

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

五藤 大介[†] 山里 敬也^{††} モンゴル バヤルプレブ^{†††}

[†] 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

^{††} 名古屋大学教養教育院, 名古屋市

^{†††} モンゴル国立大学

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

あらまし 高速移動環境下で想定される時間-周波数分散通信路では、シンボル間干渉 (ISI) とキャリア間干渉 (ICI) の低減は信号のパルス形状に依存する。陪直交周波数分割多重 (BFDM) は自由なパルス設計ができることから、当通信路に対して有効な変調方式である。よって BFDM は時間-周波数制限性の良いガウスパルスを用いることができる。しかし、ガウスパルスの形状は全ての通信路で最適であるとは限らない。本稿では、通信路に対する最適なガウスパルス形状を、パルスの不確定性関数の比を最大にするで行う。シミュレーション結果より、提案手法はガウスパルス形状の最適化に有効であることを示す。

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

Optimizing Gaussian Pulse Shape of BFDM to Reduce ISI/ICI in Highly Mobile Environments

Daisuke GOTO[†], Takaya YAMAZATO^{††}, and Bayarpurev MONGOL^{†††}

[†] 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

^{††} Institute of Liberal Arts Sciences, Nagoya University

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

^{†††} National University of Mongolia, Ulan Bator, MONGOL

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

Abstract In highly mobile environments assumed time-frequency dispersive channels, reducing intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) depends on the signal pulse shape. Biorthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM) is an efficient modulation in terms of designing pulses flexibly. So BFDM can use Gaussian pulse which is a time-frequency well localized. However, the Gaussian pulse shape is not optimized in every channel. In this paper, we optimize the Gaussian pulse shape against the channels by maximizing the ratio of the ambiguity function of the pulses. Numerical result show that the proposed method is effective for the optimization of the Gaussian pulse shape.

Key words Biorthogonal Frequency Division Multiplexing (BFDM), 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) の通信方式の研究がなされている [3]~[5]。これらは時間-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 [6]。

本稿では、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。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ものとして、不確定性関数 (ambiguity function) を用いる。送信機パルスで用いるガウスパルスの形状を最適化することにより、高速移動環境下において生じる ISI/ICI を低減する。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。したがって、ガウスパルスの形状をチャンネルに最適な値に選択することが重要となる。

パルス形状を通信路に合わせて最適化させるために、用いるパルスから得られる信号対干渉電力比 (SIR) を求め、その逆数として表されるコスト関数を最小化する方法が考えられている [5]。しかし、この方法は通信路の時間-周波数の分散を示す散乱関数が完全に既知である必要がある。

本研究では、通信路の最大遅延時間と最大ドップラーシフトの二つのパラメータのみを与えることでガウスパルス形状の最適化が行われるように、制限を緩和する。具体的には所望信号と干渉信号の不確定性関数の比を指標として用いる。この不確定性関数の比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。結果として、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、5. 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。

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。

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

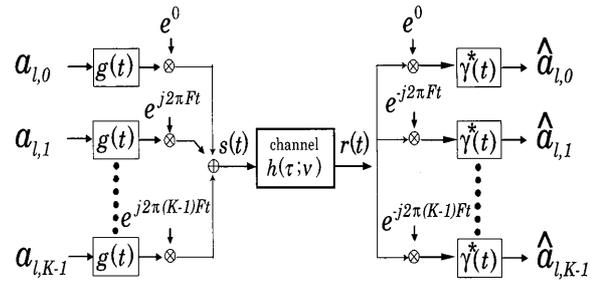


図 1 BFDM におけるシステムモデル。

$$= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_{l,k} g(t-lT) e^{j2\pi k F(t-lT)} \quad (1)$$

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、 α 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決定するものである。この α 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 [7] 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 δ 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。

2.3 受信機パルスの設計

送信機パルスと陪直交条件を満たすための受信機パルスの設計方法として、Weyl-Heisenberg frames (WHF) [8] に基づいた Zibulski-Zeevi method [7], [9] を用いる。

初めに送信機パルスの離散表現を次式に示す。

$$g_{l,k}[n] = g[n - lN]e^{j2\frac{\pi}{K}k(n-lN)} \quad (8)$$

ここで N はシンボル時間のサンプリング数, K はサブキャリア数である。ここで $\tilde{g}_{l,k}[n] = g[n - lK]e^{j2\frac{\pi}{N}k(n-lK)}$ の離散 Zak 変換 (DZT) を行う。 $g_{l,k}[n]$ は $\tilde{g}_{l,k}[n]$ に対し, N と K が入れ替わった関数となる。パルス長を KM とした場合, $\tilde{g}_{l,k}[n]$ の DZT は次式のようになる。

$$Z_{\tilde{g}}[n, m] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{l=0}^{M-1} g[n + lK]e^{-j2\pi(m/M)l} \quad (9)$$

$$0 \leq n \leq K-1, \quad 0 \leq m \leq M-1.$$

S は frame 作用素であり,

$(Sx)[n] = \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \langle x, g_{l,k} \rangle \tilde{g}_{l,k}[n]$ と定義される ($P = N/K$). S の固有値は $\tilde{g}[n]$ の DZT を用いて次式のようにできる。

$$\lambda_{\tilde{g}}[n, m] = L \sum_{p=0}^{P-1} \left| Z_{\tilde{g}}[n, m - p\frac{MK}{N}] \right|^2 \quad (10)$$

$\gamma[n]$ の DZT は次式になる。

$$Z_{\gamma}[n, m] = \frac{Z_{\tilde{g}}[n, m]}{\lambda_{\tilde{g}}[n, m]}. \quad (11)$$

逆 DZT によって以下のように $\gamma[n]$ を得る。

$$\gamma[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} Z_{\gamma}[n, m] \quad (12)$$

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。

$$r(t) = \int h(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (13)$$

ここで, $h(\tau; t)$ は時変インパルス応答, $n(t)$ は加法的白色ガウス雑音である。通信路が *wide-sense stationary uncorrelated scattering* (WSSUS) を満たし, 時変インパルス応答 $h(\tau; t)$ とその伝達関数 $H(f; t)$ で特徴付けられると仮定する [10]. 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。 $S(\tau, \nu)$ を散乱関数とし, WSSUS 過程を次式のように示す。

$$E\{h(\tau, \nu)\} = 0, \\ E\{h(\tau, \nu)h^*(\tau', \nu')\} = S(\tau, \nu)\delta(\tau - \tau')\delta(\nu - \nu') \quad (14)$$

例として, Cost207 による通信路モデル [10] から得られた散乱関数を次式に示す。

$$S(\tau, \nu) = \exp(-\tau) \cdot \frac{1}{\pi\nu_{\max}\sqrt{1 - (\nu/\nu_{\max})^2}} \quad (15)$$

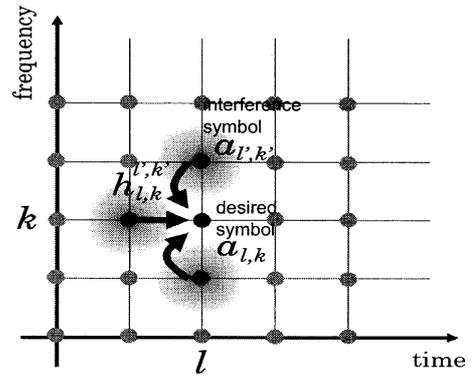


図 2 シンボル $a_{l',k'}$ から $a_{l,k}$ への干渉を表現する通信路パラメータ $h_{l',k'}^{l,k}$

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。

$$\hat{a}_{l,k} = \sum_{l',k'} a_{l',k'} h_{l,k}^{l',k'} + n' \quad (16)$$

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 [11] であり, 次式のように定義される。

$$h_{l,k}^{l',k'} = \iint h(\tau, \nu) g_{l',k'}(\tau) \gamma_{l,k}(\tau) d\tau d\nu. \quad (17)$$

$h_{l,k}^{l',k'}$ の例を図 2 に示す。 $l \neq l'$ 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

4.1 不確定性関数

送信パルス $g(t)$ と受信パルス $\gamma(t)$ は陪直交条件 (6) を満たさなければならない。送信パルスで用いるガウスパルスの α 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 α の変化に伴ってしたがって, 送受信パルスの両方を考察する必要がある。送受信パルスの設計には不確定性関数 [12] がよく用いられている。不確定性関数を次に定義する。

$$A_{\gamma,g}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(t) g^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt. \quad (18)$$

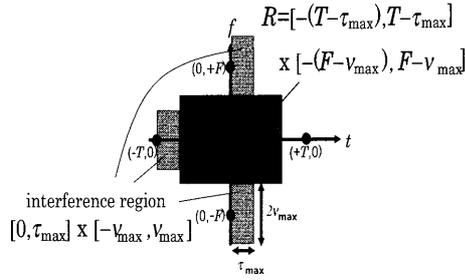
$g(t)$ と $\gamma(t)$ が陪直交条件 (6) を満たす場合, 不確定性関数 $A_{\gamma,g}(\tau, \nu)$ は次式の時間-周波数の格子状となる。

$$A_{\gamma,g}(kT, lF) = \delta_k \delta_l. \quad (19)$$

4.2 不確定性関数による信号対干渉電力比 (SIR) の表現

不確定性関数を用いて, 等価通信路パラメータ (17) を次のように示す。

$$h_{l,k}^{l',k'} = \iint h(\tau, \nu) A_{\gamma,g}^*((l' - l)T + \tau, (k' - k)F + \nu) e^{-j2\pi k' F \tau} e^{j2\pi l T \nu} e^{j2\pi l F T (k - k')} d\tau d\nu.$$


 図3 所望シンボルの無干渉領域 \mathcal{R}

(20)

データシンボル $a_{l,k}$ と復調データシンボル $\hat{a}_{l,k}$ の関係を次のように表す。

$$\hat{a}_{l,k} = a_{l,k}h_{l,k}^{l,k} + \sum_{(l',k') \neq (l,k)} a_{l',k'}h_{l,k}^{l',k'} \quad (21)$$

(21) の第一項は所望データシンボルを示しており、第二項はその他のシンボルからの干渉成分である。 σ_S^2 を所望データシンボルの平均電力、 σ_I^2 を ISI/ICI の平均電力とする。信号対干渉電力比 (SIR) を次式のように定義する。

$$SIR = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_I^2} \quad (22)$$

ここで、

$$\sigma_S^2 = E\{a_{l,k}h_{l,k}^{l,k}\}, \quad (23)$$

$$\sigma_I^2 = E\{|\hat{a}_{l,k} - a_{l,k}h_{l,k}^{l,k}|^2\}. \quad (24)$$

一般性を失うことなく、 $(l,k) = (0,0)$ とできる。不確定性関数を用いて、 σ_S^2 と σ_I^2 をそれぞれ次のように説明できる。

$$\sigma_S^2 = E_s \iint S(\tau, \nu) |A_{\gamma,g}(\tau, \nu)|^2 d\tau d\nu \quad (25)$$

$$\sigma_I^2 = E_s \sum_{(l',k') \neq (0,0)} \iint S(\tau, \nu) |A_{\gamma,g}(l'T + \tau, k'F + \nu)|^2 d\tau d\nu. \quad (26)$$

$S(\tau, \nu)$ は矩形領域 $[0, \tau_{\max}] \times [-\nu_{\max}, \nu_{\max}]$ 、 σ_S^2 内で散乱するため、 σ_S^2 は同領域内で値をとる。同様に、 σ_I^2 は領域 $[l'T, l'T + \tau_{\max}] \times [k'F - \nu_{\max}, k'F + \nu_{\max}]$ ($(l', k') = (0, 0)$ を除く) 内で値をとる。

SIR ($=\sigma_S^2/\sigma_I^2$) を最大化する方法として、SIR の逆数で定義されたコスト関数を最小化する *Joint Nonlinear Optimization* が提案されている [5]。しかし、この方法は通信路の散乱関数が完全に既知である必要がある。

本稿では、 $S(\tau, \nu)$ の領域における τ_{\max}, ν_{\max} のみで最適化を行えるように制限を緩和している。

4.3 シェイピングパラメータの最適化

隣接シンボルが最も干渉する状況を想定する。図3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、領域 \mathcal{R} 内の不確定性関数のエネルギーを集中させる方法を考える。不確定性関数のエネルギーの比を次式のように定義する。

$$\eta = \frac{\int_{-(T-\tau_{\max})}^{T-\tau_{\max}} \int_{-(F-\nu_{\max})}^{F-\nu_{\max}} |A_{\gamma,g}(\tau, \nu)| d\tau d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |A_{\gamma,g}(\tau, \nu)| d\tau d\nu} \quad (27)$$

η が高い時、 $|A_{\gamma,g}(\tau, \nu)|$ は領域 \mathcal{R} に集中していることになる。(25)より、エネルギー集中は σ_S^2 の増加に依存する。さらに(26)より、ISI/ICI電力は $|A_{\gamma,g}(\tau, \nu)|$ が領域 \mathcal{R} の外側で低い時に低下する。結果として、(22)のSIRは高くなる。

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。

$$(g(t), \gamma(t))_{\text{opt}} = \arg \max_{\alpha} \eta. \quad (28)$$

5. 数値シミュレーション

ここでは帯域幅 $W = 1\text{MHz}$ の BFDМ を考える。変調は QPSK を用い、ガードインターバルは用いない。送信信号はそれぞれ $T = 256\mu\text{s}, K = 64, F = 15.625\text{kHz}$ 、パルス長 $6T$ を持つとする。

初めに送信機ガウスパルスと対応する受信機パルスの例を示す。図4はシェイピングパラメータ $\alpha = 5.0 \times 10^{-5}$ 、パルス長 $6T$ の送信機ガウスパルス (左図) と受信機パルス (右図) である。図5はこれらの送受信機パルスの不確定性関数を示している。図5より、不確定性関数は周波数方向に比べて時間方向に広がっていることが分かる。よってこの場合の送受信機パルスは ICI より ISI に耐性があることが分かる。同様に、図6に $\alpha = 2.0 \times 10^{-4}$ とパルス長 $6T$ の送受信パルスを、図7にその不確定性関数を示す。この場合、不確定性関数は時間方向より周波数方向に広がっていることから、送信機ガウスパルスは ISI より ICI に耐性があることが分かる。

シェイピングパラメータ $\alpha = 5.0 \times 10^{-5}$ と $\alpha = 2.0 \times 10^{-4}$ に対し、 $\tau_{\max} = 40\mu\text{s}, \nu_{\max} = 500\text{Hz}$ における式 (27) の値としてそれぞれ $\eta = 0.6633$ と $\eta = 0.8322$ を得た。 $\alpha = 2.0 \times 10^{-4}$ の場合の η の方が高いため、この場合 $\alpha = 2.0 \times 10^{-4}$ の方が通信路にマッチしたガウスパルスであると言える。

シミュレーションに用いる Cost207 による通信路モデルを図8に示す [10]。Cost207 の平均電力プロファイルのそれぞれ都市部・郊外部 (図8(a))、丘陵地帯などの劣悪環境 (図8(b)) を示し、図8(c) は極端な例として二波の減衰を生じないモデルを表す。本稿では図8(a)~(c) の3パターンの通信路モデルより評価を行う。

図9,10に通信路モデル (a)~(c) における、それぞれ η と SIR を示す。ドップラー電力スペクトルのモデルは Jakes モデルを用いている [10]。最大ドップラーシフトは全て 500Hz とする。また、これらはシェイピングパラメータ α の 0.7×10^{-4} から 3.0×10^{-4} までの範囲における値を示している。

通信路 (a) における通信路パラメータは $\tau_{\max} = 7\mu\text{s}$,

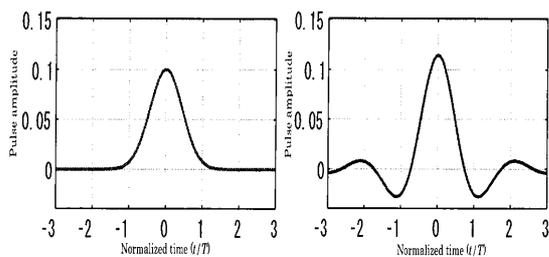


図 4 $\alpha = 5.0 \times 10^{-5}$ の場合のガウスパルス (左図) と受信機パルス (右図)

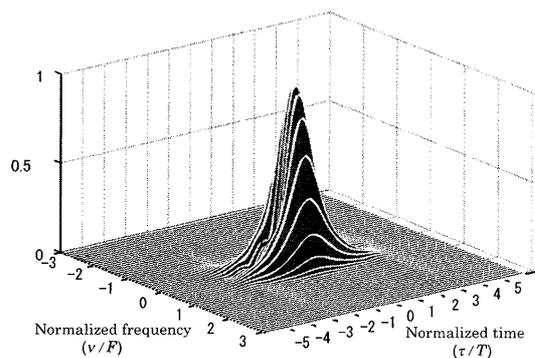


図 5 不確定性関数 ($\alpha = 5.0 \times 10^{-5}$), この時の比 η は $\eta = 0.6633$ ($\tau_{\max} = 40\mu\text{s}$, $\nu_{\max} = 500\text{Hz}$)

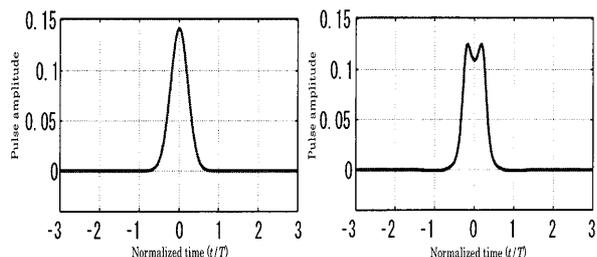


図 6 $\alpha = 2.0 \times 10^{-4}$ の場合のガウスパルス (左図) と受信機パルス (右図)

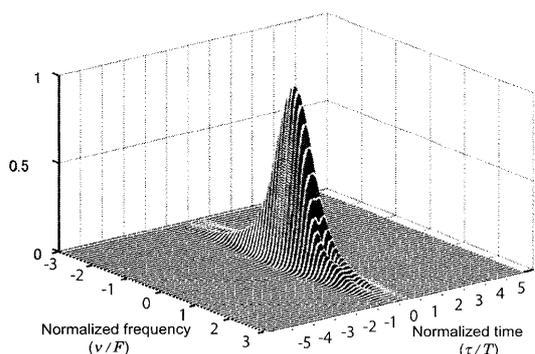
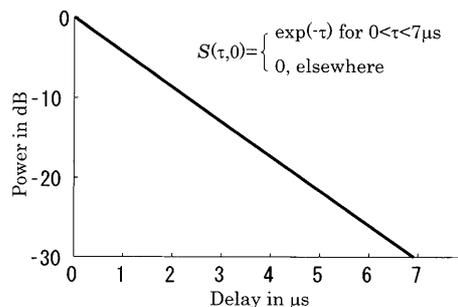
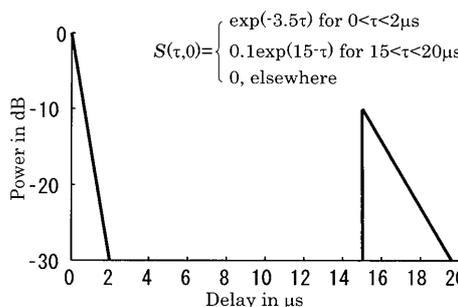


図 7 不確定性関数 ($\alpha = 2.0 \times 10^{-4}$), この時の比 η は $\eta = 0.8322$ ($\tau_{\max} = 40\mu\text{s}$, $\nu_{\max} = 500\text{Hz}$)

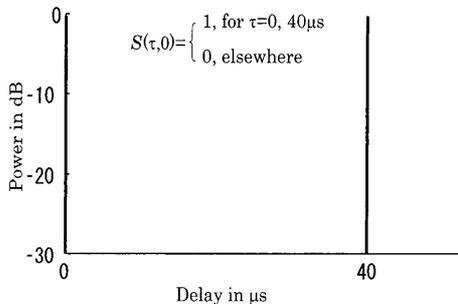
$\nu_{\max} = 500\text{Hz}$ となる. η はシェイピングパラメータ α に依存しており, η を最大にする α が存在することが分かる. ここでは $\alpha = 1.22 \times 10^{-4}$ で η の最大値が得られている. 図 9 より, SIR においても $\alpha = 1.22 \times 10^{-4}$ で最大を取ることが分かる. したがって, BFDN の送信機ガウスパルスの最適化は η



(a)



(b)



(c)

図 8 Cost207 の平均電力遅延プロファイル:(a) 都市部または郊外などの典型的な遅延プロファイル (b) 丘陵地帯などの劣悪環境での典型的な遅延プロファイル [From Cost 207 Document 207 TD(86)51 rev 3.](c) 二波の極端な場合.

を最大にする α を選択することで達成される.

次に通信路 (b) における干渉特性の評価を行う. ここでは $\tau_{\max} = 20\mu\text{s}$, $\nu_{\max} = 500\text{Hz}$ となる. ここでは η を最大にするのは $\alpha = 1.3 \times 10^{-4}$ とあるが, 実際 SIR の最大値は $\alpha = 1.22 \times 10^{-4}$ の位置にある. しかし, $\alpha = 1.3 \times 10^{-4}$ における SIR と大きな差はないため, ほぼ最適な値をとっていると考える.

通信路 (c) における干渉特性の評価を行う. $\tau_{\max} = 40\mu\text{s}$, $\nu_{\max} = 500\text{Hz}$ となる. この場合でも同様に η を最大とする $\alpha = 1.42 \times 10^{-4}$ と SIR を最大にする $\alpha = 1.5 \times 10^{-4}$ とずれているが, 大きな差がなく, ほぼ最適な値と考えることができる.

通信路 (a)~(c) のシミュレーション結果より, 本研究で与える η を最大にするシェイピングパラメータの選択による SIR の最大化は, 3 種の通信路状態に依存することなく達成されていることがわかる.

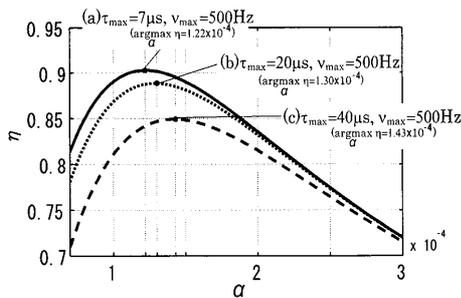


図9 シェイピングパラメータ α に対応する比 η (通信路モデル (a)~(c))

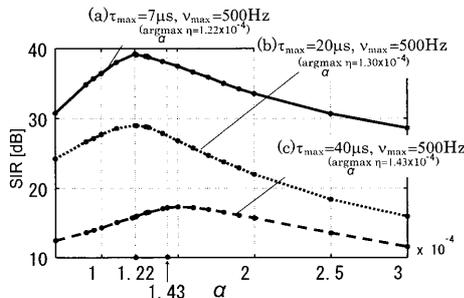


図10 シェイピングパラメータ α に対応する SIR (通信路モデル (a)~(c))

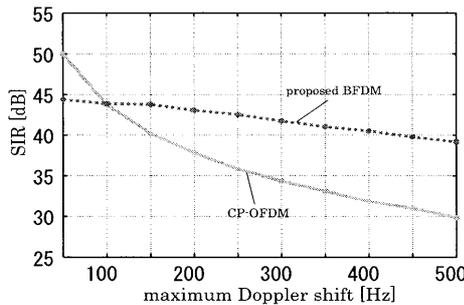


図11 ガウスパルスのシェイピングパラメータの最適化を行った BFDM と CP-OFDM との SIR 比較 (通信路 (a), $\nu_{\max} = 50\sim 500\text{Hz}$)

最後に、BFDM と CP-OFDM の SIR 特性比較を示す。ここでは通信路 (a) のモデルを用いて特性比較を行う。時間-周波数分散通信路において、 ν_{\max} のみ変化させた時の SIR の挙動を比較する。パラメータとして、 $\tau_{\max} = 7\mu$ と ν_{\max} を $50\sim 500\text{Hz}$ まで変化させた。

CP-OFDM においては、ISI-free となるように CP 長を設定した。シンボル時間 $T = 71\mu$, $K = 64$, $F = 15.62\text{kHz}$, CP 長 $T_{CP} = 7\mu$ とする。BFDM のシステムパラメータは前述のとおりとし、 α の変化に伴って η を最大にする ν_{\max} を与えるものとする。

$\nu_{\max} = 50\text{Hz}$ において、CP-OFDM の SIR は提案する BFDM より高い。しかし、 $100\sim 500\text{Hz}$ において、提案する BFDM は CP-OFDM を優っていることが分かる。さらに、この優位性は ν_{\max} が高くなるほど強くなることが分かる。この結果より、提案する BFDM は高速異動環境下において CP-OFDM より有効的な方式であることが考えられる。

6. 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。様々な通信路モデルから、提案する比 η を最大化することでガウスパルスが最適化されることを示した。

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科教授片山正昭先生、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] D. Schafhuber, G. Matz, 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] 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.
- [7] H. Bölcskei, and F. Hlawatsch, "Discrete zak transforms, polyphase transforms, and applications," IEEE Trans. Signal Processing 45, pp.851-866, Apr. 1997.
- [8] M. Zibulski, and Y.Y. Zeevi, "Oversampling in the gabor scheme," IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, pp.2679-2687, Aug. 1993.
- [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] J.G. Proakis, and M. Salehi, Digital Communications, McGraw-Hill, 2008.
- [11] 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.
- [12] B.L. Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded orthogonal frequency division multiplex," IEEE, vol.83, pp.982-996, 1995.