

OFDM システムにおけるサブキャリアヌリング規範に基づく ブラインドアレーアンテナの干渉抑圧能力

長谷野大祐[†] 中村 一彦^{††a)} 宮嶋 照行^{†††b)}

Interference Suppression Capability of Blind Antenna Arrays Based on Subcarrier Nulling Criteria in OFDM Systems

Daisuke HASENO[†], Kazuhiko NAKAMURA^{††a)}, and Teruyuki MIYAJIMA^{†††b)}

あらまし 直交周波数分割多重 (OFDM) では、遅延波の遅延時刻がサイクリックプリフィックス長を超えるとブロック間干渉 (IBI) が残留し深刻な性能劣化が起こる。本論文では、ヌルサブキャリアに対応する FFT 出力電力最小化に基づくアレーアンテナを用いたブラインド IBI 抑圧法の干渉抑圧能力を解析している。Post-FFT 型と Pre-FFT 型アレーの両方式について、IBI を完全に抑圧できることを理論的に示す。また Post-FFT 型アレーでは、各データサブキャリアの FFT 出力 SN 比を最大にできることを示す。Post-FFT 型アレーは Pre-FFT 型アレーに比べて優れており、最大比合成ダイバーシチに近い性能をもつことをシミュレーション結果は示している。

キーワード ブロック伝送、ビーム形成、ブロック間干渉、ダイバーシチ、SN 比最大化

1. ま え が き

直交周波数分割多重 (OFDM) は、周波数選択性通信路における高速データ伝送に適しており、無線 LAN や地上デジタル放送をはじめとする様々な分野で成功裏に適用されている [1]。OFDM の特長の一つは、高速フーリエ変換 (FFT) とサイクリックプリフィックス (CP) の利用により、簡易な装置でブロック間干渉 (IBI) の影響を除去できることである。しかし、CP 長を超える遅延時間をもつ遅延波が到来する場合、IBI が残留し大幅な性能劣化が起こる。IBI を抑圧する方法として、時間領域等化器 [2] や干渉キャンセラ [3] などが検討されている。本論文では、空間領域において

干渉抑圧を行うアレーアンテナ [4]~[10] に着目する。

OFDM のためのアレーアンテナの構成法として、Post-FFT 型と Pre-FFT 型の 2 種類がある [11], [12]。Post-FFT 型は FFT 処理後にサブキャリアごとに重み付け合成を行うものであり、Pre-FFT 型は受信機の FFT 処理前に重み付け合成を行うものである。Post-FFT 型は Pre-FFT 型に比べて、装置と重み決定の処理が複雑になるが、サブキャリアごとに重み係数の最適化が可能であるため一般に優れた性能が期待できる。

アレーアンテナの重み係数を決定する方法として、パイロット信号を用いる方法 [4], [5] が知られているが、パイロット信号の利用は周波数利用効率を低下させる。この問題に対し、パイロット信号を用いないブラインド手法が有効である。文献 [6] において、IBI により破壊された CP による周期定常性の回復を行うことで IBI 抑圧をする方法が提案されており、Pre-FFT 型へ適用した場合の干渉抑圧能力が理論的に明らかにされている [7]。この手法は FFT 処理前の時間領域の信号を利用して重み係数を決定するため Post-FFT 型へは適用できない。一方、データ伝送に利用しないヌルサブキャリアに対応する FFT 出力パワーを最小化 (サブキャリアヌリング規範と呼ぶ) することで重

[†] 茨城大学大学院理工学研究科, 日立市

Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

^{††} 山梨大学大学院医学工学総合研究部, 甲府市

Interdisciplinary Graduate School of Medicine and Engineering, University of Yamanashi, Kofu-shi, 400-8510 Japan

^{†††} 茨城大学工学部, 日立市

Faculty of Engineering, Ibaraki University, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

a) E-mail: knakamuara@es.yamanashi.ac.jp

b) E-mail: miyajima@mx.ibaraki.ac.jp

み係数を決定する方法が知られている [8]～[10]. この方法の Pre-FFT 型へ適用例として, ドップラーシフトを受けた信号を抑圧することが検討されている [8]. Post-FFT 型への適用については, チャネル間干渉の抑圧 [9] とシングルキャリアブロック伝送における IBI 抑圧 [10] が検討されている. これまでに OFDM における IBI 抑圧への適用は検討されておらず, その IBI 抑圧能力は解析的に明らかにされていない. また文献 [9], [10] では, 全てのサブキャリアで共通の単一重みベクトルを用いており, サブキャリアごとに処理できるという Post-FFT 型の利点が生かされていない.

本論文では, サブキャリアヌリング規範に基づく OFDM アレーアンテナによる IBI 抑圧を検討する. Post-FFT 型と Pre-FFT 型の両方式について, ある条件のもとで IBI が完全に除去できることを理論的に示す. また, サブキャリアごとに異なる重み係数を用いる Post-FFT 型について, サブキャリアごとの SN 比を最大にできる方法を示す. シミュレーションにより様々な環境における各手法の性能評価を行う.

2. アレーアンテナを用いる OFDM システム

2.1 送受信信号

N 個のシンボルからなる第 i ブロックを $\tilde{\mathbf{s}}_i = [s_{iN} \cdots s_{(i+1)N-1}]^T$ とする (上付きの T は行列の転置を表す). データ伝送に利用しないヌルサブキャリアの場合は $s_q = 0, q \in \mathcal{N}_u$ とする. ここで $\mathcal{N}_u$ はヌルサブキャリアのインデックスからなる集合を表す. IFFT 処理により $\tilde{\mathbf{u}}_i = \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{s}}_i$ を得る. ここで $\mathbf{F}$ は第 (k, l) 要素が $\frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j2\pi \frac{kl}{N})$ の FFT 行列である (上付きの H は行列の共役転置を表す). 長さ P の CP が付加され次式の送信信号を得る.

$$\begin{bmatrix} u_{iQ} \\ \vdots \\ u_{iQ+Q-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{P \times (N-P)} & \mathbf{I}_P \\ & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_i. \quad (1)$$

ここで $Q = N + P$ は OFDM シンボル長である.

通信路は $M + 1$ パスからなり, 第 m パスのゲインを h_m , 遅延時間を d_m , 到来角度を θ_m とする. 受信機には K 本のアンテナがあり, 素子間隔 D の直線配置とする. 時刻 l の第 k アンテナの受信信号を $x_l[k]$ と書くと, アレー受信信号 $\mathbf{x}_l = [x_l[1] \cdots x_l[K]]^T$ は,

$$\mathbf{x}_l = \sum_{m=0}^M h_m \mathbf{a}_m u_{l-d_m} + \mathbf{n}_l \quad (2)$$

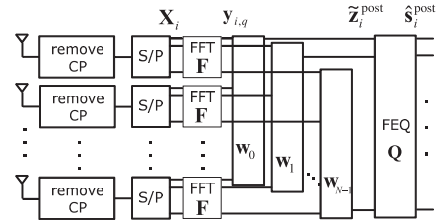


図 1 Post-FFT 型アレーアンテナの受信機
Fig. 1 Post-FFT antenna array receiver.

と表すことができる. ここで $\mathbf{n}_l = [n_l[1] \cdots n_l[K]]^T$ は雑音ベクトル, $n_l[k]$ は時刻 l の第 k アンテナにおける雑音, $\mathbf{a}_m$ はステアリングベクトルで $\mathbf{a}_m = [a_m[1] \cdots a_m[K]]^T$, $a_m[k] = e^{j2\pi D(k-1) \sin \theta_m / \lambda}$, λ は波長である. CP を除いた第 k アンテナの第 i ブロック受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{x}}_i[k] = [x_{iQ+P}[k] \cdots x_{iQ+Q-1}[k]]^T$ は,

$$\tilde{\mathbf{x}}_i[k] = \sum_{m=0}^M h_m a_m[k] \tilde{\mathbf{u}}_{i,m} + \tilde{\mathbf{n}}_i[k]. \quad (3)$$

ここで, $\tilde{\mathbf{u}}_{i,m} = [u_{iQ+P-d_m} \cdots u_{iQ+Q-1-d_m}]^T$, $\tilde{\mathbf{n}}_i[k] = [n_{iQ+P}[k] \cdots n_{iQ+Q-1}[k]]^T$ である.

本論文では以下を仮定する.

- (AS1) $\{s_q, q \in \mathcal{N}_d\}$ は平均 0, 分散 σ_s^2 の無相関系列. $\mathcal{N}_d$ はデータサブキャリアのインデックス集合を表す.
- (AS2) $\{n_l[k]\}$ は平均 0, 分散 σ_n^2 のガウス確率過程で, 時間, 空間的に無相関, 送信シンボルと無相関.
- (AS3) $d_0 = 0, d_m \leq d_{m+1}, d_\rho \leq P < d_{\rho+1}, d_M < N$.
- (AS4) $\theta_m \neq \theta_l, m \neq l$.
- (AS5) $K > M + 1$.

(AS3) の 3 番目の式は第 ρ パスまでは CP 以内で, $\rho + 1$ パスからは CP を超えることを意味する. また最後の式は, IBI が直前のブロックからだけ発生することを意味する.

2.2 Post-FFT 型アレーアンテナ

図 1 に Post-FFT 型アレーアンテナを用いる受信機を示す. FFT 行列 $\mathbf{F}$ の第 q 行を $\tilde{\mathbf{f}}_q^H$ と表すと, 第 k アンテナにおける第 i ブロックの第 q サブキャリアに対する FFT 出力は $y_{i,q}[k] = \tilde{\mathbf{f}}_q^H \tilde{\mathbf{x}}_i[k]$ となる. 全アンテナ分の出力 $\mathbf{y}_{i,q} = [y_{i,q}[1] \cdots y_{i,q}[K]]^T$ は

$$\mathbf{y}_{i,q} = \mathbf{X}_i^T \tilde{\mathbf{f}}_q^* \quad (4)$$

と書ける (上付きの $*$ は複素共役を表す). ここで, $\mathbf{X}_i = [\tilde{\mathbf{x}}_i[1] \cdots \tilde{\mathbf{x}}_i[K]]$ であり, $N \times K$ 行列 $\mathbf{X}_i$ は更

に次のように書ける．

$$\mathbf{X}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{H}^T \mathbf{A}^T + \mathbf{N}_i. \quad (5)$$

ここで $\mathbf{U}_i = [\tilde{\mathbf{u}}_{i,0} \cdots \tilde{\mathbf{u}}_{i,M}]$, $\mathbf{H} = \text{diag}[h_0 \cdots h_M]$, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_0 \cdots \mathbf{a}_M]$, $\mathbf{N}_i = [\tilde{\mathbf{n}}_i[1] \cdots \tilde{\mathbf{n}}_i[K]]$ である．

第 q サブキャリアの重みベクトルを $\mathbf{w}_q$ とすると，第 i ブロックの第 q データサブキャリアに相当する Post-FFT 型アレー合成出力 $z_{i,q}^{\text{post}}$ は次式で表される．

$$\begin{aligned} z_{i,q}^{\text{post}} &= \mathbf{w}_q^H \mathbf{y}_{i,q} \\ &= \mathbf{w}_q^H [\mathbf{a}_0 \cdots \mathbf{a}_\rho] \mathbf{H}_1 \mathbf{U}_{1,i}^T \tilde{\mathbf{f}}_q^* \\ &\quad + \mathbf{w}_q^H [\mathbf{a}_{\rho+1} \cdots \mathbf{a}_M] \mathbf{H}_2 \mathbf{U}_{2,i}^T \tilde{\mathbf{f}}_q^* + \mathbf{w}_q^H \mathbf{N}_i^T \tilde{\mathbf{f}}_q^*. \end{aligned} \quad (6)$$

ここで $\mathbf{H}_1 = \text{diag}[h_0 \cdots h_\rho]$, $\mathbf{H}_2 = \text{diag}[h_{\rho+1} \cdots h_M]$, $\mathbf{U}_{1,i} = [\tilde{\mathbf{u}}_{i,0} \cdots \tilde{\mathbf{u}}_{i,\rho}]$, $\mathbf{U}_{2,i} = [\tilde{\mathbf{u}}_{i,\rho+1} \cdots \tilde{\mathbf{u}}_{i,M}]$ である．右辺第 1 項が CP 内の所望成分，第 2 項が IBI 成分，第 3 項が雑音成分を表す．重みベクトル $\mathbf{w}_q$ を適切に決定して，IBI 成分 $\mathbf{w}_q^H \mathbf{a}_m$, $m = \rho+1, \dots, M$ をゼロにすることが目標である．

最後に，周波数領域等化器 (FEQ: Frequency-domain Equalizer) により振幅と位相が補償されて $\hat{\mathbf{s}}_i^{\text{post}} = \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{z}}_i^{\text{post}}$ を得る．ここで $\tilde{\mathbf{z}}_i^{\text{post}} = [z_{i,0}^{\text{post}} \cdots z_{i,N-1}^{\text{post}}]^T$ は合成出力ベクトル， $N \times N$ 対角行列 $\mathbf{Q}$ は FEQ を表す．

2.3 Pre-FFT 型アレーアンテナ

図 2 に Pre-FFT 型アレーアンテナを用いる受信機を示す．時刻 l のアレーアンテナ出力は $v_l = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_l$ であり，これは次のように書ける．

$$\begin{aligned} v_l &= \sum_{m=0}^{\rho} h_m \mathbf{w}^H \mathbf{a}_m u_{l-d_m} \\ &\quad + \sum_{m=\rho+1}^M h_m \mathbf{w}^H \mathbf{a}_m u_{l-d_m} + \mathbf{w}^H \mathbf{n}_l. \end{aligned} \quad (7)$$

右辺第 1 項が CP 内の所望成分，第 2 項が CP を超える IBI 成分，第 3 項が雑音成分を表す．Post-FFT 型と同様に， $\mathbf{w}^H \mathbf{a}_m = 0$, $m = \rho+1, \dots, M$ となるように重みベクトル $\mathbf{w}$ を定めれば IBI が完全に抑圧される．アレー出力 $\tilde{\mathbf{v}}_i = [v_{iQ+P} \cdots v_{iQ+Q-1}]^T = \mathbf{X}_i \mathbf{w}^*$ は FFT で処理され $\tilde{\mathbf{z}}_i^{\text{pre}} = [z_{i,0}^{\text{pre}} \cdots z_{i,N-1}^{\text{pre}}]^T = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{v}}_i$ を得る．最後に FEQ により $\hat{\mathbf{s}}_i^{\text{pre}} = \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{z}}_i^{\text{pre}}$ を得る．

2.4 単一の重みベクトルを用いる Post-FFT 型と Pre-FFT 型の関係

文献 [9], [10] では，Post-FFT 型の簡易化を狙って，全てのサブキャリアで単一の重みベクトルを用いてい

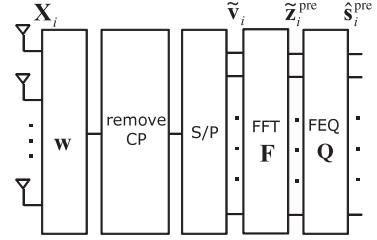


図 2 Pre-FFT 型アレーアンテナの受信機
Fig. 2 Pre-FFT antenna array receiver.

る．単一重みベクトル $\mathbf{w}$ をもつ Post-FFT 型の q 番目の FFT 出力は次のように書ける．

$$z_{i,q}^{\text{post}} = \mathbf{y}_{i,q}^T \mathbf{w}^* = \tilde{\mathbf{f}}_q^H \mathbf{X}_i \mathbf{w}^*. \quad (8)$$

一方，Pre-FFT 型の場合は次のように書き直せる．

$$z_{i,q}^{\text{pre}} = \tilde{\mathbf{f}}_q^H \tilde{\mathbf{v}}_i = \tilde{\mathbf{f}}_q^H \mathbf{X}_i \mathbf{w}^*. \quad (9)$$

この結果より，単一の重みベクトルを用いる Post-FFT 型は Pre-FFT 型と等しく，Post-FFT 型を使うメリットがないことが分かる．

3. IBI 抑圧法

3.1 サブキャリアヌリング規範

IBI が存在するとサブキャリア間の直交性がくずれる．このとき，受信機で隣接チャネル間干渉除去のための急しゆな帯域フィルタを用いないとすると，ヌルサブキャリアに対応する FFT 出力に IBI 成分が現れる．この点に着目し，ヌルサブキャリアに対応する FFT 出力パワーを最小化することで重みベクトルを決定する方法が提案されている [8]～[10]．Post-FFT 型における第 $p \in \mathcal{N}_d$ データサブキャリアに対する重みベクトル $\mathbf{w}_p$ を決定するために，本論文では以下の評価関数の最小化を考える^(注1)．

$$J_{\text{post}}(\mathbf{w}_p) = \sum_{q \in \mathcal{N}_u} \mathbb{E} \left[|\mathbf{w}_p^H \mathbf{y}_{i,q}|^2 \right]. \quad (10)$$

Pre-FFT 型について，以下の評価関数を考える^(注2)．

(注1)：文献 [9], [10] では瞬時値または時間平均により評価関数を定義しているが，集合平均を用いても本質を損なうことはない．また文献 [9], [10] では，分母が J_{post} で分子がデータサブキャリアに対応する FFT 出力電力である一般化レイリー商 $R(\mathbf{w}_q)$ の最大化問題を考えているが，IBI 抑圧に貢献するのは分母の J_{post} であるので，本論文では J_{post} の最小化を考える．

(注2)：文献 [8] では第 q サブキャリア成分を抽出するためにアレー出力と正弦波の畳込みを用いているが，FFT を用いても本質を損なうことはない．

$$J_{\text{pre}}(\mathbf{w}) = \sum_{q \in \mathcal{N}_u} \mathbb{E} [|z_{i,q}^{\text{pre}}|^2] = \sum_{q \in \mathcal{N}_u} \mathbb{E} [\|\tilde{\mathbf{f}}_q^H \tilde{\mathbf{v}}_i\|^2]. \quad (11)$$

重みベクトルがゼロとなることを避けるため重みベクトルに対する拘束が必要であるが、本論文の解析では簡単のためにノルム拘束を用いる。この評価関数の最小化により IBI が完全に抑圧できることを以下で示す。

3.2 Post-FFT 型の干渉抑圧能力

評価関数 (10) に含まれる合成量 $\mathbf{w}_p^H \mathbf{y}_{i,q}$ は、第 p データサブキャリアに対応する重みベクトル $\mathbf{w}_p$ による第 q スルサブキャリア成分に対する応答を示している。この合成量 $\mathbf{w}_p^H \mathbf{y}_{i,q}$ は復調には利用しないので、その大きさの最小化の意義に疑問を感じるかもしれない。この合成量は以下のように書けることに注意する。

$$\mathbf{w}_p^H \mathbf{y}_{i,q} = \mathbf{w}_p^H [\mathbf{a}_0 \cdots \mathbf{a}_p] \mathbf{H}_1 \mathbf{U}_{1,i}^T \tilde{\mathbf{f}}_q^* + \mathbf{w}_p^H [\mathbf{a}_{p+1} \cdots \mathbf{a}_M] \mathbf{H}_2 \mathbf{U}_{2,i}^T \tilde{\mathbf{f}}_q^* + \mathbf{w}_p^H \mathbf{N}_i^T \tilde{\mathbf{f}}_q^*. \quad (12)$$

右辺第 1 項は CP 長以内の遅延波成分であるが、第 $q \in \mathcal{N}_u$ シンボルは $s_{iN+q} = 0$ であるからこの項はゼロである。したがってこの合成量の大きさを小さくすることで、第 2 項の IBI 成分を抑圧できると期待できるのである。実際に次の結果が得られる。

[命題 1] (AS1)–(AS5) を仮定する。このときノルム拘束 $\|\mathbf{w}_p\| = 1$ のもとで J_{post} を最小化することで $\mathbf{w}_p^H \mathbf{a}_m = 0$, $m = \rho + 1, \dots, M$ を得る。

証明を付録に示す。本論文で最も重要なこの結果は、たとえ雑音が存在しても、評価関数 J_{post} の最小化により IBI が完全に抑圧できることを示している。また、この結果は単一重みベクトルを用いる Post-FFT 型でも成り立つことに注意されたい。

3.3 Post-FFT 型の FFT 出力 SN 比最大化

式 (10) の評価関数は第 p データサブキャリアに關する情報を何も利用していないので、最小化により得られる重みベクトルは p によらず全て同一になってしまう可能性がある。重みベクトルが全て同一になってしまうと、2.4 で述べたように Post-FFT 型は Pre-FFT 型と等価となり、Post-FFT 型の利点が生かせない。

そこで、次の第 p データサブキャリアに対応する FFT 出力のパワーを最大にすることを考える。

$$P_p(\mathbf{w}_p) = \mathbb{E} [|z_{i,p}|^2], \quad p \in \mathcal{N}_d. \quad (13)$$

これに関して次の結果が得られる。

[命題 2] (AS1)–(AS5) を仮定する。ノルム拘束 $\|\mathbf{w}_p\| = 1$ のもとで J_{post} を最小化したとき、 P_p を最大化すると $z_{i,p}$ における SN 比が最大となる。

証明を付録に示す。この結果より、IBI が完全に抑圧されたという条件下で、 P_p を最大化することで各データサブキャリアにおける誤り率を最小にできることが分かる。

3.4 Post-FFT 型のアルゴリズム

付録に示したように、評価関数の最小値は $\sigma_n^2 |\mathcal{N}_u|$ である ($|\mathcal{N}_u|$ はスルサブキャリア数)。よって第 p データサブキャリアの FFT 出力 SN 比を最大にする $\mathbf{w}_p, p \in \mathcal{N}_d$ は次の最適化問題により得られる。

$$\begin{aligned} \max \quad & \mathbf{w}_p^H \mathbf{R}_p \mathbf{w}_p \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{w}_p^H \mathbf{R}_Y \mathbf{w}_p = \sigma_n^2 |\mathcal{N}_u|, \quad \|\mathbf{w}_p\| = 1. \end{aligned} \quad (14)$$

ここで $\mathbf{R}_p = \mathbb{E} [\mathbf{y}_{i,p} \mathbf{y}_{i,p}^H]$, $\mathbf{R}_Y = \mathbb{E} [\mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^H]$, $\mathbf{Y}_i$ は $\mathbf{y}_{i,q}, q \in \mathcal{N}_u$ を列とする $K \times |\mathcal{N}_u|$ 行列である。2 種類の拘束条件をもつこの問題を効率的に解くことは困難であるので、ノルム拘束を除いて近似的に解くことを提案する。この場合、一般化固有値問題

$$\mathbf{R}_p \mathbf{w}_p = \lambda_{\max} \mathbf{R}_Y \mathbf{w}_p \quad (15)$$

を解くことに帰着する [13]。ここで $\lambda_{\max}$ は最大固有値である。

本論文のシミュレーションでは、通信路の変化が緩やかな準静的な環境を考える。この場合、相関行列を B 個のデータから推定し、

$$\hat{\mathbf{R}}_p = \frac{1}{B} \sum_{i=0}^{B-1} \mathbf{y}_{i,p} \mathbf{y}_{i,p}^H, \quad \hat{\mathbf{R}}_Y = \frac{1}{B} \sum_{i=0}^{B-1} \mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^H, \quad (16)$$

一般化固有値問題 $\hat{\mathbf{R}}_p \mathbf{w}_p = \lambda_{\max} \hat{\mathbf{R}}_Y \mathbf{w}_p$ を解いて得られる固有ベクトルを重みベクトルとすればよい。適応的に重みベクトルを求めたい場合は、一般化固有ベクトルを求める適応アルゴリズム [14] を利用すればよい。本論文では干渉抑圧能力の解析に主眼を置いているので、アルゴリズムに関してこれ以上深い議論は行わない。

ところで、単一の重みベクトルを用いる Post-FFT 型についても、データサブキャリアに対応する FFT 出力電力の最大化が可能である。ただしサブキャリアごとの電力ではなく全電力の最大化である点が異なる。

この場合、次の一般化固有値問題により得られる最大固有値の固有ベクトルを重みベクトルとすればよい。

$$\mathbf{R}_d \mathbf{w} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_Y \mathbf{w}. \quad (17)$$

ここで $\mathbf{R}_d = \sum_{p \in \mathcal{N}_d} \mathbf{R}_p$ である。これは文献 [9], [10] で提案された方法である。

3.5 Pre-FFT 型の干渉抑圧能力とアルゴリズム

サブキャリアマリング規範を用いる Pre-FFT 型の干渉抑圧能力について考える。2.4 で述べたように、Pre-FFT 型の FFT 出力は共通の重みベクトルと用いる Post-FFT 型の FFT 出力と等しいから、式 (10) と (11) は等しくなる。このとき、3.2 で述べた Post-FFT 型の干渉抑圧能力の解析結果が適用できる。つまり、Post-FFT 型と同様に、ノルム拘束のもとで J_{pre} を最小化することで IBI が完全に抑圧できるのである。

最後に重みベクトルを求める手順を述べる。評価関数は $J_{\text{pre}}(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^T \mathbf{R}_x \mathbf{w}^*$ と書き直せる。ここで $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{X}_i^H \mathbf{F}_n^H \mathbf{F}_n \mathbf{X}_i]$ 、 $\mathbf{F}_n$ はヌルサブキャリアに対応する行ベクトル $\tilde{\mathbf{f}}_q^H, q \in \mathcal{N}_u$ 、を FFT 行列から抜き出した $|\mathcal{N}_u| \times N$ 行列。ノルム拘束 $\|\mathbf{w}\| = 1$ の元での J_{pre} の最小化は、次の固有値問題を解いて得られる最小固有値の固有ベクトルにより可能である [13]。

$$\mathbf{R}_x \mathbf{w}^* = \lambda_{\min} \mathbf{w}^*. \quad (18)$$

実際には、 $\mathbf{R}_x$ を B 個のサンプルの平均により求め、その最小固有値の固有ベクトルを $\mathbf{w}^*$ とすればよい。

4. シミュレーション

4.1 シミュレーション諸元

計算機シミュレーションの諸元は、特に断りがない限り表 1 に示したものに従う。通信路のパスゲイン h_m は平均 0 で分散が σ_m^2 の複素ガウス確率変数により定めた。分散は $\sigma_m^2 = \beta \exp(-\alpha d_m)$ 、 $\alpha = 0.1$ 、 β は通信路の平均エネルギーが 1 となるように選んだ。理想的な周波数領域等化器が利用できると仮定して、MMSE 周波数領域等化器 $\mathbf{Q}$ を解析的に求めて用いた。試行回数を 10,000 回とした。各試行ごとに通信路が異なる。誤り率計算のために 1 試行当たり 1,000 ブロックを用いた。式 (15) の提案法の Post-FFT 型 (Post)、式 (17) の単一重みベクトルを用いる Post-FFT 型 (Post (single))、式 (18) の Pre-FFT 型 (Pre) の結果を示す。また、周波数非選択性レイリーフェージング通信路における単一アンテナ受信時の BER (no diversity (1

表 1 シミュレーション諸元
Table 1 Specifications of simulation.

変調方式	QPSK
サブキャリア数 N	64
データサブキャリア数 $ \mathcal{N}_d $	52
ヌルサブキャリア数 $ \mathcal{N}_u $	12
CP 長 P	16
遅延波到来時刻 d_m (到来角度 θ_m)	0 (0°) 2 (-30°) 8 (50°) 18 (20°) 23 (-60°)
受信アンテナ数 K	8
アンテナ間隔 D	半波長
相関行列の計算に必要なブロック数 B	100
角度広がり	なし

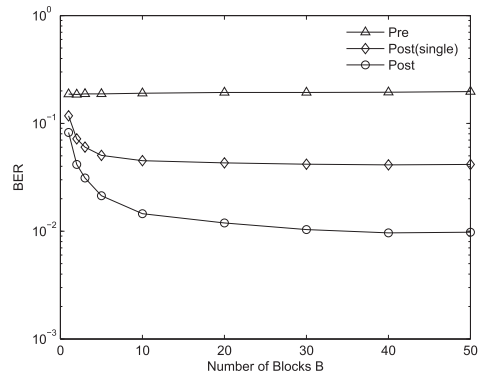


図 3 相関行列計算に用いるブロック数の影響

Fig. 3 Effect of the number of blocks used to compute correlation matrices.

antenna)), アンテナ 8 素子数分のアレーゲインを考慮した BER (no diversity (8 antennas)), 8 ブランチ最大比合成の BER (8-branch diversity) の理論値を比較のために示す。

4.2 シミュレーション結果

図 3 に、相関行列を計算するために用いたブロック数 B を変化させたときのビット誤り率を示す。アンテナ当りの平均 E_b/N_0 を -1 dB に固定した。Post-FFT 型は 10 から 20 ブロック程度で十分誤り率を低くできることが分かる。一方、式 (18) の Pre-FFT 型は、 E_b/N_0 が比較的低いため多くのブロックを利用しても誤り率が下がらない。

IBI が存在する場合について、アンテナ当りの平均 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性を図 4 に示す。式 (18) の Pre-FFT 型は単一アンテナ受信に近い結果であり、アレーゲインすら得られていない。この理由は、ヌルサブキャリアに対応する FFT 出力電力最小化により IBI は抑圧できるが、希望成分に対する応答が大きくなるような仕組みがないためと考えられる。別の

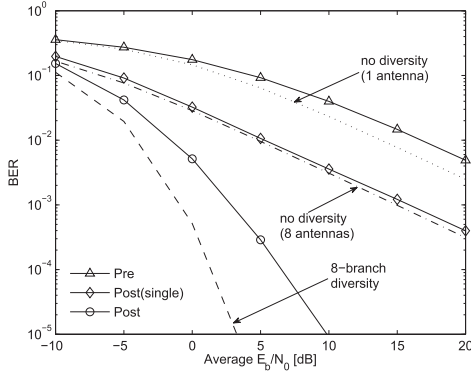


図 4 IBI が存在する場合の BER 比較
Fig. 4 BER comparison in the presence of IBI.

言い方をすると、ノルム拘束の元で評価関数 (11) を最小化することは、(CP を超える) 干渉成分の張る空間に直交する空間から任意の重みベクトルを選ぶことに相当し、この重みベクトルは (CP 内の) 希望成分と無関係に選ばれてしまうため、受信信号を適切に合成することができなくなるものと考えられる。また単一アンテナ受信よりもいくらか劣化している理由は、希望成分に対する応答が雑音成分に比べて相対的に小さくなること (雑音強調に相当) と、抑圧した 2 波の IBI 成分のエネルギーが失われたためである。一方、単一重みベクトルを用いる Post-FFT 型は 8 アンテナ受信とはほぼ同じであり、ダイバーシチゲインは得られていない。これは、データサブキャリア成分電力の最大化を行うことで同相加算ができてアレーゲインは得られるが、符号化などの付加的な処理を行っていない今回の条件下ではダイバーシチゲインが得られないためだと考えられる [12]。提案する Post-FFT 型は最も優れているが、8 ブランチダイバーシチ受信からはいくらか劣化している。これは、今回の条件ではアンテナ素子間で受信信号の相関が高いため十分なダイバーシチゲインが得られないためである。

図 5 に IBI が存在しない場合のビット誤り率特性を示す。ここで遅延波の到来時刻は $d_0 = 0, d_1 = 2, d_2 = 8, d_3 = 10, d_4 = 13$ であり、到来方向は表 1 のものと同じである。図 4 と図 5 の Pre-FFT 型及び Post-FFT 型を比較すると図 5 の特性が優れている。Pre-FFT 型の性能が良くなる理由は、図 5 の場合は IBI が存在しないので、それを抑圧する必要がなく雑音強調が起りにくいことと、IBI 成分のエネルギー損失がないからである。一方、提案する Post-FFT 型について

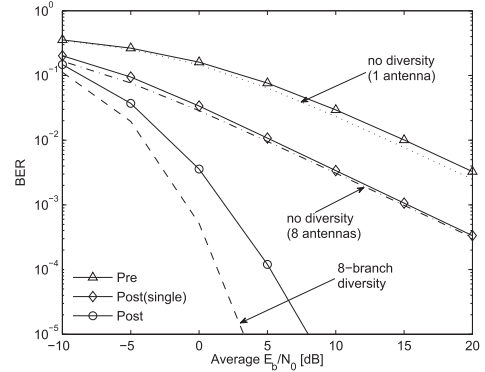


図 5 IBI が存在しない場合の BER 比較
Fig. 5 BER comparison in the absence of IBI.

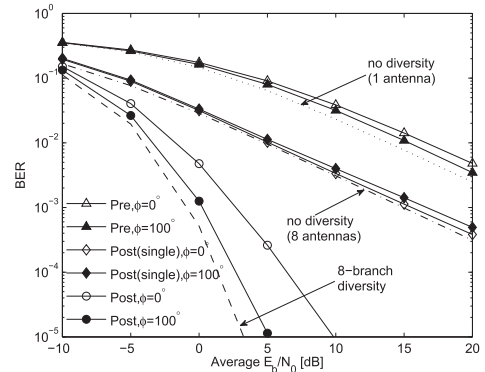


図 6 遅延波の角度広がりへの BER 特性への影響
Fig. 6 Impact of angular spread on BER performance.

は、遅延波を合成して出力電力を大きくする仕組みにより雑音強調が起りにくくなっており、図 4 の場合は IBI 抑圧後の 3 波しか利用できないのに対して、図 5 の場合は 5 波を利用して合成できるためである。

図 6 に遅延波が角度広がりをもつ場合の結果を示す。1 クラスタ内の素波を 10 波とし、広がり角を $[-\phi, \phi]$ の一様分布により決定した。 $\phi = 0^\circ$ と $\phi = 100^\circ$ の場合を示す。角度広がりが大きいと素子間で受信信号の相関が低くなるため、提案する Post-FFT 型は 8 ブランチダイバーシチの結果に近づくことが確認できる。一方、式 (18) の Pre-FFT 型と単一重みベクトルの Post-FFT 型はダイバーシチゲインが得られていない。

最後に、マルチユーザ環境 (OFDMA) に適用したときの結果を図 7 に示す。ユーザ数は $U = 1$ と $U = 3$ とし、各ユーザにはそれぞれ異なる 16 サブキャリアを割り当てた。どのユーザも使用しない $|N_u| = 16$ サ

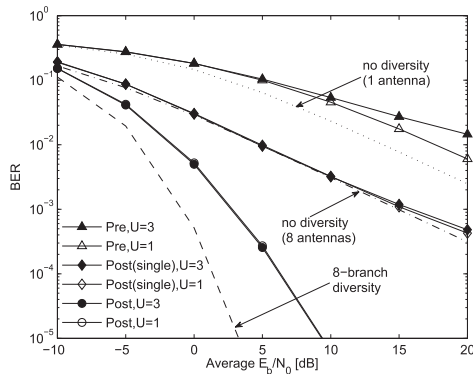


図 7 マルチユーザ環境の BER 特性
Fig. 7 BER performance in multiuser environment.

ブキャリヤをヌルサブキャリヤとみなした。到来波の到来時間は全ユーザ同一で表 1 のものと同じであり、到来方向 $\theta_m, m = 0, \dots, 4$ は以下のとおりである。

ユーザ 1: $0^\circ, -30^\circ, 50^\circ, 20^\circ, -60^\circ$

ユーザ 2: $10^\circ, 40^\circ, -20^\circ, 60^\circ, -50^\circ$

ユーザ 3: $-10^\circ, 30^\circ, -40^\circ, -80^\circ, 80^\circ$.

ユーザ数が増えた場合も、提案する Post-FFT 型は優れた性能をもつことが確認できる。この例では、各ユーザの遅延波の遅延時間が全て同一で、全ての到来波の到来方向が異なるという極端な状況を考えてが、実際には遅延時間が異なったり、到来方向が同一になることがあり得る。このような場合に提案法により干渉抑圧が可能かどうかは現時点では不明であり、通信路の条件によっては干渉抑圧ができない可能性がある。今後、マルチユーザ環境において、提案法により干渉抑圧可能であるための通信路の条件を明らかにし、より現実的な伝搬モデルでの評価が必要である。

5. む す び

本論文では、OFDM におけるブロック間干渉の対応策としてサブキャリヤヌリング規範に基づくアレーアンテナの利用を検討し、干渉が完全に抑圧できることを証明した。更に Post-FFT 型 OFDM アレーについて、サブキャリヤごとに FFT 出力 SN 比を最大にできる方法を提案した。シミュレーションにより、提案した Post-FFT 型アレーは干渉の影響を低減でき、更にダイバーシチゲインをもつことを確認した。

本論文ではシングルユーザ環境における干渉抑圧能力を中心に解析を行ったが、今後は、ダイバーシチ効

果、マルチユーザシステムへの適用可能性、符号化の影響の解析、及び適応アルゴリズムの開発と時変通信路への適用、ブラインド周波数領域等化器の検討が今後の課題として挙げられる。

文 献

- [1] Z. Wang and G.B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," IEEE Signal Process. Mag., vol.17, no.3, pp.29–48, May 2000.
- [2] R.K. Martin and C.R. Johnson, Jr., "Adaptive equalization: Transition from single-carrier to multicarrier systems," IEEE Signal Process. Mag., vol.22, no.6, pp.108–122, Nov. 2005.
- [3] D. Kim and G.L. Stuber, "Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.50, no.12, pp.2136–2148, Dec. 2002.
- [4] D. Bartolomé and A.I. Pérez-Neria, "MMSE techniques for space diversity receivers in OFDM-based wireless LANs," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.21, no.2, pp.151–160, Feb. 2003.
- [5] M. Budsabathon, S. Hane, Y. Hara, and S. Hara, "On a novel pre-FFT OFDM adaptive antenna array for delayed signal suppression," IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.6, pp.1936–1945, June 2003.
- [6] 堀 智, 菊間信良, 稲垣直樹, "OFDM におけるガード区間を利用した MMSE アダプティブアレー," 信学論 (B), vol.J85-B, no.9, pp.1608–1615, Sept. 2002.
- [7] H. Watahiki and T. Miyajima, "Interference suppression capability of array antenna using cyclic prefix in block transmission," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E91-A, no.8, pp.2045–2047, Aug. 2008.
- [8] S. Hara, S. Hane, and Y. Hara, "Simple null-steering OFDM adaptive array antenna for doppler-shifted signal suppression," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.54, no.1, pp.91–99, Jan. 2005.
- [9] Y.-F. Chen and C.-S. Wang, "Adaptive antenna array for interference cancellation in OFDM communication system with virtual carriers," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.56, no.4, pp.1837–1844, July 2007.
- [10] C.-Y. Liu, Y.-F. Chen, and C.-P. Li, "Blind beam-forming schemes in SC-FDMA systems with insufficient cyclic prefix and carrier frequency offset," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.58, no.9, pp.4848–4859, Nov. 2009.
- [11] H. Matsuoka and H. Shoki, "Comparison of pre-FFT and post-FFT processing adaptive arrays for OFDM systems in the presence of co-channel interference," Proc. IEEE PIMRC'03, pp.1603–1607, Sept. 2003.
- [12] M. Okada and S. Komaki, "Pre-DFT combining space diversity assisted COFDM," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.50, no.2, pp.487–496, March 2001.
- [13] G. Strang, Linear Algebra and Its Applications, Harcourt College Publishers, 1988.
- [14] J. Yang, H. Xi, F. Yang, and Y. Zhao, "RLS-

based adaptive algorithms for generalized eigen-decomposition,” IEEE Trans. Signal Process., vol.54, no.4, pp.1177–1188, March 2006.

- [15] T. Miyajima and Z. Ding, “Subcarrier nulling algorithms for channel shortening in uplink OFDMA systems,” IEEE Trans. Signal Process., vol.60, no.5, pp.2374–2385, May 2012.

付 録

1. 命題 1 の証明

評価関数は次のように書き換えられる.

$$\begin{aligned} J_{\text{post}}(\mathbf{w}_p) &= \mathbf{w}_p^H \mathbf{E} [\mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^H] \mathbf{w}_p \\ &= \mathbf{w}_p^H \mathbf{A} \mathbf{H} \mathbf{E} [\mathbf{U}_i^T \mathbf{F}_n^T \mathbf{F}_n^* \mathbf{U}_i] \mathbf{H}^H \mathbf{A}^H \mathbf{w}_p \\ &\quad + \mathbf{w}_p^H \left(\sum_{q \in \mathcal{N}_u} \mathbf{E} [\mathbf{N}_i^T \tilde{\mathbf{f}}_q^* \tilde{\mathbf{f}}_q^T \mathbf{N}_i^*] \right) \mathbf{w}_p. \quad (\text{A}\cdot 1) \end{aligned}$$

拘束 $\|\mathbf{w}_p\| = 1$ の元で J_{post} の最小化は, 行列 $\mathbf{R}_Y = \mathbf{E} [\mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^H]$ の最小固有値を求める問題である. 仮定 (AS4) と (AS5) より, $K \times (M+1)$ 行列 $\mathbf{A}$ はフルカラムランクになる. したがって, 式 (A.1) の右辺第 1 項の $\mathbf{w}_p$ で挟まれた行列はランクが落ち, その最小固有値は 0 である. 一方, 仮定 (AS2) より式 (A.1) の雑音成分は $\sigma_n^2 |\mathcal{N}_u|$ となる. よって, 行列 $\mathbf{R}_Y$ の最小固有値は $\sigma_n^2 |\mathcal{N}_u|$ であり, これが J_{post} の最小値である.

次に J_{post} が最小になったときに IBI 成分がゼロになることを示す. 式 (A.1) の右辺第 2 項は $\mathbf{w}_p$ に依存しないから, 以下では雑音は無視する. 次のシンボル間隔で定義される仮想通信路を考える.

$$c_l[k] = \begin{cases} h_{ma} m[k] & l = d_m \\ 0 & \text{それ以外} \end{cases}. \quad (\text{A}\cdot 2)$$

次の $N \times N$ 行列を定義する.

$$\mathbf{B}_k = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & c_{d_M}[k] & \cdots & c_{P+1}[k] \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & c_{d_M}[k] \\ \vdots & & & & & 0 \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} c_0[k] & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & c_P[k] & \cdots & c_1[k] \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \mathbf{0} & c_{d_M}[k] & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ c_{d_M}[k] & & & & \ddots & \ddots & c_{d_M}[k] \\ & \ddots & & & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & c_{d_M}[k] & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & c_0[k] \end{bmatrix}.$$

これを用いると第 k アンテナ受信信号 $\tilde{\mathbf{x}}_i[k]$ は,

$$\tilde{\mathbf{x}}_i[k] = \mathbf{B}_k \tilde{\mathbf{u}}_{i-1,0} + \mathbf{C}_k \tilde{\mathbf{u}}_{i,0} \quad (\text{A}\cdot 3)$$

と書ける. このとき, (AS1) に注意すると,

$$\begin{aligned} J_{\text{post}}(\mathbf{w}_p) &= \mathbf{E} \left[\left\| \sum_{k=1}^K w_{p,k}^* \tilde{\mathbf{u}}_{i-1,0}^T \mathbf{B}_k^T \mathbf{F}_n^T \right\|^2 \right] \\ &\quad + \mathbf{E} \left[\left\| \sum_{k=1}^K w_{p,k}^* \tilde{\mathbf{u}}_{i,0}^T \mathbf{C}_k^T \mathbf{F}_n^T \right\|^2 \right] \quad (\text{A}\cdot 4) \end{aligned}$$

を得る. ここで $w_{p,k}$ は $\mathbf{w}_p$ の第 k 要素である. 式 (A.1) の右辺第 1 項の最小値は 0 なので, 式 (A.4) の右辺第 1 項は (第 2 項も) 0 となる. 更に (AS1) に注意していくらか計算すると次式を得る.

$$\mathbf{F}_n^* \left(\sum_{k=1}^K w_{p,k} \mathbf{B}_k^* \right) \mathbf{F}_d^T = \mathbf{0}. \quad (\text{A}\cdot 5)$$

ここで $\mathbf{F}_d$ はデータサブキャリアに対応する行ベクトル $\tilde{\mathbf{f}}_p^H, p \in \mathcal{N}_d$, を FFT 行列から抜き出した $|\mathcal{N}_d| \times N$ 行列である. この形の式は時間領域等化器に関する文献 [15] にも現れ, その結果を利用すると,

$$|\mathcal{N}_u| + |\mathcal{N}_d| > d_M - P \quad (\text{A}\cdot 6)$$

ならば,

$$\sum_{k=1}^K w_{p,k} \mathbf{B}_k^* = \mathbf{0} \quad (\text{A}\cdot 7)$$

を得る. ここで $|\mathcal{N}_d|$ はデータサブキャリア数で $|\mathcal{N}_d| = N - |\mathcal{N}_u|$ である. したがって, 式 (A.6) は $N > d_M - P$ となる. (AS3) で $N > d_M$ を仮定したから, $N > d_M - P$ は常に成り立つ. $\mathbf{B}_k$ の定義に注意すると, 式 (A.7) は次と同じである.

$$\sum_{k=1}^K w_{p,k} c_l^*[k] = 0, \quad l = P+1, \dots, d_M. \quad (\text{A}\cdot 8)$$

また $c_l[k]$ の定義に注意すると、上式は CP を超える第 m パスについての次式が成り立つことを意味する。

$$\sum_{k=1}^K w_{p,k}^* h_m a_m[k] = 0, \quad m > \rho. \quad (\text{A} \cdot 9)$$

この式は、 $h_m \mathbf{w}_p^H \mathbf{a}_m = 0$ と書け、 $h_m \neq 0$ なので、 $\mathbf{w}_p^H \mathbf{a}_m = 0, m > \rho$, を得る。□

2. 命題 2 の証明

命題 1 より、(AS1)–(AS5) のとき、 $\|\mathbf{w}_p\| = 1$ の拘束のもとで J_{post} を最小化することで IBI 成分がゼロとなる。このとき、第 p データサブキャリアの FFT 出力 $z_{i,p}^{\text{post}}$ は

$$\begin{aligned} z_{i,p}^{\text{post}} &= \mathbf{w}_p^H \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{f}}_p^H \mathbf{C}_1 \mathbf{F}^H \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{f}}_p^H \mathbf{C}_K \mathbf{F}^H \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_i + \mathbf{n}_{i,p} \right\} \\ &= \mathbf{w}_p^H \mathbf{t}_p s_{i,p} + \mathbf{w}_p^H \mathbf{n}_{i,p} \end{aligned} \quad (\text{A} \cdot 10)$$

となる。ここで $\mathbf{n}_{i,p} = \mathbf{N}_i^T \tilde{\mathbf{f}}_p^*$,

$$\mathbf{t}_{p'} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{f}}_p^H \mathbf{C}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{f}}_p^H \mathbf{C}_K \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{f}}_{p'} \quad (\text{A} \cdot 11)$$

である。式 (A・10) の二つ目の等号は、IBI が存在しないとき $\mathbf{C}_k$ が巡回行列になり、 $\mathbf{t}_{p'} = \mathbf{0}, p' \neq p$, となることを利用した。 $E[\mathbf{n}_{i,p} \mathbf{n}_{i,p}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ となることに注意すると、 $z_{i,p}^{\text{post}}$ の SN 比は

$$SNR_p = \frac{E[|\mathbf{w}_p^H \mathbf{t}_p s_{i,p}|^2]}{E[|\mathbf{w}_p^H \mathbf{n}_{i,p}|^2]} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} |\mathbf{w}_p^H \mathbf{t}_p|^2 \quad (\text{A} \cdot 12)$$

となる。 $E[|z_{i,p}^{\text{post}}|^2] = \sigma_s^2 |\mathbf{w}_p^H \mathbf{t}_p|^2 + \sigma_n^2$ であるから、 $E[|z_{i,p}^{\text{post}}|^2]$ の最大化は SNR_p の最大化に等しい。□

(平成 24 年 3 月 23 日受付, 6 月 13 日再受付)



中村 一彦 (正員)

1996 茨城大・工・システム卒。2004 同大学院博士後期課程了。博士 (工学)。同年より山梨大学大学院医学工学総合研究部助手 (2007 より助教)、現在に至る。UWB 無線システム、マイクロ波フォトニクスの研究に従事。



宮嶋 照行 (正員)

1989 埼玉大・工・電気卒。1994 同大学院博士後期課程了。博士 (学術)。同年、茨城大学・工・システム工学科助手。現在、同大電気電子工学科准教授。通信の信号処理の研究に従事。IEEE 会員。



長谷野大祐 (学生員)

2010 茨城大・工・電気電子卒。2012 同大学院博士前期課程了。同年、日本信号 (株) 入社。在学中、アレーアンテナの研究に従事。