

DSP を用いたダイバーシチ受信用フェージングシミュレータの製作

佐尾 智基, 大國 英徳, 鈴木 満, 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

Tomoki SAO, Hidenori OKUNI, Mitsuru SUZUKI, Eisuke KUDOH, and Fumiyuki ADACHI
Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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. フェージング波の包絡線レベルは受信機の熱雑音レベル近くにまで頻繁に落ち込むため, デジタル信号伝送の劣化要因となる. これからの移動通信では伝搬環境の変化にデジタル変復調や誤り訂正符号化を適応させる, いわゆる適応デジタル伝送[1]が必要である. このためにはデジタル変調技術や誤り訂正符号化をソフトウェアで変更できるソフトウェア無線技術[2]が重要な役割を果たす. 適応デジタル伝送技術を開発するためには, 様々な周囲環境に応じたマルチパスフェージングが発生できるフェージングシミュレータが必要である. 特に, アダプティブアレーアンテナ受信機を用いるときの伝送特性を評価するためには, 受信波の到来方向を含むフェージングシミュレータが必要になる. また, アンテナダイバーシチ受信機を用いたときの伝送特性を評価するためには任意のアンテナ配置を有するアンテナで受信されるフェージングを発生できるフェージングシミュレータが必要である. 以上のように, 実際の電波伝搬状況を忠実に再生できるフェージングシミュレータの開発が望まれている.

本論文では, DSP を用いたダイバーシチ受信用マルチパスフェージングシミュレータについて述べる. マルチパスフェージングシミュレータは, 多数の電波(素波)の到来方向の分布, その振幅と位相, および最大ドップラ周波数 f_D を任意に設定できること, 直接波が存在する環境にも対応できること, 任意のアンテナ配置を持つ複数のアンテナで受信されるフェージング波を発生できること等が大きな特徴である. 本論文では, フェージングシミュレータの具体的な構成と製作したフェージングシミュレータの特性について報告している.

2. フェージングシミュレータの構成

2.1 フェージングシミュレータの特徴

本論文で述べるフェージングシミュレータは以下のような特性を有する.

- (1) 直接波と多数の散乱波が存在するような仲上・ライスフェージングの発生が可能

- (2) 直接波の到来方向や直接波と全散乱波の電力比 K の任意の設定が可能
- (3) 散乱波の素波数や到来方向の偏りの任意の設定が可能
- (4) 最大ドップラ周波数を任意に設定が可能
- (5) 任意のアンテナ配置を持つ複数のアンテナで受信されるフェージング波の発生が可能

以上のように 様々な伝搬環境のフェージングを, ソフトの書き換えのみで容易に発生できることが大きな特徴である.

2.2 仲上・ライスフェージングの生成原理[3][4]

基地局から送信されている信号が無変調波 $\sqrt{2S} \cos(2\pi f_c t)$ であり, 直接波 $A(t)$ および多数の散乱波が移動局周辺に到来しているものとして説明する. ここで, S は平均送信電力である. また, 散乱波は N 個の素波から構成されるものとし, 各素波は平面波であるものとする. 図1に示すように n 番目の素波 $e_n(t)$ が移動局の進行方向に対して角度 ϕ_n で受信アンテナに到来しているものとする. $e_n(t)$ は次式のように表わすことができる.

$$e_n(t) = \text{Re}[\sqrt{2S}\xi_n(t)\exp(j2\pi f_c t)] \quad (1)$$

ここで, f_c は搬送波周波数である. また, $\xi_n(t)$ は n 番目の素波の複素利得であり, 次式のように表わされる.

$$\begin{aligned} \xi_n(t) &= R_n \exp\left[j2\pi \frac{vt \cos \phi_n}{\lambda} + \theta_n\right] \quad (2) \\ &\equiv x_n(t) + jy_n(t) \end{aligned}$$

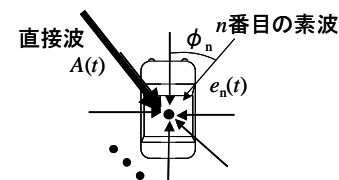


図1 移動局と到来波の関係

ただし, λ は搬送波の波長, v は移動局の走行速度であり, R_n および θ_n はそれぞれ n 番目に到来する素波の利得と位相である. また, $x_n(t)$ および $y_n(t)$ はそれぞれ $\xi_n(t)$ の実部および虚部である. ここで, n 番目の素波はドップラ効果により $f_D \cos \phi_n$ だけ周波数偏移を受ける. ここで, f_D は最大ドップラ周波数と呼ばれ, $f_D = v/\lambda$ となる.

到来する素波の数を N , 直接波 $A(t)$ の利得を A , その到来角を ϕ_d , 位相を θ_d とすると , 受信波 $e(t)$ は N 個の素波と直接波の合成になり , 次式のように表わされる .

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_{n=1}^N e_n(t) + \sqrt{2S}A(t) \\ &= \operatorname{Re} \left[\sqrt{2S} \left(\sum_{n=1}^N \xi_n(t) + A \exp \left[j \left(2\pi \frac{vt \cos \phi_d}{\lambda} + \theta_d \right) \right] \right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp j(2\pi f_c t) \right] \\ &= \operatorname{Re} [\sqrt{2S} \xi(t) \exp(j2\pi f_c t)] \\ &= x(t) \sqrt{2S} \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sqrt{2S} \sin(2\pi f_c t) \quad (3) \end{aligned}$$

ここで , $\xi(t)$ は複素パス利得であり , $x(t)$ および $y(t)$ はそれぞれパス利得の実部および虚部であり , 次式のようになる .

$$\begin{cases} \xi(t) = x(t) + jy(t) \\ x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t) + A \cos \left[j \left(2\pi \frac{vt \cos \phi_d}{\lambda} + \theta_d \right) \right] \\ y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) + A \sin \left[j \left(2\pi \frac{vt \cos \phi_d}{\lambda} + \theta_d \right) \right] \end{cases} \quad (4)$$

したがって , 図 2 に示すように $x(t)$ と $y(t)$ を用いて送信信号を直交変調することでフェージング波を発生できることが分かる .

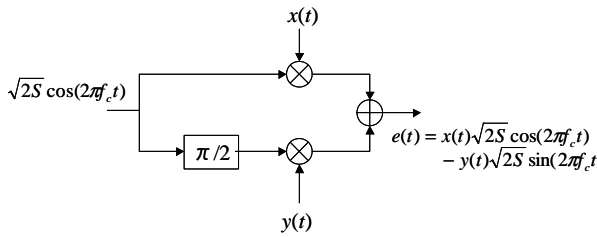


図 2 フェージング波の発生

また , 直接波の電力と N 個の素波の和の電力との比を K とする . これは仲上・ライスフェージングの K ファクタと呼ばれる . 複素パス利得 $\xi(t)$ の分散が 1 (すなわち $E[\xi^2] = 1$. ただし $E[\cdot]$ は集合平均) となるようにすると , 直接波および各素波の利得は次式のように表わされる .

$$A = \sqrt{\frac{K}{1+K}}, \quad R_n = \sqrt{\frac{1}{N} \left(\frac{1}{1+K} \right)} \quad (5)$$

また $K=0$ であるとき , すなわち直接波が存在しない場合 , 散乱波の利得は全て等しく $R_n = \sqrt{1/N}$ となる . そのとき , 素波の数 N が十分大きいと , 中央極限定理により $x(t)$ および $y(t)$ はそれぞれ平均値 0 , 分散 1 の正規過程になる . このようなパス利得を持つ伝搬路で観測されるフェージングはレイリーフェージングと呼ばれる .

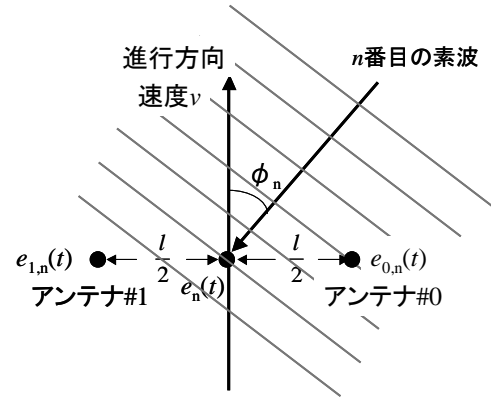


図 3 ダイバーシチ受信

以上では 1 本の受信アンテナを考えてきたが , 図 3 に示すようにアンテナ間隔が l である 2 本のアンテナ#0 およびアンテナ#1 を用いてダイバーシチ受信する場合を考える . アンテナ#0 (アンテナ#1) で受信される素波 $e_{0,n}(t)$ ($e_{1,n}(t)$) および直接波の位相は , $e_n(t)$ で受信する場合と比べて $(l/2) \sin \phi_n$ だけ進んでいる (遅れている) . 各アンテナ# i ($i=0,1$) で受信される素波の複素利得は次式のように表わすことができる .

$$\begin{aligned} \xi_{i,n}(t) &= R_n \exp j \left(2\pi \frac{(-1)^i (l/2) \sin \phi_n + vt \cos \phi_n}{\lambda} + \theta_n \right) \\ &= x_{i,n}(t) + jy_{i,n}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

したがって , # i のアンテナの受信波 $e_i(t)$ は散乱波と直接波の重ね合わせより次式のように表わされる .

$$\begin{aligned} e_i(t) &= \operatorname{Re} \left[\sqrt{2S} \left(\sum_{n=1}^N \xi_{i,n}(t) + A \exp \left(2\pi \frac{(-1)^i (l/2) \sin \phi_d + vt \cos \phi_d}{\lambda} + \theta_d \right) \right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp j(2\pi f_c t) \right] \\ &= \operatorname{Re} [\sqrt{2S} \xi_i(t) \exp(j2\pi f_c t)] \\ &= x_i(t) \sqrt{2S} \cos(2\pi f_c t) - y_i(t) \sqrt{2S} \sin(2\pi f_c t) \quad (7) \end{aligned}$$

ここで , $\xi_i(t)$ はアンテナ# i で観測される複素パス利得である $x_i(t)$ および $y_i(t)$ はそれぞれ複素パス利得 $\xi_i(t)$ の実部および虚部である . したがって , ダイバーシチ受信用のフェージングシミュレータでは , $x_0(t)$, $y_0(t)$ および $x_1(t)$, $y_1(t)$ を発生させ , 搬送波を直交変調している . 以上は , 任意のアンテナ配置をもつダイバーシチ受信におけるフェージング波の発生に容易に拡張できる .

2.3 構成

2 ブランチフェージングシミュレータのブロック図を図 4 に示す . アンテナ#0 およびアンテナ#1 で観測されるフェージングチャンネルの複素パス利得の実部および虚部を表す波形 $x_0(t)$ と $y_0(t)$ および $x_1(t)$ と $y_1(t)$ の組を DSP で生成する . このように

DSPを用いた信号処理で波形を生成しているため、素波数、 K ファクタ、最大ドップラ周波数等を容易に設定可能である。また、本実験系で使用したC6211DSKでは2チャンネル出力であるため、DSP側で $x_0(t)$ と $x_1(t)$ ($y_0(t)$ と $y_1(t)$)とを時間多重してD/Aコンバータ(TI,THS5661)から出力し、サンプルホールド回路を用いて、それぞれを分離して出力する。

12ビットの分解能のD/Aコンバータによってアナログ波形に変換した後、サンプルホールド回路により、 $x_0(t)$ と $x_1(t)$ ($y_0(t)$ と $y_1(t)$)とに分離・ホールドして出力する。サンプルホールド回路に接続された低域通過フィルタ(LPF)により高調波成分を除去し、所望の $x_0(t)$ および $y_0(t)$ ($x_1(t)$ と $y_1(t)$)を出力する。

ここで、フェージング波の最大ドップラ周波数 f_D が、サンプリング周波数 f_{sample} の1/2以下(すなわち $2f_D \leq f_{sample}$)であれば標本化定理により、 $x_0(t)$ と $x_1(t)$ ($y_0(t)$ と $y_1(t)$)を得ることができる。こうして得られた $x_0(t)$ と $x_1(t)$ および $y_0(t)$ と $y_1(t)$ を用いて被変調信号を直交変調することにより、所望のフェージング波を生成することができる。ここで、サンプリング周期毎に $x_0(t)$ と $y_0(t)$ ($x_1(t)$ と $y_1(t)$)のデータを生成しなければならないので、サンプリング周期はDSPの最大処理時間以上でなければならない。なお処理時間については2.4節に述べる。

フェージングシミュレータ(DSP、D/Aコンバータ、直交変調器、サンプルホールド回路、低域通過フィルタ)の外観を図5に示す。

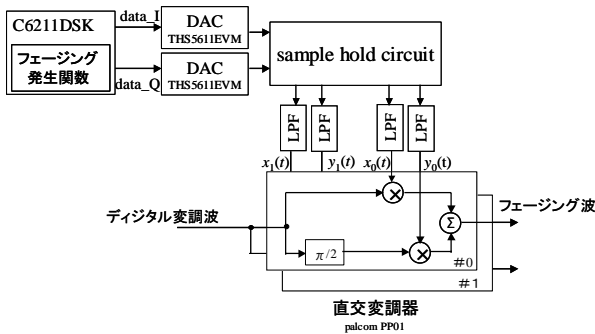


図4 フェージングシミュレータのブロック図

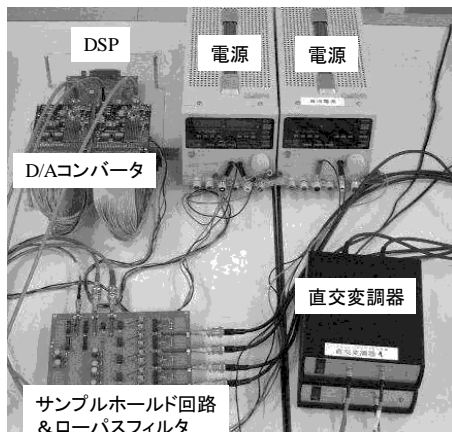


図5 フェージングシミュレータの外観

2.4 処理時間

$K=1$ として、散乱波の数 $N=32$ とした場合のアンテナ1本あたりの複素パス利得 $\xi(t)$ を生成するのに要する最大処理時間を測定したところ $24.1 \mu\text{sec}$ であった。最大ドップラ周波数 f_D の8倍でオーバーサンプリングをするときの f_D の値を求める。本フェージングシミュレータでは、時間多重を使って2つのフェージング波を発生させているので、 f_D の16倍でサンプリングする必要がある。本フェージングシミュレータで発生できる f_D の最大値は $f_D=1/(24.1[\mu\text{sec}]\times 8\times 2)=2.59[\text{kHz}]$ となる。このときの移動速度は、搬送波周波数を 2GHz とすると $v=f_D\lambda \cong 1400\text{km/h}$ となり、高速移動しているときに観測されるフェージング波まで十分に発生できる。

以下では、サンプリング周波数を 8kHz と設定した。

3. フェージングシミュレータの特性

無変調波(240.1MHz)をフェージングシミュレータに入力してフェージング波を発生させた時のフェージング波包絡線、その確率密度関数および2アンテナ間の相関を測定し、理論値と比較した。測定条件としては、到来波数 $N=32$ 波とし、最大ドップラ周波数 $f_D=5\text{Hz}$ とし、直接波は移動方向に対して $\phi_d=\pi/4$ の方向から到来しているものとした。

3.1 レイリーフェージング波包絡線の時間変動

直接波が存在しない環境下(K ファクタ $=0$)において、アンテナ間隔 $l=0.3\lambda$ の2つのアンテナで観測されるレイリーフェージング波包絡線の変動の様子とフェージング相関の測定結果をそれぞれ図6と図7に示し、理論値と比較した。ここで、アンテナ間隔 l で配置された2つのアンテナで観測されるフェージング波の相関 $\rho(l)$ の理論値は $\rho(l)=J_0(2\pi l/\lambda)$ と表わされる[3]。ここで、 $J_0(\cdot)$ は第1種0次ベッセル関数である。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。

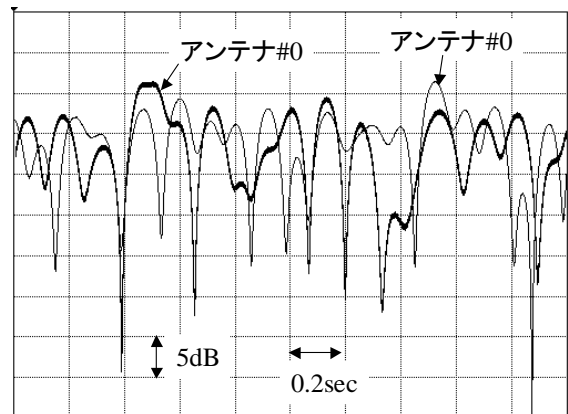


図6 レイリーフェージング波包絡線の時間変動。アンテナ間隔 $l=0.3\lambda$ 、 $f_D=5\text{Hz}$ 。

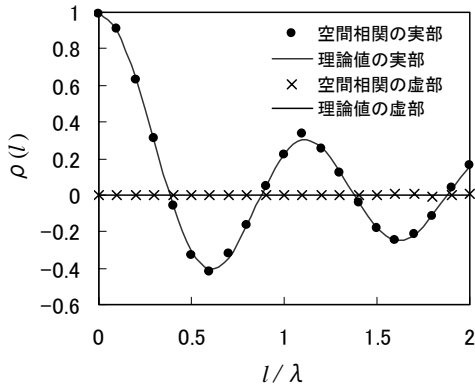


図7 レイリーフェージング波の空間相関特性

次に、 $K=1$ および $K=10$ として観測した時の仲上・ライスフェージング波包絡線の変動を図8に示す。 K ファクタが大きくなるほど包絡線変動幅が小さくなるのがわかる。これは、 K ファクタが大きくなると直接波の電力が散乱波の電力に比べ大きくなるため、散乱波の影響が相対的に小さくなるためである。

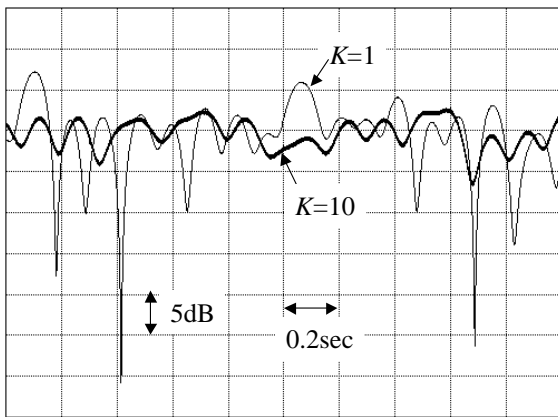


図8 仲上・ライスフェージング波の包絡線の時間変動。 $f_b=5\text{Hz}$ 。

3.2 仲上・ライスフェージング波の包絡線の確率密度関数

K ファクタをパラメータとして測定したフェージング波の包絡線の確率密度関数を図9に示し、理論値と比較した。なお、 $R=|\xi|$ の確率密度関数 $p(R)$ は次式で与えられる。

$$p(R) = 2(K+1)R \cdot \frac{\exp(-K - (K+1)R^2)}{I_0(2R\sqrt{K(K+1)})} \quad (8)$$

ここで、 $I_0(x)$ は0次の変形ベッセル関数を表わし、 $E[R^2]=1$ に正規化している。直接波が存在しない場合($K=0$)の包絡線の確率密度関数は、設計どおりレイリー分布にしたがっていることが分かる。また K ファクタが大きくなると、振幅が落ち込む確率が減少する。このときも確率密度関数の測定結果は理論値とよく一致している。

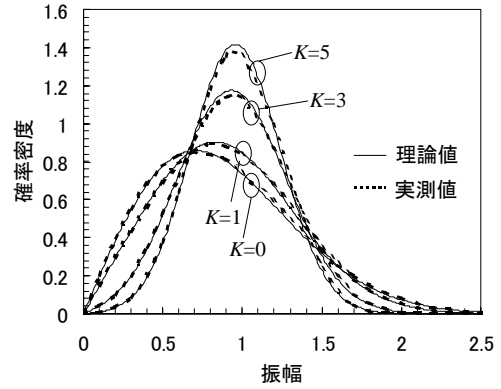


図9 仲上・ライスフェージング波の包絡線の確率密度関数

4. まとめ

任意のアンテナ配置を持つ複数アンテナで受信される仲上・ライスフェージングを発生できるダイバシティ受信フェージングシミュレータを開発した。このフェージングシミュレータでは、アンテナ間隔や直接波の到来方向、直接波と全散乱波の電力比 K 、そして散乱波の素波数や偏りのある到来方向の分布および最大ドップラ周波数を任意に設定することができる。発生させたフェージング波の包絡線の確率密度関数および相関関数を測定し、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、今回開発したフェージングシミュレータは周波数非選択性フェージングを発生するが、今後は周波数選択性フェージングの発生へと拡張し、さまざまな伝搬環境下での伝送特性の評価を行う予定である。最終的には、適応デジタル伝送、チャンネル推定、誤り訂正制御技術などの研究成果を総合的に評価できるデジタル伝送評価システムへと発展させる予定である。

謝辞

ハードウェアの設計を行うにあたり、助言、ご指導を頂きました(株)日立国際電気高田昌敏様、畑善之様に深く感謝いたします。また、ソフトウェアの開発にあたり、助言、ご検討を頂きました日本テキサス・インスツルメンツ(株)角田勇様に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] 大槻, 三瓶, 森永, “変調多値数可変適応変調方式の伝送特性”, 信学論(B-II), vol.J78-B-II, no.6, pp.435-444, June 1995.
- [2] 河野, 春山, “ソフトウェア無線の現状と将来”, 信学論(B), vol.J84-B, pp.1112-1119, July 2001.
- [3] 奥村, 進士: 移動通信の基礎, 電子通信学会, 1986年.
- [4] 笹岡, “移動通信”, オーム社出版局, 1998
- [5] 佐尾, 奥野, 小林, 安達, “DSPを用いたデジタル移動無線伝送評価システム”, DSPTS 教育者会議, pp.41-45, August 2001.