

## 高速移動環境下における 最適なガウスパルスを用いた陪直交周波数分割多重と Wavelet Based OFDM との干渉特性比較

五藤 大介<sup>†</sup> 山里 敬也<sup>††</sup> モンゴル バヤルプレブ<sup>†††</sup>

<sup>†</sup> 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

<sup>††</sup> 名古屋大学教養教育院, 名古屋市

<sup>†††</sup> モンゴル国立大学

E-mail: †dgoto@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

**あらまし** 本研究は, 高速移動環境下での時間-周波数分散通信路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 との特性比較を行う。ISI, ICI は信号のパルス形状に大きく依存する。BFDM はパルス設計の自由性が高いことから, 時間-周波数制限性の高いガウスパルスを用いることで干渉低減を行うことができる。また, Wavelet Based OFDM はウェーブレットを基底関数とした伝送方式であり, 干渉低減に有効とされている。本研究では, BFDM のガウスパルスの最適化を送受信機パルスの不確定性関数の比を最大化することで行い, Wavelet Based OFDM との特性比較を行う。

**キーワード** 陪直交周波数分割多重 (BFDM), 時間-周波数分散通信路, シンボル間干渉 (ISI), キャリア間干渉 (ICI), ガウスパルス

## Interference Comparison of BFDM with Optimum Gaussian Pulse and Wavelet Based OFDM in Highly Mobile Environments

Daisuke GOTO<sup>†</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>††</sup>, and Bayarpurev MONGOL<sup>†††</sup>

<sup>†</sup> Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, C3-1(631) Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> Institute of Liberal Arts Sciences, Nagoya University

C3-1(631) Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>†††</sup> National University of Mongolia, Ulan Bator, MONGOL

E-mail: †dgoto@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

**Abstract** In this paper, we conduct a comparison between the Biorthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM) and the Wavelet Based Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) in terms of intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) reduction in highly mobile environments with assumed time-frequency dispersive channels. ISI and ICI depend largely on the pulse shaping of the signal. BFDM can reduce the signal interference by applying a Gaussian pulse known as a properly localized time-frequency pulse with adaptable characteristics. On the other hand, Wavelet Based OFDM is known to lower interference due to its wavelet basis. In this paper, we propose an optimization method for the Gaussian pulse in BFDM to minimize ISI/ICI by maximizing the ratio of the ambiguity function. In addition, we compare its performance with BFDM and Wavelet Based OFDM.

**Key words** Biorthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM), Wavelet Based OFDM, time-frequency dispersive channel, intersymbol interference (ISI), intercarrier interference (ICI), Gaussian pulse

## 1. まえがき

無線通信において、高速移動環境下における時間-周波数分散通信路では、マルチパスによる符号間干渉 (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ー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。さらに OFDM は矩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、pulse-shaping OFDM や陪直交周波数分割多重 (BFDM), Wavelet Based OFDM などの通信方式の研究がなされている [3]~[6]。pulse-shaping OFDM や 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 と ICI のどちらにも対応することができる通信方式として知られている。特に BFDM は、サブキャリア間の直交性の制限がないため、パルス設計の自由度が高いという特徴がある。そのため、時間-周波数の制限性の最適なガウスパルスを使用することができる [7]。Wavelet Based OFDM に関しては、基底関数にウェーブレットを用いる通信方式であり、同じくサイドローブを抑えることで干渉低減が期待できる方式として知られている [6]。

本研究では、時間-周波数分散通信路における BFDM で用いるガウスパルス形状の最適化を目的とし、その手法を提案する。ガウスパルスは、その形状を決定するシェイピングパラメータを変化させることによって干渉抑圧の特性が変化する。シェイピングパラメータを最適化するため、送信機パルスと受信機パルスの時間-周波数の関係を示す不確定性関数 (ambiguity function) に加え、通信路の最大遅延時間、最大ドップラーシフトの二つのパラメータを用いる。これらにより所望信号と干渉信号の不確定性関数の比を導出し、これを最大化するガウスパルスのシェイピングパラメータを選択することで、想定している時間-周波数分散通信路において SIR を最大化するガウスパルスの最適化設計が可能となる。

本稿では、ガウスパルス最適化を行った BFDM の有効性を確認するため、CP-OFDM と DWT-OFDM との干渉特性の比較を行う。CP-OFDM は ISI に耐性を持つが、ICI に耐性はないため、BFDM と同様に ISI, ICI どちらにも耐性を持つ通信方式として考えられている DWT-OFDM との比較も行うことにより、時間-周波数分散通信路によって生じる干渉の低減の有効性を検討する。

本稿の構成は次のようになる。2. ではシステムモデルと受信機パルスの設計方法を示す。3. では時間-周波数分散通信路モデルを示す。想定する通信路における ISI/ICI の解析とガウスパルスの最適化を 4. に示す。また、6. ではパルス最適化による数値的影響をシミュレーションによって示す。

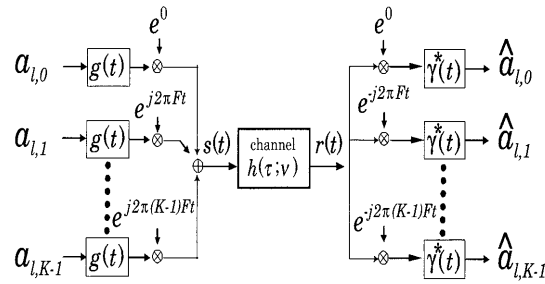


図1 BFDM におけるシステムモデル。

## 2. システムモデル

### 2.1 送信機

BFDM のシステムモデルを図 1 に示す。サブキャリア数  $K$ 、シンボル時間  $T$ 、サブキャリア間隔  $F$  として、BFDM のベースバンド送信信号を次式に表す。

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} g_{l,k}(t) \quad (1)$$

ここで  $a_{l,k}$  はシンボル時間  $l$  における  $k$  番目のサブキャリアのデータシンボルを表す ( $l \in \mathbf{z}, k \in \{0, \dots, K-1\}$ )。  $a_{l,k}$  は i.i.d で 0 平均、平均電力  $E_s$  である。送信機パルス  $g(t)$  に対し、  $g_{l,k}(t)$  を次式のように定義する。

$$g_{l,k}(t) = g(t - lT) e^{j2\pi k F (t - lT)}, \quad (2)$$

送信機パルスは次式のように正規化される。

$$\|g\|_{L^2(\mathbb{R})}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = 1 \quad (3)$$

送信機パルスには、次式のような有限長のガウスパルスを用いる。

$$g(t) = B \exp(-\pi \alpha t^2), \quad (4)$$

$B$  は正規化係数、 $\alpha$  はシェイピングパラメータとし、ガウスパルスの時間方向の拡がりや決定するものである。 $\alpha$  が小さい場合、時間方向のパルスが拡がり、隣接シンボルへの干渉 (ISI) が大きくなる一方、各サブキャリアのスペクトルは狭帯域化するため、隣接サブキャリアへの干渉 (ICI) に耐性を持つ。一方、 $\alpha$  が大きい場合、時間方向のパルスが狭まるため、隣接シンボルへの ISI に耐性を持つ反面、各サブキャリアが広帯域化するため、ICI が大きくなる。したがって、 $\alpha$  の値を ISI/ICI 両方を考慮した最適な値を与えることが重要になる。

### 2.2 受信機

受信機では、受信信号  $r(t)$  と受信機パルス  $\gamma_{l,k}(t) = \gamma(t - lT) e^{j2\pi k F (t - lT)}$  との内積によって、復調シンボル  $\hat{a}_{l,k}$  が次式のように復調される。

$$\hat{a}_{l,k} = \langle r, \gamma_{l,k} \rangle = \int_t r(t) \gamma_{l,k}^*(t) dt \quad (5)$$

受信機パルスは Weyl-Heisenberg frame theory [8] によって、次式のような陪直交条件を満たしたものをを用いる。

$$\langle g_{l,k}(t), \gamma(t) \rangle = \delta_l \delta_k \quad (6)$$

ここで  $\delta$  は次式のように定義される。

$$\delta_l \delta_k = \begin{cases} 1 & (l=0 \text{ かつ } k=0) \\ 0 & (l, k \neq 0) \end{cases} \quad (7)$$

OFDM の場合、式 (6) は直交条件:  $\langle g_{l,k}(t), g(t) \rangle = \delta_l \delta_k$  となる。つまり、BFDM は  $\gamma(t) = g(t)$  となることで OFDM となる。(7) の必要条件は、 $TF \geq 1$  の場合である [9]。CP-OFDM の場合、CP 長の分  $TF$  は増加する。 $TF$  の値が大きいと (7) を満たすパルス設計の自由度が増す。本研究で用いる BFDM では、Zibulski-Zeevi method [8], [10] を用いて受信機パルスを設計しており、この設計法では  $TF$  は 1 を除いた正の整数である必要がある。そこで本稿では、最も低い値である  $TF = 2$  と設定している。

### 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。

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (8)$$

ここで、 $c(\tau; t)$  は時変インパルス応答、 $n(t)$  は加法性白色ガウス雑音である。通信路は *wide-sense stationary uncorrelated scattering* (WSSUS) を満たし、時変インパルス応答  $c(\tau; t)$  とその伝達関数  $C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$  で特徴付けられると仮定する [11]。本稿では、通信路は *underspread*、つまりチャネルの時間-周波数方向の分散を表す散乱関数が  $2\tau_{\max}\nu_{\max} \ll 1$  の大きさの矩形領域  $[0, \tau_{\max}] \times [-\nu_{\max}, \nu_{\max}]$  内において散乱すると仮定する。ここで  $\tau_{\max}$  は通信路の最大遅延時間、 $\nu_{\max}$  は最大ドップラー周波数を表す。ここで遅延ドップラースプレッド関数  $h(\tau, \nu)$  を次式のように定義する [12]

$$h(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi t\nu} dt. \quad (9)$$

$S(\tau, \nu)$  を散乱関数とし、WSSUS 過程を次式のように示す。

$$E\{h(\tau, \nu)\} = 0,$$

$$E\{h(\tau, \nu) h^*(\tau', \nu')\} = S(\tau, \nu) \delta(\tau - \tau') \delta(\nu - \nu') \quad (10)$$

#### 3.2 復調データシンボルと通信路パラメータ

時間-周波数分散通信路を通過した後、送信信号は陪直交条件を失い、受信信号において ISI/ICI が発生する。したがって、式 (5) の復調シンボルは次のように書き直せる。

$$\hat{a}_{l,k} = \sum_{l',k'} a_{l',k'} h_{l,k}^{l',k'} + n' \quad (11)$$

ここで、 $n'$  は雑音成分であり、 $h_{l,k}^{l',k'}$  は等価通信路パラメータ [13] であり、次式のように定義される。

$$h_{l,k}^{l',k'} = \int_{\nu} \int_{\tau} h(\tau, \nu) g_{l',k'}(t) \gamma_{l,k}(t) d\tau d\nu. \quad (12)$$

$l \neq l'$  と  $k \neq k'$  の場合、等価通信路パラメータは通信路に

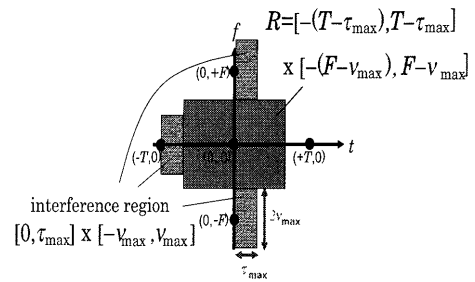


図2 所望シンボルの無干渉領域  $\mathcal{R}$

よって生じる ISI/ICI を示す。つまり、 $h_{l,k}^{l',k'}$  は  $a_{l',k'}$  から  $a_{l,k}$  に及ぼす干渉であると言い換えることができる。

### 4. ガウスパルスの最適化

送信パルスで用いるガウスパルスの  $\alpha$  を適した値に設定するため、対応する受信パルスの形状も  $\alpha$  の変化に伴って変化する。したがって、送受信パルスの形状を同時に考察する必要がある。シェイピングパラメータの最適化のため、本研究では以下の式を用いる。

$$\eta = \frac{\int_{-(T-\tau_{\max})}^{T-\tau_{\max}} \int_{-(F-\nu_{\max})}^{F-\nu_{\max}} |A_{\gamma,g}(\tau, \nu)| d\tau d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |A_{\gamma,g}(\tau, \nu)| d\tau d\nu} \quad (13)$$

ここで、送信機パルス  $g(t)$  と受信機パルス  $\gamma(t)$  の不確定性関数を次のように定義される [14]。

$$A_{\gamma,g}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t) g^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt. \quad (14)$$

隣接シンボルが最も干渉する状況を想定する。図2は隣接シンボル  $(-1, \pm 1)$  から所望シンボル  $(0, 0)$  への干渉を示している。隣接シンボルから干渉を受けない領域  $\mathcal{R}$  ( $[-(T - \tau_{\max}), T - \tau_{\max}] \times [-(F - \nu_{\max}), F - \nu_{\max}]$ ) を定義する。通信路の *underspread* 過程より、 $T$  と  $F$  は  $T > \tau_{\max}$ ,  $F > \nu_{\max}$  を満たすため、領域  $\mathcal{R}$  は存在する。 $S(\tau, \nu)$  が必要になる SIR の最大化のかわりに、最大の  $\eta$  を選択することで領域  $\mathcal{R}$  内の不確定性関数のエネルギーを集中させる。

送信機ガウスパルスの最適化は次式のように示すことができる。

$$(g(t), \gamma(t))_{\text{opt}} = \arg \max_{\alpha} \eta. \quad (15)$$

### 5. Wavelet Based OFDM

本章では、提案した BFDM との特性比較対象として扱う Wavelet Based OFDM [6] についての概要を示す。Wavelet Based OFDM の基底関数はローパスフィルタ  $g(n)$  とハイパスフィルタ  $h(n) = (-1)^n g(L-1-n)$  ( $L: g(n)$  の系列長) の直交ミラーフィルタ (QMF) バンクによって得られる (図3)。Wavelet Based OFDM の  $i$  番目の基底関数  $h_i(n)$  は QMF に基づき次式のようになる

$$h_k(n) = h(n/2^k) * g(n/2^{(k-1)}) * \dots * g(n/2^{(k-j)}) * \dots * g(n) \quad (16)$$

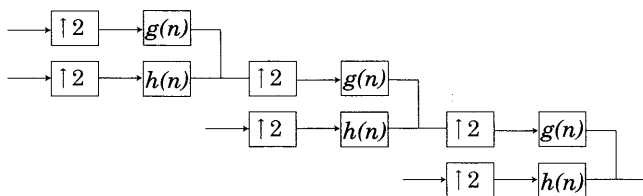


図3 直交ミラーフィルタ (QMF) バンク

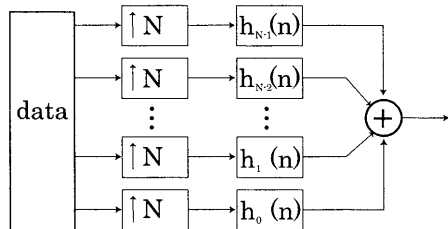


図4 OFDM のシステムモデル (送信機)

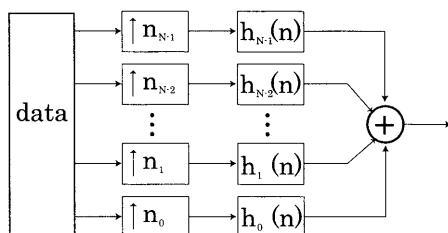


図5 Wavelet Based OFDM のシステムモデル (送信機)

$$h_{N-1}(n) = g(n/2^{(N-2)}) * g(n/2^{(N-1)}) * \dots * g(n/2^{(k-j)}) * \dots * g(n). \quad (17)$$

OFDM と Wavelet Based OFDM の送信機を図 4,5 に示す。OFDM はサブキャリア数  $N$  を係数としたアップサンプリングを同様に行った後、それぞれの基底関数のフィルタに通される (図 4)。一方、Wavelet Based OFDM は基底関数毎にアップサンプリング係数が異なる (図 5)。アップサンプリング係数  $n_i$  は、次式のような値になる。

$$n_i = \begin{cases} 2^{i+1} & (i = 0, 1, \dots, N-1) \\ 2^{N-1} & (i = N-1) \end{cases} \quad (18)$$

各サブキャリアの直交性は次式のように表される ( $L_i$ :フィルタの系列長)

$$\{h_i(n) * h_k^*(-n)\} \downarrow_{n_j} = \sum_{m=0}^{L_i} h_i(m) h_k^*(m - n_k n) \quad (19)$$

$$= \delta[i - k] \delta[n]. \quad (20)$$

## 6. 数値シミュレーション

BFDM と Wavelet Based OFDM との SIR 特性比較を行う。ここでは帯域幅  $W = 0.156\text{MHz}$  を考え、変調は QPSK とする。サブキャリア数は 8 と 10 とし、BFDM のシンボル時間はそれぞれ  $16\mu\text{s}$  と  $20\mu\text{s}$ 、サブキャリア間隔はそれぞれ  $15.62\text{kHz}$  と  $19.53\text{kHz}$  となる。Wavelet の基底関数は db=1,2,3 のドベシウエーブレットを用いる。通信路においては、フラットフェージングチャネルと 2 波のレイリーフェージングチャネル

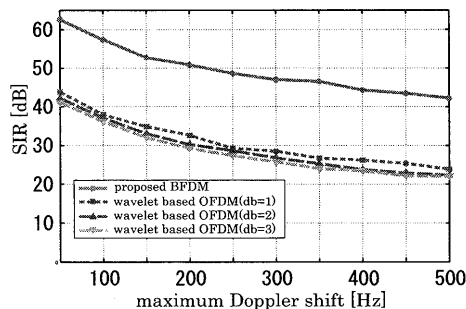


図6 サブキャリア数 8 におけるガウスパルスのシェイピングパラメータの最適化を行った BFDM と Wavelet Based OFDM との SIR 比較 (フラットフェージングチャネル,  $\tau_{\max} = 0\mu\text{s}$ ,  $\nu_{\max} = 50 - 500\text{Hz}$ )

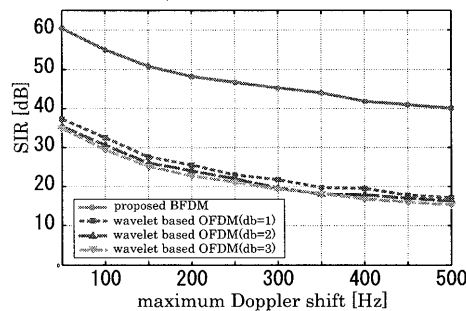


図7 サブキャリア数 10 におけるガウスパルスのシェイピングパラメータの最適化を行った BFDM と Wavelet Based OFDM との SIR 比較 (フラットフェージングチャネル,  $\tau_{\max} = 0\mu\text{s}$ ,  $\nu_{\max} = 50 - 500\text{Hz}$ )

を用いて特性比較を行う。レイリーフェージングチャネルに関して、遅延時間は  $6.4\mu\text{s}$  とし、2 波の電力は減衰なく等しいものとする。2 パターンの通信路において、 $\nu_{\max}$  のみ 50-50Hz に変化させた時の SIR の挙動を比較する (図 6-9)。BFDM は式 (13) に従って、 $\tau_{\max}, \nu_{\max}$  によって決まる  $\eta$  を最大にする  $\alpha$  を与えるものとする。

図 6,7 はそれぞれサブキャリア数 8,10 のフラットフェージングチャネルでの SIR を示している。フラットフェージングにおいて、Wavelet Based OFDM は db の値が大きいドベシウエーブレット関数ほど SIR がわずかに低下している。ドベシは db が大きいほど他シンボルに及ぶため、周波数方向の干渉のみ生じる通信路でも他シンボルへの干渉につながり、このような結果となっていると考えられる。また、最大ドップラー周波数全域において提案する BFDM が Wavelet Based OFDM より SIR 特性が優れていることがわかる。BFDM はサブキャリアを狭帯域化することができるため、このような結果となったことが考えられる。また、サブキャリアを増加させたことにより、SIR がわずかに低下しているのが 2 図の比較から分かる。サブキャリア数の増加により、サブキャリア間隔が小さくなったことから、周波数分散による干渉増大が起きたと考えられる。

図 8,9 にそれぞれサブキャリア数 8,10 のレイリーフェージングチャネルでの SIR を示す。ここでは、遅延波による時間方向の干渉が生ずるため、フラットフェージングに比べて大きな SIR 低下が見られる。Wavelet Based OFDM に関して、db

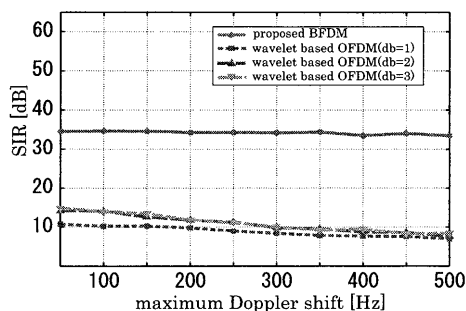


図8 サブキャリア数8におけるガウスパルスのシェイピングパラメータの最適化を行ったBFDMとWavelet Based OFDMとのSIR比較(2波のレイリーフェージングチャンネル,  $\tau_{max} = 6.4\mu s$ ,  $\nu_{max} = 50 - 500\text{Hz}$ )

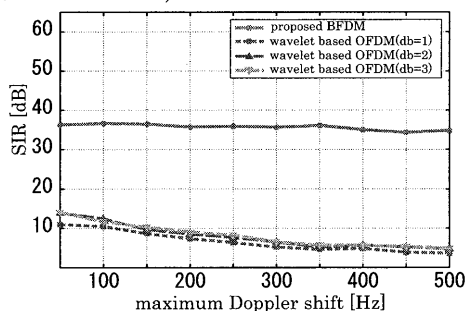


図9 サブキャリア数10におけるガウスパルスのシェイピングパラメータの最適化を行ったBFDMとWavelet Based OFDMとのSIR比較(2波のレイリーフェージングチャンネル,  $\tau_{max} = 6.4\mu s$ ,  $\nu_{max} = 50 - 500\text{Hz}$ )

が高いドベシウエーブレットほどわずかに SIR が高いことが分かる。これはフラットフェージングと異なる結果となっている。時間方向の干渉に対しては、系列の長いドベシウエーブレットを用いることで特性が向上することが考えられる。また、BFDM との比較に関しては周波数全域で BFDM が優位性を持つことが分かる。さらにドップラー周波数が高くなるほど Wavelet Based OFDM の方が低下していく様子が見られる。

この結果より、提案する BFDM は高速移動環境下において Wavelet Based OFDM より有効的な方式であることが考えられる。

## 7. むすび

本稿では、時間-周波数分散通信路における ISI/ICI の最小化を目的として、BFDM の送信機ガウスパルスの最適化を行った。ガウスパルスの最適化は送受信機パルスの不確定性関数の比を最大化することで行う。この手法は、想定される通信路の最大遅延時間と最大ドップラーシフトが必要になる。提案した BFDM と Wavelet Based OFDM との SIR 特性比較を行い、BFDM の SIR の優位性を確認した。

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, Apr. 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," Wireless Personal Communications, vol.5, pp.1-18, 1997.

[4] W. Kozek, and A. Molisch, "Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels," IEEE JSAC, vol.16, 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 Transactions on Communications, vol.6, 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. Bölскеi, and F. Hlawatsch, "Discrete zak transforms, polyphase transforms, and applications," IEEE Trans. Signal Processing 45, pp.851-866, Apr. 1997.

[9] K. Gröchenig, Foundations of Time-Frequency Analysis, Boston: Birkhäuser, 2001.

[10] H. Bölскеi, "Efficient design of pulse shaping filters for OFDM systems," SPIE Wavelet Applications in Signal and Image Processing VII (Denver, CO), pp.625-636, 1999.

[11] J.G. Proakis, and M. Salehi, Digital Communications, McGraw-Hill, 2008.

[12] P.A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," IEEE Trans. Comm. Syst., vol.11, pp.360-393, 1963.

[13] B. Mongol, T. Yamazato, H. Okada, and M. Katayama, "MIMO Zero-forcing Equalizer for BFDM/OQAM Systems in the Highly Mobile Environments," IEEE Global Communications Conference, WLC01-6, Dec 2006.

[14] B.L. Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded orthogonal frequency division multiplex," IEEE, vol.83, pp.982-996, 1995.