

周波数領域等化シングルキャリア伝送における 周波数領域フィルタリングに関する検討

奥山 卓[†] 武田 一樹[†] 安達 文幸[‡]

[†] [‡] 東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 広帯域シングルキャリア(SC)信号はピーク対平均電力比(PAPR)が小さく、上りリンク(移動局→基地局)伝送に適している。平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果が得られ、優れた伝送特性を実現できる。符号間干渉を起こさずに信号帯域幅を制限するために、送信および受信フィルタにルートナイキストフィルタが広く用いられている。SC-FDE に関するこれまでの検討の殆どがシンボル間隔の離散信号表現を用いており、フィルタのロールオフファクタ α が PAPR 及びビット誤り率(BER)特性にどのような影響を及ぼすかについて詳細な検討はされていなかった。 α を大きくするにつれ信号帯域幅が広がるから、より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるとともに PAPR が低くなる。本論文では、周波数領域ルートナイキストフィルタ送受信フィルタを用いる SC-FDE 信号伝送について、ロールオフファクタ α が PAPR および BER 特性に及ぼす影響を考察している。

キーワード 周波数領域等化, 周波数領域フィルタリング

A Study of Frequency-domain Filtering for SC-FDE

Suguru OKUYAMA[†] Kazuki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, Japan

E-mail: [†] {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Broadband single carrier (SC) signal transmission is suitable for the uplink (mobile-to-base) wireless access due to its low peak-to-average power ratio (PAPR) property. The use of frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion provides a good bit error rate (BER) performance by exploiting the channel frequency-selectivity. In most practical wireless systems, the square-root Nyquist filter is used at both the transmitter and receiver to limit the signal bandwidth without producing the inter-symbol interference (ISI). In the most of literature concerning SC-FDE, the discrete signal presentation with symbol rate sampling is used and therefore, to the beset of authors' knowledge, there has been no report on the effect of having the filter roll-off factor α on the PAPR and the achievable BER performance. As α increases, the signal bandwidth increases and hence larger frequency diversity gain can be achieved and also the PAPR reduces. In this paper, we discuss how α affects the PAPR and the achievable BER performance of SC-FDE transmission when frequency-domain square-root Nyquist transmit/receive filters are used.

Keyword FDE, frequency-domain filtering

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。しかし、移動無線チャネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングであり、符号間干渉(ISI)が発生しビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1],[2]。多数の狭帯域直交サブキャリアを用いて並列伝送する直交周波数分割多重(OFDM)[3],[4]では、周波数選択性ひずみが発生しないという利点があるが、周波数ダイバーシチ送信信号のピーク対平均電力比

(PAPR)が大きくダイナミックレンジが広く電力効率が低い線形電力増幅器を必要とするという欠点がある[5]。このため、OFDM は下りリンク(基地局→移動局)伝送に適している。一方、上りリンク(移動局→基地局)伝送では、PAPR が小さいシングルキャリア(SC)伝送が適している。最小二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いればチャネルの周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、BER 特性を大幅に改善できるという利点がある[6-8]。

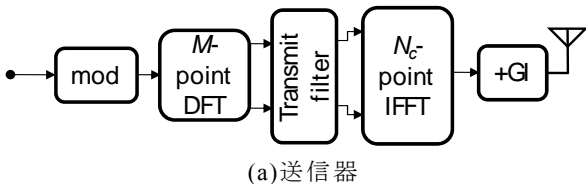
符号間干渉を起こさずに信号帯域幅を制限するために、送信および受信フィルタにルートナイキストフィルタが広く用いられている[9]. SC-FDE に関するこれまでの検討の殆どがシンボル間隔の離散信号表現を用いており、フィルタのロールオフファクタ α が PAPR 及び BER 特性にどのような影響を及ぼすかについて詳細には検討されていなかった. α を大きくするにつれ信号帯域幅が広がるから大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるとともに PAPR が低くなる[10].

本論文では、周波数領域ルートナイキスト送受信フィルタを用いる SC-FDE 信号伝送の MMSE-FDE 重みを導出し、ロールオフファクタ α が PAPR 及び BER 特性に与える影響を考察している. 本論文の構成は以下のようになっている. 第 2 章では周波数領域フィルタを用いる SC-FDE 信号伝送系を述べている. 第 3 章では計算機シミュレーション結果により PAPR および BER 特性を求め、ロールオフファクタ α の影響を考察している. 第 4 章はまとめである.

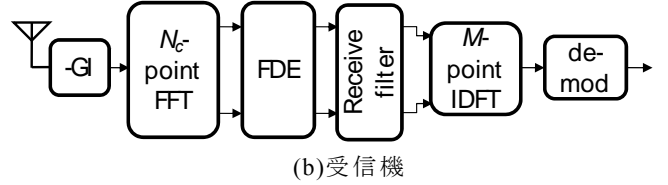
2. 周波数領域フィルタを用いる SC-FDE 信号伝送系

図 1 に周波数領域フィルタを用いる SC-FDE 信号伝送系の構成を示す. 送信機では、 M 個のデータシンボルから成るブロック $\{d(m); m=0, \dots, M-1\}$ を送信するものとする. M ポイント離散フーリエ変換(DFT)を用いて、データシンボルブロックを周波数領域信号 $\{D(k); k=-M/2 \sim M/2-1\}$ に変換する. 次に、送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ により帯域制限を行って $\{S(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を得る. ただし、ロールオフファクタ α の送信フィルタを用いるとき、非零の周波数成分の個数は N_c 個のうちの $(1+\alpha)M$ 個である. また、 $(1+\alpha)M \leq N_c$ でなければならない. 最後に、 N_c ポイント逆 FFT(IFFT)により時間領域信号に変換し、ブロックの先頭の N_g サンプルから成るガードインターバル (GI) にサイクリックプリフィックスを挿入して送信する.

受信機では、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された受信信号ブロックから GI を取り除いた後、 N_c ポイント FFT により周波数領域信号 $\{R(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に変換して周波数領域受信フィルタリング、FDE、およびスペクトル合成を行って、 M 個の周波数領域信号 $\{\hat{D}(k); k=-M/2 \sim M/2-1\}$ を得る. そして、 M ポイント逆 DFT(IDFT)により受信軟判定値系列 $\{\hat{d}(m); m=0, \dots, M-1\}$ を得て、データ復調を行う.



(a)送信器



(b)受信機

図 1 周波数領域フィルタを用いる SC-FDE 信号伝送系

2.1. 送受信信号表現

M ポイント DFT によって得られた周波数領域信号 $\{D(k); k=-M/2 \sim M/2-1\}$ に送信フィルタ $\{H_T(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を適用したときの周波数領域信号 $\{S(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ は次式のように表される.

$$S(k) = \begin{cases} 0 & k = 3M/2 \sim N_c/2-1 \\ D(k-M)H_T(k) & k = M/2 \sim 3M/2-1 \\ D(k)H_T(k) & k = -M/2 \sim M/2-1 \\ D(k+M)H_T(k) & k = -3M/2 \sim -M/2-1 \\ 0 & k = -N_c/2 \sim -3M/2 \end{cases} \quad (1)$$

ここで、

$$D(k) = \sqrt{\frac{1}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} d(m) \exp\left(-j2\pi k \frac{m}{M}\right), \quad k = -M/2 \sim M/2-1 \quad (2)$$

である. 次に、次式のように $\{S(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号 $s(t)$ を得る.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2} S(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), \quad t = -N_g \sim N_c-1 \quad (3)$$

ここで、 E_s はデータシンボルエネルギー、 T_s はデータシンボル長である.

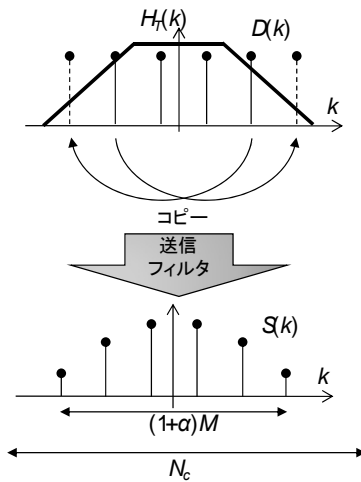


図 2 送信フィルタリング

チャネルは L 個のパスから構成される周波数選択性

ブロックフェージングチャネルであるものとする．第 l パスの複素パス利得を h_l とし，遅延時間を τ_l とすると（ここで，遅延時間は N_c ポイント FFT のサンプル間隔 T_c で正規化されていることに注意），チャネルのインパルス応答は次式で表現される．

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (4)$$

ここで， $\delta(\tau)$ は単位インパルス関数である．受信信号は次式で表わせる．

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + n(t) \quad (5)$$

ここで， $n(t)$ は零平均で分散が $2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音であり（ $T_c = MT_s/N_c$ ）， N_0 は加法性白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である．

2.2. FDE とスペクトル合成

GI を削除した受信信号ブロック $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号 $\{R(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に変換する． $R(k)$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} R(k) &= \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp(-j2\pi k \frac{t}{N_c}) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} H_c(k) S(k) + N(k), k = -N_c/2 \sim N_c/2-1 \end{aligned} \quad (6)$$

ここで $H_c(k)$ および $N(k)$ はそれぞれ次式で与えられる第 k 周波数におけるチャネル利得と雑音成分である．

$$\begin{cases} H_c(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ N(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

次に，次式のように FDE を行う．

$$\begin{aligned} \hat{R}_1(k) &= R(k) W_1(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_1(k) S(k) + \hat{N}_1(k), k = -N_c/2 \sim N_c/2-1 \end{aligned} \quad (8)$$

ここで， $\hat{H}_1(k)$ および $\hat{N}_1(k)$ は，それぞれ FDE 後の第 k 周波数の等価チャネル利得と雑音成分であり，次式で与えられる．

$$\begin{cases} \hat{H}_1(k) = W_1(k) H_c(k) \\ \hat{N}_1(k) = W_1(k) N(k) \end{cases} \quad (9)$$

$W_1(k)$ は $S(k)$ と $\hat{R}_1(k)$ との平均二乗誤差を最小とする MMSE-FDE 重みであり，第 1 の MMSE-FDE 重みと呼ぶことにする．これは次式で与えられる．

$$W_1(k) = \frac{H_c^*(k)}{\left|H_c(k)\right|^2 + \left(H_T^2(k) \cdot E_s/N_0\right)^{-1}} \quad (10)$$

次に， $\{\hat{R}_1(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に伝達関数 $H_R(k)$ を有する周波数領域フィルタリングを次式のように行う．

$$\tilde{R}_1(k) = H_R(k) \hat{R}_1(k), k = -N_c/2 \sim N_c/2-1 \quad (11)$$

そして，次式のようにスペクトル合成を行って， M 個の周波数領域信号 $\{\hat{D}(k); k=-M/2 \sim M/2-1\}$ を得る [11]．

$$\begin{aligned} \hat{D}(k) &= \tilde{R}_1(k-M) + \tilde{R}_1(k) + \tilde{R}_1(k+M) \\ &, k = -M/2 \sim M/2-1 \end{aligned} \quad (12)$$

最後に，周波数領域信号 $\{\hat{D}(k); k=-M/2 \sim M/2-1\}$ に，次式のように M ポイント IDFT を適用して受信軟判定値系列 $\{\hat{d}(m); m=0, \dots, M-1\}$ を得て，復調・データ判定を行う．

$$\hat{d}(m) = \sqrt{\frac{1}{M}} \sum_{k=-M/2}^{M/2-1} \hat{D}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{m}{M}\right) \quad (13)$$

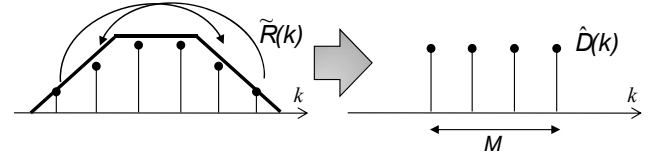


図 3 周波数領域フィルタリングとスペクトル合成

2.3. スペクトル合成を考慮した MMSE-FDE 重み

2.2 節で導出した MMSE-FDE 重みではスペクトル合成を考慮していなかった．送信フィルタ通過前の周波数領域信号 $D(k)$ と，受信機におけるスペクトル合成後の周波数領域信号 $\hat{D}(k)$ との平均二乗誤差を最小とする，スペクトル合成を考慮した MMSE-FDE 重みを用いることもできる．これは $H_T(k)H_c(k)$ を等価的なチャネルと見立て，同時にダイバーシチ合成と同様なスペクトル合成を行うときの MMSE-FDE 重みに等しい．このときの MMSE-FDE 重み $W_2(k)$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned} W_2(k) &= \frac{H_c^*(k) H_T^*(k)}{\sum_{n=-1}^1 \left|H_c(k-nM) H_T(k-nM)\right|^2 + (E_s/N_0)^{-1}} \\ &, k = -N_c/2 \sim N_c/2-1 \end{aligned} \quad (14)$$

ここで，式(14)の分子に現れる $H_T^*(k)$ は $H_R(k)$ に等しく，FDE と受信フィルタリングを同時に行う．式(14)の重みを第 2 の MMSE-FDE 重みと呼ぶことにする．

受信機では式(8)と同様に周波数領域受信信号 $\{R(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ に FDE を適用して $\{\tilde{R}_2(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$ を得た後，次式のようにスペクトル合成を行って， M 個の周波数領域信号 $\{\hat{D}(k); k=-M/2 \sim M/2-1\}$ を得る．

$$\hat{D}(k) = \tilde{R}_2(k-M) + \tilde{R}_2(k) + \tilde{R}_2(k+M) \quad (15)$$

$$, k = -M/2 \sim M/2 - 1$$

最後に式(13)と同様 M ポイント IDFT を適用して受信軟判定値系列 $\{\hat{d}(m); m=0, \dots, M-1\}$ を得て, 復調・データ判定を行う.

2.4. 周波数領域ナイキストフィルタ

本論文では, 送受信フィルタを従属接続したときの総合フィルタ $H(k)$ がナイキスト条件を満たすよう, 次式で与えられるロールオフファクタ α の自乗余弦ナイキストフィルタを用いる.

$$H(k) = H_T(k)H_R(k)$$

$$= \begin{cases} 1, & 0 \leq |k| < \frac{1-\alpha}{2}M \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{2\alpha} \left(|k| - \frac{1-\alpha}{2}M \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2}M \leq |k| < \frac{1+\alpha}{2}M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

また, 受信 SNR 最大条件を満足する, 次式のような送受信フィルタ $H_T(k)$, $H_R(k)$ を用いる.

$$H_T(k) = H_R(k) = \sqrt{H(k)} \quad (17)$$

3. 計算機シミュレーション

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す. 変調方式は QPSK と 16QAM を仮定し, $N_c=2M(=512)$ としている. フェージングチャネルは, パス数 $L=16$ で等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングであるものとした. また, 受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想であると仮定した.

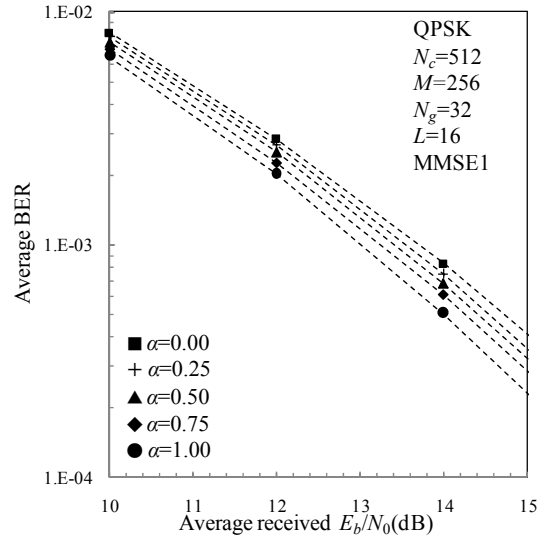
表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	Number of symbols per block	$M=256$
FFT/IFFT size	$N_c=512$	
GI length	$N_g=32$	
Transmit/receive filters	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll off factor	$\alpha=0\sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Frequency-domain Equalization	MMSE1
	Channel estimation	MMSE2
		Ideal

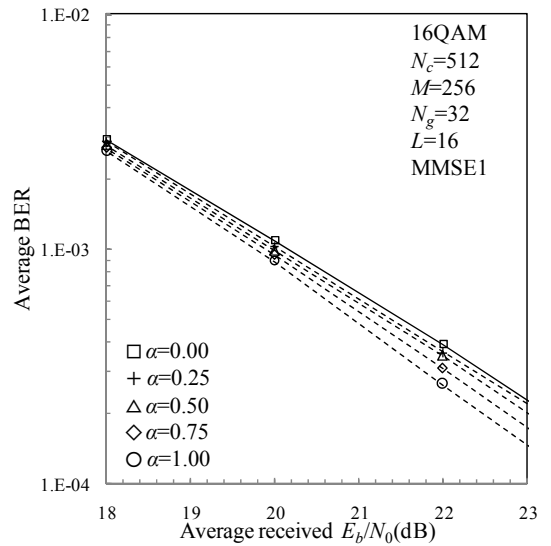
3.1. BER 特性に及ぼす α の影響

図 4 および 5 にロールオフファクタ α をパラメータとして, 平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 E_b/N_0 の関数としてプロットした平均 BER 特性を示す. 図 4 が第 1 の MMSE-FDE 重み, 図 5 が第 2 の MMSE-FDE 重みを用いたものである. E_b/N_0 は,

QPSK のとき $E_b/N_0=0.5(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)$, 16QAM のとき $E_b/N_0=0.25(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)$ である. 第 1 と第 2 の重みのどちらを用いた場合でも, α の値を大きくするにつれ BER 特性が改善している. これは信号帯域幅が広がり (M 個のシンボルを $(1+\alpha)M$ 個の直交周波数を用いて伝送することになる), より大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるからである. また MMSE-FDE 重みの比較では, 第 2 の重みはスペクトル合成後の誤差を最小とする重みであるため, 第 1 の重みよりも優れた特性を示している. BER= 10^{-3} を満たす所要 E_b/N_0 で比較すると, $\alpha=1$ のときの所要 E_b/N_0 を, $\alpha=0$ のときのそれより, 第 1 の重みでは QPSK で約 0.7dB, 16QAM では約 0.4dB 低減できる. 第 2 の重みを用いると, QPSK では約 2.4dB, 16QAM では約 5.4dB 低減できる.

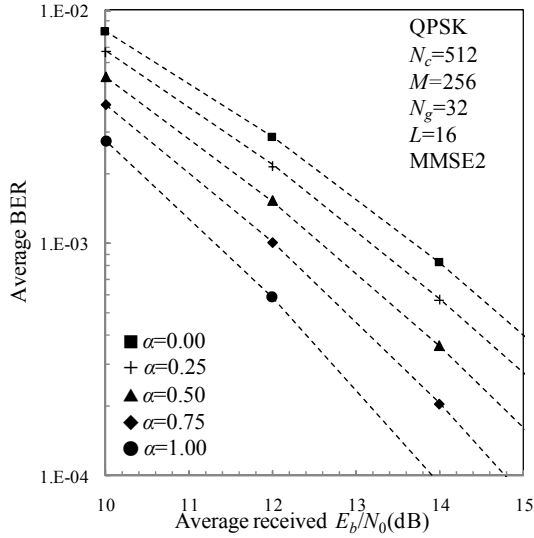


(a) QPSK

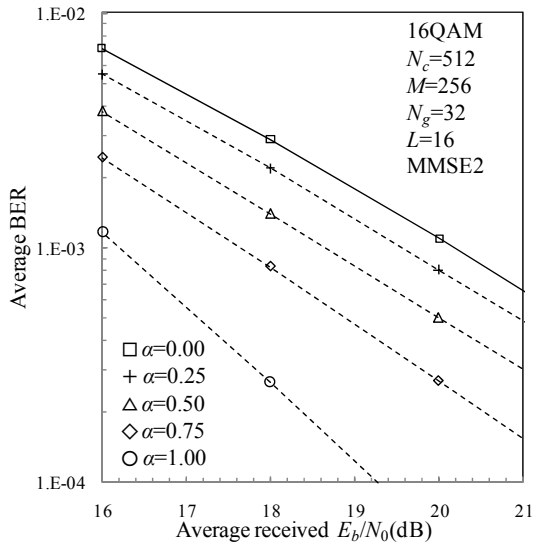


(b) 16QAM

図 4 第 1 の MMSE 重みを用いるときの平均 BER 特性



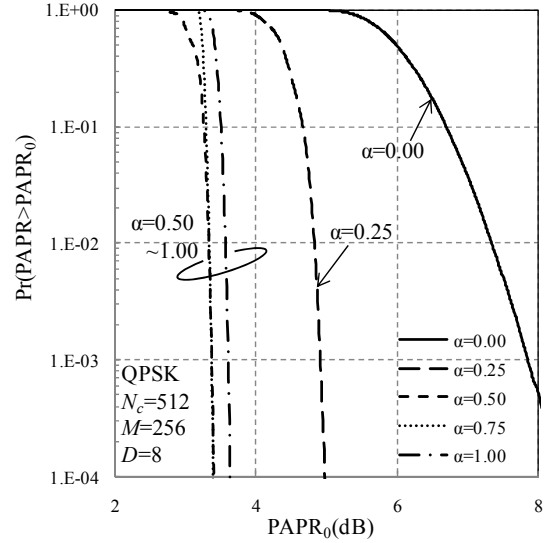
(a) QPSK



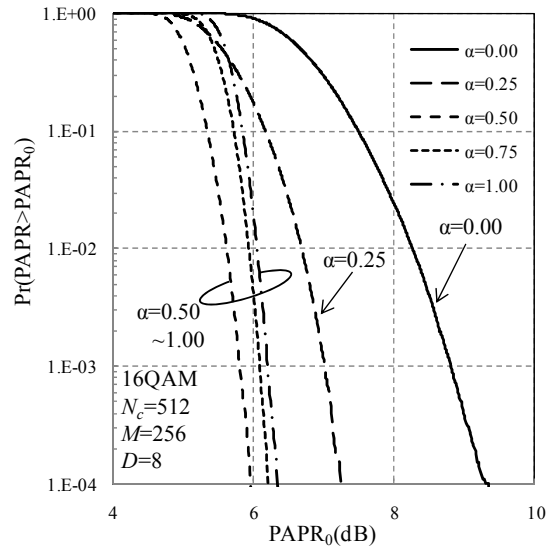
(b) 16QAM

図5 第2のMMSE重みを用いるときの平均BER特性

QPSK では約 4.5dB, 16QAM では約 3.0dB だけ, $\alpha=0$ より低減できる.



(a) QPSK



(b) 16QAM
図6 PAPR特性

3.2. PAPR に及ぼす α の影響

PAPR は次式で定義される[12] (本論文では, 送信波形をデータシンボル時間の 8 倍オーバーサンプリングし PAPR を測定している).

$$\text{PAPR} = \frac{\max \left\{ |s(t)|^2 \right\}_{t=0,1/8, \dots, N_c-1}}{E[|s(t)|^2]} \quad (18)$$

図6にロールオフファクタ α をパラメータとしてプロットした PAPR の CCDF 特性 (縦軸は PAPR が横軸の値を超える確率) を示す. 図より, $\alpha=0 \sim 0.5$ の範囲においては変調方式によらず α が大きくなるにしたがって PAPR が低くなるが, $\alpha > 0.5$ ではほぼ一定値となっている. CCDF= 10^{-3} を満たす PAPR は, $\alpha=0.5$ のとき,

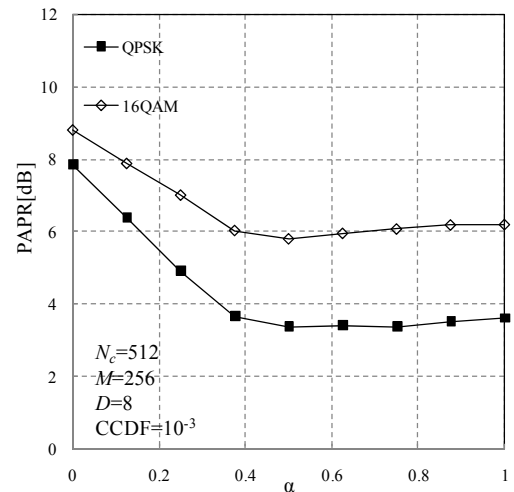


図7 α 対 CCDF= 10^{-3} を満たす所要 PAPR

3.3. スループット特性に及ぼす α の影響

本論文ではスループット η (bps/Hz)を次式で定義している.

$$\eta = m \times (1 - \text{PER}) \times \frac{1}{1 + \alpha} \times \frac{1}{1 + N_g / N_c} \quad (19)$$

ここで m は変調多値数であり, PER はパケット誤り率である. 1 パケットは 1024 ビットとしている. 図 8 に, 平均受信 E_s/N_0 の関数としてプロットした平均スループット特性を示す. QPSK では $E_s/N_0 = 15\text{dB}$, 16QAM では $E_s/N_0 = 22\text{dB}$ 付近において, α を大きくするにつれてスループットが向上するが, これは α を大きくするにつれ信号帯域幅が増加することにより, より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである. しかし, E_s/N_0 が十分大きい領域では, α の値によらず PER はほぼ 0 となることと, α を大きくするにつれて信号帯域幅が増加することにより, スループットが単調に低下してしまう.

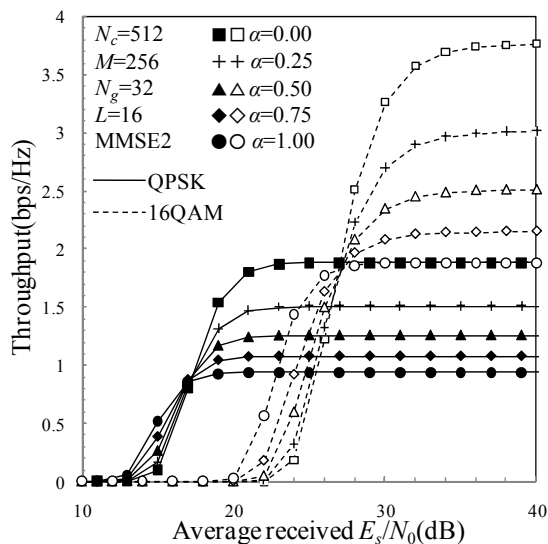


図 8 スループット特性

4. まとめ

本論文では, 周波数領域フィルタリングを用いる周波数領域等化シングルキャリア伝送について述べ, 二つの MMSE-FDE 重みを導出し, 計算機シミュレーションにより, フィルタのロールオフファクタ α , PAPR, BER とスループットとの関係を示した. α の値を大きくすると PAPR を低減できるが, α が 0.5 以上ではほぼ一定値になる. 一方, 等化とスペクトル合成を考慮した MMSE-FDE 重みを用いることで, 信号帯域幅が $(1+\alpha)$ 倍に広がることを利用して大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることができ, BER 特性は大幅に改善できる. しかし, スループットに関しては, E_s/N_0 が十分大きい領域では, α を大きくするにつれスループットが低下してしまう.

文 献

- [1] W. C., Jakes Ir., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, 2004.
- [4] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*, Artech House, 2003.
- [5] J. Armstrong, "New OFDM peak-to-average power reduction scheme," Proc. IEEE 54th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 1, pp. 756-760, Oct. 2001.
- [6] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, No. 4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [7] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun., Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [8] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-SSMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [9] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
- [10] S. Daumont, B. Rihawi, Y. Lout, "Root-Raised Cosine Filter influences on PAPR distribution of single carrier signals," ISCCSP 2008, pp. 841-845, Malta, Mar, 2008.
- [11] 小原辰徳, 武田一樹, 安達文幸, "周波数領域等化シングルキャリア伝送における受信タイミングオフセットの影響に関する一検討," 信学技報, RCS2008-238, pp.155-160, 2009年3月
- [12] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, no. 1, Sep. 2006, pp. 30-38.