

平均干渉電力最小規範に基づくシングルキャリア周波数領域適応アンテナアレー

姜 秉祐[†] 武田 和晃[†] 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: [†] {kang, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数領域等化(FDE)を用いれば、周波数選択性フェージングチャネル下のシングルキャリア伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる。一方、セルラーネットワークでは、同じ周波数を離れたセルで用いているのでチャンネル間干渉(CCI)が生じ、BER 特性が劣化してしまう。CCI を抑圧する技術として適応アンテナアレー(AAA)が知られている。そこで、本論文では、平均干渉電力最小規範に基づく周波数領域 AAA について、ラグランジュ未定係数法を用い最適アレー重みを理論的に導出し、計算機シミュレーションにより収束特性及び周波数選択性 CCI 環境におけるアウトエージ特性を明らかにしている。

キーワード アウトエージ特性, 周波数領域等化, チャンネル間干渉, 適応アンテナアレー

Single-carrier Transmission Frequency-Domain Adaptive Antenna Array based on the Average CCI Power Minimization Criterion

Byeong-woo KANG[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, School of Engineering, Tohoku University, JAPAN
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 JAPAN

E-mail: [†] {kang, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The bit error rate (BER) performance of single-carrier transmission in a frequency-selective fading channel can be significantly improved by using frequency-domain equalization (FDE). In a cellular network, however, the same frequency is reused in different cells to efficiently utilize the limited bandwidth and therefore, the BER performance degrades due to co-channel interference (CCI). Adaptive antenna array (AAA) is one of the well-known techniques to suppress the CCI. In this paper, we consider a frequency-domain AAA, based on the average CCI power minimization criterion and theoretically derive the optimum array weight using Lagrange multiplier method. We evaluate, by the computer simulation, the outage probability of the BER in a frequency-selective CCI environment.

Keyword Adaptive Antenna Array, co-channel interference, Frequency-Domain Equalization, Outage probability

1. まえがき

次世代の移動通信では高速かつ高品質なデータ伝送が望まれている。しかし、100Mbps~1Gbps のような高速伝送では、チャンネルは厳しい周波数選択性フェージングチャネルとなり、シングルキャリア(SC)伝送では、符号間干渉(ISI)が生じ、伝送特性が著しく劣化する[1]。近年、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば周波数ダイバーシチが得られるので[2,3]、優れたビット誤り率(BER)特性が得られることが知られている。

一方、セルラーネットワークでは、同じ周波数を離れたセルで繰り返し使用しているため、他セルからの信号がチャンネル間干渉(CCI)となり、通信品質を劣化させる。CCI を抑圧する技術の一つとして適応アンテナアレー(AAA)が知られている[4]。

これまで筆者らは MMSE-FDE を用いる SC 伝送を対象にした周波数領域 AAA[5]を提案してきた。この周波数領域 AAA では、 N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を用いて受信信号を N_c 個の直交周波数成分に分割し、すべての周波数で同じアレー重みを用いてアレー合成する。これにより、周波数領域でアレー重みを

更新することができるので、1ブロック内で重みを N_c 回更新でき、正規化 LMS(NLMS)アルゴリズム[6]でも高速収束が可能である。

本論文では、平均干渉電力最小規範に基づく最適アレー重みをラグランジュ未定係数法[6]を用いて理論的に導出し、そのときの収束特性および周波数選択性 CCI 環境でのアウトエージ特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

2. 周波数領域適応アンテナアレー

2.1. 送信機構成

図 1 に送信機構成を示す。2 値データ系列をデータ変調して、 N_c 個のデータシンボルからなるブロックに分割する。各ブロックの後尾の N_g 個のシンボルをコピーし、各ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に付加する[2, 3]。フレーム構成を図 2 に示す。アレー重みの更新のため N_p 個のパイロットブロックを N_d 個のデータブロックの先頭に時間多重し、送信する。

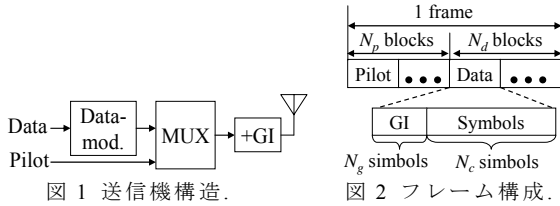


図1 送信機構成.

図2 フレーム構成.

2.2. 受信機構成

送信信号は周波数選択性フェージングチャネルを伝搬し、 M 本のアンテナを持つ受信機で受信される。ここで、同一周波数を使用する $U-1$ ユーザの信号が CCI として受信されるものとする。図3に FDE を用いる周波数領域 AAA の受信機構成を示す。また図4にアンテナ配置を示す。アンテナ間隔を 0.5 波長とした。

時刻 t における M 次元受信信号ベクトル $\mathbf{r}(t)$ は以下のように表せる。

$$\mathbf{r}(t) = \sqrt{2P_0} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{0,l} s_0(t - \tau_{0,l}) + \sum_{u=1}^{U-1} \sqrt{2P_u} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{u,l} i_u(t - \tau_{u,l}) + \boldsymbol{\eta}(t) \quad (1)$$

ここで、 P_u は第 u ユーザの平均受信信号電力を示す。また、 $\mathbf{h}_{u,l}$ および $\tau_{u,l}$ はそれぞれ第 u ユーザの第 l パスの M 次元複素パス利得ベクトルおよび遅延時間を表す。 $s_0(t)$ および $\{i_u(t); u=1 \sim U-1\}$ はそれぞれ希望信号および CCI 信号である。 $\boldsymbol{\eta}(t)$ は M 次元加法性ガウス雑音 (AWGN) ベクトルである。各アンテナにおいて、フェージングの統計的性質は同じであると仮定すると、パス利得は次式で与えられる。

$$E[|h_{u,l,m}|^2] = \Omega_{u,l} \text{ for } m=0 \sim M-1 \left(\text{ただし, } \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_{u,l} = 1 \right) \quad (2)$$

GI を除去した後、 N_c ポイント FFT により受信信号を N_c 個の直交周波数成分に分割する。周波数 k における M 次元受信信号ベクトルを $\mathbf{R}(k)$ で表す。 $\mathbf{R}(k)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{r}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{2P_0} \mathbf{H}_0(k) S_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} \sqrt{2P_u} \mathbf{H}_u(k) I_u(k) + \boldsymbol{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{H}_u(k)$ および $\boldsymbol{\Pi}(k)$ は、 M 次元チャネル利得ベクトルおよび M 次元雑音ベクトルである。また、 $S_0(k)$ および $I_u(k)$ は、希望信号および CCI の第 k 周波数成分である。 $\mathbf{H}_u(k)$ 、 $S_0(k)$ 、 $I_u(k)$ 、 $\boldsymbol{\Pi}(k)$ はそれぞれ次式で表せる。

$$\begin{cases} \mathbf{H}_u(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{u,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{u,l}}{N_c}\right) \\ S_0(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_0(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ I_u(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} i_u(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \boldsymbol{\Pi}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \boldsymbol{\eta}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (4)$$

本論文では、すべての周波数成分で同じアレー重みベクトル \mathbf{w} を用いる (これにより、NLMS アルゴリズム

を用いても高速収束が可能である)。アレー合成出力 $Y(k)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} Y(k) &= \mathbf{w}^T \mathbf{R}(k) \\ &= \sqrt{2P_0} \mathbf{w}^T \mathbf{H}_0(k) S_0(k) \\ &\quad + \sum_{u=1}^{U-1} \sqrt{2P_u} \mathbf{w}^T \mathbf{H}_u(k) I_u(k) + \mathbf{w}^T \boldsymbol{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 $\|\mathbf{w}\|^2=1$ である。式(5)で、第1項は希望信号項、第2項は CCI 項、第3項は雑音項である。アレー合成後、MMSE-FDE を次式のように行う。

$$\hat{Y}(k) = Y(k) w_{FDE}(k) \quad (6)$$

$w_{FDE}(k)$ は次式で与えられる MMSE-FDE 重みである [5]。

$$w_{FDE}(k) = \frac{P_0 (\mathbf{w}^T \mathbf{H}_0(k))^*}{P_0 |\mathbf{w}^T \mathbf{A}_0|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{A}_0 = [1 \ A_{0,1} \ \dots \ A_{0,1}^{M-1}]^T$ は希望信号のステアリングベクトルであり、 $A_{0,l}$ は次式で与えられる。

$$A_{0,l} = \exp(j\pi \cos \theta_{0,l}) \quad (8)$$

$\theta_{0,l}$ は第 l パスの到来角度である。また、 σ^2 は各周波数で同じ平均残留干渉と雑音の電力の和であり、次式で与えられる。

$$\sigma^2 = \sum_{u=1}^{U-1} P_u |\mathbf{w}^T \mathbf{A}_u|^2 + \frac{N_0}{T_s} \quad (9)$$

ここで、 N_0 は AWGN の片側電力スペクトル密度、 T_s はデータシンボル長である。 N_c ポイント逆 FFT (IFFT) 後、データ復調して、2値データ系列を得る。

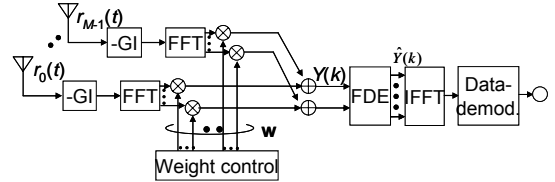


図3 受信機構成.

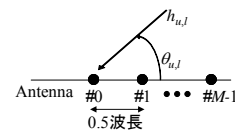


図4 線形アンテナ配置.

2.3. NLMS アルゴリズム

本論文では、アレー重みの更新に NLMS アルゴリズム [6] を用いる。受信パイロットブロックを用いて第 n 回目の更新を行い、アレー重みベクトル \mathbf{w}_n を得る。

$$\begin{cases} \mathbf{w}'_n = \mathbf{w}_{n-1} + 2\mu e(k) \frac{\mathbf{R}^*(k)}{\|\mathbf{R}(k)\|^2} \\ \mathbf{w}_n = \frac{\mathbf{w}'_n}{\|\mathbf{w}'_n\|^2} \end{cases} \quad (10)$$

ここで $k = n \bmod N_c$ 、 $\|\cdot\|$ はベクトルのノルム、 μ はステップサイズである。式(10)で、 $e(k)$ は誤差信号である。アレー合成出力 $Y(k) = \mathbf{w}_{n-1}^T \mathbf{R}(k)$ の希望信号成分 $\sqrt{2P_0} \mathbf{w}_{n-1}^T \mathbf{H}_0 S_0(k)$ を参照信号として用いる [7]。 $e(k)$ は次式で与えられる。

$$e(k) = \sqrt{2P_0} \mathbf{w}_{n-1}^T \mathbf{H}_0 S_0(k) - \mathbf{w}_{n-1}^T \mathbf{R}(k) \quad (11)$$

平均干渉電力最小化規範に基づくため、アレー重みベクトル \mathbf{w} はフェージングに追従する必要がなく、さらに 1 パイロットブロックで N_c 回更新できるため、NLMS アルゴリズムでも高速収束が可能である。

図 5 に、 $N_c=1024$, $\mu=1/32$, $M=8$ としたときのアレー重みの収束特性を示す。最適アレー重み \mathbf{w}_{opt} (最適アレー重み \mathbf{w}_{opt} は第 3 章で述べる) と NLMS アルゴリズムから得たアレー重み \mathbf{w}_n の平均二乗誤差特性 $E[\|\mathbf{w}_{opt}-\mathbf{w}_n\|^2]$ を示す。CCI ユーザを 6 人、希望信号の到来角度を 0° , および CCI の到来角度を $40^\circ, 100^\circ, 160^\circ, 220^\circ, 280^\circ, 340^\circ$ とした。また、希望信号の平均 E_b/N_0 を 20dB とし、平均信号対 CCI 電力比(SIR)を 0dB とした。1 パイロットブロックで 1024 回のアレー重みの更新が可能である。図より、ほぼ 2 パイロットブロックで \mathbf{w}_n が \mathbf{w}_{opt} に近づいているのが分かる。

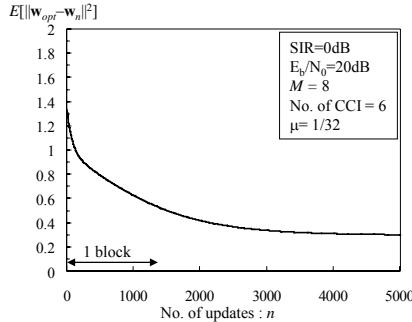


図 5 アレー重みの収束特性

3. 最適アレー重みの理論検討

次式の評価関数 $J(\mathbf{w})$ を用いる [6].

$$J(\mathbf{w}) = E[|e(k)|^2] + \kappa(1 - \|\mathbf{w}\|^2) \quad (12)$$

κ はラグランジュ未定係数 [6] である。式(2)を式(11)に代入すると、誤差信号 $e(k)$ は次式のように与えられる。

$$e(k) = -\sum_{u=1}^{U-1} \sqrt{2P_u} \mathbf{w}^T \mathbf{H}_u(k) I_u(k) - \mathbf{w}^T \mathbf{\Pi}(k) \quad (13)$$

式(13)より、平均二乗誤差 $E[|e(k)|^2]$ は次式のように求まる。つまり、周波数 k に依存しない。

$$E[|e(k)|^2] = \Phi_{ii} + \Phi_{mm} \quad (14)$$

ここで、 Φ_{ii} と Φ_{mm} はそれぞれ M 行 M 列の CCI と雑音の自己相関行列であり、次式で与えられる。

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_{ii} &= \sum_{u=1}^{U-1} 2P_u E[\mathbf{H}_u^*(k) \mathbf{H}_u^T(k)] \\ &= \sum_{u=1}^{U-1} 2P_u \begin{bmatrix} 1 & \cdots & \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_{u,l} A_{u,l}^{M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_{u,l} A_{u,l}^{-(M-1)} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \\ \Phi_{mm} &= E[\mathbf{\Pi}^*(k) \mathbf{\Pi}^T(k)] \\ &= \frac{2N_0}{T_s} \mathbf{I} \end{aligned} \right. \quad (15)$$

最適アレー重みは、 $\partial J / \partial \mathbf{w}^* = \mathbf{0}$ より次式のように求められる。

$$(\Phi_{ii} + \Phi_{mm}) \mathbf{w} = \kappa \mathbf{w} \quad (16)$$

ラグランジュ未定係数 κ は $\Phi_{ii} + \Phi_{mm}$ の固有値に対応している。また、式(16)は次式のように表せる。

$$\mathbf{w}^H (\Phi_{ii} + \Phi_{mm}) \mathbf{w} = \kappa \quad (17)$$

式(17)の左辺はアレー合成後の平均 CCI 電力および雑音電力の和であるから、最適アレー重み \mathbf{w}_{opt} は $\Phi_{ii} + \Phi_{mm}$ の最小固有値 κ_{min} に対する固有ベクトルとなる。また、拘束条件 $\|\mathbf{w}\|^2 = 1$ により、アレー合成後の雑音電力は一定に保たれるため、最適アレー重み \mathbf{w}_{opt} はアレー合成後の平均干渉電力を最小とするような重みとなる。

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション条件

図 6 のような六角形セル構成を仮定し、各セルには 1 ユーザずつ存在し、セルの中心の基地局 (BS) と通信を行っているとする。同一周波数を異なるセルで繰り返し使用する [8]。このとき、クラスターサイズ F を 4~13 とする。 $u=0$ の BS (中央セル) を観測対象とし、同一周波数を用いる周辺 6 セルから CCI $\{u=1\sim 6\}$ が中央セルに到来するものとする。

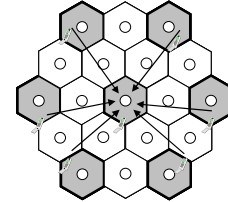


図 6 セル構成 ($F=4$)

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。QPSK データ変調と $N_c=1024$ を仮定した。アレー重みベクトル \mathbf{w} を求めるために、 $N_p=5$ 個のパイロットブロックを用いる。 $L=16$ パスの等電力遅延プロファイル ($\Omega_{u,l}=1/L$) 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、遅延時間を $\tau_{u,l}=l$ サンプルとした。低速送信電力制御 (TPC) を仮定する。 $\mu=1/32$ とした。

計算機シミュレーションは以下のように行う。各セルのユーザ位置をランダムに発生し、各ユーザから中央セルの BS までのシャドウイング損失およびパス利得を生成する。低速 TPC を用いるときの中央セルでの第 u ユーザの受信電力 P_u は次式のように表せる。

$$P_u = \frac{P}{d_{u,u}^{-\alpha} \times 10^{\frac{\eta_{u,u}}{10}}} \times d_{u,0}^{-\alpha} \times 10^{\frac{\eta_{u,0}}{10}}, \quad (18)$$

ここで、 P は送信信号電力、 $d_{u,u}$ および $\eta_{u,u}$ はそれぞれ、第 u ユーザとその BS 間の距離および、対数正規分布に従うシャドウイング損失の dB 表示、 α は伝搬損失指数である ($d_{u,0}$ および $\eta_{u,0}$ はそれぞれ、第 u ユーザと中央セルの BS ($u=0$) 間の距離およびシャドウイング損失を表す)。本論文では、干渉リミテッドチャネルを仮定する (つまり、 $SNR \rightarrow \infty$)。次に、パス利得ベクトル $\mathbf{h}_{u,l}$ 、ガウス雑音ベクトル $\boldsymbol{\eta}(t)$ 、および $\tau_{u,l}$ を発生し、これらを式(3)に代入し、周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}(k)$ を得る。 $N_p=5$ 個のパイロットブロックを用い、式(10)を用いてアレー重みの更新を行って得られたアレー重みベクトル \mathbf{w} を用いて、平均 BER を計算する。これを移動局の位置、シャドウイング損失、およびパ

ス利得を変えながら、十分な回数だけ繰り返し、平均 BER の分布を求める。

表 1 シミュレーション条件

Transmitter	Data modulation	QPSK
	No. of symbols	$N_c = 1024$
	No. of pilot blocks	$N_p = 5$
	Slow TPC	Target SNR = ∞ (dB)
Channel	Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading
	No. of paths	$L = 16$
	Time delay	$\tau_{u,l} = lT_s, l = 0 \sim L-1$
	Path loss exponent	$\alpha = 3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma = 6$ (dB)
Receiver	Step size parameter	$\mu = 1/32$

4.2. アウテージ確率特性

図 7 にアウテージ確率特性を示す。アウテージ確率は瞬時 BER が横軸を超える確率である。アンテナ本数 M を増やすにつれ、アウテージ確率が小さくなる。周波数領域 AAA を用いれば CCI を抑圧できる。CCI は周辺 6 セルから到来するため、 $M=7$ で CCI を十分に抑圧できる。 $F=4$ のとき $M=8$ とすれば、 $BER=10^{-3}$ においてアウテージ確率を 0.733($M=1$)から 0.076 まで 1 桁程度低減できる。 $F=7$ の時も同様な改善がみられる。

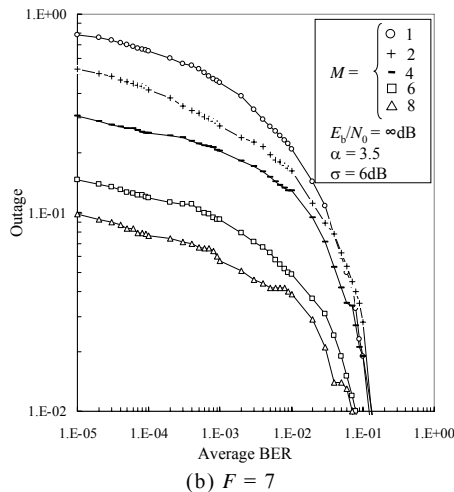
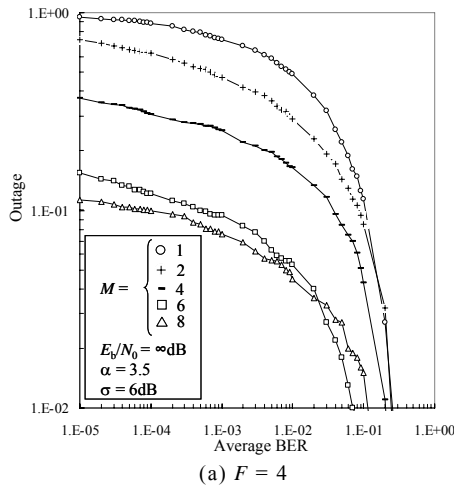


図 7 アウテージ確率

4.3. アンテナ本数の影響

セルラーシステムにおける周波数利用効率はクラ

スターサイズ F を減らすことで改善できる。アンテナ本数 M が増えるにつれ、CCI をより抑圧でき、同一周波数を用いるセル間の距離を縮めることができるから、 F の値を小さくできる。図 8 に $BER=10^{-3}$ のときにアウテージ確率 0.1 を満たす最小のクラスターサイズ F を示す。横軸はアンテナ本数 M である。 $M=1$ のとき、許容最小クラスターサイズは $F=13$ であるが、 M を増やすことにより、 F を小さくできる。 $M=8$ では、クラスターサイズを $F=4$ まで小さくできる。これは、適応 AAA が周波数利用効率を 3 倍にできることを意味している。

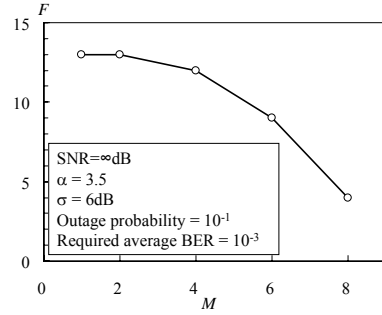


図 7 アウテージ確率

5. まとめ

本論文では、平均干渉電力最小規範に基づく SC 周波数領域 AAA の最適アレー重みを理論的に導出した。最適アレー重みは干渉+雑音の自己相関行列の最小固有値に対する固有ベクトルであることを示した。さらに、計算機シミュレーションにより NLMS アルゴリズムを用いてもアレー重み SC ブロック伝送の 2 ブロック程度で高速収束可能であることを示した。周波数領域 AAA をセルラーシステムに用いたときのアウテージ確率を計算機シミュレーションにより求め、さらに、所要 $BER=10^{-3}$ でアウテージ確率 0.1 とするクラスターサイズ F を求め、 $M=8$ のとき周波数利用効率を 3 倍程度改善できることを示した。

文 献

- [1] W.C. Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyaran and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [3] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No. 7, pp.1946-1953, Jul. 2004.
- [4] J.C. Liberti and T.S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 & 3rd Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, 1999.
- [5] K. Takeda, R. Kawauchi, and F. Adachi, "Frequency-domain adaptive antenna array for single-carrier uplink transmission using frequency-domain equalization," *Proc. WPMC2006*, San Diego, U.S.A., 17-20 Sept. 2006.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 4th ed., Prentice Hall, 2001.
- [7] Y. Suzuki, E. Kudoh and F. Adachi, "Impact of arrival angle spread of an adaptive antenna array and antenna diversity in DS-SS mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E-87-B, No.4, pp.1037-1040. Apr. 2004.
- [8] T.S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles & Practice", Prentice Hall, 1996.