

周波数領域重み更新と遅延時間領域チャネル推定を用いる OFDM 適応アンテナアレー

中村 理[†] 高岡 辰輔[†] 工藤 栄亮[†] 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: [†]{nakamura, takaoka, kudoh}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 適応アンテナアレーはマルチアクセス干渉を抑制できるので、移動通信における上りリンク容量を向上できる技術として期待されている。OFDM 適応アンテナアレーは Pre-FFT 型と Post-FFT 型に分類される。Pre-FFT 型は受信サンプリング毎に更新可能であるため、アレー重みの高速収束が可能であることが知られている。一方筆者らは、Post-FFT 型においても、各サブキャリアにおいて同一のアレー重みを用いる周波数領域更新 OFDM 適応アンテナアレーであれば、1OFDM シンボル当たりサブキャリア数回の更新が可能となるため、高速収束が可能であることを理想チャネル推定時において示してきた。しかしながら提案方式には参照信号生成にチャネル情報が必要であり、チャネル推定精度が BER 特性に大きな影響を与えると考えられる。本論文では遅延時間領域チャネル推定を用い、チャネル推定を行った場合にも周波数領域重み更新適応アンテナアレーがアレー重みの高速収束を達成できること、さらに高速フェージングに追従する優れた特性を有す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。

キーワード OFDM, 適応アンテナアレー, 適応アルゴリズム

OFDM adaptive antenna array with frequency-domain weight updating and delay time-domain channel estimation

Osamu NAKAMURA[†] Shinsuke TAKAOKA[†] Eisuke KUDOH[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{nakamura, takaoka, kudoh}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Adaptive antenna array is attractive for uplink signal transmission in mobile communication systems since it can suppress the multiaccess interference. Adaptive antenna array in OFDM systems is classified into Pre- and Post-FFT type. It is well known that the Pre-FFT type achieves faster weight convergence than Post-FFT type because Pre-FFT type can update weight at each received sampling. On the other hand, we showed that frequency-domain updating also could achieve a fast weight convergence so that it could update weight the number of subcarriers times per OFDM symbol under ideal channel estimation. However, this proposal needs channel state information for reference signal and channel estimation error may degrade the BER performance. In this paper, we show by computer simulation that a fast weight convergence can be achieved and a good tracking ability against fading can be obtained using delay time-domain channel estimation.

Keyword OFDM, Adaptive antenna array, Adaptive algorithm

1. まえがき

次世代の移動通信では高速、高品質な伝送が望まれている。しかし、データ伝送を高速化すると、伝搬路は遅延パスの影響を無視できない周波数選択性フェージングチャネルとなる。シングルキャリア(SC: Single carrier)伝送ではこの遅延パスによって符号間干渉(ISI: Inter-symbol interference)が生じてしまい、伝送特性が大きく劣化してしまう。そこで近年、多数の直交した狭帯域サブキャリアを並

列伝送することで、周波数選択性フェージングに対して優れた耐性を持つ直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal frequency division multiplexing)が盛んに研究されている[1]。

OFDM を用いて複数ユーザによる同時通信を行う場合、ユーザ毎に異なるタイムスロットを用いる時分割多元アクセス(TDMA: Time division multiple access)との併用や、ユーザ毎に異なるサブキャリアを割り当てる OFDMA(OFDM

access)がある[2]. 更に収容可能なユーザ数を増加させる方法として, 複数の受信アンテナを用い, 各アンテナのアレー重みを制御することでビームを形成し, 干渉波を抑圧できる適応アンテナアレーが注目されている[3, 4].

OFDM 適応アンテナアレーは, 高速フーリエ変換(FFT: Fast Fourier transform)の前にアレー出力を合成する Pre-FFT 型と, FFT 後, サブキャリア毎にアレー出力を合成する Post-FFT 型に分類できる. Post-FFT 型には, サブキャリア毎に異なるアレー重みを用意し, 各サブキャリアにおける瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR: Signal to interference plus noise power ratio)を最大とするようなアレー重みを生成する適応アンテナアレーがある. しかし, Pre-FFT 型であれば, 受信サンプリング毎に更新可能であるため, アレー重みの高速収束が可能であることが知られている[5]. 一方, 受信波の到来方向は周波数に依存しないため, 適応アルゴリズムの参照信号を干渉波にヌルを向けるように設定すれば[6, 7], 各サブキャリアにおいて同一のアレー重みを用いることができる. そこで筆者らは, Post-FFT においても各サブキャリアでアレー重みを同一とする周波数領域更新 OFDM 適応アンテナアレーであれば, 1OFDM シンボル当たりサブキャリア数回の更新が可能となるため高速収束が可能となることを理想チャネル推定時において示してきた[8]. しかし, 参照信号生成にはチャネル情報が必要であり, チャネル推定精度が BER 特性に大きな影響を与えらると思える.

本論文ではチャネル推定法として遅延時間領域チャネル推定[9]を用い, 以下の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.

- 周波数領域更新適応アンテナアレーが, チャネル推定を行った場合においてもアレー重みの高速収束が可能であること.
- アレー重みをフェージングの時間変動に追従させる必要がないため高速フェージング環境下でも良好な BER 特性を示すこと.

第 2 章では伝送系および遅延時間領域チャネル推定, 第 3 章で周波数領域アレー重み更新について述べ, 第 4 章でアレー重みの収束特性と高速フェージング環境に対する追従性を計算機シミュレーションにより示している. 第 5 章はむすびである.

2. 伝送系

2.1. 送信信号

送信機構成を図 1 に示す. N_c 個の送信データシンボルから成るブロックを N_c ポイントの逆高速フーリエ変換(IFFT: Inverse fast Fourier transform)を用いて OFDM シンボルに変換する. ユーザ u の第 k サブキャリアの信号成分 $S_u(k)$ は次式で表される.

$$S_u(k) = \sqrt{2P_u} d_u(k) \quad (1)$$

ここで P_u は平均送信電力, $d_u(k)$ は第 k サブキャリアのデータシンボルである. OFDM シンボルの先頭に, 遅延波によるキャリア間の直交性のくずれを回避するため, N_g サンプルのガードインターバル(GI)を付加して送信する. N_g サンプルの GI を付加した後の送信信号 $s_u(t)$ は次式で表される.

$$s_u(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} S_u(k) \exp\left(j2\pi \frac{kt}{N_c}\right), \quad t = -N_g \sim N_c - 1 \quad (2)$$

フレーム構成を図 2 に示す. フレームは N_p 個のパイロット OFDM シンボルと N_d 個のデータ OFDM シンボルで構成される. パイロット OFDM シンボルは全サブキャリアにおいてパイロットシンボル $p(k)$ が送信される. パイロットシンボルは受信機でのチャネル推定および適応アルゴリズムの参照信号生成に用いる.

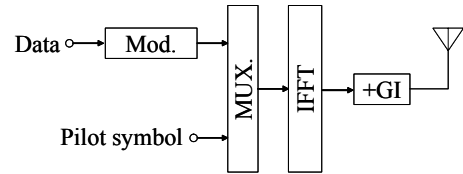


図 1 送信機構成

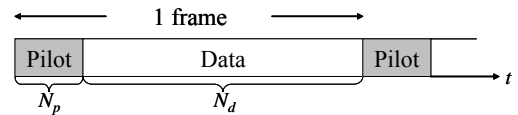


図 2 フレーム構成

2.2. 受信信号

受信機構成を図 3 に示す. 一般性を失うことなく, ユーザ $u=0$ を希望ユーザとする. 受信機は M 本のアンテナを有する. 伝搬路は遅延時間の異なる L 個の離散パスで構成される周波数選択性フェージングチャネルを仮定する. また, $t = -N_g \sim N_c - 1$ の区間内では時間変動しないブロックフェージングを仮定している. 第 l パスの遅延時間 τ_l は FFT/IFFT サンプル周期を T_c とした時に $\tau_l = lT_c$ であるものとする. 希望局と受信機の各アンテナ間における, ユーザ u の第 l 番目のパスの複素パス利得ベクトルを $\mathbf{h}_{u,l} = [h_{u,0,l}, h_{u,1,l}, \dots, h_{u,M-1,l}]^T$ で表すものとする. 受信信号ベクトル $\mathbf{x}(t) = [x_0(t), x_1(t), \dots, x_{M-1}(t)]^T$ は次式のように表される ($(\cdot)^T$ は転置を表す).

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} s_0(t) \mathbf{h}_{0,l} + \sum_{u=1}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} s_u(t) \mathbf{h}_{u,l} + \boldsymbol{\eta}(t), \quad t = -N_g \sim N_c - 1$$

(3)

ユーザ $u=1 \sim U-1$ は干渉ユーザである. また $\boldsymbol{\eta}(t) = [\eta_0(t),$

$\eta_1(t), \dots, \eta_{M-1}(t)]^T$ は、平均値 0 で分散 $2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音ベクトルであり、 N_0 は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である。

GI を除去して得られる受信信号系列ベクトル $\{\mathbf{x}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に FFT を適用して、 N_c 個のサブキャリア成分に分解する。第 k サブキャリアの信号ベクトル $\mathbf{X}(k)=[X_0(k), X_1(k), \dots, X_{M-1}(k)]^T$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{x}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \\ &= S_0(k) \mathbf{H}_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} S_u(k) \mathbf{H}_u(k) + \mathbf{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで $\mathbf{H}_u(k)$ および $\mathbf{\Pi}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \mathbf{H}_u(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{u,l}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{kt\tau_l}{N_c}\right) \\ \mathbf{\Pi}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \boldsymbol{\eta}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \end{cases} \quad (5)$$

$\mathbf{X}(k)$ にアレー重みベクトル $\mathbf{w}=[w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^T$ を乗算し、アンテナ合成することでアレー出力 $Y(k)$ を得る。 $Y(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} Y(k) &= \mathbf{w}^T \mathbf{X}(k) \\ &= S_0(k) \mathbf{w}^T \mathbf{H}_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} S_u(k) \mathbf{w}^T \mathbf{H}_u(k) + \mathbf{w}^T \mathbf{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

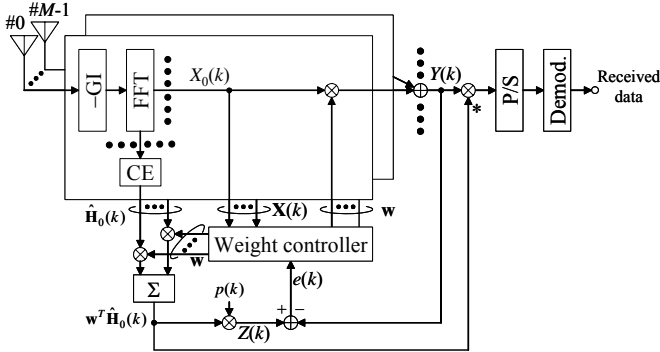


図 3 希望ユーザ $u=0$ に対する受信機構成

2.3. 遅延時間領域チャンネル推定

図 3 中のチャンネル推定部 (CE) の構成を図 4 に示す。FFT 適用後の受信信号の各サブキャリア $\mathbf{X}(k)$ に対して逆変調を行う。一般性を失うことなくパイロットシンボルを $p(k)=1+j0$ とすると、チャンネル推定値ベクトル $\tilde{\mathbf{H}}_0(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_0(k) &= \mathbf{X}(k) / p(k) \\ &= \sqrt{2P_0} \mathbf{H}_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} S_u(k) \mathbf{H}_u(k) + \mathbf{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

チャンネル推定値ベクトル $\tilde{\mathbf{H}}_0(k)$ に対して IFFT を適用して得られるチャンネルインパルス応答ベクトル $\tilde{\mathbf{h}}_0(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_0(t) &= \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(k) \exp\left(j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{2P_0} \mathbf{h}_0(t) + \sum_{u=1}^{U-1} \sqrt{2P_u} s_u(t) \mathbf{h}_u(t) + \boldsymbol{\eta}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、チャンネルインパルス応答の最大遅延時間が GI 長より小さいと仮定している。 $\tilde{\mathbf{h}}_0(t)$ に遅延時間領域矩形窓関数 $q(t)$ を乗算することで得られる $\hat{\mathbf{h}}_0(t)$ は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{h}}_0(t) = q(t) \tilde{\mathbf{h}}_0(t) \quad (9)$$

ここで $q(t)$ は次式で表される。

$$q(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < N_g \\ 0, & N_g \leq t < N_c \end{cases} \quad (10)$$

$\hat{\mathbf{h}}_0(t)$ に FFT 処理を行うことで、 $\tilde{\mathbf{H}}_0(k)$ に比べて干渉電力および雑音電力を N_g/N_c 倍に低減したチャンネル推定値ベクトル $\hat{\mathbf{H}}_0(k)$ を得ることができる。

$$\hat{\mathbf{H}}_0(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \hat{\mathbf{h}}_0(t) \exp\left(-j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \quad (11)$$

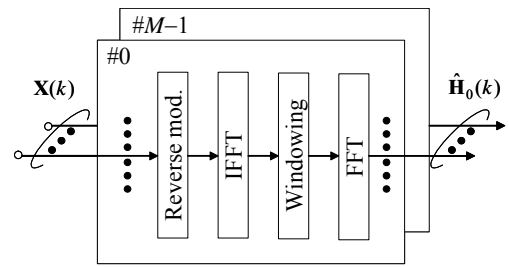


図 4 チャンネル推定

3. 周波数領域更新適応アンテナアレー

3.1. 周波数選択性フェージングにおける伝達関数のアンテナ間位相差

第 m アンテナにおける希望ユーザ $u=0$ のチャンネルインパルス応答 $h_{0,m}(t)$ は次式で表される。

$$h_{0,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{0,m,l} \delta(t - \tau_l) \quad (12)$$

ここで $h_{0,m,l}$ は第 m アンテナ第 l パスのチャンネル利得、 $\delta(t)$

はデルタ関数である。インパルス応答 $h_{0,m}(t)$ に FFT を適用して得られる伝達関数 $H_{0,m}(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} H_{0,m}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} h_{0,m}(t) \exp\left(-j2\pi \frac{kt}{N_c}\right) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h_{0,m,l} \exp\left(-j2\pi \frac{k\tau_l}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

図 5 に示すように、受信アンテナを直線状に配置し、第 l パスの到来方向を θ_l 、第 0 アンテナと第 m アンテナ間の距離を d_m 、搬送波の波長を λ とすると、 $h_{0,0,l}$ と $h_{0,m,l}$ の間には次の関係が成り立つ。

$$h_{0,m,l} = h_{0,0,l} \exp\left(-j2\pi d_m \frac{\cos\theta_l}{\lambda}\right) \quad (14)$$

また、全てのパスの到来方向が等しい ($\theta_0 = \theta_1 = \dots = \theta_{L-1} = \theta$) とすると、式(13),(14)より次式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{H_{0,m}(k)}{H_{0,0}(k)} &= \frac{\sum_{l=0}^{L-1} h_{0,0,l} \exp\left(-j2\pi d_m \frac{\cos\theta}{\lambda}\right) \exp\left(-j2\pi \frac{k\tau_l}{N_c}\right)}{\sum_{l=0}^{L-1} h_{0,0,l} \exp\left(-j2\pi \frac{k\tau_l}{N_c}\right)} \\ &= \exp\left(-j2\pi d_m \frac{\cos\theta}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

式(15)は、伝達関数のアンテナ間位相差 ($H_{0,m}(k)/H_{0,0}(k)$) はサブキャリア番号に依存しないことを示している。

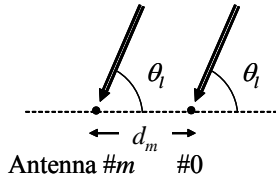


図 5 到来方向とアンテナ間隔

3.2. 参照信号

適応アンテナアレーを動作させる方法として、アレー出力 $Y(k)$ と参照信号 $Z(k)$ の平均 2 乗誤差を最小とする MMSE (Minimum MSE) アルゴリズム [10] がよく用いられる。参照信号 $Z(k)$ としてパイロット信号 $p(k)$ を用いる場合、アレー出力 $Y(k)$ が $p(k)$ に近づくようにアレー重み \mathbf{w} をフェージングの時間変動に追従させなければならない。そのため、高速フェージング環境下ではアレー重みの更新がフェージングに追従できないため BER 特性が大きく劣化してしまう [6]。

そこで、式(6)における希望信号成分を参照信号とすることを考える。

$$Z(k) = \sqrt{2P_0} p(k) \mathbf{w}^T \mathbf{H}_0(k) \quad (16)$$

参照信号を式(16)にすることによって誤差信号 $e(k)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} e(k) &= Z(k) - Y(k) \\ &= -\sum_{u=1}^{U-1} S_u(k) \mathbf{w}^T \mathbf{H}_u(k) - \mathbf{w}^T \mathbf{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (17)$$

参照信号をパイロット信号とした場合と異なり、アレー重みは干渉を抑圧するだけで希望波の同期検波を行わない。同期検波は図 3 に示したようにアレー合成後に行われる。そのため高速フェージング環境においても適応アンテナアレーを高速に動作させることができる。

3.3. 周波数領域重み更新

3.1 にアンテナ間の位相差はサブキャリアに依存しないこと、3.2 にアレー処理はフェージングによる位相の変化には追従しなくても良いことを示した。つまり、3.2 のように参照信号を設定した場合、アレー重みは干渉波の平均電力だけを抑圧するようにのみ動作するため、各サブキャリアにおいて生成すべきビームパターンは等しくなる。したがって本論文では、サブキャリア毎に同一のアレー重みを用いている。その結果、1 パイロット OFDM シンボルあたり N_c 回のアレー重み更新ができるため高速収束が可能となる。

本論文では MMSE アルゴリズムとして正規化 LMS アルゴリズム [10] を用いている。その n 回目の更新は次の更新式によって行われる。

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + 2\mu e(n \bmod N_c) \frac{\mathbf{X}^*(n \bmod N_c)}{\|\mathbf{X}(n \bmod N_c)\|^2} \quad (18)$$

ここで μ はステップサイズ、 $\|\cdot\|$ はベクトルのノルム演算である。また式(17)より誤差が最小となるのは明らかに $\mathbf{w} = \mathbf{0}$ であり、このときアレー出力 $Y(k) = 0$ となってしまふ。したがって、本論文では以下に示す拘束条件を設けている。

$$\|\mathbf{w}_n\|^2 = 1 \quad (19)$$

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション条件

計算機シミュレーションの条件を表 1 に示す。

表 1 シミュレーション条件

Transmitter	Modulation	QPSK
	Frame structure	$N_p = 1$ or 2
	No. of subcarriers	$N_d = 15N_p$
	GI length	$N_g = 32$
Channel	No. of users	$U = 2$
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L = 16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l = lT_c, l = 0 \sim L-1$
Receiver	No. of antennas	$M = 2$
	Antenna interval	$d = 0.5\lambda$

伝搬路モデルを図 6 に示す. 希望局は受信機の 2 本のアンテナに対して 60° , 干渉局は 120° の方向に位置し, 全てのパスおよび各パスを構成する素波の広がりは 0° としている. またアレー重みの初期値 $\mathbf{w}_0=[w_0, w_1]^T=[1+j0, 0+j0]^T$ としている.

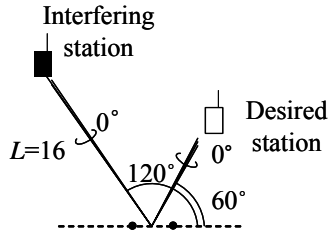
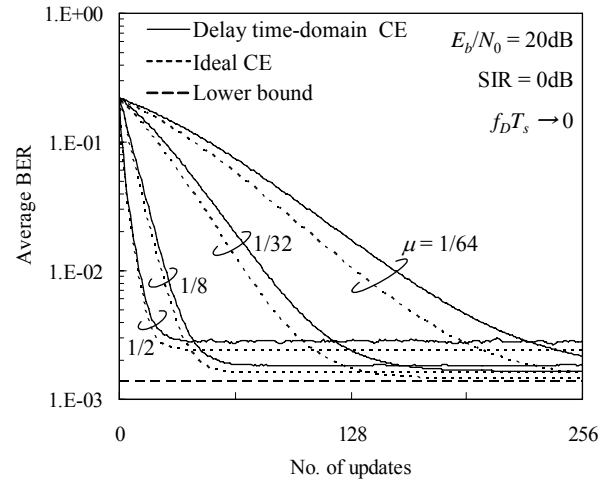


図 6 伝搬路モデル

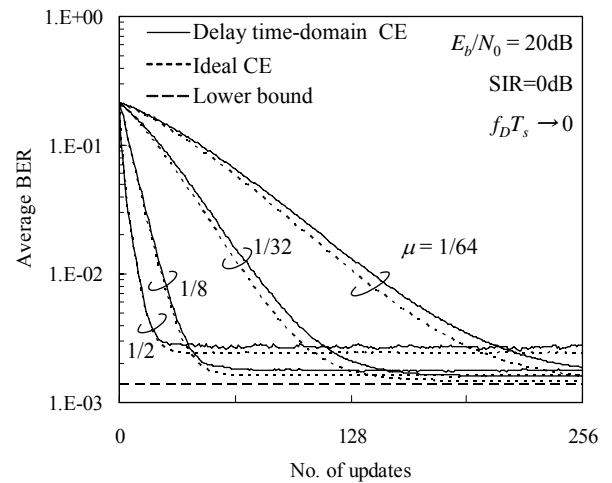
4.2. シミュレーション結果

ステップサイズ μ をパラメータとしてプロットしたアレー重みの収束特性を図 7 に示す. (a) は $N_p=1$, (b) は $N_p=2$ とした時の特性である. 横軸は更新回数, 縦軸は平均 BER を示す. 1 ビットあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比 E_b/N_0 は 20dB, 受信機における SIR(Signal to interference power ratio)は 0dB としている. 点線は理想チャネル推定の場合であり, 実線は遅延時間領域チャネル推定を行った場合の特性である. また, 破線は 1 ユーザ理想チャネル推定時の平均 BER である. シミュレーション結果より 1OFDM シンボル内ではほぼ収束していることが分かる. μ を小さくするに従って, 収束するまでに多くの更新を必要となるものの, 良好な BER が得られることが分かる. これは μ を小さくすることで収束後のアレー重みの安定性を向上できるためである. また図 7(a)より, アレー重みは 1OFDM シンボル内で十分収束しているため, 以後のシミュレーションでは $N_p=1$ としている.

平均受信 SIR をパラメータとしてプロットしたアレー重みの収束特性を図 8 に示す. 横軸は更新回数, 縦軸は平均 BER である. 平均受信 SIR を 0, -5, -10, -20dB のときの収束特性を示している. 実線はチャネル推定を行った場合の特性であり, 破線は 1 ユーザ理想チャネル推定時の BER である. シミュレーション結果より, SIR が小さい場合でも更新を繰り返すことで, SIR の大きさによらず良好な収束特性が得られることが分かる.



(a) $N_p=1$



(b) $N_p=2$

図 7 μ をパラメータとしてプロットしたアレー重みの収束特性

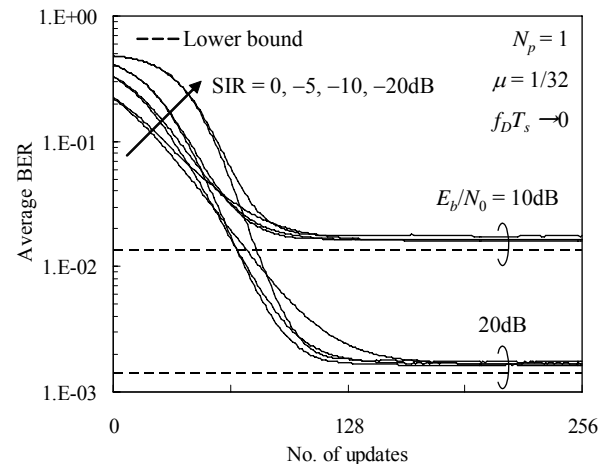


図 8 平均受信 SIR をパラメータとしてプロットしたアレー重みの収束特性

時間選択性への追従特性を図9に示す。横軸は正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ (ここで、 f_D は最大ドップラー周波数、 $T_s = (N_c + N_g) T_c$ は OFDM シンボル長をそれぞれ示す)、縦軸は平均 BER である。プロット点はシミュレーション結果であり、ひし形は 0 次補間チャネル推定、三角は 1 次補間チャネル推定を用いたときの特性である。また、実線は 1 ユーザ時の理論特性[11]であり、点線は 1 ユーザ理想チャネル推定時の特性である。図9より $f_D T_s = 0.01$ 付近 ($f_D T_s = 0.01$ は、搬送波 5GHz、ビットレート 100Mbps で 450km/h) まで追従可能であることが分かる。これはアレー重みをフェージングの時間変動に追従させる必要がない適応アルゴリズムを用いているためである。

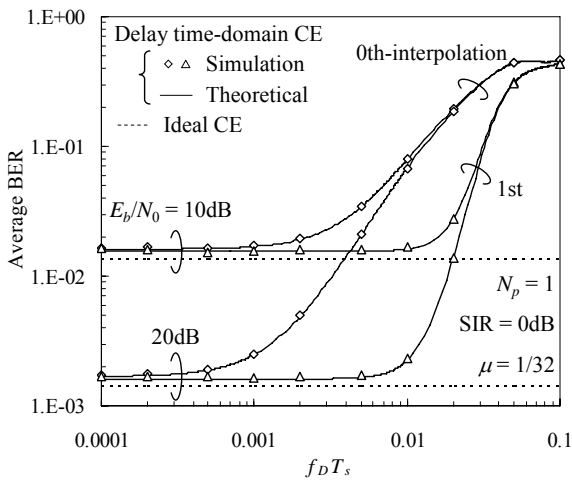


図9 $f_D T_s$ 対平均 BER 特性

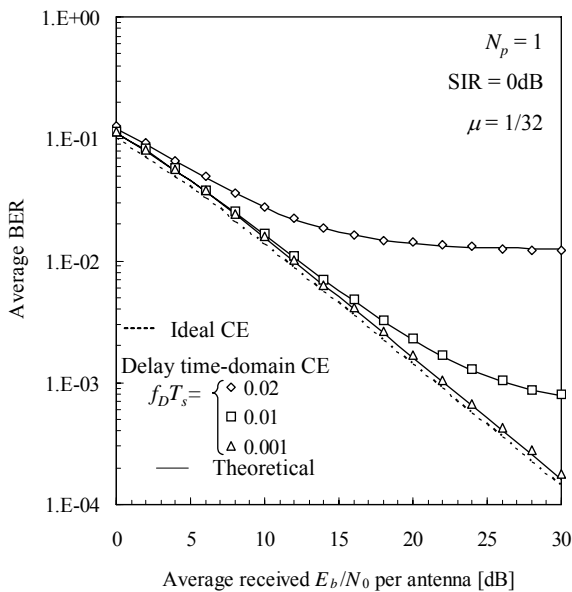


図10 平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性

平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を図10に示す。横軸はアンテナ1本あたりの平均受信 E_b/N_0 、縦軸は平均 BER である。プロット点は遅延時間領域 1 次補間チャネル推定時のシミュレーション結果、実線は 1 ユーザ時の理論特性 [11]である。また、点線は 1 ユーザ理想チャネル推定時の BER 特性である。図10より $f_D T_s = 0.001$ (上記の条件で移動速度 45km/h)での理想特性からの劣化は約 0.6dB (パイロット損 0.28dB を含む)である。

5. むすび

本論文では、遅延時間領域チャネル推定チャネル推定を行い周波数領域でアレー重み更新を行う OFDM 適応アンテナアレーを提案し、受信アンテナ数 2、ユーザ数 2 おいて 1OFDM シンボル以内でアレー重みの収束が可能であること、また高速フェージング環境下でも優れた伝送特性を示すことを計算機シミュレーションにより明らかにした。

文献

- [1] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, 2003.
- [2] I. Koffman and V. Roman, "Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.40, pp.96-103, Apr. 2002.
- [3] Y.(G.) Li and N. R. Sollenberger, "Adaptive Antenna Arrays for OFDM Systems With Cochannel Interference," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.47, No.2, pp.217-229, Feb. 1999.
- [4] J. C. Liberti, T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 & 3rd Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, 1999.
- [5] M. Budabathon, Y. Hara, and S. Hara, "Optimum Beamforming for Pre-FFT OFDM Adaptive Antenna Array," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.53, No.4, pp.945-955, Jul. 2004.
- [6] 鈴木佑介, 工藤栄亮, 安達文幸, "適応アンテナアレーの重み更新に用いる参照信号がビームパターン形成に与える影響," *信学技報*, RCS2002-146, pp.53-58, 2002年8月.
- [7] S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Pilot Symbol-Assisted Decision-Direct Coherent Adaptive Array Diversity for DS-CDMA Mobile Radio Reverse Link," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E80-A, No.12, pp.2445-2454, Dec. 1997.
- [8] 中村理, 井上高道, 工藤栄亮, 安達文幸, "MC-CDMA における適応アンテナアレーの収束特性," *信学会総合大会*, B-5-61, p.510, 2005年3月.
- [9] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," *Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp.815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.
- [10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th ed., Prentice Hall, 2001.
- [11] 具利哲, 高岡辰輔, 安達文幸, "パイロットチャネル推定を用いる OFDM の誤り率解析," *信学技報*, 2005年11月.