

# 任意の多重波到来角分布のフェージング波を発生する周波数選択性フェージングシミュレータ

大國 英徳 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

## 1. まえがき

移動無線通信では、多数の建造物などによる電波の反射、散乱によって遅延時間の異なる多数の伝搬路から成る多重伝搬路が形成されるため、無線チャネルの状態が時々刻々と複雑に変化する、いわゆるマルチパスフェージングが発生する。マルチパスフェージング環境下では多重波間の遅延時間差の影響や位相の時間変動の影響を強く受けるため、デジタル信号伝送特性が大幅に劣化する。

最近、ダイバーシチ[1]、適応アレー[2]や MIMO アンテナシステム[3]が注目を集めている。MIMO アンテナシステムを用いるときのデジタル伝送特性は、各アンテナ素子の指向性ばかりでなく、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シフトの分布に大きく依存する。従って、MIMO アンテナシステムを用いるときの伝送特性を評価するためには、受信波の到来角分布を含むフェージングシミュレータが必要であり、角度広がりの影響を模擬するフェージングシミュレータの構成法が文献[4]に示されている。文献[4]では、同一のフェージング波にステアリングベクトルを乗算することにより、各パスの到来角を制御している。しかし、各パスを構成する時間分解不可能な素波の到来角広がりまでは模擬できない。本論文で提案するフェージングシミュレータは、各パスを構成している時間分解不可能な各素波の到来角の広がりや角度広がりに対する物理的な意味が理解しやすく、さらに、散乱体の位置、移動方向などのパラメータの設定・変更が容易にでき、汎用性も高い。

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の構成について述べている。数学的な多重伝搬モデルに基づいて DSP により忠実にフェージング波の等価低域成分を生成し、直交変調により無線周波数帯のフェージング波を発生させている。また、製作したフェージングシミュレータが設計どおりに動作していることを伝送実験結果で確認している。

## 2. フェージング発生モデル

多重波の到来モデルには、散乱リングモデル[5]や、最大の到来角広がりやを制限し各素波をその広がり内

で一様分布させてフェージング波を発生するモデル等がある。本論文では、送信局から半径  $r$  の円内に一様に散らばる多数の散乱物により電波が反射されて多重波が生成されるというモデル[6]を用いた。

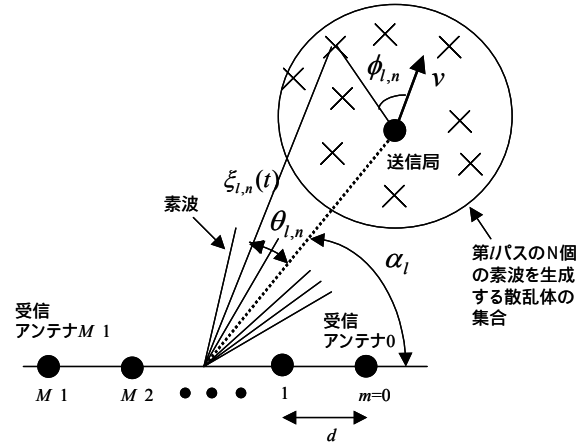


図1 多重波到来モデル。

説明を簡単にするため、以下では間隔  $d$  の  $M$  個の線形配置アレーアンテナを用いるものとする。多重波の到来モデルを図1に示す。時間分解可能なパス数を  $L$ 、各パスを構成する時間分解不可能な素波数を  $N$  としたときの第  $m(=0 \sim M-1)$  アンテナで観測されるフェージング波の等価低域表現  $z_m(t)$  は次式ようになる。

$$z_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} s(t - \tau_l) \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{m,l,n}(t) \quad (1)$$

$$= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(t) s(t - \tau_l)$$

ここで  $s(t)$  は送信信号、 $\xi_{m,l}(t)$  は第  $m$  アンテナで観測される  $l$  番目のパスの複素パス利得、 $\tau_l$  はそのパスの遅延時間である。各パスは時間分解不可能な  $N$  個の素波で構成されている。 $l$  番目のパスを構成する  $n$  番目の素波の複素利得を  $\xi_{m,l,n}(t)$  で表わすと、

$$\xi_{m,l}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{m,l,n}(t) \quad (2)$$

である。

間隔  $d$  で設置されている受信アンテナの並び方向と  $l$  番目のパスにおける  $n$  番目の素波の到来方向との成す角度を  $\alpha_l + \theta_{l,n}$  とする。ここで、 $\alpha_l$  は中心角である。速度  $v$  で移動している送信アンテナの移動方向と  $n$  番

目の素波を生成する散乱体との成す角度を  $\phi_{l,n}$  とする。搬送波の波長を  $\lambda$  で表わしたとき、 $\xi_{m,l,n}(t)$  は次式のようなになる。

$$\xi_{m,l,n}(t) = A_{l,n} \exp \left\{ j \left[ 2\pi \left[ \frac{f_D t \cos \phi_{l,n} + d \left( \frac{M-1}{2} - m \right) \cos(\alpha_l + \theta_{l,n})}{\lambda} \right] + \psi_{l,n} \right] \right\} \quad (3)$$

ここで  $f_D = v/\lambda$  は良く知られた最大ドップラー周波数である。 $A_{l,n}$  および  $\psi_{l,n}$  は、それぞれ  $l$  番目のパスを構成する  $n$  番目の素波の振幅および位相である。

式(3)はアンテナ配置, 到来角分布, 強度分布および最大ドップラー周波数をパラメータに含む。フェージングシミュレータでは, DSP を用いて式(3)の演算を忠実に実行してフェージング波を発生させる。

### 3. フェージングシミュレータ

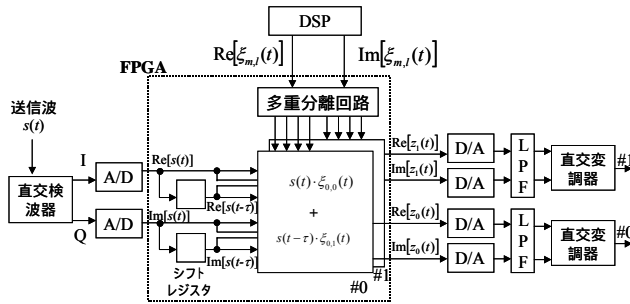


図2 フェージングシミュレータのブロック図。

伝搬路が2パスで2アンテナ受信するためのフェージングシミュレータを製作した ( $L=2, M=2$ )。このブロック図を図2に示す。送信信号を直交検波し, 12ビット A/D コンバータで標準化し, FPGA (Spartan-II XC2S300E-5FG456C) に入力する。FPGA では, 時間遅延を加えた信号標本系列に, 各パスの複素パス利得を乗算したあとに合成して, 各アンテナで観測されるフェージング波を生成する。各パスの複素パス利得は式(3)に従って DSP (C6211DSK) で生成している。C6211DSK は 32 ビットのデータをパラレルに出力するポートが1個しかない。そこで図2で示すように, DSP 側で  $\xi_{0,0}(t), \xi_{0,1}(t), \xi_{1,0}(t)$  および  $\xi_{1,1}(t)$  を時間多重して FPGA に入力している。FPGA では多重分離回路を用いて時間多重された4個の複素パス利得を分離する。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, 周波数選択性フェージング波を生成する。

### 4. フェージングシミュレータの特性評価

#### 4.1 フェージング相関

フェージングシミュレータでは, DSP を用いて式(3)

の演算を実行して中間周波数 240.1MHz のフェージング波を発生させた。

パス数  $L=1$ , 送受信局間の距離  $R=1000\text{m}$ , 散乱体の集合エリアの半径  $r=10\text{m} \sim 300\text{m}$  として,  $N=32$  個の散乱物をランダム配置し, 様々な素波到来角広がり  $\sigma \left( = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \theta_{0,n}^2} \right)$  を持つ多重波を発生させた

( $\sigma=0.287 \sim 8.60^\circ$ )。素波到来角広がりおよびパス到来方向をパラメータとしてアンテナ間隔  $d$  の関数としてプロットした2アンテナ間のフェージング振幅相関  $\rho$  の測定結果を, それぞれ図3に示す。比較のため, その理論値を同図にプロットした。 $\rho$  は次式で与えられる[6], [7]。

$$\rho \approx \begin{cases} \exp[-\{2\pi\sigma d \sin(\alpha_l)/\lambda\}^2] & (\sigma \ll 360^\circ) \\ J_0^2(2\pi d/\lambda) & (\sigma \geq 180^\circ/\sqrt{3}) \end{cases} \quad (4)$$

ここで  $J_0(\cdot)$  は第1種0次ベッセル関数である。なお,  $\sigma \geq 180^\circ/\sqrt{3}$  は素波が全ての方角から一様に到来する Jakes モデルを近似している。測定結果と理論値はよく一致しており, 設計どおりにフェージングシミュレータが動作していることがわかる。

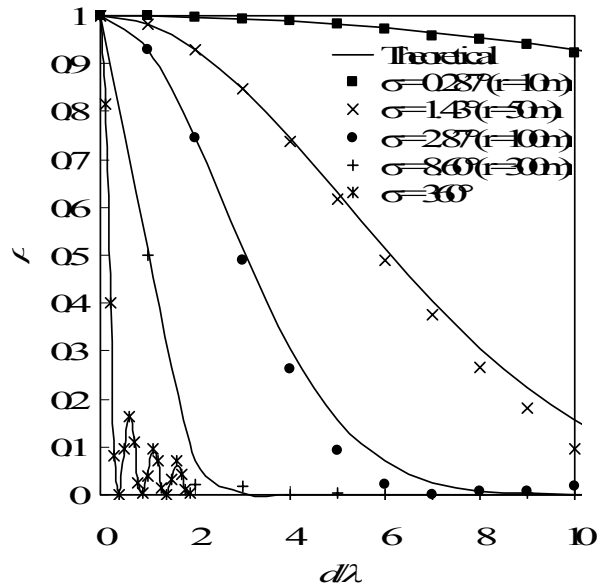
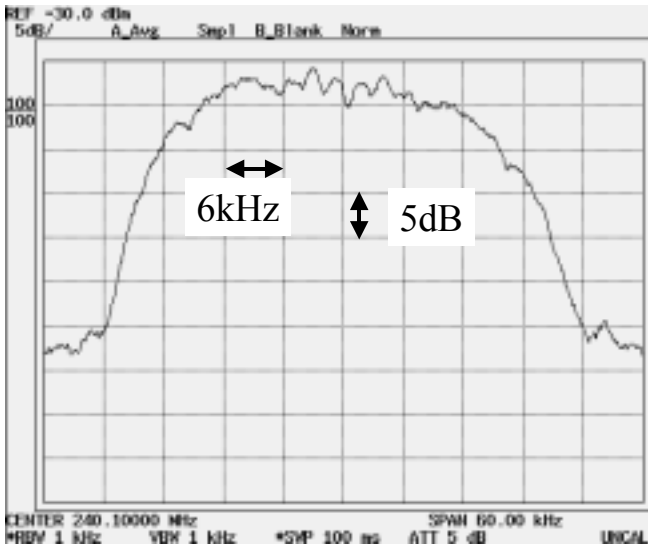


図3 2アンテナで観測されるフェージング振幅相関 ( $\alpha_0=60^\circ, R=1000\text{m}, r=10 \sim 300\text{m}$ )。

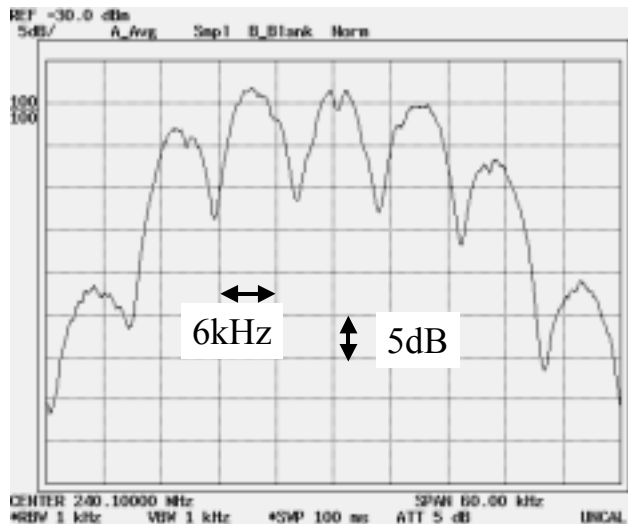
#### 4.2 周波数選択性フェージング

1パスおよび2パス環境下  $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0 = 122.67\mu\text{s}$  における BPSK 信号 (シンボルレート  $1/T = 31.67\text{kbps}$ , ロールオフファクタ=0.5) の電力スペクトラムの測定結果を図4に示す。2パス環境下では, 周波数選択性フェージングとなっている。ここで, 電力スペクトラムが落ち込む周波数間隔の理論値は  $1/\tau$  で与えられる。測定結果では落ち込む間隔が 8kHz である。理論値

( $1/\tau=8.16\text{kHz}$ ) とよく一致しており、設計どおりにフェージングシミュレータが動作していることがわかる。



(a) 1パス環境下



(b) 2パス環境下( $\Delta\tau=122.67\mu\text{s}$ )

図4 電力スペクトラム

## 5. 平均 BER 特性

### 5.1 伝送系

実験条件を表1に示す。1フレームを64シンボルとして、パイロットシンボルを4シンボル、データシンボルを60シンボルとしている。パイロット信号4シンボルを単純平均するチャンネル推定を行って同期検波している。

表1 実験条件

|        |            |                             |
|--------|------------|-----------------------------|
| デジタル   | 変復調        | BPSK 同期検波                   |
|        | 帯域制限フィルタ   | ルートロールオフ<br>(ロールオフファクタ=0.5) |
|        | シンボルレート    | $1/T=31.67\text{kbps}$      |
|        | フレーム構成     | パイロット:4シンボル,<br>データ:60シンボル  |
| 伝搬モデル  | 素波数        | $N=32$                      |
|        | パス数        | $L=1, 2$                    |
|        | 最大ドップラー周波数 | $f_D=5\text{Hz}$            |
| ダイバーシチ | 合成法        | MRC                         |

### 5.2 最大比合成(MRC)ダイバーシチ受信を用いるときの誤り率特性

パス数  $L=1$ 、アンテナ間隔  $d=5\lambda$  の2アンテナ MRC ダイバーシチ受信を用いるときの平均受信  $E_b/N_0$  対 BER 特性の測定結果を図5に示す。ここで、 $E_b/N_0$  は1ビット当りの受信信号エネルギー対雑音電力密度比である。到来方向  $\alpha_0=60^\circ$  として素波到来角広がり  $\sigma$  をパラメータとし平均 BER 特性をプロットしている。比較のため、理論 BER 特性をプロットしてある。レイリーフェージング環境下でのフェージング振幅相関  $\rho$  を有する2アンテナ MRC 受信時の BER 特性の理論値は次式のようになる。

$$P_b(\Gamma) = \frac{1}{2} + \frac{1}{4\sqrt{\rho}} \left\{ \frac{1-\sqrt{\rho}}{\sqrt{1+\frac{1}{(1-\sqrt{\rho})\Gamma}}} - \frac{1+\sqrt{\rho}}{\sqrt{1+\frac{1}{(1+\sqrt{\rho})\Gamma}}} \right\} \quad (5)$$

ここで、 $\Gamma$  は平均受信  $E_b/N_0$ 、 $\rho$  は式(4)で与えられている。平均 BER の測定値と理論値とのずれは 1.5dB である。これは、同期検波のためのパイロット挿入損(0.28dB)およびチャンネル推定誤差(0.97dB)による劣化のためによるものである[8]。

素波到来角広がり  $\sigma$  が小さくなるとフェージング相関が強くなるので、ダイバーシチ受信効果も減少してしまうことがよく分かる。このように、マルチアンテナシステムでは素波のふるまいの影響を強く受けることが分かる。

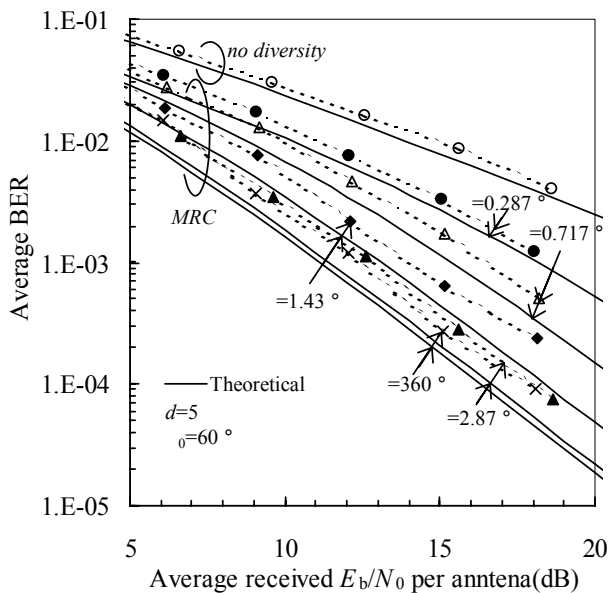


図5 素波到来角広がり $\sigma$ の影響.

### 5.3 周波数選択性フェージング環境下における誤り率特性

2パス環境下でアンテナ間隔  $d=5\lambda$  の 2 アンテナ MRC ダイバーシチを用いるときの平均受信  $E_b/N_0$  対 BER 特性の測定結果を図 6 に示す. 電力遅延プロファイルは等電力 2 パスモデルとした. 2 つのパスの到来方向は  $\alpha_0=60^\circ$  および  $\alpha_1=90^\circ$  であり, それぞれのパスの素波到来角分布の広がりをも  $\sigma=1.43^\circ$  として正規化遅延時間差  $\Delta\tau/T=(\tau_1-\tau_0)/T$  をパラメータとして平均 BER 特性をプロットしている ( $1/T$  はシンボルレート). 比較のため,  $\Delta\tau/T=0$  のときの 2 アンテナ MRC 受信時

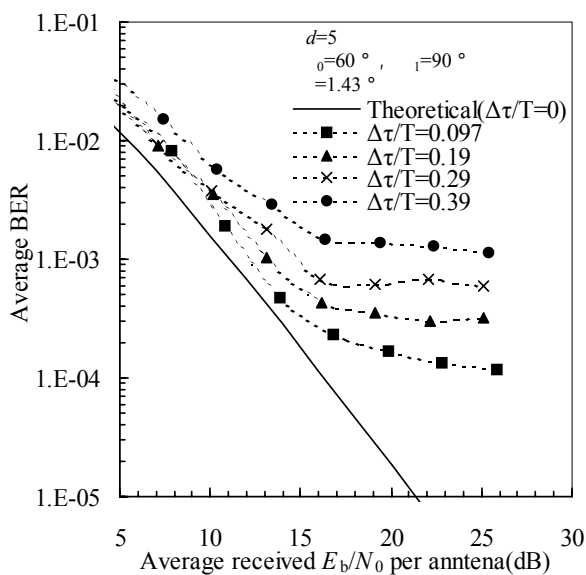


図6 パス間遅延時間差の影響.

の理論 BER 特性を同図にプロットしてある. 平均受信  $E_b/N_0$  が大きい領域では軽減不能な誤り (誤りフロア) が見られる. これは遅延時間の異なる 2 つのパスが存在することによる符号間干渉によるものである. 遅延時間が長くなると符号間干渉が強くなるため誤りフロアが増加する.

## 6. まとめ

MIMO アンテナシステム (ダイバーシチ受信, 適応アレーや多重) の性能評価に利用可能で, 多様な多重波環境下でのフェージング波を発生できるフェージングシミュレータの構成について述べた. このフェージングシミュレータでは, 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できることが大きな特徴である. 発生させたフェージング波の相関特性や電力スペクトラム, ダイバーシチ受信時の平均ビット誤り率特性を測定した. これらより, 設計どおりにシミュレータが動作していることを確認した.

今後は, 適応アンテナアレー受信機能を組み込み干渉波の存在するフェージング環境下での適応アンテナアレーの特性を明らかにしていく予定である.

## 参考文献

- [1] W.C.Jakes, Jr., *Microwave Communications*, John Wiley, New York, 1974.
- [2] R.T.Compton, *Adaptive antennas*, Prentice Hall, Englewood cliffs, 1988.
- [3] G.J.Foshini and M.J.Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, Vol.6, No.3, pp.311-355, March 1998.
- [4] T. Poutanen and J. Kolu, "Correlation control in the multichannel fading simulators," *Proc. IEEE VTC*, Rhodes, pp.318-322, May 2001.
- [5] 進士, 無線通信の電波伝搬, 信学会, 1992 年.
- [6] F. Adachi, et al., "Crosscorrelation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station site," *IEE Proc.*, Pt. F, Vol.133, Vol.6, pp.506-516, Oct. 1986.
- [7] 奥村, 進士, 移動通信の基礎, 信学会, 1986 年.
- [8] 佐尾, 大國, 工藤, 安達, "DSP を用いたデジタルダイバーシチ受信機", 第 454 回伝送工学研究会, 東北大, 2002 年 9 月.