

# シングルキャリア伝送における周波数領域適応アンテナアレー

河内 涼子<sup>†</sup> 武田 和晃<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup>{kawauchi, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 複数のユーザが基地局に通信する上りリンクでは、他局からの送信信号が干渉波となり通信品質を劣化させてしまう。干渉抑圧技術として適応アンテナアレー技術が注目されている。ところで超高速無線伝送では、周波数選択性フェージングにより伝送特性が著しく劣化してしまう。最近、周波数選択性フェージング下の伝送特性を改善する技術として周波数領域等化が注目されている。本論文では、周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送を対象にした周波数領域適応アンテナアレーを提案している。提案方式では、干渉受信電力を最小にするようアンテナビームパターンを形成するため、全周波数成分で同じアレー重みを用いることができる。アレー合成後に周波数領域等化を行う。計算機シミュレーションにより、アレー重みの収束特性および平均 BER 特性を明らかにしている。

**キーワード** 周波数領域等化, 適応アンテナアレー, NLMS(正規化 LMS)アルゴリズム

## Frequency-domain Adaptive Antenna Array for Single-carrier Transmission

Ryoko KAWAUCHI<sup>†</sup> Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electorical Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>{kawauchi, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** For a high-speed uplink (mobile-to-base) transmission, the transmission performance is deteriorated by co-channel interference from other users as well as the inter-symbol interference caused by the severe frequency-selectivity of the channel. Adaptive antenna array (AAA) is an effective technique to suppress the interference. Frequency-domain equalization (FDE) is a well-known technique to overcome the adverse effect of the frequency-selective fading. In this paper, we propose the frequency-domain AAA for single-carrier transmission with FDE. Since the frequency-domain AAA tries to form a beam pattern based on the minimization of the interference power, the same array weight is used for all frequency components. Then, FDE is performed on the array output. In the paper, the convergence rate of the array weights and the BER performance are evaluated by the computer simulation.

**Keyword** Frequency-domain equalization, Adaptive Antenna Array, Normalized Least Mean Square (NLMS) Algorithm

### 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の実現が望まれている。移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な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ため、符号間干渉(ISI)によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。周波数領域等化技術を用いれば、周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、BER 特性を改善できることが明らかになっている[2, 3]。ところで複数のユーザが基地局に通信する上りリンクでは、同一の搬送波周波数を利用する他局からの信号が干渉波となり、通信品質を劣化させてしまう。干渉抑圧技術として、適応アンテナアレー技術が注目されている[4, 5]。

本論文では、周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送を対象にした周波数領域適応アンテナアレーを提案している。提案方式では、干渉受信電力を最小化するようアンテナビームパターンを形成するため、 $N_c$  ポイント FFT を受信信号に適用して全ての周波数成分(以下では、サブキャリアという用語を用いる。)で同じアレー重みを用いることができる。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 $N_c$ 回更新できる。このため、高速アルゴリズムを必要としないので NLMS (Normalized Least Mean Square) アルゴリズムを用いることができる[6]。アレー合成後に周波数領域等化を行う。本論文では、アレー

重みの収束特性および平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章では周波数領域適応アンテナアレーについて述べる。第 3 章で NLMS アルゴリズムを用いるアレー重みの更新方法、第 4 章で計算機シミュレーション結果について述べる。第 5 章はまとめである。

### 2. 周波数領域適応アンテナアレー

#### 2.1. 送信信号

周波数領域適応アンテナアレーを用いるシングルキャリア伝送系を図 1 に示す。送信側では、2 値送信データ系列をデータ変調シンボル系列に変換し、そのシンボル系列を  $N_c$  個のシンボルからなるブロックに分割する。ブロックの後尾  $N_g$  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)に挿入する[1, 2]。チャネル推定を行うために 1 個のパイロットブロックを  $N-1$  個のデータブロックの先頭に時間多重する。フレーム構成を図 2 に示す。

本論文では、シンボル時間毎の離散表現を用いる。ユーザ  $u$  の送信シンボル系列  $\{\tilde{s}_u(t); t=0 \sim N_c-1\}$  の等価低域表現は次式で表される。

$$\tilde{s}_u(t) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} s_u(t) \quad (1)$$

ここで、 $E_{s,u}$  はユーザ  $u$  の 1 シンボル当たりの信号エネルギー、 $T_s$  はシンボル長である。

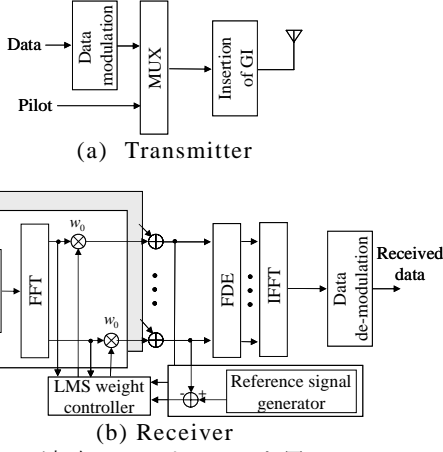


図 1 適応アンテナアレイを用いるシングルキャリア伝送系

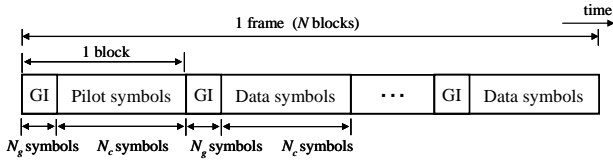


図 2 送信フレーム構成

## 2.2. 受信信号

$U$  ユーザが同時に通信しているものとする。ユーザ  $u=0$  を希望局とする。送信信号は、周波数選択性フェージングを伝搬し、 $M$  本のアンテナを持つ受信機で受信される。時刻  $t$  において第  $m$  受信アンテナで受信されたシンボル系列  $\{r_m(t); m=0 \sim M-1\}$  は次式のように表される。

$$r_m(t) = \sqrt{\frac{2E_{s,0}}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{0,m,l} s_0(t - \tau_{0,l}) + \sum_{u=1}^{U-1} \left\{ \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,m,l} s_u(t - \tau_{u,l}) \right\} + \eta_m(t) \quad (2)$$

ここで、 $h_{u,m,l}$  および  $\tau_{u,l}$  はそれぞれユーザ  $u$  と第  $m$  受信アンテナ間のチャネルの第  $l$  パスの複素パス利得および遅延時間を表す。 $\eta_m(t)$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の雑音過程であり、 $N_0$  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 を削除した後、受信シンボル系列に  $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  個の周波数成分  $\{R_m(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に分解する。第  $k$  サブキャリアの受信信号成分  $R_m(k)$  は次式で表される (MC-CDMA と対比する上で便利なよう、ここではサブキャリアという表現を用いる)。

$$R_m(k) = H_{0,m}(k) S_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} H_{u,m}(k) S_u(k) + \Pi_m(k) \quad (3)$$

ここで、 $H_{u,m}(k)$ 、 $S_u(k)$  および  $\Pi_m(k)$  は第  $k$  サブキャリアにおけるチャネル利得、送信シンボル系列の周波数成分および雑音成分であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S_u(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_u(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_{u,m}(k) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{u,l}}{N_c}\right) \\ \Pi_m(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (4)$$

## 2.3. 周波数領域アレイ合成

パイロットブロックを用いてアレイ重みを更新し、それらを用いてデータブロックで周波数領域アレイ合成と周波数領域等化を行う。アレイ重み更新については第 3 章で述べる。 $R_m(k)$  にアレイ重み  $w_m$  を乗算し、それらを合成することにより、アレイ出力信号  $Y(k)$  を得る。 $Y(k)$  は次式で表される。

$$Y(k) = \mathbf{R}^T(k) \mathbf{W} \quad (5)$$

ここで、 $(\cdot)^T$  は転置を示す。 $\mathbf{R}(k)$  および  $\mathbf{W}$  はそれぞれアレイ入力信号ベクトルおよびアレイ重みベクトルであり、次式で表される。

$$\begin{cases} \mathbf{R}(k) = [R_0(k) R_1(k) \cdots R_{M-1}(k)]^T \\ \mathbf{W} = [w_0 w_1 \cdots w_{M-1}]^T \end{cases} \quad (6)$$

## 2.4. 周波数領域等化

アレイ合成後に次式のように 1 タップ周波数領域等化を行う。

$$\hat{Y}(k) = Y(k) w_{\text{FDE}}(k) \quad (7)$$

ここで、 $w_{\text{FDE}}(k)$  は次式で与えられる MMSE 重みである [7, 8]。

$$w_{\text{FDE}}(k) = \frac{\{\mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{W}\}^*}{|\mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{W}|^2 + \sum_{u=1}^{U-1} |\mathbf{H}_u^T(k) \mathbf{W}|^2 + 2\sigma^2} \quad (11)$$

$\mathbf{H}_u(k) = [H_{u,0}(k) H_{u,1}(k) \cdots H_{u,M-1}(k)]^T$  はチャネル利得ベクトルを表す。また、 $2\sigma^2$  は雑音成分の分散である。

$N_c$  個のサブキャリア成分  $\{\hat{Y}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域のシンボル系列  $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に変換する。 $\hat{r}(t)$  は次式のように表される。

$$\hat{r}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{Y}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (9)$$

最後に、データ復調して受信データ系列を得る。

### 3. NLMS アルゴリズムを用いるアレー重みの更新

受信パイロットの第  $k$  サブキャリア成分  $R_m(k)$  は次式で表される。

$$R_m(k) = H_{0,m}(k)P_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} H_{u,m}(k)P_u(k) + \Pi_m(k) \quad (10)$$

ここで、 $P_u(k)$  は送信パイロットシンボル系列の第  $k$  サブキャリア成分である。アレー合成後の平均干渉電力を最小とするようアンテナビームを形成する。このため、全てのサブキャリアで同じアレー重みを用いることができる。このことから、1 ブロック内で  $N_c$  回の更新が可能であるので、周波数選択性フェージングに追従した高速アルゴリズムは不要である。そこで、NLMS (Normalized Least Mean Square) アルゴリズム [6] を用いる。NLMS アルゴリズムは最急降下法に基づく適応アルゴリズムであり、逆行列演算を必要としないため、演算量が少ない。

パイロットブロックを用いてアレー重みを更新する。  $q$  回目得られるアレー重みベクトルを  $\mathbf{W}_q = [w_{0,q} \ w_{1,q} \ \dots \ w_{M-1,q}]^T$  とする。ここで、初期値 ( $q=0$ ) は

$$\mathbf{W}_0 = \begin{bmatrix} w_{0,0} \\ w_{1,0} \\ \vdots \\ w_{m,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + j0 \\ 0 + j0 \\ \vdots \\ 0 + j0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

である。干渉と雑音の和が誤差信号となるようアレー合成後の希望信号を参照信号とする。重みベクトル  $\mathbf{W}_q$  を用いるときのアレー出力信号  $Y_q(k)$  と参照信号  $Z_q(k)$  との差が誤差  $e_q(k)$  であり、次式で与えられる。

$$e_q(k) = Z_q(k) - Y_q(k) \quad (12)$$

ただし、

$$\begin{cases} Y_q(k) = \mathbf{R}^T \mathbf{W}_q \\ Z_q(k) = \mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{W}_q P_0(k) \end{cases} \quad (13)$$

次式のように、NLMS アルゴリズムを用いてアレー重みベクトルを逐次更新する。

$$\mathbf{W}'_q = \mathbf{W}_{q-1} + 2\mu e_{q-1}(q \bmod N_c) \frac{\mathbf{R}^*(q \bmod N_c)}{\|\mathbf{R}(q \bmod N_c)\|^2} \quad (14)$$

ここで、 $\mu$  は収束速度を決定するステップサイズ、また、

$$\|\mathbf{R}(q \bmod N_c)\|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} |R_m(q \bmod N_c)|^2 \quad (15)$$

であり、更新する毎にサブキャリア番号を 1 つ増加するよう  $k = q \bmod N_c$  としている。また、次式のような重み拘束条件を用いる。

$$w_{m,q} = \frac{w'_{m,q}}{\|\mathbf{W}'_q\|} \quad (16)$$

NLMS アルゴリズムでは干渉と雑音の和を最小とするようアレー重みを制御するが、式(16)の拘束条件を用いているので、アレー合成後の雑音電力は不変であり、結局、提案アルゴリズムは干渉電力最小となるよう動作することになる。一方、希望ユーザのチャネル変動に対する追従は、アレー合成後の周波数領域等化が受け持っている。

### 4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す。1 ブロックの長さを  $N_c=256$  シンボル、ガードインターバル (GI) の長さを  $N_g=32$  シンボルとしている。また、受信アンテナ数を  $M=2$  とし、アンテナ間隔を  $D=0.5\lambda$  としている。NLMS アルゴリズムのステップサイズは、計算機シミュレーションにより  $\mu=0.06$  のとき速い収束速度で平均 2 乗誤差 (MSE) を小さくできることが分かったので、 $\mu=0.06$  にした。ユーザ数は  $U=2$  であり、平均受信 SIR (信号電力対干渉電力比) を 0dB、また受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であるとしている。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Pilot	1 block
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
Channel	Number of users	$U=2$
	Number of paths	$L=2, 16$
	Power delay profile decay factor	$\alpha=0\text{dB}$
	Arrival angle of signal	$\Phi_0=60^\circ, \Phi_1=120^\circ$
	Angle spread of paths	$\delta\phi=2^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 30^\circ$
	Number of element waves	$N_e=32$
	Angle spread of element waves	$\Delta=2^\circ$
Receiver	Number of received antennas	$M=2$
	Average of input SIR	0dB
	Antenna separation	$D=0.5\lambda$
	Step size parameter of LMS	$\mu=0.06$
	Frequency-domain equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

#### 4.1. チャネルモデル

多数の散乱体によってパスが形成される散乱モデル[9]を用いている. 各ユーザの近傍に一様分布している多数の散乱体により多数の分解不可能な素波が形成されるものとする. これら素波の集合体は移動局の周辺に分布する  $L$  個の大きな反射体により反射され,  $L$  個の分離可能なパスを形成する.

第  $l$  パス ( $l=0 \sim L-1$ ) の伝搬モデルを図 3 に示す. 各パスの中心到来角は大きな反射体と移動局位置に依存するので,  $L$  個のパスの中心到来角はそれぞれ異なる. 本論文では, 移動局とアンテナ軸とのなす角を  $\Phi_u$  とし, 第  $l$  番目のパスの中心到来角を  $\Phi_{u,l}$  とする. そして,  $\Phi_{u,l}$  は  $\Phi_u$  を中心に  $\pm 0.5\delta\phi$  の範囲に一様分布するものとする. 本論文では  $\Phi_0=60^\circ$ ,  $\Phi_1=120^\circ$  としている.

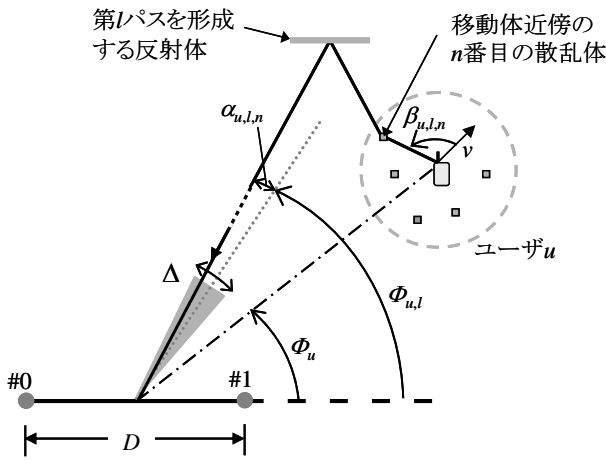


図 3 第  $l$  パスの伝搬モデル

次に, このような伝搬モデルに基づいて, ユーザ  $u$  と第  $m$  受信アンテナ間におけるチャネルの第  $l$  パスの複素パス利得  $h_{u,m,l}$  の表示式を求める. 移動体近傍の散乱体数を  $N_e$  個とし, 各パスは時間分解できない  $N_e$  個の素波から構成されているものとする. 第  $l$  パスを構成する第  $n$  番目 ( $n=0 \sim N_e-1$ ) の素波とアレーアンテナ軸とのなす角を  $\Phi_{u,l} + \alpha_{u,l,n}$  としている. なお, 各素波はドップラー偏移を受けている. これは, ユーザが移動するためであり, ユーザ  $u$  の移動方向と第  $n$  番目 ( $n=0 \sim N_e-1$ ) の散乱体とのなす角を  $\beta_{u,l,n}$  とする. ユーザ  $u$  が速度  $v$  で移動しているものとする, 第  $n$  番目の素波のドップラー周波数は  $f_D \cos \beta_{u,l,n}$  となる. ここで,  $f_D = v/\lambda$  は最大ドップラー周波数であり,  $\lambda$  は搬送波の波長である. 以上より, ユーザ  $u$  と第  $m$  受信アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得  $h_{u,m,l}$  は次式で表される.

$$h_{u,m,l} = \sum_{n=0}^{N_e-1} A_{u,l,n} \exp j \left[ 2\pi \left\{ \frac{f_D t \cos \beta_{u,l,n}}{\lambda} + \frac{D}{\lambda} \left( \frac{M-1}{2} - m \right) \right\} + \psi_{u,l,n} \right] \quad (17)$$

ここで,  $A_{u,l,n}$  および  $\psi_{u,l,n}$  は, それぞれ第  $n$  番目の素波の振幅および位相である. 本論文では, 素波数  $N_e=32$ ,  $\{\alpha_{u,l,n}; n=0 \sim N_e-1\}$  は  $\pm \Delta/2$  内に分布しているものと仮定し, このとき  $\Delta=2^\circ$  とした.

#### 4.2. シミュレーション結果

##### 4.2.1. ビームパターン

図 4 に,  $L=16$  で平均受信  $E_b/N_0=20\text{dB}$  のときについて, パスの中心到来角の広がり  $\delta\phi$  をパラメータとしてプロットしたときのビームパターンを示す. 指向性利得は最大値を  $0\text{dB}$  とした相対値で示している. 図 4 より, ユーザ 1 (干渉ユーザ) の到来角度方向には, ノル (指向性利得の落ち込み) が形成されているため, 干渉を抑圧できることが分かる. また, パスの中心到来角の広がり  $\delta\phi$  が大きくなるほど, 干渉ユーザ方向への利得の落ち込みが小さくなり,  $\delta\phi=30^\circ$  では,  $\delta\phi=2^\circ$  よりもおよそ  $14\text{dB}$  劣化する. これは,  $\delta\phi$  が大きくなると希望波と干渉波のパスの到来角が近づく確率が高くなり, 干渉波を十分に抑圧することが出来なくなるためである.

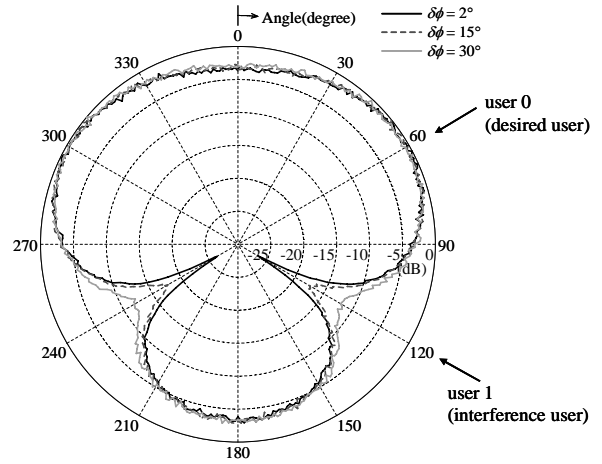


図 4 ビームパターン

##### 4.2.2. アレー重みの収束特性

アレー重みの収束特性を, アレー合成後の信号対干渉+雑音電力比 (SINR) で評価する.  $q$  回目の更新で得られたアレー重みを用いてアレー合成したときの合成出力  $Y_q(k)$  は, 式 (5), (10) より次式のように表すことができる.

$$Y_q(k) = \mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{W}_q S_0(k) + \sum_{u=1}^{U-1} \mathbf{H}_u^T(k) \mathbf{W}_q S_u(k) + \mathbf{\Pi}^T(k) \mathbf{W}_q \quad (18)$$

ただし,  $k=q \bmod N_e$  である. このとき, アレー合成出力後の SINR  $\Gamma(k)$  は次式で表される.

$$\Gamma(k) = \frac{|\mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{W}_q S_0(k)|^2}{\sum_{u=1}^{U-1} |\mathbf{H}_u^T(k) \mathbf{W}_q S_u(k)|^2 + |\mathbf{\Pi}^T(k) \mathbf{W}_q|^2} \quad (19)$$

図 5 に  $L=16$  で平均受信  $E_b/N_0=20\text{dB}$  のときについて, パスの中心到来角の広がり  $\delta\phi$  をパラメータとしてプロットしたアレー合成出力の平均 SINR の収束特性を示す. 横軸はアレー重みの更新回数  $q$  である. 図 5 より,  $\delta\phi$  によらず同じ 1 ブロック内 (更新回数 256 回) で SINR が収束していることが分かる. つまり, アレー重みは, 1 ブロック内で収束している. 各パスの中心到来角の広がり  $\delta\phi$  が小さい  $\delta\phi=2^\circ$  のとき, アレー合成出力 SINR は最も高くなる. しかし,  $\delta\phi$  が大きくなるにつ

れ SINR は低下し,  $\delta\phi=30^\circ$  では,  $\delta\phi=2^\circ$  のおよそ 10dB 低下してしまふ。これは,  $\delta\phi$  が大きくなることにより, 希望波と干渉波のパスの到来角が近づく確率が高くなり, ナルを形成することが出来なくなるため干渉抑圧効果が劣化するからである。

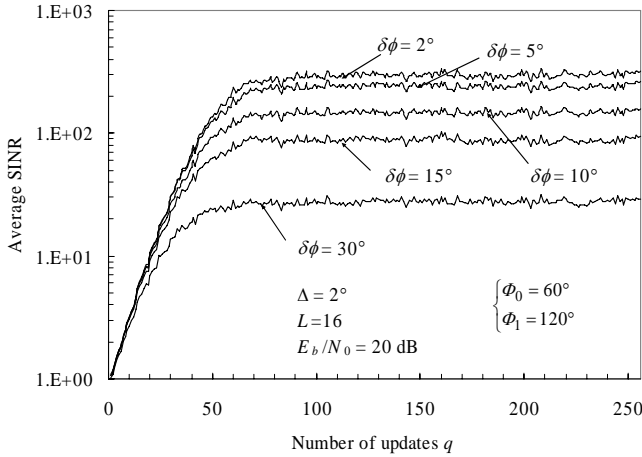
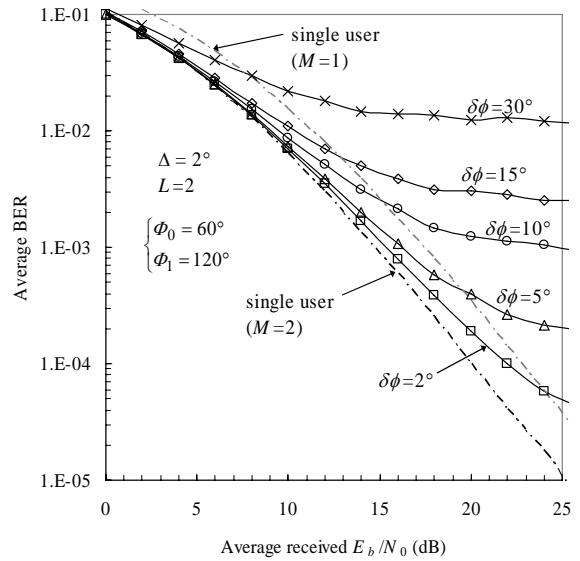


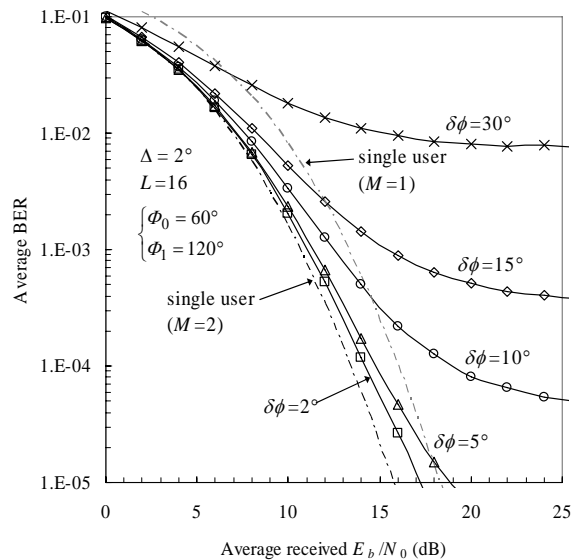
図 5 アレー合成出力 SINR の収束特性

### 4.2.3. BER 特性

パス数が  $L=2$  および  $L=16$  の場合について,  $L$  個のパスの中心到来角の広がり  $\delta\phi$  をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を図 6 に示す。比較のため, アレー合成を用いるとき ( $M=2$ ) と用いない ( $M=1$ ) ときのシングルユーザの BER 特性も示す。アレー出力合成をした後, MMSE 基準に基づく周波数領域等化を行うことによって,  $L=2$  よりも  $L=16$  の方がより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので BER 特性が改善している。  $\delta\phi$  が小さくなると, シングルユーザ ( $M=2$ ) の BER に近づいていき,  $\delta\phi=2^\circ$  のとき,  $L=16(2)$  では,  $BER=10^{-4}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  の劣化を 0.8(2.0)dB までに低減できる。  $\delta\phi$  が大きくなるにつれ BER 特性は劣化してエラーフロアを生じているのは, 前述したように, 希望波と干渉波のパスの到来角が近づく確率が高くなりナルを形成できなくなるために, 干渉抑圧効果が劣化するからである。また, アンテナアレーを用いない ( $M=1$ ) シングルユーザ時の BER がアレー合成を用いる ( $M=2$ ) ときより 3dB 劣化しているのは, 3dB のアレー利得によるためである。



(a)  $L=2$



(b)  $L=16$

図 6 平均 BER 特性

## 5. まとめ

本論文では, 周波数領域等化シングルキャリア伝送における周波数領域適応アンテナアレーを提案し, アレー重みの収束特性および平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。提案アレーでは, アレー出力の干渉電力を最小にするよう動作して干渉波到来方向のみに依存するビームパターンを形成するため, 全てのサブキャリアで同じアレー重みを用いることができる。従って, 1 受信ブロックでサブキャリア数と同じ回数だけ重み更新ができ, 高速収束が可能である。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 1 ブロック内でアレー重みを収束できることを示した。また, アレー合成後の残留干渉電力を考慮した MMSE 周波数領域等化を用いることにより, 干渉を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため, BER 特性を改善できることを示した。

## 文 献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand 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] 大鐘 武雄, 小川 恭孝, "アダプティブアレーと移動通信 [ I -IV ]," *電子情報通信学会論文誌*, Vol.81 No.12, 1998年12月, Vol.82 No.1-3, 1999年1-3月.
- [5] 辻 宏之, 水野 光彦, "移動通信におけるアダプティブアレーアンテナ技術の応用," *電子情報通信学会論文誌*, Vol. J82-A No.6, pp.779-791, 1999年6月.
- [6] 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.
- [7] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization combined with space-time transmit diversity and antenna receive diversity for DS-CDMA," *Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Milan, Italy, May 2004.
- [8] 石原浩一, 武田和晃, 安達文幸, "DS-CDMA 上りリンクにおけるマルチステージ周波数領域 MAI キャンセラ," *信学技報*, RCS2004-213, pp.13-18, 2004年11月.
- [9] H. Okuni, E. Kudoh, and F. Adachi, "Multipath fading simulator based on distributed scattering model," *IEICE Trans. Commun*, Vol. E87-B, No. 8, pp.2422-2426, Aug. 2004.