高速大容量化　干渉補償　プリコーディング

Collaboration Projects

MIMO－OFDMシステムにおける同一チャネル間干渉を補償するプリコーディング方式

MIMO－OFDMを用いた移動通信システムにおいて，マルチセル環境における同一チャネル間干渉を補償するために，最尤検出のビット誤り率を最小化するプリコーディング方式について研究を行った．なお，本研究は東京工業大学大学院 理工学研究科　鈴木・府川研究室（鈴木 博教授，府川 和彦准教授）との共同研究により実施した．

浅井 孝浩（あさい たかひろ）　古野 辰男（ふるの たつお）
大矢 智之（おおや ともゆき）

1. まえがき

近年，高速大容量無線通信を実現する伝送方式として，複数の送受信アンテナを利用して信号伝送を行うMIMO（Multiple Input Multiple Output）伝送技術が注目されている．MIMO伝送技術において，送信側でチャネル情報[*1]を利用可能な場合，送信信号に対して線形処理[*2]を行った後の信号を送信するプリコーディング技術により，送受信間のチャネルの状態に適した信号送信が可能となるため，受信信号特性を改善することができる．シングルセル環境におけるプリコーディング技術として，受信側で最尤検出（MLD：Maximum Likelihood Detection）[*3]を用いた場合のビット誤り率（BER：Bit Error Rate）を最小とするMIMO－OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）[*4]プリコーディングが提案されている[1]．プリコーディング技術を時分割複信（TDD：Time Division Duplex）[*5]に適用する際，シングルセル環境などの他セルからの干渉（同一チャネル間干渉）の影響がない場合には，伝送路の相反性[*6]を利用できるため，プリコーディングを行ううえで必要となるチャネル情報を送信側において推定することができる．

一方，マルチセル環境においては，同一チャネル間干渉に起因して受信特性が劣化してしまうため，干渉の影響を低減するプリコーディング技術が必要となる．同一チャネル間干渉の状態は，基地局受信と移動局受信において異なるため，**図1**に示すように，所望信号については伝送路の相反性を有するTDDを用いた場合においても，干渉信号の非相反性[2]を考慮したプリコーディング技術を確立する必要がある．

そこで，無線通信分野における信号処理技術について深い見識を有する東京工業大学　鈴木・府川研究室との共同研究により，TDDにおける干渉信号の非相反性を補償し，マルチセル環境における同一チャネル間干渉の影響を低減するプリコーディング技術について検討を行い，受信側で推定された干渉信号成分と雑音成分を足し合わせた信号成分の相

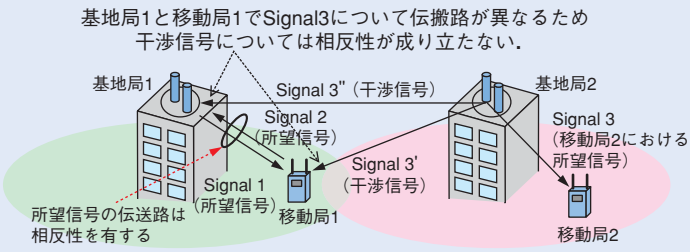

図1　TDDにおける干渉の非相反性を表す概念

＊1 **チャネル情報**：送受信間の無線伝搬路を通過する際に送信信号が受ける減衰，位相回転および遅延を表すパラメータ．
＊2 **線形処理**：積和演算による処理．
＊3 **最尤検出**：受信信号に対して，可能性のあるすべての送信信号パターンの中から，もっとも確からしい送信信号パターンを選択する信号検出方法．
＊4 **OFDM**：直交周波数分割多重．デジタル変調方式の1つであり，マルチパス干渉への耐性を高めるため，高速な伝送レートの信号を多数の低速な狭帯域信号に変換し周波数軸上で並列に伝送する方式．高い周波数利用効率での伝送が可能である．
＊5 **時分割複信**：双方向の送受信方式の1つ．上りリンクと下りリンクに同一の周波数帯を使用し，異なる時間（タイムスロット）を割り当てることにより双方向通信が可能．

関行列を用いてプリコーディングを行うことにより，MLDを用いた場合のBERを最小化する方法について検討を行った[3].

なお，MIMO-OFDMにおいて同一チャネル間干渉の影響を低減する提案プリコーディング技術は，チャネル情報を送信側で利用可能であれば周波数分割複信（FDD：Frequency Division Duplex）[*7]においても適用可能である．この場合，FDDではTDDと異なり所望信号についても伝送路の相反性が成り立たないため，受信側で推定した所望信号のチャネル情報を，送信側にフィードバックする必要がある．

本稿では，提案プリコーディング方式を用いるMIMO-OFDM送受信機構成について概説する．

2. 送受信機構成

サブキャリア数N，送信アンテナ数N_T，空間多重を行う送信ストリーム数M（$\leq N_T$）におけるMIMO-OFDM送信機構成を**図2**に示す．伝送信号は直並列変換器（S/P：Serial to Parallel converter）および変調器により，第m（$1 \leq m \leq M$）サブストリーム，第n（$0 \leq n < N$）サブキャリア，第iシンボルにおける変調信号$b_m(n, i)$に変換される．以下では，第n（$0 \leq n < N$）サブキャリア，第iシンボルの変調信号を，M次元の複素シンボルベクトル$\mathrm{b}(n, i) = [b_1(n, i), \cdots, b_M(n, i)]^{\mathrm{T}}$で表す．プリコーダはサブキャリアごとに，$\mathrm{s}(n, i) = \mathrm{U}(n)\mathrm{b}(n, i)$で示される線形処理を行い，第$n$サブキャリア，第$i$シンボルにおける$N_T$次元の送信信号ベクトル$\mathrm{s}(n, i) = [s_1(n, i) \cdots s_{N_T}(n, i)]^{\mathrm{T}}$を生成する．ここで，$\mathrm{U}(n)$は$N_T$行$M$列の重み付け係数行列である．その後，逆高速フーリエ変換（IFFT：Inverse Fast Fourier Transform）[*8]処理，ガードインターバル（GI：Guard Interval）の挿入が行われた後に，各送信アンテナから信号が送信される．

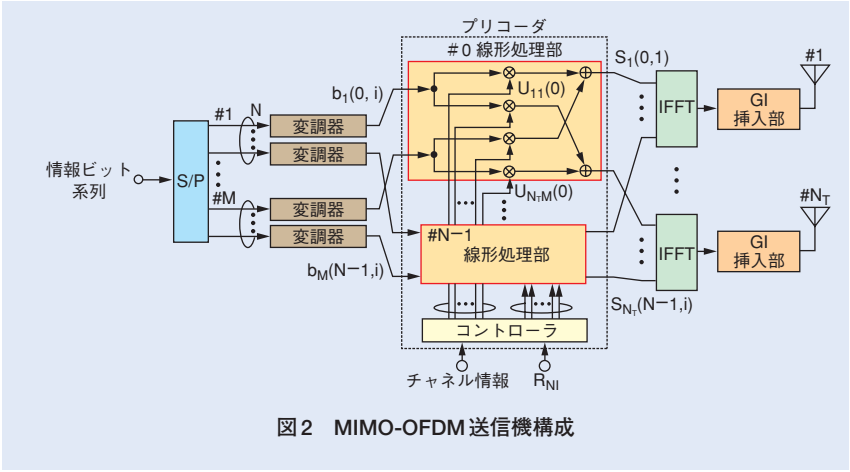

図2　MIMO-OFDM送信機構成

次に，受信アンテナ数N_Rにおける受信機構成を**図3**に示す．各アンテナから受信された信号はGIを除去した後，高速フーリエ変換（FFT）[*9]による処理が行われる．チャネルの時間変動を無視することができ，遅延波の最大遅延時間がGI長を超えないと仮定すると，FFT後のN_R次元受信信号ベクトル$\mathrm{y}(n, i)$は式(1)で表すことができる．

$$\begin{aligned}\mathrm{y}(n,i) &= \mathrm{H}(n)\mathrm{s}(n,i) + \mathrm{v}(n,i) \\ &= \tilde{\mathrm{H}}(n)\mathrm{b}(n,i) + \mathrm{v}(n,i)\end{aligned} \quad (1)$$

ここで，$\mathrm{H}(n)$はN_R行N_T列のチャネル応答行列であり，$\tilde{\mathrm{H}}(n) = \mathrm{H}(n)\mathrm{U}(n)$とする．また，$\mathrm{v}(n, i)$は，干渉信号成分と雑音成分を足し合わせた信号成分のN_R次元ベクトルであり，その平均値は零ベクトルとし，$\mathrm{v}(n, i)$の自己相関行列$\mathrm{R}_{NI}(n)$を式(2)で定める．

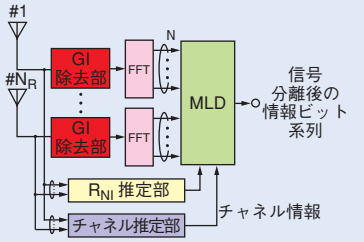

図3　受信機構成

$$\mathrm{R}_{NI}(n) = \left\langle \mathrm{v}(n,i)\, \mathrm{v}^{\mathrm{H}}(n,i) \right\rangle \quad (2)$$

ここで，$\langle\rangle$はアンサンブル平均，Hは複素共役転置を表す．

干渉信号成分と雑音成分を複素ガウス過程とすると，受信側でMLDを行う場合の尤度関数は式(3)で表すことができる．

$$\begin{aligned}P[\mathrm{y}(n,i)|\tilde{\mathrm{H}}(n),\mathrm{b}(n,i)] &= \frac{1}{\pi^{N_R}\det \mathrm{R}_{NI}(n)} \times \\ \exp\Big[&-\big(\mathrm{y}(n,i) - \tilde{\mathrm{H}}(n)\mathrm{b}(n,i)\big)^{\mathrm{H}} \mathrm{R}_{NI}^{-1}(n) \\ &\big(\mathrm{y}(n,i) - \tilde{\mathrm{H}}(n)\mathrm{b}(n,i)\big)\Big]\end{aligned} \quad (3)$$

＊6 **相反性**：一対向の送受信機における各受信信号が，同一の影響を受けること．例えば，上りリンクと下りリンクにおいて同一RF（Radio Frequency）キャリア周波数を用いるTDD方式では，干渉の影響がない場合，基地局受信と移動局受信のそれぞれの受信信号が受けるチャネル変動は同一となるため，伝送路の相反性が成り立つ．

＊7 **周波数分割複信**：双方向の送受信方式の1つ．上りリンクと下りリンクに異なる周波数帯域を割り当てる方式であり，同時に送受信が可能．

＊8 **逆高速フーリエ変換**：入力された複数の周波数成分に対応する時間信号系列を効率よく計算する方法．

ここで，$\det \mathrm{R}_{\mathrm{NI}}(n)$ は行列 $\mathrm{R}_{\mathrm{NI}}(n)$ の行列式を表す．式(3)の尤度関数を用いることにより，同一チャネル間干渉の影響を抑えたMLDが可能となる．

3. 提案プリコーディング方式

提案方式では，受信側で式(3)の尤度関数を用いてMLDを行った場合のBERが最小となるように，送信側におけるプリコーディングの重み付け係数行列 $\mathrm{U}(n)$ を制御する．

受信側でMLDを行った場合の誤り率として，$\tilde{\mathrm{H}}$が既知で$\mathrm{b}(i)$ を送信したときに，MLDが$\mathrm{c}(i)$ と誤るペアーワイズ誤り[*10]の確率を用い，さらにChernoffバウンド[*11]を用いることにより，MLDを行った場合のBER(P_e) は式(4)で表すことができる[3]．なお，以下では表記の簡単化のため，サブキャリア番号nに対する依存性を略して表記する．

$$\begin{aligned} P_e \le & \sum_{\mathrm{b}(i)} P[\mathrm{b}(i)] \\ & \sum_{\mathrm{c}(i)\neq \mathrm{b}(i)} \frac{N_e[\mathrm{b}(i)\to \mathrm{c}(i)]}{N_b} P[\mathrm{b}(i)\to \mathrm{c}(i)|\tilde{\mathrm{H}}] \\ \le & \frac{P[\mathrm{b}(i)]}{2N_b} \sum_{\mathrm{b}(i)} \sum_{\mathrm{c}(i)\neq \mathrm{b}(i)} N_e[\mathrm{b}(i)\to \mathrm{c}(i)] \exp\left(-\frac{\sigma_\eta^2}{4}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで，

$$\begin{aligned} \sigma_\eta^2 = & (\mathrm{b}(i)-\mathrm{c}(i))^{\mathrm{H}} \tilde{\mathrm{H}}^{\mathrm{H}} \mathrm{R}_{\mathrm{NI}}^{-1} \\ & \left\langle \mathrm{v}(i)\, \mathrm{v}^{\mathrm{H}}(i) \right\rangle \mathrm{R}_{\mathrm{NI}}^{-1} \tilde{\mathrm{H}} (\mathrm{b}(i)-\mathrm{c}(i)) \\ = & (\mathrm{b}(i)-\mathrm{c}(i))^{\mathrm{H}} \tilde{\mathrm{H}}^{\mathrm{H}} \mathrm{R}_{\mathrm{NI}}^{-1} \tilde{\mathrm{H}} (\mathrm{b}(i)-\mathrm{c}(i)) \end{aligned} \quad (5)$$

であり，$N_e[\mathrm{b}(i)\to \mathrm{c}(i)]$は$\mathrm{b}(i)$を$\mathrm{c}(i)$と誤るときの誤りビット数，$N_b$は送信ビット数，$P[\mathrm{b}(i)]$は$\mathrm{b}(i)$を送信する確率であり，等確率と仮定する．提案方式では，P_eの上限が最小となるようにプリコーディングの重み付け係数行列Uを制御する．まず，式(4)の右辺に応じて評価関数$J_c(\mathrm{U})$ を式(6)で定める．

$$J_c(\mathrm{U}) = \sum_{\mathrm{b}(i)} \sum_{\mathrm{c}(i)\neq \mathrm{b}(i)} N_e[\mathrm{b}(i)\to \mathrm{c}(i)] \exp\left(-\frac{\sigma_\eta^2}{4}\right) \quad (6)$$

$J_c(\mathrm{U})$ を最小にするUを求めるため，式(7)の最急降下法[*12]を適用する．

$$\mathrm{U}(p) = \mathrm{U}(p-1) - \mu \frac{\partial J_c(\mathrm{U})}{\partial \mathrm{U}^*}\Big|_{\mathrm{U}(P-1)} \quad (7)$$

ここで，$*$は複素共役であり，μはステップサイズで正の定数である．$\lim_{p\to\infty} \mathrm{U}(p)$ が求めるべきUとなるが，拘束条件として全サブキャリアの平均送信電力和が一定となる式(8)の条件を用いる．

$$\sum_{n=1}^{N} tr\left(\mathrm{U}(n)\mathrm{U}(n)^{\mathrm{H}}\right) = 1 \quad (8)$$

ここで，$tr()$ は行列の対角和を表す．また，$\partial J_c(\mathrm{U})/\partial \mathrm{U}^*$は，式(9)で表すことができる．

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_c(\mathrm{U})}{\partial \mathrm{U}^*} = & -\frac{\mathrm{H}^{\mathrm{H}} \mathrm{R}_{\mathrm{NI}}^{-1} \mathrm{H} \mathrm{U}}{4} \\ & \times \sum_{\mathrm{b}(i)} \sum_{\mathrm{c}(i)\neq \mathrm{b}(i)} N_e[\mathrm{b}(i)\to \mathrm{c}(i)] \exp\left(-\frac{\sigma_\eta^2}{4}\right) \mathrm{A} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで，$\mathrm{A} = (\mathrm{b}(i)-\mathrm{c}(i))(\mathrm{b}(i)-\mathrm{c}(i))^{\mathrm{H}}$である．式(8)，(9)に基づいて，式(7)の最急降下法により得られたUを用いて，送信側におけるプリコーディングが行われる．

4. 計算機シミュレーション結果

計算機シミュレーション条件を**表1**に示す．OFDMの伝送パラメータは5 GHz帯の無線LANに準拠した[4]．また，式(7)における最急降下法の繰返し回数およびステップサイズについて最適化を行い，繰返し回数は100，ステップサイズ$\mu = 10^{-3}$とした[3]．所望信号と干渉信号の平均受信信号電力比（CIR：Carrier-to-Interference power Ratio）は10dBとした．また，干渉局数は1として干渉局の送信アンテナ数は2とした．伝搬モデルとして17パス指数減衰モデルを用い，パケット内ではチャネル変動は一定（$f_{\mathrm{D}} = 0$Hz）であるとした．

受信側における自己相関行列$\mathrm{R}_{\mathrm{NI}}(n)$の推定方法として，干渉局のパイロット信号を利用する方法[3]を用い，推定された$\mathrm{R}_{\mathrm{NI}}(n)$は誤りおよび遅延なしで送信機に伝達されることとした．また，$\mathrm{R}_{\mathrm{NI}}(n)$の推定精度がBER特性に与える影響を評価するために，$\mathrm{R}_{\mathrm{NI}}(n)$が既知の特性についても評価を行った．

平均BER特性を**図4**に示す．図中にて実線は，4シンボルのパイロット信号を用いて所望信号成分のチャネル推定を行った場合の特性を示し，点線は送受信機で理想的に所望信号成分のチャネル推定ができている場合の特性を示す．また，Tx：

表1　計算機シミュレーション条件

送信ストリーム数M	2
送信アンテナ数N_T	2
受信アンテナ数N_R	2
干渉局数	1
干渉局の送信アンテナ数N_I	2
変調方式	QPSK/OFDM
FFTポイント数	64
有効サブキャリア数	52(Pilot:4,Data:48)
伝送レート	24Mbit/s
シンボル間隔	4.0μs(GI:0.8μs)
伝搬モデル	17パス指数減衰モデル
最大ドップラー周波数f_D	0Hz

QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）：4位相偏移変調．

＊9 **高速フーリエ変換**：入力された時間信号系列における周波数成分を効率よく計算する方法．

＊10 **ペアーワイズ誤り**：ある送信シンボルが送信されたときに，受信側でMLDを行った結果，誤って別の送信シンボルが送信されたと判断されること．

＊11 **Chernoff バウンド**：誤り率の理論的な上限値を求める際に用いられる手法の1つ．

＊12 **最急降下法**：最適化の繰返し手法の1つ．評価関数を最小とする重み係数を再帰的に求める．

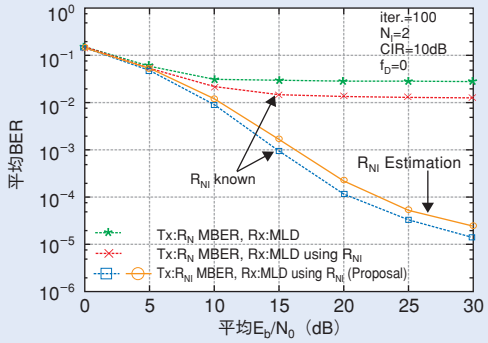

図4　平均BER特性

R_N MBER，Rx：MLDは送受信の双方で干渉の状態を考慮に入れずに誤り率最小（MBER：Minimum BER）を実現する送信プリコーディング／受信MLDを行った場合の特性を示し，Tx：R_N MBER，Rx：MLD using R_{NI}は式(3)に基づいて受信側でのみ干渉状態を考慮して受信MLDを行った場合の特性を示し，Tx：R_{NI} MBER，Rx：MLD using R_{NI}は送受信の双方で干渉状態を考慮する提案方式の特性を示す．

同図から分かるように，送受信共に干渉の状態を考慮に入れない場合の平均BER特性がもっとも劣化し，受信側においてのみ干渉状態を考慮することにより平均BER特性が若干改善される．これに対して，提案方式は，送受信の双方で干渉の状態を考慮して送信プリコーディング／受信MLDを行うため平均BER特性を大幅に改善し，$R_{NI}(n)$を推定した場合（R_{NI} Estimation）の平均BERのフロアは約2×10^{-5}となり，$R_{NI}(n)$が既知の場合（R_{NI} known）に対する特性劣化はBER＝10^{-3}において約1dB程度となる．

5. あとがき

高速大容量無線通信を目的としたMIMO-OFDM送受信機構成において，同一チャネル間干渉を補償するプリコーディング方式を提案し，計算機シミュレーションにより提案方式の有効性を明らかにした．

今後は，受信側で推定された自己相関行列$R_{NI}(n)$の送信側への効率的なフィードバック手法について検討を行うことにより提案技術の実用性を高め，高速大容量無線通信の実現に寄与する技術を確立できるよう継続して検討を行う．

文　献

[1] 萩原 崇史，府川 和彦，鈴木　博：“最小ビット誤り率規範に基づくMIMO-OFDMプリコーディング，”信学技報，RCS2005-93, pp. 49-54, 2005年10月．
[2] WINNER I-Public Deliverables D2.6：“Assessment of multiple-access technologies,”https://www.ist-winner.org/DeliverableDocuments/D2.6.pdf
[3] 宇美 敦郎，府川 和彦，須山　聡，鈴木　博，浅井 孝浩，時　慧：“MIMO-TDDシステムにおける同一チャネル干渉を補償するプリコーディング方式，”信学技報，RCS2006-257, pp. 91-94, 2007年3月．
[4] IEEE Std 802.11a：“High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band，”1999.