

DSP を用いたデジタルダイバーシチ受信機の製作

大國 英徳, 佐尾 智基, 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

Hidenori OKUNI, Tomoki SAO, 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、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ため、デジタル信号伝送特性が大幅に劣化する。フェージング環境下での高品質デジタル伝送を実現するためには受信状態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。そこで、デジタル変復調や誤り訂正符号化をソフトウェアで容易に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ことになる。

本研究では、変復調方式、フィルタなどをソフトの書き換えのみで変更できるDSPを用いたデジタル受信機を設計し製作した。本受信機は、タイミング同期機能、同期検波のためのチャネル推定機能を有し、またフェージングチャネル環境下における伝送特性改善技術の一つとして知られているアンテナダイバーシチ受信機能を有している。本論文では、この受信機の構成について述べる。次に、昨年製作したデジタル送信機[3]、今年製作したダイバーシチ受信フェージングシミュレータ[4]とこのデジタル受信機とを用いて、フェージング環境下での誤り率特性を測定した結果について述べる。

2. 受信機の構成

2.1 受信機の特徴

本論文で述べる受信機では以下のような特性を有する。

- (1) タイミング同期機能およびチャネル推定機能を有する
- (2) 様々な変調方式への対応が可能
- (3) フィルタの形状を任意に設定可能
- (4) ダイバーシチ受信に対応

2.2 構成

復調器の構成を図1に示す。アンテナで受信された信号を帯域通過フィルタ(BPF)を通した後に、直交検波器を用いてベースバンド信号の同相成分 $I(t)$ および直交成分 $Q(t)$ に分離する。そして、低域通過フィルタ(LPF)で雑音成分を帯域制限し、A/DコンバータでDSPに取り込む。DSPでは、送信信号に整合したルート・レイズド・コサインフィルタ処理を行った後、ダイバーシチ合成して、データ判定する。

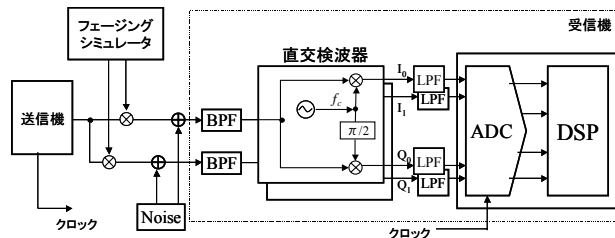


図1 デジタル受信機の構成

2.3 ダイバーシチ合成

(1) 選択合成(SC: Selection Combining)[5]

時刻 t におけるアンテナ $m(m=0,1)$ における受信信号 $r_m(t)$ を等価低域表現を用いて表わすと次式になる。

$$r_m(t) = s(t)\xi_m(t) + n_m(t) \quad (1)$$

ここで、 $s(t)$ は送信信号、 $\xi_m(t)$ は複素パス利得、 $n_m(t)$ は複素ガウス雑音である。 $s(t)$ は次式で表わされる。

$$s(t) = A(t)\exp j\phi(t) \quad (2)$$

ここで、 $A(t)$ は振幅、 $\phi(t)$ は位相である。

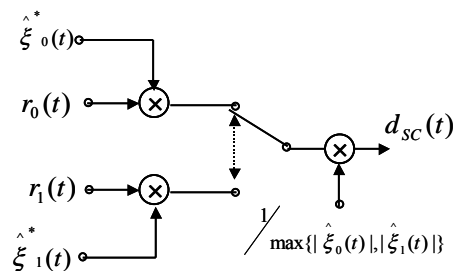


図2 選択合成のブロック図

選択合成法では2つのアンテナで受信した受信波、 $r_0(t)$ と $r_1(t)$ のうち、包絡線レベルが最大である受信信号を選択する。図2に2ブランチ選択合成のブロック図を示す。選択合成出力 $d_{sc}(t)$ は次式で表わされる。

$$d_{sc}(t) = \frac{r_m(t)\hat{\xi}_m^*(t)}{|\hat{\xi}_m(t)|} \quad \text{if } |\hat{\xi}_m(t)| = \max\{|\hat{\xi}_0(t)|, |\hat{\xi}_1(t)|\} \quad (3)$$

ここで、 $\hat{\xi}_m(t)$ はチャネル推定値である。

(2) 最大比合成 (MRC: Maximum Ratio Combining)[5]

受信信号電力対雑音電力比が最大になる合成法が最大比合成法である。図3に2アンテナ受信の最大比合成のブロック図を示す。図の記号は選択合成法で説明したものと等しく、最大比合成後の信号 $d_{MRC}(t)$ は次式で表される。

$$d_{MRC}(t) = \frac{r_0(t)\hat{\xi}_0^*(t) + r_1(t)\hat{\xi}_1^*(t)}{\sqrt{|\hat{\xi}_0(t)|^2 + |\hat{\xi}_1(t)|^2}} \quad (4)$$

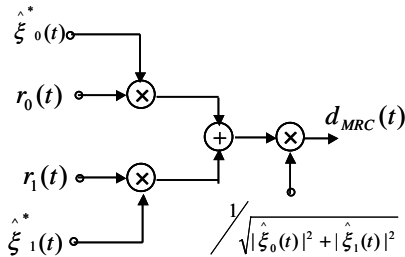


図3 最大比合成のブロック図

2.4 信号処理フロー

DSP内での信号処理フローを図4に示す。受信信号を直交検波した後、A/Dコンバータにより $I(t)$ および $Q(t)$ を1シンボルあたり $f_s T$ 回オーバーサンプリングし、DSPに取り込む。DSPではデジタルフィルタリング、チャネル推定、同期検波、ダイバーシチ合成、データ判定を行う。

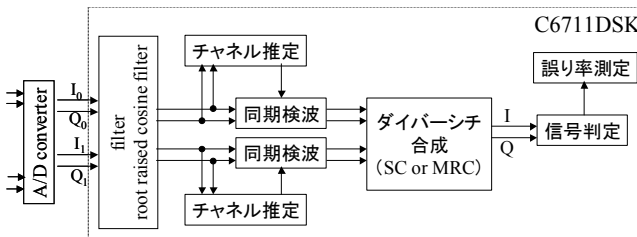


図4 DSP内における信号処理

(1) シンボル同期

受信機では、ゼロクロス法を用いたシンボル同期を採用している。ゼロクロス法を用いたシンボル同期では、ゼロクロス点の前後のサンプリング点のサンプル値の極性が異なることを利用して、ゼロクロスを判定する。 $f_s T=4$ の例を図5に示す。まず、サンプリングタイミングごとにそのサンプリング点と前後のサンプリング点からゼロクロスしたかどうかを判定する。ゼロクロスであると判定された回数が最も多いサンプリング点からシンボル周期の1/2だけ位相が進んだサンプリング点をシンボル同期点とする。

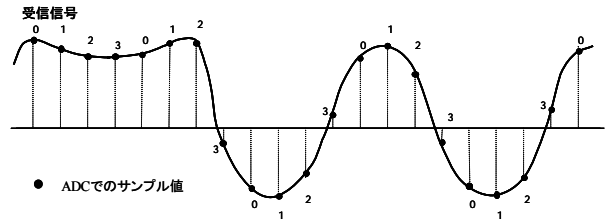


図5 ゼロクロスによる方法

(2) フレーム同期

送信機では図6に示すように、シンボル同期とフレーム同期確立のためのプリアンブル信号をデータ系列の先頭で送信する。受信機では、図7に示す相関器を用いてプリアンブル信号との相関を求める。この相関がある閾値を超えたときフレーム同期が確立したものとし、次のシンボルからデータ判定を行う。今回製作した受信機では、プリアンブル長を1フレームとして、この1フレーム内でシンボル同期およびフレーム同期を確立する。

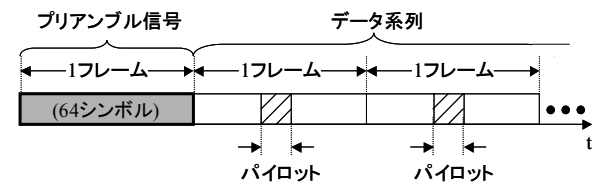


図6 送信系列

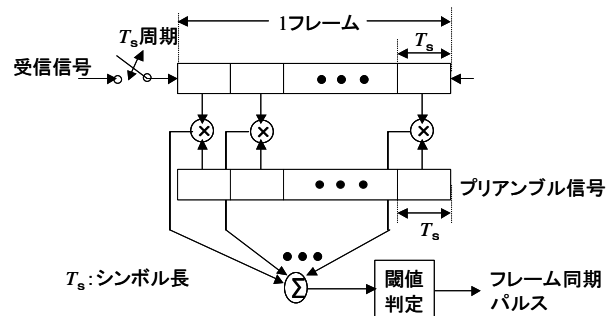


図7 相関器

3. 信号伝送特性

3.1 実験系の構成と実験条件

実験系の構成を図1に、受信機の外観を図8に示す。変調方式はBPSK変調、伝送速度は31.67kbps、搬送波周波数は240.1MHzとした。また、フィルタのロールオフファクタ α を0.5とした。フレーム構成は、1フレームを64シンボルとして、そのうち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。4パイロットシンボルを単純平均するチャネル推定を行い、同期検波している。

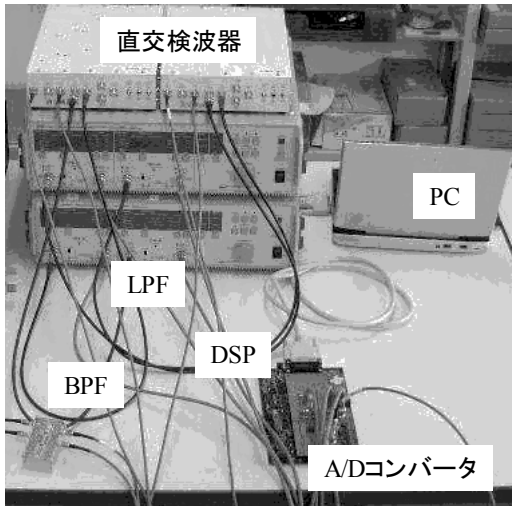


図8 受信機の外観

3.2 フェージングチャネル環境

フェージングのないガウス雑音チャネル環境下およびフェージングチャネル環境下において単一のアンテナで受信した場合と2本のアンテナを用いて選択合成(SC)および最大比合成(MRC)ダイバーシチ受信を行った場合の受信 E_b/N_0 対BER特性の測定結果を図9に示す。比較のため、理論値をプロットしてある。ここで、 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。また、最大ドップラ周波数 $f_D=5\text{Hz}$ とし、ダイバーシチ受信でのアンテナ間隔 $l=\lambda/2$ とした。BER $=10^{-3}$ を得るための受信 E_b/N_0 をみると、理論値より約1.3dB劣化していることがわかる。これはパイロット挿入による電力損失による劣化(0.28dB)とチャネル推定誤差による劣化(0.97dB) [6]によるものであり、受信機が設計どおりに動作していることがわかる。

アンテナ間隔をパラメータとして測定したBER特性の測定結果を図10に示す。また、平均受信 $E_b/N_0=15\text{dB}$ のときについて、アンテナ間隔がBER特性にどのような影響を及ぼすかを測定した結果を図11に示す。 l が 0.3λ まではアンテナ間隔が大きくなるほどBER特性は改善されるが、それ以上離しても特性はほとんど同じである。アンテナ間隔を 0.3λ 以上離すことにより十分なダイバーシチ効果が得られることがわかる。

最大ドップラ周波数 f_D をパラメータとして測定したMRCダイバーシチ受信時におけるBER特性の測定結果を図12に示す。 f_D が50Hz, 100Hz, 150Hzのときにエラーフロアが存在しているのがわかる。これは、チャネル推定をフレーム周期で行っているため、フェージングの変動にチャネル推定が追従しなくなるためであり、 f_D が大きくなるほど、チャネル推定誤差も大きくなり、エラーフロアも大きくなる。

K ファクタをパラメータとして測定した単一アンテナ受信時のBER特性を図13に示す。 K ファクタが大きくなるほどBER特性が改善される。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り、チャネル変動幅が小さくなるからである。

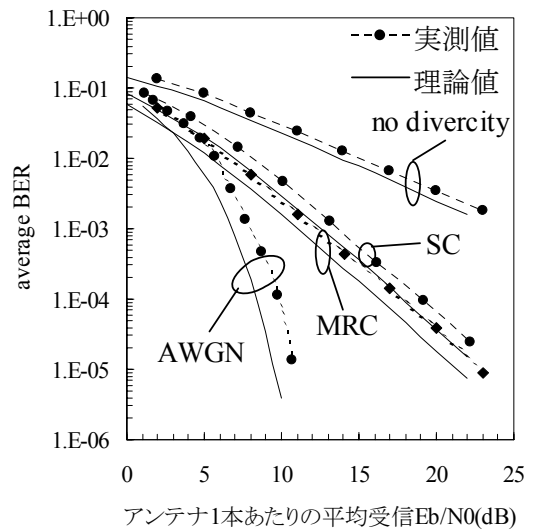


図9 レイリーフェージング環境下におけるBER特性。

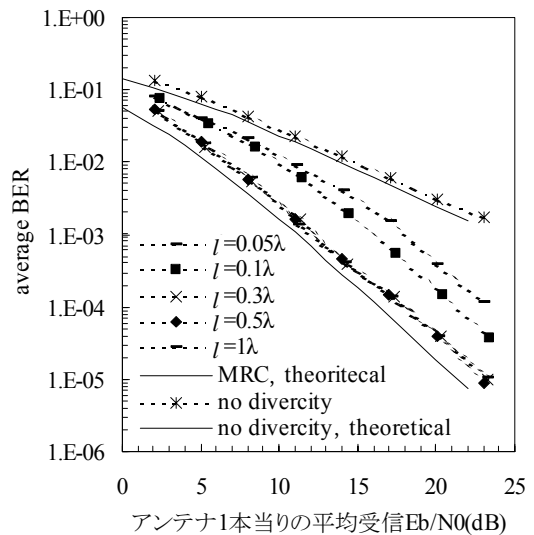


図10 レイリーフェージング環境下におけるMRC受信時のBER特性。 $f_D=5\text{Hz}$ 。

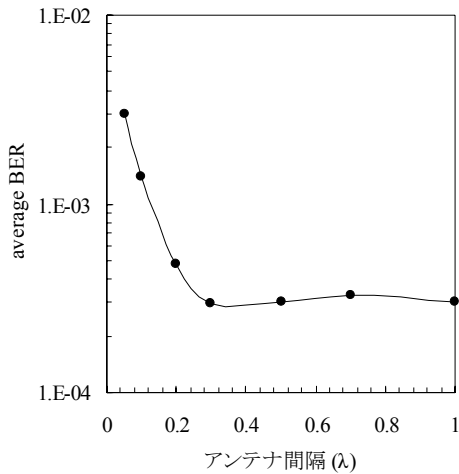


図11 レイリーフェージング環境下におけるアンテナ間隔の影響．平均受信 $E_b/N_0=15\text{dB}$ ．

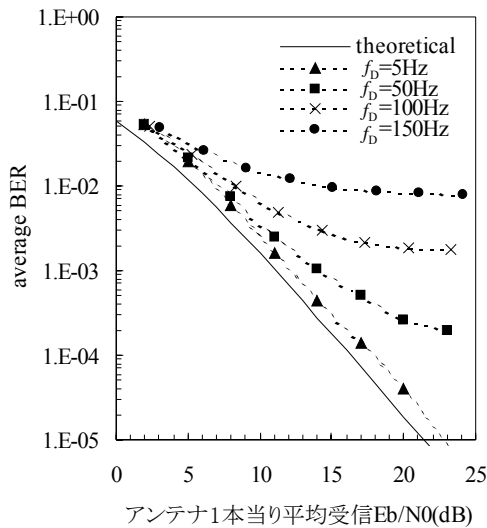


図12 レイリーフェージング環境下における最大ドップラ周波数をパラメータとしたMRC受信時のBER特性．

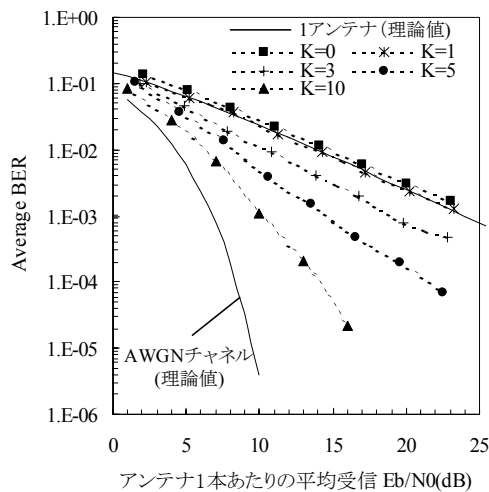


図13 仲上・ライスフェージング環境下における K ファクタをパラメータとした単一アンテナ受信時のBER特性．

4. まとめ

DSPを用いたデジタル受信機を開発した．ゼロクロス法を用いたシンボル同期および相関法によるフレーム同期確立を行う．変復調方式およびフィルタの形状をソフトの書き換えのみで容易に変更可能であり，またアンテナダイバーシチ受信機能を有していることが大きな特徴である．

昨年製作したデジタル送信機，今回製作したフェージングシミュレータと受信機を用いて伝送実験を行い，フェージング環境下で受信機が設計どおりに動作していることを確認した．今後はDS-CDMAやOFDMのような，より複雑な変調方式に対応したデジタル送受信機に拡張する予定である．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．

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]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”，第3回DPS教育者会議予稿集，pp.41-45，August 2001．
- [4]佐尾，大國，鈴木，工藤，安達，“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”，第4回DPS教育者会議予稿集．
- [5]奥村，進士：移動通信の基礎，電子通信学会，1986年．
- [6]S. Takaoka and F. Adachi：“Pilot-aided Adaptive Prediction Channel Estimation in a Frequency-nonselective Fading Channel” IEICE Trans. Commun, to appear.