MIMO 技術の基本と応用 Fundamentals of MIMO Techniques and Their Applications

小川 恭孝

Yasutaka OGAWA

北海道大学

Hokkaido University

概要

送信側と受信側に複数のアンテナを設置し,信号を空間的に多重化することによって通信速度を向上させる MIMO 技術は,LTE-Advanced や無線 LAN において既に実用化されている.第5世代移動通信 (5G) においては基地局に多数のアンテナ素子を設置し,更に,ミリ波帯を利用することにより,10 Gbps を超える極めて高速な通信が期待されている.

本稿では、MIMO システムによる空間多重の基本とその応用を解説している.この技術は、送信側でチャネル情報が未知の場合と既知の場合で用いる手法が異なっている.前者の場合は、各送信アンテナから独立な信号を等電力・等伝送レートで送信することになる.これを空間分割多重と呼んでいる.受信側ではこれらの信号が互いに干渉するので、それを分離する必要がある.空間フィルタリングと、それを発展させた順序付け逐次復号、更に、最尤推定について本稿では説明を行っている.次に、送信側でチャネル情報を有しているときに用いられる固有ビーム空間分割多重と重み付き空間分割多重を解説している.最後に、誤り率特性を用いて、これら多重方式の評価を行っている.

MIMO 技術は,通信方式,信号処理,アンテナ伝搬,情報理論と関連する分野が多岐に及ぶ.本稿が 5G における MIMO システムを理解する一助になれば幸いである.



Abstract

MIMO techniques employing multiple antennas at both the transmitter and receiver can increase transmission speed by spatially multiplexing signals, and are essential for the fifth generation mobile communication system. This paper presents fundamentals of MIMO techniques. First, we introduce multiplexing techniques used for a case where a transmitter does not have channel state information (CSI). Then, we explain techniques for a system where a transmitter has CSI. Furthermore, we evaluate the performance of MIMO spatial multiplexing using bit error rates.

1. はじめに

送信側と受信側に複数のアンテナを設置し,信 号を空間的に多重化することによって周波数帯域 幅を増加させることなく通信速度を高める MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術 [1]–[3] は, LTE-Advanced や無線 LAN において既に実用化さ れている. 第5世代移動通信(5G)では,10 Gbps を超える極めて高速な通信速度を実現するために 必須の要素技術となる.

MIMO システムは複数のアンテナを用いた空間 領域における信号処理技術によって、単位周波数 当たりの伝送速度 (bit/s/Hz) を高めている. 複数の アンテナの利用は過去にもなされたことがあるが, 本稿で扱う MIMO 技術には明確な特徴がある.そ れは多重波 (マルチパス波)を利用していることで ある. 無線通信は空間を伝送媒体としているため, 送信された電波は周囲の地物や壁等によって反射, 散乱され,受信アンテナには多重波が到来すること になる. これらが重なり合うことによって, フェー ジングと呼ばれる受信レベルの変動が生じる.こ の現象は無線特有の問題であり、これまでの無線 技術者を悩ませ続けてきた.一方,この多重波が 存在することにより、送信アンテナが近接して設 置されていたとしても, それらから受信機に至る チャネル間の相関が低下することになる. つまり, 受信側からは、これらの送信アンテナが、あたかも 遠く離れているように見えるため、各チャネルに よって伝送される信号を容易に分離できることに なる. MIMO システムでは、このような多重波を 用いることによって伝送速度の向上が可能となっ ている.

次節以降では, MIMO 技術による空間多重を解 説する.5Gの必須要素技術の理解の一助となれば 幸いである.

2. MIMO システムの構成とその必要性

送受信機の双方に複数のアンテナを設置した MIMO システムは図1のようにモデル化すること ができる.これは,送信側にN本,受信側にL本 のアンテナを設置した例である.*j*番目の送信アン



図 1: MIMO システムモデル

テナから i 番目の受信アンテナ間のチャネルを h_{ij} とする.ここで,i 行 j 列要素を h_{ij} とする $L \times N$ チャネル行列を H と表す.本稿では,多重波伝搬 環境を想定しているので,各要素 h_{ij} はランダムな 値を取る.このように多重波伝搬環境では,近接 したアンテナ素子間であっても,各チャネル間の 相関が低下するため,後述する空間多重が可能と なる.また,狭帯域伝送系を考え,多重波間の遅延 時間差は無視できるとする.OFDM を用いた広帯 域伝送の場合は,各サブキャリアにおけるチャネ ルを考えることにより,この仮定は妥当なものと なる.この場合, h_{ij} は一様フェージング(周波数 非選択性フェージング)を受けることになる.

各送信アンテナから送信される信号を要素とする N 次元列ベクトルを s(t), 各受信アンテナで受信された信号を要素とする L 次元列ベクトルを y(t) と表すと,

$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{H}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{1}$$

が成立する.ここで, **n**(*t*) は熱雑音を要素とする *L* 次元列ベクトルである.

まず,簡単な例で MIMO システムを用いる理由 を考えてみる.

あるチャネル出力の SN 比を γ とすると, 1 Hz 当たりのチャネル容量は次式で与えられる [4].

$$C = \log_2(\gamma + 1) \qquad [bit/s/Hz] \tag{2}$$

ここで,送信電力を2倍にしたとき,チャネル出力の SN 比も2倍になるので,チャネル容量は

 $C' = \log_2(2\gamma + 1) \simeq C + 1 \qquad [\text{bit/s/Hz}] \quad (3)$

となる. ここで, SN 比は十分高い ($\gamma \gg 1$) と仮定 した.

この式は,送信電力を2倍にしてもチャネル容 量は1[bit/s/Hz]改善されるに過ぎないことを示し ている.これは,チャネル容量がSN比γの対数関 数で与えられるため,γを大きくしてもチャネル容 量への寄与は僅かとなってしまうことに起因する. もし,係数2を対数関数の前に乗算することがで きれば,当然のことながら通信容量は2倍となる. つまり,次式が得られる.

 $C'' = 2 \log_2(\gamma + 1) = 2C$ [bit/s/Hz] (4)

これは,同じ特性を有するチャネルを2個用意 して,独立な情報を受信側に伝送することに対応 する.

無線通信システムにおいて送受信側双方に複数 のアンテナを設置し,それらの特性をコントロール するウェイトを適切に定めることによって,複数の チャネルを実現できる.これが,MIMOシステム による空間多重の情報理論に基づく基本原理であ る.尚,詳細については文献[1]を参照されたい.

MIMO システムを用いて送信機から受信機に複数のストリーム(サブストリームと呼ぶこともある)を伝送することによって伝送レートを高める 技術が MIMO 空間多重である.送信側でチャネル 情報 *H* が未知の場合と既知の場合で送受信方法が 異なっている.次節以降で,それぞれの場合につ いて空間多重の手法を解説する.

送信側でチャネル情報 *H* が未知のと きの MIMO 空間多重

送信側で, チャネル行列 *H* がわからない場合 は,図2に示したように各送信アンテナから,等 電力,かつ,等伝送レートで信号を送信すること になる.これが空間分割多重方式 (SDM: Space Division Multiplexing)である.この場合,送信信 号同士が干渉となるので,受信側で,それらを分



図 3: 空間フィルタリングの構成

離して取り出す必要がある.最も基本的な方法は 空間フィルタリングによるものである.これは図 3 に示したように受信側で $L \times N$ ウェイト行列 Wを用いて,その転置行列 W^T を受信信号ベクトル y(t) に乗算するものである [2],[3].この場合,空 間フィルタ出力 $s_o(t)$ は次式で与えられる.

$$\boldsymbol{s}_o(t) = \boldsymbol{W}^T \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{W}^T \boldsymbol{H} \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{W}^T \boldsymbol{n}(t) \quad (5)$$

この手法を適用するには,送信アンテナ数 N は 受信アンテナ数 L 以下でなければならない.この 条件が満たされなければ,アレーの自由度*1が不足 してしまうことになる.

^{*1} 複数のアンテナ素子を配列したものをアンテナアレー, アレーアンテナ,あるいは、単にアレーという.L個の アンテナ素子から成るアレーはヌルを向けるか、あるい は、複数の多重波を相殺してL-1個の干渉波を抑圧す ることができる.このL-1をアレーの自由度と呼んで いる[5].ここで注意したいのが、狭帯域な信号の場合, 各信号に複数の多重波が存在しても除去に必要なアンテ ナ素子数に影響しないということである.必要なアンテ ナ素子数は独立な信号の個数によって決定されるのであ る.アレーの自由度は、このように除去可能な干渉波の 数として定義されたが、希望信号を強めるダイバーシチ 効果も含めてやや広い意味で用いられることがある.

ここで、ウェイト行列 W をどのように決定する かを考える.通常、W は ZF (Zero-forcing) 法、ま たは、MMSE (Minimum Mean Square Error) 法に より求められる.

3.1 ZF 法

ZF法は,干渉成分を完全に除去する手法であり, そのウェイト行列 **W**_{ZF} は次式を満たす.

$$\boldsymbol{W}_{\text{ZF}}^T \boldsymbol{H} = \boldsymbol{I}_N \tag{6}$$

ここで, I_N は $N \times N$ 単位行列である.上式を満た す $W_{\rm ZF}$ は次式で与えられる.

$$\boldsymbol{W}_{\text{ZF}} = \boldsymbol{H}^* \left(\boldsymbol{H}^T \boldsymbol{H}^* \right)^{-1}$$
(7)

受信信号ベクトル y(t) に乗算される行列 W_{ZF}^T は, チャネル行列 H の Moore-Penrose 一般逆行列 [4] であり,次式で表される.

$$\boldsymbol{W}_{\text{ZF}}^{T} = \left(\boldsymbol{H}^{H}\boldsymbol{H}\right)^{-1}\boldsymbol{H}^{H}$$
(8)

式 (5) と (6) より, ZF 法の出力は次のように表される.

$$\boldsymbol{s}_o(t) = \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{W}^T \boldsymbol{n}(t) \tag{9}$$

このように、ZF 法を用いると干渉を完全に除去で きる.しかし、干渉除去のために熱雑音成分を強 調してしまうことがある.つまり、上式の右辺第 2項が大きくなってしまうことがある.式(8)の $N \times N$ 行列 $H^H H$ が悪条件になった場合、このよ うな問題がおきることになる.やや厳密さを欠く が、 $H^H H$ の行列式の値が小さいときには、悪条 件になると言える.例えば、周囲に散乱体がほと んどない見通しのある伝搬環境の場合には、チャ ネル行列 H の各列要素から成る L 次元ベクトル はほぼ平行になり悪条件となる.その結果、雑音 強調が起きてしまう.

また,干渉が無視できる程小さな場合,あるい は,熱雑音 n(t) が極めて大きい場合,干渉を抑圧 するのではなく,受信されるべき希望波の電力が 大きくなるようにアレーの自由度を使うことが特 性を良好にする. ZF 法は常に干渉を除去するよう に動作するため,このようなダイバーシチ効果が 得られない欠点がある. しかし,ZF 法も熱雑音の影響を極力抑えるよう に機能している.つまり,式(6)を満たすという拘 束条件の基で,出力の熱雑音成分 $W^T n(t)$ の電力 を最小化している.

3.2 MMSE法

ZF 法の問題を低減するため,空間フィルタリン グ出力に含まれる干渉成分と熱雑音成分の両方の 影響を考慮してウェイトを決定するものが MMSE 法である.具体的には,出力の誤差電力を最小に するようにウェイトを決定する.

ウェイト行列の *j* 番目の列要素から成る *L* 次元 ベクトルを *w_j* と書く. *j* 番目の出力に対応する誤 差 *e_j(t)* は次式で表される.

$$e_j(t) = \boldsymbol{w}_j^T \boldsymbol{y}(t) - s_j(t)$$
(10)

上式で, *s_j(t)* は *j* 番目の送信信号で, *N* 次元列ベ クトル *s*(*t*) の *j* 番目の要素である. 誤差電力の総 和 *J* は以下のように与えられる.

$$J = \sum_{j=1}^{N} E\left[\left|e_j(t)\right|^2\right] \tag{11}$$

ここで *E*[] はアンサンブル平均を表している. これに式 (1) を適用し,ウェイト行列 *W* につい て微分する.それを 0 と置くことにより, MMSE ウェイト行列 *W*_{MMSE} は以下のように与えられ る [3].

$$\boldsymbol{W}_{\text{MMSE}} = E \left[\boldsymbol{y}(t)^* \boldsymbol{y}(t)^T \right]^{-1} E \left[\boldsymbol{y}(t)^* \boldsymbol{s}(t)^T \right]$$
(12)

上式の2つのアンサンブル平均は以下のように表 される.

$$E\left[\boldsymbol{y}(t)^*\boldsymbol{y}(t)^T\right] = (P_x/N)\boldsymbol{H}^*\boldsymbol{H}^T + P_z\boldsymbol{I}_L \quad (13)$$

$$E\left[\boldsymbol{y}(t)^*\boldsymbol{s}(t)^T\right] = (P\boldsymbol{x}/N)\boldsymbol{H}^*$$
(14)

ここで, $P_x \ge P_z$ は, それぞれ, 総送信電力と受信 アンテナ1素子当たりの熱雑音電力を表している. すなわち, 次式が成り立つ.

$$P_x = E\left[s^H(t)s(t)\right] \tag{15}$$

$$P_z = E\left[\boldsymbol{n}^H(t)\boldsymbol{n}(t)\right]/L \tag{16}$$

また, I_L は $L \times L$ 単位行列である.

式 (12) に式 (13) と (14) を代入すると MMSE ウェイト行列は以下のように表される.

$$\boldsymbol{W}_{\text{MMSE}} = \left(\boldsymbol{H}^* \boldsymbol{H}^T + (NP_z/P_x) \boldsymbol{I}_L\right)^{-1} \boldsymbol{H}^*$$
(17)
$$= \left(\boldsymbol{H}^* \boldsymbol{H}^T + (N/\gamma_0) \boldsymbol{I}_L\right)^{-1} \boldsymbol{H}^*$$
(18)

但し, γ₀ は次式で定義されている.

$$\gamma_0 = P_x / P_z \tag{19}$$

チャネル行列 **H** の各要素が平均 0,分散 1 の確率 変数とすると, *P_x* は平均受信電力に等しくなるの で, γ₀ は総送信電力 *P_x* を 1 素子のみで送信した 場合の平均受信 SN 比となる.

式(18)を変形すると次式が得られる[3].

$$\boldsymbol{W}_{\text{MMSE}} = \boldsymbol{H}^* \left(\boldsymbol{H}^T \boldsymbol{H}^* + (N/\gamma_0) \boldsymbol{I}_N \right)^{-1} \quad (20)$$

従って,受信信号ベクトル y(t) に乗算される行列 W^T_{MMSE} は以下のように表させる.

$$\boldsymbol{W}_{\text{MMSE}}^{T} = \left(\boldsymbol{H}^{H}\boldsymbol{H} + (N/\gamma_{0})\boldsymbol{I}_{N}\right)^{-1}\boldsymbol{H}^{H} \quad (21)$$

ここで,式 (8) で与えられる $W^T_{
m ZF}$ と上式を比較す る. 上式の γ₀ が非常に大きい,つまり, SN 比が 高い場合, W_{MMSE}^T は W_{ZE}^T に近い値を取る.逆に γ0 が非常に小さい、つまり、SN 比が低い場合、式 (21)の逆行列の部分は単位行列の定数倍に近似さ れる.その結果, W_{MMSE}^T は H^H に比例すること になる. この場合, MMSE ウェイトを乗算された $W_{\text{MMSE}}^T y(t)$ は定係数の違いを除き $H^H y(t)$ に等し くなる.これにより,受信ウェイトは最大比合成ダ イバーシチを実現していることがわかる [3].信号 が弱く、熱雑音が支配的な場合には、MMSE ウェ イトは干渉を抑圧するのではなく、信号レベルを 高めて熱雑音の影響を軽減するように動作するわ けである. このように MMSE 法は干渉抑圧からダ イバーシチまで SN 比に応じて適応的に変化する 手法である.

3.3 順序付け逐次復号

上述の空間フィルタリングは同時に N 個のスト リームを検出する簡単な受信方式である.これを 発展させて受信特性を改善する手法として順序付 け逐次復号 (OSD: Ordered Successive Detection)が 提案されている [6].まず, L 個の受信アンテナで 得られた信号に空間フィルタリングを適用して N 個の信号の分離を行う.ここで,最も品質の良い ストリームのみを検出結果とする.この検出が正 しかったと仮定し,受信信号から差し引き,次に品 質の良いストリームの検出を空間フィルタリング により行う.このとき,受信信号から初めに検出 された信号が差し引かれているため, N-1 個のみ の信号を分離すれば良いことになる.信号数が少 ない分,自由度に余裕ができ空間フィルタリング の特性が向上することになる.つまり,空間ダイ バーシチのブランチ数が1 個増えることになるた め分離が容易になる.

これを順次繰り返すことによって品質の悪いス トリームについても信頼度の高い検出が可能とな る.詳細は文献を参照されたい.

3.4 最ゆう推定

ここまで空間フィルタリングを用いる手法につ いて述べてきたが,空間的に多重化された各スト リームを受信側で分離検出する最適な手法は最ゆ う推定 (MLD: Maximum Likelihood Detection) で ある [4]. この手法は $||y(t) - Hs(t)||^2$ を最小化す る送信信号を探索するもので,空間フィルタリン グを用いる際に必要とされた「送信アンテナ数 N は受信アンテナ数 L 以下でなければならない」と いう制約が必要ない.また,Lブランチのダイバー シチ効果が得られるため良好な特性が実現される. 一方,送信信号の変調多値数を M とするとき,演 算量は,識別を行う各時点で M^N に比例して増加 することになる.この演算負荷は大きいので,そ れを削減する探索法が提案されている [7],[8].

送信側でチャネル情報 *H* が既知のと きの MIMO 空間多重

送信側で伝搬路の特性を知っている場合には,よ り良好な伝送特性を実現できる.

4.1 E-SDM

まず,固有ビーム空間分割多重方式 (E-SDM: Eigenbeam-Space Division Multiplexing)を紹介す る.この方式は,送信側でN×K行列 T_eを用い てK個の異なるビームを形成し,各ビームにスト リームを対応させる.受信側では最大比合成ダイ バーシチを実現するウェイト行列を用いることに より,干渉のないK個のストリームを受信するこ とができる.送受信側のウェイト行列の決定は以 下のように行われる.

チャネル行列 **H** のランクを **R** とする ($R = \operatorname{rank}(H) \le \min\{N, L\}$).ストリーム数 K は **R** 以下の値である.つまり、K \le R が成立している. ここで、**G** = **H**^H**H** の固有値分解を考える.**G** は N × N 非負値エルミート行列となり、次の関係を 満足する N 個の固有ベクトル e_n (n = 1, ..., N) が得られる.

$$e_{j}^{H}Ge_{j} = \lambda_{j}$$

$$(\lambda_{1} \ge \dots \ge \lambda_{R} > \lambda_{R+1} = \dots = \lambda_{N} = 0)$$
(22)

$$\boldsymbol{e}_i^H \boldsymbol{G} \boldsymbol{e}_i = 0 \quad (i \neq j) \tag{23}$$

ただし, *λ_j* は *j* 番目の固有値であり, 固有ベクト ル *e_j* に対応する.ここで, *N* 個の固有値の内, *R* 個は正実数となる.

用いるストリーム数は K ($K \le R$) なので, $N \times K$ 送信ウェイト行列を

$$T_e = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_K] \tag{24}$$

とする. ここで,表記法に統一さを欠くことにな るが,送信ウェイトについては,受信ウェイトと異 なり,転置を取らずに送信ベクトルに乗算するも のとする. また,各ストリームに割り当てる送信 電力が $p'_1, p'_2, ..., p'_K$ に比例するように定め,こ れらの総和を1に正規化する. このとき,*j*番目の ストリームに割り当てられる電力は $p'_j P_x$ となる. P_x は式 (15)で定義した総送信電力である. 但し, 送信ストリーム数が K なのでs(t)は K 次元列ベ クトルであり,その *j*番目の要素が *j*番目のスト リームとして伝送される. このように,送信ウェ



図 4: E-SDM の送信機構成

イトを乗算する処理をプリコーディングと呼んで いる.

ここで, $K \times K$ 対角行列 A を次式で定義する.

$$\boldsymbol{A} = \operatorname{diag}\left(\sqrt{p_1'}, \sqrt{p_2'}, \dots, \sqrt{p_K'}\right)$$
(25)

以上より, E-SDM の送信機構成は図4のように表 される.また,送信信号は

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{T}_e \boldsymbol{A} \boldsymbol{s}(t) \tag{26}$$

と与えられる.

このとき,受信信号は次式で表される.

$$y(t) = Hx(t) + n(t) = HT_eAs(t) + n(t)$$
 (27)

さらに、L×K 受信ウェイト行列を

$$W_e = (HT_e)^* \tag{28}$$

とする.

受信ウェイトを乗算した空間フィルタリング出 力は

$$\boldsymbol{r}(t) = \boldsymbol{W}_{e}^{T} \boldsymbol{y}(t)$$

$$= \boldsymbol{T}_{e}^{H} \boldsymbol{H}^{H} \boldsymbol{H} \boldsymbol{T}_{e} \boldsymbol{A} \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{W}_{e}^{T} \boldsymbol{n}(t)$$

$$= \boldsymbol{T}_{e}^{H} \boldsymbol{G} \boldsymbol{T}_{e} \boldsymbol{A} \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{W}_{e}^{T} \boldsymbol{n}(t)$$
(29)

ここで,式 (22) と (23) を適用することによって次 式が得られる.

$$T_e^H G T_e = \operatorname{diag}\left(\lambda_1, \ \lambda_2, \ \dots, \ \lambda_K\right) = \Lambda \qquad (30)$$

これを式 (29) に適用する.

$$\boldsymbol{r}(t) = \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{A} \boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{W}_{\boldsymbol{e}}^{T} \boldsymbol{n}(t)$$
(31)

行列 $\Lambda \ge A$ は、いずれも $K \times K$ 対角行列なので、 その積 ΛA も $K \times K$ 対角行列となる.このことは、 受信フィルタ出力で,送信信号間に干渉が存在し ない,つまり,各ストリーム間に干渉がないことを 意味している.

先に述べた ZF 法を用いた SDM も干渉を完全に なくすことができる.しかし,干渉をなくすため に雑音の強調による特性劣化の可能性がある.一 方, E-SDM では $W_e^T = (HT_e)^H$ を乗算すること になる.これは各ストリームについての SN 比を 最大にする最大比合成ダイバーシチを受信側で適 用していることになる.つまり,SN 比を最大にす る受信を行うことにより,干渉が全く存在しなくな る.これは,ZF 法を用いた SDM と大きく異なっ ている.

ストリーム間に干渉が存在しないので、各スト リームは SN 比で評価できる.先に定義した通り、 送信側で *j* 番目のストリームに割り当てられた電 力は、 $p'_j P_x$ なので、式 (31) より、*j* 番目のストリー ムの受信信号電力は、 $\lambda_i^2 p'_j P_x$ であることがわかる.

次に,受信フィルタ出力の熱雑音電力を考える. 熱雑音の相関行列は式 (28), (30),および,各受信 アンテナにおける熱雑音電力が *P_z* であることを用 いると以下のように表される.

$$E\left\{\left(\boldsymbol{W}_{e}^{T}\boldsymbol{n}(t)\right)\left(\boldsymbol{W}_{e}^{T}\boldsymbol{n}(t)\right)^{H}\right\} = P_{z}\boldsymbol{T}_{e}^{H}\boldsymbol{G}\boldsymbol{T}_{e}$$
$$= P_{z}\boldsymbol{\Lambda} \qquad (32)$$

j番目のストリーム中の熱雑音の電力は、上式のj番目の対角要素であり、 $\lambda_j P_z$ である、以上より、j番目のストリームを検出するときの SN 比は

$$\gamma_{e,j} = \lambda_j p'_j P_x / P_z = \lambda_j p'_j \gamma_0 \tag{33}$$

で表される. γ_0 は,式(19)で定義されている総送 信電力 P_x を1素子のみで送信した場合の平均受信 SN 比である.以上より,E-SDM は図5のように 等価モデルで表すことができる.

式 (33) から,各ストリームの SN 比が対応する 固有値に比例することがわかる.つまり,固有値が 大きいストリーム程良好な特性を与えることにな る.ここで,各ストリームにどれだけの電力を割 り振り (*p*^{*j*} の決定),どのような変調方式,つまり, 伝送レートを用いるかという問題が残されている.



図 5: E-SDM の等価モデル

理想的には,注水定理を用いて通信容量を最大化 する送信電力の割り当てが良いが,伝送レートは 離散的にしか制御できないため,誤り率を最小に する方法が提案されている [3].

以上では、受信ウェイトとして最大比合成ダイ バーシチを実現する式 (28)を用いた.受信ウェイ トは、ZF 法の解を用いても、MMSE 法の解を用い ても、同様に最適な受信が可能である.送信ウェ イトを決定するために必要とされるチャネル特性 に誤差が含まれていることがある.また、時変動 するチャネルでは、送信ウェイトを決定したとき に用いたチャネルと実際に送信を行うときのチャ ネルが異なっていることが考えられる.この場合、 送信ウェイトは最適にならず、ストリーム間に干 渉が生じる.このような場合でも、ZF 法や MMSE 法のウェイトを用いると、干渉を抑圧することが 可能となる.

4.2 W-SDM

ここまで述べてきた E-SDM と異なり, ビームを 形成して送信するのではなく, チャネル特性の良い 送信アンテナを K 個のみ選択し,式 (25) で与えら れる電力制御を行って送信する簡易な方式も知ら れている.これは重み付き空間分割多重方式 (W-SDM: Weighted-Space Division Multiplexing) と呼 ばれている.受信信号に干渉が含まれるので,ZF 法や MMSE 法のような干渉除去が必要になる.詳 細は文献 [2] を参照されたい.

5. MIMO 空間多重方式の特性

本稿では、これまで解説した空間多重方式について、計算機シミュレーションにより特性評価を

行った結果を示す.

ここでは簡単のため全ストリーム合計の伝送 レートは送信機のアンテナ数に比例するものとし, アンテナ1本当り2 [bit/s/Hz] (1シンボル当り2 ビット伝送)とした.例えば4素子の場合, SDM で は4ストリームをすべて QPSK 変調で伝送し,全体 では8 [bit/s/Hz] (1シンボル当り8 ビット伝送)と なる.E-SDM,および,W-SDM ではストリーム数 により異なり,256QAM×1,64QAM×1+QPSK×1, 16QAM×2,16QAM×1+QPSK×2,QPSK×4の5 通 りから選択する.また,どの空間多重方式でも誤 り訂正符号は用いていない.

受信側の処理も, ZF 法, MMSE 法, OSD (空間 フィルタリングとして 2 通りあるので, OSD-ZF, OSD-MMSE と表記する), MLD について検討し た. ただし, E-SDM では, 式 (28) に対応する最大 比合成ダイバーシチ, ZF 法, MMSE 法のどの手法 も同じ特性を示す. ここでは, ZF 法を用いた. ま た, W-SDM についても ZF 法で十分な特性が得ら れるため, ZF 法のみの検討とした.

送受信アンテナ数は簡単のため送受信機で等し いものとし、2素子と4素子を評価した.チャネル は、各パス無相関の一様フェージング(周波数非選 択性フェージング)を仮定し、時間変動はパケット 内一定の準静的レイリーフェージングとした.な お、送受信機ともにチャネル情報は既知であると してウェイト生成等を行った.

パケット長は 48 SDM シンボルとし,送信素子 数 4 の場合はパケット当り 384 ビットとなる. E-SDM,および,W-SDM では伝送レート・送信電 力配分を行う必要がある.ここでは,受信時の全 ストリームの平均誤り率が最小となるように制御 を行った [3].

E-SDM では送信側でビーム形成を行うため,全 ストリームの総送信電力を SDM と等しくしても, 受信アンテナ1素子当りの受信電力が異なってし まう.そこで,総送信電力をパラメータとしてビッ ト誤り率の評価を行った.以下では,1素子オムニ アンテナで送信した際に,受信 *E*_s/*N*₀ が0 [dB] と なるときの送信電力で規格化した総送信電力を用





いるものとする.なお,この値は SDM では平均受信 E_s/N_0 と読み替えてもよい.

図 6 に各送受信素子数における BER 特性を示 す.まず,SDM における各受信手法について検討 する.どちらの素子数においても,MLD が最も良 い特性を示し,図 6(a)より図 6(b)のカーブの傾き がきつくなっていることがわかる.これは,後者 の方が,ダイバーシチ効果が前者より大きいこと を示している.実際,図 6(a)ではダイバーシチ次 数は 2 であるのに対して,図 6(b)ではダイバーシ チ次数4となっている.このように,MLDでは干 渉数によらず,受信素子数分のダイバーシチ次数 が得られることがわかる.

一方,最も簡易な空間フィルタリングでは,図 6(a)と図 6(b)のいずれにおいても,ZF法,MMSE 法ともに,10 [dB]の送信電力の増加に対して誤り 率は1桁低下するのみであり,受信アンテナ素子数 によらずダイバーシチ利得が得られていない.干 渉を抑圧するために全ての自由度が用いられ,ダ イバーシチを実現できないわけである.ZF法は極 めて小さい干渉ストリームも完全に除去するのに 対し,MMSE法は熱雑音レベル程度の干渉は除去 せずに希望ストリームの利得を確保しようとする. これにより,ZF法は MMSE 法より特性が劣化し ており,特に素子数の増加とともに劣化が顕著と なっている.

ここで基本的な問題を考える.先に述べた通り, MMSE 法のウェイトは受信 SN 比が高くなると, ZF 法のウェイトに近づく.このことは,図6の正 規化総送信電力(横軸)が大きくなるとき,両ウェ イトが近づくことを示している.では,図6(a),(b) の SDM (ZF) と SDM(MMSE)の誤り率のカーブ は,横軸が大きな値になったときに一致するのだ ろうか?実際は横軸が大きくなっても両カーブは 漸近することはない.一見すると,このことは矛 盾をはらんでいるように思えるがどのように説明 されるのだろうか?

ある一つのチャネルについて誤り率を求めると, 大きな規格化総送信電力の領域では, MMSE 法と ZF 法のウェイトが近い値を取ることから,両者の 誤り率は漸近する.図6のシミュレーションでは, 多数のチャネルを乱数で発生させ,多くの異なっ たフェージング環境について誤り率を求め,それ らを平均化している.縦軸は誤り率 (BER) ではな く,平均誤り率 (Average BER) となっている.評 価を行う多数のチャネルには,干渉が熱雑音レベ ル,もしくは,それ以下となるものも含まれるこ とになる.先に述べた通り,ZF 法では,このよう な干渉も抑圧して自由度を消費してしまう.一方, MMSE 法では,そのようなことがないため,誤り 率特性が良好となる.そのため,横軸の値が大き くなっても,両手法の平均誤り率は漸近しないわ けである.

OSD を用いた場合には、二つの空間フィルタリ ング手法による特性差がより顕著となった. OSD-ZF では送信電力の低い範囲(2-tx, 2-rx では 15 [dB] 程度まで、4-tx、4-rx では 20 [dB] 程度まで) において ZF 法よりもやや誤り率のカーブの傾きが 急になり、ダイバーシチ利得が得られていること がわかる.しかし、これ以降は受信信号から除去 する検出後、信号に含まれる誤りの影響のため、傾 きは平行になってしまう.

一方, OSD-MMSE では, より広い範囲にわたっ てダイバーシチ利得が観測される. 特に4素子の 場合には規格化総送信電力約 20 [dB] 程度までダ イバーシチ次数 2 以上の利得が得られた. OSD-MMSE の場合は, 最初に検出するストリームとし て, 他の干渉ストリームの影響が小さいものが選 択される. このとき, 選択ダイバーシチ効果が期 待できる. MLD の性能には届かないものの, 処理 の複雑さを考慮すると実現性に優れた手法である.

以上の SDM に対し, W-SDM, E-SDM の特性は 非常に優れている.特に素子数 2 の場合に顕著で あり, MLD を用いた SDM と比較して, BER=10⁻⁴ で W-SDM で約 5 [dB], E-SDM で約 6 [dB] の利 得が得られている.この利得は素子数の増加とと もに減少するものの, E-SDM では素子数 4 の場合 でも約 3 [dB] の利得がある.これらの手法は,各 ストリーム間の品質差が大きいときに有効である. したがって,受信アンテナ数の増加とともに品質 差が小さくなり,伝送レート・送信電力制御の効果 が減少したと考えられる.実際,受信アンテナ数 が少ない場合には E-SDM において高い改善効果 が観測されている.

6. むすび

本稿では, MIMO 技術による空間多重の基本原 理と誤り率による評価結果を述べた.ここで解説 したものは,シングルユーザ MIMO と呼ばれる送 受信機が1台ずつの単純な構成である.携帯電話 では、基地局と同時に複数の端末が MIMO システ ムを構成して通信を行うことが考えられる.これ は、マルチユーザ MIMO と呼ばれる [9]–[11].更 に、5G では極めて大容量の通信を実現するため、 多数(数十素子以上)のアンテナ素子を基地局に設 置する大規模 MIMO [12](英語では、Very Large MIMO、あるいは、Massive MIMO)の研究が鋭意 行われている.特に、ミリ波帯への大規模 MIMO の適用が関心を集めている [13],[14].

文 献

- E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," European Trans. Telecommnications, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999.
- [2] 大鐘武雄,西村寿彦,小川恭孝, "MIMO チャ ネルにおける空間分割多重方式とその基本特 性," 信学論 B, vol. J87-B, no. 9, pp. 1162–1173, Sept. 2004.
- [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,東京, 2009.
- [4] J. G. Proakis and M. Salehi, Digital Communications, Fifth ed., McGraw-Hill, New York, 2008.
- [5] 大鐘武雄,小川恭孝,"アダプティブアレーと 移動通信 [I] —移動通信伝搬路への適用,"信学 誌,vol. 81, no. 12, pp. 1254–1260, Dec. 1998.
- [6] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 11, pp. 1841–1852, Nov. 1999.
- [7] K. J. Kim and R. A. Iltis, "Joint detection and channel estimation algorithms for QS-CDMA signals over time-varying channels," IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 5, pp. 845– 855, May 2002.
- [8] M. O. Damen, H. El Gamel, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search

for the closest lattice point," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2389–2402, Oct. 2003.

- [9] 小特集:マルチユーザ MIMO マルチアン テナとマルチユーザの相乗効果による通信速 度向上,信学誌, vol. 97, no. 4, pp. 273–312, April 2014.
- [10] 西森健太郎, マルチユーザ MIMO の基礎, コ ロナ社, 東京, 2014.
- [11] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., C. B. Chae, and T. Sälzer, "Shifting the MIMO paradigm," IEEE Signal Process. Mag., vol. 24, no. 5, pp. 36–46, Sept. 2007.
- [12] 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 Process. Mag., vol. 30, no. 1, pp. 40–60, Jan. 2013.
- [13] F. Boccardi, R. W. Heath Jr., A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 2, pp. 74–80, Feb. 2014.
- [14] Y. Okumura, S. Suyama, J. Mashino, and K. Muraoka, "Recent activities of 5G experimental trials on massive MIMO technologies and 5G system trials toward new services creation," IEICE Trans. Commun., vol. E102-B, no. 8, pp. 1352–1362, Aug. 2019.

著者紹介

小川恭孝

北海道大学,名誉教授,ogawa@ist.hokudai.ac.jp