

Title	直交偏波マルチキャリア変調方式 : ランダムFM雑音に耐性をもつマルチキャリア変調方式
Author(s)	須増, 淳; 岡田, 実; 小牧, 省三 他
Citation	電子情報通信学会論文誌. B-I, 通信I-情報通信システム・理論. 1998, J81-B-I(11), p. 691-699
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/3123
rights	copyright©1998 IEICE
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

直交偏波マルチキャリア変調方式——ランダム FM 雑音に 耐性をもつマルチキャリア変調方式——

須増 淳[†] 岡田 実^{††} 小牧 省三^{††} 山本 平一^{†††}

Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing (OPFDM) ——A New Multi Carrier Modulation Scheme Robust to Random FM Noise——

Atsushi SUMASU[†], Minoru OKADA^{††}, Shozo KOMAKI^{††}, and Heichi YAMAMOTO^{†††}

あらまし 本論文では、直交マルチキャリア変調方式 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) において、直交偏波を同時に用いて伝送する直交偏波マルチキャリア変調方式 (OPFDM: Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing) を新たに提案する。提案方式は、隣接サブチャネルを直交する偏波に配置しているため、同一偏波内に存在する周波数スペクトルのメインローブがお互いにオーバーラップせず、ランダム FM 雑音や周波数オフセットにより生じる隣接サブチャネル干渉を低減させることができる。本論文では、このようなランダム FM 雑音により生じる隣接サブチャネル干渉を理論解析によって求め、更に理論解析と計算機シミュレーションによって誤り率特性を示し、提案方式の有効性を示している。

キーワード マルチキャリア変調, 移動通信, チャネル間干渉, 直交偏波

1. ま え が き

近年、移動通信環境において、音声伝送のみならずテキスト、データ、映像等の多種多様な情報をデジタル化し、一元的に伝送するマルチメディア伝送に対する需要が高まっている。マルチメディア情報、特に画像情報はその情報量が非常に大きく、また誤りに対する耐性も低いため、その実現には高信頼かつ高速デジタル伝送が必要不可欠である。ところが、移動通信環境では、送信信号が多数の異なった経路を伝搬し受信されるマルチパスフェージングが存在しており、その伝送特性が劣化するため、高品質デジタル伝送の実現が困難である。また、広帯域伝送を行う場合には、多重伝搬経路による伝搬遅延の違いが無視できな

くなり、伝送帯域内の周波数特性がひずむ周波数選択性フェージングが生じる。その結果、符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) が生じて、伝送特性が著しく劣化する。

一方、移動通信において、高速デジタル伝送を実現するため、より広帯域な伝送が可能な数 GHz 以上の周波数帯やミリ波帯電波の利用が検討されている。このような高い周波数帯では受信信号の受けるドップラー周波数シフトは 100~1 kHz という大きな値となり、伝搬路特性の時間変動は非常に高速となる。この伝搬路特性の時間変動のうち、特に位相変動は、受信信号が FM 変調を受けていることと等価であると考えられることからランダム FM 雑音 [1] と呼ばれており、伝送特性劣化の要因となる。ランダム FM 雑音は受信信号の受けるドップラー周波数シフトの増加と共に大きくなり、ドップラー周波数シフトが大きい高い周波数帯では特に問題となる。

周波数選択性フェージング対策として、適応等化器 [2], [3], アダプティブアレー [2], [4], 周波数拡散 [5], [6] やマルチキャリア変調方式 [7]~[9] といった技術が検討されている。マルチキャリア変調方式

[†] 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科, 生駒市
Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, Ikoma-shi, 630-0101 Japan

^{††} 大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻, 吹田市
Department of Communications Engineering, Faculty of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565-0871 Japan

^{†††} 奈良先端科学技術大学院大学, 生駒市
Nara Institute of Science and Technology, Ikoma-shi, 630-0101 Japan

は、周波数選択性フェージングが生じない程度に伝送速度をおさえた複数の変調信号を周波数多重し並列に伝送することにより高速伝送を行う方式であり、比較的簡単なハードウェアで実現可能であることから、さまざまな検討が行われている [7]~[9]。特に、マルチキャリア変調方式において各サブキャリア周波数を直交関係にする直交マルチキャリア変調方式は OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) と呼ばれており、移動通信や地上波デジタル放送などマルチパス伝搬環境における有効性が示されている [7]~[11]。直交マルチキャリア変調は変復調に高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transformation) を用いることができるため、ハードウェア規模を小さくでき、また、周波数利用効率が高いといった特徴がある。また、直交マルチキャリア変調方式においては、ガード区間を設けることにより、ガード区間長より遅延時間の小さい遅延波により生じる ISI の影響を完全に取り除くことができる。更に、総合伝送速度一定の条件でサブチャンネル数を大きくすることにより各サブチャンネル当りの伝送速度が低下するため、周波数選択性フェージングに対する耐性を増すことができる。

しかし、OFDM サブチャンネル数の増加につれて、各サブチャンネル伝送速度が低下し、かつ、隣接サブチャンネル間隔が狭くなるため、ランダム FM 雑音や周波数オフセットによる隣接チャンネル間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) が大きくなり、伝送特性が劣化する。一方、ランダム FM 雑音に対する耐性を高めるためにサブチャンネル数を減らすと、周波数選択性に対する耐性は減少する。従って、伝搬路の周波数選択性フェージングとランダム FM 雑音および周波数オフセットに応じて最適なサブチャンネル数が存在する [7] が、周波数選択性が強く、かつランダム FM 雑音および周波数オフセットが大きくなる高い周波数帯での伝送に対しては最適なチャンネル数を選択するだけでは不十分であり、追加の対策が不可欠である。

周波数オフセットおよびランダム FM 雑音により生じる ICI は、サブチャンネル間の周波数間隔を大きくすることにより低減することができる。しかし、サブチャンネル間の周波数間隔を大きくすると周波数利用効率が低下する。

そこで、本論文では、OFDM の周波数利用効率を保ったままで、ランダム FM 雑音や周波数オフセットに対する影響を受けにくくするために、周波数の

直交性と偏波の直交性を組み合わせた直交偏波マルチキャリア変調方式 (OPFDM: Orthogonal Polarization Frequency Division Multiplexing) を提案する。提案方式では、OFDM において隣接するサブチャンネルを垂直偏波と水平偏波に交互に配置することにより、周波数利用効率を低下させることなく隣接サブチャンネルのスペクトルメインローブのオーバーラップを避けることができ、その結果、周波数オフセットやランダム FM 雑音により生じる ICI の影響を低減することが可能となる。本論文では、提案方式のランダム FM 雑音に対する ICI 特性の理論解析を行い、数値計算により OPFDM が OFDM より ICI を減少させることができる有効な方式であることを明らかにする。

2. 直交偏波マルチキャリア変調方式

2.1 提案方式の原理

OFDM の送信信号 $s(t)$ は以下の式で表される。

$$s(t) = \Re \left[e^{j2\pi f_0 t} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^N c_{ki} \times e^{j2\pi \frac{k}{t_s} (t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \right] \quad (1)$$

ここで、 $\Re[x]$ は x の実部、 f_0 は基本周波数、 c_{ki} は i 番目の区間における k 番目のサブチャンネルの変調シンボルである。また、 $f_c(t)$ はそれぞれのシンボルのパルス波形で、次式で表される。

$$f_c(t) = \begin{cases} 1 & (-\Delta \leq t \leq t_s) \\ 0 & (t < -\Delta, t > t_s) \end{cases} \quad (2)$$

但し、 Δ はガード区間、 t_s は観測区間、 $T_s = \Delta + t_s$ は、シンボル周期である。式 (1) より、OFDM 信号は、周波数間隔 $1/t_s$ ごとに配置された N 個のパルス長 T_s の方形波パルス QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 信号の和となっていることがわかる。図 1(a) に、OFDM 信号の周波数スペクトルを示す。OFDM 信号の各サブキャリア信号のスペクトルのメインローブ幅は $2/T_s$ であり、図 1(a) で示されるように、隣接するサブキャリアのメインローブが互いに重なり合っており配置されている。このため、周波数オフセットやフェージングによるランダム FM 雑音により隣接サブチャンネル干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) が生じ、伝送特性が劣化する。

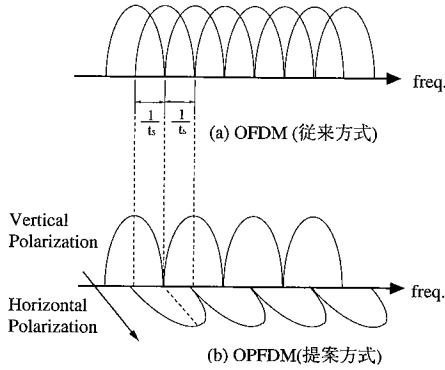


図1 従来方式と提案方式の周波数スペクトル配置
Fig.1 Frequency spectra of the conventional OFDM and the proposed OPFDM signals.

周波数オフセットやランダム FM 雑音により生じる ICI を減少させるためには、このメインローブのオーバーラップを避けられればよい。しかし、メインローブオーバーラップを避けるため、サブチャンネル間隔を広くすると周波数利用効率が低下する。そこで、本論文では、サブキャリア周波数と偏波の直交性を併せて用いる直交偏波マルチキャリア変調方式 (OPFDM: Orthogonal Polarization Frequency Division Multiplexing) を提案する。提案方式では、従来方式の偶数番目のサブキャリアを垂直偏波で、奇数番目のサブキャリアを水平偏波で伝送する。垂直、水平それぞれの送信信号、 $s_V(t)$, $s_H(t)$ は以下の式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned}
 s_V(t) &= \Re \left[e^{j2\pi f_0 t} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N/2} c_{(2k)i} \right. \\
 &\quad \left. \times e^{j2\pi(2k/t_s)(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \right] \\
 &= \Re [u_V(t)e^{j2\pi f_0 t}] \\
 s_H(t) &= \Re \left[e^{j2\pi f_0 t} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N/2} c_{(2k-1)i} \right. \\
 &\quad \left. \times e^{j2\pi\{(2k-1)/t_s\}(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \right] \\
 &= \Re [u_H(t)e^{j2\pi f_0 t}]
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned}
 u_V(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N/2} c_{(2k)i} \\
 &\quad \times e^{j2\pi(2k/t_s)(t-iT_s)} f_c(t-iT_s) \\
 u_H(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N/2} c_{(2k-1)i} \\
 &\quad \times e^{j2\pi\{(2k-1)/t_s\}(t-iT_s)} f_c(t-iT_s)
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

は、送信信号の等価低域表現である。 $c_{(2k)i}$ 、および $c_{(2k-1)i}$ は垂直偏波および水平偏波の k 番目のサブチャンネルに対応する変調シンボルである。なお、従来 OFDM と提案 OPFDM の変調シンボルの形式は同一であり、OPFDM を用いることにより変調シンボルが制約を受けることはない。図 1(b) に提案方式における変調信号の周波数スペクトル配置を示す。提案方式では、それぞれの偏波における各サブキャリアの周波数間隔は OFDM の 2 倍となっており、隣接するサブキャリア間でメインローブの重なりは生じない。このため、周波数オフセットおよびランダム FM 雑音による ICI を減少させることができる。

2.2 システム構成

さて、式 (3) を変形すると各偏波の変調信号において、以下の式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned}
 u_V(t) &= \sum_{k=1}^{N/2} c_{(2k)i} e^{j\{2\pi k/(t_s/2)\}t} \\
 &= u_V \left(t + \frac{t_s}{2} \right) \\
 &\quad \left(iT_s \leq t < iT_s + \frac{t_s}{2} \right) \\
 u_H(t) &= e^{-j(2\pi/t_s)t} \sum_{k=1}^{N/2} c_{(2k-1)i} e^{j\{2\pi k/(t_s/2)\}t} \\
 &= -u_H \left(t + \frac{t_s}{2} \right) \\
 &\quad \left(iT_s \leq t < iT_s + \frac{t_s}{2} \right)
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

ここで、

$$\sum_{k=1}^{N/2} c_{ki} e^{j\{2\pi k/(t_s/2)\}t} \quad (6)$$

は、観測窓サイズ $N/2$ の逆離散フーリエ変換器

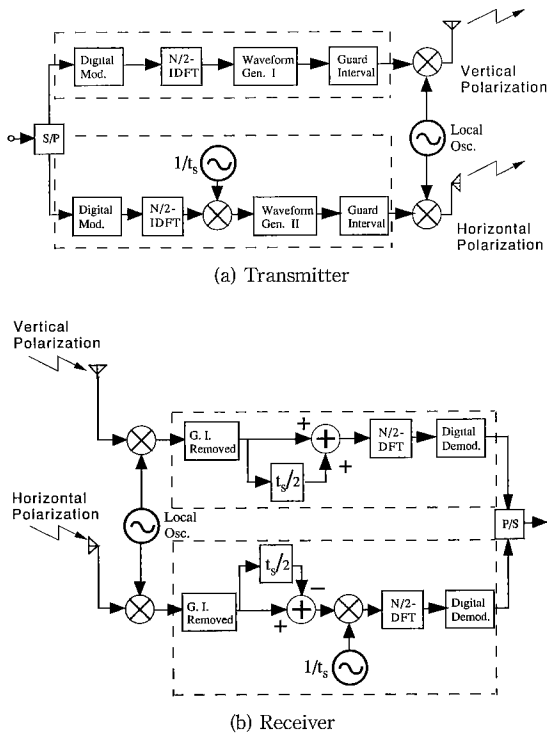


図2 送受信機の構成

Fig. 2 Block diagrams of transmitter and receiver.

(IDFT: Inverse Discrete Fourier Transformer) を表す。このことから、提案 N キャリヤ OPFDM 方式は二つの観測窓サイズ $N/2$ の IDFT により、送受信機を構成することが可能となる。

図 2 に、提案する OPFDM 方式の送受信機のブロックダイアグラムを示す。図 2(a) の送信機では、入力端子から入力された 2 進送信データ系列が S/P (Serial-to-Parallel) 変換器により二つのデータに分割され、垂直偏波送信機、水平偏波送信機にそれぞれ入力される。各偏波の送信機では、入力された 2 進系列がデジタル変調器により M-QAM (M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 等価低域シンボル系列に変換される。このシンボル系列は、観測窓サイズ $N/2$ の IDFT に入力され $N/2$ 個の異なる周波数の搬送波の和からなる、シンボル長 $t_s/2$ の OFDM 信号が生成される。この変調信号は、式 (5) に従いシンボル波形が生成される。まず、波形生成器に入力され、垂直偏波送信機では、 $0 \leq t < t_s/2$ の波形が $t_s/2 \leq t < t_s$ にコピーされ、シンボル長 t_s の信号となる。水平偏波送信機では、 $0 \leq t < t_s/2$ の波形を正負反転させ

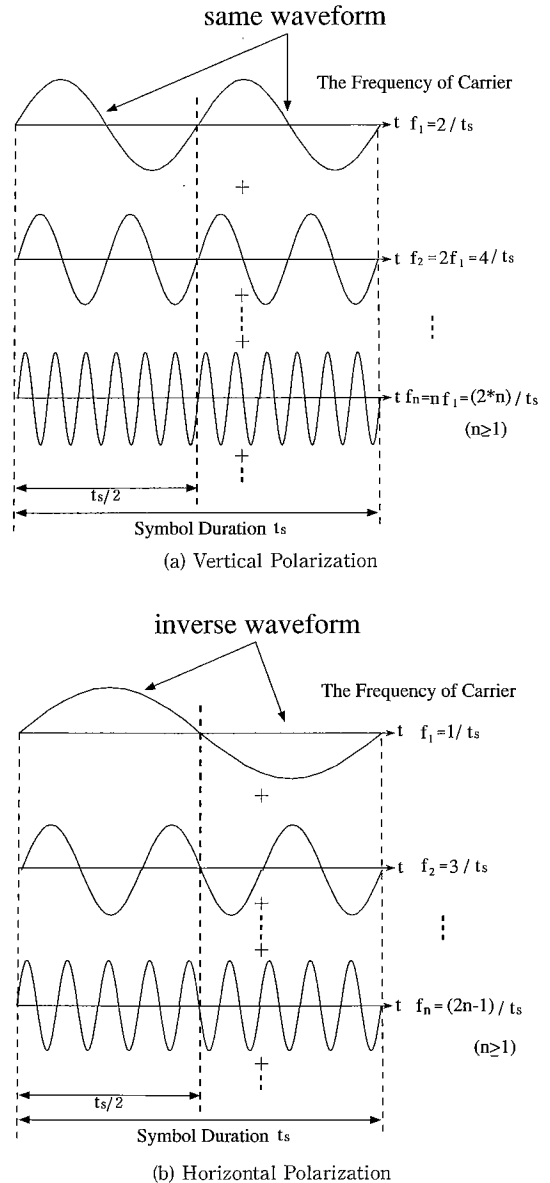


図3 各偏波における変調信号波形
Fig. 3 Waveforms of the vertical and horizontal polarization signal.

た波形が $t_s/2 \leq t < t_s$ にコピーされる。この様子を図 3(a) および (b) にそれぞれ示す。これらの信号には、更にそれぞれガード区間 (Guard Interval) が挿入され、RF (Radio Frequency) 帯信号に周波数変換後、送信される。

図 2 (b) の受信機では、垂直、水平各偏波の受信信号

は周波数変換され、ガード区間を除かれたのち、等価低域信号 $r_V(t)$, および $r_H(t)$ が得られる。 $r_V(t)$ から周波数 $2m/t_s$ の成分, $r_H(t)$ から周波数 $(2m-1)/t_s$ の成分を離散フーリエ変換器 (DFT: Discrete Fourier Transformer) を用いて抽出することにより、各偏波の受信信号における等価低域信号が得られる。 DFT 出力信号は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 r_{(2m)i} &= \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} r_V(t - iT_s) \\
 &\quad \times e^{j2\pi(2m/t_s)t} dt \\
 &= \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s/2} \left\{ r_V(t - iT_s) \right. \\
 &\quad \left. + r_V\left(t + \frac{t_s}{2} - iT_s\right) \right\} \\
 &\quad \times e^{j\{2\pi m/(t_s/2)\}t} dt \quad (7a)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_{(2m-1)i} &= \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s} r_H(t - iT_s) \\
 &\quad \times e^{j2\pi\{(2m-1)/t_s\}t} dt \\
 &= \frac{1}{t_s} \int_0^{t_s/2} \left\{ r_H(t - iT_s) \right. \\
 &\quad \left. - r_H\left(t + \frac{t_s}{2} - iT_s\right) \right\} \\
 &\quad \times e^{-j\{2\pi/(t_s)\}t} e^{j\{2\pi m/(t_s/2)\}t} dt \quad (7b)
 \end{aligned}$$

式 (7a) は, $\{r_V(t) + r_V(t + t_s/2)\}$ の区間 $t_s/2$ での DFT, 式 (7b) は, $\{r_H(t) - r_H(t + t_s/2)\}e^{-j2\pi t/t_s}$ の $t_s/2$ の DFT となっている。

2.3 OPFDM のハードウェア規模

ここでは送受信機のハードウェア規模をベースバンド処理部におけるハードウェア規模に注目して検討する。ベースバンド部のハードウェア規模を 1 シンボル当りに必要な $A \times B + C$ の複素積和演算回数で評価する。 OFDM において, N 個のサブキャリアを用いたマルチキャリア変調信号を生成するために、観測窓サイズ N の DFT 演算が送受信機にそれぞれ必要となる。そこで、DFT 演算に FFT アルゴリズムを用いたとすれば、1 シンボル当りに必要な積和演算は $N \log_2 N$ 回である。一方、OPFDM 送信機では、それぞれの偏波において観測窓サイズ $N/2$ の DFT が必要となる。従って、1 シンボル当りの積和演算回数は次式で表される。

$$2 \times \left(\frac{N}{2}\right) \log_2 \left(\frac{N}{2}\right) = N \log_2 N - N \quad (8)$$

式 (8) より、OPFDM 送信機の演算量は、OFDM より N 回少なくなる。一方、OPFDM 受信機では、DFT 演算の前に、畳込み演算が必要となる。この部分での演算は各偏波ごとに 1 シンボル当り $N/2$ 回の演算が必要となる。従って、演算量は、

$$(N \log_2 N - N) + 2 \times N/2 = N \log_2 N \quad (9)$$

となり、OFDM 受信機と同一となる。RF 部については、垂直、水平偏波それぞれに 1 組ずつ必要となるため、2 倍のハードウェア規模となるが、ベースバンド部処理については、ほぼ同等のハードウェア規模で実現できる。

3. ランダム FM による隣接サブチャネル干渉

提案方式の伝送特性を計算機シミュレーションのみによって調べると多大な時間を費やさなくてはならず、また、普遍的な解析を行うこともむずかしいため、理論解析を用い、普遍性のある結果を得ることが肝要である。そこで本章では、高速レイリーフェージング環境下における提案 OPFDM の隣接サブチャネル間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) 低減効果について理論解析を行う。

図 4 に、伝搬路のモデルを示す。伝搬路では、マルチパスフェージングによるひずみと交差偏波信号による干渉を受ける。図 4 の $g_{ij}(t)$ はそれぞれの経路における複素ガウスランダム過程, α, β は主偏波成分に対する交差偏波成分比と定義する。従って、 α, β は、交差偏波成分に対する主偏波成分の比を表す交差偏波識別度 (XPD: Cross Polarized Discrimination) [12] の逆数である。垂直、水平それぞれの偏波系における受信信号 $r_V(t), r_H(t)$ は、以下の式で表される [13],[14]。

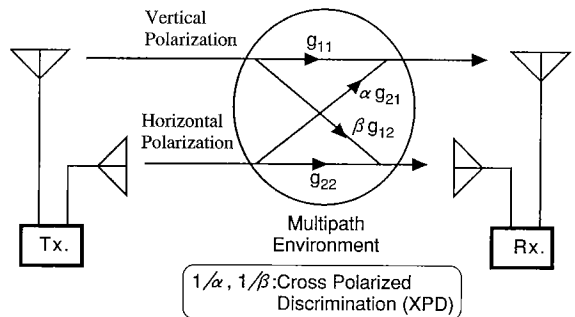


図 4 伝搬モデル
Fig. 4 Propagation model.

$$\left. \begin{aligned} r_V(t) &= g_{11}(t)s_V(t) + \alpha g_{21}(t)s_H(t) \\ &\quad + z_V(t) \\ r_H(t) &= \beta g_{12}(t)s_V(t) + g_{22}(t)s_H(t) \\ &\quad + z_H(t) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

但し、 $z_V(t)$ 、 $z_H(t)$ はそれぞれ垂直、水平偏波系における加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 成分である。垂直偏波の受信信号における i 番目の区間の m 番目のサブチャネル成分は次式で求められる。

$$\begin{aligned} r_{(2m)i} &= \sum_{k=1}^{N/2} \frac{C_{(2k)i}}{t_s} \\ &\quad \times \int_0^{t_s} g_{11}(t) e^{-j[2\pi(2m-2k)t]/t_s} dt \\ &\quad + \alpha \sum_{k=1}^{N/2} \frac{C_{(2k-1)i}}{t_s} \\ &\quad \times \int_0^{t_s} g_{21}(t) e^{-j[2\pi(2m-2k+1)t]/t_s} dt \\ &\quad + z_{(2m)i} \\ &= \frac{C_{(2m)i}}{t_s} \int_0^{t_s} g_{11}(t) dt \\ &\quad + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{N/2} \frac{C_{(2k)i}}{t_s} \\ &\quad \times \int_0^{t_s} g_{11}(t) e^{-j[2\pi(2m-2k)t]/t_s} dt \\ &\quad + \alpha \sum_{k=1}^{N/2} \frac{C_{(2k-1)i}}{t_s} \\ &\quad \times \int_0^{t_s} g_{21}(t) e^{-j[2\pi(2m-2k+1)t]/t_s} dt \\ &\quad + z_{(2m)i} \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、第1項は希望信号成分、第2項は垂直偏波における隣接サブチャネル間干渉成分、第3項は水平偏波における隣接サブチャネル干渉成分、第4項は雑音成分である。希望信号電力 $\sigma_{s_V}^2$ 、隣接サブチャネル干渉電力 $\sigma_{I_V}^2$ 、および雑音電力 σ_z^2 は、それぞれ以下の式で与えられる。

$$\sigma_{s_V}^2 = \left(\frac{C_{(2m)i}}{t_s} \right)^2 \int_0^{t_s} \int_0^{t_s} R_{11}(\xi - \eta) d\xi d\eta \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{I_V}^2 &= \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{N/2} \left(\frac{C_{(2k)i}}{t_s} \right)^2 \\ &\quad \times \int_0^{t_s} \int_0^{t_s} R_{11}(\xi - \eta) \\ &\quad \times e^{-j \frac{2\pi(2m-2k)(\xi-\eta)}{t_s}} d\xi d\eta \\ &\quad + \alpha^2 \sum_{k=1}^{N/2} \left(\frac{C_{(2k-1)i}}{t_s} \right)^2 \\ &\quad \times \int_0^{t_s} \int_0^{t_s} R_{21}(\xi - \eta) \\ &\quad \times e^{-j \frac{2\pi(2m-2k+1)(\xi-\eta)}{t_s}} d\xi d\eta \end{aligned} \quad (13)$$

$$\sigma_z^2 = \frac{1}{2} E [z_V^*(t) z_V(t)] \quad (14)$$

ここで、 $R_{ij}(\tau)$ は $g_{ij}(t)$ の自己相関関数であり、次式で表される。

$$R_{ij}(\tau) = \frac{1}{2} E [g_{ij}(t + \tau) g_{ij}^*(t)]. \quad (15)$$

受信機において、水平面内無指向性アンテナを用いて信号を受信すると仮定すると、式(15)は次式で書き直することができる[13]。

$$R_{ij}(\tau) = b_{ij} J_0(2\pi f_D \tau) \quad (16)$$

但し、 $J_0(\cdot)$ は0次のベッセル関数、 b は平均受信信号電力、 f_D は最大ドップラー周波数である。更に $\tau \ll 1/f_D$ が成り立つとき、式(16)は次式で近似することができる。

$$R_{ij}(\tau) \sim b_{ij} \{1 - (\pi f_D \tau)^2\}. \quad (17)$$

式(17)を式(12)と式(13)に代入することにより次式が得られる。

$$\sigma_{s_V}^2 = 1 - \frac{(\pi f_D t_s)^2}{6} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{I_V}^2 &= \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{N/2} \frac{(f_D t_s)^2}{2(2k-2m)^2} \\ &\quad + \alpha^2 \sum_{k=1}^{N/2} \frac{(f_D t_s)^2}{2(2k-1-2m)^2} \end{aligned} \quad (19)$$

水平偏波における希望信号電力 $\sigma_{s_H}^2$ 、隣接サブチャネル干渉電力 $\sigma_{I_H}^2$ も同様に次式で求められる。

$$\sigma_{s_H}^2 = \sigma_{s_V}^2 = 1 - \frac{(\pi f_D t_s)^2}{6} \quad (20)$$

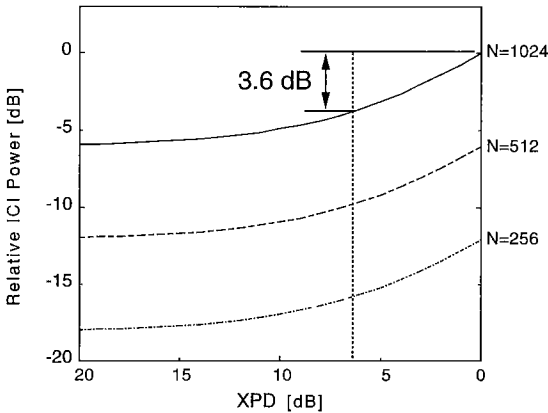


図5 XPD に対する ICI
Fig.5 ICI against XPD.

$$\sigma_{IH}^2 = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^{N/2} \frac{(f_D t_s)^2}{2(2k - 2m)^2} + \beta^2 \sum_{k=1}^{N/2} \frac{(f_D t_s)^2}{2(2k - 2m + 1)^2} \quad (21)$$

$\alpha = \beta$ とすると, $\sigma_{IV}^2 = \sigma_{IH}^2$ である.

また, 従来の OFDM 方式における希望信号電力 σ_c^2 , 隣接サブチャネル干渉電力 σ_{Ic}^2 は, 次式で表されることがわかっている [7].

$$\sigma_{sc}^2 = \sigma_{sv}^2 = 1 - \frac{(\pi f_D t_s)^2}{6} \quad (22)$$

$$\sigma_{Ic}^2 = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N \frac{(f_D t_s)^2}{2(k - m)^2} \quad (23)$$

図 5 に, XPD と ICI の関係を示す. XPD = 0 dB の状態は, 垂直および水平それぞれの偏波面が完全に重なった状態であり, その場合の OPFDM における ICI は従来の OFDM のそれと同じになる. 図 5 より, XPD の値が大きくなるにつれ, 従来方式に比して ICI が減少していることがわかる. XPD が 10 dB 以上ではその改善効果は飽和している. 都市環境においては XPD はおよそ 6 dB と言われており [1], このように劣化した環境下である XPD = 6 dB においても, OPFDM における ICI は OFDM と比較して, 約 3.6 dB 減少していることがわかる.

4. 解析結果

本章では, 提案方式におけるビット誤り率 (BER:

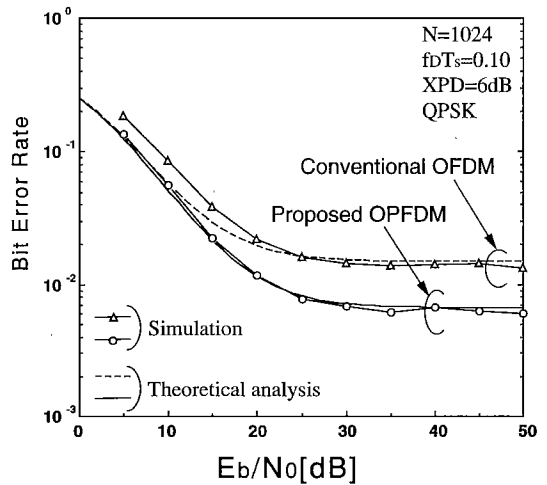


図6 E_b/N_0 に対する BER 特性
Fig.6 BER performance against E_b/N_0 .

Bit Error Rate) 特性を理論解析によって求める. 各サブキャリア変調方式として QPSK を仮定する. 基準位相としては垂直, 水平各偏波の中央のサブキャリア信号を用いるものとする. 基準となる中央のサブキャリア信号は, 判定される信号と同様に加法的雑音の影響を受けているため, BER は DQPSK (Differentially encoded QPSK) 遅延検波時の BER と一致し, 次式で近似することができる [15].

$$P_e \approx \frac{1}{2(1 + \bar{\gamma}_b)} \quad (24)$$

ここで, $\bar{\gamma}_b$ は標本時点における 1 ビット当りの平均 SNR (Signal-to-Noise power Ratio) で, 次式で表される.

$$\bar{\gamma}_b = \frac{\sigma_s^2}{2(\sigma_z^2 + \sigma_I^2)} \quad (25)$$

図 6 に, レイリーフェージング下における従来の OFDM 方式と提案 OPFDM 方式の BER 特性を理論解析と計算機シミュレーションによって求めたものを示す. なお, サブキャリア数は 1024, 正規化最大ドップラー周波数 $f_D t_s$ は 0.10, XPD は 6 dB とした. 図 6 より, 従来の OFDM に比べ, OPFDM は BER を改善できることがわかる. 計算機シミュレーションの結果より, $E_b/N_0 = 25$ dB の場合, OFDM の BER が約 1.7×10^{-2} であるのに対し, OPFDM の BER は約 8.1×10^{-3} と 10^{-2} 以下におさえられていることがわかる.

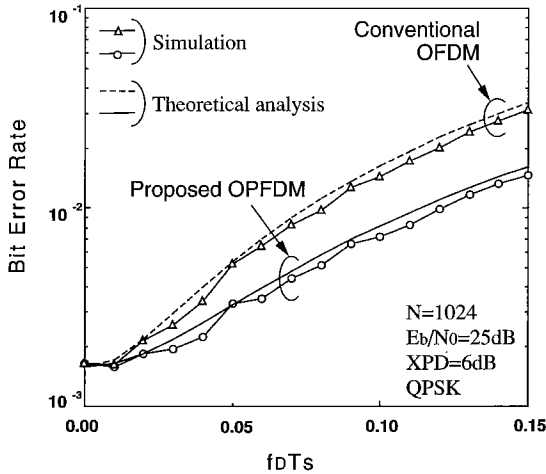


図7 正規化ドップラー周波数に対する BER 特性
Fig.7 BER performance against $f_D T_s$.

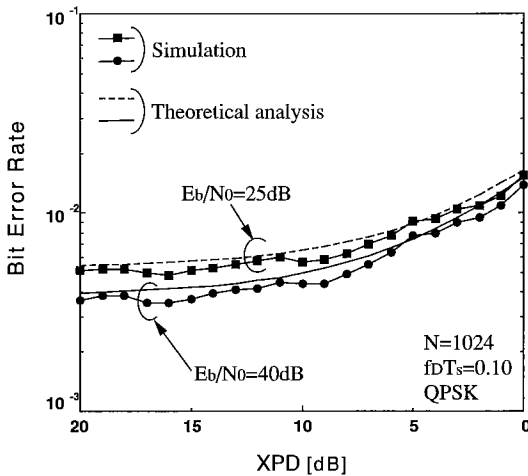


図8 XPD に対する BER 特性
Fig.8 BER performance against XPD.

図7に、 $E_b/N_0 = 25$ dB の場合について、正規化ドップラー周波数と BER との関係を示す。なお、サブキャリア数は 1024、XPD は 6 dB とした。図7より、ドップラー周波数が大きくなるにつれて誤り率の改善も大きくなるのがわかる。また、誤り率を一定にすると、正規化ドップラー周波数が 0.05 以上では OPFDM は OFDM よりも 1.5 倍の正規化ドップラー周波数に耐えられることがわかる。このように、OPFDM は OFDM よりもドップラー周波数が高い場合、すなわち高速移動時に効力を発揮する方式であることが確認できた。

図8に、熱雑音がほとんどない $E_b/N_0 = 40$ dB と熱雑音がある程度ある $E_b/N_0 = 25$ dB の二つの場合について、XPD と BER との関係を示す。なお、サブキャリア数は 1024、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ は 0.10 とした。 $E_b/N_0 = 40$ dB および 25 dB のいずれの場合も XPD の値が大きくなるにつれ、BER が改善されることがわかる。

また、理論解析と計算機シミュレーションによる結果より、従来 OFDM と提案 OPFDM の BER 特性はほぼ一致しており、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ が 0.15 程度以下では、本論文の理論解析による伝送特性評価が妥当であることがわかる。

5. むすび

本論文では、従来の OFDM におけるサブキャリアを直交する二つの偏波を用いて伝送する直交偏波マルチキャリア変調方式 (OPFDM) を提案した。まず、システムの原理と構成を明らかにした。また、提案システムが従来の OFDM と同等のハードウェア規模で実現できることを明らかにした。つぎに、ランダム FM による隣接サブチャネル干渉電力を理論解析により求め、OPFDM は OFDM より隣接サブチャネル干渉を低減できることを示した。更に、理論解析とシミュレーションにより誤り率を求めた。以上の結果から、OPFDM が OFDM より高速移動時のランダム FM 雑音に対して有効であることが明らかとなった。

文 献

- [1] 奥村善久, 進士昌明, “移動通信の基礎,” 電子情報通信学会, 1986.
- [2] 堀越 淳編, “デジタル移動通信のための波形等化技術,” トリケップス, 東京, 1996.
- [3] S. Sampei, “Computation Reduction of Decision Feedback Equalizer using Interpolation for Land Mobile Communications,” Proc. of IEEE GLOBECOM '91, vol.1, pp.521-525, 1991.
- [4] 大鐘武雄, “陸上移動通信における CMA アダプティブアレーの選択性フェージング補償特性,” 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.10, pp.489-497, Oct. 1990.
- [5] 山内雪路, “スペクトラム拡散通信次世代高性能通信に向けて,” 東京電機大学出版局, 東京, 1994.
- [6] R.A. Scholtz, “The Spread Spectrum Concept,” IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, no.8, pp.748-755, Aug. 1977.
- [7] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, “Bit Error Rate Performance of Orthogonal Multicarrier Modulation Radio Transmission Systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.2, pp.113-119, Feb. 1993.
- [8] S. Hara, M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga,

“Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel,” *Wireless Personal Communications*, vol.2, pp.335–356, Jan.–Feb. 1996.

- [9] W. Youn and B. Bhargava, “Orthogonal multi-carrier CDMA system using a concatenated orthogonal/PN spreading scheme,” *Wireless Personal Communications*, vol.32, no.25, pp.2318–2321, Dec. 1996.
- [10] 須増 淳, 岡田 実, 小牧省三, 山本平一, “マルチキャリア変調方式の周波数オフセット対策,” *信学技報*, vol.96, no.83, pp.119–124, Aug. 1996.
- [11] A. Sumasu, M. Okada, S. Komaki, and H. Yamamoto, “Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing (OPFDM) in a Fast and Frequency-Selective Fading Channel,” *Proc. of MoMuC '97*, pp.205–209, Sept.–Oct. 1997.
- [12] 電子通信学会編, “電子通信用語辞典,” コロナ社, 1984.
- [13] W.C. Jakes, “*Microwave Mobile Communication*,” IEEE PRESS, 1993.
- [14] W.C.-Y. Lee and Y.S. Yeh, “Polarization Diversity System for Mobile Radio,” *IEEE Trans. Consum.*, vol.COM-20, no.5, pp.912–923, Oct. 1972.
- [15] J.G. Proakis, “*Digital Communication, Third Edition*,” McGraw-Hill, 1995.

(平成 10 年 3 月 30 日受付, 6 月 10 日再受付)



小牧 省三 (正員)

昭 45 阪大・工・通信卒, 昭 47 同大大学院修士課程了, 同年日本電信電話公社(現, NTT)電気通信研究所入社, 平 2 阪大・工・通信工学科, 現在, 同大学院教授, 無線通信ならびに光通信に関する研究に従事, 工博, 昭 51 年度論文賞, 平 5 年度業績賞受賞, IEEE シニアメンバ, 映像情報メディア学会, 情報通信学会各会員。



山本 平一 (正員)

昭 38 阪大・工・通信卒, 昭 40 同大大学院修士課程了, 同年日本電信電話公社電気通信研究所入所, デジタル無線通信, 衛星通信, 移動通信の研究開発に従事, 平 2~4 NTT 理事・無線システム研究所所長, 平 4~8 奈良先端科技大学院大・情報科学研究科教授, 平 6~8 同研究科長, 平 9~同大副学長, 工博, 著書「デジタル無線通信」, 「通信用マイクロ波回路」, 「衛星通信」, 「TDMA 通信」など。



須増 淳 (学生員)

平 7 阪大・工・電気卒, 平 9 奈良先端科技大学院大・情報科学・情報システム・博士前期課程了, 現在, 同後期課程在学中, デジタル無線通信に関する研究に従事, 映像情報メディア学会, IEEE 各会員。



岡田 実 (正員)

平 2 電通大・電気通信・通信卒, 平 4 阪大大学院・工・通信・前期博士課程了, 平 5 同大・工・電気・助手, 平 8 同大・工・通信・助手, デジタル無線通信に関する研究に従事, 工博, IEEE 会員。