

$\pi/4$ シフト QPSK 局部発振周波数オフセットスペースダイバーシチ

正員 王 建青^{†*} 正員 大森 英明^{††*}
 正員 長沢善一郎^{†††*} 正員 高木 相^{††††}

Local Frequency Offset Space Diversity for $\pi/4$ -shift QPSK

Jianqing WANG^{†*}, Hideaki OHMORI^{††*}, Zenichirou NAGASAWA^{†††*} and
 Tasuku TAKAGI^{††††}, Members

[†] 東北大学工学部, 仙台市, 現在(株)ソフィアシステムズ
 Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai-shi, 980-77 Japan
^{††} 国際電気株式会社仙台研究所, 仙台市
 Sendai Laboratories, Kokusai Electric Co. Ltd., Sendai-shi, 981-31 Japan
^{†††} 通研電気工業株式会社, 仙台市
 Tsuken Electric Ind. Co. Ltd., Sendai-shi, 981-31 Japan
^{††††} 東北大学工学部, 仙台市, 現在日本大学工学部
 Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai-shi, 980-77 Japan
 * 元, 株式会社小電力高速通信研究所, 仙台市

あらまし 各受信ブランチの局部発振周波数をシンボルレートと一定の関係のある周波数量をオフセットし, これによって得られた IF 信号を単純に加算して合成するスペースダイバーシチ受信方式を $\pi/4$ シフト QPSK に適用した。ベースバンド遅延検波に準拠した復調器を有するダイバーシチ受信機を用いて, その有効性を確認した。

キーワード 移動通信, ダイバーシチ, $\pi/4$ シフト QPSK

1. まえがき

デジタル移動通信においてはフェージングにより伝送品質が大きく劣化する。その対策としてはダイバーシチ技術が有効である⁽¹⁾。その一つとしては, 周波数オフセット (送・受信) ダイバーシチが挙げられる⁽²⁾⁻⁽⁵⁾。周波数オフセット動作を受信側にもたせる局

部発振周波数オフセットスペースダイバーシチにおいては, 各受信ブランチで, 局部発振周波数をシンボルレートとの間で一定の関係のある周波数量だけオフセットし, これによって得られた IF (Intermediate Frequency) 信号を単純に加算して合成する。その利点は各ブランチの受信波を RF (Radio Frequency) あるいは IF 段で同相にする機能を必要としないうえに, 復調器が一つでよいということである。

本報告では, 局部発振周波数オフセットスペースダイバーシチの利点に注目し, それを日本・北米のデジタルセルラーシステムに採用された差動符号化 $\pi/4$ シフト QPSK ($\pi/4$ -shift DQPSK: $\pi/4$ -shift Differential Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式への適用を検討する。移動無線機においては持ち運び便利なように小型軽量であることが強く望まれ, 回路各部の IC (Integrated Circuit) 化, LSI (Large Scale IC) 化が必須となる。このため, 復調方式としてはデジタル信号処理に適しているベースバンド遅延検波を用いることにする。まず, 局部発振周波数オフセットスペースダイバーシチの原理を述べる。次いで, ベースバンド遅延検波に準拠した構成を有するダイバーシチ受信機を試作し, 実験によりダイバーシチの効果を確認する。

2. 原理と構成

差動符号化 $\pi/4$ シフト QPSK に適用した本ダイバーシチ受信機の構成を図 1 に示す。受信信号の搬送波周波数を f_c , IF 周波数を f_i , ブランチ 1 と 2 の局部発振周波数を所望局部発振周波数 $f_c - f_i$ からそれぞれ $\pm \delta f$ だけオフセットされているとすると, IF 段に変換された両ブランチの信号の単純な加算による合成信

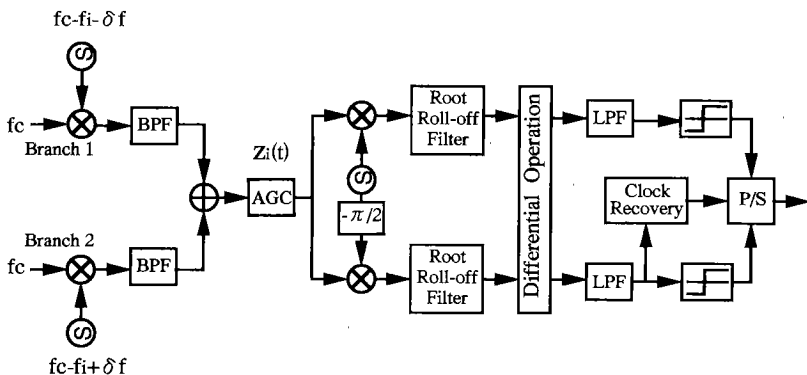


図 1 差動符号化 $\pi/4$ シフト QPSK 局部発振周波数オフセットダイバーシチ受信機の構成
 Fig. 1 Configuration of local frequency offset diversity receiver for $\pi/4$ -shift DQPSK.

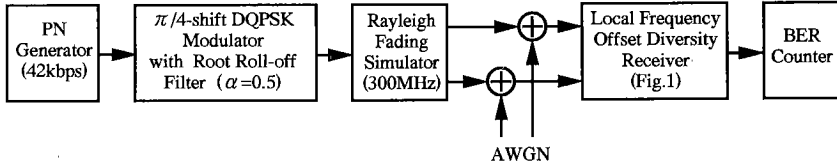


図 2 シミュレーションおよび実験系の構成
Fig. 2 Configuration of simulation and experimental system.

号 $z_i(t)$ は次のように表せる.

$$z_i(t) = z_1(t) \exp j[2\pi(f_i + \delta f)t] + z_2(t) \exp j[2\pi(f_i - \delta f)t] \quad (1)$$

但し, $z_m(t)$ ($m=1, 2$) はブランチ m の受信信号の等価ベースバンド複素表現である⁽²⁾.

周波数 f_i の局部発振器で $z_i(t)$ を準同期検波すると, $z_b(t) = z_i(t)|_{f_i=0}$ が得られ, δf を中心周波数とする帯域信号になる. そこで, 図 1 に示したように, 中心周波数が δf のルートロールオフフィルタを用いてスペクトル整形を行えば, ナイキスト伝送系(送・受信ルート配分)が構成される(但し, 隣接チャンネルからの妨害は, まず両ブランチの IF 段で帯域外遮断特性の優れた帯域フィルタ(BPF)を用いて抑圧する).

$z_b(t)$ に対して $z_b(t)z_b^*(t-T)$ ($*$: 複素共役, T : シンボル周期)の遅延論理演算(Differential Operation)を行うと, その出力 $I(t)+jQ(t)$ には相互変調成分としてオフセット周波数 δf の 2 倍の交流信号が現われる^{(2),(3)}. この交流信号はナイキスト周波数以上で, 検波後低域フィルタを用いて遮断できるように δf を選択し, 更に, $\delta f = n \cdot f_s/2$ (n : 整数, $f_s = 1/T$) とすると,

$$I(t)+jQ(t) = \pm [z_1(t)z_1^*(t-T) + z_2(t)z_2^*(t-T)] \quad (n = \text{偶数}: +, n = \text{奇数}: -) \quad (2)$$

が得られる.

式(2)は, 遅延検波における検波後等利得合成ダイバーシチの出力を表している. 従って, 各ブランチの局部発振周波数を所望周波数から互いに逆方向に $n \cdot f_s/2$ だけオフセットすることにより, 検波後等利得合成ダイバーシチと同等なダイバーシチ効果が得られる.

3. 受信機の実現

本ダイバーシチ受信機の実現に際し, オフセット周波数 δf と検波後低域フィルタ(LPF)の通過帯域幅の設定はダイバーシチ効果を決定する要因である. 検波後低域フィルタの通過帯域幅を狭くすれば, 不要な相互変調成分を遮断できるが, 伝送すべき信号のスペク

表 1 システム諸元

変調方式	差動符号化 $\pi/4$ シフト QPSK
復調方式	ベースバンド遅延検波
伝送速度 (2fs)	42kbps
伝送特性	ナイキストロールオフ特性 送受信ルート配分
ロールオフ率 (α)	0.5

トルも一部遮断してしまい波形ひずみは大きくなる. 逆に, 通過帯域幅を広くすれば, 不要な相互変調成分を十分遮断できず, やはり劣化をもたらす. 従って, 検波後低域フィルタは最適な通過帯域幅が存在する. 更に, この最適通過帯域幅はオフセット周波数 δf に依存する. そこで, 検波後低域フィルタの最適通過帯域幅とオフセット周波数との関係を検討するために, 計算機シミュレーションを行った. シミュレーションシステムの構成を図 2 に, システム諸元を表 1 に示す. 両ブランチの受信信号はそれぞれ独立な非選択性レイリーフェージングを受けることとした. また, ルートロールオフフィルタは 8 倍オーバーサンプリングの 128 次デジタル FIR (Finite Impulse Response) フィルタで構成した. 受信機のチャンネルフィルタ(BPF: 中心周波数はそれぞれ $f_i + \delta f$ と $f_i - \delta f$ である)は 8 次バターワース型, 検波後低域フィルタはベッセル型フィルタとした.

δf を変化させたときの検波後低域フィルタのシンボルレート f_s で規格化された通過帯域幅 B_L/f_s と平均 BER (Bit Error Rate) の関係を図 3 に示す. 但し, E_b/N_0 (1 ビット当りのエネルギー対雑音電力密度比) は 12 dB, 最大ドップラー周波数 f_d ($f_d = \text{移動体速度}/\text{搬送波長}$) は 60 Hz である. 図 3 からわかるように, δf が小さければ小さいほど最適通過帯域幅が狭くなる. $\delta f = 0.5f_s$ ($n=1$) の場合には, 遅延検波出力の信号成分と相互変調成分が一部重なり, 平均 BER の劣化をもたらした. $\delta f \geq f_s$ ($n \geq 2$) の場合には, 最適通過帯域幅内において検波後等利得合成ダイバーシチの平均 BER の理論値⁽⁶⁾に近い 3.0×10^{-3} の平均 BER が

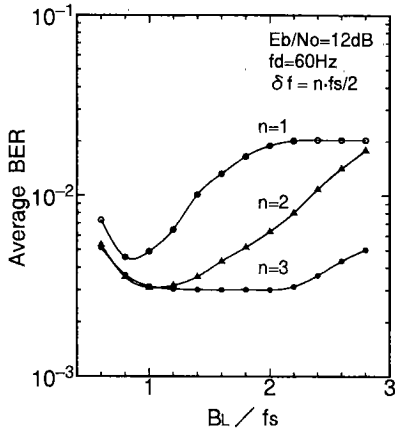


図 3 検波後低域フィルタの影響
Fig. 3 Effect of post-detection filter.

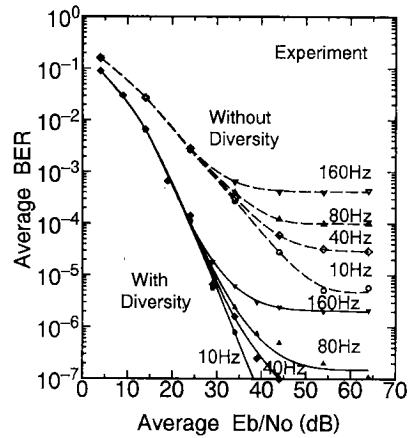


図 4 平均 BER 特性
Fig. 4 Average BER performance.

表 2 受信機諸パラメータ

アナログ信号処理部	
IF 周波数	10.7MHz
オフセット周波数	1.5fs (n=3)
AGC ダイナミックレンジ	70dB
デジタル信号処理部	
サンプリング周波数	8fs
量子化ビット数	12 ビット
ルートロールオフフィルタ	デジタル FIR フィルタ 128 タップ
検波後低域フィルタ	デジタル FIR フィルタ 16 タップ 1.2fs の通過帯域幅
遅延論理演算	16 ビット 固定小数点

得られた。

上の検討に基づき、ダイバーシチ受信機の諸パラメータを決定し、ダイバーシチ受信機を試作した。試作したダイバーシチ受信機はアナログ信号処理部とデジタル信号処理部に大きく分けられ、それぞれに IC 化、LSI 化が可能である。アナログ信号処理部は周波数変換、チャンネルフィルタ、AGC (Automatic Gain Controller) 等必要最低限の機能だけとし、復調の基本性能に重要なルートロールオフフィルタ、遅延論理演算、相互変調成分を遮断する検波後低域フィルタおよび識別クロックの再生はすべてデジタル信号処理部にもたせており、16 ビット 固定小数点の汎用 DSP (Digital Signal Processor) で実現した。表 2 に試作したダイバーシチ受信機の諸パラメータを示す。

また、クロック再生回路は 2 値量子化 DPLL (Digital Phase-Locked Loop) から構成され、直交チャンネルのベースバンド検波信号からクロックを再生し、同

相と直交両チャンネルのデータ再生に用いた。但し、DPLL の前に、エッジ検出器を用いて、ベースバンド検波出力波形の立上り時点だけではなく、立下り時点も検出し、それも DPLL の位相制御に用いることにより、クロック再生特性の改善を図った⁽⁷⁾。

4. 実験結果

試作したダイバーシチ受信機を用いて、実験を行った。実験系の構成は図 2 を参照されたい。最大ドップラー周波数 f_d を変化させたときの非選択性レイリーフェージング下での平均 BER の測定結果を図 4 に示す。ある平均 BER を得るのに必要な平均 E_b/N_0 の減少量をダイバーシチ利得と定義すれば、本ダイバーシチの適用によって、検波後等利得合成法のダイバーシチ利得の理論値⁽⁶⁾ から約 2 dB 劣化しているものの、平均 BER = 10^{-2} では約 6 dB、 10^{-3} では約 10 dB のダイバーシチ利得が得られている。また、フェージング伝搬路で避けられない誤りフロアの改善効果が顕著で、高速なフェージングの場合でも平均 BER が 2 桁以上改善されることを示している。

ダイバーシチ利得が理論値から約 2 dB 劣化している原因の一つは両ブランチ間の利得のアンバランスによるものと考えられる。IF 段で合成する前の両ブランチの信号の平均電力の測定結果から、2 dB 近い電力の差を確認した。これがもたらした劣化は約 1 dB である⁽¹⁾。これ以外には、チャンネルフィルタとして用いた市販の帯域フィルタが中心周波数から数 kHz ずれていたことによる伝送波形の劣化が考えられる。

5. むすび

局部発振周波数オフセットスペースダイバーシチを

$\pi/4$ シフト QPSK に適用し、実験によってその有効性を確認した。本ダイバーシチ方式は、RF か IF 段での位相制御による同相合成を必要としない特長を持っており、ダイバーシチ受信機の構成の簡易化に有効である。

謝辞 本研究は(株)小電力高速通信研究所において行ったものであり、三井元(株)小電力高速通信研究所常務および三田村元(株)小電力高速通信研究所部長をはじめ関係各位に感謝します。

文 献

- (1) 奥村, 進士: “移動通信の基礎”, 電子情報通信学会 (1986).
- (2) Ogose S., Murota K. and Hirade K.: “A transmitter diversity for MSK with two-bit differential detection”, IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-33**, 1, pp. 37-43 (Feb. 1984).
- (3) Masamura T.: “Frequency offset receiver diversity for differential MSK”, IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-36**, 2, pp. 63-70 (May 1987).
- (4) Elnoubi S. M.: “Probability of error analysis of digital partial response continuous phase modulation with two-bit differential detection and offset receiver diversity in fast Rayleigh fading channels”, IEEE Trans. Commun., **COM-38**, 6, pp. 782-786 (June 1990).
- (5) 長沢, 大森, 三井, 王, 高木: “GMSK 信号受信局発オフセットダイバーシチの検討”, 信学技報, **RCS92-71** (1992-10).
- (6) Adachi F. and Ohno K.: “BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channels”, IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-40**, 1, pp. 237-249 (Feb. 1991).
- (7) Wang J. and Takagi T.: “Performance test and improvement of clock synchronizer using DPLL in non-Gaussian impulsive noise environment”, IEICE Tech. Rep., **EMCJ94-58** (Nov. 1994).
(平成 6 年 11 月 17 日受付, 7 年 2 月 10 日再受付)