

研究速報

周波数分散通信路における BFDM と Wavelet Based OFDM との干渉特性比較

五藤 大介^{†a)} (学生員) 山里 敬也^{††} (正員)
 モンゴル バヤルプレブ^{†††} (正員)

Interference Comparison of BFDM and Wavelet Based OFDM in Frequency Dispersive Channels

Daisuke GOTO^{†a)}, Student Member, Takaya YAMAZATO^{††}, and Bayarpurev MONGOL^{†††}, Members

[†] 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市
 Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{††} 名古屋大学教養教育院, 名古屋市
 Institute of Liberal Arts Sciences, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{†††} モンゴル国立大学, モンゴル
 National University of Mongolia, Ulan Bator, Mongol
 a) E-mail: dgoto@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

あらまし 本研究は, 高速移動環境下において生じるシンボル間干渉 (ISI) とキャリア間干渉 (ICI) の低減に対して有効とされている陪直交周波数分割多重 (BFDM) と Wavelet Based OFDM (WOFDM) の周波数分散における干渉特性を, OFDM を交えて比較検討を行う。

キーワード 陪直交周波数分割多重 (BFDM), Wavelet Based OFDM (WOFDM), シンボル間干渉 (ISI), キャリア間干渉 (ICI), 周波数分散通信路

1. まえがき

高速移動環境下では, マルチパスによるシンボル間干渉 (ISI) とドップラーシフトによるキャリア間干渉 (ICI) による無線信号の特性劣化が問題となっている。高速伝送方式として注目されている直交周波数分割多重 (OFDM) は, サイクリックプレフィックス (CP) [1] などのガードインタバルを用いることで ISI を除去できるという特徴があるが, ICI を除去することはできない。更に OFDM は方形パルスを用いているため, スペクトルがサイドローブの大きい sinc 型になり, ICI による干渉が増大するという問題点がある [2]。

これに対し, 陪直交周波数分割多重 (BFDM), Wavelet Based OFDM (WOFDM) などの通信方式の研究がなされている [3]~[6]。BFDM は時間-周波数方向の制限性の良いパルスを使用することで ISI・ICI を低減できる通信方式として知られている。これは BFDM がサブキャリア間の直交性を緩和できるた

め, パルス設計の自由性が高いという特徴によるものである。そのため, 時間-周波数の制限性が最適なガウスパルスを使用することができる [7]。Wavelet Based OFDM は, 基底関数にウェーブレットを用いることで, マルチパス遅延による ISI・ICI を低減できる通信方式である [6]。しかし, ドップラーシフトによって発生する ICI に対する干渉特性は明らかになっていない。

本論文では, ドップラーシフトによる周波数分散に着目して OFDM, BFDM, WOFDM の干渉特性比較を行う。

2. システムモデル

OFDM, BFDM, WOFDM のシステムモデルを図 1 に示す。ここでは, フィルタバンクに基づいたシステムモデルを示しており, ガードインタバルは考えないものとする。ここで, $[n](-\infty < n < \infty)$ は n 番目の離散信号の系列を表す。 k 番目のサブキャリアのデータ系列 $x_k[n]$ のアップサンプリング係数を u_k , 基底関数を $h_k[n]$, サブキャリア数 N とすると, OFDM, BFDM, WOFDM の送信信号 $y[n]$ は次式のようになる。

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_k[m/u_k] h_k[n-m] \quad (1)$$

ここで, 基底関数 $h_k[n]$ と受信機のマッチドフィルタのインパルス応答 $\gamma_k[n]$ は次式のような直交性を満たす

$$\{h_j[n] * \gamma_k^*[-n]\}_{\downarrow u_k} = \sum_{m=0}^{L_k-1} h_j[m] \gamma_k^*[m - u_k n]$$

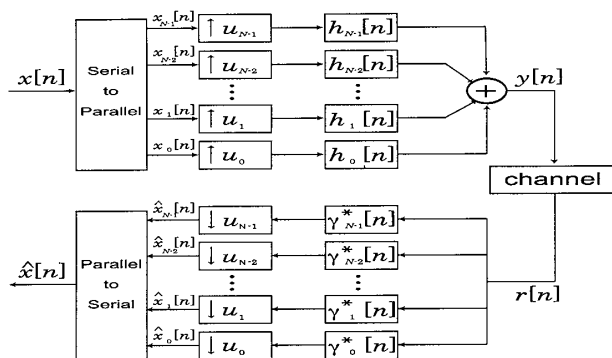


図 1 フィルタバンクに基づいた OFDM, BFDM, WOFDM のシステムモデル (各方式によって u, h, γ が異なる)

Fig. 1 System model of the OFDM, BFDM, and WOFDM systems based on a filter bank (the parameters u, h, γ are vary depending on the systems).

$$= \delta[k - j]\delta[n] \quad (2)$$

$|\downarrow_{u_k}$ は係数 u_k のダウンサンプリング, L_k は h_k (または γ_k) の系列長を表す.

復調は受信信号 $r[n]$ に対して次式のように行う.

$$\begin{aligned} \hat{x}_k[n] &= \{r[n] * \gamma_k^*[-n]\}_{|\downarrow_{u_k}} \\ &= \sum_{m=0}^{L_k-1} r[m - u_k n] \gamma_k^*[m]. \end{aligned} \quad (3)$$

2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

OFDM の場合, アップサンプリング係数が $u_k = N$ となる. これより各サブキャリアでフィルタリングされるインパルス応答の基底関数 h_k は次式となる.

$$\begin{aligned} h_k[n] &= \sqrt{\frac{1}{N}} e^{j2\pi kn/N} \\ &\text{for } k = 0, 1, \dots, N-1, \\ &n = 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (4)$$

系列長は $L_k = N$ である. OFDM は基底関数が直交条件を満たすため, $\gamma_k[n] = h_k[n]$ となる.

2.2 Biorthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM)

BFDM の場合, アップアップサンプリング数が $u_k = N_B (\geq N)$ となる. 本論文では基底関数に時間-周波数の局在性の高いガウスパルス $p[n] = B \exp(-\pi\alpha(n - L_p/2)^2)$ を用いる. ここで B は正規化係数, α はシェイピングパラメータ, L_p はパルス長である. これより

$$\begin{aligned} h_k[n] &= p[n] e^{j2\pi kn/N_B} \\ &\text{for } k = 0, 1, \dots, N-1, \\ &n = 0, 1, \dots, N_B-1 \end{aligned} \quad (5)$$

となる. 系列長はパルス長と等しい $L_k = L_p$ となる. BFDM では $h_k[n] \neq \gamma_k[n]$ であるが, 陪直交条件を満たすことで復調可能となる. 本論文では式 (5) と陪直交条件を満たす $\gamma_k[n]$ を求めるために, Zibulski-Zeevi method [8], [9] を用いている. この方法では $N_B = aN$ (a : 正の整数) とする必要がある. 本論文では, 最も低い値である $a = 2$, すなわち $N_B = 2N$ とする. 式 (5) のガウスパルスは, ISI 及び ICI の影響が最小となるように α を決定する. 具体的には不確定性関数を用いたパルス最適化法 [10] を用いる.

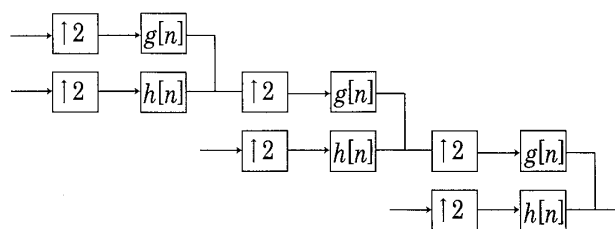


図 2 直交ミラーフィルタ (QMF) バンク
Fig. 2 Quadrature Mirror Filter (QMF) bank.

2.3 Wavelet Based OFDM (WOFDM)

WOFDM の場合, 次式のようにサブキャリアごとに異なるアップサンプリング係数となる

$$n_i = \begin{cases} 2^{i+1} & (i = 0, 1, \dots, N-2) \\ 2^{N-1} & (i = N-1). \end{cases} \quad (6)$$

基底関数は次式の畳み込みによって得られる

$$\begin{aligned} h_k[n] &= h[n/2^k] * g[n/2^{(k-1)}] * \dots * g[n] \\ h_{N-1}[n] &= g[n/2^{(N-2)}] * g[n/2^{(N-3)}] * \dots \\ &\quad \dots * g[n/2^{(k-j)}] * \dots * g[n] \\ &\text{for } k, j \in \{0, 1, \dots, N-2\}. \end{aligned} \quad (7)$$

ここで $k-j$ は非負の整数である. $g[n]$ と $h[n]$ は図 2 に示すように各々直交ミラーフィルタ (QMF) バンクの低域フィルタと高域フィルタの離散インパルス応答であり, $h_k[n]$ は図 2 に示す木構造の QMF バンクによって生成される直交ウェーブレットである [11]. よって受信機のマッチドフィルタのインパルス応答 $\gamma_k[n] = h_k[n]$ となる. 高域フィルタと低域フィルタは次式のような関係式となっている

$$h[n] = (-1)^n g[L-1-n]. \quad (8)$$

L は $g[n]$ の系列長を示す. 各サブキャリアの系列長 L_k は次式のようになる.

$$L_k = \begin{cases} L & (k = 0) \\ 2L_{k-1} + L + k - 2 & (k = 1, 2, \dots, N-1). \end{cases} \quad (9)$$

3. 時間-周波数分散通信路

3.1 通信路モデル

時間-周波数分散通信路において, 受信信号は次のように与えられる.

$$r[n] = \sum_{p=0}^{P-1} c_p[n] y[n-p] + w[n] \quad (10)$$

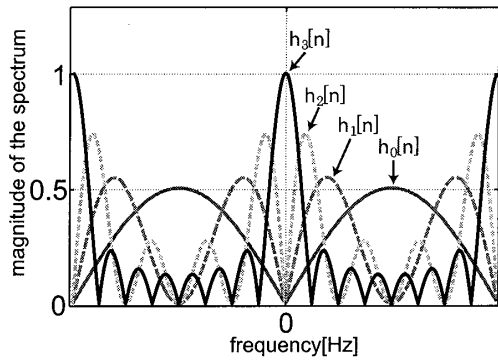


図3 Wavelet Based OFDM のスペクトル (db = 1)
Fig.3 The spectrum of the Wavelet Based OFDM (db = 1).

ここで、 P はパス数、 $c_p[n]$ は p 番目のパスの 0 平均複素ガウス確率変数のフェージングチャネル係数、 $w[n]$ は 0 平均の加法性白色ガウス雑音である。通信路は *wide-sense stationary uncorrelated scattering* (WSSUS) を満たすものとする。

$c_p[n]$ は、Jakes モデルに基づく次式のドップラー電力スペクトル密度をもつ [12].

$$D(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\nu_{\max}\sqrt{1-(\nu/\nu_{\max})^2}} & (|\nu| \leq \nu_{\max}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

ν_{\max} は最大ドップラー周波数である。

本論文では、周波数分散による干渉特性に着目するため、時間分散の生じない $P = 1$ とする。

4. 周波数分散による干渉解析

OFDM は方形パルスを用いているため、スペクトルは高いサイドローブが多重した形となる。よって、ドップラーシフトによる周波数分散が生じ直交性が崩れた場合、多大な ICI が生じる [2].

BFDM はガウスパルスを使用することで、低サイドローブを実現している。よってサイドローブが多大な OFDM に比べて周波数分散による干渉を抑えることができる [4], [10].

WOFDM のサブキャリアのスペクトルを図 3 に示す。図のように、WOFDM は各基底関数で異なる帯域幅のサブキャリアを用いているため、直交性が崩れた場合の隣接する広帯域サブキャリアが狭帯域サブキャリアに与える干渉が多大になる。

k 番目のサブキャリアのマッチドフィルタのインパルス応答 $\gamma_k[n]$ と周波数分散が生じた場合の j 番目のサブキャリア $h'_j[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_0[n]h_j[n-m]$ との

表 1 ドベシイ数列 $g[n]$
Table 1 Daubechies Coefficients $g[n]$.

| n | db = 1 (L = 2) | db = 2 (L = 4) | db = 3 (L = 6) |
|---|-------------------|-------------------|---------------------|
| 0 | 0.707106781 | 0.482962913145 | 0.3326705529500825 |
| 1 | 0.707106781 | 0.836516303738 | 0.8068915093110924 |
| 2 | | 0.224143868042 | 0.4598775021184914 |
| 3 | | -0.129409522551 | -0.1350110200102546 |
| 4 | | | -0.0854412738820267 |
| 5 | | | 0.0352262918827095 |

関連の値

$$R_{k,j} = \sum_{n=0}^{L_k} \gamma_k[n]h'_j[n] \quad (12)$$

とすると、理想通信路では各方式の基底関数は直交、または陪直交条件を満たしているため、 $j = k$ で相関は 1、 $j \neq k$ では 0 となる。しかし周波数分散が生じた場合、 $j \neq k$ での相関値は増加し、結果としてサブキャリア間の直交性が崩れ、ICI が生じる。よって $j \neq k$ での相関値が干渉量を決定することになる。本章では、周波数分散による $R_{k,j}$ と信号対干渉電力比 (SIR) の比較を数値シミュレーションによって行う。

5. 数値シミュレーション

OFDM, BFDM, WOFDM との干渉特性比較を行う。ここでは帯域幅 $W = 1$ MHz を考え、変調は QPSK とする。サブキャリア数に関しては、式 (6) より、サブキャリア数が増加するたびに WOFDM のアップサンプリング数は 2 のべき乗で増加することから、サブキャリア数はアップサンプリング数が多大とならない範囲にする必要がある。ここではサブキャリア数を 10 と設定することで、アップサンプリング数 $n_g = 512$ とした。サブキャリア数統一のため、OFDM と BFDM も同様にサブキャリア数を 10 とした。BFDM のシンボル時間を $T = 20 \mu s$ とし、パルス長 $6T$ 、サブキャリア間隔 $F = 100$ kHz とする。本論文では周波数分散による干渉特性を確認するため、遅延波によるマルチパスフェージングは考えないものとする。よって OFDM はガードインターバルを用いないものとする。BFDM の基底関数 $h_k[n], \gamma_k[n]$ は、不確定性関数を用いたパルス最適化法 [10] を用いる。また、Wavelet の基底関数は db = 1, 2, 3 のドベシイのウェーブレットを用いる [6]。ドベシイウェーブレットで用いる低域フィルタ $g[n]$ の数列を表 1 に示す。

図 4 に、 $\nu_{\max} = 500$ Hz における OFDM, BFDM, WOFDM のそれぞれの相関値 $R_{9,9-l} (l = 0, 1, \dots, 9)$

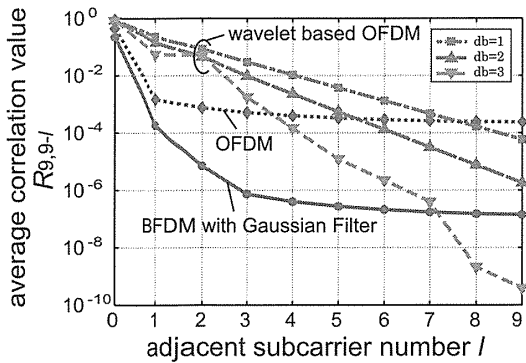


図4 周波数分散通信路における9番目と9-l番目の隣接サブキャリアとの相互相関値の比較 ($\nu_{\max} = 500$ Hz)

Fig. 4 The cross correlation comparison of the number 9 and 9-l subcarrier in frequency dispersive channels.

を示す。BFDMで使用するガウスパルスは、最適化法 [10] によって算出されたシェイピングパラメータ $\alpha = 2.4 \times 10^{-4}$ を用いる。WOFDMはサブキャリア間隔の等しいOFDMとBFDMに比べて l が増加するたびに相関値の減少量も高いことも見られる。更にドベシウエーブレットはそのインデックスである db が高いほど相関値の減少量が大きく、 $db = 3$ は特に減少量が多いことが分かる。これは db が高いほど各サブキャリアの系列長が大きくなるため、スペクトルの局在性が高くなることによるものと考えられる。更に $db = 3$ において、相関値が不規則な変化となっていることが分かる。これはドベシウエーブレットの波形、スペクトルのメインローブ及びサイドローブが隣接キャリアに与える影響に加え、各サブキャリアの系列長が異なるためと考えられる。しかし、隣接サブキャリアの相関値 $R_{9,8}$ においていずれも極めて高い相関値を示していることが分かる。一方、OFDMは $l \neq 0$ のサブキャリアとの相関値の変化が少なく、 10^{-3} 付近を維持していることが分かる。これにより、OFDMはサブキャリア数が増加するにつれてICIが増大することが読み取れるのだが、OFDMの全てのサブキャリアからの干渉量を考えても、WOFDMの隣接サブキャリアからの干渉が多であることが分かる。これらに比べ、BFDMは極小の相関値となっていることが分かる。

図5にレイリーフェージングチャネルにおける各ドップラー周波数におけるSIR挙動を示す。マルチパス遅延は考慮せず、ドップラー周波数は50~500 Hzを50 Hzごとにプロットする。BFDMのガウスパルスのシェイピングパラメータはいずれも $\alpha = 2.4 \times 10^{-4}$ と

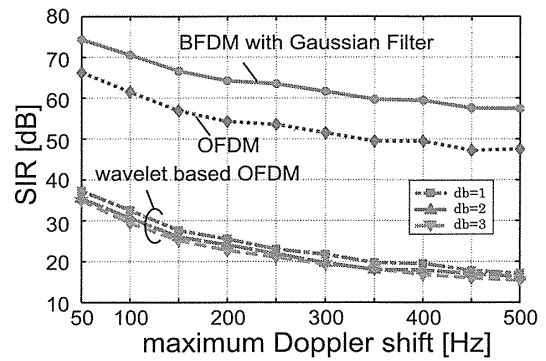


図5 OFDM, BFDM, Wavelet Based OFDM との SIR 比較 ($\tau_{\max} = 0 \mu\text{s}$, $\nu_{\max} = 50 - 500$ Hz)

Fig. 5 Comparison of OFDM, BFDM and Wavelet Based OFDM ($\tau_{\max} = 0 \mu\text{s}$, $\nu_{\max} = 50 - 500$ Hz).

なった。周波数分散のみの通信路において、WOFDMはOFDM, BFDMに比べて特性が大きく劣化していることが分かる。サブキャリア全体の干渉量を考えても、WOFDMの周波数分散によるICIはOFDMとBFDMに比べて大きいことが分かる。

以上より、WOFDMは周波数分散によるICIの対する影響を受けやすく、その干渉特性はOFDMより劣化することが分かった。これに比べ、BFDMは低サイドローブかつ周波数方向からの干渉に適したものを選択することで、良好な結果となったことが考えられる。この結果より、WOFDMはドップラーシフトによって生じる周波数分散による劣化が生じやすい。一方、BFDMはWOFDMよりICIに対して耐性があることが確認された。

6. むすび

本論文では、周波数分散通信路における、OFDM, BFDM, Wavelet Based OFDM (WOFDM) の干渉特性の比較を行った。シミュレーション結果より、WOFDMは周波数分散によるICIによって著しく特性が劣化することが分かった。これに比べ、BFDMは周波数分散による干渉に耐性をもった方式であることが分かった。

謝辞 日頃、熱心に御指導頂く名古屋大学エコトピア科学研究所教授片山正昭先生、准教授岡田啓先生、及び助教小林健太郎先生に感謝します。

文 献

- [1] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," IEEE International Conference on ICASSP '80, pp.964-967, April 1980.
- [2] P. Remvik, N. Holte, and A. Vahlin, "Fading and

- carrier frequency offset robustness for different pulse shaping filters in OFDM,” VTC, vol.2, pp.777–781, 1998.
- [3] R. Haas and J. Belfiore, “A time frequency well localized pulse for multiple carrier transmission,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol.5, pp.1–18, 1997.
- [4] W. Kozek and A. Molisch, “Nonorthogonal pulse-shapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.16, no.8, pp.1579–1589, Oct. 1998.
- [5] G. Matz, D. Schafhuber, K. Gröchenig, M. Hartmann, and F. Hlawatsch, “Analysis, optimization, and implementation of low-interference wireless multicarrier systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.6, no.5, pp.1921–1931, May 2007.
- [6] B.G. Negash and H. Nikookar, “Wavelet based OFDM for wireless channels,” *IEEE VTC2001 Spring*, May 2001.
- [7] D. Schafhuber, G. Matz, and F. Hlawatsch, “Pulse-shaping OFDM/BFDM systems for time-varying channels: ISI/ICI analysis, optimal pulse design, and efficient implementation,” *PIMRC*, Sept. 2002.
- [8] H. Bölcskei and F. Hlawatsch, “Discrete zak transforms, polyphase transforms, and applications,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.45, no.4, pp.851–866, April 1997.
- [9] H. Bölcskei, “Efficient design of pulse shaping filters for OFDM systems,” *SPIE Wavelet Applications in Signal and Image Processing VII (Denver, CO)*, pp.625–636, 1999.
- [10] 五藤大介, 山里敬也, モンゴル バヤルプレブ, “高速移動環境下における陪直交周波数分割のガウスパルス形状の最適化による ISI/ICI の低減,” *信学技報*, RCS2011-73, June 2011.
- [11] M. Vetterli and J. Kovacevic, *Wavelets and Subband Coding*, Prentice Hall PTR, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.
- [12] J.G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2008.
- (平成 24 年 1 月 12 日受付, 3 月 30 日再受付)