

シングルキャリア MIMO 空間多重における 送受信協調 MMSE フィルタリング

熊谷 慎也[†] 松川 隆介[†] 小原 辰徳[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡}東北大学大学院 工学研究科 電気・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, matsukawa, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 高速伝送を実現するマルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重が近年盛んに研究されている。しかし、広帯域シングルキャリア(SC)ブロック伝送を用いる MIMO 空間多重では、アンテナ間干渉(IAI)だけでなく符号間干渉(ISI)によってその伝送特性が劣化する。本報告では、送受信機双方がチャネル情報(CSI)を有し、周波数領域送受信協調フィルタリングを行う、新たな SC-MIMO 空間多重法を提案する。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づき送受信フィルタを導出している。提案法は、MIMO チャネルを固有モードに変換することで IAI をキャンセルし、各固有モードに対し MMSE 規範に基づく送受信協調周波数領域等化(送受信協調 MMSE-FDE)を行うことで ISI を大幅に低減できる。計算機シミュレーションにより提案法のスループット特性を明らかにし、CSI を受信機のみが所有しているときの受信 MMSE フィルタリングを用いた場合と比較して、スループット特性を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 空間多重, MMSE フィルタリング

Joint Transmit/Receive MMSE filtering for Single-carrier MIMO Spatial Multiplexing

Shinya KUMAGAI[†] Ryusuke MATSUKAWA[†] Tatsunori OBARA[†]
Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†]{kumagai, matsukawa, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing is a powerful technique to increase the transmission rate. However, in single-carrier (SC) block transmission, MIMO spatial multiplexing suffers from the inter-symbol interference (ISI) as well as the inter-antenna interference (IAI). In this paper, we propose a new transmission method of SC-MIMO spatial multiplexing with frequency-domain joint transmit/receive filtering using the channel state information (CSI) both at the transmitter and receiver. The transmit and receive filters are derived based on the minimum mean square error (MMSE) criterion. The proposed filters can cancel the IAI by transforming the MIMO channel to the eigenmodes and significantly suppress the ISI by applying the joint transmit/receive frequency-domain equalization based on the MMSE criterion (joint transmit/receive MMSE-FDE) to each eigenmode. Throughput performance of the proposed method is evaluated by computer simulation. It is shown that the proposed method outperforms the receive MMSE filtering which uses the CSI only at the receiver.

Keyword Single-carrier transmission, MIMO spatial multiplexing, MMSE filtering

1. はじめに

次世代移動無線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送受信アンテナ(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、MIMO 空間多

重はアンテナ間干渉(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)によって伝送特性が劣化する。周波数選択性フェージング環境下における MIMO 空間多重伝送技術として、直交周波数分割多重(OFDM)との併用[3]が知られているが、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。

そこで近年、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]が特に上り

リンク伝送において注目されている。SC-MIMO 空間多重伝送では、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)規範に基づく周波数領域受信フィルタリング(受信 MMSE フィルタリング)[4]は、低演算量ながら比較的優れた伝送特性を達成できる。しかし、残留 IAI および残留 ISI の影響により伝送特性の改善効果には限界がある。これまで、さらなる伝送特性改善を目指し、繰り返し干渉キャンセラ[4,5]や、最尤型検出[6,7]など、様々な研究が行われてきた。

一方、単一送受信アンテナ(SISO)伝送において、送受信機双方がチャンネル情報(CSI)を用いる、MMSE 規範に基づく送受信協調周波数領域等化(送受信協調 MMSE-FDE)が提案されている[8-10]。送受信協調 MMSE-FDE では、(送信 FDE+伝搬路+受信 FDE)を等価チャンネルとみなし、等価チャンネル出力の MSE を最小にする送信および受信 FDE 重みを求めている。送受信協調 MMSE-FDE では、送信機でチャンネル状態に適応した送信電力配分を行うことにより残留 ISI を大幅に低減でき、受信 MMSE-FDE[11,12]よりも優れた伝送特性を達成できる。この手法を、特異値分解[13]を用いる SC-MIMO 空間多重へ拡張することにより、IAI をキャンセルしつつ、残留 ISI の大幅な低減が期待できる。

そこで本報告では、送受信機双方で MMSE 規範に基づく周波数領域フィルタリング(送受信協調 MMSE フィルタリング)を用いる、新たな SC-MIMO 空間多重法を提案する。提案法では、特異値分解を用いて MIMO チャンネルを直交チャンネル(固有モード)に変換し、各固有モードに対し送受信協調 MMSE-FDE を行う。本報告では、このような送受信フィルタの導出を行なっている。また、受信機のみが CSI を有しているときの受信 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重との比較を行い、提案法が優れた伝送特性を達成できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている。

本稿では、まず第 2 章で SC-MIMO 空間多重の送受信信号表現を示す。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提案法のスループット特性を明らかにし、送受信フィルタが与える影響について考察する。第 5 章はむすびである。

2. 送受信信号表現

図 1 に送受信協調 MMSE フィルタリングを用いる SC-MIMO 空間多重の送受信系を示す。送信機では、送信ビット系列を変調した後、変調データシンボル系列を送信アンテナ本数 N_t と同数の並列シンボル系列に直並列(S/P)変換する。各シンボル系列を N_c 個のデータシンボルからなるブロックに分割し、ブロックごとに離散フーリエ変換(DFT)を適用することで周波数

領域データシンボルブロックに変換する。この周波数領域データシンボルブロックに対し送信フィルタリングを適用し、得られた N_t 個の送信シンボルブロックそれぞれに逆 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レフィックス(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。

受信機では、 N_r 本のアンテナで受信した各受信シンボルブロックから CP を除去し、DFT 後の周波数領域シンボルブロックに対し受信フィルタリングを適用する。得られた N_r 個のブロックに対しそれぞれ IDFT を適用することで、時間領域の軟判定シンボルブロックを得る。

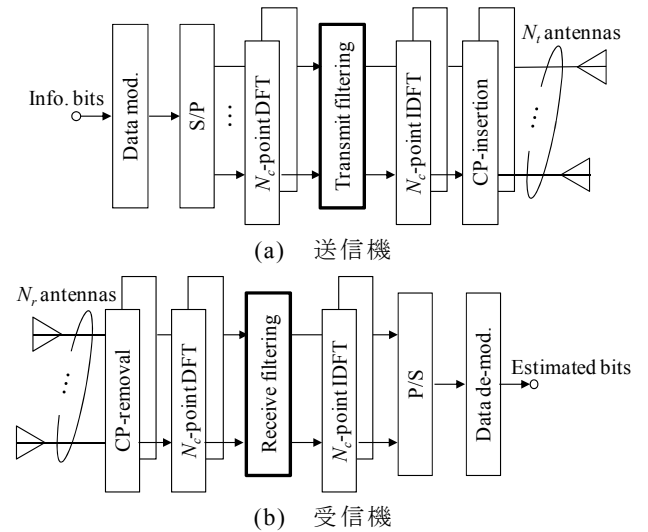


図 1 送受信系

2.1. 送信信号

送信機では、DFT 後の第 k 直交サブキャリアにおける $N_t \times 1$ の周波数領域データシンボルベクトル $\{\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_n(k), \dots, D_{N_t-1}(k)]^T; k=0 \sim N_c-1\}$ に対し送信フィルタリングを行い、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、 $\mathbf{W}_t(k)$ 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 IDFT を適用し、CP を挿入して各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 直交サブキャリアにおける $N_r \times 1$ の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 および T_s はそれぞれ、平均送信シンボルエネルギーおよびシンボル長である。また、 $\mathbf{H}(k)$ は第 k 直交サブキャリアにおける $N_r \times N_t$ の MIMO チャネル行列である。 $\mathbf{Z}(k) = [Z_0(k), \dots, Z_m(k), \dots, Z_{N_r-1}(k)]^T$ は複素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。

$\mathbf{R}(k)$ に対し次式のように受信フィルタリングを適用し、周波数領域軟判定シンボルベクトルを得る。

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

ここで、 $\mathbf{W}_r(k)$ は $N_r \times N_r$ の受信フィルタ行列である。得られた N_t 個の周波数シンボルブロック $\{\hat{D}_n(k); k=0 \sim N_c-1, n=0 \sim N_t-1\}$ に N_c ポイント IDFT を適用し、時間領域軟判定シンボルベクトルを得る。

3. 送受信フィルタの導出

3.1. 目的関数の定式化

変調データシンボルベクトル $\mathbf{D}(k)$ と軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k)$ とのブロック合計 MSE は次式で定義される。

$$\varepsilon = E \left[\sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) / \sqrt{2E_s/T_s} \right) \left(\mathbf{D}(k) - \hat{\mathbf{D}}(k) / \sqrt{2E_s/T_s} \right)^H \right\} \right] \quad (4)$$

式(3), (4)より、ブロック合計 MSE は次式で書き直すことができる。

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left[\left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{W}_r(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \right\} \left\{ \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{W}_r(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \right\}^H \right] \\ &\quad + \gamma^{-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_r(k) \mathbf{W}_r^H(k) \right\}\end{aligned}\quad (5)$$

ここで、 $E[\mathbf{D}(k) \mathbf{D}^H(k)] = \mathbf{I}_{N_t}$, $E[\mathbf{Z}(k) \mathbf{Z}^H(k)] = (2N_0/T_s) \mathbf{I}_{N_r}$ を用いた。 \mathbf{I}_{N_t} は N_t 次の単位行列であり、 $\gamma = E_s/N_0$ である。総送信電力を制約条件とすると、式(5)で与えられるブロック合計 MSE を目的関数とする最適化問題は次式で定義される。

$$\begin{aligned}\min_{\{\mathbf{W}_t(k), \mathbf{W}_r(k); k=0 \sim N_c-1\}} \quad & \varepsilon \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \right\} = N_t N_c\end{aligned}\quad (6)$$

式(6)を満足する送受信フィルタが、MMSE フィルタの最適解である。しかし、一つの最適化問題に対して $\mathbf{W}_t(k)$, $\mathbf{W}_r(k)$ の 2 変数が存在しているため、これらを同時に導出することは難しい。そこで本報告では、文献[8-10]と同様に、(送信フィルタ+チャネル)を等価チャネルとみなし、まず受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r(k)$ を導出

する。次いで、そのような受信フィルタが与えられたときの(すなわち、目的関数に $\mathbf{W}_r(k)$ を代入して)最適化問題を解き、送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_t(k)$ を導出する。

3.2. 受信フィルタ

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

$$\mathbf{W}_r(k) = \bar{\mathbf{H}}^H(k) \left\{ \bar{\mathbf{H}}(k) \bar{\mathbf{H}}^H(k) + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \quad (7)$$

3.3. 送信フィルタ

前節で導出した最適受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_r(k)$ を目的関数に代入し、目的関数を $\mathbf{W}_t(k)$ のみの関数として表す。式(7)を式(6)に代入し、逆行列の補助定理[13]を用いることで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}\min_{\{\mathbf{W}_t(k); k=0 \sim N_c-1\}} \quad & \varepsilon = \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \gamma \cdot \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \mathbf{H}^H(k) + \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k) \right\} = N_t N_c\end{aligned}\quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$ および $\mathbf{W}_t(k)$ はそれぞれ次式に示すように特異値分解[13]が可能である。

$$\begin{aligned}\mathbf{H}(k) &= \mathbf{U}_h(k) \sqrt{\mathbf{Q}_h(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \\ \mathbf{W}_t(k) &= \mathbf{U}_t(k) \sqrt{\mathbf{P}_t(k)} \mathbf{V}_t^H(k)\end{aligned}\quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{V}_h(k)$, $\mathbf{U}_t(k)$, $\mathbf{V}_t(k)$ はそれぞれ $N_t \times N_t$ のユニタリ行列を表す。 $\mathbf{U}_h(k)$ は $N_r \times N_r$ のユニタリ行列である。 $\mathbf{Q}_h(k)$ は第 (i, i) 要素に $\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k)$ の第 i 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 $i=0 \sim \text{rank}[\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k)]$)。 $\mathbf{P}_t(k)$ は対角要素が $\mathbf{W}_t(k) \mathbf{W}_t^H(k)$ の固有値である $N_t \times N_t$ の対角行列である。式(9)を式(8)に代入し、さらにトレースの性質 $\text{tr}[\mathbf{A}\mathbf{B}] = \text{tr}[\mathbf{B}\mathbf{A}]$ (\mathbf{A} および \mathbf{B} はそれぞれ $N_r \times N_t$ および $N_t \times N_r$ の行列)を用いることで、式(8)は次式で書き直される。

$$\begin{aligned}\min_{\{\mathbf{P}_t(k), \mathbf{U}_t(k); k=0 \sim N_c-1\}} \quad & \varepsilon \\ &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \gamma \cdot \sqrt{\mathbf{Q}_h(k)} \mathbf{V}_h^H(k) \mathbf{U}_t(k) \mathbf{P}_t(k) \mathbf{U}_t^H(k) \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\mathbf{Q}_h(k)} + \mathbf{I}_{N_r} \right\}^{-1} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=0}^{N_c-1} \text{tr} \left\{ \mathbf{P}_t(k) \right\} = N_t N_c\end{aligned}\quad (10)$$

式(10)より、 $\mathbf{V}_t(k)$ は最適化問題に寄与しないことがわかる。すなわち、 $\mathbf{V}_t(k)$ 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 $\mathbf{V}_t(k) = \mathbf{I}_{N_t}$ とする。一般に \mathbf{A} が対角行列のとき $\text{tr}[\mathbf{A}^{-1}]$ は最小となる[13]ことから、式(10)に示す目的関数は $\mathbf{U}_t(k) = \mathbf{V}_h(k)$ としたときに最小となる。以上より、 $\mathbf{W}_t(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{W}_t(k) = \mathbf{V}_h(k) \sqrt{\mathbf{P}_t(k)} \quad (11)$$

式(11)を式(10)に代入することで、最適化問題は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \min_{\{P_n(k); n=0 \sim N_r-1, k=0 \sim N_c-1\}} \varepsilon &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \frac{\gamma^{-1}}{P_n(k)Q_n(k) + \gamma^{-1}} \\ \text{s.t. } \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} P_n(k) &= N_r N_c \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $P_n(k)$ および $Q_n(k)$ はそれぞれ、 $\mathbf{P}_i(k)$ および $\mathbf{Q}_n(k)$ の第 n 対角要素である。式(12)で与えられる最適化問題は、ラグランジュの未定乗数法[14]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)。

$$P_n(k) = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\lambda}} \frac{1}{\sqrt{\gamma Q_n(k)}} - \frac{1}{\gamma Q_n(k)}, 0 \right\} \quad (13)$$

ここで、 λ は制約条件を満足するように設定される定数である。

3.4. 送受信協調 MMSE フィルタリングの考察

3.2節および3.3節で導出した最適送受信フィルタリングの動作について考察する。受信フィルタ乗算後の等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}(k) &= \mathbf{W}_r(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \\ &= \text{diag} \left[\frac{P_0(k)Q_0(k)}{P_0(k)Q_0(k) + \gamma^{-1}}, \dots, \frac{P_{N_r-1}(k)Q_{N_r-1}(k)}{P_{N_r-1}(k)Q_{N_r-1}(k) + \gamma^{-1}} \right] \\ &= \text{diag} [\hat{H}_{0,0}(k), \dots, \hat{H}_{N_r-1, N_r-1}(k)] \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)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をキャンセルできていることがわかる。また、式(13)で表される $P_n(k)$ は、 $Q_n(k)$ 、すなわち第 n 固有モードの第 k 直交サブキャリアに対する電力配分係数であることがわかる。したがって、送受信協調 MMSE フィルタリングは、固有ビーム空間分割多重(E-SDM)を実現している。

SISO 伝送における送受信協調 MMSE-FDE の送信重み $W_t(k)$ は次式で表される[8-10]。

$$W_t(k) = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\lambda}} \frac{1}{\sqrt{\gamma |H(k)|^2}} - \frac{1}{\gamma |H(k)|^2}, 0 \right\} \quad (15)$$

ここで、 $H(k)$ はチャネルの伝達関数の第 k 直交サブキャリア成分である。式(13)と式(15)を比較すると、MIMO 伝送においては、各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE を行なっていることがわかる。

以上より、送受信協調 MMSE フィルタリングは、E-SDM によって IAI をキャンセルし、また、各固有モードに対して送受信協調 MMSE-FDE を行うことで ISI を低減し、伝送特性を改善できると考えられる。

図 2 に、提案法における電力配分の一例を示す。ここで、 $N_t=N_r=2$ とし、表 1 に示す諸元を用いた。式(13)より、提案法の電力配分は、よく知られた注水電力配分[1]と非常に似た形であることがわかる。したがって、 $Q_n(k)$ の逆数に比例して各固有モード、各直交サブキャ

リアに電力が配分され、 $Q_n(k)$ が極端に小さい固有モード、直交サブキャリアには電力を配分しない。しかし、従来の注水電力配分とは異なり、提案法では電力配分を決定する閾値(式(13)の第一項)が $Q_n(k)$ に依存するため、各固有モード、各直交サブキャリアで異なる閾値を持つ。これにより、比較的 $Q_n(k)$ の小さな固有モード、直交サブキャリアにも電力が配分され、ISIの増大を回避していると考えられる。

図 2(a)は $E_s/N_0=0\text{dB}$ のときの電力配分を示している。このときは特に $Q_n(k)$ が小さい第 1 固有モードにおいて、受信信号対雑音電力比(SNR)が低いため残留 ISI よりも雑音の影響が支配的である。よって、提案法は受信フィルタ出力後の受信 SNR を増大させるように動作し、 $Q_n(k)$ の小さな直交サブキャリアには電力を配分せず、その分の電力を他の直交サブキャリアに配分している。一方、比較的 $Q_n(k)$ の大きな第 0 固有モードにおいては、残留 ISI の影響が支配的となるため、 $Q_n(k)$ の逆特性のような電力配分を行い、残留 ISI を抑圧するように動作している。

また、図 2(b)は $E_s/N_0=20\text{dB}$ のときの電力配分を示しており、このときは全ての固有モードで残留 ISI の影響が支配的である。よって提案法は $Q_n(k)$ の逆特性のような電力配分を行い、残留 ISI を抑圧するように動作する。また、固有モード間の受信 SNR の差をなくすように、第 0 固有モードよりも第 1 固有モードに配分される電力の割合が大きくなっている。

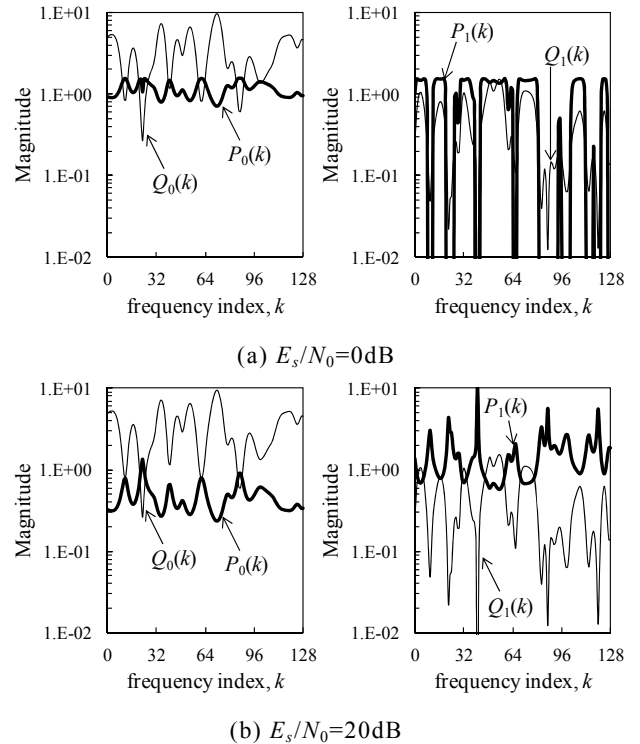
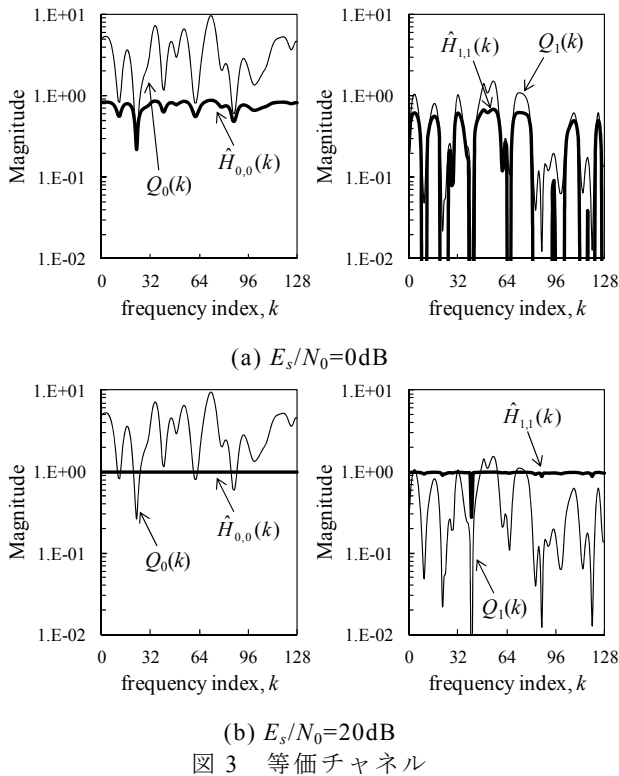


図 2 電力配分の動作

また、図 3 に、図 2 で示した電力配分を行なったときの等価チャネル利得 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ を示す。図 3(a)は $E_s/N_0=0\text{dB}$ のときの $\hat{\mathbf{H}}(k)$ を示している。上述したように、このと

き第1固有モードにおいては受信SNRを向上させるように電力配分がなされるため、周波数選択性が大きく残留する。一方、第0固有モードにおいては残留ISIを低減するように電力配分がなされるため、周波数選択性が抑圧できていることがわかる。

また、図3(b)は $E_s/N_0=20\text{dB}$ のときの $\hat{\mathbf{H}}(k)$ を示しており、各固有モードの周波数選択性が大幅に抑圧できていることがわかる。これは、残留ISIを低減するように電力配分がなされたためである。また、固有モード間の利得の差がほぼなくなっており、 $Q_n(k)$ の小さな第1固有モードにおいても高い等価チャネル利得が得られている。



4. 計算機シミュレーション結果

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

Transmitter & Receiver	Data modulation	16QAM, 64QAM
	Packet size	6144bits
	No. of DFT points	$N_c=128$
	Guard interval length	$N_g=16$
	Channel estimation	Ideal
	No. of transmit antennas	$N_t=2,4$
	No. of receive antennas	$N_r=2,4$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Path model	$L=16$ -path with uniform power delay profile
	Time delay difference	1 Symbol

表1に計算機シミュレーション諸元を示す。本報告では誤り訂正符号化を行わないときの特性を検討する。 $L=16$ パスの一律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、各アンテナ間のチャネルは無相関とし、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. スループット特性

図4に、提案法のスループット特性を示す。本報告では、スループット $\eta(\text{bps/Hz})$ を次式で定義している。

$$\eta = N_r \cdot \log_2 M \cdot (1 - \text{PER}) \cdot \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (16)$$

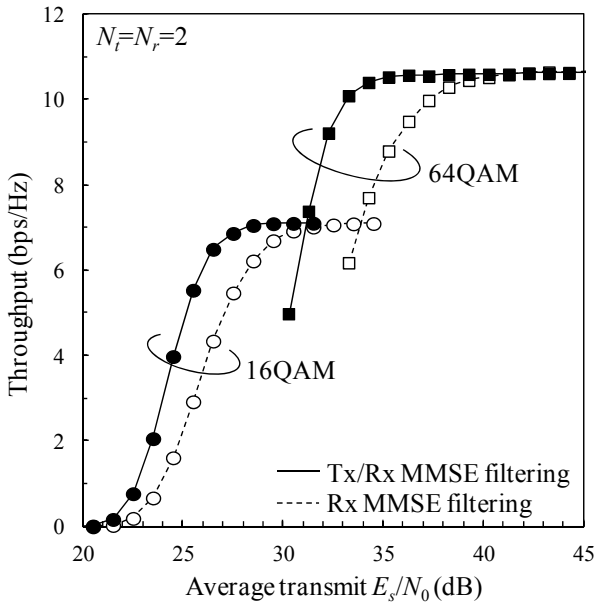
ここで M は変調多値数であり、16QAMのとき $M=16$ 、64QAMのとき $M=64$ である。PERは平均パケット誤り率である。図4(a)および(b)はそれぞれ、 $N_t=N_r=2$ および4のときのスループット特性を示しており、比較のため受信MMSEフィルタリングを用いたときの特性を併記する。図4より、提案法が受信MMSEフィルタリングを用いたときよりも優れたスループット特性を示していることがわかる。これは、3.4節で述べたように、提案法ではE-SDMを実現しIAIをキャンセルし、各固有モードに対し送受信協調MMSE-FDEを行うことで効果的にISIの補償と受信SNRの改善(すなわち受信信号対干渉+雑音電力比(SINR)の改善)を行うためである。

また、変調多値数が大きくなると、提案法の改善効果が大きくなることがわかる。例えば、図4(a)において、提案法は、16QAMのピーク値(7.1bps/Hz)を達成するのに必要な平均送信 E_s/N_0 を約3dB低減できる一方で、64QAMのピーク値(10.7bps/Hz)を達成するのに必要な平均送信 E_s/N_0 を約5dB低減できる。これは、変調多値数が多いほど、すなわちシンボル点間距離が小さいほど、各固有モードの受信SINRの改善効果が顕著に現れるからである。

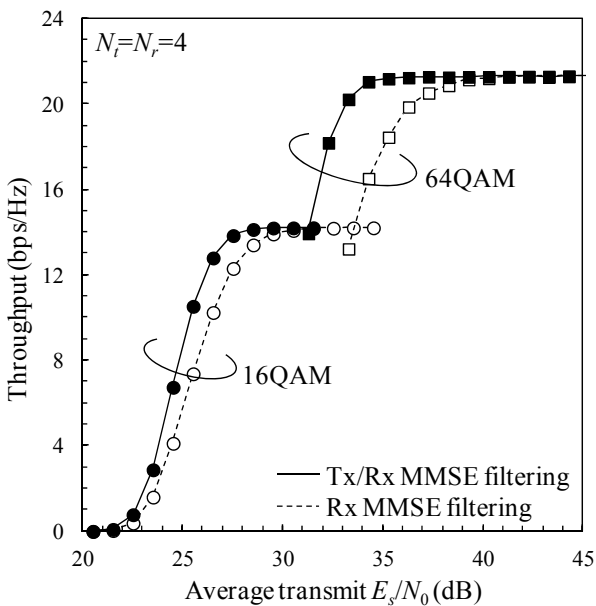
また、図4(a)と(b)を比較すると、送受信アンテナ本数が多くなると提案法の改善効果が小さくなっていることがわかる。例えば、図4(a)において、提案法は、16QAMのピーク値(7.1bps/Hz)を達成するのに必要な平均送信 E_s/N_0 を約3dB低減できる一方で、図4(b)において、16QAMのピーク値(14.2bps/Hz)を達成するのに必要な平均送信 E_s/N_0 の低減は約2dBである。これは、 $Q_n(k)$ の小さな固有モード($N_t=N_r=4$ においては特に $Q_3(k)$)におけるビット誤りがスループット特性において支配的であるからである。これを補償するために多くの電力が第3固有モードに配分され、提案法の送信電力低減効果が小さくなると考えられる。よって、適応変調[15]などによる、最小固有モードの伝送特性改善が今後の重要な課題である。

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] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [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, pp1070-1074, May 2000.
- [4] A. Nakajima, D. Garg, and F. Adachi, "Throughput of Turbo Coded Hybrid ARQ Using Single-carrier MIMO Multiplexing," Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC2005-Spring), Stockholm, Sweden, 30 May-1 June 2005.
- [5] A. Nakajima and F. Adachi, "Throughput Performance of Iterative Frequency-domain SIC with 2D MMSE-FDE for SC-MIMO Multiplexing," Proc. 2006 IEEE 64th Vehicular Technology Conference (VTC2006-Fall), Montreal, Quebec, Canada, 25-28 Sept. 2006.
- [6] K. Nagatomi, K. Higuchi, and H. Kawai "Complexity Reduced MLD Based on QR Decomposition in OFDM MIMO Multiplexing with Frequency Domain Spreading and Code Multiplexing," Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2009), pp. 1-6, Apr. 2009.
- [7] T. Yamamoto, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "Training Sequence-Aided QRM-MLD Block Signal Detection for Single-Carrier MIMO Spatial Multiplexing," Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC2011), Kyoto, Japan, 5-9 Jun. 2011.
- [8] Kazuki Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Joint Transmit/Receive Frequency-Domain Equalization for Broadband Mobile Radio," Proc. 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2009), Sendai, Japan, 7-10 Sep. 2009.
- [9] Kazuki Takeda and F. Adachi, "Single-carrier Hybrid ARQ Using Joint Transmit/Receive MMSE-FDE," Proc. 2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC2010-Spring), Taipei, Taiwan, 16-19 May 2010.
- [10] Kazuki Takeda and F. Adachi, "Joint IterativeTx/Rx MMSE-FDE and ISICancellation for Single-Carrier Hybrid ARQ with Chase Combining," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Vol. 2011, Article ID 569251, 13 pages, 2010. doi: 10.1155/2011/569251.
- [11] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, No. 4, pp. 58-66. Apr. 2002.
- [12] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of Multicode DS-CDMA Using Frequency Domain Equalization in a Frequency Selective Fading Channel," IEE Electronics Letters, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [13] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [14] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.
- [15] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori and K. Cho, "High Data-rate Transmission with Eigenbeam-space Division Multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel," Proc. 2002 IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC2002-Fall), Vancouver, Canada, 24-28 Sept. 2002
- [16] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans, Commun., Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [17] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their application," IEEE Trans. Commun., Vol. 36, No. 4, pp. 389-400, Apr. 1988.



(a) $N_t=N_r=2$



(b) $N_t=N_r=4$

図4 スループット特性

5. むすび

本報告では、送受信協調 MMSE フィルタリングを行う SC-MIMO 空間多重法を提案した。提案法は MIMO チャンネルを固有モードに変換することで IAI をキャンセルし、各固有モードに対し送受信協調 MMSE-FDE を行うことで ISI を大幅に低減できる。計算機シミュレーションにより、提案法が受信 MMSE フィルタリングよりも優れたスループット特性を達成できることを明らかにした。本報告では誤り訂正符号化を適用しなかったが、誤り訂正符号化と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)[16,17]、および適応変調の導入は、今後の興味深い検討課題である。