp. 357--362, Oct. 2003.

- [3] Kentaro Nishimori, Naoki Honma, Tomohiro Seki and Ken Hiraga, "On the Transmission Method for Short Range MIMO Communication," *IEEE Trans. Vehicular Tech.* Vol.60, no.3, pp.1247-1251, March 2011.

4 標準化

【技術分類】 4-1 標準化/Wireless WAN (3GPP)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-1-1 3G~5G の概要

【技術内容】

(1) Specification と Rel.時期

表 1 に示すように、MIMO 関連技術を対象とした規格の制定は、Rel.7(HSPA+)の 2006 年から始まっている。

MIMO 関連の制定技術規格は、2006 年の Rel.7 では 2×2 MIMO, LTE 規格が始まった 2008 年の Rel.8 では、4×4 MIMO とコードブック, 2009 年の Rel.9 では MU-MIMO とビームフォーミング, LTE-A として 2010 年の Rel.10 では 8x4 MIMO とダブルコードブック, 2012 年の Rel.11 では CoMP(Coordinated Multi-Point), 2015 年の Rel.12 では MU-MIMO と 2 次元コードブック, CQI(Channel Quality Indicator), 2016 年の Rel.13 では平面アンテナ, CSI-RS (Channel State Information Reference Signal), 2017 年の Rel.14 では Massive MIMO, となっている。

2017 年後半以降、5G の Rel.15 ではハイブリッドビームフォーミング, MRS (Mobility Reference Signal)の検討が進んでいる。

表 1 3GPP における MIMO 関連技術規格制定の流れ

Release	Rel.7	Rel.8	Rel.9	Rel.10	Rel.11	Rel.12	Rel.13	Rel.14	Rel.15
規格	HSPA+	LTE	LTE	LTE-A	LTE-A	LTE-A	LTE-A	LTE-A	5G
制定年	2006	2008	2009	2010	2012	2015	2016	2017	-
MIMO 関連技術	2×2 MIMO	4×4 MIMO コードブック	MU-MIMO ビーム フォーミング	8×4 MIMO ダブルコー ドブック	CoMP	MU-MIMO 2次元コード ブック CQI	平面アンテナ CSI-RS	Massive MIMO	ハイブリッド ビーム フォーミング MRS

(2) 体制

第 3 世代パートナーシッププロジェクト (3GPP) は、「組織パートナー」と呼ばれる 7 つの電気通信標準開発機関 (ARIB, ATIS, CCSA, ETSI, TSDSI, TTA, TTC) を統合し、そのメンバにレポートを作成する安定した環境を提供し、3GPP 技術を定義する仕様を提供している。

このプロジェクトでは、無線アクセス、コアトランスポートネットワーク、コーデック、セキュリティ、サービス品質などのサービス機能を含むセルラ通信ネットワーク技術がカバーされ、完全なシステム仕様を提供する。また、コアネットワークへの非無線アクセス、および Wi-Fi ネットワークとのインターワーキングのための仕様を提供する。3GPP の仕様と検討は、会員企業からなるワーキンググループ、技術仕様グループレベルで実施される。

3GPP の技術仕様グループ (TSG) は、無線アクセスネットワーク (RAN), サービス&システムアスペクト (SA), コアネットワーク&ターミナル (CT), の 3 グループからなる。

TSG 内のワーキンググループは定期的に会合し、四半期ごとの TSG 総会に出席し、情報、討議、承認のための作業が行われる。各 TSG には、独自の利用規約 (仕様グループページで利用可能な詳細) 内のレポートと仕様制定の責任がある。全体会合の最後の会合は TSG SA であり、TSG SA は仕事の全体的調整とその進捗のモニタリングにも責任がある。

MIMO 規格を含む無線アクセスネットワーク (RAN) のワーキンググループ (WG) とアドホックグループには、TSG RAN Plenary, TSG RAN WG1~WG6 と TSG RAN AHG-ITU があり、表 2 に示す役割分担となっている。

表2 RANのWGとアドホックGの役割分担

RANのWGとアドホックG	役割
TSG RAN Plenary	
TSG RAN WG1	Radio Layer 1 specification
TSG RAN WG2	Radio Layer 2 and Radio Layer 3 RR specification
TSG RAN WG3	Iub Iur and Iu specification – UTRAN O&M requirements
TSG RAN WG4	Radio performance and protocol aspects (system) – RF parameters and BS conformance
TSG RAN WG5	Mobile terminal conformance testing
TSG RAN WG6	Legacy RAN radio and protocol
TSG RAN AHG-ITU	Ad-hoc group on ITU (internal) co-ordination

(3) スループットとレイテンシの推移

MIMO 規格の制定以降のスループットとレイテンシの推移を表3に示す。

表3 MIMO 規格の制定以降のスループットとレイテンシの推移

	HSPA ^{注1}	LTE ^{注1}	LTE-Advanced ^{注1}	5G ^{注2}
下り ピークスループット	14Mbps	仕様上の最大値:300Mbps (HSPA比較で約20倍)	仕様上の最大値:3Gbps (HSPA比較で約210倍) (LTE比較で約10倍)	20Gbps (超高速)
レイテンシ (最大効果)	1	HSPA比較で約1/4倍	HSPA比較で約1/4倍 LTE比較で1倍	1ms (U-Plane) (超低遅延)

注1: 情報通信審議会情報通信技術分科会 携帯電話等高度化委員会 第4世代移動通信システム作業班第1回, 第2回資料を基に作成
注2: 新報告案ITU-R M.[IMT-2020.TECH PERF REQ] (Document 5/40)を元に作成

(4) 追加された MIMO の主要技術と周辺技術

2006年のRel.7では2×2 MIMO, LTE規格が始まった2008年のRel.8では、4×4 MIMOとコードブック, 2009年のRel.9ではMU-MIMOとビームフォーミング, LTE-Aとして2010年のRel.10では8×4 MIMOとダブルコードブック, 2012年のRel.11ではCoMP(Coordinated Multi-Point), 2015年のRel.12ではMU-MIMOと2次元コードブック, CQI(Channel Quality Indicator), 2016年のRel.13では平面アンテナ, CSI-RS (Channel State Information Reference Signal), 2017年のRel.14ではMassive MIMO, となっている。

2017年後半以降では、5GのRel.15ではハイブリッドビームフォーミング, MRS (Mobility Reference Signal) の検討が進んでいる。

(4) - 1 コードブック

コードブックは、あらかじめ決められたプリコーディングウェイト行列の候補で、無線通信では送信側でコーディングした情報を、正しく復号するためのプリコーディングウェイト行列で、アンテナ数の組合せが増えたRel.8から採用された。コードブックは、UEからのチャネル情報のフィードバックを用いる下りリンクの閉ループSU-MIMO伝送において、受信SINR (Signal to Interference plus Noise power Ratio) を向上するために、下り共有チャネル (PDSCH:Physical Downlink Shared Channel) に送信レイヤ (ストリーム) ごとに異なる送信アンテナウェイトを乗算して送信するプリコーディング候補として用いられている。プリコーディング後の各レイヤの合計のスループットが最

大となる規範により、あらかじめ決められたプリコーディングウェイト行列の候補（コードブック）の中から最適なウェイト行列を選択して、基地局（eNode B）へインデックス（PMI: Precoding Matrix Indicator）をフィードバックする、コードブックベースのプリコーディングが用いられる。

（４）－２ MU-MIMO

MU-MIMO (Multi User MIMO) はマルチユーザ MIMO で、複数の端末に対してデータを送信できる技術である。高速化に加え、ユーザ数の増加にも応えていくため、Rel.9 で採用された。従来型の MIMO のシングルユーザだけに MIMO を用いてデータの送受信を行う技術と比べ、MU-MIMO の場合は、アンテナごとに異なる指向性を持った信号を、複数の端末に送信する 1 対多の通信となる。受信側 1 つ当たりの最大通信速度が上がるわけではないが、送信側が同時に複数のユーザに送信でき、端末数の増加に対応でき、システム全体では伝送速度が大幅に向上する。

（４）－３ ビームフォーミング

ビームフォーミング (beamforming) は、電波を細く絞って、特定の方向に向けて集中的に発射する技術である。MU-MIMO とセットで Rel.9 から採用された。本技術を使えば、基地局と端末との間での電波干渉を減らし、より遠くまで電波を届けられるようになる。送信側からは、受信する端末の距離や方向を判別して、電波を受信側に向けて送信する。本技術を使用することで、同じ周波数の電波を使った近くにいる機器の通信の干渉を避けることができ、空間多重度を上げることが可能になる。また、機器同士で互いに相手のいる場所に向けて、機器のいるスポットに、通常よりも信号強度を向上させることが可能となる。更に、複数の送信・受信機が同じ空間にいても周波数を再利用でき、周波数利用効率を高めることも可能となる。

（４）－４ ダブルコードブック

ダブルコードブックは、あらかじめ決められたプリコーディングウェイト行列の候補で、無線チャネルを長周期・広帯域な情報と短周期・狭帯域な情報の組合せで表現する事を目的としている。LTE-A として Rel.10 から採用された。LTE-A では、指定した UE から 最高 2 個のトランスポートブロックを送信することができる。各トランスポートブロックには、固有の変調とコード配列 (MCS レベル) がある。送信レイヤ数によって、各トランスポートブロックと関連づけられた変調シンボルが、LTE Rel.8 ダウンリンクの空間多重化と同じ原理に従って、1 つまたは 2 つのレイヤにマッピングされる。送信階数は動的に変更することが可能なため、使用するレイヤ数によって異なるコードブックが定義されている。さらに、利用可能な送信アンテナ数によって、異なるプリコーディングを使用する。アンテナが 2 本の場合は 3 ビット、4 本の場合は 6 ビットとなっている。このように復号のための用いるコードブックは、アンテナ数、レイヤ数の違いにより、コードブックのインデックスに使われるビット数が異なるダブルコードブックとなっている。

（４）－５ CoMP

CoMP(Coordinated Multi-Point transmission/reception:セル間協調送受信) 技術は、複数の基地局で協調して信号を送受信し、セル端スループット等を改善する技術として、Rel.11 で採用された。単一あるいは複数の端末に対して、複数の基地局が協調して送受信信号の信号処理を行うことにより、特に隣接基地局間のエリア境界付近での通信速度を改善する技術である (図 1)。例えば下りリンクの通信では、協調を行う複数の基地局から送信された信号が、端末の受信点において強め合って受信されるように、各基地局であらかじめ信号処理を施した上で送信を行うか、隣接基地局配下の端末へ与える干渉を低減するように、基地局間で協調して信号が送信される。一方、上りリンクの通信では、端末から送信された信号を複数の基地局で受信し、これらの信号が強め合うような形で信号処理が行われる。

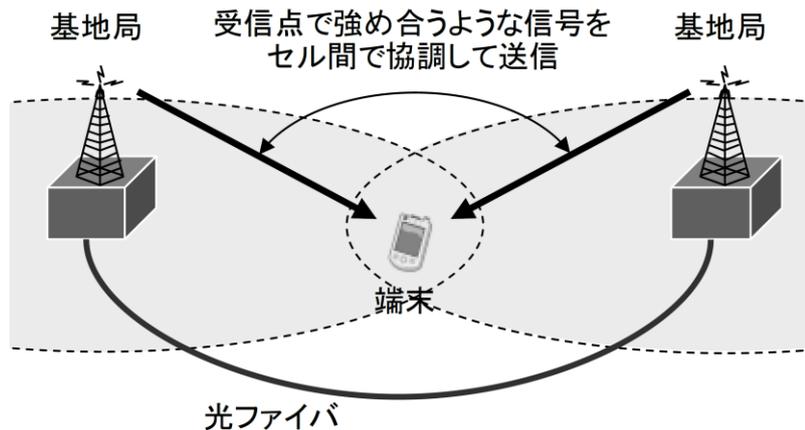


図1 CoMP の概念図

出典：平成 25 年度 情報通信審議会情報通信技術分科会携帯電話等高度化委員会報告「携帯電話等の周波数有効利用方策」のうち「第4世代移動通信システム (IMT-Advanced) の技術的条件」

(4) - 6 2次元コードブック

2次元コードブックは、MU-MIMO のアンテナ数の増加に伴う情報組合せの増加に伴う復号化のため、Rel.12 で採用された。Rel.10 で採用されたダブルコードブック構成を用いている。加えて、本コードブックは上位レイヤシグナリングを用いてアンテナ構成を通知することで、さまざまなアンテナ構成（異なる水平・垂直アンテナ数の組合せやアンテナ間隔など）や基地局設置環境に適用が可能な設計となっている。

(4) - 7 平面アンテナ

平面アンテナは、無線基地局のアンテナポートの2次元配置（水平・垂直方向配列）やポート数増加（最大 16）を実現する技術として、Rel.13 で採用された。合せて、無線信号の送受信機能とアンテナの一体化により、柔軟なエリア構築を可能とするアクティブアンテナの無線性能規定が策定され、さらに、隣接セルから到来する上りリンクの干渉を低減する干渉抑圧合成受信器を想定した性能規定の策定も行われた。

(4) - 8 CSI-RS

CSI-RS (Channel State Information Reference Signal: チャンネル状態情報推定用信号) は Rel.13 で採用された。

CQI (Channel Quality Indicator: チャンネル品質情報) 測定のため、最大 4 アンテナの Cell-specific RS に加えて、最大 8 アンテナ分の CSI-RS が新たに規定されている。既存方式のバックワードコンパチビリティのため、追加した CSI-RS は既存 UE の PDSCH に与える干渉の影響を最小限に抑える必要がある。このため、CSI-RS は、Cell-specific RS に比較して複数サブフレームごとに 1 回程度の長い周期で多重される。これは、復調に求められるチャンネル推定精度と比較して CQI 測定に求められる精度が低く、フィードバック周期ごとに 1 回程度 CSI-RS を送信すれば、所望の CQI 測定の精度が得られるためである。さらに、LTE との補完的な展開のために、より高速なサービスを提供する LTE-Advanced は、主に低速移動環境への適用が想定されていることも、理由の 1 つである。

(4) - 9 Massive MIMO

MIMO は、ビームを絞り込んで電波の到達距離を延ばすので、電波が減衰しやすいミリ波帯において有効な技術であり、LTE-Advanced では 8×8 MIMO の構成になっている。5G では、これが 64×

64あるいは128×128 MIMOになるといわれており、これらを称して Massive MIMO と総称されている。ミリ波通信など高周波においてはアンテナを小型化できるので、アンテナ数が増える Massive MIMO と相性がよい。

Massive MIMO では超多素子アンテナを制御することで伝搬損失補償により通信可能なエリアを拡大できること加えて、各ユーザに異なるビームを向けることで多数ユーザを同時接続させるユーザ多重により、高周波数帯セルのシステム容量を増大させることも可能である。また、各ユーザに対して複数のストリームを空間多重することで通信速度を向上させることも可能である。

これらを実現するためには、ユーザ間あるいはストリーム間で干渉が発生しないように送信機において高精度なプリコーディングが課題となってくる。また、Massive MIMO のアンテナ素子数は、BF とユーザ多重・空間多重に振り分けられて活用されるため、アンテナ素子数が一定の場合には、ユーザ多重・空間多重の数を増やすと BF 効果は低下する点も解決課題である。

Massive MIMO は 2020 に向けた拡張バージョンの中で、主要な課題と認識されている。複数の企業から実現課題や効用などが提案されている。Massive MIMO では、ビームフォーミングを用いて、マルチユーザ、マルチノードコーディネーション、ローカリゼーションを実現することになる。Massive MIMO を用いる効用としては、空間分割多重による容量の拡大、干渉の低減とネットワーク設計の容易化、消費電力の低減、などが挙げられている。ソリューションとしては、ユーザ群へのビームフォームパイロットのための圧縮センシングに基づくパイロット、セル間のパイロット調整や、CSI フィードバックのための 3D Massive MIMO のための拡張コードブック、部分チャネルの相反性をベースとした拡張型 CSI フィードバックなどが検討の遡上に乗っている。

(4) - 1 0 ハイブリッドビームフォーミング

ハイブリッドビームフォーミングとは、アナログビームフォーミングとデジタルプリコーディングを組み合わせ、ビーム生成後のビーム空間で信号処理を行うビームフォーミング生成法で、Massive MIMO での信号処理量の低減を図るため注目されている。この処理では、適切なビーム形状、また、多くのビームから適切なビームを選択する手法が重要になると考えられている。

(4) - 1 1 UL-MIMO

UL-MIMO (Uplink MIMO) は、上りリンクで、シングルユーザ MIMO の導入によるピークレート及び周波数利用効率増大を図る技術である。LTE-A の Rel.10 で採用された。最大 4 レイヤのシングルユーザ MIMO をサポートすることで、LTE-A 上りリンクでは LTE より高いピークレート及び周波数利用効率を実現している。このために、復調用 RS (DM-RS) と Sounding RS (SRS) の 2 つのリファレンス信号 (RS : Reference Signal) を拡張し、上り制御チャネルにおける送信ダイバーシチも仕様化している。

(4) - 1 2 3D-MIMO

3D MIMO (three dimensional multiple input multiple output) は、方位角におけるビームフォーミングを達成する技術を用いたアクティブアンテナである。3D ビームを用いたビームゲインと干渉低減させる高度ビームフォーミングを図ることで、三次元空間での MIMO 活用を可能とする。3GPP TSG RAN WG1 Meeting #82 R1-153814 Beijing, China, 24th - 28th August 2015 でアルカテルルーセントからプロポーザルが出されている。

(4) - 1 3 偏波多重

偏波多重 (Polarization multiplexing) を明示的に記載している 3GPP のドキュメントは 2017 年後半時点においては存在しないと考えられる。偏波アンテナに関しては、3GPP TR 36.873, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on

3D channel model for LTE (Release 12), V12.5.1 (2017-07)で検討が進んでいる。

偏波アンテナに関する検討の範囲は、「高度ビームフォーミングと LTE の FD-MIMO 研究のための 3D チャネルモデルの研究」の調査結果を取り上げ、TSG RAN WG1 が物理層技術の性能を適切にモデル化して評価することを支援することを目的とする 3D チャネルモデルとなっている。このドキュメントは 3GPP 評価方法論に関連し、3GPP システムのモバイル機器 (ME) とアクセスネットワーク (AN) の両方の物理層のモデリングをカバーしている。3D チャネルモデルに関連するシナリオや、3D チャネルモデリングをサポートするために必要な 3GPP 評価手法の変更を取り込む予定となっている。

【出典】

[1] 平成 25 年度 情報通信審議会情報通信技術分科会携帯電話等高度化委員会報告「携帯電話等の周波数有効利用方策」のうち「第 4 世代移動通信システム (IMT-Advanced) の技術的条件」

【参考資料】

[2] 3rd Generation Partnership Project; About 3GPP, <http://www.3gpp.org/about-3gpp/about-3gpp>

[3] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 14), 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03)

[4] 3GPP TS 25.213: "Spreading and modulation (FDD)".

[5] Y. Im, J. Lee, R. A. Bhatti, and S. Park, "A Spiral-Dipole Antenna for MIMO Systems", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume: 7, 2008.

[6] H. Zhai, J. Zhang, Y. Zang, Q. Gao, C. Liang, "An LTE Base-Station Magnetolectric Dipole Antenna with Anti-Interference Characteristics and Its MIMO System Application", IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS Volume:14, 2015.

[7] LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e

[8] 偏波アンテナ : 3GPP TR 36.873, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on 3D channel model for LTE (Release 12), V12.5.1 (2017-07)

[9] 田岡他, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2 「LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術」

[10] 佐野他, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 24 No. 2 「LTE-Advanced Release 13 標準化 LTE-Advanced Release 13 におけるマルチアンテナ送受信および受信機能改善技術」

[11] Alcatel-Lucent Shanghai Bell, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #82 R1-153814 Beijing, China, 24th – 28th August 2015, "Proposals for Beamformed CSI-RS based 3D MIMO Transmission Scheme"

【技術分類】 4-1 標準化/Wireless WAN (3GPP)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-1-2 物理チャネル構成

【技術内容】

A. FDD (Frequency Division Duplex)[1]

(1) 物理チャネルの変遷

物理チャネルには、上り物理チャネル(Uplink physical channels)と、下り物理チャネル(Downlink physical channels)があり、それぞれ専用物理チャネルと共通物理チャネルから構成されている。

物理チャネルの構成は、Rel.7 (2006-03) に大きく変更された。

専用上り物理チャネル(Dedicated uplink physical channels)には、新たに以下の5つが追加されている。

1. 専用物理制御チャネル(DPCCH:Dedicated Physical Control Channel)
2. 専用物理データチャネル(DPDCH:Dedicated Physical Data Channel)
3. HS-DSCH のための専用物理制御チャネル(HS-DPCCH:Dedicated Physical Control Channel (uplink) for HS-DSCH)
4. 拡張専用チャネル用専用物理制御チャネル(E-DPCCH:E-DCH Dedicated Physical Control Channel)
5. 拡張専用チャネル用専用物理データチャネル (E-DPDCH: E-DCH Dedicated Physical Data Channel)

なお、DCHはDedicated Channel、EはEnhancedである。

これに対応し、専用上り物理チャネル(Dedicated uplink physical channels)からPhysical Common Packet Channel (PCPCH)が廃止されている。

専用下り物理チャネルからは、DL-DPCCH for CPCHが廃止され、新たに以下の内容が新設されている。

6. 拡張専用チャネル用相対付与チャネル(E-DCH Relative Grant Channel)
7. 拡張専用チャネル用ハイブリッド ARQ 指標チャネル(E-DCH Hybrid ARQ Indicator Channel)
8. 分数専用物理チャネル (F-DPCH : Fractional Dedicated Physical Channel)
9. F-DPCH のための時空間ブロック符号化に基づく送信アンテナダイバーシチ(STTD for F-DPCH :Space time block coding based transmit antenna diversity for F-DPCH) 共通下り物理チャネル (Common downlink physical channels) からは、Physical Downlink Shared Channel (P), CPCH Access Preamble Acquisition Indicator Channel (AP-AICH), CPCH Collision Detection/Channel Assignment Indicator Channel (CD/CA-ICH), CPCH Status Indicator Channel (CSICH)の4つが廃止され、新たに以下の内容が追加されている。
10. 拡張専用チャネル用絶対付与チャネル(E-AGCH : E AGCH ル用絶対付与チャネル(absolute Channel), (a)MBMS インディケータチャネル (MICH: MBMS Indicator Channel)

次に、物理チャネルの構成が変更されたのは、Rel.11(2011-12)である。

専用下り物理チャネルには、新たに以下の内容が新設および追加されている。

11. 【新設】 分数送信プリコーディング指示チャネル(F-TPICH :Fractional Transmitted Precoding Indicator Channel)

12. 【追加】 F-TPICH のための時空間ブロック符号化に基づく送信アンテナダイバーシチ(STTD for F-TPICH)

次に、物理チャネルの構成が変更されたのは、Rel.12(2014-09)である。専用上り物理チャネルには、新たに以下の内容が新設されている。

13. 拡張専用チャネル用二次専用物理制御チャネル(S-E-DPCCH for E-DCH : Secondary Dedicated Physical Control Channel for E-DCH)
 14. 拡張専用チャネル用二次専用物理データチャネル (S-E-DPDCH for E-DCH: Secondary Dedicated Physical Data Channel for E-DCH)
- 共通下り物理チャネルには、以下の内容が追加されている。
15. 復調共通パイロットチャネル (D-CPICH: Demodulation Common Pilot Channel)
 16. 拡張専用チャネル用ランクとオフセットチャンネル(E-ROCH: E-DCH Rank and Offset Channel)
 17. 共通拡張専用チャネル用相対付与チャネル (Common E-DCH Relative Grant Channel)

MIMO 対応が開始される前から変わらない物理チャネルには以下のものがある。

【共通上り物理チャネル】

18. 物理ランダムアクセスチャネル (P: Physical Random Access Channel)

【専用下り物理チャネル】

19. 物理データチャネルのための時空間ブロック符号化に基づく送信アンテナダイバーシチ (STTD for DPCH: Space Time Transmit Diversity for Physical Data Channel)
20. 閉ループモード送信ダイバーシチを有する専用チャネルパイロット (Dedicated channel pilots with closed loop mode transmit diversity)

【共通下り物理チャネル】

21. 共通パイロットチャネル (CPICH: Common Pilot Channel)
22. 一次共通パイロットチャネル(P-CPICH: Primary Common Pilot Channel)
23. 二次共通パイロットチャネル (S-CPICH: Secondary Common Pilot Channel)
24. 下りリンクフェーズリファレンス (Downlink phase reference)
25. 一次共通制御物理チャネル (P-CCPCH: Primary Common Control Physical Channel)
26. STTD エンコードを用いた一次 CCPCH 構造 (Primary CCPCH structure with STTD encoding)
27. 二次共通制御物理チャネル (S-CCPCH: Secondary Common Control Physical Channel)
28. STTD エンコードを用いた二次 CCPCH 構造 (Secondary CCPCH structure with STTD encoding)
29. 同期チャネル (SCH: Synchronisation Channel)
30. 時分割送信ダイバーシチで転送された同期チャネル(SCH transmitted by TSTD: SCH transmitted by Time Switched Transmit Diversity)
31. 取得インディケータチャネル (AICH: Acquisition Indicator Channel)
32. ページングインディケータチャネル (PICH: Paging Indicator Channel)
33. 共有制御チャネル (HS-SCCH: Shared Control Channel)
34. 高速物理下りリンク共有チャネル (HS-PDSCH: High Speed Physical Downlink Shared Channel)

(2) 物理チャネルと物理信号

物理チャネルは、特定のキャリア周波数、スクランブルコード、チャネライゼーションコード (オ

ブション), 時間開始および停止(持続時間を与える), およびアップリンクでの相対位相(0 または $\pi/2$)によって定義される。下り E-HICH および E-RGCH は, それぞれ特定の直交署名シーケンスによってさらに定義される。スクランプリングコードとチャネライゼーションコードは[4]で指定される。時間の持続時間は, チップの整数倍で測定された開始時および終了時によって定義される。仕様でも使用されているチップの適切な倍数は, 次のとおりとなっている。

- 【無線フレーム】: 15 スロットからなる処理時間。無線フレームの長さは, 38400 チップに相当。
- 【スロット】: ビットを含むフィールドで構成される持続時間。スロットの長さは 2560 チップに相当。
- 【サブフレーム】: 物理層における E-DCH および HS-DSCH 送信および E-DCH および HS-DSCH 関連シグナリングの基本時間間隔。サブフレームの長さは, 3 スロット (7680 チップ) に対応。

物理チャンネルのデフォルトの持続時間は, 開始された瞬間から停止している瞬間まで連続している。連続していない物理チャンネルは明示的に記述される。

トランスポートチャンネルは, 物理レイヤのより抽象的な上位レイヤモデルにおいて, 物理チャンネルにマッピングすることができるものとして記述される。物理層自体の中で, 正確なマッピングは, 合成符号化トランスポートチャンネル (CCTrCH) から物理チャンネルのデータ部分までである。データ部分に加えて, チャンネル制御部分および物理信号も存在する。

(3) 物理信号

物理信号は物理チャンネルと同じ基本的なオンエア属性を持つエンティティで, トランスポートチャンネルまたはインディケータがマッピングされていない。物理信号は, 物理チャンネルの機能をサポートするために, 物理チャンネルに関連付けられている。

(4) 物理チャンネルの全体像

(4) - 1 上り物理チャンネル

(4) - 1 - 1 専用上り物理チャンネル

1. 専用物理制御チャンネル(DPCCH:Dedicated Physical Control Channel)
2. 専用物理データチャンネル(DPDCH:Dedicated Physical Data Channel)
3. HS-DSCH のための専用物理制御チャンネル(HS-DPCCH:Dedicated Physical Control Channel (uplink) for HS-DSCH)
4. 拡張専用チャンネル用専用物理制御チャンネル(E-DPCCH:E-DCH Dedicated Physical Control Channel)
5. 拡張専用チャンネル用専用物理データチャンネル (E-DPDCH: E-DCH Dedicated Physical Data Channel)
6. 拡張専用チャンネル用二次専用物理制御チャンネル(S-E-DPCCH for E-DCH : Secondary Dedicated Physical Control Channel for E-DCH)
7. 拡張専用チャンネル用二次専用物理データチャンネル (S-E-DPDCH for E-DCH: Secondary Dedicated Physical Data Channel for E-DCH)

(4) - 1 - 2 共通上り物理チャンネル

8. 拡張専用チャンネル用相対付与チャンネル(E-DCH Relative Grant Channel)
9. 拡張専用チャンネル用ハイブリッド ARQ 指標チャンネル(E-DCH Hybrid ARQ Indicator Channel)
10. 分数専用物理チャンネル (F-DPCH : Fractional Dedicated Physical Channel)
11. F-DPCH のための時空間ブロック符号化に基づく送信アンテナダイバーシチ(STTD for

F-DPCH :Space time block coding based transmit antenna diversity for F-DPCH)

12. 物理ランダムアクセスチャネル (PRACH: Physical Random Access Channel)

(4) - 2 下り物理チャネル

(4) - 2 - 1 専用下り物理チャネル

13. 分数送信プリコーディング指示チャネル(F-TPICH :Fractional Transmitted Precoding Indicator Channel)

14. F-TPICH のための時空間ブロック符号化に基づく送信アンテナダイバーシチ(STTD for F-TPICH)

15. 物理データチャネルのための時空間ブロック符号化に基づく送信アンテナダイバーシチ(STTD for DPCH: Space Time Transmit Diversity for Physical Data Channel)

16. 閉ループモード送信ダイバーシチを有する専用チャネルパイロット (Dedicated channel pilots with closed loop mode transmit diversity)

(4) - 2 - 2 共通下り物理チャネル

17. 拡張専用チャネル用絶対付与チャネル(E-AGCH : E-DCH Absolute Grant Channel)

18. MBMS インディケータチャネル (MICH: MBMS Indicator Channel)

19. 復調共通パイロットチャネル (D-CPICH: Demodulation Common Pilot Channel)

20. 拡張専用チャネル用ランクとオフセットチャンネル(E-ROCH: E-DCH Rank and Offset Channel)

21. 共通拡張専用チャネル用相対付与チャネル (Common E-DCH Relative Grant Channel)

22. 共通パイロットチャネル (CPICH: Common Pilot Channel)

23. 一次共通パイロットチャネル(P-CPICH: Primary Common Pilot Channel)

24. 二次共通パイロットチャネル (S-CPICH: Secondary Common Pilot Channel)

25. 下りリンクフェーズリファレンス (Downlink phase reference)

26. 一次共通制御物理チャネル (P-CCPCH: Primary Common Control Physical Channel)

27. STTD エンコードを用いた一次 CCPCH 構造 (Primary CCPCH structure with STTD encoding)

28. 二次共通制御物理チャネル (S-CCPCH: Secondary Common Control Physical Channel)

29. STTD エンコードを用いた二次 CCPCH 構造 (Secondary CCPCH structure with STTD encoding)

30. 同期チャネル (SCH: Synchronisation Channel),

31. 時分割送信ダイバーシチで転送された同期チャネル(SCH transmitted by TSTD: SCH transmitted by Time Switched Transmit Diversity)

32. 取得インディケータチャネル (AICH: Acquisition Indicator Channel)

33. ページングインディケータチャネル (PICH: Paging Indicator Channel)

34. 共有制御チャネル (HS-SCCH: Shared Control Channel)

35. 高速物理下りリンク共有チャネル (HS-PDSCH: High Speed Physical Downlink Shared Channel)

(5) 代表的な物理リンク

(5) - 1 専用上り物理チャネル:DPCCH, DPCCH2, S-DPCCH and DPDCH

アップリンク DPCCH は、レイヤ 1 で生成された制御情報を搬送するために使用される。

レイヤ 1 制御情報は、コヒーレント検出, 送信電力制御(TPC) コマンド, フィードバック情報(FBI), およびオプションのトランスポートフォーマットコンビネーションインディケータ (TFCI) のチャネル推定をサポートする既知のパイロットビットからなる (図 1)。 トランスポートフォーマットコン

ビネーションインディケータは、同時に送信されたアップリンク DPDCH 無線フレームにマッピングされたトランスポートチャンネルの瞬時トランスポートフォーマットの組み合わせについて受信機に通知する。各無線リンク上には唯一のアップリンク DPCCH が存在する。アップリンク DPCCH は、DL_DCH_FET_Config = 1 のときに、DL FET 動作のための DL FET ACK / NACK シグナリング情報も搬送することができる。

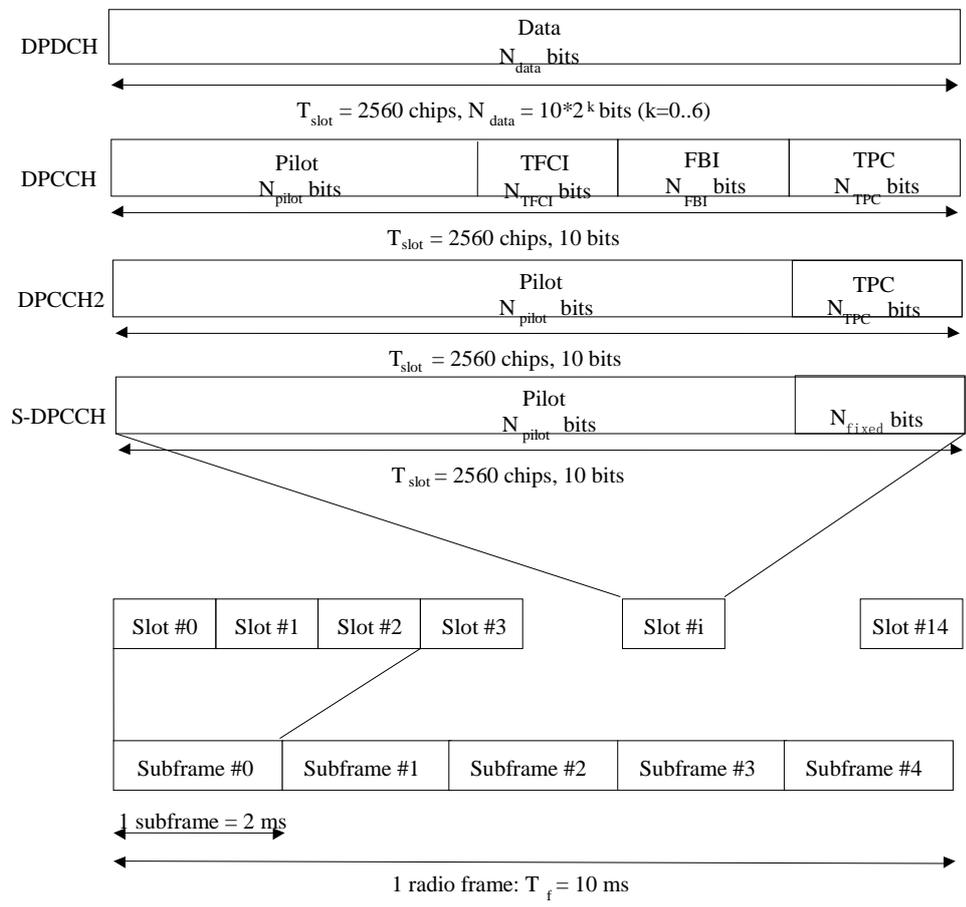


図 1 DPDCH/DPCCH/S-DPCCH/DPCCH2 のフレーム構造
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 1

表 1 DPDCH フィールド

スロット フォーマット 番号	チャネル ビットレート (kbps)	チャネル シンボル レート (ksps)	SF	Bits/ フレーム	Bits/ スロット	N_{data}
0	15	15	256	150	10	10
1	30	30	128	300	20	20
2	60	60	64	600	40	40
3	120	120	32	1200	80	80
4	240	240	16	2400	160	160
5	480	480	8	4800	320	320
6	960	960	4	9600	640	640

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 1 を元に作成

表 2 DPCCH フィールド

スロット フォーマット 番号	チャンネル ビットレート (kbps)	チャンネル シンボル レート (ksps)	SF	Bits/ フレーム	Bits/ スロット	N _{pilot}	N _{TPC}	N _{TFCI}	N _{FBI}	無線フレーム あたりの 送信スロット数
0	15	15	256	150	10	6	2	2	0	15
0A	15	15	256	150	10	5	2	3	0	10-14
0B	15	15	256	150	10	4	2	4	0	8-9
1	15	15	256	150	10	8	2	0	0	8-15
2	15	15	256	150	10	5	2	2	1	15
2A	15	15	256	150	10	4	2	3	1	10-14
2B	15	15	256	150	10	3	2	4	1	8-9
3	15	15	256	150	10	7	2	0	1	8-15
4	15	15	256	150	10	6	4	0	0	8-15
5	15	15	256	150	10	6	2	2*	0	8-15

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 2 を元に作成

表 2A S-DPCCH フィールド

スロット フォーマット 番号	チャンネル ビットレート (kbps)	チャンネル シンボル レート (ksps)	SF	Bits/ フレーム	Bits/ スロット	N _{pilot}	N _{fixed}	無線フレーム あたりの 送信スロット数
1	15	15	256	150	10	8	2	8-15

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 2A を元に作成

表 3 上り DPCCH with N_{pilot} = 3, 4, 5 and 6 のパイロットビットパターン

Bit #	N _{pilot} = 3			N _{pilot} = 4				N _{pilot} = 5					N _{pilot} = 6					
	0	1	2	0	1	2	3	0	1	2	3	4	0	1	2	3	4	5
Slot #0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0
2	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
4	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1
5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0
7	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0
8	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1
11	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1
12	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0
13	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1
14	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 3 を元に作成

表4 上り DPCCH with $N_{\text{pilot}} = 7$ and 8 のパイロットビットパターン

Bit #	$N_{\text{pilot}} = 7$							$N_{\text{pilot}} = 8$							
	0	1	2	3	4	5	6	0	1	2	3	4	5	6	7
Slot #0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0
2	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1
3	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
4	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1
5	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
6	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0
7	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0
8	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1
11	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
12	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0
13	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 4 を元に作成

表5 TPC ビットパターン

TPC Bit Pattern		Transmitter power control command
NTPC = 2	NTPC = 4	
11	1111	1
0	0	0

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 5 を元に作成

(5) - 2 共通上り物理チャネル: PRACH

物理ランダムアクセスチャネル (PRACH) は, RACH を搬送するために使用される.

(5) - 2 - 1 ランダムアクセス送信の全体構造

ランダムアクセス送信は, 高速取得指示を有するスロットアロハ (Slotted ALOHA) アプローチに基づいている. UE は, アクセススロットと呼ばれる多数の明確に定義された時間間隔の始めにランダムアクセス送信を開始することができる. 2つのフレームにつき 15 のアクセススロットがあり, それらは 5120 チップ離れて配置されている (図 2). どのアクセススロットがランダムアクセス送信に利用できるかについての情報は, 上位層によって与えられる.

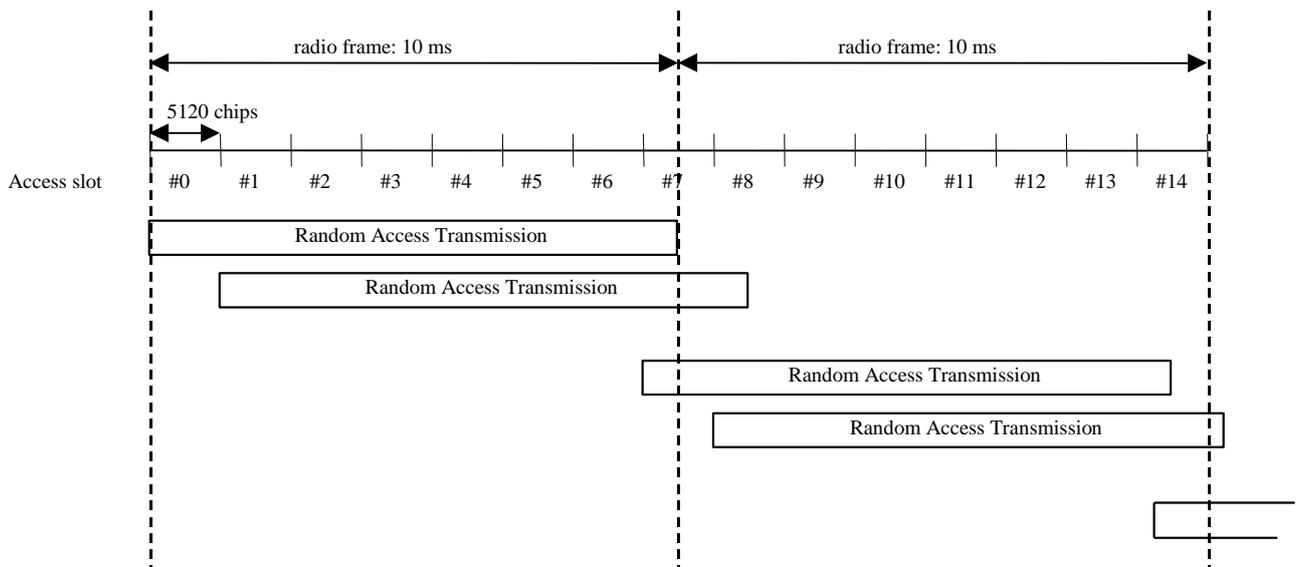


図2 RACH アクセススロット番号とその間隔
 出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 3

ランダムアクセス送信の構造を図3に示す。ランダムアクセス送信は、長さ4096チップの1つまたは複数のプリアンブルと、長さ10msまたは20msのメッセージからなる。

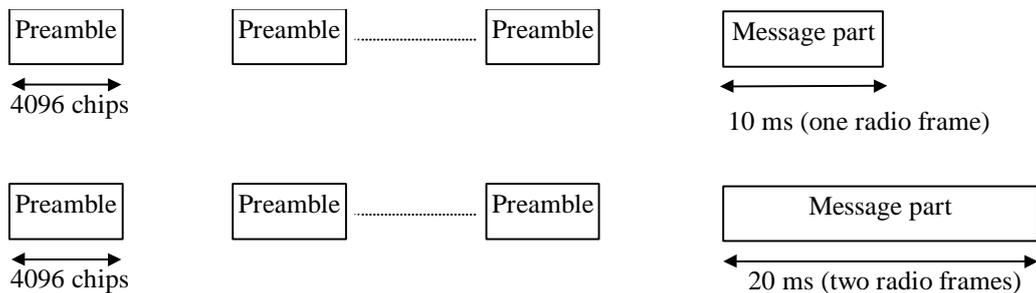


図3 ランダムアクセス送信の構造
 出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 4

(5) - 2 - 2 RACH プリアンブル部

各プリアンブルの長さは4096チップであり、長さ16チップの署名の256回の繰り返しからなる。最大16の利用可能な署名がある。

(5) - 2 - 3 RACH メッセージ部

ランダムアクセスメッセージ部分無線フレームの構造を図4に示す。

10msのメッセージ部分の無線フレームは15スロットに分割され、それぞれの長さは $T_{slot} = 2560$ チップである。各スロットは、2つの部分、RACHトランスポートチャンネルがマッピングされるデータ部分、およびレイヤ1制御情報を運ぶ制御部分からなる。データ部と制御部は並行して送信される。10msのメッセージ部分は、1つのメッセージ部分無線フレームから構成され、20msのメッセージ部分は、2つの連続する10msのメッセージ部分無線フレームからなる。メッセージ部分の長さは、使用中のRACHトランスポートチャンネルの送信時間間隔に等しい。このTTIの長さは、上位レイヤに

よって構成される。

データ部分は、 $10 \cdot 2^k$ ビットで構成される。ここで、 $k = 0, 1, 2, 3$ である。これは、メッセージデータ部分のそれぞれ 256, 128, 64, 32 の拡散係数に対応する。

制御部分は、コヒーレント検出のためのチャンネル推定と 2 つの TFCI ビットをサポートする 8 つの既知のパイロットビットからなる。これは、メッセージ制御部の拡散係数 256 に相当する。パイロットビットパターンは表 8 に記載されている。ランダムアクセスメッセージの TFCI ビットの総数は $15 \cdot 2 = 30$ である。無線フレームの TFCI は、同時に送信されたメッセージパート無線フレームにマッピングされた RACH トランスポートチャンネルのトランスポートフォーマットを示す。20ms の PRACH メッセージ部分の場合、第 2 の無線フレームにおいて TFCI が繰り返される。

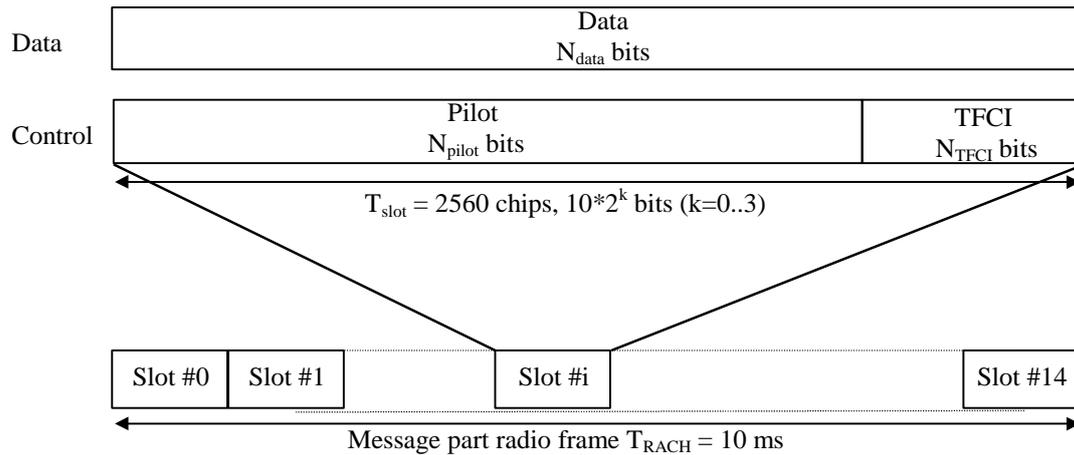


図 4 ランダムアクセスメッセージ部分無線フレームの構造
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 5

表 6 ランダムアクセスメッセージのデータフィールド

Slot Format #i	Channel Bit Rate (kbps)	Channel Symbol Rate (ksps)	SF	Bits/ Frame	Bits/ Slot	N_{data}
0	15	15	256	150	10	10
1	30	30	128	300	20	20
2	60	60	64	600	40	40
3	120	120	32	1200	80	80

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 6 を元に作成

表 7 ランダムアクセスメッセージ制御フィールド

Slot Format #i	Channel Bit Rate (kbps)	Channel Symbol Rate (ksps)	SF	Bits/ Frame	Bits/ Slot	N_{pilot}	N_{TFCI}
0	15	15	256	150	10	8	2

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 7 を元に作成

表 8 RACH message part with $N_{\text{pilot}} = 8$ のためのパイロットビットパターン

Bit #	$N_{\text{pilot}} = 8$							
	0	1	2	3	4	5	6	7
Slot #0	1	1	1	1	1	1	1	0
1	1	0	1	0	1	1	1	0
2	1	0	1	1	1	0	1	1
3	1	0	1	0	1	0	1	0
4	1	1	1	0	1	0	1	1
5	1	1	1	1	1	1	1	0
6	1	1	1	1	1	0	1	0
7	1	1	1	0	1	0	1	0
8	1	0	1	1	1	1	1	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	0	1	1	1	0	1	1
11	1	1	1	0	1	1	1	1
12	1	1	1	0	1	0	1	0
13	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	1	0	1	1	1	1

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 8 を元に作成

(5) - 3 専用下り物理チャネル

下り専用物理チャネル(下り DPCH)は、部分専用物理チャネル(F-DPCH)、E-DCH 相対許可チャネル(E-RGCH)、E-DCH ハイブリッド ARQ インディケータチャネル(E-HICH)、および部分送信プリコーディングインディケータチャネル(F-TPICH)を含む。

1つの下り DPCH 内で、レイヤ 2 以上で生成された専用データ、すなわち専用トランスポートチャネル(DCH)は、レイヤ 1 で生成された制御情報(既知のパイロットビット、TPC コマンド、およびオプションの TFCI)を用いて時間多重で送信される。従って、下り DPCH は、下り DPDCH と下り DPCCH の時間多重とみなすことができる。

図 5 は、下り DPCH のフレーム構造を示す。長さ 10ms の各フレームは、1つの電力制御期間に対応する長さ $T_{\text{slot}} = 2560$ チップの各々 15 個のスロットに分割される。

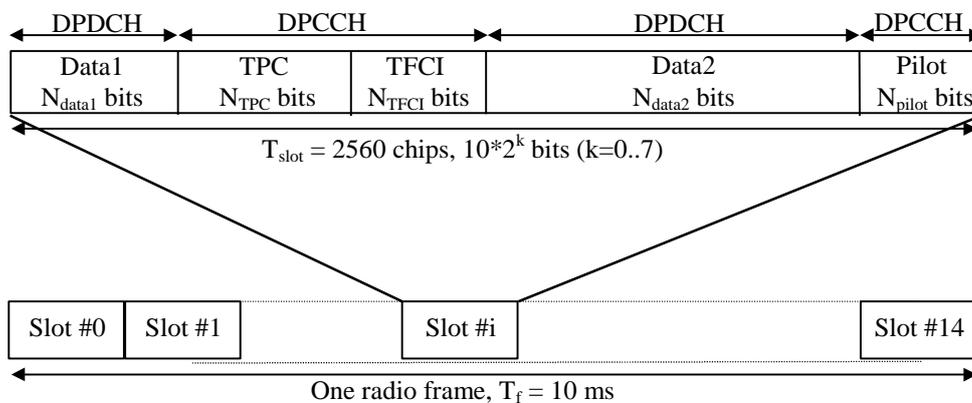


図 5 下り DPCH のフレーム構造

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 9

図 5 のパラメータ k は、下り DPCH スロット当たりの総ビット数を決定する。拡散係数(SF:

Spreading Factor) = $512/2^k$ として、物理チャネルの拡散係数 SF に関する。したがって、拡散係数は、512 から 4 までの範囲であり得る。

異なる下り DPCH フィールド (N_{pilot} , N_{TPC} , N_{TFCI} , N_{data1} および N_{data2}) の正確なビット数が表 9 に示されている。どのスロットフォーマットを上位層によって構成し、上位層によって再構成することもできる。

基本的に 2 つのタイプのダウンリンク専用物理チャネルが存在する。(例えば、いくつかの同時サービスのための) TFCI を含むものと、TFCI を含まないもの(例えば固定料金サービスのためのもの)とを含む。これらのタイプは、表 9 の重複した行に反映される。TFCI が送信されるべきかどうかを決定する UTRAN であり、すべての UE が TFCI の下りでの使用をサポートすることが必須である。

圧縮されたフレームでは、通常モードと比べて異なるスロットフォーマットが使用される。A と B とラベル付けされた 2 つの可能な圧縮スロットフォーマットがある。スロットフォーマット B は、拡散係数低減によって圧縮されたフレームで使用され、スロットフォーマット A は、上位レイヤスケジューリングによって圧縮されたフレームで使用される。表 9 に示すチャネルビットとシンボルレートは、拡散直前のレートである。

表9 DPDCH フィールドと DPCCH フィールド

スロット フォーマット 番号	チャンネル ビットレート (kbps)	チャンネル シンボル レート (ksps)	SF	Bits/ スロット	DPDCH Bits/スロット		DPCCH Bits/スロット			送信スロット数 (N _{Tr} あたり)
					N _{Data1}	N _{Data2}	N _{TPC}	N _{TFCI}	N _{Pilot}	
0	15	7.5	512	10	0	4	2	0	4	15
0A	15	7.5	512	10	0	4	2	0	4	8-14
0B	30	15	256	20	0	8	4	0	8	8-14
1	15	7.5	512	10	0	2	2	2	4	15
1B	30	15	256	20	0	4	4	4	8	8-14
2	30	15	256	20	2	14	2	0	2	15
2A	30	15	256	20	2	14	2	0	2	8-14
2B	60	30	128	40	4	28	4	0	4	8-14
3	30	15	256	20	2	12	2	2	2	15
3A	30	15	256	20	2	10	2	4	2	8-14
3B	60	30	128	40	4	24	4	4	4	8-14
4	30	15	256	20	2	12	2	0	4	15
4A	30	15	256	20	2	12	2	0	4	8-14
4B	60	30	128	40	4	24	4	0	8	8-14
5	30	15	256	20	2	10	2	2	4	15
5A	30	15	256	20	2	8	2	4	4	8-14
5B	60	30	128	40	4	20	4	4	8	8-14
6	30	15	256	20	2	8	2	0	8	15
6A	30	15	256	20	2	8	2	0	8	8-14
6B	60	30	128	40	4	16	4	0	16	8-14
7	30	15	256	20	2	6	2	2	8	15
7A	30	15	256	20	2	4	2	4	8	8-14
7B	60	30	128	40	4	12	4	4	16	8-14
8	60	30	128	40	6	28	2	0	4	15
8A	60	30	128	40	6	28	2	0	4	8-14
8B	120	60	64	80	12	56	4	0	8	8-14
9	60	30	128	40	6	26	2	2	4	15
9A	60	30	128	40	6	24	2	4	4	8-14
9B	120	60	64	80	12	52	4	4	8	8-14
10	60	30	128	40	6	24	2	0	8	15
10A	60	30	128	40	6	24	2	0	8	8-14
10B	120	60	64	80	12	48	4	0	16	8-14
11	60	30	128	40	6	22	2	2	8	15
11A	60	30	128	40	6	20	2	4	8	8-14
11B	120	60	64	80	12	44	4	4	16	8-14
12	120	60	64	80	12	48	4	8*	8	15
12A	120	60	64	80	12	40	4	16*	8	8-14
12B	240	120	32	160	24	96	8	16*	16	8-14
13	240	120	32	160	28	112	4	8*	8	15
13A	240	120	32	160	28	104	4	16*	8	8-14
13B	480	240	16	320	56	224	8	16*	16	8-14
14	480	240	16	320	56	232	8	8*	16	15
14A	480	240	16	320	56	224	8	16*	16	8-14
14B	960	480	8	640	112	464	16	16*	32	8-14
15	960	480	8	640	120	488	8	8*	16	15
15A	960	480	8	640	120	480	8	16*	16	8-14
15B	1920	960	4	1280	240	976	16	16*	32	8-14
16	1920	960	4	1280	248	1000	8	8*	16	15
16A	1920	960	4	1280	248	992	8	16*	16	8-14
17	30	15	256	20	18	0	2	0	0	8-15
18	60	30	128	40	38	0	2	0	0	8-15

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table11 を元で作成

表 10 パイロット=2,4,8,16 のダウンリンク DPCCH のためのパイロットビットパターン

シンボル 番号	$N_{\text{pilot}} = 2$	$N_{\text{pilot}} = 4$ (*1)		$N_{\text{pilot}} = 8$ (*2)				$N_{\text{pilot}} = 16$ (*3)							
	0	0	1	0	1	2	3	0	1	2	3	4	5	6	7
スロット 0	11	11	11	11	11	11	10	11	11	11	10	11	11	11	10
1	00	11	00	11	00	11	10	11	00	11	10	11	11	11	00
2	01	11	01	11	01	11	01	11	01	11	01	11	10	11	00
3	00	11	00	11	00	11	00	11	00	11	00	11	01	11	10
4	10	11	10	11	10	11	01	11	10	11	01	11	11	11	11
5	11	11	11	11	11	11	10	11	11	11	10	11	01	11	01
6	11	11	11	11	11	11	00	11	11	11	00	11	10	11	11
7	10	11	10	11	10	11	00	11	10	11	00	11	10	11	00
8	01	11	01	11	01	11	10	11	01	11	10	11	00	11	11
9	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	00	11	11
10	01	11	01	11	01	11	01	11	01	11	01	11	11	11	10
11	10	11	10	11	10	11	11	11	10	11	11	11	00	11	10
12	10	11	10	11	10	11	00	11	10	11	00	11	01	11	01
13	00	11	00	11	00	11	11	11	00	11	11	11	00	11	00
14	00	11	00	11	00	11	11	11	00	11	11	11	10	11	01

*1: スロットフォーマットの 2B と 3B 以外で使用

*2: スロットフォーマットの 0B, 1B, 4B, 5B, 8B, 9B 以外で使用

*3: スロットフォーマットの 6B, 7B, 10B, 11B, 12B, 13B 以外で使用

注: スロットフォーマット nB の場合, $n=0, \dots, 15$ の場合, $N_{\text{pilot}}/2$ に対応するパイロットビットパターンが使用され, シンボルの繰り返しが適用される.

出典: 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table12 を元に作成

(5) - 3 共用下り物理チャネル

(5) - 3 - 1 共通パイロットチャネル (CPICH)

CPICH は, 予め定義されたビットシーケンスを運ぶ固定レート (30kbps, SF = 256) の下り物理チャネルである. CPICH のフレーム構造を図 6 に示す.

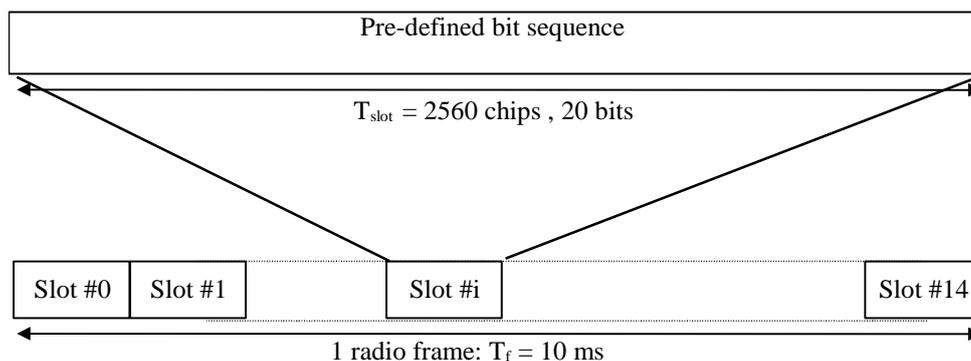


図 6 共通パイロットチャネルのフレーム構造

出典: 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 13

送信ダイバーシチが P-CCPCH および SCH 上で使用される場合, CPICH は, 同じチャネライゼーションコードおよびスクランプリングコードを使用して両方のアンテナから送信されるものとする. この場合, CPICH の予め定義されたビットシーケンスは, アンテナ 1 とアンテナ 2 とで異なる (図 7 参照). 送信ダイバーシチがない場合, 図 7 のアンテナ 1 のビットシーケンスが使用される.

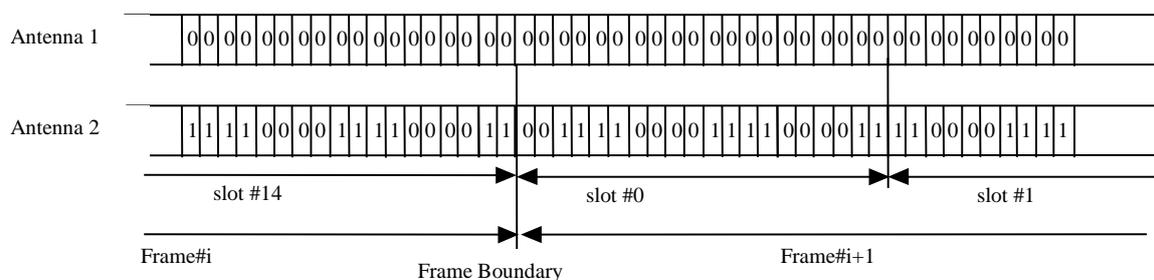


図 7 共通パイロットチャネルの変調パターン
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 14

共通パイロットチャネルには、一次と二次の 2 種類の CPICH がある。

(5) - 3 - 2 一次共通パイロットチャネル (P-CPICH)

一次共通パイロットチャネル (P-CPICH) は、以下の特徴を有する。

- P-CPICH には常に同じチャンネル化コードを使用する
- P-CPICH は、主スクランブリングコードによってスクランブルされる
- 1 つのセルにつき 1 つの P-CPICH しか存在しない。
- P-CPICH は、セル全体にわたってブロードキャストされる。

(5) - 3 - 3 二次共通パイロットチャネル (S-CPICH)

二次共通パイロットチャネル (S-CPICH) は、以下の特徴を有する。

- SF = 256 の任意のチャネライゼーションコードが S-CPICH に使用される。
- S-CPICH は、第 1 または第 2 スクランブリングコードのいずれかによってスクランブルされる。
- セル当たり 0 個、1 個、またはいくつかの S-CPICH が存在し得る。
- S-CPICH は、セル全体にわたって、またはセルの一部にわたってのみ送信されてもよい。
- MIMO モードまたは 4 つの送信アンテナを有する MIMO モードで構成された UE によって第 2、第 3 または第 4 の送信アンテナの位相基準として使用される S-CPICH は、第 1 のスクランブリングコードおよび アンテナ 1 パターンである。

(5) - 3 - 4 復調共通パイロットチャネル (D-CPICH)

復調共通パイロットチャネル (D-CPICH) は、以下の特徴を有する。

- SF = 256 の任意のチャネライゼーションコードが D-CPICH のために使用される。
- D-CPICH は、主スクランブリングコードによってスクランブルされる。
- セル当たり 0 または 2 つの D-CPICH が存在してもよい。
- D-CPICH は、セル全体にわたって送信されなければならない。
- 図 7 のアンテナ 1 と同じ定義済みのビットシーケンスを持つ。
- D-CPICH はプリコーディングされておらず、第 3 または第 4 の送信アンテナから送信される。
- 2 つの D-CPICH が動作する UE は、UE が HS-PDSCH を受信するようにスケジュールされている HS-DSCH TTI 内に D-CPICH が存在すると仮定することができる。

(5) - 3 - 5 一次共通制御物理チャネル (P-CCPCH)

一次 CCPCH は、BCH トランスポートチャネルを搬送するために使用される固定レート (30kbps, SF = 256) の下り物理チャネルである。

一次 CCPCH のフレーム構造を図 8 に示す。フレーム構造は、TPC コマンドがなく、TFCI もパイロットビットも送信されないという点で、下り DPCH とは異なる。一次 CCPCH は、各スロットの最初の 256 チップの間には送信されない。代わりに、一次 SCH と二次 SCH がこの期間中に送信される。

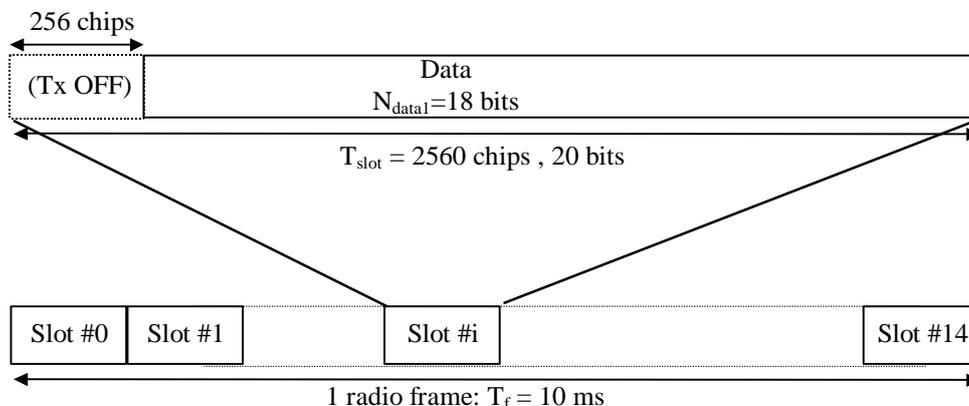


図 8 一次共通制御物理チャンネルのフレーム構造
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 13

(5) - 3 - 5 STTD 符号化を用いた一次 CCPCH 構造

ダイバーシチアンテナが UTRAN に存在し、P-CCPCH が開ループ送信ダイバーシチを使用して送信される場合、P-CCPCH のデータビットは、STTD でエンコードされる。2 つの最後のデータビットが STTD 符号化されず、代わりに両方のアンテナから等しい電力で送信されるスロット #14 を除いて、偶数番号スロットの最後の 2 つのデータビットは、次のスロットの最初の 2 つのデータビットと共に STTD 符号化される (図 9)。上位レイヤにおいて STTD 符号化が P-CCPCH に使用されるか否かを通知する。さらに、P-CCPCH 上の STTD 符号化の有無は、SCH を変調することによって示される。セル間の電源投入およびハンドオーバー中に、UE は、上位レイヤのメッセージを受信すること、SCH チャンネルを復調すること、または上記の 2 つの方式の組み合わせによって、P-CCPCH 上の STTD 符号化の存在を判定することができる。

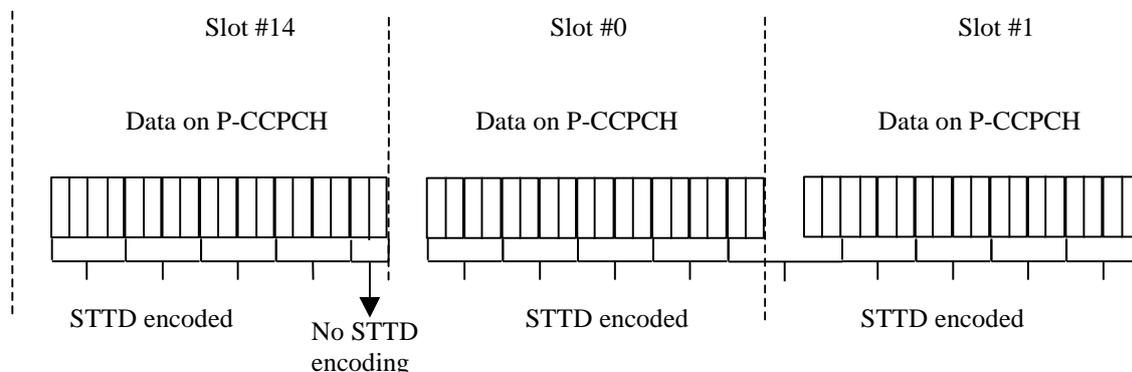


図 9 P-CCPCH のデータビットのための STTD 符号化
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 16

(5) - 3 - 5 二次共通制御物理チャネル (S-CCPCH)

二次 CCPCH は、FACH および PCH を搬送するために使用され、BCH を搬送するように構成することもできる。二次 CCPCH には、TFCI を含む TFCI と TFCI を含まない TFCI の 2 種類がある。TFCI を送信する必要があるかどうかを判断するのは UTRAN であるため、すべての UE が TFCI の使用をサポートすることが必須である。二次 CCPCH の可能なレートの設定は、下り DPCH の場合と同じである。二次 CCPCH のフレーム構造を図 10 に示す。

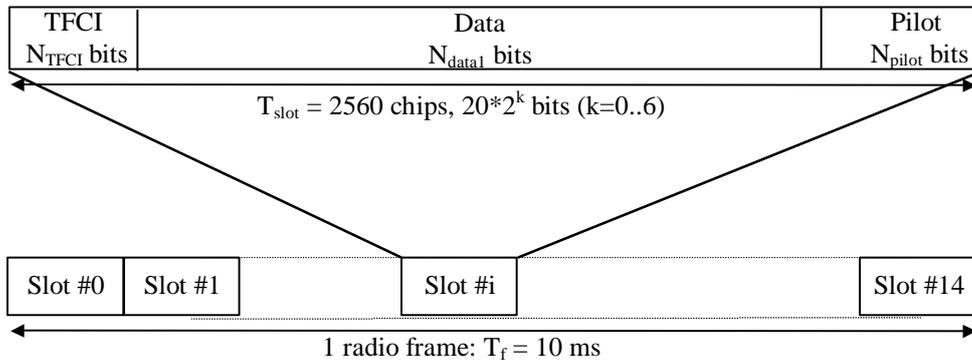


図 10 二次共通制御物理チャネルのフレーム構造
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 17

図 10 のパラメータ k は、下り二次 CCPCH スロット当たりの総ビット数を決定する。 $SF = 256/2k$ として、物理チャネルの拡散率 SF に関係する。拡散係数の範囲は 256 から 4 である。

フィールド当たりのビット数の値を表 11 に示す。表 11 に示すチャネルビットおよびシンボルレートは、拡散直前のレートである。QPSK に適用可能なスロットフォーマットのためのパイロットパターンは、表 12 に示されている。DTX は、16QAM スロットフォーマットのパイロットフィールドにおいて使用されなければならない。すなわち、このリリースではパイロットビットは使用されない。二次 CCPCH にマッピングされた BCH は、表 11 の特定の固定二次 CCPCH スロットフォーマットを使用し、このスロットフォーマットは BCH の搬送にしか使用できない。

FACH および PCH は、同じまたは二次 CCPCH にマッピングすることができる。FACH と PCH が同じ二次 CCPCH にマッピングされている場合、それらは同じフレームにマッピングできる。二次 CCPCH にマッピングされた BCH は、他のトランスポートチャネルと多重化することなく、別個の二次 CCPCH にしかマッピングすることができない。CCPCH と下り専用物理チャネルの主な違いは、CCPCH が内部ループ電力制御ではないことである。一次 CCPCH と二次 CCPCH との主な違いは、一次 CCPCH (BCH) にマッピングされたトランスポートチャネルは、あらかじめ定義されたトランスポートフォーマットの固定の組み合わせのみを持つことができ、二次 CCPCH は、それにマッピングされたトランスポートチャネル上で複数のトランスポートフォーマットの組み合わせをサポートし、TFCI を使用する可能性を提供する。

表 11 二次 CCPCH フィールド

Slot Format #i	Channel Bit Rate (kbps)	Channel Symbol Rate (ksps)	SF	Bits/ Frame	Bits/ Slot	N _{data}	N _{pilot}	N _{TFCI}
0	30	15	256	300	20	20	0	0
1	30	15	256	300	20	12	8	0
2	30	15	256	300	20	18	0	2
3	30	15	256	300	20	10	8	2
4	60	30	128	600	40	40	0	0
5	60	30	128	600	40	32	8	0
6	60	30	128	600	40	38	0	2
7	60	30	128	600	40	30	8	2
8	120	60	64	1200	80	72	0	8*
9	120	60	64	1200	80	64	8	8*
10	240	120	32	2400	160	152	0	8*
11	240	120	32	2400	160	144	8	8*
12	480	240	16	4800	320	312	0	8*
13	480	240	16	4800	320	296	16	8*
14	960	480	8	9600	640	632	0	8*
15	960	480	8	9600	640	616	16	8*
16	1920	960	4	19200	1280	1272	0	8*
17	1920	960	4	19200	1280	1256	16	8*
18***	60	15	256	600	40	36	0	4
19***	120	30	128	1200	80	76	0	4
20***	240	60	64	2400	160	144	0	16*
21***	480	120	32	4800	320	272	32**	16*
22***	960	240	16	9600	640	560	64**	16*
23***	1920	480	8	19200	1280	1136	128**	16*
BCH****	30	15	256	300	20	18	0	0

出典 : 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 18 を元で作成

表 12 パイロットシンボルパターン

Symbol #	N _{pilot} = 8				N _{pilot} = 16							
	0	1	2	3	0	1	2	3	4	5	6	7
Slot #0	11	11	11	10	11	11	11	10	11	11	11	10
1	11	0	11	10	11	0	11	10	11	11	11	0
2	11	1	11	1	11	1	11	1	11	10	11	0
3	11	0	11	0	11	0	11	0	11	1	11	10
4	11	10	11	1	11	10	11	1	11	11	11	11
5	11	11	11	10	11	11	11	10	11	1	11	1
6	11	11	11	0	11	11	11	0	11	10	11	11
7	11	10	11	0	11	10	11	0	11	10	11	0
8	11	1	11	10	11	1	11	10	11	0	11	11
9	11	11	11	11	11	11	11	11	11	0	11	11
10	11	1	11	1	11	1	11	1	11	11	11	10
11	11	10	11	11	11	10	11	11	11	0	11	10
12	11	10	11	0	11	10	11	0	11	1	11	1
13	11	0	11	11	11	0	11	11	11	0	11	0
14	11	0	11	11	11	0	11	11	11	10	11	1

出典 : 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Table 19 を元で作成

(5) - 4 同期チャンネル (SCH)

同期チャンネル (SCH) は、セルサーチに使用される下り信号である。SCH は、一次および二次 SCH の 2 つのサブチャンネルからなる。第 1 および第 2 の SCH の 10ms の無線フレームは、各々 2560 チップの 15 個のスロットに分割される。SCH 無線フレームの構造を図 11 に示す。

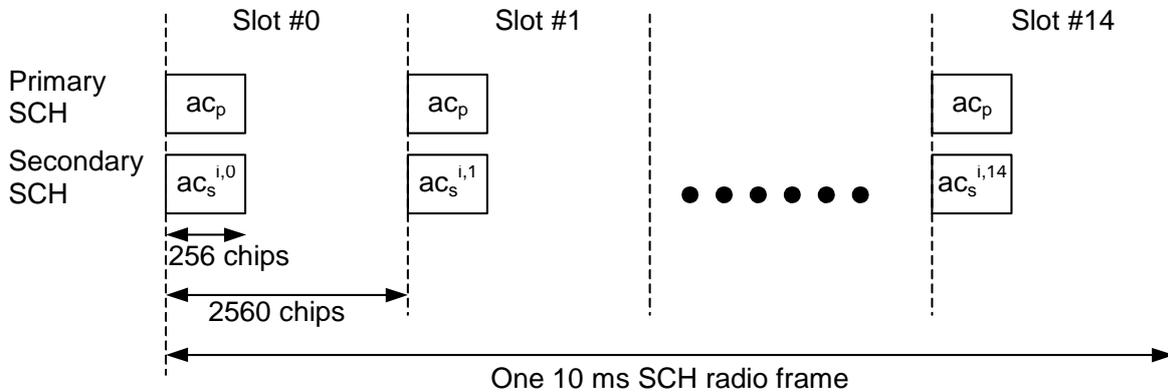


図 11 同期チャンネル (SCH) の構造
出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 18

一次 SCH は、長さ 256 チップの変調コード、図 11 に C_p で示され、スロット毎に送信される一次同期コード (PSC) からなる。PSC は、システム内のすべてのセルで同じである。

二次 SCH は、一次 SCH と並行して送信される、長さ 256 のチップの長さ 15 のシーケンスの変調コード、二次同期コード (SSC) を繰り返し送信することからなる。SSC は、図 11 の C_s^{i,k} で示され、i = 0, 1, ..., 63 はスクランプリングコードグループの番号であり、k = 0, 1, ..., 14 はスロット番号である。各 SSC は、256 の長さの 16 の異なるコードのセットから選択される。二次 SCH 上のこのシーケンスは、セルの下りスクランプリングコードがどのコードグループに属するかを示す。

一次および二次同期符号は、図 11 に示すシンボル a によって変調され、P-CCPCH 上の STTD 符号化の有無を示し、以下の表によって与えられる。

表 13 P-CCPCH 上の STTD 符号化の有無

P-CCPCH STTD encoded	a = +1
P-CCPCH not STTD encoded	a = -1

出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) P42

(5) - 4 - 2 TSTD によって送信された SCH

図 12 は、TSTD 方式によって送信される SCH の構造を示す。偶数番号のスロットでは、PSC と SSC の両方がアンテナ 1 で送信され、奇数番号のスロットでは、PSC と SSC の両方がアンテナ 2 で送信される。

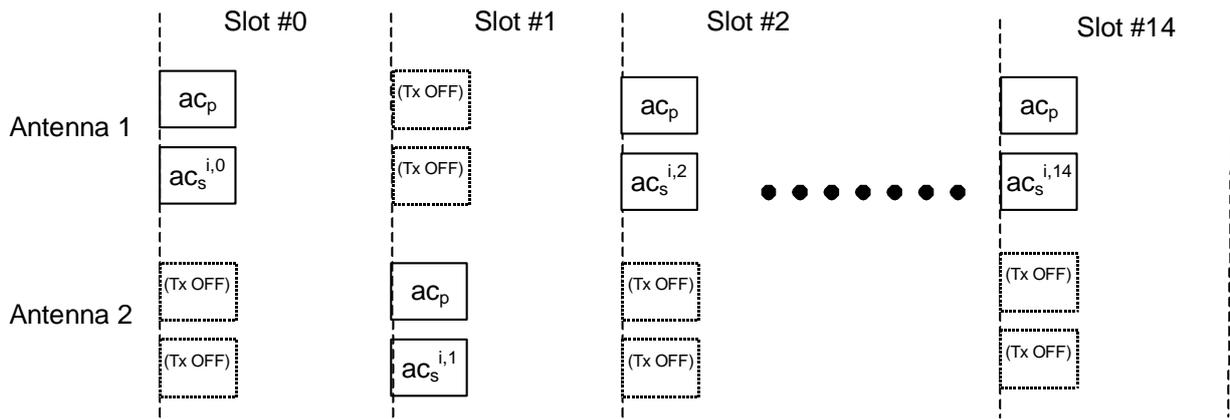


図 12 TSTD 方式で送信される SCH の構造
 出典：3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 19

B. TDD (Time Division Duplex) [2]

(1) 物理チャネルの変遷

TDD の物理チャネルの構成は、Rel.6(2003-12)には、3.84Mcps オプションのための物理チャネル、1.28Mcps オプションのための物理チャネルとして規定されていた。Rel.7(2006-03)では、新たに 7.68 Mcps オプションのための物理チャネルとして規定されていた。

(1) - 1 Rel.7 の追加規定内容

Rel.7(2006-03)で追加された新たな物理チャネルとしては、3.84Mcps オプションと 1.28Mcps オプションには、MBMS インディケータチャネル(MICH: MBMS Indicator Channel)、1.28Mcps オプションには物理レイヤ共通制御チャネル(PLCCH: Physical Layer Common Control Channel)が規定された。

(1) - 2 Rel.8 の追加規定内容

Rel.8(2008-03)の 3.84Mcps 及び 7.68Mcps オプションのための物理チャネルでは、上り物理チャネルの伝搬にはバーストタイプ 4 が、二次共通制御物理チャネル(S-CCPCH: Secondary common control physical channel)には S-CCPCH 変調が、MBMS インディケータチャネル(MICH: MBMS Indicator Channel)には MICH バーストタイプ 4 のために MBMS インディケータのマッピングが、また、新たに E-DCH 物理上りチャネル(E-PUCH: E-DCH Physical Uplink Channel)、E-DCH ランダムアクセス上り制御チャネル(E-RUCCH: E-DCH Random Access Uplink Control Channel)、E-DCH 絶対付与チャネル(E-AGCH: E-DCH Absolute Grant Channel)、E-DCH ハイブリッド ARQ 肯定応答インディケータチャネル(E-HICH: E-DCH Hybrid ARQ Acknowledgement Indicator Channel)が、追加規定された。

Rel.8(2008-03)の 1.28Mcps オプションのための物理チャネルでは、3.84Mcps オプションのために追加規定された E-PUCH、E-RUCCH、E-AGCH、E-HICH に加え、専用物理チャネル(DPCH: Dedicated physical channel)には専用キャリア MBSFN バーストフォーマットと MT バースト及び MS バーストのための TFCI の送信と MBSFN のタイムスロットフォーマット、専用キャリア MBSFN のトレーニングシーケンスが、ミッドアンプル送信電力にはプリアンプル割り当ておよびプリアンプル送信電力が追加規定された。

(1) - 3 Rel.9 の追加規定内容

Rel.9(2009-12)の 3.84Mcps オプションのための物理チャンネルでは、3.84 Mcps MBSFN IMB オプションの物理チャンネルとして、一次共通パイロットチャンネル(P-CPICH: Primary Common Pilot Channel)、時間多重化共通パイロットチャンネル (T-CPICH: Time-multiplexed Common Pilot Channel)、一次共通制御物理チャンネル (P-CCPCH: Primary common control physical channel)、セカンダリ共通制御物理チャンネル (S-CCPCH: Secondary common control physical channel)、同期チャンネル (SCH: Synchronisation channel)、MBMS インディケータチャンネル (MICH: MBMS indicator channel)、及び、物理チャンネル間のタイミング関係が追加規定された。

Rel.9(2009-12)の 1.28Mcps オプションのための物理チャンネルでは、高速物理下り共有チャンネル (HS-PDSCH: High Speed Physical Downlink Shared Channel) には SS と TPC の伝送が、新たにスタンドアロンミッドアンブルチャンネルが、DL 物理チャンネルのミッドアンブル割り当てには、レイヤ 1 によるミッドアンブル割り当てに特別デフォルトミッドアンブルが追加規定された。

(2) 物理チャンネル (TDD) のフレーム構造

(2) - 1 TDMA フレーム

TDMA フレームは、10ms の持続時間を有し、それぞれ $2560 * T_c$ 持続時間の 15 個のタイムスロット (TS) に細分される。タイムスロットは 2560 チップに対応する。タイムスロットはバーストである。

各 10ms フレームは、15 個のタイムスロットからなり、それぞれがアップリンクまたはダウンリンクのいずれかに割り当てられる (図 13)。このような柔軟性により、TDD モードはさまざまな環境および展開シナリオに適合させることができる。いずれの構成においても、少なくとも 1 つのタイムスロットがダウンリンクに割り当てられなければならない。キャリア全体が MBSFN に割り当てられている場合、アップリンクタイムスロットがないことを除いて少なくとも 1 つのタイムスロットがアップリンクに割り当てられなければならない。

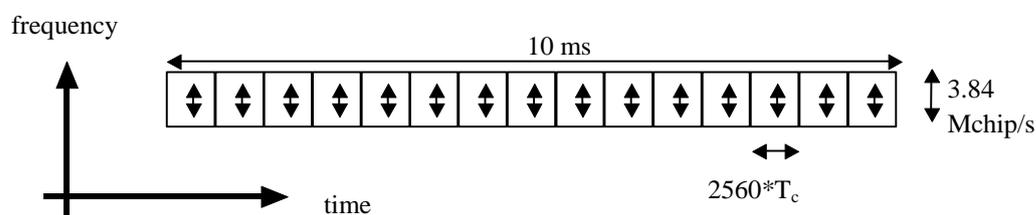


図 13 TDD フレーム構造

出典 : 3GPP TS 25.221 V14.0.0 (2017-03) Figure 2

(2) - 2 E-DCH 物理アップリンクチャンネル (E-PUCH)

1 つまたは複数の E-PUCH が、各 E-DCH TTI においてアップリンク E-DCH トランスポートチャンネルおよび関連する制御情報 (E-UCCH) を搬送するために使用される。E-PUCH 使用のために UTRAN によって指定されたタイムスロットにおいて、1 つまでの E-PUCH が UE によって送信されてもよい。他の物理チャンネルは、E-PUCH タイムスロットで UE によって送信されることはできない。

E-DCH 上りリンク制御チャンネル (E-UCCH) は、E-DCH に関連するアップリンク制御情報を搬送し、E-PUCH にマッピングされたインディケータフィールド内に搬送される。上位層による構成に応じて、E-PUCH バーストは E-UCCH および TPC を含んでも含まなくてもよい。E-PUCH が E-UCCH を含む場合、TPC も送信される。E-PUCH が E-UCCH を含まない場合、TPC は送信されない。

上位レイヤは、E-DCH TTI に E-UCCH / TPC を含むことができるタイムスロットの最大数 (N_{E-UCCH}) を示すものとする。 n_{TS} E-PUCH タイムスロットの割り当てのために、UE は E-DCH TTI の最初の m 個の割り当てられたタイムスロット上で E-UCCH および TPC を送信しなければならない。

図 14 および図 15 は、E-UCCH / TPC フィールドがある場合とない場合の E-PUCH データバーストを示す。

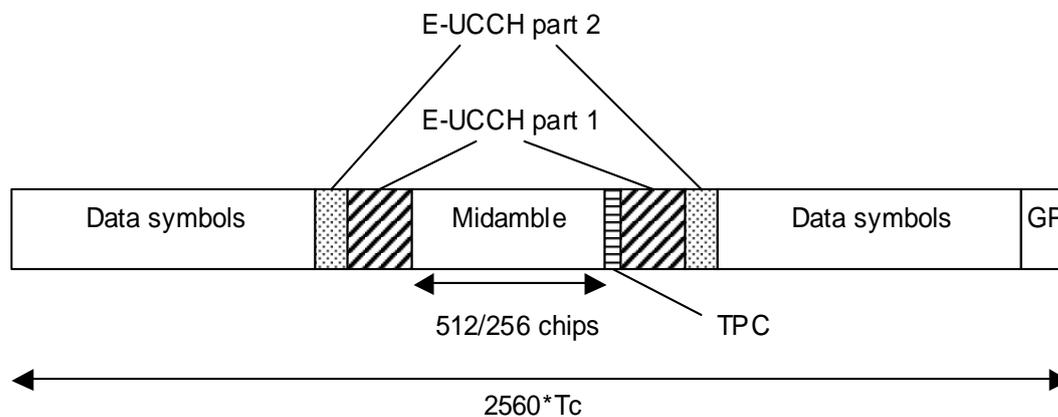


図 14 E-PUCH データバーストにおける E-UCCH パート 1、E-UCCH パート 2 および TPC の位置
出典：3GPP TS 25.221 V14.0.0 (2017-03) Figure 17c

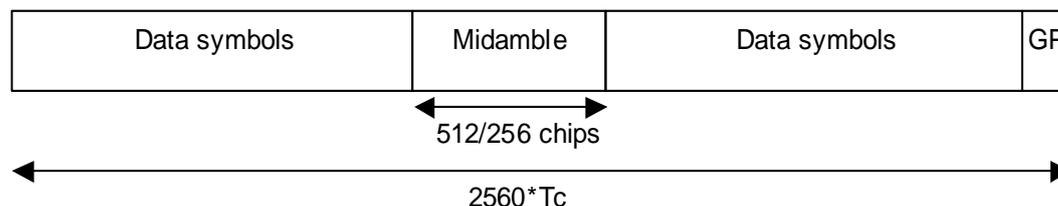


図 15 E-UCCH / TPC なしの E-PUCH データバースト
出典：3GPP TS 25.221 V14.0.0 (2017-03) Figure 17d

【出典】

- [1] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 14), 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03)
- [2] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 14), 3GPP TS 25.221 V14.0.0 (2017-03)

【参考資料】

- [1] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 14), 3GPP TS 25.211 V14.0.0 (2017-03)
- [2] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 14), 3GPP TS 25.221 V14.0.0 (2017-03)

- [3] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 6), 3GPP TS 25.211 V6.0.0 (2003-12)
- [4] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 7), 3GPP TS 25.211 V7.0.0 (2006-03)
- [5] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 8), 3GPP TS 25.211 V8.0.0 (2008-03)
- [6] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 9), 3GPP TS 25.211 V9.0.0 (2009-09)
- [7] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 10), 3GPP TS 25.211 V10.0.0 (2010-09)
- [8] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 11), 3GPP TS 25.211 V11.0.0 (2011-12)
- [9] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 12), 3GPP TS 25.211 V12.0.0 (2014-09)
- [10] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD) (Release 13), 3GPP TS 25.211 V13.0.0 (2015-12)
- [11] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 5), 3GPP TS 25.221 V5.0.0 (2002-03)
- [12] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 6), 3GPP TS 25.221 V6.0.0 (2003-12)
- [13] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 7), 3GPP TS 25.221 V7.0.0 (2006-03)
- [14] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 8), 3GPP TS 25.221 V8.0.0 (2008-03)
- [15] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 9), 3GPP TS 25.221 V9.0.0 (2009-12)
- [16] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 10), 3GPP TS 25.221 V10.0.0 (2010-12)
- [17] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 11), 3GPP TS 25.221 V11.0.0 (2012-09)

- [18] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 12), 3GPP TS 25.221 V12.0.0 (2014-09)
- [19] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD) (Release 13), 3GPP TS 25.221 V13.0.0 (2015-12)

【技術分類】 4-1 標準化/Wireless WAN (3GPP)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-1-3 各チャネルの役割

【技術内容】

本項目では、物理下り制御チャネル(PDCCH: Physical downlink control channel)、物理上りリンク制御チャネル(PUCCH: Physical uplink control channel)、物理ハイブリッド自動再送信要求インディケータチャネル(PHICH: Physical hybrid ARQ (Automatic Repeat reQuest) indicator channel)、チャネル状態情報 (CSI: Channel State Information) について紹介する。

(1) 物理下り制御チャネル(PDCCH: Physical downlink control channel)

物理下り制御チャネルは、基地局がスケジューリングにより選択したユーザに対して、無線リソースの割り当て情報を通知するために使用される。

(1) - 1 PDCCH の変遷([7]~[20])

PDCCH の規格は、Rel.8 では、PDCCH 形式、スクランブリング、変調、レイヤマッピングとプリコーディング、リソース要素の条件が示された。これに応える形で、Rel.9 では、PDCCH の多重化およびスクランブリングが規定された。Rel.10 では、更に、制御フォーマットインディケータ (Control Format Indicator) の 割り当て手順が規定された。Rel.11 では、拡張物理下りリンク制御チャネル(EPDCCH: Enhanced Physical Downlink Control Channel)の EPDCCH フォーマット、スクランブリング、変調、レイヤマッピングとプリコーディング、リソース要素へのマッピングが規定された。Rel.14 では、MTC 物理下りリンク制御チャネル(MPDCCH: Machine Type Communication physical downlink control channel)の MPDCCH フォーマット、スクランブリング、変調、レイヤマッピングとプリコーディング、リソース要素へのマッピングが規定された。

変遷を表 1 に示す。

表 1 PDCCH の変遷

制御チャネル	規格	章節項	Rel8	Rel.9	Rel10	Rel11	Rel12	Rel.13	Rel14	
			(2007-09)	(2009-12)	(2010-12)	(2012-09)	(2013-12)	(2015-12)	(2017-06)	
PDCCH	Physical channels and modulation (TS 36.213)	6.8.1	PDCCH formats							
		6.8.2	Scrambling							
		6.8.3	Modulation							
		6.8.4	Layer mapping and precoding							
		6.8.5	Mapping to resource elements							
		6.8A		Enhanced physical downlink control channel						
		6.8A.1		EPDCCH formats						
		6.8A.2		Scrambling						
		6.8A.3		Modulation						
		6.8A.4		Layer mapping and precoding						
		6.8A.5		Mapping to resource elements						
		6.8B		MTC physical downlink control channel						
		6.8B.1		MPDCCH formats						
		6.8B.2		Scrambling						
		6.8B.3		Modulation						
		6.8B.4		Layer mapping and precoding						
		6.8B.5		Mapping to resource elements						
		9.1		UE procedure for determining physical downlink control channel assignment						
	9.1.1		PDCCH Assignment Procedure							
	9.1.2		PHICH Assignment Procedure							
	9.1.3		Control Format Indicator assignment procedure							
	9.1.4		EPDCCH assignment procedure							
	9.1.4.1		EPDCCH starting position							
	9.1.4.2		Antenna ports quasi co-location for EPDCCH							
	9.1.4.3		Resource mapping parameters for EPDCCH							
	9.1.4.4		PRB-pair indication for EPDCCH							
	9.1.5		MPDCCH assignment procedure							
	9.1.5.1		MPDCCH starting position							
9.1.5.2		Antenna ports quasi co-location for MPDCCH								
9.2		PDCCH validation for semi-persistent scheduling								
9.3		PDCCH control information procedure								
	Physical layer procedures (TS 36.213)									

(1) - 2 PDCCH と EPDCCH ([1])

(1) - 2 - 1 EPDCCH が必要な理由

EPDCCH は、以下の対応を目的としている。

- 制御チャネル容量の増加への対応
- 周波数ドメイン ICIC への対応
- 制御チャネル・リソースにおける空間再利用の改善の実現
- ビームフォーミングやダイバーシチへの対応
- 新しいキャリア・タイプおよび MBSFN サブフレームでの動作
- 既存と同一キャリア上での共存

(1) - 2 - 2 EPDCCH の構造

EPDCCH は PDSCH(Physical Data Shared Channel)に似た構造を採用している。DCI(Downlink Control Information)が帯域幅全体に拡散されるサブフレームの最初のシンボルを使用する代わりに、EPDCCH では PDCCH の構成部分である PDSCH と同じリソースを使用する (図 1)。

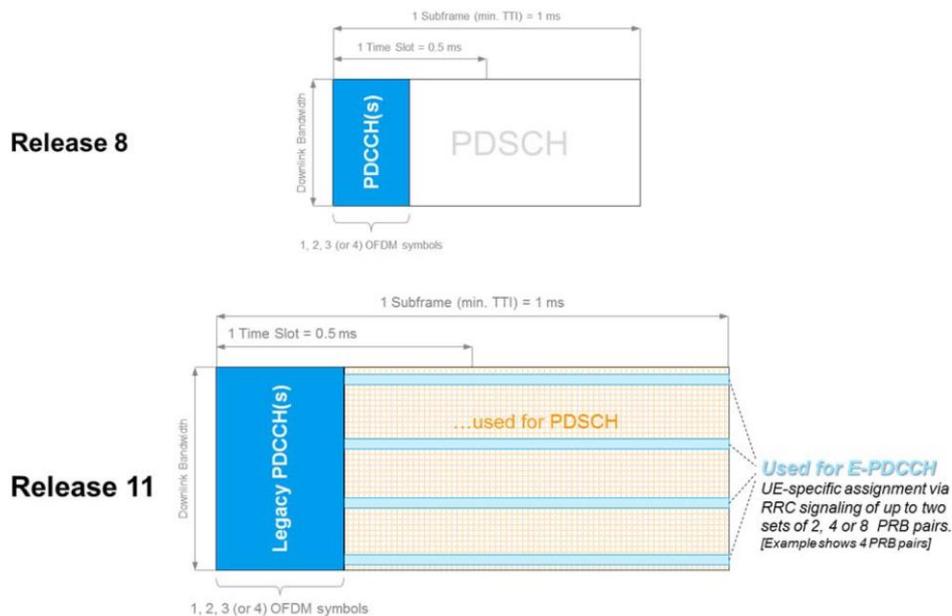


図 1 PDCCH と EPDCCH の比較

出典：LTE-Advanced (3GPP Rel.11) 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, A. Roessler, M. Kottkamp, ホワイト・ペーパー 7.2013-1MA232_1J, 図 2-12

専用 RRC シグナリングによって、EPDCCH のためにどのサブフレームをモニタする必要があるかを UE に示す。UE が 1 あるいは 2 セットのリソース・ブロック (RB) ペアをモニタする必要がある場合は、UE にも通知される。これらの RB ペアは、2, 4, 8RB サイズで、EPDCCH を搬送、部分送信されるか、分散送信される。

各 RB ペアは、ECCE(Enhanced Control Channel Element)から成り。各 EPDCCH では 1 以上の ECCE を使用する。このとき、ECCE は 4 又は 8REG(Enhanced Resource Element Group) から成る。RB ペアごとに 16 REG があり、このうち 9 RE(Resource Element)がノーマル CP 使用の REG を形成する(図 2)。

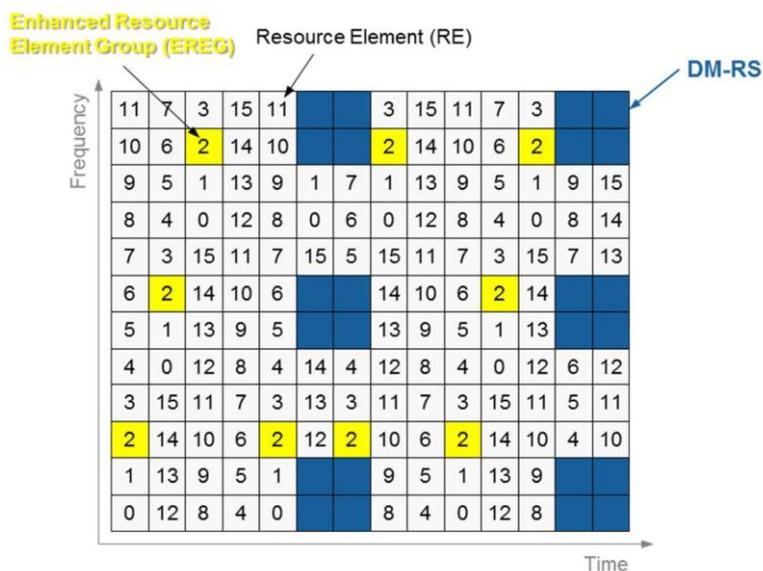


図 2 EPDCCH の REG

出典：LTE-Advanced (3GPP Rel.11) 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, A. Roessler, M. Kottkamp, ホワイト・ペーパー 7.2013-1MA232_1J, 図 2-13

図 2 の DM-RS は復調リファレンスシグナル (Demodulation Reference Signal) の略語である。 EREG はグループ化され、 EREG グループ#0 はインデックス 0, 4, 8, 12 の EREG で形成され、 EREG グループ#1 はインデックス 1, 5, 9, 13 で形成される。 全体では 4 EREG グループがある。 図 3 に EREG グループ#3 を示す。

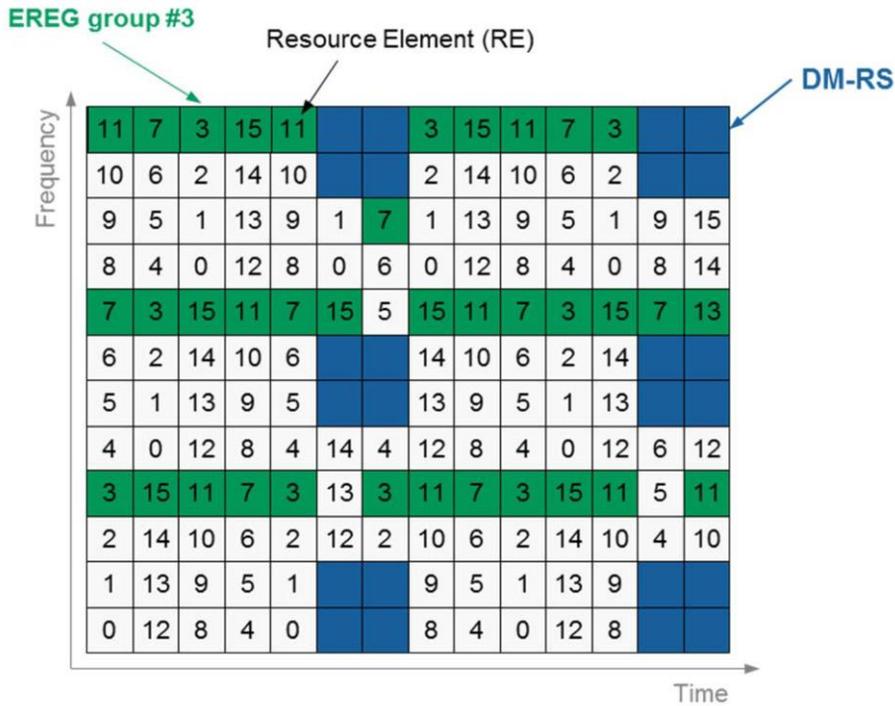


図 3 EREG グループ#3 の例

出典 : LTE- Advanced (3GPP Rel.11) 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, A. Roessler, M. Kottkamp, ホワイト・ペーパー 7.2013 – 1MA232_1J, 図 2-14

ECCE は 4 と 8 EREG があり、 4 EREG の場合、 1 EREG グループが ECCE を形成し、 8 EREG の場合は、 EREG グループ#0 と#2 が ECCE の部分を形成し、 EREG グループ#1 と#3 が ECCE の残の部分形成する。 このグループ化は、 EPDCCH で使用される送信タイプに影響する。 局所送信では、 EREG グループが単一 RB ペア内に位置する。 UE によって得られた無線チャネル・フィードバックに基づく最適なサブバンドを用いて、 周波数選択スケジューリングが可能になる。 チャネル・フィードバックが信頼できない場合は、 E-PDCCH は、 周波数ダイバーシチを活かす分散送信モードを使用して送信される。

(1) -3 MPDCCH([2])

MPDCCH (Machine Type Communication physical downlink control channel)は、 マシンタイプ通信の物理下りリンク制御チャネルで、 狭帯域の IoT 向けの物理下りリンク制御チャネルでもある。

MPDCCH は、 MPDSCH にデータが存在する UE と、 データが存在する場所、 データが繰り返される頻度を示す。 また、 UL グラントもこのチャネルで伝送される。 これは、 UE が UL でのデータ伝送に使用するリソースを表す。 更に、 ページングやシステム情報更新などの追加情報も MPDCCH で伝送される。

図 4 に、 MPDCCH サブフレームを示す。

サブフレーム内の薄い緑と濃い緑の部分が MPDCCH で、 この例はインバンド動作の場合のマッピ

ングを示し、LTE セルで 1 個のアンテナポート、NB-IoT で 2 個のアンテナポートが使用されると仮定している。

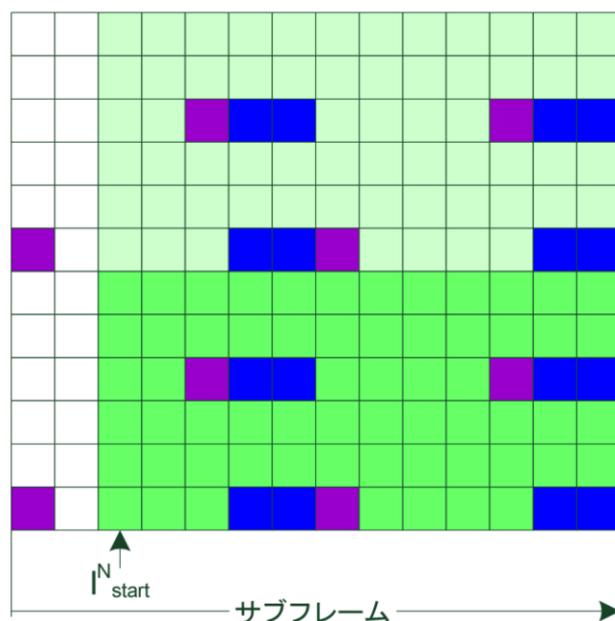


図 4 MPDCCH が含まれるサブフレーム構成 (MPDCCH (薄い緑と濃い緑), LTE CRS (紫), NRS (青) に使用されるリソース要素)

出典：ナローバンド IoT (NB-IoT) ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, J. Schlienz, D. Raddino, ホワイト・ペーパー, NarrowBand_IoT – 1MA266_0e, 図 3-9

MPDCCH (緑) は、NRS(青)と、インバンド動作の場合は CRS (紫) の周囲にマップされる必要がある。パラメータ N_{start} は、NB-SIB1 で通知される制御領域のサイズであり、OFDM 開始シンボルを表す。これにより、インバンド動作の場合に LTE 制御チャネルとの衝突を避けることができる。

ガードバンドおよびスタンドアロン動作モードでは、制御領域のサイズはデフォルトで 0 なので、MPDCCH で使用できるリソース要素の数が増える。

各 SF で、2 つの狭帯域制御チャネル要素 (NCCE) は、NCCE0 (図中濃い緑) と NCCE1 (図中薄い緑) が定義される。これらを使用する MPDCCH フォーマットとして、以下の 2 種類が定義されている。

- MPDCCH フォーマット 0:1 個の NCCE を使用. 1 つの SF で 2 個伝送
- MPDCCH フォーマット 1:両方の NCCE を使用

UE が制御情報を検出する際の処理が複雑にならないように、MPDCCH は以下の検索空間にグループ化される。

- タイプ 1 共通検索空間：ページングに使用
- タイプ 2 共通検索空間：ランダムアクセスに使用
- UE 固有の検索空間

各 MPDCCH は複数回繰り返すことができ、その上限は RRC によって設定される。これに加えて、タイプ 2 共通検索空間と UE 固有の検索空間は RRC によって与えられる。これに対して、タイプ 1 共通検索空間はページング機会 SF によって与えられる。

UE には、それぞれ異なる無線ネットワーク一時識別子 (RNTI) が割り当てられる。これには、ランダムアクセス用 (RA-RNTI), ページング用 (P-RNTI), およびランダムアクセス手順で与えられる UE 固有の識別子 (C-RNTI) がある。これらの識別子は、MPDCCH の CRC で暗黙に指定され、

UE は自分の検索空間でその RNTI を探し、見つかった場合は MPDCCH をデコードする。

DCI フォーマットとして、図 5 に示す N0, N1, N2 の 3 種類が定義されている。

DCIフォーマット	サイズ/ビット	内容
N0	23	ULグラント
N1	23	NPDSCHスケジューリング NPDCCHオーダーによって開始されるRACH手順
N2	15	ページングおよび直接指示

図 5 DCI フォーマット

出典：ナローバンド IoT (NB-IoT) ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, J. Schlienz, D. Raddino, ホワイト・ペーパー, NarrowBand_IoT – 1MA266_0e

MPDCCH を受信した UE は、以下に示す方法で各フォーマットを識別することができる。

DCI フォーマット N2 は、CRC が P-RNTI でスクランブルされる方法によって暗黙に指示される。CRC が C-RNTI でスクランブルされている場合、メッセージの最初のビットによって、DCI フォーマット N0 と N1 のどちらが伝送されているかがわかる。CRC が RA-RNTI でスクランブルされている場合、内容は制限された DCI フォーマット N1 であり、RACH 応答に必要なフィールドだけが含まれている。DCI フォーマット N0/N1 には、MPDCCH の終了から NPDSCH の開始/NPUSCH の開始までの時間がスケジューリング遅延として含まれている。この遅延は、NPDSCH の場合は 5SF 以上、NPUSCH の場合は 8SF 以上である。DCI フォーマット N2 による DL 伝送の場合、スケジューリング遅延は 10SF に固定される。

(2) 物理上り制御チャンネル(PUCCH: P Physical uplink control channel)

物理下り制御チャンネルは、下りリンクのユーザデータを送信するための共有データチャネルである物理下り共有チャンネル(PDSCH: Physical Downlink Shared Channel)に対する送達確認(ACK/NACK)や下りリンクの受信品質、スケジューリング割り当て要求信号を送信するために使用される。

(2) - 1 PUCCH の変遷([7]~[20])

PUCCH の規格は、Rel.8 では、スクランプリング、変調、PUCCH フォーマット 0 および 1 のシーケンス変調、PUCCH フォーマット 2 のシーケンス変調、物理リソースへのマッピングの条件が示された。これに応える形で、Rel.9 では、PUCCH フォーマット 1/1a/1b、PUCCH フォーマット 2/2a/2b、物理リソースへのマッピングが規定された。

Rel.10 では、PUCCH フォーマット 3 が規定された。Rel.13 では、PUCCH フォーマット 4、PUCCH フォーマット 5 が規定された。

PUCCH の物理層手順の規格は、Rel.8 では、物理アップリンク制御チャンネル割り当てを決定するための UE 手順が新たに規定された。

Rel.11 では、PUCCH フォーマット、FDD HARQ-ACK フィードバック手順、1 構成のサービングセルに対する FDD HARQ-ACK 手順、複数構成のサービングセルに対する FDD HARQ-ACK 手順、チャンネル選択を用いた PUCCH フォーマット 1b の HARQ-ACK 手順、PUCCH フォーマット 3 HARQ-ACK 手順、TDD HARQ-ACK フィードバック手順、1 構成のサービングセルに対する TDD HARQ-ACK 手順、複数構成のサービングセルに対する TDD HARQ-ACK 手順、チャンネル選択を用いた PUCCH フォーマット 1b の HARQ-ACK 手順、PUCCH フォーマット 3 HARQ-ACK 手順、HARQ-ACK 繰り返し手順、スケジューリング要求 (SR) 手順が新たに規定された。

Rel.13 では、PUCCH フォーマット 4 HARQ-ACK 手順、PUCCH フォーマット 5 HARQ-ACK 手順、PUCCH フォーマット 4 HARQ-ACK 手順、PUCCH フォーマット 5 HARQ-ACK 手順、プライマリセルフレーム構造タイプ 2 の FDD-TDD HARQ-ACK フィードバック手順が新たに規定された。変遷を表 2 に示す。

表 2 PUCCH の変遷

制御チャネル	規格	Rel8 (2007-09)		Rel9 (2009-12)		Rel10 (2010-12)	Rel11 (2012-09)	Rel12 (2013-12)	Rel13 (2015-12)	Rel14 (2017-06)		
		章節項	Scrambling	Modulation	Mapping to physical resources	Mapping to physical resources						
PUCCH	Physical channels and modulation (TS 36.211)	5.4.1	Scrambling	5.4.1	PUCCH formats 1, 1a and 1b							
		5.4.2	Modulation	5.4.2	PUCCH formats 2, 2a and 2b							
		5.4.2.1	Sequence modulation for PUCCH format 0 and 1	5.4.2A	PUCCH format 3							
		5.4.2.2	Sequence modulation for PUCCH format 2	5.4.2B					PUCCH format 4			
		5.4.3	Mapping to physical resources	5.4.2C					PUCCH format 5			
			5.4.3	Mapping to physical resources								
	physical layer procedures (TS 36.213)	10.1	UE procedure for determining physical uplink control channel assignment									
		10.1.1										
		10.1.2										
		10.1.2.1										
		10.1.2.2										
		10.1.2.2.1										
		10.1.2.2.2										
		10.1.2.2.3										
		10.1.2.2.4										
		10.1.3										
		10.1.3.1										
		10.1.3.2										
		10.1.3.2.1										
		10.1.3.2.2										
		10.1.3.2.3										
		10.1.3.2.4										
		10.1.3A										
		10.1.4										
		10.1.5										
		10.2										

(2) - 2 PUCCH ([4])

PUCCH(Physical uplink control channel)は、物理上りリンク制御チャネルであり、UE が基地局側に送信するコンテンツを規定する PUCCH フォーマットで規定されている。

送受信コンテンツは、フォーマット 1 では、スケジューリング要求 (SR: Scheduling Request)、フォーマット 1a/1b/3 では、ACK (Acknowledge) /NACK(Not acknowledge)とスケジューリング要求、フォーマット 2/2a/2b では、チャネル状態情報 (CSI: Channel State Information) と ACK/NACK、となっている。

フォーマットの数値の違いは、BPSK/ QPSK などの変調スキームとサブフレームあたりのビット数によって分けられている。

Rel.13 では、広帯域化に向けた PUCCH フォーマット 4 と PUCCH フォーマット 5 が追加された。PUCCH フォーマット 4 では、非常に大きなペイロードに対応するため拡散を行わず、複数物理リソースブロック (PRB: Physical Resource Block) を設定することが可能である。PUCCH フォーマット 5 では、拡散率 2 の拡散を適用することで、最大 2 ユーザの PUCCH をコード分割多重化(CDM: Code Division Multiplexing)可能としつつ、従来の PUCCH フォーマットと比べて大きなペイロードに対応できる。下図に PUCCH フォーマット 4 と PUCCH フォーマット 5 の構成を示す。

	PUCCHフォーマット4	PUCCHフォーマット5
拡散率	1 (拡散なし)	2
PRB数	1~8	1
PRB当りのビット数	288	144
送信できるUCIの種類	ACK/NACK, SR, CSI測定情報の任意の組合せ	
CRCビット数	8	
符号化方式	テールバイティング畳み込み符号 (Tail biting convolutional coding)	
周波数ホッピング	あり	

テールバイティング畳み込み符号 (Tail biting convolutional coding) : 畳み込み符号の一種。符号器のシフトレジスタを初期状態と終了時で一致させるという特徴を有する。なお、畳み込み符号とは、誤り訂正符号の一種のこと。シフトレジスタとビット加算器で構成される符号器で、入力ビットとシフトレジスタの内部状態を用いて符号器出力を表現する。復号方法としては、ビタビアルゴリズムに基づく最尤復号法が知られている。

図 6 PUCCH フォーマット 4 と PUCCH フォーマット 5 の構成

出典：原田他,LTE-Advanced Release 13 標準化, LTE-Advanced Release 13 における
広帯域周波数の活用技術, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 24 No. 2 表 1

(3) 物理ハイブリッド ARQ インディケータチャネル(PHICH: Physical hybrid ARQ indicator channel)

物理ハイブリッド ARQ インディケータチャネルは、下りリンクのユーザデータを送信するための共有データチャネルである PDSCH に対する送達確認(ACK/NACK)を送信するチャネルとして使用される。

(3) - 1 PHICH の変遷(参考資料[7]~[20])

PHICH の規格は、Rel.8 では、スクランプリング、変調、レイヤマッピングとプリコーディング、リソース要素へのマッピングの条件が示された。これに対応し、Rel.9 では、変調、リソースグループのアライメント・レイヤマッピング・プリコーディング、リソース要素へのマッピングが規定された。

変遷を表 3 に示す。

表 3 PHICH の変遷

制御チャネル	規格	Rel8 (2007-09)		Rel9 (2009-12) (2010-12) (2012-09) (2013-12) (2015-12) (2017-06)						
		章節項	章節項	Rel.9 (2009-12)	RE10 (2010-12)	Rel11 (2012-09)	Rel12 (2013-12)	Rel.13 (2015-12)	Rel14 (2017-06)	
PHICH	Physical channels and modulation (TS 36.211)	6.9.1	Scrambling	6.9.1	Modulation					
		6.9.2	Modulation	6.9.2	Resource group alignment, layer mapping and precoding					
		6.9.3	Layer mapping and precoding	6.9.3	Mapping to resource elements					
		6.9.4	Mapping to resource elements							

(3) -2 PHICH ([5])

PHICH とは、物理ハイブリッド自動再送信要求インディケータチャネル(PHICH: Physical hybrid ARQ (Automatic Repeat reQuest) indicator channel)で、物理上りリンク共通チャネル(PUSCH: Physical Uplink Shared Channel)に対する送達確認情報 (ACK/NACK) を送信するためのチャネルである。無線通信に採用される通信データのエラーを修正するのに用いる。

自動再送信要求(ARQ)は、通信路にエラーが生じた時に自動的にデータを再送する仕組みの総称で、再送に帯域を浪費してしまうという問題点があり、通信速度の低下を招きやすかった。 HARQ は、ARQ に前方誤り訂正 (FEC: Forward Error Correction)技術を組み合わせることで、効率的にデータのエラーを修正して、通信をより高速化できる。

(4) チャネル状態情報 (CSI: Channel State Information) 及び報告手順

CSI は、チャネル状態情報で、チャネル品質インディケータ (CQI: Channel Quality Indicator),

プリコーディング行列インディケータ (PMI: Precoding Matrix Indicator) およびランクインディケータ (RI: Rank Indicator) を含む。

各インディケータの定義や報告するための UE 手順が規定されている。

(4) -1 CSI, 及び報告手順の変遷(参考資料[1]~[14])

CSI, 及び手順の規格は, Rel.8 では, チャネル品質インディケータ (CQI), プリコーディング行列インディケータ (PMI) およびランクとして, チャネル品質インディケータ (CQI) の定義, プリコーディングの定義が規定されていた。

Rel.9 では, チャネル品質指示 (CQI), プリコーディング行列インディケータ (PMI) およびランクインディケータ (RI) を報告するための UE 手順として再定義され, PUSCH を使用した非周期的な CQI/PMI/RI レポート, PUCCH を使用した定期的な CQI/PMI/RI レポート, チャネル品質インディケータ (CQI) の定義, プリコーディングマトリックスインディケータ (PMI) の定義が規定された。

Rel.10 では, チャネル状態情報-参照シンボル(CSI-RS: Channel-State Information – Reference Symbol) 定義が追加規定された。

Rel.11 では, チャネル状態情報 (CSI) を報告するための UE 手順として再定義され, 新たに, チャネル状態情報 - 干渉測定 (CSI-IM: Channel-State Information – Interference Measurement) リソース定義が追加規定された。

Rel.12 では, ゼロパワーCSI-RS リソース定義が追加規定された。

Rel.14 では, CSI-RS の有効化/無効化が追加規定された。

変遷を表 4 に示す。

表 4 CSI, 及び報告手順の変遷

項目	規格	章節項	Rel8	章節項	Rel9	Rel10	Rel11	Rel12	Rel13	Rel14
			(2007-09)		(2009-12)	(2010-12)	(2012-09)	(2013-12)	(2015-12)	(2017-06)
CSI	physical layer procedures (TS 36.213)	7.2.1	Channel quality indicator (CQI) definition	7.2.1	Aperiodic CQI/PMI/RI Reporting using PUSCH					
		7.2.2	Precoding definition	7.2.2	Periodic CQI/PMI/RI Reporting using PUCCH					
				7.2.3	Channel quality indicator (CQI) definition					
				7.2.4	Precoding Matrix Indicator (PMI) definition					
				7.2.5	Channel-State Information – Reference Symbol (CSI-RS) definition					
				7.2.6	Channel-State Information – Interference Measurement (CSI-IM) Resource definition					
				7.2.7	Zero Power CSI-RS Resource definition					
				7.2.8	CSI-RS Activation / Deactivation					

(4) - 2 CSI の概要

(4) - 2 - 1 CSI の定義

CSI は, チャネル状態情報 (CSI-RS: Channel-State Information)で, チャネル品質インディケータ (CQI), プリコーディングマトリックスインディケータ (PMI), ランクインディケータ (RI) からなる。

(4) - 2 - 2 チャネル品質インディケータ (CQI) の定義([6], [13])

CQI は, チャネル品質情報 (CQI : Channel Quality Indicator) で, 受信信号対干渉+ノイズ電力比(SINR: Signal to Interference plus Noise power Ratio) およびアンテナ間のフェージング相関などのチャネル状態に応じて, 送信レイヤ数(ランク)を適応的な制御判断情報の一つとして用いられる。

CQI を報告するための CQI インデックス及びその解釈を, QPSK, 16QAM 及び 64QAM を例に表 5 に示す。

表 5 4-bit CQI 表

CQI index	modulation	code rate x 1024	efficiency
0	out of range		
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	16QAM	378	1.4766
8	16QAM	490	1.9141
9	16QAM	616	2.4063
10	64QAM	466	2.7305
11	64QAM	567	3.3223
12	64QAM	666	3.9023
13	64QAM	772	4.5234
14	64QAM	873	5.1152
15	64QAM	948	5.5547

出典：3GPP TS 36.213 V14.0.0 (2017-03) Table 7.2.3-1

(4) -2-3 プリコーディングマトリックスインディケータ (PMI) の定義

PMI は、プリコーディングマトリックスインディケータ (PMI: Precoding Matrix Indicator) で、UE において、プリコーディング後の各レイヤの合計のスループットが最大となる規範により、あらかじめ決められたプリコーディングウェイト行列の候補 (コードブック) の中から最適なウェイト行列を選択して、基地局へインデックスする値として用いられる。

インディケータは報告する UE に依存する。伝送モード 4/5/6 では、プリコーディングフィードバックはチャンネル依存コードブックベースのプリコーディングに使用される。

伝送モード 8 の場合、UE は、PMI/RI 報告と共に構成されている場合、PMI を報告しなければならない。送信モード 9/10 の場合、BL/CE UE は、PMI/RI 報告とともに構成され、CSI-RS ポートの数が 1 より大きい場合、CRS ベースの PMI 報告しなければならない。

(4) -2-4 RI の定義

RI は、ランクインディケータ (RI: Rank Indicator) である。受信信号対干渉+ノイズ電力比 (SINR: Signal to Interference plus Noise power Ratio) およびアンテナ間のフェージング相関などのチャンネル状態に応じて、送信レイヤ数 (ランク) を適応的に制御するランクアダプテーションが適用される。この際、最適なランク情報 (RI) として、UE は eNode B に対して、CQI や PMI と合わせてフィードバックし、動的に各 UE への送信レイヤ数の制御を行う。

【出典】

- [1] https://www.rohde-schwarz.co.jp/download/jp/an/1MA232_1J.pdf, LTE-Advanced (3GPP Rel.11) 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, A. Roessler, M. Kottkamp, ホワイト・ペーパー 7.2013-1MA232_1J
- [2] https://www.rohde-schwarz.co.jp/download/jp/an/1MA266_NB_IoT_JP.pdf, ナローバンド IoT (NB-IoT) ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, J. Schlienz, D. Raddino, ホワイト・ペーパー, NarrowBand_IoT-1MA266_0e
- [3] https://www.rohde-schwarz.co.jp/download/jp/an/1MA169_3J.pdf, LTE-Advanced 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, M. Kottkamp, A. Roessler, J. Schlienz 05.2014-1MA169_3J

- [4] LTE-Advanced Release 13 標準化, LTE-Advanced Release 13 における広帯域周波数の活用技術, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 24 No. 2
- [5] LTE サービス「Xi」(クロッシィ) 特集—スマートイノベーションへの挑戦—, 高速・大容量・低遅延を実現する LTE の無線方式概要, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 19 No. 1
- [6] LTE-Advanced 技術特集— IMT-Advanced に向けて進化し続ける LTE —, LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2
- [13] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 14), 3GPP TS 36.213 V14.0.0 (2017-03)

【参考資料】

- [1] https://www.rohde-schwarz.co.jp/download/jp/an/1MA232_1J.pdf, LTE-Advanced (3GPP Rel.11) 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, A. Roessler, M. Kottkamp, ホワイト・ペーパー 7.2013-1MA232_1J
- [2] https://www.rohde-schwarz.co.jp/download/jp/an/1MA266_NB_IoT_JP.pdf, ナローバンド IoT (NB-IoT) ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, J. Schlien, D. Raddino, ホワイト・ペーパー, NarrowBand_IoT - 1MA266_0e
- [3] https://www.rohde-schwarz.co.jp/download/jp/an/1MA169_3J.pdf, LTE-Advanced 技術紹介 ホワイト・ペーパー, ROHDE&SCHWARZ, M. Kottkamp, A. Roessler, J. Schlien, 05.2014-1MA169_3J
- [4] LTE-Advanced Release 13 標準化, LTE-Advanced Release 13 における広帯域周波数の活用技術, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 24 No. 2
- [5] LTE サービス「Xi」(クロッシィ) 特集—スマートイノベーションへの挑戦—, 高速・大容量・低遅延を実現する LTE の無線方式概要, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 19 No. 1
- [6] LTE-Advanced 技術特集— IMT-Advanced に向けて進化し続ける LTE —, LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2
- [7] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 8), 3GPP TS 36.213 V8.0.0 (2007-09)
- [8] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 9), 3GPP TS 36.213 V9.0.0 (2009-12)
- [9] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 10), 3GPP TS 36.213 V10.0.0 (2010-12)
- [10] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 11), 3GPP TS 36.213 V11.0.0 (2012-09)
- [11] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 12), 3GPP TS 36.213 V12.0.0 (2013-12)
- [12] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network;

- Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 13), 3GPP TS 36.213 V13.0.0 (2015-12)
- [13] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 14), 3GPP TS 36.213 V14.0.0 (2017-03)
- [14] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 8), 3GPP TS 36.211 V8.0.0 (2007-09)
- [15] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 9), 3GPP TS 36.211 V9.0.0 (2009-12)
- [16] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 10), 3GPP TS 36.211 V10.0.0 (2010-12)
- [17] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 11), 3GPP TS 36.211 V11.0.0 (2012-09)
- [18] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 12), 3GPP TS 36.211 V12.0.0 (2013-12)
- [19] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 13), 3GPP TS 36.211 V13.0.0 (2015-12)
- [20] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 14), 3GPP TS 36.211 V14.0.0 (2017-03)

【技術分類】 4-1 標準化/Wireless WAN (3GPP)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-1-4 既知信号

【技術内容】

既知信号は、参照信号(RS: Reference Signal)とも呼ばれ、基地局と UE のアンテナから送信される信号を復調処理するために、基準点を示す信号として、チャンネル推定やプリコーディングウェイト行列の選択の基準情報として用いる。

上りリンク用、下りリンク用でいくつかの種類がある。

(1) 下り既知信号(DLRS: Downlink Reference Signals)

DLRS は、下りリンクの伝搬路の推定、シンボルタイミングの同期、受信品質の測定、セル選択やハンドオーバーのための品質測定などに使用される。DLRS には、セル固有の参照信号(Cell-specific RS : Cell-specific Reference Signal), MBSFN 参照信号(MBSFN RS: Multimedia Broadcast multicast service Single Frequency Network Reference Signal), UE 固有の参照信号(UE-specific RS: UE-specific Reference Signal), 位置決め参照信号 (PRS: Positioning Reference Signal), CSI 参照信号(CSI Reference Signal)が規定されている。

(1) - 1 DLRS の変遷([6]~[12])

下り既知信号の規格は、Rel.8 では、Cell-specific RS, MBSFN RS, UE-specific RS が規定されている。Rel.9 では PRS が、Rel.10 では CSI RS が追加規定されている。また、Rel.11 では、UE-specific RS に、EPDCCH に関連する復調参照信号が追加規定されている。

(1) - 2 Cell-specific RS ([1], [4])

Cell-specific RS は、セル固有の参照信号(Cell-specific Reference Signal)である。

Cell-specific RS はセクタアンテナを用いてセル全体に送信される。同一セルの各 antenna port 間では直交した時間-周波数リソース(resource element: RE)に配置する。すなわち特定の antenna port から RS を送信している RE には他の antenna port は null を配置する。

下りリンクでは、サブバンドごとに独立にプリコーディングウェイトを選択する周波数選択性プリコーディングと、送信帯域で共通のプリコーディングウェイトを用いる広帯域プリコーディングが採用されている。このため、UE における復調処理のためのチャンネル推定およびプリコーディングウェイト行列の選択には、各アンテナから送信される本 Cell-specific RS を用いて行う。したがって、基地局が PDSCH の送信に用いたプリコーディングウェイト情報を、下りリンク制御チャンネル (PDCCH : Physical Downlink Control Channel) により UE に通知し、UE は通知されたプリコーディングウェイト情報を用いて復調を行うように、動作が規定されている。

(1) - 3 MBSFN RS ([2])

MBSFN RS は、マルチメディアブロードキャストマルチキャストサービス単一周波数ネットワーク参照信号(Multimedia Broadcast multicast service Single Frequency Network Reference Signal)である。MBSFN RS は、PMCH が送信された場合にのみ、MBSFN サブフレームの MBSFN 領域で、アンテナポート 4 を介して送信される。また、MBSFN RS は、拡張サイクリックプレフィックスに対してのみ定義される。

図 1 に、拡張サイクリックプレフィックス、 $\Delta f = 15\text{kHz}$ の場合の MBSFN RS のマッピングの位置を水色枠で示す。

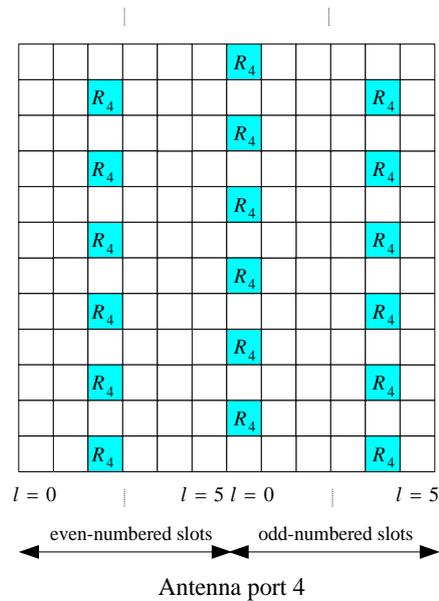


図1 MBSFN RS のマッピング (拡張サイクリックプレフィックス, $\Delta f = 15\text{kHz}$)
 出典 : 3GPP TS 36.211 V14.0.0 (2017-03) Figure 6.10.2.2-1

(1) - 4 UE-specific RS ([1])

UE-specific RS は, UE 固有の参照信号(UE-specific Reference Signal)である. 下りリンクでは, 適応ビームフォーミングに対応し, 上りリンクで推定した UE の到来方向 (DoA: Direction of Arrival) あるいは共分散行列を基に, 下りリンクでコードブックによらない送信ウエイトを用いてビームフォーミングを行う. この適応ビームフォーミングをサポートするためのチャネル推定用として, UE-specific RS が用いられる. 各 UE 向け信号に乗算されるウエイトと同一のウエイトが RS に乗算されて送信されるため, UE 側で復調する際に基地局で適用されたプリコーディングウエイト情報の通知を必要としない特徴を有する.

更に, LTE-Advanced 対応では, 下りリンクでは, 最大 8 レイヤの MIMO 多重伝送まで拡張するため, 送信レイヤ数はランクアダプテーションにより選択する. 最大 8 レイヤをサポートするため, CQI 測定および PDSCH の復調に用いる UE-specific RS が拡張されている. コード分割多重化 (CDM: Code Division Multiplexing) と周波数分割多重 (FDM: Frequency Division Multiplexing) のハイブリッド多重法を用いるため, MIMO 多重伝送用に拡張される UE-specific RS を用いている (図 2).

各レイヤ数における具体的な UE-specific RS の構成法を図 3 に示す. LTE-Advanced では, 適応ビームフォーミングに加えて MIMO 多重に拡張するため, 送信レイヤ間の多重に時間・周波数の 2 次元の直交 CDM を適用するなど, MIMO 多重に最適化した構成となっている.

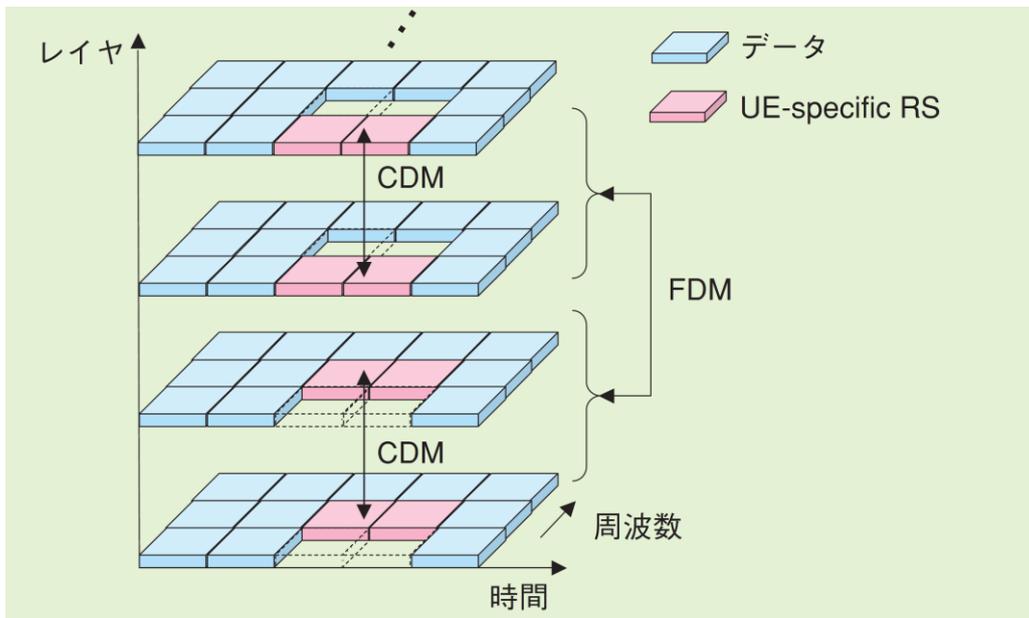


図2 UE-specific RS の多重法

出典：田岡他，LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術，NTT DOCOMO
 テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2, 図 4

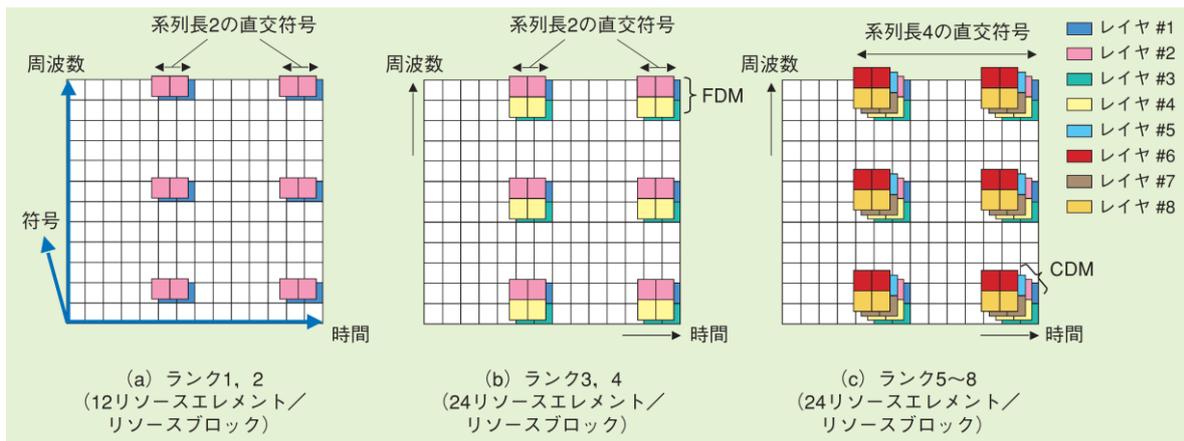


図3 UE-specific RS の構成法

出典：田岡他，LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術，NTT DOCOMO
 テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2, 図 5

(1) - 5 PRS ([2])

PRS は、位置決め参照信号 (PRS: Positioning Reference Signal) で、様々な位置情報サービス (LCS: location services) (例えば、緊急呼出、および方向指示) をサポートするために、UE 位置を見つけるためのフレームワークを提供するため規定されている。Rel.9 では、LCS の提供に不可欠な様々な UE 測位技術を規定している。PRS は、UE 支援測位技術によって UE の位置または位置の決定を容易にするために使用される。UE 支援測位技術は、UE がいくつかの無線信号測定を行い、ネットワークが、UE によって報告された測定値を処理することによって UE 位置 (例えば、緯度および経度) を決定することを意味する。

PRS は、PRS 送信のために構成されたダウンリンクサブフレーム内のリソースブロックにおいてのみ送信される。サブフレームがセル内に位置付けサブフレームとして構成される場合、PRS 送信用に構成されたサブフレーム内の OFDM シンボルは、サブフレーム #0 用に使用されるのと同じサイク

リックプレフィックスを使用する。PRS 送信用に構成されたサブフレームでは、PRS 送信用に構成された OFDM シンボルの開始位置は、すべての OFDM シンボルが PRS 送信用に構成された OFDM シンボルと同じサイクリックプレフィックス長を有するサブフレームの開始位置と同一でなければならない。PRS はアンテナポート 6 を介して送信される。

(1) - 6 CSI-RS ([1])

CSI-RS はチャンネル状態情報参照信号(CSI-RS: Channel State Information Reference Signal)で、LTE-Advanced で最大 8 アンテナ分の CSI-RS が追加規定された。

既存方式との互換性を保つため、UE の PDSCH に与える干渉の影響を最小限に抑える必要があることから、CSI-RS は、Cell-specific RS に比較して複数サブフレームごとに 1 回程度の長い周期で多重される (図 4)。これは、復調に求められるチャンネル推定精度と比較して CQI 測定に求められる精度が低く、フィードバック周期ごとに 1 回程度 CSI-RS を送信すれば、所望の CQI 測定の精度が得られるためである。さらに、LTE との補完的な展開のために、より高速なサービスを提供する LTE-Advanced は、主に低速移動環境への適用が想定されていることも、理由の 1 つである。



図 4 CSI-RS の多重構成例

出典：田岡他, LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2, 図 3

(2) 上り既知信号(URS: Uplink Reference Signal)([5])

上り既知信号(URS: Uplink Reference signals)には、復調参照信号(DM RS: Demodulation Reference Signal)とサウンディング参照信号(SRS: Sounding Reference Signal)が規定されている。OFDM に特化した RS が採用されている。

参照信号を構成する符号系列には、定振幅、完全自己相関、低い相互相関などの性質を持つことが望ましく、生成可能な系列数が多いことから Zadoff-Chu(ZC)系列が、参照信号のための系列のベースとして採用され、必要な参照信号長を超えない最大の素数で ZC 系列を構成し、足りない部分はサイクリックに延長することで近似する EZC (Extended Zadoff-Chu) という手法で構成している。

各移動局への参照信号の割り当ては、基地局から、系列グループ番号 u ($=0, 1, \dots, 29$) 及び基系列番号 v ($=0, 1$) が与えられ、これら 2 つの値から指定される。

ホッピングでは、隣接したセル間で、偶然、同じ周波数時間資源に同じ系列を割り当てた場合に、互いに大きな干渉を与え合う可能性は回避できない。このような問題の影響を最小限に抑えるため、参照信号をスロット(0.5ms) 単位で切り替えるホッピングが用いられる。

(2) - 1 上り既知信号の変遷([6]~[12])

URS の規格は、Rel.8 で DM RS, SRS とも規定されている。Rel.9 では、SRS に対し、SRS サブフレーム構成が新たに追加規定されている。

(2) - 2 DM RS ([2],[3],[5])

DM RS は、復調参照信号 (Demodulation Reference Signal) で、上りリンクの伝搬路推定、シンボルタイミング同期、受信品質測定などに使用される。

DM RSはUEが送信する物理上りリンク共用チャネル(PUSCH: Physical Uplink Shared Channel) および物理上りリンク制御チャネル(PUCCH: Physical Uplink Control Channel) を復調するために送信する既知の信号であり、送信データの復調のために用いる。データに割り当てられたのと同じ帯域幅で、データと共に送られる。その際には、PUSCH, PUCCH, さらに PUCCH のフォーマット毎に、それぞれの目的に応じた形で配置される。図5にサブフレームでの配置位置を示す。

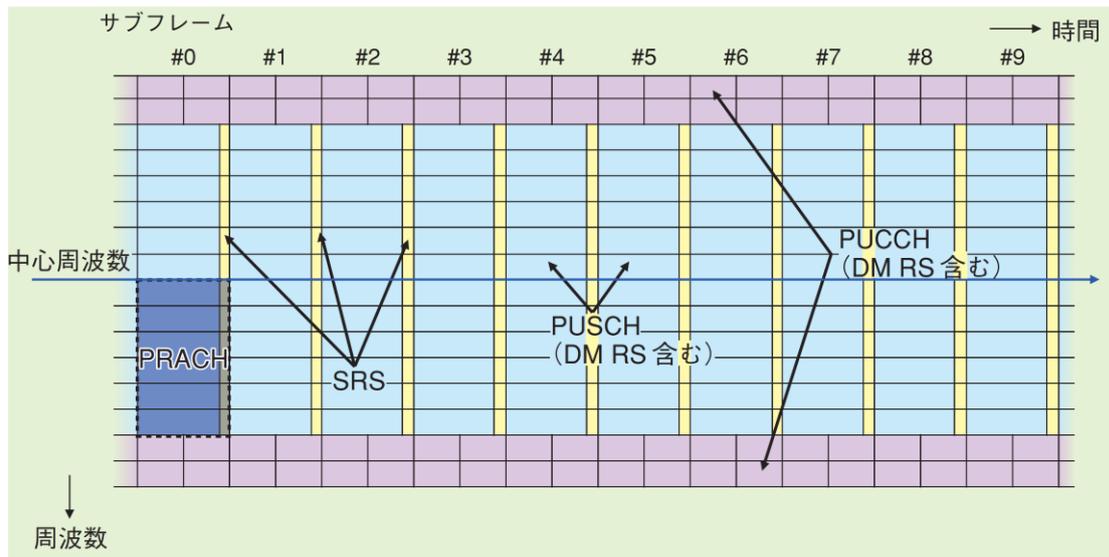


図5 上りリンク物理チャネル構成 (DM RS, SRS の配置)

出典：大久保他，高速・大容量・低遅延を実現する LTE の無線方式概要，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol.19 No.1，図5

(2) - 3 SRS ([2],[3],[5])

SRS は、サウンディング参照信号(Sounding Reference Signal)で、上り通信路の伝搬路特性を基地局で測定、把握するために用いられる。データとは独立に送られ、システム帯域幅のほぼ全体をカバーする広い帯域幅で送られる場合もある。また、送信位置をホッピングすることにより一定時間でシステム帯域幅全体をカバーする仕組みも用意されている。

【出典】

- [1] 田岡他，LTE-Advanced 技術特集— IMT-Advanced に向けて進化し続ける LTE —，LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 18 No. 2
- [2] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 14), 3GPP TS 36.211 V14.0.0 (2017-03)
- [3] 大久保他，LTE サービス「Xi」(クロッシィ) 特集—スマートイノベーションへの挑戦—，高速・大容量・低遅延を実現する LTE の無線方式概要，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 19 No. 1

【参考資料】

- [4] E-UTRA 下りリンクにおける参照信号構成とマルチアンテナ送信技術, LTE-Advanced における MIMO およびセル間協調送受信技術, 2008 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, BS-4-4, 星野 正幸, 平松 勝彦, 松下電器産業株式会社
- [5] LTE の上り参照信号 Uplink Reference Signal for LTE, 2008 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, 通信講演論文集 1, 桂川 浩, シャープ株式会社, 2008/9/16 ~ 19
- [6] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 8), 3GPP TS 36.211 V8.0.0 (2007-09)
- [7] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 9), 3GPP TS 36.211 V9.0.0 (2009-12)
- [8] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 10), 3GPP TS 36.211 V10.0.0 (2010-12)
- [9] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 11), 3GPP TS 36.211 V11.0.0 (2012-09)
- [10] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 12), 3GPP TS 36.211 V12.0.0 (2013-12)
- [11] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 13), 3GPP TS 36.211 V13.0.0 (2015-12)
- [12] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 14), 3GPP TS 36.211 V14.0.0 (2017-03)
- [13] Positioning Reference Signals (PRS) in LTE,
http://lteuniversity.com/get_trained/expert_opinion1/b/nishithtrpathi/archive/2010/12/09/positioning-reference-signals-prs-in-lte.aspx

【技術分類】 4-1 標準化/Wireless WAN (3GPP)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-1-5 Transmission Mode

【技術内容】

(1) TM

TM は、マルチアンテナ伝送での伝送モード(Transmission Mode)である。上りリンク、下りリンクの物理チャンネルごとに複数種のモードが規定されている。あて先の UE 識別子であるセル無線ネットワーク一時識別子 (C-RNTI: Cell-Radio Network Temporary Identifier) 又は、半永続スケジューリングセル無線ネットワーク一時識別子 (SPS C-RNTI: Semi-Persistent Scheduling C-RNTI) によって、指定された UE との間の一時的なマルチアンテナ伝送で用いるの伝送モードの指定に用いる。

TM は、基地局から UE に対し指示をする 3 種の物理下りリンク制御チャンネルと、下りリンクと上りリンクで共有する物理共有チャンネルの組ごとに、規定されている。組には、PDCCH と PDSCH, EPDCCH と PDSCH, MPDCCH と PDSCH, PDCCH と PUSCH, EPDCCH と PUSCH, MPDCCH と PUSCH の 6 種がある。

TM ごとの属性は、原則下りは下り、上りは上りで統一されており、また UE 識別子による違いはない。但し、指示を出す制御チャンネルの種別により一部解釈の違いがある。

TM では、用途に応じた制御情報 (DCI : Downlink Control Information) が規定されている。規定している項目には、各ユーザがデータを復調するために必要なスケジューリング情報、データ変調、およびチャンネル符号化率の情報などを含んでいる。

(2) TM の変遷([3]~[9])

TM の変遷には、UE 識別子追加の変遷、モード追加の変遷と、制御チャンネル追加の変遷がある。UE 識別子は、Rel.10 で、SPS C-RNTI が追加規定された。

モードは、下りリンクでは、Rel.10 で TM9 が、Rel.11 で TM10 が追加規定された。上りリンクでは、モードの追加規定はない。

制御チャンネルは、Rel.11 で EPDCCH, Rel.14 で MPDCCH が追加規定されている。

(3) 物理下りリンク共有チャンネルの TM

物理下りリンク共有チャンネルの TM は、C-RNTI によって指定された PDCCH と PDSCH, EPDCCH と PDSCH, MPDCCH と PDSCH の 3 つの組と、SPS C-RNTI によって指定された PDCCH と PDSCH, EPDCCH と PDSCH, MPDCCH と PDSCH の 3 つの組で用いられる。

TM1~TM10 の概要を以下に紹介する

(3) - 1 TM1 単一送信アンテナ(Single transmit antenna)

このモードでは、送信アンテナを 1 つだけ使用する。

(3) - 2 TM2 送信ダイバーシチ(Transmit diversity)

TM2 は、送信ダイバーシチ対応のモードで、デフォルトの MIMO モードである。様々なアンテナを介して同じ情報を送信するので、各アンテナストリームは異なる符号化および異なる周波数リソースを使用する。これにより、信号対雑音比が向上し、伝送がより堅牢になる。

LTE では、送信ダイバーシチは、空間多重化(SM)が使用できない場合など、一部の送信モードのフォールバックオプションとして使用される。PBCH や PDCCH などの制御チャンネルも、送信ダイバーシチを使用して送信される。

(3) - 3 TM3 CDDによるオープンループ空間多重(Open loop spatial multiplexing with CDD)

TM3は、より高いデータレートを達成するために、複数のアンテナにそれぞれ多重化された複数のレイヤの空間多重化をサポートする。

CDDは、巡回遅延ダイバーシチ (Cyclic Delay Diversity)で、OFDM ベースのシステムにも使われるダイバーシチの技術で、シンボル間干渉を回避しながら、空間ダイバーシチを周波数ダイバーシチに変換する。チャンネル状況に関するUEフィードバックを少なくし、チャンネル情報が欠落している場合や、高速で移動するUEのチャンネルが急激に変化する場合などに使用される。信号は、特定の遅延(循環遅延ダイバーシチまたはCDD)を有するすべてのアンテナに供給され、人為的に周波数ダイバーシチを生成する。

(3) - 4 TM4 閉ループ空間多重(Closed loop spatial multiplexing)

TM4は、複数のアンテナに多重化された複数のレイヤで空間多重をサポートし、高いデータレートを実現するシングルユーザMIMOである。受信機でのチャンネル推定を可能にするために、基地局は、様々なリソース要素(RE)および様々なタイムスロットを介して配信されるセル固有の参照信号(RS)を送信する。

UEは、定義されたコードブックからどのプリコーディングが好ましいかに関する情報を含むチャンネル状況に関する応答を送信する。これは、コードブックで定義されたインデックス(プリコーディング行列インディケータ、またはPMI)を使用して実現される。

(3) - 5 TM5 (Multi-user MIMO)

TM5はTM4と同様、コードブックベースの閉ループ空間多重であるが、マルチユーザMIMOである。

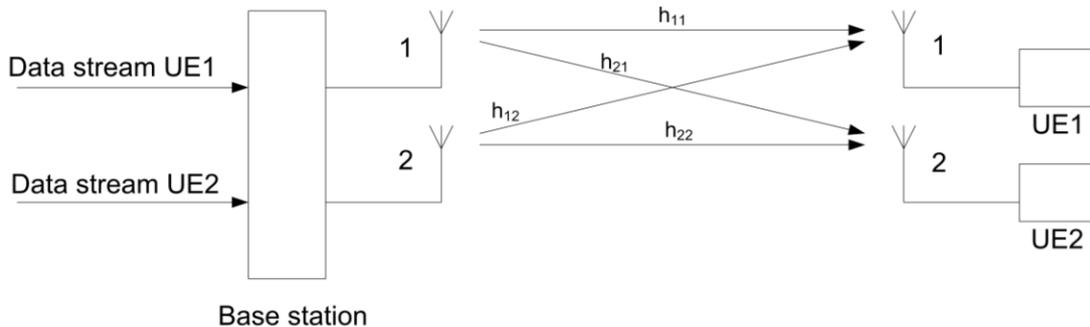


図1 TM5: マルチユーザMIMO. 2つのデータストリームは2つのUEに分割される
出典: LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 - 1MA186_2e, Figure 11

(3) - 6 TM6 (Closed loop spatial multiplexing using a single transmission layer)

図2に基本的な構成を示す。このモードは特殊なタイプの閉ループ空間多重化(TM4)である。TM4とは対照的に、1つの層のみが使用される(ランク1に対応する)。

UEは、チャンネルを推定し、最適なプリコーディング行列のインデックスを基地局に返送する。基地局は、すべてのアンテナポートを介してプリコーディングされた信号を送信する。

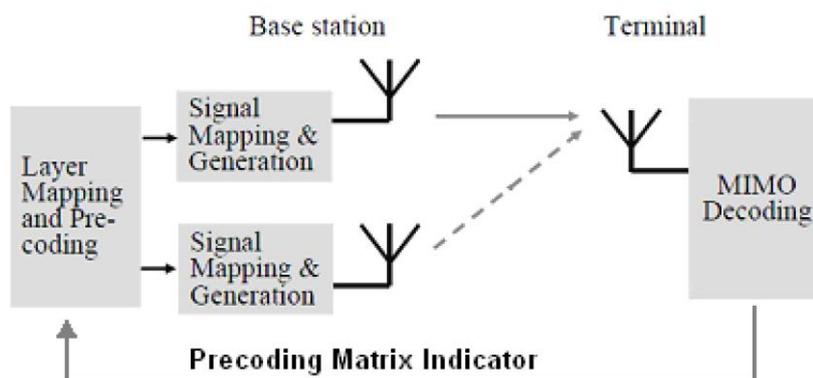


図2 TM6のブロック図

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 13

表1 コードブックインデックスを使用する1層シナリオのプリコーディング/重み付け (位相列は2つのアンテナ信号間の位相差を示す)

Weights for 1 Layer			
Codebook index	Matrix	Weights	Phase
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$		0°
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$		180°
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$		90°
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$		270°

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Table 5

異なるアンテナへの信号のベースバンドにおけるプリコーディングは、ビームフォーミング効果(2つのアンテナについては図3を参照)である。4本の送信アンテナ16種類のビームフォーミング図がある。

この「暗黙の」ビームフォーミング効果は、アンテナ線図に直接的な影響を達成することを目指している送信TM7およびTM8で使用される古典的なビームフォーミングとは区別される。セルの特定の領域を照らすためのものである。

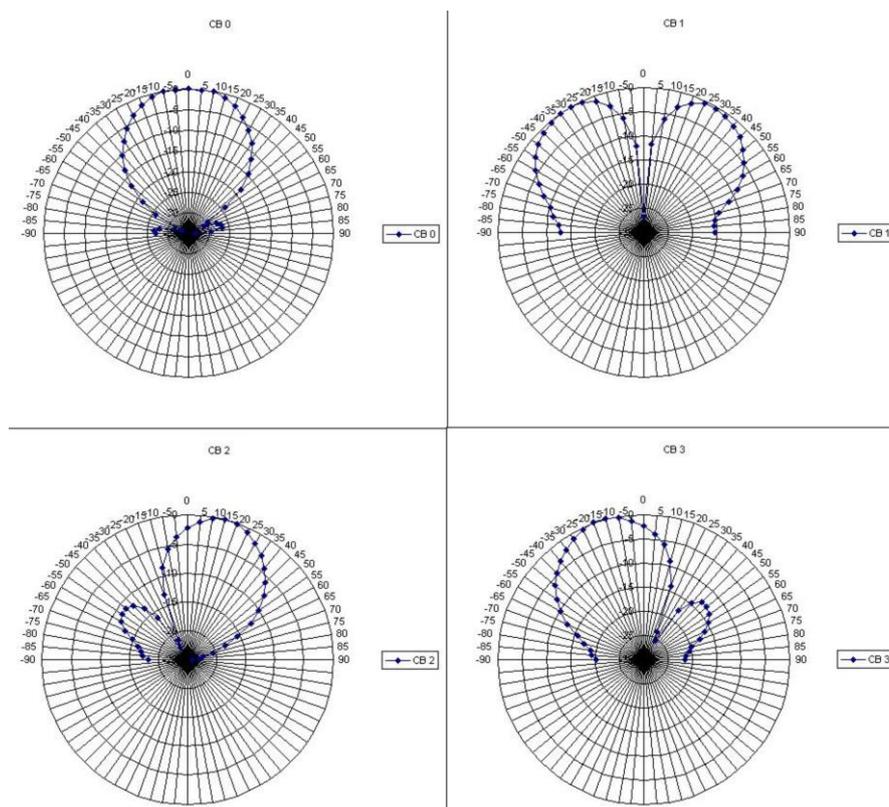


図3 ビームフォーミング効果

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 12

(3) - 7 TM7 (Beamforming (antenna port 5))

このモードでは、UE 固有の参照信号 (RS) を使用する。データと RS の両方は、同じアンテナ重み付けを使用して送信される。

UE は、PDSCH の復調のために UE 固有の RS のみを必要とするため、UE のためのデータ送信は 1 つの送信アンテナから受信されたように見え、UE は実際の送信アンテナ数を認識しない。従って、この送信モードは「単一アンテナポート;ポート 5」とも呼ばれる。送信は、単一の「仮想」アンテナポート 5 から送信されるように見える。

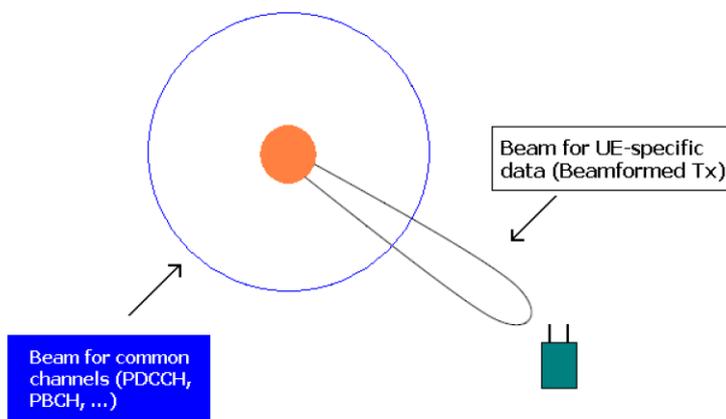


図4 TM7におけるビームフォーミング; UE 特有の RS の使用。
共通チャンネルは送信ダイバーシチを使用する

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 14

最適なビームフォーミング重みを計算するためのアルゴリズムはさまざまある。例えば、受信されたアップリンク信号の方向 (DoA または到来角 (AoA)) を決定することができ、それからビームフォーミング重みを計算することが可能である。しかし、これには、個々のアンテナ素子間の距離が $d \leq \lambda/2$ であるアンテナアレーが必要である。角度広がり小さくない場合、または DoA に支配的な方向がない場合、DoA を決定することは困難である。

チャンネル推定から最適なビームフォーミング重み付けを決定することも可能である。アップリンクおよびダウンリンクは、TD-LTE システムにおいて同じ周波数で行われるため、アップリンクサウンディング参照信号は、チャンネルを推定するために直接使用され、ダウンリンクビームフォーミングのための重み付けを導出するために使用され得る。この場合、ビームフォーミングベクトルはチャンネル推定によって決定され、DoA 計算からは決定されない。

ビームフォーミング計算はアップリンク測定に基づいており、アンテナアレーと RF フロントエンドの較正をビームフォーミングの精度の主要な要素にしている。

LTE は、ビームフォーミングパラメータを決定するための方法を特定していない。ビーム切り換えのような他の方法も可能である。また、アンテナの数およびアンテナアーキテクチャは実装に委ねられている。

(3) - 8 TM8 (Dual layer beamforming (antenna ports 7 and 8))

LTE におけるビームフォーミングの仕様は継続している。LTE 仕様の Rel.8 では、上述の通り 1 つのレイヤでビームフォーミングが定義されているが、Rel.9 では 2 層のビームフォーミングが指定されている。これにより、基地局は、アンテナで個別に 2 つのレイヤに重みを付けて、1 つ以上の UE の空間多重化とビームフォーミングを組み合わせることができる。

TM7 のように、ここでは UE 特有の参照信号 (RS) も使用される。図 5 から分かるように、同じ要素が使用されるため、参照信号は、UE がそれらを区別できるように異なる符号化されなければならない。

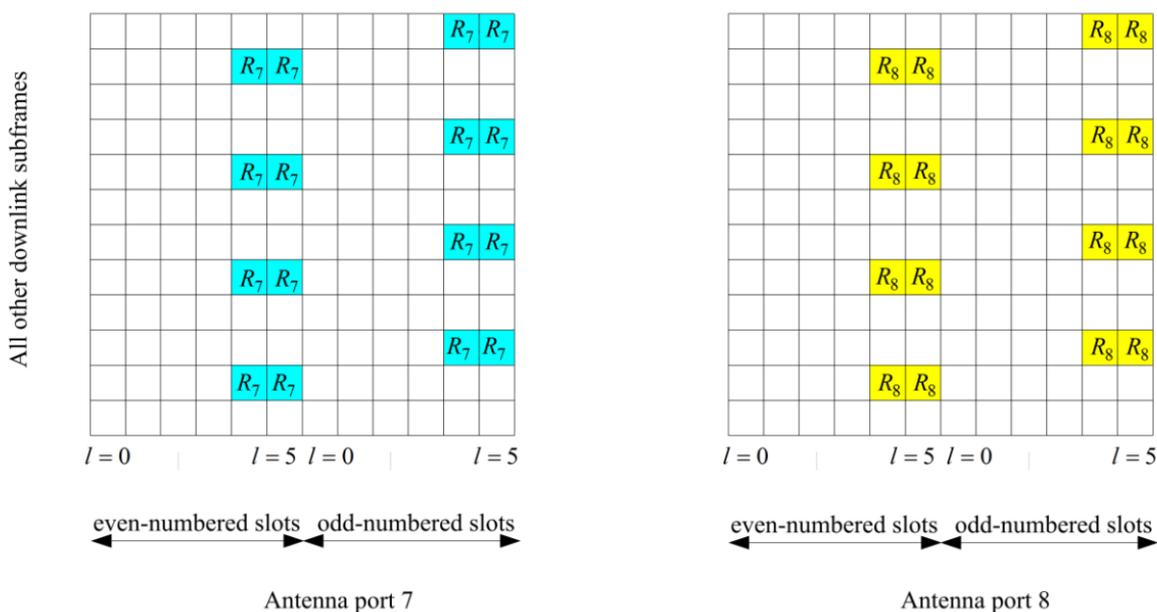


図 5 TM8 (アンテナポート 7 および 8) の参照信号の分布

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 15

2つのレイヤが使用されるため、両方のレイヤが1つのUE（シングルユーザ MIMO，図6）に割り当てられる。または、2つのレイヤが2つの別々のUE（マルチユーザ MIMO，図7）に割り当てられる。

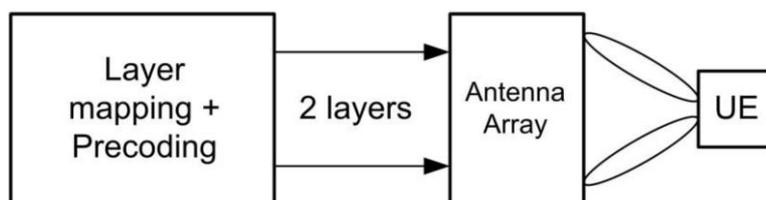


図6 SU-MIMOでの2重層ビームフォーミング

（両方のビームフォーミングされたデータストリームが同じUEにゲインをもたらす）

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 16

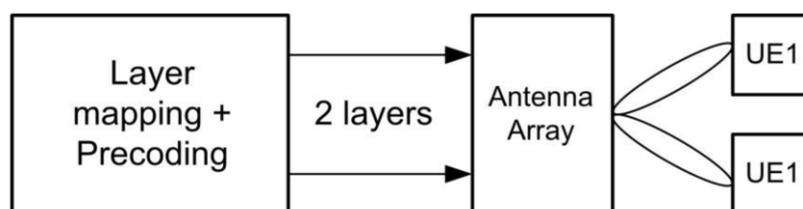


図7 MU-MIMOでの2重層ビームフォーミング

（個々のビームフォーミングされたデータストリームは、それぞれ異なるUEにゲインをもたらす）

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 17

(3) - 9 TM9 (Up to 8 layer transmission (antenna ports 7 - 14))

Rel.10にはTransmission Mode 9が追加されている。このモードでは、最大8つのレイヤを使用できるため、最大8つの物理的送信アンテナが必要である。これにより、最大8×8 MIMO構成になる。使用されるレイヤ数は、動的に定義されてもよい。仮想アンテナポート7～14が使用される。

シングルユーザ（SU）とマルチユーザ（MU）MIMOの両方が可能であり、上位レイヤによる特別なシグナリングなしに両方のモード間の動的切り替えが可能である。参照信号（RS）構造はRel.8より強化されている。

PDSCHの復調のためのUE固有（DM-RS）は、より多くのレイヤをサポートするためにTM7とTM8のビームフォーミングの概念を拡張したものである。さらに、CSI-RSは、UEダウンリンクチャネル状態情報（CSI）測定を可能にする。

図8において、同じ要素がポート7,8,11,12 (R_x , 青色)と9,10,13,14 (R_y , 緑色)に使用されているが、参照信号はUEが区別できるように別々に符号化されなければならない。

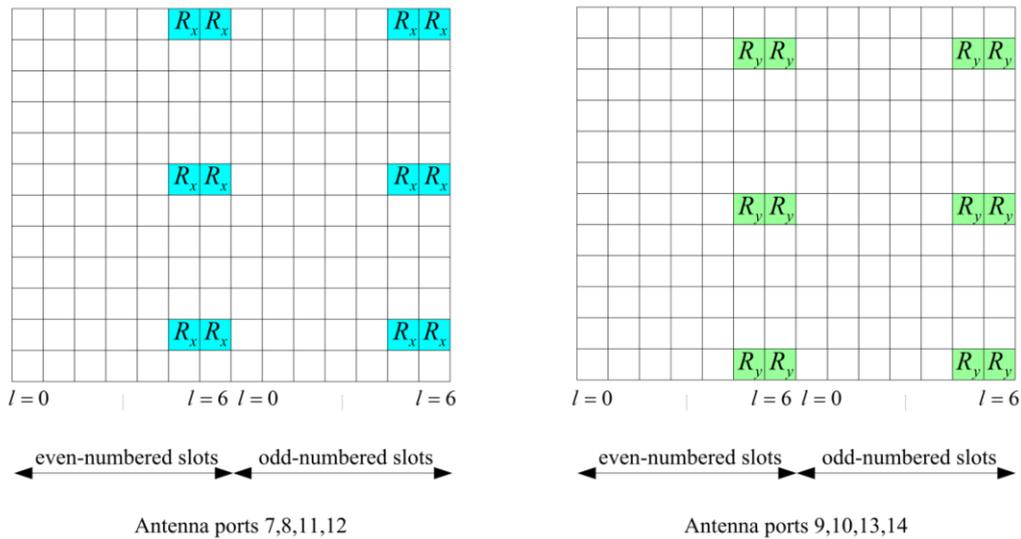


図 8 TM9 (アンテナポート 7 ... 14) の参照信号の分布

出典 : LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e, Figure 18

UE 固有の DM-RS は、プリコーディングの前にデータストリームに適用される。これは、UE がプリコードされ、チャンネルを介して送信される既知の RS を受信することを意味する。したがって、受信機は、事前に使用されたプリコーディングを知る必要はない。特別なコードブックを使用する必要はなく、UE は PMI を返送しない。換言すれば、空間多重化は、TM3~6 のようなコードブックを介した離散的なプリコーディングだけでなく、ビームフォーミングのための全範囲の重み付け(プリコーディング)を使用することができる。

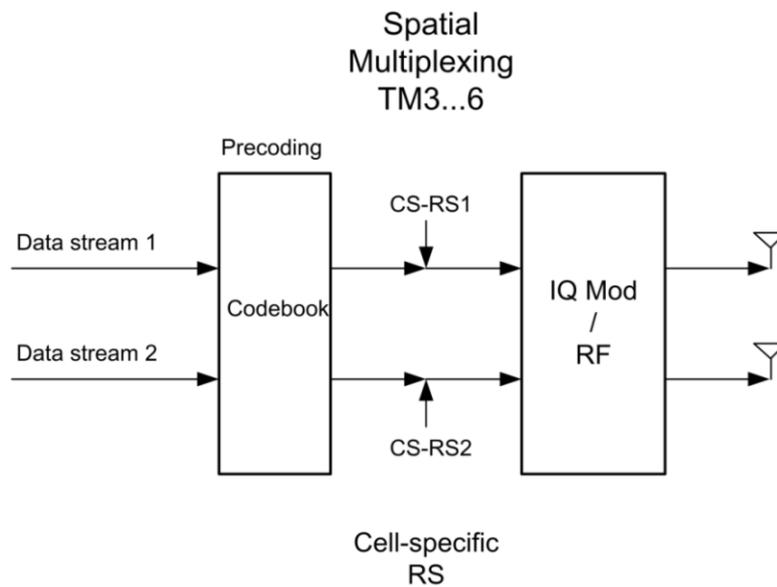


図 9 TM3 ~ 6

(セル固有の RS がプリコーディングの後に適用される。UE は、所望のコードブックインデックスを報告する。離散ビームフォーミングパターンのみが使用される。)

出典 : LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015 , Figure 19

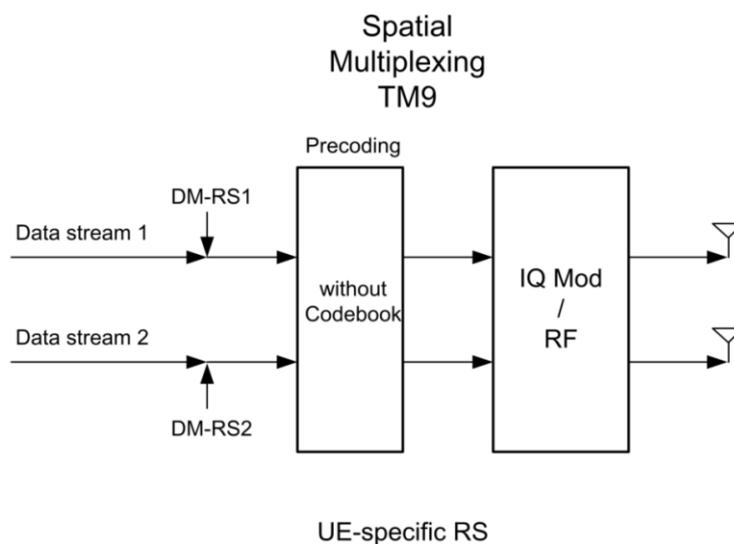


図 10 TM9

(プリコーディングの前に UE 固有の RS が適用される。これにより、非コードブックベースのプリコーディングが可能になる。したがって、全範囲のビームフォーミングパターンを使用することができる。)

出典：LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, ROHDE & SCHWARZ, Bernhard Schulz, July 2015, Figure 20

(3) - 1 0 TM10 (Up to 8 layer transmission (antenna ports 7 - 14))

Rel.11 では、TM10 が追加されている。TM10 は TM9 と同様のものである。ここでも、最大 8 つのレイヤを使用できるため、最大 8 つの物理送信アンテナが必要となる。これにより、最大 8×8 MIMO 構成になる。使用される層の数は、動的に定義されてもよい。仮想アンテナポート 7 ~ 14 が使用される。TM10 は TM9 と同様の参照信号を使用する (図 8 参照)。

TM9 との主な違いは、使用される DCI 形式 (2D) である。TM10 では、Coordinated Multi Point Transmission (CoMP) がサポートされている。CoMP は原則として TM9 のような同じ MIMO 技術を使用するが、送信アンテナは物理的に異なる基地局サイト上にあってもよい。DCI フォーマット 2D は、ドップラーシフト、ドップラースプレッド、平均遅延および遅延スプレッドに関してアンテナポートの準位置を仮定することができることを UE に伝えることを可能にする。

(4) 物理上りリンク共有チャネルの TM

物理上りリンク共有チャネルの TM は、C-RNTI によって指定された PDCCH と PUSCH, EPDCCH と PUSCH, MPDCCH と PUSCH の 3 つの組と、SPS C-RNTI によって指定された PDCCH と PUSCH, EPDCCH と PUSCH, MPDCCH と PUSCH の 3 つの組で用いられる。

TM, TM2 の概要を以下に紹介する

(4) - 1 TM 単一送信アンテナ(Single transmit antenna)

このモードでは、送信アンテナを 1 つだけ使用する。

(4) - 2 TM2 (Closed loop spatial multiplexing)

このモードでは、最高 4 つのアンテナに多重化された最大 4 つのレイヤで空間多重をサポートし、高いデータレートを実現する。受信機でのチャネル推定を可能にするために、基地局は、様々なリソース要素 (RE) および様々なタイムスロットを介して配信されるセル固有の参照信号 (RS) を送信する。UE は、定義されたコードブックからどのプリコーディングが好ましいかに関する情報を含む

チャンネル状況に関する応答を送信する。これは、コードブックで定義されたインデックス（プリコーディング行列インディケータ：PMI）を使用して実現される。

【出典】

- [1] LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, Rohde & Schwarz, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e

【参考資料】

- [1] LTE Transmission Modes and Beamforming White Paper, White Paper, Bernhard Schulz, July 2015 – 1MA186_2e
- [2] LTE/LTE-Advanced のさらなる発展— LTE Release 10/11 標準化動向—, LTE/LTE-Advanced 高度化におけるスマートフォン・マシンコム通信向け無線システム最適化, NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル Vol. 21 No. 2, 無線アクセス開発部, ウリ A. ハブサリ, 武田和晃, 高橋秀明
- [3] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 8), 3GPP TS 36.213 V8.0.0 (2007-09)
- [4] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 9), 3GPP TS 36.213 V9.0.0 (2009-12)
- [5] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 10), 3GPP TS 36.213 V10.0.0 (2010-12)
- [6] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 11), 3GPP TS 36.213 V11.0.0 (2012-09)
- [7] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 12), 3GPP TS 36.213 V12.0.0 (2013-12)
- [8] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 13), 3GPP TS 36.213 V13.0.0 (2015-12)
- [9] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 14), 3GPP TS 36.213 V14.0.0 (2017-03)

【技術分類】 4-1 標準化/Wireless WAN (3GPP)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-1-6 UE カテゴリ

【技術内容】

(1) UE カテゴリの概要

UE カテゴリとは、スマートフォンやモバイル Wi-Fi ルータなどのユーザ機器 (UE : User Equipment) が利用する端末の通信性能を表す指標である。UE カテゴリは、変調方式や MIMO などのアンテナ技術、それによる最高伝送速度などの違いなどによる分類が用意されている。Rel.12 からは、上りと下りの通信に対しそれぞれカテゴリが用意されるようになった。

Rel.14 時点で、カテゴリ 1-12 が規定されている。

(2) UE カテゴリの変遷

UE カテゴリは、Rel.8 ではカテゴリ 1~5 が規定された。Rel.10 ではカテゴリ 6~8 が、Rel.12 ではカテゴリ 9, 10 が、Rel.13 ではカテゴリ 11, 12 が規定された。

(3) UE カテゴリの規定

フィールド UE-Category は、結合されたアップリンクおよびダウンリンクの能力を定義する。以下、UE カテゴリによって設定されるパラメータの詳細を示す。

(3)-2, -3 では、各 UE カテゴリのダウンリンク物理層パラメータ値およびアップリンク物理層パラメータ値をそれぞれ説明する。カテゴリ 6/7 を示す UE は、カテゴリ 4 も示す。カテゴリ 8 を示す UE は、カテゴリ 5 も示す。カテゴリ 9 を示す UE は、カテゴリ 6/4 も示す。カテゴリ 11 を示す UE は、カテゴリ 9/6/4 も示す。カテゴリ 12 を示す UE は、カテゴリ 10/7/4 も示す。

(3)-4 では、MBSFN を介して受信可能な MBMS 対応 UE のカテゴリを紹介する。

(3)-5 では、カテゴリごとのレイヤ 2 のバッファサイズの合計を示す。

(3)-6 では、カテゴリごとの半二重 FDD 動作タイプを紹介する。

(3)-1 UE カテゴリ規定項目

(3)-1-1 ダウンリンクにおけるトランスポートチャネルパラメータ

(3)-1-1-1 TTI 内で受信された DL-SCH トランスポートブロックビットの最大数

下り共通チャネル (DL-SCH : Downlink Shared Channel) 送信時間間隔 (TTI : Transmission Time Interval) 内で UE が受信できる DL-SCH トランスポートブロックの最大数を定義する。この数は、同じサブフレーム内の報知制御チャネル (BCCH : Broadcast Control Channel) を搬送する DL-SCH トランスポートブロックのビットを含まない。

(3)-1-1-2 TTI 内で受信された DL-SCH トランスポートブロックの最大ビット数

UE がセル当たり DL-SCH TTI 内の単一のトランスポートブロックで受信できる DL-SCH トランスポートブロックビットの最大数を定義する。

(3)-1-1-3 DL-SCH ソフトチャネルビットの総数

DL-SCH でのハイブリッド自動再送信要求 (HARQ : hybrid Automatic Repeat reQuest) 処理に使用できるソフトチャネルビットの総数を定義する。この数には、システム情報の復号のための専用ブロードキャスト HARQ プロセスによって必要とされるソフトチャネルビットは含まれない。

(3) - 1 - 1 - 4 TTI 内で受信された MCH トランスポートブロックの最大ビット数
UE がマルチキャストチャネル (MCH: Multicast Channel) TTI 内で受信できる MCH トランスポートブロックビットの最大数を定義する。

(3) - 1 - 2 上りリンクにおけるトランスポートチャネルパラメータ

(3) - 1 - 2 - 1 TTI 内で送信される UL-SCH トランスポートブロックの最大ビット数
UE が上り共通チャネル (UL-SCH: Uplink Shared Channel) UL-SCH TTI 内の単一のトランスポートブロックで送信できる UL-SCH トランスポートブロックビットの最大数を定義する。

(3) - 1 - 2 - 2 TTI 内で送信される UL-SCH トランスポートブロックビットの最大数

UE が UL-SCH TTI 内で送信できる UL-SCH トランスポートブロックの最大数を定義する。

(3) - 1 - 3 ダウンリンク (DL) における物理チャネルパラメータ

(3) - 1 - 3 - 1 DL における空間多重化のためにサポートされるレイヤの最大数

このフィールドは、UE ごとの空間多重化のためにサポートされるレイヤの最大数を定義する。UE は、すべての非 CA バンドの組み合わせにおいて、カテゴリに従ってレイヤ数のサポートが必要である。

(3) - 1 - 4 アップリンク (UL) における物理チャネルパラメータ

(3) - 1 - 4 - 1 UL での 64QAM のサポート

64QAM が UL でサポートされているかどうかを規定する。

(3) - 1 - 5 レイヤ 2 の合計バッファサイズ

このパラメータは、レイヤ 2 のバッファサイズの合計を規定する。レイヤ 2 バッファサイズの合計は、UE が RLC 送信ウィンドウに格納することができるバイト数と、すべての無線ベアラについての RLC 受信および並べ替えウィンドウ、および PDCP においても分割ベアラ可能な UE の合計として定義される。

(3) - 1 - 6 半二重 FDD 動作タイプ

このパラメータは、半二重 FDD 対応 UE の半二重 FDD 動作のタイプを規定する。半二重 FDD 動作タイプは、UE が半二重 FDD 動作にあるときはいつでも適用される。

(3) - 1 - 7 RF パラメータ

(3) - 1 - 7 - 1 最大 UE チャネル帯域幅

UE がサポートする最大チャネル帯域幅を規定する。

(3) - 2 UE カテゴリのダウンリンク物理層パラメータ値

表 1 に、フィールド ue-Category で設定された、カテゴリごとのダウンリンク物理層パラメータ値を示す。

表1 UEカテゴリのダウンリンク物理層パラメータ値

UEカテゴリ	TTI内で受信されたDL-SCHトランスポートブロックビットの最大数(注1)	TTI内で受信されたDL-SCHトランスポートブロックの最大ビット数	ソフトチャネルビットの総数	DLにおける空間多重化のためのサポートされるレイヤの最大数
Category 1	10296	10296	250368	1
Category 2	51024	51024	1237248	2
Category 3	102048	75376	1237248	2
Category 4	150752	75376	1827072	2
Category 5	299552	149776	3667200	4
Category 6	301504	149776 (4 layers, 64QAM) 75376 (2 layers, 64QAM)	3654144	2 or 4
Category 7	301504	149776 (4 layers, 64QAM) 75376 (2 layers, 64QAM)	3654144	2 or 4
Category 8	2998560	299856	35982720	8
Category 9	452256	149776 (4 layers, 64QAM) 75376 (2 layers, 64QAM)	5481216	2 or 4
Category 10	452256	149776 (4 layers, 64QAM) 75376 (2 layers, 64QAM)	5481216	2 or 4
Category 11	603008	149776 (4 layers, 64QAM) 195816 (4 layers, 256QAM) 75376 (2 layers, 64QAM) 97896 (2 layers, 256QAM)	7308288	2 or 4
Category 12	603008	149776 (4 layers, 64QAM) 195816 (4 layers, 256QAM) 75376 (2 layers, 64QAM) 97896 (2 layers, 256QAM)	7308288	2 or 4

注記1: キャリアアグリゲーションオペレーションでは、DL-SCH処理能力は、サービングセルから受信したMCHのものとUEによって共有することができる。所与のTTIにおける1つのサービングセルにおけるDL-SCHおよびMCHの全基地局スケジューリングが、規定された処理能力より大きい場合、DL-SCHとMCHとの間の優先順位付けは、UE実装まで残される。

出典: 3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06) Table 4.1-1 を元で作成

(3) - 3 アップリンク物理層パラメータ値

表2に、フィールドue-Categoryによって設定された、カテゴリごとのアップリンク物理層パラメータ値を示す。

表2 UEカテゴリのアップリンク物理層パラメータ値

UEカテゴリ	TTI内で送信されるUL-SCHトランスポートブロックビットの最大数	TTI内で送信されるUL-SCHトランスポートブロックの最大ビット数	ULでの64QAMのサポート
Category 1	5160	5160	No
Category 2	25456	25456	No
Category 3	51024	51024	No
Category 4	51024	51024	No
Category 5	75376	75376	Yes
Category 6	51024	51024	No
Category 7	102048	51024	No
Category 8	1497760	149776	Yes
Category 9	51024	51024	No
Category 10	102048	51024	No
Category 11	51024	51024	No
Category 12	102048	51024	No

出典: 3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06) Table 4.1-2 を元で作成

(3) - 4 UE カテゴリの MBSFN を介して受信可能な MBMS 対応 UE のための TTI 内に受信される MCH トランスポートブロックの最大ビット数

表 3 に、フィールド ue-Category によって設定された、カテゴリごとの MBSFN を介して受信可能な MBMS 対応 UE のための TTI 内に受信される MCH トランスポートブロックの最大ビット数を示す。

表 3 UE カテゴリの MBSFN を介して受信可能な MBMS 対応 UE のための TTI 内に受信される MCH トランスポートブロックの最大ビット数

UE カテゴリ	TTI内で受信されたMCHトランスポートブロックの最大ビット数
Category 1	10296
Category 2	51024
Category 3	75376
Category 4	75376
Category 5	75376
Category 6	75376
Category 7	75376
Category 8	75376
Category 9	75376
Category 10	75376
Category 11	75376 (64QAM)
	97896 (256QAM)
Category 12	75376 (64QAM)
	97896 (256QAM)

出典：3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06) Table 4.1-4 を元に作成

(3) - 5 UE カテゴリのレイヤ 2 のバッファサイズの合計

表 4 に、フィールド ue-Category によって設定されたカテゴリごとの TTI 内に受信される MCH トランスポートブロックの最大ビット数を示す。

表 4 UE カテゴリのレイヤ 2 のバッファサイズの合計

UE Category	レイヤー2バッファサイズ合計[バイト]	分割ベアラ-のためのサポート
Category 1	150 000	230 000
Category 2	700 000	1 100 000
Category 3	1 400 000	2 300 000
Category 4	1 900 000	3 100 000
Category 5	3 500 000	5 900 000
Category 6	3 300 000	5 800 000
Category 7	3 800 000	6 200 000
Category 8	42 200 000	61 600 000
Category 9	4 800 000	7 200 000
Category 10	5 200 000	7 600 000
Category 11	6 200 000	11 000 000
Category 12	6 700 000	11 500 000

出典：3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06) Table 4.1-3 を元に作成

(3) - 6 UE カテゴリの半二重 FDD 対応 UE の半二重 FDD 動作タイプ

表 5 に、フィールド UE-Category によって設定されたカテゴリごとの半二重 FDD 対応 UE の半二重 FDD 動作タイプを示す。

表 5 UE カテゴリの半二重 FDD 対応 UE の半二重 FDD 動作タイプ

UE カテゴリ	半二重FDD動作タイプ
Category 1	Type A
Category 2	Type A
Category 3	Type A
Category 4	Type A
Category 5	Type A
Category 6	Type A
Category 7	Type A
Category 8	Type A
Category 9	Type A
Category 10	Type A
Category 11	Type A
Category 12	Type A

出典 : 3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06) Table 4.1-5 を元に作成

【出典】

- [7] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 14), 3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06)

【参考資料】

- [1] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 8), 3GPP TS 36.306 V8.0.0 (2007-12)
- [2] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 9), 3GPP TS 36.306 V9.0.0 (2009-12)
- [3] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 10), 3GPP TS 36.306 V10.0.0 (2010-12)
- [4] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 11), 3GPP TS 36.306 V11.0.0 (2012-06)
- [5] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 12), 3GPP TS 36.306 V12.0.0 (2014-03)
- [6] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 13), 3GPP TS 36.306 V13.0.0 (2015-12)
- [7] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (Release 14), 3GPP TS 36.306 V14.3.0 (2017-06)

【技術分類】 4-2 標準化/Wireless LAN

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-2-1 WLAN の概要

【技術内容】

(1) Wireless LAN の標準化状況

通信の高速化を目指して標準化された、または標準化中の Wireless LAN 規格の一覧を、表 1 に示す。

表 1 高速 Wireless LAN 規格の一覧

項目	IEEE802.11n	IEEE802.11ad	IEEE802.11ac	IEEE802.11ax	IEEE802.11ay
標準化内容	2.4/5 GHz 帯の高速化 (MIMO)	超高速無線 LAN (60GHz 帯)	超高速無線 LAN (5 GHz 帯)	高効率無線 LAN	次世代 60 GHz 無線 LAN
標準化時期	2009 年 9 月	2012 年 10 月	2013 年 12 月	2019 年 3 月 (予定)	2019 年 11 月 (予定)
周波数帯	2.4 GHz/5 GHz 帯	60 GHz 帯	5 GHz 帯	2.4 GHz/5 GHz 帯	60 GHz 帯
最大伝送速度 ^{*1}	600 Mbps	6.75 Gbps	6.93 Gbps	9.60 Gbps	44 Gbps/176 Gbps ^{*6}
変調方式 (最高次)	64QAM	64QAM	256QAM	1024QAM	256QAM
多重方式	OFDM	SC ^{*3} , OFDM ^{*3}	OFDM	OFDMA	OFDM
周波数帯域幅	最大 40 MHz ^{*2}	2.16 GHz	最大 160 MHz ^{*2}	最大 160 MHz ^{*2}	最大 8.64 GHz ^{*7}
MIMO 方式	最大 4×4 ^{*4} SU-MIMO (Uplink, Downlink) ^{*5}	—	最大 8×8 Uplink:SU-MIMO Downlink:MU-MIMO	最大 8×8 MU-MIMO (Uplink, Downlink) ^{*5}	最大 4×4 SU-MIMO, MU-MIMO

*1：最大伝送速度は仕様上の最大伝送速度で、MIMO のアンテナ数、チャンネル数、変調方式などにより変わる。

*2：20 MHz 帯域を n 個組み合わせるチャンネルボンディングによる。

*3:IEEE802.11ad の SC(シングルキャリア)の最高次の変調方式は 16QAM, OFDM の最高次の変調方式は 64QAM.

*4:「4×4」とは、送信側アンテナ数 4、受信側アンテナ数 4 の構成を示す。

*5：SU-MIMO はシングルユーザ MIMO, MU-MIMO はマルチユーザ MIMO を意味する。

*6:IEEE802.11ay の理論上の最大伝送速度は、1 ストリーム当たり 44 Gbps, MIMO の 4 ストリームで 176 Gbps.

*7:2.16 GHz の帯域をチャンネルボンディングにより四つ束ねた場合。

IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac 及び IEEE 802.11ax は、それ以前に標準化された IEEE 802.11b と IEEE 802.11g 規格で使用されている 2.4 GHz 帯、または IEEE 802.11a で使用されている 5 GHz 帯の電波を使用し、これら従来規格と後方互換性¹をもつように規定されている。Wireless LAN への MIMO の適用は IEEE 802.11n で初めて行われたが、IEEE802.11ac は IEEE 802.11n を高度化した規格と位置づけられる。IEEE 802.11n と IEEE 802.11ac では、MIMO の適用やチャンネル帯域幅の拡張などによりユーザ当たりのスループットの増大が図られたが、IEEE802.11ax では、複数の端末が密に設置されている環境においてシステム全体のスループットを向上させる高効率な伝送方式の実現を目標としている。

IEEE 802.11ad と IEEE 802.11ay は、UHF 帯またはマイクロ波帯の電波を使用している従来の IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, IEEE 802.11a と異なり、ミリ波帯 (60 GHz) の電波を使用するもので、IEEE 802.11ay は IEEE802.11ad を高度化した規格と位置づけられる。ミリ波帯の電波伝搬は、自由空間損失が大きい、直進性が強い、人体や壁などの遮蔽物による電波の減衰が大きいなどの特性

¹ 後方互換性は、IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac 及び IEEE 802.11ax の間でもある。ただし、これらと IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, IEEE 802.11a との後方互換性は、同じ周波数の電波を使用する規格の間に限られる。

があり、数十 m 程度の近距離通信に限られる。また、今まで普及してきた従来 Wireless LAN 規格と互換性がないという問題がある。しかし、UHF 帯／マイクロ波帯で問題となっている他無線規格との電波干渉がなく、広帯域の周波数を使用して高速化が容易という特徴がある。

(2) IEEE802.11n

IEEE 802.11n では、MIMO、チャンネルボンディング、フレームアグリゲーションの適用により高速化が図られた。以下にこれらの技術の概要を述べる。

① MIMO 技術

IEEE 802.11n では、送信アンテナの数（ストリーム数）として 1～4 個を使用できる MIMO を採用することにより高速化を図っている。データを送信アンテナに分割して伝送できるため、ストリーム数に比例して伝送ビットレートを高くすることができる。また、複数のアンテナから送信された電波が異なる経路を通過して受信側に届くため、受信側で受信した電波を合成することにより、特定の障害物による影響を少なくして通信品質を向上させることができる。

② チャンネルボンディング技術

チャンネルボンディングのイメージを図 1 に示す。隣接する 20 MHz のチャンネル二つを同時に使用し、チャンネル帯域を 40MHz に拡大して、情報転送量を 2 倍にしている。

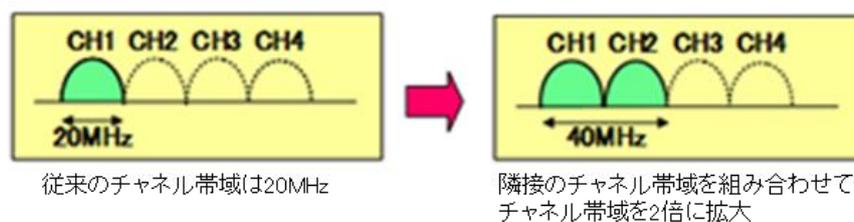


図 1 チャンネルボンディングによる帯域幅の拡張

③ フレームアグリゲーション技術

複数のデータフレームを連結させて一つのフレームとして連続して送信することにより、送信処理を簡略化させて高速化する。フレームを個別に送ると、フレームごとに別々のヘッダが必要になるが、フレームアグリゲーションでは、一つに集約した複数のフレームのデータを一つのヘッダで送信するため、フレームごとに必要な送信処理を減らすとともに送信データ量を減らすこともできる。

IEEE 802.11n の前に標準化された IEEE 802.11a と IEEE 802.11g の伝送速度は最大 54 Mbps であるが、IEEE 802.11n では、1 ストリーム（アンテナ数が 1）でチャンネルボンディングを使わない場合でも、フレームアグリゲーションなどの高速化技術により理論上の最大伝送速度を 72.2 Mbps としている。IEEE 802.11n では、ストリーム数の増加により、理論上の伝送速度を表 2 のように増やすことができる。

表 2 IEEE 802.11n における理論上の最大伝送速度

ストリーム数	20Hz の帯域を使用	40Hz の帯域を使用*1
1 (1×1 MIMO)	72.2 Mbps	150 Mbps
2 (2×2 MIMO)	144.4 Mbps	300 Mbps
3 (3×3 MIMO)	216.7 Mbps	450 Mbps
4 (4×4 MIMO)	288.9 Mbps	600 Mbps

*1：チャンネルボンディングにより帯域 20 MHz のチャンネルを二つ使用して伝送

(3) IEEE802.11ac

IEEE802.11ac では、IEEE802.11n の技術をベースとして、次の機能拡張を行うことにより、さらなる高速化を図っている。

- IEEE802.11n では、MIMO のアンテナ数は最大 4×4 (送信 4 本, 受信 4 本) であるが、IEEE802.11ac では、最大 8×8 (送信 8 本, 受信 8 本) をサポート可能としている。
- IEEE 802.11n では、チャンネルボンディングは 2 チャンネル分の 40MHz であるが、IEEE 802.11ac では、必須規定では 4 チャンネル分の 80MHz、最高規定で最大 8 チャンネル分の 160MHz に拡張できる²。
- OFDM で使用されるサブキャリアの変調方式は、IEEE802.11n では 64QAM (1 シンボル当たり 6 ビットの情報を転送) であるが、IEEE 802.11ac では 256QAM (1 シンボル当たり 8 ビットの情報を転送) を使用可能とし、より多くの情報を OFDM のサブキャリアに乗せることができるようにしている。
- IEEE 802.11n では、基地局が通信できる無線 LAN 端末は、同時には 1 台 (SU-MIMO : Single User-MIMO) であるが、IEEE 802.11ac では、基地局から端末方向 (Downlink) の伝送で MU-MIMO (Multi User-MIMO) をサポートし、送信ビームフォーミングを用いることで、宛先端末側での混信を防ぎ、複数端末に対する同時伝送を可能にしている。

図 2 に、IEEE 802.11ac で規定した IEEE 802.11n に対する高速化技術を示す。

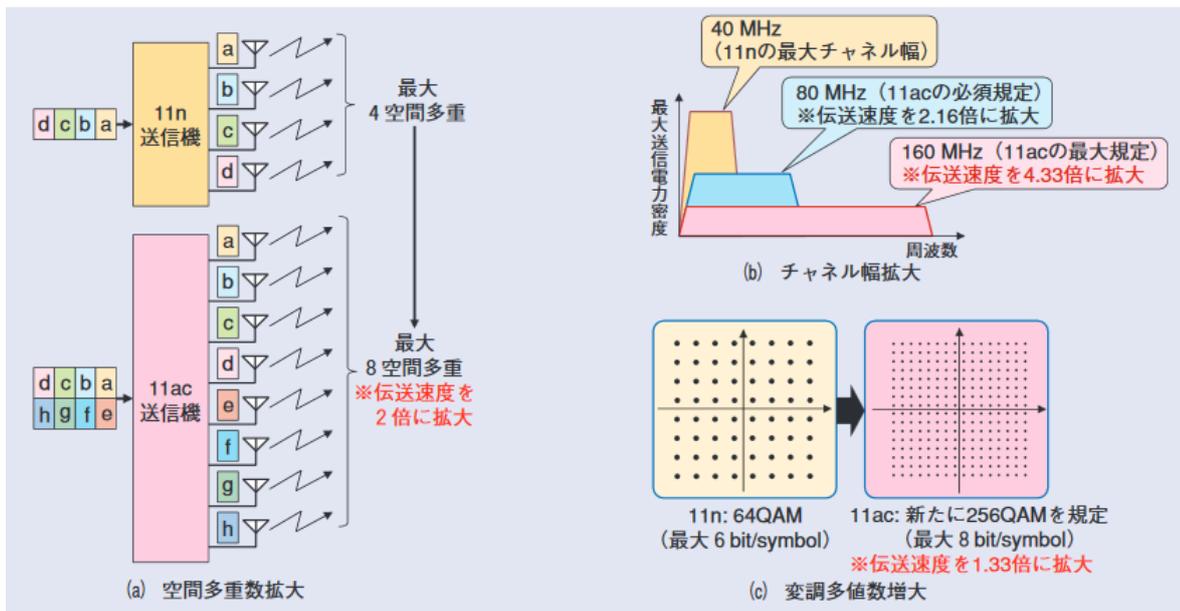


図 2 IEEE 802.11ac で規定した IEEE 802.11n に対する高速化技術

出典：浅井 裕介他, 「IEEE802.11 における無線 LAN 標準化動向」, NTT 技術ジャーナル, 2013, 図 3.

IEEE 802.11ac では、無線 LAN 端末の多様化ニーズを反映させ、高いスケーラビリティを基せるため、必ずサポートしなければならない必須条件と最高規定の間に大きな格差を設けている (表 3).

² 伝送帯域幅については、2013 年 3 月の電波法規則の改正により、IEEE 802.11ac で規定される広帯域伝送 (80 MHz, 160 MHz) が利用可能となった。

表3 IEEE 802.11ac の必須条件と最高規定の比較

高速化機能・特性	IEEE 802.11n 最高規定	IEEE 802.11ac	
		必須条件	最高規定
最大 MIMO アンテナ数	4	1	8
伝送帯域幅	40 MHz	80 MHz	160 MHz
変調方式	64QAM	64QAM	256 QAM
最大フレームサイズ	65535 byte	8191 byte	1048575 byte
物理層伝送速度	600 Mbps	292.5 Mbps	6933.3 Mbps
最大スループット (伝送効率)	485 Mbps (81.0%)	157 Mbps (53.4%)	5.85 Mbps (84.4%)

注1：IEEE 802.11n と IEEE 802.11ac の相違点としては上記のほかには使用周波数がある。IEEE 802.11n では、2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯の両方を使用するが、IEEE 802.11ac では 5 GHz 帯のみ使用。

注2：本表では、サブキャリアに最も多くの情報を乗せる最高規定の変調方式を記載しているが、IEEE802.11n, IEEE802.11ac とともに上記の規格のほかにも、BPSK, QPSK, 16QAM をサポートしている。

出典：浅井 裕介他, 「IEEE802.11 における無線 LAN 標準化動向」, NTT 技術ジャーナル, 2013, 図 3.

なお、IEEE 802.11ac の伝送と 5 GHz 帯を用いる既存の IEEE 802.11a と IEEE 802.11n に基づく伝送とが同一周波数に混在した場合でも互換性がとれるように、IEEE 802.11ac の無線フレームフォーマットは、IEEE 802.11a, IEEE 802.11n と同様のヘッダを用いてカプセル化するかたちで定義されている。

従来の IEEE802.11b/a/g/n 規格では、基地局が通信できる無線 LAN 端末は、同時には 1 台であるが、IEEE 802.11ac では、基地局から端末方向への伝送 (Downlink) で MU-MIMO をサポートすることにより、最大 4 台の無線 LAN 端末と同時に通信できる。SU-MIMO と MU-MIMO の比較を図 3 に示す。

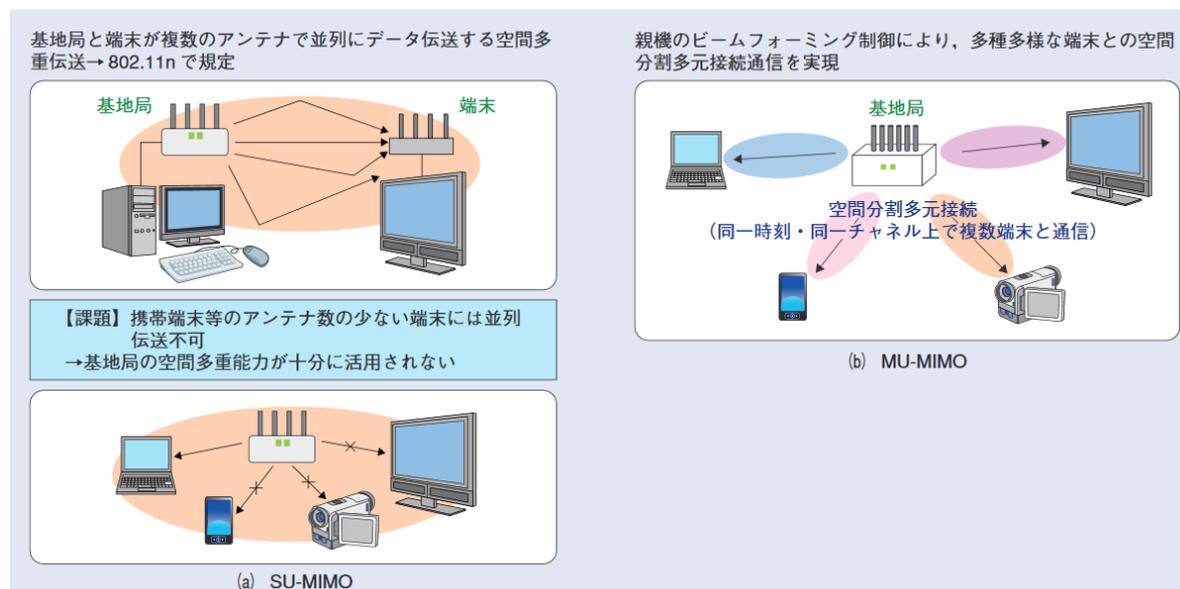


図3 SU-MIMO と MU-MIMO の比較

出典：浅井 裕介他, 「IEEE802.11 における無線 LAN 標準化動向」, NTT 技術ジャーナル, 2013, 図 4.

IEEE 802.11n で規定されている MIMO では、基地局が同時に通信できる無線端末は 1 台であるた

め、SU-MIMO と呼ばれる。SU-MIMO は、1 台の無線端末宛てのデータを複数のアンテナから同一時刻に同一チャネル上で並行して送信し、受信側で各アンテナからの信号を分離する。送信側の基地局で多くのチャネルを装備していても、同時に通信できる端末は1 台であるため、基地局の性能を十分に発揮できない。一方、IEEE 802.11ac で規定された MU-MIMO では、ビームフォーミング技術により電波の指向性を制御することにより、同一時刻に同一チャネル上で複数の端末宛てにデータを同時に送信できるようにして、基地局の設備を効率的に使用し高いスループットを実現できるようにしている。

(4) MIMO の制御

IEEE802.11ac では MU-MIMO をオプション機能として規定し、宛先端末数は 2~4、端末当たり空間多重数は 1~4、空間多重数の合計は 2~8、伝送帯域幅は全端末共通という制限を設けている。さらに、MU-MIMO を実現するため、CSI (Channel State Information) フィードバックとグループ ID という仕組みを規定している。

CSI フィードバックは、基地局から端末に向かう伝搬路の状態を調べる仕組みで、まず基地局は、MU-MIMO 伝送に先立ち、NDP (Null Data Packet) というデータを端末に送信する。NDP のビット列は端末側で既知であるため、端末はそれが伝送中にどのように変わったかを見て伝送路状態を推定し、その結果を基地局に返す。

グループ ID は、MU-MIMO において宛先となる端末を適切に呼び出すために使用される。

MU-MIMO では、端末をグループ分けし、そのグループ ID と空間多重数を無線フレームのヘッダ部分に設定し端末に送信する。端末では、これらの情報により自分宛ての受信フレームと空間多重数を判定する。

(5) IEEE 802.11ax

IEEE 802.11ax は、2019 年 3 月標準化完了予定となっているが、同一周波数帯域で動作する従来の IEEE 802.11ac/11n 等との共存を実現しながら、物理層・MAC 層ともに大幅な機能追加が検討されている。以下に IEEE 802.11ax での性能目標と採用が予定されている主な技術について述べる。

① 機能・性能条件

- ・基地局が高密度に実装されたエリアにおいても、MAC-SAP (Media Access Control-Service Access Point) においてシステム全体のスループットを IEEE 802.11ac に比べ最低 4 倍以上実現する。
- ・リンクレベルの高速化ではなく、主にユーザ全体の体感品質向上を目指したシステムスループットの向上を目標とする。
- ・IEEE 802.11ac が 5 GHz 帯のみ対象にしていたのに対し、従来規格 IEEE 802.11b/a/g/n で対象とされていた 2.4 GHz 帯と 5 GHz 帯を対象とする (標準化のスコープでは 1 GHz~6 GHz の範囲を対象)。
- ・従来規格 IEEE 802.11b/a/g/n との後方互換性を確保する。

② IEEE 802.11ax で採用予定の技術と従来規格との相違点

(i) OFDM シンボル長、FFT サイズ、OFDM サブキャリア間隔の変更

IEEE 802.11ac では、OFDM シンボル長は $4.0 \mu\text{s}$ (Long GI: $0.8 \mu\text{s}$) であったが、IEEE 802.11ax では、屋外のマルチパス環境下でのマルチパス干渉に対する耐性と性能の向上のため、OFDM シンボル長を、 $13.6 \mu\text{s}$ (Normal GI: $0.8 \mu\text{s}$)、 $14.4 \mu\text{s}$ (Double GI: $1.6 \mu\text{s}$)、 $16 \mu\text{s}$ (Quadruple GI: $3.2 \mu\text{s}$) の 3 種類を規定した。OFDM シンボルの拡張とともに、FFT (Fast Fourier Transform) が拡大され、OFDM キャリア間隔は、IEEE 802.11ac では 312.5 kHz であったが、IEEE 802.11ax ではその $1/4$ の 78.125 kHz に変更されている。

(ii) Uplink MIMO の採用

IEEE 802.11ac では、Downlink のみ MU-MIMO を適用していたが、IEEE 802.11ax では、

Downlink に加え、Uplink でも MU-MIMO を適用している。これにより Uplink でも複数の端末が同時送信する場合のスループット向上を図っている。

(iii) 多重アクセス方式として OFDMA を採用

IEEE 802.11ax では、同時送信の機会を増やし、システム全体のスループットを拡大するため、MU-MIMO の適用とともに、多重アクセス方式として OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access : 直交周波数分割多元接続) を採用している。OFDMA の適用により、Uplink, Downlink とともに複数ユーザ向けの異なる種別 (Data, Control, Management の 3 種類) のフレームを周波数軸上と時間軸上で多重化することを可能にしている。図 4 に、IEEE 802.11ax における OFDMA 送信時のリソース割当イメージを示す。

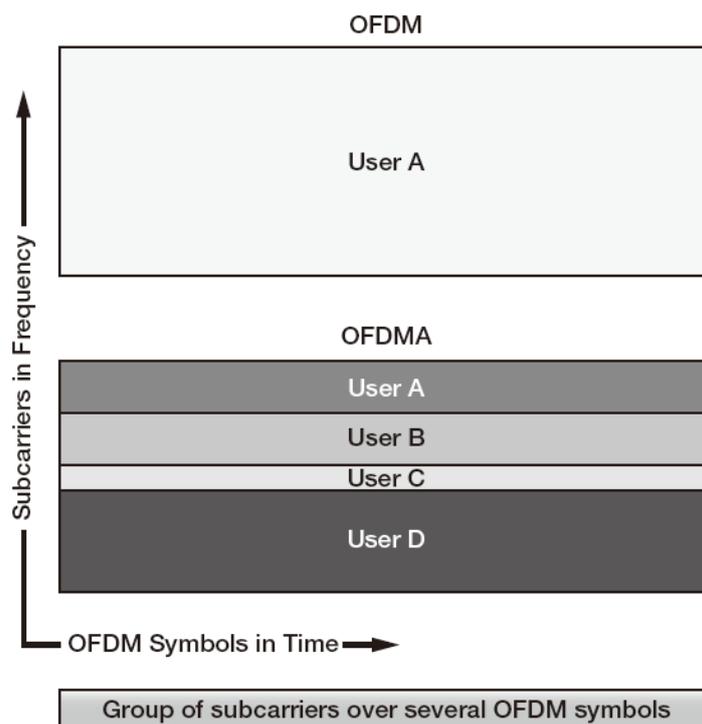


図 4 IEEE 802.11ax における OFDMA リソース割当イメージ

出典：山田 暁他，「無線 LAN 関連システムの国際標準化動向」，電子通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2016, 図 6.

(6) IEEE802.11ad

従来、2.4 GHz/5 GHz 帯を使用した無線 LAN が普及しているが、周波数帯域が少ない、過密エリアでの電波干渉により通信速度が制限されるという問題がある。ミリ波帯のうち 60 GHz 帯は、2.4 GHz/5 GHz 帯と同様、免許不要の周波数として世界的に割り当てられており、ミリ波の広帯域を利用した高速無線通信の実現に適している。

60 GHz 帯の高速無線 LAN の標準化は、IEEE 802 委員会傘下のタスクグループで開始され、2009 年に規格化が完了した。この規格をベースに WiGig アライアンスにおいて 2009 年に WiGig 規格 (WiGig 1.0) が発行された。その後、この規格は IEEE 802.11 に提案され、2012 年 10 月に IEEE 802.11ad 規格が発行された。無線 LAN の業界団体として、従来、IEEE 802/11b/a/g の業界標準仕様を作成してきた Wi-Fi アライアンスがあるが、WiGig アライアンスは 2010 年に Wi-Fi アライアンスと相互接続認証作業に関する協力関係を締結し、2013 年に WiGig アライアンスは Wi-Fi アライアンスに統合されている。このように、IEEE 802.11ad は、従来の 2.4 GHz/5 GHz 帯無線 LAN 規格と同様、Wi-Fi アライアンスでの業界標準仕様策定の対象になっており、デファクト標準としての地位を確立している。

IEEE 802.11ad 規格の特徴として、次の点が挙げられる。

- ① 変調方式として、低消費電力の実現を目指したシングルキャリア（SC：Single Carrier）変調とマルチパス耐性を目指したマルチキャリア変調（OFDM）を採用し、いずれかを選択できるようにしている。
- ② メディアアクセス制御方式として、従来の無線 LAN で使用されてきた CSMA/CA に、TDMA（Time Division Multiple Access）を加えたハイブリッド構造としている。
- ③ アンテナ指向性を制御しながら通信を行うビームフォーミング（BF：Beamforming）を採用。
- ④ 60 GHz 帯と既存無線 LAN の 2.4 GHz/5 GHz 帯の間的高速セッション切替が可能。

表 4 に上記機能のプロトコル階層（物理層、MAC 層）での位置づけを示す。

表 4 IEEE 802.11ad 規格の主な特徴とプロトコルでの位置づけ

レイヤ	解決課題	採用技術
物理層	低消費電力化	シングルキャリア変調
	高効率伝送	LDPC 符号
MAC 層		CSMA/TDMA のハイブリッド
	遮蔽対策	ビームフォーミング

出典：滝波浩二他、「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」、電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン、No.38 秋号、2014、表 1。

表 5 に、SC と OFDM を使用した IEEE 802.11ad の代表的な変調モード（MCS：Modulation and Coding Scheme）と伝送速度を示す。MCS 4 までが必須モードとして定義されており、共通の制御パケットにはロバスト性の高い（誤り率の低い）MCS 0 が使用される。最大伝送速度（物理層レベルの伝送レート）は、SC 変調で 4.6 Gbps（MCS 12）、OFDM 変調で 6.7 Gbps に達する。誤り訂正符号には誤り訂正能力の高い低密度パリティ検査符号（LDPC：Low Density Parity Check code）が使用される。

表 5 IEEE 802.11ad で定義された変調方式（一部抜粋）

MCS	変調方式	符号化率	物理層伝送速度
0	$\pi/2$ DBPSK (SC)	1/2 (32 チップで拡散)	27.5 Mbps
1	$\pi/2$ BPSK (SC)	1/2 (2 回送信)	385 Mbps
4	$\pi/2$ BPSK (SC)	3/4	1.155 Gbps
5	$\pi/2$ BPSK (SC)	13/16	1.25125 Gbps
9	$\pi/2$ QPSK (SC)	13/16	2.5025 Gbps
12	$\pi/2$ 16QAM (SC)	3/4	4.620 Gbps
21	16QAM (OFDM)	13/16	4.5045 Gbps
24	64QAM (OFDM)	13/16	6.75675 Gbps

出典：滝波浩二他、「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」、電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン、No.38 秋号、2014、表 2。

メディアアクセス制御では CSMA と TDMA のハイブリッド構造になっている。これら二つのアクセス方式を共存させるため、ビーコンインターバルの間に CSMA/CA により競合アクセスを行う時間（CBAP）と、TDMA により特定の端末に専用の時間を割り当てる非競合アクセスの時間（SP）を設けられるようになっている。SP を使用することで、パケットの衝突が回避され、常にリアルタイム伝送が保証される。

IEEE 802.11ad では、親機はビーコンを定期的に送信し、無線端末はビーコンを見つけて接続を行う。このビーコン送出的間（ビーコンインターバル）で、ビームフォーミング（BF）の制御が行われ

る。図 5 に代表的なビーム制御プロトコルである SLS (Sector Level Sweep) の手順を示す。ビーム制御機能のあるアクセスポイント (AP: 基地局) は、ビーコン送信タイミングでビーム方向を変えながらビーコン信号を送信する。その際、端末 (STA) は Quasi-Omni (擬似オムに) で定義される最大ビーム幅で待ち受ける。この手順を双方で行った後に、SNR (Signal to Noise Ratio, SN 比) をフィードバックし、最適なビーム方向を決定する。SLS の所要時間は送受ビーム方向の組合せ数にも依存するが、通常 100 ms のビーコンインターバルに対して数百 μ s 程度と短い。これを周期的に実施することにより端末位置の変動に対応する。

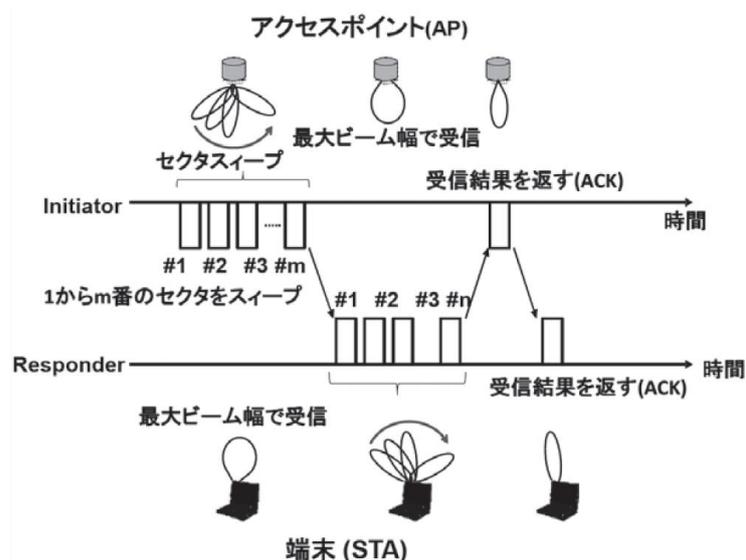


図 5 ビームフォーミング制御手順

出典：滝波浩二他，「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」，電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン，No.38 秋号，2014，図 4。

60 GHz 帯通信では、遮蔽などにより通信が遮断されることが起こりやすいため、2.4 GHz/5 GHz 帯を使用する既存無線 LAN との間でシームレスにセッションを切り替える FST (Fast Session Transfer: 高速セッション切替) が定義されている。

(7) IEEE802.11ay

IEEE 802.11ay は、60 GHz 帯ミリ波無線 LAN 規格 IEEE 802.11ad の後継にあたる規格で、IEEE 802.11ad に対し次の機能を追加し高速化を図るとともに、IEEE 802.11ad に対し後方互換性をもつ。

- IEEE 802.11ad で使用していた四つのチャンネル (2.16 GHz) を含め六つのチャンネルを定義している。また、単一チャンネル (2.16 GHz 帯域) 2~4 個のボンディング機能により、最大帯域幅 8.64 GHz (2.16×4 GHz) を使用可能としている。
- 最大 4 ストリームの MIMO をサポート。また SU-MIMO のほかに MU-MIMO をサポート。
- 1 ストリーム当たりの理論上の最大伝送速度は 44 Gbps で、MIMO で 4 ストリーム伝送する場合の理論上の最大伝送速度は 176 Gbps である。
- IEEE 802.11ad の変調方式 (本節表 5 参照) に加え、より高次の 256QAM をサポート。

IEEE802.11ay で適用対象としているユースケースを表 6 に示す。

表 6 IEEE802.11ay のユースケース

適用対象の通信	適用例	伝送距離, 伝搬条件	目標スループット	トポロジー
超短距離通信	static, D2D streaming/Downloading	10 cm 以下 屋内, 見通し内通信	10 Gbps	P2P
8K UHD 無線転送 (スマートTV等)	非圧縮 8K UHD streaming	5 m 以下 屋内, 見通し内, 稀に見通し外	28 Gbps	P2P
Augmented Reality Viryual Reality	Low Mobility, D2D 3D UHD streaming	10 m 以下 屋内, 見通し内/見通し外	20 Gbps	P2P
データセンタのラック間接続	屋内, ToR スイッチと EoR スイッチ間のマルチホップ通信	10 m 以下 屋内, 見通し内	20 Gbps	P2P P2MP
映像, 大量データ配信/VOD	放送型映像配信 Video on Demand	100 m 以下 屋内, 見通し内/見通し外	20 Gbps	P2P P2MP
移動通信から Wi-Fi へのオフロード, 複数の Wi-Fi 帯域使用	移動通信から Wi-Fi へのトラフィック移動, Wi-Fi の有効利用	100 m 以下 屋内/屋外, 見通し内/見通し外	20 Gbps	P2P P2MP
モバイルフロントホール	信号処理を行う親局と無線送受信を行う子局間の伝送	200 m 以下 屋外, 見通し内	20 Gbps	P2P P2MP
無線バックホール	小セルのバックホール (単一ホップ, マルチホップ)	単一ホップ: 1 km 以下 マルチホップ: 150 m 以下 屋外, 見通し内	2~20 Gbps	P2P P2MP
オフィス機器のドッキング	オフィスにおける無線リンクのドッキング	3 m 以下 屋内, 見通し内/見通し外	13.2 Gbps	P2P P2MP

P2P : Point to Point, P2MP : Point to Multipoint

(IEEE 802.11-15/1150r9, IEEE, May 2016, Table 2-1.を元に作成)

【出典】

- [1] 浅井 裕介, 井上 保彦, 鷹取 泰司, 「IEEE802.11 における無線 LAN 標準化動向」, NTT 技術ジャーナル, 2013.
- [2] 山田 暁, 野島大輔, 浅井孝浩, 「無線 LAN 関連システムの国際標準化動向」, 電子通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2016.
- [3] 滝波浩二, 白方享宗, 入江誠隆, 高橋和晃, 「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2014.
- [4] IEEE 802.11-15/1150r9, IEEE, May 2016.

【参考資料】

- [1] 浅井 裕介, 井上 保彦, 鷹取 泰司, 「IEEE802.11 における無線 LAN 標準化動向」, NTT 技術ジャーナル, 2013.
- [2] 山田 暁, 野島大輔, 浅井孝浩, 「無線 LAN 関連システムの国際標準化動向」, 電子通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2016,
- [3] 滝波浩二, 白方享宗, 入江誠隆, 高橋和晃, 「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2014.
- [4] IEEE 802.11-15/1150r9, IEEE, May 2016.
- [5] 久保田 周治, 「続・無線通信方式の基礎」, MWE 2012 基礎講座データ集, MWE (Microwave Workshop & Exhibition) 2013, Nov.27-29,2013 in Pacifico Yokohama.
- [6] 「徹底解剖! 802.11ac」, 無線 LAN 超入門, 日経 NETWORK 編, pp.14-17.
- [7] 11-16/0954r0, " Bandwidth signaling for EDMG, Laurent Cariou (Intel)" , IEEE July 2016 plenary Submissions, July 2016.

【技術分類】 4-2 標準化/Wireless LAN

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-2-2 物理チャンネル構成

【技術内容】

(1) IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac, IEEE 802.11ax で使用する周波数帯

IEEE 802.11n と IEEE 802.11ax で使用される 2.4 GHz 帯の無線 LAN の周波数とチャンネルを図 1 に示す。2.4 GHz 帯では、チャンネル 1 からチャンネル 13 まで、5 MHz 間隔で 13 個のチャンネルが定義されているが、1つのチャンネルの周波数帯域は 22MHz であるため、周波数の近いチャンネルの電波は干渉しあう。電波が干渉しあわないようにするためには、中心周波数が 22MHz 以上離れたチャンネルを使用する必要があるため、各無線端末が 1 チャンネルずつ使用する場合、複数の端末が同時に使用可能なチャンネル数は、図 1 に示すように 3 チャンネルとなる。

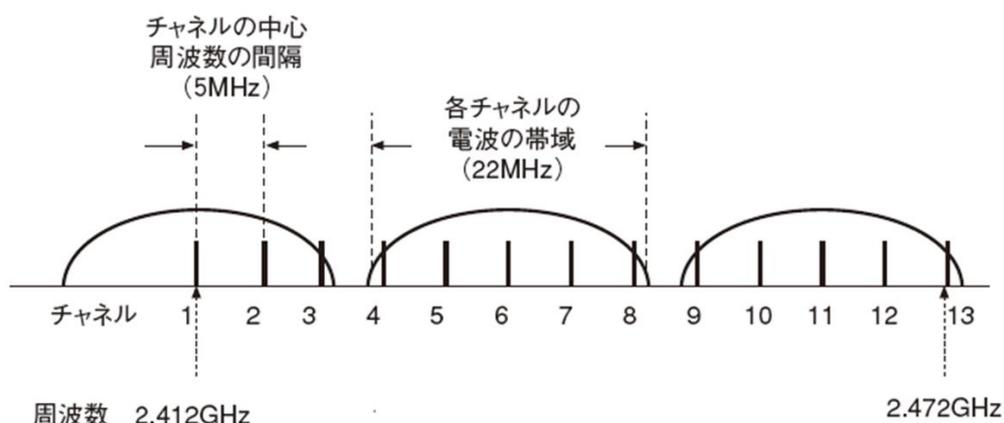


図 1 2.4 GHz 帯の周波数とチャンネル

IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac 及び IEEE 802.11ax で使用される 5 GHz 帯の周波数とチャンネルの構成を図 2 に示す。図に示すように、5 GHz 帯は、屋外での利用の可否や DFS/TPS 使用が必須かによって、W52, W53, W56 の三つに分類される。また、チャンネルの周波数帯域幅を 20 MHz とし、W52 では 4 チャンネル、W53 では 4 チャンネル、W56 では 11 チャンネルが定義されている。

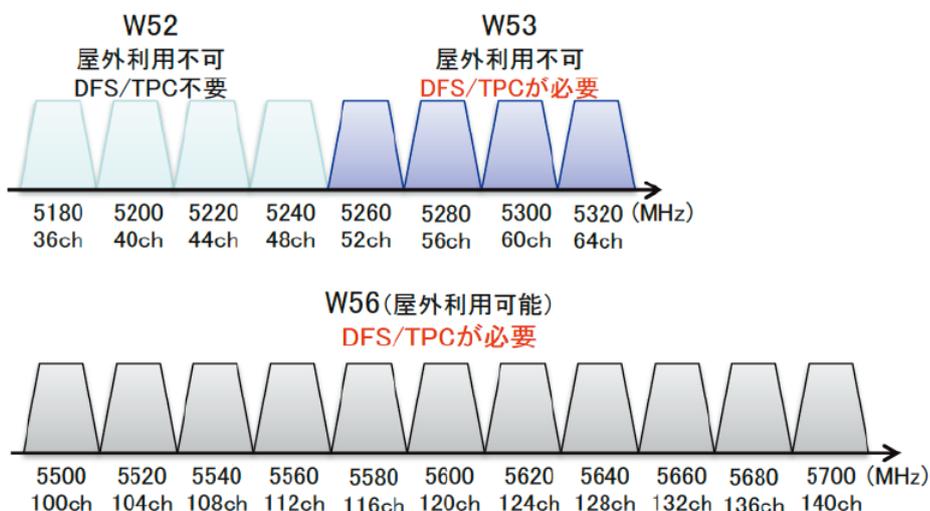


図 2 5 GHz 帯における周波数チャンネル配置

出典：山田 暁他，「無線 LAN 関連システムの国際標準化動向」，電子通信学会 通信ソサイエティマガジン，No.38 秋号，2016，図 4.

5 GHz 帯では、他の用途での同一周波数帯の使用などにより、一部周波数帯域での屋外利用の制限に加え、周波数帯によって、干渉を検知した際に周波数を自動的に変更する DFS (Dynamic Frequency Selection) 及び送信電力を自動的に変更する TPC (Transmission Power Control) の使用が必須になっている。

5 GHz 帯では、5 MHz おきにチャンネル番号が割り当てられているため、20 MHz を使用する各チャンネルの番号は、例えば、W52 では、36 ch、40 ch、44 ch、48 ch と飛び飛びに付与されている。

(2) IEEE 802.11n の物理チャンネル構成

IEEE 802.11n では、隣接する二つの 20MHz の帯域を束ねて、チャンネル帯域幅を 40 MHz として送信できる。この場合、図 1 より、2.4 GHz 帯では、帯域幅 40 MHz のチャンネルを、2.402 (1 ch の中心周波数-10 MHz) ~2.442 GHz と、2.442~2.482 GHz (13 ch の中心周波数+10 MHz) の 2 チャンネルを使用できる。

一方、5 GHz 帯では、帯域幅 40 MHz のチャンネルを、W52 で 2 チャンネル、W53 で 2 チャンネル、W56 で 5 チャンネル、計 9 チャンネル使用できる。

(3) IEEE 802.11ac と IEEE 802.11ax の物理チャンネル構成

IEEE 802.11ac と IEEE 802.11ax では、隣接する 20 MHz の帯域を二つ使用してチャンネル帯域幅を 40 MHz にできる。また、隣接する 20 MHz の帯域を四つ使用してチャンネル帯域幅を 80 MHz にできる。チャンネル帯域幅 80 MHz まだが必須機能で、さらにオプションで、隣接する 20 MHz の帯域を八つ使用して 160 MHz の帯域で使用できる。160 MHz の帯域を使用した伝送では、連続した八つの 20 MHz の使用のほかに、不連続な二つの 80 MHz 帯域を使用した並列伝送が定義 (80+80 MHz non-contiguous mode) されている。

図 3 に、5 GHz 帯においてチャンネルボンディングにより伝送帯域を拡張する場合のチャンネル構成を示す。

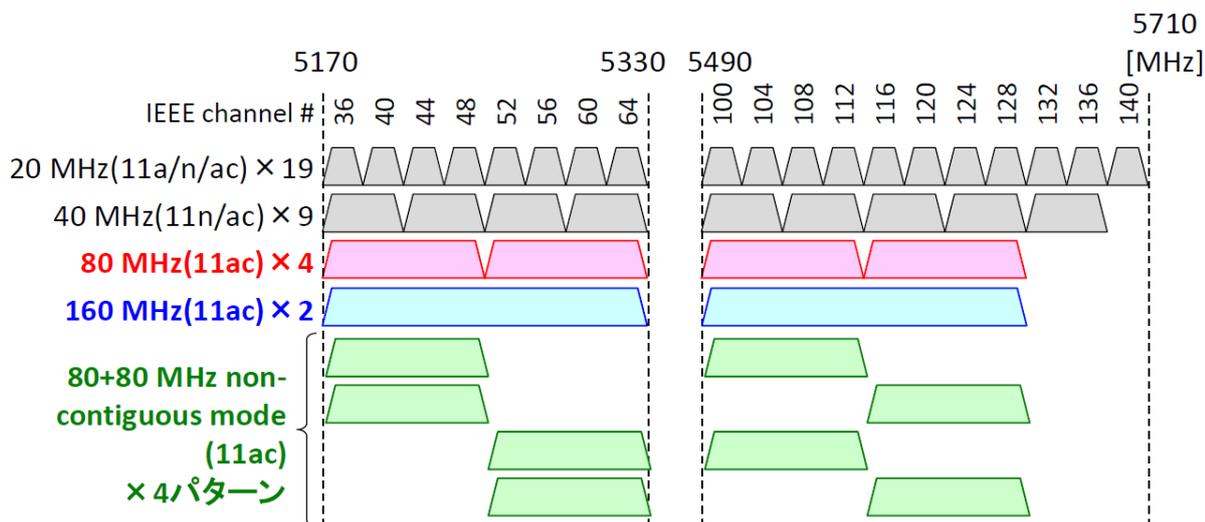


図 3 5 GHz 帯での IEEE 802.11ac/IEEE 802.11ax の伝送帯域の拡張

出典：浅井裕介，「IEEE802.11ac の動向（標準化の動向）」，MMAC802.11WG, 2012 年 5 月 31 日。

(4) IEEE 802.11ad の物理チャンネル構成

IEEE 802.11ad で使用するミリ波帯として、57.0~66.0 GHz の周波数帯が割り当てられている。図 4 に IEEE 802.11ad で使用される周波数帯とチャンネル配置を示す。図に示すように、1 チャンネル 2.16

GHz の帯域が最大 4 チャンネル使用可能である。

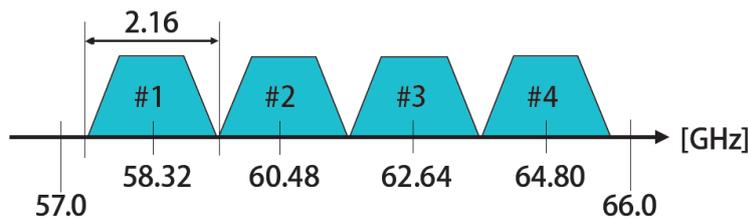


図 4 IEEE 802.11ad の 60 GHz 帯のチャンネル配置

出典：滝波浩二他，「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」，電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2014, 図 1 の一部を使用。

(5) IEEE 802.11ay の物理チャンネル構成

IEEE 802.11ay の各チャンネルの帯域幅は，IEEE 802.11ad と同様 2.16 GHz である。また，IEEE 802.11ad で規定された中心周波数，58.32 GHz，60.48 GHz，62.64 GHz，64.80 GHz のチャンネルに加えて，中心周波数，66.96 GHz と 69.12 GHz のチャンネル，計 6 チャンネルが定義されている。

隣接する 2.16 GHz のチャンネルのボンディングにより，帯域幅が 4.32 GHz，6.48 GHz 及び 8.64 GHz のチャンネルを構成できる。このチャンネル構成（チャンネルの組合せと周波数帯域）を図 5 に示す。

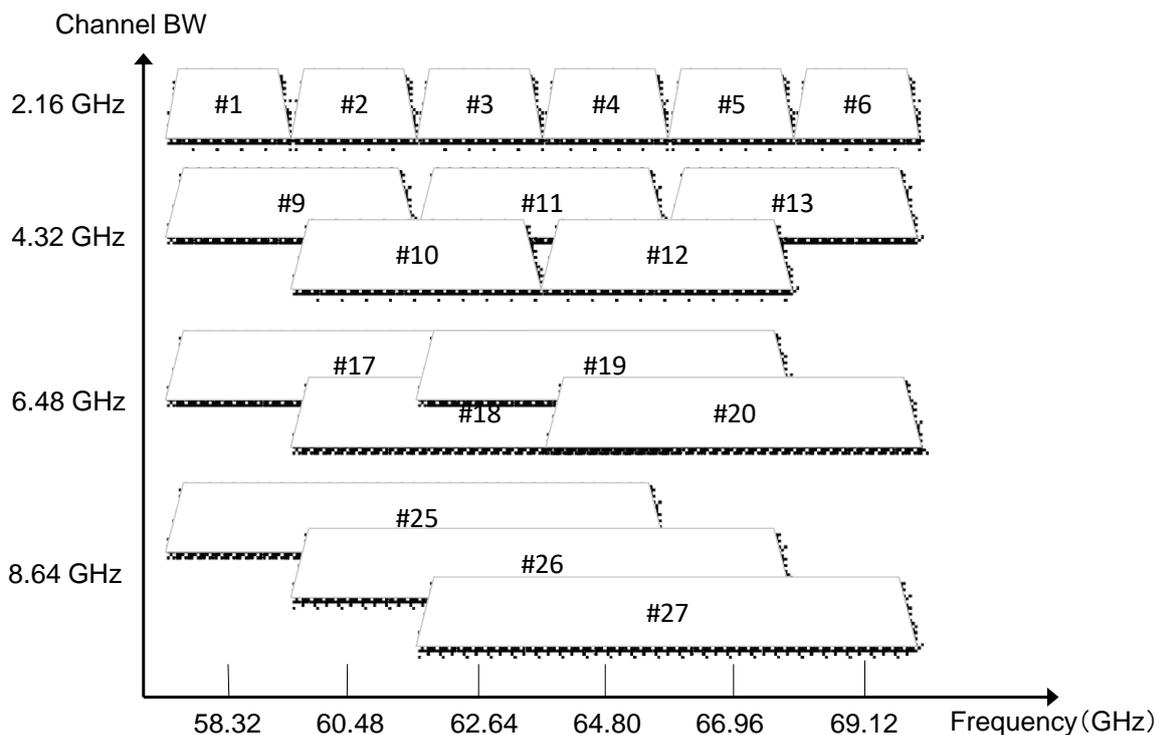


図 5 IEEE 802.11ay のチャンネル構成

出典：11-16/0954r0, "Bandwidth signaling for EDMG, Laurent Cariou (Intel)", IEEE July 2016 plenary Submissions, July 2016.を元に作成

IEEE 802.11ay では，2.16 GHz の単一チャンネルの使用のほかに，同時に複数チャンネルを使用する情報伝送のメカニズムとして，「チャンネルボンディング (channel bonding)」と「チャンネルアグリゲーション (channel aggregation)」が定義されている。チャンネルボンディングでは，帯域幅全体を使用して単一波形の光信号を伝送する。チャンネルアグリゲーションでは，異なる光を伝送する複数のチャンネルを組み合わせるとまとまりのデータを伝送する。チャンネルアグリゲーションでは，二つの 2.16

GHz チャンネルの使用 (2.16 GHz+2.16 GHz) と二つの 4.32 GHz チャンネルの使用 (4.32 GHz+4.32 GHz) が定義されている.

【出典】

- [1] 山田 暁, 野島大輔, 浅井孝浩, 「無線 LAN 関連システムの国際標準化動向」, 電子通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2016,
- [2] 浅井裕介, 「IEEE802.11ac の動向 (標準化の動向)」, MMAC802.11WG, 2012 年 5 月 31 日
- [3] 滝波浩二, 白方享宗, 入江誠隆, 高橋和晃, 「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2014.

【参考資料】

- [1] 山田 暁, 野島大輔, 浅井孝浩, 「無線 LAN 関連システムの国際標準化動向」, 電子通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2016,
- [2] 浅井裕介, 「IEEE802.11ac の動向 (標準化の動向)」, MMAC802.11WG, 2012 年 5 月 31 日
- [3] 滝波浩二, 白方享宗, 入江誠隆, 高橋和晃, 「ミリ波無線 LAN システムの標準化動向と要素技術」, 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38 秋号, 2014.
- [4] 11-16/0954r0, "Bandwidth signaling for EDMG, Laurent Cariou (Intel)", IEEE July 2016 plenary Submissions, July 2016.

【技術分類】 4-3 標準化/Wireless MAN (WiMAX)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-3-1 WiMAX の概要

【技術内容】

(1) WiMAX の経緯

WiMAX とは、元々 IEEE802.16 委員会において規格化されていた、固定無線アクセス (FWA: Fixed Wireless Access) を実現するために検討がスタートした。なお、WiMAX という名称は、Worldwide Interoperability for Microwave Access という用語からの略称であるが、現在ではマイクロ波よりも低い周波数帯が利用されるようになっている。また、無線通信のカバレッジの観点から分類すると、WiMAX は無線 MAN (Metropolitan Area Network) と位置付けられ、一つの基地局に対し数 km 程度と無線 LAN よりも広範で、無線 WAN (携帯電話通信) と同等なカバレッジを実現するが、無線 WAN と異なり、その名称が示すように主に都市部を中心とし、音声通信よりもデータ通信に重点が置かれたものとして発展してきた。

(2) WiMAX Forum について

WiMAX Forum とは、IEEE802.16 規格に基づく WiMAX 製品の互換性検証・認定や、サービス事業者の相互接続性を実現するために 2001 年に発足した非営利の業界団体であり、IEEE802.16 委員会と密接に連携しながら WiMAX 関連の規格策定にも大きく関与している。チップ・機器ベンダ、サービス事業者、アプリケーションベンダなどが参画しており、現在 (2017 年 11 月時点) のメンバ数は、ボードメンバ 7 社、一般メンバ 48 社となっている。2009 年時点では、500 以上の企業・団体がメンバとして参画しており、かなり減少傾向であることがうかがえる。現在の WiMAX Forum の組織構成を図 1 に示す。

WiMAX Forum では IEEE 802.16 標準に含まれる多くのオプションパラメータのうち、機器共通仕様として適正なパラメータをシステム・プロファイル (仕様) として規定しているとともに、認証試験のために認証 (Certification) プロファイルなども規定している。また、IEEE802.16 が物理層、MAC 層における規定であるのに対し、ネットワーク層などのレイヤ 3 以上や、認証セキュリティ、サービス運用などに関わる規定も策定している。

(3) IEEE802.16 と WiMAX の関係

前述の通り、IEEE802.16 委員会では、まず FWA 用の規格策定作業が行われ、2001 年に最初の規格 IEEE802.16-2001 が策定された。その後、2004 年に様々な機能追加や周波数の国際対応が図られた IEEE802.16-2004 が策定され、WiMAX Forum において、この IEEE802.16-2004 に準拠した方式として策定された技術が最初の WiMAX となった。なお、この最初の WiMAX は FWA を目的としたものであったため、固定 WiMAX と称する場合もある。

さらに、IEEE802.16 委員会では、移動無線通信のニーズの高まりに対応し、IEEE802.16-2004 にモビリティ、省電力機能などを追加し、移動環境下でも通信を可能とする IEEE802.16e を 2005 年に策定し、WiMAX Forum において、この IEEE802.16e に準拠した WiMAX として、最初のモバイル WiMAX (Rel1.0) が策定された。以降、本章においては、特に明記しない限り、WiMAX とはモバイル WiMAX のことを示す。WiMAX 技術による移動通信サービスは、日本国内においては 2009 年 2 月よりサービスが開始されている。

その後も IEEE802.16 委員会では機能追加等を受け、2009 年に複信方式として全二重/半二重 FDD の追加や周波数帯が追加された IEEE802.16-2009 を策定し、これに準拠した技術として WiMAX Rel1.5 が策定された。さらに、IEEE802.16-2009 をベースに、MIMO 機能の拡張などによるさらな

る無線通信区間の高速化を目指した追加標準規格として 2011 年に IEEE802.16m-2011 を策定し、これに準拠した技術として WiMAX Rel2.0 が策定された。この WiMAX Rel2.0 のことを WiMAX2 と呼称することもある。

IEEE802.16 規格と WiMAX の各 Rel の関係、及び各規格の技術的特徴を表 1 に示す。

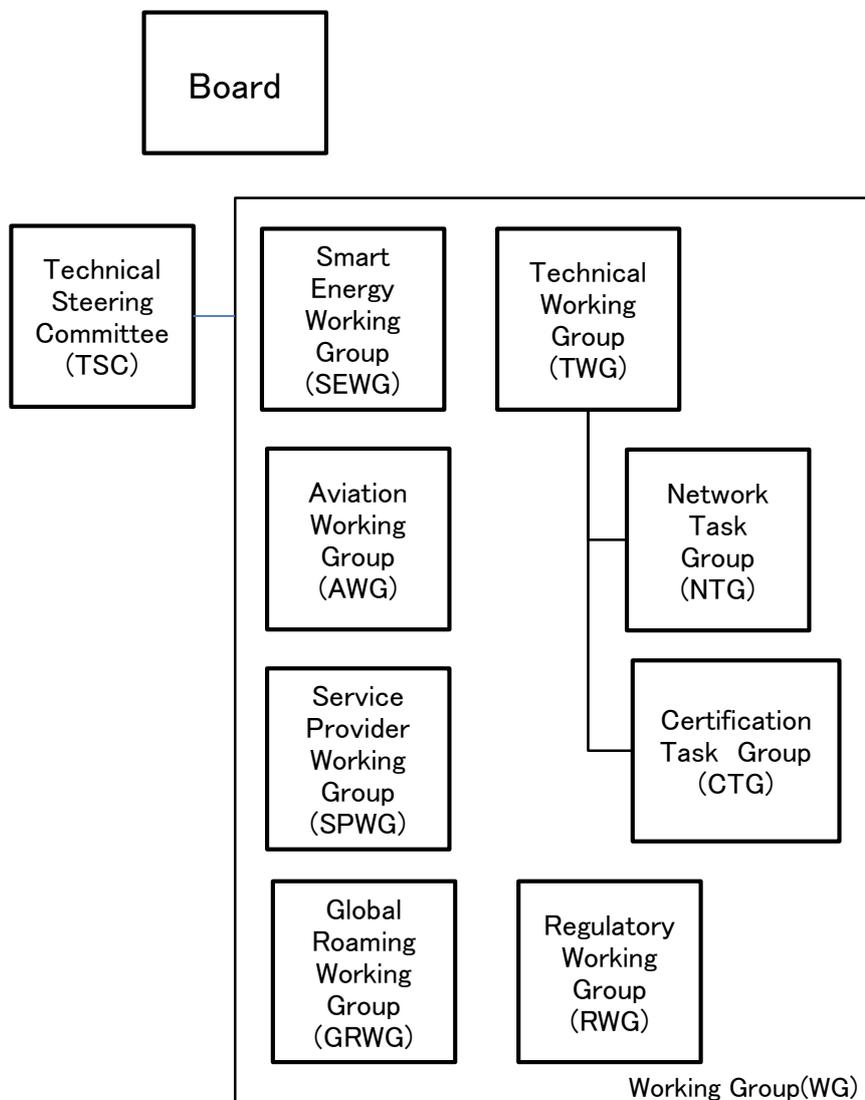


図 1 WiMAX Forum の組織構成

表 1 IEEE802.16 規格と WiMAX の各 Rel の関係

WiMAX Forum		Rel1.0	Rel1.5	Rel2.0 (WiMAX2)
IEEE802.16		IEEE802.16e	IEEE802.16-2009	IEEE802.16m-2011
変調方式		OFDMA		
複信方式		TDD	TDD,FDD,H-FDD	TDD,FDD,H-FDD
変調方式	下り	QPSK/16QAM/64QAM	QPSK/16QAM/64QAM	QPSK/16QAM/64QAM
	上り	QPSK/16QAM	QPSK/16QAM/64QAM	QPSK/16QAM/64QAM
MIMO 構成	下り	2×2	2×2, 4×2(FDD)	4×4(802.16m では最大 8×8 まで考慮)
	上り	1×2	2×2	4×4

(4) WiMAX Rel2.1 について

WiMAX Forum は 2011 年, WiMAX Rel2.0 を拡張し, 当時導入が拡大しつつあった無線 WAN の TD-LTE 方式の技術を追加採用した WiMAX Rel2.1 を策定した. WiMAX Rel2.0 では前述の通り既に TDD が適用されており, また変調方式として LTE と同じ OFDMA が適用されていることもあり, 元々技術的な親和性は高かったと言える.

WiMAX Rel2.1 は, WiMAX Rel2.0 の規格に付随する形で, 3GPP で策定されている TD-LTE に関する規格を Additional Elements(AE)として追加し, 規定されている. この AE は, 3GPP で LTE における無線アクセスとネットワークレイヤの規格の一部を参照する形で規定されている.

【参考資料】

- [1] 齊藤 民雄, 田中 良紀, 加藤 次雄, 「LTE/WiMAX システムの動向」, FUJITSU, Vol.60, No.4, 2009.
- [2] 原田崇, 「モバイル WiMAX 技術動向」, OKI テクニカルレビュー, 第 210 号 Vol.74 No.2, 2007
- [3] 中村道春, 「モバイル WiMAX 標準化への取組み」, FUJITSU, Vol.60, No.1, 2009.
- [4] WiMAX Forum, <http://wimaxforum.org/>

【技術分類】 4-3 標準化/Wireless MAN (WiMAX)

【 F I 】 H04B H04J H04L H04W

【 C P C 】 H04B H04J H04L H04W

【技術名称】 4-3-2 物理チャンネル構成

【技術内容】

(1) IEEE802.16m におけるキャリアアグリゲーション[1]

IEEE802.16m では、従来と同じ 20MHz の帯域幅のままで大幅なスループット向上を実現する技術として、キャリアアグリゲーション技術が導入されている。複数の物理層のキャリアを束ねて一つの太いキャリアとして扱う機能を MAC 層でサポートしている。

このキャリアアグリゲーションは、同一バンド内で周波数が連続するキャリア/非連続なキャリア、さらには例えば 2.5GHz 帯と 3.4GHz 帯といった異なるバンド間での複数のキャリアも束ねることが可能となっている。

(2) IEEE802.16m におけるフレーム構成[2]

IEEE802.16m では、802.16-2009 からフレーム構成の見直しが行われている。スーパーフレームとサブフレームといった階層構造を取ることで、無線通信の効率向上や低遅延化を実現している。

IEEE802.16m における階層フレーム構成を図 1 に示す。

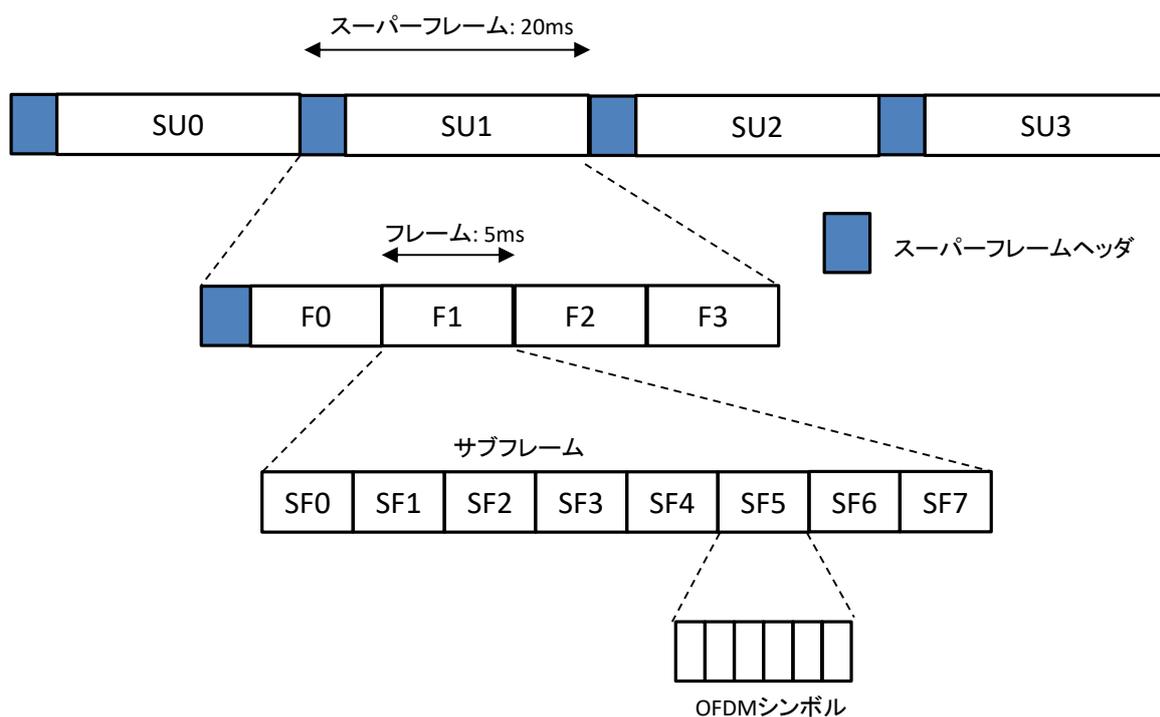


図 1 IEEE802.16m における階層フレーム構成

【参考資料】

[1] 齊藤 民雄, 田中 良紀, 加藤 次雄, 「LTE/WiMAX システムの動向」, FUJITSU, Vol.60, No.4, 2009.

[2] IEEE Standard for WirelessMAN-Advanced Air Interface for Broadband Wireless Access Systems

- 【技術分類】 4-4 標準化／デジタル放送
 【 F I 】 H04B H04H H04J H04L
 【 C P C 】 H04B H04H H04J H04L
 【技術名称】 4-4-1 デジタル放送の概要

【技術内容】

(1) 世界各国におけるデジタル放送方式

デジタル放送は、世界的には1994年6月にアメリカでデジタル衛星放送サービスであるディレクTV及びUSSB(United States Satellite Broadcasting)によりサービス開始され、日本においては1996年6月にCSデジタル放送であるパーフェクTVによってサービス開始された。その後、現在に至るまで、世界各国で様々な形態のデジタル放送が様々な規格によりサービス提供されている。なお、本項では、基本的に地上デジタルテレビ放送における電波伝送方式について説明する。

2017年時点での世界の主な国における地上デジタルテレビ放送の導入状況について表1に示す。表1に示すように、現在導入されている地上デジタルテレビ放送方式としては、大きくDVB-T、ATSC、ISDB-T、DTMBの4方式に分類される。各方式は、それぞれ後述する担当の標準化機関において、規格の検討策定が実施されているが、策定された規格は国際デジュール標準である、ITU-Rにおいて、BT.1306として勧告化されている。またこのBT.1306において、どの方式を選択すべきかのガイドラインが示されている。

表1(1) 世界各国の地上デジタルテレビ放送導入状況(欧州, 北中米, 南米)

地域	国	デジタル放送方式 (※1)	導入年(※2)	アナログ放送終了年(※3)
欧州	イギリス	DVB-T	1998	2007~2012
	ドイツ	DVB-T	2002	2008
	フランス	DVB-T	2005	2009~2011
	イタリア	DVB-T	2003	2008~2012
	スペイン	DVB-T	2000	2010
	スウェーデン	DVB-T	1999	2007
	フィンランド	DVB-T	2001	2007
	ロシア	DVB-T	2010	2018 予定
	トルコ	DVB-T	2013	2017 予定
北中米	アメリカ	ATSC	1998	2009
	カナダ	ATSC	2003	2012
	メキシコ	ATSC	2006	2013~2015
	キューバ	DTMB	2014	2021 予定
	コスタリカ	ISDB-T	2015	2017 予定
	パナマ	DVB-T	2009	2019 予定
	南米	ブラジル	ISDB-T	2007
コロンビア	DVB-T	2010	2019 予定	
アルゼンチン	ISDB-T	2010	2019 予定	
ペルー	ISDB-T	2010	2023 以降	
ベネズエラ	ISDB-T	2011	2020 予定	
チリ	ISDB-T (試験放送)	2010	2020 予定	
ボリビア	ISDB-T	2011	2024 予定	

表 1 (2) 世界各国のデジタル放送導入状況 (アジア・オセアニア, アフリカ)

地域	国	デジタル放送方式 (※1)	導入年 (※2)	アナログ放送終了年 (※3)
アジア・ オセアニア	日本	ISDB-T	2003	2011~2012
	中国	DTMB	2008	2020 予定
	韓国	ATSC(固定テレビ) DMB(携帯端末)	2001(ATSC) 2005(DMB)	2012
	インド	DVB-T (試験放送)	2002	未定
	インドネシア	DVB-T (試験放送)	2008	2017 予定
	フィリピン	ISDB-T	2015	2019 以降
	ベトナム	DVB-T	2003	2016~2020 予定
	タイ	DVB-T	2014	2018 予定
	マレーシア	DVB-T (試験放送)	2006	2018 予定
	シンガポール	DVB-T	2013	2017 予定
	サウジアラビア	DVB-T	2006	2012
	オーストラリア	DVB-T	2001	2013
ニュージーランド	DVB-T	2008	2013	
アフリカ	エジプト	DVB-T (試験放送)	2013	未定
	ナイジェリア	DVB-T	2007	2017 以降
	南アフリカ	DVB-T (試験放送)	2008	2017 以降
	ケニア	DVB-T	2010	2015
	アルジェリア	DVB-T	2009	2020 予定
	モロッコ	DVB-T	2007	2015

※1 DVB-T は DVB-T2 を, ISDB-T は SBTVD-T をそれぞれ含む

※2 導入年は正式サービス開始の年を表す (試験放送とあるものについては試験放送開始の年を表す)

※3 終了年が2年以上の年にまたがって記載されているものはその期間の中での段階的な終了を表す

(2) DVB-T の概要

1993年に欧州横断的な研究組織である EP-DVB(European Project on Digital Video Broadcasting, 以下 DVB プロジェクトと呼称)が設立され, 以降この DVB プロジェクトにより欧州におけるデジタル放送の規格化が主導されている. この DVB プロジェクトで策定される規格を総称して DVB という. なお, DVB プロジェクトは, デジタル放送に関わる機器メーカー, 放送事業者等の民間企業や団体 (ヨーロッパ以外の国も含む) が参加する非営利のいわゆる民間コンソーシアムであるが, ここで策定された規格は ETSI (欧州電気通信標準化機構) に提出され, 欧州標準規格となる.

DVB 規格のうち, 地上デジタルテレビ放送に対する規格が DVB-T(DVB Terrestrial)であり, 1995年に策定され, ETSI により欧州標準規格 (規格番号 EN 300 744) として 1997年に発行されている. DVB-T では, 欧州における国同士が陸地つながりで隣接するという地理的要因により, 周波数の有効利用を考慮した結果, 変調方式としてマルチパス環境に強いという特徴を有する COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing:符号化直交周波数分割多重)を採用している. この COFDM を含めた DVB-T の伝送方式の概要を表 2 に示す.

表 2 DVB-T 伝送方式概要

項目	内容
多重化方式	MPEG-2 TS(Transport Stream)
伝送データビットレート	符号化および変調パラメータにより, 約 5Mbps~32Mbps
誤り訂正方式 (外部エンコーダ)	リード・ソロモン (204, 188)
誤り訂正方式 (内部エンコーダ)	畳み込み符号 (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)
伝送フレーム構成	68OFDM symbols で構成 (4 フレームが 1 スーパーフレーム)
変調方式	COFDM (1 キャリア毎の変調方式: QPSK, 16QAM, 64QAM)
ガードインターバル	1/32, 1/16, 1/8, 1/4
伝送モード	2K, 8K

なお, 表 1(1)で示す通り, 現在 DVB-T は欧州内に限らず世界中で広く導入されている。

(3) DVB-T2 の概要

DVB プロジェクトにおいて, 高解像度映像放送など次世代の地上デジタルテレビ放送向けの規格策定作業が 2006 年に始まり, 新たな規格として DVB-T2 が 2008 年に策定され, 2009 年に ETSI により標準規格 (EN 302 755) として発行された。また, 2011 年に発行された Version 1.3.1 では, モバイル携帯端末向けの T2-Lite プロファイルの追加などの大幅なアップデートが実施された。DVB-T2 の伝送方式概要を表 3 に示す。

表 3 DVB-T2 伝送方式概要

項目	内容
多重化方式	MPEG-2 TS(Transport Stream), GS (Generic Stream)
伝送データビットレート	45.5Mbps (8MHz 時)
誤り訂正方式 (外部エンコーダ)	BCH
誤り訂正方式 (内部エンコーダ)	LDPC (1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6)
伝送フレーム構成	スーパーフレーム, T2 フレーム, OFDM Symbol の三階層構成 1 スーパーフレーム当たりの T2 フレーム数は可変
変調方式	COFDM (1 キャリア毎の変調方式: QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM)
ガードインターバル	1/128, 1/32, 1/16, 19/256, 1/8, 19/128, 1/4
伝送モード	1K, 2K, 4K, 8K, 16K, 32K

DVB-T2 方式の放送は, 2009 年にイギリスで開始された。

(4) DVB における MIMO 技術の導入

DVB-T2 では MISO(Alamouti)技術が導入されており, MIMO 技術は正式には未導入であるが, さらなる伝送容量拡大や周波数効率向上のために DVB プロジェクトや外部の研究機関において DVB-T への MIMO 技術の導入の研究開発が進められている。

(5) ATSC の概要

ATSC とは, Advanced Television Systems Committee の略称であり, 1982 年に米国で設立された放送事業者や機器ベンダ等の企業から構成される民間の標準化団体であり, ここで策定される標準規格に則った放送方式を ATSC 方式と総称する。ATSC は 1995 年に地上デジタルテレビ放送に関する標準規格 A/53 を策定し, 米国において, 1998 年に ATSC 方式による地上デジタルテレビ放送が開始された。

ATSC では変調方式として、広大な土地に住居が点在するようなマルチパスの少ない環境下で効率の良い受信特性を示すシングルキャリア方式である 8-VSB 方式が採用されている。なおこのため、ATSC 方式は都市部においては、受信性能が劣化するためケーブルテレビによる受信が主流となっている。変調方式を含む ATSC 方式の伝送方式の概要を表 4 に示す。

表 4 ATSC 伝送方式概要

項目	内容
多重化方式	MPEG-2 TS(Transport Stream)
伝送データビットレート	19.39Mbps (6MHz 時)
誤り訂正方式 (外部エンコーダ)	リード・ソロモン (208, 188)
誤り訂正方式 (内部エンコーダ)	トレリス符号化 (2/3)
伝送フレーム構成	1 データセグメント当たり、832Symbols で構成 最初の 4 Symbols はセグメント同期用で残りの 828 Symbols がデータ送信用
変調方式	8-VSB

(6) ATSC3.0 の概要

ATSC では、4K/2K 映像送信を可能とする次世代方式の ATSC3.0 の検討を 2011 年に開始し、物理層の規格について 2016 年に A/322 として正式に策定した。ATSC3.0 では、これまでの ATSC 方式への後方互換性を保持しない、全く新しい方式として策定されている。なお、ATSC2.0(A/107)は、ATSC1.0 と後方互換性を有した、主にインタラクティブ放送や非リアルタイム放送といったサービス機能面の向上を図った規格となっている。

ATSC3.0 の伝送方式の概要を表 5 に示す。

表 5 ATSC3.0 伝送方式概要

項目	内容
多重化方式	ALP (ATSC Link layer Protocol)
伝送データビットレート	57Mbps (6MHz 時)
誤り訂正方式 (外部エンコーダ)	BCH, CRC, なし
誤り訂正方式 (内部エンコーダ)	LDPC ({2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9,10, 11, 12, 13}/15)
伝送フレーム構成	Bootstrap, Preamble に続く複数のサブフレームから構成 一つのフレーム内の各サブフレームはそれぞれ異なる数の OFDM Symbols で構成可能
変調方式	COFDM (1 キャリア毎の変調方式: QPSK, 2D-16NUC, 2D-64NUC, 2D-256NUC, 1D-1024NUC, 1D-4098NUC)
ガードインターバル	3/512, 3/256, 1/64, 3/128, 1/32, 3/64, 1/16, 19/256, 3/32, 57/512, 3/16, 1/8, 19/128, 1/4
伝送モード	8K, 16K, 32K

ATSC3.0 方式による 4K 地上デジタルテレビ放送サービスが、米国に先駆け韓国ソウル近郊で、2017 年より開始された。

(7) ATSC3.0 における MIMO 技術の導入状況

ATSC3.0 では、(2×2) 二重偏波 MIMO 技術がオプション機能として導入されている。ATSC3.0 における基本的な MIMO 処理のブロックダイアグラムを図 1 に示す。

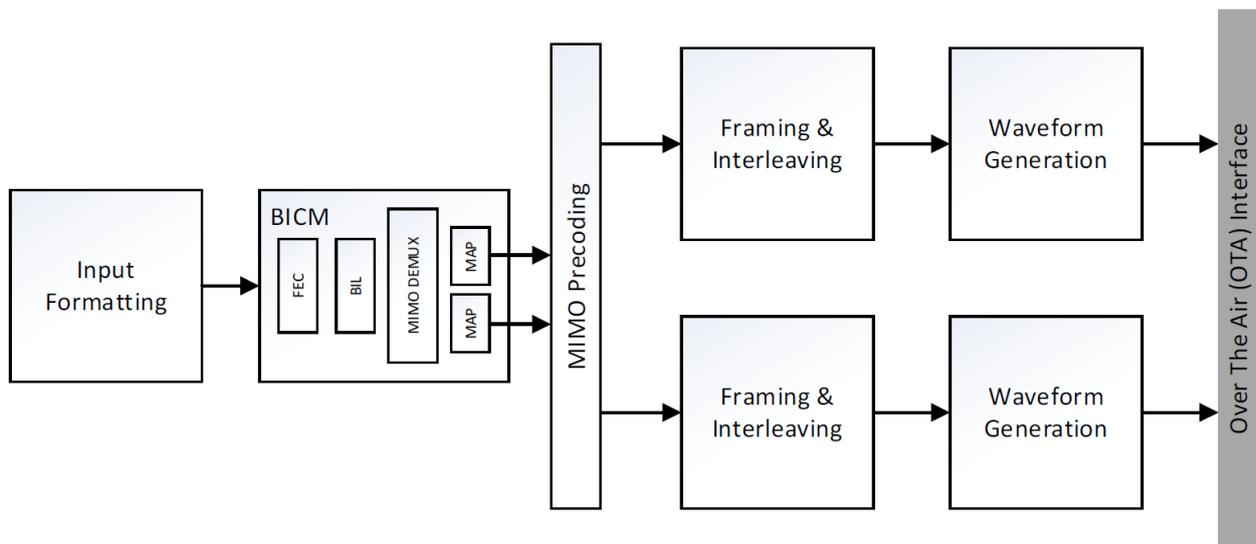


図1 ATSC3.0におけるMIMO処理ブロックダイアグラム

出典：MIMO for ATSC 3.0, IEEE Transactions on Broadcasting (Volume: 62, Issue: 1.) David Gómez-Barquero et.al, 2016, Fig.2

図1における各ブロック処理は大部分がSISOと共通となっている。なお、MIMO処理はBootstrap及びPreambleフレームには適用されず、データフレームに対してのみ適用される。また、同一チャネル内において、SISOとMIMOが混在することも可能となっており、その場合Preambleにおいて通知される。

(8) ISDBの概要

ISDB(Integrated Services Digital Broadcasting：統合デジタル放送サービス)は、日本で開発されているデジタル放送方式の総称であり、地上デジタルテレビ放送のための方式はISDB-Tという。ISDBの標準規格としての検討及び取りまとめは、日本における民間標準化機関であるARIB(Association of Radio Industries and Businesses：電波産業会)で行われており、ISDB-TはARIB ATD-B31として、2001年に策定された。

ISDB-Tの伝送方式の概要を表6に示す。

表6 ISDB-T 伝送方式概要

項目	内容
多重化方式	MPEG-2 TS(Transport Stream)
伝送データビットレート	最大 23.3Mbps
誤り訂正方式 (外部エンコーダ)	リード・ソロモン (204, 188)
誤り訂正方式 (内部エンコーダ)	畳み込み符号 (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)
伝送フレーム構成	204 OFDM Symbols で構成
変調方式	セグメント化した OFDM (1 キャリア毎の変調方式：DQPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM)
ガードインターバル	1/32, 1/16, 1/8, 1/4
伝送モード	モード1(2K), モード2(4K), モード3(8K)

ISDB-T方式による地上デジタルテレビ放送は、2003年に、東京、大阪、名古屋の三地区で開始された。

(9) SBTVD-Tの概要

ISDB-T 方式は日本でのみ導入されているが、ISDB-T をベースにした方式である SBTVD-T(Sistema Brasileiro de Televisão Digita-Terrestre)が日本による技術協力の元、ブラジルを始めとした南米各国での導入が進んでいる。SBTVD-T における伝送方式は基本的に ISDB-T と同じであるが、トランスポート層の入力となる動画圧縮技術として、MPEG-2 の代わりにより高性能な H.264 に置き換えるといった改良が加えられている。なお、本項表 1 のように、SBTVD-T を含めて広義の ISDB-T とするケースも多い。

SBTVD-T方式による地上デジタルテレビ放送は、2007年にブラジル・サンパウロ市で開始された。

(10) ISDB-T における MIMO 技術の導入状況

現在の ISDB-T の規格においては MIMO 技術は導入されていないが、さらなる伝送容量拡大や周波数効率向上のために NHK 技研を始めとする研究機関において、MIMO 技術の導入が盛んに研究されている。NHK 技研では、2012年に初めて屋外(約 4.2km 離れた地点間)での 8K 映像の伝送実験に成功したのを皮切りに、2014年にはより実用的な距離(郊外エリアの約 27km)での伝送実験、さらに 2015年には都市部(約 8km 離れた地点間)での伝送実験に成功している。これらの伝送実験には、2×2 二重偏波 MIMO 技術が適用されている。

(11) DTMB の概要

DTMB(Digital Terrestrial Multimedia Broadcast)は中国における地上デジタルテレビ放送の方式である。2006年に、上海交通大学が ATSC 方式をベースに開発した ADTB-T と清華大学が DVB-T 方式をベースに開発した DMB-T の両方式を折衷し、中国国家標準 GB 20600-2006 として策定された。

DTMB の伝送方式の概要を表 7 に示す。

表 7 DTMB 伝送方式概要

項目	内容
多重化方式	MPEG-2 TS(Transport Stream)
伝送データビットレート	最大約 32.5Mbps
誤り訂正方式 (外部エンコーダ)	BCH (762, 752)
誤り訂正方式 (内部エンコーダ)	LDPC (7488,6096), (7488,4572), (7488,3048)
伝送フレーム構成	Frame Header は、420, 595, 945 Symbols の 3 パターンで PN に利用される。Frame Body は 3780 Symbols で共通。
変調方式	TDS-OFDM (1 キャリア毎の変調方式: 4QAM-NR, 4QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM) シングル/マルチ両方に対応
ガードインターバル	PN(pseudo random noise)

DTMB 方式による地上デジタルテレビ放送は、2008年に開始された。

(12) DTMB における MIMO 技術の導入状況

現在の DTMB 方式においては MIMO 技術は導入されていないが、2009年から、さらなる伝送容量拡大や周波数効率向上のために次世代の DTMB 方式となる DTMB-A(Advanced)の開発が進められ、2015年に中国国家標準 GD/J 068-2015 として策定された。この DTMB-A に対し、MIMO 技術の導入の検討が進められている。

(13) DMB の概要

DMB(Digital Multimedia Broadcasting)は韓国において開発されたデジタル放送方式であり、地上デジタル放送向けとして T-DMB という方式が開発されているが、T-DMB は主に小型携帯機器を適用

対象としたものである。韓国では通常の地上デジタル放送方式としては ATSC を導入しているが、ATSC は韓国のような地理的環境ではマルチパスの影響を受けやすく、特に小型携帯端末での受信には適していないため、欧州のデジタル音声ラジオ規格である DAB(Digital Audio Broadcasting)を独自に改良し映像の送受信も可能としたものである。T-DMB 方式による携帯端末向け地上デジタルテレビ放送は 2005 年に韓国の一部地域でサービス開始された。

なお T-DMB では MIMO 技術は導入されておらず、また導入に向けた具体的な活動も行われていない模様である。

【出典】

- [8] MIMO for ATSC 3.0, IEEE Transactions on Broadcasting (Volume: 62, Issue: 1,) David Gómez-Barquero et.al, 2016

【参考資料】

- [1] NHK データブック 世界の放送 2017, NHK 放送文化研究所, 2017
- [2] デジタル放送教科書上, インプレス, 2004, 亀山渉, 花山剛
- [3] ITU-R BT.1306-7 Error-correction, data framing, modulation and emission methods, ITU-R, 2015
- [4] ITU-R BT.1306-7 Error-correction, data framing, modulation and emission methods, ITU-R, 2015
- [5] Digital Video Broadcasting (DVB);Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestria television broadcasting system (DVB-T2), ETSI EN 302 755 V1.4.1, 2015
- [6] A/53: ATSC Digital Television Standard, Parts 1 – 6, Advanced Television Systems Committee, Inc., 2007
- [7] ATSC Standard: Physical Layer Protocol (A/322), Advanced Television Systems Committee, Inc., 2017
- [8] MIMO for ATSC 3.0, IEEE Transactions on Broadcasting (Volume: 62, Issue: 1,) David Gómez-Barquero et.al, 2016
- [9] TRANSMISSION SYSTEM FOR DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION BROADCASTING ARIB STD-B31, ARIB, 2014
- [10] 次世代地上放送の実現に向けた研究開発, NHK 技研 R&D, No.136, 2012.11, ,中村円香, 2016
- [11] Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System, 中华人民共和国国家标准 GB 20600—2006, 2006
- [12] Technology and Standards of Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcasting, IEEE Communications Magazine May 2010, Chung-yen Ong, Jian Song, Changyong Pan and Yangang Li, 2010
- [13] Technical Review on DTMB-Advanced (DTMB-A) Standard, Engineering and Telecommunication (EnT), 2016 International Conference on Engineering and Telecommunication, Jian Song, Chao Zhang, 2016
- [14] 韓国における DMB サービスの最新動向について, NTT 技術ジャーナル, 2005.11, , 渡辺 祥, 2005

【技術分類】 4-4 標準化/デジタル放送

【 F I 】 H04B H04H H04J H04L

【 C P C 】 H04B H04H H04J H04L

【技術名称】 4-4-2 物理チャネル構成

【技術内容】

(1) DVB-T2 のフレーム構成

DVB-T2 におけるフレーム構成を図 1 に示す。最上位レベルでは、フレームはスーパーフレームから構成され、さらにスーパーフレームは T2 フレームに分解される。スーパーフレームは付加的に FEF(Future Extension Frames)パートを含むこともある。FEF は規格の将来的な拡張のために準備されているもので、既存の DVB-T2 受信機では、FEF は必ずしもデコードする必要はないが、当該データが FEF であることを検知する機能を求められる。

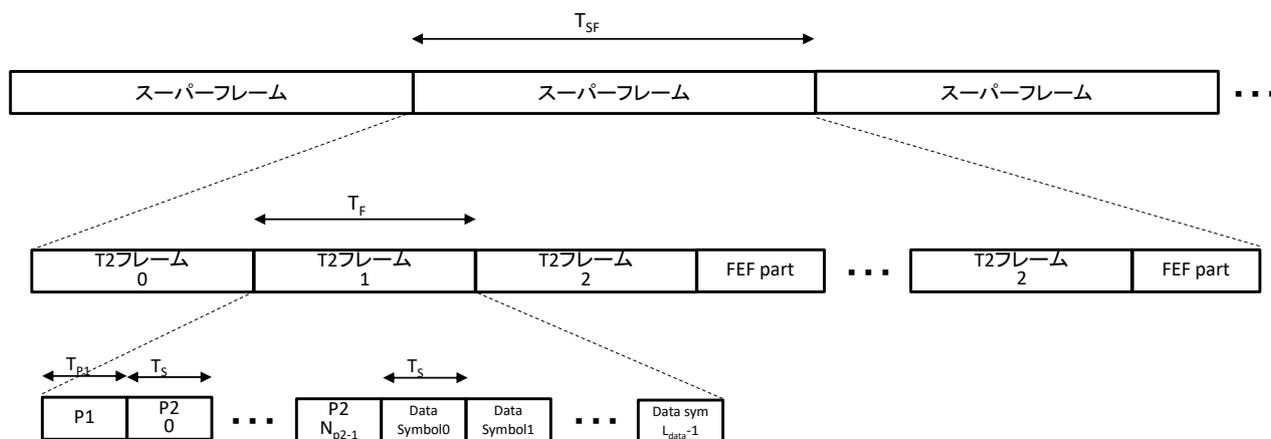


図 1 DVB-T2 における最上位レベルでのフレーム構成
出典：ETSI EN 302 755 V1.4.1, 2015 Figure 35 を元を作成

スーパーフレームについて、より詳細な構成について、図 2 に示す。

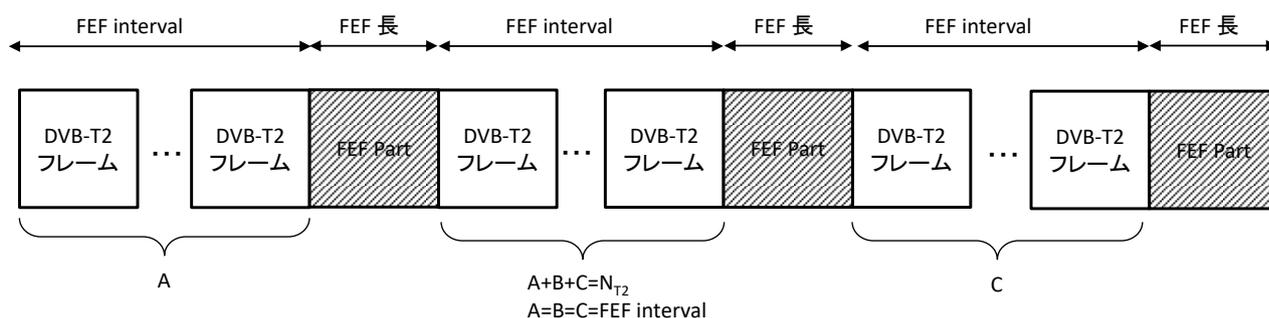


図 2 DVB-T2 におけるスーパーフレーム構成
出典：ETSI EN 302 755 V1.4.1, 2015 Figure 36 を元を作成

スーパーフレームに含まれる T2 フレームの数は、パラメータによって可変に設定可能である。前述の通り、FEF パートが T2 フレーム間に挿入されることもある。1 スーパーフレーム中に複数の FEF パートを含むこともできるが、FEF パートが連続することはできない。FEF パートが含まれる場合、スーパーフレームは必ず FEF パートで終了する。

(2) ATSC3.0 におけるフレーム構成

ATSC3.0 におけるフレーム構成の概要を図 3 に示す。

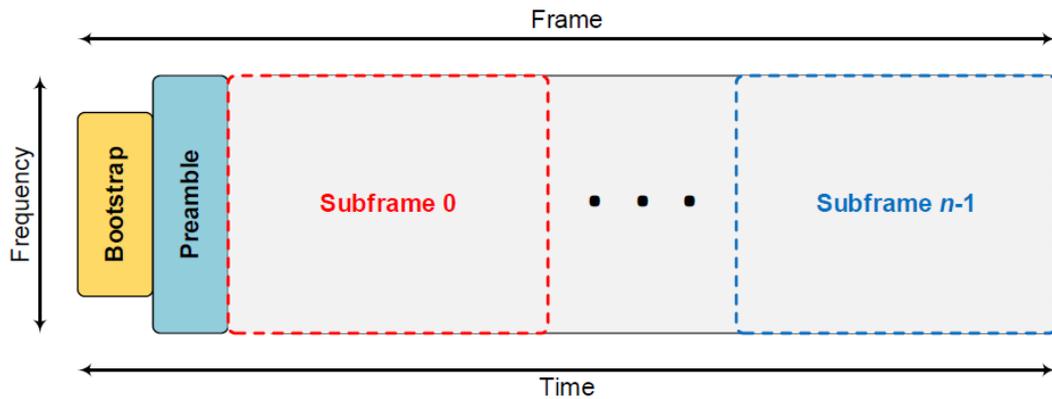


図 3 ATSC3.0 におけるフレーム構成概要

出典：ATSC Standard:Physical Layer Protocol(A/322) Figure 7.10

図 3 に示されるように、フレームは先頭の Bootstrap とそれに続く Preamble、さらに Preamble に続くサブフレームの 3 種類のコンポーネントから構成される。サブフレームは複数含むことができる。ただし、必ず連続していなければならない。

サブフレームを構成するデータセルアドレッシングについて図 4,図 5 に示す。図 4 は、サブフレームが Preamble と連続している場合、図 5 は、サブフレームが他のサブフレームに連続している場合を示している。

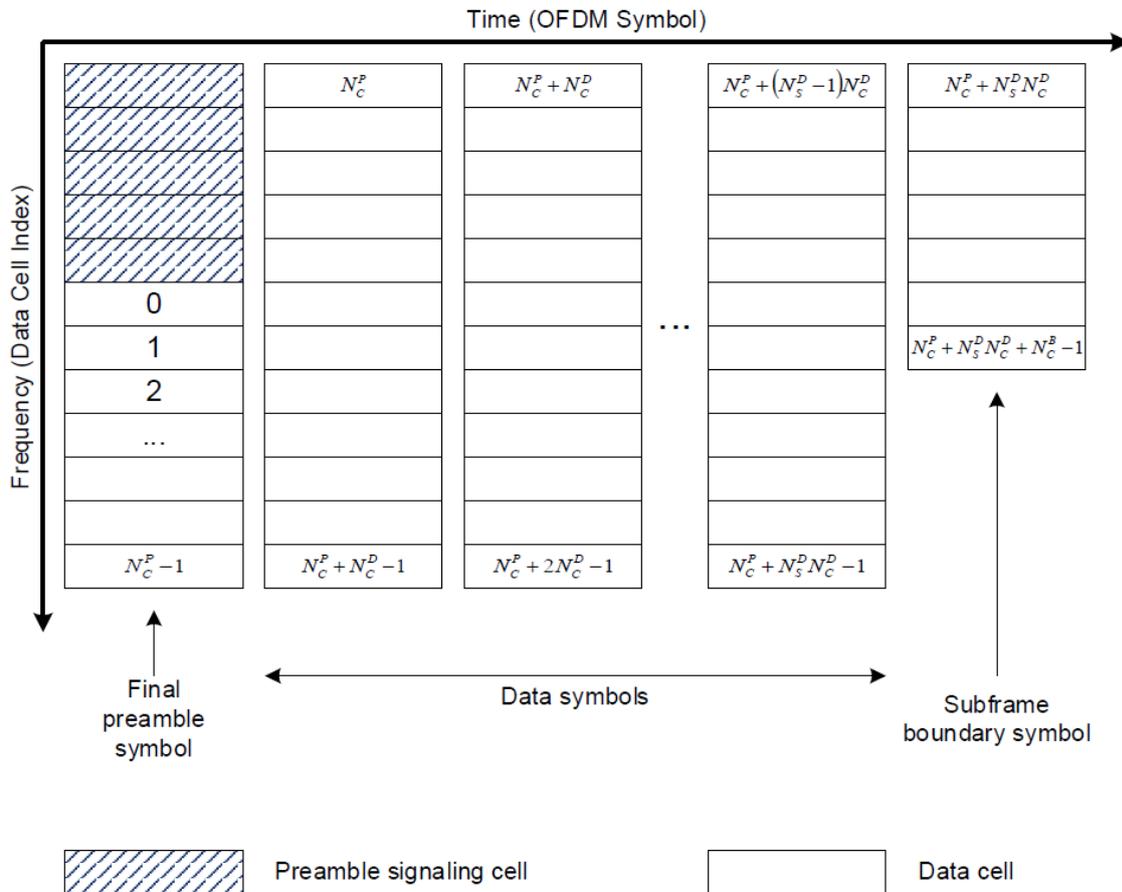


図 4 データセルアドレッシング (サブフレームが Preamble に連続している場合)

出典：ATSC Standard:Physical Layer Protocol(A/322) Figure 7.12

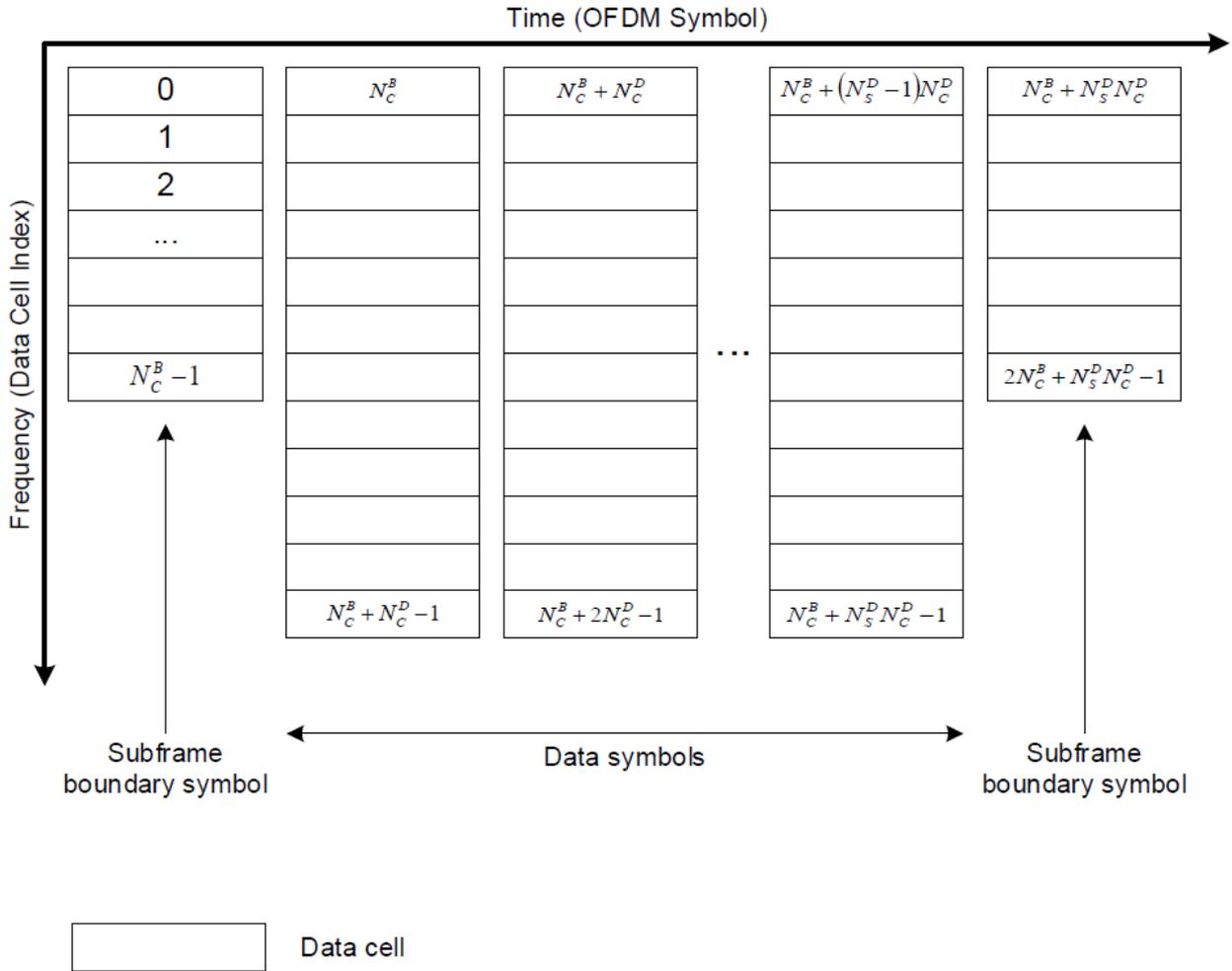


図 5 データセルアドレッシング (サブフレームが他のサブフレームに連続している場合)
 出典 : ATSC Standard:Physical Layer Protocol(A/322) Figure 7.13

なお、図 4、図 5 において、以下の数を定義している。

- N_C^P は Preamble の最後のセル中で有効なデータセルの数である
- N_C^D はデータシンボル中で有効なデータセルの数である
- N_C^B はサブフレームの境界シンボル中で有効なデータセルの数である
- N_S^D はサブフレーム内に存在するデータシンボルの数である

(3) ISDB-T におけるセグメント化された OFDM フレーム構成

ISDB-T では、同一周波数において複数サービスの送信を実現するため、OFDM フレームを 6MHz の帯域幅に対し 13 のセグメントに分割して利用することが特徴となっている。OFDM フレームの概要を図 6 に示す。

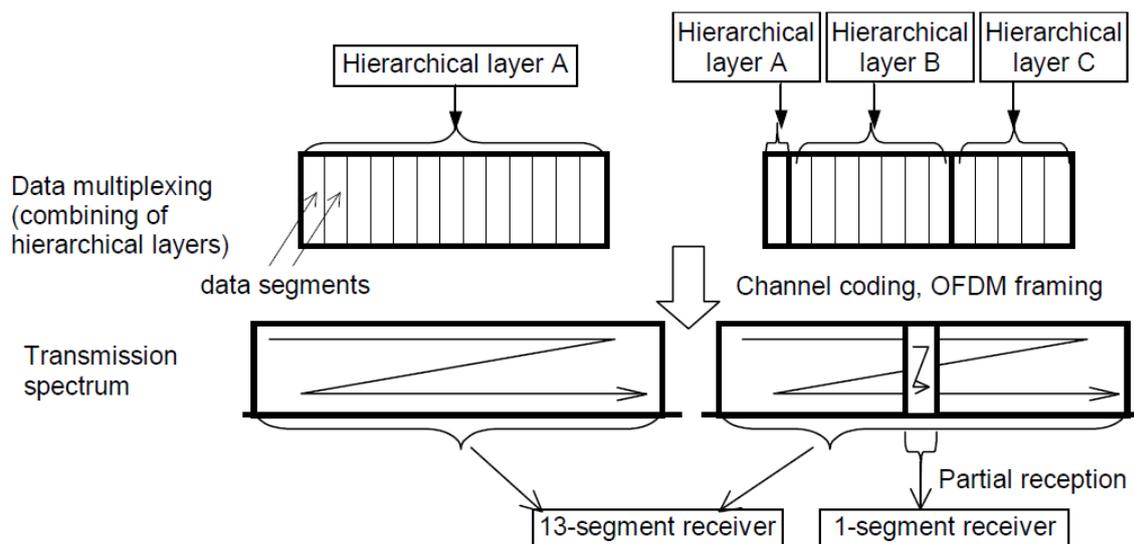


図6 ISDB-Tにおけるセグメント化された OFDM フレームの概要図
出典：ARIB STD-B31 Version 2.2 Fig. 3-1

セグメント化された OFDM のサービス利用例として、中央の 1 セグメント（セグメント番号 0）を利用した携帯端末向けの地上テレビ放送が挙げられる。

(4) DTMB におけるフレーム構成の概要

DTMB における OFDM フレーム構成の概要を図 7 に示す。DTMB では特徴的な階層的なフレーム構成を有している。最上位階層は 24 時間の Calendar Frame となり、次の階層は 1 分の Minute Frame、その次の階層が 125ms の Super Frame となり、その次の最下層のフレームが Signal Frame である。Signal Frame は、Frame Header と Fame Body からなり、Frame Header は 420 Symbols, 55.6 μ 秒、595 Symbols, 78.7 μ 秒、945 Symbols, 125 μ 秒の三パターンあり、Frame Body は 3780 Symbols, 500 μ 秒で固定である。

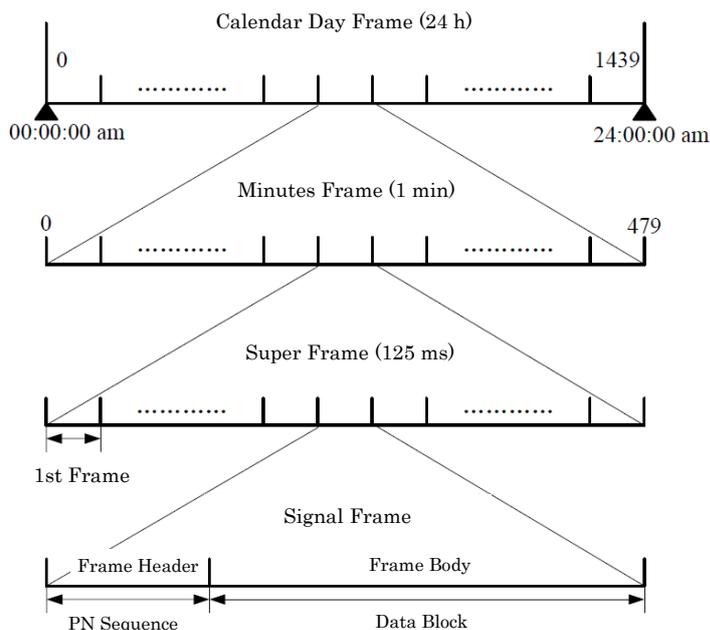


図7 DTMB のフレーム構成の概要
出典：中华人民共和国国家标准 GB 20600—2006, 2006 图 8 を元に作成

【出典】

- [1] Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), ETSI EN 302 755 V1.4.1, 2015
- [2] ATSC Standard: Physical Layer Protocol (A/322), Advanced Television Systems Committee, Inc., 2017
- [3] TRANSMISSION SYSTEM FOR DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION BROADCASTING ARIB STD-B31, ARIB, 2014

【参考資料】

- [1] Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), ETSI EN 302 755 V1.4.1, 2015
- [2] ATSC Standard: Physical Layer Protocol (A/322), Advanced Television Systems Committee, Inc., 2017
- [3] TRANSMISSION SYSTEM FOR DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION BROADCASTING ARIB STD-B31, ARIB, 2014
- [4] Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System, 中华人民共和国国家标准 GB 20600—2006, 2006
- [5] Technology and Standards of Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcasting, IEEE Communications Magazine May 2010, Chung-yen Ong, Jian Song, Changyong Pan and Yangang Li, 2010
- [6] ISDB-T A Handbook for Broadcast Engineers, Masayuki Ito, Yasuo Takahashi and James Rodney Santiago, 2017

A 行列計算

【技術分類】 A 行列計算

【 F I 】 H04B7/0413,200

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 A-1 QR 分解

【技術内容】

原理:

ユニタリ行列を乗算することで、行列を上三角行列または下三角行列に変形する。

詳細:

QR 分解を適用すると最小 2 乗法の解を効率的に求めることができる。これを以下説明する。

まず、 n と M を 1 以上の整数として、 $n > M$ とする。最小 2 乗法の n 次元誤差ベクトルを $\mathbf{e}(n)$ とし

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{A}(n)\mathbf{w}(n) \quad (\text{A-1})$$

と定める。ここで $\mathbf{d}(n)$ と $\mathbf{A}(n)$ はそれぞれ、 n 次元複素ベクトル及び $n \times M$ 複素行列であり、既知とする。 $\mathbf{w}(n)$ は M 次元複素ベクトルであり、次式の評価関数 $J(n)$ を最小にするものを最適解として求める。ここで、 H は複素共役転置である。

$$J(n) = \mathbf{e}^H(n)\mathbf{e}(n) \quad (\text{A-2})$$

最適解を求めるため、 $\mathbf{A}(n)$ に $n \times n$ ユニタリ行列 $\mathbf{Q}(n)$ を乗算して次式のように QR 分解を行う。

$$\mathbf{Q}(n)\mathbf{A}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(n) \\ \mathbf{0}(n) \end{bmatrix} \quad (\text{A-3})$$

ここで、 $\mathbf{R}(n)$ は $M \times M$ の上三角行列、 $\mathbf{0}(n)$ は $(n-M) \times M$ の零行列である。さらに、 $\mathbf{Q}(n)$ を $\mathbf{d}(n)$ へ乗算し、その結果を

$$\mathbf{Q}(n)\mathbf{d}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{p}(n) \\ \mathbf{v}(n) \end{bmatrix} \quad (\text{A-4})$$

と表す。ここで、 $\mathbf{p}(n)$ は M 次元複素ベクトル、 $\mathbf{v}(n)$ は $(n-M)$ 次元複素ベクトルである。

したがって、(A-1)の $\mathbf{e}(n)$ に $\mathbf{Q}(n)$ を乗算すると

$$\mathbf{Q}(n)\mathbf{e}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{p}(n) - \mathbf{R}(n)\mathbf{w}(n) \\ \mathbf{v}(n) \end{bmatrix} \quad (\text{A-5})$$

となり、(A-2)の $J(n)$ は $\mathbf{Q}^H(n) = \mathbf{Q}^{-1}(n)$ を用いて

$$\begin{aligned} J(n) &= [\mathbf{Q}(n)\mathbf{e}(n)]^H [\mathbf{Q}(n)\mathbf{e}(n)] \\ &= [\mathbf{p}(n) - \mathbf{R}(n)\mathbf{w}(n)]^H [\mathbf{p}(n) - \mathbf{R}(n)\mathbf{w}(n)] + \mathbf{v}^H(n)\mathbf{v}(n) \end{aligned} \quad (\text{A-6})$$

と表すことができる。結局、 $J(n)$ を最小にする $\mathbf{w}(n)$ は

$$\mathbf{R}(n)\mathbf{w}(n) = \mathbf{p}(n) \quad (\text{A-7})$$

の解となることがわかる。この連立方程式は $\mathbf{R}(n)$ が上三角行列であるため、後退代入により簡単に求めることができる。

上述の QR 分解は Givens 回転行列を用いることで実現でき、ユニタリ行列 $\mathbf{Q}(n)$ は Givens 回転行列の積の形で求められる。さらに、図に示すシストリックアレーを用いれば効率的なパラレル処理が可能となる。

なお、QR 分解は MIMO の MLD (最尤検出) にも適用でき、(7)式のように後退代入を用いることで MLD の演算量を削減できる。

長所:

MIMO 受信方式への適用について言及するならば、MLD にも適用でき後退代入を用いることで MLD の演算量を削減できる。

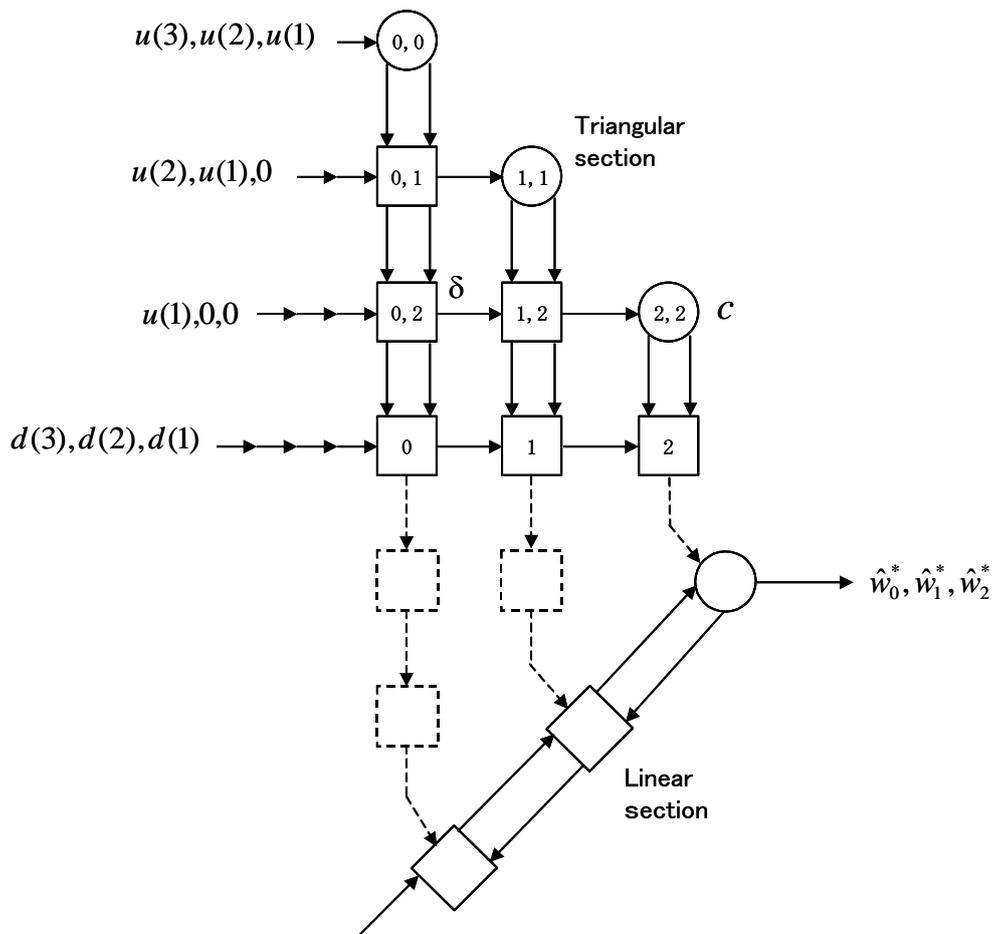


図1 シストリックアレーの構成

“Adaptive Filter Theory, Second Edition”, “1991”, “S.Haykin 著”, “Prentice-Hall 発行”, “p.525, Figure 14.2: Systolic array implementation of the QRD-RLS algorithm for N=3”を基に作成

【出典】

- [1] “Adaptive Filter Theory, Second Edition”, “S 14.6: Systolic Array Implementation I” “1991”, “S.Haykin 著”, “Prentice-Hall 発行”

【参考資料】

- [2] “Matrix Computations”, “1989”, “Gene H.Golub and Charles F.Van Loan. 著”, “The Johns Hopkins University Press 発行”

【技術分類】 A 行列計算

【 F I 】 H04B7/0413,200

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 A-2 ユニタリ変換

【技術内容】

原理:

ベクトル空間における正規直交基底の変換はユニタリ行列の乗算と等価である。この乗算をユニタリ変換と呼ぶ。

詳細:

N を 1 以上の整数とし、複素数を要素とする N 次元ベクトル \mathbf{x} を考える。まず、正規直交基底ベクトル $\{\mathbf{e}_k | 1 \leq k \leq N\}$ で \mathbf{x} を表すと

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^N a_k \mathbf{e}_k \quad (\text{A-8})$$

となる。複素数 $\{a_k\}$ を要素とする N 次元ベクトル \mathbf{a} を

$$\mathbf{a}^H = [a_1^* \ a_2^* \ \dots \ a_N^*] \quad (\text{A-9})$$

と定義すると、これは \mathbf{x} の $\{\mathbf{e}_k | 1 \leq k \leq N\}$ 上におけるベクトル表示となる。なお、 H は複素共役転置、 $*$ は複素共役である。

同様に、別の正規直交基底ベクトル $\{\mathbf{e}_k | 1 \leq k \leq N\}$ で \mathbf{x} を表すと

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^N b_k \mathbf{e}_k \quad (\text{A-10})$$

となる。複素数 $\{b_k\}$ を要素とする N 次元ベクトル \mathbf{b} を

$$\mathbf{b}^H = [b_1^* \ b_2^* \ \dots \ b_N^*] \quad (\text{A-11})$$

と定義すると、これは \mathbf{x} の $\{\mathbf{e}_k | 1 \leq k \leq N\}$ 上におけるベクトル表示となる。

$N = 2$ の場合を例に、 $\{\mathbf{e}_k\}$ と $\{\mathbf{e}_k\}$ の関係を図 1 に示す。 $\{\mathbf{e}_k\}$ と $\{\mathbf{e}_k\}$ は正規直交ベクトルであるから、 \mathbf{a} と \mathbf{b} は

$$\mathbf{b} = \mathbf{U}\mathbf{a} \quad (\text{A-12})$$

という関係を満足する。ここで \mathbf{U} は $N \times N$ のユニタリ行列、すなわち $\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^{-1}$ であり、その要素は

$$(\mathbf{U})_{i,k} = \mathbf{e}_i^H \mathbf{e}_k, 1 \leq i, k \leq N \quad (\text{A-13})$$

である。

式(A-12)の関係はユニタリ変換と呼ばれ、

$$\mathbf{b}^H \mathbf{b} = \mathbf{a}^H \mathbf{a} \quad (\text{A-14})$$

という性質を満足する. すなわち, ユニタリ変換はベクトルのノルムを不変にする.

MIMO の受信方式では受信信号ベクトルにユニタリ変換を行うことがあるが, これは上記のノルム不変性により雑音電力が不変になり, 特性劣化をもたらさないからである.

長所:

MIMO 受信方式への適用について言及するならば, 受信信号ベクトルにユニタリ変換を行っても雑音強調を起こさない.

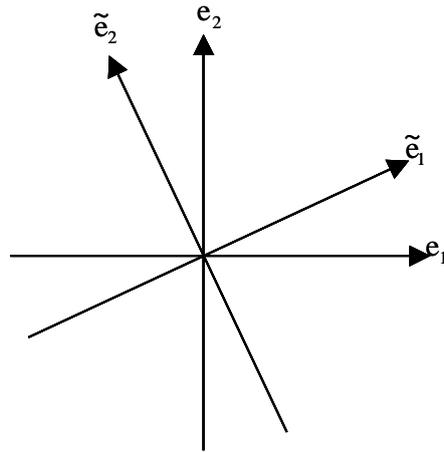


図1 正規直交基底ベクトル

“線形代数”, “1970”, “田島一郎 著”, “共立出版 発行” を元に作成

【参考資料】

- [1] “線形代数”, “1970”, “田島一郎 著”, “共立出版 発行”

【技術分類】 A 行列計算

【 F I 】 H04B7/0413,200

【 C P C 】 H04B7/0413

【技術名称】 A-3 ブロック対角化・ブロック三角化

【技術内容】

大きさが $N_k \times M$ の行列 \mathbf{H}_k ($k = 1, \dots, K$) を縦に並べて生成された大きさが $(N_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K N_k) \times M$ の行列 \mathbf{H} を考える.

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T \quad \mathbf{H}_2^T \quad \text{L} \quad \mathbf{H}_K^T]^T \quad (\text{A-15})$$

ただし, $M \geq N_{\text{sum}}$ とする. また, 以降 $N_{\text{sum},-k} = \sum_{i=1, i \neq k}^K N_i = N_{\text{sum}} - N_k$ とする.

ここで, 大きさが $M \times (M - N_{\text{sum},-k})$ の行列 $\mathbf{B}_k^{(\text{BD})}$ ($k = 1, \dots, K$) を横に並べた大きさが $M \times (MK - \sum_{k=1}^K N_{\text{sum},-k} = K(M - N_{\text{sum}}) + N_{\text{sum}})$ の行列 $\mathbf{B}^{(\text{BD})}$ を用意する.

$$\mathbf{B}^{(\text{BD})} = [\mathbf{B}_1^{(\text{BD})} \quad \mathbf{B}_2^{(\text{BD})} \quad \text{L} \quad \mathbf{B}_K^{(\text{BD})}] \quad (\text{A-16})$$

このとき, 与えられた \mathbf{H} に対して $\mathbf{B}^{(\text{BD})}$ をうまく定めることにより, $\mathbf{H}\mathbf{B}^{(\text{BD})}$ を次式のようにブロック対角行列にすることを, ブロック対角化という.

$$\mathbf{H}\mathbf{B}^{(\text{BD})} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1\mathbf{B}_1^{(\text{BD})} & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_2^{(\text{BD})} & \text{L} & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_K^{(\text{BD})} \\ \mathbf{H}_2\mathbf{B}_1^{(\text{BD})} & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_2^{(\text{BD})} & \text{L} & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_K^{(\text{BD})} \\ \text{M} & & & \text{M} \\ \mathbf{H}_K\mathbf{B}_1^{(\text{BD})} & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_2^{(\text{BD})} & \text{L} & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_K^{(\text{BD})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1\mathbf{B}_1^{(\text{BD})} & & & \mathbf{0} \\ & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_2^{(\text{BD})} & & \\ & & \text{O} & \\ \mathbf{0} & & & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_K^{(\text{BD})} \end{bmatrix} \quad (\text{A-17})$$

与えられた \mathbf{H} に対してブロック対角化を実現する行列 $\mathbf{B}^{(\text{BD})} = [\mathbf{B}_1^{(\text{BD})} \quad \mathbf{B}_2^{(\text{BD})} \quad \text{L} \quad \mathbf{B}_K^{(\text{BD})}]$ は, 以下の手順により求めることができる. 以降, $\mathbf{B}_k^{(\text{BD})}$ ($k = 1, \dots, K$) を求める手順について示す. まず, $\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_K$ のうち \mathbf{H}_k のみを除いた他を縦に並べた大きさが $N_{\text{sum},-k} \times M$ の行列 \mathbf{H}_{-k} を用意する.

$$\mathbf{H}_{-k} = [\mathbf{H}_1^T \quad \text{L} \quad \mathbf{H}_{k-1}^T \quad \mathbf{H}_{k+1}^T \quad \text{L} \quad \mathbf{H}_K^T]^T \quad (\text{A-18})$$

次に, 特異値分解により \mathbf{H}_{-k} を以下の形に分解する. なお, 特異値分解については参考資料[1]を参照のこと.

$$\mathbf{H}_{-k} = \mathbf{U}_{-k} \begin{bmatrix} \lambda_{-k,1} & & & 0 \\ & \text{O} & & \\ & & & \lambda_{-k,N_{\text{sum},-k}} \\ & & & \end{bmatrix} \mathbf{O} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{-k}^{(1)} & \mathbf{V}_{-k}^{(0)} \end{bmatrix}^H \quad (\text{A-19})$$

ここで、 \mathbf{U}_{-k} は大きさが $N_{\text{sum},-k} \times N_{\text{sum},-k}$ のユニタリ行列であり、 $\lambda_{-k,i} (i=1, \dots, N_{\text{sum},-k})$ は、 \mathbf{H}_{-k} の i 番目の特異値である。行列 $\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{-k}^{(1)} & \mathbf{V}_{-k}^{(0)} \end{bmatrix}$ は長さが M の \mathbf{H}_{-k} の右特異ベクトルを M 本並べた大きさが $M \times M$ のユニタリ行列である。 $\mathbf{V}_{-k}^{(1)}$ は特異値 $\lambda_{-k,i} (i=1, \dots, N_{\text{sum},-k})$ に対応する左から $N_{\text{sum},-k}$ 本の右特異ベクトルを並べた大きさが $M \times N_{\text{sum},-k}$ の行列、 $\mathbf{V}_{-k}^{(0)}$ は残りの $M - N_{\text{sum},-k}$ 本の右特異ベクトルを並べた大きさが $M \times (M - N_{\text{sum},-k})$ の行列である。

このとき、

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{-k} \mathbf{V}_{-k}^{(0)} &= \mathbf{U}_{-k} \begin{bmatrix} \lambda_{-k,1} & & 0 \\ & \text{O} & \\ 0 & & \lambda_{-k,N_{\text{sum},-k}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{O} \\ \mathbf{V}_{-k}^{(1)} & \mathbf{V}_{-k}^{(0)} \end{bmatrix}^H \mathbf{V}_{-k}^{(0)} \\ &= \mathbf{U}_{-k} \begin{bmatrix} \lambda_{-k,1} & & 0 \\ & \text{O} & \\ 0 & & \lambda_{-k,N_{\text{sum},-k}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{O} \\ \mathbf{O} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{O} \end{aligned} \quad (\text{A-20})$$

となることが確認できる。すなわち、

$$\mathbf{H}_i \mathbf{V}_{-k}^{(0)} = \mathbf{O}, \quad i=1, \dots, k-1, k+1, \dots, K \quad (\text{A-21})$$

となる。したがって、ブロック対角化をするには、

$$\mathbf{B}_k^{(\text{BD})} = \mathbf{V}_{-k}^{(0)} \quad (\text{A-22})$$

とすればよい。

ブロック対角化は、下りリンクマルチユーザ MIMO 伝送におけるプリコーディング法に応用される[2]。基地局の送信アンテナ数が M 、各々が N_k 受信アンテナを有する K ユーザに対してマルチユーザ MIMO 伝送を行う場合に、チャンネル行列 \mathbf{H} に対してブロック対角化を実現するプリコーディング行列 $\mathbf{B}^{(\text{BD})}$ を用いることにより、異なるユーザ間の干渉を 0 にできる。このとき、ユーザ k のブロック対角化を実現するプリコーディングを含んだ実効チャンネル行列は大きさが $N_k \times (M - N_{\text{sum},-k})$ の $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{-k}^{(0)}$ となり、この実効チャンネルに対して更に固有モード MIMO 等を適用することにより各ユーザ k 宛の N_k ストリーム間の干渉は N_k 受信アンテナを用いたフィルタリングを併用することにより効率よく抑圧することができ、プリコーディング行列として \mathbf{H} を用いて同一ユーザ宛の N_k 個のストリーム間の干渉も送信側のプリコーディング処理のみで抑圧する場合に比較してプリコーディングにより得られる電力利得やダイバーシチ利得を増大することができる。

次にブロック三角化について解説する。式(A-15)の形で与えられた \mathbf{H} を考える。なお、以降

$N_{1:k-1} = \sum_{i=1}^{k-1} N_i$ ($k=2, \dots, K$)とする。ただし、 $k=1$ のときは $N_{1:k-1} = 0$ とする。ここで、大きさが

$M \times (M - N_{1:k-1})$ の行列 $\mathbf{B}_k^{(\text{BL})}$ ($k = 1, \dots, K$)を横に並べた大きさが $M \times (MK - \sum_{k=1}^K N_{1:k-1})$ の行列 $\mathbf{B}^{(\text{BL})}$ を用意する.

$$\mathbf{B}^{(\text{BL})} = [\mathbf{B}_1^{(\text{BL})} \quad \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} \quad \text{L} \quad \mathbf{B}_K^{(\text{BL})}] \quad (\text{A-23})$$

このとき, 与えられた \mathbf{H} に対して $\mathbf{B}^{(\text{BL})}$ をうまく定めることにより, $\mathbf{HB}^{(\text{BL})}$ を次式のようにブロック三角行列にすることを, ブロック三角化という.

$$\mathbf{HB}^{(\text{BL})} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{B}_1^{(\text{BL})} & \mathbf{H}_1 \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} & \text{L} & \mathbf{H}_1 \mathbf{B}_K^{(\text{BL})} \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{B}_1^{(\text{BL})} & \mathbf{H}_2 \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} & \text{L} & \mathbf{H}_2 \mathbf{B}_K^{(\text{BL})} \\ \text{M} & & & \text{M} \\ \mathbf{H}_K \mathbf{B}_1^{(\text{BL})} & \mathbf{H}_K \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} & \text{L} & \mathbf{H}_K \mathbf{B}_K^{(\text{BL})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{B}_1^{(\text{BL})} & & & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{B}_1^{(\text{BL})} & \mathbf{H}_2 \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} & & \\ \text{M} & & \text{O} & \\ \mathbf{H}_K \mathbf{B}_1^{(\text{BL})} & \mathbf{H}_K \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} & \text{L} & \mathbf{H}_K \mathbf{B}_K^{(\text{BL})} \end{bmatrix} \quad (\text{A-24})$$

与えられた \mathbf{H} に対してブロック三角化を実現する行列 $\mathbf{B}^{(\text{BL})} = [\mathbf{B}_1^{(\text{BL})} \quad \mathbf{B}_2^{(\text{BL})} \quad \text{L} \quad \mathbf{B}_K^{(\text{BL})}]$ は, 以下の手順により求めることができる. 以降, $\mathbf{B}_k^{(\text{BL})}$ ($k = 2, \dots, K$)を求める手順について示す. まず, $\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_{k-1}$ を縦に並べた大きさが $N_{1:k-1} \times M$ の行列 $\mathbf{H}_{1:k-1}$ を用意する.

$$\mathbf{H}_{1:k-1} = [\mathbf{H}_1^T \quad \mathbf{H}_2^T \quad \text{L} \quad \mathbf{H}_{k-2}^T \quad \mathbf{H}_{k-1}^T]^T \quad (\text{A-25})$$

次に, 特異値分解により $\mathbf{H}_{1:k-1}$ を以下の形に分解する.

$$\mathbf{H}_{1:k-1} = \mathbf{U}_{1:k-1} \begin{bmatrix} \lambda_{1:k-1,1} & & 0 \\ & \text{O} & \\ 0 & & \lambda_{1:k-1,N_{1:k-1}} \end{bmatrix} \mathbf{O} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1:k-1}^{(1)} & \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)} \end{bmatrix}^H \quad (\text{A-26})$$

ここで, $\mathbf{U}_{1:k-1}$ は大きさが $N_{1:k-1} \times N_{1:k-1}$ のユニタリ行列であり, $\lambda_{1:k-1,i}$ ($i = 1, \dots, N_{1:k-1}$)は, $\mathbf{H}_{1:k-1}$ の i 番目の特異値である. 行列 $[\mathbf{V}_{1:k-1}^{(1)} \quad \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)}]$ は長さが M の $\mathbf{H}_{1:k-1}$ の右特異ベクトルを M 本並べた大きさが $M \times M$ のユニタリ行列である. $\mathbf{V}_{1:k-1}^{(1)}$ は特異値 $\lambda_{1:k-1,i}$ ($i = 1, \dots, N_{1:k-1}$)に対応する左から $N_{1:k-1}$ 本の右特異ベクトルを並べた大きさが $M \times N_{1:k-1}$ の行列, $\mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)}$ は残りの $M - N_{1:k-1}$ 本の右特異ベクトルを並べた大きさが $M \times (M - N_{1:k-1})$ の行列である.

このとき,

$$\begin{aligned}
\mathbf{H}_{1:k-1} \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)} &= \mathbf{U}_{1:k-1} \begin{bmatrix} \lambda_{1:k-1,1} & & 0 \\ & \mathbf{O} & \\ 0 & & \lambda_{1:k-1,N_{1:k-1}} \end{bmatrix} \mathbf{O} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{1:k-1}^{(1)} & \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)} \end{bmatrix}^H \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)} \\
&= \mathbf{U}_{1:k-1} \begin{bmatrix} \lambda_{1:k-1,1} & & 0 \\ & \mathbf{O} & \\ 0 & & \lambda_{1:k-1,N_{1:k-1}} \end{bmatrix} \mathbf{O} \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{O}
\end{aligned} \tag{A-27}$$

となることが確認できる。すなわち、

$$\mathbf{H}_i \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)} = \mathbf{O}, \quad i=1, \dots, k-1 \tag{A-28}$$

となる。したがって、ブロック三角化をするには、

$$\mathbf{B}_k^{(\text{BL})} = \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)} \tag{A-29}$$

とすればよい。なお、 $\mathbf{B}_1^{(\text{BL})}$ については、任意の行列を用いることができる。

ブロック三角化は、下りリンクマルチユーザ MIMO 伝送におけるプリコーディング法として、dirty paper coding (DPC)やその現実的な実現法として知られる Tomlinson-Harashima precoding (THP) [3]に応用される。基地局の送信アンテナ数が M 、各々が N_k 受信アンテナを有する K ユーザに対してマルチユーザ MIMO 伝送を行う場合に、チャンネル行列 \mathbf{H} に対してブロック三角化を実現するプリコーディング行列 $\mathbf{B}^{(\text{BL})}$ を用いることにより、THP が実現される。まず、ユーザ 1 宛の N_1 ストリームの送信信号が生成される。次にユーザ 2 宛の N_2 ストリームの送信信号が生成されるが、ブロック三角化を行うと、ユーザ 2 受信では、ユーザ 1 宛送信信号のみが干渉となるため、既に生成されたユーザ 1 宛送信信号を考慮して、modulo 演算によりユーザ 1 宛送信信号による干渉を除去して受信側で信号検出できるようにユーザ 2 宛信号が生成される。以降、同様にして、ユーザ k 宛の N_k ストリームの送信信号生成では、既に確定したユーザ 1~ $k-1$ 宛送信信号による干渉を考慮したユーザ k 宛送信信号が生成される。ユーザ k 受信におけるユーザ k 宛信号が伝送されるブロック三角化を実現するプリコーディングを含んだ実効チャンネル行列は大きさが $N_k \times (M - N_{1:k-1})$ の $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_{1:k-1}^{(0)}$ となる。ここで、 $M - N_{1:k-1} \geq M - N_{\text{sum},-k}$ となるため、この実効チャンネルに対して更に固有モード MIMO 等を適用することにより、ブロック三角化を用いた THP はブロック対角化プリコーディングに比較して、さらにプリコーディングにより得られる電力利得やダイバーシチ利得を増大することができる。この効果は、若番に位置するユーザほど顕著となる。

【出典／参考資料】

- [1] “信号処理のための線形代数”，“2008”，“張賢達 原著 / 和田清 監訳”，“森北出版株式会社 発行”
- [2] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels,” IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

- [3] R. F.H. Fischer, C. Windpassinger, A. Lampe, J. B. Huber, "Space time transmission using Tomlinson-Harashima precoding," Proc. 4th ITG Conf. Source Channel Coding, Berlin, Germany, pp. 139–147, Jan. 2002.

付属資料 1 : 技術項目と標準化活動との 時系列対応図表

(1) 3GPP における活動時系列

3GPP における活動の時系列を図 1 に、3GPP の各リリースと本標準技術集に掲載している技術項目との対応関係を表 1 にそれぞれ示す。

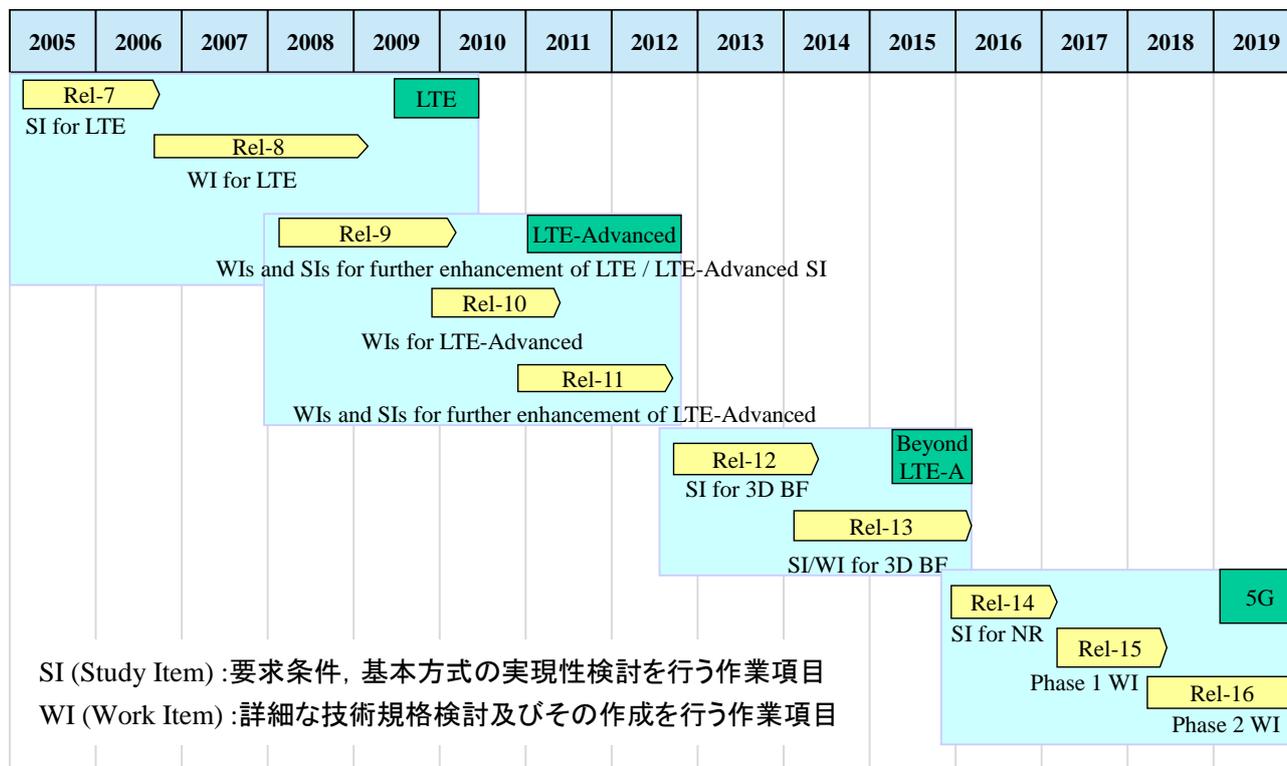


図 1 3GPP における活動時系列

表 1 3GPP の各リリースと技術項目との対応表

リリース	技術項目
Rel.7	1-1-2 MIMO システムモデル, 1-2 基礎理論, 3-1-2-2 OFDM
Rel.8	2-2-1-1 線形プリコーディング, 2-2-1-3 コードブック, 2-2-6 フィードバック, 3-1-2-2 OFDM (OFDMA), 3-1-2-3 SC-FDMA, 3-3-3-1 Hybrid-ARQ
Rel.9	
Rel.10	
Rel.11	2-2-3 協調伝送(CoMP)
Rel.12	
Rel.13	3-1-2-4 非直交多重
Rel.14	2-2-5 Massive MIMO, 3-3-1-3 LDPC, 3-3-1-4 Polar 符号
Rel.15	2-2-4 ハイブリッドビームフォーミング
Rel.16	

*基本的に当該リリースで仕様化された/される予定といった対応関係が明確なものや関連性が大きく重要と位置付けられる技術項目についてのみ記載

(2) IEEE802.11 における活動時系列

IEEE802.11 における活動の時系列を図 2 に、IEEE802.11 の各シリーズと本標準技術集に掲載している技術項目との対応関係を表 2 にそれぞれ示す。

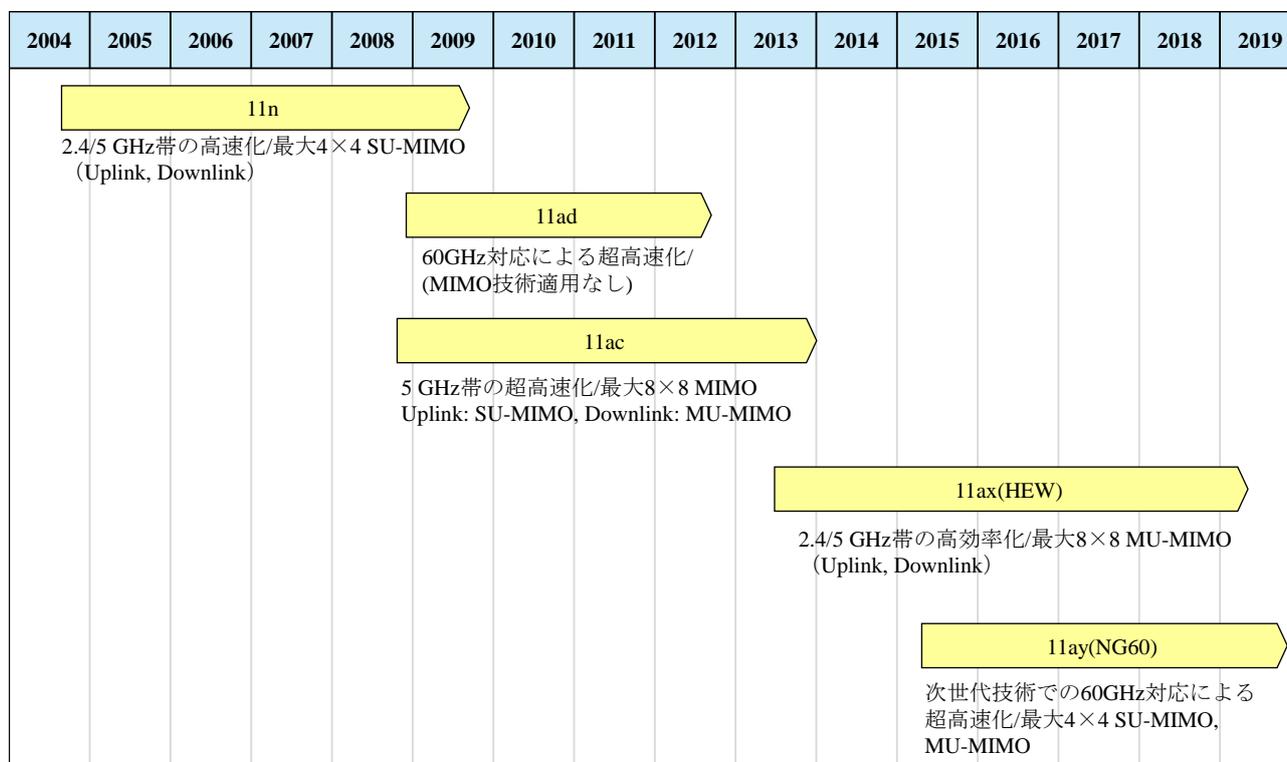


図 2 IEEE802.11 における活動時系列

表 2 IEEE802.11 の各シリーズと技術項目との対応表

シリーズ	技術項目
11n	1-1-2 MIMO システムモデル, 1-2 基礎理論, 2-2-6 フィードバック, 2-4-1 時空間符号化関連, 3-3-1-3 LDPC
11ac	2-3-1 マルチユーザ MIMO, 2-2-1-1 線形プリコーディング, 2-2-1-3 コードブック
11ad	3-1-2-3 SC-FDMA
11ax	2-3-1 マルチユーザ MIMO, 3-1-2-2 OFDM (OFDMA)
11ay	2-3-1 マルチユーザ MIMO, 2-2-2 パイロット信号の送信方法, 3-4-3-2 偏波

*基本的に当該シリーズで仕様化された/される予定といった対応関係が明確なものや関連性が大きく重要と位置付けられる技術項目についてのみ記載

付属資料 2 : MIMO関連技術に対応する FI及びCPC

1 平成16年度標準技術集記載 FI の最新化

平成16年度標準技術集記載の主な FI と、これに対応する最新の FI との対応関係を表1に示す.

表1 平成16年度 FI と平成29年度における最新 FI との対応表

技術分野	平成16年度	平成29年度
空間多重方式 (MIMO 技術)	H04J15/00	H04B7/02-7/026 H04B7/0413-7/0456,400 H04B7/0495 H04B7/06-7/06,130 H04B7/06,780-7/06,986 H04B7/08-7/08,024 H04B7/08,680-7/08,982 H04J99/00-99/00,100
	H04L1/06	H04L1/06-1/06,940
CDMA	H04J13/00@D	H04B1/69-1/713 H04J13/00-13/22
OFDM	H04J11/00@Z	H04L27/26-27/26,420

2 MIMO 関連技術に対応する FI

MIMO 関連技術に対応する FI の一覧とその解説を表 2～20 に示す。なお、FI ハンドブックに掲載されている「補足説明」を解説として記載している。

表 2 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (G06K19/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
G06K19/00	0	機械と共に使用され、かつ、少なくとも、デジタルマーキングを担持するように設計された部分と共に使用される、ための記録担体	【IPCタイトル】 Record carriers for use with machines and with at least a part designed to carry digital markings [1, 2006.01] 記録担体の種類は問わない。 例：RFIDタグ、接触型ICカード、磁気カード、N次元コード、ホログラム等の全て
G06K19/00,050	1	保持装置への挿入を容易にするための構成をなす記録担体、例。箱またはケースに記録担体を適合させる装置 (チケットホルダーA45C11/18)	カード用ケース、ホルダー。
G06K19/02	1	材料の選定に特徴のあるもの、例。機械中を移送する間での摩耗を避けるための材料の選定	【IPCタイトル】 characterised by the selection of materials, e.g. to avoid wear during transport through the machine [1, 2006.01] 頑強なカード。クリーニングする衣類に取り付けられるタグ。
G06K19/02,020	2	プロセスまたはそのための装置	
G06K19/02,050	2	折り畳むために柔軟なまたは適応的な材料、例。RFIDを担持する、荷物ラベル、IDタグ、フォームまたは身分証明書、に使用される紙または紙のような材料 (有価証券、例。紙幣またはパスポート、の真贋を判定する方法G07D7/00; 冊子体のようなものの構造上の特徴B42D)	パスポートや書籍に埋め込まれたタグ。
G06K19/02,070	2	布地用に適した材料、例。洗濯物に取り付けられるように織り込まれた、RFIDに類するラベル	衣類の様々な部分に埋め込まれたタグ。
G06K19/04	1	形状によって特徴づけられるもの	【IPCタイトル】 characterised by the shape [1, 2006.01] 取り付ける対象物の形状に対応したタグ。
G06K19/04,010	2	構造上の細部 (G06K19/06が優先)	
G06K19/04,020	3	クレジットカードの外形を有し、小型ディスク、例。CDまたはDVD、を含む記録担体 (ディスクの形をしたデータキャリア一般G11B20/00, G11B23/00)	
G06K19/04,040	4	集積回路チップ上に接触端子を構成するもの	外部電極を有するクレジットカード。
G06K19/04,050	4	RFIDのような非接触型であって、CDやDVDのようなディスクへの取付けに特に適合した記録担体	ICチップとアンテナを、CD等のディスクにおけるどの部分にどのような形で埋め込むかという点に特徴があるもの。
G06K19/04,070	3	コインまたは賭博用トークンの形をした記録担体	カジノのコインに非接触タグを埋め込んだもの。
G06K19/04,080	3	鍵の形をした記録担体	従来からある鍵の形状をしたもの。
G06K19/06	1	デジタルマーキングの種類によって特徴づけられるもの、例。形状、性質、コード	【IPCタイトル】 characterised by the kind of the digital marking, e.g. shape, nature, code [1, 2006.01] 光学的あるいは非光学的に検出可能な特殊なマーク。
G06K19/06,009	2	光学的に検出可能なマークを含むもの (G06K19/063, G06K19/08が優先)	光学的に検出可能な特殊なマーク。
G06K19/06,018	3	1次元コード	凹凸で作るコードも含む。

G06K19/06,028	4	バーコードを用いるもの	主に、普通のバーコード.
G06K19/06,037	3	多次元コード	様々な多次元コード (QRコード, データマトリックス, ドットコード, 円形コード等).
G06K19/06,046	3	構造上の細部	立体的なマーク. 多層構造のマーク. レーザーマーキング.
G06K19/06,056	4	他のマークが埋め込まれたマーク, 例. より小型なコードを黒帯に備える1次元バーコード	2種類のコードが合体あるいは重畳しているようなもの.
G06K19/06,065	4	少なくとも一部がホログラムとなっているマーク (ホログラム・マーク一般G06K19/16)	
G06K19/06,075	4	エラー訂正手段を含むマーク	
G06K19/06,084	4	ナノ粒子またはマイクロ・ビーズ上のマーク	
G06K19/06,093	4	複数の同様のマークから構成されるマーク, 例. 物体上にランダムに配置された複数のバーコード	
G06K19/06,103	4	人間が認識可能な画像に埋め込まれたマーク, 例. 2次元コードが埋め込まれた会社のロゴ	逆に, マークの中にイメージが組み込まれたものも含む.
G06K19/06,112	4	光源を用いて再現されるマーク, 例. 時変輝度特性を有するディスプレイまたはレーザー光線で表示されるバーコード	画面に表示されるマーク.
G06K19/06,121	4	せん孔されたまたは切り取られたマーク, 例. 金属製品内のバーコード装置	
G06K19/06,131	4	ターゲットパターンを備えるマーク, 例. バーコードの中心を示すため, またはスキャナを正しく方向付けるか画像内からバーコードを抽出するようにバーコードリーダを支援するため	
G06K19/06,140	4	波長に選択的なマーク, 例. カラーバーコード, 紫外線または赤外線の下だけで可視的なバーコード (選択された波長を用いて記録担体を読み取る方法または装置G06K7/12)	
G06K19/06,150	4	リライタブル・タイプのマーク, 例. 熱変色型バーコード	
G06K19/06,159	4	レリーフ・タイプのマーク, 例. 土台に彫り込まれた3次元バーコード	
G06K19/06,168	4	同心円バーコードであるマーク	円形バーコード.
G06K19/06,178	4	人間の目では支援無しには小さすぎて見えないサイズに特徴を有するマーク	
G06K19/06,187	2	磁気的に検出可能なマークを備えるもの	普通の磁気カード.
G06K19/06,196	3	構造上の細部	カードの磁気ストライプの配置場所に特徴があるもの.
G06K19/06,206	3	エミュレートされた磁気的なマーク	
G06K19/063	2	欄外にせん孔されているかまたは刻みを入れられている担体, 例. 細長いスロットをもつもの [5]	【IPCタイトル】 the carrier being marginally punched or notched, e.g. having elongated slots [5, 2006.01] 複数のストライプでコードを表現するもの.
G06K19/067	2	導電性マーク, 印刷回路または半導体回路素子をもつ記録担体, 例. クレジットカードまたは身分証明書 (電話機からの承認された発呼のためにコード化されたカードを用いるものH04M1/675) [5]	【IPCタイトル】 Record carriers with conductive marks, printed circuits or semiconductor circuit elements, e.g. credit or identity cards (using a coded card to authorise calls from a telephone set H04M 1/675) [5, 2006.01] ゲームカード (トレーディングカード) など, 雑多.
G06K19/067,020	3	共振マークを備えるもの	キーワード: マーカー, EAS, 磁気要素の共振
G06K19/067,050	4	表面弾性波 [SAW] からなる共振マーク (SAWデバイス自体H03H9/64)	
G06K19/067,070	4	記録担体がプログラマブルなもの	
G06K19/07	3	集積回路チップを備えるもの [5]	【IPCタイトル】 with integrated circuit chips [5, 2006.01] ICカード, SDカード, SIMカード, USBメモリ, スマートカード
G06K19/07,010	4	少なくとも1つの集積回路チップが電源管理装置を構成するもの	非接触電力給電も含む. 整流回路. 定電圧回路.
G06K19/07,020	5	電池を含む電源管理装置	一次電池と二次電池を問わない.

G06K19/07,030	6	スマートフォンまたはPDAのようなハンドヘルド装置に搭載される電池	
G06K19/07,040	6	充電電池, 例. 太陽電池	
G06K19/07,050	6	節電装置に接続された電池	
G06K19/07,060	6	交換可能な電池	
G06K19/07,070	5	熱電対, 振動, 電磁放射のような外部のエネルギー源からエネルギーを集めることができる電源管理装置 (G06K19/07,020が優先)	パッシブ (受動) 型タグ.
G06K19/07,080	6	エネルギー源が電磁氣的または磁氣的なもの	
G06K19/07,090	7	エネルギー源が質問器による電磁場であるもの	
G06K19/07,100	7	エネルギー源が質問器による電磁場以外の場であるもの, 例. エネルギー源が無線LANや携帯電話のネットワークによるもの	
G06K19/07,110	6	エネルギー源が機械的または音響的なもの	
G06K19/07,120	5	記録担体の近傍におけるエネルギー場または質問器による電磁場の強さに応じて, 別個の動作モードまたは機能を起動することができる電源管理装置 (電磁氣的な読み書きを能動的に妨害する手段G06K19/073,036)	パッシブ (受動) 型タグの通信距離を伸ばすため.
G06K19/07,130	5	電力チャージポンプを含む電源管理装置	電圧ブースタ. 昇圧回路.
G06K19/07,150	5	集積回路への電力伝送を調整する手段を含む電源管理装置	大電力 (近距離すぎる場合) に対する回路破壊への保護. 過電圧保護回路.
G06K19/07,160	4	センサまたはセンサへのインターフェースを構成する少なくとも1つの集積回路チップ	様々なセンサ (カードの傾きセンサ等).
G06K19/07,170	5	温度履歴または圧力のような環境条件を読み取ることができるセンサ	
G06K19/07,180	5	生体計測系センサ, 例. 指紋センサ (指紋センサー一般G06K9/00; 生体計測出入管理システム一般G07C9/00)	指紋認証データカード (スマートカード). セキュリティ用.
G06K19/07,190	4	アプリケーション選択のための装置, 例. 加速度センサまたは一組のラジオボタン, を構成する1つ以上の集積回路チップ	複数の機能を選択可能なもの. ボタンなどで物理的に選択するものだけでなく, 受信した信号により機能を選択するものも含む.
G06K19/07,200	4	複数の集積回路チップを含む記録担体	複数の集積回路の内の1つが通信回路のものも含む.
G06K19/07,210	5	単一の実体として見えるように相互に協働する複数のチップ	
G06K19/07,220	4	記録担体を試験する装置を含むもの	カードやトランスポンダの検査や調整を行うシステム.
G06K19/07,230	4	非接触通信のための装置, 例. トランスポンダ・カード, 非接触スマート・カードまたはRFID上の無線通信回路, を含む記録担体	非接触通信の上位分類.
G06K19/07,240	5	複数の周波数で通信するための装置, 例. 異なるタイプの複数のアンテナで時分割多重通信をするため	複数のアンテナを有していないものも含む.
G06K19/07,250	5	複数の記録担体をエミュレートするための回路からなる装置, 例. 単一のRFIDタグを複数のRFIDタグとしてリーダに認識させるもの	
G06K19/07,260	5	記録担体のアンテナの共振周波数を調整する回路を含む装置	
G06K19/07,270	5	PDAのスマートフォンのようなハンドヘルド装置に記録担体の組み込みを容易にする回路からなる装置	
G06K19/07,280	5	光または音に基づいた通信インターフェースからなる装置	
G06K19/073	4	回路用の特別な機構, 例. メモリ内の識別コードを保護するためのもの (計算機のメモリの不正な使用に対する保護G06F12/14) [5]	【IPCタイトル】 Special arrangements for circuits, e.g. for protecting identification code in memory (protection against unauthorised use of computer memory G06F 12/14) [5, 2006.01] メモリの記憶内容を保護するためのものの上位分類. 参照: メモリの保護に関係のない特別な機構は G06K19/077
G06K19/073,009	5	記録担体に対する望まない読み書きを防ぐための手段	

G06K19/073,018	6	電磁気的な読み書きの妨害によるもの（通信の妨害、対抗手段H 0 4 K 3 / 0 0 ; 秘密通信H 0 4 K 1 / 0 0）	認証されていない場合に通信しないようにするもの。
G06K19/073,027	7	受動的な手段、例. ファラデー・ケージ（電気回路のファラデー型の保護一般H 0 5 K 9 / 0 0）	電磁遮蔽層を有するもの。
G06K19/073,036	7	能動的な手段、例. 電磁界のジャミングまたはスクランブル	
G06K19/073,045	6	記録担体の回路の少なくとも一部、例. オン/オフ・スイッチ、の活性化または非活性化によるもの	スイッチや加速度センサ等により活性/非活性を切り換えるもの。
G06K19/073,054	7	生体認証センサ、例. 指紋センサ、によるもの（指紋センサ一般G 0 6 K 9 / 0 0 ; 生体計測出入管理システム一般G 0 7 C 9 / 0 0）	
G06K19/073,063	6	回路の解析、例. 動的または静的な電力解析や電流解析、の防止によるもの	回路内の信号を解析されないようにするもの。
G06K19/073,072	6	回路の不正な変更の検知によるもの	異常な信号を検出して対処するもの。
G06K19/073,081	7	検知された不正な変更に基づいて、少なくとも回路の一部を非活性化または無能化するもの	開封や取り外しの際にチップが破壊されるもの。
G06K19/073,090	8	アンテナの一部である無能化回路	アンテナに限定しているもの。開封や取り外しに際して、アンテナを破壊するもの。
G06K19/077	4	構造上の細部、例. 担体内への回路の取付け [5]	【IPCタイトル】 Constructional details, e.g. mounting of circuits in the carrier [5, 2006.01] メモリの保護以外の特別な機構を有するものの上位分類
G06K19/077,100	5	人による入出力に適したインターフェイスを含む記録担体	
G06K19/077,104	6	視覚的なインターフェイス	ディスプレイと明記されているものも含む。
G06K19/077,108	7	一連のLEDのような1つまたは少数の光源を点灯または消灯させる視覚的なインターフェイス	
G06K19/077,112	7	ディスプレイ、例. LCDまたは電子ペーパー	
G06K19/077,116	6	キーボード	
G06K19/077,120	6	音声インターフェイス	
G06K19/077,124	6	質問信号の受信時に、ユーザーまたは検出装置に対して、記録担体の位置を示す信号を送ることができるインターフェイス	
G06K19/077,128	6	記録担体が作動中であることを示すのに用いられるインターフェイス、例. 記録担体が他の装置と通信中であることや演算中であることを示す、ライトの点滅	
G06K19/077,132	5	カスタマイズ化のための手段、例. 一括してパーソナル化するための装置、を含む記録担体	
G06K19/077,136	5	連続プロセス、例. エンドレス・ロールを用いるもの、で製造される記録担体	複数の担体を連続して搬送することにより製造するもの
G06K19/077,140	5	記録担体の物理的レイアウト	
G06K19/077,144	6	積層シートのような多層構造の記録担体（平坦物品一般B 3 2 B 3 1 / 0 0）	
G06K19/077,148	6	少なくとも一部が成型加工により製造された記録担体（成型加工一般B 2 9 C 4 5 / 1 4）	
G06K19/077,152	6	最初の使用を示す手段、例. 壊れやすい層、を含むもの	
G06K19/077,156	6	衝撃または曲げに対する保護手段、例. 集積回路の周りの保護殻または応力吸収層、を含む記録担体	
G06K19/077,160	6	外部の熱源から保護する手段を含む記録担体	
G06K19/077,164	6	周知の携帯用メモリ装置に類似した筐体または構造を有する記録担体（電気装置の筐体一般H 0 5 K 5 / 0 2）	接触端子を有するもの。 クレジットカードから、USBメモリやSDカードのようなものまでいろいろ含む。ハウジングに特徴がないものも含む。
G06K19/077,168	6	I S O - 7 8 1 6 規格に準拠しない、少なくとも1つの他の接触インターフェイスを含む記録担体	複数の規格に準拠しているもの。
G06K19/077,172	6	静電放電から保護する手段を含む記録担体	
G06K19/077,176	5	複数の機械的に分離可能な部品からなる記録担体	
G06K19/077,180	6	単独で記録担体として機能し得る第1の部品と、一部を変えた形状として単に機能する第2の部品を含むもの、例. 標準的なスマートカードの形状に取り外し可能に取り付けられる、タイプIDが0 0 0 1のSIMカード	大きさの異なる複数のカード端子に接続可能とするために、小型の端子を有するカードを、大型の端子を有する筐体に収容するもの。

G06K19/077,184	6	標準的な記録担体として動作する第1の部品と、当該記録担体の機能的な態様を変更する付加的な第2の部品を含むもの、例. 接触型カードに取り付けられたとき、当該接触型カードを非接触型カードとして機能させるアダプター部品を備えた接触型ベースのスマートカード	G06K19/077,180との違いはわずかである。少なくとも、アンテナやUSB端子を有する部材と接続するものは、ここに含まれる。
G06K19/077,188	5	外部電気接点	
G06K19/077,192	5	集積回路チップの取り付けにおける細部	G06K19/077,196との違いはわずかである。両方付与することもある。
G06K19/077,196	6	1つのモジュールとして取り付けられる、少なくとも1つの集積回路チップ	
G06K19/077,200	5	非接触通信可能な記録担体、例. 非接触スマートカードのアンテナに関する構造上の細部	
G06K19/077,204	6	集積回路をアンテナに接続するための機構	
G06K19/077,208	7	インターポーザを使用するもの	
G06K19/077,212	7	接続が接触的であるもの	
G06K19/077,216	7	接続が非接触的であるもの、例. 容量結合	容量結合だけでなく、電磁的結合でもよい。
G06K19/077,220	6	他の物体や生物に、識別タグとして機能する記録担体を付着させる機構	
G06K19/077,224	7	記録担体がのり付きラベルとして機能できるための、接着層からなる付着機構	
G06K19/077,228	7	記録担体をウェアラブルにする付着機構、例. 指輪、腕時計、手袋または腕輪の形状を有するもの（医療用で人体に挿入される記録担体A61B19/00；動物に取り付けるのに適した記録担体A01K11/00）	
G06K19/077,232	7	記録担体をタイヤに取り付け可能とする付着機構（タイヤの温度または圧力を制御する装置B60C23/00）	
G06K19/077,236	6	第1の非接触通信装置に加えて少なくとも1つの第2の通信装置を含むもの	
G06K19/077,240	7	ダイポール型とコイル型のような、異なるタイプの2つのアンテナ、または、同じ種類であるが異なる周波数で動作する2つのアンテナ、からなる第1及び第2の通信手段	
G06K19/077,244	7	接触性インターフェイスからなる他の通信手段、例. 接触型及び非接触型インターフェイスを有する、ハイブリッド型または混合型スマートカード	
G06K19/077,248	6	記録担体のデータ通信特性への悪影響を最小限にするための手段を含む記録担体、例. 近接している金属または他の電磁的に妨害する物体内に誘導される渦電流の最小化	近傍に金属や水分がある場合への対応等。 キーワード：渦電流, eddy currents
G06K19/077,252	6	アンテナの細部（無線装置、例. RFIDタグ、用のアンテナ一般H01Q1/00）	
G06K19/077,256	7	オンチップアンテナ	
G06K19/077,260	7	誘導性タイプであるアンテナ	
G06K19/077,264	8	コイルである誘導性アンテナ	
G06K19/077,268	9	ワインディングプロセスによって製造されるコイル	
G06K19/077,272	9	平面コイル	
G06K19/077,276	8	積み重ねられた複数のコイルからなる誘導性アンテナ	
G06K19/077,280	7	ダイポールのような、HF帯型であるアンテナ	
G06K19/077,284	7	容量性タイプであるアンテナ	
G06K19/077,288	7	折り畳み可能なアンテナ、または折り畳まれたアンテナ	
G06K19/077,292	7	3次元への展開に適合したアンテナ	アンテナを三次元配置したもの（例：荷物の正面、側面、底面などにアンテナを貼り付けたもの）。
G06K19/077,296	7	集積回路に直接接続されたアンテナに加えて、ブラスターアンテナまたは補助アンテナを含む記録担体	
G06K19/077,300	6	同様の複数の記録担体を重ねることを可能にする記録担体の装置、例. 複数の記録担体が行う非接触通信の間の干渉を回避するもの	
G06K19/077,304	6	破裂または破壊に適応したアンテナまたは集積回路の部品、例. 認証されることなくコンテナが開けられたことを検知する封印装置として機能する記録担体	タグが取り付けられた物品の封印（封印シールとしての使用）を含む。

G06K19/08	2	同一記録担体中に異なる種類のマーキングを用いるもの、例. 一方のマーキングは光学的に読み取られ、他方のマーキングは磁気的手段によって読み取られるもの	【IPCタイトル】 using markings of different kinds in the same record carrier, e.g. one marking being sensed by optical and the other by magnetic means [1, 2006.01]
G06K19/08,030	3	構造上の細部	
G06K19/08,060	4	素子のランダムさが記録担体の唯一の識別特性を生成するのに有用な、ランダムに配置されるか方向付けられた当該素子からなるマークを含むもの、例. クレジットカードの基体内の、ランダムに配置された磁性繊維または磁性粒子	
G06K19/10	3	少なくとも一種類のマーキングが認証のために用いられるもの、例. クレジットカードまたは身分証明書の認証のために用いられるもの（それらによって作動される機構内での符号化された身分証明書またはクレジットカードの検証G07F7/12）[5]	【IPCタイトル】 at least one kind of marking being used for authentication, e.g. of credit or identity cards (verification of coded identity or credit cards in mechanisms actuated by them G07F 7/12) [5, 2006.01]
G06K19/12	4	マーキングが磁気的手段によって読取られるもの [5]	【IPCタイトル】 the marking being sensed by magnetic means [5, 2006.01]
G06K19/14	4	マーキングが放射線によって読取られるもの [5]	【IPCタイトル】 the marking being sensed by radiation [5, 2006.01]
G06K19/14,050	5	接触式または無線式の読み取りに適した、少なくとも1つの異なるマーキング、例. 無線式と光学式の両方のインターフェイスまたはメモリを備えたRFIDタグ、またはISO7816規格の接点と光学式のインターフェイスまたはメモリとを備えた接触型スマートカード	
G06K19/16	5	マーキングがホログラムまたは回折格子であるもの [5]	【IPCタイトル】 the marking being a hologram or diffraction grating [5, 2006.01]
G06K19/18	4	構造上の細部 [5]	【IPCタイトル】 Constructional details [5, 2006.01]

表3 MIMO 関連技術に対応するFIの一覧表及びその解説 (H01Q1/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H01Q1/00	0	空中線の細部または空中線に関連する構成 (指向特性の方向を変えるための構成H01Q3/00)	【IPCタイトル】 Details of, or arrangements associated with, aerials (arrangements for varying orientation of directional pattern H01Q 3/00) [1, 2006.01] 空中線に関するものであって、H01Q1/02~H01Q25/04に分類されないものを全てを、このFIに分類する。 例、空中線の鳥害を防止するもの。 空中線を1要素とする電気回路は、原則としてこのFIに分類せずに、各電気回路に分類する。
H01Q1/02	1	結氷防止装置; 防湿装置	【IPCタイトル】 Arrangements for de-icing; Arrangements for drying-out [1, 2006.01] 結氷、着雪、積雪等および水や湿気の進入を防止するもの、結氷、着雪、積雪したものおよび進入した水や湿気を排除するものを分類する。
H01Q1/04	1	地中または水中で使用するために適合するもの	【IPCタイトル】 Adaptation for subterranean or subaqueous use [1, 2006.01]
H01Q1/06	1	空中線の点灯または照明のための手段、例. 注意のためのもの	【IPCタイトル】 Means for the lighting or illuminating of aerials, e.g. for purpose of warning [1, 2006.01] 無線通信機の着信表示等のためにアンテナに設けられた発光素子を点灯するものも付与する

H01Q1/08	1	空中線またはその部品を折りたたむための手段(折りたたみできるループ空中線H01Q7/02; H型空中線または八木空中線を折りたたむための手段H01Q19/04)	【IPCタイトル】 Means for collapsing aerials or parts thereof (collapsible loop aerials H01Q 7/02; means for collapsing H-aerials or Yagi aerials H01Q 19/04) [1, 2006.01] 複数部分からなる1個の空中線の折り畳み, および連結された複数個の空中線の折り畳みのいずれも, このF Iに分類する。 ただし, 下記関連F Iに示した空中線は, このF Iに分類しない。 伸縮自在空中線(テレスコープ状空中線)はH01Q1/10 折り畳みできるループ空中線はH01Q7/02 折り畳みできる反射器はH01Q15/20 折り畳みできるH型空中線または八木空中線はH01Q19/04 宇宙航行体の部品または, 宇宙航行体に特に適合した装備品B64G1/22
H01Q1/10	2	テレスコープ状素子	【IPCタイトル】 Telescopic elements [1, 2006.01] テレスコープ状空中線素子自体の構造及びその伸縮駆動機構をこのF Iに分類し, その取付は取付対象(例えば, 自動車, 無線機)のF Iに分類する。 アンテナ自体は伸縮せず, 単に筐体内に収納され, また引き出されるいわゆるビルトインタイプのものについては, H01Q1/24@Aを付与し, このF Iは付与しない。
H01Q1/10@A	0	トツブピース	
H01Q1/10@B	0	伸縮駆動機構	モータ以外の動力, 例えば手動により, テレスコープ状素子を伸縮駆動する装置を, このF Iに分類する。
H01Q1/10@C	1	モータを用いるもの	モータの動力をテレスコープ状素子を直接駆動するドライブワイヤーに伝達するための伝達装置(クラッチ, ラック, 歯車, ワイヤ巻き取り装置)をこのF Iに分類する。
H01Q1/10@D	2	制御回路	テレスコープ状素子を伸縮駆動するモータの制御回路をこのF Iに分類する。
H01Q1/10@Z	0	その他のもの	テレスコープ状素子であってA~Dに分類されないもの, 特に伸縮状空中線そのものの構造をこのF Iに分類する。
H01Q1/12	1	支持物; 取り付け手段	【IPCタイトル】 Supports; Mounting means [1, 2006.01] 空中線の支持, 取付に特徴があつて, 他(ループ型H01Q7/00, 導波管型, マイクロストリップ型, スロット型, 平面型, H01Q13/00, 他の型: 短; 長H01Q9/00, H01Q11/00)に分類されないものをこのF Iに分類する。
H01Q1/12@A	0	ブームを有するアンテナの支持	空中線素子の, ブーム(メインポールから横に突き出るように支持された支柱)への取り付けをこのF Iに分類する。
H01Q1/12@B	0	開口面を有するアンテナの支持〔例. パラボラアンテナの方位角調整機構〕	平面アンテナ, パラボラアンテナ自体の構造に関する, それらのアンテナの支持, 取り付けは, H01Q15/00, H01Q19/00 メインポールへの取り付けに特徴があるものはH01Q1/12@C 自動車のループに取り付けるものはH01Q1/22@B 受信器を持つものに取り付けるものはH01Q1/24@Z 家の一部に直接取り付けられるものはH01Q1/44
H01Q1/12@C	0	支柱, 屋根馬	ここでいう支柱とはメインポールであつて, それ以外の支柱は全てブームとする。 メインポールを保持する固定基台への取り付け, 固定基台自身の固定, ブームのメインポールへの支持, 取り付けをこのF Iに分類する。 屋根馬とは, メインポールを保持する固定基台の一種であつて, 棟木を跨いで固定されるもの。
H01Q1/12@F	1	支線固定具	
H01Q1/12@D	0	室内アンテナの支持	
H01Q1/12@E	0	回動可能な支持〔Bに優先〕	
H01Q1/12@Z	0	その他のもの	空中線を直接取り付ける点に特徴があるものをこのF Iに分類する。
H01Q1/14	2	ワイヤーまたは他の剛直でない輻射器のための手段	【IPCタイトル】 for wire or other non-rigid radiating elements [1, 2006.01]
H01Q1/16	3	緊張具, 展延具, スペイサ	【IPCタイトル】 Strainers, spreaders, or spacers [1, 2006.01]
H01Q1/18	2	不安定な台上に空中線を安定化するための手段	【IPCタイトル】 Means for stabilising aerials on an unstable platform [1, 2006.01]
H01Q1/20	2	弾性的取り付け	【IPCタイトル】 Resilient mountings [1, 2006.01]
H01Q1/22	2	他の装置や物品との構造上の結合によるもの	【IPCタイトル】 by structural association with other equipment or articles [1, 2006.01] H01Q1/14~H01Q1/20に分類されない取付対象物に特有の構造上の結合であつて, 他に分類されないものをこのF Iに分類する。

H01Q1/22@A	0	車両への取り付け手段	車両(例、自動車、電車)への取り付けに特徴があるものをこのF Iに分類する。 自動車の付属装置(ミラー、エアースポイラー、グリル、バンパー等)への取り付けに特徴がある物も、このF Iに分類する。
H01Q1/22@B	1	屋根、樋を利用するもの	
H01Q1/22@C	1	窓ガラスを利用するもの	窓ガラスと別体の空中線を窓ガラスを利用して車両に取り付けるものをこのF Iに分類する。 窓ガラス自体が空中線の機能を有するものはH01Q1/32@Aに分類する。
H01Q1/22@D	1	ピラーを利用するもの	自動車のピラー(ルーフを支える四隅の柱)を利用して、空中線を支持するものをこのF Iに分類する。
H01Q1/22@E	1	フェンダーを利用するもの	自動車のフェンダー(フェンダーだけでなく、ルーフ、窓ガラス、ピラーを除くボディー全部、即ちドア、ボンネット、トランク等も含める)を利用して、空中線を支持するものをこのF Iに分類する。
H01Q1/22@Z	0	その他のもの	取付対象物に特有の構造上の結合があつて、他に分類されないものをこのF Iに分類する
H01Q1/24	3	受信機をもつもの	【IPCタイトル】 with receiving set [1, 2006.01] 空中線の受信器との構造上の結合に特徴のあるものをこのF Iに分類する。 ここでいう受信器とは、空中線を有する無線通信が可能な送信装置を含み、ラジオ受信器、コードレス電話機、トランシーバ等あらゆる無線通信電話機である。
H01Q1/24@A	0	ロッドアンテナ用	ロッドアンテナの受信器への支持、取り付け、ロッドアンテナの受信機容器内部または外側部への収納、ロッドアンテナの収納時の回路切り換え等をこのF Iに分類する。 送受信回路は、原則としてこのF Iに分類しない(整合回路も含めて)。但し、ロッドアンテナを収納したとき、ロッドアンテナが送受信回路の一部を構成するものであつて、その構造に特徴があるものは、このF Iに分類する。 ロッドアンテナそのものは、このF Iに分類しない。
H01Q1/24@B	0	バーアンテナ用	長尺状にコイルが巻かれたアンテナ。両端に給電。
H01Q1/24@C	0	ループアンテナ用	
H01Q1/24@Z	0	その他のもの	受信機を持つものであつてA~Cに分類されないものをこのF Iに分類する。 複数の空中線を有するものであつてその配置関係に特長があるものも、このF Iに分類する。 但し、複数の空中線のうち、構造に特徴があるロッドアンテナ、バーアンテナ、ループアンテナは、H01Q1/24@A~Cに分類する。
H01Q1/26	3	放電管をもつもの	【IPCタイトル】 with electric discharge tube [1, 2006.01]
H01Q1/27	1	移動体上やその内部で使用するに適するもの(H01Q1/08, H01Q1/12, H01Q1/18が優先)[3]	【IPCタイトル】 Adaptation for use in or on movable bodies (H01Q 1/08, H01Q 1/12, H01Q 1/18 take precedence) [3, 2006.01] 移動体に用いるのに共通する特徴があるものをこのF Iに分類する。
H01Q1/28	2	航空機、ミサイル、人工衛星または気球上やその内部で使用するに適するもの[3]	【IPCタイトル】 Adaptation for use in or on aircraft, missiles, satellites, or balloons [1, 3, 2006.01]
H01Q1/30	3	垂下空中線用の手段[3]	【IPCタイトル】 Means for trailing aerials [1, 3, 2006.01]
H01Q1/32	2	道路や線路における乗物上やその内部で使用するに適するもの[3]	【IPCタイトル】 Adaptation for use in or on road or rail vehicles [1, 3, 2006.01]
H01Q1/32@A	0	窓ガラス上に形成したもの	窓ガラスにアンテナエレメントが印刷あるいは埋め込まれているもの、透明導電膜等を一面に印刷したもの等、窓ガラスとアンテナが一体となったものをこのF Iに分類する。 窓ガラスと別体の空中線を窓ガラスを利用して車両に取り付けるものはH01Q1/22@Cに分類する。
H01Q1/32@Z	0	その他のもの[例. 移動通信用平板アンテナ; 車載用パラボラアンテナ]	車両に設けられるアンテナで、H01Q1/22(取り付け), H01Q1/32@A(ガラスアンテナ)以外のもの。例; 衝突防止用レーダ、GPS用アンテナ等
H01Q1/34	2	船、潜水艦、ブイまたは水雷上やその内部で使用するに適するもの(水中で使用するためのものH01Q1/04)[3]	【IPCタイトル】 Adaptation for use in or on ships, submarines, buoys or torpedoes (for subaqueous use H01Q 1/04) [1, 3, 2006.01]

H01Q1/36	1	輻射器の構成上の形状、例、コーン、ら旋、傘状 (H01Q1/08, H01Q1/14が優先)	<p>【IPCタイトル】 Structural form of radiating elements, e.g. cone, spiral, umbrella (H01Q 1/08, H01Q 1/14 take precedence) [1, 2006.01]</p> <p>空中線自体の構造に特徴があつて、他 (ループ型 H01Q7/00, 導波管型, マイクロストリップ型, スロット型, 平面型 H01Q13/00, 他の型: 短; 長 H01Q9/00, H01Q11/00) に分類されないものをこのF Iに分類する。</p>
H01Q1/38	2	絶縁支持体上に導電層によって形成したもの	<p>【IPCタイトル】 formed by a conductive layer on an insulating support [1, 2006.01]</p> <p>絶縁支持体上に導電層を形成する点に特徴があり、かつ他の空中線に分類されないもの (空中線に共通なもの、又は特殊な空中線) をこのF Iに分類する。 主に誘電体上に形成された線条アンテナについて付与し、パッチアンテナ、板状逆Fアンテナ等は、H01Q13/08を付与し、このF Iは付与しない</p>
H01Q1/40	1	保護材料に被覆されまたは埋込まれた放射素子	<p>【IPCタイトル】 Radiating elements coated with, or embedded in, protective material [1, 2006.01]</p> <p>保護材料で被覆または埋め込む点に特徴があるものをこのF Iに分類する。</p>
H01Q1/42	1	放射素子と機械的に接触しない覆、例、ラドーム	<p>【IPCタイトル】 Housings not intimately mechanically associated with radiating elements, e.g. radome [1, 2006.01]</p>
H01Q1/44	1	空中線として付加的に役立つ他の主な機能をもった装置を用いるもの (H01Q1/27~H01Q1/34が優先)	<p>【IPCタイトル】 using equipment having another main function to serve additionally as an aerial (H01Q 1/27-H01Q 1/34 take precedence) [1, 2006.01]</p> <p>家等の建築物 (ベランダ、窓、煙突、瓦、屋根、雨樋、風見鳥)、家財道具 (カーテン、椅子、本立て、額縁)、装身具 (衣服、ネクタイ、ベルト、ヘルメット、帽子、眼鏡、腕時計)、マイクロフォン、携帯電話のストラップ等に空中線を内蔵させて、外見から空中線とは見えないものをこのF Iに分類する。</p>
H01Q1/46	2	給電線または通信線路	<p>【IPCタイトル】 Electric supply lines or communication lines [1, 2006.01]</p> <p>電力線路、通信線路、イヤホーンを空中線として用いるものをこのF Iに分類する。 空中線のための給電線に関するものは、H01Q1/50に分類する。</p>
H01Q1/48	1	接地手段; 接地網; カウンターポイズ	<p>【IPCタイトル】 Earthing means; Earth screens; Counterpoises [1, 2006.01]</p> <p>カウンターポイズとは空中線の下端部周囲の地表面上に形成した導電線網をいい、この導電線網と地上で形成される静電容量により高周波的にアースするものである。 空中線の特性に直接影響するか、或いは空中線の設置に直接関わる接地手段等は、このF Iに分類する。 直接関係ないものは、H01R4/66に分類する。</p>
H01Q1/50	1	接地スイッチ、引込線装置または避雷器と空中線の構成上の結合	<p>【IPCタイトル】 Structural association of aerials with earthing switches, lead-in devices or lightning protectors [1, 2006.01]</p> <p>空中線と送受信機または設置手段を接続するもの、例えば、インピーダンス整合回路、設置スイッチ、切替スイッチ等をこのF Iに分類する。 空中線の構造と直接関係するものは、各々の空中線に分類する。</p> <p>【キーワード】 インピーダンス・マッチング(impedance matching)</p>
H01Q1/52	1	空中線間の減結合手段; 空中線と他の装置との間の減結合手段 (吸収するための手段H01Q17/00)	<p>【IPCタイトル】 Means for reducing coupling between aerials; Means for reducing coupling between an aerial and another structure (absorbing means H01Q 17/00) [1, 2006.01]</p> <p>遮蔽部材を設けるもの、電波吸収体を設けるもの等。</p> <p>【キーワード】 アイソレーション</p>

表 4 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H01Q3/00 以下)

FI	ド ツ ト	タイトル (説明)	解説
H01Q3/00	0	空中線または空中線系から放射される電波の指向特性の方向または形を変えるための構成	【IPCタイトル】 Arrangements for changing or varying the orientation or the shape of the directional pattern of the waves radiated from an aerial or aerial system [1, 2006.01] 1・機械的な指向性の変更と電気的な指向性の変更を組み合わせたもの 2・偏波切替・調整のもの
H01Q3/01	1	空中線または空中線系の形を変えるもの [3]	【IPCタイトル】 varying the shape of the aerial or aerial system [3, 2006.01] 1・形を変えて、指向性・ビーム形状を変えるもの
H01Q3/02	1	全体として空中線または空中線系の機械的移動を利用するもの	【IPCタイトル】 using mechanical movement of aerial or aerial system as a whole [1, 2006.01] 1・アンテナの機械的駆動
H01Q3/04	2	1座標内の方向を変えるためのもの	【IPCタイトル】 for varying one co-ordinate of the orientation [1, 2006.01]
H01Q3/06	3	限られた角度以上のもの	【IPCタイトル】 over a restricted angle [1, 2006.01]
H01Q3/08	2	2座標内の方向を変えるためのもの	【IPCタイトル】 for varying two co-ordinates of the orientation [1, 2006.01] 1・A-Z-E Lマウント, X-Yマウント, ポーラマウント
H01Q3/10	3	円錐状または渦巻状走査を発生するもの	【IPCタイトル】 to produce a conical or spiral scan [1, 2006.01]
H01Q3/12	1	空中線または空中線系の1次輻射器と2次装置との間の機械的な相対運動を利用するもの	【IPCタイトル】 using mechanical relative movement between primary active elements and secondary devices of aeri-als or aerial systems [1, 2006.01]
H01Q3/14	2	1次輻射器と屈折または回折装置の相対位置を変えるもの	【IPCタイトル】 for varying the relative position of primary active element and a refracting or diffracting device [1, 2006.01]
H01Q3/16	2	1次輻射器と反射装置の相対位置を変えるもの	【IPCタイトル】 for varying relative position of primary active element and a reflecting device [1, 2006.01]
H01Q3/18	3	1次輻射器が移動して反射装置が固定されたもの	【IPCタイトル】 wherein the primary active element is movable and the reflecting device is fixed [1, 2006.01]
H01Q3/20	3	1次輻射器が固定されて反射装置が移動するもの	【IPCタイトル】 wherein the primary active element is fixed and the reflecting device is movable [1, 2006.01]
H01Q3/22	1	放射電波の周波数の変化に従って指向方向を変えるもの	【IPCタイトル】 varying the orientation in accordance with variation of frequency of radiated wave [1, 2006.01] 周波数の変化に従ってビームの指向方向が変わるもの; 周波数走査型アンテナ
H01Q3/24	1	1つの輻射素子から他の輻射素子にエネルギーを切り替えることにより指向方向を変えるもの, 例. ビーム切り替えのためのもの	【IPCタイトル】 varying the orientation by switching energy from one active radiating element to another, e.g. for beam switching [1, 2006.01] ダイバーシチアンテナ, 電子走査アンテナなど
H01Q3/26	1	2つ以上の輻射素子の間の励振電力の相対的な位相または振幅を変えるもの; 放射開口に加えるエネルギーの分布を変えるもの (H01Q3/22, H01Q3/24が優先)	【IPCタイトル】 varying the relative phase or relative amplitude of energisation between two or more active radiating elements; varying the distribution of energy across a radiating aperture (H01Q3/22, H01Q3/24 take precedence) [1, 2006.01]
H01Q3/26@A	0	方向のみを変えるもの	位相と振幅の両方を制御して, ビーム方向を変えるもの,
H01Q3/26@B	0	形のみを変えるもの	位相と振幅の両方を制御して, ビーム形状を変えるもの,
H01Q3/26@C	0	不所望の電波を抑圧するもの	位相と振幅の両方を制御して, 不要電波を抑圧するもの; アダプティブアレーアンテナ

H01Q3/26@Z	0	その他のもの〔例. 位相制御と振幅制御を行うもの〕	位相と振幅の両方を制御するもので, A, B, C以外のもの
H01Q3/28	2	振幅を変えるもの〔3〕	【IPCタイトル】 varying the amplitude [3, 2006.01]
H01Q3/30	2	位相を変えるもの〔3〕	【IPCタイトル】 varying the phase [3, 2006.01] 位相走査アンテナ, フェイズドアレイアンテナ, など ただし, 機械的な位相の変化は3/32, 電気的な位相の変化は3/34-3/44へ
H01Q3/32	3	機械的な手段によるもの〔3〕	【IPCタイトル】 by mechanical means [3, 2006.01] 位相制御を機械的手段で行うもの
H01Q3/34	3	電気的手段によるもの(能動レンズまたは反射配列H01Q3/46)〔3〕	【IPCタイトル】 by electrical means (active lenses or reflecting arrays H01Q 3/46) [3, 2006.01]
H01Q3/36	4	可変移相器を有するもの〔3〕	【IPCタイトル】 with variable phase-shifters [3, 2006.01]
H01Q3/38	5	移相器がデジタルのもの〔3〕	【IPCタイトル】 the phase-shifters being digital [3, 2006.01] 可変移相器がデジタルのもの
H01Q3/40	4	移相マトリックスを有するもの〔3〕	【IPCタイトル】 with phasing matrix [3, 2006.01] 移相の可変手段にマトリックスをもつもの
H01Q3/42	4	周波数混合器を使用するもの〔3〕	【IPCタイトル】 using frequency-mixing [3, 2006.01] 移相の可変手段に周波数混合器をもつもの
H01Q3/44	1	輻射器と組み合わされた反射, 屈折または回折するための装置の電氣的または磁氣的な特性を変えるもの〔3〕	【IPCタイトル】 varying the electric or magnetic characteristics of reflecting, refracting, or diffracting devices associated with the radiating element [3, 2006.01] 二次装置の電磁氣的特性変化により指向方向を変化させるもの
H01Q3/46	2	能動レンズまたは反射配列〔3〕	【IPCタイトル】 Active lenses or reflecting arrays [3, 2006.01] アクチブレレンズ, リフレクチブレレンズなどによるもの

表5 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H01Q5/00 以下)

FI	ドット	タイトル(説明)	解説
H01Q5/00	0	2以上の異なる周波数帯における空中線の同時動作のための構成, 例. 二重帯域または多重帯域配置(異なる周波数帯で動作し, かつ共通の給電装置に接続された別々の輻射器単位の組み合わせH01Q21/30)〔3, 2015.01〕	【IPCタイトル】 Arrangements for simultaneous operation of aerials on two or more different wavebands, e.g. dual-band or multi-band arrangements (combinations of separate active aerial units operating in different wavebands and connected to a common feeder system H01Q 21/30) [1, 3, 2006.01, 2015.01] 空中線自体の構造に特徴のあるものは, 各々の空中線のFIに主分類し, このFIに副分類する. H01Q5/00は空分類とし, 5/10~5/55に分類する.
H01Q5/10	1	共振空中線〔2015.01〕	【IPCタイトル】 Resonant aerials [2015.01] 素子の長さを調整することなく, 1個の輻射器で2以上の異なる周波数帯における空中線の同時動作が可能な空中線(広帯域空中線を含む)を, このFIに分類する. 同一直線上に空中線素子が形成されず, 例えば, 同一平面上, 同心円上, 同軸上等, 構造上関係のある複数の空中線素子が形成されるものを, このFIに分類する.

H01Q5/15	2	1 またはそれ以上の同一直線上にまっすぐに延びた輻射器からなる中央給電空中線の動作のためのもの [2015.01]	【IPCタイトル】 for operation of centre-fed aerials comprising one or more collinear, substantially straight or elongated active elements [2015.01] 同一直線上に空中線素子が形成されたものを、このFIに分類する。
H01Q5/20	1	動作する周波数帯により特徴付けられるもの [2015.01]	【IPCタイトル】 characterised by the operating wavebands [2015.01] 2以上の異なった周波数帯における空中線の同時動作のための構成であって、動作する周波数帯に特徴があるものを、このFIに分類する。
H01Q5/22	2	非RF周波数帯と組み合わせたRF周波数帯、例. 赤外のまたは光学の周波数帯 [2015.01]	【IPCタイトル】 RF wavebands combined with non-RF wavebands, e.g. infrared or optical [2015.01] 非RF周波数帯を送受信する空中線と、RF周波数帯を受信する空中線とが異なる空中線であっても、このFIに分類する。
H01Q5/25	2	超広域帯 [UWB] システム、例. 多重共鳴システム; パルスシステム [2015.01]	【IPCタイトル】 Ultra-wideband [UWB] systems, e.g. multiple resonance systems; Pulse systems [2015.01] 超広帯域無線 (UWB) で用いられる空中線を、このFIに分類する。
H01Q5/28	2	2以上の異なる周波数帯にまたがる偏波またはビーム幅を設定するための装置 [2015.01]	【IPCタイトル】 Arrangements for establishing polarisation or beam width over two or more different wavebands [2015.01] 2以上の異なった周波数帯における空中線の同時動作のための構成であって、偏波特性、指向性、ビーム幅を設定しているものを、このFIに分類する。 なお、通信時だけでなく、製造段階であっても偏波特性、指向性、ビーム幅等を考慮していれば、この分類が付与される。
H01Q5/30	1	異なる周波数帯で動作させるための装置 [2015.01]	【IPCタイトル】 Arrangements for providing operation on different wavebands [2015.01] 異なる周波数帯で動作させるための構成 (装置として、素子、回路等) を備えるものを、このFIに分類する。
H01Q5/307	2	個々の放射素子、または、結合した放射素子ごとに、それぞれの放射素子が特定されない方法で給電される [2015.01]	【IPCタイトル】 Individual or coupled radiating elements, each element being fed in an unspecified way [2015.01] 1つの給電素子、または、複数の給電素子にそれぞれ給電するものを、このFIに分類する。
H01Q5/314	3	周波数に依存した回路または部品の使用、例. トラップ回路またはキャパシタ [2015.01]	【IPCタイトル】 using frequency dependent circuits or components, e.g. trap circuits or capacitors [2015.01] スイッチ、素子、トラップ回路等を用いて複数の周波数に対応させるものを、このFIに分類する。
H01Q5/321	4	放射素子間または接続された放射素子間 [2015.01]	【IPCタイトル】 within a radiating element or between connected radiating elements [2015.01] 放射素子の間にスイッチ、素子、トラップ回路等を用いて複数の周波数に対応させるものを、このFIに分類する。
H01Q5/328	4	放射素子と接地間 [2015.01]	【IPCタイトル】 between a radiating element and ground [2015.01] 放射素子と接地点との間にスイッチ、素子、トラップ回路等を用いて複数の周波数に対応させるものを、このFIに分類する。
H01Q5/335	4	給電におけるもの、例. インピーダンス整合のため [2015.01]	【IPCタイトル】 at the feed, e.g. for impedance matching [2015.01] 放射素子と給電点との間にインピーダンス整合のための素子や回路等を備えるものであって、分波型でないもの (分波させずに整合を取るもの) に対して付与する。 分波型のもの (アンテナからの線路を2分配した先に個々に整合回路等を挿入し、個別の送受信回路と接続したものなど) にはH01Q5/50を付与する。
H01Q5/342	3	異なる伝搬モードのため (H01Q5/314が優先) [2015.01]	【IPCタイトル】 for different propagation modes (H01Q5/314 takes precedence) [2015.01] 異なる種類の空中線を備えるものを、このFIに分類する。

H01Q5/35	4	2以上の給電点を同時使用 [2015.01]	【IPCタイトル】 using two or more simultaneously fed points [2015.01] 給電点を2つ以上備えるものを、このFIに分類する。
H01Q5/357	4	1の給電点の使用 [2015.01]	【IPCタイトル】 using a single feed point [2015.01] 給電点を1つ備えるものを、このFIに分類する。
H01Q5/364	5	複数の電流経路の作成 [2015.01]	【IPCタイトル】 Creating multiple current paths [2015.01] 幅広の面状のもの、スリットを有するもの、折り返し形状を有するもの等を、このFIに分類する。
H01Q5/371	6	電流経路の分岐 [2015.01]	【IPCタイトル】 Branching current paths [2015.01] 素子が分岐しているものを、このFIに分類する。
H01Q5/378	2	給電素子と無給電素子の組み合わせ [2015.01]	【IPCタイトル】 Combination of fed elements with parasitic elements [2015.01] 給電素子に対して無給電素子を付加した結果、複数の帯域が得られるものに付与する。
H01Q5/385	3	2以上の無給電素子 [2015.01]	【IPCタイトル】 Two or more parasitic elements [2015.01] 給電素子に対して付加する無給電素子の個数が2個以上であるものに付与する。
H01Q5/392	3	二重帯域または多重帯域の特徴をもつ無給電素子 [2015.01]	【IPCタイトル】 the parasitic elements having dual-band or multi-band characteristics [2015.01] 1個の無給電素子が複数の帯域を受け持つものに付与する。
H01Q5/40	1	重なったまたはインターリーブされた構造；結合または電磁的に連結されたもの、例. 2以上の接続されていない給電された放射素子からなる [2015.01]	【IPCタイトル】 Imbricated or interleaved structures; Combined or electromagnetically coupled arrangements, e.g. comprising two or more non-connected fed radiating elements [2015.01] 異なる給電点に接続された複数の素子同士が結合している(あるいは、結合している可能性が予想される程度に近接して配置されている)場合に、本分類を付与する。
H01Q5/42	2	2以上の重なった配列の使用 (H01Q5/49が優先) [2015.01]	【IPCタイトル】 using two or more imbricated arrays (H01Q5/49 takes precedence) [2015.01] 二以上の放射素子、無給電素子からなる重なった構成を有するもの。
H01Q5/45	2	共通の反射、回折または屈折装置との関係で2以上の給電を使用 [2015.01]	【IPCタイトル】 using two or more feeds in association with a common reflecting, diffracting or refracting device [2015.01] 一次放射器と二次装置とを組み合わせたアンテナを複数の帯域で使用するものに付与する。共通の二次装置に複数の一次放射器を組み合わせたものなど。
H01Q5/47	3	給電の同軸配置 [2015.01]	【IPCタイトル】 with a coaxial arrangement of the feeds [2015.01] 2以上の給電を同軸状に配置し、構成したものに付与する。
H01Q5/48	2	2以上のダイポール空中線の組み合わせ [2015.01]	【IPCタイトル】 Combinations of two or more dipole type aeriels [2015.01] それぞれ異なる周波数によって給電する複数のダイポール空中線を有するものに付与する。
H01Q5/49	3	二重または多重帯域のため以外の目的で使用する無給電素子、例. 重なった八木空中線 [2015.01]	【IPCタイトル】 with parasitic elements used for purposes other than for dual-band or multi-band, e.g. imbricated Yagi aeriels [2015.01] 指向性を調節するための導波器、反射器を付加した複数の帯域で使用する八木空中線などに付与する。
H01Q5/50	1	広帯域または多重帯域での動作のための給電または整合装置 [2015.01]	【IPCタイトル】 Feeding or matching arrangements for broad-band or multi-band operation [2015.01] 給電装置や整合装置の構成に特徴があるものであって、分波型のものに付与する。分波型でないものにはH01Q5/335を付与する。
H01Q5/55	2	ホーンまたは導波管空中線のため [2015.01]	【IPCタイトル】 for horn or waveguide aeriels [2015.01] 複数の帯域で使用される導波管ホーンなどに付与する。

表 6 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H01Q7/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H01Q7/00	0	ループのまわりに均一な電流分布をもちかつループ面と直角な面内に指向特性をもったループ空中線	【IPCタイトル】 Loop aerials with a substantially uniform current distribution around the loop and having a directional radiation pattern in a plane perpendicular to the plane of the loop [1, 2006.01] ループアンテナの全て、例えば、ループアンテナの本体構造、ループアンテナの支持、応用をこのFIに分類する。
H01Q7/00, 100	1	アンテナを調整するための可変リアクタンスをもつもの (同調共振回路の調整H03J)	
H01Q7/02	1	折りたたみできる空中線；伸縮自在空中線	【IPCタイトル】 Collapsible aerials; Retractable aerials [1, 2006.01]
H01Q7/04	1	遮へいされた空中線 (H01Q7/02, H01Q7/06が優先)	【IPCタイトル】 Screened aerials (H01Q7/02, H01Q7/06 take precedence) [1, 2006.01] ループアンテナ全体を遮蔽するもの、静電シールド型ループアンテナをこのFIに分類する
H01Q7/06	1	強磁性体材料のコアをもつもの (H01Q7/02が優先)	【IPCタイトル】 with core of ferromagnetic material (H01Q7/02 takes precedence) [1, 2006.01]
H01Q7/08	2	フェライト棒または細長いコア状のものをもつもの	【IPCタイトル】 Ferrite rod or like elongated core [1, 2006.01]

表 7 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H01Q9/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H01Q9/00	0	動作波長の2倍以下の寸法で導体輻射器よりなる電氣的に短い空中線	【IPCタイトル】 Electrically-short aerials having dimensions not more than twice the operating wavelength and consisting of conductive active radiating elements [1, 2006.01] H01Q11/00に比較して相対的に、使用する周波数が低いもの、例えば、長波用、中波用、短波用の空中線をこのFIに分類する。
H01Q9/02	1	非共振空中線	【IPCタイトル】 Non-resonant aerials [1, 2006.01]
H01Q9/04	1	共振空中線	【IPCタイトル】 Resonant aerials [1, 2006.01] 線状逆Fアンテナ、線状逆Lアンテナ、平面状逆Fアンテナ等、グラウンド導体に平行にエレメントが配置されるもののうち、エレメントが線状のもの、あるいは、全体的に平面に形成されるものについて、便宜上付与する。
H01Q9/06	2	細部	【IPCタイトル】 Details [1, 2006.01]
H01Q9/08	3	同一直線上にある複数の剛直な素子の接近した端部を支持するに適した接続箱	【IPCタイトル】 Junction boxes specially adapted for supporting adjacent ends of collinear rigid elements [1, 2006.01] 室内アンテナ、八木式アンテナの給電接続箱をこのFIに分類する。
H01Q9/10	3	互に角度をもった素子の接近した端部を支持するに適した接続箱	【IPCタイトル】 Junction boxes specially adapted for supporting adjacent ends of divergent elements [1, 2006.01] 室内アンテナ、八木式アンテナの給電接続箱をこのFIに分類する。
H01Q9/12	4	素子間の角度の調節に適したもの	【IPCタイトル】 adapted for adjustment of angle between elements [1, 2006.01]

H01Q9/14	3	素子または素子系の長さが調節できるもの (テレスコープ状素子 H01Q 1/10)	【IPCタイトル】 Length of element or elements adjustable (telescopic elements H01Q 1/10) [1, 2006.01] 例えば車両用のロッドアンテナのように、機械的にアンテナを引き延ばすものの他、スイッチング素子によって、複数の素子を連結可能とするものや、インダクタンス、キャパシタンス等を可変とし、電気的長さを変更することで、共振周波数を変更するものについても付与する。
H01Q9/16	2	空中線の両端間の中間に給電するもの、例. 中央給電ダイポール (H01Q 9/44 が優先)	【IPCタイトル】 with feed intermediate between the extremities of the aerial, e.g. centre-fed dipole (H01Q 9/44 takes precedence) [1, 2006.01] ダイポールアンテナの構造上に特徴のあるものをこの F I に分類する。
H01Q9/18	3	空中線の垂直配置	【IPCタイトル】 Vertical disposition of the aerial [1, 2006.01]
H01Q9/20	3	2つの同一直線上にあるまっすぐな輻射器; まっすぐな1つの輻射器 (H01Q 9/28 が優先)	【IPCタイトル】 Two collinear substantially straight active elements; Substantially straight single active elements (H01Q 9/28 takes precedence) [1, 2006.01] 垂直でない、同一直線上にあるまっすぐなアンテナをこの F I に分類する。
H01Q9/22	4	剛直な棒または等価的に筒状素子または素子系	【IPCタイトル】 Rigid rod or equivalent tubular element or elements [1, 2006.01]
H01Q9/24	4	単一輻射器への分岐給電装置、例. デルタ整合用のもの	【IPCタイトル】 Shunt feed arrangements to single active elements, e.g. for delta matching [1, 2006.01]
H01Q9/26	3	折返し素子および素子系をもつもの、その折返し素子部分は動作波長に比べて僅かな間隔をもって配置されるもの (共振ループ空中線 H01Q 7/00)	【IPCタイトル】 with folded element or elements, the folded parts being spaced apart a small fraction of operating wavelength (resonant loop aeriels H01Q 7/00) [1, 2006.01] 基本的には、フォールドダイポールアンテナについて付与するが、単にエレメントがジグザグ状に折り返されたものや、同軸線路の外部導体が折り返され、ダイポールアンテナを形成した、スリーブアンテナについてもこちらを付与する。
H01Q9/27	4	渦巻状をした空中線 [3]	【IPCタイトル】 Spiral aeriels [3, 2006.01] スパイラルアンテナ、即ち渦巻き状をした空中線をこの F I に分類する。 渦巻き状は、平面上だけでなく円錐面状に形成したものも含む。
H01Q9/28	3	円錐状、円筒状、かご状、ストリップ状、金網状などのように拡大した放射表面をもった素子; 同一直線上に配置され、頂部が近接し、かつ2導体伝送線路によって給電される2つの円錐状表面からなる素子 (導波管ホーンまたは開口 H01Q 13/00; スロット空中線 H01Q 13/00)	【IPCタイトル】 Conical, cylindrical, cage, strip, gauze, or like elements having an extended radiating surface; Elements comprising two conical surfaces having collinear axes and adjacent apices and fed by two-conductor transmission lines (waveguide horns or mouths H01Q 13/00; slot aeriels H01Q 13/00) [1, 2006.01]
H01Q9/30	2	延ばされた輻射器の端部に給電点をもつもの、例. ユニポール (H01Q 9/44 が優先)	【IPCタイトル】 with feed to end of elongated active element, e.g. unipole (H01Q 9/44 takes precedence) [1, 2006.01]
H01Q9/32	3	素子の垂直配置 (H01Q 9/40 が優先)	【IPCタイトル】 Vertical arrangement of element (H01Q 9/40 takes precedence) [1, 2006.01]
H01Q9/34	4	マスト、塔、または自己支持したものや支索支持された空中線	【IPCタイトル】 Mast, tower, or like self-supporting or stay-supported aeriels [1, 2006.01]
H01Q9/36	4	頂上装荷をもつもの	【IPCタイトル】 with top loading [1, 2006.01]
H01Q9/38	4	カウンターポイズをもつもの (輻射素子と同一平面上に延ばされた素子からなるカウンターポイズをもつもの H01Q 9/44)	【IPCタイトル】 with counterpoise (with counterpoise comprising elongated elements coplanar with the active element H01Q 9/44) [1, 2006.01] カウンターポイズ (アース用に設ける地表面状の導電線網) を持つ空中線をこの F I に分類する。
H01Q9/40	3	拡大した放射表面をもった素子	【IPCタイトル】 Element having extended radiating surface [1, 2006.01]

H01Q9/42	3	折返し素子，その折返された部分が動作波長にくらべて僅かな間隔をもって配置されるもの	【IPCタイトル】 with folded element, the folded parts being spaced apart a small fraction of the operating wavelength [1, 2006.01]
H01Q9/43	4	三日月刀状をした空中線 [3]	【IPCタイトル】 Scimitar aerials [3, 2006.01]
H01Q9/44	2	複数の広がったまっすぐな素子をもつもの，例．V型ダイポール，X型空中線；まっすぐな部分が相互に傾いた複数の素子をもつもの（2以上の放射器の組合せH01Q21/00；ターンスタイル空中線H01Q21/26）	【IPCタイトル】 with plurality of divergent straight elements, e.g. V-dipole, X-aerial; with plurality of elements having mutually inclined substantially straight portions (combinations of two or more active elements H01Q 21/00; turnstile aerials H01Q 21/26) [1, 2006.01]
H01Q9/46	3	1点から広がった剛直な素子をもつもの	【IPCタイトル】 with rigid elements diverging from single point [1, 2006.01]

表8 MIMO 関連技術に対応するFIの一覧表及びその解説（H01Q11/00以下）

FI	ドット	タイトル（説明）	解説
H01Q11/00	0	最短動作波長の2倍より長い寸法で導体放射器よりなる電氣的に長い空中線（漏波導波管スロット空中線H01Q13/00）	【IPCタイトル】 Electrically-long aerials having dimensions more than twice the shortest operating wavelength and consisting of conductive active radiating elements (leaky-waveguide aerials, slot aerials H01Q 13/00) [1, 2006.01] H01Q9/00に比較して相対的に使用する周波数が高いもの，例えば，超短波用，マイクロ波用の空中線をこのFIに分類する。
H01Q11/02	1	非共振空中線，例．進行波空中線（八木空中線H01Q19/30）	【IPCタイトル】 Non-resonant aerials, e.g. travelling-wave aerial (Yagi aerials H01Q 19/30) [1, 2006.01]
H01Q11/04	2	空中線の特定部分から放射するための所望する位相関係を得るため，曲げられ，折り返され，形づくられ，遮へいされまたは電氣的に装荷された部分をもつもの（H01Q11/06～H01Q11/10が優先）	【IPCタイトル】 with parts bent, folded, shaped, screened or electrically loaded to obtain desired phase relation of radiation from selected sections of the aerial (H01Q 11/06-H01Q 11/10 take precedence) [1, 2006.01]
H01Q11/06	2	ひし型空中線；V型空中線	【IPCタイトル】 Rhombic aerials; V-aerials [1, 2006.01]
H01Q11/08	2	らせん空中線	【IPCタイトル】 Helical aerials [1, 2006.01] 螺旋状，即ち同一半径であって軸方向に巻回した空中線をこのFIに分類する．ヘリカルアンテナともいう．（渦巻き状はスパイラルアンテナ）その半径が動作波長に比較して十分小さいものは，コイルアンテナである．同一平面上または円錐体状に渦巻き状に巻回した空中線（平面渦巻状アンテナ，円錐渦巻き状アンテナ）は，渦巻き状アンテナとする。
H01Q11/08,100	3	先細り状のらせん空中線，例．円錐らせん状の空中線	
H01Q11/08,200	3	折りたたみ可能なもの	
H01Q11/10	2	対数周期空中線（H01Q11/08が優先） [3]	【IPCタイトル】 Log-periodic aerials (H01Q 11/08 takes precedence) [1, 3, 2006.01]
H01Q11/10,100	3	誘電性支持体を使用するもの	
H01Q11/12	1	共振空中線	【IPCタイトル】 Resonant aerials [1, 2006.01]

H01Q11/14	2	空中線の特定部分から放射するための所望する位相関係を得るためにまたは所望する偏波効果を得るため、曲げられ、折り返され、形づくられまたは遮へいされた部分をもつものまたは位相インピーダンスをもつもの (H01Q11/20が優先)	【IPCタイトル】 with parts bent, folded, shaped or screened or with phasing impedances, to obtain desired phase relation of radiation from selected sections of the aerial or to obtain desired polarisation effects (H01Q 11/20 takes precedence) [1, 2006.01]
H01Q11/16	3	特定部分が一直線上にあるもの	【IPCタイトル】 in which the selected sections are collinear [1, 2006.01] コリニアアンテナこのFIに分類する。 例、套管付ガイポールアンテナ
H01Q11/18	3	特定部分が平行に配置されたもの [3]	【IPCタイトル】 in which the selected sections are parallelly spaced [1, 3, 2006.01] ステルバアンテナをこのFIに分類する。
H01Q11/20	2	V型空中線	【IPCタイトル】 V-aerials [1, 2006.01]

表9 MIMO 関連技術に対応するFIの一覧表及びその解説 (H01Q13/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H01Q13/00	0	導波管ホーンまたは開口；スロット空中線；漏洩導波管空中線；伝送路に沿って放射を起こす等価構成	【IPCタイトル】 Waveguide horns or mouths; Slot aerials; Leaky-waveguide aerials; Equivalent structures causing radiation along the transmission path of a guided wave [1, 2006.01]
H01Q13/02	1	導波管ホーン	【IPCタイトル】 Waveguide horns [1, 2006.01] 導波管の開口部がホーン形状のもの。 パラボラアンテナの一次放射器用のホーンアンテナも含まれる。
H01Q13/04	2	双円錐形ホーン (同一一直線上に配置され頂部が接近しかつ2導体伝送路によって給電される2つの円錐状表面からなる双円錐ダイポールH01Q9/28)	【IPCタイトル】 Biconical horns (biconical dipoles comprising two conical surfaces having collinear axes and adjacent apices and fed by a two-conductor transmission line H01Q 9/28) [1, 2006.01] 文字どおり双円錐形のホーン。ドーナツ状の指向性をもつ。
H01Q13/06	1	導波管開口 (ホーンH01Q13/02)	【IPCタイトル】 Waveguide mouths (horns H01Q 13/02) [1, 2006.01] 開口部が導波管のもの。パラボラアンテナの一次放射器用の導波管開口も含まれる。
H01Q13/08	1	2導体マイクロ波伝送線路、たとえば同軸線路、マイクロストリップの放射終端	【IPCタイトル】 Radiating ends of two-conductor microwave transmission lines, e.g. of coaxial lines, of microstrip lines [1, 2006.01] パッチアンテナ、逆Fアンテナ、逆Lアンテナが含まれている。
H01Q13/10	1	共振スロット空中線	【IPCタイトル】 Resonant slot aerials [1, 2006.01] 共振タイプのスロットアンテナ (スロット長が1/2波長程度)
H01Q13/12	2	軸方向にスロットが設けられた円筒形空中線；その等価構成	【IPCタイトル】 Longitudinally slotted cylinder aerials; Equivalent structures [1, 2006.01]
H01Q13/14	3	骨組上の円筒形空中線	【IPCタイトル】 Skeleton cylinder aerials [1, 2006.01]
H01Q13/16	2	折返しスロット空中線	【IPCタイトル】 Folded slot aerials [1, 2006.01] 環状スロットアンテナが含まれる。

H01Q13/18	2	共振空洞の境界壁に形成されまたは支持されたスロット（軸方向にスロットが設けられた円筒H01Q13/12）	【IPCタイトル】 the slot being backed by, or formed in boundary wall of, a resonant cavity (longitudinally slotted cylinder H01Q 13/12) [1, 2006.01]
H01Q13/20	1	非共振漏洩導波管または伝送線路空中線；伝送路に沿って放射を起す等価構成	【IPCタイトル】 Non-resonant leaky-waveguide or transmission-line aeriels; Equivalent structures causing radiation along the transmission path of a guided wave [1, 2006.01] マイクロストリップラインアンテナ（主にクランクラインアンテナ）等が含まれる。
H01Q13/22	2	導波管や伝送線路の境界壁に軸方向に設けたスロット	【IPCタイトル】 Longitudinal slot in boundary wall of waveguide or transmission line [1, 2006.01] スロットタイプの漏洩同軸ケーブルやラジアルラインスロットアンテナ等が含まれる。
H01Q13/24	2	誘電体または強磁性体の棒や管からなるもの（H01Q13/28が優先）	【IPCタイトル】 constituted by a dielectric or ferromagnetic rod or pipe (H01Q 13/28 takes precedence) [1, 2006.01]
H01Q13/26	2	単一導体から構成された表面導波管，例．ストリップ導体	【IPCタイトル】 Surface waveguide constituted by a single conductor, e.g. strip conductor [1, 2006.01]
H01Q13/28	2	電波の伝ばん方向に電氣的に不連続に構成したりまたは間隔をおいて配置した素子からなるもの，例．誘電体素子または擬似誘電体を構成する導電素子	【IPCタイトル】 comprising elements constituting electric discontinuities and spaced in direction of wave propagation, e.g. dielectric elements or conductive elements forming artificial dielectric [1, 2006.01]

表 10 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説（H01Q21/00 以下）

FI	ドット	タイトル（説明）	解説
H01Q21/00	0	空中線配列または系（空中線または空中線系から放射される電波の指向特性の方向または形を変えるための構成H01Q3/00）	【IPCタイトル】 Aerial arrays or systems (arrangements for changing or varying the orientation or the shape of the directional pattern of the waves radiated from an aerial or aerial system H01Q 3/00) [1, 2006.01] アンテナの組み合わせ一般；アレイアンテナで H01Q21/06-21/30 に入らないもの
H01Q21/06	1	同一方向に偏波された間隔を置いて配置された個々に励振された空中線単位の配列	【IPCタイトル】 Arrays of individually energised aerial units similarly polarised and spaced apart [1, 2006.01] ・電子走査アンテナ（H01Q3/26-3/24）において指向性制御でなくアンテナ素子及び配列に特徴があるもの ・いわゆる，平面アレイアンテナ，ただし円偏波などは H01Q12/24 へも
H01Q21/08	2	直線方向に沿いまたはこの方向に近接して配置された単位	【IPCタイトル】 the units being spaced along, or adjacent to, a rectilinear path [1, 2006.01] ・複数のアンテナ素子が直線方向に配列されたもの
H01Q21/10	3	まっすぐに延びた導電単位の一直線上の配列	【IPCタイトル】 Collinear arrangements of substantially straight elongated conductive units [1, 2006.01] ・21/08の直線方向配列素子が直線状導電単位のもの
H01Q21/12	3	まっすぐに延びた導電単位の平行な配列（交さる素子群によって装荷された伝送線路からなる進行波空中線H01Q11/02；八木空中線H01Q19/30）	【IPCタイトル】 Parallel arrangements of substantially straight elongated conductive units (travelling-wave aeriels comprising transmission line loaded with transverse elements H01Q 11/02; Yagi aeriels H01Q 19/30) [1, 2006.01]
H01Q21/14	4	アドコック空中線	【IPCタイトル】 Adcock aeriels [1, 2006.01]
H01Q21/16	5	U型のもの	【IPCタイトル】 U-type [1, 2006.01]

H01Q21/18	5	H型のもの	【IPCタイトル】 H-type [1, 2006.01]
H01Q21/20	2	曲線方向に沿いまは この方向に近接して配 置された単位	【IPCタイトル】 the units being spaced along, or adjacent to, a curvilinear path [1, 2006.01]
H01Q21/22	2	空中線列の輻射器単位 が均一でない振幅また は位相によって励振さ れたもの, 例. テーパー 空中線列, 2項式空中 線列	【IPCタイトル】 Aerial units of the array energised non-uniformly in amplitude or phase, e.g. tapered array, binomial array [1, 2006.01] ・可変指向性でないゴースト除去, サイドローブ除去のもの
H01Q21/24	1	円形または楕円偏波さ れた電波またはどの方 向に直線偏波された電 波をも送信または受信 するため, 異なる方向 に偏波された空中線単 位の組み合わせ	【IPCタイトル】 Combinations of aerial units polarised in different directions for transmitting or receiving circularly and elliptically polarised waves or waves linearly polarised in any direction [1, 2006.01] ・円偏波・楕円偏波用, 及び任意方向の直線偏波用 ・平面アレーアンテナで円偏波用のもの
H01Q21/26	2	共通の中心について水 平面内は対称で, かつ 放射状に配置された3 つ以上の伸びた素子の 配列からなるターン スタイルまたは類似の空 中線	【IPCタイトル】 Turnstile or like aerials comprising arrangements of three or more elongated elements disposed radially and symmetrically in a horizontal plane about a common centre [1, 2006.01] ・偏波のための3以上のクロスダイポールアンテナ
H01Q21/28	1	独立して干渉しない空 中線単位または空中線 系の組み合わせ	【IPCタイトル】 Combinations of substantially independent non-interacting aerial units or systems [1, 2006.01] ・アンテナ間の結合を阻止したもの ・減結合したVHF・UHFアンテナの組み合わせ
H01Q21/29	1	所望する指向特性を与 えるために異種の空間 的に結合した空中線単 位の組み合わせ (H0 1Q25/00が優 先) [3]	【IPCタイトル】 Combinations of different interacting aerial units for giving a desired directional characteristic (H01Q 25/00 takes precedence) [3, 2006.01] ・磁界型 (バー, ループ, スロット) アンテナと電界型 (ユニポール, ダイポール) アンテナの組み合わせ, 等
H01Q21/30	1	異なった周波数帯で動 作し, かつ共通の給電 装置に接続された個々 の空中線単位の組み合 わせ	【IPCタイトル】 Combinations of separate aerial units operating in different wavebands and connected to a common feeder system [1, 2006.01]

表 11 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H03M13/00 以下)

FI	ド ット	タイトル (説明)	解説
H03M13/00	0	誤りの検出または誤りの訂正のための符号化, 復号化または符号変換; 符号理論の基本的仮定; 符号化の限界式; 誤り確率の評価方法; 通信路モデル; 符号のシミュレーションまたは試験 (アナログ/デジタル変換, デジタル/アナログ変換または符号変換のための誤りの検出または誤りの訂正 H03M1/00~H03M11/00; デジタル計算器に特に適合するもの G06F11/08; 記録担体と変換器との間の相対運動に基づいた情報記憶のためのもの G11B, 例. G11B20/18; 静的記憶のためのもの G11C) [4, 7]	【IPCタイトル】 Coding, decoding or code conversion, for error detection or error correction; Coding theory basic assumptions; Coding bounds; Error probability evaluation methods; Channel models; Simulation or testing of codes (error detection or error correction for analogue/digital, digital/analogue or code conversion H03M 1/00-H03M 11/00; specially adapted for digital computers G06F 11/08, for information storage based on relative movement between record carrier and transducer G11B, e.g. G11B 20/18, for static stores G11C) [4, 7, 2006.01] 【キーワード】 誤り検出・訂正符号

H03M13/01	1	符号理論の基本的仮定；符号化の限界式；誤り確率の評価方法；通信路モデル；符号のシミュレーションまたは試験 [7]	<p>【IPCタイトル】 Coding theory basic assumptions; Coding bounds; Error probability evaluation methods; Channel models; Simulation or testing of codes [7, 2006.01]</p> <p>誤り検出・訂正におけるガロア体（有限体，GF(Q)）演算の方法又は技術等。 主に監視試験的なもの。例えば，ビタビ復号において，メトリック値に基づいて伝送路の誤り率を推定するもの</p> <p>【キーワード】 ガロア体（有限体，GF(Q)，GF(2)）</p>
H03M13/03	1	データ表現の冗長性に基づく誤り検出または前方向誤り訂正，すなわち，符号後が元の語より多くのデジットを含むもの [7]	<p>【IPCタイトル】 Error detection or forward error correction by redundancy in data representation, i.e. code words containing more digits than the source words [7, 2006.01]</p>
H03M13/05	2	ブロック符号を用いるもの，すなわち，事前に決めた数の検査ビットを事前に決めた数の情報ビットに付加するもの [7]	<p>【IPCタイトル】 using block codes, i.e. a predetermined number of check bits joined to a predetermined number of information bits [7, 2006.01]</p>
H03M13/07	3	算術符号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Arithmetic codes [7, 2006.01]</p> <p>【キーワード】 AN符号</p>
H03M13/09	3	誤り検出のみ，例，巡回冗長検査[CRC]符号，または単一パリティ・ビットを用いるもの [7]	<p>【IPCタイトル】 Error detection only, e.g. using cyclic redundancy check [CRC] codes or single parity bit [7, 2006.01]</p> <p>CRC（巡回冗長性検査符号）を用いるもの。 CRC（巡回冗長性検査符号）符号化・復号化の方法または技術。 単一パリティ，奇・偶パリティ。</p> <p>【キーワード】 パリティ符号，CRC（巡回冗長性検査符号），単一パリティ，奇・偶パリティ，奇偶パリティ，LDPC（低密度パリティ検査符号：誤り検出を行うもの。誤り訂正を行うものはH03M13/19）</p>
H03M13/11	3	複数のパリティ・ビットを用いるもの [7]	<p>【IPCタイトル】 using multiple parity bits [7, 2006.01]</p> <p>水平垂直パリティ，（すなわち，縦横パリティ，直交パリティ）。</p> <p>【キーワード】 水平垂直パリティ（縦横パリティ，直交パリティ）</p>
H03M13/13	3	線形符号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Linear codes [7, 2006.01]</p> <p>【キーワード】 線形符号，線形畳み込み符号，Polar符号</p>
H03M13/15	4	巡回符号，すなわち，符号語を巡回シフトすると別の符号語となるもの，例，生成多項式で定義される符号，ボーズ・チャドゥリ・オッケンジェム [Bose-Chaudhuri-Hocquenghem][BCH]符号（H03M13/17が優先） [7]	<p>【IPCタイトル】 Cyclic codes, i.e. cyclic shifts of codewords produce other codewords, e.g. codes defined by a generator polynomial, Bose-Chaudhuri-Hocquenghem [BCH] codes (H03M 13/17 takes precedence) [7, 2006.01]</p> <p>【キーワード】 巡回符号，BCH符号，リードソロモン（RS）符号，ゴッパ符号，代数幾何（代数曲線）符号，長距離符号（LDC，ロングディスタンス符号），RM（リードマラー）符号，ユークリッド法，ユークリッド互除法，バーレカンブ・マッシー法（BM：Berlekamp-Massey法），ピーターソン法，チェンサーチ（CHIENサーチ）</p>
H03M13/17	4	バースト誤り訂正，例，誤りトラッピング，ファイア符号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Burst error correction, e.g. error trapping, Fire codes [7, 2006.01]</p> <p>巡回符号のエラートラッピング復号，ファイア符号を用いるもの</p> <p>【キーワード】 巡回符号のエラートラッピング復号，ファイア符号</p>
H03M13/19	4	巡回符号の特性を使わない，単一誤り訂正，例，ハミング符号，拡大または一般化されたハミング符号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Single error correction without using particular properties of the cyclic codes, e.g. Hamming codes, extended or generalised Hamming codes [7, 2006.01]</p> <p>ハミング符号。</p> <p>【キーワード】 ハミング符号，LDPC（低密度パリティ検査符号）</p>

H03M13/21	3	非線形符号, 例, 誤り検出または誤り訂正を伴う, mビット・データ語からn-ビットデータ語への [m B n B] 変換 [7]	【IPCタイトル】 Non-linear codes, e.g. m-bit data word to n-bit code word [mBnB] conversion with error detection or error correction [7, 2006.01]
H03M13/23	2	たたみ込み符号を用いるもの, 例, ユニット・メモリ符号 [7]	【IPCタイトル】 using convolutional codes, e.g. unit memory codes [7, 2006.01] パンクチャ処理等. 【キーワード】 パンクチャ処理 (穿孔符号), ワイナール・アッシュ符号, 岩垂符号, ハーゲルバーガー符号, たたみ込み符号化, 畳み込み符号化
H03M13/25	1	信号空間符号化による誤り検出または前方向誤り訂正, すなわち, 信号点配置に冗長性を付加するもの, 例, トレリス符号化変調 [TCM] [7]	【IPCタイトル】 Error detection or forward error correction by signal space coding, i.e. adding redundancy in the signal constellation, e.g. Trellis Coded Modulation [TCM] [7, 2006.01] 変調と誤り符号化とを組み合わせるもの. 【キーワード】 トレリス符号化変調 (TCM)
H03M13/27	1	インターリーブ技術を用いるもの [7]	【IPCタイトル】 using interleaving techniques [7, 2006.01] 【キーワード】 インターリーブ, インタリーブ
H03M13/29	1	二つ以上の符号または符号構造を組み合わせるもの, 例, 積符号, 一般化された積符号, 接続符号, 内符号および外符号 [7]	【IPCタイトル】 combining two or more codes or code structures, e.g. product codes, generalised product codes, concatenated codes, inner and outer codes [7, 2006.01] 「外符号」とは, 先に符号化する符号を指し, 「内符号」は後で (2番目の) 符号化する符号を指す. 復号化は, その逆に, 「内符号」, 「外符号」の順で行う. 【キーワード】 積符号, 内符号および外符号, 接続符号 (concatenated code), 鎖状符号, 重畳符号, ターボ符号 (turbo code:TBC), ジャステセン符号, レディ・ロビンソン復号法, レディロビンソン復号法
H03M13/31	1	誤り検出または訂正のための符号化, および, スペクトルを効率的に利用するための符号化の組み合わせ (誤り検出または訂正を行わないものH03M5/14) [7]	【IPCタイトル】 combining coding for error detection or correction and efficient use of the spectrum (without error detection or correction H03M 5/14) [7, 2006.01]
H03M13/33	1	誤り符号化または復号化に基づく同期 [7]	【IPCタイトル】 Synchronisation based on error coding or decoding [7, 2006.01]
H03M13/35	1	不均一誤り保護又は適応形の誤り保護, 例, 元の情報の重要性に応じて, 異なるレベルの保護を与えるもの, または, 伝送チャンネルの性質の変化に応じて符号化を適応させるもの [7]	【IPCタイトル】 Unequal or adaptive error protection, e.g. by providing a different level of protection according to significance of source information or by adapting the coding according to the change of transmission channel characteristics [7, 2006.01] 不均一誤り保護 (UNEQUAL ERROR PROTECTION:UEP)とは, 重要なデータは誤り保護し, 重要でないデータは余り保護しない. 例, 符号化側で (例:一部の重要な情報ビットのみ符号化). 復号化側で (例:一部の重要な情報ビットのみ誤り検出・訂正). 適用例:音声の上位ビットのみ保護, 階層符号化した画像信号の重要情報 (例, MP E Gの重要な情報), データのMSBのみ誤り保護. 適応的誤り保護とは, 伝送路の特性や, データ量に応じて符号化, 復号化, その両方を適応的に変更, 切替するもの. 例, 複数の符号化方式の切り替え, 組み合わせ複数の復号化方式の切り替え, 組み合わせ積符号の復号ストラテジも適応的な復号. 例, 伝送レート, たたみ込み符号の符号化率を伝送路の誤り率に応じて変更するもの. 複数の符号化率で符号化した信号を一時に時分割して伝送するもの (衛星放送で使っている).
H03M13/37	1	H03M13/03~H03M13/35までのグループに分類されている特定の種類の符号化に限定されない, 復号化の方法または技術 [7]	【IPCタイトル】 Decoding methods or techniques, not specific to the particular type of coding provided for in groups H03M 13/03-H03M 13/35 [7, 2006.01] 【キーワード】 消失誤り, 消失訂正復号, イレージャ訂正, 補間, ミューティング, 固定値の付加・挿入

H03M13/39	2	系列推定, すなわち, 元の符号を再構築するために統計的方法を用いるもの [7]	<p>【IPCタイトル】 Sequence estimation, i.e using statistical methods for the reconstruction of the original codes [7, 2006.01]</p> <p>【キーワード】 逐次復号 (シーケンシャルデコード, シーケンシャル復号, Sequential Decoding), スタックアルゴリズム, スタック法, ファノアルゴリズム, ファノ法, 畳み込み符号の最ゆう復号, 畳み込み符号のシーケンシャル復号, たたみ込み符号の逐次復号, MAP復号 (最大事後確率, A P P復号(A posteriori probability))</p>
H03M13/41	3	ビタビ・アルゴリズムまたはビタビ・プロセッサを用いるもの [7]	<p>【IPCタイトル】 using the Viterbi algorithm or Viterbi processors [7, 2006.01]</p> <p>ビタビアルゴリズム (VA) の方法または技術. ブランチメトリック, パスメトリック演算部, 例, 正規化, 固定値の利用. ACS (Add Compare Select)演算部. パスメモリ, トレースバック, 生き残りパスの出力部. 拡張, 修正ビタビアルゴリズム, 例, SSTビタビ復号, リスト出力ビタビ (LVA, 複数の候補のリストを出力するもの). 軟判定ビタビアルゴリズム, 軟判定出力ビタビアルゴリズム (SOVA). 等化, 伝送路特性推定フィルタを用いるもの. パーシャルレスポンス (PR, 部分応答)を用いるもの. 適応型ビタビアルゴリズム.</p>
H03M13/43	2	多数決論理復号, または, しきい値復号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Majority logic or threshold decoding [7, 2006.01]</p> <p>多数決論理復号はマジョリティ・ロジック復号ともいう. しきい値復号, 可変しきい値復号がある.</p> <p>【キーワード】 多数決論理復号 (マジョリティ・ロジック復号), しきい値復号, 可変しきい値復号</p>
H03M13/45	2	ソフト・デコーディング, すなわち, 記号の信頼性情報を用いるもの (H03M13/41が優先) [7]	<p>【IPCタイトル】 Soft decoding, i.e. using symbol reliability information (H03M 13/41 takes precedence) [7, 2006.01]</p> <p>0か1の2値情報を判定する際に, 受信したデータが0 (又は1)である確率がどの程度であるかの信頼性情報 (補助情報) をつけ, 出力するもの. 最も簡単な軟判定は, 0か1か曖昧なときは, 0とも1とも判断せず, 消失 (erasure) と呼ぶシンボルとする.</p> <p>【キーワード】 ソフト・デコーディング (軟判定), 線形符号のGMD復号 (信頼度の低いビットを消失と見なして復号するもの), ワグナ復号</p>
H03M13/47	1	H03M13/01~H03M13/37までのグループに分類されない, 誤り検出, 前方向誤り訂正, あるいは誤り保護 [7]	<p>【IPCタイトル】 Error detection, forward error correction or error protection, not provided for in groups H03M 13/01-H03M 13/37 [7, 2006.01]</p> <p>例, ARQ (誤り再送) とのハイブリッド方式, 冗長な並列伝送や, 空間ダイバーシティとの組み合わせ.</p>
H03M13/49	2	単方向の誤り検出または訂正 [7]	<p>【IPCタイトル】 Unidirectional error detection or correction [7, 2006.01]</p> <p>単方向の誤り訂正・検出とは, 例えば, 0が1に誤ることは有るが, 1が0に誤ることはない場合の誤り保護.</p>
H03M13/51	2	一定重みの符号; nアウトオブm符号; バーガー符号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Constant weight codes; n-out-of-m codes; Berger codes [7, 2006.01]</p> <p>nアウトオブm符号 (mCn符号) とは, mビットのうち, nビットが1の符号. 例, 1 out of m 符号 (mC1符号) は, mビットのうち一つだけが1となっているもの.</p> <p>【キーワード】 nアウトオブm符号 (mCn符号), 1アウトオブm符号 (mC1符号), バーガー符号</p>
H03M13/53	2	フィボナッチ数系列を用いる符号 [7]	<p>【IPCタイトル】 Codes using Fibonacci numbers series [7, 2006.01]</p>

表 12 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04B1/69 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04B1/69	1	スペクトラム拡散技術 [6, 2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Spread spectrum techniques [6, 2006.01, 2011.01]</p> <p>エネルギーをある特定の周波数帯域に拡散して、データ伝送を行う技術。</p> <p>大きく分けて、直接拡散型(DS型)、周波数ホッピング型(FH型)、時間ホッピング型がある。その他に、周波数をスイープして帯域拡散を行うチャープ方式、後述するUWBなどがある。</p>
H04B1/692	2	2以上のスペクトラム拡散技術の組合せを用いたハイブリッド技術 [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Hybrid techniques using combinations of two or more spread spectrum techniques [2011.01]</p> <p>直接拡散と周波数ホッピングの組合せなど。</p>
H04B1/707	3	直接拡散方式を用いるもの [6, 2011.01]	<p>【IPCタイトル】 using direct sequence modulation [6, 2006.01, 2011.01]</p> <p>拡散符号により直接データ信号を変調してスペクトラム拡散を行う方式。</p> <p>データ信号よりも高速レートの拡散符号チップ信号を用いて広帯域のスペクトラム拡散を行う方式。DS方式、Direct Sequence方式とも言う。</p>
H04B1/7073	3	同期に関するもの [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Synchronisation aspects [2011.01]</p> <p>直接拡散方式における、同期技術。</p>
H04B1/7075	4	符号位相捕捉 [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 with code phase acquisition [2011.01]</p> <p>拡散符号の位相を捕捉する技術に関する技術。 受信装置における初期同期捕捉、アクイジションとも言う。</p>
H04B1/7077	5	多段処理, 例. マルチドウェル, 粗同期・精同期, 同期の検証 [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Multi-step acquisition, e.g. multi-dwell, coarse-fine or validation [2011.01]</p> <p>符号位相の捕捉を行う際に、多段により処理する技術。 マルチドウェルは、相関をとるときの相関長を最初は短く、その後、相関長を長くする手法。</p>
H04B1/708	5	並列処理 [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Parallel implementation [2011.01]</p> <p>符号位相の捕捉を行う際に、並列処理により、高速化を実現する技術。 相関器を複数並列配置するなど。</p>
H04B1/7083	4	セルサーチ, 例. 三段階セルサーチを用いたもの [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Cell search, e.g. using a three-step approach [2011.01]</p> <p>セルサーチ (スロット同期, フレーム同期, コードグループ, スクランブルコードの同定等を複数段階で行う技術) に関する技術。</p>
H04B1/7085	4	符号追従ループ, 例. DLLを用いたもの [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 using a code tracking loop, e.g. a delay-locked loop [2011.01]</p> <p>符号位相の同期追従に関する技術。例えば, DLL (Delay Lock Loop) を用いたもの。</p>
H04B1/7087	4	搬送波の同期化 [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Carrier synchronisation aspects [2011.01]</p> <p>直接拡散方式において、周波数ずれを検出、補正する技術等。 例えば, AFC(Auto Frequency Control)を用いるもの。</p>
H04B1/709	3	相関器の構造 [2011.01]	<p>【IPCタイトル】 Correlator structure [2011.01]</p> <p>相関器の構成に関する技術。</p>

H04B1/7093	4	マッチドフィルタ [2011.01]	【IPCタイトル】 Matched filter type [2011.01] マッチドフィルタの構成に関する技術.
H04B1/7095	4	スライディングコリレータ [2011.01]	【IPCタイトル】 Sliding correlator type [2011.01] スライディングコリレータの構成に関する技術.
H04B1/7097	3	干渉に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 Interference-related aspects [2011.01] 干渉対策を行う技術 (等化器等).
H04B1/71	4	狭帯域干渉に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 the interference being narrowband interference [2011.01] 干渉として, 狭帯域ノイズを考慮した技術. 例えば, AM や FM などの狭帯域伝送を行う他のシステムからの干渉等.
H04B1/7103	4	マルチアクセス干渉に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 the interference being multiple access interference [2011.01] 干渉として, 同時にアクセスを行う他の信号源からの干渉 (他ユーザ干渉, 符号間干渉等) を考慮した技術. 例えば, 異なる符号を用いた他の CDMA ユーザからの干渉信号等.
H04B1/7105	5	結合検出技術, 例. 直線検波器 [2011.01]	【IPCタイトル】 Joint detection techniques, e.g. linear detectors [2011.01] ジョイントディテクションに関する技術. 行列を用いた並列処理と MLSE や LMS 等の等化アルゴリズムにより干渉となる拡散符号を直交化させながら等化する手法. TDD 方式で良く用いられる. マルチユーザー干渉に加えてマルチパス干渉を除去するものもある.
H04B1/7107	5	減算による干渉除去 [2011.01]	【IPCタイトル】 Subtractive interference cancellation [2011.01] 干渉信号のレプリカ生成を行い, 受信信号から減算する技術. 例えば, 干渉ユーザの信号を複製して, 受信信号から減算する干渉キャンセル技術.
H04B1/711	4	マルチパス干渉に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 the interference being multi-path interference [2011.01] マルチパス干渉を検出, 補償する技術.
H04B1/7113	5	パスのプロファイルの測定 [2011.01]	【IPCタイトル】 Determination of path profile [2011.01] 遅延プロファイルの生成手法に関する技術.
H04B1/7115	5	マルチパスの合成, すなわち. RAKE 受信機 [2011.01]	【IPCタイトル】 Constructive combining of multi-path signals, i.e. RAKE receivers [2011.01] RAKE 受信等のマルチパス合成に関する技術 (アンテナダイバーシチ, サイトダイバーシチにおけるマルチパス合成技術を含む.).
H04B1/7117	6	フィンガのパスの選択, 再選択, 割当てまたは再割当て, 例. 割り当てられたフィンガのタイミングオフセットの調整 [2011.01]	【IPCタイトル】 Selection, re-selection, allocation or re-allocation of paths to fingers, e.g. timing offset control of allocated fingers [2011.01] フィンガに割り当てるパス (タイミング) の選択, 再選択, 割当て, 再割当てに関する技術.
H04B1/712	6	フィンガの重み付け合成, 例. インナーループを用いた電力値及び位相値の制御 [2011.01]	【IPCタイトル】 Weighting of fingers for combining, e.g. amplitude control or phase rotation using an inner loop [2011.01] フィンガの重み付け手法に関する技術 (RAKE 合成に用いられるチャネル推定手法を含む.).
H04B1/713	2	周波数ホッピング方式を用いるもの [6, 2011.01]	【IPCタイトル】 using frequency hopping [6, 2006.01, 2011.01]

H04B1/7136	3	ホッピング周波数の調整, 例. 周波数源のバンクを利用するもの, または連続同調を利用するもの, あるいは変圧を利用するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 Arrangements for generation of hop frequencies, e.g. using a bank of frequency sources, using continuous tuning or using a transform [2011.01] ホッピング周波数を生成するための技術(例えば, 周波数シンセサイザ等を用いたホッピング周波数生成方法等.). 発振器, パターンではなく, 周波数自体の生成の技術.
H04B1/7143	3	ホッピングパターンの調整 [2011.01]	【IPCタイトル】 Arrangements for generation of hop patterns [2011.01] ホッピングパターンを設定・調整するための技術.
H04B1/715	3	干渉に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 Interference-related aspects [2011.01] 干渉に関する技術.
H04B1/7156	3	系列同期の調整 [2011.01]	【IPCタイトル】 Arrangements for sequence synchronisation [2011.01] 同期に関する技術.
H04B1/7163	2	インパルス無線を用いるもの [2011.01]	【IPCタイトル】 using impulse radio [2011.01] 超短波長のインパルスを伝送することにより拡散されたデータを伝送する技術 (IR-UWB: Impulse Radio Ultra WideBand).
H04B1/717	3	パルスに関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 Pulse-related aspects [2011.01] パルスの生成, 整形, 調整等に関する技術.
H04B1/7176	3	データマッピング, 例. 変調 [2011.01]	【IPCタイトル】 Data mapping, e.g. modulation [2011.01] データ変調に関する技術.
H04B1/7183	3	同期に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 Synchronisation [2011.01] 同期に関する技術. 同期用信号を送信したり, 受信側で同期捕捉, 同期追従したりする技術.
H04B1/719	3	干渉に関するもの [2011.01]	【IPCタイトル】 Interference-related aspects [2011.01] 干渉に関する技術. 干渉を低減したり, 干渉信号を利用したりする技術.
H04B1/72	1	空中線を擬似するための回路または構成要素, 例. 擬似空中線	【IPCタイトル】 Circuits or components for simulating aerials, e.g. dummy aerials [1, 2006.01] 空分類
H04B1/74	1	信頼性を増すためのもの, 例. 冗長なまたは予備の回線または装置を用いるもの [3]	【IPCタイトル】 for increasing reliability, e.g. using redundant or spare channels or apparatus [3, 2006.01]
H04B1/76	1	伝送の制御または等化のためのパイロット信号送信機または受信機 [3]	【IPCタイトル】 Pilot transmitters or receivers for control of transmission or for equalising [3, 2006.01]

表 13 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04B7/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04B7/00	0	無線伝送方式, すなわち放射電磁界を用いるもの (H04B10/00, H04B15/00が優先)	【IPCタイトル】 Radio transmission systems, i.e. using radiation field (H04B 10/00, H04B 15/00 take precedence) [1, 2006.01] 無線伝送一般. 他に含まれないもの. 特に, 無線伝送方式に特徴があり, かつ, 二地点間の通信に特徴があるものは, 「# P 2 M」のフリーワードを付与した上で, この分類を付与する. ただし, 5K067 が主分類を付与するものは, 主分類, 副分類を含めて付与しない.

H04B7/005	1	伝送の制御；等化 [3]	<p>【IPCタイトル】 Control of transmission; Equalising [3, 2006.01]</p> <p>無線伝送方式における伝送の制御，等化。 S F N(single frequency network)における回り込みキャンセラについては，技術的特徴によってこの分類か H04B7/015 かを主分類とする。</p> <p>【キーワード】 フェージング，伝送歪，符号間干渉</p>
H04B7/01	1	位相偏移の低減 [3]	<p>【IPCタイトル】 Reducing phase shift [3, 2006.01]</p> <p>無線伝送方式における位相偏移の低減</p> <p>【キーワード】 位相偏移，位相シフト</p>
H04B7/015	1	反響効果の低減 [3]	<p>【IPCタイトル】 Reducing echo effects [3, 2006.01]</p> <p>無線伝送方式における反響効果の低減 マルチパスによる干渉波低減技術</p> <p>S F N(single frequency network)における回り込みキャンセラについては，技術的特徴によってこの分類か H04B7/005 かを主分類とする</p> <p>【キーワード】 マルチパス，干渉波</p>
H04B7/02	1	ダイバーシチシステム；マルチアンテナシステム，すなわち，複数のアンテナを用いた送信又は受信 [2 0 1 7. 0 1]	<p>【IPCタイトル】 Diversity systems [1, 2006.01]</p> <p>ダイバーシチ，ビームフォーミング，MIMO に関連する観点・技術的特徴に対応する全ての分類を付与する。対応する分類が複数あれば，複数の分類を付与する。</p> <p>【キーワード】 「ダイバーシチ」とは，時間，周波数，符号，周波数，空間などの通信リソースを用いて，同一データを複数の通信リソースを用いて冗長伝送する技術を示す。 「MIMO」とは，複数の送信アンテナと複数の受信アンテナとを用いて，複数のデータ系列を多重化して伝送する技術を示す。MIMO では複数のデータ系列は通常，異なるデータが多重送信され，同一データが多重送信される場合は送信ダイバーシチとなる。「MIMO」による伝送は，空間多重伝送と呼ばれることもある。 「ビーム」とは，データ系列を，指向性アンテナにより指向性が形成された信号又は複数の送信アンテナ（又は複数の受信アンテナ）を用いて送信（受信）する際に，送信アンテナ（受信アンテナ）ごとに重み係数を乗算して指向性が形成された信号を示す。 「ビームフォーミング」とは，送信ビーム（受信ビーム）を形成する処理を示す。空間多重数（ランク）が1の場合の伝送モードをビームフォーミング（ビームステアリング）と呼ぶことがある。 「プリコーディング」とは，データを送信する前にデータ系列に対して振幅重み付けや位相変更などの信号処理を行うことを示し，ダイバーシチ伝送，ビームステアリング，空間多重(MIMO 伝送) のために行われる。 「コードワード」とは，プリコーディングなどの信号処理がなされる前のデータ系列を示す。 「ストリーム」とは，送信対象となるデータ系列を示す。「コードワード」と同義で使われることがある。 「レイヤ」とは，通常，送信対象となるデータ系列を示す。コードワードとレイヤとは1：1以外の場合，例えば，1つのコードワードが2つのレイヤにマッピングされることもある。この場合，レイヤマッピング処理がなされる。MIMO 伝送されるデータ系列の総数は「ランク」，「空間多重数」などと表現されることがある。 「ブランチ」とは，送信アンテナ（受信アンテナ）ごとの系統を示し，ダイバーシチ技術で使われることが比較的多い表現。 「アンテナポート」とは，参照信号がマッピングされる最小リソース単位など論理的なアンテナを示し，論理的なアンテナは少なくとも1本の物理アンテナにマッピングされる。</p>
H04B7/022	2	サイトダイバーシチ；マクロダイバーシチ（離れて配置された2以上の独立アンテナを用いるもの H 0 4 B 7 / 0 4) [2 0 1 7. 0 1]	<p>【IPCタイトル】 Site diversity; macro-diversity (using two or more spaced independent antennas H04B7/04) [2017.01]</p> <p>離れて配置された複数の装置を用いて，ダイバーシチ又は MIMO 通信を行うもの。</p> <p>【キーワード】 セル間ハンドオーバー， 複数の基地局で送受信した信号によるダイバーシチ， CoMP(Coordinated Multi-Point)， RRH (Remote Radio Head)， HetNet(Heterogeneous Network)</p>

H04B7/024	3	いくつかの地点にある複数のアンテナの協調使用, 例. 多地点協調システムにおけるもの又は協調多入力多出力 [MIMO] システムにおけるもの [2017.01]	【IPCタイトル】 Co-operative use of antennas at several sites, e.g. in co-ordinated multipoint or co-operative multiple-input multiple-output [MIMO] systems [2017.01] 【キーワード】 分散アンテナシステム, DAS (Distributed Antenna System)
H04B7/026	3	協調ダイバーシチ, 例. 固定局または移動局を中継局として使用するもの [2017.01]	【IPCタイトル】 Co-operative diversity, e.g. using fixed or mobile stations as relays [2017.01] 複数の装置のうちの一部が中継器として動作することにより, ダイバーシチ通信を実現するもの.
H04B7/04	2	離れて配置された2以上の独立アンテナを用いるもの [2017.01]	【IPCタイトル】 using a plurality of spaced independent aerials [1, 2006.01] 単一の装置に配置された複数のアンテナを用いて, ダイバーシチ又は MIMO 通信を行うもの. 下位の分類に付与し, ここには付与しない.
H04B7/0404	3	複数のアンテナを含む移動局, 例. アップリンクダイバーシチを提供するためのもの [2017.01]	【IPCタイトル】 the mobile station comprising multiple antennas, e.g. to provide uplink diversity [2017.01] アップリンクで送信側が複数のアンテナを備えており, ダイバーシチ送信していることが明らかであるもの. MIMO 送信であることが明らかである場合は, H04B7/0413,100 を付与し, ダイバーシチ送信か MIMO 送信か不明な場合は, H04B 7/0404 を付与する.
H04B7/0408	3	2以上のビームを用いるもの, すなわち, ビームダイバーシチ [2017.01]	【IPCタイトル】 using two or more beams, i.e. beam diversity [2017.01] 単一の装置が形成する複数のビームを用いてダイバーシチ通信を行うもの. ビームでセクターを形成したものは, H04B7/0491 も付与する.
H04B7/0413	3	MIMOシステム [2017.01]	【IPCタイトル】 MIMO systems [2017.01] 複数の異なる空間ストリーム, 空間レイヤを多重するもの. 送信局に特徴のあるものは H04B7/06,020-986, 受信局に特徴のあるものについては H04B7/08,020-982, 送信局及び受信局に特徴のあるものは両者の付与も併せて行う.
H04B7/0413,100	4	アップリンク MIMO	アップリンクで送信側が MIMO 送信していることが明らかである場合は, H04B7/0413,100 を付与する. ダイバーシチ送信であるか, MIMO 送信であるか不明な場合は, H04B7/0404 を付与する.
H04B7/0413,200	4	信号検出方式	空間多重されたストリームを受信側で分離抽出する技術.
H04B7/0413,210	5	線形復号するもの, 例. ZF または MMSE	
H04B7/0413,220	5	逐次復号するもの, 例. V-BLAST	
H04B7/0413,230	5	最尤復号するもの, 例. ML D	
H04B7/0413,232	6	一定の領域内の信号点を選択して計算量を減らした最尤復号, 例. Spher e Decoding	
H04B7/0413,234	6	段階的に信号点を選択して計算量を減らした最尤復号, 例. QRM-MLD	
H04B7/0413,300	4	アンテナの構造又は配置に特徴のあるもの	【キーワード】 大規模 MIMO, Massive MIMO, FD-MIMO(Full Dimensional MIMO)
H04B7/0413,310	5	水平ビーム及び垂直ビームを用いるもの, 例. 3D-MIMO	水平ビームのみ, 垂直ビームのみを用いるものは H04B7/0413,300 に付与する.
H04B7/0413,320	5	偏波に特徴のあるもの	MIMO で偏波に特徴があるものは, この分類を付与する. 偏波ダイバーシチは H04B7/10@B を付与する.
H04B7/0413,400	4	見通し内通信を考慮した制御	通信距離が近距離などの見通し内(LOS: Line Of Sight)環境は, 空間相関の観点から一般的に MIMO 伝送に不向きであり, その対策を行うもの.

H04B7/0417	4	フィードバックシステム [2017.01]	<p>【IPCタイトル】 Feedback systems [2017.01]</p> <p>MIMO システムにおけるフィードバックシステム。 フィードバック情報としては、例えば、CSI (Channel State Information), CQI (Channel Quality Indicator), RI (Rank Indicator), PMI (Precoding Matrix Indicator)等がある。</p>
H04B7/0417, 100	5	フィードバック量を変更するもの	フィードバック方法に特徴があるもの。例えばフィードバック量を削減するもの、フィードバックの頻度を上げるもの。
H04B7/0417, 110	6	差分フィードバック	時間方向、周波数方向などに差分量でフィードバックを行うもの。 例えば、差分 CQI, デルタ CQI などと記載されることがある。
H04B7/0417, 120	6	フィードバックの割合が変動し得るもの、例. 短周期と長周期でそれぞれ異なる情報をフィードバックする	
H04B7/0417, 130	6	複数の情報を統合してフィードバックするもの、例. 複数サブキャリアの代表値をフィードバックするもの、例. PMI と CQI のジョイントコーディング	
H04B7/0426	4	電力の分配 [2017.01]	<p>【IPCタイトル】 Power distribution [2017.01]</p> <p>送信電力の割当てに関するもの。 送信電力の制御に関するものも含む。</p>
H04B7/0426, 100	5	アンテナ毎に電力を割り当てるもの	電力の割り当てをアンテナに対して行うもの。
H04B7/0426, 200	5	ビーム毎に電力を割り当てるもの	電力の割り当てをビームに対して行うもの。
H04B7/0452	4	マルチユーザMIMOシステム [2017.01]	<p>【IPCタイトル】 Multi-user MIMO systems [2017.01]</p> <p>異なる MIMO ストリームが複数のユーザに割当てられるシステム。</p>
H04B7/0452, 100	5	リソース割り当て、スケジューリングを行うもの	MU-MIMO においてリソースの割当てやスケジューリングを行うもの。
H04B7/0452, 110	6	ユーザグループを決定するもの	MU-MIMO のリソース割当てやスケジューリングの際、ユーザをグループ分けするもの。
H04B7/0456	4	プリコーディングマトリクス又はコードブックの選択、例. アンテナ重付けのためのマトリクスを使用するもの [2017.01]	<p>【IPCタイトル】 Selection of precoding matrices or codebooks, e.g. using weighting matrices for antennas [2017.01]</p> <p>H04B7/0456,100-400 に付与し、ここには付与しない。 チャンネル推定結果、相手局からフィードバック通知される PMI, CSI などに応じて、伝送に用いられるプリコーディングマトリクス又はコードブックを選択するもの。</p> <p>【キーワード】 「プリコーディングマトリクス」とは、多重送信される送信データ系列に対して、ビーム形成のための重みを行列要素として規定したものを示す。 「コードブック」とは、複数のプリコーディングマトリクスを保持したものであり、受信局から通知される PMI によって、実際の送信に用いられるプリコーディング行列がコードブックの中から選択される。</p>
H04B7/0456, 100	5	プリコーディング方式	プリコーディングの方式(種別)が、発明の技術的特徴に関連する場合に付与する。 送信局に特徴のあるものは H04B7/06,020-986、受信局に特徴のあるものについては H04B7/08,020-982、送信局及び受信局に特徴のあるものは両者の付与も併せて行う。
H04B7/0456, 110	6	線形プリコーディング	代表例として、ZF 型 (Zero Forcing), MMSE 型 (Minimum Mean Square Error) のプリコーディング, DFT 型 (Discrete Fourier Transform) のプリコーディング。
H04B7/0456, 120	7	固有モード	代表例として、SVD 型 (Singular Value Decomposition) のプリコーディング。 チャンネル推定値を用いて特異値分解を行って固有値ベクトルを得ることで、アレー信号処理技術により固有パスと呼ばれる仮想的な固有ビームフォーミング伝送が可能となり、この方式は SVD (Singular Value Decomposition), 固有モード伝送などと呼ばれる。
			<p>【キーワード】 固有モード (Eigen mode), 固有ビーム (Eigen beam), 固有値分解, 特異値分解 (SVD), QR 分解</p>

H04B7/0456, 130	6	非線形プリコーディング	代表例として、THP型(Tomlinson Harashima Precoding)、VP型(Vector Perturbation)のプリコーディング、Dirty Paper型のプリコーディング。モジュロ演算(剰余演算)を伴うものが多い。 【キーワード】 摂動ベクトル、摂動項
H04B7/0456, 300	5	コードブックに特徴があるもの、例。複数のコードブックから選択するもの	例えば、時間-周波数のリソースブロックに応じて、時間方向及び/又は周波数方向にコードブックを巡回的に切り換えるもの。 例えば、事前に定義された複数のコードブックを組み合わせ用いることで、伝送に使用するプリコーディングを決定するもの(ダブルコードブック、マルチコードブックなど)。
H04B7/0456, 400	5	事前に定義されたプリコーディングマトリクス又はコードブックを調整するもの	例えば、既存のプリコーディングマトリクスに対して、位相回転行列を乗算するなどして補正・調整を行うもの。
H04B7/0491	3	2以上のセクターを用いるもの、すなわち、セクターダイバーシチ[2017.01]	【IPCタイトル】 using two or more sectors, i.e. sector diversity [2017.01] 単一の装置が形成するセクター間でダイバーシチ又はMIMO通信を行うもの。ビームでセクターを形成したものは、H04B7/0408の付与も検討する。
H04B7/0495	4	MIMOアンテナを実装するために同一基地局内の重複セクターを用いるもの[2017.01]	【IPCタイトル】 using overlapping sectors in the same base station to implement MIMO antennas [2017.01] 指向性が重複するセクタのアンテナを複数選択してMIMO伝送を行うもの。
H04B7/06	3	送信局におけるもの	【IPCタイトル】 at transmitting station [1, 2006.01] 複数のアンテナを用いて信号を送信するもの。 ダイバーシチ及びMIMO通信について、送信側のみに特徴があるものはH04B7/06,020-986の付与を検討し、ここには付与しない。 受信側及び送信側に特徴があるものには、H04B7/06,020-986及びH04B7/08,020-982の付与を検討する。
H04B7/06, 020	4	アンテナ切替を使用するもの	
H04B7/06, 040	5	事前に定義された切替方式を有するもの、送信側のみで決定するもの	伝搬路状況の測定を行わず、クロック等に基づいて周期的に送信アンテナを切り換えるもの。
H04B7/06, 042	6	受信時のアンテナの選択に基づいて送信時のアンテナを選択するもの	
H04B7/06, 100	5	受信側からのフィードバックを使用するもの	受信側からの指示又は受信側から送信された参照信号以外の信号により、アンテナを切り換えるもの。
H04B7/06, 102	5	受信側からの参照信号を使用するもの	受信側から送信された参照信号を用いて、送信側が伝搬路の状態を判断して、アンテナを切り換えるもの。 参照信号(既知信号)はトレーニング信号、パイロット信号、サウンディング信号、リファレンス信号などと呼ばれる。
H04B7/06, 130	4	同時伝送を使用するもの	複数のアンテナから同時に信号を送信するもの。 H04B7/06,150-820に付与しここには付与しない。 時空間符号関係はH04L1/06,060-940を付与する。
H04B7/06, 150	5	同一の信号に対して複数の重み付けされたバージョンを伝送するもの	送信信号ごとに異なる重み係数(振幅・位相の制御値)を適用し、特定の方向に指向性を形成して送信するもの。 特徴に応じて、H04B7/06,950以下の付与も検討する。 MIMOのプリコーディングはH04B7/0456以下を付与し、ここには付与しない。 【キーワード】 重み付け送信、送信ビーム
H04B7/06, 152	6	干渉低減に特徴のあるビームを形成するもの、ヌルステアリング	他局の存在する方向にヌルを形成することで、他局に与える干渉を低減するもの。
H04B7/06, 670	5	同一の信号に対して遅延が異なる複数のバージョンを伝送するもの、例。時間ダイバーシチ、例。巡回遅延ダイバーシチ	異なる遅延量を与えた同一の信号を、複数のアンテナから送信するもの。 複数のアンテナを用いた時間ダイバーシチを行うもの。 巡回遅延ダイバーシチはCDD(Cyclic Delay Diversity)と呼ばれることもある。 プリコーディングによるダイバーシチ手法の種別として、時間領域におけるCDD(遅延量による巡回遅延)や遅延ダイバーシチはこの分類を付与する。
H04B7/06, 780	5	アンテナ間で異なる拡散符号を使用するもの	例えば、受信側において、どのアンテナから送信された信号であるのか区別するためのもの。

H04B7/06, 820	5	位相ダイバーシチを使用するもの	異なる位相回転を与えた同一の信号を、複数のアンテナから送信するもの。プリコーディングによるダイバーシチ手法の種類別として周波数領域における CDD (位相回転による巡回遅延) はこの分類を付与する。
H04B7/06, 860	4	送信局装置、送信方法又は送信パラメータの制御	
H04B7/06, 890	5	異なる送信方式を切り換えるもの、例。空間多重とダイバーシチを切り換える	送信局装置において、送信方式を動的に切り換えるもの。空間多重は MIMO 多重と呼ばれることもある。
H04B7/06, 910	5	アンテナ又はビームをグループ分けして制御するもの	例えば、チャンネル相関に基いて、アンテナ又はビームをグループ分けするもの。
H04B7/06, 950	5	ビーム切換又はビーム選択を使用するもの	複数のビームの中から送信ビーム (プリコーディングマトリクス) を選択するもの。 プリコーディングマトリクスの選択を行うものについては、H04B 7/0456 以下の付与も併せて行う。 シングルユーザ MIMO 伝送 (SU-MIMO) においては、通常、受信局側にとって最良の PMI をフィードバック通知するが、マルチユーザ MIMO (MU-MIMO) では、自身にとって最良の PMI に加えて、同時伝送され得る他局などにとって好ましいプリコーディングマトリクスを示す BCI (Best Companion PMI) をフィードバックすることがあり、この場合、マルチユーザ MIMO 技術 (H04B 7/0452)、及び、フィードバックシステム (H04B 7/0417) の付与も併せて行う。
H04B7/06, 952	6	事前に定義された切換方式を有するもの、送信側のみで決定するもの	
H04B7/06, 954	7	受信時のビームの選択に基づいて送信時のビームを選択するもの	
H04B7/06, 956	6	受信側からのフィードバックを使用するもの	受信側からの指示又は受信側から送信された参照信号以外の信号により、ビーム切換又はビーム選択を行うもの。
H04B7/06, 958	6	受信側からの参照信号を使用するもの	受信側から送信された参照信号を用いて、ビーム切換又はビーム選択を行うもの。
H04B7/06, 960	6	ビーム選択の効率化、例。ビーム幅を段階的に変えて選択するもの	例えば、送信ビームを切り換えて通信品質を測定する際の、送信ビームの選択順序に工夫があるもの。
H04B7/06, 980	5	送信局装置、送信方法又は送信パラメータの調整	H04B7/06,982-986 に付与し、ここには付与しない。
H04B7/06, 982	6	キャリブレーション	高周波回路素子の特性劣化等により、送信ブランチ間の特性の不均一を補正するためのもの。 単一装置内の送信経路と受信経路の不均一を補正するものは、H04B7/06,982 と H04B7/08,982 の両方を付与する。 MIMO 伝送においては、送信回路と受信回路に加えて、FDD 方式 (アップリンク伝送とダウンリンク伝送とで異なる周波数を使う) ため、無線伝搬路 (無線チャンネル) の不均一を併せて校正 (キャリブレーション) することがあり、この場合、MIMO システム (H04B 7/0413)、受信局側のキャリブレーション H04B 7/08 982 の付与も併せて行う。
H04B7/06, 984	6	参照信号に特徴があるもの	チャンネル推定や品質測定用の参照信号 (既知信号) はトレーニング信号、パイロット信号、サウンディング信号、リファレンス信号などと呼ばれる。
H04B7/06, 986	7	アンテナごとに異なるトレーニングシーケンスを使用するもの	MIMO 伝送をサポートする LTE システムにおける復調用の DMRS (DRS)、チャンネル品質測定用の CQI-RS (CSI-RS) などがアンテナ (アンテナポート) 毎に、時間-周波数リソース上で割当てられるものも付与する。
H04B7/08	3	受信局におけるもの	【IPC タイトル】 at receiving station [1, 2006.01] 複数のアンテナを用いて信号を送信するもの。 ダイバーシチ及び MIMO 通信について、受信側だけに特徴があるものは H04B7/08,020-982 の付与を検討し、ここには付与しない。 受信側及び送信側に特徴があるものには、H04B7/06,020-986 及び H04B7/08,020-982 の付与を検討する。 【キーワード】 フェージング、マルチパス、選択、切り換え (切り替え)、合成 (選択合成法、等利得合成法、最大比合成法)、受信電界強度 (受信レベル)、誤り率、受信品質
H04B7/08, 020	4	アンテナ切換又はアンテナ選択を使用するもの	複数アンテナからの信号を切換又は選択するもの。
H04B7/08, 022	5	受信側で判断するもの	アンテナ切換又はアンテナ選択を使用するものであり、受信側で判断しているもの。

H04B7/08, 024	5	送信側の指示に従うもの	アンテナ切換又はアンテナ選択を送信側で指示しているもの。
H04B7/08, 050	5	切換ダイバーシチ	空間的に離れて配置された複数のアンテナを切り換えて、最適な伝搬路を選択するもの。 特徴に応じて H04B7/08,052@A-Z に付与する。
H04B7/08, 052	6	処理方法	H04B7/08,052@A-Z に付与し、ここには付与しない。
H04B7/08, 052@A	0	ベースバンド段で切り換えるもの	
H04B7/08, 052@B	0	I F 段で切り換えるもの	
H04B7/08, 052@C	0	R F 段で切り換えるもの	
H04B7/08, 052@Z	0	その他のもの	H04B7/08,052@A-C のいずれに該当するのかが明確でないものはここに付与する。
H04B7/08, 370	4	合成を使用するもの、例. 合成ダイバーシチ	複数アンテナからの信号を合成するもの。 以下の H04B7/08,372-620 に付与し、ここには付与しない。
H04B7/08, 372	5	処理方法	H04B7/08,372@A-Z に付与し、ここには付与しない
H04B7/08, 372@A	0	ベースバンド段で合成するもの	
H04B7/08,372@B	0	I F 段で合成するもの	
H04B7/08, 372@C	0	R F 段で合成するもの	
H04B7/08, 372@Z	0	その他のもの	H04B7/08,372@A-C のいずれに該当するのかが明確でないものはここに付与する。
H04B7/08, 420	5	重み付け合成	
H04B7/08, 422	6	アダプティブアレーアルゴリズムによるもの	受信信号ごとに異なる重み係数(振幅・位相の制御値)を適用し、干渉を低減して SIR を改善するようなビームを形成して受信するもの。 重み係数は MMSE 規範のアルゴリズムや到来方向推定アルゴリズムを用いて適応的に算出される。 特徴に応じて、H04B7/08,800 以下の付与も検討する。
H04B7/08, 450	6	ブランチごとの等化	受信アンテナ毎の系統の信号を等化するもの 例えば、アンテナ毎に FIR フィルタを用いるもの。 アンテナや高周波回路素子の補正は、H04B7/08,982 キャリブレーションに付与する。
H04B7/08, 480	6	共同重み付け、例. 最大比合成	最大比合成 (MRC) ダイバーシチ受信とは、複数のアンテナで受信した信号の振幅と位相を調整し、合成する際に最大の SNR となるよう合成出力を得る手法である。 等利得合成 (位相のみ調整) を含む。
H04B7/08, 600	6	外部パラメータに依存する重み付け、例. 到着方向 [DOA], 事前に定義された重みまたはビームフォーミング、を使用するもの	位置情報を用いた重み付け、移動速度に応じて重みを変えるもの。
H04B7/08, 620	6	送信機からの情報に基づいて重み付けを計算する受信機	送信側から受信側へ、重み係数情報を通知するもの。 送信側から送信された参照信号以外の信号により、重み付けを計算するもの。
H04B7/08, 680	4	受信局装置、受信方法又は受信パラメータの制御	受信側の制御に特徴があるもの。
H04B7/08, 710	5	異なる受信方式を切り換えるもの、例. 切換ダイバーシチと合成ダイバーシチを切り換える	受信局装置において、受信方式を動的に切り換えるもの。
H04B7/08, 740	5	アンテナ又はビームをグループ分けして制御するもの	アンテナ又はビームをグループ分けするもの (例えば、チャンネル相関に基いて)。
H04B7/08, 800	5	ビーム切換又はビーム選択を使用するもの	複数のビームの中から受信ビームを選択するもの。
H04B7/08, 802	6	受信側で判断するもの	受信側の判断により、受信するビームを選択するもの。
H04B7/08, 804	6	送信側の指示に従うもの	送信側から指定されたビームで受信するもの。
H04B7/08, 810	6	ビーム選択の効率化、例. ビーム幅を段階的に変えて選択するもの	例えば、受信ビームを切り換えて通信品質を測定する際の、受信ビームの選択順序に工夫のあるもの。
H04B7/08, 980	4	受信局装置、受信方法又は受信パラメータの調整	受信側で行われる調整に特徴があるもの。 H04B7/08,982 に付与し、ここには付与しない。

H04B7/08,982	5	キャリブレーション	高周波回路素子の特性劣化等により、受信ブランチ間の特性の不均一を補正するためのもの。 単一装置内の送信経路と受信経路の不均一を補正するものは、H04B7/06,982とH04B7/08,982の両方を付与する。 MIMO 伝送においては、送信回路と受信回路に加えて、FDD方式（アップリンク伝送とダウンリンク伝送とで異なる周波数を使う）ため、無線伝搬路（無線チャネル）の不均一を併せて校正（キャリブレーション）することが多く、この場合、MIMOシステム（H04B 7/0413）、及び、送信局側のキャリブレーション H04B 7/06 982の付与も併せて行う。
H04B7/10	2	偏波ダイバーシチ;指向性ダイバーシチ	【IPCタイトル】 using a single aerial system characterised by its polarisation or directive properties, e.g. polarisation diversity, direction diversity [1, 2006.01] H04B7/10@A-Zに付与し、ここには付与しない。
H04B7/10@A	0	方向ダイバーシチ	ホーンアンテナ等、単一の指向性アンテナ（機械式等）を用いるもの。 複数の送信アンテナ（又は複数の受信アンテナ）を用いて送信（受信）する際に、送信アンテナ（受信アンテナ）ごとに重み係数を乗算して指向性を制御するものは、H04B7/06,150,H04B7/08,420
H04B7/10@B	0	偏波ダイバーシチ	偏波の異なる複数の信号を用いたもの。
H04B7/10@Z	0	その他のもの	
H04B7/12	2	周波数ダイバーシチ	【IPCタイトル】 Frequency-diversity systems [1, 2006.01] 周波数ダイバーシチ送受信方式により無線伝送を行うもの。 単なる OFDM には付与しない。
H04B7/14	1	中継方式 [2]	【IPCタイトル】 Relay systems [1, 2, 2006.01] ここには、中継方式における共通事項を分類する。
H04B7/145	2	受動中継方式 [2]	【IPCタイトル】 Passive relay systems [2, 2006.01] 金属反射板によるもの。
H04B7/15	2	能動中継方式 [2]	【IPCタイトル】 Active relay systems [2, 2006.01] ヘテロダイン中継. 検波中継.
H04B7/155	3	地上局 (H04B7/204が優先) [2, 5]	【IPCタイトル】 Ground-based stations (H04B 7/204 takes precedence) [2, 5, 2006.01] 衛星中継方式における地球局。
H04B7/165	4	角度変調を使用するもの [2]	【IPCタイトル】 employing angle modulation [2, 2006.01]
H04B7/17	4	パルス変調を使用するもの、例. パルス符号変調 [2]	【IPCタイトル】 employing pulse modulation, e.g. pulse code modulation [2, 2006.01]
H04B7/185	3	宇宙局または航空機搭載局 (H04B7/204が優先) [2, 5]	【IPCタイトル】 Space-based or airborne stations (H04B 7/204 takes precedence) [2, 5, 2006.01] 衛星中継器。
H04B7/19	4	地球同期局 [2]	【IPCタイトル】 Earth-synchronous stations [2, 2006.01] 静止衛星。
H04B7/195	4	非同期局 [2]	【IPCタイトル】 Non-synchronous stations [2, 2006.01]
H04B7/204	3	多元接続 [5]	【IPCタイトル】 Multiple access [5, 2006.01] 中継方式において多元接続しているもの一般
H04B7/208	4	周波数分割多元接続 [5]	【IPCタイトル】 Frequency-division multiple access [5, 2006.01] 中継方式において周波数分割多重を用いているもの 【キーワード】 周波数分割 FDMA

H04B7/212	4	時分割多元接続 [5]	<p>【IPCタイトル】 Time-division multiple access [5, 2006.01]</p> <p>中継方式において時分割多重を用いているもの</p> <p>【キーワード】 時分割多重 FDMA</p>
H04B7/216	4	符号分割またはスペクトラム拡散多元接続 [5]	<p>【IPCタイトル】 Code-division or spread-spectrum multiple access [5, 2006.01]</p> <p>中継方式において符号分割多重を用いているもの</p> <p>【キーワード】 スペクトル拡散 符号多重 CDMA</p>
H04B7/22	1	散乱波伝播方式	<p>【IPCタイトル】 Scatter propagation systems [1, 2006.01]</p>
H04B7/24	1	二つ以上の地点間の通信のためのもの（無線通信ネットワークH04W） [2]	<p>【IPCタイトル】 for communication between two or more posts (wireless communication networks H04W) [2, 2006.01]</p> <p>非移動機間の無線通信（主に、三局以上の無線通信） （原則、このサブグループの主分類付与は行わない）</p>
H04B7/26	2	少くとも一つの地点が移動できるもの [2]	<p>【IPCタイトル】 at least one of which is mobile [2, 2006.01]</p> <p>移動無線通信システム （04B7/26@A-Zは主に移動端末に関するものがメイン。） （システムに関するものはH04B7/26,104以降を付与する。） （交換・スイッチングに関するものはH04Q7を付与する。） （無線通信に直接関与しない移動局、端末機そのものの構成、機能については主分類としない）</p>

表 14 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説（H04B10/00 以下）

FI	ドット	タイトル（説明）	解説
H04B10/00	0	無線波以外の電磁波、例. 赤外線、可視光または紫外線、を使用する、または微粒子放射線、例. 量子通信、を使用する伝送方式 [5, 2013. 01]	
H04B10/03	1	障害回復のための配置 [2013. 01]	
H04B10/032	2	現用予備方式を用いるもの [2013. 01]	現用・予備構成のパスやデバイスにより、障害回復を行うもの。
H04B10/035	2	ループバックを用いるもの [2013. 01]	障害箇所を避けて逆方向のパスに迂回あるいは遠回りして伝送するもの。
H04B10/038	2	バイパスを用いるもの [2013. 01]	障害箇所となる地点のそばに、障害を避けるためのもう一方のルートを用意しておくもの。
H04B10/07	1	伝送方式の監視または試験のための配置；伝送方式の障害測定のための配置 [2013. 01]	
H04B10/071	2	反射信号を用いるもの、例. 光学的時間領域反射測定器 [2013. 01]	OTDRのように、反射信号を用いる監視又は試験。
H04B10/073	2	アウトオブサービスの信号を用いるもの（H04B10/071が優先） [2013. 01]	光ネットワークやその構成要素についての状態・状況を、システムが運用中ではない時に外部信号により試験又は評価するもの。但し、OTDRについては、H04B10/071を付与するのみでよい。
H04B10/075	2	インサービスの信号を用いるもの（H04B10/071が優先） [2013. 01]	光ネットワークやその構成要素についての状態・状況を、システム運用中に、試験又は評価するもの。但し、OTDRについては、H04B10/071を付与するのみでよい。
H04B10/077	3	監視信号または付加信号を用いるもの [2013. 01]	システム運用中の試験又は評価を、データ信号に監視信号又は付加信号を付加して行うもの。例えば、付加信号は、データ信号上に変調するものでもよく、または、データ信号とは別波長で多重されるものでもよい。
H04B10/077, 110	4	伝送経路の障害位置	
H04B10/077, 150	4	性能の監視および伝送パラメータの測定	

H04B10/077, 170	4	ライン増幅機またはライン中継機の監視	
H04B10/077, 190	4	ライン送信機またはライン受信機の監視	
H04B10/079	3	データ信号の測定を用いるもの [2013.01]	例えば、データ信号のSN比、分散値、パワーなど、データ信号から導かれる情報により試験又は評価の結果を得るもの。
H04B10/079, 110	4	伝送経路の障害位置	
H04B10/079, 150	4	性能の監視および伝送パラメータの測定	
H04B10/079, 170	4	ライン増幅機またはライン中継機の監視	
H04B10/079, 190	4	ライン送信機またはライン受信機の監視	
H04B10/11	1	自由空間伝送、すなわち大気または真空を介する伝送、に特有の配置 [2013.01]	
H04B10/112	2	拡張範囲にわたる見通し内伝送 [2013.01]	例えば、ビル間の空間伝送のように、アウトドアのやや長い距離を介して直線的に見通せるような送受信間で光ビームを伝送するもの。
H04B10/114	2	室内または近距離型の方式 [2013.01]	主に室内のような近距離で、直接的に、或いは拡散的に、機器又は素子間で光ビームを伝送するもの。特に、近距離にある車間通信のように、室内でなくとも、近距離型であれば該当する。
H04B10/116	3	可視光通信 [2013.01]	可視光領域の波長による近距離型の光伝送によるもの。例えば、車のヘッドライトをデータで変調したものも含まれる。
H04B10/118	2	衛星通信に特に適合するもの [2013.01]	特に衛星などの、地球を旋回する装置により光ビームを伝送するもの。
H04B10/25	1	ファイバー伝送に特有の配置 [2013.01]	
H04B10/2507	2	ひずみまたは分散の減少または除去のためのもの [2013.01]	ファイバーに沿って伝送される光ビームの散乱、或いは、光ファイバーの構成・素材に起因する反射や屈折による異なる波長間の信号の重なりにより誘発される歪みを抑制または削減するためのもの。
H04B10/2513	3	色分散のためのもの [2013.01]	ファイバー伝送されることにより発生する光の波長分散による歪みを抑制または削減するためのもの。
H04B10/2513, 170	4	送信機でパルス整形を使用するもの、例。プリチャージングまたは分散サポート伝送 [DST]	
H04B10/2519	4	ブラッググレーティングを用いるもの [2013.01]	波長分散による歪みを抑制または削減するため、ファイバークラッググレーティングを用いるもの。 【キーワード】 FBG
H04B10/2525	4	分散補償ファイバーを用いるもの [2013.01]	波長分散による歪みを抑制または削減するため、分散補償ファイバーを用いるもの。 【キーワード】 DCF
H04B10/2525, 130	5	分散マネジメント、すなわち伝送システムで異なる種類のファイバーの組み合わせを使用するもの	
H04B10/2531	4	スペクトル反転を用いるもの [2013.01]	波長分散による歪みを抑制または削減するため、スペクトル反転を用いるもの。 【キーワード】 共役、スペクトル反転
H04B10/2537	3	散乱作用、例。ラマンまたはブリルアン散乱、のためのもの [2013.01]	例えば、ラマン散乱やブリルアン散乱のように、ファイバー伝送されることにより発生する光の散乱作用による歪みを抑制または削減するためのもの。
H04B10/2543	3	ファイバーの非線形性、例。カー効果、のためのもの [2013.01]	例えば、カー効果のような、ファイバー伝送における光学的特性の変化に起因する歪みを抑制または削減するためのもの。
H04B10/255	4	自己位相変調 [SPM] [2013.01]	
H04B10/2557	4	相互位相変調 [XPM] [2013.01]	
H04B10/2563	4	四光波混合 [FWM] [2013.01]	
H04B10/2569	3	偏波モード分散 [PMD]のためのもの [2013.01]	ファイバー伝送における2つの偏波面の伝送速度が異なることによる偏波モード分散に起因する歪みを抑制または削減するためのもの。
H04B10/2575	2	ラジオ・オーバー・ファイバー、例。光搬送波上に変調された無線周波数信号 [2013.01]	【キーワード】 ROF(Radio over Fiber/Radio on Fiber)
H04B10/2575, 110	3	ケーブルテレビまたは映像分配のための光学的構成	
H04B10/2575, 120	3	無線ネットワークのための光学的構成	

H04B10/2581	2	マルチモード伝送 [2013.01]	マルチモードファイバーを使用した複数のモードによる伝送システム。
H04B10/2587	2	複数局のために単一の光源を用いるもの [2013.01]	第1局が備える光源を用いて、少なくとも第2局へ伝送する光信号を生成し、第2局は受信した光を変調して第1局へ伝送する光信号を生成するもので、少なくとも第2局は光源を備えないもの。
H04B10/27	1	ネットワークの配置 [2013.01]	光伝送システムで、連結構成に特徴があるもの。
H04B10/272	2	スター型ネットワーク [2013.01]	例えば、光ファイバ長の違いによる受信光強度の閾値の設定など、スター型の光伝送に特徴のあるもの。 【キーワード】PON(Passive Optical Network)
H04B10/275	2	リング型ネットワーク [2013.01]	
H04B10/278	2	バス型ネットワーク [2013.01]	
H04B10/29	1	中継局 [2013.01]	受信した光信号を、同じ或いは異なるキャリア周波数で中継するもの。
H04B10/291	2	処理または増幅が主信号の光形態からの変換なしに行われるもの [2013.01]	主信号が電気信号に変換されることなく処理または増幅されるもの。主信号ではない制御信号やフィードバック信号は電気信号に変換されることがあってもよい。
H04B10/293	3	信号電力制御 [2013.01]	トータルパワーに対する制御。
H04B10/294	4	多波長方式におけるもの、例. 利得等化 [2013.01]	波長分割多重 (WDM) システムにおける電力制御。例えば、各波長のパワーが一定となるような制御。
H04B10/296	5	過渡的な電力制御、例. チャンネルのアド/ドロップまたは入力電力の急変動のためのもの	信号の電力が急に变化した場合の電力制御。例えば、アド/ドロップや、入力電力の急変動に対応した電力制御。
H04B10/297	3	双方向増幅 [2013.01]	上り方向と下り方向の両方の中継するのに1つのデバイスが使用されるもの。この1つのデバイスは、相互に作用する異なるデバイスを含んでいてもよい。上り下りの双方向に伝達する1つのファイバーでもよく、上りと下りに分かれた増幅器から構成されるものであってもよい。
H04B10/299	3	信号波形処理、例. 波形整形またはリタイミング [2013.01]	3R増幅器のように、波形整形及び/又はリタイミング処理をおこなうもの。
H04B10/40	1	送受信機 [2013.01]	光送信と光受信とが同じ装置でなされるもの。送信器と受信器が完全に物理的に分かれているものは、この分類に該当しない。
H04B10/43	2	光源および受光器として単一の要素を用いるもの、例. 受光器として光放し器を用いるもの [2013.01]	
H04B10/50	1	送信機 [2013.01]	情報信号を、伝送媒体を介して伝播させる変調光信号に変換する回路を含む。例えば、LED、レーザーダイオードのような光源を含み、1つの場所から他の場所へ光ビームにより情報伝達するのに必要な光変調器を含む。
H04B10/508	2	パルス生成、例. ソリトンの生成 [2013.01]	情報信号によりコード化或いは変調される前の光パルスの生成に特徴のあるもの。
H04B10/516	2	符号化または変調の細部 [2013.01]	光ビームに情報をコード化する処理に関するもの。
H04B10/524	3	パルス変調 [2013.01]	一連のデジタルパルス列によりキャリア光変調をするもの。パルスの増幅特性ではなく、パルス位置、パルス幅などにより情報を光信号で表現するもの。例えば、PPM、PWMなど。
H04B10/532	3	偏波変調 [2013.01]	情報を表現するのにキャリア光の偏波を制御するもの。
H04B10/54	3	強度変調 [2013.01]	キャリア光の増幅の変化により情報を表現するもの。
H04B10/548	3	位相または周波数変調 [2013.01]	情報信号によりサイン波キャリアの相対的位相角を変化させ、或いは、周波数を変化させる変調。
H04B10/556	4	デジタル変調、例. 差動位相移変調 [DPSK] または周波数偏移変調 [2013.01]	光信号の位相或いは周波数の不連続変化により変調をするもの。例えば、DPSK、QPSK、FSKなど。
H04B10/564	2	電力制御 [2013.01]	光送信器からの出力レベルを制御するもの。
H04B10/572	2	波長制御 [2013.01]	光送信器からの出力波長を制御するもの。波長合わせ、波長の安定化を含む。
H04B10/58	2	非線形送信機出力のための補償 [2013.01]	入力に対してほぼ線形となるように送信機出力を修正するもの。
H04B10/588	3	外部変調方式におけるもの [2013.01]	光送信信号を出力するために少なくとも1つのLDの出力をその外部の他の素子を用いて修正することに特徴のあるもの。
H04B10/60	1	受信機 [2013.01]	伝送媒体を介して伝播された変調光信号から情報を復元する回路を含む。
H04B10/61	2	コヒーレント受信機 [2013.01]	伝送された情報信号の検波のため、出力信号に局地で生成した波を結合させて1つ又は複数のビート周波数を生成する受信器。
H04B10/63	3	ホモダイン [2013.01]	受信信号を、当該受信信号と同調の周波数の局発信号と混合して復調する受信器。
H04B10/64	3	ヘテロダイン [2013.01]	受信信号を、当該受信信号と異なる周波数の局発信号と混合して復調する受信器。
H04B10/66	2	非コヒーレント受信機、例. 直接検波を用いるもの [2013.01]	発振器を用いることなく、受信信号を光から電気に直接変換するもの。

H04B10/67	3	受信機の光学的構成 [2013.01]	光学的受光手段に加え、受信器の光学的構成に特徴のある信号検波に関するもの。
H04B10/69	3	受信機の電氣的構成 [2013.01]	光学的受光手段に加え、受信器の電氣的構成に特徴のある信号検波に関するもの。
H04B10/69, 110	4	受信機の光検出器最適化のための構成	例えば、APDのバイアスを制御するもの。
H04B10/69, 130	4	受信機のプリアンプ最適化のための構成	例えば、プリアンプの帯域や利得を制御するもの。
H04B10/69, 150	4	受信機の識別要素最適化のための構成、例. 自動しきい値制御を用いるもの	
H04B10/69, 170	4	雑音およびひずみの低減のための構成	
H04B10/70	1	光量子通信 [2013.01]	光量子が各々のデータのビットを表すために変化を与えられ、通信システムにおいて、これらの光量子が情報を運ぶために送信又は受信されるもの。
H04B10/80	1	特定の応用のための光伝送の利用に関する光学的観点であって、グループH04B10/03~H04B10/70に分類されないもの、例. 光給電または水中を介する光伝送 [2013.01]	光通信の特別な応用技術に関するもの。特に、例えば、給電、水中光伝送、及び局所的な光通信(基板間通信、ロータリージョイント等)に関するもの。
H04B10/80, 160	2	給電のための構成	
H04B10/85	2	許可されていないアクセスからの保護、例. 盗聴防止 [2013.01]	盗聴防止技術。
H04B10/90	1	非光学的伝送方式、例. 非光学的微粒子放射線を使用する伝送方式 [2013.01]	α 線、 β 線等の微粒子放射線を使用する非光学的伝送システム。

表 15 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04J1/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04J1/00	0	周波数分割多重化方式 (H04J14/02 が優先) [5]	【IPCタイトル】 Frequency-division multiplex systems (H04J 14/02 takes precedence) [1, 5, 2006.01] 複数の信号を、それぞれ周波数領域の異なる複数のチャンネルに割り当てる多重化の方式 【キーワード】 FDMA, 周波数分割多重化, 周波数多重, MCA.
H04J1/02	1	細部	【IPCタイトル】 Details [1, 2006.01] 周波数分割多重化方式の細部
H04J1/04	2	周波数変換配置	【IPCタイトル】 Frequency-transposition arrangements [1, 2006.01] 周波数分割多重化方式に用いられる周波数変換装置 (なお、「配置」(arrangements)の語は「装置」ないしは「構成」と同義のものとして解釈する) 【キーワード】 通話路変換, 群変換, 超群変換, 前群, 基礎群, 超群
H04J1/04, 100	3	周波数転換に利用されるフィルター	
H04J1/05	3	デジタル技術を用いるもの [3]	【IPCタイトル】 using digital techniques [3, 2006.01] 周波数分割多重化方式に用いられる周波数変換装置をデジタル技術を用いて構成したもの 【キーワード】 デジタル周波数変換, デジタルフィルタ
H04J1/06	2	搬送波供給配置	【IPCタイトル】 Arrangements for supplying the carrier waves [1, 2006.01] 周波数分割多重化方式に用いられる搬送波を供給する装置, 構成
H04J1/06, 100	3	受信端局における搬送波源と送信端局における搬送波源の同期	

H04J1/08	2	チャンネル結合配置	【IPCタイトル】 Arrangements for combining channels [1, 2006.01] 周波数分割多重化方式に用いられるチャンネル結合装置 周波数変換された複数の信号を合成して多重化信号とする装置
H04J1/08, 100	3	終端局；変復調結合回路	
H04J1/10	2	中間局配置, 例. 分岐用, 傍受用	【IPCタイトル】 Intermediate station arrangements, e.g. for branching, for tapping-off [1, 2006.01] 多重化信号の分岐(branching), 傍受(tapping-off)のために設けられる中間局の構成に関するもの
H04J1/12	2	チャンネル間漏話低減配置	【IPCタイトル】 Arrangements for reducing cross-talk between channels [1, 2006.01] チャンネル間の信号の漏れ(漏話, クロストーク)を低減するための構成, 装置 【キーワード】 近端漏話, 遠端漏話, チャンネル間干渉, クロストーク
H04J1/14	2	呼出信号または監視信号に備えるための配置	【IPCタイトル】 Arrangements providing for calling or supervisory signals [1, 2006.01] 各チャンネルの呼の呼出し, 制御(supervisory)のための信号の取り扱いに関する構成 【キーワード】 パイロット信号, シグナリング, 打合せ回線
H04J1/16	2	監視配置	【IPCタイトル】 Monitoring arrangements [1, 2006.01] 回線品質などの監視(monitors)のための装置, 構成 【キーワード】 レベル監視, 異常検知
H04J1/18	1	全搬送波が振幅変調されているもの (H04J1/02が優先) [3]	【IPCタイトル】 in which all the carriers are amplitude-modulated (H04J 1/02 takes precedence) [1, 3, 2006.01]
H04J1/20	1	少なくとも一搬送波が角度変調されているもの (H04J1/02が優先) [3]	【IPCタイトル】 in which at least one carrier is angle-modulated (H04J 1/02 takes precedence) [1, 3, 2006.01]

表 16 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04J3/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04J3/00	0	時分割多重化方式 (H04J14/08が優先) [4, 5]	【IPCタイトル】 Time-division multiplex systems (H04J 14/08 takes precedence) [1, 4, 5, 2006.01] 多重方式における時分割多重方式である。 【キーワード】 時分割多重
H04J3/00@A	0	多重化・多重分離化方式	多重方式における時分割多重方式である。 【キーワード】 時分割多重
H04J3/00@B	1	フレーム構成に特徴のあるもの	マルチフレーム構成や, フレームの構成のビットの割り当てに特徴のあるもの。 【キーワード】 フレーム マルチフレーム
H04J3/00@C	1	信号の形式に特徴のあるもの	時分割多重信号の伝送信号がCMI信号のように信号形式に特徴のあるもの。 【キーワード】 CMI
H04J3/00@D	2	PAM信号	伝送信号の変調形式がPAMであるもの。 【キーワード】 PAM
H04J3/00@E	2	PPM信号	伝送信号の変調形式がPPMであるもの。 【キーワード】 PPM
H04J3/00@F	2	PWM信号	伝送信号の変調形式がPWMであるもの。 【キーワード】 PWM パルス幅変調

H04J3/00@G	2	多値信号	伝送信号の変調形式が多値変調であるもの。 【キーワード】 多値
H04J3/00@H	0	TDMA〔衛星通信を除く〕	時分割多元接続 (TDMA)による通信のもの。 【キーワード】 TDMA 時分割多元接続
H04J3/00@J	1	AGC	TDMA通信におけるAGCに関するもの。 【キーワード】 AGC 自動利得制御
H04J3/00@K	1	多方向多重	親子間の通信において、上りがTDMAで下りがTDMであるような多方向多重通信システムに関するもの。 【キーワード】 多方向多重
H04J3/00@L	0	FDMよりTDMへの変換	FDMよりTDMへの変換に関するもの。逆にTDMからFDMへの変換はH04J1/00で行う。
H04J3/00@M	0	映像信号の多重	映像信号同士の多重や映像信号と音声信号の多重を行うもの。 【キーワード】 映像 画像
H04J3/00@N	0	TV信号帰線期間中の信号多重〔文献分類〕	TV信号帰線期間中の信号多重に関するものであるが、主文類はH04N7/00である。 【キーワード】 水平同期 垂直同期
H04J3/00@P	0	商用電源波形を利用するもの	商用電源波形を利用するもの 【キーワード】 商用電源
H04J3/00@Q	0	光を利用するもの〔多重に特徴のないものは、H04B9/00〕	時分割多重信号の伝送媒体が光であるもの。 【キーワード】 光 光ファイバー
H04J3/00@R	0	現用・予備〔多重通信系の現用・予備切替、H04L1/22も分類〕	多重伝送路の現用予備の切替や多重化装置の現用予備が含まれる。 【キーワード】 現用 予備 冗長
H04J3/00@S	0	時間圧縮多重	時間圧縮多重に関するもの。アナログ信号の時間圧縮多重が含まれる。 【キーワード】 時間圧縮
H04J3/00@T	0	交換関連のもの〔文献分類〕	時分割交換機に関するものである。基本的に文献分類。 【キーワード】 交換 時間スイッチ
H04J3/00@U	0	新同期デジタルハイアラキー (SDH, SONET)	SDHやSONETによる新同期デジタルハイアラキーのオーバーヘッドやペイロードへの多重分離をするもの。但しオーバーヘッドに関するものはH04J3/00@V, ポインタに関するものはH04J3/00@W 【キーワード】 SDH SONET
H04J3/00@V	1	オーバーヘッド	SDHやSONETの新同期デジタルハイアラキーにおけるオーバーヘッド部の処理に関するもの。 【キーワード】 SOH POH セクションオーバーヘッド パスオーバーヘッド
H04J3/00@W	2	ポインタ	SDHやSONETの新同期デジタルハイアラキーのポインタ部の処理に関するもの。 【キーワード】 ポインタ
H04J3/00@X	0	クロスコネクタ	SDHの多重信号をクロスコネクタにより切替交換するもの。 【キーワード】 クロスコネクタ クロスコネクト
H04J3/00@Y	0	ISDN (多重処理に関するもの)	多重化技術において出力がN-ISDN回線であるものを含むが、多重化技術に特徴のないものはH04MやH04Qの分類となる。 【キーワード】 ISDN
H04J3/00@Z	0	その他のもの	時分割多重通信であるが、特に特徴のないもの。
H04J3/02	1	細部	【IPCタイトル】 Details [1, 2006.01] 時分割多重通信システムにおいて回路構成に関するもの。

H04J3/04	2	変調器または復調器と結合された分配器	<p>【IPCタイトル】 Distributors combined with modulators or demodulators [1, 2006.01]</p> <p>時分割多重回路や分離回路の回路構成に関するもの。 【キーワード】 多重回路 多重分離回路</p>
H04J3/04@A	0	復調器と結合された分配器	<p>時分割多重分離回路の回路構成に関するもの。 【キーワード】 分離</p>
H04J3/04@Z	0	その他のもの〔多重化回路〕	<p>時分割多重化回路の回路構成に関するもの。 【キーワード】 多重化回路</p>
H04J3/06	2	同期配置	<p>【IPCタイトル】 Synchronising arrangements [1, 2006.01]</p> <p>時分割多重信号のフレーム同期，マルチフレーム同期や位相同期に関するもの。 【キーワード】 同期 クロック タイミング</p>
H04J3/06@A	0	フレーム同期〔H04L7/08にも分類〕	<p>フレーム同期に関するもの。但しフレーム同期保護については H04J3/06@B 【キーワード】 フレーム同期</p>
H04J3/06@B	1	フレーム同期保護	<p>フレーム同期の保護に関するもの。 【キーワード】 保護 前方保護 後方保護</p>
H04J3/06@C	0	多重変換	<p>多重化信号の多重変換に関するもの。 【キーワード】 多重変換</p>
H04J3/06@D	0	位相同期	<p>時分割多重信号の位相同期に関するもの。 【キーワード】 位相</p>
H04J3/06@Z	0	その他のもの	<p>時分割多重の同期に関するもので他に分類されないもの。</p>
H04J3/07	3	異なるまたは変動する情報速度をもつ系のためにスタッフパルスを用いるもの〔3〕	<p>【IPCタイトル】 using pulse stuffing for systems with different or fluctuating information rates [3, 2006.01]</p> <p>時分割多重信号のスタッフ同期に関するもの。 【キーワード】 スタッフ</p>
H04J3/08	2	中間局配置，例．分岐用，傍受用	<p>【IPCタイトル】 Intermediate station arrangements, e.g. for branching, for tapping-off [1, 2006.01]</p> <p>時分割多重通信において中間局のあるもの。 分類付与は A, B の分識で行う 【キーワード】 中継 中間</p>
H04J3/08@A	0	中継	<p>時分割多重通信において中継制御について特徴のあるものに付与する。 信号自体を素通して中継するもの。信号自体を分岐し挿入しないもので通信に関係していないもの。 但しネットワークがループや直列といった特徴的なものでは主分類は LAN H04L11/00,310@A あるいは H04L11/00,330 とする。 【キーワード】 中継</p>
H04J3/08@B	0	分岐・挿入	<p>時分割多重通信において中間局において信号を分岐して受信し，挿入することによって送信するように中間局においても通信に関係しているもの。 但しネットワークがループや直列といった特徴的なものでは主分類は LAN H04L11/00,310@A あるいは H04L11/00,330 とする。 【キーワード】 分岐 挿入</p>
H04J3/08@Z	0	その他のもの	
H04J3/10	2	チャネル間漏話低減配置	<p>【IPCタイトル】 Arrangements for reducing cross-talk between channels [1, 2006.01]</p> <p>チャネル間漏話低減配置に関するもの。</p>

H04J3/12	2	呼出信号または監視信号に備えるための配置	【IPCタイトル】 Arrangements providing for calling or supervisory signals [1, 2006.01] 呼出信号または監視信号特にシグナリング信号を多重し伝送するもの。 【キーワード】 シグナリング信号, 呼出信号, 監視信号
H04J3/14	2	監視配置	【IPCタイトル】 Monitoring arrangements [1, 2006.01] 時分割多重装置や時分割伝送路等の障害対策を行うもの。 分類付与はA, Zの分識で行う。 【キーワード】 障害
H04J3/14@A	0	監視信号によるもの	監視信号やテスト信号を利用して時分割多重装置や時分割伝送路等の障害対策を行うもの。 【キーワード】 テスト信号, 監視信号, パイロット信号
H04J3/14@Z	0	その他のもの	監視信号やテスト信号を利用せずに時分割多重装置や時分割伝送路等の障害対策を行うもの。 【キーワード】 比較
H04J3/16	1	一伝送サイクル内の個々のチャンネルに対する時間割り当てが可変であるもの、例、複数の信号の組合せが次々によってゆくのを調整するもの、伝送チャンネルの数を変化させるもの (H04J3/17, H04J3/24が優先) [4]	【IPCタイトル】 in which the time allocation to individual channels within a transmission cycle is variable, e.g. to accommodate varying complexity of signals, to vary number of channels transmitted (H04J3/17, H04J3/24 take precedence) [1, 4, 2006.01] 時分割多重通信においてチャンネルの割当が変化するもの。 但し H04J3/17, H04J3/24 が優先される。
H04J3/16@A	0	優先伝送	時分割多重通信において優先的データを優先的に伝送するもの。 【キーワード】 優先, 割込
H04J3/16@Z	0	その他のもの	時分割多重通信においてチャンネルの割当が可変であり, H04J3/17 に含まれないもの。 【キーワード】 可変
H04J3/17	1	第1番目の使用者が休止したとき、その使用者に割り当てられていた伝送チャンネルを解放して第2番目の使用者に割り当てるもの、例、TASI [4]	【IPCタイトル】 in which the transmission channel allotted to a first user may be taken away and re-allotted to a second user if the first user becomes inactive, e.g. TASI [4, 2006.01] 休止したチャンネル他の使用者が使用するもの。
H04J3/17@A	0	音声休止チャンネルにデータを割り当てるもの	音声休止の時にデータ伝送するもの。 【キーワード】 DSI
H04J3/18	1	個々の信号の周波数圧縮およびその後続く周波数伸張を用いるもの	【IPCタイトル】 using frequency compression and subsequent expansion of the individual signals [1, 2006.01] 個々の信号の周波数圧縮およびその後続く周波数伸張を用いるものに関するもの。
H04J3/20	1	レゾナントランスファーを用いるもの [2]	【IPCタイトル】 using resonant transfer [2, 2006.01]
H04J3/22	1	複数の送信源が異なる速度または符号をもつもの [4]	【IPCタイトル】 in which the sources have different rates or codes [4, 2006.01] 送信源の速度が異なるもの。 【キーワード】 異速度多重
H04J3/24	1	割り当てがアドレスによって指示されるもの (H04J3/17が優先) [4]	【IPCタイトル】 in which the allocation is indicated by an address (H04J3/17 takes precedence) [4, 2006.01] 割当がアドレスによって指示されるもの。

H04J3/26	2	情報およびアドレスが同時に伝送されるもの [4]	【IPCタイトル】 in which the information and the address are simultaneously transmitted [4, 2006.01] 情報およびアドレスが同時に伝送されるもの。 【キーワード】 アドレス
----------	---	--------------------------	---

表 17 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04J11/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04J11/00	0	直交多重化方式 (H04J13/00が優先) [2]	【IPCタイトル】 Orthogonal multiplex systems (H04J 13/00 takes precedence) [2, 2006.01] 何らかの直交するパラメータを用いて多重化する方式 (直交符号系を用いるものは H04J13/00)
H04J11/00@A	0	位相直交多重化方式	例えばQAMのように搬送波の位相が直交する2成分を用いて多重化するもの
H04J11/00@B	0	偏波直交多重化方式	水平偏波と垂直偏波, 右旋偏波と左旋偏波のように直交する偏波を用いて多重化する方式. 伝播路において生じる偏波面の回転に起因する2つのチャネル間の干渉の補償が一つの課題 【キーワード】 直交偏波多重 交差(交叉)偏波多重 両偏波多重
H04J11/00@Z	0	その他のもの	H04L27/00のFI改正に伴い, OFDM, SC-FDM, DMT等は, 平成28年11月14日以降より, H04L27/26以下のFIが付与される.

表 18 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04J13/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04J13/00	0	符号分割多重化方式 (周波数ホッピングのためのもの H04B1/713) [2, 2011.01]	【IPCタイトル】 Code division multiplex systems (for frequency hopping H04B 1/713) [2, 2006.01, 2011.01] 伝送される情報とは独立した符号(拡散符号)を用いて, スペクトル拡散を行い多重化を行う方式. 通常の周波数変調(広帯域FM)等も, 伝送される情報のバンド幅に較べてより広い周波数帯域が通信に使用される点では, スペクトルが拡散されているが, 伝送される情報に依存した形式で搬送波が変調される点で, 上記の定義によるスペクトル拡散には含まれない. 符号によりデータを多重する技術であり, 拡散符号で直接被伝送データを変調する直接拡散方式と, 拡散符号にしたがって搬送波の周波数を切り換える周波数ホッピング方式に大別される. 【キーワード】 スペクトル拡散, 拡散スペクトル, 周波数拡散, SS通信方式 スペクトラム拡散, 拡散スペクトラム
H04J13/10	1	符号の生成 [2011.01]	【IPCタイトル】 Code generation [2011.01] CDMA通信方式に用いる拡散符号の符号生成方法に関する技術
H04J13/12	2	直交符号の生成 [2011.01]	【IPCタイトル】 Generation of orthogonal codes [2011.01] 直交符号(例えば, ウォルシュ, OVSF等)の符号生成方法に関する技術.
H04J13/14	2	ZCZ符号の生成 [2011.01]	【IPCタイトル】 Generation of codes with a zero correlation zone [2011.01] ZCZ (Zero Correlation Zone) 符号:自己相関特性, 及び, 相互相関特性にゼロ相関領域を有する符号の生成方法に関する技術.
H04J13/16	1	符号割当て [2011.01]	【IPCタイトル】 Code allocation [2011.01] 複数のユーザ若しくは複数のデータストリームに符号を割り当て, 符号多重送信する際などにおける符号割り当て技術.

H04J13/18	2	直交符号の割当て [2011.01]	【IPCタイトル】 Allocation of orthogonal codes [2011.01]
H04J13/20	3	直交可変拡散率 [OVSF] 符号の割当て [2011.01]	【IPCタイトル】 having an orthogonal variable spreading factor [OVSF] [2011.01]
H04J13/22	2	零相関範囲 [ZCZ] 符号の割当て [2011.01]	【IPCタイトル】 Allocation of codes with a zero correlation zone [2011.01]

表 19 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04J99/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04J99/00	0	このサブクラスの他のグループには分類されない主題事項 [2009.01]	【IPCタイトル】 Subject matters not provided for in other groups of this subclass [2009.01] FDMA,CDMA,OFDMA 以外の多元接続技術に付与する。 SDM (空間多重) または SDMA (空間分割多元接続) と明記されたものは, H04J99/00 を付与。
H04J99/00, 100	1	非直交多重化方式	TDMA や FDMA のような直交関係にある通信リソースを用いる直交多元接続技術(OMA)とは異なり, 受信局における干渉除去を前提として, 非直交な通信リソースを用いて複数のデータ系列を多重送信するための技術. 非直交多重技術は, 以下のキーワードに示すとおり, 多岐にわたる実現方式が存在する。 【キーワード】 Interleave Division Multiple Access(IDMA) Non-Orthogonal Multiple Access(NOMA), Super Position Coding(SPC), Multi-User Super position Transmission(MUST), Bit Division Multiple Access(BDMA), Layered Division Multiplexing(LDM), Low Density Spreading(LDS), Sparse Code Multiple Access(SCMA), Pattern Division Multiple Access(PDMA), Multi-User Shared Access(MUSA), Resource Spread Multiple Access (RSMA), Faster than Nyquist(FTN), Semi-Orthogonal Multiple Access without SIC(SOMA).

表 20 MIMO 関連技術に対応する FI の一覧表及びその解説 (H04L1/00 以下)

FI	ドット	タイトル (説明)	解説
H04L1/00	0	受信情報中の誤りを検出または防止するための配置	【IPCタイトル】 Arrangements for detecting or preventing errors in the information received [1, 2006.01] H04L1/00 ~ H04L1/22 は, 伝送路形態や伝送情報に特徴のない一般的な伝送において, 情報を正しく伝送するために採る配置 (誤り検出符号, 誤り訂正符号等, 符号に冗長性を持たせるもの. また, それらを使った, 誤り率の検出, 伝送の監視. 再送, 連送等, 伝送回数に冗長性を持たせるもの. 現用予備, ダイバーシティ等, 伝送路に冗長性を持たせるもの等) に付与する。 (伝送路形態に特徴のあるもの (例えば LAN) や, 伝送情報に特徴のあるもの (例えば画像情報信号), 伝送方式に特徴のあるもの (例えば ATM, 直流方式), 必ずしも伝送するためではないもの (例えば記憶媒体への記録) 等は, それぞれの分類が主となる. 関連分野の欄を参照.) 誤り検出符号や誤り訂正符号を用いることは, 当たり前のことなので, 単に用いているだけで, 他に特徴がある場合は付与しない。 また, 誤り検出・訂正符号を他の目的に用いている場合は, 場合によって副分類を付与し, その目的の該当する分類を主とする. (例えば, CRC (当然, 誤り検出を行う) を同期のために用いることを主眼とするものは, H04L7 へ回す)
H04L1/00@A	0	誤り検出	伝送誤り発生を検出する方法 【キーワード】 誤り検出, パリティ, CRC

H04L1/00@B	0	誤り防止, 制御	伝送した特定のデータの誤りに対処 (修正) するもの 【キーワード】 誤り訂正, 誤り訂正符号, F E C, C R C, B C H, リードソロモン, 畳み込み符号, ビタビ復号
H04L1/00@F	1	フォーマットに特徴のあるもの	伝送される信号の (誤り訂正のための) フォーマットに特徴を有するもの 【キーワード】 インターリーブ
H04L1/00@G	1	ノイズに対して対策を講ずるもの	
H04L1/00@C	0	誤り率測定	誤り率の測定方法に特徴を有するもの 【キーワード】 誤り率, B E R
H04L1/00@D	0	誤り監視, 試験	【キーワード】 警報, ヒステリシス
H04L1/00@E	0	適応制御	伝送状態 (回線品質) の変化に応じて, 伝送速度, フレーム長, ブロック数, 符号化等, 何らかを変更することで対処するもの
H04L1/00@Z	0	その他のもの	
H04L1/02	1	ダイバーシチ受信によるもの	【 I P C タイトル】 by diversity reception [1, 2006.01] 情報を正しく伝送するためにダイバーシチ受信を利用するもの. 時空間符号関連は H04L1/06,060-H04L1/06,940 に付与する (送信側に特徴があるものを含む) 単一アンテナの時間ダイバーシチ技術は, 送信側に特徴があるものを含め, ここに付与する.
H04L1/04	2	周波数ダイバーシチを用いるもの	【 I P C タイトル】 using frequency diversity [1, 2006.01] H04B7/12 を優先し, ここには付与しない.
H04L1/06	2	空間ダイバーシチを用いるもの	【 I P C タイトル】 using space diversity [1, 2006.01] H04B7/08 を優先し, ここには付与しない. Alamouti 符号を用いるものは H04L1/06,060-940 を付与. ダイバーシチのためのプリコーディングを指定する技術は, ダイバーシチ手法の種別に応じて, H04B7/06,130 (同時伝送を使用するもの) 以下, 又は, H04L1/06,060-940 を付与する.
H04L1/06,060	3	空間周波数符号化	【キーワード】 SFBC
H04L1/06,180	3	時空間符号化	【キーワード】 STBC, STTC
H04L1/06,940	3	時空間周波数符号化	【キーワード】 STFBC
H04L1/08	1	送信の繰り返しによるもの, 例. ベルダン方式	【 I P C タイトル】 by repeating transmission, e.g. Verdan system [1, 2006.01] 連送, 反転連送, 多連送等, 同一データを繰り返して送信するもの 【キーワード】 連送, 反転連送, 多連送, 多数決
H04L1/12	1	帰路チャネルを用いるもの	【 I P C タイトル】 by using return channel [1, 2006.01]
H04L1/14	2	信号が送信機へ返送されてチェックされるもの	【 I P C タイトル】 in which the signals are sent back to the transmitter to be checked [1, 2006.01] 受信側が受信したデータをそのまま送信側に折り返して送信し, 送信側がデータの誤りをチェックするもの. 受信側が受信データを反転する等何らかの変換をして返送するものも含む 【キーワード】 返信照合, 返送照合, 反転照合
H04L1/16	2	その帰路チャネルが監視信号, 例. 繰り返しリクエスト信号, を搬送するもの	【 I P C タイトル】 in which the return channel carries supervisory signals, e.g. repetition request signals [1, 2006.01] 判定帰還を行うもの, A C K, N A C K, 再送要求信号等を返送するもの
H04L1/18	3	自動繰り返し方式, 例. ファン・デュレン方式	【 I P C タイトル】 Automatic repetition systems, e.g. van Duuren system [1, 2006.01] A R Q 方式
H04L1/20	1	信号品質検出器を用いるもの [3]	【 I P C タイトル】 using signal-quality detector [3, 2006.01]

H04L1/22	1	信頼性を増すために冗長な装置を用いるもの [3]	<p>【IPCタイトル】 using redundant apparatus to increase reliability [3, 2006.01]</p> <p>「冗長な装置」とは、基本的に「冗長な伝送路」を指す。(装置内部のメモリが冗長構成を採るといったものは、分類外である。) 他にも、伝送路形態に特徴のあるもの、例えば、ループ伝送路は、H04L11/00,331、公衆回線の利用は、H04M11/00に回す。 また、必ずしもデジタルでないものは、H04B1/74、装置の現用予備は、H04L13/00,311に回す。</p> <p>【キーワード】 現用回線、予備回線、0系、1系、現用予備、無瞬断、ヒットレス</p>
H04L1/24	1	訂正動作を試験するもの [3]	<p>【IPCタイトル】 Testing correct operation [3, 2006.01]</p> <p>誤り訂正手段が、正しく動作するか否かを試験するもの 試験するために、わざと、伝送路に誤った信号を送信するもの</p>

3 MIMO 関連技術に対応する CPC

MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧とその解説を表 21～39 に示す。なお、解説については、Cooperative Patent Classification Web サイト

<https://www.cooperativepatentclassification.org/cpcSchemeAndDefinitions/table.html> に掲載されている“Definition statement”の内容を転載しており、当該分類についての技術やカバーする内容等の説明となっている。また、タイトルの日本語は、特許庁の提供する次の URL のツールを元に作成した仮訳である。 http://www.jpo.go.jp/cgi/cgi-bin/search-portal/narabe_tool/narabe_con.cgi

表 21 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (G06K19/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
G06K19/00	0	Record carriers for use with machines and with at least a part designed to carry digital markings (record carriers adapted for controlling specific machines, see the appropriate subclass for the machine, e.g. B23Q, D03C, G10F, H04L; form printing B41; file cards B42F19/00; record carriers in general G11) 機械と共に使用され、かつ、少なくとも、デジタルマーキングを担持するように設計された部分と共に使用される、ための記録担体	In this main group primarily hand holdable devices or artifacts are classified that contain at least one digital marking, such as RFIDs, smart cards, magnetic stripe cards, barcodes, optical codes, and nonintelligent resonating digital marks without.
G06K19/005	1	{the record carrier comprising an arrangement to facilitate insertion into a holding device, e.g. an arrangement that makes the record carrier fit into an etui or a casing (ticket holders A45C11/18)} {保持装置への挿入を容易にするための構成をなす記録担体、例。箱またはケースに記録担体を適合させる装置 (チケットホルダー A 4 5 C 1 1 / 1 8)}	
G06K19/02	1	characterised by the selection of materials, e.g. to avoid wear during transport through the machine 材料の選定に特徴のあるもの、例。機械中を移送する間での摩耗を避けるための材料の選定	The selected material of the record carrier achieves an extra effect which is not directly related to the function as record carrier. Examples: · record carrier made of a material that withstands gastric acids so that it may be brought in the stomach of cattle, or · a tag with special adaptations to the material to attach it to a garment or a metal data carrier Counterexample: bar code printed in a colour material only visible under UV light: G06K 19/06046
G06K19/022	2	{Processes or apparatus therefor} {プロセスまたはそのための装置}	
G06K19/025	2	{the material being flexible or adapted for folding, e.g. paper or paper-like materials used in luggage labels, identification tags, forms or identification documents carrying RFIDs (methods for testing the genuineness of valuable papers, e.g. banknotes or passports G07D7/00; constructional features of booklets and the like B42D)} {折り畳むために柔軟なまたは適応的な材料、例。RFIDを担持する、荷物ラベル、IDタグ、フォームまたは身分証明書、に使用される紙または紙のような材料 (有価証券、例。紙幣またはパスポート、の真贋を判定する方法 G 0 7 D 7 / 0 0 ; 冊子体のようなものの構造上の特徴 B 4 2 D)}	

G06K19/027	2	{the material being suitable for use as a textile, e.g. woven-based RFID-like labels designed for attachment to laundry items (markings attached to laundry items in general D06F93/00)} {布地用に適した材料, 例. 洗濯物に取り付けられるように織り込まれた, R F I Dに類するラベル}	
G06K19/04	1	characterised by the shape 形状によって特徴づけられるもの	Different peculiar form factors. Examples: · circular RFID tag to be attached to a DVD · identification wrist band for newborn babies in hospitals · credit card with a non-standard shape (e.g. one rounded corner as a marketing gag) · casino chips with RFID
G06K19/041	2	{Constructional details (G06K 19/06 takes precedence)} {構造上の細部 (G 0 6 K 1 9 / 0 6が優先)}	
G06K19/042	3	{the record carrier having a form factor of a credit card and including a small sized disc, e.g. a CD or DVD (disc shaped data carriers in general, see G11B20/00 and G11B23/00)} {クレジットカードの外形を有し, 小型ディスク, 例. C DまたはD V D, を含む記録担体 (ディスクの形をしたデータキャリア一般G 1 1 B 2 0 / 0 0, G 1 1 B 2 3 / 0 0)}	
G06K19/044	4	{comprising galvanic contacts for contacting an integrated circuit chip thereon} {集積回路チップ上に接触端子を構成するもの}	
G06K19/045	4	{the record carrier being of the non-contact type, e.g. RFID, and being specially adapted for attachment to a disc, e.g. a CD or DVD} {R F I Dのような非接触型であって, C DやD V Dのようなディスクへの取付けに特に適合した記録担体}	
G06K19/047	3	{the record carrier being shaped as a coin or a gambling token} {コインまたは賭博用トークンの形をした記録担体}	
G06K19/048	3	{the record carrier being shaped as a key} {鍵の形をした記録担体}	
G06K19/06	1	characterised by the kind of the digital marking, e.g. shape, nature, code デジタルマーキングの種類によって特徴づけられるもの, 例. 形状, 性質, コード	
G06K19/06009	2	{with optically detectable marking (G06K19/063, G06K19/08 take precedence)} {光学的に検出可能なマークを含むもの (G 0 6 K 1 9 / 0 6 3, G 0 6 K 1 9 / 0 8が優先)}	Examples: · label coding data by spectral signatures · using characters having small modifications to code digital data in a text · printed data code · barcodes like a 2D barcode where each barcode pixel is a barcode itself but also barcodes where the barcode is at the same time an antenna of an RFID like device (needs also a classification in G06K 19/07749):
G06K19/06018	3	{one-dimensional coding} {1次元コード}	Digital optical markings arranged in one dimension in space, such as the well known 1D barcodes
G06K19/06028	4	{using bar codes} {バーコードを用いるもの}	

G06K19/06037	3	{multi-dimensional coding} {多次元コード}	Markings arranged in more than one dimension in space. Examples: Code 49, DataMatrix, MaxiCode, PDF 471.
G06K19/06046	3	{Constructional details} {構造上の細部}	Constructional details of optically detectable markings (e.g. kind of material or physical properties). Example: encoded optical identification elements including an optical substrate having a diffraction grating with refractive index variations (e.g. WO2005027031).
G06K19/06056	4	{the marking comprising a further embedded marking, e.g. a 1D bar code with the black bars containing a smaller sized coding} {他のマークが埋め込まれたマーク, 例. より小型なコードを黒帯に備える1次元バーコード}	
G06K19/06065	4	{the marking being at least partially represented by holographic means (holographic marking in general, seeG06K19/16)} {少なくとも一部がホログラムとなっているマーク (ホログラム・マーク一般G06K19/16)}	
G06K19/06075	4	{the marking containing means for error correction} {エラー訂正手段を含むマーク}	
G06K19/06084	4	{the marking being based on nanoparticles or microbeads} {ナノ粒子またはマイクロ・ビーズ上のマーク}	
G06K19/06093	4	{the marking being constructed out of a plurality of similar markings, e.g. a plurality of barcodes randomly oriented on an object} {複数の同様のマークから構成されるマーク, 例. 物体上にランダムに配置された複数のバーコード}	
G06K19/06103	4	{the marking being embedded in a human recognizable image, e.g. a company logo with an embedded two-dimensional code} {人間が認識可能な画像に埋め込まれたマーク, 例. 2次元コードが埋め込まれた会社のロゴ}	
G06K19/06112	4	{the marking being simulated using a light source, e.g. a barcode shown on a display or a laser beam with time-varying intensity profile} {光源を用いて再現されるマーク, 例. 時変輝度特性を有するディスプレイまたはレーザー光線で表示されるバーコード}	
G06K19/06121	4	{the marking having been punched or cut out, e.g. a barcode machined in a metal work-piece} {せん孔されたまたは切り取られたマーク, 例. 金属製品内のバーコード装置}	
G06K19/06131	4	{the marking comprising a target pattern, e.g. for indicating the center of the bar code or for helping a bar code reader to properly orient the scanner or to retrieve the bar code inside of an image} {ターゲットパターンを備えるマーク, 例. バーコードの中心を示すため, またはスキャナを正しく方向付けるか画像内からバーコードを抽出するようにバーコードリーダを支援するため}	
G06K19/0614	4	{the marking being selective to wavelength, e.g. color barcode or barcodes only visible under UV or IR (methods or arrangements for sensing record carriers using a selected wavelength, seeG06K7/12)} {波長に選択的なマーク, 例. カラーバーコード, 紫外線または赤外線の下だけで可視的なバーコード (選択された波長を用いて記録担体を読み取る方法または装置G06K7/12)}	

G06K19/0615	4	{the marking being of the rewritable type, e.g. thermo-chromic barcodes} {リライタブル・タイプのマーク, 例. 熱変色型バーコード}	
G06K19/06159	4	{the marking being relief type, e.g. three-dimensional bar codes engraved in a support} {レリーフ・タイプのマーク, 例. 土台に彫り込まれた3次元バーコード}	
G06K19/06168	4	{the marking being a concentric barcode} {同心円バーコードであるマーク}	
G06K19/06178	4	{the marking having a feature size being smaller than can be seen by the unaided human eye} {人間の目では支援無しには小さすぎて見えないサイズに特徴を有するマーク}	
G06K19/06187	2	{with magnetically detectable marking} {磁気的に検出可能なマークを備えるもの}	The marking codes at least one bit (e.g. present/not present), data carriers for magnetically detectable purely analog "signatures" or signals should not be classified here. Examples: <ul style="list-style-type: none"> · classical banking/credit card with a magnetic stripe; · bar codes printed with magnetic ink; · security tags comprising magnetic elements coding digital information (security tags per se: see G08B).
G06K19/06196	3	{Constructional details} {構造上の細部}	Constructional details of the magnetically detectable markings (e.g. kind of material or physical properties).
G06K19/06206	3	{the magnetic marking being emulated} {エミュレートされた磁気的なマーク}	
G06K2019/06215	2	{Aspects not covered by other subgroups} {他のサブグループでカバーされないもの}	
G06K2019/06225	3	{using wavelength selection, e.g. colour code} 波長選択を用いるもの, 例. カラーコード	
G06K2019/06234	3	{miniature-code} ミニチュアコード	
G06K2019/06243	3	{concentric-code} 同心円形コード	
G06K2019/06253	3	{for a specific application} 特定用途のためのもの	
G06K2019/06262	3	{with target- or other orientation-indicating feature} 目標物または他の方向を示す特徴物を持つもの	
G06K2019/06271	3	{Relief-type marking} 救援タイプのマーク	
G06K2019/06281	3	{rewritable} 書き換え可能なもの	
G06K2019/0629	3	{Holographic, diffractive or retroreflective recording} ホログラフ, 回折または逆反射記録	
G06K19/063	2	the carrier being marginally punched or notched, e.g. having elongated slots 欄外にせん孔されているかまたは刻みを入れられている担体, 例. 細長いスロットをもつもの	For example: <ul style="list-style-type: none"> · punched cards; · credit card with Braille characters.

G06K19/067	2	Record carriers with conductive marks, printed circuits or semiconductor circuit elements, e.g. credit or identity cards {also with resonating or responding marks without active components} 導電性マーク，印刷回路または半導体回路素子をもつ記録担体，例．クレジットカードまたは身分証明書 {さらに能動的な構成要素なしに共振や応答するマークにを備える}	For example: · bar codes printed with conductive ink; · card comprising pencil markings to be sensed by their conductivity; · cards carrying a passive LC circuit.
G06K19/0672	3	{with resonating marks} {共振マークを備えるもの}	Record carriers that do not comprise a logical or integrated circuit and that reflect a digital code upon interrogation by an electromagnetic field. Examples: record carrier comprising a plurality of resonating LC circuits or surface acoustic wave (SAW) transponders
G06K19/0675	4	{the resonating marks being of the surface acoustic wave [SAW] kind (SAW devices per seH03H9/64)} {表面弾性波 [S A W] からなる共振マーク (S A Wデバイス自体H 0 3 H 9 / 6 4)}	
G06K19/0677	4	{the record carrier being programmable} {記録担体がプログラマブルなもの}	
G06K19/07	3	with integrated circuit chips 集積回路チップを備えるもの	Data carriers, such as smart cards or RFID tags that comprise at least one integrated circuit.
G06K19/0701	4	{at least one of the integrated circuit chips comprising an arrangement for power management} {少なくとも1つの集積回路チップが電源管理装置を構成するもの}	
G06K19/0702	5	{the arrangement including a battery} {電池を含む電源管理装置}	
G06K19/0703	6	{the battery being onboard of a handheld device, e.g. a smart phone or PDA} {スマートフォンまたはP D Aのようなハンドヘルド装置に搭載される電池}	
G06K19/0704	6	{the battery being rechargeable, e.g. solar batteries} {充電電池，例．太陽電池}	
G06K19/0705	6	{the battery being connected to a power saving arrangement} {節電装置に接続された電池}	
G06K19/0706	6	{the battery being replaceable} {交換可能な電池}	
G06K19/0707	5	{the arrangement being capable of collecting energy from external energy sources, e.g. thermocouples, vibration, electromagnetic radiation (G06K19/0702 takes precedence)} {熱電対，振動，電磁放射のような外部のエネルギー源からエネルギーを集めることができる電源管理装置 (G 0 6 K 1 9 / 0 7 , 0 2 0 が優先)}	
G06K19/0708	6	{the source being electromagnetic or magnetic} {エネルギー源が電磁氣的または磁氣的なもの}	
G06K19/0709	7	{the source being an interrogation field} {エネルギー源が質問器による電磁場であるもの}	
G06K19/071	7	{the source being a field other than an interrogation field, e.g. WLAN, cellular phone network} {エネルギー源が質問器による電磁場以外の場であるもの，例．エネルギー源が無線L A Nや携帯電話のネットワークによるもの}	

G06K19/0711	6	{the source being mechanical or acoustical} {エネルギー源が機械的または音響的なもの}	
G06K19/0712	5	{the arrangement being capable of triggering distinct operating modes or functions dependent on the strength of an energy or interrogation field in the proximity of the record carrier (active means for hindering electromagnetic reading or writing G06K19/07336)} {記録担体の近傍におけるエネルギー場または質問器による電磁場の強さに応じて、別個の動作モードまたは機能を起動することができる電源管理装置 (電磁気的な読み書きを能動的に妨害する手段G 0 6 K 1 9 / 0 7 3 , 0 3 6)}	
G06K19/0713	5	{the arrangement including a power charge pump} {電力チャージポンプを含む電源管理装置}	
G06K19/0715	5	{the arrangement including means to regulate power transfer to the integrated circuit} {集積回路への電力伝送を調整する手段を含む電源管理装置}	
G06K19/0716	4	{at least one of the integrated circuit chips comprising a sensor or an interface to a sensor} {センサまたはセンサへのインターフェースを構成する少なくとも1つの集積回路チップ}	
G06K19/0717	5	{the sensor being capable of sensing environmental conditions such as temperature history or pressure} {温度履歴または圧力のような環境条件を読み取ることができるセンサ}	
G06K19/0718	5	{the sensor being of the biometric kind, e.g. fingerprint sensors (fingerprint sensors in general, seeG06K9/00; biometric access-control systems in general, seeG07C9/00)} {生体計測系センサ, 例. 指紋センサ (指紋センサ一般G 0 6 K 9 / 0 0 ; 生体計測出入管理システム一般G 0 7 C 9 / 0 0)}	
G06K19/0719	4	{at least one of the integrated circuit chips comprising an arrangement for application selection, e.g. an acceleration sensor or a set of radio buttons (application selection on smart cards using pure software control, seeG07F7/10)} アプリケーション選択のための装置, 例. 加速度センサまたは一組のラジオボタン, を構成する1つ以上の集積回路チップ	
G06K19/072	4	{the record carrier comprising a plurality of integrated circuit chips} {複数の集積回路チップを含む記録担体}	
G06K19/0721	5	{the plurality of chips mutually cooperating so as to represent itself to the world as a single entity} {単一の実体として見えるように相互に協働する複数のチップ}	
G06K19/0722	4	{comprising an arrangement for testing the record carrier} {記録担体を試験する装置を含むもの}	
G06K19/0723	4	{the record carrier comprising an arrangement for non-contact communication, e.g. wireless communication circuits on transponder cards, non-contact smart cards or RFIDs} {非接触通信のための装置, 例. トランスポンダ・カード, 非接触スマート・カードまたはRFID上の無線通信回路, を含む記録担体}	Data carriers with integrated circuits and with a wireless communication means. Examples: RFID tags and contactless chip cards (ISO 14443, 15693, 18000).

G06K19/0724	5	{the arrangement being a circuit for communicating at a plurality of frequencies, e.g. for managing time multiplexed communication over at least two antennas of different types} {複数の周波数で通信するための装置, 例. 異なるタイプの複数のアンテナで時分割多重通信をするため}	
G06K19/0725	5	{the arrangement being a circuit for emulating a plurality of record carriers, e.g. a single RFID tag capable of representing itself to a reader as a cloud of RFID tags} {複数の記録担体をエミュレートするための回路からなる装置, 例. 単一のRFIDタグを複数のRFIDタグとしてリーダに認識させるもの}	
G06K19/0726	5	{the arrangement including a circuit for tuning the resonance frequency of an antenna on the record carrier} {記録担体のアンテナの共振周波数を調整する回路を含む装置}	
G06K19/0727	5	{the arrangement being a circuit facilitating integration of the record carrier with a hand-held device such as a smart phone or PDA} {PDAのスマートフォンのようなハンドヘルド装置に記録担体の組み込みを容易にする回路からなる装置}	
G06K19/0728	5	{the arrangement being an optical or sound-based communication interface} {光または音に基づいた通信インタフェースからなる装置}	
G06K19/073	4	Special arrangements for circuits, e.g. for protecting identification code in memory (protection against unauthorised use of computer memories G06F12/14) 回路用の特別な機構, 例. メモリ内の識別コードを保護するためのもの (計算機のメモリの不正な使用に対する保護 G 0 6 F 1 2 / 1 4)	In this group security related aspects realized by means on the card or the RFID device are found, e.g. arrangements to protect the circuits on a smart card against intrusion.
G06K19/07309	5	{Means for preventing undesired reading or writing from or onto record carriers} {記録担体に対する望まない読み書きを防ぐための手段}	
G06K19/07318	6	{by hindering electromagnetic reading or writing (jamming of communication, counter-measures H04K3/00; secret communication H04K1/00)} {電磁気的な読み書きの妨害によるもの (通信の妨害, 対抗手段 H 0 4 K 3 / 0 0 ; 秘密通信 H 0 4 K 1 / 0 0)}	
G06K19/07327	7	{Passive means, e.g. Faraday cages (Faraday-type protection of electric circuits in general H05K9/00)} {受動的な手段, 例. ファラデー・ケージ (電気回路のファラデー型の保護一般 H 0 5 K 9 / 0 0)}	Arrangements that block electromagnetic fields that are used to attempt access to wireless record carriers, wherein the arrangements carry out the blocking without the use of logical and/or intelligent [circuits] Examples: metallic screens around an RFID tag for blocking an interrogation field in order to make sure that the RFID tag cannot be interrogated without permission
G06K19/07336	7	{Active means, e.g. jamming or scrambling of the electromagnetic field} {能動的な手段, 例. 電磁界のジャミングまたはスクランブル}	Arrangements comprising logical circuits that are suitable to actively and intelligently, using logical operations, interfere with an electromagnetic field that is used in an attempt to access information in record carrier Example: Blocking chipcard which prevents communication of other cards by repeated response under violation of waiting times defined in the communication protocol.

G06K19/07345	6	{by activating or deactivating at least a part of the circuit on the record carrier, e.g. ON/OFF switches} {記録担体の回路の少なくとも一部, 例. オン/オフ・スイッチ, の活性化または非活性化によるもの}	Arrangements on the record carrier that are suitable to switch at least a part of the logical circuit on the record carrier from an active to an inactive state or from an inactive to an active state in order to protect the contents of the record carrier or to provide privileged access to contents or processes on the data carrier. Example: Chip card in which the antenna is only connected to the chip if a user presses a mechanical switch.
G06K19/07354	7	{by biometrically sensitive means, e.g. fingerprint sensitive (fingerprint sensors in general G06K9/00006; biometrically activated access control G07C9/00071)} {生体認証センサ, 例. 指紋センサ, によるもの (指紋センサ一般G06K9/00; 生体計測出入管理システム一般G07C9/00)}	
G06K19/07363	6	{by preventing analysis of the circuit, e.g. dynamic or static power analysis or current analysis} {回路の解析, 例. 動的または静的な電力解析や電流解析, の防止によるもの}	Arrangements on the record carrier that are in place such that it is made difficult for a reverse engineer to analyze the construction of the circuit on the record carrier using non-invasive techniques. Example: Chipcard IC writing to dummy cells even if no real write operation is required.
G06K19/07372	6	{by detecting tampering with the circuit (tampering detection for semi-conductor circuits in general H01L23/58)} {回路の不正な変更の検知によるもの (半導体回路への不正な変更検知一般H01L 23/58)}	
G06K19/07381	7	{with deactivation or otherwise incapacitation of at least a part of the circuit upon detected tampering} {検知された不正な変更に基づいて, 少なくとも回路の一部を非活性化または無能化するもの}	Arrangements that deactivate temporarily or for good part of the logical circuit in the record carrier if a detection circuit on the same record carrier detects signs of attempted tampering with the record carrier. The "detection" may be an active process on the record carrier that continuously monitors if tampering is attempted, or the detection may be directly lead to destruction of a circuit that is being tampered. Example: For instance, a chip is covered by a conductive cage, wherein the integrity of the cage is being actively monitored. If one of the wires of the cage is broken this is seen as a voltage drop by the monitoring circuit and the chip is warned of this fact.
G06K19/0739	8	{the incapacitated circuit being part of an antenna} {アンテナの一部である無能化回路}	Arrangements that deactivate temporarily or for good part of the logical circuit in the record carrier if a detection circuit on the same record carrier detects signs of attempted tampering with the record carrier, wherein the antenna is destroyed upon the detected tampering. The detection in this case is directly also destruction of the circuit. Example: An RFID tag that is fixed to an object such that the RFID tag antenna will tear or break when detached from the object. In order to tamper with the RFID tag, the FRID tag needs to be detached from the object.

G06K19/077	4	Constructional details, e.g. mounting of circuits in the carrier 構造上の細部, 例. 担体内への回路の取付け	All kinds of constructional peculiarities related to manufacturing, materials, special devices included in the data carrier like displays, sensors, batteries, etc are to be classified and searched. Also MMC cards are found here when no special features clearly for other fields are under consideration. Examples: removable sim cards or special arrangements for avoiding breaking of the integrated circuit on a smart card
G06K19/07701	5	{the record carrier comprising an interface suitable for human interaction} {人による入出力に適したインターフェイスを含む記録担体}	
G06K19/07703	6	{the interface being visual} {視覚的なインターフェイス}	
G06K19/07705	7	{the visual interface being a single light or small number of lights capable of being switched on or off, e.g. a series of LEDs} {一連のLEDのような1つまたは少数の光源を点灯または消灯させる視覚的インターフェイス}	
G06K19/07707	7	{the visual interface being a display, e.g. LCD or electronic ink} {ディスプレイ, 例. LCDまたは電子ペーパー}	
G06K19/07709	6	{the interface being a keyboard} {キーボード}	
G06K19/07711	6	{the interface being an audio interface} {音声インターフェイス}	
G06K19/07713	6	{the interface, upon reception of an interrogation signal, being capable of signaling to indicate its position to a user or a detection device} {質問信号の受信時に, ユーザーまたは検出装置に対して, 記録担体の位置を示す信号を送ることができるインターフェイス}	
G06K19/07715	6	{the interface being used to indicate that the record carrier is active, e.g. a blinking light to indicate that the record carrier is busy communicating with a secondary device or busy computing} {記録担体が作動中であることを示すのに用いられるインターフェイス, 例. 記録担体が他の装置と通信中であることや演算中であることを示す, ライトの点滅}	
G06K19/07716	5	{the record carrier comprising means for customization, e.g. being arranged for personalization in batch} {カスタマイズ化のための手段, 例. 一括してパーソナル化するための装置, を含む記録担体}	
G06K19/07718	5	{the record carrier being manufactured in a continuous process, e.g. using endless rolls} {連続プロセス, 例. エンドレス・ロールを用いるもので製造される記録担体}	
G06K19/0772	5	{Physical layout of the record carrier} {記録担体の物理的レイアウト}	
G06K19/07722	6	{the record carrier being multilayered, e.g. laminated sheets (flat articles in general, see B32B37/00)} {積層シートのような多層構造の記録担体 (平坦物品一般 B32B31/00)}	

G06K19/07724	6	{the record carrier being at least partially made by a molding process (molding in general B29C45/14)} {少なくとも一部が成型加工により製造された記録担体 (成型加工一般B 2 9 C 4 5 / 1 4)}	
G06K19/07726	6	{the record comprising means for indicating first use, e.g. a frangible layer} {最初の使用を示す手段, 例. 壊れやすい層, を含むもの}	
G06K19/07728	6	{the record carrier comprising means for protection against impact or bending, e.g. protective shells or stress-absorbing layers around the integrated circuit} {衝撃または曲げに対する保護手段, 例. 集積回路の周りの保護殻または応力吸収層, を含む記録担体}	
G06K19/0773	6	{the record carrier comprising means to protect itself against external heat sources} {外部の熱源から保護する手段を含む記録担体}	
G06K19/07732	6	{the record carrier having a housing or construction similar to well-known portable memory devices, such as SD cards, USB or memory sticks (housings for electrical equipment in general, seeH05K5/02)} {周知の携帯用メモリ装置に類似した筐体または構造を有する記録担体 (電気装置の筐体一般H 0 5 K 5 / 0 2)}	
G06K19/07733	6	{the record carrier containing at least one further contact interface not conform ISO-7816} { I S O - 7 8 1 6 規格に準拠しない, 少なくとも1つの他の接触インターフェイスを含む記録担体}	
G06K19/07735	6	{the record carrier comprising means for protecting against electrostatic discharge} {静電放電から保護する手段を含む記録担体}	
G06K19/07737	5	{the record carrier consisting of two or more mechanically separable parts} {複数の機械的に分離可能な部品からなる記録担体}	
G06K19/07739	6	{comprising a first part capable of functioning as a record carrier on its own and a second part being only functional as a form factor changing part, e.g. SIM cards type ID 0001, removably attached to a regular smart card form factor} {単独で記録担体として機能し得る第1の部品と, 一部を変えた形状として単に機能する第2の部品を含むもの, 例. 標準的なスマートカードの形状に取り外し可能に取り付けられる, タイプIDが0 0 0 1のS I Mカード}	
G06K19/07741	6	{comprising a first part operating as a regular record carrier and a second attachable part that changes the functional appearance of said record carrier, e.g. a contact-based smart card with an adapter part which, when attached to the contact card makes the contact card function as a non-contact card} {標準的な記録担体として動作する第1の部品と, 当該記録担体の機能的な態様を変更する付加的な第2の部品を含むもの, 例. 接触型カードに取り付けられたとき, 当該接触型カードを非接触型カードとして機能させるアダプター部品を備えた接触型ベースのスマートカード}	
G06K19/07743	5	{External electrical contacts} {外部電気接点}	Record carriers with an integrated circuit chip and with galvanic contacts at the surface of said record carriers, such as ISO 7816 smart cards.
G06K19/07745	5	{Mounting details of integrated circuit chips} {集積回路チップの取り付けにおける細部}	Record carriers with an integrated circuit chip wherein the integrated circuit chip is mounted into a card body, or the like, as a module.
G06K19/07747	6	{at least one of the integrated circuit chips being mounted as a module} {1つのモジュールとして取り付けられる, 少なくとも1つの集積回路チップ}	

G06K19/07749	5	{the record carrier being capable of non-contact communication, e.g. constructional details of the antenna of a non-contact smart card} {非接触通信可能な記録担体, 例. 非接触スマートカードのアンテナに関する構造上の細部}	G06K 19/07749 is for constructional details particular for non-contact data carriers, such as RFIDs, e.g. methods of placing the antenna wire on the data carrier:
G06K19/0775	6	{arrangements for connecting the integrated circuit to the antenna} {集積回路をアンテナに接続するための機構}	
G06K19/07752	7	{using an interposer} {インターポーザを使用するもの}	
G06K19/07754	7	{the connection being galvanic} {接続が接触的であるもの}	
G06K19/07756	7	{the connection being non-galvanic, e.g. capacitive} {接続が非接触的であるもの, 例. 容量結合}	
G06K19/07758	6	{arrangements for adhering the record carrier to further objects or living beings, functioning as an identification tag} {他の物体や生物に, 識別タグとして機能する記録担体を付着させる機構}	
G06K19/0776	7	{the adhering arrangement being a layer of adhesive, so that the record carrier can function as a sticker} {記録担体がのり付きラベルとして機能できるための, 接着層からなる付着機構}	
G06K19/07762	7	{the adhering arrangement making the record carrier wearable, e.g. having the form of a ring, watch, glove or bracelet (record carriers for insertion in the human body for medical purposes A61B90/00; record carriers adapted for attachment to animals A01K11/00)} {記録担体をウェアラブルにする付着機構, 例. 指輪, 腕時計, 手袋または腕輪の形状を有するもの (医療用で人体に挿入される記録担体 A 6 1 B 1 9 / 0 0 ; 動物に取り付けるのに適した記録担体 A 0 1 K 1 1 / 0 0)}	
G06K19/07764	7	{the adhering arrangement making the record carrier attachable to a tire (tire temperature or pressure control arrangements, see B60C23/00)} {記録担体をタイヤに取り付け可能とする付着機構 (タイヤの温度または圧力を制御する装置 B 6 0 C 2 3 / 0 0)}	
G06K19/07766	6	{comprising at least a second communication arrangement in addition to a first non-contact communication arrangement} {第1の非接触通信装置に加えて少なくとも1つの第2の通信装置を含むもの}	
G06K19/07767	7	{the first and second communication means being two different antennas types, e.g. dipole and coil type, or two antennas of the same kind but operating at different frequencies} {ダイポール型とコイル型のような, 異なるタイプの2つのアンテナ, または, 同じ種類であるが異なる周波数で動作する2つのアンテナ, からなる第1及び第2の通信手段}	
G06K19/07769	7	{the further communication means being a galvanic interface, e.g. hybrid or mixed smart cards having a contact and a non-contact interface} {接触性インターフェイスからなる他の通信手段, 例. 接触型及び非接触型インターフェイスを有する, ハイブリッド型または混合型スマートカード}	

G06K19/07771	6	{the record carrier comprising means for minimising adverse effects on the data communication capability of the record carrier, e.g. minimising Eddy currents induced in a proximate metal or otherwise electromagnetically interfering object} {記録担体のデータ通信特性への悪影響を最小限にするための手段を含む記録担体, 例. 近接している金属または他の電磁氣的に妨害する物体内に誘導される渦電流の最小化}	
G06K19/07773	6	{Antenna details (antennas for wireless devices, e.g. RFID tags, in general H01Q1/22)} {アンテナの細部 (無線装置, 例. R F I D タグ, 用のアンテナ一般 H 0 1 Q 1 / 0 0)}	
G06K19/07775	7	{the antenna being on-chip} {オンチップアンテナ}	
G06K19/07777	7	{the antenna being of the inductive type} {誘導性タイプであるアンテナ}	
G06K19/07779	8	{the inductive antenna being a coil} {コイルである誘導性アンテナ}	
G06K19/07781	9	{the coil being fabricated in a winding process} {ワインディングプロセスによって製造されるコイル}	
G06K19/07783	9	{the coil being planar} {平面コイル}	
G06K19/07784	8	{the inductive antenna consisting of a plurality of coils stacked on top of one another} {積み重ねられた複数のコイルからなる誘導性アンテナ}	
G06K19/07786	7	{the antenna being of the HF type, such as a dipole} {ダイポールのような, HF 帯型であるアンテナ}	
G06K19/07788	7	{the antenna being of the capacitive type} {容量性タイプであるアンテナ}	
G06K19/0779	7	{the antenna being foldable or folded} {折り畳み可能なアンテナ, または折り畳まれたアンテナ}	
G06K19/07792	7	{the antenna adapted for extending in three dimensions} {3次元への展開に適したアンテナ}	
G06K19/07794	7	{the record carrier comprising a booster or auxiliary antenna in addition to the antenna connected directly to the integrated circuit} {集積回路に直接接続されたアンテナに加えて, ブースターアンテナまたは補助アンテナを含む記録担体}	
G06K19/07796	6	{arrangements on the record carrier to allow stacking of a plurality of similar record carriers, e.g. to avoid interference between the non-contact communication of the plurality of record carriers} {同様の複数の記録担体を重ねることを可能にする記録担体の装置, 例. 複数の記録担体が行う非接触通信の間の干渉を回避するもの}	
G06K19/07798	6	{part of the antenna or the integrated circuit being adapted for rupturing or breaking, e.g. record carriers functioning as sealing devices for detecting not-authenticated opening of containers (electronic seals G09F3/03)} {破裂または破壊に適したアンテナまたは集積回路の部品, 例. 認証されることなくコンテナが開けられたことを検知する封印装置として機能する記録担体 (電子シールについては, G09F3/03)}	

G06K19/08	2	using markings of different kinds {or more than one marking of the same kind} in the same record carrier, e.g. one marking being sensed by optical and the other by magnetic means 同一記録担体中に異なる種類のマーキングを用いるもの、 {あるいは同じ種類の複数のマーキングを用いるもの} 例. 一方のマーキングは光学的に読み取られ、他方のマーキングは磁気的手段によって読み取られるもの	G06K 19/08 and lower contains data carriers with two different types of markings, e.g., a bar code and a magnetic stripe on the same data carrier.
G06K19/083	3	{Constructional details} {構造上の細部}	This head group is not used anymore to classify new documents. Please classify in its lower subgroup G06L19/086 instead
G06K19/086	4	{with markings consisting of randomly placed or oriented elements, the randomness of the elements being useable for generating a unique identifying signature of the record carrier, e.g. randomly placed magnetic fibers or magnetic particles in the body of a credit card} {素子のランダムさが記録担体の唯一の識別特性を生成するのに有用な、ランダムに配置されるか方向付けられた当該素子からなるマークを含むもの、例. クレジットカードの基体内の、ランダムに配置された磁性繊維または磁性粒子}	Markings consisting of randomly placed or oriented elements, the randomness of the elements being for generating a unique identifying signature of the record carrier, e.g., randomly placed magnetic fibres or magnetic particles in the body of credit card. Example: A card comprising a pattern of random cracks from which a digital signature is derived.
G06K19/10	3	at least one kind of marking being used for authentication, e.g. of credit or identity cards {identification cards not to be read by a machine B42D25/00; } verification of coded identity or credit cards in mechanisms actuated by them G07F7/12 {; printed identity or similar identification-bearing cards not for use with a machine B42D25/00} 少なくとも一種類のマーキングが認証のために用いられるもの、例. クレジットカードまたは身分証明書の認証のために用いられるもの ({ B 4 2 D 2 5 / 0 0 の機械では読み取られない身分証明書のカード ; } これらによって動作されるコード化された身分証明者やクレジットカードの認証 G 0 7 F 7 / 1 2 { ; 機械で使用されない印刷された身分証明書や同様の認証用カードは B 4 2 D 2 5 / 0 0 }	Record carriers that comprise a first type and a different second type of digital marking wherein one of these digital markings is particularly suited for authenticating the record carrier. Examples: copy protected DVD comprising a required decoding key in an RFID transponder incorporated in the DVD body.
G06K19/12	4	the marking being sensed by magnetic means マーキングが磁気的手段によって読取られるもの	
G06K19/14	4	the marking being sensed by radiation マーキングが放射線によって読取られるもの	
G06K19/145	5	{at least one of the further markings being adapted for galvanic or wireless sensing, e.g. an RFID tag with both a wireless and an optical interface or memory, or a contact type smart card with ISO 7816 contacts and an optical interface or memory} {接触式または無線式の読み取りに適した、少なくとも1つの更なるマーキング、例. 無線式と光学式の両方のインターフェイスまたはメモリを備えたRFIDタグ、またはISO 7816規格の接点と光学式のインターフェイスまたはメモリとを備えた接触型スマートカード}	
G06K19/16	4	the marking being a hologram or diffraction grating マーキングがホログラムまたは回折格子であるもの	
G06K19/18	4	Constructional details 構造上の細部	

表 22 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q1/00 以下)

CPC	ド ット	タイトル	解説
H01Q1/00	0	<p>Details of, or arrangements associated with, aerials (arrangements for varying orientation of directional pattern H01Q3/00) NOTE This group covers only: structural details or features of aerials not dependent on electric operation; structural details or features applicable to more than one type of aerial or aerial element. Structural details or features described with reference to, or clearly applicable only to, aerials or aerial elements of a particular type are classified in the group appropriate to that type.</p> <p>空中線の細部または空中線に関連する構成 (指向特性の方向を変えるための構成 H01Q3/00) 注. 1. このグループは以下のもののみを含む: 電氣的な作用によらない空中線の構造上の細部または特徴; 空中線または空中線要素の 2 以上の型に適用される構造上の細部または特徴. 2. 引照されたものや明らかに特殊型の空中線または空中線要素の各々のみ適用されるか, または関連して表現された構造上の細部または特徴はその型特有のグループに分類される.</p>	<p>Structural details or features of antennas not dependent on electric operation and applicable to more than one type of antenna. However, structural details or features described with reference to an antenna of a particular type are classified in the group or sub-group appropriate to that type. This implies that any class under H01Q 1/00 should normally be accompanied by another class specifying the antenna type and/or working principle.</p>
H01Q1/002	1	<p>{Protection against seismic waves, thermal radiation or other disturbances, e.g. nuclear explosion; Arrangements for improving the power handling capability of an aerial (cooling H01Q1/02)}</p> <p>{地震波, 熱放射その他の妨害作用, 例. 核爆発からの保護; 空中線の出力管理性能を高めるための装置 (冷却 H01Q1/02)}</p>	<p>Power handling capability means efficiency. Also effects due to high-power use, e.g. multipaction, (passive) intermodulation, as far as it relates to antennas, are to be classified here.</p>
H01Q1/005	1	<p>{Damping of vibrations; Means for reducing wind-induced forces (damping of vibrations in general F16F)}</p> <p>{防振; 風により誘発した力を低減させるための手段 (防振一般 F16F)}</p>	<p>Also covered by this group: reduction of mechanical deformations of an antenna, mast, etc.</p>
H01Q1/007	1	<p>{specially adapted for indoor communication}</p> <p>{屋内通信に特に適合したもの}</p>	<p>Indoor coverage with distributed antennas. 'Indoor' is to be interpreted in a broad sense, e.g. inside an airplane, room, building.</p>
H01Q1/02	1	<p>Arrangements for de-icing; Arrangements for drying-out; Arrangements for cooling; Arrangements for preventing corrosion (radomes H01Q1/42)</p> <p>結氷防止装置; 防湿装置 {冷却装置; 腐食防止装置 (ラドーム H01Q1/42)}</p>	<p>Heating for removing snow or ice, for example used to blow droplets of water of the radome of a horn radiator in an earth station antenna. Cooling of T/R modules (see also H01Q 21/0025 Modular arrays).</p>
H01Q1/04	1	<p>Adaptation for subterranean or subaqueous use</p> <p>地中または水中で使用するために適合するもの</p>	<p>In a borehole, tunnel, underground or underwater.</p>
H01Q1/06	1	<p>Means for the lighting or illuminating of aerials, e.g. for purpose of warning</p> <p>空中線の点灯または照明のための手段, 例. 注意のためのもの</p>	<p>Originally used for lamps on masts; now also used for a LED on an antenna of a mobile phone. See the class F21S 8/00 as lighting devices for signalling; lamps on antennas or powerlines; antenna markers.</p>

H01Q1/08	1	Means for collapsing aerials or parts thereof: {Collapsible aerials}{collapsible supports H01Q1/1235}; collapsible loop aerials H01Q7/02; {collapsible helical aerials H01Q11/086; collapsible reflecting surfaces H01Q15/161, H01Q15/20}; collapsible H-aerials or Yagi aerials H01Q19/04) 空中線またはその部品を折りたたむための手段； {折りたたみ可能な空中線} ({折りたたみ可能な支持体H01Q1/1235}; 折りたたみ可能なループ空中線H01Q7/02; [N:折りたたみ可能ならせん空中線H01Q11/086; 折りたたみ可能な反射表面H01Q15/161, H01Q15/20]; 折りたたみできるH型空中線または八木空中線H01Q19/04)	
H01Q1/081	2	{Inflatable antennas} {可膨張アンテナ}	
H01Q1/082	3	{Balloon antennas (balloon supported antennas H01Q1/1292)} {バルーンアンテナ (バルーンに支持されたアンテナH01Q1/1292)}	
H01Q1/084	2	{Pivotable antennas (mechanical movement of aerial or aerial system for changing or varying the orientation or the shape of the directional pattern H01Q3/02; adjustment of angle between two radiating elements H01Q9/12)} {回転可能なアンテナ (指向特性の方向または形を変えるための空中線または空中線系の機械的移動H01Q3/02; 2つの輻射素子間の角度の調節H01Q9/12)}	Using (normally) a hinge.
H01Q1/085	2	{Flexible aerials; Whip aerials with a resilient base} {可撓性の空中線; 弾性基台をもつホイップ空中線}	Traditional whip antenna with a mounting coil for a vehicle, rubber duck antenna (monopole coil wrapped in rubber cover).
H01Q1/087	3	{Extensible roll-up aerials} {伸長可能な巻上げ式の空中線}	Tape measure used as an antenna with variable length; antennas used on a vehicle that can be (electrically) extended by means of a tape-measure like conductor, push-pull wire, etc.
H01Q1/088	2	{Quick-releasable antenna elements} {高速解除式アンテナ要素}	
H01Q1/10	2	Telescopic elements テレスコープ状素子	Thin hollow metallic tubes/pipes that can be pushed into one another; telescoping tubing (former active group for telescopic car or mobile antennas).
H01Q1/103	3	{Latching means; ensuring extension or retraction thereof} {掛止め手段; その伸縮を確実にするもの}	Extension/retraction by motor; BNC/bajonet type of releasable connecting arrangements.
H01Q1/106	3	{Means for locking or protecting against unauthorized extraction} {不正な抜き取りからの鎖錠手段または保護手段}	
H01Q1/12	1	Supports; Mounting means ({for the purpose of scanning H01Q3/00; mounting structure for reflecting surfaces H01Q15/14; towers, masts, or poles E04H12/00}; supporting conductors in general H02G7/00) 支持物; 取り付け手段 ({走査を目的とするものH01Q3/00; 反射表面のための取り付け構造H01Q15/14; 塔, マストまたは棒E04H12/00}; 導電体の支持一般H02G7/00)	Any support related to an antenna; lower groups have turned into mobile telecoms usage.
H01Q1/1207	2	{for fastening a rigid aerial element} {剛性空中線要素を固定するもの}	Details of coupling fastening devices by engagement/disengagement.

H01Q1/1214	3	{through a wall} {壁を介するもの}	For example: through the vehicle body of automobiles. Mounting through the roof of another object, e.g. vehicle, house, housing.
H01Q1/1221	3	{onto a wall} {壁に接するもの}	Wall mounted, also onto house roofs or tile roofs. If the wall is penetrated, it should be classified in H01Q 1/1214.
H01Q1/1228	3	{on a boom (coupling of tubular pipes F16B7/04)} {ブームに付けられたもの (管状パイプの結合 F 1 6 B 7 / 0 4)}	Boom is to be interpreted as a supporting tubular pipe; cross-section of this pipe can be circular, rectangular, etc.
H01Q1/1235	2	{Collapsible supports: Means for erecting a rigid antenna} {折りたたみ可能な支持体 ; 剛性アンテナを立てるための手段}	Tripods; vehicles for telescopic masts.
H01Q1/1242	2	{Rigid masts specially adapted for supporting an aerial} {空中線を支持するために特に適用される剛性マスト}	Tower, mast, pylon, pole, post: a self-supporting mast as lattice, or a concrete mast or guyed mast with guy cables for anchoring.
H01Q1/125	2	{Means for positioning (stabilising H01Q1/18; remotely controlled positioning H01Q3/005)} {位置決めするための手段 (安定するもの H 0 1 Q 1 / 1 8 ; 遠隔操作された位置決め H 0 1 Q 3 / 0 0 5)}	Antenna aiming; pointing the antenna to a fixed target by mechanical movement; sometimes also called tracking, i.e. means motion given to the major lobe of an antenna with the intention that a selected moving target, e.g. satellite, be contained within the major lobe. Collimation means adjusting accurately the line of sight, 'making parallel' However, scanning (a repetitive motion given to the major lobe of an antenna) in H01Q 3/10.
H01Q1/1257	3	{using the received signal strength (direction finding G01S3/38; diversity H04B7/10)} {受信した信号の強さを用いるもの (方向探知 G 0 1 S 3 / 3 8 ; 多様性 H 0 4 B 7 / 1 0)}	The strength of the received signal is monitored, as used as a parameter for steering the positioning means; normally feed back processing is used.
H01Q1/1264	3	{Adjusting different parts or elements of an aerial unit} {空中線ユニットの異なる部品または要素を調整するもの}	Not frequently used; large overlap with the classes H01Q 3/02 and groups thereunder.
H01Q1/1271	2	{for mounting on windcreens} {フロントガラスに取り付けるためのもの}	Glass antenna; window-; window pane-; on-vehicle glass antenna.
H01Q1/1278	3	{in association with heating wires or layers} {電熱線または層と関連するもの}	
H01Q1/1285	3	{with capacitive feeding through the windscreen} {フロントガラスを介する容量供給をもつもの}	Can be capacitive feeding through the complete glass layer, or partly through the glass layer, e.g. from within the layer to one outside thereof.
H01Q1/1292	2	{for mounting on balloons} {気球に取り付けるためのもの}	Not frequently used; overlap with H01Q 1/082: the distinction is that in this class the balloon is only the support, whereas in H01Q 1/082 the balloon is the antenna.
H01Q1/14	2	for wire or other non-rigid radiating elements ワイヤーまたは他の剛直でない輻射器のための手段	Mechanical details for the so-called curtain antennas used in HF broadcast.
H01Q1/16	3	Strainers, spreaders, or spacers 緊張具, 展延具, スペイサ	
H01Q1/18	2	Means for stabilising aerials on an unstable platform {(reducing wind-induced forces H01Q1/005)} 不安定な台上に空中線を安定化するための手段 {風により誘発した力の低減 (H 0 1 Q 1 / 0 0 5)}	The unstable platform can be a ship, or a tower which is bending due to wind forces. Often a gimbal is used.
H01Q1/185	3	{by electronic means (electronic scanning H01Q3/26)} {電子的手段によるもの (電子走査 H 0 1 Q 3 / 2 6)}	Any depointing due to the moving platform is corrected for using electronic means.

H01Q1/20	2	Resilient mountings 弾性的取り付け	Mechanical details of fixtures; normally used in conjunction with a monopole-like radiator (stems from old car-antennas with a resilient base, e.g. coil).
H01Q1/22	2	by structural association with other equipment or articles {{portable transceivers H04B1/3827}} 他の装置や物品との構造上の結合によるもの {携帯用送受信機 (H04B1/3827)}	The antenna or antennas are mounted on something else; this something else is an item with a dedicated use; integration aspects of the antenna and the item.
H01Q1/2208	3	{associated with components used in interrogation type services, i.e. in systems for information exchange between an interrogator/reader and a tag/transponder, e.g. in Radio Frequency Identification [RFID] systems (G06K 7/00 and G06K 19/00 take precedence)}	Antennas for a system of interrogator / reader which sends a unique identification (ID) to a tag which receives and sends back its stored information.
H01Q1/2216	4	{used in interrogator/reader equipment}	Antennas for interrogation reader (stationary, portable or hand-held) depending on operating frequency such as e.g. loop or dipole antennas; also multi-frequency, multiple antennas; antenna arrays.
H01Q1/2225	4	{used in active tags, i.e. provided with its own power source or in passive tags, i.e. deriving power from RF signal}	Antenna types depending on operating frequencies. Inductively coupled as multilayer coils, wrapped around ferrite cores, or radiatively coupled as dipoles, folded dipoles/monopoles, short loops, bow-tie, patch antennas
H01Q1/2233	4	{used in consumption-meter devices, e.g. electricity, gas or water meters (remote reading of utility meters G01D 4/002; transmission of measured values using a radio link in general G08C 17/02)}	
H01Q1/2241	4	{used in or for vehicle tyres (tyres in general B60C 3/04)}	For monitoring pressure, wear, etc.
H01Q1/225	3	{used in level-measurement devices, e.g. for level gauge measurement (level measuring with electromagnetic waves in general G01F 23/284)}	Normally a radar principle including time-of-flight is used to determine the distance between the radiating antenna the liquid or other material inside a container. This is to be used for details on the radiating antenna, not on other aspects for the measurement system (see G01F 23/284).
H01Q1/2258	3	{used with computer equipment}	Antennas for computer equipment as laptops, notebooks, pdas, tablets, desktops or workstations.
H01Q1/2266	4	{disposed inside the computer}	Also antennas mounted in(side) a hinge are considered here.
H01Q1/2275	4	{associated to expansion card or bus, e.g. in PCMCIA, PC cards, Wireless USB}	Typically the expansion card is removable; this reflects more the use of the antenna. Illustrative example of subject-matter classified in this group:
H01Q1/2283	3	{mounted in or on the surface of a semiconductor substrate as a chip-type antenna or integrated with other components into an IC package (chip carriers for flat cards H01L 23/49855)}	A small-size antenna which has an antenna element buried in a dielectric chip or stacked on the surface of a dielectric chip. (Murata appears to be the major applicant here).
H01Q1/2291	3	{used in bluetooth or WI-FI devices of Wireless Local Area Networks [WLAN] (H01Q 1/241 take	Antennas for a wireless system of access points as base stations and of clients with laptops, notebooks, PDA's, desktops or workstations.
H01Q1/24	3	with receiving set 受信機をもつもの	Documents where antennas are in a transmitting/receiving set, i.e. a transceiver. "Receiving" here means actually receiving and/or transmitting.
H01Q1/241	4	{used in mobile communications, e.g. GSM (H01Q1/247, H01Q1/248 take precedence)} {移動通信に用いられるもの, 例. GSM (H01Q1/247, H01Q1/248が優先)}	GSM: Global System for Mobile Communication, also 3G and other telecommunications systems.
H01Q1/242	5	{specially adapted for hand-held use} {手持ちで使用するために特に適用されるもの}	Hand-held here excludes wireless phone for domestic use. In mobile (read: cellular) telephones.
H01Q1/243	6	{with built-in antennas} {組込アンテナをもつもの}	Stored/located/contained within the housing. Also when integrated within the shell of the phone housing.
H01Q1/244	7	{extendable from a housing along a given path} {所定の通路に沿ってハウジングから延長できるもの}	Normally antenna is within the housing, but part of it can be extracted (extendable; extractable; pulled out; stored, pushed in, contained; passive, retract+). The device should be claimed/disclosed: isolated antennas in H01Q 1/08 or H01Q 1/10 (and subgroups).

H01Q1/245	6	{with means for shaping the antenna pattern, e.g. in order to protect user against rf exposure} {アンテナパターンを成形するための手段, 例. 使用者を無線周波数の露光から保護するためのもの}	Health protection, RF exposure. Overlap in H04B: "protect user against rf exposure". This class is about measures that influence the shape of the pattern, with the aim of reducing RF exposure /absorption by the user.
H01Q1/246	5	{specially adapted for base stations} {基地局のために特に適用されるもの}	To be interpreted as base stations in generalised cells (macro / micro / pico).
H01Q1/247	4	{with frequency mixer, e.g. for direct satellite reception or Doppler radar (active antennas H01Q23/00)} {周波数混合器をもつもの, 例. 直接衛星受信またはドップラレーダー (能動アンテナH01Q23/00)}	As LNB (Low noise block converter) or LNC (Low Noise Converter) or LNA (Low Noise Amplifier) as feeder of reflector antennas.
H01Q1/248	4	{provided with an AC/DC converting device, e.g. rectennas} {交直変換装置を備えるもの, 例. レクテナ}	Rectifying antenna for microwave power transmission and conversion; antenna elements and rectifiers (diodes) are directly connected to produce a DC output; energy harvesting.
H01Q1/26	3	with electric discharge tube 放電管をもつもの	For example plasmas used for exciting waves; ionised gas columns excited by coil antenna at base.
H01Q1/27	1	Adaptation for use in or on movable bodies (H01Q1/08, H01Q1/12, H01Q1/18 take precedence {; portable transceivers H04B1/3827}) 移動体上やその内部で使用するに適するもの (H01Q1/08, H01Q1/12, H01Q1/18が優先; {携帯用送受信機H04B1/3827})	Illustrative example of subject-matter classified in this group:
H01Q1/273	2	{Adaptation for carrying or wearing by persons or animals} {人または動物が運搬または着用するのに適したもの}	Mostly wristwatch-type-, clock-, timepiece antennas; collars; necklaces.
H01Q1/276	3	{for mounting on helmets} {ヘルメットに取り付けるためのもの}	Military applications; use of these helmets by motor cycle drivers, soldiers.
H01Q1/28	2	Adaptation for use in or on aircraft, missiles, satellites, or balloons 航空機, ミサイル, 人工衛星または気球上やその内部で使用するに適するもの	Illustrative example of subject-matter classified in this group:
H01Q1/281	3	{Nose antennas} {ノーズアンテナ}	Antennas mounted in the nose of an airplane behind a radome.
H01Q1/282	3	{Modifying the aerodynamic properties of the vehicle, e.g. projecting type aerials} {車両の空力学的特性を変更するもの, 例. 突出型の空中線}	Antenna inside a radom projecting from the fuselage/housing of the vehicle.
H01Q1/283	4	{Blade, stub antennas} {ブレード, スタブアンテナ}	Form of a monopole antenna that is blade-shaped for strength and low aerodynamic drag. E.g. shape of a blade or fin protruding from the surface of the aircraft affecting the aircraft aerodynamics; e.g. monopole made by flat sheet.
H01Q1/285	3	{Aircraft wire antennas (means for trailing H01Q1/30)} {航空機ワイヤアンテナ (垂下のための手段H01Q1/30)}	Wire antennas mounted on the vehicle; fuselage / housing used as support. Trailing antennas are NOT classified here.
H01Q1/286	3	{substantially flush mounted with the skin of the craft} {航空機の表皮に実質的に埋込取り付けされたもの}	An antenna constructed into the surface of a mechanism, or of a vehicle, without affecting the shape of that surface. Contrast with a conformal antenna: An antenna (array) that conforms to a surface whose shape is determined by considerations other than electromagnetic; for example, aerodynamic or hydrodynamic.
H01Q1/287	4	{integrated in a wing or a stabiliser} {翼または安定装置に統合されたもの}	Only specifies the location where the antennas are flush mounted.

H01Q1/288	3	{Satellite antennas} {衛星アンテナ}	Antennas mounted in or on a satellite or space based station in aerospace, e.g. communication satellite as geostationary or low or medium earth orbiting (LEO or MEO).
H01Q1/30	3	Means for trailing aerials 垂下空中線用の手段	Antenna being trailed by aircraft, missiles, ships, satellites or balloons.
H01Q1/32	2	Adaptation for use in or on road or rail vehicles (telescopic elements H01Q1/10; resilient mountings for aerials H01Q1/20) 道路や線路における乗物上やその内部で使用するに適するもの (テレスコープ状素子H01Q1/10; 空中線の弾性的取り付けH01Q1/20)	
H01Q1/3208	3	{characterised by the application wherein the antenna is used} {アンテナが使用される用途を特徴とするもの}	Directed at the use of the antennas.
H01Q1/3216	4	{where the road or rail vehicle is only used as transportation means} {道路や線路における乗り物が輸送手段としてのみ使用される場合}	
H01Q1/3225	4	{Cooperation with the rails or the road} {道路や線路との協働}	
H01Q1/3233	4	{particular used as part of a sensor or in a security system, e.g. for automotive radar, navigation systems} {センサの一部としてまたは安全装置に特に使用されるもの, 例. 車両用レーダー, ナビゲーション装置}	Safety and security aspects.
H01Q1/3241	5	{particular used in keyless entry systems} {キーレスエントリ装置に特に使用されるもの}	
H01Q1/325	3	{characterised by the location of the antenna on the vehicle} {アンテナの車両への取り付け位置を特徴とするもの}	Directed at the location of the antenna on the vehicle.
H01Q1/3258	4	{using the gutter of the vehicle; Means for clamping a whip aerial on the edge of a part of the vehicle} {車両の溝を使用するもの; ホイップ空中線を車両の一部の端に締め付けるための手段}	
H01Q1/3266	4	{using the mirror of the vehicle} {車両のミラーを使用するもの}	Internal AND external mirrors.
H01Q1/3275	4	{mounted on a horizontal surface of the vehicle, e.g. on roof, hood, trunk} {車両の水平面, 例. 屋根, ボンネット, トランクに取り付けられたもの}	
H01Q1/3283	4	{side-mounted antennas, e.g. bumper-mounted, door-mounted (mounted on windcreens H01Q1/1271)} {側面に取り付けられたアンテナ, 例. バンパーに取り付けられたもの, ドアに取り付けられたもの (フロントガラスに取り付けられたものH01Q1/1271)}	
H01Q1/3291	4	{mounted in or on other locations inside the vehicle or vehicle body} {車両または車体内部の他の場所に取り付けられたもの}	For example: Roof rack; inside cavities within the vehicle.

H01Q1/34	2	Adaptation for use in or on ships, submarines, buoys, or torpedoes (for subaqueous use H01Q1/04; retractable loop aerials H01Q7/02) 船, 潜水艦, ブイまたは水雷上やその内部で使用 するに適するもの (水中で使用するためのもの H 0 1 Q 1 / 0 4 ; 伸縮自在なループ空中線 H 0 1 Q 7 / 0 2)	
H01Q1/36	1	Structural form of radiating elements, e.g. cone, spiral, umbrella: {Particular materials used therewith}(H01Q1/08, H01Q1/14 take precedence) 輻射器の構成上の形状, 例. コーン, ら旋, 傘状; {それと共に使用される特殊な材料}(H 0 1 Q 1 / 0 8, H 0 1 Q 1 / 1 4 が優先)	Directed at specific shapes of the radiator.
H01Q1/362	2	{for broadside radiating helical antennas} {舷側輻射らせんアンテナのためのもの}	Definitions: An antenna whose configuration is that of a helix (the diameter, pitch, and number of turns in relation to the wavelength provide control of the polarization state and directivity) Here: helical antennas in the normal mode that means radiation broadside to the helix with linear polarization if helix diameter is less than lambda but length is comparable to lambda; i.e. helical monopole (coiling the antenna along its length). H01Q 11/08+: helical antennas in axial/radial mode and circular polarization as monofilar, bifilar or quadrifilar (circumference in order of lambda and axial length several times larger than lambda).
H01Q1/364	2	{using a particular conducting material, e.g. superconductor} {特定の導電材料を使用するもの, 例. 超電導体}	Directed at specific/special materials.
H01Q1/366	3	{using an ionized gas} {電離ガスを使用するもの}	
H01Q1/368	3	{using carbon or carbon composite} {炭素または炭素複合材を使用するもの}	
H01Q1/38	2	formed by a conductive layer on an insulating support ({patch antennas H01Q9/0407; microstrip dipole antennas H01Q9/065; microstrip slot antenna as H01Q13/106; transmission line microstrip antennas H01Q13/206; manufacturing reflecting surfaces using insulating material for supporting the reflecting surface H01Q15/142}; conductors in general H01B5/14) 絶縁支持体上に導電層によって形成したもの ({パッチアンテナH 0 1 Q 9 / 0 4 0 7 ; マイク ロストリップダイポールアンテナH 0 1 Q 9 / 0 6 5 ; マイクロストリップスロットアンテナH 0 1 Q 1 3 / 1 0 6 ; 伝送路マイクロストリップア ンテナH 0 1 Q 1 3 / 2 0 6 ; 反射表面の支持に 絶縁材料を用いた反射表面の製造H 0 1 Q 1 5 / 1 4 2 } ; 導体一般H 0 1 B 5 / 1 4)	Sub-group of H01Q 1/36 whereby special structural forms of radiating elements are mounted on an insulating support. Printed circuit antenna, an antenna of some desired shape bonded onto a dielectric substrate with various insulating materials, like dielectrics; ceramics, ferrites, ferroelectric composites.
H01Q1/40	1	Radiating elements coated with or embedded in protective material 保護材料に被覆されまたは埋込まれた輻射素子	Protective cover like as radome and better matching to epsilon air.
H01Q1/405	2	{Radome integrated radiating elements} {ラドームを統合した輻射素子}	Elements are INSIDE radome.
H01Q1/42	1	Housings not intimately mechanically associated with radiating elements, e.g. radome 輻射素子と機械的に接触しない覆, 例. ラドーム	A cover, usually intended for protecting an antenna from the effects of its physical environment without degrading its electrical performance.
H01Q1/421	2	{Means for correcting aberrations introduced by a radome} {ラドームにより導入された収差を補正するた め の手段}	Normally choice of material, thicknesses of layers, etc.

H01Q1/422	2	{comprising two or more layers of dielectric material (H01Q1/425 takes precedence)} {2つ以上の誘電材料の層を含むもの (H01Q1/425が優先)}	Normally multilayer or sandwich construction.
H01Q1/424	3	{comprising a layer of expanded material} {拡張された材料の層を含むもの}	Normally used using a moulding/molding process and expansion, e.g. polystyrene shells used for protection against weather influences.
H01Q1/425	2	{comprising a metallic grid} {金属格子を含むもの}	Metallic grid e.g. for heating; as polarizer or frequency selective surface (FSS)
H01Q1/427	2	{Flexible radomes} {可撓ラドーム}	Normally used are fabrics.
H01Q1/428	2	{Collapsible radomes; rotatable, tiltable radomes} {折りたたみ可能なラドーム; 回転可能な, 傾斜可能なラドーム}	
H01Q1/44	1	using equipment having another main function to serve additionally as an aerial; {Means for giving an aerial anaesthetic aspect}(H01Q1/28 - H01Q1/34 take precedence) 空中線として付加的に役立つ他の主な機能をもった装置を用いるもの; {空中線に美的外観を与えるための手段 (H01Q1/28~H01Q1/34が優先)}	Artificial trees; disguising antenna in other objects; camouflage; nicer, (a)esthetic appearance for reflectors; patterning / coloring of antennas; devices with integrated perfume dispensers.
H01Q1/46	2	Electric supply lines or communication lines {circuits for signal transmission via power distribution lines H04B3/56} 給電線または通信線路 {(配電線を介する信号伝送のための回路H04B3/56)}	Power distribution lines used for a lf radar application.
H01Q1/48	1	Earthing means; Earth screens; Counterpoises (earthing pins H01R4/66) 接地手段; 接地網; カウンターポイズ (接地棒H01R4/66)	Counterpoise: A system of conductors, elevated above and insulated from the ground, forming a lower system of conductors of an antenna.
H01Q1/50	1	Structural association of aerials with earthing switches, lead-in devices or lightning protectors (lead-in devices H01B; lightning protectors, switches H01H) 接地スイッチ, 引込線装置または避雷器と空中線の構成上の結合 (引込線装置H01B; 避雷器, スイッチH01H)	Only when integrated with antenna. The devices as such are in H01T.
H01Q1/52	1	Means for reducing coupling between aerials; Means for reducing coupling between an aerial and another structure {(absorbing means H01Q17/00)} 空中線間の減結合手段; 空中線と他の装置との間の減結合手段 {(吸収手段H01Q17/00)}	Reducing the irradiation of objects.
H01Q1/521	2	{reducing the coupling between adjacent antennas} {隣接するアンテナ間の減結合}	Antennas are next to each other, but have no relation to another: antennas on the same GSM mast, but dedicated to the same service.
H01Q1/523	3	{between antennas of an array} {配列とアンテナの間}	Antennas next to each other, and belong to the same array, i.e. Sharing a feeding system.
H01Q1/525	3	{between emitting and receiving antennas (feed-through nulling for radar G01S7/038)} {送受信アンテナの間 (レーダのための貫通接続の無効化G01S7/038)}	Solutions for overload / saturation at RX antenna: one antenna transmits, and at the same time, the other neighbouring antenna receives.

H01Q1/526	2	{Electromagnetic shields (anechoic chambers G01R29/105; shielding of instruments G12B17/00, of CRT H01J29/867, of electrical apparatus or components H05K9/00)} {電磁遮へい (無響室 G 0 1 R 2 9 / 1 0 5 ; 機器の遮へい G 1 2 B 1 7 / 0 0 , C R T の遮へい H 0 1 J 2 9 / 8 6 7 , 電気装置または部品の遮へい H 0 5 K 9 / 0 0)}	Grounded wall between a radiator and something else; fences.
H01Q1/528	2	{reducing the reradiation of a support structure (in a parabolic reflector antenna H01Q19/023)} {支持構造の再放射の減少 (パラボラ反射鏡アンテナにおけるもの H 0 1 Q 1 9 / 0 2 3)}	Reducing the influence of currents induced by the antenna onto, e.g. A support; increasing the decoupling of a ground-plane supported antenna, where the ground plane is not a counterpoise. ideally influence should be nothing, e.g. antenna on space craft.

表 23 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q3/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H01Q3/00	0	Arrangements for changing or varying the orientation or the shape of the directional pattern of the waves radiated from an aerial or aerial system {(means for positioning H01Q1/125)} 空中線または空中線系から放射される電波の指向特性の方向または形を変えるための構成 {(位置決めのための手段 H 0 1 Q 1 / 1 2 5)}	Changing or varying the orientation that is beam steering as changing the direction of the major lobe. Related is beam scanning that is a repetitive motion given to the major lobe. Changing or varying the shape that is beam forming. Motion of the major lobe to have moving target within the lobe that is beam tracking. Realized either: · by mechanically moving the antenna or the feed or · by electronically altering the aperture excitation with amplitude and phase.
H01Q3/005	1	{using remotely controlled aerial positioning or scanning (remote control in general G08C)} {遠隔操作された空中線の位置決めまたは走査を用いるもの (遠隔制御一般 G 0 8 C)}	Remote control aspects as such.
H01Q3/01	1	varying the shape of the aerial or aerial system 空中線または空中線系の形を変えるもの	The variations are mechanical variations, e.g. Deformable sub-reflectors in dual reflector antenna systems.
H01Q3/02	1	using mechanical movement of aerial or aerial system as a whole 全体として空中線または空中線系の機械的移動を利用するもの	The whole antenna moves, i.e. one needs. Rotary joints, couplers between fixed TIR and rotating antenna. Rotary joints belong to H01P.
H01Q3/04	2	for varying one co-ordinate of the orientation 1 座標内の方向を変えるためのもの	Either azimuth, elevation or another axis of rotation, e.g. Polar axis for leo orbit satellites.
H01Q3/06	3	over a restricted angle 限られた角度以上のもの	
H01Q3/08	2	for varying two co-ordinates of the orientation 2 座標内の方向を変えるためのもの	Normally variation of two (orthogonal) angles, e.g. Azimuth and elevation, polar and cross-polar angles.
H01Q3/10	3	to produce a conical or spiral scan 円錐状または渦巻状走査を発生するもの	The direction of maximum radiation generates a cone whose vertex angle is in the order of the antenna half-power beamwidth.
H01Q3/12	1	using mechanical relative movement between primary active elements and secondary devices of aerials or aerial systems {(positioning H01Q1/1264)} 空中線または空中線系の 1 次輻射器と 2 次装置との間の機械的な相対運動を利用するもの {(位置決め H 0 1 Q 1 / 1 2 6 4)}	The movement is relative, one element moves w.r.t. another one, e.g. feed w.r.t. lens, sub-reflector w.r.t. feed. See also lower classes for specific cases of relative movement.

H01Q3/14	2	for varying the relative position of primary active element and a refracting or diffracting device 1次輻射器と屈折または回折装置の相対位置を変えるもの	Refracting device, like lens. Diffracting device, like grating.
H01Q3/16	2	for varying relative position of primary active element and a reflecting device 1次輻射器と反射装置の相対位置を変えるもの	Primary active element, like feed, radiating element. Reflecting device, like sub reflector or main reflector.
H01Q3/18	3	wherein the primary active element is movable and the reflecting device is fixed 1次輻射器が移動して反射装置が固定されたもの	Mechanically moving the feed of the antenna, that is steerable-beam antenna. Feed-motion, off-axis fed, that is lateral displacement of the feed.
H01Q3/20	3	wherein the primary active element is fixed and the reflecting device is movable 1次輻射器が固定されて反射装置が移動するもの	Reflector tilt; subreflector scanning.
H01Q3/22	1	varying the orientation in accordance with variation of frequency of radiated wave 放射電波の周波数の変化に従って指向方向を変えるもの	Type of electronic scanning, i.e. scanning an antenna beam by electronic or electric means without moving parts, inertialess scanning. Frequency scanning is defined as that the direction of the radiated beam is controlled by changing the operating frequency. It is based on the fact that the phase delay through a length of transmission line changes with frequency; no phase shifters. Frequency hopping means that the frequency of the transmitter abruptly changes (or hops) in accordance with a pseudo-random code sequence; the receiver tracks these changes. With a phased array without phase shifters, frequency hopping will inevitably result in beam scanning.
H01Q3/24	1	varying the orientation by switching energy from one active radiating element to another, e.g. for beam switching 1つの輻射素子から他の輻射素子にエネルギーを切り替えることにより指向方向を変えるもの、例、ビーム切り替えのためのもの	Scanning of a radiating beam by selecting a particular fixed beam from an available set of fixed beams. Due to the switching, there exists only a single beam at a time. The non-selected elements are simply not used. This concept is distinctively different from having a multiple beam array antenna with a beam former for which only a specific beam port is selected. In this specific case all the active elements will radiate/receive at all times. For example, if the direction of main radiation of two antenna elements is different, selecting one or the other element will change the direction of the beam.
H01Q3/242	2	{Circumferential scanning} {円周走査}	Circumferential scanning means that the beams scan around the circumference e.g. with a cylindrical array, an array on a cylinder with transfer switches (double-pole, double or four throw switches).
H01Q3/245	2	{in the focal plane of a focussing device} {集束装置の焦点面上のもの}	The switching in fact causes the phase center of the active element to change, e.g. lateral displacement. As a consequence, also the produced beam changes direction.
H01Q3/247	2	{by switching different parts of a primary active element} {1次輻射器の異なる部分の切換えによるもの}	On-off switching of elements or parts of a single element.

H01Q3/26	1	<p>varying the relative phase or relative amplitude of energisation between two or more active radiating elements; varying the distribution of energy across a radiating aperture (H01Q3/12, H01Q3/22, H01Q3/24 take precedence; use of steered beams for mobile service area coverage H04W16/28)</p> <p>2つ以上の放射素子間の励振電力の相対的な位相または振幅を変えるもの; 放射開口に加えるエネルギーの分布を変えるもの (H01Q3/12, H01Q3/22, H01Q3/24が優先; {移動通信サービスエリアをカバーするための一定の方向に向けられたビームの使用H04W16/28})</p>	<p>Varying the phase or amplitude:</p> <ul style="list-style-type: none"> beam can be scanned by using phase shifters to change the excitation phases of its array elements; and forming a desired radiation pattern by amplitude control via amplifiers/attenuators. <p>Varying the distribution of energy across aperture:</p> <ul style="list-style-type: none"> amplitude distribution (uniform or non-uniform) over a aperture, near or on an antenna, on which it is convenient to make assumptions over the field values at external points e.g. applying amplitude taper for reducing sidelobes as Taylor or Dolph-Chebyshev distributions.
H01Q3/2605	2	<p>{Array of radiating elements provided with a feedback control over the element weights, e.g. adaptive arrays (tracking G01S3/42)}</p> <p>{素子の重量のフィードバック制御を備えた放射素子の配列, 例. 適応配列 (トラッキングG01S3/42)}</p>	<p>Adaptivity: automatic signal-dependent weight adjustment to reduce unwanted signals and/or emphasize the desired signal or an antenna system having circuit elements associated with its radiating elements such that one or more of the antenna properties are controlled by the received signal.</p> <p>Different Weight-determining Algorithms in the Adaptive Control Processor.</p> <p>Applebaum-Howell circuit</p>
H01Q3/2611	3	<p>{Means for null steering: Adaptive interference nulling}</p> <p>{ゼロステアリングのための手段; 適応干渉の無効化}</p>	
H01Q3/2617	4	<p>{Array of identical elements}</p> <p>{同一素子の配列}</p>	
H01Q3/2623	5	<p>{composed of two antennas}</p> <p>{2つのアンテナからなるもの}</p>	
H01Q3/2629	4	<p>{Combination of a main antenna unit with an auxiliary antenna unit}</p> <p>{主アンテナユニットと補助アンテナユニットの組合せ}</p>	<p>Sidelobe canceller, sidelobe blanker: destructive interference is used for blanking a null in a pattern by subtraction of signals having identical amplitude and phase: this causes a distinct null in the pattern.</p>
H01Q3/2635	5	<p>{the auxiliary unit being composed of a plurality of antennas}</p> <p>{複数のアンテナからなる補助ユニット}</p>	
H01Q3/2641	6	<p>{being secondary elements, e.g. reactively steered}</p> <p>{2次素子, 例. 反動的に向けられるもの}</p>	<p>Adjusting terminating reactances, e.g. Varicap diodes.</p>
H01Q3/2647	3	<p>{Retrodirective arrays}</p> <p>{逆行配列}</p>	<p>Perform beam steering in an automatic fashion by retransmitting an incoming selfphased signal in a phase conjugated manner. The received signal is then retransmitted in the direction it was originated from. Active devices can be added to enhance the return signal (that is, active retrodirective antenna system); as retro-reflector or retro-reflective transponder: Van Atta array.</p>
H01Q3/2652	3	<p>{Self-phasing arrays}</p> <p>{自己整相配列}</p>	<p>A receiving antenna system that introduces a phase distribution among the array elements so as to maximize the received signal, regardless of the direction of incidence; Contrast with: Retrodirective.</p>
H01Q3/2658	2	<p>{Phased-array fed focussing structure}</p> <p>{位相配列を供給された集束構造}</p>	<p>Phased array in/at the focal point of a lens or parabolic/hyperbolic dish.</p>
H01Q3/2664	2	<p>{electrically moving the phase centre of a radiating element in the focal plane of a focussing device (switching H01Q3/245, phased-array feeds H01Q3/2658)}</p> <p>{焦点装置の焦点面上の放射素子の位相中心の電氣的移動 (切換H01Q3/245, 位相配列供給H01Q3/2658)}</p>	<p>This gives the possibility of shaping the beam that is incident upon the focussing device, as well as its angle of incidence.</p> <p>Examples:</p> <ul style="list-style-type: none"> rotating obstacles in front of a conical horn; aperture shaping: the aperture of a feed horn or of a focused reflector surface is modified.

H01Q3/267	2	{Phased-array testing or checking devices (measuring radiation diagrams of aeri-als G01R29/10)} {位相配列を試験または検査する装置 (空中線の輻射図形の測定G 0 1 R 2 9 / 1 0)}	Testing means diagnosis of faults by integral monitors; with built-in performance monitoring and measurement of aperture distribution; near-field measurements with a probe antenna; built-in test equipment BITE. Calibration means to standardize by determining the deviation from standard so as to ascertain the proper correction factors, i.e. diagnosis of errors in terms of amplitude and/or phase.
H01Q3/2676	2	{Optically controlled phased array (optical fibre networks H03H2/003)} {光学的に制御された位相配列 (光ファイバー網 H 0 3 H 2 / 0 0 3)}	Optical control means beam scanning by the use of photoelectric conversion i.e. optical to microwave conversion and reverse with lasers, photodiodes and fibers as true time delay elements; photonic time shifter; electric-optical conversion elements.
H01Q3/2682	2	{Time delay steered arrays} {時間遅延方向可変式アレイ}	Other method beside beam steering/scanning with phase shifters using delay lines which introduce a frequency independent time delay; e.g. switchable delay lines; Blass matrix.
H01Q3/2688	3	{using acoustic or magnetostatic wave devices} {音波または静磁波装置を使用するもの}	An input electrical signal is launched as acoustic signal by an input transducer. The acoustic signal undergoes a finite delay as it propagates over the medium and then reconverted to electrical signal. Surface Acoustic Wave (SAW) or Magnetostatic Wave (MSW) with YIG material as ferromagnetic material.
H01Q3/2694	3	{using also variable phase-shifters (H01Q3/2688 takes precedence)} {可変移相器も使用するもの (H 0 1 Q 3 / 2 6 8 8 が優先)}	For example: time delays in sub-array, phase shifters in each element. The time delay becomes important in wideband applications where 2π phase shift do not suffice. See also: R.C. Hansen, Phased array antennas, section 6.2.
H01Q3/28	2	varying the amplitude 振幅を変えるもの	Varying the amplitude for shaping the antenna pattern as beamwidth and sidelobes; shaped beams, varying the amplitude distribution of the radiating aperture e.g. by amplitude taper: <ul style="list-style-type: none"> · with power dividers, e.g. as directional coupler; hybrid ring; magic T, branch-line coupler; · with attenuators, · with amplifiers.
H01Q3/30	2	varying the {relative} phase {between the radiating elements of an array (H01Q3/2605, H01Q3/2658, H01Q3/2682, H01Q3/44 take precedence)} 次のものを変えるもの {相対的な} 位相 {配列の輻射素子間 (H 0 1 Q 3 / 2 6 0 5, H 0 1 Q 3 / 2 6 5 8, H 0 1 Q 3 / 2 6 8 2, H 0 1 Q 3 / 4 4 が優先)}	Varying the distribution of the phase over any path, surface or radiation pattern for steering, scanning the beam. Phase shifters can be broadly classified as mechanical or electronic, depending on whether the phase control is achieved through mechanical or electronic tuning.
H01Q3/32	3	by mechanical means 機械的な手段によるもの	Mechanical phase shifters are generally constructed in coaxial line or metallic waveguides. The insertion phase is varied by means of mechanical tuning, such as variation in the physical length or rotation-displacement of a dielectric slab inside the waveguide.
H01Q3/34	3	by electrical means (active lenses or reflecting arrays H01Q3/46) 電気的な手段によるもの (能動レンズまたは反射配列H 0 1 Q 3 / 4 6)	Electronic phase shifters as: <ul style="list-style-type: none"> · ferrite phase shifter and · semiconductor device phase shifter that use semiconductor junction devices as electronic control element.
H01Q3/36	4	with variable phase-shifters {(combined with time delay devices H01Q3/2682)} 可変移相器を有するもの {(時間遅延装置と組合わせたものH 0 1 Q 3 / 2 6 8 2)}	With continuous variation (analog phase shifter). In discrete step (digital): too coarse resolution will lead to discretisation lobes. Ferrite phase shifters: <ul style="list-style-type: none"> · enclosed in waveguide; · using a microstrip configuration; ferrimagnetic material; Faraday rotator phase shifter; either non reciprocal or reciprocal. Semiconductor device phase shifters: <ul style="list-style-type: none"> · with PIN-diodes; · Varactor diodes, Schottky diodes; · FET switches.

H01Q3/38	5	the phase-shifters being digital 移相器がデジタルのもの	Digital means in steps; e.g. as 3 bit phase shifter (180°,90°,45°): · with hybrid; · with circulator; · with loaded line; · with switched line.
H01Q3/385	6	{Scan control logics} {走査制御論理}	
H01Q3/40	4	with phasing matrix 移相マトリックスを有するもの	Circuit configuration whereby signal inputs are connected with antenna elements via a matrix with phase shifters and hybrid couplers; Beam Forming Matrix / Network (BFM,BFN). The inputs of the matrix are referred to beam ports, since the signal of this port corresponds to a beam direction. The BFN therefore works as a kind of Fourier transformer. For example: Butler Matrix: Network with number of inputs and outputs; multibeam; beam scanning by sequentially feeding the elements with the phase increment provided by the matrix. The phase gradient over the outputs is dependent on the beam port chosen. Blass-Matrix: a number of travelling wave feed lines are connected to a linear array; at each crossover point a small will be coupled and the path difference between the input and each element control the beam direction.
H01Q3/42	4	using frequency-mixing {(H01Q3/2676 takes precedence)} 周波数混合器を使用するもの {(H01Q3/2676が優先)}	Beam forming is carried out on Intermediate Frequency (I.F.). I.F. is formed when the R.F. signal coming from the antenna elements is mixed with local oscillator to convert the R.F. down to a more convenient frequency, where, for example, accurate phase shifts are easier to be performed.
H01Q3/44	1	varying the electric or magnetic characteristics of reflecting, refracting, or diffracting devices associated with the radiating element 輻射器と組み合わされた反射、屈折または回折するための装置の電氣的または磁氣的な特性を変えるもの	· With ferroelectric materials: have the property of variable dielectric constant with applied DC bias voltage; ferroelectric scanning. · With ferrite using magnetic phase control by changes the effective permeability by magnetic bias.
H01Q3/443	2	{varying the phase velocity along a leaky transmission line (frequency scanning H01Q3/22; non-resonant leaky-waveguide or transmission-line aeriels H01Q13/20)} {漏洩伝送線路に沿った位相速度を変えるもの (周波数走査H01Q3/22; 非共振漏洩導波管または伝送線路空中線H01Q13/20)}	Typically material parameters are varied to achieve the desired effect. The antenna is a leaky antenna.
H01Q3/446	2	{the radiating element being at the centre of one or more rings of auxiliary elements} {輻射素子が補助素子の1つ以上の環の中心にあるもの}	For example: one active element and a number of passive elements, reactively loaded and adjustable. Irrespective of the antenna types: here only the principle is classified.
H01Q3/46	2	Active lenses or reflecting arrays 能動レンズまたは反射配列	Reflective array: An antenna consisting of a feed and an array of reflecting elements arranged on a surface and adjusted so that the reflected waves from the individual elements combine to produce a prescribed secondary pattern. The reflecting elements can be waveguides containing electrical phase shifters and terminated by short circuits. Active lens: array of active units (receive-amplify-transmit), that is transponders, in which also phase shifts can be introduced. The array behaves as a lens, and high power can be generated. Active lens is therefore of the transmission type, whereas a reflecting array is of the reflection type.

表 24 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q5/00 以下)

CPC	ド ット	タイトル	解説
H01Q5/00	0	<p>Arrangements for simultaneous operation of aerials on two or more different wavebands, e.g. dual-band or multi-band arrangements (combinations of separate active aerial units operating in different wavebands and connected to a common feeder system H01Q21/30)</p> <p>2以上の異なる周波数帯における空中線の同時動作のための構成(素子の長さを調節できるものH01Q9/14;異なる周波数帯で動作し、かつ共通の給電装置に接続された別々の輻射器単位の組み合わせH01Q21/30)</p>	<p>An antenna designed to operate simultaneously, without modification, in any of a number of pre-set frequency bands.</p> <p>Antennas with (inherent) broadband characteristics are classified in the antenna type, e.g. folded or loaded or extended surface monopole antennas with broadband are classified in the relevant antenna type groups.</p> <p>Remark: It is sometimes difficult to draw a clear line between some of the groups, but here are some clear examples representing the underlying ideas.</p> <p>Dual-band imp-match: H01Q 5/335 Two feed points: H01Q 5/35 Different paths: H01Q 5/364 Branching: H01Q 5/371 Parasitic: H01Q 5/378 Imbricated, interleaved: H01Q 5/40 Special feed arrangement: H01Q 5/50 Common feeder: H01Q 21/30</p>
H01Q5/10	1	Resonant aerials	<p>Multiband aspects for resonant antennas ($\lambda/4$ or $\lambda/2$) as e.g. vertical monopole or horizontal dipole antennas.</p> <p>Single resonant multiband dipole or monopole antennas.</p> <p>Resonant antennas with trap circuits or stub elements</p>
H01Q5/15	2	for operation of centre-fed aerials comprising one or more collinear, substantially straight or elongated active elements	Collinear means a linear arrangement of radiating elements with their axis lying in a straight line (vertical or horizontal), e.g. multi-band trap centre-fed dipole.
H01Q5/20	1	characterised by the operating wavebands	Antennas with specific applications related to two or more different wavebands, where focus is on the application and not on how the achievement of the different wavebands is done.
H01Q5/22	2	RF wavebands combined with non-RF wavebands, e.g. infrared or optical	Arrangements of antennas with operation on both RF and non-RF wavebands.
H01Q5/25	2	Ultra-wideband [UWB] systems, e.g. multiple resonance systems; Pulse systems	
H01Q5/28	2	Arrangements for establishing polarization or beam width over two or more different wavebands	Antenna arrangement operating on two or more wavebands, where certain properties are achieved over these bands, such as constant polarisation, beam width, etc.
H01Q5/30	1	Arrangements for providing operation on different wavebands	Antennas with special features making the antenna operable over two or more different frequency bands. Antennas considered have a single fed radiating elements, connected radiating elements, or a combination of a fed radiating element and a non-directly fed element (parasitic element).
H01Q5/307	2	Individual or coupled radiating elements, each element being fed in an unspecified way	
H01Q5/314	3	using frequency dependent circuits or components, e.g. trap circuits or capacitors	Antennas having frequency dependent circuits in order to create multiple resonances, for example by trap circuits blocking parts of the antenna at certain frequencies.
H01Q5/321	4	within a radiating element or between connected radiating elements	
H01Q5/328	4	between a radiating element and ground	
H01Q5/335	4	at the feed, e.g. for impedance matching	Frequency dependent circuits at the (single) feed, and which are responsible for the multiple wavebands.
H01Q5/342	3	for different propagation modes (H01Q 5/314 takes precedence)	
H01Q5/35	4	using two or more simultaneously fed points	
H01Q5/357	4	using a single feed point	

H01Q5/364	5	Creating multiple current paths	Antennas having different current paths
H01Q5/371	6	Branching current paths	Antennas, where the different current paths are also branching
H01Q5/378	2	Combination of fed elements with parasitic elements	The arrangement of a fed antenna with a parasitic element in order to create different wavebands.
H01Q5/385	3	Two or more parasitic elements	
H01Q5/392	3	the parasitic elements having dual-band or multi-band characteristics	
H01Q5/40	1	Imbricated or interleaved structures; Combined or electromagnetically coupled arrangements, e.g. comprising two or more non-connected fed radiating elements	Antenna arrangement of fed radiating elements, where there is a structural and/or electromagnetic relationship between the elements. Antenna arrangement where two different types of antennas (dipole and monopole, slot and patch, etc.) are partly overlapping.
H01Q5/42	2	using two or more imbricated arrays (H01Q 5/49 takes precedence)	
H01Q5/45	2	using two or more feeds in association with a common reflecting, diffracting or refracting device	This place covers: · reflecting device, e.g. parabolic reflector; · diffracting device e.g. grids; · refracting device e.g. lens.
H01Q5/47	3	with a coaxial arrangement of the feeds	For example double coaxial horn; horn in horn; nested horn. Typically, the feeds have the same phase centre
H01Q5/48	2	Combinations of two or more dipole type aerials	
H01Q5/49	3	with parasitic elements used for purposes other than for dual-band or multi-band, e.g. imbricated Yagi aerials	For example vertical or horizontal stacked Yagi-Uda antennas
H01Q5/50	1	Feeding or matching arrangements for broad-band or multi-band operation	Antennas having special feeding/matching arrangements at or before the feeding for directing the signal from the antenna on at least two paths, for example diplexer circuitry.
H01Q5/55	2	for horn or waveguide aerials	

表 25 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q7/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H01Q7/00	0	Loop aerials with a substantially uniform current distribution around the loop and having a directional radiation pattern in a plane perpendicular to the plane of the loop ループのまわりに均一な電流分布をもちかつループ面と直角な面内に指向特性をもったループ空中線	An antenna whose configuration is that of a loop, bent into the shape of closed curve. Two types: · Small loops Circumference of the loop is small compared to lambda with constant current distribution (same value at any point) - magnetic antenna (more H-field) - max. sensitivity in the plane; nulls are perpendicular to the plane of the loop - circular (ring) with a number of windings as a solenoidal coil on a frame: multiturn loop; Alford loop antenna (see H01Q 7/08). · Large loops (resonant loops) The loop circumference is comparable to lambda with sinusoidal current distribution (half- or one wavelength loop); -more E-field (resonant loops; dual to dipole antenna) - max. sensitivity perpendicular to the plane - circular (ring); square (Quad, that is four sides lambda/4); delta, diamond shapes.
H01Q7/005	1	{with variable reactance for tuning the antenna (tuning resonant circuits H03J)} {アンテナを調整するための可変リアクタンスをもつもの (同調共振回路の調整 H03J)}	
H01Q7/02	1	Collapsible aerials; Retractable aerials 折りたたみできる空中線; 伸縮自在空中線	There are mechanical measures foreseen to collapse the aerial.

H01Q7/04	1	Screened aerials (H01Q7/02, H01Q7/06 take precedence) 遮へいされた空中線 (H01Q7/02, H01Q7/06が優先)	For improving the directivity the loop antenna is drawn into a metal tube with a gap. The gap constitutes a potential source which generates a current at the exterior side of the tube. The current generates a magnetic field around the external side of the tube (screened by the metal tubes).
H01Q7/06	1	with core of ferromagnetic material (H01Q7/02 takes precedence) 強磁性体材料のコアをもつもの (H01Q7/02が優先)	The voltage at the terminals of a small loop antenna can be increased by filling the loop with a core of permeable material. The effect of the core is to increase the magnetic flux through the area of the loop. Choice of materials with different permeability.
H01Q7/08	2	Ferrite rod or like elongated core フェライト棒または細長いコア状のものをもつもの	A loop receiving antenna with a ferrite rod core used for increasing its radiation efficiency.

表 26 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q9/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H01Q9/00	0	Electrically-short aerials having dimensions not more than twice the operating wavelength and consisting of conductive active radiating elements (loop aerials H01Q7/00; waveguide horns or mouths H01Q13/00; slot aerials H01Q13/00; combinations of active elements with secondary devices to give desired directional characteristic H01Q19/00; combinations of two or more active elements H01Q21/00) 動作波長の2倍以下の寸法で導体輻射器よりなる電氣的に短い空中線 (ループ空中線H01Q7/00; 導波管ホーンまたは開口H01Q13/00; スロット空中線H01Q13/00; 所望する指向特性を得るための2次装置をもった輻射器の組み合わせH01Q19/00; 2以上の輻射器の組み合わせH01Q21/00)	An integral number of $\lambda/2$ -standing waves of current or voltage; self-resonant e.g. $\lambda/2$ -dipole; $\lambda/4$ monopole; $\lambda/2 \times \lambda/2$ -square patch. Also electrically small antennas whose dimensions are such that it can be contained within a sphere whose diameter is small compared to a wavelength at the frequency of operation.
H01Q9/005	1	{for radiating non-sinusoidal waves} {非正弦波を放射するためのもの}	Originally intended for pulsed operation; now slowly moving to UWB type of operation.
H01Q9/02	1	Non-resonant aerials 非共振空中線	Used for pulsed signals; transient signals; reduction of ringing effect after extremely short pulses.
H01Q9/04	1	Resonant aerials 共振空中線	
H01Q9/0407	2	{Substantially flat resonant element parallel to ground plane, e.g. patch antenna (dipole H01Q9/285; monopole H01Q9/40)} {実質的に平坦で接地面に平行な共振素子, 例. パッチアンテナ (双極H01Q9/285; 単極H01Q9/40)}	Microstrip device with two parallel conducting layers, a ground plane and a resonant plate, separated by a thin dielectric substrate and a feeder coupled to the resonant plate. Rectangular patch; cavity-backed patch; inverted patch i.e. dielectric on top
H01Q9/0414	3	{in a stacked or folded configuration} {積み重ねまたは折り重ねられた構成のもの}	Stacked: Two or more electromagnetically coupled patches are placed on top of one another to increase bandwidth or operating on different frequencies.
H01Q9/0421	3	{with a shorting wall or a shorting pin at one end of the element (H01Q9/0414 takes precedence)} {素子の一端部に短絡壁または短絡ピンをもつもの (H01Q9/0414が優先)}	An inverted F antenna is essentially a shorted quarter wavelength long patch. Shorting pins/posts or vertical wall inserted where the surface currents are at a minimum maintain the antenna resonance at the same frequency as a full-size patch, thus size reduction, small size. Planar inverted L-antenna (PILA) Planar inverted F-antenna (PIFA).
H01Q9/0428	3	{radiating a circular polarised wave} {円偏波の放射}	Single-fed circularly polarised (CP) patch antenna: two orthogonal modes are generated by perturbations or modifications to the standard patch geometry; that leads to circular polarization radiation in the far field; without external network.

H01Q9/0435	4	{using two feed points} {2か所の給電点を使用するもの}	Circular polarised patch with dual feed at two orthogonal points with equal amplitude and 90° phase difference.
H01Q9/0442	3	{with particular tuning means} {特定の調整手段をもつもの}	Particular tuning means refers here to patch antennas where the resonance frequency or bandwidth may be adjusted/controlled by tuning elements/circuits like switch devices, diodes, varactors, reactive loading, stubs, strips, capacitors, permeability of ferrites, ferroelectric materials, etc.
H01Q9/045	3	{with particular feeding means (for circular polarisation H01Q9/0428)} {特殊な給電手段をもつもの (円偏波のためのもの H01Q9/0428)}	All feedings means which are particular, not standard like coaxial probe-fed or direct coplanar transmission line fed (H01Q9/0407). Particular direct coupling: transmission line with matching circuit and coax probe feed
H01Q9/0457	4	{electromagnetically coupled to the feed line} {給電路に電磁的に結合されているもの}	All patch antennas without direct connection of the feed line to the patch, i.e. with non-contacting feeding structures as electromagnetic coupling like: · proximity, capacitive coupling or · aperture (slot) coupling
H01Q9/0464	3	{Annular ring patch} {環状輪パッチ}	All patch antennas whereby the patch radiator is in the form of an annular ring which shows small size and larger bandwidth as compared to conventional rectangular or circular patches.
H01Q9/0471	3	{Non-planar, stepped or wedge-shaped patch} {非平面形, 階段状または楔状パッチ}	Special shaped patch antennas whereby the patch: · is non-planar e.g. curved; spherical; three dimensional shape; · stepped or · wedge shaped i.e. mounted on wedge-shaped dielectric; slanted; sloping patch).
H01Q9/0478	3	{with means for suppressing spurious modes, e.g. cross polarisation} {スプリアスモードを抑制するための手段をもつもの, 例. 交差偏波}	Patches with means for reducing spurious modes which cause cross polarization i.e. the unwanted other polarization e.g. the orthogonal linear or circular polarization caused by a second mode resp. by orthogonal currents on the patch.
H01Q9/0485	2	{Dielectric resonator antennas} {誘電体共振アンテナ}	Consists of a volume of a dielectric material disposed on or close to a grounded substrate, with energy transferred by way of monopole probes inserted into the dielectric or by way of aperture feeds provided in the ground substrate. In a dielectric resonator antenna (DRA) it is the dielectric material that radiates when excited by the feed. The resonant characteristics depend upon the shape and size of the volume of dielectric, the material $\gg 1$, the shape, size and position of the feeds thereto and also on the shape, size and position of the ground plane.
H01Q9/0492	3	{circularly polarised} {円偏波されたもの}	Using two feed points, or using coupled modes.
H01Q9/06	2	Details 細部	
H01Q9/065	3	{Microstrip dipole antennas (patch antenna H01Q9/0407)} {マイクロストリップ双極アンテナ (パッチアンテナ H01Q9/0407)}	A microstrip antenna of rectangular shape with its width much smaller than its length. A resonator made with a narrow conductor strip, i.e. making L resonant and W very thin.
H01Q9/08	3	Junction boxes specially adapted for supporting adjacent ends of collinear rigid elements 同一直線上にある複数の剛直な素子の接近した端部を支持するに適した接続箱	Originally used for top-set TV antenna with adjustable angle between telescopic dipole arms.
H01Q9/10	3	Junction boxes specially adapted for supporting adjacent ends of divergent elements 互に角度をもった素子の接近した端部を支持するに適した接続箱	

H01Q9/12	4	adapted for adjustment of angle between elements 素子間の角度の調節に適したもの	
H01Q9/14	3	Length of element or elements adjustable (telescopic elements H01Q1/10) 素子または素子系の長さが調節できるもの (テレスコープ状素子 H 0 1 Q 1 / 1 0)	
H01Q9/145	4	{by varying the electrical length} {電氣的長さを變化させることによるもの}	
H01Q9/16	2	with feed intermediate between the extremities of the aerial, e.g. centre-fed dipole (H01Q9/44 takes precedence) 空中線の両端間の中に給電するもの, 例. 中央給電ダイポール (H 0 1 Q 9 / 4 4 が優先)	A dipole consists of two collinear and contiguous metallic rods or tubes with the feed between or of two conical conductors, typical hollow, or of strips or triangles printed on a thin dielectric substrate: maximum radiation everywhere at right angles, zero along the length. Sleeve-dipole antenna: An antenna surrounded in its central portion by a coaxial conducting sleeve.
H01Q9/18	3	Vertical disposition of the aerial 空中線の垂直配置	Typically used for pattern which is omnidirectional in azimuth.
H01Q9/20	3	Two collinear substantially straight active elements; Substantially straight single active elements (H01Q9/28 takes precedence) 2つの同一直線上にあるまっすぐな輻射器; まっすぐな1つの輻射器 (H 0 1 Q 9 / 2 8 が優先)	Collinear, taht is axis lying in a straight line.
H01Q9/22	4	Rigid rod or equivalent tubular element or elements 剛直な棒または等価的に筒状素子または素子系	Cylindrical dipole: dipole with cylindrical arms
H01Q9/24	4	Shunt feed arrangements to single active elements, e.g. for delta matching 単一輻射器への分岐給電装置, 例. デルタ整合用のもの	This actually pertains to how the currents on the dipole are excited.
H01Q9/26	3	with folded element or elements, the folded parts being spaced apart a small fraction of operating wavelength (resonant loop aerials H01Q7/00) 折返し素子および素子系をもつもの, その折返し素子部分は動作波長に比べて僅かな間隔をもって配置されるもの (共振ループ空中線 H 0 1 Q 7 / 0 0)	An antenna composed of two or more parallel, closely-spaced dipole antennas connected together at their ends with one of the dipole antennas fed at its center and the others short-circuited at their centers.
H01Q9/265	4	{Open ring dipoles; Circular dipoles} {開放環双極子; 円形双極子}	Only pertains to the shape of the dipole.
H01Q9/27	3	Spiral aerials 渦巻状をした空中線	An antenna consisting of one or more conducting wires or tapes arranged as a spiral.
H01Q9/28	3	Conical, cylindrical, cage, strip, gauze, or like elements having an extended radiating surface; Elements comprising two conical surfaces having collinear axes and adjacent apices and fed by two-conductor transmission lines (biconical horns H01Q13/04) 円錐状, 円筒状, かご状, ストリップ状, 金網状などのように拡大した放射表面をもった素子; 同一直線上に配置され, 頂部が近接し, かつ2導体伝送線路によって給電される2つの円錐状表面からなる素子 (双円錐ホーン H 0 1 Q 1 3 / 0 4)	Basically any dipole geometry for which the dipole arms have a specific shape: bow-tie, bicone.
H01Q9/285	4	{Planar dipole (H01Q9/065 takes precedence; patch antenna H01Q9/0407)} {平面双極子 (H 0 1 Q 9 / 0 6 5 が優先; パッチアンテナ H 0 1 Q 9 / 0 4 0 7)}	Dipole printed on a dielectric substrate; printed -, dielectric dipole.

H01Q9/30	2	with feed to end of elongated active element, e.g. unipole (H01Q9/44 takes precedence) 延ばされた輻射器の端部に給電点をもつもの、例. ユニポール (H01Q9/44が優先)	An antenna, constructed above an imaging plane, that produces a radiation pattern approximating that of an electric dipole in the half-space above the imaging plane. The monopole requires a ground plane or counterpoise which may be the equipment enclosure. The monopole is a dipole with half of its length replaced by an "image created by an infinite (or very large) ground plane; also with base or centre loading. Coaxial monopole antenna: An antenna comprised of an extension to the inner conductor of a coaxial line and a radiating sleeve that in effect is formed by folding back the outer conductor of the coaxial line; sleeve-monopole/sleeve stub antenna.
H01Q9/32	3	Vertical arrangement of element (H01Q9/40 takes precedence) 素子の垂直配置 (H01Q9/40が優先)	Only pertains to the orientation.
H01Q9/34	4	Mast, tower, or like self-supporting or stay-supported aerials マスト, 塔, または自己支持したものや支索支持された空中線	Mechanical rigidity required
H01Q9/36	4	Mast, tower, or like self-supporting or stay-supported aerials 頂上装荷をもつもの	A vertical monopole with an additional metallic structure at the top intended to increase the effective height of the antenna and to change its input impedance.
H01Q9/38	4	with counterpoise (with counterpoise comprising elongated elements coplanar with the active element H01Q9/44) カウンターポイズをもつもの (輻射素子と同一平面上に延ばされた素子からなるカウンターポイズをもつもの H01Q9/44)	As series-fed or shunt-fed vertical antenna whereby the antenna is insulated from ground and whose feed line connects between ground and the lower end of the antenna or the antenna is connected directly to ground and whose feed line connects between ground and a point suitably positioned above.
H01Q9/40	3	Element having extended radiating surface 拡大した放射表面をもった素子	Basically any monopole geometry for which the radiator has a specific shape: conical, planartriangular, etc.
H01Q9/42	3	with folded element, the folded parts being spaced apart a small fraction of the operating wavelength 折返し素子, その折返された部分が動作波長にくらべて僅かな間隔をもって配置されるもの	A monopole antenna formed from half of a folded dipole with the unfed element(s) directly connected to the imaging plane. Inverted-L antenna: a short monopole as vertical element and a wire horizontal element (quarter wavelength) attached at the end of the monopole. Inverted-F antenna: a small I-L element is attached at the end of the vertical element of the ILA.
H01Q9/43	4	Scimitar aerials 三日月刀状をした空中線	Turkish sabre shape.
H01Q9/44	2	with plurality of divergent straight elements, e.g. V-dipole, X-aerial; with plurality of elements having mutually inclined substantially straight portions (turnstile aerials H01Q21/26) 複数の広がったまっすぐな素子をもつもの、例. V型ダイポール, X型空中線; まっすぐな部分が相互に傾いた複数の素子をもつもの (ターンスタイル空中線 H01Q21/26)	
H01Q9/46	3	with rigid elements diverging from single point 1点から広がった剛直な素子をもつもの	

表 27 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q11/00 以下)

CPC	ド ット	タイトル	解説
H01Q11/00	0	Electrically-long aerials having dimensions more than twice the shortest operating wavelength and consisting of conductive active radiating elements (leaky waveguides aerials, slot aerials H01Q13/00; combinations of active elements with secondary devices to give desired directional characteristic H01Q19/00; aerial arrays or systems H01Q21/00) 最短動作波長の2倍より長い寸法で導体輻射器よりなる電氣的に長い空中線 (漏洩導波管スロット空中線 H01Q13/00 ; 所望する指向特性を与えるための輻射器と2次装置との組み合わせ H01Q19/00 ; 空中線配列または系 H01Q21/00)	An antenna consisting of one or more wires whose length is large in respect to the wavelength (longwire antennas). Two types: · non-resonant (non-periodic; terminated) and · resonant antennas with standing waves. Long-wire antenna: A wire antenna that, by virtue of its considerable length in comparison with the operating wavelength, provides a directional pattern.
H01Q11/02	1	Non-resonant aerials, e.g. travelling-wave aerial 非共振空中線, 例. 進行波空中線	Travelling-wave antennas means antennas whose excitation has a quasiuniform progressive phase, as the result of a single feeding wave traversing its length in one direction only. Terminated in a resistance.
H01Q11/04	2	with parts bent, folded, shaped, screened, or electrically loaded to obtain desired phase relation of radiation from selected sections of the aerial (rhombic aerials, V-aerials H01Q11/06) 空中線の特定部分から放射するための所望する位相関係を得るため, 曲げられ, 折り返され, 形づくられ, 遮へいされまたは電氣的に装荷された部分をもつもの (ひし型空中線, V型空中線 H01Q11/06)	As fishbone antenna: an end-fire, travelling wave antenna.
H01Q11/06	2	Rhombic aerials; V-aerials ひし型空中線 ; V型空中線	Rhombic antenna: composed of long wire radiators arranged in such a manner that they form the sides of a rhombus. V-antenna: A V-shaped arrangement of two conductors, balanced fed at the apex, with induced angle, length and apex height above the earth chosen so as to give the desired directive properties to the radiation pattern.
H01Q11/08	8	Helical aerials らせん空中線	An antenna consisting of a single conductor or multiple conductors wound into a helical shape, whereby the helix circumference is of the order of one wavelength; radiating in axial mode i.e. along the helix axis. · monofilar, unifilar or · bifilar, quadrifilar, octofilar or multifilar also in backfire configuration
H01Q11/083	3	{Tapered helical aerials, e.g. conical spiral aerials} {先細り状のらせん空中線, 例. 円錐らせん状の空中線}	Windings are on a (part of a) cone; tapered geometries.
H01Q11/086	3	{collapsible} {折りたたみ可能なもの}	
H01Q11/10	2	Log-periodic aerials {periodic aerials, e.g. length or spacing of elements according to a given law}(H01Q11/08 takes precedence) 対数周期空中線 (H01Q11/08が優先) [3]	A class of antennas having the structural geometry such that its impedance and radiation characteristics repeat periodically as the logarithm of the frequency.
H01Q11/105	3	{using a dielectric support} {誘電性支持体を使用するもの}	
H01Q11/12	1	Resonant aerials 共振空中線	When the long-wire antenna is open at its end standing waves can be formed when the length is a multiple of the wavelength.

H01Q11/14	2	with parts bent, folded, shaped, or screened, or with phasing impedances, to obtain desired phase relation of radiation from selected sections of the aerial or to obtain desired polarisation effects 空中線の特定部分から放射するための所望する位相関係を得るためにまたは所望する偏波効果を得るため、曲げられ、折り返され、形づくられまたは遮へいされた部分をもつものまたは位相インピーダンスをもつもの	
H01Q11/16	3	in which the selected sections are collinear 特定部分が一直線上にあるもの	
H01Q11/18	3	in which the selected sections are parallelly spaced 特定部分が平行に配置されたもの [3]	
H01Q11/20	2	V-aerials V型空中線	A V-shaped arrangement of two horizontally arranged long-wire antenna. In essence, it is a centre-fed dipole for which the arms are collinear; this has an effect on the impedance seen at the feedpoint.

表 28 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H01Q13/00 以下)

CPC	ドット	タイトル (説明)	解説・本分類がカバーする内容等 (Definition statement より)
H01Q13/00	0	Waveguide horns or mouths; Slot aerials; Leaky-waveguide aerials; Equivalent structures causing radiation along the transmission path of a guided wave {multimode aerials H01Q25/04} 導波管ホーンまたは開口; スロット空中線; 漏洩導波管空中線; 伝送路に沿って放射を起こす等価構成 {マルチモード空中線 H 0 1 Q 2 5 / 0 4 }	Horn radiator: a waveguide section in which the cross section increases towards an open end that is the aperture. Slot antenna: a radiating element formed by a slot in a conducting surface. Leaky wave antenna: an antenna that couples power in small increments per unit length, either continuously or discretely, from a traveling wave structure to free space.
H01Q13/02	1	Waveguide horns 導波管ホーン	An antenna consisting of a waveguide section in which the cross sectional area increases towards an open end that is the aperture.
H01Q13/0208	2	{Corrugated horns (waveguide mouth antenna with corrugated flange H01Q13/065; manufacturing details H01Q13/0283)} {波形ホーン (波形フランジをもつ導波管開口アンテナ H 0 1 Q 1 3 / 0 6 5 ; 製造の細部 H 0 1 Q 1 3 / 0 2 8 3)}	A hybrid-mode horn antenna produced by cutting narrow transverse grooves of specified depth in the interior walls of the horn.
H01Q13/0216	3	{Dual-depth corrugated horns} {二重深度波形ホーン}	Depth of the corrugations is not constant: e.g. for dual frequency operation, the depth still is a quarter wave at the respective frequencies.
H01Q13/0225	3	{of non-circular cross-section (H01Q13/0216 takes precedence)} {非円形断面をもつもの (H 0 1 Q 1 3 / 0 2 1 6) が優先}	Rectangular, pyramidal, elliptical.
H01Q13/0233	2	{Horns fed by a slotted waveguide array (biconical horns H01Q13/06)} {スロット導波管配列に給電されるホーン (双円錐ホーン H 0 1 Q 1 3 / 0 6)}	Normally slots are disposed in the wall of a waveguide. Flanges are attached in order to increase directivity.
H01Q13/0241	2	{radiating a circularly polarised wave (H01Q13/0258 takes precedence; polarisation converters H01Q15/244, in a waveguide H01P1/17)} {円偏波の放射 (H 0 1 Q 1 3 / 0 2 5 8 が優先; 偏波変換器 H 0 1 Q 1 5 / 2 4 4 , 導波管におけるもの H 0 1 P 1 / 1 7)}	Converters from linear polarisation to circular and vice versa; linear to linear (polarisation rotator), or from linear to elliptical.

H01Q13/025	2	{Multimode horn antennas; Horns using higher mode of propagation (H01Q13/0241 takes precedence; multiple beam H01Q25/04)} {マルチモードホーンアンテナ; より高い伝播モードを使用するホーン (H01Q13/0241が優先; 多重ビームH01Q25/04)}	Multiple modes are used either for matching, or for cross-polarisation reduction, or any other aim
H01Q13/0258	3	{Orthomode horns (orthomode transducers H01P1/161)} {直交モードホーン (直交モードトランスデューサH01P1/161)}	Receiving or transmitting orthogonal polarised signals; polarisation filter which separates orthogonal polarisations within the same band; OMT.
H01Q13/0266	2	{provided with a flange or a choke} {フランジまたはチョークを備えるもの}	Chokes are either for VSWR reduction, or for sidelobe reduction
H01Q13/0275	2	{Ridged horns (slot-line radiating ends H01Q13/085)} {リッジを付けたホーン (スロット線路放射終端H01Q13/085)}	Ridges in pyramidal horns to expand frequency range of operation; ridge-loaded.
H01Q13/0283	2	{Apparatus or processes specially provided for manufacturing horns} {ホーンの製造のために特に設けられた装置または処理}	Any manufacturing process related to horns is to be classified here.
H01Q13/0291	3	{for corrugated horns} {波形ホーンのためのもの}	Any manufacturing process related to corrugated horns is to be classified here.
H01Q13/04	2	Biconical horns (biconical dipoles comprising two conical surfaces having collinear axes and adjacent apices and fed by a two-conductor transmission line H01Q9/28) 双円錐形ホーン (同一直線上に配置され頂部が接近しかつ2導体伝送路によって給電される2つの円錐状表面からなる双円錐ダイポールH01Q9/28)	An antenna consisting of two conical horns having a common axis and vertex.
H01Q13/06	1	Waveguide mouths (horns H01Q13/02) 導波管開口 (ホーンH01Q13/02)	An open waveguide with round or square opening.
H01Q13/065	2	{provided with a flange or a choke} {フランジまたはチョークを備えるもの}	Chokes for either for VSWR reduction, or for sidelobe reduction.
H01Q13/08	1	Radiating ends of two-conductor microwave transmission lines, e.g. of coaxial lines, of microstrip lines 2導体マイクロ波伝送線路, たとえば同軸線路, マイクロストリップの放射終端	Open-ended coaxial line: current minimum and voltage maximum at the end; standing waves by superposition of running and reflected wave TEM-mode coaxial line as feeding a radiating annular slot. Microstrip line, open-ended or with short-circuited edge.
H01Q13/085	2	{Slot-line radiating ends} {スロット線路放射終端}	In the form of tapered or flared slot antenna: Are a type of travelling-wave antenna where a travelling wave propagates along the surface of the antenna taper with a phase velocity less than the speed of light. Under this condition, endfire radiation results.
H01Q13/10	1	Resonant slot aerials 共振スロット空中線	A radiating element formed by a slot in a conducting surface; in its simplest form as thin rectangular slot having a length of $\lambda/2$ or λ cut in an extended thin flat sheet of metal excited by a voltage source to the opposite edges of the slot; complementary to dipole. Slot, usually a half-wavelength long, is cut from a large (relative to the slot length) metal plate. The center conductor of a coaxial cable is connected to one side of the slot, the outside conductor is connected to the other side of the slot; the feed-point can be off-center to provide 50-Ohm impedance.
H01Q13/103	2	{with variable reactance for tuning the antenna (tuning resonant circuits H03J)} {アンテナを調整するための可変リアクタンスをもつもの (共振回路の調整H03J)}	Basically impedance loading is used for tuning the antenna; here it can be a reactive load (L/C) or a resistive one (R), contrary to the definition of the class.

H01Q13/106	2	{Microstrip slot antennas (patch antenna elements H01Q9/0407)} {マイクロストリップスロットアンテナ (パッチアンテナ素子H01Q9/0407)}	Slot in conducting surface bonded to a thin grounded dielectric substrate.
H01Q13/12	2	Longitudinally slotted cylinder aeriels; Equivalent structures 軸方向にスロットが設けられた円筒形空中線; その等価構成	A cylindrical waveguide with a continuous slot in its wall; the geometry can be such it is not continuous, but curved or wave, in order to change the excitation law along the longitudinal extent of the waveguide. Examples: as narrow slot/slit, circular slot, annular ring, slot-ring antenna; spiral, bow-tie; folded slot antenna.
H01Q13/14	2	Skeleton cylinder aeriels 骨組上の円筒形空中線	
H01Q13/16	2	Folded slot aeriels 折返しスロット空中線	
H01Q13/18	2	the slot being backed by, or formed in boundary wall of, a resonant cavity (longitudinally slotted cylinder H01Q13/12); Open cavity antennas 共振空洞の境界壁に形成されまたは支持されたスロット (軸方向にスロットが設けられた円筒H01Q13/12); {開放空洞アンテナ}	
H01Q13/20	1	Non-resonant leaky-waveguide or transmission-line aeriels; Equivalent structures causing radiation along the transmission path of a guided wave {(varying the phase velocity H01Q3/443; near-field transmission systems using leaky cable H04B5/0018)} 非共振漏洩導波管または伝送線路空中線; 伝送路に沿って放射を起す等価構成 {位相速度を変えるものH01Q3/443; 漏れ波ケーブルを用いる近接電磁界伝送方式H04B5/0018}	An antenna that couples power in small increments per unit length, either continuously or discretely, from a travelling wave structure to free space; a guiding structure that leaks power all along its length; typically 20 times lambda; remaining power in matched load.
H01Q13/203	2	{Leaky coaxial lines} {漏洩同軸線路}	The radiation happens via periodic slits/slots or holes in the outer conductor; variation of slot length, width and inclination angle.
H01Q13/206	2	{Microstrip transmission line antennas} {マイクロストリップ伝送線路アンテナ}	A microstrip transmission line is normally non radiating but can be made to radiate: · by a series of patch antennas connected by a microstrip line; · by a series of radiators, resonant or not, coupled by proximity to the microstrip line; · bending the strip conductor (meandered periodically, sinusoidal, trapezoidal, zigzag).
H01Q13/22	2	Longitudinal slot in boundary wall of waveguide or transmission line {(H01Q13/203 takes precedence)} 導波管や伝送線路の境界壁に軸方向に設けたスロット {(H01Q13/203が優先)}	Leaky waveguide with long or narrow slits/slots or holes.
H01Q13/24	2	constituted by a dielectric or ferromagnetic rod or pipe (H01Q13/28 takes precedence) 誘電体または強磁性体の棒や管からなるもの (H01Q13/28が優先)	An antenna that employs a shaped dielectric rod as the electrically significant part of a radiating element. excited by a circular or rectangular waveguide; a surface wave travels along the rod till the end where it radiates into space. The polyrod antenna is a notable example of the dielectric rod when constructed of polystyrene. Ferrod made of ferrite material.
H01Q13/26	2	Surface waveguide constituted by a single conductor, e.g. strip conductor 単一導体から構成された表面導波体, 例. ストリップ導体	A surface wave radiates only at discontinuities, i.e. these discontinuities are therefore a requirement.

H01Q13/28	2	<p>comprising elements constituting electric discontinuities and spaced in direction of wave propagation, e.g. dielectric elements, conductive elements forming artificial dielectric (Yagi aerials H01Q19/30)</p> <p>電波の伝ばん方向に電氣的に不連続に構成したりまたは間隔をおいて配置した素子からなるもの、例、誘電体素子、擬似誘電体を構成する導電素子（八木空中線H01Q19/30）</p>	<p>Periodic modulation of the guiding structure: e.g. periodic metal strips Guiding structure: dielectric waveguide or dielectric image guide.</p> <p>Discontinuities by:</p> <ul style="list-style-type: none"> · grating by periodic array of grooves or b) grating of periodic array of metal strips; · continuous transverse stub;
-----------	---	--	--

表 29 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説（H01Q21/00 以下）

CPC	ドット	タイトル	解説
H01Q21/00	0	<p>Aerial arrays or systems (producing a beam the orientation or the shape of the directional pattern of which can be changed or varied H01Q3/00; {combination of imbricated aeriels or arrays operating on different wavebands H01Q5/40;} electrically-long aeriels H01Q11/00)</p> <p>NOTE This group includes: arrays comprising two or more individually energised similar active aerial units spaced apart; combinations of different types of active aeriels or arrays; combinations of substantially independant non-interacting active aeriels or arrays.</p> <p>空中線配列または系（指向特性の可変な方向または形のビームを作りだすものH01Q3/00；{異なる周波帯で動作する瓦状の空中線または配列の組合せH01G5/00C(ELA)}；電氣的に長い空中線H01Q11/00）注. このグループは下記のものを含む： - 個々に励振され間隔を置いて配置された類似の空中線単位を2つ以上含む配列； - 異なる型の空中線または配列の組み合わせ； - ほぼ独立した相互関係のない空中線または配列の組み合わせ；</p>	<p>An antenna comprised of a number of identical radiating elements in a regular arrangement and excited to obtain a prescribed radiation pattern.</p>
H01Q21/0006	1	<p>{Particular feeding systems}</p> <p>{特殊な給電方式}</p>	<p>Sub-arrays: In large arrays, the elements may be divided into a plurality of subarrays. The division into sub-arrays have a number of advantages, e.g. reduced number of phase shifters, but a more complex feed layout.</p>
H01Q21/0012	2	<p>{Radial guide fed arrays}</p> <p>{放射状ガイド給電配列}</p>	<p>The power is distributed using a radial waveguide.</p>
H01Q21/0018	2	<p>{Space- fed arrays}</p> <p>{空間給電配列}</p>	<p>The power is distributed via space to receiving elements, which in turn (re)transmit: e.g. active lens, see also H01Q 3/46.</p>
H01Q21/0025	2	<p>{Modular arrays}</p> <p>{モジュール形配列}</p>	<p>Any T/R module is classified here; the modules can be arrays themselves, e.g. subarrays.</p>
H01Q21/0031	2	<p>{Parallel-plate fed arrays; Lens-fed arrays (multibeam arrays H01Q25/008)}</p> <p>{平行板給電配列；レンズ給電配列（マルチビーム配列H01Q25/008）}</p>	<p>The power is distributed using a parallel plate waveguide.</p>
H01Q21/0037	2	<p>{linear waveguide fed arrays}</p> <p>{線状導波管給電配列}</p>	<p>The power is distributed using a linear waveguide of a particular cross-section.</p>
H01Q21/0043	3	<p>{Slotted waveguides (combination with horns H01Q13/0233)}</p> <p>{スロットを設けた導波管（ホーンとの組み合わせH01Q13/0233）}</p>	<p>The distributing waveguide contains slots.</p>
H01Q21/005	4	<p>{Slotted waveguides arrays}</p> <p>{スロットを設けた導波管配列}</p>	<p>Multiple waveguide are formed into an array.</p>

H01Q21/0056	5	{Conically or cylindrically arrayed} {円錐または円筒状に配列されたもの}	The individual arrays are disposed on a cone or a cylinder.
H01Q21/0062	4	{the slots being disposed around the feeding waveguide} {スロットが給電導波管の周囲に配置されているもの}	
H01Q21/0068	3	{Dielectric waveguide fed arrays} {誘電体導波管給電配列}	Power distribution by linear dielectric waveguide.
H01Q21/0075	2	{Stripline fed arrays (H01Q21/065 takes precedence)} {ストリップ線路給電配列 (H01Q21/065が優先)}	Power distribution using stripline, includes microstrips, suspended stripline, etc.
H01Q21/0081	3	{using suspended striplines} {吊られたストリップ線路を使用するもの}	Here suspended stripline. The ground plane is not connected directly on the substrate but separated by air space.
H01Q21/0087	1	{Apparatus or processes specially adapted for manufacturing antenna arrays (manufacturing waveguides H01P11/00)} {アンテナ配列を製造するために特に適用された装置または処理 (導波管の製造H01P11/00)}	Tile construction: the radiating elements, active devices are in parallel layers, which is also the direction in which the array is made. Brick construction: the interconnections are straightforward / perpendicular to the plane of the array.
H01Q21/0093	2	{Monolithic arrays} {モノリシック配列}	Using monolithic techniques to produce the array: upcoming technology ceramic cofiring technologies.
H01Q21/06	1	Arrays of individually energised active aerial units similarly polarised and spaced apart 同一方向に偏波された間隔を置いて配置された個々に励振された空中線単位の配列	This class only specifies the array geometry, not how they are fed, or whether the array is a phased array
H01Q21/061	2	{Two dimensional planar arrays} {二次元平面配列}	Two-dimensional array.
H01Q21/062	3	{using dipole aeriels; (H01Q21/067, H01Q21/068 take precedence)} {双極空中線を使用するもの; (H01Q21/067, H01Q21/068が優先)}	2D dipole array
H01Q21/064	3	{using horn or slot aeriels (slotted waveguides arrays H01Q21/005)} {ホーンまたはスロット空中線を使用するもの (スロットを設けた導波管配列H01Q21/005)}	2D slot/horn array, includes vivaldi elements.
H01Q21/065	3	{Patch antenna array} {パッチアンテナアレイ}	2D array of patches
H01Q21/067	3	{using endfire radiating aerial units transverse to the plane of the array} {配列面に直角な輻射縦型空中線ユニットを使用するもの}	Specific end-fire type of elements, e.g. rod antennas, helical antennas.
H01Q21/068	3	{using parallel coplanar travelling wave or leaky wave aerial units (H01Q21/065 takes precedence)} {平行同一平面進行波または漏えい波空中線単位を使用するもの (H01Q21/065が優先)}	Arrays of travelling wave or leaky wave units.
H01Q21/08	2	the units being spaced along or adjacent to a rectilinear path {(waveguide fed H01Q21/0037)} 直線方向に沿いまたはこの方向に近接して配置された単位 {(導波管給電H01Q21/0037)}	A one-dimensional array of elements whose corresponding points lie along a straight line.
H01Q21/10	3	Collinear arrangements of substantially straight elongated conductive units まっすぐに延びた導電単位の一直線上の配列	A linear array of radiating elements, usually dipoles, with their axis lying in a straight line.

H01Q21/12	3	Parallel arrangements of substantially straight elongated conductive units (travelling-wave aerials comprising transmission line loaded with transverse elements, e.g. "fishbone" aerial H01Q11/04) まっすぐに延びた導電単位の平行な配列 (交さず素子群によって装荷された伝送線路からなる進行波空中線, 例. "フィッシュボーン"空中線H01Q11/04)	
H01Q21/14	4	Adcock aerials アドコック空中線	A pair of vertical antennas separated by a distance of one-half wavelength or less, and connected in phase opposition to produce a radiation pattern having the shape of the figure eight in all planes containing the centers of the two antennas. Two vertical elements fed by 180° apart and mounted so that the system may be rotated; used for direction finding.
H01Q21/16	5	U-type U型のもの	
H01Q21/18	5	H-type H型のもの	
H01Q21/20	2	the units being spaced along or adjacent to a curvilinear path {(slotted waveguide arrays H01Q21/005; circularly or helically slotted waveguides H01Q21/0062)} 曲線方向に沿いまはこの方向に近接して配置された単位 {スロットを設けた導波管配列H01Q21/005; 円形またはらせん状にスロットを設けた導波管H01Q21/0062}	An array of elements whose corresponding points lay on a circle, or a part thereof, e.g. an arc.
H01Q21/205	3	{providing an omnidirectional coverage (turnstile aerials H01Q21/26)} {全方向性受信可能範囲を提供するもの(ターンスタイル空中線H01Q21/26)}	Radiating in all directions simultaneously
H01Q21/22	2	Aerial units of the array energised non-uniformly in amplitude or phase, e.g. tapered array, binomial array 空中線列の輻射器単位が均一でない振幅または位相によって励振されたもの, 例. テーパー空中線列, 2項式空中線列	An antenna that is designed to have a prescribed pattern shape differing significantly from the obtained from a uniform-phase aperture of the same size. not-equally or non-equally amplitude or phase; shaped-beam antenna. Also arrays where the elements are not located in a regular arrangement but e.g. randomly or thinned; not-equally spaced. Space-tapered or density-tapered array, that is an array antenna whose radiation pattern is shaped by varying the density of driven radiating elements over the array surface.
H01Q21/225	3	{Finite focus antenna arrays} {有限焦点アンテナ配列}	Zooming antennas, or near-field focusing antennas. Inactive group.
H01Q21/24	1	Combinations of aerial elements or aerial units polarised in different directions for transmitting or receiving circularly and elliptically polarised waves or waves linearly polarised in any direction {(circularly polarised patch antennas H01Q9/0428; circularly polarised horns H01Q13/0241; cross-polarised horns H01Q13/0258; polarisation converters H01Q15/242; cross-polarised rear feeds H01Q19/136; crossed polarisation dual antenna H01Q25/001)} 円形および楕円偏波された電波またはどの方向に直線偏波された電波をも送信または受信するため, 異なる方向に偏波された空中線単位の組み合わせ {(円偏波されたパッチアンテナH01Q9/0428; 円偏波されたホーンH01Q13/0241; 交差偏波されたホーンH01Q13/0258; 偏波変換器H01Q15/242; 交差偏波された後部給電; H01Q19/136; 交差偏波二重アンテナH01Q25/001)}	The ability to radiate different polarisations.

H01Q21/245	2	{provided with means for varying the polarisation (polarising devices H01Q15/24; tracking by comparing linear polarisation compounds G01S3/146; reducing depolarisation effects H04B7/00 polarisation diversity H04B7/10) {偏波を変えるための手段を備えるもの(偏波装置H01Q15/24;直線偏波合成物の比較によるトラッキングG01S3/146;偏波減極効果を低減するものH04B7/00 偏波ダイバーシティH04B7/10)}	Variable polarisation, adaptive polarisation.
H01Q21/26	2	Turnstile or like aerials comprising arrangements of three or more elongated elements disposed radially and symmetrically in a horizontal plane about a common centre 共通の中心について水平面内は対称で、かつ放射状に配置された3つ以上の延びた素子の配列からなるターンスタイルまたは類似の空中線	An antenna composed of two dipole antennas, perpendicular to each other, with their axes intersecting at their midpoints. Usually, the currents on the two dipole antennas are equal and in phase quadrature.
H01Q21/28	1	Combinations of substantially independent non-interacting aerial units or systems {(multiple beam H01Q25/00) 独立して干渉しない空中線単位または空中線系の組み合わせ ((多重ビームH01Q25/00))	Multiple antennas or antenna arrays defining an antenna system, but not having any relationship except being defined as part of the antenna system.
H01Q21/29	1	Combinations of different interacting aerial units for giving a desired directional characteristic (H01Q25/00 takes precedence) 所望する指向特性を与えるために異種の空間的に結合した空中線単位の組み合わせ (H01Q25/00が優先)	For example used for pattern synthesis; this class is NOT used for diversity applications (H04B 7/08 and subgroups). If the antennas defining the system do not operate on the same frequency, this group does not apply.
H01Q21/293	2	{one unit or more being an array of identical aerial elements (adaptive arrays H01Q3/2605) {1以上の単位が同一の空中線素子の配列であるもの(適応配列H01Q3/2605)}	One of the constituents is an array.
H01Q21/296	3	{Multiplicative arrays} {乗法型配列}	Form of a signal processing antenna system having circuit elements associated with its radiating element(s) that perform functions such as multiplication, storage, correlation, and time modulation of the input signals Data processing is used for achieving the final pattern.
H01Q21/30	1	Combinations of separate aerial units operating in different wavebands and connected to a common feeder system 異なった周波数帯で動作し、かつ共通の給電装置に接続された個々の空中線単位の組み合わせ	Separate antennas operating at different frequencies sharing a feeder system (or feed point). This leads to isolation problems.

表 30 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H03M13/00 以下)

CPC	ドット タイトル	解説
H03M13/00	<p>0 Coding, decoding or code conversion, for error detection or error correction; Coding theory basic assumptions; Coding bounds; Error probability evaluation methods; Channel models; Simulation or testing of codes (error detection or error correction for analogue/digital, digital/analogue or code conversion H03M1/00 - H03M11/00; specially adapted for digital computers G06F11/08, for information storage based on relative movement between record carrier and transducer G11B, e.g. G11B20/18, for static stores G11C; {use of error detection or error correction in transmission systems H04L1/004, in television systems H04N7/0357})</p> <p>誤りの検出または誤りの訂正のための符号化, 復号化または符号変換; 符号論の基本的仮説; 符号化の範囲; 誤りの確率の見積り法; チャンネル・モデル; 符号のシミュレーション, または試験 (アナログ/デジタル変換, デジタル/アナログ変換または符号変換のための誤りの検出または誤りの訂正 H03M1/00 から H03M11/00; デジタル計算機に特に適合するもの G06F11/08; 記録担体と変換器との間の相対運動に基づいた情報記憶のためのもの G11B, 例. G11B20/18; 静的記憶のためのもの G11C); {送信システム H04L1/004, テレビ装置 H04N7/0357 における誤り検出または誤り訂正の使用}</p>	<p>Encoding, decoding, coding or decoding schemes for the correction or detection of errors, i.e. error control coding (ECC) or forward error correction (FEC)</p> <ul style="list-style-type: none"> Codes for the correction or detection of errors, e.g. block codes, convolutional codes or concatenated codes Construction or design (including modification of existing codes by e.g. puncturing or extension) of codes for the correction or detection of errors Algorithms, methods or devices for encoding or decoding of codes for the correction or detection of codes Unequal error protection codes or schemes, i.e. codes or coding schemes that provide several levels of error protection <p>Coded modulation for error detection or correction. Combination of error correction coding and techniques for the efficient use of the spectrum, e.g. modulation codes with error correction properties Synchronisation by means of error correction codes</p> <p>Further information: It follows a brief explanation of those ECLA subgroups, where it might not be clear from the wording alone what technical features are meant to fall within their scope:</p>
H03M13/005	<p>1 {using punctured codes}</p> <p>{パンクチャード符号を用いるもの}</p>	<ul style="list-style-type: none"> denotes punctured codes in general when no particular details about puncturing are provided subgroup H03M 13/6362 should be used for documents that disclose particular details regarding a strategy/scheme for rate matching by puncturing that extends beyond the mere use of punctured codes H03M 13/6368 H03M 13/6393 should be used when a particular type of puncturing is used, viz. rate compatible or complementary puncturing
H03M13/01	<p>1 Coding theory basic assumptions; Coding bounds; Error probability evaluation methods; Channel models; Simulation or testing of codes</p> <p>符号論の基本的仮説; 符号化の範囲; 誤りの可能性の評価法; チャンネル・モデル; 符号のシミュレーションまたは試験</p>	
H03M13/015	<p>2 {Simulation or testing of codes, e.g. bit error rate [BER] measurements}</p> <p>WARNING H03M13/015 and H03M13/036 are not complete, see provisionally also H03M13/01</p> <p>{符号のシミュレーションまたは試験, 例. ビットエラーレート [BER] 測定}</p> <p>警告 H03M13/015 および H03M13/036 は未完成である, 暫定的に H03M13/01 も参照</p>	
H03M13/03	<p>1 Error detection or forward error correction by redundancy in data representation, i.e. code words containing more digits than the source words</p> <p>データ表現の冗長, すなわち元の語より符号化した語のほうがデジット数が多く含まれている, による誤り検出, または前方向誤り訂正</p>	

H03M13/033	2	{Theoretical methods to calculate these checking codes} {これらの検査符号を計算する理論的手法}	<ul style="list-style-type: none"> · this subgroup covers methods for the construction of codes, wherein the generic term construction covers the design of generator and parity-check matrices, the design of generator polynomials, the design of mapping schemes, the design of puncturing schemes etc. · if the design includes a computer search or a random component with subsequent optimisation, then the subgroup H03M 13/033 shall be allocated
H03M13/036	3	{Heuristic code construction methods, i.e. code construction or code search based on using trial-and-error} {ヒューリスティックコード作成方法, すなわち試行錯誤の利用に基づいたコード作成またはコード検索}	
H03M13/05	2	using block codes, i.e. a predetermined number of check bits joined to a predetermined number of information bits {(H03M13/2906 takes precedence)} ブロック符号を用いるもの, すなわち, 事前に決めた情報ビット数に加えた, 事前に決めたチェック・ビット数 {(H03M13/2906が優先)}	
H03M13/07	3	Arithmetic codes WARNING Not complete, see also G06F11/104 計算符号 警告 未完成である, G06F11/104も参照	
H03M13/09	3	Error detection only, e.g. using cyclic redundancy check [CRC] codes or single parity bit {(error detection or correction by redundancy in data representation G06F11/08)} WARNING Not complete, see also G06F11/10B エラー検出のみ, 例, 周期的冗長チェック (CRC) 符号, または単一のパリティ・ビット 警告 未完成である, G06F11/10Bも参照	
H03M13/091	4	{Parallel or block-wise CRC computation} {パラレルまたはブロックに関するCRC計算}	<ul style="list-style-type: none"> · this subgroup covers the calculation of CRCs (either during encoding or decoding) when the calculation is performed in a parallel or partly parallel manner, e.g. by 8 or 32 bit parallel processing · in contrast to partly parallel or parallel processing, there is serial processing in which a CRC is calculated 1 bit by 1 bit as it is done with a conventional linear feed-back shift register
H03M13/093	4	{CRC update after modification of the information word} {情報用語の修正後にCRCの更新}	<ul style="list-style-type: none"> · in some applications a CRC is calculated over an information word of n bits · during transmission over a plurality of hops, the information word may be updated, e.g. some bits in the header are changed, which requires a recalculation of the CRC · methods that do not fully recalculate the CRC but update the CRC only in respect to the changes of the information word (by exploitation of the linearity of the CRC code) are to be classified here · examples can be found in e.g. XP000291536, WO2004013973
H03M13/095	4	{Error detection codes other than CRC and single parity bit codes} {CRCおよびシングルパリティビットコード以外の誤差検知コード}	
H03M13/096	5	{Checksums} {チェックサム}	
H03M13/098	4	{using single parity bit} {単一のパリティ・ビットを用いるもの}	
H03M13/11	3	using multiple parity bits 複数のパリティ・ビットを用いるもの	

H03M13/1102	4	{Codes on graphs and decoding on graphs, e.g. low-density parity check [LDPC] codes} {グラフ上の符号および復号, 例. 低密度パリティ検査[LDPC]符号}	
H03M13/1105	5	{Decoding} {復号}	
H03M13/1108	6	{Hard decision decoding, e.g. bit flipping, modified or weighted bit flipping} {硬判定復号, 例. ビットフリップ, 変更または加重ビットフリップ}	
H03M13/1111	6	{Soft-decision decoding, e.g. by means of message passing or belief propagation algorithms} {軟判定復号, 例. メッセージ伝達法または確立伝搬法アルゴリズムの手段による}	
H03M13/1114	7	{Merged schedule message passing algorithm with storage of sums of check-to-bit node messages or sums of bit-to-check node messages, e.g. in order to increase the memory efficiency} {メッセージ伝達法アルゴリズムと, 検査からビットノードに伝搬されるメッセージまたはビットから検査ノードに伝搬されるメッセージの合計の保存の, マージされたスケジュール, 例. メモリー効率を高めるため}	<ul style="list-style-type: none"> · known in the literature as "Memory-Aware Decoder Architectures" and "Merged-Schedule Message-Passing (MSMP) algorithm" · see XP011104612 page 980, Section C for a detailed description · the memory efficiency is mainly due to eliminating the storage required to save every bit-to-check messages or check-to-bit messages as in the standard message passing decoding algorithm
H03M13/1117	7	{using approximations for check node processing, e.g. an outgoing message is depending on the signs and the minimum over the magnitudes of all incoming messages according to the min-sum rule} {検査ノード処理のために近似値を使用, 例. 発信メッセージがサインおよびmin-sumルールに従い全ての受信メッセージの大きさに対する最小値に依存する}	
H03M13/112	8	{with correction functions for the min-sum rule, e.g. using an offset or a scaling factor} {min-sumルールのための修正機能, 例. オフセットまたはスケール要因の使用}	
H03M13/1122	8	{storing only the first and second minimum values per check node} {検査ノードによる1番目および2番目の最小値のみを保存}	
H03M13/1125	7	{using different domains for check node and bit node processing, wherein the different domains include probabilities, likelihood ratios, likelihood differences, log-likelihood ratios or log-likelihood difference pairs} {検査ノード処理とビットノード処理とで異なるドメインを使用, 異なるドメインには確率, 公算比, 尤度差, 対数尤度比または対数尤度差が含まれる}	XP011027872 p. 512 or CA2310186 pages 17-18 disclose an overview on the several possible domains.
H03M13/1128	6	{Judging correct decoding and iterative stopping criteria other than syndrome check and upper limit for decoding iterations} {正しい復号を判断し反復を中止する基準で, シンドロームチェックおよび繰り返し復号の上限以外のもの}	

H03M13/1131	6	{Scheduling of bit node or check node processing} {ビットノードまたは検査ノード処理のスケジュール}	<ul style="list-style-type: none"> · XP002370625 provides on pages 37-40 and 60-67 a good overview on the different schedules for belief propagation or message passing decoding · scheduling is the order in which the messages of the graph should be propagated · the "classical" scheduling is the so-called flooding schedule, where all nodes of one class, e.g. all messages send from bit nodes to check nodes, are updated before the nodes of the other class, e.g. all messages send from variable nodes to check nodes, are updated; this can be done onenode at a time (serially) or in parallel. · full parallel flooding schedule processing should be classified under H03M 13/1134 (Remark: any full parallel schedule is implicitly a flooding schedule) and partly parallel flooding schedule processing under H03M 13/1137 · note that serial flooding schedules are not explicitly classified · the "shuffled" scheduling mixes check node and variable node processing, e.g. check node processing of some check nodes is started before all variable nodes have been updated; this again can be performed serially, i.e. one node after the other, or partly-parallel, i.e. several nodes in parallel. · serial "shuffled" scheduling should solely be classified under H03M 13/114. · partly-parallel "shuffled" scheduling should be classified under H03M 13/1137 and H03M 13/114.
H03M13/1134	7	{Full parallel processing, i.e. all bit nodes or check nodes are processed in parallel} {全的並列処理, すなわちすべてのビットノードまたは検査ノードを並列処理}	
H03M13/1137	7	{Partly parallel processing, i.e. sub-blocks or sub-groups of nodes being processed in parallel} {部分的並列処理, すなわちノードのサブブロックまたはサブグループを並列処理}	
H03M13/114	7	{Shuffled, staggered, layered or turbo decoding schedules} {移し変えられた, 互い違いにされた, 積み重ねられたまたはターボ復号スケジュール}	
H03M13/1142	6	{using trapping sets} {トラッピングセットの使用}	
H03M13/1145	6	{Pipelined decoding at code word level, e.g. multiple code words being decoded simultaneously} {符号言語レベルでパイプライン復号, 複数の符号言語を同時に復号}	
H03M13/1148	5	{Structural properties of the code parity-check or generator matrix} {符号のパリティチェックまたは生成行列の構造的な特性}	
H03M13/1151	6	{Algebraically constructed LDPC codes, e.g. LDPC codes derived from Euclidean geometries [EG-LDPC codes] (H03M13/116, H03M13/1174 take precedence)} {代数的に構成されたLDPC符号, 例. ユークリッド幾何学から導出されたLDPC符号[EC-LDPC符号] (H03M13/116, H03M13/1174が優先)}	
H03M13/1154	6	{Low-density parity-check convolutional codes [LDPC-CC]} {低密度パリティ検査畳み込み符号[LDPC-CC]}	

H03M13/1157	6	{Low-density generator matrices [LDGM]} {低密度発生器マトリックス[L D G M]}	
H03M13/116	6	{Quasi-cyclic LDPC [QC-LDPC] codes, i.e. the parity-check matrix being composed of permutation or circulant sub-matrices} {準周期的LDPC[QC-LDPC]符号, すなわちパリティチェックマトリックスが置換または循環行列式部分行列から構成される}	
H03M13/1162	7	{Array based LDPC codes, e.g. array codes} {配列に基づくLDPC符号, 例. 配列符号}	
H03M13/1165	7	{QC-LDPC codes as defined for the digital video broadcasting [DVB] specifications, e.g. DVB-Satellite [DVB-S2]} {デジタルビデオ放送[DVB]の仕様に定義される通りのQC-LDPC符号, 例. DVB衛星放送[DVB-S 2]}	
H03M13/1168	7	{wherein the sub-matrices have column and row weights greater than one, e.g. multi-diagonal sub-matrices} {その点につきサブマトリックスの縦列と横列の重さが2以上, 例. マルチ対角サブマトリックス}	· EP2051386 discloses in figure 15 such a matrix comprising the sum of permutation sub-matrices
H03M13/1171	6	{Parity-check or generator matrices with non-binary elements, e.g. for non-binary LDPC codes} {パリティ検査または非2進法素子を伴う生成行列, 非2進法LDPC符号}	
H03M13/1174	6	{Parity-check or generator matrices built from sub-matrices representing known block codes such as, e.g. Hamming codes, e.g. generalized LDPC codes} {パリティ検査または, 例. 一般化されたLDPC符号, のような周知のブロック符号を代表するサブマトリックスから建造された生成行列}	· XP011010719 discloses an example of a generalized LDPC code construction using a Hamming code
H03M13/1177	6	{Regular LDPC codes with parity-check matrices wherein all rows and columns have the same row weight and column weight, respectively} {パリティ検査マトリックスを伴う通常のLDPC符号で全ての横列と縦列が各々同じ重さであるもの}	
H03M13/118	6	{Parity check matrix structured for simplifying encoding, e.g. by having a triangular or an approximate triangular structure (H03M13/1165 takes precedence)} {単純化された符号化のための構造をもつパリティ検査マトリックス, 例. 三角形またはほぼ三角形の構造をもつことによる (H03M13/1165が優先)}	
H03M13/1182	7	{wherein the structure of the parity-check matrix is obtained by reordering of a random parity-check matrix} {その点につきパリティ検査マトリックスの構造が不作為パリティ検査マトリックスの再指示により取得される}	
H03M13/1185	7	{wherein the parity-check matrix comprises a part with a double-diagonal} {その点につきパリティ検査マトリックスが二重対角と共に部分を構成する}	

H03M13/1188	8	{wherein in the part with the double-diagonal at least one column has an odd column weight equal or greater than three} {その点につき二重対角との部分につき少なくとも1の縦列が3以上の奇数の重さを有するもの}	· see WO2006039801, figure 6 for a typical example of such a parity check matrix
H03M13/1191	5	{Codes on graphs other than LDPC codes} {グラフ上の符号でLDPC符号以外のもの}	
H03M13/1194	6	{Repeat-accumulate [RA] codes} {反復累積[RA]符号}	
H03M13/1197	7	{Irregular repeat-accumulate [IRA] codes} {変則反復累積[IRA]符号}	
H03M13/13	3	Linear codes 線形符号	
H03M13/132	4	{Algebraic geometric codes, e.g. Goppa codes} WARNING H03M13/132 - H03M13/138 are not complete, see provisionally also H03M13/13 {代数幾何学的符号, 例. ガッパ符号} 警告 H03M13/132~H03M13/138は未完成である, 暫定的にH03M13/13も参照	
H03M13/134	4	{Non-binary linear block codes not provided for otherwise} {非2進法線形ブロック符号で他では包含されないもの}	
H03M13/136	4	{Reed-Muller [RM] codes} {リードミュラー[RM]符号}	
H03M13/138	4	{Codes linear in a ring, e.g. Z4-linear codes or Nordstrom-Robinson codes} {リング内で線的な符号, 例. Z4線形符号またはノードストームロビンソン符号}	
H03M13/15	4	Cyclic codes, i.e. cyclic shifts of codewords produce other codewords, e.g. codes defined by a generator polynomial, Bose-Chaudhuri-Hocquenghem [BCH] codes (H03M13/17 takes precedence) 周期的符号, すなわち符号ワードが周期的に変化することで別の符号ワードが作成されるもの, 例, 多相発生器, BCH (ボース-ショウデュリー-ホッケンゲム) 符号によって定義された符号 (H03M13/17が優先)	
H03M13/1505	5	{Golay Codes} WARNING H03M13/1505 is not complete, see provisionally also H03M13/15 {ゴレイ符号} 警告 H03M13/1505は未完成である, 暫定的にH03M13/15も参照	
H03M13/151	5	{using error location or error correction polynomials} {誤り検出多項式または誤り訂正多項式を用いるもの}	
H03M13/1515	6	{Reed-Solomon codes} WARNING H03M13/1515 - H03M13/1585 are not complete, see provisionally also H03M13/15 {リードソロモン符号} 警告 H03M13/1515~H03M13/1585は未完成である, 暫定的にH03M13/15も参照	

H03M13/152	6	{Bose-Chaudhuri-Hocquenghem [BCH] codes} {ボーズショウフリホッケンハム[BCH]符号}	
H03M13/1525	6	{Determination and particular use of error location polynomials} {誤差位置多項式の決定および特定の使用}	
H03M13/153	7	{using the Berlekamp-Massey algorithm} {バーレカンブマッセーアルゴリズムの使用}	
H03M13/1535	7	{using the Euclid algorithm} {ユークリッドアルゴリズムの使用}	
H03M13/154	6	{Error and erasure correction, e.g. by using the error and erasure locator or Forney polynomial} {誤差および消失訂正, 例. 誤差および消失箇所またはフォーニー多項式}	
H03M13/1545	6	{Determination of error locations, e.g. Chien search or other methods or arrangements for the determination of the roots of the error locator polynomial} {誤差位置の決定, 例. チエン検索または誤差位置多項式の解を決定するその他の方法または手順}	
H03M13/155	6	{Shortening or extension of codes} {符号の短縮または拡張}	<ul style="list-style-type: none"> only for shortened or extended codes that fit into H03M 13/151; these codes include in particular Reed-Solomon and BCH codes code shortening or extension for codes other than that, i.e. for codes that are not associated with error location and error correction polynomials, are to be classified under H03M 13/618; these codes include, for instance, Hamming codes or LDPC codes
H03M13/1555	6	{Pipelined decoder implementations} {パイプラインデコーダーの設置}	<ul style="list-style-type: none"> decoder implementations that comprise a set of data processing elements connected in series, so that the output of one element is the input of the next one and so that the elements of a pipeline are often executed in parallel or in time-sliced fashion for instance, Reed-Solomon decoders are often implemented using a pipeline with 3 stages for syndrome calculation, calculation of the error locator polynomial and Chien search; cf. e.g. US2003140303
H03M13/156	6	{Encoding or decoding using time-frequency transformations, e.g. fast Fourier transformation} {時間周波数変換を使用したエンコードまたはデコード, 例. 急速フーリエ変換}	
H03M13/1565	6	{Decoding beyond the bounded minimum distance [BMD]} {囲まれた最短距離[BMD]を越える復号}	<ul style="list-style-type: none"> a cyclic block code with minimum hamming distance d can correct up to $(d-1)/2$ errors however, as long as the code is not perfect, i.e. does not meet the Hamming bound, there exist error patterns with weight greater than $(d-1)/2$ that can be corrected algorithms that provide decoding beyond $(d-1)/2$ errors are to be classified using H03M 13/1565 for an example, cf. e.g. XP010670838
H03M13/157	6	{Polynomial evaluation, i.e. determination of a polynomial sum at a given value} {多項式評価, すなわち与えられた値における多項式の合計を決定する}	<ul style="list-style-type: none"> evaluation of polynomial equations, e.g. syndrome evaluation using a blockwise parallelized Horner scheme as in WO9937029
H03M13/1575	6	{Direct decoding, e.g. by a direct determination of the error locator polynomial from syndromes and subsequent analysis or by matrix operations involving syndromes, e.g. for codes with a small minimum Hamming distance} {直接復号, 例. シンドロームおよび事後分析から誤差位置発見多項式を直接決定することによるかまたはシンドロームが関連するマトリックス操作による, 例. 小さく最短のハミング距離を有する符号のため}	<ul style="list-style-type: none"> direct decoding denotes decoding methods/decoders that do not require the calculation and evaluation of the error locator polynomial by means of complex algorithms like Berlekamp-Massey decoding or Chien search direct decoding is limited to small error weights or codes with small minimum Hamming distance by means of direct decoding the error locator polynomial or its roots or even the error values can be directly determined from the syndromes examples can be found in e.g. US6145112 and XP000859074

H03M13/158	6	{Finite field arithmetic processing (methods or arrangements for finite field arithmetic G06F7/72)} {有限フィールド演算処理 (有限フィールド演算処理の方法または手順G 0 6 F 7 / 7 2)}	Methods and arrangements for finite field processing when applied in an encoder or decoder for error correcting codes, e.g. a finite field multiplier. Examples can be found in e.g. US7178091, EP1217751 and US2004059989. If the finite field processing is not disclosed in the context of error control coding, then this class is not to be given. Methods and arrangements for finite field arithmetic are always to be circulated to G06F 7/72.
H03M13/1585	6	{Determination of error values} {誤差値の決定}	
H03M13/159	5	{Remainder calculation, e.g. for encoding and syndrome calculation} WARNING H03M13/159 and H03M13/1595 are not complete, see provisionally also H03M13/15 {剰余計算, 例. 復号およびシンドローム計算のため} 警告 H 0 3 M 1 3 / 1 5 9 および H 0 3 M 1 3 / 1 5 9 5 は未完成である, 暫定的にH 0 3 M 1 3 / 1 5 も参照	
H03M13/1595	6	{Parallel or block-wise remainder calculation} {並列またはブロックについて剰余計算}	
H03M13/17	4	Burst error correction, e.g. error trapping, Fire codes エラー連続訂正, 例. エラー・トラッピング, ファイヤ・コード	
H03M13/175	5	{Error trapping or Fire codes} WARNING H03M13/175 is not complete, see provisionally also H03M13/17 {誤差トラッピングまたはファイヤ符号} 警告 H 0 3 M 1 3 / 1 7 5 は未完成である, 暫定的にH 0 3 M 1 3 / 1 7 も参照	
H03M13/19	4	Single error correction without using particular properties of the cyclic codes, e.g. Hamming codes, extended or generalised Hamming codes WARNING Not complete, see also G06F11/1008 循環符号の特性を使わない, 単一のエラー訂正, 例, ハミング符号, 拡張, または一般化されたハミング符号 警告 未完成である, G 0 6 F 1 1 / 1 0 0 8 も参照	
H03M13/21	3	Non-linear codes, e.g. m-bit data word to n-bit code word (mBnB) conversion with error detection or error correction 非線形符号, 例, エラー検出またはエラー訂正を伴う, mビット・データ語からn-ビット符号語への (m B n B) 変換	
H03M13/23	2	using convolutional codes, e.g. unit memory codes たたみ込み符号, 例. ユニット・メモリ符号, を用いるもの	
H03M13/235	3	{Encoding of convolutional codes, e.g. methods or arrangements for parallel or block-wise encoding} WARNING H03M13/235 is not complete, see provisionally also H03M13/23 {重畳符号の復号, 例. 並列またはブロックについて復号する方法または手順} 警告 H 0 3 M 1 3 / 2 3 5 は未完成である, 暫定的にH 0 3 M 1 3 / 2 3 も参照	

H03M13/25	1	<p>Error detection or forward error correction by signal space coding, i.e. adding redundancy in the signal constellation, e.g. Trellis Coded Modulation [TCM] {(modulation codes H03M13/31)}</p> <p>信号スペースの符号化, すなわち, 信号の位置に冗長を付加することによるエラー検出, または前もってのエラー訂正, 例. トレリス・コーディング・モジュレーション (TCM) {(変調符号はH03M13/31)}</p>	<p>Coded modulation.</p> <p>the subgroups H03M 13/251 - H03M 13/258 provide details as to the type of code that is used.</p> <p>The type of code can be further refined by using the appropriate Indexing Code or ECLA subgroup; e.g. coded modulation with a Reed-Muller code would be classified using H03M 13/251 (coded modulation with block coding) and H03M 13/136 (Reed-Muller codes).</p>
H03M13/251	2	<p>{with block coding}</p> <p>{ブロック符号化によるもの}</p>	
H03M13/253	2	<p>{with concatenated codes}</p> <p>{連結符号}</p>	
H03M13/255	2	<p>{with Low Density Parity Check [LDPC] codes}</p> <p>{低密度パリティ検査 (LDPC) 符号}</p>	
H03M13/256	2	<p>{with trellis coding, e.g. with convolutional codes and TCM}</p> <p>{トレリスコーディング, 例. 実用的符号化 (H03M13/251が優先)}</p>	
H03M13/258	2	<p>{with turbo codes, e.g. Turbo Trellis Coded Modulation [TTCM]}</p> <p>{ターボ符号, 例. ターボトレリス符号変調 (TTCM)}</p>	
H03M13/27	1	<p>using interleaving techniques</p> <p>インターリーブ技術を用いるもの</p>	<p>For a complete classification of a document concerning interleaving, it may be required to allocate more than one subgroup of H03M 13/27 to the document.</p> <p>H03M 13/2703 H03M 13/2757 relate to different types of interleavers, whereas H03M 13/2771 - H03M 13/2796 relate to characteristics other than the type of interleaving.</p> <p>Hence, a document relating to interleaving should usually have a designation of the type of interleaving (H03M 13/2703 - H03M 13/2757) and optionally one or more classes relating to the other characteristics (H03M 13/2771 - H03M 13/2796).</p> <p>H03M 13/2771 indicates that the document deals with interleavers/interleaving for turbo codes (so-called turbo code internal interleavers).</p>
H03M13/2703	2	<p>{the interleaver involving at least two directions}</p> <p>{少なくとも2方向が関係するインターリーバー}</p>	
H03M13/2707	3	<p>{Simple row-column interleaver, i.e. pure block interleaving}</p> <p>{単純な横列-縦列のインターリーバー, すなわち純粋なブロックインターリーブ}</p>	
H03M13/271	3	<p>{Row-column interleaver with permutations, e.g. block interleaving with inter-row, inter-column, intra-row or intra-column permutations}</p> <p>{置換を伴う横列-縦列のインターリーバー, 例. 横列間, 縦列間, 横列内または縦列内の置換を伴うブロックインターリーブ}</p>	
H03M13/2714	4	<p>{Turbo interleaver for 3rd generation partnership project [3GPP] universal mobile telecommunications systems [UMTS], e.g. as defined in technical specification TS 25.212}</p> <p>{ユニバーサル移動体通信システム[UMTS]の第三代パートナーシッププロジェクト[3GPP]のためのターボインターリーバー, 例. 技術仕様TS 25.212に定義されている通り}</p>	

H03M13/2717	3	{the interleaver involves 3 or more directions} { 3以上の方向が関係するインターリーバー}	
H03M13/2721	3	{the interleaver involves a diagonal direction, e.g. by using an interleaving matrix with read-out in a diagonal direction} {対角の方向が関係するインターリーバー, 例. 対角方向に読み出しするインターリーブマトリックスを使用}	
H03M13/2725	3	{Turbo interleaver for 3rd generation partnership project 2 [3GPP2] mobile telecommunication systems, e.g. as defined in the 3GPP2 technical specifications C.S0002} {移動体通信システムの第三世代パートナーシッププロジェクト2[3GPP2]のためのターボインターリーバー, 例. 3GPP2技術仕様CS0002に定義されている通り}	
H03M13/2728	3	{Helical type interleaver} {らせん状タイプのインターリーバー}	
H03M13/2732	2	{Convolutional interleaver; Interleavers using shift-registers or delay lines like, e.g. Ramsey type interleaver} {畳み込みインターリーバー; シフトレジスターまたは遅延線類似物を使用するインターリーバー, 例. ラムジー型インターリーバー}	
H03M13/2735	2	{Interleaver using powers of a primitive element, e.g. Galois field [GF] interleaver} {基本要素の動力を利用するインターリーバー, 例. ガロワ体[GF]インターリーバー}	
H03M13/2739	2	{Permutation polynomial interleaver, e.g. quadratic permutation polynomial [QPP] interleaver and quadratic congruence interleaver} {置換多項式インターリーバー, 例. 二次順列多項式[QPP]インターリーバーおよび二次合同インターリーバー}	
H03M13/2742	2	{Irregular interleaver wherein the permutation pattern is not obtained by a computation rule, e.g. interleaver based on random generators} {置換パターンが計算規則に基づかない不規則のインターリーバー, 例. 乱数発生器に基づくインターリーバー}	
H03M13/2746	3	{S-random interleaver} {S乱数インターリーバー}	
H03M13/275	2	{Interleaver wherein the permutation pattern is obtained using a congruential operation of the type $y=ax+b$ modulo c } {置換パターンが $y=ax+b$ モジュロ c 型の合同操作の使用に基づくインターリーバー}	
H03M13/2753	3	{Almost regular permutation [ARP] interleaver} {ほぼ規則的な置換[ARP]インターリーバー}	The principle underlying an ARP interleaver is explained on page 1034 of XP031243772.
H03M13/2757	2	{Interleaver with an interleaving rule not provided for in the subgroups H03M13/2703 - H03M13/2753} {サブグループH03M13/2703~H03M13/2753の中にインターリーブ規則が包含されていないインターリーバー}	

H03M13/276	2	{Interleaving address generation} {インターリーブアドレスの生成}	This subgroup covers the actual calculation of interleaving addresses Note that the principle underlying a particular interleaving type may be described without actually providing details about how the address or index calculation is performed or implemented. if a document does not only relate to a particular type of interleaver but provides in addition details about the calculation of interleaver addresses or indices, then this class should be given in addition.
H03M13/2764	3	{Circuits therefore} {そのための回路}	circuits/hardware implementations for the calculation of interleaver addresses or indices. see also the comments w.r.t. H03M 13/276
H03M13/2767	2	{Interleaver wherein the permutation pattern or a portion thereof is stored} {置換パターンまたはその一部が保存されているインターリーバー}	cf. XP010656732 for an example.
H03M13/2771	2	{Internal interleaver for turbo codes (H03M13/2714 and H03M13/2725 take precedence)} {ターボ符号のための内部的インターリーバー (H03M13/2714およびH03M13/2725が優先)}	
H03M13/2775	3	{Contention or collision free turbo code internal interleaver} {競合または衝突のないターボ符号内部的インターリーバー}	
H03M13/2778	2	{Interleaver using block-wise interleaving, e.g. the interleaving matrix is sub-divided into sub-matrices and the permutation is performed in blocks of sub-matrices} {ブロックに関するインターリーブを利用するインターリーバー, 例. インターリーブマトリックスをサブマトリックスに細分し, サブマトリックスのブロックについて置換が行われる}	
H03M13/2782	2	{Interleaver implementations, which reduce the amount of required interleaving memory} {必要なインターリーブメモリー量を減少するインターリーバー実装}	
H03M13/2785	3	{Interleaver using in-place interleaving, i.e. writing to and reading from the memory is performed at the same memory location} {一定場所でインターリーブするインターリーバー, すなわちメモリーへの書き込みおよび読み取りがメモリーの同じ場所で行われる}	
H03M13/2789	2	{Interleaver providing variable interleaving, e.g. variable block sizes} {不定のインターリーブをもたらすインターリーバー, 例. 可変ブロックサイズ}	
H03M13/2792	2	{Interleaver wherein interleaving is performed jointly with another technique such as puncturing, multiplexing or routing} {パンクチャー, 多重化またはルーティングなど他の技術と共同してインターリーブが行われるインターリーバー}	For an example, see EP1045522, EP1261161.

H03M13/2796	3	{Two or more interleaving operations are performed jointly, e.g. the first and second interleaving operations defined for 3GPP UMTS are performed jointly in a single interleaving operation} { 2以上のインターリーブ操作を共同して行う, 例. 3GPP UMTSのために定義された1番目および2番目のインターリーブ操作を1つのインターリーブ操作として共同で行う}	For an example, see EP1603247 (multiplexing and two stages of interleaving are performed jointly).
H03M13/29	1	combining two or more codes or code structures, e.g. product codes, generalised product codes, concatenated codes, inner and outer codes 二つ以上の符号または符号構造を組み合わせるもの, 例. 製品コード, 一般製品コード, 連結コード, 内部および外部コード	
H03M13/2903	2	{Methods and arrangements specifically for encoding, e.g. parallel encoding of a plurality of constituent codes} WARNING H03M13/2903 is not complete, see provisionally also H03M13/29 {復号に特有の方法および手順, 例. 複数の構成符号の並列復号} 警告 H03M13/2903は未完成である, 暫定的にH03M13/29も参照	
H03M13/2906	2	{using block codes (H03M13/2957 takes precedence)} {ブロック符号を用いるもの (H03M13/2957が優先)}	
H03M13/2909	3	{Product codes} WARNING H03M13/2909 - H03M13/293 are not complete, see provisionally also H03M13/29 {製品コード} 警告 H03M13/2909~H03M13/293は未完成である, 暫定的にH03M13/29も参照	
H03M13/2912	4	{omitting parity on parity} {パリティオンパリティの省略}	Product codes in which the sub-block comprising the checks-on-checks or parity-on-parity is not present (as it is either not generated or removed).
H03M13/2915	4	{with an error detection code in one dimension} {1つの次元内に誤差検知符号}	
H03M13/2918	3	{with error correction codes in three or more dimensions, e.g. 3-dimensional product code where the bits are arranged in a cube} {3つ以上の次元内に誤差修正符号, 例. ビットがキューブ状に配置された3次元的製品コード}	
H03M13/2921	3	{wherein error correction coding involves a diagonal direction} {対角方向が関係してくる誤差修正符号}	For an example, cf. e.g. WO0169797 and EP0198702.
H03M13/2924	4	{Cross interleaved Reed-Solomon codes [CIRC]} {クロスインターリーブされたリードソロモン符号[CIRC]}	
H03M13/2927	3	{Decoding strategies} {復号戦略}	Turbo decoding of concatenated block codes is to be classified in H03M 13/2963 If the decoding strategy involves iterative decoding different from turbo decoding, e.g. sub-sequent decoding of rows and columns of a product code, then this feature (iterative decoding) is to be classified using H03M 13/2948.
H03M13/293	4	{with erasure setting} {消去設定}	

H03M13/2933	2	{using a block and a convolutional code (H03M13/2957 takes precedence)} WARNING H03M13/2933 - H03M13/2954 are not complete, see provisionally also H03M13/29 {ブロックおよび畳み込み符号の使用 (H03M13/2957が優先)} 警告 H03M13/29C~H03M13/2954は未完成である, 暫定的にH03M13/29も参照	
H03M13/2936	3	{comprising an outer Reed-Solomon code and an inner convolutional code} {外側にリードソロモン符号および内側に畳み込み符号を構成}	
H03M13/2939	2	{using convolutional codes (H03M13/2957 takes precedence)} {畳み込み符号を使用 (H03M13/2957が優先)}	Coding schemes including any concatenation of two or more convolutional codes, wherein decoding is not based on the turbo principle, e.g. serial concatenation of convolutional codes without turbo decoding.
H03M13/2942	2	{wherein a block of parity bits is computed only from combined information bits or only from parity bits, e.g. a second block of parity bits is computed from a first block of parity bits obtained by systematic encoding of a block of information bits, or a block of parity bits is obtained by an XOR combination of sub-blocks of information bits} {パリティビットからなるブロックの計算は結合された情報ビットのみからまたはパリティビットのみからなされる, 例. パリティビットからなる2番目のブロックは, 情報ビットのブロックの体系的復号により取得されたか, または情報ビットのサブブロックのXOR結合により取得された, パリティビットよりなる1番目のブロックから計算される}	Typical examples can be found in e.g. · US5838267; cf. Fig. 2; from an information word I, a first parity P1 is calculated; from P1 only, a second parity P2 is calculated. · WO03085839, cf. Fig. 4; in a product code with horizontal and vertical parities, an additional level of parity is produced as follows: from an information block L1, two new blocks U1 and U2 are determined; U1 and U2 are XORed hence halving the block size; then, a parity block V2 is determined from the XORed block as additional level of redundancy · US2005160350; cf. Fig. 1; the global row parity is obtained by XORing the row parity
H03M13/2945	2	{using at least three error correction codes (H03M13/2957 takes precedence)} {少なくとも3つの誤差修正符号を使用 (H03M13/2957が優先)}	
H03M13/2948	2	{Iterative decoding (H03M13/2957 takes precedence)} {反復復号 (H03M13/2957が優先)}	If the decoding strategy involves iterative decoding different from turbo decoding, e.g. decoding without exchange of extrinsic soft-decision information between decoders, then this feature (iterative decoding) is to be classified using H03M13/2948.
H03M13/2951	3	{using iteration stopping criteria} {反復を中止する基準を利用}	
H03M13/2954	2	{using Picket codes or other codes providing error burst detection capabilities, e.g. burst indicator codes and long distance codes [LDC]} {エラーバーストを検知する能力を提供するピケット符号またはその他の符号を使用, 例. バースト表示符号および長距離符号[LDC]}	
H03M13/2957	2	{Turbo codes and decoding} NOTE This group covers also aspects when a component code is replaced by a non-coded constraint, e.g. like in joint turbo decoding and detection {ターボ符号化またはターボ複合化}	Note that H03M13/2957 is also to be allocated when a component code is replaced by a non-coded constraint, e.g. turbo equalisation (cf. also the Glossary of terms and the comments on H03M13/63).

H03M13/296	3	{Particular turbo code structure} NOTE this group covers hybrid parallel and serial concatenated turbo code structures and other unusual code structures that do not fit into H03M13/2963 - H03M13/2972 {特定のターボ符号構造} 注 このグループはH03M13/2963～H03M13/2972に分類されないハイブリッド並列連続で連鎖されたターボ符号構造およびその他の通常と異なる符号構造を包含する	Typical examples falling within the scope of this subgroup are e.g. zigzag codes (EP1926216, WO2007029114) or the hybrid concatenated codes of WO2007029114 or XP001034844.
H03M13/2963	4	{Turbo-block codes, i.e. turbo codes based on block codes, e.g. turbo decoding of product codes} {ターボブロック符号, すなわちブロック符号に基づいたターボ符号, 例. 製品コードのターボ復号}	
H03M13/2966	4	{Turbo codes concatenated with another code, e.g. an outer block code} {他の符号と鎖結合したターボ符号, 例. 外側ブロック符号}	
H03M13/2969	4	{Non-binary turbo codes} {非2進法ターボ符号}	
H03M13/2972	4	{Serial concatenation using convolutional component codes} {畳み込みコンポーネント符号を使用した連続鎖結合}	
H03M13/2975	3	{Judging correct decoding, e.g. iteration stopping criteria (stopping criteria for iterative decoding, see also H04L1/0051)} {正しい復号を判断, 例. 反復中止基準 (反復的復号のための中止基準はH04L1/0051を参照)}	
H03M13/2978	3	{Particular arrangement of the component decoders} {コンポーネントデコーダーの特定の配置}	
H03M13/2981	4	{using as many component decoders as component codes} {コンポーネントコードと同数のコンポーネントデコーダーを使用}	
H03M13/2984	4	{using less component decoders than component codes, e.g. multiplexed decoders and scheduling thereof} {コンポーネントコードより少数のコンポーネントデコーダーを使用, 例. 多重化デコーダーとそのスケジュール}	
H03M13/2987	4	{using more component decoders than component codes, e.g. pipelined turbo iterations} {コンポーネントコードより多数のコンポーネントデコーダーを使用, 例. パイプラインターボ反復}	
H03M13/299	3	{Turbo codes with short blocks} {ショートブロックを伴うターボ符号}	
H03M13/2993	3	{Implementing the return to a predetermined state, i.e. trellis termination} {予め定めた状態への回帰を実装, すなわちトレリスの終端}	
H03M13/2996	3	{Tail biting} {テールバイティング}	

H03M13/31	1	<p>combining coding for error detection or correction and efficient use of the spectrum (without error detection or correction H03M5/14, H03M5/145)</p> <p>エラー検出または訂正, およびスペクトルを効率的に利用するための符号化の組み合わせ (エラー検出または訂正を行わないもの H03M5/14 {, H03M5/145})</p>	
H03M13/33	1	<p>Synchronisation based on error coding or decoding {(for transmission H04L7/048)}</p> <p>WARNING Groups H03M13/333 - H03M13/336 are not complete pending reclassification; see also this group</p> <p>エラー符号化またはエラー復号化に基づく同調 {(送信用 H04L7/048)}</p> <p>警告 グループ H03M13/333 ~ H03M13/336 は再分類が未完了である. このグループも参照</p>	
H03M13/333	2	<p>{Synchronisation on a multi-bit block basis, e.g. frame synchronisation}</p> <p>WARNING H03M13/333 - H03M13/336 are not complete, see provisionally also H03M13/33</p> <p>{マルチビットブロックの同期, 例. フレーム同期}</p> <p>警告 H03M13/333 ~ H03M13/336 は未完成である, 暫定的に H03M13/333 も参照</p>	<p>Feedback from the channel decoder to a synchronisation unit is used to establish synchronisation with respect to a frame or block of bits, e.g. US2007245216.</p>
H03M13/336	2	<p>{Phase recovery}</p> <p>{フェーズ回復}</p>	<p>Phase recovery in combination with channel decoding, wherein feedback from the channel decoder to phase estimation is used to achieve or improve the recovery/estimation of the symbol phase, cf. e.g. WO2006068367 or US2004240481.</p>
H03M13/35	1	<p>Unequal or adaptive error protection, e.g. by providing a different level of protection according to significance of source information or by adapting the coding according to the change of transmission channel characteristics</p> <p>均一的でない, または適応形の誤り予防, 例. ソース・インフォメーションの重要性に応じて異なるレベルの予防手段をとることによるもの, または伝送回路の性質の変化に応じて符号化を行うことによるもの</p>	
H03M13/353	2	<p>{Adaptation to the channel}</p> <p>WARNING H03M13/353 and H03M13/356 are not complete, see provisionally also H03M13/35</p> <p>{チャンネルに適応}</p> <p>警告 H03M13/353 および H03M13/356 は完成していない, 暫定的に H03M13/35 を参照</p>	
H03M13/356	2	<p>{Unequal error protection [UEP]}</p> <p>{不平等エラー保護[UEP]}</p>	
H03M13/37	1	<p>Decoding methods or techniques, not specific to the particular type of coding provided for in groups H03M13/03 - H03M13/35</p> <p>H03M13/03 から H03M13/35 までのグループに分類されている特定の種類の符号化に限定されない, 復号化の方法または技術</p>	

H03M13/3707	2	{Adaptive decoding and hybrid decoding, e.g. decoding methods or techniques providing more than one decoding algorithm for one code} WARNING H03M13/3707 - H03M13/3792 are not complete, see provisionally also H03M13/37 {適応的復号およびハイブリッド復号, 例. 1の符号に対して2以上の復号アルゴリズムを提供する復号方法または技術} 警告 H03M13/37A~H03M13/3792は未完成である, 暫定的にH03M13/37も参照	Decoding methods or techniques providing more than one decoding algorithm for one code and selection of the appropriate decoding method or technique Adaptive decoding in which decoding is adapted to some extrinsic or intrinsic parameter, e.g. setting of internal thresholds. Examples can be found in e.g. WO2007135657
H03M13/3715	3	{Adaptation to the number of estimated errors or to the channel state} {いくつもの予想される誤差またはチャンネル状態に適応}	The extrinsic or intrinsic parameter is the number of estimated errors or information about the state of the channel (e.g. SNR). Examples can be found in e.g. US6511280, DE19963683, EP1612949, US2002186798.
H03M13/3723	2	{using means or methods for the initialisation of the decoder} {デコーダーの初期化のための手段または方法の利用}	Initialisation is meant to denote the configuration of the decoder (e.g. setting of internal variables) prior to decoding Examples can be found in e.g. WO2006059280 (initialisation of MAP decoders for turbo decoding using the result of the previous iteration), US2004148561 (initialisation of variable nodes for LDPC code decoding), WO9740583 (initialisation of state probabilities for a tail-biting MAP decoder)
H03M13/373	2	{with erasure correction and erasure determination, e.g. for packet loss recovery or setting of erasures for the decoding of Reed-Solomon codes} {消去修正および消去決定, 例. リードソロモン符号のためにパケットロス回復または消去設定}	
H03M13/3738	2	{with judging correct decoding} {正しい復号の判断}	
H03M13/3746	2	{with iterative decoding} {反復復号}	
H03M13/3753	3	{using iteration stopping criteria} {反復中止基準の使用}	
H03M13/3761	2	{using code combining, i.e. using combining of codeword portions which may have been transmitted separately, e.g. Digital Fountain codes, Raptor codes or Luby Transform [LT] codes} {符号合成の利用, すなわち個別に送信されるはずの符号言語の部分合成して利用する, 例. デジタルファウンテン符号, ラプター符号またはルビートランスフォーム[LT]符号}	
H03M13/3769	2	{using symbol combining, e.g. Chase combining of symbols received twice or more} {シンボル合成を利用, 例. 2回以上受領したシンボルのチェイス合成}	
H03M13/3776	2	{using a re-encoding step during the decoding process} {復号過程で再復号段階を利用}	Typical examples can be found in e.g. WO2009005332 (cf. Fig. 1), US2008155372 (cf. Fig. 5). Note that re-encoding is often performed to estimate error rates but is not integral to decoding as such
H03M13/3784	2	{for soft-output decoding of block codes} {ブロック符号のソフト出力復号のため}	
H03M13/3792	2	{for decoding of real number codes} {実数符号の復号のため}	For examples and definitions of real number codes, see XP000217558, XP010192693, XP010240026.

H03M13/39	2	Sequence estimation, i.e. using statistical methods for the reconstruction of the original codes シーケンスの見積もり, すなわち, 元の符号を再構築するために統計的方法を用いるもの	
H03M13/3905	3	{Maximum a posteriori probability [MAP] decoding and approximations thereof based on trellis or lattice decoding, e.g. forward-backward algorithm, log-MAP decoding, max-log-MAP decoding; MAP decoding also to be found in H04L1/0055} {トレリスまたは格子復号に基づく帰納的最大確率 (MAP) 復号およびその近似値, 例前進-後退アルゴリズム, ログMAP復号, マックスログMAP復号; MAP復号はH04L1/0055にもある}	
H03M13/3911	4	{Correction factor, e.g. approximations of the exp(1+x) function} {修正ファクター, 例. exp(1+x) 関数の近似値}	
H03M13/3916	4	{for block codes using a trellis or lattice} {トレリスまたは格子を用いたブロック符号のため}	
H03M13/3922	4	{Add-Compare-Select [ACS] operation in forward or backward recursions} {前進または後退の反復の中で加算-比較-選択 (ACS) 操作}	
H03M13/3927	4	{Log-Likelihood Ratio [LLR] computation by combination of forward and backward metrics into LLRs} {前進および後退メトリックスの結合による対数尤度比 (LLR) の計算}	
H03M13/3933	4	{Decoding in probability domain} {確率領域における復号}	
H03M13/3938	4	{Tail-biting (H03M13/2996 takes precedence)} {テールバイティング (H03M13/2996が優先)}	
H03M13/3944	3	{for block codes, especially trellis or lattice decoding thereof} WARNING H03M13/3944 - H03M13/3994 are not complete, see provisionally also H03M13/39 {ブロック符号のため, 特にそのためのトレリスまたは格子復号} 警告 H03M13/39B~H03M13/3994は未完成である, 暫定的にH03M13/39も参照	
H03M13/395	3	{using a collapsed trellis, e.g. M-step algorithm, radix-n architectures with n>2} {圧縮トレリスの使用, 例. M段階アルゴリズム, 基数 n かつ n>2 のアーキテクチャ}	
H03M13/3955	3	{using a trellis with a reduced state space complexity, e.g. M-algorithm or T-algorithm} {空間複雑性が減少状態にあるトレリスの使用, 例. MアルゴリズムまたはTアルゴリズム}	
H03M13/3961	3	{Arrangements of methods for branch or transition metric calculation} {分岐または移行メトリック計算のための手順または方法}	

H03M13/3966	3	{based on architectures providing a highly parallelized implementation, e.g. based on systolic arrays} {高度並列実装を提供するアーキテクチャに基づく, 例. シストリックアレーに基づく}	
H03M13/3972	3	{using sliding window techniques or parallel windows} {スライディングウインドウまたはパラレルウインドウ技術の使用}	
H03M13/3977	3	{using sequential decoding, e.g. the Fano or stack algorithms} {連続的復号の使用, 例. ファーノまたはスタックアルゴリズム}	
H03M13/3983	3	{for non-binary convolutional codes} {非2進法的畳み込み符号}	
H03M13/3988	3	{for rate k/n convolutional codes, with $k>1$, obtained by convolutional encoders with k inputs and n outputs} { $k>1$ で比率 k/n 畳み込み符号のため, 畳み込みエンコーダーへの k 入力および n 出力により獲得できる}	
H03M13/3994	3	{using state pinning or decision forcing, i.e. the decoded sequence is forced through a particular trellis state or a particular set of trellis states or a particular decoded symbol} {ピンニング状態または決定強制の使用, すなわち復号された順序は特定のトレリスまたはトレリスのセットの状態または特定の復号されたシンボルの全体に強制される}	For trellis decoding, some bits may be known (e.g. during decoding of concatenated codes, padding bits) to the decoder, which exploits this information as a priori information. The trellis decoder is forced to take the a priori known decision, for instance, by adding to the ACS circuit a decision-overriding logic or by saturating state or branch metrics. This technique is sometimes referred to by state pinning or decision forcing or trellis pruning. Examples can be found e.g. in XP418485, XP2174972.
H03M13/41	3	using the Viterbi algorithm or Viterbi processors ビテルビアルゴリズムまたはビテルビプロセッサを用いるもの	
H03M13/4107	4	{implementing add, compare, select [ACS] operations} {加算, 比較, 選択 (ACS) 演算を実行するもの}	
H03M13/4115	4	{list output Viterbi decoding} {ビタビ復号の出力の一覧}	
H03M13/4123	4	{implementing the return to a predetermined state} {所定状態への復帰を実行するもの}	
H03M13/413	4	{tail biting Viterbi decoding} {ビタビ復号のテールバイティング}	
H03M13/4138	4	{soft-output Viterbi algorithm based decoding, i.e. Viterbi decoding with weighted decisions} {ビタビアルゴリズムに基づいた復号をソフト出力, すなわち加重決定を伴うビタビ復号}	
H03M13/4146	5	{soft-output Viterbi decoding according to Battail and Hagenauer in which the soft-output is determined using path metric differences along the maximum-likelihood path, i.e. "SOVA" decoding} {ソフト出力が最尤パスに沿ったパスメトリック差を用いて決定されるバットェイルおよびハーゲナウアーに従ったビタビ復号のソフト出力, すなわち「SOVA」復号}	

H03M13/4153	6	{two-step SOVA decoding, i.e. the soft-output is determined by a second traceback operation after the determination of the hard decision like in the Berrou decoder} { 2段階SOVA復号, すなわちソフト出力が, ベロデコーダーにおけるような硬い決定が確定した後で, 2番目のトレースバック操作によりソフト出力が決定する}	
H03M13/4161	4	{implementing path management} { 逆トレースを実行するもの}	
H03M13/4169	5	{using traceback (H03M13/4192 takes precedence)} {トレースバックの使用 (H03M13/4192が優先)}	
H03M13/4176	6	{using a plurality of RAMs, e.g. for carrying out a plurality of traceback implementations simultaneously} {複数のRAMの使用, 例. 複数のトレースバックの実装を同時に実行}	
H03M13/4184	5	{using register-exchange (H03M13/4192 takes precedence)} {レジスター交換の使用 (H03M13/4192が優先)}	
H03M13/4192	5	{using combined traceback and register-exchange} {トレースバックとレジスター交換の結合を使用}	
H03M13/42	3	{MAP decoding or approximations thereof based on trellis or lattice decoding, e.g. forward-backward algorithm, log-MAP decoding, max-log-MAP decoding (see also H04L1/0055)} {トレリスまたは格子復号に基づくMAP復号またはその近似値, 例. 前進-後退アルゴリズム, ログMAP復号, マックスログMAP復号 (H04L1/0055も参照)}	
H03M13/43	2	Majority logic or threshold decoding 多数論理 (マジョリティ・ロジック) デコーディング, または閾値デコーディング	
H03M13/45	2	Soft decoding, i.e. using symbol reliability information (H03M13/41 takes precedence) ソフト・デコーディング, すなわち, 記号の信頼性情報を用いるもの (H03M13/41が優先)	
H03M13/451	3	{using a set of candidate code words, e.g. ordered statistics decoding [OSD]} WARNING H03M13/451 - H03M13/458 are not complete, see provisionally also H03M13/45 {符号用語の候補一式を使用, 例. 秩序ある統計的復号[OSD]} 警告 H03M13/45C~H03M13/458は未完成である, 暫定的にH03M13/45も参照	For decoding, the optimum code word (in terms of a metric) is searched in a set of possible code words The set of possible code words is often denoted by candidate code words A typical example for this type of decoding is ordered statistics decoding, cf. e.g. XP011026535. Other examples can be found in e.g. US2007214402, XP010601855, US2010058149.
H03M13/453	4	{wherein the candidate code words are obtained by an algebraic decoder, e.g. Chase decoding} {代数的デコーダーにより符号用語候補を入手, 例. チェース復号}	
H03M13/455	5	{using a set of erasure patterns or successive erasure decoding, e.g. generalized minimum distance [GMD] decoding} {消去パターン一式または連続消去復号を使用, 例. 一般的最短距離[GMD]復号}	

H03M13/456	4	{wherein all the code words of the code or its dual code are tested, e.g. brute force decoding} {符号または2種符号の全ての符号用語が検査された, 例. 腕力復号}	This subgroup includes maximum likelihood or MAP decoding, wherein a list of all code words of the code or its dual code is processed, as disclosed e.g. in XP011026493 or XP000834637.
H03M13/458	3	{by updating bit probabilities or hard decisions in an iterative fashion for convergence to a final decoding result} {最終的な復号結果に収束させるために反復状態にあるビット確率または硬判断を更新することによる}	An example can be found in e.g. EP1475893, which discloses SISO decoding of block codes with updating of hard decisions of most reliable symbols using extrinsic information from least reliable symbols. Another example can be found in XP011054757.
H03M13/47	1	Error detection, forward error correction or error protection, not provided for in groups H03M13/01 - H03M13/37 H03M13/01からH03M13/37までのグループに分類されていないエラー検出, 前もつてのエラー訂正, あるいはエラー予防	
H03M13/49	2	Unidirectional error detection or correction 一定方向のエラー検出または訂正	
H03M13/51	2	Constant weight codes; n-out-of-m codes; Berger codes 定重み符号; nアウトオブm符号; バーガー符号	
H03M13/53	2	Codes using Fibonacci numbers series フィボナッチ数列を用いた符号	
H03M13/61	1	{Aspects and characteristics of methods and arrangements for error correction or error detection, not provided for otherwise} WARNING H03M13/61 - H03M13/6597 are not complete, see provisionally also H03M13/61, H03M13/63 and H03M13/65 {エラー修正またはエラー検出のための方法および手順の様相および特徴で, 他に包含されないもの} 警告 H03M13/61~H03M13/6597は未完成である, 暫定的にH03M13/61, H03M13/63およびH03M13/65も参照	
H03M13/611	2	{Specific encoding aspects, e.g. encoding by means of decoding} {特定の符号の様相, 例. 復号の手段による符号化}	
H03M13/612	2	{Aspects specific to channel or signal-to-noise ratio estimation (H03M13/63 takes precedence)} {チャンネルまたは信号対ノイズ比の推定に特有の様相 (H03M13/63が優先)}	
H03M13/613	2	{Use of the dual code} {双対符号の使用}	Use of properties of the code to be encoded or decoded that relate to its dual code. This includes, for instance, decoding using the trellis of the dual code instead of that of the code itself (cf. e.g. XP011071039 or XP010560872). H03M13/63 and its subgroups: These subgroups are intended to cover the combination of error control coding and other techniques. These subgroups are in particular important when the so-called turbo principle is applied to e.g. demodulation (turbo demodulation) or equalisation (turbo equalisation); then, H03M13/2957 is to be used to indicate the use of the turbo principle and H03M13/6325 and H03M13/6331, respectively, are used to indicate the non-coded constraint.
H03M13/615	2	{Use of computational or mathematical techniques} {計算的または数学的なテクニックの使用}	

H03M13/616	3	{Matrix operations, especially for generator matrices or check matrices, e.g. column or row permutations} {マトリックス操作, 特に発生器マトリックスまたは検査マトリックスのためのもの, 例. 縦列または横列の置換}	
H03M13/617	3	{Polynomial operations, e.g. operations related to generator polynomials or parity-check polynomials} {多項式操作, 例. 発生器多項式またはパリティ検査多項式に関する操作}	
H03M13/618	2	{Shortening and extension of codes} {符号の短縮および伸張}	
H03M13/63	1	{Joint error correction and other techniques (H03M13/31 and H03M13/33 take precedence)} {ジョイントエラー修正およびその他のテクニック (H03M13/31およびH03M13/33が優先)}	H03M 13/63 and its subgroups: These subgroups are intended to cover the combination of error control coding and other techniques. These subgroups are in particular important when the so-called turbo principle is applied to e.g. demodulation (turbo demodulation) or equalisation (turbo equalisation); then, H03M 13/2957 is to be used to indicate the use of the turbo principle and H03M 13/6325 and H03M 13/6331, respectively, are used to indicate the non-coded constraint.
H03M13/6306	2	{Error control coding in combination with Automatic Repeat reQuest [ARQ] and diversity transmission, e.g. coding schemes for the multiple transmission of the same information or the transmission of incremental redundancy (H03M13/3761, H03M13/3769 and H03M13/635 take precedence; ARQ schemes in general H04L1/18)} {自動再送要求[ARQ]およびダイバーシチ伝送と結合したエラー制御符号化, 例. 同一情報のマルチプル伝送またはインクリメンタルな上長の伝送のための符号化スキーム (H03M13/3761, H03M13/3769およびH03M13/635が優先; ARQスキーム一般H04L1/18)}	
H03M13/6312	2	{Error control coding in combination with data compression} {データ圧縮と結合したエラー制御符号化}	
H03M13/6318	3	{using variable length codes} {可変長符号の使用}	
H03M13/6325	2	{Error control coding in combination with demodulation} {復調と結合したエラー制御符号化}	
H03M13/6331	2	{Error control coding in combination with equalisation} {等化と結合したエラー制御符号化}	
H03M13/6337	2	{Error control coding in combination with channel estimation} {チャンネル推定と結合したエラー制御符号化}	
H03M13/6343	2	{Error control coding in combination with techniques for partial response channels, e.g. recording} {部分反応チャンネルの技術と結合したエラー制御符号化, 例. レコーディング}	
H03M13/635	2	{Error control coding in combination with rate matching} {レートマッチングと結合したエラー制御符号化}	

H03M13/6356	3	{by repetition or insertion of dummy data, i.e. rate reduction} {ダミーデータの反復または挿入による、すなわちレート減少}	
H03M13/6362	3	{by puncturing} {パンクチャリング}	
H03M13/6368	4	{using rate compatible puncturing or complementary puncturing} {レートに互換性のあるパンクチャリングまたは補足的なパンクチャリングの使用}	
H03M13/6375	5	{Rate compatible punctured convolutional [RCPC] codes} {レートに互換性のあるパンクチャリングを施した畳み込み[R C P C]符号}	
H03M13/6381	5	{Rate compatible punctured turbo [RCPT] codes} {レートに互換性のあるパンクチャリングを施したターボ[R C P T]符号}	
H03M13/6387	5	{Complementary punctured convolutional [CPC] codes} {補足的なパンクチャリングを施した畳み込み[C P C]符号}	
H03M13/6393	5	{Rate compatible low-density parity check [LDPC] codes} {レートに互換性のある低密度パリティ検査[L D P C]符号}	
H03M13/65	1	{Purpose and implementation aspects} {目的と実装の側面}	H03M 13/65 and its subgroups: <ul style="list-style-type: none"> · These subgroups are in general independent of the error control code/scheme and relate to implementation aspects and the intended application (in terms of standardized communication systems) · H03M 13/6569 is used for documents that are specific to implementations on processors or in software (e.g. software defined radio) · H03M 13/6575 covers implementations using circuits without memory, e.g. boolean circuits; these type of circuits are often applied to encoding and decoding when the operations can be expressed by means of boolean algebra (cf. e.g. XP000354258)
H03M13/6502	2	{Reduction of hardware complexity or efficient processing} {ハードウェアの複雑性の減少または効率的な処理}	
H03M13/6505	3	{Memory efficient implementations} {メモリー効率的な実装}	
H03M13/6508	2	{Flexibility, adaptability, parametrability and configurability of the implementation} {実装の柔軟性、適応性、パラメター性および環境設定性}	
H03M13/6511	3	{Support of multiple decoding rules, e.g. combined MAP and Viterbi decoding} {マルチプル復号化ルールの支持、例. MAP とビタビ復号化の結合}	
H03M13/6513	3	{Support of multiple code types, e.g. unified decoder for LDPC and turbo codes} {マルチプル符号タイプの支持、例. L D P C およびターボ符号のための統一されたデコーダー}	

H03M13/6516	3	{Support of multiple code parameters, e.g. generalized Reed-Solomon decoder for a variety of generator polynomials or Galois fields} {マルチプル符号パラメータの支持, 例. 様々な発生器多項式またはガロワフィールドのための一般化されたリードソロモンデコーダー}	
H03M13/6519	3	{Support of multiple transmission or communication standards} {マルチプル伝送または通信標準の支持}	
H03M13/6522	2	{Intended application, e.g. transmission or communication standard} {意図された応用, 例. 伝送または通信標準}	
H03M13/6525	3	{3GPP LTE including E-UTRA} {E-UTRAを含む3GPP LTE}	
H03M13/6527	3	{IEEE 802.11 [WLAN]} {IEEE 802.11 (WLAN)}	
H03M13/653	3	{3GPP HSDPA, e.g. HS-SCCH or DS-DSSS related} {3GPP HSDPA, 例. HS-SCCHまたはDS-DSSSに関連するもの}	
H03M13/6533	3	{ITU 992.X [ADSL]} {ITU 992.X (ADSL)}	
H03M13/6536	3	{GSM GPRS} {GSM GPRS}	
H03M13/6538	3	{ATSC VBS systems} {ATSC VBSシステム}	
H03M13/6541	3	{DVB-H and DVB-M} {DVB-HおよびDVB-M}	
H03M13/6544	3	{IEEE 802.16 (WiMAX and broadband wireless access)} {IEEE 802.16 (WiMAXおよび広帯域無線アクセス)}	
H03M13/6547	3	{TCP, UDP, IP and associated protocols, e.g. RTP} {TCP, UDP, IPおよび関係するプロトコル, 例. RTP}	
H03M13/655	3	{UWB OFDM} {UWB OFDM}	
H03M13/6552	3	{DVB-T2} {DVB-T2}	
H03M13/6555	3	{DVB-C2} {DVB-C2}	
H03M13/6558	3	{3GPP2} {3GPP2}	
H03M13/6561	2	{Parallelized implementations} {並列化された実装}	
H03M13/6563	2	{Implementations using multi-port memories} {マルチポートメモリーを使用した実装}	
H03M13/6566	2	{Implementations concerning memory access contentions} {メモリアクセス競合に関する実装}	

H03M13/6569	2	{Implementation on processors, e.g. DSPs, or software implementations} {プロセッサへの実装, 例. DSPまたはソフトウェアの実装}	
H03M13/6572	2	{Implementations using a tree structure, e.g. implementations in which the complexity is reduced by a tree structure from $O(n)$ to $O(\log(n))$ } {ツリー構造を用いた実装, 例. $O(n)$ から $O(\log(n))$ までのツリー構造により複雑性を減少させた実装}	
H03M13/6575	2	{Implementations based on combinatorial logic, e.g. boolean circuits} {組み合わせ論理に基づいた実装, 例. ブーリアン回路}	
H03M13/6577	2	{Representation or format of variables, register sizes or word-lengths and quantization} {変数, レジスタサイズまたは文字数および量子化の表記または形式}	
H03M13/658	3	{Scaling by multiplication or division} {乗算または除算によるスケーリング}	
H03M13/6583	3	{Normalization other than scaling, e.g. by subtraction} {スケーリング以外の正規化}	
H03M13/6586	4	{Modulo/modular normalization, e.g. 2's complement modulo implementations} {モジュロ/モジュラー正規化, 例. 2の補数モジュロ実装}	
H03M13/6588	3	{Compression or short representation of variables} {変数の圧縮または短縮した表記}	
H03M13/6591	3	{Truncation, saturation and clamping} {切り捨て, 飽和およびクランピング}	
H03M13/6594	3	{Non-linear quantization} {非線形量子化}	
H03M13/6597	2	{Implementations using analogue techniques for coding or decoding, e.g. analogue Viterbi decoder} {符号化または復号化のためのアナログ技術を利用した実装, 例. アナログビタビデコーダー}	

表 31 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04B1/69 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H04B1/69	1	Spread spectrum techniques スペクトラム拡散技術一般	Spread spectrum techniques representing methods by which communication energy generated in a particular bandwidth is deliberately spread in the frequency domain, resulting in a signal with a wider bandwidth.
H04B2001/6904	2	{using code hopping} 符号ホッピングを使用するもの	
H04B2001/6908	2	{using time hopping} 時間ホッピングを使用するもの	
H04B2001/6912	2	{using chirp} チャープを使用するもの	

H04B2001/6916	2	{Related theory} 関連する理論	
H04B1/692	2	Hybrid techniques using combinations of two or more spread spectrum techniques WARNING Not complete pending the completion of reclassification; see also group H04B1/69 2以上のスペクトラム拡散技術の組合せを用いたハイブリッド技術 警告 再分類が未完了である, H04B1/69グループも参照のこと	Hybrids of spread spectrum techniques, e.g. frequency hopping/direct-sequence systems, timehopping/direct-sequence systems.
H04B1/707	2	using direct sequence modulation 直接拡散方式を用いるもの	Direct-sequence spread-spectrum techniques which directly modulate the data being transmitted by a spreading code whose frequency (chip rate) is much higher than the modulated bandwidth of the data signal (symbol rate). An example of direct sequence modulation is CDMA (Code Division Multiple Access). Examples of systems are IS-95 (Interim Standard 2000), CDMA 2000, UMTS (Universal Mobile Telephone System), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access).
H04B2001/70706	3	{using a code tracking loop, e.g. a delay locked loop} {符号追尾ループを使用するもの, 例. 遅延同期ループ}	
H04B1/70712	3	{with demodulation by means of convolvers, e.g. of the SAW type (SAW convolvers in general G06G7/195)} {コンボルバによる復調手段を有するもの, 例. SAW型のもの (SAWコンボルバ一般G06G7/195)}	
H04B1/70718	3	{with asynchronous demodulation, i.e. not requiring code synchronisation} {非同期復調機能を有するもの, すなわちコード同期を要さないもの}	
H04B2001/70724	3	{featuring pilot assisted reception} 特徴的なパイロット補助信号の受信	
H04B1/7073	3	Synchronisation aspects 同期に関するもの	
H04B1/70735	4	{Code identification (H04B 1/7083 が優先)}	
H04B1/7075	4	with code phase acquisition 符号位相捕捉	
H04B1/70751	5	{using partial detection (H04B 1/70758 が優先)}	
H04B1/70752	6	{Partial correlation}	
H04B1/70753	6	{Partial phase search}	
H04B1/70754	5	{Setting of search window, i.e. range of code offsets to be searched (H04B 1/70758 が優先)}	
H04B1/70755	5	{Setting of lock conditions, e.g. threshold}	
H04B1/70756	5	{Jumping within the code, i.e. masking or slewing (H04B 1/70758 が優先)}	
H04B1/70757	5	{with increased resolution, i.e. higher than half a chip (H04B 1/70758 が優先)}	
H04B1/70758	5	{Multimode search, i.e. using multiple search strategies}	
H04B1/7077	5	Multi-step acquisition, e.g. multi-dwell, coarse-fine or validation 多段処理, 例. マルチドウェル, 粗同期・精同期, 同期の検証	
H04B1/70775	6	{Multi-dwell schemes, i.e. multiple accumulation times}	

H04B1/708	5	Parallel implementation 並列実装	
H04B1/7083	4	Cell search, e.g. using a three-step approach セルサーチ, 例. 三段階セルサーチを用いたもの	
H04B1/7085	4	using a code tracking loop, e.g. a delay-locked loop 符号追従ループ, 例. D L Lを用いたもの	
H04B2001/70855	5	{Dithering}	
H04B1/7087	4	Carrier synchronisation aspects 搬送波の同期化	
H04B1/709	3	Correlator structure 相関器の構造	
H04B1/7093	4	Matched filter type マッチドフィルタ	
H04B2001/70935	5	{using a bank of matched filters, e.g. Fast Hadamard Transform}	
H04B1/7095	4	Sliding correlator type スライディングコリレータ	
H04B1/7097	3	Interference-related aspects 干渉に関するもの	
H04B1/71	4	the interference being narrowband interference 狭帯域干渉に関するもの	
H04B1/7101	5	{with estimation filters}	
H04B1/7102	5	{with transform to frequency domain}	
H04B1/7103	4	the interference being multiple access interference マルチアクセス干渉に関するもの	
H04B1/7105	5	Joint detection techniques, e.g. linear detectors 結合検出技術, 例. 直線検波器	
H04B1/71052	6	{using decorrelation matrix}	
H04B1/71055	6	{using minimum mean squared error [MMSE] detector}	
H04B1/71057	6	{using maximum-likelihood sequence estimation [MLSE]}	
H04B1/7107	5	Subtractive interference cancellation 減算による干渉除去	
H04B1/71072	6	. {Successive interference cancellation}	
H04B1/71075	6	{Parallel interference cancellation}	
H04B2001/71077	6	{Partial interference cancellation}	
H04B1/711	4	the interference being multi-path interference マルチパス干渉に関するもの	
H04B1/7113	5	Determination of path profile パスのプロファイルの測定	
H04B1/7115	5	Constructive combining of multi-path signals, i.e. RAKE receivers マルチパスの合成, すなわち. RAKE受信機	
H04B1/7117	6	Selection, re-selection, allocation or re-allocation of paths to fingers, e.g. timing offset control of allocated fingers フィンガのパスの選択, 再選択, 割当てまたは再割当て, 例. 割り当てられたフィンガのタイミングオフセットの調整	

H04B1/712	6	Weighting of fingers for combining, e.g. amplitude control or phase rotation using an inner loop フィンガの重み付け合成, 例. インナーループを用いた電力値及び位相値の制御	
H04B1/713	2	using frequency hopping 周波数ホッピング方式を使用するもの	Frequency-hopping spread spectrum techniques which involve transmitting radio signals by switching a carrier among many frequency channels, using a hopping sequence known to both transmitter and receiver.
H04B1/7136	3	Arrangements for generation of hop frequencies, e.g. using a bank of frequency sources, using continuous tuning or using a transform ホッピング周波数の調整, 例. 周波数源のバンクを利用するもの, または連続同調を利用するもの, あるいは変圧を利用するもの	
H04B2001/71362	4	{using a bank of frequency sources}	
H04B2001/71365	4	{using continuous tuning of a single frequency source}	
H04B2001/71367	4	{using a transform}	
H04B1/7143	3	Arrangements for generation of hop patterns ホッピングパターンの調整	
H04B1/715	3	Interference-related aspects 干渉に関するもの	
H04B2001/7152	4	{with means for suppressing interference}	
H04B2001/7154	4	{with means for preventing interference}	
H04B1/7156	3	Arrangements for sequence synchronization シーケンス同期の調整	
H04B2001/71563	4	{Acquisition}	
H04B2001/71566	4	{Tracking}	
H04B1/7163	2	using impulse radio WARNING As from 01/04/2011 documents relating to pulse-related aspects are classified in H04B1/717 and the backlog for such documents is continuously being reclassified from H04B1/7163 インパルス無線を用いるもの 警告 2011年1月4日からパルスに関連する文書は H04B 1/717 に分類されているため, それらの文書のバックログも H04B 1/7163 より継続的に再分類されている	Impulse radio spread spectrum which involve an ultra-wideband (UWB) communication system that transmits baseband pulses of very short duration (typically of the order of a nanosecond) with bandwidths that span from near dc to several GHz.
H04B1/71632	3	{Signal aspects (H04B 1/7172 と H04B 1/7176 が優先)}	
H04B1/71635	3	{Transmitter aspects (H04B 1/7174 が優先)}	
H04B1/71637	3	{Receiver aspects (H04B 1/7183 が優先)}	
H04B1/717	3	Pulse-related aspects WARNING Not complete pending the completion of reclassification; see also group H04B1/7163 パルスに関するもの 警告 再分類が未完了である. H04B 1/7163 も参照のこと	
H04B1/7172	4	{Pulse shape (in general H04L 25/03834)}	
H04B1/7174	4	{Pulse generation (in general H04L 25/03834)}	
H04B1/7176	3	Data mapping, e.g. modulation データマッピング, 例. 変調	
H04B1/7183	3	Synchronisation 同期に関するもの	
H04B1/719	3	Interference-related aspects 干渉に関するもの	

H04B1/72	1	Circuits or components for simulating aerials, e.g. dummy aerial (dissipative waveguide terminations H01P1/26) WARNING contains no documents, see H03H, e.g. H03H7/38, H03H11/28 空中線を擬似するための回路または構成要素, 例. 擬似空中線(消散型導波管終端H01P1/26) 警告 資料無し, H03H, 例えばH03H7/38, H03H11/28を参照	
H04B1/74	1	for increasing reliability, e.g. using redundant or spare channels or apparatus {(replacing by standby devices for amplifiers H03F1/52, H03F1/542)} 信頼性を増すためのもの, 例. 冗長なまたは予備の回線または装置を用いるもの {(増幅器用の予備機に取替えるものH03F1/52, H03F1/542)}	
H04B1/745	2	{using by-passing or self-healing methods} {迂回または自己回復方式を使用するもの}	
H04B1/76	1	Pilot transmitters or receivers for control of transmission or for equalising 伝送の制御または等化のためのパイロット信号送信機または受信機	

表 32 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04B7/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H04B7/00	0	Radio transmission systems, i.e. using radiation field (H04B10/00, H04B15/00 take precedence) 無線伝送方式, すなわち放射電磁界を用いるも (H04B10/00, H04B15/00が優先)	Radio transmission systems wherein the information signal transmission is by electromagnetic waves other than light or infra-red.
H04B7/002	1	{Reducing depolarization effects} {脱分極作用の低減}	
H04B7/005	1	Control of transmission: Equalising 伝送の制御; 等化	
H04B7/01	1	Reducing phase shift 位相偏移の低減	Reducing phase shift to compensate for Doppler effect
H04B7/015	1	Reducing echo effects 反響効果の低減	

H04B7/02	1	<p>Diversity systems: Multi-antenna systems, i.e. transmission or reception using multiple antennas (RAKE receivers H04B 1/7115)</p> <p>WARNING</p> <p>Group H04B 7/02 is impacted by reclassification into group H04B 1/7115. Groups H04B 7/02 and H04B 1/7115 should be considered in order to perform a complete search.</p>	<p>This place covers:</p> <ul style="list-style-type: none"> the use of one or more antennas to transmit or receive signals, characterised by separation in time, phase, frequency, polarisation, angle or spacing; the improvement thereby being of channel quality and reliability; aspects of diversity, beamforming and antenna weighting; the generation of antenna weights for multiple antennas; the feedback of information in order to assign weights for multiple antennas; the transmission through multiple beams, for single or multiple users; the combination or selection of signals from one or more fading channels by using characteristics thereof or correlation. <p>Aspects related to diversity, beamforming and antenna weighting:</p> <ul style="list-style-type: none"> when the signal has diverse possibilities of being transmitted/ received through one or several antennas with different characteristics (including time, frequency, space, polarization, angle, phase...); "diverse possibilities" means the signal does not always have to be transmitted by more than one antenna. The diversity in this case would be achieved in the channel between the transmitter and receiver. This channel diversity is aimed to increase quality and reliability at the receiver; exploiting gain of one or more fading channels either uncorrelated or correlated (such as single beamforming and pre-coding); transmission through multiple beams for single user and multiple user; feedback of information in order to assign weights and improve reliability of the signal in transmission/ reception; generation of antenna weights for multiple antennas; transmission of a plurality of different signals from different antennas, wherein at least one of said signals is transmitted (potentially weighted) from more than one antenna; for example MIMO transmission for N different streams via M different antennas, where M linear combinations of the N streams are transmitted, each linear combination being transmitted from each antenna.
H04B7/022	2	<p>Site diversity; Macro-diversity (using two or more spaced independent antennas H04B7/04)</p> <p>サイトダイバーシティ, マクロダイバーシティ (離れて配置された複数の独立空中線を用いるものH04B7/04)</p>	
H04B7/024	3	<p>Co-operative use of antennas of several sites, e.g. in co-ordinated multipoint or co-operative multiple-input multiple-output [MIMO] systems</p>	<p>Example of documents classified here: see US2010034146 (figure 7):</p>
H04B7/026	3	<p>Co-operative diversity, e.g. using fixed or mobile stations as relays</p>	
H04B7/028	2	<p>{Spatial transmit diversity using a single antenna at the transmitter}</p>	<p>Example of documents classified in this group: see e.g. US2011070840 (abstract): "... The antenna(s) are spatially translated in an arbitrary trajectory. As the antenna(s) is being spatially translated, a data processing means samples the incoming signal at set intervals based on a clock signal provided by a system clock. By sampling the incoming signal at different times at different spatial locations on the arbitrary trajectory, the system acts as a synthetic antenna array. The different samplings of the incoming signal at different times and positions provide signal diversity gain as well as different readings which can be used to estimate and/or calculate various parameters of the incoming signal."</p>
H04B7/04	2	<p>using two or more spaced independent antennas</p> <p>離れて配置された複数の独立空中線を用いるもの</p>	<p>Plurality of spaced independent aerials, both correlated (beamforming) or non-correlated (diversity) at transmitter or receiver or both, either using simultaneous transmission/reception (e.g. for beamforming) or successive transmission/reception (antenna switching/selection).</p>
H04B7/0404	3	<p>the mobile station comprising multiple antennas, e.g. to provide uplink diversity</p>	

H04B7/0408	3	using two or more beams, i.e. beam diversity {複数のビームを使用するもの, 例. ビームダイバーシチ}	Example of documents classified here: see WO2009046409 (figures 4, 7)
H04B7/0413	3	MIMO systems WARNING Group H04B7/0413 and subgroups are not complete pending reorganisation. See also H04W52/42	transmission of a plurality of different signals from different antennas, wherein at least one of said signals is transmitted (potentially weighted) from more than one antenna; for example MIMO transmission for N different streams via M different antennas, where M linear combinations of the N streams are transmitted, each linear combination being transmitted from each antenna.
H04B7/0417	4	Feedback systems	
H04B7/0421	5	{utilizing implicit feedback, e.g. steered pilot signals}	Example of documents classified here: US2004179627 (figure 3):
H04B7/0426	4	Power distribution	
H04B7/043	5	{using best eigenmode, e.g. beam forming or beam steering}	
H04B7/0434	5	{using multiple eigenmodes}	
H04B7/0439	6	{utilizing channel inversion}	
H04B7/0443	6	{utilizing "waterfilling" technique}	
H04B7/0447	6	{utilizing uniform distribution}	
H04B7/0452	4	Multi-user MIMO systems	
H04B7/0456	4	Selection of precoding matrices or codebooks, e.g. using matrices antenna weighting	
H04B7/046	5	{taking physical layer constraints into account}	
H04B7/0465	6	{taking power constraints at power amplifier or emission constraints, e.g. constant modulus, into account}	
H04B7/0469	6	{taking special antenna structures, e.g. cross polarized antennas into account}	
H04B7/0473	6	{taking constraints in layer or codeword to antenna mapping into account}	
H04B7/0478	5	. {Special codebook structures directed to feedback optimization}	
H04B7/0482	5	{Adaptive codebooks}	
H04B7/0486	5	{taking channel rank into account}	
H04B7/0491	3	using two or more sectors, i.e. sector diversity {複数のセクターを使用するもの, 例. セクターダイバーシチ}	Example of document classified here: see e.g. US2008004016 (abstract): "A base station for establishing a picocell is configured so as to provide multiple sectors, with spatial diversity between sectors. The combination of the multiple sectors and the spatial diversity reduces signal power requirements in the air interface within a confined space and provides improvements in quality of service.
H04B7/0495	4	using overlapping sectors in the same base station to implement MIMO for antennas	
H04B7/06	3	at the transmitting station 送信局におけるもの,	Plurality of spaced independent aerials at the transmitter (correlated or uncorrelated)
H04B7/0602	4	{using antenna switching (H04B7/0686 takes precedence; antenna beam directivity switching H01Q3/24)} {アンテナの切替を使用するもの (H04B7/0686 が優先; アンテナビームダイバーシチの切替H01Q3/24)}	
H04B7/0604	5	{with predefined switching scheme} {事前に定義された切替体系を有するもの}	
H04B7/0606	6	{Random or pseudo-random switching scheme} {ランダムまたは擬似ランダム体系}	
H04B7/0608	5	{Antenna selection according to transmission parameters} {伝送パラメータによるアンテナの選択}	
H04B7/061	6	{using feedback from receiving side} {受信側からのフィードバックを使用するもの}	

H04B7/0613	4	{using simultaneous transmission (H04B7/0686 takes precedence)} {同時伝送を使用するもの (H04B7/0686 が優先)}	
H04B7/0615	5	{of weighted versions of same signal} {同一信号が重み付けにより変形されたもの}	
H04B7/0617	6	{for beam forming} {ビームフォーミング用}	
H04B7/0619	6	{using feedback from receiving side (feedback signaling for adaptive modulation/coding H04L1/0001)} {受信側からのフィードバックを使用するもの}	
H04B7/0621	7	{Feedback content}	
H04B7/0623	8	{Auxiliary parameters, e.g. power control [PCB] or not acknowledged commands [NACK], used as feedback information}	
H04B7/0626	8	{Channel coefficients, e.g. channel state information [CSI]}	
H04B7/0628	8	{Diversity capabilities}	
H04B7/063	8	{Parameters other than those covered in groups H04B 7/0623 - H04B 7/0634, e.g. channel matrix rank or transmit mode selection}	
H04B7/0632	8	{Channel quality parameters, e.g. channel quality indicator [CQI]}	
H04B7/0634	8	{Antenna weights or vector/matrix coefficients}	
H04B7/0636	7	{Feedback format}	
H04B7/0639	8	{Using selective indices, e.g. of a codebook, e.g. pre-distortion matrix index [PMI] or for beam selection}	
H04B7/0641	8	{Differential feedback}	Example of documents classified in this group: see e.g. WO2008157620 (fig. 2 and paragraph [0031]):
H04B7/0643	8	{Feedback on request}	
H04B7/0645	8	{Variable feedback}	
H04B7/0647	9	{Variable feedback rate}	
H04B7/065	9	{Variable contents, e.g. longterm or short-short}	Example of document classified here: see e.g. WO2008157620 (fig. 2 and paragraph [0031]).
H04B7/0652	7	{Feedback error handling}	
H04B7/0654	8	{at the receiver, e.g. antenna verification at mobile station}	Example of document classified here: see US2006068791 (fig. 2, paragraph [0031]): or abstract of Seeger A; Sikora M, "Antenna weight verification for closed loop transmit diversity, GLOBECOM'03. 2003 - IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. CONFERENCE PROCEEDINGS. SAN FRANCISCO, CA, DEC. 1 - 5, 2003; [IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE], 20031201; 20031201 - 20031205, NEW YORK, NY : IEEE, US, XP010678496: "Closed loop transmit diversity (CLTD) for FDD WCDMA relies on low-rate feedback to achieve both beamforming and diversity gain. Since the feedback channel is not immune to errors, occasionally base station (BS) uses different antenna weight vector from the one requested by mobile station (MS). Surprisingly, most of the resulting performance degradation is caused not by reduced power of the Rx signal, but by erroneous dedicated channel estimation at the MS relying on knowledge of used weight vector. In this paper we introduce a general trellisbased antenna weight verification algorithm, which attempts to detect feedback errors and determine the most likely weight vector."
H04B7/0656	8	{at the transmitter, e.g. error detection at base station}	For example error detection/ correction of feedback bits at diversity transmitter.
H04B7/0658	7	{Feedback reduction}	

H04B7/066	8	{Combined feedback for a number of channels, e.g. over several subcarriers like in orthogonal frequency division multiplexing [OFDM]}	
H04B7/0663	8	{using vector or matrix manipulations}	Example of document classified here: see US2006056531 (abstract): "Feedback bandwidth may be reduced in a closed loop MIMO system by Householder transformations, vector quantization using codebooks, and down-sampling in the frequency domain. A column of a beamforming matrix is quantized using a codebook, a Householder reflection is performed on the beamforming matrix to reduce the dimensionality of the beamforming matrix, and the quantizing and performing of Householder reflection on the previously dimensionality reduced beamforming matrix is recursively repeated to obtain a further reduction of dimensionality of the beamforming matrix."
H04B7/0665	6	{Feed forward of transmit weights to the receiver}	
H04B7/0667	5	{of delayed versions of same signal (using space-time coding H04L1/0618)} {同一信号が遅延により変形されたもの (時空コード化を使用するもの H04L1/0618)}	
H04B7/0669	6	{using different channel coding between antennas (space-time coding H04L1/0618)}	
H04B7/0671	6	{using different delays between antennas}	Example of document classified here: see WO0011806 (abstract and figure 1):
H04B7/0673	6	{using feedback from receiving side} 受信側からのフィードバックを使用するもの	
H04B7/0676	6	{using random or pseudo-random delays} ランダムまたは擬似ランダム体系	
H04B7/0678	5	{using different spreading codes between antennas (code allocation H04J13/16)}	
H04B7/068	5	{using space frequency diversity (spacefrequency coding H04L1/0606)}	
H04B7/0682	5	{using phase diversity (e.g. phase sweeping)}	Example of documents classified here: see US2006172710 (abstract) for phase sweeping diversity.
H04B7/0684	5	{using different training sequences per antenna}	
H04B7/0686	4	{Hybrid systems, i.e. switching and simultaneous transmission} {ハイブリッドシステム, すなわち切替および同時伝送}	
H04B7/0689	5	{using different transmission schemes, at least one of them being a diversity transmission scheme}	Example of document classified here: see e.g. EP2276305 (figure 5):
H04B7/0691	5	{using subgroups of transmit antennas}	
H04B7/0693	6	{switching off a diversity branch, e.g. to save power}	
H04B7/0695	5	{using beam selection}	
H04B7/0697	4	{using spatial multiplexing}	Example of document classified here: see e.g. US2003235147:
H04B7/08	3	at the receiving station 受信局におけるもの,	Plurality of spaced independent aerials at the receiver (correlated or uncorrelated)
H04B7/0802	4	{using antenna selection (H04B7/0868 takes precedence; antenna beam directivity switching H01Q3/24)} {アンテナの選択を使用するもの (H04B7/0868が優先; アンテナビーム指向性切替 H01Q3/24)}	

H04B7/0805	5	{with single receiver and antenna switching (H04B7/0822 takes precedence)} {単一の受信機およびアンテナ切替を有するもの (H04B7/0822 が優先)}	Example of documents classified here for receive antennas switched to a single receiver circuit; see US2010075603 (figure 1):
H04B7/0808	6	{comparing all antennas before reception} {受信前の全アンテナ比較}	
H04B7/0811	7	{during preamble or gap period} {プリアンブルまたはギャップ周期中}	
H04B7/0814	6	{based on current reception conditions, e.g. switching to different antenna when signal level is below threshold} {電流受信条件に基いたもの, 例. 信号レベルが閾値以下のときには異なるアンテナへ切替}	
H04B7/0817	5	{with multiple receivers and antenna path selection} {複数受信機およびアンテナ径路選択機能を有するもの}	Example of document classified here: where the selection criterion is not necessarily identified, see WO2008003029 (figure 1):
H04B7/082	6	{selecting best antenna path} {最良アンテナ径路の選択}	
H04B7/0822	5	{according to predefined selection scheme} {事前に定義された選択体系によるもの}	
H04B7/0825	5	{with main and with auxiliary or diversity antennas} メインおよび補助またはダイバーシチアンテナを有するもの	
H04B7/0828	5	{with delay elements in antenna paths} アンテナ径路に遅延素子を有するもの	
H04B7/0831	5	{Compensation of the diversity switching process for non-uniform properties or faulty operations of the switches used in the diversity switching process}	
H04B7/0834	5	{based on external parameters, e.g. subscriber speed or location} 外部パラメータに基づくもの. 例. 加入者速度または位置	
H04B7/0837	4	{using pre-detection combining (H04B7/0868 takes precedence)} {事前検知結合を使用するもの (H04B7/0868 が優先)}	
H04B7/084	5	{Equal gain combining, only phase adjustments (antenna beam scanning or forming by phase or amplitude control H01Q3/26, e.g. phased arrays)} {等利得結合, 位相調整のみ (アンテナビームスキャンまたは位相による形成または増幅制御H01Q3/26, 例. フェイズドアレイ)}	
H04B7/0842	5	{Weighted combining} {重み付け結合}	
H04B7/0845	6	{per branch equalization, e.g. by an FIR-filter or RAKE receiver per antenna branch (rake receivers as such H04B1/7115)} {分岐毎の等化, 例. アンテナ毎のFIRフィルタあるいはレーキ受信機による}	Example of documents classified here: see US2009097577 (figure 1):

H04B7/0848	6	{Joint weighting} {共同重み付け}	
H04B7/0851	7	{using training sequences or error signal (minimizing error signal H04B7/0854)} {初期調整用または誤り信号を使用するもの(最小誤り信号H04B7/0854)}	Example of documents classified here: see US6115406 (figure 5):
H04B7/0854	7	{using error minimizing algorithms, e.g. minimum mean squared error [MMSE], "cross-correlation" or matrix inversion} {誤り最小化アルゴリズム, 例. 最小平均二乗誤差 (MMSE), "相互相関"または行列逆変換を使用したもの}	
H04B7/0857	7	{using maximum ratio combining techniques, e.g. signal-to-interference ratio [SIR], received signal strength indication [RSS]} {最大比合成手法, 例. 信号対干渉比 (SIR), 受信信号強度表示 (RSS)}	
H04B7/086	6	{using weights depending on external parameters, e.g. direction of arrival [DOA], predetermined weights or beamforming} {外部パラメータに依存する重み付け, 例. 到着方向 (DOA), 所定の重みまたはビーム成形を使用するもの}	Beamforming at the receiver included here.
H04B7/0862	6	{receiver computing weights based on information from the transmitter}	
H04B7/0865	6	{Independent weighting, i.e. weights based on own antenna reception parameters} {独立な重み付け, すなわちアンテナ自身の受信パラメータに基づくもの}	
H04B7/0868	4	{Hybrid systems, i.e. switching and combining} {ハイブリッドシステム, すなわち切替と結合}	
H04B7/0871	5	{using different reception schemes, at least one of them being a diversity reception scheme}	
H04B7/0874	5	{using subgroups of receive antennas}	
H04B7/0877	6	{switching off a diversity branch, e.g. to save power}	
H04B7/088	5	{using beam selection}	
H04B7/0882	4	{using post-detection diversity} {ポスト検出ダイバーシチを使用するもの}	Example of documents classified here: see EP1257070 (figure 1):
H04B7/0885	5	{with combination} {組合せを有するもの}	
H04B7/0888	5	{with selection} {選択を伴うもの}	
H04B7/0891	4	{Space-time diversity (rake receivers H04B1/7115; space-time decoding H04L1/0631)} {時空ダイバーシチ (レーキ受信機H04B1/707F3(ECLA))}	
H04B7/0894	5	{using different delays between antennas}	
H04B7/0897	5	{using beamforming per multi-path, e.g. to cope with different directions of arrival [DOA] at different multi-paths}	
H04B7/10	2	Polarisation diversity; Directional diversity 偏波ダイバーシチ, 方向ダイバーシチ	

H04B7/12	2	Frequency diversity 周波数ダイバーシティ	
H04B7/14	1	Relay systems	<p>Radio relay systems are divided into passive relay systems (H04B 7/145) and active relay systems (H04B 7/15). A passive relay is a relay on which a signal is only reflected. Active relay systems are used by communication arrangements to receive, to process and to retransmit signals between devices separated by air or space.</p> <p>Mobility is possible between the devices of the active relay system and the transmission can be unidirectional or bidirectional.</p> <p>The processing within the relay is of a wide range. For instance the relay processing covers the following issues. The signals relayed can be a multiplex of a plurality of signals. The processing minimizes the interference between the signal received and retransmitted. Signal are regenerated, signals are switched in the relay before retransmission. Further processing details are indicated in the subgroups of H04B 7/15.</p> <p>Moreover, as indicated below, the active relay systems are further subdivided into ground based relay stations, airborne relay stations and space based relay station (satellites).</p>
H04B7/145	2	Passive relay systems 受動中継方式	<p>A passive relay is a relay on which a signal is only reflected. No processing is done by such a relay. A passive relay is used to scatter a signal.</p> <p>Radio waves, below a certain frequency, are reflected by the ionosphere. This allows propagation beyond the horizon. Meteor burst communication or meteor scatter communication uses the ionized trail of a meteor for radio wave reflection.</p> <p>Two antennas linked by a waveguide assure radio relaying. This is used for example to allow reception in a tunnel. Reflection can be achieved by the use of a passive airborne platform.</p> <p>To enable radio wave transmission in buildings, passive antennas, material transparent to radio waves ... are used.</p>
H04B7/15	2	Active relay systems 能動中継方式	
H04B7/155	3	Ground-based stations (H04B7/204 takes precedence {for satellite systems H04B7/18517}) 地上局 (H04B7/204が優先; {衛星システム用H04B7/18517})	<p>Relays are used for range extension, to cover shadowed regions, to allow communication with the inside of a building, to transmit signals over long distances.</p> <p>Microwaves relays working from 2 to 5 GHz with fixed stations in line of sight allow point to point high data rate transmission for telephony or broadcasting signals.</p> <p>Shortwave relay are used for broadcasting.</p> <p>Relays are used in a wireless network for radio cell extension. Cooperative relays are used for signals diversity</p>
H04B7/15507	4	{Relay station based processing for cell extension or control of coverage area, (network planning with network coordinated processing with regard to cell extension H04W 16/26; network topologies using dedicated repeater stations H04W 84/047; terminal devices adapted for relaying to or from an other terminal H04W 88/04)}	
H04B7/15514	5	{for shadowing compensation (for satellite mobile telephony service systems H04B 7/18536)}	

H04B7/15521	4	{combining by calculations packets received from different stations before transmitting the combined packets as part of network coding (network coding aspects for detection or prevention of errors in the information received H04L 1/0076; network traffic management with optimizing of information sizing, e.g. header compression, by using assembly and disassembly of packets H04W 28/065)}	
H04B7/15528	4	{Control of operation parameters of a relay station to exploit the physical medium}	
H04B7/15535	5	{Control of relay amplifier gain (amplifier gain control in general H03G 3/00; gain control reducing self - or loop interference H04B 7/15578)}	
H04B7/15542	5	. {Selecting at relay station its transmit and receive resources (selection of wireless resources by user or terminal H04W 72/02; arrangements affording multiple use of the transmission path by two-dimensional division of the resources H04L 5/0003, or by allocating subchannels H04L 5/003)}	
H04B7/1555	5	{Selecting relay station antenna mode, e.g. selecting omnidirectional -, directional beams, selecting polarizations}	
H04B7/15557	4	{Selecting relay station operation mode, e.g. between amplify and forward mode, decode and forward mode or FDD - and TDD mode}	
H04B7/15564	4	{Relay station antennae loop interference reduction}	
H04B7/15571	5	{by signal isolation, e.g. isolation by frequency or by antenna pattern, or by polarization}	
H04B7/15578	5	{by gain adjustment}	
H04B7/15585	5	{by interference cancellation}	
H04B7/15592	4	{Adapting at the relay station communication parameters for supporting cooperative relaying, i.e. transmission of the same data via direct - and relayed path (cooperative diversity H04B 7/024)}	
H04B7/165	4	employing angle modulation 角度変調を使用するもの	
H04B7/17	4	employing pulse modulation, e.g. pulse code modulation パルス変調を使用するもの、例. パルス符号変調	
H04B7/185	3	Space-based or airborne stations: {Stations for satellite systems}(H04B7/204 takes precedence) 宇宙局または航空機搭載局； {衛星システム用局} (H04B7/204 が優先)	
H04B7/18502	4	{Airborne stations} {航空機搭載局}	

H04B7/18504	<p>5 {Aircraft used as relay or high altitude atmospheric platform}</p> <p>{中継局または高高度のプラットフォームとして使用される航空機}</p>	<p>The stations are navigating in the stratosphere (below 50 km).</p> <p>The airborne station is an unmanned airborne device or an aircraft covering a region (for example in case of an emergency situation when communications are disrupted during a catastrophically event). The relay is a lighter than air device, a balloon, a dirigible, a device called HALE (High Altitude Low Expenditure), HAAP (High Altitude Atmospheric Platform), SHARP (Stationary High Altitude Relay Platform) or an unmanned aerial vehicle (UAV).</p> <p>The airborne station works alone or is part of a network of other stations. The communications can then be handed over to another platform. A satellite can be part of the network. The technical characteristics of these devices, their trajectory are adapted for communication. The relays are drifting in the sky or they are stabilized in position and altitude.</p>
H04B7/18506	<p>5 {Communications with or from aircraft, i.e. aeronautical mobile service}</p> <p>{航空機とのまたは航空機からの通信, すなわち航空モバイルサービス}</p>	<p>Communications with or from an aircraft without relaying through a satellite.</p> <p>The system are communication systems for commercial aircrafts and used for transmission between the passengers and the ground for voice or data communication. The systems are as well for communications between the cockpit and earth control stations for air traffic control, for aircraft short messages service ...</p> <p>Such systems are as well used for transport devices like a bus or ship.</p> <p>The communications are multiplexed on the up and down link and must be demultiplexed. Antenna aspects in such systems.</p> <p>A network of ground stations is necessary to follow the aircraft. A call is handed over between ground stations.</p> <p>A network can be established between aircrafts. Other aircrafts must be localized.</p> <p>The aircraft flies over regions with different ground systems and regulations</p> <p>A communication network exists on board allowing on board broadcasting to the passengers or communications between users and the crew. Data transmission for in-flight entertainment, for use of Internet.</p> <p>The aircraft can be equipped with terminals or the user can use his own voice or data terminal. Security. The use of a terminal is potentially dangerous because of its radiations. A user on board of an aircraft must be localized by the ground system to establish the link and for billing.</p> <p>Communication equipment and specific aircraft devices like navigation apparatuses are integrated on board. Relaying toward earth of aircraft sensor values.</p>
H04B7/18508	<p>6 {with satellite system used as relay, i.e. aeronautical mobile satellite service}</p> <p>{中継局として使用される衛星システム, すなわち移動体衛星サービス}</p>	<p>Communications with or from an aircraft with relaying through a satellite for commercial aircrafts and for communications between the cockpit and earth control. Systems for aircrafts and for devices like a bus or ship.</p> <p>The communication aspects covered are identical as for H04B 7/18506 but at least one satellite is involved in the aircraft-ground link.</p> <p>Use of geostationary satellites or not. Localisation of the satellites by the aircraft.</p> <p>Handover between satellites.</p> <p>The antennas of the aircraft are oriented towards the satellite.</p> <p>The transmission delay is increased with use of a satellite.</p> <p>Particular application: video broadcasting.</p>

H04B7/1851	4	{Systems using a satellite or space-based relay (H04B7/18508, H04B7/18521 take precedence; providing specific services H04B7/18523 - H04B7/18576)} {衛星または宇宙基地中継局を使用するシステム (H04B7/18508, H04B7/18521 が優先; 特定サービスの提供 H04B7/18523-H04B7/18576)}	Satellites are used for relaying communications. Satellite systems for varied applications exist. Communication aspects for such systems. Satellite applications can be: earth observation, weather forecast data transmission, emergency calls, fleet tracking, space based radar, aircraft guidance and navigation, navigation systems using satellites, land observing satellites.
H04B7/18513	5	{Transmission in a satellite or space-based system} {衛星または宇宙基地局システムにおける伝送}	All aspects relating to communications in uplink and downlink in a satellite system such as: · Feeder link and user link. · Frequency allocation. Frequency sharing and reuse. Frequency hopping. · Modulation. Polarisation. Power control. Interleaving. · Channel modelling. Diversity reception. Use of a plurality of satellites, a plurality of beams. Rake receivers. · Link margin. Interference reduction. Doppler Effect. Effective Isotropic Radiated Power (EIRP). Rain effect. Fading: Rician, Rayleigh fading. Signal shadowing.
H04B7/18515	5	{Transmission equipment in satellites or space-based relays} {衛星または宇宙基地中継局における伝送装置}	Equipment on board of the satellite. Telecommunication payload, bus and platform equipments. All equipment on-board involved in transmission such as: transponder, amplifier, multiplexer, demultiplexer, on-board digital processors, antennas.
H04B7/18517	5	{Transmission equipment in earth stations} {地上局における伝送装置}	All equipments used in earth-based stations. These stations can be: a hub station, a control station, a gateway, a user terminal, a Small Aperture Terminal.
H04B7/18519	5	{Operations control, administration or maintenance} {運用管制, 管理, または保守}	Spare satellite. Replacement satellite. Backup satellite. Reconfiguration of a satellite. Measuring performance of a system. Calibration of a system. Reception quality. Fault diagnostic. Monitoring, control, telemetry. Satellite attitude and orbital control to optimize communication performance. System simulation.
H04B7/18521	4	{Systems of inter linked satellites, i.e. inter satellite service (for optical links between satellites H04B10/118)} {相互リンク衛星システム, すなわち衛星サービス (衛星間光リンク H04B10/118)}	The link between satellites can be radio or optical. Constellation of satellites with inter-satellite links to route a communication through the network of satellites.
H04B7/18523	4	{Satellite systems for providing broadcast service to terrestrial stations, i.e. broadcast satellite service (arrangements specially adapted for satellite broadcast receiving H04H40/90; picture transmission via satellite H04N1/00103; television transmission via satellite H04N7/20)} {地上局へ放送サービスを提供するための衛星システム, すなわち放送衛星サービス (衛星放送受信システム H04H1/00S(ECLA); 衛星経由画像伝送 H04N1/00103; 衛星経由テレビ伝送 H04N7/20)}	Simulcast (simultaneous broadcasting). Multicasting (transmission to a group of users). Geocast (transmission to geographic areas). Feedback from the user (thru satellite or thru terrestrial network) for interactive system. On-board transponders.
H04B7/18526	5	{Arrangements for data linking, networking or transporting, or for controlling an end to end session (data switching networks H04L12/00)} {データリンク, ネットワーキングまたはトランスポート用またはエンドツーエンドセッション用 (データ交換ネットワーク H04L12/00)}	

H04B7/18528	4	{Satellite systems for providing two-way communications service to a network of fixed stations, i.e. fixed satellite service or very small aperture terminal [VSAT] system} {固定局への双方向通信サービス用衛星システム, すなわち固定衛星サービスまたは超小型衛星地上局システム (V S A T)}	Mainly for Very Small Aperture Terminal (VSAT) system. Fixed satellite service. for telephony, telecommunication and data communication. The satellites used are geostationary, geosynchronous.
H04B7/1853	4	{Satellite systems for providing telephony service to a mobile station, i.e. mobile satellite service (for selecting H04W)} {移動局へのデフォサービス提供用衛星システム, すなわち移動体衛星サービス (選択用H04Q7/00)}	
H04B7/18532	5	{Arrangements for managing transmission, i.e. for transporting data or a signalling message} {伝送管理装置, すなわちデータトランスポートまたは信号メッセージ}	Transport of data or signalling messages. Transport of voice channels. Traffic channels, dedicated control channels, broadcast channels, paging channels, beacon signal, pilot channels, synchronisation channels. Spot beams antennas for creation of communication cells.
H04B7/18534	6	{for enhancing link reliability, e.g. satellites diversity} {リンク信頼度の向上, 例. 衛星ダイバーシティ}	In particular for diversity used to increase link quality. Resources seamlessly added or subtracted. Transmission with multidirectional antennas from the base station to achieve diversity.
H04B7/18536	6	{Shadowing compensation therefor, e.g. by using an additional terrestrial relay} {そのためのシャドウイング補償, 例. 付加的地上中継}	Shadowing due to blockage of signals. Use of an additional terrestrial relay or other techniques.
H04B7/18539	5	{Arrangements for managing radio, resources, i.e. for establishing or releasing a connection} {無線, リソース, すなわち接続設定または解除}	Allocation of radio resources for establishing or releasing a connection. Resource allocation for load balancing. Determination and dissemination of information through the network of gateway for resource planning. Frequency planning. Frequency attributed according to need, to a reuse pattern, to limit interference. Power control in real and non real time. Time slot allocation. Channel allocation: fixed, borrowed, dynamic.
H04B7/18541	6	{for handover of resources} {リソースのハンドオーバー}	A communication is handed over from one satellite to another according to the satellites rotations. Handoff beam to beam, satellite to satellite, frequency to frequency. Network controlled handover, mobile controlled handover, mobile assisted handover.
H04B7/18543	6	{for adaptation of transmission parameters, e.g. power control (for detecting or preventing errors in the information received H04L1/00)} {伝送パラメータ, 例. パワー制御の適用のためのもの (受信情報の検出または防止用H04L1/00)}	
H04B7/18545	5	{Arrangements for managing station mobility, i.e. for station registration or localisation} {ステーション移動の管理用装置, すなわちステーション登録または局所化}	Terminal registration process. Local or global registration. Location update of terminal. Registration in a local and global database with user identification and position. Re-registration. Periodic registration of a mobile, registration after loss of a signal (outage), terminal unavailability.
H04B7/18547	6	{for geolocalisation of a station (position fixing by direction or distance determination G01S5/00)} {ステーションの地学的位置決め用 (方向または距離測定による位置決定法G01S5/00)}	Geolocalisation of a user for radio localisation, call barring, call billing, synchronisation.

H04B7/1855	7	{using a telephonic control signal, e.g. propagation delay variation, Doppler frequency variation, power variation, beam identification} {電話制御信号を使用するもの, 例. 伝搬遅延変分, ビーム識別}	Measure of propagation delay variation, Doppler frequency variation, power variation, beam identification. Measure of time delay satellite-user.
H04B7/18552	8	{using a telephonic control signal and a second ranging satellite (determining absolute distances from a plurality of spaced points of known location G01S5/14)}	
		{電話制御信号および2番目衛星を使用するもの(位置が既知の複数宇宙ポイントからの絶対距離の測定G01S5/14)}	
H04B7/18554	7	{using the position provided by an existing geolocalisation system} {既存の地学的位置決めシステムにより提供される位置を使用するもの}	
H04B7/18556	6	{using a location database} {位置データベースを使用するもの}	
H04B7/18558	5	{Arrangements for managing communications, i.e. for setting up, maintaining or releasing a call between stations} {通信管理用装置, すなわちステーション間の呼の設定, 保守または呼の切断}	
H04B7/1856	6	{for call routing} {呼のルーティング}	Routing through terrestrial network with only node-satellite-terminal links. Mobile to mobile call. Mobile to fixed, fixed to mobile call. Routing tables used are changed according to network topology (link usage, congestion, failure, shutdown). Optimization of transmission path (minimum hop route, packet delay). Satellite in relation with more than one node for control.
H04B7/18563	5	{Arrangements for interconnecting multiple systems (data switching networks H04L12/00)} {並列システムの相互接続用装置(データ交換ネットワークH04L12/00)}	Use of a terrestrial and a satellite system (dual mode). Protocol conversion between different satellites, terrestrial systems. Use of a terminal adapted for the two systems. Characteristics differ: antenna used (orientation), power transmitted (higher for a satellite system, user head protection).
H04B7/18565	5	{Arrangements for preventing unauthorised access or for providing user protection (arrangements for secret or secure communication H04L9/00)} {不正アクセス防止用またはユーザ保護の提供用(シークレットまたは安全通信用H04L9/00)}	
H04B7/18567	5	{Arrangements for providing additional services to the basic mobile satellite telephony service} {基本移動体衛星電話サービスへの付加サービスを提供するための装置}	
H04B7/18569	5	{Arrangements for system physical machines management, i.e. for construction operations control, administration, maintenance} {物理的機械管理システム用装置, すなわちオペレーション制御, 管理, 保守の構築用}	
H04B7/18571	6	{for satellites: for fixed or mobile stations} {衛星用; 固定または移動局用}	

H04B7/18573	6	{for operations control, administration or maintenance} {オペレーション制御, 管理, 保守用}	
H04B7/18576	4	{Satellite systems for providing narrowband data service to fixed or mobile stations, e.g. using a minisatellite, a microsatellite (for selecting H04W)} {固定または移動局への狭帯域データサービスを提供するための衛星システム, 例. ミニ衛星, マイクロ衛星を使用するもの (選択用 H 0 4 Q 7 / 0 0)}	Use of a minisatellite, a microsatellite. Miniaturized satellites. Milli, micro, nano, picosatellites. Little LEO. Smaller low cost satellites on a low earth orbit. Satellite formation flying, trailing formation, cluster formation. Fractionated spacecraft. Systems for data, asset or vehicle tracking, messaging, emergency, alert services, disaster, medicine, education, data acquisition, meter reading, e-mail, fax, store and forward messaging. Terminals adapted to system function.
H04B7/18578	4	{Satellite systems for providing broadband data service to individual earth stations (for selecting H04W; provisions for broadband connection, H04Q11/0478)} {個々の地上局への広帯域データサービスを提供するための衛星システム (選択用 H 0 4 Q 7 / 0 0 ; ブロードバンド接続用 H 0 4 Q 1 1 / 0 4 7 8)}	Data communication for users which can be mobile using a satellite as relay between the user and a control station. The data transported are of large band.
H04B7/1858	5	{Arrangements for data transmission on the physical system, i.e. for data bit transmission between network components} {物理システムへのデータ伝送用装置, すなわちネットワークコンポーネント間のデータビット伝送用}	Description of the transmission equipments of the system. Satellite, terminal and control station. Description of the transport of the information. Modulation, demodulation, antenna, radio link between earth and satellite, bit synchronisation.
H04B7/18582	5	{Arrangements for data linking, i.e. for data framing, for error recovery, for multiple access} {データリンク用装置, すなわちデータフレーミング, 誤り回復用または多元接続用}	Construction of the frame, preamble, multiplexing, demultiplexing, TDMA, CDMA, FDMA, frequency hopping, frame synchronisation, error control (ARQ, FEC), data packet queuing or scheduling.
H04B7/18584	5	{Arrangements for data networking, i.e. for data packet routing, for congestion control (data switching networks H04L12/00)} {データネットワーク用装置, すなわちデータパケットルーティング, 輻輳制御用 (データ交換ネットワーク H 0 4 L 1 2 / 0 0)}	
H04B7/18586	5	{Arrangements for data transporting, e.g. for an end to end data transport or check} {データトランスポート用装置, 例. エンドツーエンドデータトランスポートまたはチェック用}	Segmentation and reassembly. Connection oriented, connectionless communication. Establishment of the physical links. Transport of bits, bytes, packets. Multiplexing, demultiplexing on a single link. Congestion control. Flow control. Fiability of the transport. Error detection and recovery (forward error correction, repetition, automatic repetition).
H04B7/18589	5	{Arrangements for controlling an end to end session, i.e. for initialising, synchronising or terminating an end to end link} {エンドツーエンドセッション制御用装置, すなわちエンドツーエンドリンクの初期化, 同期または終了用}	
H04B7/18591	5	{Arrangements for interconnecting multiple systems (data switching networks H04L12/00)} {並列システムの相互接続用装置 (データ交換ネットワーク H 0 4 L 1 2 / 0 0)}	

H04B7/18593	5	{Arrangements for preventing unauthorised access or for providing user protection (arrangements for secret or secure communication H04L9/00)} {不正アクセス防止用またはユーザ保護の提供用 (シークレットまたは安全通信用 H04L9/00)}	Encryption. Decryption. Use of SIM card. Adaptor card or conditional access. Scrambling, descrambling. Billing.
H04B7/18595	5	{Arrangements for adapting broadband applications to satellite systems} {衛星システムへの広帯域適用のための装置}	
H04B7/18597	5	{Arrangements for system physical machines management, i.e. for construction, operations control, administration, maintenance} {物理的マシーン管理システム用装置, すなわちオペレーション制御, 管理, 保守の構築用}	
H04B7/19	4	Earth-synchronous stations 地球同期局	The satellite is on a geostationary, an equatorial, a geosynchronous orbit or semi-synchronous orbit. Description of the constellation of satellites, of the orbital parameters.
H04B7/195	4	Non-synchronous stations 非同期局	The orbits are low earth orbit (LEO), medium earth orbit (MEO) or high earth orbit (HEO) according to the altitude of the satellite. Mixed constellation. Inclined orbit, polar orbit, sun synchronous orbit, circular orbit, elliptical orbit, Molnia, Tundra
H04B7/204	3	Multiple access 多元接続	On board of a satellite.
H04B7/2041	4	{Spot beam multiple access} {スポットビーム多元接続}	On board of a satellite. Antennas. Multi-beams antenna. Beam forming network. Phased array antenna. Multispots antenna. Scanning beams. Grid of multiple fixed beams. Beam rotation for satellite roaming compensation. Beam hopping. Beams alternatively transmitting, receiving. Panels. Grids of complex shape (hexagonal).
H04B7/2043	4	{Mixed mode, TDM and FDM systems} {ミックスモード, TDMまたはFDMシステム}	On board of a satellite.
H04B7/2045	4	{SS-FDMA, FDMA satellite switching} {SS-FDMA, FDMA衛星スイッチング}	On board of a satellite.
H04B7/2046	4	{SS-TDMA, TDMA satellite switching} {SS-TDMA, FDMA衛星スイッチング}	On board of a satellite.
H04B7/2048	5	{Frame structure, synchronisation or frame acquisition in SS-TDMA systems} {フレーム構成, 同期またはSS-TDMAシステムにおけるフレームアキジション}	On board of a satellite.
H04B7/208	4	Frequency-division multiple access {FDMA} 周波数分割多元接続 {(FDMA)}	On board of a satellite.
H04B7/212	4	Time-division multiple access {TDMA} 時分割多元接続 {(TDMA)}	On board of a satellite.
H04B7/2121	5	{Channels assignment to the different stations} {異なるステーションへのチャンネル割当}	On board of a satellite.
H04B7/2123	6	{Variable assignment, e.g. demand assignment} {可変割当, 例. デマンドアサイン}	On board of a satellite.

H04B7/2125	5	{Synchronisation} {同期}	On board of a satellite.
H04B7/2126	6	{using a reference station} {基準ステーションを使用するもの}	On board of a satellite.
H04B7/2128	7	{Changing of the reference station} {基準ステーションの変更}	On board of a satellite.
H04B7/216	4	Code division or spread-spectrum multiple access ({CDMA, SSMA}; spread spectrum techniques in general H04B1/69) 符号分割またはスペクトラム拡散多元接続 ({CDMA, SSMA}; スペクトラム拡散技術一般 H04B1/69)	On board of a satellite.
H04B7/22	1	Scatter propagation systems {, e.g. ionospheric, tropospheric or meteor scatter} 散乱波伝播方式 {例. 電離層, 対流圏または流星散乱}	Use of ionosphere, troposphere reflexion or meteor scatter. In such systems, the radio propagation is not a line of sight propagation between two devices. The signals are reflected, refracted or scattered by natural components of the earth atmosphere. A network using such reflexions and the radio link between the divers network components are described. Passive relay are described in H04B 7/145. Radio waves are refracted by the ionized layers of the upper atmosphere. These layers are influenced by the sun. Such communications are used for amateur radio, marine and aircraft communications, shortwave broadcast. Tropospheric scatter is a method of communication in which signals at particular frequencies are randomly scattered by the upper layers of the troposphere allowing the transmission of signals on a distance of hundred of kilometres. Only a small amount of the transmitted power is received. A narrow frequency band is generally used. A meteor burst communication system uses the ionized meteor trails as radio reflector between two stations. These trails exit at an altitude of approximately 100 km and allow a long range, low data rate intermittent communication of a few seconds on a distance of 2000 km. Auroral ionization, rain, lightning can create scattering.
H04B7/24	1	for communication between two or more posts (wireless communication networks H04W) 二つ以上の地点間の通信のためのもの (選択用 H04Q 7/00)	In a communication network, the physical link and the signals transmitted between the divers network components are described. The link can be wired or wireless, the network components are fixed in this head group, mobile in the different sub-groups. Transmission medium: twisted pairs, copper wires, coaxial cable, air ... Nature of information transmitted: voice, video, data ... Description of the signal to be transmitted: analogue, digital transmission, analogue/digital conversion, voice codec. Coding of the signal, PCM, line codes (NRZ, unipolar, bipolar, Manchester encoding...) Modulation used (QPSK, PSK, QAM, FSK, PSK, ASK). Amplitude, phase, frequency modulation. Transmission and reception of the signal. Demodulation. Decoding. Error recovery and correction. Error correction codes (linear, cyclic, BCH, convolutional codes). Channel codes. Signal repetition (ARQ). Description of the network: star, mesh, ring network.

H04B7/26	2	at least one of which is mobile 少くとも一つの地点が移動できるもの	In a wireless communication network, the radio link, called air interface, between the divers network components is described. Different mobile systems exist. For example: cordless telephony is a short range system. The mobile telephony has evolved toward cellular telecommunication systems for voice, narrowband or broadband data transmission.
H04B7/2603	3	{Arrangements for wireless physical layer control (H04B7/2612 takes precedence)} {無線物理層制御用装置 (H04B7/2612 が優先)}	The signals transmitted on the air interface and the apparatuses therefore are described. The frequency band or time interval allocated is separated in physical wireless channels. Definition of the physical and logical channels, mapping of the logical channels on the physical channels. Logical channels for traffic of voice or data. Logical channels for control: dedicated control channels, broadcast channels, paging channels, access grant logical channels, random access channels, pilot channels, synchronisation channels ... Frequencies, time slots used, number of bits, format, overhead bits, preamble, guard periods ... Emission: digitization, source coding, interleaving, ciphering, burst formatting, modulation. BPSK, QAM, hierarchical modulation. Transmission: path loss, multipath fading, noise, interference, error and error correction (equalisation, error correction codes, interleaving ...). Reception: source decoding, channel decoding, desinterleaving, deciphering, burst formatting, demodulation.
H04B7/2606	4	{Arrangements for base station coverage control, e.g. by using relays in tunnels} {基地局カバー制御用装置, 例. トンネル内中継器を使用するもの}	Relays are used for linking a user equipment with a base station. Relays for lightening dark zones. Use of relays in tunnels, in buildings, in closed environments. Roadway communication systems. Fixed relay, mobile relay. Relays for cell extension. Multiplicity of relays. Relay selection. Cooperative relays. Multihop communication. Use of multiple antennas. Antenna characteristics, antenna patterns, spacing of antennas. Relay functionality and design. Half-duplex, full duplex repeater. TDD (Time Division Duplex), frequency change, frequency selective repeaters, amplify and forward, decode and forward repeaters. Loop-back interference cancellation. Signal delay. Link with the base station, link with a user equipment. Protocols implemented in the relay.
H04B7/2609	4	{Arrangements for range control, e.g. by using remote antennas} {レンジ制御用装置, 例. リモートアンテナを使用するもの}	

H04B7/2612	3	{Arrangements for wireless medium access control, e.g. by allocating physical layer transmission capacity (H04B7/2615 - H04B7/2643 take precedence; provision for broadband connection H04Q11/0478)} {無線メディアアクセス制御用装置, 例. 物理層伝送容量割当装置 (H04B7/2615 から H04B7/2643 が優先; ブロードバンド接続用 H04Q11/0478)}	Allocation of a physical layer transmission capacity. Transport channels for carrying the logical channels. Channel access control mechanisms. Error recovery, ARQ (Automatic Repeat Request). Multiplexing/demultiplexing techniques such as: random access protocols (ALOHA, CSMA; CSMA/CD), fixed assignment protocols (TDMA, FDMA, CDMA, SDMA), demand assignment protocols (polling, reservation protocols (centralized), token passing protocols (decentralized)).
H04B7/2615	3	{using hybrid frequency-time division multiple access [FDMA-TDMA]} {ハイブリッド周波数および時分割多元接続を使用するもの (FDMA-TDMA)}	
H04B7/2618	3	{using hybrid code-time division multiple access [CDMA-TDMA]} {ハイブリッド符号および時分割多元接続を使用するもの (CDMA-TDMA)}	
H04B7/2621	3	{using frequency division multiple access [FDMA] (H04B7/2615 takes precedence)} {周波数分割多元接続を使用するもの (FDMA; H04B7/2615 が優先)}	OFDM (Orthogonal Frequency Multiplexing). FDD (Frequency Division Duplex).
H04B7/2625	3	{using common wave} {共用波を使用するもの}	Using a common frequency. Single frequency network. A network of stations broadcasting on a single frequency for example. For DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial), DVB-H (handheld), DVB-SH (satellite handheld), DTMB (Digital Terrestrial Media Broadcasting), DAB (Digital Audio Broadcasting), mediaflo (forward link only). Repeaters synchronized, adaptive equalization. Use of OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation), COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Modulation; FEC convolutional coding, time and frequency interleaving).
H04B7/2628	3	{using code-division multiple access [CDMA] or spread spectrum multiple access [SSMA] (H04B7/2618 takes precedence)} {符号分割またはスペクトル拡散多元接続 (CDMA, SSMA) を使用するもの (H04B7/2618 が優先)}	Divers types of spread spectrum systems: · Direct-sequence spread spectrum. · Frequency-hopping spread spectrum. · Time-hopping spread spectrum. · Chirp spread-spectrum. · Ultra wide band. Codes used: · Pseudo-random noise code. · Orthogonal codes, Walsh-Hadamard codes. · Non Orthogonal codes, shift-register sequences, M-sequences, Gold codes, Kasami codes. Transceiver: · Auto-correlation, cross correlation, long codes, short codes. · Synchronous, asynchronous systems. · Near far problem, power control. · Code synchronization, acquisition and tracking. · Correlator, delay lock loop, thau dither loop, extended Kalman filter.
H04B7/2631	4	{for broadband transmission} {ブロードバンド伝送用}	Transmission of information on a plurality of parallel channels. Protocols such as WCDMA (Wideband CDMA), HSPA (High Speed Packet Access).
H04B7/2634	4	{for channel frequency control} {チャンネル周波数制御用}	
H04B7/2637	4	{for logical channel control} {論理チャンネル制御用}	

H04B7/264	4	{for data rate control} {データ信号速度制御用}	
H04B7/2643	3	{using time-division multiple access [TDMA] (H04B7/2615, H04B7/2618 take precedence)} {時分割多元接続を使用するもの (TDM A ; H 0 4 B 7 / 2 6 1 5, H 0 4 B 7 / 2 6 1 8 が優先)}	TDD (Time Division Duplex). Superframes, frames, time slots. Formats used for the frames and the time slots. Description of the burst, the information in the time slot. Guard bands to avoid overlapping of the signals. Preamble, training, equalisation, synchronisation, start/stop bits. Uplink, downlink frame.
H04B7/2646	4	{for broadband transmission} {ブロードバンド伝送用}	
H04B7/265	4	{for channel frequency control} {チャンネル周波数制御用}	
H04B7/2653	4	{for logical channel control} {論理チャンネル制御用}	
H04B7/2656	4	{for structure of frame, burst} {フレーム, バーストの構成用}	
H04B7/2659	4	{for data rate control} {データ信号速度制御用}	
H04B7/2662	3	{Arrangements for Wireless System Synchronisation} {無線システム同期用装置}	
H04B7/2665	4	{Arrangements for Wireless Frequency Division Multiple Access [FDMA] System Synchronisation} {無線周波数分割多元接続 (FDMA) システム同期用装置}	
H04B7/2668	4	{Arrangements for Wireless Code-Division Multiple Access [CDMA] System Synchronisation, (for code acquisition H04B1/7075, for code tracking H04B1/7085)} {符号分割多元接続 (CDMA) システム同期用装置, 符号アキジション用H04B1/7075, 符号トラッキング用H04B1/7085}	
H04B7/2671	4	{Arrangements for Wireless Time-Division Multiple Access [TDMA] System Synchronisation} {無線時分割多元接続 (TDMA) システム同期用装置}	
H04B7/2675	5	{Frequency synchronisation} {周波数同期}	
H04B7/2678	5	{Time synchronisation} {時間同期}	
H04B7/2681	6	{Synchronisation of a mobile station with one base station} {一つのベースステーションを有する移動局の同期}	
H04B7/2684	6	{Synchronisation of a mobile station with more than one base station} {一つ以上のベースステーションを有する移動局の同期}	

H04B7/2687	6	{Inter base stations synchronisation} {ベースステーション間同期}	
H04B7/269	7	{Master/slave synchronisation} {マスタ/スレーブ同期}	
H04B7/2693	7	{Centralised synchronisation, i.e. using external universal time reference, e.g. by using a global positioning system [GPS] or by distributing time reference over the wireline network} {集中化同期, すなわち外部の世界標準時間を使用するもの, 例. 全世界測位システム (GPS) またはワイアラインネットワーク配布時間基準を使用することによるもの}	
H04B7/2696	7	{Over the air autonomous synchronisation, e.g. by monitoring network activity (H04B7/2693 takes precedence)} {無線自立同期によるもの, 例. ネットワーク状態監視によるもの (H04B7/2693 が優先)}	

表 33 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04B10/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H04B10/00	0	Transmission systems employing electromagnetic waves other than radio-waves, e.g. infrared, visible or ultraviolet light, or employing corpuscular radiation, e.g. quantum communication NOTE Groups H04B10/03, H04B10/07, H04B10/11, H04B10/25, H04B10/27, H04B10/29 and H04B10/40 - 160; H04B10/90, and their subgroups are based on IPC2013.01 無線以外の微粒子放射線または電磁波, 例. 可視光, 赤外線, 紫外線を用いる伝送システムや量子通信	<ul style="list-style-type: none"> electromagnetic waves in the optical spectrum, e.g. visible, infrared, ultraviolet optical corpuscular radiation, i.e. photons non-optical electromagnetic waves other than radio-waves, e.g. low-frequency Terahertz waves non-optical corpuscular radiation, i.e. beams of atomic or subatomic discrete particles
H04B10/03	1	Arrangements for fault recovery WARNING This group and its subgroups are not complete pending reclassification; see also H04B10/07 and subgroups H04B10/071 - H04B10/0799 障害回復のための配置	Subject matter wherein a corrective action is taken to return an inoperative or malfunctioning optical communication system or its component to a satisfactory operating condition.
H04B10/032	2	using working and protection systems {(H04J14/0287 takes precedence)} 現用予備方式を用いるもの H04J14/0287が優先	Subject matter wherein the recovery is provided by a predetermined protection path in parallel with the working path that provides protection when the working path has a failure.
H04B10/035	2	using loopbacks ループバックを用いるもの	Subject matter wherein data signals are detoured in a reverse path through the network to avoid the malfunctioning component.
H04B10/038	2	using bypasses バイパスを用いるもの	Subject matter including a provision for alternate routing around the malfunctioning component
H04B10/07	1	Arrangements for monitoring or testing transmission systems; Arrangements for fault measurement of transmission systems 伝送方式の監視または試験のための配置; 伝送方式の障害測定のための配置	Subject matter including means for monitoring, measurement or testing for evaluating an operational condition of an optical communication system or its components.
H04B10/0705	2	{Prevention or detection of unauthorized access, e.g. tapping}	

H04B10/071	2	using a reflected signal, e.g. using optical time-domain reflectometers [OTDRs] 反射信号を用いるもの、例、光学的時間領域反射測定器	Subject matter wherein at least one communication parameter is determined by information from a signal reflected from a location in the communication network.
H04B10/073	2	using an out-of-service signal (H04B10/071 takes precedence) アウトオブサービスの信号を用いるもの (H04B10/071が優先)	Subject matter wherein the operational condition of an optical communication network or its component is tested or evaluated using an external stimulus signal while the system is not in operation.
H04B10/0731	3	{Testing or characterisation of optical devices, e.g. amplifiers}	
H04B10/075	2	using an in-service signal (H04B10/071 takes precedence) インサービスの信号を用いるもの (H04B10/071が優先)	Subject matter wherein the operational condition of an optical communication network or its component is tested or evaluated signal while the system is in operation.
H04B10/077	3	using a supervisory or additional signal 監視信号または付加信号を用いるもの	Subject matter wherein at least one communication parameter is determined by information from a control signal provided in addition to the data signal. The additional signal can for example be modulated on the data signal or placed on a separate wavelength.
H04B10/0771	4	{Fault location on the transmission path}	
H04B10/0773	4	{Network aspects, e.g. central monitoring of transmission parameters}	
H04B10/0775	4	{Performance monitoring and measurement of transmission parameters}	
H04B10/0777	4	{Monitoring line amplifier or line repeater equipment}	
H04B10/0779	4	{Monitoring line transmitter or line receiver equipment}	Subject matter wherein at least one communication parameter is determined by information derived from a measurement of the data signal, e.g. measurement of system performance parameters, e.g. OSNR, quality factor, dispersion value, power.
H04B10/079	3	using measurements of the data signal データ信号の測定を用いるもの	
H04B10/0791	4	{Fault location on the transmission path}	
H04B10/0793	4	{Network aspects, e.g. central monitoring of transmission parameters}	
H04B10/0795	4	{Performance monitoring; Measurement of transmission parameters}	
H04B10/07951	5	{Monitoring or measuring chromatic dispersion or PMD}	
H04B10/07953	5	{Monitoring or measuring OSNR, BER or Q}	
H04B10/07955	5	{Monitoring or measuring power}	
H04B10/07957	5	{Monitoring or measuring wavelength}	
H04B10/0797	4	{Monitoring line amplifier or line repeater equipment}	
H04B10/0799	4	{Monitoring line transmitter or line receiver equipment}	
H04B10/11	1	Arrangements specific to free-space transmission, i.e. transmission through air or vacuum 自由空間伝送、すなわち大気または真空を介する伝送、に特有の配置	Subject matter wherein a signal-carrying optical beam is propagated such that the beam is transmitted through air or a vacuum and not spatially confined in any optical component or medium.
H04B10/112	2	Line-of-sight transmission over an extended range 拡張範囲にわたる見通し内伝送	Subject matter wherein the optical beam is transmitted in a straight line to the receiver across longer distances outdoors, e.g. between buildings.
H04B10/1121	3	{One-way transmission}	
H04B10/1123	3	{Bidirectional transmission}	
H04B10/1125	4	{using a single common optical path}	
H04B10/1127	4	{using two distinct parallel optical paths}	
H04B10/1129	3	{Arrangements for outdoor wireless networking of information}	Subject matter wherein one central station is communicating wirelessly with a plurality of terminal stations. Even if the document focuses on one such connection, but it is clear from the description and drawings it is for a network, the document should be classified here.

H04B10/114	2	Indoor or close-range type systems 室内または近距離型的方式	Subject matter wherein the optical beam is propagated between nearby apparatuses or elements within an indoor space, directly or via diffuse communication.
H04B10/1141	3	{One-way transmission}	Subject-matter wherein two devices are communicating only one-way, e.g. remote controllers.
H04B10/1143	3	{Bidirectional transmission}	
H04B10/1149	3	{Arrangements for indoor wireless networking of information}	Subject matter wherein one central station is communicating wirelessly with a plurality of terminal stations. Even if the document focuses on one such connection, but it is clear from the description and drawings it is for a network, the document should be classified here.
H04B10/116	3	Visible light communication WARNING This group is not complete pending reclassification; see also H04B10/114 and its other subgroups 可視光通信 警告 このグループは再分類が未完了である。H04B 10/114 と他のサブグループも参照のこと	Subject matter wherein the signal-carrying optical beam includes or consists of light having a wavelength in the visible light spectrum, e.g. a modulated lighting device or a modulated overhead light.
H04B10/118	2	pecially adapted for satellite communication 衛星通信に特に適合するもの	Subject matter wherein the optical beam is propagated to or from an Earth-orbiting object.
H04B10/12	1	{Transmission through light guides, e.g. optical fibres (H04B10/25 takes precedence)} WARNING This group and its subgroups is no longer used for classification of new documents as from 2012-03-01. If not indicated differently for a particular subgroup, the backlog of its subgroups is being continuously reclassified to H04B10/25 - H04B10/2587 ライトガイドを通しての伝送, 例. 光ファイバー (H04B10/22, 10/24, H04B10/24 (ECLA)が優先) 警告 このグループおよびそのサブグループは, 2012年3月1日以降, 新しい文書の分類には使用されなくなっており, 特定のサブグループに対して異なる指示がない場合, そのサブグループのバックログはH04B10/25 - H04B10/2587 に継続的に再分類される	
H04B10/14	2	{Terminal stations} WARNING This group and its subgroups is no longer used for classification of new documents as from 2012-03-01. The backlog of this group and its subgroups is being continuously reclassified to H04B10/40 - H04B10/69 端局	
H04B10/142	3	{Coherent homodyne or heterodyne systems} コヒーレントホモダインまたはヘテロダイン方式	
H04B10/152	3	{Non-coherent direct-detection systems} 非コヒーレント直接検知方式	
H04B10/22	1	{Transmission between two stations which are mobile relative to each other} WARNING This group and its subgroup is no longer used for classification of new documents as from 2012-03-01. The backlog of this group and its subgroup is being continuously reclassified to H04B10/25 - H04B10/2587 and H04B10/70 相対的に移動関係にある二局間の伝送	

H04B10/225	2	{using optical fibre links} {光ファイバリンクを使用するもの}	
H04B10/25	1	Arrangements specific to fibre transmission {(optical fibres per se, structural details of arrangements comprising optical fibres or other optical elements G02B6/00)} WARNING This group and its subgroups are not complete pending reclassification; see also H04B10/12 and its subgroups ファイバー伝送に特有の配置	Subject matter including one or more transparent elongated structures (e.g., rods, fibers, or pipes) which are used to transmit light waves from one point to another within the confines of their outer surface by means of internal reflections or modal transmission.
H04B10/2503	2	{Bidirectional transmission}	
H04B10/2504	2	{Transmission components (H04B 10/40 が優先)}	
H04B10/2507	2	for the reduction or elimination of distortion or dispersion ひずみまたは分散の減少または除去のためのもの	Subject matter comprises means for correcting or reducing distortion induced by (1) scattering in a light beam as it travels along the fiber or (2) overlapping of a light signal on one wavelength onto different wavelengths because of reflected rays and different refractive indices of the optical fiber material.
H04B10/25073	3	{using spectral equalisation, e.g. spectral filtering}	
H04B10/25077	3	{using soliton propagation}	
H04B10/2513	3	due to chromatic dispersion 色分散のためのもの	Subject matter comprising means for correcting or reducing distortion that is caused by the broadening of the signal as it travels the length of the fiber.
H04B10/25133	4	{including a lumped electrical or optical dispersion compensator (H04B 10/2519, H04B 10/2525 take precedence); optical dispersion compensators involving optical fibres per se G02B 6/293}	
H04B10/25137	4	{using pulse shaping at the transmitter, e.g. pre-chirping or dispersion supported transmission [DST]}	
H04B10/2519	4	using Bragg gratings {(Bragg gratings per se G02B6/02076; devices using fibre gratings for dispersion control per se G02B6/29316)} ブラッググレーティングを用いるもの	Subject matter comprising means for correcting or reducing distortion caused by chromatic dispersion using a fiber Bragg grating.
H04B10/2525	4	using dispersion-compensating fibres {(dispersion-tailored or dispersion compensation fibres per se G02B6/02214)} 分散補償ファイバーを用いるもの	Subject matter wherein a correction fibre of specified length and amount of dispersion is used to compensate for chromatic dispersion.
H04B10/25253	5	{with dispersion management, i.e. using a combination of different kind of fibres in the transmission system (devices with different kinds of fibres for dispersion control per se G02B 6/29374)}	Subject matter wherein over the whole fibre span a combination of different fibres are used to compensate for the dispersion of the span (does not cover a combination of fibres within a device)
H04B10/2531	4	using spectral inversion スペクトル反転を用いるもの	Subject matter wherein dispersion is compensated through mid-span spectrum inversion.
H04B10/2537	3	due to scattering processes, e.g. Raman or Brillouin scattering 散乱作用, 例. ラマンまたはブリルアン散乱, のためのもの	Subject matter comprising means for correcting or reducing distortion caused by the interaction of the signal with molecules in the fiber.
H04B10/2543	3	due to fibre non-linearities, e.g. Kerr effect {(non-linear optical devices G02F1/35)} ファイバーの非線形性, 例. カー効果, のためのもの	Subject matter comprising means for correcting or reducing distortion caused by variations in the optical properties of the fiber, e.g. due to the Kerr effect.
H04B10/255	4	Self-phase modulation [SPM] 自己位相変調	Subject matter comprising means for compensating for Self-phase modulation. SPM is caused by the Kerr effect which produces a variation in the refractive index of the fibre. This variation in refractive index will produce a phase shift in the pulse, leading to a change of the pulse's frequency spectrum.

H04B10/2557	4	Cross-phase modulation [XPM] 相互位相変調	Subject matter comprising means for compensating for Cross-phase modulation. XPM is caused by the Kerr effect which produces a variation in the refractive index of the fibre. This leads to one wavelength of light potentially affecting the phase of another wavelength of light.
H04B10/2563	4	Four-wave mixing [FWM] 四光波混合	Subject matter comprising means for compensating for Four-wave mixing. FWM is an intermodulation phenomenon in optical systems; when three wavelengths interact in a nonlinear medium, they give rise to a fourth wavelength.
H04B10/2569	3	due to polarisation mode dispersion [PMD] 偏波モード分散[PMD]のためのもの	Subject matter which comprises means for correcting or reducing distortion caused by modal dispersion where two different polarizations of light in a waveguide, which normally travel at the same speed, travel at different speeds due to random imperfections and asymmetries, causing random spreading of optical pulses.
H04B10/2572	3	{due to forms of polarisation-dependent distortion other than PMD}	
H04B10/2575	2	Radio-over-fibre, e.g. radio frequency signal modulated onto an optical carrier {(sub-carrier multiplexing H04J14/0298)} ラジオ・オーバー・ファイバー, 例. 光搬送波上に変調された無線周波数信号	RF-over-Fiber architecture, wherein a data-carrying RF (Radio Frequency) signal with a high frequency is imposed on a lightwave signal before being transported over the optical link. Wireless signals are optically distributed to base stations directly at high frequencies and converted from the optical to the electrical domain at the base stations before being amplified and radiated by an antenna.
H04B10/25751	3	{Optical arrangements for CATV or video distribution (adaptations of television systems for optical transmission H04N 7/22)}	RF-over-Fiber systems used specially for CATV or video distribution
H04B10/25752	3	{Optical arrangements for wireless networks}	
H04B10/25753	4	{Distribution optical network, e.g. between a base station and a plurality of remote units (WDM networks in general H04J 14/0278)}	
H04B10/25754	5	{Star network topology}	
H04B10/25755	5	{Ring network topology}	
H04B10/25756	5	{Bus network topology}	
H04B10/25758	4	{between a central unit and a single remote unit by means of an optical fibre}	
H04B10/25759	5	{Details of the reception of RF signal or the optical conversion before the optical fibre}	
H04B10/2581	2	Multimode transmission {(mode multiplex systems H04J14/04)} マルチモード伝送	Subject matter comprising systems using more than one mode for transmission using multimode fibres.
H04B10/2587	2	using a single light source for multiple stations 複数局のために単一の光源を用いるもの	Subject matter wherein the light source in a first station is used to transmit an optical data signal to at least a second station and the second station modulates the received light to transmit an optical data signal to the first station. The at least second station does not comprise a local light source.
H04B10/27	1	Arrangements for networking {(free-space networks H04B10/11, WDM networks H04J14/0278, specific to radio-over-fibre H04B10/25753)} ネットワークの配置	Subject matter wherein an optical communication system is comprised of a specific arrangement of interconnections.
H04B10/271	2	{Combination of different networks, e.g. star and ring configuration in the same network or two ring networks interconnected}	
H04B10/272	2	Star-type networks {or tree-type networks} スター型ネットワーク	Subject matter wherein an optical data distribution system contains a common node connected to one end of each of three or more branches and the other end of which is connected to each member of a local area network multiplex system to permit optical information flow between all of the members.
H04B10/2725	3	{Star-type networks without a headend}	
H04B10/275	2	Ring-type networks リング型ネットワーク	Subject matter wherein the local area network consists of a series of stations connected to each other and the last station is connected to the first station.
H04B10/2755	3	{Ring-type networks with a headend}	

H04B10/278	2	Bus-type networks バス型ネットワーク	Subject matter wherein multiple optical stations are interconnected via a network of fiber optics in a bus configuration to enable transmission and reception between the stations.
H04B10/29	1	Repeaters 中継局	Subject matter including apparatus for receiving a light wave signal and reradiating the signal at a same or different carrier frequency. Note. The recreating or retransmitting signal is usually at a higher power level or in a desired direction. Note. The information content of the transmitted signal is not changed with respect to that of the received signal.
H04B10/291	2	in which processing or amplification is carried out without conversion of the main signal from optical form {(fibre optical amplifiers per se H01S3/067)} 処理または増幅が主信号の光形態からの変換なしに行われるもの	Subject matter in which the optical data signal is regenerated without conversion into the electrical domain. Feedback or control signals may be converted from optical to electrical.
H04B10/2912	3	{characterised by the medium used for amplification or processing}	
H04B10/2914	4	{using lumped semiconductor optical amplifiers [SOA] (semiconductor optical amplifiers per se H01S 5/50)}	
H04B10/2916	4	{using Raman or Brillouin amplifiers (Raman or Brillouin amplifiers per se H01S 3/302)}	
H04B10/2918	3	{Two-way repeaters, i.e. repeaters amplifying separate upward and downward lines}	
H04B10/293	3	Signal power control 信号電力制御	Subject matter in which the regeneration leads to a constant signal power level.
H04B10/2931	4	{using AGC (H04B 10/294 takes precedence)}	
H04B10/2933	4	{considering the whole optical path}	
H04B10/2935	5	{with a cascade of amplifiers}	
H04B10/2937	5	{Systems with a repeater placed only at the beginning or the end of the system, i.e. repeaterless systems, e.g. systems with only post and pre-amplification}	
H04B10/2939	5	{Network aspects}	
H04B10/294	4	in a multiwavelength system, e.g. gain equalisation {(for general power control in WDM systems, see also H04J14/0221)} 多波長方式におけるもの、例. 利得等化	Subject matter wherein the power control takes place in a wavelength division multiplexing [WDM] system
H04B10/2941	5	{using an equalising unit, e.g. a filter (H04B 10/296 takes precedence)}	
H04B10/2942	5	{using automatic gain control [AGC] (H04B 10/296 takes precedence)}	
H04B10/296	5	Transient power control, e.g. due to channel add/drop or rapid fluctuations in the input power 過渡的な電力制御、例. チャンネルのアド／ドロップまたは入力電力の急変動のためのもの	Subject matter in which compensation is provided if the power of the signal changes rapidly due to changes in system parameters.
H04B10/297	3	Bidirectional amplification 双方向増幅	Subject matter in which the regeneration is provided using a single device that retransmits both upstream and downstream signals. The single device may contain different devices that interact with each other. A single fibre is used for upstream and downstream signals, the regeneration device can however comprise separate amplifiers for upstream and downstream signals.
H04B10/2971	4	{A single amplifier for both directions}	
H04B10/2972	4	{Each direction being amplified separately}	
H04B10/299	3	Signal waveform processing, e.g. reshaping or retiming 信号波形処理、例. 波形整形またはリタイミング	Subject matter in which the shape and/or timing of the signal is processed prior to regeneration, e.g. 3R amplifiers.

H04B10/30	1	<p>{Transmission systems employing beams of corpuscular radiation (arrangements for handling beams of corpuscular radiation, e.g. focusing, moderating, G21K1/00)}</p> <p>WARNING This group is no longer used for classification of new documents as from 2012-03-01. The backlog of this group and its subgroups is being continuously reclassified to H04B10/80 and H04B10/90</p> <p>微粒子放射線を用いる伝送システム（微粒子放射線を扱う，例．集束する，または減速する，ための装置G 2 1 K 1 / 0 0）</p> <p>警告 本グループおよびそのサブグループは，2012年3月1日以降，新しい文書の分類には使用されなくなっており，本グループ及びサブグループのバックログはH04B10/80とH04B10/90に継続的に再分類される</p>	
H04B10/40	1	<p>Transceivers</p> <p>送受信機</p>	<p>Subject matter wherein an optical transmitter and a receiver are at a common location for transmission and reception of separate optical signals in such a manner that an optical signal is transmitted using some of the same equipment used for the reception of another optical signal. The optical transmitter and receiver are usually confined to a common housing in a transceiver and termed "a station". Simultaneously operating transmitter and receiver elements that are completely separated physically are excluded from this subclass.</p>
H04B10/43	2	<p>using a single component as both light source and receiver, e.g. using a photoemitter as a photoreceiver</p> <p>光源および受光器として単一の要素を用いるもの，例．受光器として光放出器を用いるもの</p>	<p>Subject matter wherein a same diode element is used both to transmit or receive signals depending on how it is biased.</p>
H04B10/50	1	<p>Transmitters</p> <p>送信機</p>	<p>Subject matter including an opto-electric circuit for converting an information signal into a modulated optical signal suitable for propagation through or along a transmission medium. The opto-electric circuit includes, for example, opto-electronic light sources such as LEDs, laser diode, incandescent bulbs, an optical modulator and other elements associated with fiber optic or infrared transmission system required to communicate an information signal from one location to another via an optical beam.</p>
H04B10/501	2	{Structural aspects}	
H04B10/502	3	{LED transmitters}	
H04B10/503	3	{Laser transmitters}	
H04B10/504	4	{using direct modulation}	
H04B10/505	4	{using external modulation}	
H04B10/5051	5	{using a series, i.e. cascade, combination of modulators}	
H04B10/5053	5	{using a parallel, i.e. shunt, combination of modulators}	
H04B10/5055	5	{using a pre-coder}	
H04B10/5057	5	{using a feedback signal generated by analysing the optical output}	
H04B10/50572	6	{to control the modulating signal amplitude including amplitude distortion}	
H04B10/50575	6	{to control the modulator DC bias}	
H04B10/50577	6	{to control the phase of the modulating signal}	
H04B10/5059	5	{using a feed-forward signal generated by analysing the optical or electrical input}	
H04B10/50593	6	{to control the modulating signal amplitude including amplitude distortion}	
H04B10/50595	6	{to control the modulator DC bias}	
H04B10/50597	6	{to control the phase of the modulating signal}	
H04B10/506	3	{Multi-wavelength transmitters (WDM systems in general H04J 14/02)}	

H04B10/508	2	Pulse generation, e.g. generation of solitons パルス生成, 例. ソリトンの生成	Subject matter comprising details of a process in which the optical energy is transformed into pulses having a particular characteristic before information signal coding or modulation is applied to the optical energy.
H04B10/516	2	Details of coding or modulation 符号化または変調の細部	Subject matter comprising details of a process in which information signal is coded into beams of optical energy by use of a carrier wave.
H04B10/5161	3	{Combination of different modulation schemes}	
H04B10/5162	3	{Return-to-zero modulation schemes}	
H04B10/5165	3	{Carrier suppressed; Single sideband; Double sideband or vestigial}	
H04B10/5167	3	{Duo-binary; Alternative mark inversion; Phase shaped binary transmission}	
H04B10/524	3	Pulse modulation パルス変調	Subject matter in which modulation is produced by modulating a carrier light wave by a series of digital pulses and varying a non-amplitude attribute of the pulses (e.g., position, width) to represent information in the optical beam.
H04B10/532	3	Polarisation modulation, e.g. polarization switching or transmission of a single data stream on two orthogonal polarizations (polarization multiplexed systems H04J 14/06) 偏波変調	Subject matter in which the polarization of the carrier light wave is controlled to represent information
H04B10/54	3	Intensity modulation 強度変調	Subject matter in which modulation is produced by varying the amplitude of a carrier light wave as a function of the information signal.
H04B10/541	4	{Digital intensity or amplitude modulation}	
H04B10/548	3	Phase or frequency modulation 位相または周波数変調	Subject matter in which angle modulation is produced by proportionally varying the instantaneous phase angle of a sine wave carrier with the instantaneous value of an amplitude of a modulating signal, or by causing the instantaneous frequency of a sine wave carrier to depart from a carrier frequency an amount that is proportional to the instantaneous value of a modulating signal.
H04B10/556	4	Digital modulation, e.g. differential phase shift keying [DPSK] or frequency shift keying [FSK] デジタル変調, 例. 差動位相偏移変調[D P S K] または周波数偏移変調	Subject matter in which the modulation is produced by creating discrete variations of the phase or frequency of the optical signal.
H04B10/5561	5	{Digital phase modulation}	
H04B10/5563	5	{Digital frequency modulation}	
H04B10/564	2	Power control 電力制御	Subject matter comprising details of regulating the energy level output from the transmitting laser or light emitter.
H04B10/572	2	Wavelength control 波長制御	Subject matter comprising details of regulating the wavelength output from the transmitting laser or light emitter. Regulating the wavelength output may include wavelength tuning or wavelength stabilization.
H04B10/58	2	Compensation for non-linear transmitter output 非線形送信機出力のための補償	Subject matter wherein at least one output of the opto-electric circuit is modified to be an approximately linear function of its inputs. (techniques for making the output of the transmitter into a linear output)
H04B10/588	3	in external modulation systems 外部変調方式におけるもの	Subject matter including particular details of varying the output of at least one laser diode element using another element outside of the laser diode to provide the optically transmitted signal.
H04B10/60	1	Receivers 受信機	Subject matter including an opto-electric circuit for retrieving information from a modulated optical signal propagated through or along a transmission medium.
H04B10/61	2	Coherent receivers [i.e., optical receivers using an optical local oscillator (delay line interferometer based DPSK optical receivers H04B 10/677)] コヒーレント受信機	Subject matter wherein a received wave is combined with a locally generated wave to produce one or more beat frequency signals at the output for detection of the transmitted information signal.

H04B10/611	3	{Intradynic, i.e., coherent receivers with a free running local oscillator having a frequency close but not phase-locked to the carrier signal}	
H04B10/612	3	{for optical signals modulated with a format different from binary or higher-order PSK [XPSK], e.g. QAM, DPSK, FSK, MSK, ASK}	
H04B10/613	3	{including phase diversity, e.g., having inphase and quadrature branches, as in QPSK coherent receivers}	
H04B10/614	3	{comprising one or more polarization beam splitters, e.g. polarization multiplexed [PolMux] X-PSK coherent receivers, polarization diversity heterodyne coherent receivers (H04J 14/06 takes precedence)}	
H04B10/615	3	{Arrangements affecting the optical part of the receiver (adjustment of the frequency or phase of the local oscillator in homodyne receivers H04B 10/63, use of polarization beam splitters H04B 10/614)}	
H04B10/6151	4	{comprising a polarization controller at the receiver's input stage}	
H04B10/616	3	{Details of the electronic signal processing in coherent optical receivers}	
H04B10/6161	4	{Compensation of chromatic dispersion}	
H04B10/6162	4	{Compensation of polarization related effects, e.g., PMD, PDL}	
H04B10/6163	4	{Compensation of non-linear effects in the fiber optic link, e.g. self-phase modulation [SPM], cross-phase modulation [XPM], four wave mixing [FWM]}	
H04B10/6164	4	{Estimation or correction of the frequency offset between the received optical signal and the optical local oscillator}	
H04B10/6165	4	{Estimation of the phase of the received optical signal, phase error estimation or phase error correction}	
H04B10/6166	4	{Polarization demultiplexing, tracking or alignment of orthogonal polarization components (polarisation multiplex systems H04J 14/06)}	
H04B10/63	3	Homodyne {, i.e., coherent receivers where the local oscillator is locked in frequency and phase to the carrier signal} ホモダイナ	A receiver that demodulates the received signal by mixing it with a local oscillator signal synchronized in frequency and phase to the carrier of the received signal.
H04B10/64	3	Heterodyne {, i.e., coherent receivers where, after the opto-electronic conversion, an electrical signal at an intermediate frequency [IF] is obtained} ヘテロダイナ	A receiver that demodulates the received signal by mixing it with a local oscillator signal having a different frequency than the carrier of the received signal.
H04B10/66	2	Non-coherent receivers, e.g. using direct detection 非コヒーレント受信機, 例. 直接検波を用いるもの	Subject matter in which the data signal is directly converted from optical to electrical without the use of an oscillator.
H04B10/67	3	Optical arrangements in the receiver 受信機の光学的構成	Subject matter in which the detection of the signal is enhanced by an optical arrangement in the receiver that is provided in addition to the photodetection means.
H04B10/671	4	{for controlling the input optical signal}	
H04B10/672	5	{for controlling the power of the input optical signal}	
H04B10/673	6	{using an optical preamplifier}	
H04B10/674	6	{using a variable optical attenuator}	
H04B10/675	5	{for controlling the optical bandwidth of the input signal, e.g. spectral filtering}	
H04B10/676	4	{for all-optical demodulation of the input optical signal}	
H04B10/677	5	{for differentially modulated signal, e.g. DPSK signals}	

H04B10/69	3	Electrical arrangements in the receiver 受信機の電氣的構成	Subject matter in which the detection of the signal is enhanced by an electrical arrangement within the receiver that is provided in addition to the photodetection means.
H04B10/691	4	{Arrangements for optimizing the photodetector in the receiver}	
H04B10/6911	5	{Photodiode bias control, e.g. for compensating temperature variations}	
H04B10/693	4	{Arrangements for optimizing the preamplifier in the receiver}	
H04B10/6931	5	{Automatic gain control of the preamplifier}	
H04B10/6932	5	{Bandwidth control of bit rate adaptation}	
H04B10/6933	5	{Offset control of the differential preamplifier}	
H04B10/695	4	{Arrangements for optimizing the decision element in the receiver, e.g. by using automatic threshold control}	
H04B10/697	4	{Arrangements for reducing noise and distortion}	
H04B10/6971	5	{using equalisation}	
H04B10/6972	5	{using passive filtering}	
H04B10/6973	5	{using noise matching networks}	
H04B10/70	1	Photonic quantum communication WARNING This group is not complete pending reclassification; see also H04B10/30 光量子通信 警告 本グループは再分類が未完了である. H04B 10/30 も参照のこと	Subject matter wherein characteristics of single photons are varied to represent respective bits of data and these photons are transmitted and/or received in a communication system to convey an information-bearing message.
H04B10/80	1	Optical aspects relating to the use of optical transmission for specific applications, not provided for in groups H04B10/03 - H04B10/70, e.g. optical power feeding or optical transmission through water 特定の応用のための光伝送の利用に関係する光学的観点であって、グループH04B10/03-H04B10/70に分類されないもの、例、光給電または水中を介する光伝送	Optical aspects relating to specific applications of optical communication not provided for in any of the previous subgroups, e.g. optical power feeding, optical transmission through water or rotary joints..
H04B10/801	2	{using optical interconnects, e.g. light coupled isolators, circuit board interconnections}	
H04B10/802	3	{for isolation, e.g. using optocouplers}	
H04B10/803	3	{Free space interconnects, e.g. between circuit boards or chips}	
H04B10/806	2	{Arrangements for feeding power}	
H04B10/807	3	{Optical power feeding, i.e. transmitting power using an optical signal}	
H04B10/808	3	{Electrical power feeding of an optical transmission system (power feeding arrangements in general H04B 3/44)}	
H04B10/85	2	Protection from unauthorised access, e.g. eavesdrop protection 許可されていないアクセスからの保護、例、盗聴防止	Subject-matter dealing with protection from unauthorised access, e.g. eavesdrop protection. Concerning eavesdrop protection it is noted that it is irrelevant whether the signal to be protected from eavesdropping is encrypted or not.
H04B10/90	1	Non-optical transmission systems, e.g. transmission systems employing non-photon corpuscular radiation WARNING This group is not complete pending reclassification; see also H04B10/30 非光学的伝送方式、例、非光学的微粒子放射線を使用する伝送方式 警告 本グループは再分類が未完了である. H04B 10/30 も参照のこと	Non-optical transmission systems that fall under the scope of the title of the main group; e.g. transmission system using Terahertz waves below the far infrared range or particles.

表 34 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04J1/00 以下)

CPC	ド ン ト	タイトル	解説
H04J1/00	0	Frequency-division multiplex systems (H04J14/00 takes precedence) 周波数分割多重化方式 (H04J14/00が優先)	Frequency Division Multiplexing, FDM, by multiplexing two or more data sources. Covers particularly hierarchical multiplexing electrical frequencies in stages of power of 2, e.g. 8kHz, 64kHz.
H04J1/02	1	Details 細部	
H04J1/04	2	Frequency-transposition arrangements {(modulation with carrier or side-band suppression H03C1/52, H03C1/60; single-band suppression H04B1/00, H04B15/00; telegraphic communication H04L27/02, H04L25/49; transference of modulation from one carrier to another, e.g. frequency-changing H03D7/00; demodulation or transference of modulation of modulated electromagnetic waves H03D9/00)}	Systems for transposing frequency channels carrying information onto frequency carriers Covers also FDM multiplexers, demultiplexers
H04J1/045	3	{Filters applied to frequency transposition} {周波数転換に適用されるフィルター}	
H04J1/05	3	using digital techniques デジタル技術を用いるもの	Frequency translators, FDM multiplexers, demultiplexers, operating with digital techniques
H04J1/06	2	Arrangements for supplying the carrier waves {Arrangements for supplying synchronisation signals (carrier supply H04L5/10; frequency multiplication H03B19/00, H03B21/00; mixing H03D7/00, H03D9/00; synchronisation in general H03B)}	
H04J1/065	3	{Synchronisation of carrier sources at the receiving station with the carrier source at the transmitting station} {受信端局における搬送波源と送信端局における搬送波源の同期}	
H04J1/08	2	Arrangements for combining channels {(branching filters H01P1/213, H03H7/46)}	
H04J1/085	3	{Terminal station: Combined modulator and demodulator circuits} {終端局:変復調結合回路}	
H04J1/10	2	Intermediate station arrangements, e.g. for branching, for tapping-off {(repeater circuits H04B3/36, H04B3/58; two-way amplifiers H03F3/62)}	
		中間局配置, 例. 分岐用, 傍受用 {中継器回路 H04B3/36, H04B3/58; 双方向増幅器 H03F3/62}	

H04J1/12	2	<p>Arrangements for reducing cross-talk between channels {(in line transmission systems H04B3/32; in cables or lines H04B3/26 - H04B3/30)}</p> <p>チャンネル間漏話低減配置 {有線伝送方式におけるものH04B3/32; ケーブルまたは線路におけるものH04B3/26-H04B3/30}</p>	Frequency allocation, including by demand or to reduce intermodulation;
H04J1/14	2	<p>Arrangements providing for calling or supervisory signals</p> <p>呼出信号または監視信号に備えるための配置</p>	
H04J1/16	2	<p>Monitoring arrangements {(for transmission in general H04B17/00; for amplifiers H03F1/52, H03F1/523)}</p> <p>監視配置 {伝送一般用H04B17/00; 増幅器用H03F1/52, H03F1/523; 一般99D}</p>	
H04J1/18	1	<p>in which all the carriers are amplitude-modulated (H04J1/02 takes precedence {in telephony H04Q11/02, H04Q11/023; in stereophony H04H; in telegraphy H04L5/06; in telemetry G08C15/02, G08C15/04})</p> <p>全搬送波が振幅変調されているもの (H04J1/02が優先) {電話におけるものH04Q11/02, H04Q11/023; ステレオ音響におけるものH04H; 電信におけるものH04L5/06; 遠方測定G08C15/02, G08C15/04}</p>	
H04J1/20	1	<p>in which at least one carrier is angle-modulated (H04J1/02 takes precedence; FM without multiplex H04B1/00, H04B14/006, H04B15/00; PSK H04L5/12; impulse-modulation without multiplex H04B14/02; time-division multiplexing for data transmission H04L5/22; telemetry G08C15/06 - G08C15/12; telephony H04Q11/00, H04Q11/04, H04Q11/0407)</p> <p>少なくとも一搬送波が角度変調されているもの (H04J1/02が優先) {多重化無しのFM方式 H04B1/00, H04B14/006, H04B15/00; P. S. K. 方式 H04L5/12; 多重化無しのパルス変調方式H04B14/02; データ伝送用時分割多重化方式 H04L5/22; 遠方測定97GB3, G08C15/06からG08C15/12; 電話 H04Q11/00, H04Q11/04, H04Q11/0407}</p>	

表 35 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04J3/00 以下)

CPC	ド ツ ト	タイトル	解説
H04J3/00	0	<p>Time-division multiplex systems (H04J14/00 takes precedence; relay systems H04B7/14; selecting techniques H04Q)</p> <p>時分割多重化方式 (H04J14/00が優先; 中継方式H04B7/14; 選択技術H04Q)</p>	<p>Hierarchical frame structures, the structure repeats continuously at a fixed rate. Typically these are standard TDM frame structures at 8kHz rate like PDH, SDH or OTN. Other fixed rates frames should also be classified here and related fields.</p> <ul style="list-style-type: none"> · fixed length Ethernet (H04L 12/40) · Digital audio transmission in fixed length formats (H04H, H04R). <p>Synchronization of TDM Frames</p> <p>Packet transmission is classified for some specific applications:</p> <p>Transmission of synchronous services like voice via packets, e.g. VoIP, is classified in H04J 3/0632, when the source clock is recovered.</p> <p>Alignment of packets using packet flags should be in H04J 3/0602 for fixed line systems and in H04L 7/04 in wireless, satellite or radio systems.</p> <p>Ranging of packets in an uplink in systems with a TDM frame defined in the downlink, see H04J 3/0682.</p> <p>Note 1: Ranging or time alignment of a radio/wireless channel preferably in H04W 56/00. For radio/wireless systems data transmitted via a fixed network, e.g. connections between Mobile Switching Centre (MSC) and Base Station (BS) or between several Access Points (AP), documents referring to specific data of the radio/wireless channel are in H04W 56/00, e.g. alignment for handover.</p> <p>Allocation of packets within a TDM frame, e.g. Ethernet in OTN payload, see H04J 3/16 or lower.</p> <p>Allocation of packets in an uplink of a systems with a TDM frame defined above in the downlink, H04J 3/1694.</p> <p>Note 1 : This group refers to the allocation of the bandwidth Note 2 : Allocation in wireless systems, see H04W or H04B 7/00; Note 3 : Allocation of timeslots in PON, H04Q 11/0001 takes precedence</p> <p>Synchronization of TDMA or packets in the meaning of time alignment, the minimum entity of detection or correction is a bit. Smaller sub-bit values refer to bit synchronization of H04L 7/00</p>
H04J3/02	1	<p>Details (electronic switching or gating H03K17/00)</p> <p>細部 (電子的スイッチングまたはゲートH03K17/00)</p>	
H04J3/025	2	<p>{Filter arrangements (H04J3/08 takes precedence; filters per seH03H7/00, H03H9/00)}</p> <p>{フィルター装置 (H04J3/08が優先; フィルターそのものH03H7/00, H03H9/00)}</p>	

H04J3/04	2	Distributors combined with modulators or demodulators {(pulse distributors in general H03K5/15; pulse counters H03K21/00 - H03K29/06; for telegraphy H04L5/22, H04L13/00 - H04L23/00, H04L25/45; for telephony H04Q11/04)} 変調器または復調器と結合された分配器 {(パルス分配器一般H03K5/15; パルス計数器H03K21/00 から H03K29/06; 電信用 H04L5/22, H04L13/00 to H04L23/00, H04L25/45; 電話用 H04Q11/04)}	
H04J3/042	3	{Distributors with electron or gas discharge tubes} {電子またはガス放電管を有する分配器}	
H04J3/045	3	{Distributors with CRT} {CRTを有する分配器}	
H04J3/047	3	{Distributors with transistors or integrated circuits} {トランジスタまたは集積回路を有する分配器}	Details of multiplexing or demultiplexing of bits or bytes in arrangements specially adapted for time multiplexing. Distributors with transistors or integrated circuits
H04J3/06	2	Synchronising arrangements {(for television systems H04N5/04; bit-synchronisation H04L7/00)} 同期配置 {(テレビ用H04N5/04; ビット同期H04L7/00)}	Synchronization of TDM networks and some specific synchronization arrangements in TDMA or packet networks. Synchronization of TDM networks covers: Detection of FAW and alignment of frames, H04J 3/0602; Absorbing of phase or frequency differences by buffers, H04J 3/062; Distribution of synchronization information and organisation of the synchronization network, H04J 3/0635. Specific synchronization arrangement of packet or TDMA networks are: Distribution of synchronization information and organisation of the synchronization network, H04J 3/0635 Source clock recovery over packet or ATM networks, e.g. VoIP, H04J 3/0632
H04J3/0602	3	{Systems characterised by the synchronising information used} {使用される同期情報に特徴があるシステム}	A FAW is used as synchronising information for a TDM frame
H04J3/0605	4	{Special codes used as synchronising signal} {同期信号として使用される特殊コード}	Design rules of constructing FAW. variable FAW, e.g. for low rate signalling, depending on the synchronization state.
H04J3/0608	5	{Detectors therefor, e.g. correlators, state machines} {そのための検出器, 例えば, 相関器, 状態機械}	Detection of FAW by correlators, state machines, forward or backward protection.
H04J3/0611	5	{PN codes (H04J3/0608 takes precedence)} {擬似ランダム雑音コード (H04J3/0608 が優先)}	PN codes used for synchronisation, if the PN synchronisation signals is varying during transmission, e.g. by a feedback Shift-register. Fixed synchronisation signals, e.g. unique words or FAW signals, are not to be classified in this group. This also applies even if the synchronisation signal can be presented as a state of such a PN-code generator. Only if the generator shifts, then the document is classified here.
H04J3/0614	4	{the synchronising signal being characterised by the amplitude, duration or polarity} {振幅, 継続時間または極性に特徴がある同期信号}	

H04J3/0617	4	{the synchronising signal being characterised by the frequency or phase} {周波数または位相に特徴がある同期信号}	
H04J3/062	3	{Synchronisation of signals having the same nominal but fluctuating bit rates, e.g. using buffers (pulse-stuffing H04J3/07; asynchronous-synchronous conversion H04L5/24; speed conversion H04L25/05; speed conversion in computers G06F5/06)} {揺らぎ伝送ビットレート以外は同一の公称値を持つ信号の同期方式, 例. バッファを使用するもの (パルススタッフィングH04J3/07; 非同期同期変換H04L5/24; 速度変換H04L25/05; コンピュータにおける速度変換G06F5/06)}	Rate differences are compensated in a lossless way, e.g. by an elastic buffer or FIFO
H04J3/0623	4	{Synchronous multiplexing systems, e.g. synchronous digital hierarchy/synchronous optical network (SDH/SONET), synchronisation with a pointer process} {同期多重化システム, 例. 同期デジタルハイアラーキ/ソネット (SDH/SONET), ポインタプロセスを有する同期方式}	Compensation of fluctuating rates in SDH/SONET or OTN
H04J3/0626	4	{plesiochronous multiplexing systems, e.g. plesiochronous digital hierarchy [PDH], jitter attenuators} {独立同期多重化システム, 例. 独立同期デジタルハイアラーキ (PDH), ジッタ減衰器}	
H04J3/0629	5	{in a network, e.g. in combination with switching or multiplexing, slip buffers} {ネットワーク内のもの, 例. スイッチングまたは多重化と組合せによるもの, スリップバッファ}	
H04J3/0632	4	{Synchronisation of packets and cells, e.g. transmission of voice via a packet network, circuit emulation service [CES] (queuing arrangements in packet switching elements H04L49/90; synchronising systems for the synchronous transmission of a pulse code modulated video signal with one or more other pulse code modulated signals H04N7/56)} {パケットとセルの同期, 例. パケットネットワークを介した音声伝送, 回路エミュレーションサービス (CES)}	Recovery of source clock of Continuous Bit Rate (CBO) service, e.g. VoIP. The invention is located at the edge of the packet network and the output is a stream of bits, e.g. control of playout rate.
H04J3/0635	3	{Clock or time synchronisation in a network (timer in protocols H04L69/28)} {ネットワークにおけるクロック同期}	
H04J3/0638	4	{Clock or time synchronisation among nodes; Internode synchronisation (synchronization for ring networks H04L12/422; data switching networks with synchronous transmission H04L12/43)} {TDM装置間のクロック同期; ノード間同期}	Distribution of synchronisation information among nodes, e.g. master/slave signalling or SSM. TOD synchronization.
H04J3/0641	5	{Change of the master or reference, e.g. take-over or failure of the master} {マスタまたは参照基準の変更, 例. マスタの引継ぎまたは障害}	Signalling to prevent or recover from a failure in the synchronization network.
H04J3/0644	5	{External master-clock} {外部マスタクロック}	
H04J3/0647	5	{Synchronisation among TDM nodes}	
H04J3/065	6	{using timestamps}	

H04J3/0652	5	{Synchronisation among time division multiple access [TDMA] nodes, e.g. time triggered protocol [TTP] (bus network with centralized control in which slots are of a TDMA packet structure H04L 12/4035)}	
H04J3/0655	6	{using timestamps}	
H04J3/0658	5	{Clock or time synchronisation among packet nodes}	
H04J3/0661	6	{using timestamps}	
H04J3/0664	7	{unidirectional timestamps}	
H04J3/0667	7	{Bidirectional timestamps, e.g. NTP or PTP for compensation of clock drift and for compensation of propagation delays (arrangements for monitoring round trip delays in packet switching networks H04L 43/0864)}	
H04J3/067	7	{Details of the timestamp structure}	
H04J3/0673	6	{using intermediate nodes, e.g. modification of a received timestamp before further transmission to the next packet node, e.g. including internal delay time or residence time into the packet}	Adding or modification of delay information, e.g. residence time in PTP
H04J3/0676	4	{Mutual} {相互}	Exchange of synchronization information, e.g. buffer fill. Coupling clocks, e.g. by adding weighted signals of clock or phase errors.
H04J3/0679	4	{by determining clock distribution path in a network} {ネットワーク内のクロック分配パスの決定によるもの}	Determination or initialisation of clock distribution path among more than two levels of nodes according to parameters, e.g. priority, path length, number of hops, clock quality, statistics. Avoidance of clock loops or timing islands.
H04J3/0682	4	{by delay compensation, e.g. by compensation of propagation delay or variations thereof, by ranging} {遅延補償によるもの, 例. 伝播遅延またはその変分の補償, レンジングによるもの}	RTD measurement in TDM or TDMA networks for the purpose of timing adjustment, clock correction or time alignment.
H04J3/0685	4	{Clock or time synchronisation in a node; Intranode synchronisation} {TDM装置におけるクロック同期; ノード間同期}	
H04J3/0688	5	{Change of the master or reference, e.g. take-over or failure of the master} {マスタまたは参照基準の変更, 例. マスタの引継ぎまたは障害}	
H04J3/0691	5	{Synchronisation in a TDM node}	
H04J3/0694	5	{Synchronisation in a TDMA node, e.g. TTP}	
H04J3/0697	5	{Synchronisation in a packet node}	
H04J3/07	3	using pulse stuffing for systems with different or fluctuating information rates (or bit rates) 異なるまたは変動する情報速度をもつ系のためにスタッフパルスを用いるもの {またはビットレート}	Variable length stuffing; self marking stuff indications This subgroup does not refer to stuffing of packet flags as line coding to interrupt a long sequence of identical bit values.
H04J3/073	4	{Bit stuffing, e.g. PDH} {ビットs タッフイング, 例. PDH}	
H04J3/076	4	{Bit and byte stuffing, e.g. SDH/PDH desynchronisers, bit-leaking} {ビットおよびバイトスタッフイング, 例. SDH/PDH脱同期, ビット漏れ}	Stuffing in OTN
H04J3/08	2	Intermediate station arrangements, e.g. for branching, for tapping-off 中間局配置, 例. 分岐用, 傍受用	ADM Add Drop Multiplexers

H04J3/085	3	{for ring networks, e.g. SDH/SONET rings, self-healing rings, meshed SDH/SONET networks} {環状網用, 例. SDH/SONETリング, 自己回復型リング, メッシュ状SDH/SONET網}	Protection in TDM ring networks
H04J3/10	2	Arrangements for reducing cross-talk between channels チャンネル間漏話低減配置	
H04J3/12	2	Arrangements providing for calling or supervisory signals 呼出信号または監視信号に備えるための配置	
H04J3/125	3	{One of the channel pulses or the synchronisation pulse is also used for transmitting monitoring or supervisory signals} {チャンネルパルスの一つまたは同期パルスも伝送モニターまたは監視信号として用いられる.}	Bit stealing for signalling, e.g. winking in PDH T1
H04J3/14	2	Monitoring arrangements {(for SDH/SONET rings H04J3/085)} 監視配置 {(SDH/SONETリング用H04J3/085)}	Protection Switching; Testing of TDM systems.
H04J3/16	1	in which the time allocation to individual channels within a transmission cycle is variable, e.g. to accommodate varying complexity of signals, to vary number of channels transmitted (H04J3/17, H04J3/24 take precedence) 一伝送サイクル内の個々のチャンネルに対する時間割り当てが可変であるもの, 例. 複数の信号の組合せが次々によってゆくの調整するもの, 伝送チャンネルの数を変化させるもの (H04J3/17, H04J3/24が優先)	Covering variable time slot allocation. H04J 3/1605 fixed standard frame structures. H04J 3/1611 SDH H04J 3/1623 PDH H04J 3/1652 OTN; H04J 3/1682 statistical multiplexers, allocation changes per frame cycle H04J 3/1694 distributed multiplexers, e.g. access multiplexer
H04J3/1605	2	{Fixed allocated frame structures} {固定割当フレーム構成}	
H04J3/1611	3	{Synchronous digital hierarchy [SDH] or SONET (H04J3/1664 takes precedence for interactions with OTN)} {同期デジタルハイアラキー (SDH) またはSONET}	Refers to systems according to ITU recommendations G.707 - G.709 in the versions of 1990 (SDH/SONET) Radio, satellite and microwave transmission according to the standards mentioned above. Covers switches, nodes and Cross-connects and respective internal or proprietary formats
H04J3/1617	4	{carrying packets or ATM cells} {搬送パケットまたはATMセル}	SPE carries ATM cells or payload data packets
H04J3/1623	3	{Plesiochronous digital hierarchy [PDH]} {近接デジタルハイアラキー (PDH)}	Covers switches, nodes and Cross-connects and respective internal or proprietary formats. Also covers transport of packets via a plesiochronous network, e.g. "ATM over E1".
H04J3/1629	4	{Format building algorithm} {書式構築アルゴリズム}	Time slot allocation according to rules, e.g. to evenly distributed slots to various users while minimizing the distance to ideal evenly distributed slot allocation for a single user.
H04J3/1635	4	{Format conversion, e.g. CEPT/US} {書式変換, 例. CEPT/US}	Format conversion of PDH frames of different standards, e.g. ETSI and ANSI
H04J3/1641	4	{Hierarchical systems} {ハイアラキシステム}	DS0, DS1, DS3 or European PDH, PCM30/32, E1 to E4 according to ITU recommendation G.703. Covers the hardware structure of programmable TDM multiplexer, e.g. internal construction by bus, as described in ITU recommendation G.797.

H04J3/1647	4	{Subrate or multislot multiplexing} {サブレートまたはマルチスロット多重化処理}	Variable allocation of elementary units like time slots, subslots or fragments. The allocation can be modified by splitting elementary units or by combining elementary units to units of larger bandwidth. The overall frame length remains constant.
H04J3/1652	3	{Optical Transport Network [OTN]}	Refers to systems according to ITU recommendation G.707 - G.709 in the versions of 2000. Covers radio and microwave transmission according to the standards mentioned above. Covers switches, nodes and Cross-connects and respective internal or proprietary formats.
H04J3/1658	4	{carrying packets or ATM cells; (H04J 3/1664 takes precedence for payloads with different packet types)}	
H04J3/1664	4	{carrying hybrid payloads, e.g. different types of packets or carrying frames and packets in the payload}	
H04J3/167	4	{interaction with SDH/SONET, e.g. carrying SDH/SONET frames, interfacing with SDH/SONET (H04J 3/1664 takes precedence)}	
H04J3/1676	2	{Time-division multiplex with pulse-position, pulse-interval, or pulse-width modulation} {パルス位置, パルス間隔またはパルス幅変調を有する時分割多重方式}	
H04J3/1682	2	{Allocation of channels according to the instantaneous demands of the users, e.g. concentrated multiplexers, statistical multiplexers} {ユーザの即時要求に従ったチャンネル割当, 例. 集中多重化装置, 統計処理多重化装置}	Allocation of bandwidth changes instantaneously, e.g. on demand or according to buffer fill.
H04J3/1688	3	{the demands of the users being taken into account after redundancy removal, e.g. by predictive coding, by variable sampling (reducing bandwidth of signals in general H04B1/66; in PCM-systems H04B14/046; removal of redundancy in telegraph communication H03M7/30)} {冗長性除去の後に考慮されるユーザの要求, 例. 予測符号化によるもの, 変数抽出によるもの (信号一般の帯域幅減少 H04B1/66; PCMシステムにおけるもの H04B14/046; 電信通信における冗長性の除去 H03M7/30)}	
H04J3/1694	2	{Allocation of channels in TDM/TDMA networks, e.g. distributed multiplexers (Passive Optical Networks H04Q11/0062)} {TDM/TDMAネットワークにおけるチャンネル割当, 例. 分配多重化装置 (受動光ネットワーク H04Q11/0062)}	
H04J3/17	1	in which the transmission channel allotted to a first user may be taken away and re-allotted to a second user if the first user becomes inactive, e.g. TASI {(speech analysis or identification G10L)} 第1番目の使用者が休止したとき, その使用者に割り当てられていた伝送チャンネルを解放して第2番目の使用者に割り当てるもの, 例. T A S I {(音声分析または識別 42T2B, G10L)}	
H04J3/172	2	{Digital speech interpolation, i.e. DSI} {デジタル音声挿入, すなわち D S I}	

H04J3/175	2	{Speech activity or inactivity detectors (echo suppressors H04B3/20)} {音声活性または非活性検出器 (エコーサプレッサ H04B3/20)}	
H04J3/177	2	{Freeze-out systems, e.g. taking away active sources from transmission} {フリーズアウトシステム, 例. 伝送からアクティブソースを除去}	
H04J3/18	1	using frequency compression and subsequent expansion of the individual signals 個々の信号の周波数圧縮およびその後続く周波数伸張を用いるもの	
H04J3/20	1	using resonant transfer レゾナントトランスファーを用いるもの	
H04J3/22	1	in which the sources have different rates or codes {(simultaneous speech and digital data or video transmission H04M11/06; see provisional also H04J3/16)} 複数の送信源が異なる速度または符号をもつもの (音声およびデジタルデータまたはビデオの同時伝送 H04M11/06; 暫定的H04J3/16も参照)	Different symbol rates in the slots of the TDM frame.
H04J3/24	1	in which the allocation is indicated by an address {the different channels being transmitted sequentially}(H04J3/17 takes precedence; in computers G06F12/00, G06F13/00{code multiplex systems H04J13/00; selecting techniques H04Q; relay systems H04B7/14}) 割り当てがアドレスによって指示されるもの {逐次的に異なるチャンネルが伝送されるもの} (H04J3/17が優先; コンピュータにおけるものG06F12/00, G06F13/00 {符号多重化方式H04J13/00; 選択技術H04Q; 中継システムH04B7/14})	
H04J3/242	2	{the frames being of variable length} {可変長フレーム}	
H04J3/245	2	{in which the allocation protocols between more than two stations share the same transmission medium (stations for satellite systems H04B7/185)} {3つ以上の端局間で割り当てプロトコルが同一伝送媒体を共有するもの (衛星システム端局H04B7/185)}	
H04J3/247	2	{ATM or packet multiplexing} {ATMまたはパケット多重化処理}	Generic packet or ATM multiplexing
H04J3/26	2	in which the information and the address are simultaneously transmitted 情報およびアドレスが同時に伝送されるもの	Time frequency encoded transmission. The combination of time and frequency is determined by the receiver address and the transmitted information. Transmission of address by Pulse Position Modulation (PPM). Random sampling of analog sources

表 36 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04J11/00 以下)

CPC	ド ット	タイトル	解説
H04J11/00	0	Orthogonal multiplex systems, {e.g. using WALS H codes}(H04J13/00 takes precedence) 直交多重化方式 {例. WALS Hコードを使用するもの (H04J13/00が優先)}	Orthogonal multiplex systems at the physical layer, techniques relating to problems arising from the multiplexing of users / base stations. Aspects that are covered include cell search, i.e. how a mobile phone finds the identity of base stations; interference handling and cancellation, at the transmitter, the receiver or both, especially subtractive interference cancellation intercell interference cancellation at the physical layer. Examples of orthogonal multiplexing techniques are OFDMA [Orthogonal Frequency Division Multiple Access], SC-FDMA [Single Carrier Frequency Division Multiple Access]. Examples of systems using orthogonal multiplexing are LTE [Long Term Evolution], LTE-advanced.
H04J2011/0003	1	{Combination with other multiplexing techniques} 他の多重化技術との組合せ	
H04J2011/0006	2	{with CDM/CDMA} 符号分割多重方式／符号分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2011/0009	2	{with FDM/FDMA} 周波数分割多重方式／周波数分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2011/0013	2	{with TDM/TDMA} 時分割多重方式／時分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2011/0016	2	{with FDM/FDMA and TDM/TDMA} 周波数分割多重方式／周波数分割多重アクセス方式および時分割多重方式／時分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2011/002	2	{Delay multiplexing} 遅延多重化処理	
H04J11/0023	1	{Interference mitigation or co-ordination (traffic scheduling H04W 72/082, H04W 72/1226; power management H04W 52/00; allocation criteria for ingress interference avoidance H04L 5/0062; frequency allocation criteria for requirements on out-of-channel emissions H04L 5/0066; peak power aspects in multicarrier modulation H04L 27/2614; arrangements for removing intersymbol interference or baseband equalisers H04L 25/03006; direct sequence spread spectrum [DSSS] systems H04B 1/7097; frequency hopping H04B 1/713)}	
H04J11/0026	2	{of multi-user interference}	
H04J11/003	3	{at the transmitter (transmission to multiple receive units in multiple input multiple output [MIMO] H04B 7/0452; transmit antenna weighting H04B 7/0615)}	
H04J11/0033	4	{by pre-cancellation of known interference, e.g. using a matched filter, dirty paper coder or Tomlinson-Harashima precoder (correlative coding in synchronous or startstop systems H04L 25/497)}	

H04J11/0036	3	{at the receiver}	
H04J11/004	4	{using regenerative subtractive interference cancellation}	
H04J11/0043	5	{by grouping or ordering the users}	
H04J11/0046	4	{using joint detection algorithms}	
H04J11/005	2	{of intercell interference}	
H04J11/0053	3	{using co-ordinated multipoint transmission/reception (co-ordinated antenna or beamforming aspects H04B 7/022)}	
H04J11/0056	3	{Inter-base station aspects}	
H04J11/0059	3	{Out-of-cell user aspects}	
H04J11/0063	2	{of multipath interference, e.g. Rake receivers}	
H04J11/0066	2	{of narrowband interference (narrowband interference reduction H04B 1/1036)}	
H04J11/0069	1	{Cell search, i.e. determining cell identity [cellID] (design of multiplexing codes H04J 13/00; processing access restriction or access information H04W 48/16; discovery of network devices for network data management H04W 8/005; sounding signals for channel estimation H04L 25/0226; structure of reference signals in multicarrier modulation systems H04L 27/2613; frame, time or carrier synchronisation in multicarrier modulation systems H04L 27/2655)}	
H04J11/0073	2	{Acquisition of primary synchronisation channel, e.g. detection of cell-ID within cell-ID group}	
H04J11/0076	2	{Acquisition of secondary synchronisation channel, e.g. detection of cell-ID group}	
H04J11/0079	2	{Acquisition of downlink reference signals, e.g. detection of cell-ID}	
H04J11/0083	2	{Multi-mode cell search, i.e. where several modes or systems can be used, e.g. backwards compatible, dual mode or flexible systems}	
H04J11/0086	2	{Search parameters, e.g. search strategy, accumulation length, range of search, thresholds (code acquisition in DSSS H04B 1/7075)}	
H04J11/0089	2	{Search hardware arrangements, e.g. sharing of correlators to reduce complexity}	
H04J11/0093	2	{Neighbour cell search}	
H04J2011/0096	1	{Network synchronisation} ネットワーク同期	

表 37 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04J13/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H04J13/00	0	Code division multiplex systems (for frequency hopping H04B1/713) NOTE: When classifying in this group, any aspect of spread spectrum techniques not specific to frequency hopping, and which is considered to represent information of interest for search, may also be classified in group H04B 1/69. 符号多重化方式 (周波数ホッピングは H04B 1/713)	Code division multiplexing techniques which are related to the division of the communication medium according to codes. Aspects that are covered include types of codes, generation of codes and allocation of codes to channels.
H04J13/0003	1	{Code application, i.e. aspects relating to how codes are applied to form multiplexed channels}	

H04J13/0007	1	{Code type} NOTE Code type information should be classified in addition to other relevant aspects. This should also be done in cases where the other relevant symbol refers to code type, e.g. H04J 13/14, H04J 13/20) 符号の特徴	
H04J13/0011	2	{Complementary}	
H04J13/0014	3	{Golay}	
H04J13/0018	2	{Chaotic}	
H04J13/0022	2	{PN, e.g. Kronecker}	
H04J13/0025	3	{M-sequences}	
H04J13/0029	3	{Gold}	
H04J13/0033	3	{Kasami}	
H04J2013/0037	2	{Multilevel codes} 多値符号	
H04J13/004	2	{Orthogonal}	
H04J13/0044	3	{OVSF [orthogonal variable spreading factor]}	
H04J13/0048	3	{Walsh}	
H04J13/0051	3	{Orthogonal gold}	
H04J13/0055	2	{ZCZ [zero correlation zone]}	
H04J13/0059	3	{CAZAC [constant-amplitude and zero autocorrelation]}	
H04J13/0062	4	{Zadoff-Chu}	
H04J13/0066	4	{GCL [generalized chirp-like] sequences}	
H04J13/007	3	{LAS, i.e. LA, LS and LAS codes}	
H04J13/0074	1	{Code shifting or hopping}	
H04J13/0077	1	{Multicode, e.g. multiple codes assigned to one user} 他の多重化技術との組合せ	
H04J2013/0081	2	{with FDM/FDMA} 周波数分割多重方式／周波数分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2013/0085	2	{with TDM/TDMA} 時分割多重方式／時分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2013/0088	2	{with FDM/FDMA and TDM/TDMA} 周波数分割多重方式／周波数分割多重アクセス方式および時分割多重方式／時分割多重アクセス方式を有するもの	
H04J2013/0092	2	{Delay multiplexing} 遅延多重化処理	
H04J2013/0096	2	{Network synchronisation} ネットワーク同期	
H04J13/10	1	Code generation 符号の生成	
H04J13/102	2	{Combining codes}	
H04J13/105	3	{by extending}	
H04J13/107	3	{by concatenation}	
H04J13/12	2	Generation of orthogonal codes 直交符号の生成	
H04J13/14	2	Generation of codes with a zero correlation zone Z C Z 符号の生成	
H04J13/16	1	Code allocation 符号割当て	
H04J2013/165	2	{Joint allocation of code together with frequency or time}	
H04J13/18	2	Allocation of orthogonal codes 直交符号の割当て	

H04J13/20	3	having an orthogonal variable spreading factor [OVSF] 直交可変拡散率[OVSF] 符号の割当て	
H04J13/22	2	Allocation of codes with a zero correlation zone 零相関範囲[ZCZ] 符号の割当て	

表 38 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04J15/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H04J15/00	0	{Multiplex systems not otherwise provided for}	

表 39 MIMO 関連技術に対応する CPC の一覧表及びその解説 (H04L1/00 以下)

CPC	ドット	タイトル	解説
H04L1/00	0	Arrangements for detecting or preventing errors in the information received (correcting synchronisation H04L7/00; {for digital computers G06F11/00}; arrangements in the transmission path H04B) 受信情報中の誤りを検出または防止するための配置 (同期の補正H04L7/00; {デジタルコンピュータのためのものG06F11/00}; 伝送路における配置H04B)	Codes for error detection or error correction, i.e. theoretical code construction and coding circuit architecture designs are classified in H04M 13/00; the application of such codes in transmission systems is covered by H04L 1/00 subgroups.
H04L1/0001	1	{Systems modifying transmission characteristics according to link quality, e.g. power backoff (adaptive data allocation for multicarrier modulation H04L5/0044; controlling transmission power for radio systems H04W52/04)} {リンク品質に準じた伝送特性変更方式 (複数搬送波変調のための適応型データ割当 H04L5/0044; 無線方式のための伝送電力を制御するもの H04W 52/04)}	General link adaptation techniques, including power control for non-radio links, and handshaking procedures involving link adaptation.
H04L1/0002	2	{by adapting the transmission rate} {伝送速度を適合させることによるもの}	The end raw rate at which bits are transmitted through the channel, e.g. after encoding.
H04L1/0003	3	{by switching between different modulation schemes} {異なる変調方式間での切替えによるもの}	Also adaptive CDMA and direct sequence spread spectrum is covered by this subgroup.
H04L1/0004	4	{applied to control information}	
H04L1/0005	4	{applied to payload information}	
H04L1/0006	2	{by adapting the transmission format} {伝送フォーマットを適合させることによるもの}	This group covers adaptive formatting aspects, e.g. adaptive slot allocation, or adaptive packet formats other than coding.
H04L1/0007	3	{by modifying the frame length} {フレーム長を変更することによるもの}	Frame or packet length adaptation at lower OSI layers.
H04L1/0008	4	{by supplementing frame payload, e.g. with padding bits}	
H04L1/0009	2	{by adapting the channel coding (H04L1/1812 takes precedence)} {チャンネル符号化を適合させることによるもの (H04L1/1812 が優先)}	Also switching between uncoded and coded modes.
H04L1/001	3	{applied to control information}	
H04L1/0011	3	{applied to payload information}	

H04L1/0013	3	{Rate matching, e.g. puncturing or repetition of code symbols}	The coding rate must be adapted in rate matching operations for link adaptation.
H04L1/0014	2	{by adapting the source coding} {情報源符号化を適合させることによるもの}	
H04L1/0015	2	{characterised by the adaptation strategy}	This class is used for special adaptation strategies for adopting a transmission mode, e.g. select an MCS mode, which do not fall within its subclasses. For example, use of special utility or cost functions is classified here.
H04L1/0016	3	{involving special memory structures, e.g. look-up tables}	This class is used for uncommon memory structures, e.g. switching tables, look-up tables and the like.
H04L1/0017	3	{where the mode-switching is based on Quality of Service requirement}	Guarantee of QoS and interaction of QoS parameters of higher layers and of the physical and data link layers. Adaptation takes into account types of data, e.g. real-time data.
H04L1/0018	4	{based on latency requirement}	
H04L1/0019	3	{in which mode-switching is based on a statistical approach}	Special statistical approaches for mode-switching including future system or channel conditions modeswitching decision, e.g. calculation of confidence intervals or sequential testing for early decisions.
H04L1/002	4	{Algorithms with memory of the previous states, e.g. Markovian models}	Algorithms explicitly using Markov chains.
H04L1/0021	4	{in which the algorithm uses adaptive thresholds}	Algorithms in which the adaptation thresholds themselves are adapted according to e.g. state of transmitter or receiver.
H04L1/0022	3	{in which mode-switching is influenced by the user}	E.g. during the negotiation phase.
H04L1/0023	2	{characterised by the signalling} {信号方式に特徴のあるもの}	Signaling conveying adaptation commands or channel quality indicators, scheduling and formatting aspects thereof.
H04L1/0025	3	{Transmission of mode-switching indication} {モード切替指示の伝送}	Both for forward and reverse direction.
H04L1/0026	3	{Transmission of channel quality indication} {チャンネル品質指示の伝送}	
H04L1/0027	3	{Scheduling of signalling, e.g. occurrence thereof}	
H04L1/0028	3	{Formatting}	How the actual signaling is conveyed.
H04L1/0029	4	{Reduction of the amount of signalling, e.g. retention of useful signalling or differential signalling (power control H04W 52/04)}	
H04L1/003	4	{Adaptive formatting arrangements particular to signalling, e.g. variable amount of bits}	
H04L1/0031	4	{Multiple signaling transmission (H04L 1/1664, F15 take precedence)}	
H04L1/0032	3	{Without explicit signalling} {明確な信号方式のないもの}	
H04L1/0033	2	{arrangements specific to the transmitter}	Specific parameters of transmitter aspects, i.e. circuit or computer-based implementation, e.g. amplifying circuit, etc. according to channel quality.
H04L1/0034	3	{where the transmitter decides based on inferences, e.g. use of implicit signalling}	Mode switching based on ACK/NACK indications (ACK/NACKs are used as derivative channel quality indicators).
H04L1/0035	3	{evaluation of received explicit signalling}	
H04L1/0036	2	{arrangements specific to the receiver}	Specific parameters of receiver aspects, i.e. circuit or computer-based implementation, e.g. demodulator, etc. according to channel quality.
H04L1/0038	3	{Blind format detection (for detection of modulation format H04L 27/0012)}	
H04L1/0039	3	{other detection of signalling, e.g. detection of TFCI explicit signalling (H04L 1/0046, H04L 27/0012 and H04L 25/0262 take precedence)}	

H04L1/004	1	{by using forward error control (H04L1/0618 takes precedence; coding, decoding or code conversion, for error detection or correction H03M13/00)}	Application of FEC codes in transmission systems.
		{前進型誤信号制御を使用することによるもの (時空符号化手段によるもの H04L1/0618; 誤り制御符号それ自体 H03M13/00)}	
H04L1/0041	2	{Arrangements at the transmitter end}	Hardware circuit design or functional computer-implemented arrangements
		{送信機端末部における配置}	
H04L1/0042	3	{Encoding specially adapted to other signal generation operation, e.g. in order to reduce transmit distortions, jitter, or to improve signal shape (H04L1/0067 takes precedence)}	The FEC encoding operation is specifically designed by taking into account other signal generation operations (e.g. properties of the modulator or local oscillator).
H04L1/0043	3	{Realisations of complexity reduction techniques, e.g. use of look-up tables}	
H04L1/0044	4	{specially adapted for power saving}	
H04L1/0045	2	{Arrangements at the receiver end}	Hardware circuit design or functional computer-implemented arrangements.
		{受信機端末部における配置}	
H04L1/0046	3	{Code rate detection or code type detection (H04L1/0038 takes precedence; detection of the data rate H04L25/0262; for packet format H04L1/0091)}	
		{符号レートあるいは符号化タイプ検出 (H04L1/0038 が優先) データ信号速度の検出 H04L25/0262} (パケットフォーマット検出 H04L1/0091)	
H04L1/0047	3	{Decoding adapted to other signal detection operation (in conjunction with sequence estimation or equalization H04L25/03286)}	The FEC encoding operation is specifically designed by taking into account other signal generation operations (e.g. properties of the demodulator, sensitivity to errors of later signal processing stages).
H04L1/0048	4	{in conjunction with detection of multiuser or interfering signals, e.g. iteration between CDMA or MIMO detector and FEC decoder (for spatial equalizer H04L25/03286)}	
H04L1/005	4	{Iterative decoding, including iteration between signal detection and decoding operation}	
H04L1/0051	5	{Stopping criteria}	
H04L1/0052	3	{Realisations of complexity reduction techniques, e.g. pipelining or use of look-up tables}	
H04L1/0053	4	{specially adapted for power saving}	
H04L1/0054	3	{Maximum-likelihood or sequential decoding, e.g. Viterbi, Fano, ZJ algorithms}	
		{最大尤度またはシーケンシャル復号化, 例. ビタビ, フェーノ, ZJ アルゴリズム}	
H04L1/0055	3	{MAP-decoding}	
		{MAP 復号}	
H04L1/0056	2	{Systems characterized by the type of code used (H04L1/08 takes precedence)}	
		使用される誤り制御符号のタイプに特徴ある方式 (H04L1/08 が優先)	
H04L1/0057	3	{Block codes (H04L1/0061, H04L1/0064 take precedence)}	Block codes such as Reed-Solomon codes, LDPC codes, etc.
		ブロック符号 (H04L1/0061, H04L1/0064 が優先)	
H04L1/0058	4	{Block-coded modulation}	
		ブロック符号変調	
H04L1/0059	3	{Convolutional codes}	
		畳込み符号	
H04L1/006	4	{Trellis-coded modulation}	
		トレリス符号変調	

H04L1/0061	3	{Error detection codes} 誤り検出のみ	
H04L1/0063	4	{Single parity check} 単一パリティチェック	
H04L1/0064	3	{Concatenated codes} 連結符号	
H04L1/0065	4	{Serial concatenated codes} 直列連結	
H04L1/0066	4	{Parallel concatenated codes} 並列連結	
H04L1/0067	3	{Rate matching (H04L 1/0013, H04L 1/08 が優先)}	
H04L1/0068	4	{by puncturing}	
H04L1/0069	5	{Puncturing patterns}	Puncturing patterns (adaptive and non-adaptive).
H04L1/007	3	{Unequal error protection (for format H04L 1/0078; for codes per se H03M 13/35)}	
H04L1/0071	3	{Use of interleaving (interleaving per se H03M 13/27)}	Use of interleavers, which interchange data elements in the time domain in transmission systems
H04L1/0072	2	{Error control for data other than payload data, e.g. control data}	
H04L1/0073	3	{Special arrangements for feedback channel}	Details of FEC of feedback such as CQI, ACK
H04L1/0075	2	{Transmission of coding parameters to receiver (H04L 1/0023 takes precedence)}	Details concerning transmission of FEC related parameters related to signaling information.
H04L1/0076	2	{Distributed coding, e.g. network coding, involving channel coding (coding in both space and time H04L 1/0618; cooperative diversity H04B 7/022)}	Details of error control at intermediate node, e.g. exclusive OR signal coding or stronger re-encoding arrangements at relay.
H04L1/0077	3	{Cooperative coding}	
H04L1/0078	1	{Avoidance of errors by organising the transmitted data in a format specifically designed to deal with errors, e.g. location (forward error control, e.g. FEC, CRC H04L1/004; adaptive formatting H04L1/0006; mappings H04L27/00)}	
H04L1/0079	2	{Formats for control data (H04L 1/16 takes precedence; training sequences H04L 25/00 and H04L 27/00)}	
H04L1/008	3	{where the control data relates to payload of a different packet}	
H04L1/0081	3	{Formats specially adapted to avoid errors in the feedback channel (H04L 1/1607 takes precedence)}	
H04L1/0082	3	{fields explicitly indicating existence of error in data being transmitted, e.g. so that downstream stations can avoid decoding erroneous packet; relays}	
H04L1/0083	2	{Formatting with frames or packets; Protocol or part of protocol for error control} {フレームまたはパケットつきフォーマッティ ング; 誤り制御のためのプロトコルまたはプロトコ ルの部分}	
H04L1/0084	2	{Formats for payload data}	
H04L1/0085	2	{Formatting with cells} {セルつきフォーマッティ ング}	
H04L1/0086	2	{Unequal error protection (H04L 27/00 and H04L 1/004 take precedence for layer 1/2 aspects, e.g. bit loading)}	
H04L1/0088	3	{in control part}	
H04L1/0089	3	{in payload}	
H04L1/009	2	{arrangements specific to transmitters}	Hardware circuit design or functional computer-implemented functions.
H04L1/0091	2	{arrangements specific to receivers, e.g. format detection (detection of data rate H04L 25/0262; detection of coding rate H04L 1/0046)}	Hardware circuit design or functional computer-implemented functions.

H04L2001/0092	1	{Error control systems characterised by the topology of the transmission link} 伝送リンクのトポロジーに特徴のある誤り制御方式	
H04L2001/0093	2	{Point-to-multipoint} ポイントツーマルチポイント	
H04L2001/0094	2	{Bus} バス	
H04L2001/0095	2	{Ring} リング	
H04L2001/0096	2	{Channel splitting in point-to-point links} ポイントツーポイントにおけるチャネル分割	
H04L2001/0097	2	{Relays}	
H04L2001/0098	1	{Unequal error protection} 不等誤差防止	
H04L1/02	1	by diversity reception (in general H04B7/02) ダイバーシチ受信によるもの (ダイバーシチ受信一般H04B7/02)	Space-time coding techniques (i.e. for radio) are classified beneath, see relevant subclasses. In addition, non-radio diversity arrangements involving redundant, simultaneous signal transmission.
H04L1/04	2	using frequency diversity 周波数ダイバーシチを用いるもの	
H04L1/06	2	using space diversity 空間ダイバーシチを用いるもの	
H04L1/0606	3	{Space-frequency coding}	
H04L1/0612	3	{Space-time modulation}	Arrangements with constellation plane partitioning taking space-time diversity into account in equivalence to trellis coded modulation in non-diversity schemes.
H04L1/0618	3	{Space-time coding} {時空間符号化}	
H04L1/0625	4	{Transmitter arrangements}	Hardware circuit design or functional computer-implemented arrangement.
H04L1/0631	4	{Receiver arrangements}	Hardware circuit design or functional computer-implemented arrangement.
H04L1/0637	4	{Properties of the code}	
H04L1/0643	5	{block codes}	Transmitted space-time matrices that are considered each as one block coded entity.
H04L1/065	5	{by means of convolutional encoding}	
H04L1/0656	5	{Cyclotomic systems, e.g. Bell Labs Layered Space-Time [BLAST]}	
H04L1/0662	5	{Limited orthogonality systems}	Semi-orthogonal space-time matrix arrangements to increase the transmission rate.
H04L1/0668	5	{Orthogonal systems, e.g. using Alamouti codes}	
H04L1/0675	4	{characterised by the signaling}	Signaling pertaining to the space-time matrix.
H04L1/0681	5	{adapting space time parameters, i.e. modifying the space time matrix}	
H04L1/0687	5	{Full feedback}	
H04L1/0693	5	{Partial feedback, e.g. partial channel state information [CSI]}	
H04L1/08	1	by repeating transmission, e.g. Verdan system {(H04L1/1858 and H04L1/189 take precedence)} 送信の繰り返しによるもの, 例. ベルダン方式 {(H04L1/1858 およびH04L1/189 が優先)}	
H04L1/12	1	by using return channel 帰路チャネルを用いるもの	
H04L2001/125	2	{Arrangements for preventing errors in the return channel} 帰路チャネルにおける誤り防止用装置	

H04L1/14	2	in which the signals are sent back to the transmitter to be checked {echo systems} {信号が送信機へ返送されてチェックされるもの {エコー方式}}	
H04L1/16	2	in which the return channel carries supervisory signals, e.g. repetition request signals {その帰路チャンネルが監視信号, 例. 繰り返しリクエスト信号, を搬送するもの}	
H04L1/1607	3	{Details of the supervisory signal} {監視信号の詳細}	
H04L1/1614	4	{using bitmaps} {ビットマップを使用するもの}	
H04L1/1621	4	{Group acknowledgement, i.e. the acknowledgement message defining a range of identifiers, e.g. of sequence numbers} {グループ承認, すなわち承認メッセージが識別子の範囲を定義するもの, 例. シーケンス番号に関するもの}	Explicit indications of ranges of acknowledged data packets, e.g. sequence numbers SN:5 to 16, 23 to 25. Rules may be involved to further compress the sequence number or other signaling.
H04L1/1628	4	{List acknowledgements, i.e. the acknowledgement message consisting of a list of identifiers, e.g. of sequence numbers (H04L1/1614 takes precedence)} {リスト承認, すなわち承認メッセージが識別子のリストで構成されているもの, 例. シーケンス番号に関するもの (H04L1/1614 が優先)}	
H04L1/1635	4	{Cumulative acknowledgement, i.e. the acknowledgement message applying to all previous messages} {累積的承認, すなわち承認メッセージが全ての前メッセージに適用されるもの}	
H04L1/1642	4	{Formats specially adapted for sequence numbers} {シーケンス番号に特に適合したフォーマット}	
H04L1/165	5	{Variable formats} {可変フォーマット}	
H04L1/1657	4	{Implicit acknowledgement of correct or incorrect reception, e.g. with a moving window} {正規のまたは不正規の受信に関する暗黙の承認, 例. 移動ウィンドウを有するもの}	
H04L1/1664	4	{the supervisory signal being transmitted together with payload signals; piggybacking} {監視信号がペイロード信号と一緒に伝送されるもの; ピギーバックング}	
H04L1/1671	4	{the supervisory signal being transmitted together with control information} {監視信号が制御情報と一緒に伝送されるもの}	
H04L1/1678	5	{where the control information is for timing, e.g. time stamps} {制御情報がタイミングのためのもの, 例. タイムスタンプ}	
H04L1/1685	4	{the supervisory signal being transmitted in response to a specific request, e.g. to a polling signal} {監視信号がある特定の要求に対応して伝送されるもの, 例. ポーリング信号に対応するもの}	

H04L1/1692	4	{Physical properties of the supervisory signal, e.g. acknowledgement by energy bursts} {監視信号の物理的特性, 例. エネルギーバーストによる承認}	
H04L1/18	3	Automatic repetition systems, e.g. van Duuren system { ARQ protocols} 自動繰り返し方式, 例. ファン・デュレン方式 {ARQプロトコル}	
H04L1/1803	4	{Stop-and-wait protocols}	
H04L1/1806	4	{Go-back-N protocols}	
H04L1/1809	4	{Selective-repeat protocols}	
H04L1/1812	4	{Hybrid protocols}	
H04L1/1816	5	{with retransmission of the same, encoded, message} {同一, 符号化, メッセージを再伝送するもの}	
H04L1/1819	5	{with retransmission of additional or different redundancy} {付加的または異なる冗長度を再伝送するもの}	
H04L1/1822	4	{involving configuration of ARQ with parallel processes}	
H04L1/1825	4	{Adaptation of specific ARQ protocol parameters according to transmission conditions}	
H04L1/1829	4	{Arrangements specific to the receiver end} {受信端末に特有な配置}	
H04L1/1832	5	{Details of sliding window management} {スライディングウィンドウ管理の細部}	
H04L1/1835	5	{Buffer management} {バッファ管理}	
H04L1/1838	6	{for semi-reliable protocols, e.g. for less sensitive applications such as streaming video (buffer level management for video bitstream receiver H04N21/44004)} {半信頼プロトコルのためのもの, 例. ストリーミングビデオのような敏感性にやや欠けるアプリケーション (ビデオビットストリーム受信機のためのバッファレベル管理 H04N21/44004)}	
H04L1/1841	6	{Resequencing} {再順序付け}	
H04L1/1845	6	{Combining techniques, e.g. code combining} {結合手法, 例. コード結合}	
H04L1/1848	5	{Time-out mechanisms} {タイムアウト機構}	
H04L1/1851	6	{using multiple timers} {複数タイマを使用するもの}	
H04L1/1854	5	{Scheduling and prioritising arrangements} {スケジューリングおよび優先付け配置}	
H04L1/1858	5	{Transmission or retransmission of more than one copy of acknowledgement message (repetition in general H04L1/08)} {2つ以上のコピー承認の伝送または再伝送 (繰返し一般 H04L1/08)}	
H04L1/1861	5	{Physical mapping arrangements (for ACK signaling see also H04L 5/0053)}	Constellation / mapping rearrangements due to retransmissions, and mapping of receiver-initiated transmissions to resource blocks.
H04L1/1864	5	{ARQ related signaling (H04L 1/1607 takes precedence)}	

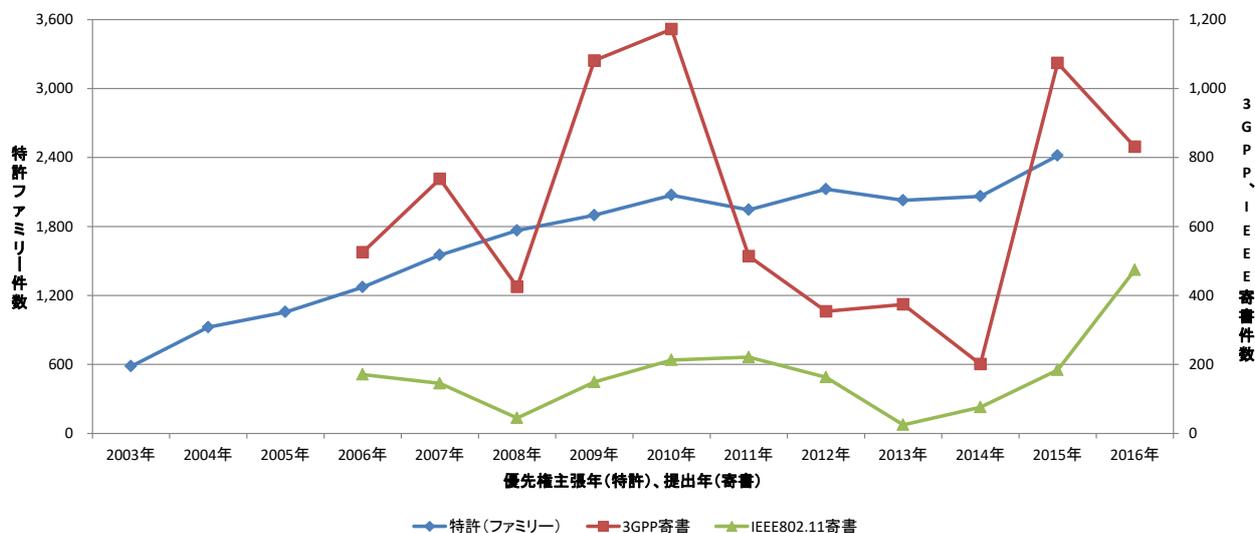
H04L1/1867	4	{Arrangements specific to the transmitter end} {送信機端末部に特有な配置}	
H04L1/187	5	{Details of sliding window management} {スライディングウィンドウ管理の細部}	
H04L1/1874	5	{Buffer management} {バッファ管理}	
H04L1/1877	6	{for semi-reliable protocols, e.g. for less sensitive applications like streaming video (buffer level management for video bitstream control arrangements H04N21/44004)} {半信頼プロトコルのためのもの, 例. ストリーミングビデオのような敏感性にやや欠けるアプリケーション (ビデオビットストリーム制御配列のためのバッファレベル管理 H04N21/44004)}	
H04L1/188	5	{Time-out mechanisms} {タイムアウト機構}	
H04L1/1883	6	{using multiple timers} {複数タイマを使用するもの}	
H04L1/1887	5	{Scheduling and prioritising arrangements} {スケジューリングおよび優先付け配置}	
H04L1/189	5	{Transmission or retransmission of more than one copy of a message (repetition in general H04L1/08)} {2つ以上のメッセージのコピーの伝送または再伝送 (繰返し一般 H04L1/08)}	
H04L1/1893	5	{Physical mapping arrangements (physical resource mapping in general H04L5/00)}	
H04L1/1896	5	{ARQ related signaling}	
H04L1/20	1	using signal quality detector WARNING see G01R29/02 信号品質検出器を用いるもの 警告 G01R29/02を参照	
H04L1/201	2	{Frame classification, e.g. bad, good or erased (frame indication per se H04L1/0082)}	
H04L1/203	2	{Details of error rate determination, e.g. BER, FER or WER}	
H04L1/205	2	{jitter monitoring} {ジッタ監視}	
H04L1/206	2	{for modulated signals} {被変調信号のためのもの}	
H04L1/208	2	{involving signal re-encoding}	
H04L1/22	1	using redundant apparatus to increase reliability {(see G06F11/08 - G06F11/20)} 信頼性を増すために冗長な装置を用いるもの {参照 G06F11/08 から G06F11/20まで}	E.g. redundant stand-by links.
H04L1/24	1	Testing correct operation 訂正動作を試験するもの	Testing correct operation.
H04L1/241	2	{using pseudo-errors} {擬似誤りを使用するもの}	
H04L1/242	2	{by comparing a transmitted test signal with a locally generated replica} {ローカルに生成されたレプリカと伝送された試験信号を比較することによるもの}	

H04L1/243	3	{at the transmitter, using a loop-back} {ループバックを用いた送信機におけるもの}	
H04L1/244	3	{test sequence generators} {試験シーケンス発生器}	
H04L1/245	2	{by using the properties of transmission codes} {伝送コードの特性を使用することによるもの}	
H04L1/246	3	{two-level transmission codes, e.g. binary} {2レベル伝送コード, 例. バイナリ}	
H04L1/247	3	{three-level transmission codes, e.g. ternary} {3レベル伝送コード, 例. テルナリ}	
H04L1/248	2	{Distortion measuring systems (measurement of non-linear distortion G01R 23/20; measuring characteristics of individual pulses, e.g. deviation from pulse flatness, rise time, duration G01R 29/02)}	

付属資料 3 : 出願件数及び寄書件数に 関する分析

技術項目ごとの特許出願件数及び寄書件数の推移を図1～図12に示す。なお、各技術項目名に続けて、件数の抽出に適用した特許出願技術動向調査で使用了技術区分表コードを提示している。

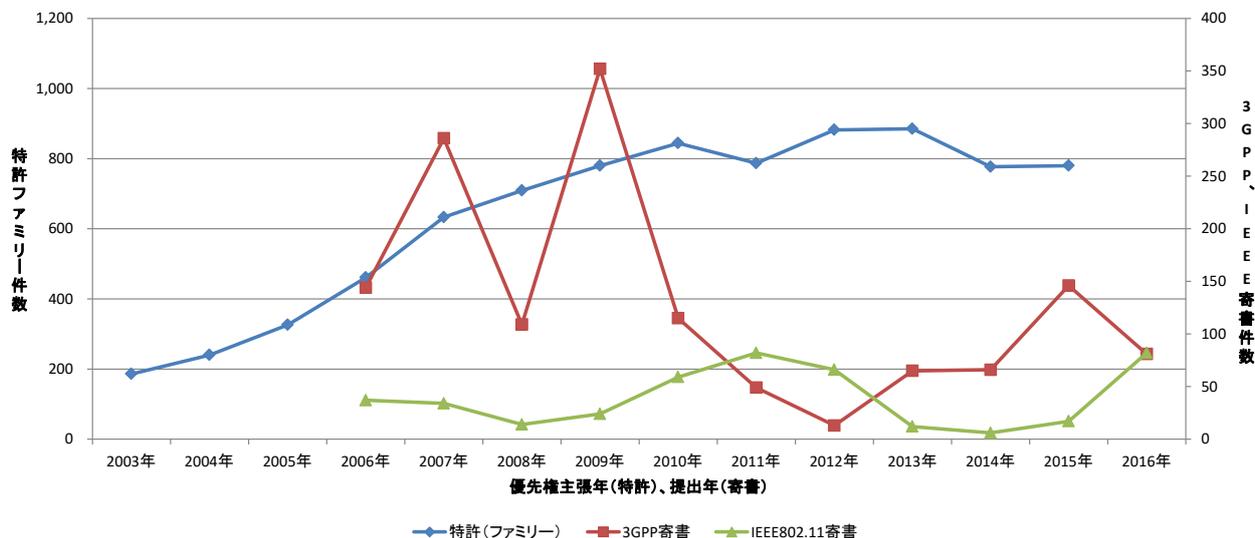
MIMO 関連技術全体（全体の件数）



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	クゥアルコム(米国)	1,572	1	サムスン電子(韓国)	719	1	インテル(米国)	348
2	サムスン電子(韓国)	1,396	2	ファーウェイ(中国)	518	2	クゥアルコム(米国)	197
3	LG電子(韓国)	1,150	3	クゥアルコム(米国)	515	3	ブロードコム(米国)	153
4	ファーウェイ(中国)	1,009	4	エリクソン(スウェーデン)	462	4	マーベル(米国)	136
5	インテル(米国)	843	5	LG電子(韓国)	411	5	ニューラコム(米国)	95

図1 MIMO 関連技術全体

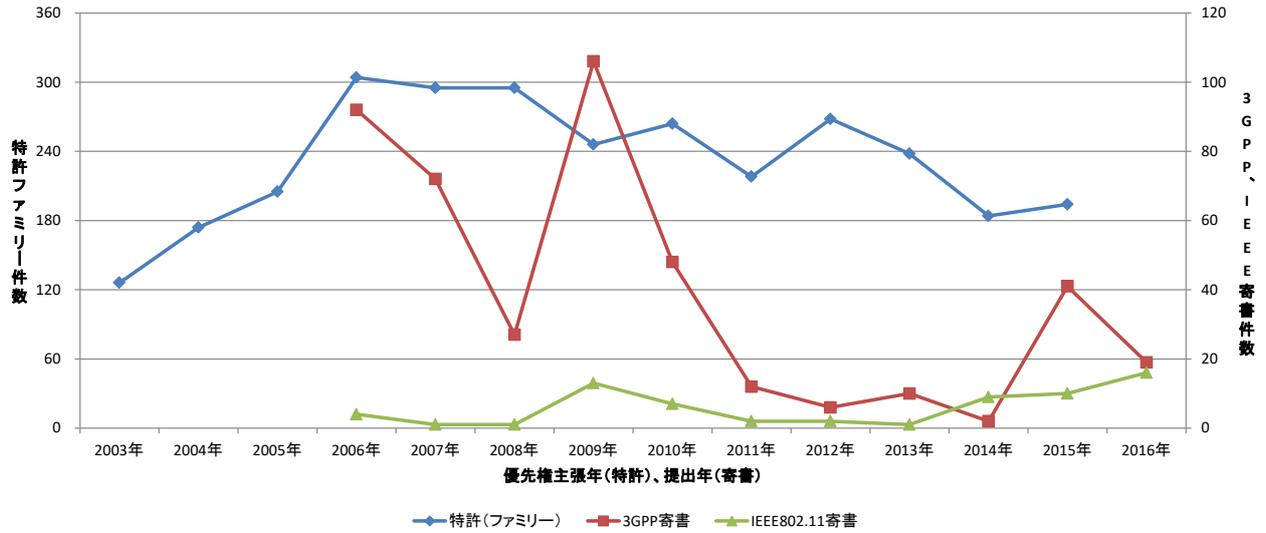
1-2-1 ビームの指向性制御 (A5g: ビームフォーミング)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	651	1	サムスン電子(韓国)	100	1	インテル(米国)	76
2	クゥアルコム(米国)	636	2	大唐移動通信(中国)	94	2	クゥアルコム(米国)	55
3	ファーウェイ(中国)	428	3	モトローラ(米国)	92	3	ブロードコム(米国)	53
4	LG電子(韓国)	409	4	クゥアルコム(米国)	92	4	マーベル(米国)	33
5	インテル(米国)	379	5	エリクソン(スウェーデン)	88	5	日本電信電話	18
						5	シスコテクノロジー(米国)	18

図2 1-2-1 ビームの指向性制御

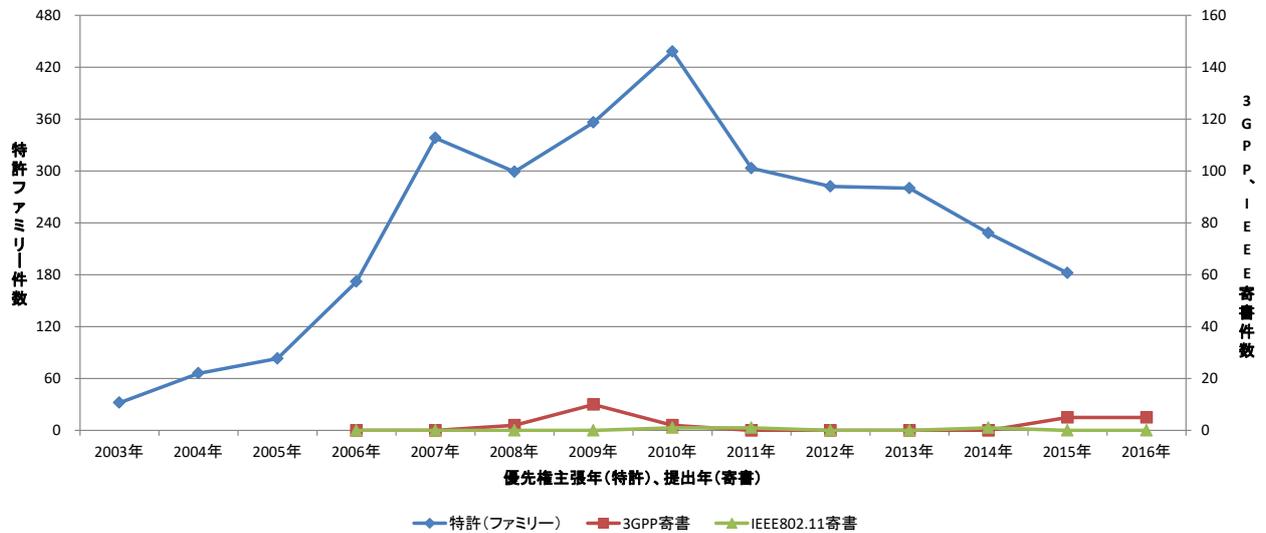
2-1-1 信号検出・復号技術 (A5d:信号分離)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	クアルコム(米国)	250	1	モトローラ(米国)	41	1	クアルコム(米国)	12
2	サムスン電子(韓国)	207	2	日本電気	32	2	インターデジタル(米国)	10
3	インテル(米国)	130	3	クアルコム(米国)	29	3	インテル(米国)	7
4	エリクソン(スウェーデン)	109	3	サムスン電子(韓国)	29	4	ファーウェイ(中国)	4
5	日本電気	102	5	テキサス・インスツルメンツ(米国)	26			

図3 2-1-1 信号検出・復号技術

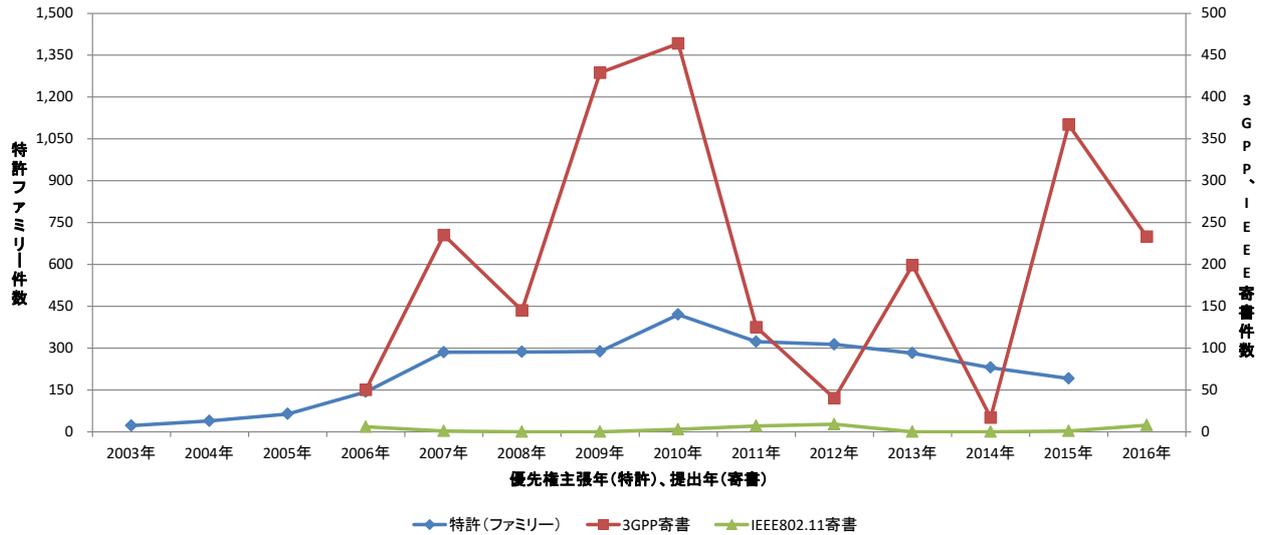
2-2-1-2 非線形プリコーディング (A5f:非線形プリコーディング)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	273	1	三菱電機	8	1	九州工科大学	1
2	LG電子(韓国)	258	2	日立製作所	7	1	北京郵電大学(中国)	1
3	ファーウェイ(中国)	243	3	Beijing Xinwei Telecom Tech.	5	1	メディアテック(台湾)	1
4	ZTE(中国)	163	3	CHONGQING CITY COMMUNICATIO	2			
5	エリクソン(スウェーデン)	143						

図4 2-2-1-2 非線形プリコーディング

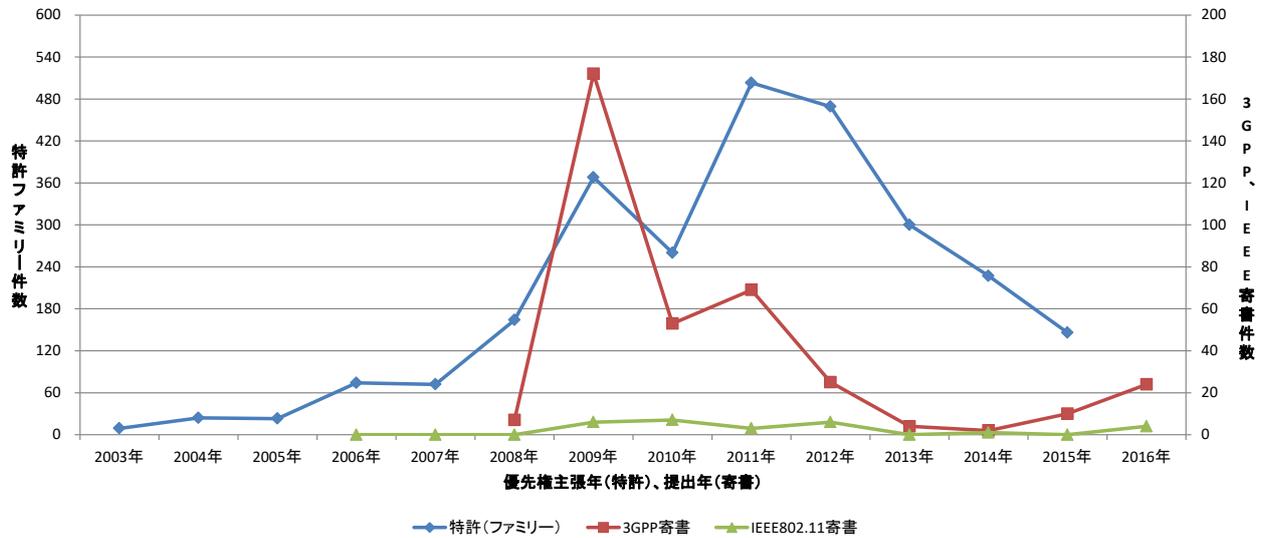
2-2-1-3 コードブック (A5e: コードブック型プリコーディング)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	252	1	サムスン電子(韓国)	287	1	クゥアルコム(米国)	6
2	LG電子(韓国)	250	2	ファーウェイ(中国)	169	2	インテル(米国)	5
3	ファーウェイ(中国)	240	3	大唐移動通信(中国)	134	3	ブロードコム(米国)	4
4	ZTE(中国)	171	4	エリクソン(スウェーデン)	132	3	CSR(英国)	4
5	クゥアルコム(米国)	130	5	アルカテル・ルーセント(フランス)	129	5	マーベル(米国)	3

図5 2-2-1-3 コードブック

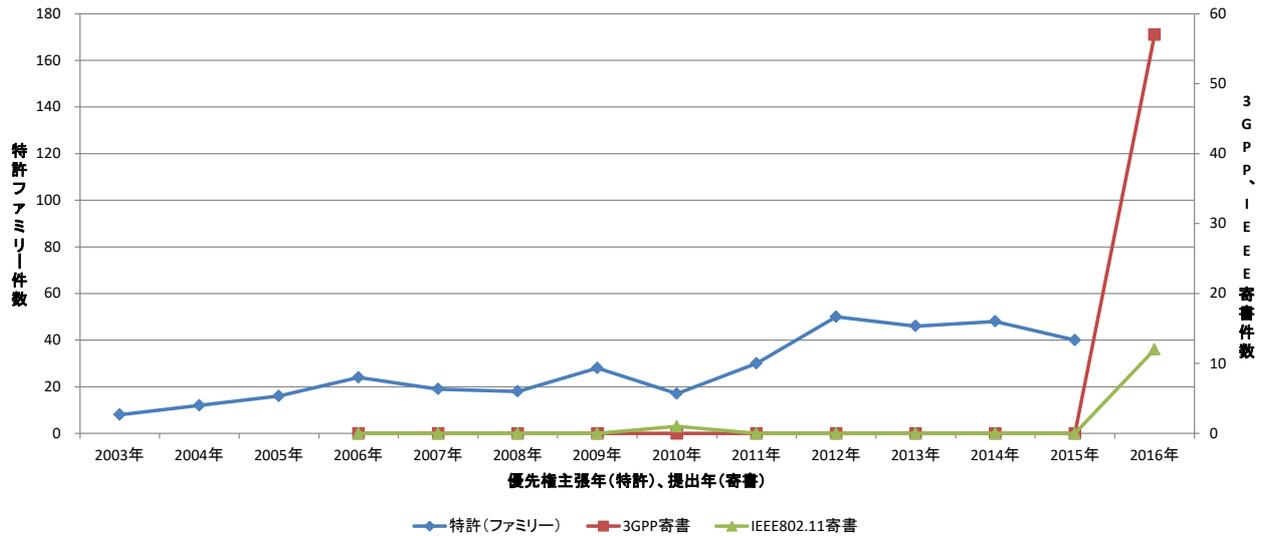
2-2-2-3 協調伝送 (CoMP (Coordinated Multi-Point)) (A51: 協調・中継伝送)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	184	1	モトローラ(米国)	32	1	インテル(米国)	11
2	クゥアルコム(米国)	175	2	アルカテル・ルーセント(フランス)	30	2	韓国電子通信研究院(韓国)	6
3	LG電子(韓国)	175	3	クゥアルコム(米国)	26	3	クゥアルコム(米国)	2
4	ZTE(中国)	168	4	LG電子(韓国)	22	3	テラダイン(米国)	2
5	ファーウェイ(中国)	150	4	サムスン電子(韓国)	22			

図6 2-2-2-3 協調伝送 (CoMP (Coordinated Multi-Point))

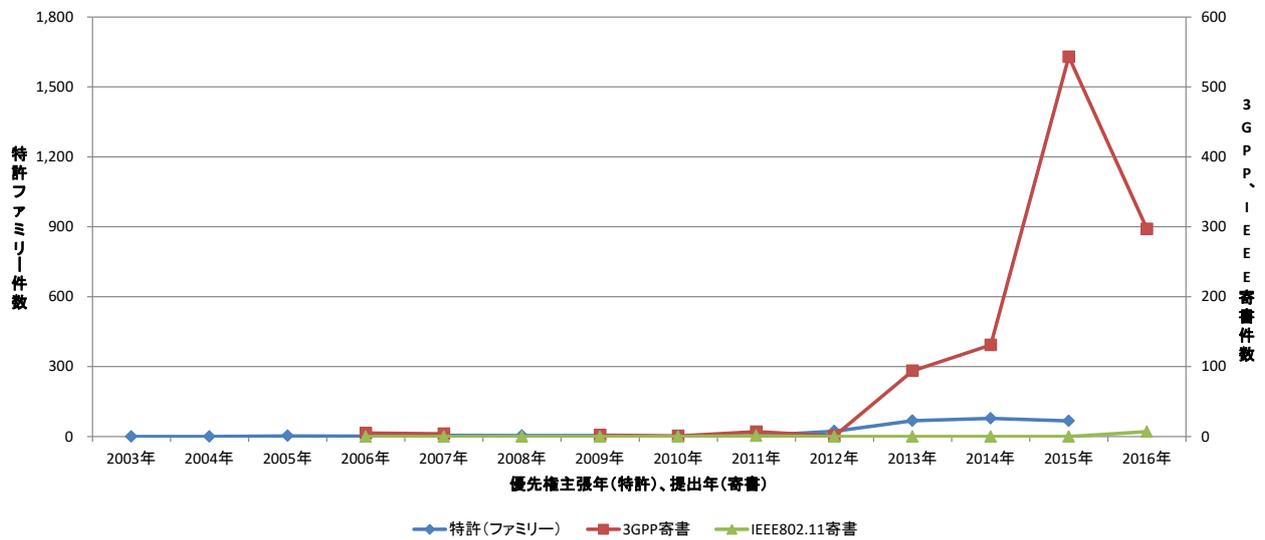
2-2-4 ハイブリッドビームフォーミング (A5h: アナログビームフォーミングとデジタルプリコーディング)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	37	1	ZTE(中国)	10	1	インターデジタル(米国)	3
2	LG電子(韓国)	35	2	中国移动通信(中国)	6	2	メディアテック(台湾)	2
3	ファーウェイ(中国)	25	2	サムスン電子(韓国)	6	2	エリクソン(スウェーデン)	2
4	クゥアルコム(米国)	16	4	NTTドコモ	5	2	インテル(米国)	2
5	インテル(米国)	13	5	インテル(米国)	4			
			5	レノボ(中国)	4			
			5	ファーウェイ(中国)	4			

図7 2-2-4 ハイブリッドビームフォーミング

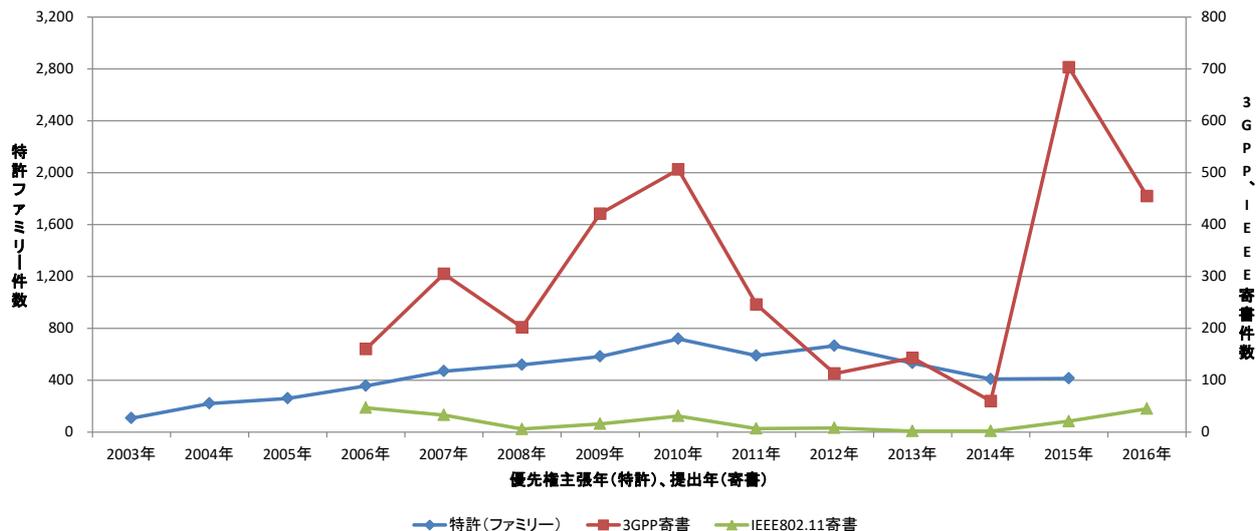
2-2-5 Massive MIMO (A5j: Massive MIMO)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	35	1	サムスン電子(韓国)	164	1	ファーウェイ(中国)	5
2	LG電子(韓国)	17	2	大唐移动通信(中国)	109	2	エリクソン(スウェーデン)	2
3	インテル(米国)	12	3	ZTE(中国)	89	3	セレン・コミュニケーションズ(イスラエル)	1
3	アルカテル・ルーセント(フランス)	12	4	ファーウェイ(中国)	61			
5	ブロードコム(米国)	11	5	LG電子(韓国)	58			

図8 2-2-5 Massive MIMO

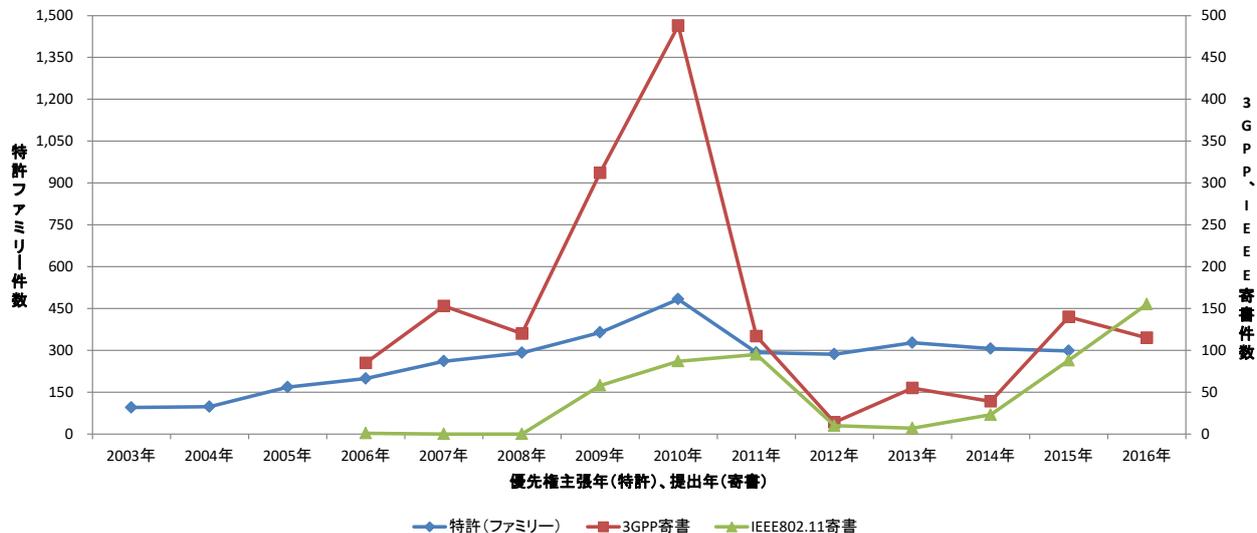
2-2-6 フィードバック (A5a: フィードバックあり)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	サムスン電子(韓国)	552	1	サムスン電子(韓国)	412	1	インテル(米国)	40
2	クゥアルコム(米国)	410	2	クゥアルコム(米国)	210	2	クゥアルコム(米国)	32
3	LG電子(韓国)	389	3	エリクソン(スウェーデン)	206	3	ブロードコム(米国)	29
4	ファーウェイ(中国)	336	4	ファーウェイ(中国)	201	4	マーベル(米国)	13
5	インテル(米国)	293	5	LG電子(韓国)	181	5	日本電信電話	10
						5	インターデジタル(米国)	10

図9 2-2-6 フィードバック

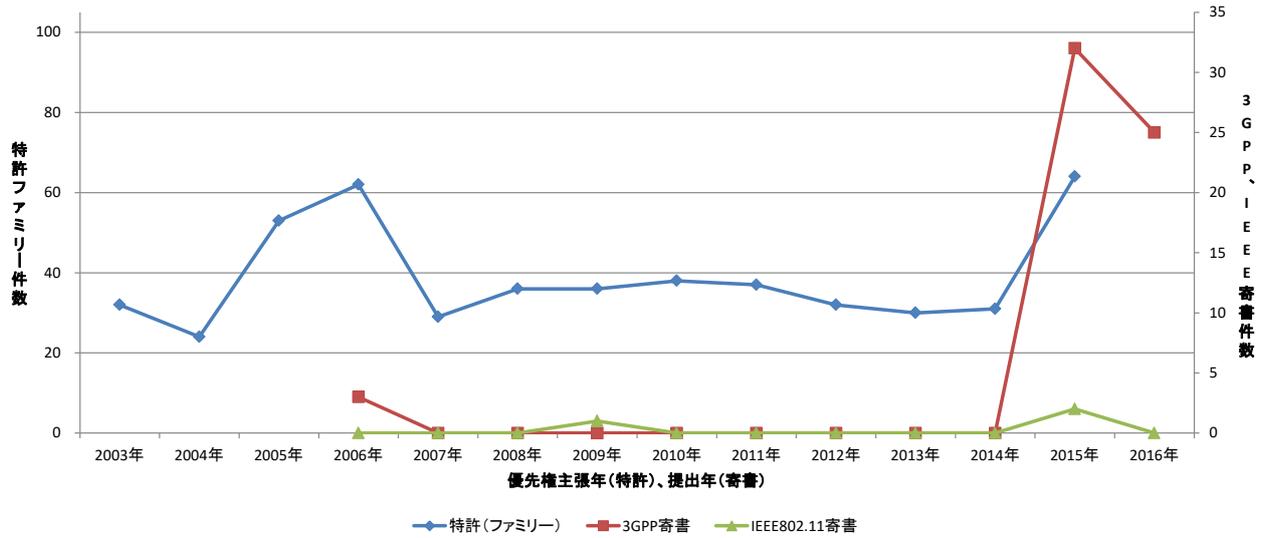
2-3-1 マルチユーザ MIMO (MU-MIMO) (A5k: MU-MIMO)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	クゥアルコム(米国)	395	1	サムスン電子(韓国)	174	1	クゥアルコム(米国)	77
2	インテル(米国)	237	2	クゥアルコム(米国)	107	2	インテル(米国)	45
3	サムスン電子(韓国)	224	3	ファーウェイ(中国)	105	3	ニューラコム(米国)	36
4	LG電子(韓国)	187	4	モトローラ(米国)	87	4	LG電子(韓国)	33
5	ZTE(中国)	145	5	アルカテル・ルーセント(フランス)	84	5	ファーウェイ(中国)	30

図10 2-3-1 マルチユーザ MIMO (MU-MIMO)

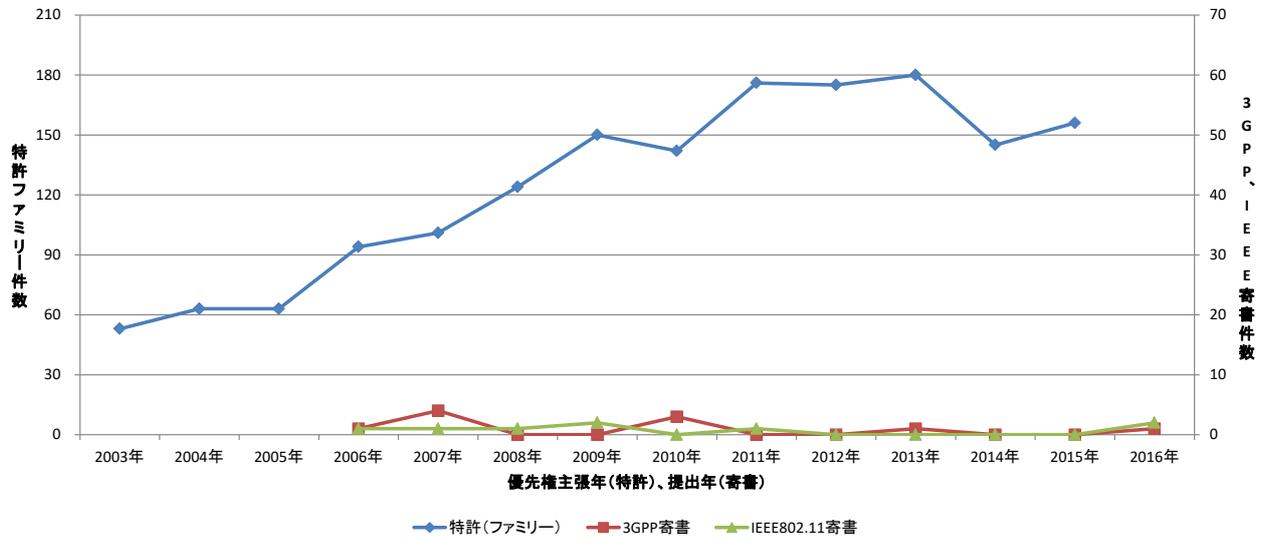
3-1-2-4 非直交多重 (A6g: 非直交多重)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	クゥアルコム(米国)	80	1	NTTドコモ	15	1	ルンド大学(スウェーデン)	1
2	サムスン電子(韓国)	53	2	インテル(米国)	13	1	北京郵電大学(中国)	1
3	LG電子(韓国)	35	3	クゥアルコム(米国)	6	1	百会技術(中国)	1
4	インテル(米国)	24	4	ファーウェイ(中国)	4			
5	日本電気	18						

図 11 3-1-2-4 非直交多重

3-4-3-4 減結合 (B4c: アンテナ間の減結合)



特許(ファミリー)			3GPP寄書			IEEE802.11寄書		
順位	出願人名称	件数	順位	提案者所属企業	件数	順位	提案者所属企業	件数
1	クゥアルコム(米国)	122	1	モトローラ(米国)	3	1	インテル(米国)	3
2	サムスン電子(韓国)	108	1	エリクソン(スウェーデン)	3	2	ブロードコム(米国)	2
3	LG電子(韓国)	78	3	ノキア・シーメンス(フィンランド)	2	3	サイベーム(米国)	1
4	インテル(米国)	61	4	ソニー	1	3	テラダイン(米国)	1
5	エリクソン(スウェーデン)	61				3	ファーウェイ(中国)	1

図 12 3-4-3-4 減結合

非 売 品
禁無断転載

平成29年度
標準技術集
MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)
関連技術

発 行 平成30年2月

発行者 特 許 庁
〒100-8915 東京都千代田区霞が関3-4-3
電 話 03-3581-1101 (代表)

請負先 株式会社サイバー創研

乱丁、落丁がございましたら、上記までご連絡下さい。