

マルチパスフェージング環境下における適応アンテナアレーのビット誤り率特性

中村 理 井上 高道 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

$$\mathbf{w}_{opt}(t) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(t)\mathbf{r}_{xd}(t) \quad (2)$$

1. まえがき

近年の移動通信の普及はめざましいものがあり、今後も通信トラフィック量はますます増加するものと予想される。しかし、利用できる無線周波数帯域幅は限られている。そこで、干渉波を抑圧することによって周波数利用効率を向上できる適応アンテナアレーが注目されている。適応アンテナアレーは、複数のアンテナ出力に複素重みを乗算し合成することにより、アンテナ指向性を適応的に制御し干渉波を抑圧する技術である[1]。

適応アンテナアレーの特性は、多重波を構成する素波の到来角、強度、遅延時間やドップラーシフトの分布に大きく依存する[2]。適応アンテナアレーをハードウェアを用いて実験的に評価する場合、このようなフェージング環境を忠実に生成できるフェージングシミュレータが必要となる[3]。

本論文では、時間分解不可能な各素波の到来角、強度、遅延時間やドップラーシフトの分布を任意に設定可能なフェージングシミュレータ[3]を用いることによって、マルチパスフェージング環境下における適応アンテナアレーのビット誤り率(BER)を実験により評価している。また、受信アンテナダイバシティとの特性比較を行っている。

2. 適応アンテナアレーの原理

適応アンテナアレーの受信機構成を図1に示す。同一チャンネルに希望局と干渉局が存在し、これらの信号を M 本の無指向性アンテナで受信する。時刻 t における第 $m(=0 \sim M-1)$ アンテナでの受信信号を $x_m(t)$ とする。 $x_m(t)$ に複素アンテナ重み $w_m(t)$ を乗算し、それらを合成することによって、次式のようにアレー出力信号 $y(t)$ を得る。

$$y(t) = \mathbf{x}^T(t)\mathbf{w}(t) \quad (1)$$

アンテナ重みベクトル $\mathbf{w}(t)$ は、アレー出力信号 $y(t)$ の信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)を最大とするように適応的に制御される。参照信号 $z(t)$ とアレー出力 $y(t)$ の平均二乗誤差(MSE: Mean Square Error)を最小とする重み \mathbf{w}_{opt} は Wiener 解であり、次式のように表される[1]。

ここで、 \mathbf{R}_{xx} は受信信号の自己相関行列、 \mathbf{r}_{xd} は受信信号と参照信号 d_s との相互相関ベクトルである。しかし Wiener 解を得るには逆行列演算が必要であり、演算が複雑になる。

そこで、最急降下法に基づいた正規化 Least Mean Square (LMS) アルゴリズムを適用する[2]。 $\mathbf{w}(t)$ は、正規化 LMS アルゴリズムを用いて次式のように更新される。

$$\mathbf{w}'(t) = \mathbf{w}(t-1) + 2\mu e(t) \frac{\mathbf{x}^*(t)}{\|\mathbf{x}(t)\|^2} \quad (3a)$$

$$\mathbf{w}(t) = \frac{\mathbf{w}'(t)}{\|\mathbf{w}'(t)\|} \quad (3b)$$

ここで、式(3b)はアンテナ重みの発散を防ぐため利用する。また、 μ はステップサイズであり、収束速度を決定するパラメータである。誤差信号 $e(t)$ および $\|\mathbf{x}(t)\|^2$ はそれぞれ次式で表わされる。

$$e(t) = z(t) - y(t) \quad (4a)$$

$$\|\mathbf{x}(t)\|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} |x_m(t)|^2 \quad (4b)$$

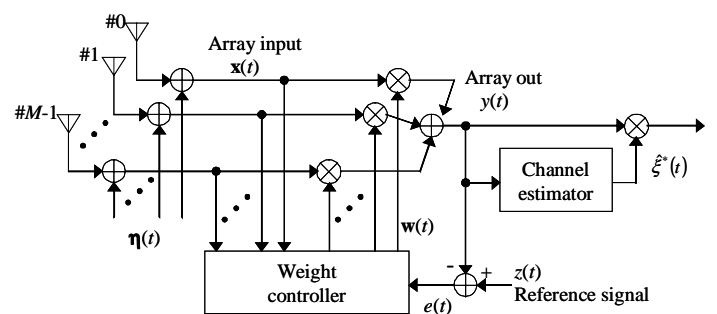


図1 適応アンテナアレーの受信機モデル

3. 伝送系の構成

3.1 送信機

DSP(C6211DSK)を用いて構成した希望局および干渉局の送信機構成を図2に示す。送信機では、データ系列をデジタル変調した後、 N_d データシンボル毎に N_p パイロットシンボルを時間多重することによって

スロットを構成し、送信している。ここでパイロットシンボルは、受信機でのチャネル推定と適応アルゴリズムの参照信号として利用する。

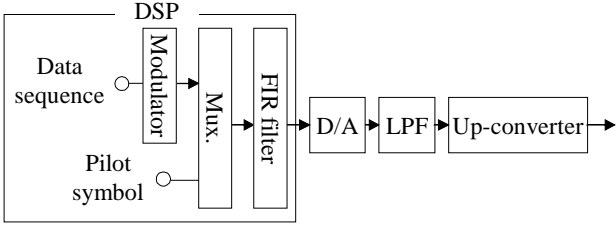


図2 送信機

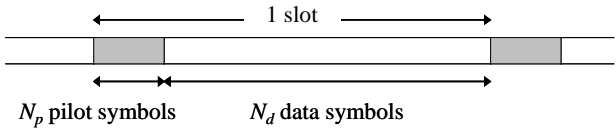


図3 スロット構成

3.2 フェージングシミュレータ

希望局および干渉局により送信された信号は多重伝播路を伝送して、図4に示すように受信機で受信されるものとする[3]。

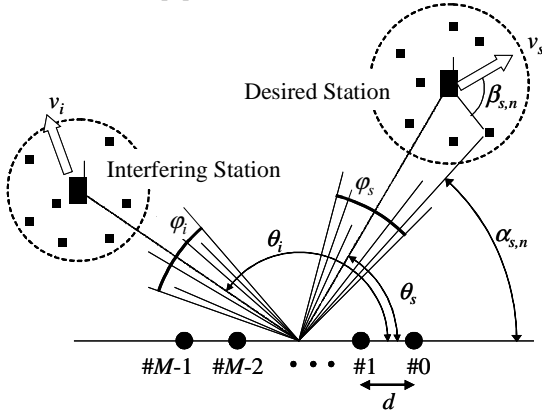


図4 多重波到来モデル

時刻 t における第 m アンテナでの受信信号の等価低域表現 $x_m(t)$ は次式で表わされる。

$$x_m(t) = s_m(t)\xi_{s,m}(t) + i_m(t)\xi_{i,m}(t) + \eta_m(t) \quad (5)$$

ここで、 $\xi_{s,m}(t)$ および $\xi_{i,m}(t)$ はそれぞれ希望波、干渉波の複素フェージング利得であり、次式で表される。

$$\begin{cases} \xi_{s,m}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{s,m,n}(t) \\ \xi_{i,m}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{i,m,n}(t) \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $\xi_{s,m,n}(t)$ 、 $\xi_{i,m,n}(t)$ はそれぞれ n 番目の素波の複素利得である。搬送波の波長を λ とし、アンテナ間隔

d の線形アレーアンテナと希望局周辺の n 番目の散乱体がなす角を $\alpha_{s,n}$ 、希望局と散乱体がなす角を $\beta_{s,n}$ 、希望局が速度 v_s で移動しているとき、 $\xi_{s,m,n}(t)$ は次式で表される。

$$\xi_{s,m,n}(t) = A_n \exp \left[j \left\{ 2\pi \left[\frac{f_D \cos \beta_{s,n}}{\lambda} + \frac{d}{\lambda} \left(\frac{M-1}{2} \right) \cos \alpha_{s,n} \right] + \psi_n \right\} \right] \quad (7)$$

ここで f_D は最大ドップラー周波数であり、 A_n および ψ_n は、それぞれ n 番目の素波の振幅および位相である。

フェージングシミュレータは図4の多重波到来モデルに忠実に $\xi_{s,m}(t)$ および $\xi_{i,m}(t)$ をする。フェージングシミュレータの構成を図5に示す。送信信号を直交検波し、12ビット A/D コンバータで標本化し、FPGA に入力する。FPGA では、標本系列に、複素フェージング利得を乗算する。各複素フェージング利得は DSP(C6211DSK) で生成している。FPGA の出力信号を 12ビット D/A コンバータに転送してアナログ信号に変換し、低域通過フィルタ(LPF)により高調波成分を除去した上で直交変調することにより、マルチパスフェージング波を生成する。

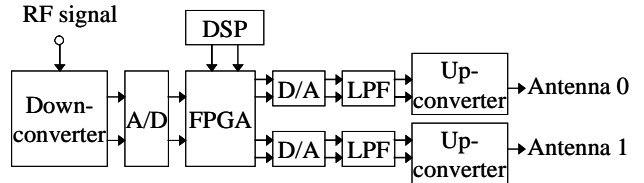


図5 フェージングシミュレータの構成($M=2$)

3.3 受信機

DSP(C6416DSK)で構成した受信機を図6に示す。第 q スロット内の j 番目シンボル時点のアレー出力を $y_j(q)$ で表わすと、チャネル推定値 $\hat{\xi}(q)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\xi}(q) = \frac{1}{N_p} \sum_{j=0}^{N_p-1} y_j(q) / p_j(q) \quad (8)$$

ここで $p_j(q)$ はパイロットシンボルであり、 $|p_j(q)|=1$ としている。受信機では、1スロット内ですべて同じチャネル推定値を用いて同期検波を行っている。また正規化 LMS アルゴリズムの参照信号 $z(q)$ として次式を用いた[4]。

$$z(q) = p \hat{\xi}(q) \quad (9)$$

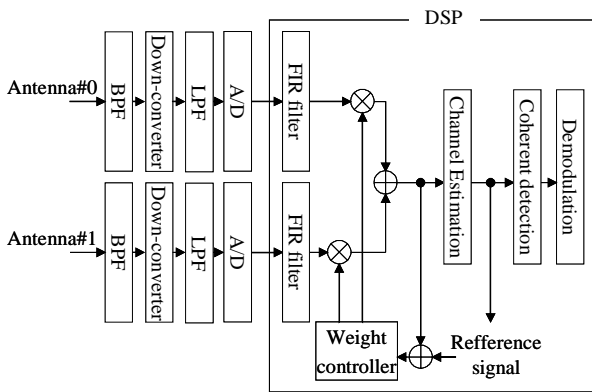


図 6 適応アンテナアレー受信機(M=2)

4. 伝送実験

4.1 実験条件

実験条件を表 1 に示す．比較のため最大比合成(MRC)ダイバーシチ受信の実験も行った．適応アンテナアレーのアンテナ間隔は $d=0.5\lambda$ とした．一方, 受信アンテナダイバーシチではアンテナ間相関を低くするため, ダイバーシチ効果が大きくなるためアンテナ間隔 $d=10\lambda$ とした．

表 1 実験条件

Transmitter	Data modulation		BPSK
	Bit rate		31.67kbps
	Slot structure		$N_p=4$ symbols $N_d=60$ symbols
	Transmit/receive filter		Root roll off (roll off factor=0.5)
	Carrier frequency		240.1MHz
Channel	No. of users		$U=2$
	No. of componential waves		$N=32$
	Arrival angle of desired signal		$\theta_s=60^\circ$
	Arrival angle of interfering signal		$\theta_i=0\sim 180^\circ$
	Angle spread		$\varphi=2^\circ, 16^\circ, 64^\circ$
Maximum Doppler frequency		$f_D=5$ Hz	
Receiver	Average received SIR		5.3dB
	No. of antennas		$M=2$
	Antenna separation	Adaptive array	$d=0.5\lambda$
		MRC diversity	$d=10\lambda$

4.2 素波の広がり の影響

素波広がり φ をパラメータとした BER 特性を図 7 に示す．ここで, 横軸はアンテナ 1 本あたりの平均受信 E_b/N_0 であり, E_b/N_0 は 1 ビット当りの信号エネルギー

対雑音電力密度比である．図の太線は, 式(5)のモンテカルク法によって条件付 BER を求め, それを平均化することによって得られた理論値である．細線は計算機シミュレーション結果, 各プロット点は実験結果, また実線, 破線および点線は素波の広がりを表わしている．理論値に比べ, シミュレーションおよび実験値の BER 特性が劣化しているのは, 雑音, 干渉波によるチャンネル推定誤差および適応アレーではアンテナ重みとして Wiener 解を用いているためである．素波の広がり $\varphi=2^\circ$ のとき, 適応アレーでは干渉波を十分抑圧できるため, 良好な BER 特性が得られることがわかる．しかし, φ が大きくなるにつれて適応アレーの特性は劣化し, $\varphi=64^\circ$ のとき, エラーフロアを生じていることがわかる．これは到来角が広がっているので全ての干渉波を抑圧することができなくなるためである．ここで, 適応アレーの理論値が φ の増加と共に BER 特性が改善されているのは, アンテナ間相関が低くなるにつれて, Wiener 解ではダイバーシチ効果を得ることができるためである．

一方, ダイバーシチ受信では, エラーフロアが生じている．しかし, φ が大きくなるにつれてアンテナ間の相関が小さくなり, ダイバーシチ効果が大きくなるため特性が改善される．ただし $\varphi=16^\circ$ 以上では, アンテナ間の相関がほぼ 0 となるため, 同じ BER 特性が得られている．

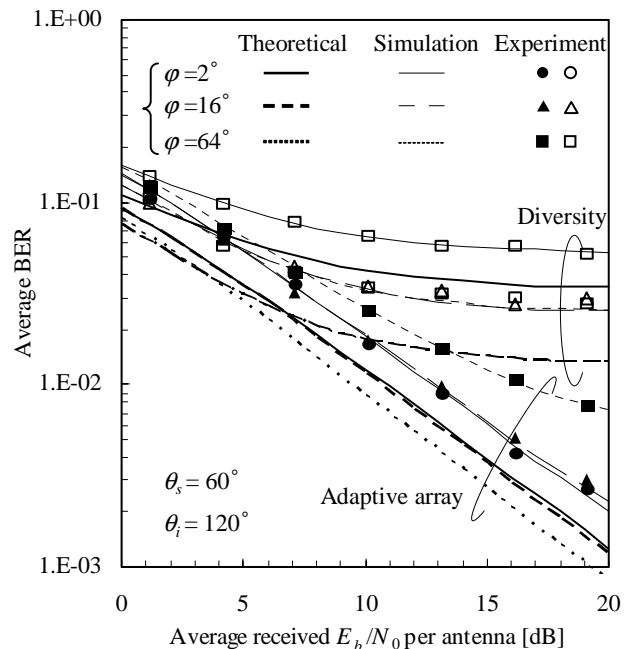


図 7 素波の広がり φ の影響

4.3 干渉波の到来角の影響

干渉波の中心到来角 θ_i が BER 特性に及ぼす影響を図 8 に示す．適応アレーでは, 希望波と干渉波の到来方向が近い場合, BER 特性が著しく劣化してしまう．こ

れは、適応アレーでは到来角が同じ複数信号を分離できないためである。一方、ダイバーシチ受信では干渉波の到来角に依らず殆ど同じ BER 特性が得られていることが分かる。

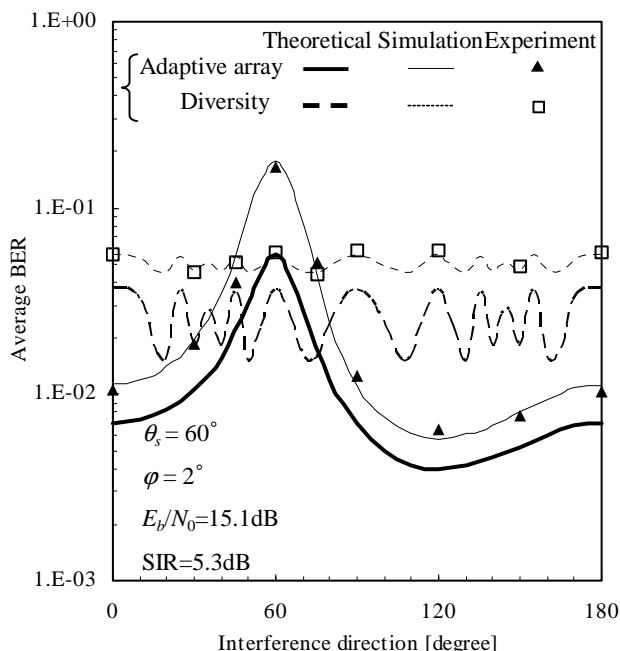


図 8 干渉波の到来方向の影響

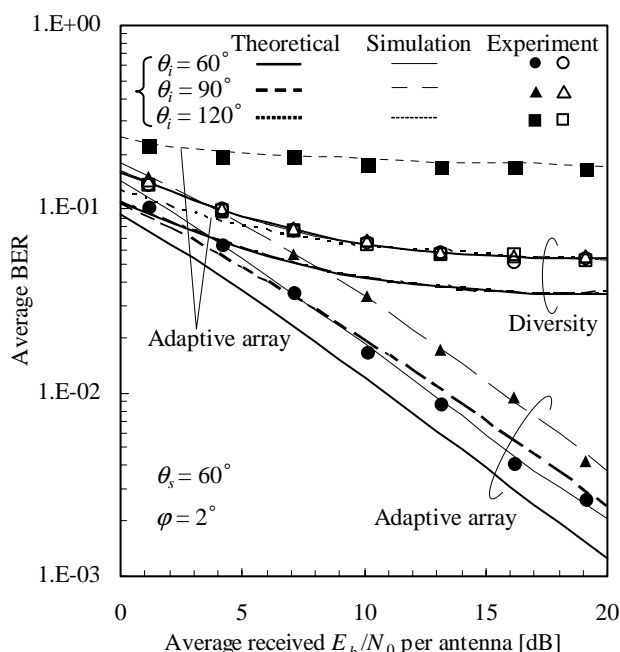


図 9 平均受信 E_b/N_0 対 BER 特性

希望波の中心到来角 θ_s を 60° とし、干渉波の到来角 θ_i をパラメータとした BER 特性を図 9 に示す。適応アレーでは、干渉波の到来角が希望波のそれとは異なる場合には良好な BER 特性を示すが、同一方向から到来する場合には BER 特性が著しく劣化してしま

う。一方、ダイバーシチ受信では干渉波の到来角に依らずほぼ同じ BER 特性が得られることが分かる。また、干渉波と希望波の到来角が一致している場合、適応アレーよりも良好な BER 特性を示している。これは MRC ダイバーシチ受信の場合、信号電力に対してコヒーレント合成することで、信号電力が最大となるためである。

5. まとめ

本論文では、分解不可能な各素波の到来角とその強度やドップラーシフトの分布を任意に設定可能なフェージングシミュレータを用いることによって、マルチパスフェージング環境下における適応アンテナアレーのビット誤り率特性を実験により評価した。

到来波の素波の広がりが大きくなるにつれ、適応アレーの BER 特性は劣化し、アンテナダイバーシチ受信の BER 特性は改善されることを実験的に明らかにした。しかし、希望波と干渉波の到来角が一致しない限り、素波の広がりによらず、適応アレーの方が良好な BER 特性を得ることができる。このことから、同数のアンテナを用いるならば、上りリンクではアンテナダイバーシチ受信よりも適応アレーが適している。

参考文献

- [1] 鷹尾和昭, “アダプティブアンテナの理論体系”, 信学論 B-II, J75-B-II, 11, pp.713-720, Nov. 1992.
- [2] Y. Suzuki, E. Kudoh, and F. Adachi, “Impact of Arrival Angle Spread of Each Cluster of irresolvable Paths on Adaptive Antenna Array and Antenna Diversity in DS-CDMA Mobile Radio,” IEICE Trans. Commun., vol.E87-B No.4 Apr. 2004.
- [3] H. Okuni, E. Kudoh, and F. Adachi, “Multipath Fading Simulator Based on Distributed Scattering Model,” IEICE Trans. Commun., vol.E87-B No.8 Aug. 2004.
- [4] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, (Third Edition), Prentice Hall/Englewood Cliffs, 1996.
- [5] 鈴木, 工藤, 安達, “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.