

シングルキャリア MIMO 空間多重における繰り返し干渉キャンセラを用いる送受信協調 MMSE フィルタリング

熊谷 慎也 安達 文幸

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05
E-mail: kumagai@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 筆者らはこれまで広帯域シングルキャリア(SC)マルチアンテナ送受信(MIMO)空間多重を対象に、送受信機がチャネル情報(CSI)を共有して最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。送受信協調 MMSE フィルタリング後に残留する符号間干渉(ISI)が伝送品質の改善を制限している。さらなる伝送品質の改善には、残留 ISI を抑圧する繰り返し干渉キャンセラ(I²C)の導入が有効である。本報告では、I²C を用いる SC-MIMO 空間多重における新たな送受信協調 MMSE フィルタリングを提案し、受信機で行われる I²C を考慮した送受信フィルタを導出している。計算機シミュレーションにより、送受信協調 MMSE フィルタリングと I²C を併用することでターボ符号化 SC-MIMO 空間多重の平均ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できることを示す。

キーワード シングルキャリア伝送, MIMO, 空間/周波数フィルタリング, 繰り返し干渉キャンセラ

Joint Tx/Rx MMSE Filtering for Single-Carrier MIMO Spatial Multiplexing Using Iterative Interference Canceller

Shinya KUMAGAI and Fumiyuki ADACHI

Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan
E-mail: kumagai@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed a joint transmit/receive spatial/frequency filtering based on minimum mean square error criterion (joint Tx/Rx MMSE filtering) using the channel state information (CSI) at both transmitter and receiver for broadband single-carrier (SC) multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing. The residual inter-symbol interference (ISI) after joint Tx/Rx MMSE filtering limits the improvement of transmission performance. The introduction of iterative interference canceller (I²C) is effective to suppress the residual ISI and further improve the transmission performance. In this paper, we propose a new joint Tx/Rx MMSE filtering for SC-MIMO spatial multiplexing using I²C and derive the optimal Tx/Rx filters which take the I²C at the receiver into account. We show, by computer simulation, that the use of joint Tx/Rx MMSE filtering and I²C can significantly improve the average bit error rate (BER) performance of turbo coded SC-MIMO spatial multiplexing.

Keyword Single-carrier transmission, MIMO, spatial/frequency filtering, iterative interference canceller

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは超高速伝送サービスが期待されるが、利用可能な周波数帯域は限られている。そこで、帯域幅を拡大することなく伝送速度を向上できるマルチアンテナ送受信(MIMO)空間多重[1]が近年注目されている。

しかしながら、広帯域無線チャネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルである[2]。そのため、アンテナ間干渉(IAI)に加え、周波数選択性フェージングに起因する

符号間干渉(ISI)によって、MIMO 空間多重の伝送特性が劣化する。周波数選択性フェージングチャネルに強い直交周波数分割多重(OFDM)を対象に MIMO 空間多重が検討されている[3]が、OFDM は送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)が大きいという問題がある。特に上りリンク伝送では低 PAPR の信号伝送が重要である。

そこで筆者らは、PAPR の小さいシングルキャリア(SC)ブロック伝送を用いる MIMO 空間多重[4]に注目している。SC-MIMO 空間多重では、IAI のみならず、ISI によって伝送特性が劣化してしまうため、これら

を補償する信号検出技術が必要である。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく受信空間/周波数フィルタリング(受信 MMSE フィルタリング)[4]は、低演算量ながら IAI および ISI を抑圧でき、比較的優れた伝送特性を達成できる。しかし、受信 MMSE フィルタリングだけでは IAI および ISI を十分に抑圧できず、残留 IAI および残留 ISI により伝送特性の改善効果には限界がある。

筆者らは最近、送信機と受信機でチャンネル情報(CSI)を共有し、MMSE 規範に基づく空間/周波数フィルタリングを協調して行う送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した[5]。送受信協調 MMSE フィルタリングは MIMO チャンネルを IAI の発生しない直交チャンネル(固有モード)に変換した上で、固有モード毎に MMSE 規範に基づく送信電力配分と受信周波数領域等化(FDE)を行うことで ISI を抑圧する。以上より、送受信協調 MMSE フィルタリングは受信 MMSE フィルタリングだけを用いるよりも優れた平均ビット誤り率(BER)特性を達成できる。

しかし、以上のような送受信協調 MMSE フィルタリングを用いても各固有モードの周波数選択性を完全に抑圧することはできず、ISI が残留する。これまで、受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重を対象に、繰り返し干渉キャンセラ(I²C)の導入が提案されている[4]。I²C は、送信シンボルの仮判定・軟判定シンボルレプリカ生成と空間/周波数フィルタリング・干渉キャンセルを複数回繰り返す技術である。これにより残留 IAI および残留 ISI を抑圧することができ、受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重の平均 BER 特性を改善できることが示されている。

そこで本報告では、I²C を用いる SC-MIMO 空間多重における新たな送受信協調 MMSE フィルタリングを提案し、I²C を考慮した送受信フィルタを導出する。計算機シミュレーションにより、送受信協調 MMSE フィルタリングと I²C を併用することでターボ符号化 SC-MIMO 空間多重の平均 BER 特性を大幅に改善できることを示す。

本報告の構成は以下のとおりである。第 2 章では、送受信協調 MMSE フィルタリングおよび I²C を用いる SC-MIMO 空間多重の送受信信号の数式表現を示す。第 3 章では、MMSE 規範に基づく送受信フィルタを導出し、その動作を考察する。第 4 章では計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにし、第 5 章でまとめる。

2. 送受信協調 MMSE フィルタリングおよび I²C を用いる SC-MIMO 空間多重

図 1 に提案する送受信協調 MMSE フィルタリングおよび I²C を用いる SC-MIMO 空間多重の送受信系を示す。なお、本報告ではシンボル長 T_s で正規化した離散低域表現を用いる。

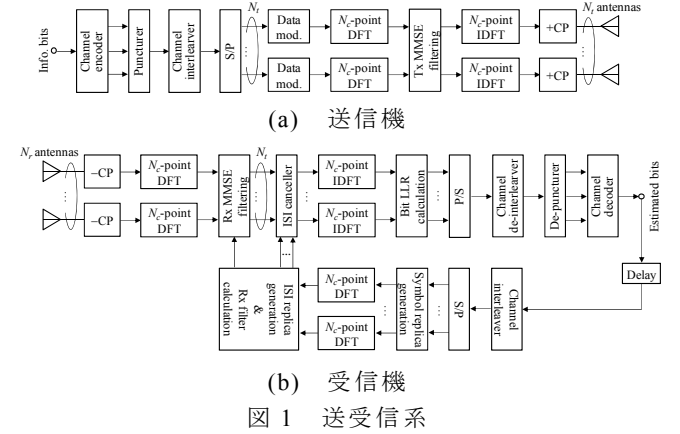


図 1 送受信系

2.1. 送信信号

送信機では 2 値情報ビット系列を誤り訂正符号化し、符号語長 K ビットの符号語ビット系列を生成する。これを送信アンテナ本数 N_t と同数のビット系列に直並列(S/P)変換し、各ビット系列をデータ変調する。得られた各シンボル系列を N_c 個のシンボルからなるブロックに分割し、ブロックごとに N_c ポイントの離散フーリエ変換(DFT)を適用することで周波数領域シンボルブロックに変換する。DFT 後の第 k 周波数における $N_t \times 1$ の周波数領域シンボルベクトル $\{\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_n(k), \dots, D_{N_t-1}(k)]^T; k=0 \sim N_c-1\}$ に対し送信フィルタリングを適用し、次式で表される送信シンボルベクトルを得る。

$$\mathbf{S}(k)=[S_0(k), \dots, S_n(k), \dots, S_{N_t-1}(k)]^T = \mathbf{W}_t(k)\mathbf{D}(k) \quad (1)$$

ここで、 $(\cdot)^T$ は転置演算子を表している。 $\mathbf{W}_t(k)$ は $N_t \times N_t$ の送信フィルタ行列である。得られた N_t 個の送信シンボルブロック $\{S_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $n=0 \sim N_t-1$ に対して N_c ポイントの逆 DFT(IDFT)を適用することで時間領域送信シンボルブロックに再変換する。各ブロックの後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーし、ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入し、 N_t 本のアンテナから送信する。

2.2. 受信信号

受信機では、 N_r 本のアンテナで得られた各受信シンボルブロックから CP を除去し、 N_c ポイント DFT を適用して周波数領域シンボルブロックに変換する。第 k 周波数における $N_r \times 1$ の周波数領域受信信号ベクトルは次式で表される。

$$\begin{aligned}\mathbf{R}(k) &= [R_0(k), \dots, R_m(k), \dots, R_{N_r-1}(k)]^T \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}(k)\end{aligned}\quad (2)$$

ここで、 E_s は平均送信シンボルエネルギーである。また、 $\mathbf{H}(k)$ は $N_r \times N_t$ の MIMO チャネル行列である。 $\mathbf{Z}(k) = [Z_0(k), \dots, Z_m(k), \dots, Z_{N_r-1}(k)]^T$ は雑音ベクトルであり、各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である。 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。

$\mathbf{R}(k)$ に対し繰り返し受信フィルタリングと ISI キャンセルを行う。ここでは、第 i 回目の繰り返しについて説明する。繰り返し i 回目の $N_r \times N_r$ の受信フィルタ行列を $\mathbf{W}_r^{(i)}(k)$ とすると、 $N_r \times 1$ の受信フィルタリング後の周波数領域受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) &= [\hat{R}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_n^{(i)}(k), \dots, \hat{R}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T \\ &= \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{R}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{D}(k) + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) - \mathbf{I}_{N_r} \right\} \mathbf{D}(k) \\ &\quad + \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{Z}(k)\end{aligned}\quad (3)$$

ここで、式(3)の第1項、第2項、第3項はそれぞれ希望信号、受信フィルタリング後の残留 ISI、および雑音を表す。また、 \mathbf{I}_X は X 次の単位行列である。第2項の残留 ISI を抑圧するために、前回の繰り返し($i-1$)回目の軟判定シンボルレプリカベクトル $\tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)}(k) = [\tilde{D}_0^{(i-1)}(k), \dots, \tilde{D}_n^{(i-1)}(k), \dots, \tilde{D}_{N_r-1}^{(i-1)}(k)]^T$ を用いて残留 ISI レプリカを生成し、受信フィルタリング後に減算する。ただし、 $\tilde{\mathbf{D}}^{(-1)}(k) = \mathbf{0}$ とする。 $N_r \times 1$ の ISI キャンセル後の周波数領域軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k) &= [\hat{D}_0^{(i)}(k), \dots, \hat{D}_n^{(i)}(k), \dots, \hat{D}_{N_r-1}^{(i)}(k)]^T \\ &= \hat{\mathbf{R}}^{(i)}(k) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) - \mathbf{I}_{N_r} \right\} \tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{D}(k) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) - \mathbf{I}_{N_r} \right\} \left\{ \mathbf{D}(k) - \tilde{\mathbf{D}}^{(i-1)}(k) \right\} \\ &\quad + \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{Z}(k)\end{aligned}\quad (4)$$

得られた N_r 個の周波数領域受信信号ブロック $\{\hat{D}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $n=0 \sim N_r-1$ に N_c ポイント IDFT を適用し、 $N_r \times 1$ の時間領域軟判定シンボルベクトル $\{\hat{\mathbf{d}}^{(i)}(t) = [\hat{d}_0^{(i)}(t), \dots, \hat{d}_n^{(i)}(t), \dots, \hat{d}_{N_r-1}^{(i)}(t)]^T; t=0 \sim N_c-1\}$ を得る。 $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}(t)$ からビット対数尤度比(LLR)を計算し、誤り訂正復号を行う。復号結果のビット LLR をもとに時間領域軟判定シンボルレプリカベクトル $\{\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}(t) = [\tilde{d}_0^{(i)}(t), \dots, \tilde{d}_n^{(i)}(t), \dots, \tilde{d}_{N_r-1}^{(i)}(t)]^T; t=0 \sim N_c-1\}$ を求め、 N_c ポイント DFT により周波数領域軟判定シンボルレプ

リカベクトル $\tilde{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ を計算し、第($i+1$)回目の繰り返しキャンセルのための残留 ISI レプリカ生成を行う。なお、 $\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}(t)$ の計算は文献[6]を参考に、事後確率を用いた期待値に基づく軟判定シンボルレプリカ生成を行うものとする。以上を I 回繰り返し、最後の誤り訂正復号後のビット LLR をもとにデータ判定を行う。

3. 最適送受信フィルタの導出

本章では、最適送受信フィルタの導出を示す。はじめに3.1節にて、広帯域 MIMO チャネルと送信フィルタの接続を等価チャネルとみなして、繰り返しごとに更新する受信フィルタを導出する。続いて3.2節にて、受信機で行う ISI キャンセルを考慮した送信フィルタを導出する。3.3節にて導出した最適送受信フィルタの動作を考察する。

MMSE 規範の最適送受信フィルタは以下の最適化問題の最適解で与えられる。

$$\begin{aligned}\{\mathbf{W}_{t,opt}(k), \mathbf{W}_{r,opt}^{(i)}(k)\} &= \underset{\{\mathbf{W}_t(k), \mathbf{W}_r^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}}{\arg \min} \varepsilon \\ \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr}\{\mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k)\} &= N_c\end{aligned}\quad (5)$$

ここで、 ε はデータシンボルベクトル $\mathbf{D}(k)$ と ISI キャンセル後の軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ とのブロック合計 MSE であり、次式で定義される。

$$\begin{aligned}\varepsilon &= E \left[\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{D}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right) \left(\mathbf{D}(k) - \frac{\hat{\mathbf{D}}^{(i)}(k)}{\sqrt{2E_s/T_s}} \right)^H \right\} \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \right\} \boldsymbol{\rho}^{(i-1)} \right] \\ &\quad \times \left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \right\}^H \\ &\quad + \gamma^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\mathbf{W}_r^{(i)}(k) \left\{ \mathbf{W}_r^{(i)}(k) \right\}^H \right]\end{aligned}\quad (6)$$

ただし、 $E[\mathbf{D}(k) \mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_{N_r}$ 、 $E[\mathbf{Z}(k) \mathbf{Z}^H(k)] = (2N_0/T_s) \mathbf{I}_{N_r}$ を用いた。ここで、 $\boldsymbol{\rho}^{(i-1)}$ は繰り返し($i-1$)回目で得られるシンボルレプリカの信頼度を表す係数を対角成分に持つ $N_r \times N_r$ の対角行列であり、第 n 対角成分 $\rho_n^{(i-1)}$ は次式で与えられる。

$$\rho_n^{(i-1)} = E \left[\left\{ D_n(k) - \tilde{D}_n^{(i-1)}(k) \right\} \left\{ D_n(k) - \tilde{D}_n^{(i-1)}(k) \right\}^H \right]\quad (7)$$

$\boldsymbol{\rho}^{(-1)} = \mathbf{I}_{N_r}$ であり、繰り返し ISI キャンセルによりシンボルレプリカの精度が増すごとに $\mathbf{0}$ に近づく。また、 $\gamma = E_s/N_0$ である。 $\text{tr}(\cdot)$ はトレース演算子、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子を表している。

3.1. 受信フィルタ

まず、 $\mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k)$ を等価的なチャネルの伝達関数とみなし、最適受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{r,opt}^{(i)}(k)$ を導出する。このとき目的関数は凹関数となるため、 $\partial \varepsilon / \partial \mathbf{W}_r^{(i)}(k) = \mathbf{0}$ のとき最小である。よって、上記の条件を満足する $\mathbf{W}_{r,opt}^{(i)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_{r,opt}^{(i)}(k) = \{\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\}^H \times [\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\boldsymbol{\rho}^{(i-1)}\{\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\}^H + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \quad (8)$$

3.2. 送信フィルタ

前節で導出した最適受信フィルタは、初回($i=0$)は ISI キャンセルなしの受信 MMSE フィルタと同じであり、繰り返しのたびに最大比合成(MRC)フィルタに近づく。これは、フィードバックされるシンボルレプリカの信頼度に応じて、チャンネルの周波数選択性をより有効利用できるよ変化するからである。

一方、送信機では一度乗算した送信フィルタを変化させることは不可能である。受信機で残留 ISI の抑圧がないものと仮定して導出した送信フィルタ [5] をそのまま用いると、送信フィルタ自身がチャンネルの周波数選択性を抑圧するように動作してしまう場合がある。もし受信機で残留 ISI を完全に抑圧できると仮定した場合には、送信機では自由に信号スペクトルを歪ませることができるが、繰り返し ISI キャンセルでは処理しきれない残留 ISI が発生してしまう場合がある。

以上のことから、一定量の残留 ISI キャンセル能力を受信機に期待した送信フィルタ行列を以下で導出する。

仮想的な MSE を次式で定義する。

$$\varepsilon^{\text{Tx}} \equiv \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k) \right\} \boldsymbol{\rho}^{\text{Tx}} \right] \times \left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k) \right\}^H + \gamma^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k) \left\{ \mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k) \right\}^H \right] \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k)$ は送信フィルタ導出のために導入した、 $N_r \times N_r$ の仮想的な受信フィルタ行列であり、上式を最小とする $\mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_r^{\text{Tx}}(k) = \{\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\}^H \times [\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\boldsymbol{\rho}^{\text{Tx}}\{\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\}^H + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \quad (10)$$

また、 $\boldsymbol{\rho}^{\text{Tx}} = \text{diag}[\rho_0^{\text{Tx}}, \dots, \rho_n^{\text{Tx}}, \dots, \rho_{N_r-1}^{\text{Tx}}]$ は送信フィルタ導出のために導入した仮想的な係数行列である。

式(10)で与えられる仮想的な受信フィルタを式(9)に代入し、逆行列の補助定理[7]を用いることで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\mathbf{W}_{i,opt}(k) = \arg \min_{\{\mathbf{W}_i(k), k=0 \sim N_c-1\}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\gamma \{\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\}^H \mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k) \boldsymbol{\rho}^{\text{Tx}} + \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \quad (11)$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_i(k) \mathbf{W}_i^H(k) \right\} = N_c$$

一般に \mathbf{A} が対角行列のとき $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$ は最小となる[7]ことから、 $\mathbf{H}(k)$ および $\mathbf{W}_i(k)$ の特異値分解[7]により式(11)中の行列 $\gamma \{\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k)\}^H \mathbf{H}(k)\mathbf{W}_i(k) \boldsymbol{\rho}^{\text{Tx}} + \mathbf{I}_{N_r}$ の対角化を行う。まず、特異値分解により $\mathbf{H}(k)$ および $\mathbf{W}_i(k)$ を次式のように変形する。

$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}_h(k) \sqrt{\boldsymbol{\Lambda}(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \quad (12)$$

$$\mathbf{W}_i(k) = \mathbf{U}_i(k) \sqrt{\mathbf{P}(k)} \mathbf{V}_i^H(k)$$

ここで、 $\mathbf{U}_h(k)$, $\mathbf{V}_h(k)$, $\mathbf{U}_i(k)$, $\mathbf{V}_i(k)$ はそれぞれ $N_r \times N_r$, $N_i \times N_i$, $N_t \times N_t$, $N_r \times N_r$ のユニタリ行列を表す。 $\boldsymbol{\Lambda}(k)$ は第(g, g)要素に $\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)$ の第 g 固有値を持ち、それ以外の要素が零となる $N_r \times N_r$ の行列である(ただし $g=0 \sim \text{rank}[\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)]$)。 $\mathbf{P}(k)$ は第(n, n)要素に $\mathbf{W}_i^H(k)\mathbf{W}_i(k)$ の第 n 固有値を持ち、それ以外の要素が零となる $N_t \times N_t$ の行列である。式(12)を式(11)に代入し、さらにトレースの性質 $\text{tr}[\mathbf{AB}] = \text{tr}[\mathbf{BA}]$ (\mathbf{A} および \mathbf{B} はそれぞれ $A \times B$ および $B \times A$ の行列)を用いることで、式(11)は次式で書き直される。

$$\left\{ \mathbf{P}_{opt}(k), \mathbf{U}_{i,opt}(k) \right\} = \arg \min_{\{\mathbf{P}(k), \mathbf{U}_i(k), k=0 \sim N_c-1\}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \gamma \cdot \boldsymbol{\rho}^{\text{Tx}} \sqrt{\mathbf{P}(k)} \mathbf{U}_i^H(k) \mathbf{V}_h^H(k) \sqrt{\boldsymbol{\Lambda}^T(k)} \right\}^{-1} \times \left[\sqrt{\boldsymbol{\Lambda}(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{U}_h(k) \sqrt{\mathbf{P}(k)} + \mathbf{I}_{N_r} \right] \right] \quad (13)$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{P}(k) \right\} = N_c$$

式(13)より、 $\mathbf{V}_i(k)$ は最適化問題に寄与しないことがわかる。すなわち、 $\mathbf{V}_i(k)$ は任意の $N_t \times N_t$ のユニタリ行列とすることができる。本報告では簡単のため $\mathbf{V}_i(k) = \mathbf{I}_{N_t}$ とする。また、 \mathbf{A} が対角行列のとき $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$ は最小となることから、式(13)に示す目的関数は $\mathbf{U}_i(k) = \mathbf{V}_h(k)$ としたときに最小となる。以上より、 $\mathbf{W}_{i,opt}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{W}_{i,opt}(k) = \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\mathbf{P}_{opt}(k)} \quad (14)$$

$\mathbf{U}_i(k) = \mathbf{V}_h(k)$ を式(13)に代入することで、最適化問題は次式で書き直される。

$$P_{n,opt}(k) = \arg \min_{\{P_n(k), n=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}} \frac{1}{\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \gamma \rho_n^{\text{Tx}} P_n(k) \Lambda_n(k) + 1} \quad (15)$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} P_n(k) = N_c$$

ここで、 $P_n(k)$ および $\Lambda_n(k)$ はそれぞれ、 $\mathbf{P}(k)$ および $\boldsymbol{\Lambda}(k)$ の第 n 対角要素である。式(15)で与えられる最適化問題は、ラグランジュの未定乗数法[8]を用いることで以下に示す最適解を得ることができる(導出略)。

$$P_{n,opt}(k) = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\mu}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \Lambda_n(k)}} - \frac{1}{\gamma \rho_n^{\text{Tx}} \Lambda_n(k)}, 0 \right\} \quad (16)$$

ここで、 μ は制約条件を満足するように設定される定数である。式(16)に含まれる ρ_n^{Tx} は送信機で自由に設定できる値であり、送信機が想定する、受信機での残留 ISI の大きさに相当する。ただし ρ_n^{Tx} は瞬時チャンネル状態や変調方式に依存することが予想され、導出が困難である。そこで本報告では、平均送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 (E_b/N_0) ごとに平均 BER を最小とする ρ_n^{Tx} を計算機シミュレーションによ

り求める。

3.3. 送受信協調 MMSE フィルタリングの動作

前節までで導出した送受信協調 MMSE フィルタリングの動作について考察する。第 i 回目の受信フィルタリング後の等価チャネル $\bar{\mathbf{H}}^{(i)}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}}^{(i)}(k) &= \mathbf{W}_{r,opt}^{(i)}(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_{t,opt}(k) \\ &= \text{diag} \left[\frac{P_{0,opt}(k) \Lambda_0(k)}{\rho_0^{(i-1)} P_{0,opt}(k) \Lambda_0(k) + \gamma^{-1}}, \dots, \frac{P_{N_r-1,opt}(k) \Lambda_{N_r-1}(k)}{\rho_{N_r-1}^{(i-1)} P_{N_r-1,opt}(k) \Lambda_{N_r-1}(k) + \gamma^{-1}} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)より、送受信協調 MMSE フィルタリングによって MIMO チャネル行列 $\mathbf{H}(k)$ が対角化され、IAI が発生しないことがわかる。また、各固有モードに対して式(16)で表される MMSE 規範に基づく送信電力配分および繰り返し ISI キャンセラを適用することで、効果的に ISI を抑圧することができる。

4. 計算機シミュレーション

4.1. 計算機シミュレーション諸元

表 1 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	Turbo encoding with coding rate = 1/2	
Transmitter & Receiver	No. of coded bits	$K=1024$
	Data modulation	QPSK, 16QAM
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	No. of Tx/Rx antennas	$(N_t, N_r)=(2,2)$
Channel	Antenna correlation	Uncorrelated
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。2 個の (13,15)再帰的組織畳み込み(RSC)符号器からなる符号化率 1/2 のターボ符号を用いた。復号には最大事後確率(MAP)復号器を 2 つ用いるが、要素復号器間での外部情報のやり取りは繰り返しキャンセルごとに 1 度 (つまり、復号器内部での繰り返しは行わない)とした。符号語長は $K=1024$ ビットである。16 パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル長間隔とする。また、各アンテナ間のフェージングは無相関とし、チャネル推定は送受信機双方で理想的に行えるものとしている。

4.2. 平均 BER 特性

図 2 に、本報告で提案する送受信協調 MMSE フィルタリングおよび I^2C を用いる SC-MIMO 空間多重の平均 BER 特性を示す。図 2(a)は符号化なしの場合、同図 (b)はターボ符号化を行った場合の特性である。また、比較として受信 MMSE フィルタリングおよび I^2C を用

いる SC-MIMO 空間多重の平均 BER 特性を併せて示す。

図 2(a)より、符号化なしの場合には、繰り返し回数 $I=0$ (つまり I^2C なし) のとき以外では、同じ繰り返し回数で比較すると、提案する送受信協調 MMSE フィルタリングを用いた場合よりも平均 BER 特性が劣化することがわかる。すなわち、送受信協調 MMSE フィルタリングへの I^2C の導入効果は低いといえる。これは、受信 MMSE フィルタリングを用いる場合には受信シンボル間で大きな受信品質の差がない一方で、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる場合には、発生させた固有モードの固有値 (すなわち等価チャネル利得) が固有モード間で大きく異なるため、受信品質の差が生じるからである。そのため、固有値の低い固有モードを伝搬したシンボルのレプリカ生成精度が低く、 I^2C を用いても伝送品質が向上できずに平均 BER 特性の改善を制限してしまう。

一方で図 2(b)より、ターボ符号化を行う場合には、送受信協調 MMSE フィルタリングを用いたほうが従来の受信 MMSE フィルタリングを用いた場合よりも優れた平均 BER 特性が得られることがわかる。これは、ターボ符号化により生成された符号語内のシステムチックビットとパリティビットがチャネルインターバによってランダム化されることで、受信品質の劣悪な固有モードで発生するビット誤り (一種のバースト誤りと見なせる) をランダム誤りとすることができたためである。そのため、 I^2C およびターボ復号によってシンボルレプリカの生成精度を向上でき、平均 BER 特性が大幅に向上したものと考えられる。

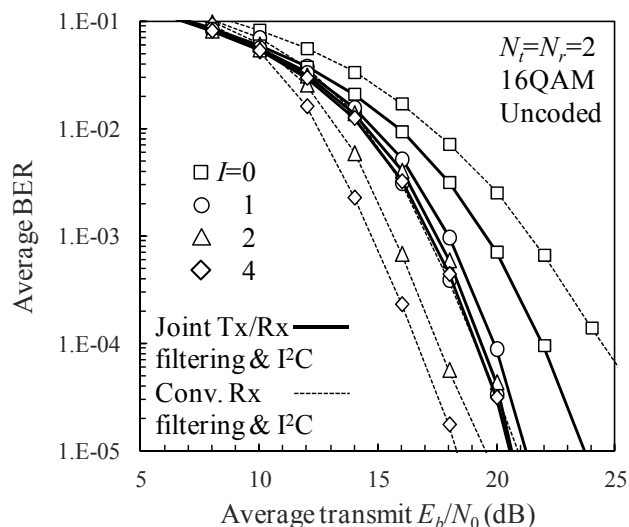
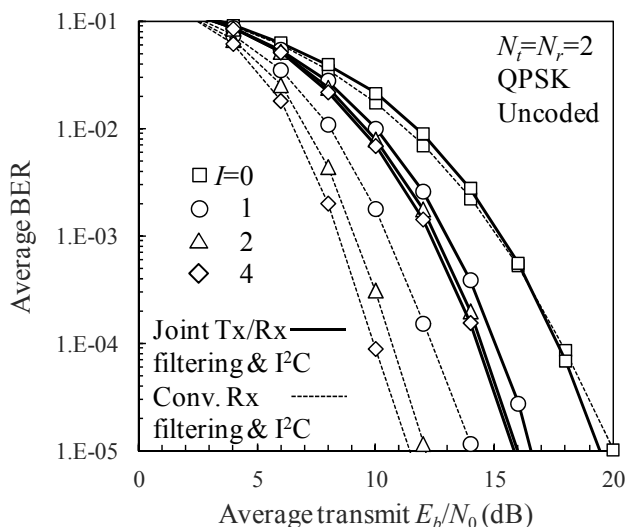
また図 2(b)より、QPSK よりも 16QAM のほうが送受信協調 MMSE フィルタリングおよび I^2C による平均 BER 特性改善効果が大きいことがわかる。これは、高多値変調になるほど信号点間距離が短くなるため、残留 ISI 低減による平均 BER 特性改善効果が顕著になるためである。

5. むすび

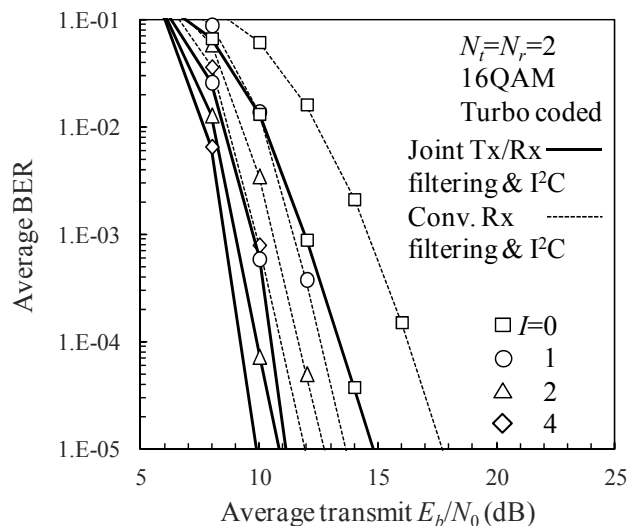
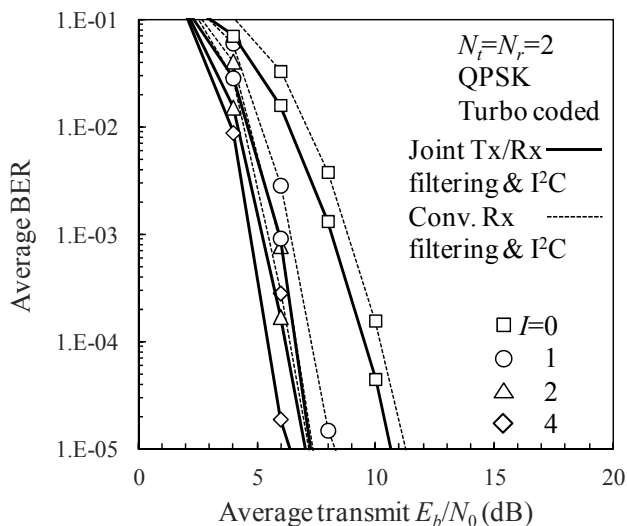
本報告では、 I^2C を用いる SC-MIMO 空間多重における新たな送受信協調 MMSE フィルタリングを提案した。提案した送受信協調 MMSE フィルタリングは、受信機における I^2C を考慮した送信フィルタリングと受信フィルタリングが協調して動作することで、IAI の発生しない固有モード伝送を行い、各固有モードの ISI を効果的に抑圧する。計算機シミュレーションにより、送受信協調 MMSE フィルタリングと I^2C を併用することで、ターボ符号化 SC-MIMO 空間多重の平均 BER 特性を大幅に改善できることを明らかにした。

文 献

- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space division multiplexing (SDM) for OFDM systems," Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC 2000), vol. 2, pp. 1070-1074, May 2000.
- [4] S. Okuyama, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection and interference cancellation for uplink SC-FDMA MIMO using HARQ," Proc. IEEE International Conference on Communications, June 2011.
- [5] S. Kumagai, T. Obara, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Joint transmit/receive MMSE filtering for single-carrier MIMO spatial multiplexing," Proc. 9th IEEE Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS 2012), Kyoto, Japan, Aug. 2012.
- [6] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [7] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [8] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.



(a) 符号化なし



(b) 符号化あり

図2 平均BER特性(左図: QPSK 右図: 16QAM)