

マルチアンテナ無線伝送技術

その1 マルチアンテナ無線伝送技術の概要

伝送ビットレートの飛躍的増大，あるいは高品質受信を実現可能とする主要技術の1つとして，近年着目されているマルチアンテナ無線伝送技術について，4回に分けて解説する。

今回はシリーズ第1回目としてマルチアンテナ無線伝送技術の概要について述べ，次回以降，MIMOチャネルを用いる無線信号伝送技術，MIMO多重法における信号分離技術，アダプティブアレー送受信技術について解説する。

さわはしまる ひぐちけんいち まえだのりゆき たおかひでかず
佐和橋 衛 樋口 健一 前田 規行 田岡 秀和

1. まえがき

マルチアンテナ信号伝送法（MIMO：Multiple Input Multiple Output）を用いたマルチアンテナ無線伝送技術は，1送受信アンテナを用いる信号伝送と比較して，所要スペクトラムを拡大することなく伝送ビットレートを飛躍的に向上させる，あるいは，高品質受信を実現することができる主要技術の1つであり，近年，大きく注目されている。

MIMOチャネルを用いるマルチアンテナ無線信号伝送は，MIMO多重法およびMIMOダイバーシチ法に分類される[1]。さらに本稿では，指向性ビーム送受信を用いる適応アンテナアレービームフォーミング（AAA-BF：Adaptive Antenna Array-Beam Forming）法も，広義のMIMOチャネル信号伝送技術に含める。

第1回目となる今回は，マルチアンテナ無線伝送技術を，MIMO多重法，MIMOダイバーシチ法，およびAAA-BF法の3つに大別したうえで，各方式の特色について概説し，実用上で考えられる技術課題について筆者らの見解を述べる。

2. マルチアンテナ無線伝送技術の概要

2.1 概要

図1に(a) MIMO多重法，(b) MIMOダイバーシチ法，(c) AAA-BF法の送受信の基本構成を示す。MIMO多重法では，送信信号系列を N 個の系列に直列／並列変換して空間的に並列に送信し，受信機では，これら N 個の情報データ系列が混在した受信信号から，送受信アンテナ間のフェージング変動などに起因する無線伝搬路の違いを利用して，各送信信号系列を分離して検出する方法である。原理的には，送信アンテナブランチ数の増大に応じて情報データレートを増大することができる。一方，MIMOダイバーシチ法は，1つの送信信号系列を複数の送信アンテナから伝送することにより送信アンテナダイバーシチ効果を得る方法

である。図1(b)には，時空間ブロック符号化（STBC：Space-Time Block Coding）[2]，あるいは，時空間トレリス符号化（STTC：Space-Time Trellis Coding）[3]を行い， N 個の符号化データ系列を生成して各送信アンテナから送信するMIMOダイバーシチ法の例を示している。受信機では，各受信アンテナでSTBC，あるいはSTTCの時空間復号を行った後，最大比合成（MRC：Maximal Ratio Combining）などによるアンテナダイバーシチ受信を行う。MIMOダイバーシチ法では，送信アンテナブランチ数に応じた送信ダイバーシチ効果，および受信アンテナブランチ数に対応した受信ダイバーシチ効果を得ることができる。MIMO多重法およびMIMOダイバーシチ法では，アンテナブランチ間のフェージング相関が低いほど，より大きな情報データレートの増大効果，あるいはダイバーシチ効果を得ることができる。一方，アレーアンテナを用いて各ユーザの存在する方向に指向性ビームを生成するAAA-BF法は，アンテナ利得が向上することによりカバレッジの増大に有効な技術である。AAA-BF法では，各アンテナでのチャネル変動の推定精度が指向性ビーム生成の精度に影響を与えるため，送信アンテナブランチ間のフェージング相関が大きいほど，高精度な指向性ビームを生成することができる。

2.2 MIMO多重法

MIMO多重法では，同じ無線リソース（周波数帯域，時間スロット）を用いて複数の送信機から異なる情報データ系列を並列送信して空間的に多重することにより，高速信号伝送を実現する[1][4]。受信機では，複数の信号が混信状態で受信され，無線伝搬路の違いを利用して元の複数の信号系列に信号分離する必要がある。MIMO多重法によるスループット増大効果は，この信号分離精度に大きく依存するため，高精度な信号分離法の実現がMIMO多重法を移動

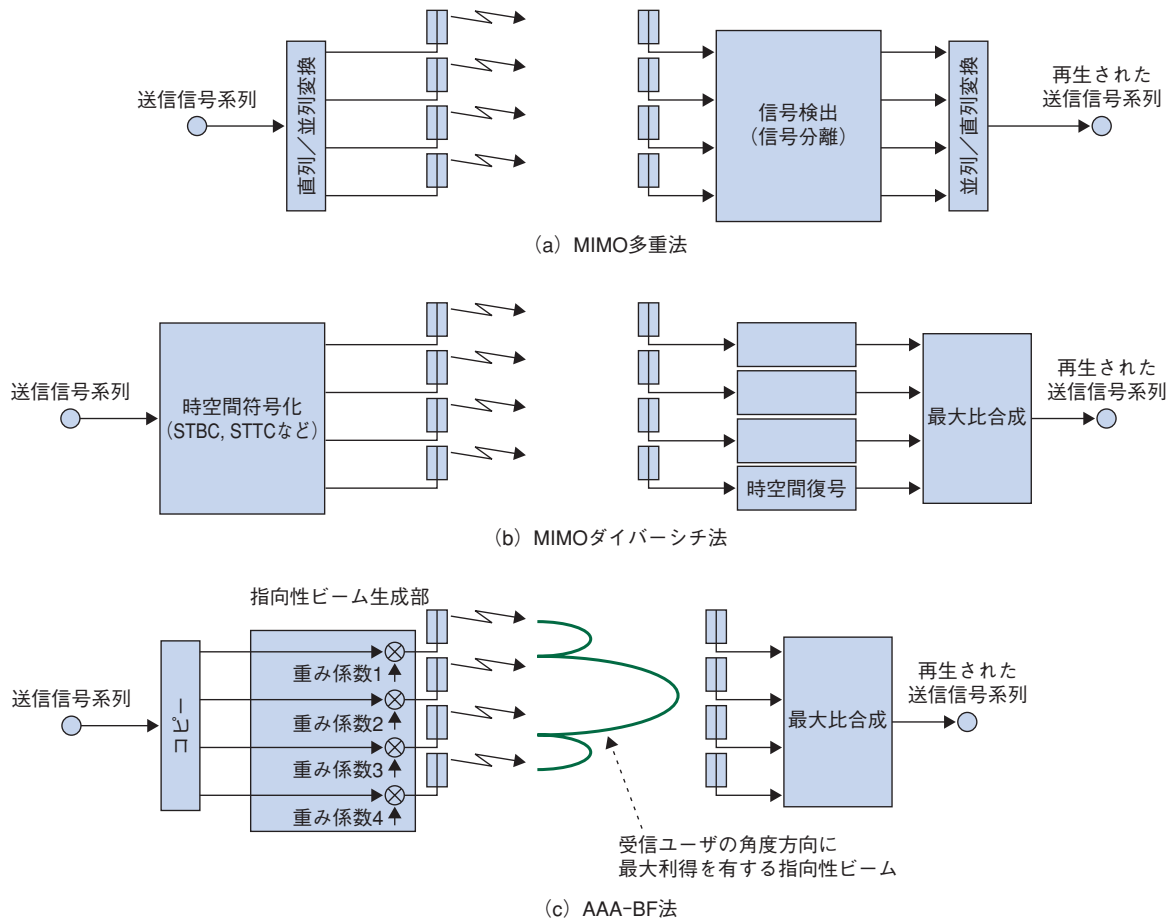


図1 各MIMOチャネル信号伝送法の送受信基本構成

通信方式に適用するための鍵となる。ここでは、従来から提案されている代表的な信号分離アルゴリズムについて説明する。

(1) MMSE法

平均2乗誤差最小 (MMSE: Minimum Mean Squared Error) 規範に基づく線形フィルタ[4]は、低い演算処理量で信号分離を実現する代表的な方法の1つである。MMSE法を用いる信号分離法のブロック構成を図2(a)に示す。表記を簡略化するため、フラットフェージング環境を仮定すると受信アンテナブランチ q ($1 \leq q \leq N_r$; N_r は受信アンテナブランチ数)の受信信号 $y_q(t)$ は式(1)で表される。直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) アクセスの場合は、高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) 後の各サブキャリアの受信信号と考えることができる。

$$y_q(t) = \sum_{p=1}^{N_t} \hat{\xi}_{p,q}(t) \cdot d_p(t) + n_q(t), \quad (1)$$

ここで、 $\hat{\xi}_{p,q}(t)$ は、送信アンテナブランチ p ($1 \leq p \leq N_t$; N_t は送信アンテナブランチ数)と受信アンテナブランチ q 間のフェージング変動、 $d_p(t)$ は、送信アンテナブラン

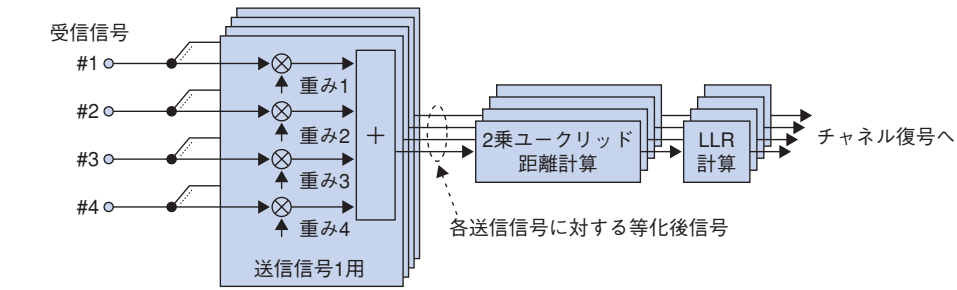
チ p の送信信号、 $n_q(t)$ は受信アンテナブランチ q のガウス雑音である。MMSE法ではまず、パイロット信号を用いて推定したチャネル推定値から、式(2)で表されるチャネル行列 $\hat{H}(t)$ を生成する。

$$\hat{H}(t) = \begin{bmatrix} \hat{\xi}_{1,1}(t) & \hat{\xi}_{2,1}(t) & \cdots & \hat{\xi}_{N_t,1}(t) \\ \hat{\xi}_{1,2}(t) & \hat{\xi}_{2,2}(t) & \cdots & \hat{\xi}_{N_t,2}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\xi}_{1,N_r}(t) & \hat{\xi}_{2,N_r}(t) & \cdots & \hat{\xi}_{N_t,N_r}(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

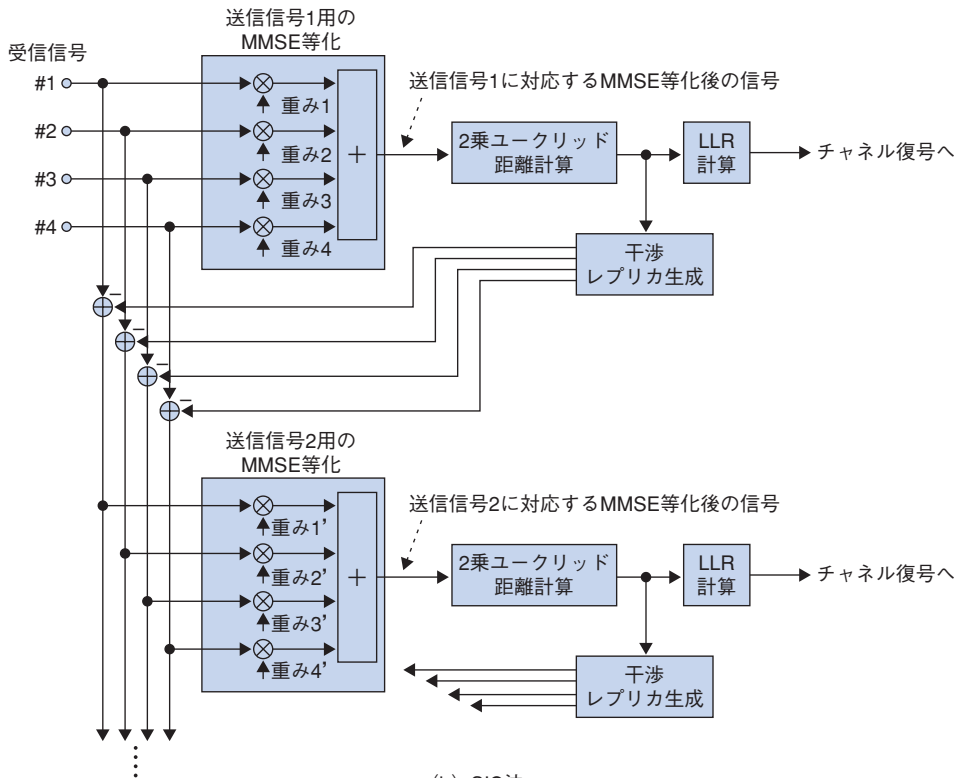
次に $\hat{H}(t)$ から、送信アンテナブランチごとに、他の送信アンテナブランチからの干渉を抑圧するMMSEウエイトを計算し、受信信号ベクトルにMMSEウエイト行列を乗算することにより、送信アンテナブランチごとにMMSE等化による他の送信アンテナブランチからの干渉の抑圧を行う。MMSEウエイトで構成される重み行列は式(3)により表される。

$$W(t) = (\hat{H}(t))^H \{ \hat{H}(t) \hat{H}(t)^H + N I \}^{-1} \quad (3)$$

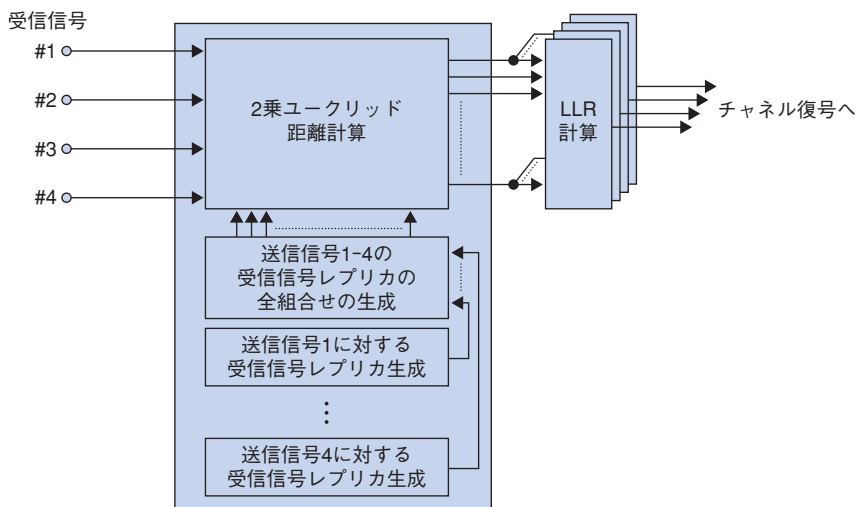
式(3)において、 N は雑音電力を、 I は単位行列を表す。最後に、等化後の信号と各送信信号点レプリカとの2乗



(a) MMSE法



(b) SIC法



(c) MLD法

図2 MIMO多重法における信号分離法のブロック構成

ユークリッド距離から、ビットごとの対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) を計算し、チャンネル復号を行う。MMSE法は、演算処理量は小さいが、 $(N_r - N_t)$ 次のダイバーシチ利得しか得られないため、スループット特性は、以降に示す他の信号分離法と比べて劣る。

(2) SIC法

信号検出後の判定帰還データを用いてMMSE等化および送信信号の干渉レプリカの除去を逐次的に行うシリアルキャンセラ (SIC: Successive Interference Canceller) 法のブロック構成を図2(b)に示す。本構成は、MIMO多重法の先駆的検討であり、V-BLAST (Vertical-Bell laboratories LAYERed Space-Time) [4]で用いられている構成である。まず、MMSE等化により、送信アンテナブランチ $p=1$ の等化後の信号系列 $\hat{d}_p(t)$ を得る。次に、干渉レプリカ生成部では、 $\hat{d}_p(t)$ とチャンネル推定値を基に、送信アンテナブランチ $p=1$ の干渉 (受信信号) レプリカを生成する。図2(b)に示すように、受信信号から干渉レプリカを差し引くことにより、送信アンテナブランチ $p=1$ からの干渉成分が除去された受信信号が得られ、干渉除去後の受信信号を再度MMSE等化することにより、送信アンテナブランチ $p=2$ の等化後の信号を得る。以上の手順が、送信アンテナブランチ $p=N_t$ の等化後の信号が得られるまで繰り返される。SIC法は、MMSE法と比較して若干の演算処理量の増大で実現できる一方、理想的な条件では、 n 番目に復号する送信信号については、 $(N_r - N_t + n - 1)$ 次のダイバーシチ利得が得られる。ただし、等化後の信号の判定誤りが増大すると干渉抑圧効果が低下し、スループットが劣化する。

(3) MLD法

最尤検出 (MLD: Maximum Likelihood Detection) 法 [5]では、全受信アンテナブランチからの受信信号を用いて最尤法に基づく信号分離を行う。各送信アンテナブランチ p 、サブキャリア k における送信信号位相点 $c_p(t)$ の全候補について、式(4)のとおりメトリック e を計算する。

$$e = \sum_{q=1}^{N_r} \left| y_q(t) - \sum_{p=1}^{N_t} \hat{\xi}_{p,q}(t) c_p(t) \right|^2 \quad (4)$$

全候補におけるメトリックから、メトリックが最小となる送信信号位相点 $c_p(t)$ を選択することにより信号分離が行われる。MLD法は、 N_r 次のダイバーシチ利得が得られるため、MMSE法やSIC法と比較して、所要の情報1ビット当りの平均受信信号エネルギー対雑音電力密度比 (E_b/N_0) を大幅に低減できるが、送信アンテナブランチ数、データ変調の変調多値数の増大に伴い、演算処

理量が指数関数的に増大し、実用的な範囲を超えてしまう課題があった。そこで、MLD法の演算処理量を低減するために、QR分解およびMアルゴリズムを適用したMLD (QRM-MLD法) [6][7]や、List Sphere Decoding[8]などの演算量削減型MLD法が提案されている。

2.3 MIMOダイバーシチ法

MIMOダイバーシチ法には、従来から検討されてきた送信ダイバーシチが含まれ、受信機からのフィードバック情報を用いない開ループ型と、受信側からのフィードバック情報に基づく閉ループ型に分けることができる。

(1) 開ループ型MIMOダイバーシチ法

図3に代表的な開ループ型MIMOダイバーシチ法 (送信側構成) を示す。図3(a)は、STBC法によるMIMOダイバーシチ構成である。STBC法では、情報ビットをチャンネル符号化した後、データ変調を行い、その後さらにSTBC符号化を行う。送信アンテナ数 $N_t=2$ では、式(5)の生成行列 G により生成される符号化率1のSTBC符号がよく知られている [2]。

$$G = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、 S^* は S の複素共役を表し、行列 G の行方向は送信を行うアンテナに対応し、列方向は送信を行うシンボル送信区間に対応する。したがって、 S_1, S_2 はそれぞれ時刻 $t=nT, (n+1)T$ (T はシンボル長) の送信シンボルを表し、時刻 $t=nT, (n+1)T$ において、送信アンテナブランチ1からそれぞれ S_1, S_2 を、送信アンテナブランチ2からそれぞれ $-S_2^*, S_1^*$ を送信する。一例として、 $N_t=2$ における受信側の受信アンテナブランチ1での信号検出では、

$$\begin{aligned} \hat{S}_1 &= \xi_{1,1}^* y_1(t) + \xi_{2,1}^* y_1(t+T) = (\xi_{1,1}^2 + \xi_{2,1}^2) S_1 + n_1 \\ \hat{S}_2 &= -\xi_{2,1}^* y_1(t) + \xi_{1,1}^* y_1(t+T) = (\xi_{1,1}^2 + \xi_{2,1}^2) S_2 + n_2 \end{aligned} \quad (6)$$

という非常に簡単な線形演算により、MLDと同等の2ブランチのMRCによる送信ダイバーシチ効果を得ることができる。式(6)では、2シンボル間でのフェージング変動が同一で、理想的にチャンネル推定が行われた場合を仮定しているが、高速フェージングによりこの仮定が成り立たない場合、ダイバーシチ利得は減少する。また、 N_t が3以上の場合は、 $N_t=2$ における式(5)のように、完全に直交する符号化率1のSTBC符号の生成は不可能であり、例えば、 N_t が4の場合については、符号化率3/4のSTBC符号が提案されている [9]。

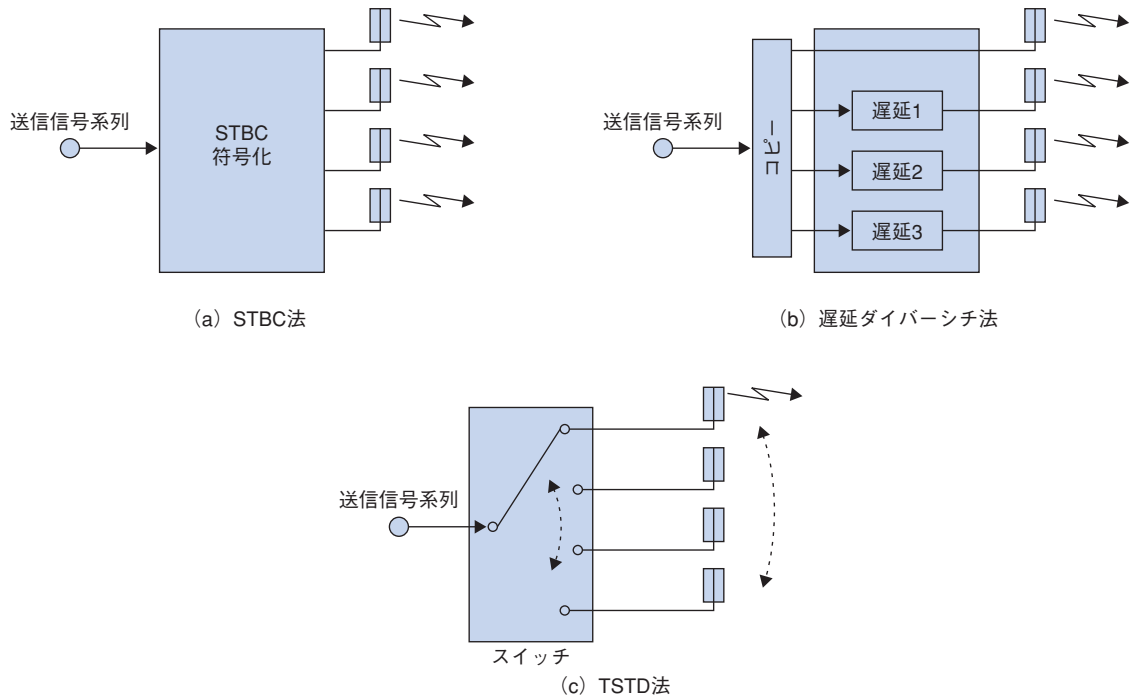


図3 開ループ型MIMOダイバーシチ法 (送信側構成)

一方、図3 (b)に遅延ダイバーシチ法[10]の構成を示す。送信側で同一の送信信号を送信アンテナブランチ間で互いに異なる遅延時間を与えて送信することにより、受信機側で等価的に受信マルチパス数が1アンテナ送信の場合と比較して、送信アンテナブランチ数倍になる。これにより、遅延ダイバーシチ法は、マルチパスダイバーシチ（周波数ダイバーシチ）の増大による受信品質の改善を実現できる。ここで、すでに述べたように、マルチパス数の増大は、直接拡散符号分割多元接続（DS-CDMA：Direct Sequence Code Division Multiple Access）のようなシングルキャリアアクセスでは、ダイバーシチ効果が増大する一方で、マルチパス干渉（MPI：MultiPath Interference）の増大による特性劣化を引き起こす。しかし、OFDMでは、CP（Cyclic Prefix）長内の遅延時間のマルチパスは干渉を生じないため、遅延ダイバーシチ法は特にOFDMで有効なMIMOダイバーシチ法と考えられる。さらに、図3 (c)に示すTSTD（Time Switch Transmit Diversity）法[11]とは、送信データを一定周期で送信アンテナを切り替えて送信する方法で、フェージング変動をランダム化してダイバーシチ効果を得ることができる。遅延ダイバーシチ法、TSTD法は、STBC法と比較すると原理的なダイバーシチ利得は若干小さいものの、送信側でMIMOダイバーシチ法を用いているか否かを受信側で認識しなくても復調できる利点があり、通信の開始前に受信する必要のある共通制御チャ

ネルなどへの利用に適している。

(2) 閉ループ型MIMOダイバーシチ法

受信側からのフィードバック情報に基づく閉ループ型MIMOダイバーシチ法については、移動端末において受信レベルの大きなアンテナから送信する選択送信ダイバーシチ（STD：Selection Transmit Diversity）[12]が提案されている。また、文献[13]には、移動端末において2つのアンテナから送信された受信信号の位相が同相となるように送信信号のキャリア位相差および振幅差を制御する適応位相制御送信ダイバーシチが提案されており、これは、移動端末からのフィードバック情報に基づいて、送信ビームの指向性を制御する閉ループ制御型のAAA-BF送信の1つと考えることができる。閉ループ型のMIMOダイバーシチ法は、理論的には開ループ型と比較してより大きな送信ダイバーシチ利得を得ることができるが、実際のセルラー環境ではフィードバックビット数の制限や高速フェージングへの追従性の劣化などに、得られる送信ダイバーシチ利得は大きく依存する。

2.4 AAA-BF法

基地局において、アレーアンテナを用いて各移動端末の信号到来方向（DOA：Direction Of Arrival）に指向性ビームを生成するAAA-BF送受信は、上り／下りリンクにおけるカバレッジの増大に非常に有効な技術である。一方、今後の無線通信システムでは、IP（Internet Protocol）との親

和性の高い無線区間における全パケットアクセスが想定される。このとき、上り／下りリンクで同時通信される物理チャンネル数および各物理チャンネルの情報レートが異なると想定される。この場合、上りリンクで、上り／下りリンクのトラフィックの対称性を前提としたMMSE基準で生成された受信アンテナウエイトにキャリブレーションを行って、下りリンク送信アンテナウエイトを生成する方法では、十分な指向性送信利得が得られない。このため、下りリンクのブロードバンド無線アクセスにおけるAAA-BF送信としては、上りリンクにおいてパケットフレームごとに推定した各パスのDOA推定結果を基に生成したアンテナウエイトを用いるAAA-BF送信法が、非対称トラフィックへの適用の観点から有効である。図4に、DOA推定結果に基づくAAA-BF送受信のブロック構成を示す。まず、上りリンク受信において、パケットフレーム内のパイロットチャンネルを適用し、指向性ビーム受信を用いて生成した2次元電力プロファイルに基づいて、パスの受信タイミングおよびDOAを同時推定する。さらに、下りリンク送信において、上りリンクで実際に推定したDOAに基づいて指向性ビーム送信する。また、DOA推定結果に基づく最適な送信ビーム生成法が周波数帯域幅100MHzのブロードバンド無線アクセス実験装置を用いた室内および屋外実験により明らかにされている[14]。

3. 実用への技術課題

MIMOチャンネルを用いる無線信号伝送技術は、現在の無線LANなどにおいて実用化が始まりつつある。しかしなが

ら、筆者らは、MIMOチャンネルを用いた無線信号伝送の商用サービスへの本格的な適用に対しては、解決すべき課題はまだ多いと考えている。以下に、考えられる主な技術課題を示す。

(1) 無線伝搬路依存のシステム設計

無線アクセスシステムでは、所要のサービス情報レートを所要の受信品質で保証する必要がある。一方、MIMOチャンネル信号伝送を用いた場合には、実現できるスループット、受信品質（ダイバーシチ効果）が無線伝搬状態に大きく依存する。したがって、MIMOチャンネル信号伝送を適用した場合の所要伝送レートおよび受信品質保証について新たな定義が必要である。

(2) マルチアンテナ

MIMOチャンネル信号伝送やAAA-BF法では、複数の送受信アンテナが必要になる。Evolved UTRA and UTRAN[15]では、特に移動端末装置への実装を考慮して、基地局、移動端末のアンテナ数は2が、検討における条件になっている。しかしながら、前述のようにMIMO多重法では、実現できるスループットが送受信のアンテナ数にほぼ比例して増大する。したがって、複数アンテナが必要なMIMOチャンネル信号伝送では、小型・高利得アンテナの実現がより一層重要である。

(3) RF無線回路

MIMO多重法を適用した場合、所要の希望信号電力対干渉および雑音電力比（SINR：Signal to Interference plus Noise power Ratio）は1送受信アンテナの場合と比較して高くなるため、無線回路の高い変調精度が必要になる。

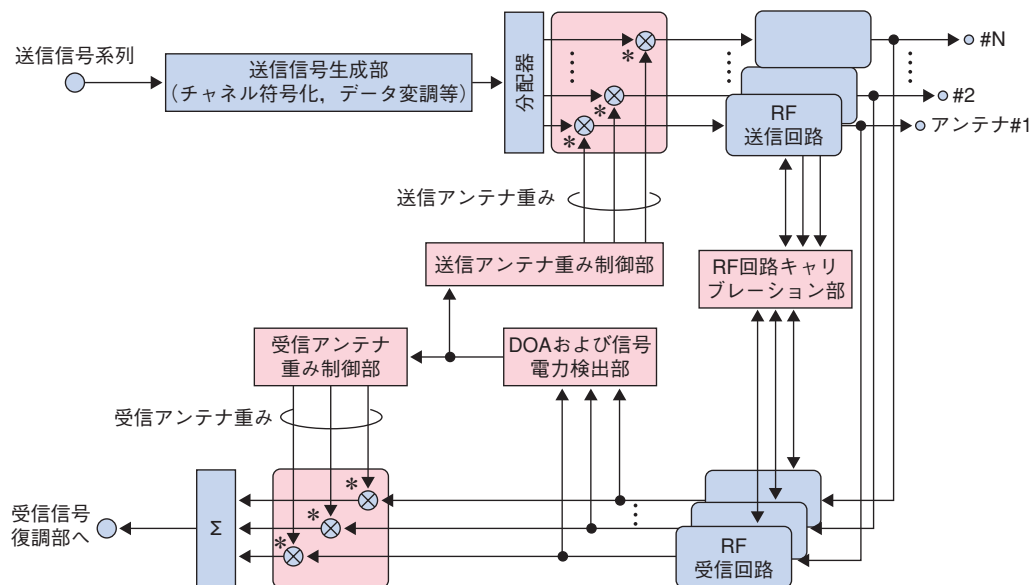


図4 DOA推定結果に基づくAAA-BF送受信ブロック構成

文 献

一方、MIMO ダイバーシチ法を適用した場合には、ダイバーシチ効果により所要受信 SINR は 1 送受信アンテナの場合と比較して低くなる。したがって、MIMO 多重法と MIMO ダイバーシチ法を併用（例えば物理チャンネルに応じた使い分けなど）する場合には、広ダイナミックレンジの RF (Radio Frequency) の無線部回路が必要になる。

(4) 共通チャンネル構成

MIMO チャンネル信号伝送を適用した場合には、データチャンネルについては高スループット、高受信品質化を期待して MIMO 多重法、あるいは MIMO ダイバーシチ法を適用する。しかしながら、システムでは MIMO 機能を有しない移動端末も存在する。そのため制御チャンネル、同期チャンネルなどの呼の接続に必要な共通チャンネルは、さまざまな機能を有するすべての移動端末で受信できなければならない。したがって、MIMO チャンネル信号伝送を適用した場合の共通チャンネルについては移動端末の共用性を考慮した設計が必要である。

(5) 信号分離法

MIMO 多重法を用いた場合に、ベースバンドの信号処理で最も演算処理量の大きな部分が信号分離部である。特に、所要受信信号電力対雑音電力比 (SNR : Signal to Noise power Ratio) が他の信号分離法と比較して小さくできる MLD 法では、実装にあたっては演算処理量の低減が技術課題である。また、送信信号の信号分離精度は、無線伝搬路 (チャンネル変動) の推定精度に大きく依存する。誤り訂正復号後の判定データを用いた高精度チャンネル推定と他送信ブランチの干渉キャンセルにより、高精度な信号分離を実現する方法も提案されている。この判定帰還データ信号を用いる信号分離法では、復号遅延の短縮が課題である。

4. あとがき

本稿では、MIMO チャンネルを利用したマルチアンテナ無線伝送技術について、MIMO 多重法、MIMO ダイバーシチ法、および AAA-BF 法に大別したうえで、各方式の特徴について紹介した。これらの方式はそれぞれ異なる特徴を有しており、目的に応じて環境ごとに最適なマルチアンテナ無線伝送法を適用することにより、システムの大容量化、高効率化を実現するうえで重要と考えられる。次回以降、各マルチアンテナ無線伝送法についてより詳細に紹介していく。

[1] R. D. Murch and K. B. Letaief: "Antenna Systems for Broadband Wireless Access," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 76-83, Apr. 2002.

[2] S. M. Alamouti: "Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[3] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank: "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 44, No. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.

[4] G. J. Foschini, Jr.: "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," Bell Labs Tech. J., pp. 41-59, Autumn. 1996.

[5] A. van Zelst, R. van Nee and G. A. Awater: "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," in Proc. IEEE VTC2000-Spring, pp. 1070-1074, May 2000.

[6] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis and J. D. Gibson: "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," IEEE Trans. on Wireless Commun., Vol. 4, No. 2, pp. 710-721, Mar. 2005.

[7] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda and M. Sawahashi: "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing," in Proc. IEEE Globecom 2004, Nov. 2004.

[8] M. Bertrand and S. T. Brink: "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," IEEE Trans. on Commun., Vol. 51, No. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.

[9] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank: "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.

[10] Y. Li, J. C. Chuang and N. R. Sollenberger: "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 17, No. 7, pp. 1233-1243, Jul. 1999.

[11] ETSI SMG2 UMTS-L1: "Proposal for Downlink Time Switched Transmission Diversity," Tdoc 53/98, May 1998.

[12] A. Hottinen and R. Wichman: "Transmit Diversity by Antenna Selection in CDMA Downlink," in Proc. IEEE ISSSTA' 98, pp. 767-770, Sep. 1998.

[13] ETSI/SMG2: "Feedback mode transmit diversity," Tdoc SMG2 UMTS-L1 696/98, Dec. 1998.

[14] H. Taoka, T. Kataoka, K. Higuchi and M. Sawahashi: "Optimum beam generation method of adaptive antenna array-beam forming transmitter for OFCDM broadband packet wireless access in forward link," in Proc. WPMC 2004, Sep. 2004.

[15] 3GPP, TR 25.913: "Requirements for Evolved UTRA and UTRAN."

用語一覧

AAA-BF : Adaptive Antenna Array-Beam Forming (適応アンテナアレービームフォーミング)	MRC : Maximal Ratio Combining (最大比合成)
CP : Cyclic Prefix	OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing (直交周波数分割多重)
DOA : Direction Of Arrival (信号到来方向)	RF : Radio Frequency
DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access (直接拡散符号分割多元接続)	SIC : Successive Interference Canceller (シリアルキャンセラ)
FFT : Fast Fourier Transform (高速フーリエ変換)	SINR : Signal to Interference plus Noise power Ratio (希望信号電力対干渉および雑音電力比)
IP : Internet Protocol	SNR : Signal to Noise power Ratio (信号電力対雑音電力比)
LLR : Log Likelihood Ratio (対数尤度比)	STBC : Space-Time Block Coding (時空間ブロック符号化)
MIMO : Multiple Input Multiple Output (マルチアンテナ信号伝送法)	STD : Selection Transmit Diversity (選択送信ダイバーシチ)
MLD : Maximum Likelihood Detection (最尤検出)	STTC : Space-Time Trellis Coding (時空間トレリス符号化)
MMSE : Minimum Mean Squared Error (平均2乗誤差最小)	TSTD : Time Switch Transmit Diversity
MPI : MultiPath Interference (マルチパス干渉)	V-BLAST : Vertical-Bell laboratories LAYered Space-Time