

# 周波数選択性フェージング伝送路における スペクトル拡散通信の伝送特性

2008MI084 梶原 将裕

2008MI184 奥田 智宏

2008MI194 太田 智大

指導教員 奥村 康行

## 1 はじめに

近年、私たちの生活において携帯電話やスマートフォンといった通信技術を駆使した製品が増えてきている。これらの製品の受容に伴って、データ伝送の高速化が重要になってくる。しかしデータ伝送の高速化に伴って周波数選択性フェージングの影響が大きくなり、これを解決することが必要となってくる。ここで周波数選択性フェージングとは、マルチパスフェージングにおいて各パスの信号の位相差と、信号の到達時間差が原因となるフェージングである。この問題を軽減するために以下の二つ方法が考えられる。

- (1) 先行波と遅延波を完全に分離する
- (2) シンボルレートを低速にして、周波数選択性フェージングの影響を軽減する

この中でも、(1)の方法を実現できるスペクトル拡散方式 (spread spectrum, SS) という通信方法を用い、それに対する実験やシミュレーションを行うことによって、様々な伝送路での特性を検証していく。

## 2 研究対象の技術

### 2.1 伝送路の特性

無線伝送路では、ビルや谷間、オフィスの中、移動中の車など市街地において反射が影響を与える。また、およそ無線回線として好ましくないマルチパス伝送路が通常であり、直接波のみによる単一パス伝送路は、よほど郊外の条件の良い場所以外では設定できない。したがって、送信された電波は、位相、振幅、遅延が異なる複数の信号に分かれそれらが合成されて受信機に受信されることになる。そして、受信信号電力の減衰や波形歪みが生じる現象をフェージングという [3]。

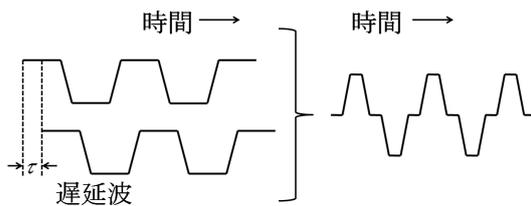


図1 周波数選択性フェージングによる波形歪

周波数選択性フェージングとは、各パスの信号到来時間差が原因となるフェージングである。図1に示すように先行波に遅延波が足されることによって波形に歪みが

発生する。

周波数選択性フェージングの状態を示す方法として、図2に示す遅延プロファイルがある。これは、信号の遅延  $\tau$  を横軸に、平均電力  $P(\tau)$  を縦軸にとったものである。遅延の基準となる  $\tau=0$  は、計算機シミュレーションでは一般的にどこにとっても良いといえるので、第1到来波を  $\tau=0$  とする。

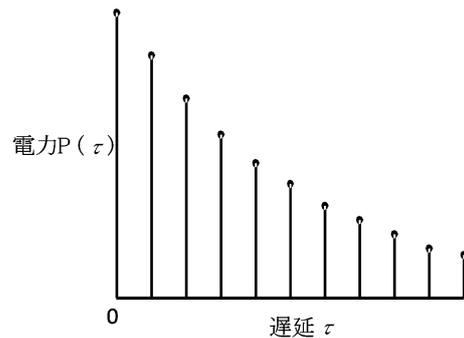


図2 遅延プロファイル

### 2.2 スペクトル拡散

スペクトル拡散を実現するには、直接拡散方式と周波数ホッピングの2種類がある。私達は特に、周波数選択性フェージング対策として重要な技術を含む直接拡散方式について研究する。図3に直接拡散方式の送受信機の構成の概要を示す。

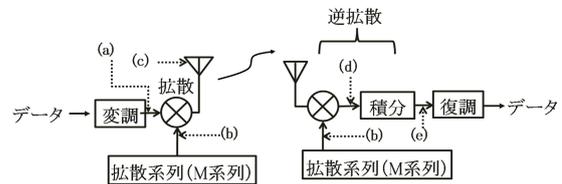


図3 直接拡散方式の送信機、受信機の構成

送信機においてデータはまず BPSK や QPSK の変調によって得られた狭帯域信号を生成する。次に拡散系列との積を計算し、広帯域信号に変換し伝送する。受信機では、送信機で拡散に用いたものと同じ拡散系列を同じタイミングで掛算し、もとの狭帯域信号に変換する。その結果を復調器に入力し、データが復元される。図3の各部の信号の時間的關係を図4に示す。

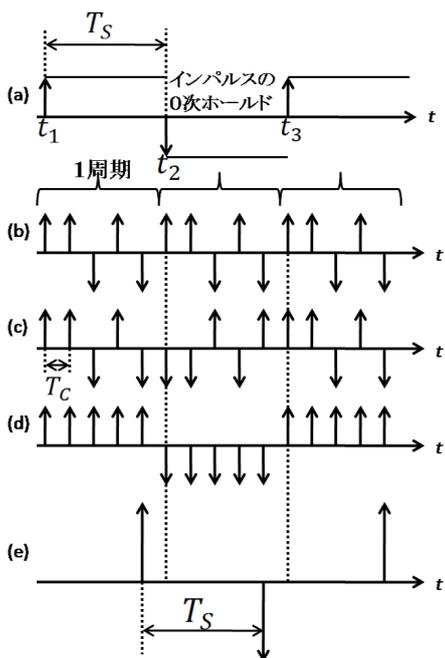


図4 各部の信号の時間的關係

### 2.3 SS 送受信機の動作

図3, 図4において(a)は, データシンボル・シンボル間隔は  $T_S$  とし,  $T_S$  の間は0次ホールドされている. (b)は, 拡散系列発生器の出力であり, 拡散系列を構成する1つのインパルスをチップと呼ぶ. 拡散系列には周期があり, その周期を  $N_c$  とする. また, チップ間隔を  $T_c$  とすると,  $T_c = T_S / N_c$  の時間間隔で拡散系列は繰り返し生成される. データシンボルに拡散系列を掛けたものが, スペクトル拡散信号であり, (c)に示す. (d)に示すように, スペクトル拡散信号は受信側で再び, 同じ拡散系列を同じタイミングで掛けるのである. これを, データシンボルの間隔にわたって累積して得られたものを(e)に示す. また, 受信機における, これらの操作をスペクトル逆拡散と呼ぶ.

### 2.4 拡散系列

拡散系列とは, 送信するデータを広い帯域幅に拡散し, 受信されたデータを元に戻すために, データに掛け算される系列である.

#### 2.4.1 M 系列

いくつかある拡散系列の中でも, 特殊な自己相関関数を持つ系列が存在し, その一つにM系列がある. M系列とは, 最大長周期系列のことで, スペクトル拡散システムに適した有用な多くの特性を持っている.

特性(1) シフトレジスタの段数を  $n$  とすると, M系列の長さは  $2^n - 1$  となる.

特性(2) M系列の1周期中の1の個数と-1の個数の差

は1である.

特性(3) M系列は巡回シフトで, 1ビットでもずれたら自己相関が低く一定に保たれる.

その様子を図5に示す.

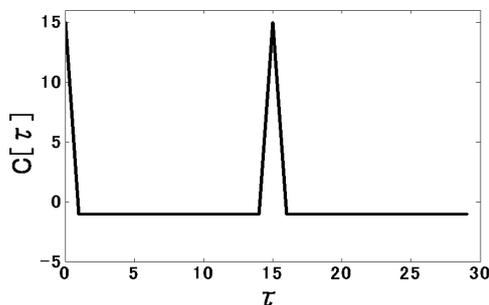


図5 M系列

#### 2.4.2 相関関数計算のハードウェア表現: 相関器

M系列の計算をハードウェアとして考えると, 構成はトランスバーサルフィルタで実現できる.

この図6は重み係数としてM系列を持つトランスバーサルフィルタに, M系列が入力され, 重み係数と一致したときに  $C[0]$  が計算され, さらにM系列の1周期が1ビットずつ入力される様子を表している. このように, フィルタに重み係数として系列を持たせると自己相関関数が出力されるので, これを相関器と呼ぶ. また同時に,  $C[0]$  が出力されるときはフィルタ重み係数と入力サンプルが一致するため, 相関器は整合フィルタでもある.

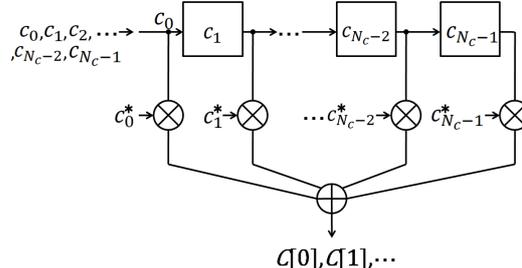


図6 自己相関関数計算のハードウェア構成

#### 2.4.3 相関器出力を用いた遅延プロファイルの推定

相関器出力から, 周波数選択性フェージング環境において遅延プロファイルを推定できる. ここで, あるSS信号がマルチパス通信路によって3本のパスになり, それぞれ  $\tau_2$  から  $\tau_3$  の遅延を経て受信すると考える. パスにはそれぞれ複素係数が掛けられていて, 各到来信号の位相, 振幅が変化しているとする. 受信機にはこれら3パス信号が加算された信号が受信される.

図7に相関器出力からのチャネル推定の様子を示す.

図7からわかるように、相関器出力から遅延  $\tau$  を推定でき、通信路の位相、振幅を知ることができる。これは遅延プロファイルにほかならない。このように、到来信号の遅延、位相、振幅などを推定することは、通信路の状態を推定することであり、これをチャンネル推定と呼ぶ。

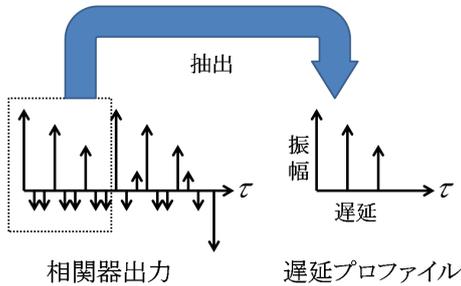


図7 チャンネル推定

### 2.5 RAKE 受信と構成

RAKE 合成とは熊手という意味をもつ。CDMA(符号多元接続)方式の携帯電話サービスが採用する電波の受信方式。無線基地局から発信される電波のうち、端末に直接届く直接波と障害物にあたって発生する反射波を合成して受信する。複数の受信波を合成して受信信号レベルを高くして、受信信号を一定水準に保つ [4]。

送信機によって拡散された全てのデータを、先行波、遅延波を別の物として M 系列との相関をとる。そして、相関器出力から遅延プロファイルが推定される。この遅延プロファイルの推定を元に相関器出力の信号を RAKE 合成する。その構成を図8に示す。

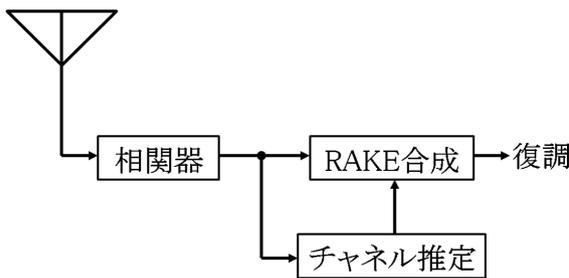


図8 RAKE 受信の構成

## 3 シミュレーション目的と条件

MATLAB を用いて SN 比に対して BER を出力するシミュレーターを作成する。そして、様々な伝送路で SN 比と BER を測定し、スペクトル拡散通信の特性を検証することが目的である。参考文献 [1] をもとに、RAKE 合成のシミュレーションを行った。今回の実験ではシミュレーション条件を表1、遅延プロファイルを表2に示す。

表1 シミュレーション条件

ソフトウェア	MATLAB
データ変調方式	BPSK
伝送路	AWGN 伝送路
M 系列の長さ	15
データビット数	100000

### 3.1 シミュレーション条件

表2 遅延プロファイル

	パスの数	遅延 [ns]	電力 [w]
2ray-model	2	0, 30	0.5, 0.5
3ray-model	3	0, 30, 60	1, 0.5, 0.5
Exponential-model(1)	15	0 ~ 140	式 (1)
Exponential-model(2)	7	0 ~ 60	式 (2)

Exponential-model(1), (2) は遅延の間隔 6[ns]. 電力は、それぞれ式 (1), 式 (2) に従う。P は受信波の電力である。

$$P = 0.2813e^{-0.3331\tau} \quad (1)$$

$$P = 0.5630e^{-0.1212\tau} \quad (2)$$

### 3.2 RAKE 合成前後の SN 比の比較

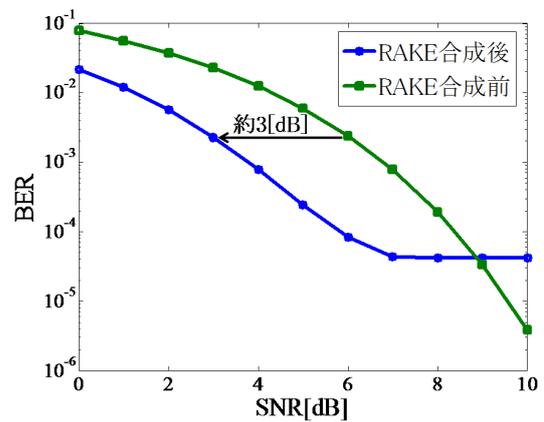


図9 RAKE 合成前後の SN 比と BER

図9は、RAKE 合成前後の SN 比と BER を示している。RAKE 合成前は、データに BPSK 変調をした後、AWGN 伝送路へ送信しフェージングはないものである。また、RAKE 合成後は、3ray-model を用いている。そして、同じ BER の値を見ると RAKE 合成前と比べて、RAKE 合成後は SN 比が約 3dB 改善されたことがわか

る。

### 3.3 RAKE 合成有無の SN 比の比較

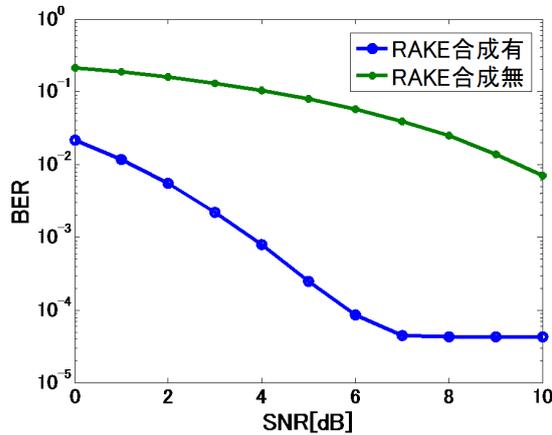


図 10 RAKE 合成有無の SN 比と BER

図 10 は、3ray-model を用いた、RAKE 合成有、無での SN 比と BER を示している。同じ BER の値をみると、RAKE 合成無と比べて、RAKE 合成有は SN 比が約 8dB 上がることがわかる。

### 3.4 3つの伝送路での RAKE 合成の SN 比の比較

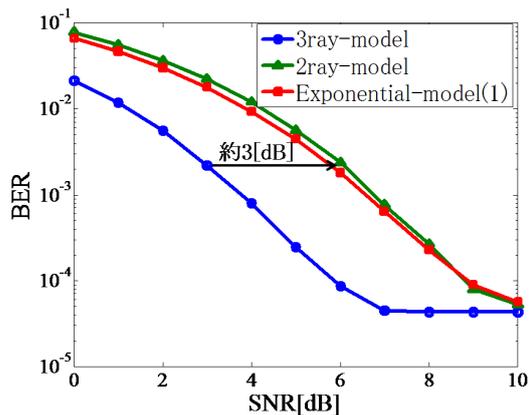


図 11 3つの伝送路での SN 比と BER

図 11 は、3ray-model と 2ray-model と Exponential-model を用いた、SN 比と BER を示している。3ray-model に比べて、2ray-model と Exponential-model は SN 比が約 3dB 劣化したことがわかる。

2ray-model と Exponential-model は、先行波に対する遅延波の電力が相対的に大きくなり、それに伴って、雑音電力も大きくなってしまった。

図 12 は、Exponential-model(1) と Exponential-model(2) を用いて、SN 比と BER を示している。先行波と遅延波

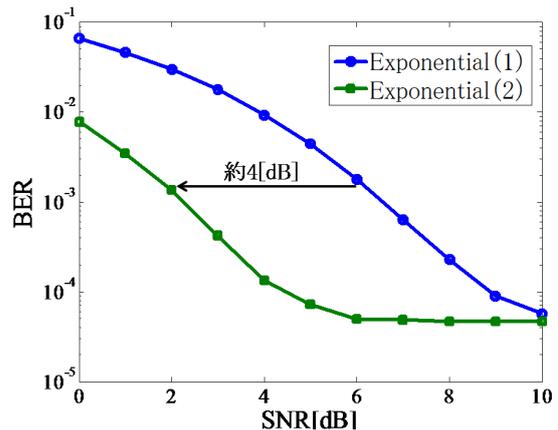


図 12 Exponential-model(1)(2) での SN 比と BER

の電力の差を大きくした方は、SN 比が約 4dB 上がることがわかる。このことから、先行波に対する遅延波の電力の大きさが、SN 比の向上に影響することがわかった。

## 4 今後の課題とまとめ

RAKE 合成を行うと、SN 比と BER の関係から正確な電波送信につながるということがわかった。そこで私たちは、参考文献 [1] の 3ray-model、参考文献 [2] から、2ray-model、Exponential-model の 3 つのモデルで、シミュレーションを行った。そしてこれらのモデルを比較、検証していく事によって、それぞれのモデル条件下での伝送特性を見出していった。そこから、先行波に対する、遅延波が大きくなってしまふ伝送路の環境では、BER の軽減は小さくなってしまふこともわかった。

本研究では、データ変調方式をもっとも単純なデータ伝送方式である、BPSK で統一した。また、無線 LAN 規格は IEEE802.11b を参考にシミュレーションを行った。しかし変調方式には、一般的な 4 つの位相を利用する QPSK や 8 つの位相を利用する 8PSK が使われることが多い。さらに、こういった変調方式を用いる無線 LAN 規格、参考にする事により、上記のモデル条件下での伝送路におけるスペクトル拡散通信の伝送特性をより詳しく調べることが今後の課題である。

## 参考文献

- [1] 神谷 幸宏 ‘‘ MATLAB によるデジタル無線技術 ’’, コロナ社 2008 年 .
- [2] Yong So Cho ‘‘ MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB ’’, 2010 年 .
- [3] IFAC, ‘‘ Dielectric Properties of Body Tissues, ’’ <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>.
- [4] 松尾 憲一 ‘‘ スペクトラム拡散技術のすべて ’’, 東京電機大学出版局, 2002 年 .