

周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF フロントエンド MIMO 受信に関する研究

代表研究者 齋藤 将人 琉球大学 工学部 准教授

1 はじめに

携帯電話, スマートフォン, タブレット端末を始めとする無線を用いた電気通信は技術の進展と普及の相乗効果により発展を続けている. 無線通信技術への重要な要求の一つが通信速度の向上およびカバーエリアの拡大である. この需要を叶える技術の一つが MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術およびその拡張である Massive MIMO である [1].

本研究の目的は, 周期的にアンテナパターンが時間変化するアンテナを受信アンテナに用いることにより, RF フロントエンドは 1 系統であるものの, 複数本の受信アンテナ・RF フロントエンドを有する受信機に匹敵する受信性能を持つ MIMO 受信機の実現である. Massive MIMO では, 送受信アンテナのオーダを数十~数百まで増加することにより通信容量の向上やカバーエリアの拡大を目指している. しかしながら, 携帯端末や基地局であっても複数系統のアンテナを設置することは物理的に困難である. 本研究で実現を目指す MIMO 受信機は, 物理的には 1 系統強のアンテナサイズで, 複数本アンテナ相当の受信性能を有する. このことから, 本研究調査の意義は, MIMO および Massive MIMO において携帯端末や基地局におけるアンテナサイズ, それに伴うハードウェアコストを大幅に低減させることができるという点にある.

このような課題に対して, ある指向性パターンをスイッチングにより高速に切替えて電子的に方位角に関して回転させるアンテナが提案されている [2, 3]. ただし, 高速なスイッチングが要求されるため, 高いサンプリングレートが要求されることや, エイリアスによる干渉が問題となる. また, アンテナパターンについて具体的な変化を含めた検討はなされていない.

本研究では, これまでの MIMO 技術で問題とされたアンテナサイズやハードウェアコストの増大を改善するために, 周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路 MIMO 受信について検討する. 本検討では, これまでの検討で統計的性質について理想的に仮定されていた周期時変アンテナパターンの導出と解析を行う. また, アンテナパターンの影響を考慮した単一 RF 回路 MIMO 受信のシミュレーションモデルを構築し, 受信特性を評価する.

2 周期時変アンテナパターンモデルを用いた単一 RF フロントエンド MIMO 受信

2-1 周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 受信

(1) 概要

周期時変アンテナパターンを用いた MIMO では, アンテナパターンの周期変動により, 受信信号を直流成分と $\pm f_s$ 成分の信号に分割する. 受信機では, 各到来角における信号成分が周波数帯域毎に加算されることにより, 複数の受信ストリームが得られる. これらの受信ストリームは異なるパスとアンテナの影響が乗算, 加算されて得られているためチャンネル数が等価的に増加したものと捉えることができる. ここでは, 周期時変アンテナパターンを MIMO へ適用する手法について述べる. これまでに, 等価ウェイトベクトル法を用いた周期時変アンテナパターンの特性評価により, 直流成分と $\pm f_s$ 成分の強度を同程度にすることが可能であることを示した [4]. ここでは, まず周期時変アンテナパターンにおける直流成分と $\pm f_s$ 成分の強度や位相について理想的な仮定を置いた際のアンテナパターンモデルについて説明する. 次に, 周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 伝搬モデルとチャンネル推定法について述べ, 最後に BER 特性やチャンネル容量を評価する.

(2) 周期時変アンテナパターンの統計的モデル

周期時変アンテナパターンは, ESPAR アンテナの寄生素子に終端されている可変容量ダイオードへの印加電圧を直流と正弦波 (周波数 f_s) の和とすることで生じさせる. 到来パス数 N_p の場合, 方位角 ϕ_k , ($k = 1, \dots, N_p$) におけるアンテナパターンの周期的な時間変化は,

$$D(\phi_k, t) = d_{1,k} + d_{2,k} e^{j2\pi f_s t} + d_{3,k} e^{-j2\pi f_s t}$$

と統計的に表すことができる[5, 6]. ここで, $d_{1,k}, d_{2,k}, d_{3,k}$ は, アンテナパターンの各周波数成分における振幅である. アンテナパターンの周期的な時間変化が受信信号に振幅変調のような作用を引き起こし, 図 1 のように本来の周波数成分に加えて $\pm f_s$ 周波数シフトされた成分の受信信号が得られる[2]. アンテナパターンは到来方向により変わるため, 受信信号はその到来方向に応じてそれぞれ異なる作用を受ける (図 2). 結果として, 受信信号は図 1 のように周波数帯域毎に分割されそれぞれの帯域において加算される[7, 8].

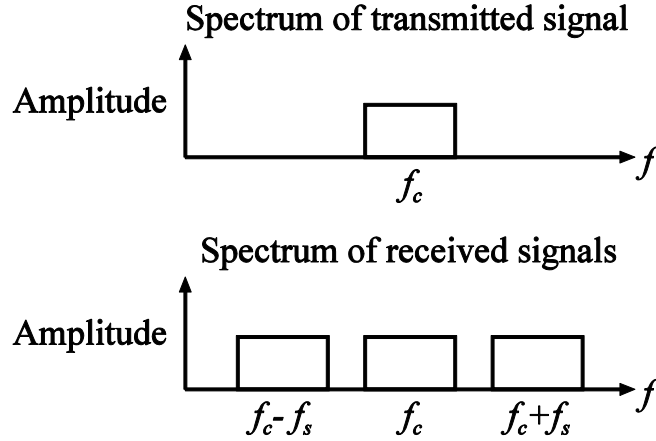


図 1 送信信号および周期時変アンテナパターンの影響を受けた受信信号

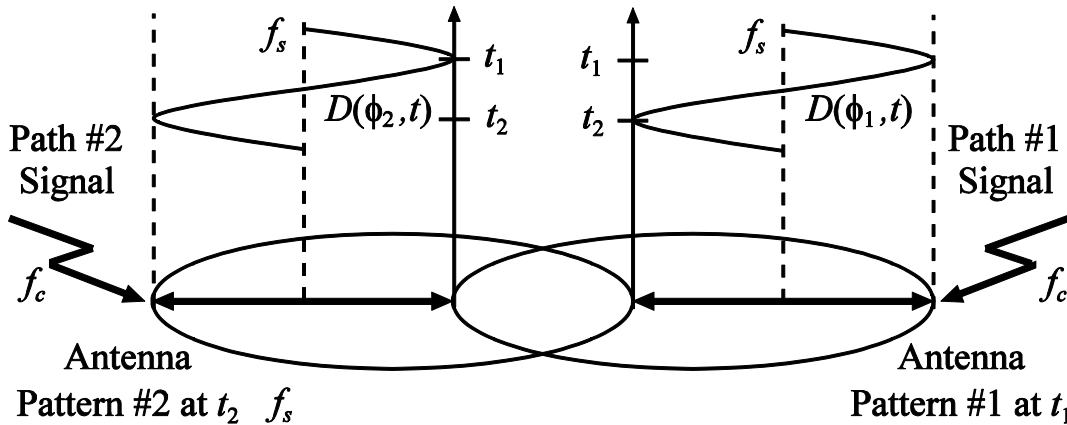


図 2 アンテナパターンの周期的な時間変化による到来信号への影響

(3) 伝搬モデルとチャネル推定

周期時変アンテナパターンを用いた MIMO のシステムモデルを図 3 に示す. まず, N_t 個の送信信号 $s_i (i = 1, \dots, N_t)$ が送られることを仮定する. このとき送信信号行列は, $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{N_t}]^T$ となる. 到来パス数 N_p の場合, 各方位角 ϕ_k において, 送信信号 s_i に独立したチャネル係数 $h_{k,i}$ が乗算されて受信される. このとき $N_p \times N_t$ の行列サイズを持つチャネル行列 \mathbf{H} は,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_p,1} & \dots & h_{N_p,N_t} \end{bmatrix}$$

となる. ここで, $h_{k,i}$ は i 番目の送信アンテナから送信された信号 s_i が各方位角 ϕ_k から到来する際のチャネル係数を表し, $E[|h_{k,i}|^2] = 1$ が成り立つと仮定する. フェージングの影響を受けた信号は, 各方位角 ϕ_k および各周波数帯において対応する周期時変アンテナパターンのフーリエ係数 $d_{j,k} (i = 1, \dots, N_t)$ が乗算される[6, 9]. アンテナパターンの周期変動により周波数シフトされる信号数を $2n$ (n は自然数) とすると, 受信信

号ストリームの数は $N_r = 2n + 1$ となる. $n \geq 2$ の場合, $\pm f_s, \dots, \pm nf_s$ 周波数シフトされた信号が受信される. このとき $N_r \times N_p$ の行列サイズを持つ周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} は,

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_{1,1} & \dots & d_{1,N_p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{N_r,1} & \dots & d_{N_r,N_p} \end{bmatrix}$$

となる [9]. ただし, $\sum_{k=1}^{N_p} |d_{j,k}|^2 = 1$ が成り立つと仮定する. また, 行列 \mathbf{D} の 1 行目は直流成分, 2 から $N_r/2$ 行目は $-f_s, \dots, -nf_s$ 周波数シフトする成分, $N_r/2 + 1$ から N_r 行目は $+f_s, \dots, +nf_s$ 周波数シフトする成分の周期時変アンテナパターン係数を表す.

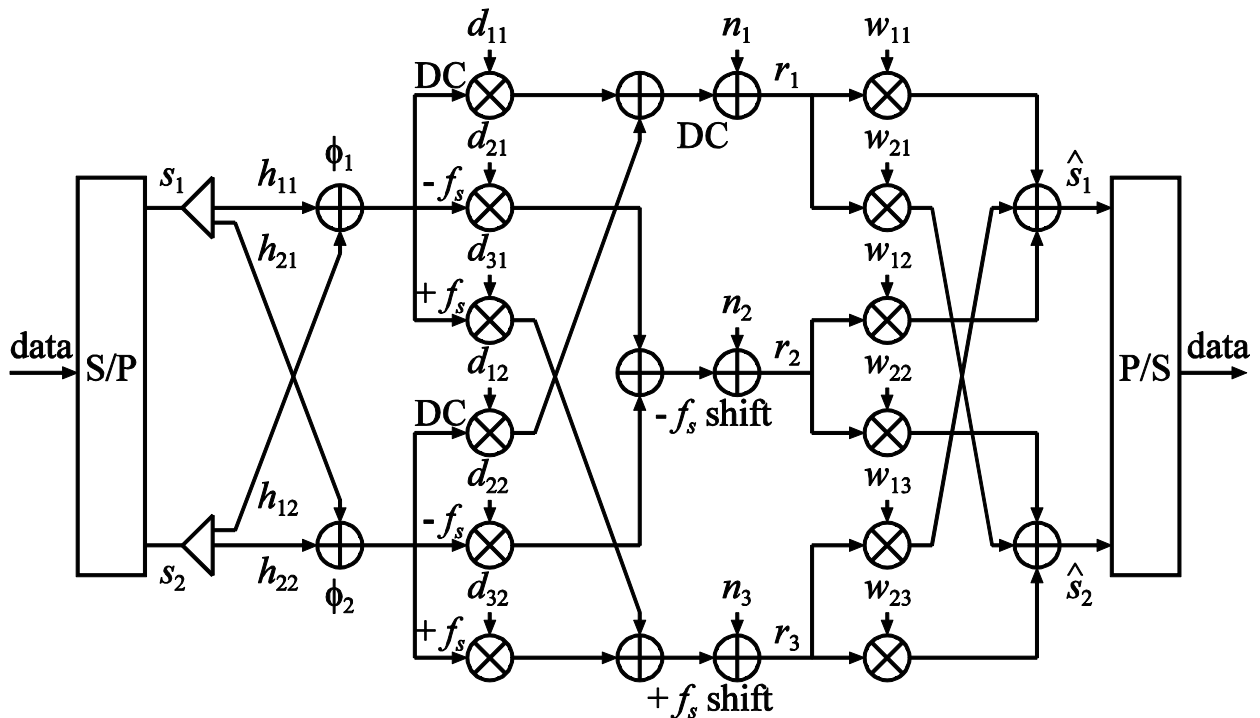


図 3 周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路 MIMO のシステムモデル ($N_t = 2, N_p = 3, N_r = 3$)

チャンネル行列 \mathbf{H} に周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} が乗算されたものを等価的な MIMO チャンネルとし, \mathbf{DH} と表す [9]. このチャンネルモデルは, 図 4 のように表すことができる.

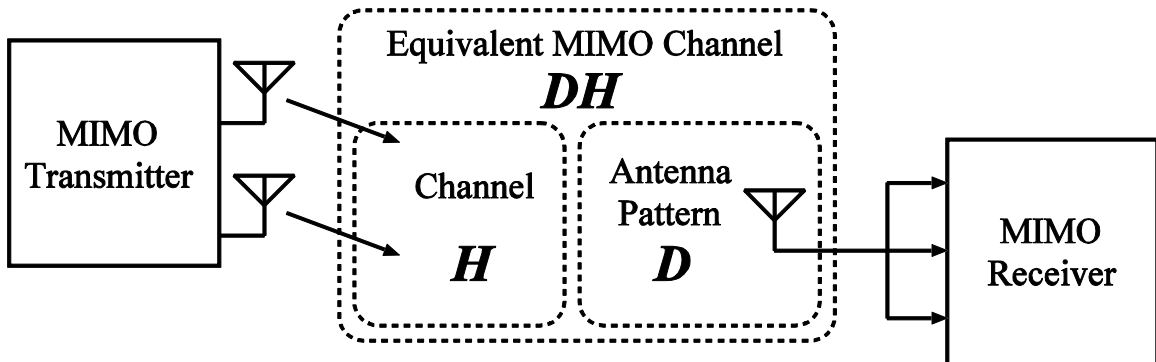


図 4 等価 MIMO チャンネルモデル

等価 MIMO チャンネル \mathbf{DH} の行列サイズは, 通常の $N_t \times N_r$ MIMO におけるチャンネル行列のサイズと等しい.

このことから、周期時変指向性アンテナを用いた単一 RF 回路での $N_t \times N_r$ MIMO 受信の実現が可能である。各方位角 ϕ_k で異なるフェージングと異なる周期時変アンテナパターンの影響を受けた本来の周波数成分と $\pm f_s$ 周波数シフトされた成分の受信信号は、受信機で周波数成分毎に加算されて得られる。このとき受信信号 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{N_r}]^T$ は、 $\mathbf{r} = \mathbf{DH}\mathbf{s} + \mathbf{n}$ となる。ここで、 $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{N_r}]^T$ は AWGN (Additive White Gaussian Noise) 通信路において発生する雑音である。

周期時変アンテナパターンを用いた $N_t \times N_r$ MIMO では、既存のチャネル等化法を用いることにより送信信号を推定することが可能である。チャネル等化法として MMSE (Minimum Mean Square Error) 規範を用いる。MMSE では、等化器出力に含まれる干渉および雑音成分の電力を最小化する [10]。MMSE 規範を用いる場合における最適化問題は次式のように表すことができる。

$$\min E \left[\left| \mathbf{W}^H \mathbf{r} - \mathbf{s} \right|^2 \right]$$

ここで、 \mathbf{H} は、エルミート転置 (複素共役転置) を表す。この目的関数を最小化する受信ウェイトは次式で表される。

$$\mathbf{W} = \left\{ (\mathbf{DH})^H \mathbf{DH} + \frac{N_t}{\gamma} \mathbf{I}_{N_t} \right\}^{-1} (\mathbf{DH})^H$$

ここで、 γ は SNR (Signal-to-Noise power Ratio) を表す。MMSE は干渉成分とともに雑音成分の影響を同時に抑えるため SINR (Signal-to-Interference and Noise power Ratio) が最大化する。そのため、低 SNR 時において特性が改善される傾向がある。各周波数帯域の受信信号に受信ウェイト $w_{j,i}$ が乗算され送信信号が推定される。このとき推定送信信号 $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2]^T$ は次式となる。

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}^H \mathbf{r} = \mathbf{W}^H \mathbf{DH}\mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{n}$$

(4) チャネル容量

MMSE の i 番目の送信信号を求めるためのウェイトは、

$$\mathbf{w}_i = \left\{ (\mathbf{DH})^H \mathbf{DH} + \frac{N_t}{\gamma} \mathbf{I}_{N_t} \right\}^{-1} (\mathbf{DH})_i^H$$

と表される。ここで、 $(\mathbf{DH})_i$ は、 \mathbf{DH} の第 i 列目のベクトルである。MMSE では、雑音信号も含めて干渉信号の影響を抑えるため、送信信号間の干渉を完全に除去できない。そのため、等化器出力における SINR を求め、SNR の代わりとする。等化器出力における信号電力は、

$$E \left[\left| \mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i \hat{s}_i \right|^2 \right] = \left| \mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i \right|^2 E \left[\left| \hat{s}_i \right|^2 \right] = \frac{\gamma}{N_t} \left| \mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i \right|^2$$

と表され、受信信号電力は、

$$E \left[\left| \mathbf{w}_i^H \mathbf{r} \right|^2 \right] = \mathbf{w}_i^H E \left[\mathbf{r} \mathbf{r}^H \right] (\mathbf{DH})_i = \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i$$

と表される。干渉および雑音電力は上の 2 式の差となるため、MMSE 適用後の SINR は、

$$\gamma_i = \frac{\left| \mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i \right|^2}{\mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i - \left| \mathbf{w}_i^H (\mathbf{DH})_i \right|^2}$$

となる [11]。チャネル容量 C [bit/s/Hz] は次式で表される [12, 13]

$$C = \sum_{i=1}^{N_t} \log_2 (1 + \gamma_i)$$

(5) 数値例

各チャネル等化法を用いて BER 特性およびチャネル容量を評価した. シミュレーション諸元を表 1 に示す. 通信路として, Rayleigh Fading および AWGN 通信路を仮定する. 変調方式は BPSK (Binary Phase Shift Keying) を用いた. また, 等価ウェイトベクトル法を用いた周期時変アンテナパターン解析により, $\pm f_s$ シフト成分の強度を直流成分と同程度にできることを確認している [4]. 従って, 周期時変アンテナパターンの $\pm f_s$ シフト成分は直流成分と同強度であると仮定する.

表 1 MIMO のシミュレーション諸元

送信信号数 N_t	2, 4
到来パス数 N_p	2, 4, 8, 32
受信ストリーム数	2, 3, 5, 7, 9, 11
変調方式	BPSK
送信ビット数	8×10^6 [bit]
チャネル等価法	MMSE
通信路	Rayleigh Fading + AWGN

到来パス数 N_p を変化させた場合の評価を行った. 到来パスモデルを図 5 に, MIMO 通信の BER 特性を図 6 に示す. ただし, $|d_{1,k}|^2 = \dots = |d_{N_r,k}|^2$ と仮定した. 図 6 より, $N_p = 2$ では, 従来手法における 2x2MIMO の特性より劣化するが, $N_p = 2 \rightarrow 4$ と到来パス数が増加すると大きな改善効果が得られており, $N_p = 32$ では従来の 2x3MIMO の特性に近づくことがわかる [14]. N_p が増加した場合, 相関のない信号が複数加算されることで受信電力の変動が低減されるため改善が得られたと考えられる. 従って, $N_p = 2 \rightarrow 32$ で BER が 10^{-3} における所要 SNR が 15 dB 程改善している. N_p の増加により, 従来の MIMO 受信における理論値とほぼ一致することから, 本検討におけるシミュレーションは妥当と考えられる.

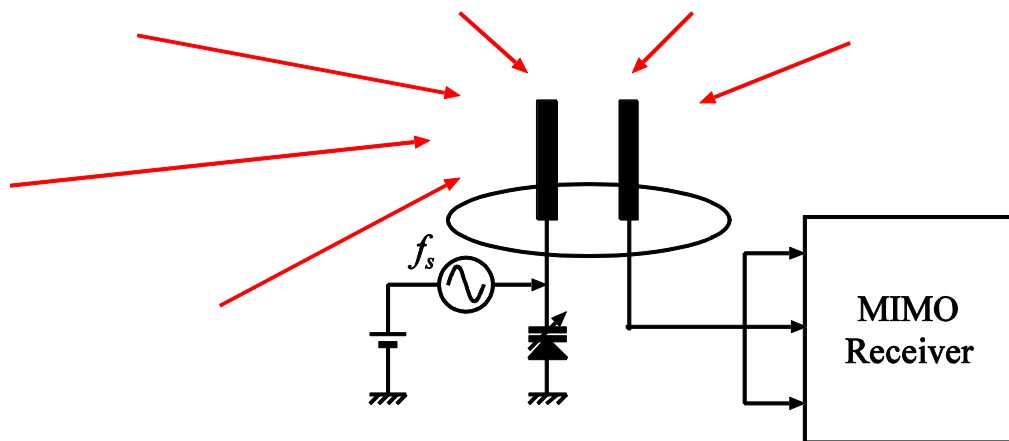


図 5 到来パス数を考慮した提案 MIMO 受信モデル

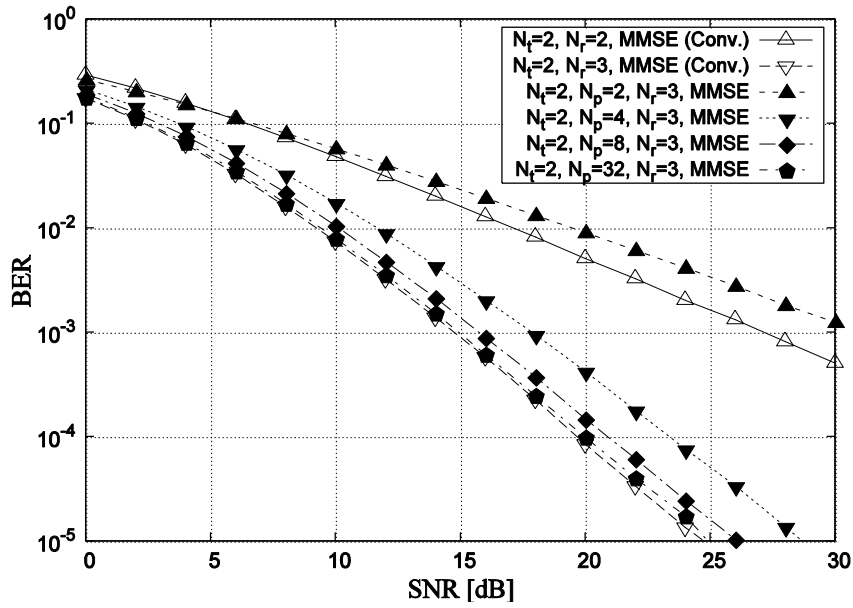


図 6 到来パス数を変化させた場合における BER 特性

次に、受信ストリーム数 N_r を変化させた場合の評価を行った。受信モデルを図 7 に、BER 特性を図 8 に示す。図 8 では、到来パス数 $N_p = 32$ の条件において、各 N_r での理論値と同等の受信性能が得られることがわかる [15].

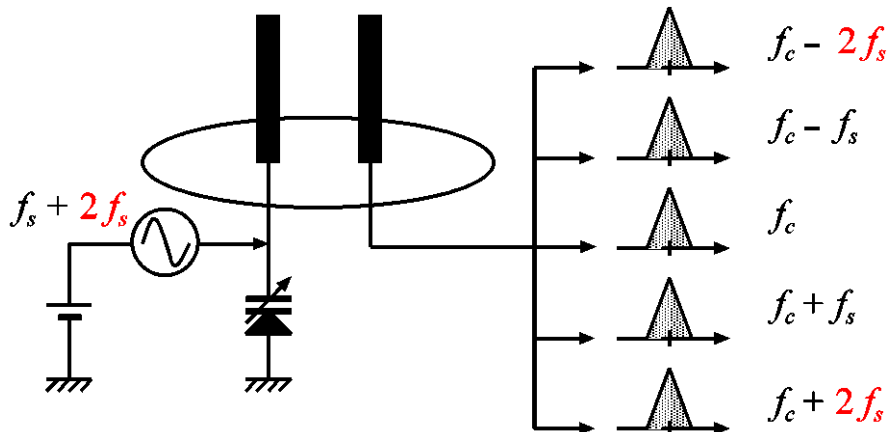


図 7 受信ストリーム数を 5 とした場合の受信モデル

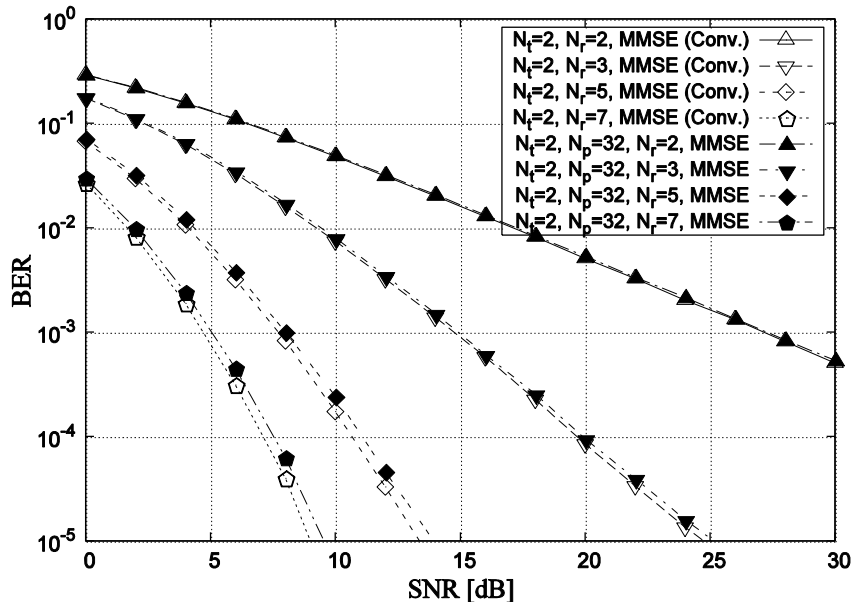


図 8 受信ストリーム数を変化させた場合における BER 特性

f_s 成分における周期時変アンテナパターン係数 $d_{j,k}$ の大きさを表す係数 β を変化させた場合の評価を行った。モデルを図 9 に、BER 特性を図 10 に示す。ただし、 $\frac{|d_{2,k}|}{|d_{N_r,k}|} = \dots = \frac{|d_{N_t,k}|}{|d_{N_r,k}|} = \beta$ と仮定し、 $\beta = -3, -6, -10, -20$ dB とした。 $\beta = -20$ dB では、BER が 10^{-3} における $d_{2,k}$ 所要 SNR が -13 dB 程劣化しており、従来の 2×2 MIMO の特性より劣化している。低 SNR 時に傾きが平行に近づく誤り率が大きくなっているが、これは受信信号数の $2/3$ を占める f_s 成分の受信電力が極端に小さくなることによるものと思われる。 $\beta = -10$ dB では従来の 2×2 MIMO の特性より改善しており、 $\beta = -3$ dB では従来の 2×3 MIMO と同程度の特性となっている。これらのことから、 f_s 成分がある程度減衰しても、受信性能を維持できるものと考えられる。

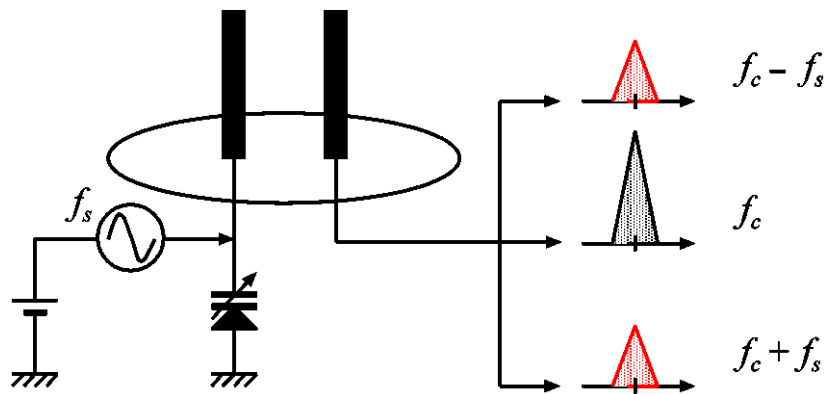


図 9 周期時変アンテナパターンの係数 β を変化させた受信モデル

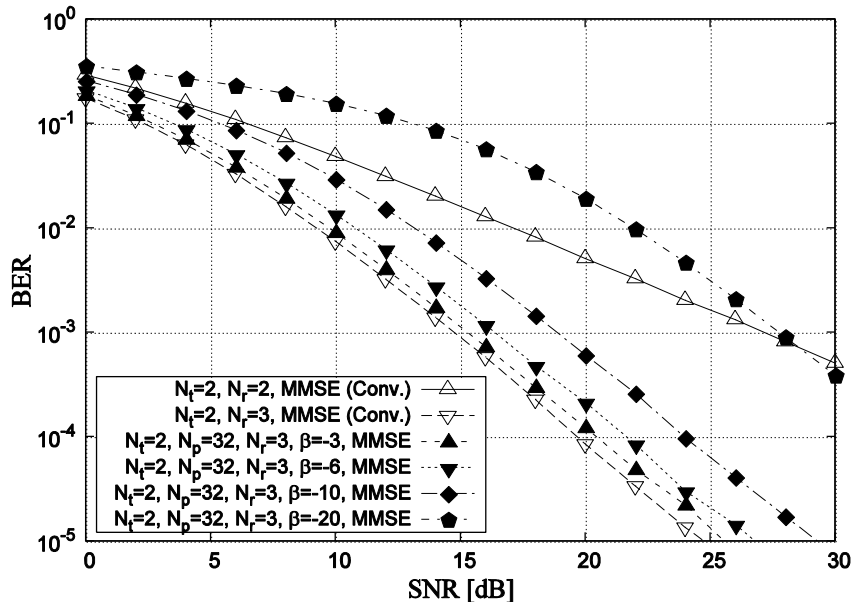


図 10 周期時変アンテナパターンの係数 β を変化させた場合における BER 特性

次に、送信信号数 N_t を 4 に増加した場合の特性を示す。MIMO 送受信モデルを図 11 に、BER 特性を図 12 に示す。到来パス数 N_p が多ければ、各 N_r における BER が 10^{-3} における所要 SNR の劣化が 1 dB 未満に収まることがわかる。送信信号数を増加させた場合においても、従来の MIMO 受信と同程度の改善効果が期待できる。

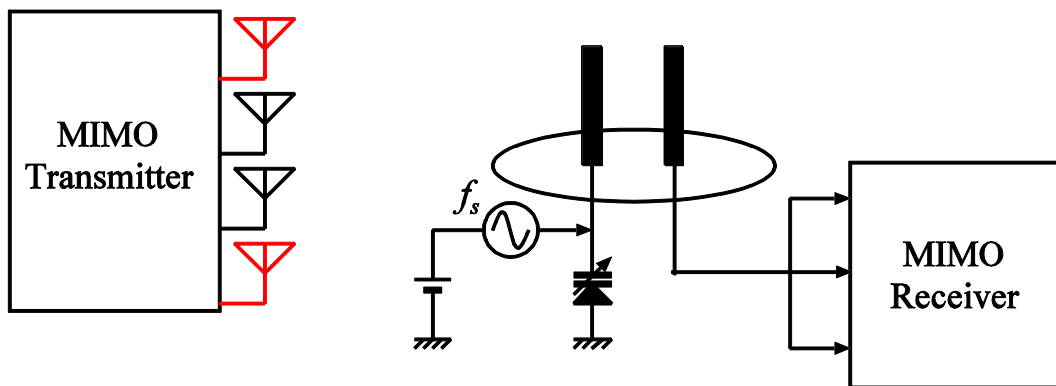


図 11 送信信号数 $N_t = 4$ とした場合の MIMO 送受信モデル

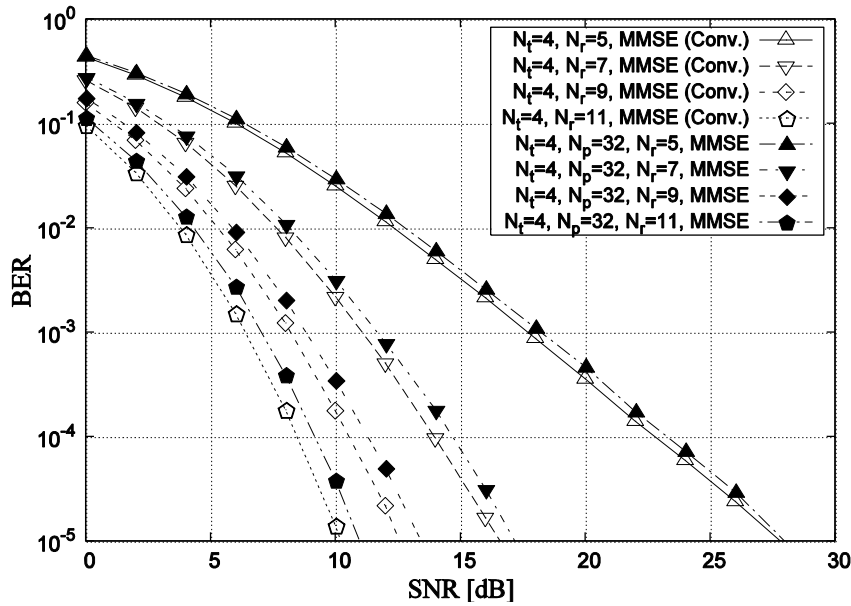


図 12 送信信号数 $N_t = 4$ における，受信ストリーム数 N_r を変化させた場合の BER 特性

次に，チャンネル容量の評価を行う．到来パス数 N_p を変化させた場合のチャンネル容量を図 13 に示す．図 13 より， $N_p = 2$ において，従来の 2×2 MIMO のチャンネル容量特性と同程度の特性となることがわかる．また， $N_p = 2 \rightarrow 32$ とパス数が増加すると約 3 bit/s/Hz 改善しており，従来の 2×3 MIMO の特性に近づくことがわかる． $N_p = 2$ では誤り率が大きく劣化していたが，チャンネル容量では N_p が少ない状況であっても従来の 2×2 MIMO の受信性能と同等以上の効果が期待できる [14]．

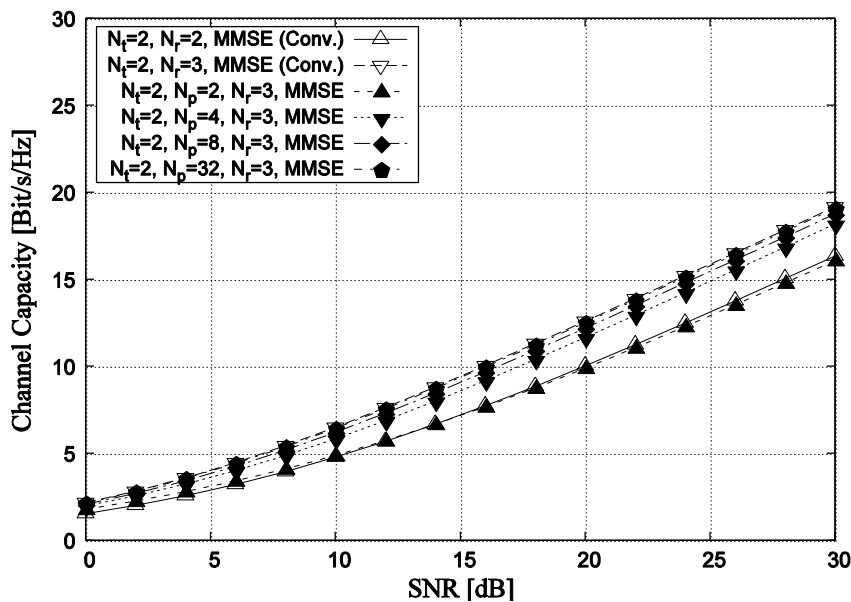


図 13 到来パス数を変化させた場合におけるチャンネル容量

次に，受信ストリーム数 N_r を変化させた場合を図 14 に示す．図 14 より， N_r を増加させた場合であっても，到来パス数が比較的多い $N_p = 32$ という状況であれば，提案 MIMO 受信によるチャンネル容量特性は，各受信ストリーム数 N_r に対するチャンネル容量の理論値とほぼ一致することがわかる [15]．

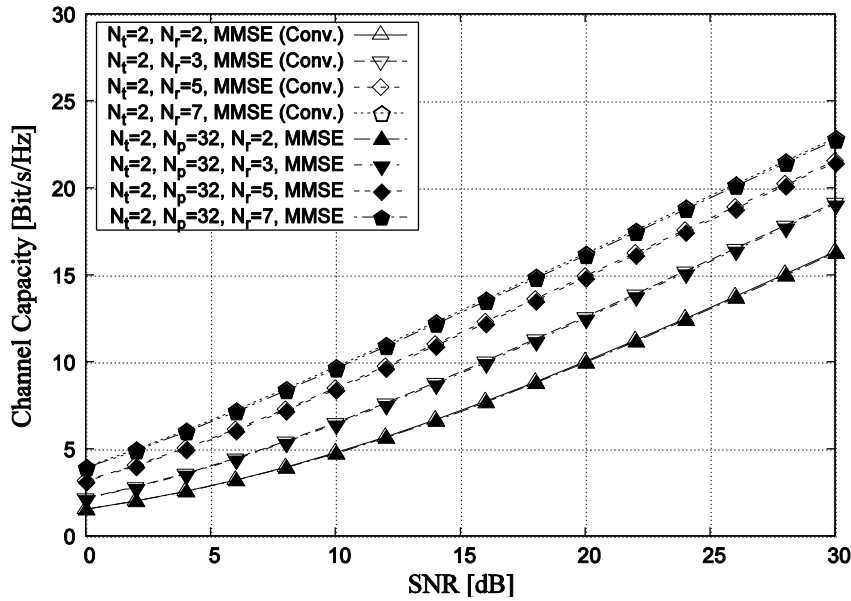


図 14 受信ストリーム数 N_r を変化させた場合におけるチャンネル容量

また、 f_s 成分の大きさを表す係数 β を変化させた場合におけるチャンネル容量特性を図 15 に示す。 $\beta = -10$ dB において 2x2 MIMO より特性が改善し、 $\beta = -3$ dB では 2x3 MIMO と同程度の特性が得られることが分かる。 $\beta = -20$ dB の場合においてはチャンネル容量が大きく劣化しているが、周期時変アンテナパターン係数 $d_{j,k}$ が小さくなるほど等価 MIMO チャンネル \mathbf{DH} の空間相関が高くなるため、雑音強調が生じることが原因と考えられる [1]。

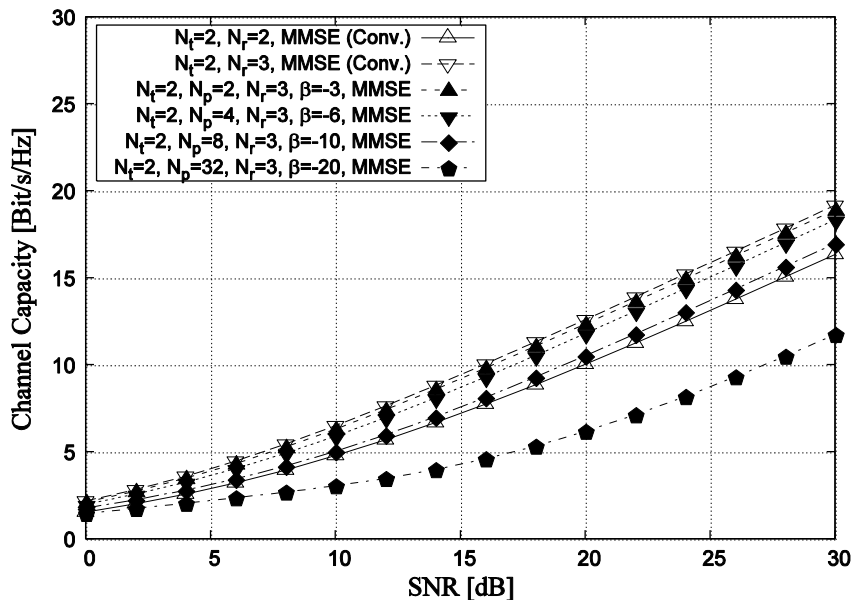


図 15 周期時変アンテナパターンの係数 β の変化に対するチャンネル容量

図 16 は送信信号数を $N_t = 4$ とした場合において、受信ストリーム数 N_r を変化させた場合におけるチャンネル容量を示している。送信信号数 N_t を増加させた場合においても、到来パス数 N_p が十分多ければ、通常の MIMO 通信における受信アンテナ数と一致する受信ストリーム数 N_r について互いの特性が一致することがわかる。以上の検討により、到来パス数の大小に依存はするものの、周期時変アンテナパターンを利用したアン

テナを用いることにより、1 系統の受信アンテナのみで複数本の独立な受信アンテナを用いた MIMO 受信機に匹敵するチャンネル容量が得られることがわかった。

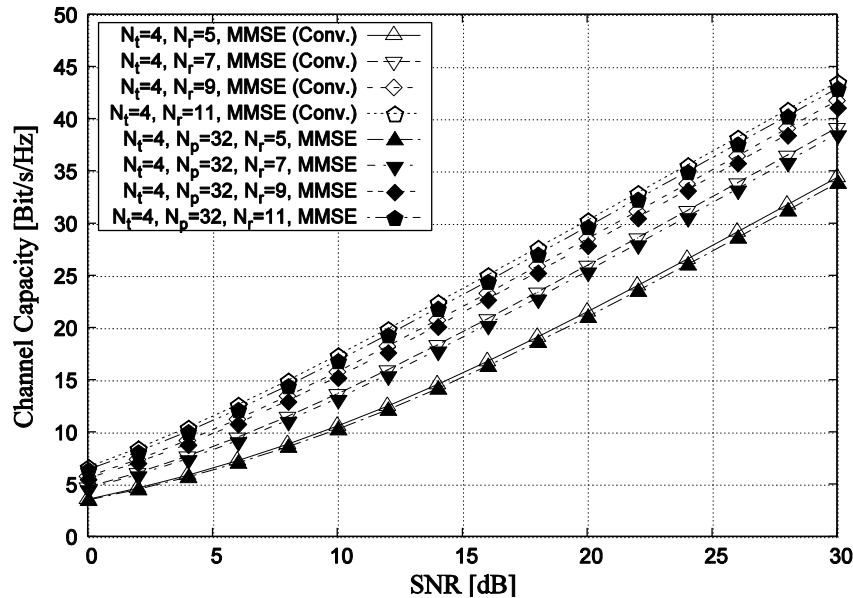


図 16 {送信信号数 $N_t = 4$ において、受信ストリーム数 N_r を変化させた場合におけるチャンネル容量

2-2 相関を持つ周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 受信

(1) 相関のあるチャンネル

無線通信システムの性能評価を計算機シミュレーションにより行う場合、フェージング通信路におけるフェージング係数を決定する際には、多くの場合、統計的に独立した乱数を発生させてその乱数を利用する。一方、実際の伝搬環境においてはフェージング係数が互いに相関を持つ場合があるため、そのような伝搬環境における性能評価を行う場合、相関を持つ乱数を生成する必要がある。独立した受信アンテナを複数本用いる従来の MIMO 通信では、マルチパスフェージング環境においてクロネッカーモデルを用いることで、相関のある MIMO 通信路を等価的に導出することができる [16, 17]. ただし、クロネッカーモデルでは、マルチパスリッチ環境かつ、MIMO チャンネルの固有値が送受信アンテナ数に応じて存在する場合を考えており、キーホール環境のようなチャンネルの固有値数が減少する環境では適用できないことが知られている [18]. また、送信側におけるビームフォーミングによりパスが完全に分離できる場合には適用が難しくなる [19].

本検討における周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 受信では、フェージングの影響を受けた N_t 個の送信信号は周期時変アンテナパターンの変動により N_r 個の受信信号に分割される。分割された受信信号はそれぞれ同一のフェージングによる影響を受けているため、擬似的なキーホール環境であると考えられる [20]. そのため、本検討ではクロネッカーモデルを用いずに、相関のあるチャンネル行列および周期時変アンテナパターン行列をそれぞれ導出する手法について検討を行う。

(2) コレスキー分解法による有相関アンテナパターンの導出

周期時変アンテナパターンが受信ストリーム間で相関係数 ρ を持つ場合、周期時変アンテナパターンの相関行列は、

$$\mathbf{C}_D = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \dots & \rho \\ \rho & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \rho \\ \rho & \dots & \rho & 1 \end{bmatrix}$$

と表される。図 3 のモデルを考える場合、周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の受信ストリーム間における相

関係数 ρ の期待値は,

$$\rho = E \left[\frac{1}{N_p N_r!} \sum_{k=1}^{N_p} \left\{ \frac{d_{1,k} d_{2,k}^*}{\sqrt{|d_{1,k}|^2} \sqrt{|d_{2,k}|^2}} + \frac{d_{2,k} d_{3,k}^*}{\sqrt{|d_{2,k}|^2} \sqrt{|d_{3,k}|^2}} + \frac{d_{3,k} d_{1,k}^*}{\sqrt{|d_{3,k}|^2} \sqrt{|d_{1,k}|^2}} \right\} \right]$$

となる. このとき周期時変アンテナパターンにおける相関の期待値は,

$$\mathbf{C}_D = E[\mathbf{D}\mathbf{D}^H]$$

と表される. 受信アンテナを複数本用いる従来の MIMO 受信では, アンテナの本数やアンテナ素子間の間隔, 到来信号の角度広がり度で相関が低減される [18]. 本検討では, 受信アンテナは一系統のみであるため, 受信信号に対して各方位角 ϕ_k で異なる周期時変アンテナパターンの変化を与えることが重要となる. 次に独立したランダム変数に相関係数を用いて相関を与える方法について説明する. 周期時変アンテナパターンの相関行列 \mathbf{C}_D をコレスキー分解すると, 次式のように下三角行列 \mathbf{L}_D が得られる [21, 22].

$$\mathbf{C}_D = \mathbf{L}_D \mathbf{L}_D^H$$

相関を持たせる対象のランダム変数行列 \mathbf{X} を周期時変アンテナパターン行列のサイズと同様とする. また, ランダム変数行列 \mathbf{X} の要素 $x_{j,k}$ は, 2 乗平均が $E[|x_{j,k}|^2] = 1/N_p$ である, 指数分布に従うランダム変数とする.

ランダム変数行列 \mathbf{X} は, 到来パス数 N_p と受信ストリーム数 N_r が等しくない場合 ($N_p \neq N_r$), 正方行列とはならない. そこで任意の到来パス数と受信ストリーム数の組み合わせに対して計算できるように擬似逆行列を用いる. ランダム変数行列 \mathbf{X} の擬似逆行列 \mathbf{X}^+ は,

$$\mathbf{X}^+ = \mathbf{X}^H (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}$$

となり,

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^+ = \mathbf{I}$$

という性質を持つ. そのため, 相関行列は,

$$\mathbf{C}_D = \mathbf{L}_D \mathbf{I} \mathbf{L}_D^H = \mathbf{L}_D \mathbf{X}\mathbf{X}^+ \mathbf{L}_D^H = \mathbf{L}_D \mathbf{X} \left\{ \mathbf{L}_D (\mathbf{X}^+)^H \right\}^H$$

と書き直すことができる. 以上より, 相関を持つ周期時変アンテナパターン \mathbf{D} は次式のように書き表せる [23].

$$\mathbf{D} = \mathbf{L}_D \mathbf{X}$$

相関を持つチャネル行列 \mathbf{H} についても上記と同様に擬似逆行列の定義を用いて導出する. 相関を持たせる対象のランダム変数行列を \mathbf{Y} とし, ランダム変数行列 \mathbf{Y} の要素 $y_{j,k}$ は 2 乗平均が $E[|y_{j,k}|^2] = 1$ で正規分布に従うランダム変数とする. チャネル行列 \mathbf{H} が送信信号間に相関係数 μ を持つ場合, 相関行列 \mathbf{C}_H は \mathbf{C}_D と同様に, 対角成分に 1 を, 非対角成分に相関係数 μ を持つ行列で表される. 相関行列 \mathbf{C}_H をコレスキー分解すると,

$$\mathbf{C}_H = \mathbf{L}_H \mathbf{I} \mathbf{L}_H^H = \mathbf{L}_H \mathbf{Y}\mathbf{Y}^+ \mathbf{L}_H^H = \mathbf{L}_H \mathbf{Y} \left\{ \mathbf{L}_H (\mathbf{Y}^+)^H \right\}^H$$

となる. 相関を持つチャネル行列 \mathbf{H} は次式となる.

$$\mathbf{H} = \mathbf{L}_H (\mathbf{Y}^+)^H$$

(3) アンテナパターンの位相偏り

3 素子の周期時変指向性アンテナでは, アンテナパターンのヌル角前後で $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分がそれ

ぞれ逆位相になる[4]. この時の周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} は, 直流成分に対する $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分の位相差 θ を用いて表すことができる[23]. ここで, 到来信号の方位角 ϕ_k がアンテナパターンの前方-90度から+90度に含まれる場合は, 位相差を $\theta = \theta_F$ とし, 後方-180度から-90度, +90度から+180度に含まれる場合は, $\theta = \theta_B$ とする. $\theta = \theta_F$ および $\theta = \theta_B$ はそれぞれ前方および後方の位相差である. このとき, 到来信号の方位角がアンテナパターンの前方に含まれる割合を $P_{F/B}$ とする.

(4) 数値例

相関があるチャネル行列および周期時変アンテナパターン行列を用いて単一 RF 回路 MIMO 受信の BER 特性およびチャネル容量を評価した. シミュレーション諸元を表 2 に示す.

表 2 有相関 MIMO 通信のシミュレーション諸元

送信信号数	2
到来パス数	8
受信ストリーム数	3
アンテナパターンの相関係数	0, 0.5, 0.8, 0.99
チャネルの相関係数	0, 0.8
前方へ到来する信号の割合	0, 0.1, 0.3, 0.5
位相差	0度から180度
位相差セット	(180度, -180度), (90度, -90度)
変調方式	BPSK
送信ビット数	4×10^6 bits
チャネル等化法	MMSE
通信路	Rayleigh fading + AWGN

到来パス数は $N_p = 8$ とした. 通信路として, Rayleigh Fading および AWGN 通信路を採用した. 変調方式は BPSK とした. また, アンテナの指向性解析に用いられる等価ウェイトベクトル法により, 周期時変アンテナパターンを導出して, スペクトル解析を行った結果, 直流成分と比較して $\pm f_s$ 成分を-42 から 6 dB 増減できることを確認している[4]. この成果に基づき, 周期時変アンテナパターンの $\pm f_s$ 成分は直流成分と同じ大きさと仮定して評価を行う.

有相関アンテナパターンを用いた評価を示す. チャネル行列 \mathbf{H} および周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} がそれぞれ相関係数 ρ および μ である場合について, 評価を行った. 周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の相関係数 ρ を変化させた場合における BER 特性およびチャネル容量をそれぞれ図 17 と図 18 に示す.

図 17 より, アンテナパターンが無相関である $\rho = 0$ の場合, 独立した受信アンテナを複数本用いる従来の 2x3 MIMO と同程度の誤り率特性が得られている. 相関係数を $\rho = 0$ から $\rho = 0.5$ まで変化した場合においては, BER が 10^{-3} における所要 SNR が約 2 dB 劣化し, $\rho = 0$ から $\rho = 0.8$ まで変化した場合においては, 同じ BER に関して所要 SNR について約 5 dB 劣化しているが, いずれの場合においても従来の 2x2 MIMO 以上の受信性能が得られている.

図 18 より, チャネル容量については $\rho = 0$ で従来の 2x3 MIMO と同程度の特性が得られていることが分かる. 相関係数がさらに大きくなり $\rho = 0.8$ となると従来の 2x2 MIMO と同等のチャネル容量が得られることが分かる. このことから, 周期時変アンテナパターンに関して各周波数成分間の相関が 0.8 以下であれば, 2x2 MIMO 以上のチャネル容量を維持できることが分かる.

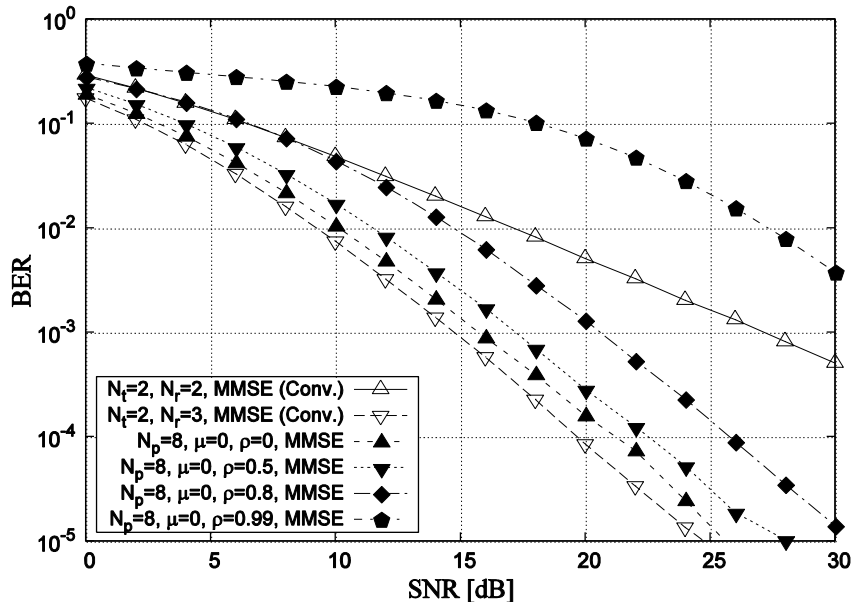


図 17 周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の相関係数 ρ を変化させた場合の BER 特性

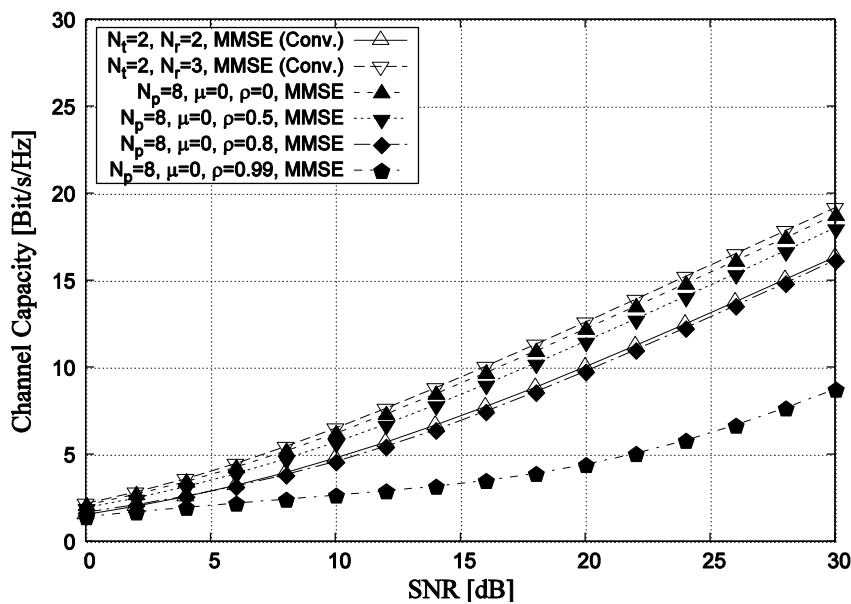


図 18 周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の相関係数 ρ を変化させた場合のチャネル容量

チャネル行列 \mathbf{H} の相関係数 $\mu=0.8$ として、周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の相関係数 ρ を変化させた場合における BER 特性を図 19 にチャネル容量特性を図 20 に示す。

図 19 より、相関係数が $\rho=0$ であっても BER が 10^{-3} における所要 SNR が従来の 2x3 MIMO における特性より 5 dB 程劣化することがわかる。相関係数が $\rho=0.5$ と $\rho=0.8$ の場合、低 SNR 時において従来の 2x2 MIMO より特性が劣化することが分かる。

図 20 より、チャネル容量は全ての相関係数 ρ に対して従来の 2x2 MIMO よりも特性劣化することが分かった。このことから、チャネル行列 \mathbf{H} の相関値が受信性能に与える影響は周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} よりも大きいことがわかる。

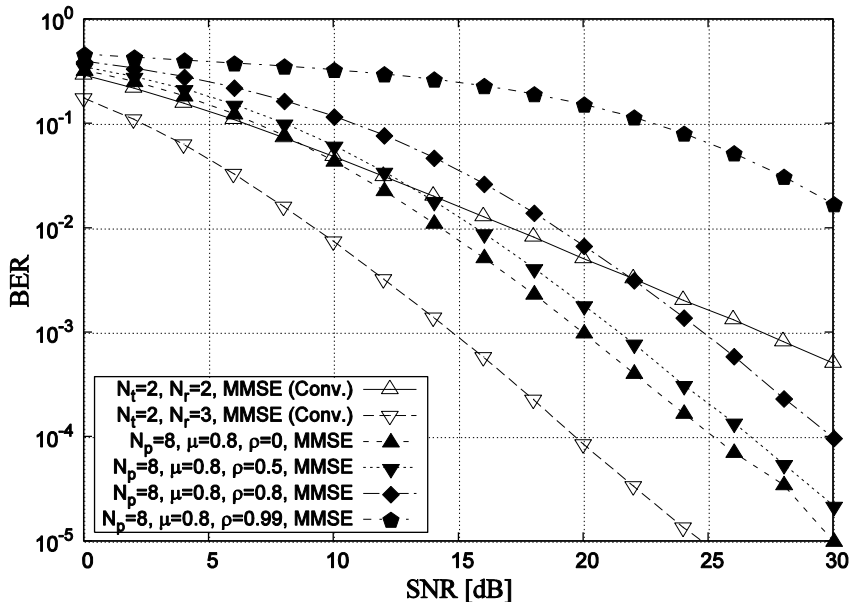


図 19 チャンネル行列 \mathbf{H} の相関係数を $\mu=0.8$ として、周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の相関係数 ρ を変化させた場合の BER 特性

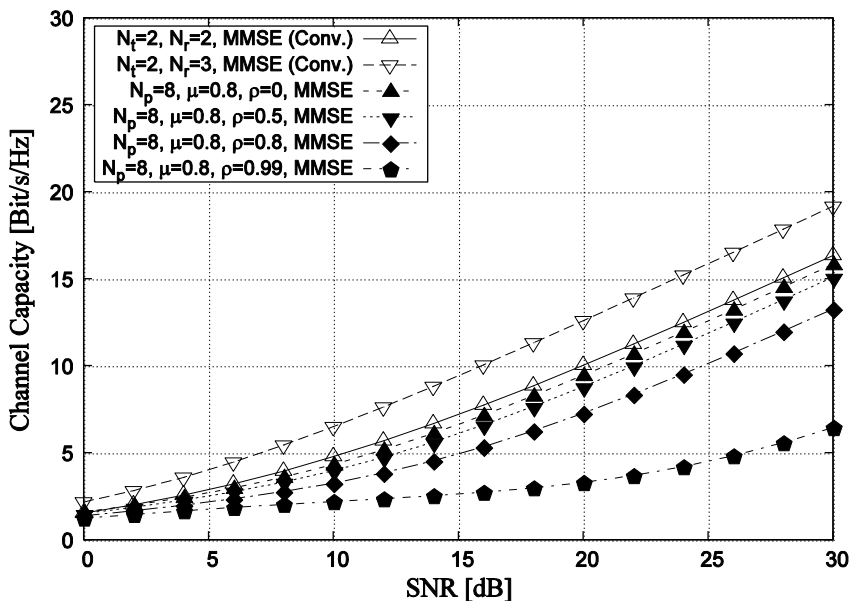


図 20 チャンネル行列 \mathbf{H} の相関係数を $\mu=0.8$ として、周期時変アンテナパターン行列 \mathbf{D} の相関係数 ρ を変化させた場合のチャンネル容量特性

次に、アンテナパターンに位相偏りがある場合の特性評価を行う。アンテナパターンのヌル角前後で $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分がそれぞれ逆位相になる場合の評価を行った。ヌル角前後における位相差セットを、(180度, -180度)および(90度, -90度)とした。ただし、アンテナパターンの前方に信号が到来する割合を $P_{F/B}$ としている。位相偏りがある場合における BER 特性を図 21 に、チャンネル容量を図 22 に示す。

図 21 より、逆位相セット(180度, -180度)では全ての $P_{F/B}$ においてエラーフロアが生じているが、これは周期時変アンテナパターンの全ての周波数成分における相関が高いためである。直交セット(90度, -90度)の場合は、 $P_{F/B}=0$ ではエラーフロアが生じるが、前方と後方の利得の比が等しい $P_{F/B}=0.5$ では従来の

2x2 MIMO と同程度の BER 特性が得られている。

図 22 からは、直交セット(90 度, -90 度)において $P_{F/B} = 0.3, 0.5$ の場合、従来の 2x2 MIMO と同等のチャネル容量が得られていることがわかる。直交セット(90 度, -90 度)では、 $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分がそれぞれ逆位相となり相関が高くなるが、直流成分と $\pm f_s$ 成分間の相関が低くなるため総合的に 2 ブランチ程度の役割を果たすと考えられる。

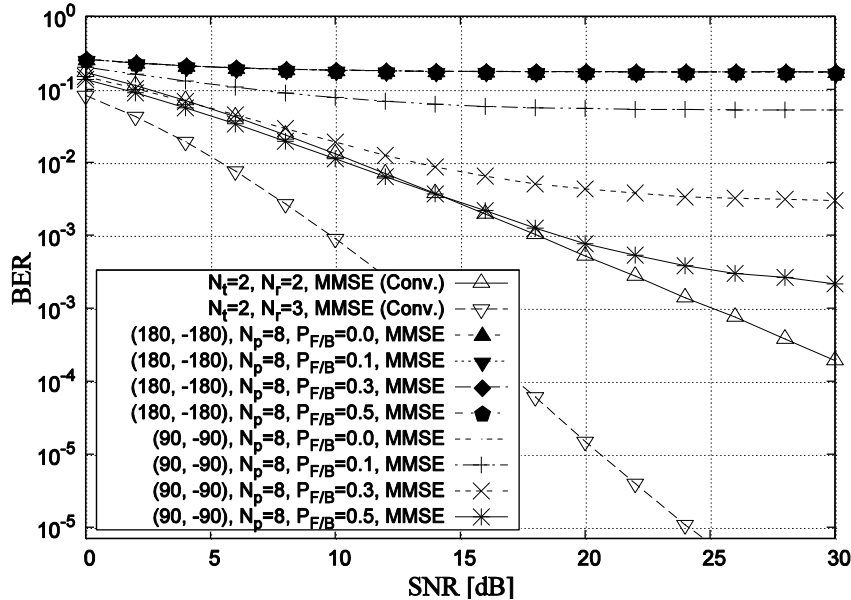


図 21 位相差セットを用いた場合の BER 特性

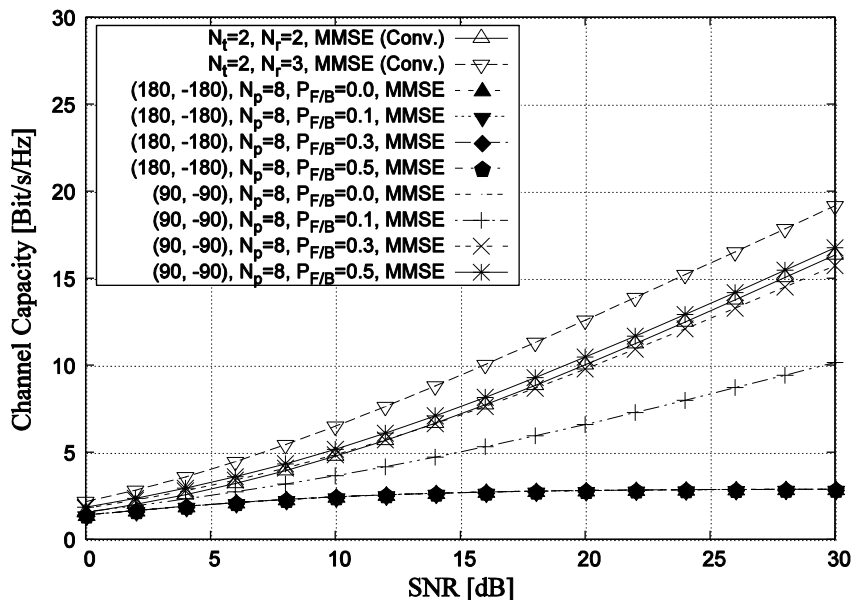


図 22 位相差セットを用いた場合のチャネル容量特性

直流成分に対する $\pm f_s$ 成分の位相差 θ を 0 度から 180 度に変化させた場合の BER 特性およびチャネル容量をそれぞれ図 23 と図 24 に示す。ただし、SNR は 30 dB とした。図 23 と図 24 より θ が 45 度から 135 度であれば、90 度を用いた直交セット(90 度, -90 度)と同様な BER 特性及びチャネル容量が得られることが予想される。

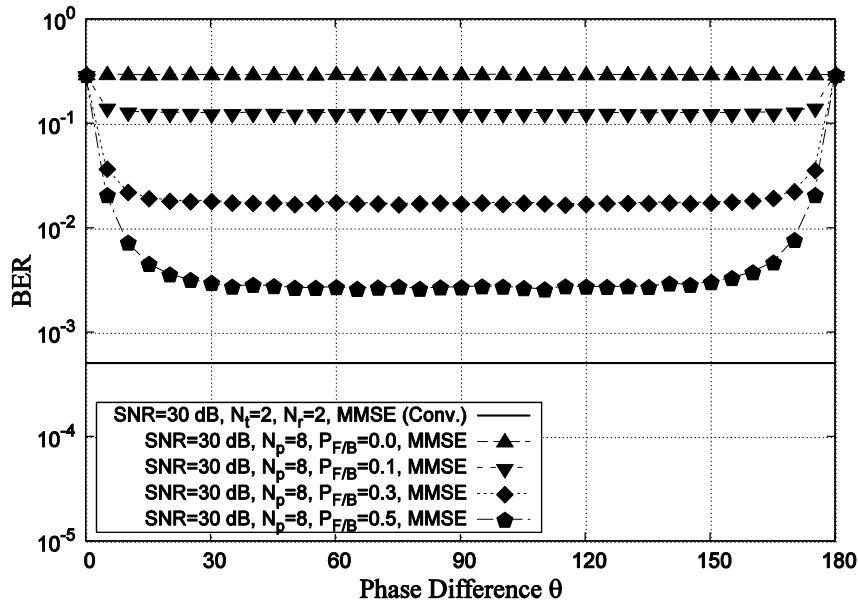


図 23 位相差 θ を変化させた場合の BER 特性 (SNR=30 dB)

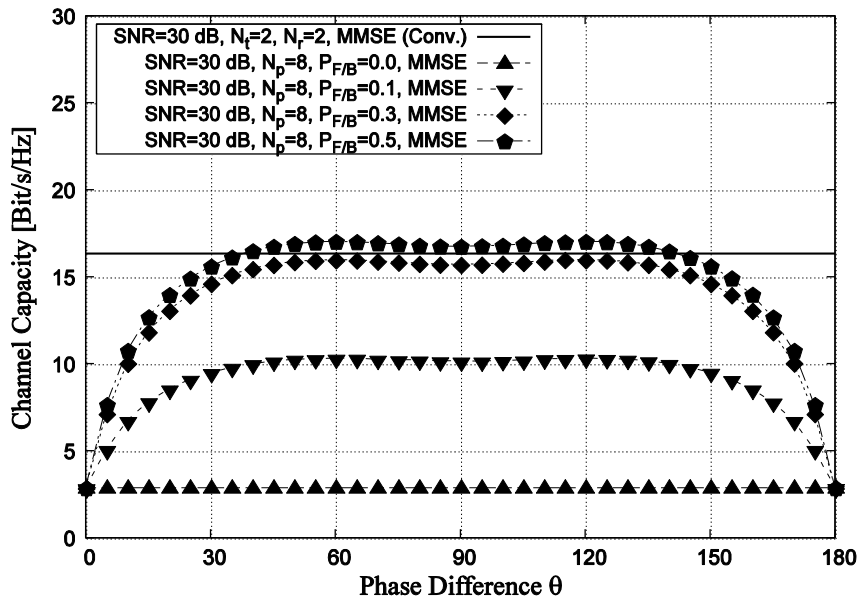


図 24 位相差 θ を変化させた場合のチャネル容量特性 (SNR=30 dB)

2-3 等価ウェイトベクトル法による解析アンテナパターンの導入

(1) 等価ウェイトベクトル法による解析アンテナパターン

前節では、周期時変アンテナパターンの直流成分と $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分間に一様な相関係数を与えた際の MIMO 受信性能を評価した。しかし、実際の周期時変アンテナパターンは各成分間の相関に偏りが生じると考えられる。そこで本節では、等価ウェイトベクトル法により解析した 3 素子周期時変指向性アンテナのアンテナパターン特性を用いて、MIMO 受信性能を評価する。

(2) 数値例

本検討で用いる 3 素子周期時変指向性アンテナの設計諸元を表 3 に、アンテナシミュレーション諸元を表 4 に示す。等価ウェイトベクトル法によるアンテナパターン解析によって導出した、直流成分と $\pm f_s$ 成分の値を用いて評価を行う。評価に際して、素子間隔を $d = \lambda/16$ とおき、2 本の寄生素子におけるリアクタンス間の位相差を、直流成分と $\pm f_s$ 成分の強度が等しくなる $\theta = 116$ 度とした。図 25、図 26 に、本検討で用いる方位角 ϕ に対するアンテナパターンの直流、 $\pm f_s$ 成分の強度、位相特性を示す。

表 3 アンテナ設計諸元

パラメータ	値
対象周波数	500 MHz
給電, 寄生素子長	0.3 m
素子半径	0.002 m
素子間隔	0.0375 m

表 4 アンテナシミュレーション諸元

パラメータ	値
励振素子自己アドミタンス(1 素子)	8.2040E-03-j4.4661E-03 S
励振素子自己アドミタンス(3 素子)	1.7967E-04-j2.8186E-02 S
隣接素子自己アドミタンス(3 素子)	3.7365E-03-j1.6225E-02 S
隣接素子結合アドミタンス(3 素子)	5.1988E-04+j1.5012E-02 S
次隣接素子結合アドミタンス(3 素子)	5.9721E-04+j3.9013E-06 S
出力インピーダンス	50 Ω
内部電圧	1 V
リアクタンス直流, 交流成分	-31, 22 Ω
周期時変リアクタンスの周波数	30 MHz
周期時変リアクタンス間の位相差	116 度
方位角	0, 45, 90, 135, 180, 225, 270, 315 度
寄生素子の位置角	0, 180 度

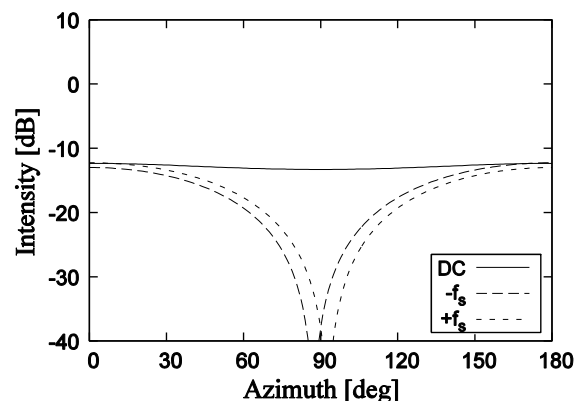


図 25 アンテナパターン強度の直流と周波数シフト成分の方位角特性

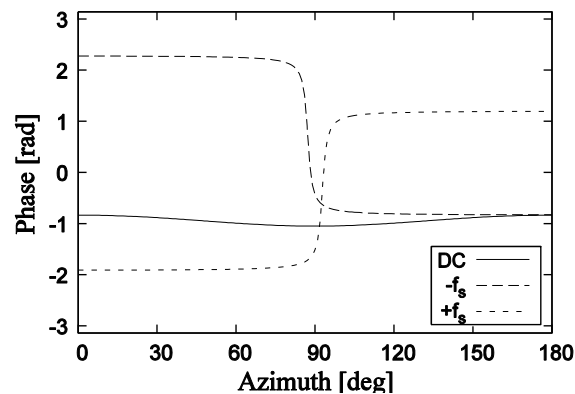


図 26 アンテナパターン位相の直流と周波数シフト成分の方位角特性

MIMO のシミュレーション諸元を表 5 に示す。比較対象はダイポール型の 1 素子アンテナを 2 本用いた従来の SISO (Single-Input Single-Output) 及び MIMO とした。1 素子アンテナのアンテナパターンは、励振素子

自己アドミタンスを用いて導出し、それに合わせて正規化係数を求めた[24].

表 5 MIMO シミュレーション諸元

送信信号数	2
到来パス数	8
受信ストリーム数	3
変調方式	BPSK
送信ビット数	4×10^6 bits
チャンネル等化法	MMSE
到来波モデル	Jakes Model
通信路	Rayleigh fading + AWGN

3 素子周期時変指向性アンテナを用いた BER 特性を図 27 に示す. 提案手法は従来の SISO 及び MIMO と比べると誤り率特性が劣化している. この理由として, アンテナパターンの解析結果より, ほぼ全ての方位角で $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分が逆位相の関係にあることが考えられる. $-f_s$ 成分と $+f_s$ 成分では相関が高くなるが, 直流成分と $\pm f_s$ 成分間の相関は小さいため 2 ストリーム分の役割は果たすと考えられる. 2 ストリームの誤り率に達成していない理由としては, 本方式で用いる 3 素子アンテナは $\phi = 90$ 度にヌルを持ち, また到来波は Jakes Model を採用していることにあると考えられる. 到来信号のうち, ヌルへの到来信号数の割合が 1/4 を占めるため, 通常よりも特性が劣化したと考えられる[24, 25]. 一方, 図 28 に示すチャンネル容量特性に関しては, 提案手法は, 従来の SISO 以上の性能が得られることが確認できる.

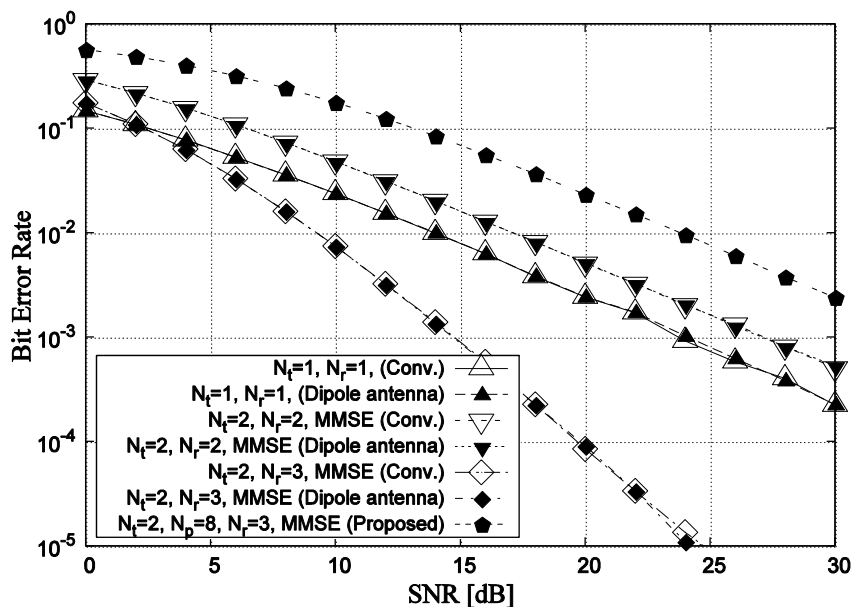


図 27 3 素子周期時変指向性アンテナを用いた MIMO の BER 特性

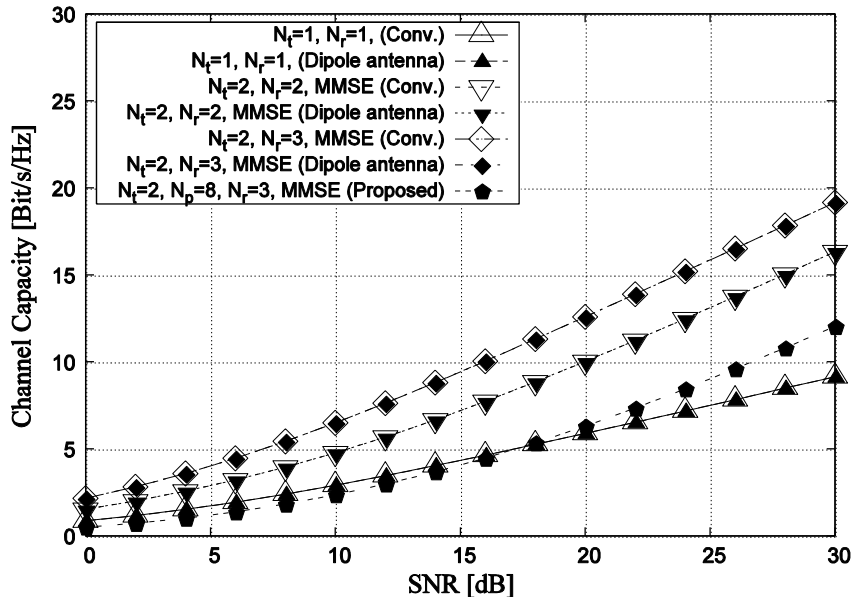


図 28 3 素子周期時変指向性アンテナを用いた MIMO のチャネル容量特性

また、前節と同様に、寄生素子間のリアクタンス位相差 θ を変化させた場合の評価を行った。ただし、到来信号の方位角は一様分布に従うランダム変数とした。アンテナパターン前方への到来信号の割合を $P_{F/B}$ と設定して、偏りを持たせた。計算機シミュレーションにより得られた BER 特性を図 29 に示す。図より、位相差 θ の増加に伴い、誤り率が改善することがわかる。到来波が一様な Jakes モデルを用いた場合の特性と比較して、前方と後方の利得の比が等しい $P_{F/B} = 0.5$ において $\theta = 120$ 度であれば同等以上の改善が見られる。

次に、チャネル容量を図 30 に示す。図より、位相差 θ の増加によりチャネル容量が増加することがわかる。直流成分と $\pm f_s$ 成分が同強度となる $\theta = 116$ 度と比べ、 $\pm f_s$ 成分が上回る $\theta = 180$ 度ではおよそ 1 bit の改善が見られる。

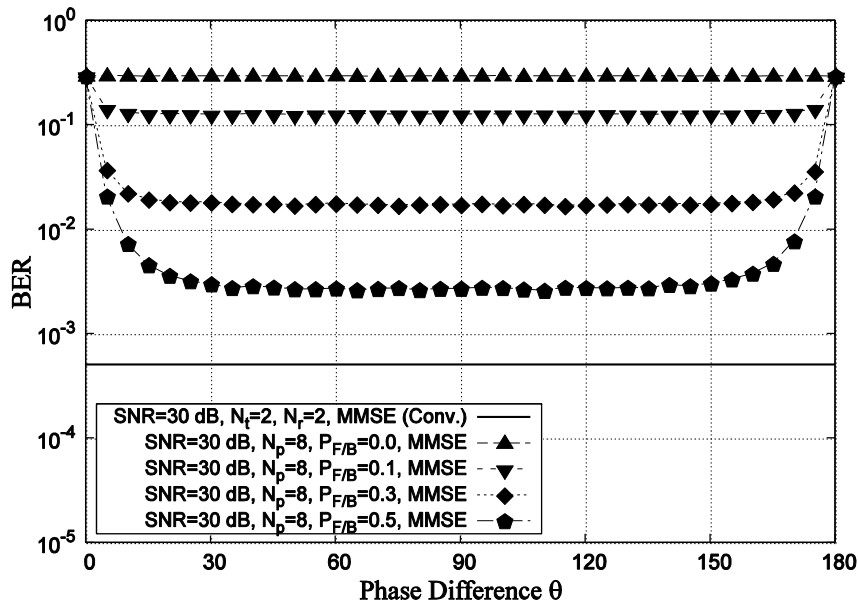


図 29 位相差 θ を変化させた場合の BER 特性 (SNR=30 dB)

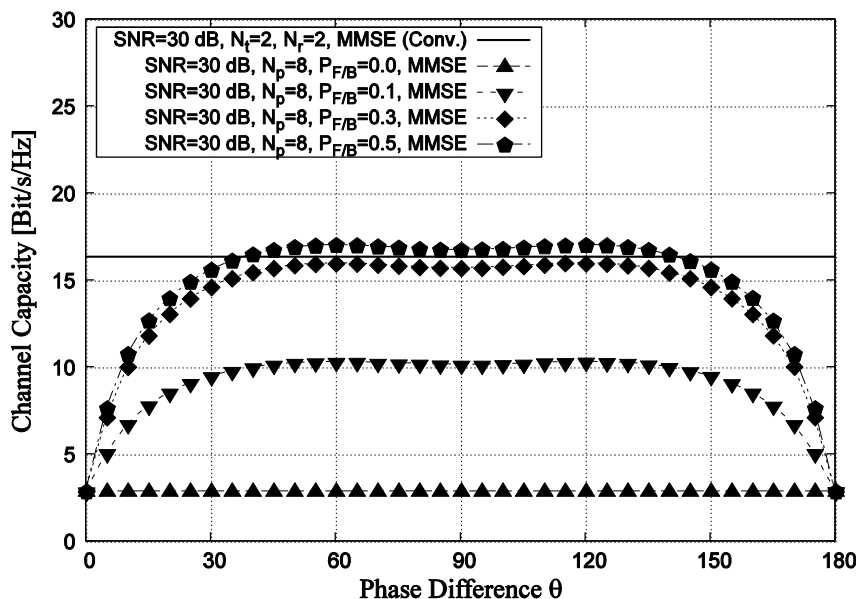


図 30 位相差 θ を変化させた場合のチャネル容量特性 (SNR=30 dB)

3 おわりに

本研究では、これまでの周期時変アンテナパターンを用いたアンテナに関する検討において、理想的な仮定に基づいていたアンテナパターンの統計的性質に関して、周期的なアンテナパターンの時間変化を導出し、その周波数スペクトル解析を行い、単一 RF 回路 MIMO 受信の特性評価に反映させた。

従来の検討においては、正弦波の印加電圧をかけることにより、受信信号スペクトルの一部を直流成分と $\pm f_s$ 成分に応じた周波数シフトを行うことを確認していた。加えて、印加電圧による寄生素子のリアクタンス成分を特定の波形にすることにより、一方向に周波数シフトさせることができることを示した[26]。

また、周期時変アンテナパターンの影響を考慮した単一 RF 回路 MIMO 受信のシミュレーションモデルを構築し、BER 特性及びチャネル容量の評価を行った。到来パス数 4 以上で複数の受信アンテナを用いる従来の 2x2 MIMO 受信における受信特性より改善し、到来パス数 8 以上で従来の 2x3 MIMO 受信と同程度の受信特性が得られることを確認した。到来パス数が多い状態を仮定して受信ストリーム数を増加させた場合も、従来の MIMO 受信特性とほぼ一致することを確認した。これらの検討から、到来パス数に依存するものの、1 系統の受信アンテナのみで複数系統のアンテナ相当に匹敵する MIMO 受信性能が得られることを示した。

また、周期時変アンテナパターンにおける直流成分と $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分の係数にコレスキー分解を用いて相関を持たせた場合と、直流成分に対する周波数シフト成分の位相差を制御した場合について、MIMO の受信特性に与える影響を検討した。到来パス数が 8 本で、受信ストリーム数を直流成分と $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分の 3 ストリームと仮定した場合において、直流成分と $-f_s$ 成分および $+f_s$ 成分間の相関が 0.8 以下である場合、受信アンテナを複数本用いる従来の 2x3 MIMO における BER 特性及びチャネル容量と同程度の特性が得られることを示した。ただし、チャネルの相関が 0.8 のように高い場合においては、従来の 2x2 MIMO と比べて受信性能が劣化することが分かった。

等価ウェイトベクトル法により解析したアンテナパターンを組み込んだ MIMO 受信性能について検討した。3 素子周期時変指向性アンテナにおける直流成分と $\pm f_s$ 成分が等しくなるアンテナパターンを用いて評価を行った結果、1 素子ダイポールアンテナを 2 本用いた従来の SISO 以上のチャネル容量が得られることを示した。

提案手法は必要となるアンテナ数を削減しつつ、単一の RF 回路で従来の SISO 以上、また MIMO 受信性能に追従する性能を示すことが分かった。

従来の MIMO 受信性能により近づけるためには、アンテナパターンの最適化や、より高精度なチャネル推定

が求められる[26, 27]. また, 実際に3素子周期時変指向性アンテナの作製と, 実験によるアンテナ特性の評価を行う必要がある.

【参考文献】

- [1] 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 年 6 月.
- [2] R. Bains and R. R. Muller, “Using Parasitic Elements for Implementing the Rotating Antenna for MIMO receiver”, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol.7, No.11, Nov. 2008.
- [3] A. Kalis, A. G. Kanatas and C. B. Papadias, “Parasitic Antenna Arrays for Wireless MIMO System”, Springer, Oct. 2013.
- [4] 井戸口勇介, 齋藤将人, “3 素子周期時変指向性アンテナのアンテナパターン解析”, 電子情報通信学会総合大会, 2015 年 3 月.
- [5] 菊間信良 “アレーアンテナの基礎”, Proc. MWE 2009, Nov. 2009.
- [6] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路 MIMO 受信の検討”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.115, No.286, AP2015-153, pp249-254, 2015 年 11 月.
- [7] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期的に指向性が変化するアンテナにおける受信信号スペクトルに関する検討”, 電気・情報関係学会九州支部連合大会, 2014 年 9 月.
- [8] Y. Idoguchi and M. Saito, “A Study on Received Signal Spectrum of Antenna with Periodically Variable Directivity”, Proc. ISAP2014, Oct. 2014.
- [9] 松田裕二, 齋藤将人, “周期時変指向性アンテナの到来信号数に対するダイバーシチ利得”, 電子情報通信学会総合大会, 2015 年 3 月.
- [10] “アンテナ工学ハンドブック”, オーム社, 2008 年 7 月.
- [11] 西森健太郎, “マルチユーザ MIMO の基礎”, コロナ社, 2014 年 9 月.
- [12] J. G. Proakis and M. Salehi, “Digital Communications”, McGraw-Hill, Nov. 2007.
- [13] J. G. Proakis, M. Salehi and G. Bauch, “Contemporary Communication Systems using MATLAB and Simulink”, CL-Engineering, Dec. 2002.
- [14] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路 MIMO の BER 評価”, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, 2015 年 9 月.
- [15] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路高次 MIMO の特性評価”, 電気・情報関係学会九州支部連合大会, 2015 年 9 月.
- [16] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Ozelik, and E. Bonek, “A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends”, IEEE Transaction on Wireless Communications, Vol.5, No.1, pp.90-100, Jan. 2006.
- [17] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyosti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Ozelik, “Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems”, Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 2007, Article ID 19070, 19 pages, Feb. 2007.
- [18] 唐沢好男, “MIMO 伝搬チャネルモデリング”, 電子情報通信学会論文誌 (B), Vol.J86B, No.9, pp.1713-1720, 2003 年 9 月.
- [19] E. Bonek, H. Ozelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, “Deficiencies of a popular stochastic MIMO radio channel model”, Proc. WPMC2003, Oct. 2003.
- [20] 鶴田 誠, 唐沢好男, “MIMO マルチキーホールモデル ~ MIMO リピータシステム評価のための ~”, 電子情報通信学会技術研究報告, 2005 年 11 月.
- [21] 石川達也, 内田善彦, “モンテカルロ法によるプライシングとリスク量の算出について”, 金融研究, Vol.21, No.1, 2002 年 6 月.

- [22] 枇々木規雄, “Value at Risk 評価のためのモンテカルロ・シミュレーションの適用”, 應義塾大学工学部管理工学科テクニカルレポート, No.98003, 1998年.
- [23] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 通信におけるアンテナパターンの相関が通信容量に与える影響”, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 115, No. 364, pp.133-138, 2015年12月.
- [24] 井戸口勇介, 齋藤将人, “3素子周期時変指向性アンテナを用いた単一 RF 回路 MIMO 受信”, 電子情報通信学会総合大会, 2016年3月.
- [25] 齋藤一樹, 陳強, 澤谷邦男, “MIMO チャネル容量と受信アンテナ利得の関係の検討”, 電子情報通信学会論文誌(B), Vol. J92B, No. 9, pp.1373-1380, 2009年9月.
- [26] 川野晃誠, 井戸口勇介, 齋藤将人, “2素子周期時変指向性アンテナにおけるリアクタンスとアンテナパターンに関する検討”, 電子情報通信学会総合大会, 2016年3月.
- [27] 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”, 電子情報通信学会論文誌(B), Vol. J87-B, No. 9, pp.1162-1173, 2004年9月.

〈発表資料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路 MIMO 受信の検討	電子情報通信学会技術研究報告 Vol. 115, No. 286	2015年11月
周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 通信におけるアンテナパターンの相関が通信容量に与える影響	電子情報通信学会技術研究報告 Vol. 115, No. 364	2015年12月
周期的にアンテナパターンが変動するアンテナを用いた受信ダイバーシチ及び MIMO 受信方式に関する研究	電子情報通信学会技術研究報告 Vol. 116, No. 110	2016年6月