

周波数選択性チャネルにおける ASK 変調を用いた デジタル SSB 伝送の一検討

阿保 航平[†] ヴォ タン ハイ[†] アムナート ブンカジヤイ[†] 安達 文幸[‡]

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

E-mail: [†]{abo, vothanhhai, amnart}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、振幅シフトキーイング(ASK)変調を用いたデジタル単側波帯(SSB)伝送の周波数領域等化(ASK SSB-FDE)を提案している。従来の FDE を用いるシングルキャリア(SC)伝送(SC-FDE)と同様に、ASK 変調データシンボルブロックを離散フーリエ変換(DFT)により両側波帯(DSB)周波数領域信号に変換する。上側波帯(USB)(あるいは下側波帯(LSB))に逆 DFT(IDFT)を適用して得られた時間領域 SSB 信号ブロックにサイクリックプレフィックス(CP)を挿入して送信する。受信機では、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく FDE を実行した後に DSB 信号再生をして符号判定する。ASK SSB-FDE は QAM SC-FDE と比較してピーク対平均電力比(PAPR)を低減でき、優れたスループット特性を達成することを計算機シミュレーションにより示している。

キーワード 振幅シフトキーイング, 単側波帯, 周波数領域等化

ASK Modulated Digital Single-Sideband Transmission in a Frequency-Selective Channel

Kohei ABO[†] Thanh Hai VO[†] Amnart BOONKAJAY[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{abo, vothanhhai, amnart}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.jp

Abstract In this paper, a novel spectrum efficient digital single-sideband (SSB) frequency-domain equalization (FDE) using amplitude shift keying (ASK) modulation (ASK SSB-FDE) is proposed. Similar to the conventional single-carrier (SC) transmission with FDE (SC-FDE), the ASK modulated symbol block to be transmitted is transformed by discrete Fourier transform (DFT) into double-sideband (DSB) frequency-domain signal. Then, inverse DFT (IDFT) is applied to the upper (or lower) sideband spectrum to obtain the time-domain SSB signal block. The cyclic prefix (CP) inserted SSB signal block is transmitted over a frequency-selective fading channel. At a receiver, the minimum mean square error (MMSE) based FDE is applied. Then, DSB signal is reproduced. ASK SSB-FDE has lower peak-to-average power ratio (PAPR) and better throughput performance than QAM SC-FDE. This is confirmed by computer simulation assuming a frequency-selective Rayleigh fading channel.

Keyword Amplitude shift keying, Single-sideband, Frequency-domain equalization

1. まえがき

無線通信では利用可能な帯域が限られているものの、近年、無線データトラフィックが急激に増加しているため、広帯域伝送における周波数利用効率の向上が課題となっている。最小平均二乗誤差規範(MMSE)に基づく周波数領域等化(FDE)は、チャネルの周波数選択性を利用して得られる周波数ダイバーシチ効果により広帯域シングルキャリア(SC)伝送のビット誤り率(BER)特性を改善できる[1-3].

周波数利用効率向上を目指して、FTN

(Faster-than-Nyquist)送信フィルタリング[4], PR (Partial response)送信フィルタリング[5]が検討されているが、符号間干渉の影響で BER 特性は劣化してしまうという課題がある。

筆者らは最近、アナログ SSB-FDE[6]を提案した。単側波帯(SSB)伝送[7]は上側波帯(USB)と下側波帯(LSB)の複素共役関係を利用し、USB と LSB のどちらか一方を伝送するため、伝送帯域幅を両側波帯(DSB)伝送の半分にできる。アナログ SSB-FDE は、DSB を用いるアナログ SC-FDE と同じ伝送品質を維持しつつ伝送帯

域幅を半分にできる[6]. しかしながら, SSB 伝送は直交振幅変調(QAM)を用いた SC-FDE(QAM SC-FDE)への適用は簡単ではない. なぜなら, QAM 変調の等価低域信号は複素数であるため, USB と LSB との複素共役関係が成り立たないからである. 振幅シフトキーイング(ASK)変調であれば, その等価低域信号は実数であるため, デジタル変調でありながら, SSB 伝送が可能である.

本稿では, ASK SSB-FDE を提案する. ASK SSB-FDE は, QAM SC-FDE より低いピーク対平均電力比(PAPR)を有し, かつ, 同等の平均 BER 特性を達成できることを理論検討および計算機シミュレーションによって示す. また, 平均スループット特性を計算機シミュレーションによって明らかにする.

本稿は以下のような構成になっている. 第 2 章で ASK SSB-FDE 伝送系を示し, 第 3 章で条件付 BER の理論検討を行う. 第 4 章では, 計算機シミュレーションにより PAPR, 平均 BER およびスループット特性を明らかにし, 第 5 章でまとめる.

2. ASK SSB-FDE

2.1. 送信信号の数式表現

ASK SSB-FDE の送受信機構成および M -ASK 変調($M = 2, 4, 8$)の信号点配置を図 1 および図 2 に示す. なお, 信号点配置にはグレイ符号化を用いる. 以降, シンボル時間 T_s 間隔の離散時間等価低域表現を用いる.

ASK 変調後の送信信号ブロック $\{d(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は実数信号である. $d(n)$ は次式で与えられる[8].

$$d(n) = (2m-1-M) \sqrt{\frac{3}{M^2-1}}, m=1, 2, \dots, M \quad (1)$$

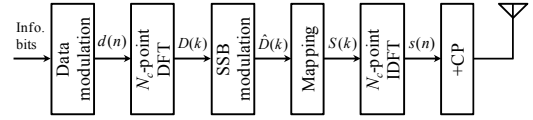
式(1)の送信信号ブロック $\{d(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を N_c ポイント離散フーリエ変換(DFT)により周波数領域信号 $\{D(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する. $D(k)$ は次式で表される.

$$D(k) = \sqrt{1/N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} d(n) \exp(-j2\pi kn/N_c) \quad (2)$$

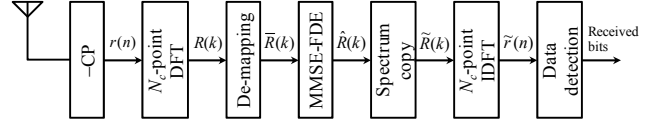
$\{d(n); n=0 \sim N_c-1\}$ は実数系列であるため周波数領域信号 $\{D(N_c-k); k=1 \sim N_c/2-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} D(N_c-k) &= \sqrt{1/N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} d(n) \exp(-j2\pi(N_c-k)n/N_c) \\ &= \left[\sqrt{1/N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} d(n) \exp(-j2\pi kn/N_c) \right]^* \\ &= D^*(k) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)より, 周波数領域信号 $\{D(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は $\{D(k); k=0 \sim N_c/2\}$ あるいは $\{D(k); k=N_c/2 \sim N_c-1\}$ のどちらか一方

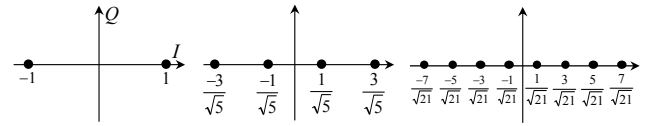


(a)送信機



(b)受信機

図 1 送受信機構成

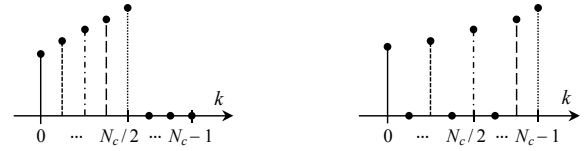


(a)2ASK

(b)4ASK

(c)8ASK

図 2 ASK 変調の信号点配置



(a)局所配置

(b)分散配置

図 3 マッピング

から再生できることがわかる. つまり, SSB 伝送が適用可能である. 本稿では, ローパスフィルタで $\{D(k); k=N_c/2+1 \sim N_c-1\}$ を除去することで SSB スペクトル $\{\hat{D}(k); k=0 \sim N_c/2\}$ を得る. $\hat{D}(k)$ は次式で表される.

$$\hat{D}(k) = \varepsilon \cdot D(k), k=0 \sim N_c/2 \quad (4)$$

ここで, $\varepsilon = \sqrt{2N_c/(N_c+2)}$ は電力正規化係数である.

本稿ではマッピング法として, 局所配置と, 周波数ダイバーシチ効果を得るために分散配置も検討する. マッピングの様子を図 3 に示す. マッピング後の周波数領域信号 $\{S(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表される.

- 局所配置

$$S(k) = \begin{cases} \hat{D}(k) & , k=0 \sim N_c/2 \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (5)$$

- 分散配置

$$S(k) = \begin{cases} \hat{D}(k') & , k=2k' (k'=0 \sim N_c/2-1) \\ \hat{D}(N_c/2) & , k=N_c-1 \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (6)$$

$S(k)$ に N_c ポイント逆 DFT(IDFT)を適用して, 送信信号 $\{s(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を得る. $s(n)$ は次式で表される.

$$s(n) = \sqrt{2E_s/T_s} \sqrt{1/N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S(k) \exp(j2\pi nk/N_c) \quad (7)$$

ここで、 E_s はシンボルエネルギー、 T_s はシンボル長である。ブロック間干渉(ICI)を防ぐために、ブロックの後尾 N_g 個をサイクリックプレフィックス(CP)としてコピーし、ガードインターバル(GI)に挿入して送信する。

2.2. 受信信号の数式表現

送信信号は、独立に変動する L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信機で受信される。第 l パスの遅延時間は τ_l であるものとする。チャネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot \delta(\tau - \tau_l) \quad (8)$$

ここで、 h_l は第 l パスの複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ であるものとする。なお、本稿ではブロックフェージングを仮定し、1 ブロックにわたってパス利得は変動しないものとしている。

受信信号から CP を除去して受信信号ブロック $\{r(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を得る。 $r(n)$ は次式で表される。

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot s((n - \tau_l) \bmod N_c) + \eta(n) \quad (9)$$

ここで、 $\eta(n)$ は零平均で分散が $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は相加性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。受信信号 $\{r(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を N_c ポイント DFT により周波数領域信号 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $R(k)$ は次式で表される。

$$R(k) = \sqrt{2E_s/T_s} H(k)S(k) + \Pi(k) \quad (10)$$

ここで、 $H(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれチャネル伝達関数および雑音の第 k 周波数成分であり、次式で表せる。

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k\tau_l/N_c) \\ \Pi(k) = \sqrt{1/N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \eta(n) \exp(-j2\pi kn/N_c) \end{cases} \quad (11)$$

所望の信号成分 $\{\bar{R}(k); k=0 \sim N_c/2\}$ を得るために、デマッピングを適用する。デマッピング後の周波数領域信号 $\{\bar{R}(k); k=0 \sim N_c/2\}$ およびチャネルの伝達関数 $\{\bar{H}(k); k=0 \sim N_c/2\}$ 、雑音 $\{\bar{\Pi}(k); k=0 \sim N_c/2\}$ の第 k 周波数成分は次式で表される。

- 局所配置

$$\begin{cases} \bar{R}(k) = R(k), \bar{H}(k) = H(k), \\ \bar{\Pi}(k) = \Pi(k) \end{cases} \quad k = 0 \sim N_c/2 \quad (12)$$

- 分散配置

$$\begin{cases} \bar{R}(k) = R(2k), \bar{H}(k) = H(2k), \\ \bar{\Pi}(k) = \Pi(2k) \end{cases}, k = 0 \sim N_c/2 - 1 \quad (13)$$

$$\begin{cases} \bar{R}(k) = R(N_c - 1 - k), \bar{H}(k) = H(N_c - 1 - k), \\ \bar{\Pi}(k) = \Pi(N_c - 1 - k) \end{cases}, k = N_c/2$$

デマッピング後に FDE を適用して得られる周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c/2\}$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \bar{R}(k)W(k) \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \hat{D}(k)\bar{H}(k)W(k) + \bar{\Pi}(k)W(k) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $\{W(k); k=0 \sim N_c/2\}$ は $\hat{R}(k)$ と $\hat{D}(k)$ の平均二乗誤差(MSE)を最小とする MMSE 重みで、次式で与えられる[9]。

$$W(k) = \frac{\bar{H}^*(k)}{|\bar{H}(k)|^2 + (\varepsilon^2 \cdot E_s/N_0)^{-1}} \quad (15)$$

FDE 後の周波数領域信号に DSB 信号再生を適用して周波数領域 DSB 信号 $\{\tilde{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る。 $\tilde{R}(k)$ は次式のように表せる[6]。

$$\begin{aligned} \tilde{R}(k) &= \begin{cases} \hat{R}(k) & , k = 0 \sim N_c/2 \\ \hat{R}^*(N_c - k) & , otherwise \end{cases} \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \varepsilon \cdot D(k)\tilde{H}(k)\tilde{W}(k) + \tilde{\Pi}(k)\tilde{W}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

ただし、

$$\begin{cases} \tilde{H}(k) = \bar{H}(k) \\ \tilde{W}(k) = W(k) \\ \tilde{\Pi}(k) = \bar{\Pi}(k) \end{cases}, k = 0 \sim N_c/2 \quad (17)$$

$$\begin{cases} \tilde{H}(k) = \bar{H}^*(N_c - k) \\ \tilde{W}(k) = W^*(N_c - k) \\ \tilde{\Pi}(k) = \bar{\Pi}^*(N_c - k) \end{cases}, otherwise$$

である。ここで、式(3)で示した複素共役関係を用いた。

DSB 信号再生後に次式のように N_c ポイント IDFT を適用して軟判定値系列 $\{\tilde{r}(n); n=0 \sim N_c-1\}$ を得て、符号判定を行う。

$$\tilde{r}(n) = \sqrt{1/N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{R}(k) \exp(j2\pi nk/N_c) \quad (18)$$

3. 条件付 BER の理論解析

DSB 信号再生後の受信信号 $\tilde{r}(n)$ は次式で表される[10]。

$$\tilde{r}(n) = \sqrt{2E_s/T_s} \varepsilon \cdot A \cdot d(n) + \mu_{SSB}(n) \quad (19)$$

ただし、

$$\begin{cases} A = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}(k) \tilde{W}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{|\tilde{H}(k)|^2}{|\tilde{H}(k)|^2 + (\varepsilon^2 \cdot E_s / N_0)^{-1}} \\ \mu_{SSB}(n) = \mu_{ISI}(n) + \tilde{\eta}(n) \\ \mu_{ISI}(n) = \sqrt{2E_s/T_s} \left(\varepsilon / \sqrt{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left[\begin{array}{l} \tilde{H}(k) \tilde{W}(k) - A \\ D(k) \exp(j2\pi nk/N_c) \end{array} \right] \right) \\ \tilde{\eta}(n) = \sqrt{1/N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\Pi}(k) \tilde{W}(k) \exp(j2\pi nk/N_c) \end{cases} \quad (20)$$

である． $\mu_{ISI}(n)$ および $\tilde{\eta}(n)$ はそれぞれ残留 ISI および雑音成分である． $\mu_{SSB}(n)$ の第 $N_c - k$ 周波数成分 $M_{SSB}(N_c - k)$ は次式で表される．

$$\begin{aligned} & M_{SSB}(N_c - k) \\ &= \sqrt{1/N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \mu_{SSB}(n) \exp(-j2\pi(N_c - k)n/N_c) \\ &= \left(\begin{array}{l} \sqrt{2E_s/T_s} \varepsilon \left\{ \tilde{H}(N_c - k) \tilde{W}(N_c - k) - A \right\} D(N_c - k) \\ + \tilde{\Pi}(N_c - k) \tilde{W}(N_c - k) \end{array} \right) \\ &= \left(\begin{array}{l} \sqrt{2E_s/T_s} \varepsilon \left\{ \tilde{H}(k) \tilde{W}(k) - A \right\} D(k) \\ + \tilde{\Pi}(k) \tilde{W}(k) \end{array} \right)^* \\ &= M_{SSB}^*(k) \end{aligned} \quad (21)$$

ここで，式(17)の複素共役関係を用いた．式(21)より $M_{SSB}(N_c - k) = M_{SSB}^*(k)$ の関係が成り立つため， $\mu_{SSB}(n)$ は実数として扱うことができる（ $\mu_{ISI}(n)$ および $\tilde{\eta}(n)$ もそれぞれ実数になる）． $\mu_{ISI}(n)$ を零平均で実数のガウス変数として近似すると， $\mu_{SSB}(n)$ を新たに零平均で実数のガウス変数とみなすことができる． $\text{Re}[\mu_{SSB}(n)]$ の分散 σ_{SSB}^2 は次式で与えられる [10]．

$$\sigma_{SSB}^2 \approx \frac{2N_0}{T_s} \left[\begin{array}{l} (2E_s/N_0) \left\{ (1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}(k) \tilde{W}(k)|^2 - A^2 \right\} \\ + (1/N_c) \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{W}(k)|^2 \end{array} \right] \quad (22)$$

ここで，ブロックサイズ N_c が十分大きな値であることから， $\varepsilon (= \sqrt{2N_c/(N_c + 2)})$ を $\sqrt{2}$ に近似している．

チャネル利得 $\{\tilde{H}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ が与えられたときの 2ASK SSB-FDE の条件付き BER は次式となる [10]．

$$\begin{aligned} p_{2ASK}^{SSB} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) &= \text{Prob} [\text{Re}[\tilde{r}(n)] < 0 | \{\tilde{H}(k)\}] \\ &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{SSB}} \exp \left(-\frac{|\tilde{r}(n) - \sqrt{2E_s/T_s} \varepsilon \cdot A|^2}{2\sigma_{SSB}^2} \right) d\tilde{r}(n) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\gamma \left(\frac{E_b}{N_0} \right)} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

ここで，

$$\gamma \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{\frac{N_c}{N_c + N_g} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot A^2}{\frac{2N_c}{N_c + N_g} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}(k) \tilde{W}(k)|^2 - A^2 \right\} + \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{W}(k)|^2} \quad (24)$$

である．

式(23)の条件付 BER は 4QAM SC-FDE [10] の条件付 BER と同じである．また，式(23)の導出と同様に 4ASK/8ASK SSB-FDE の条件付き BER を導出できる．この条件付 BER も 16QAM/64QAM SC-FDE の条件付 BER と同じになる．従って，周波数利用効率が同じ $\log_2 M^2$ bps/Hz) である MASK SSB-FDE と M^2 QAM SC-FDE の BER は同一の平均 BER 特性を示すことが分かる．

4. 計算機シミュレーション

表 1 に計算シミュレーション諸元を示す．ASK 変調および QAM 変調を用いた． $N_c=256$ ， $N_g=16$ ，および 16 パス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を仮定している．

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	MASK SSB ($M=2, 4, 8$) MASK ($M=2, 4, 8$) MQAM ($M=4, 16, 64$)
	DFT/IDFT size	$N_c=256$
	CP length	$N_g=16$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Channel estimation	Ideal
	Equalization	MMSE-FDE

4.1. PAPR

PAPR は次式で定義される．

$$PAPR = \frac{\max \{|s(n)|^2; n=0, 1/V, 2/V, \dots, N_c-1\}}{E[|s(n)|^2]} \quad (25)$$

ここで， V はオーバーサンプリングファクタであり， $V=8$ のときの相補累積分布関数 (CCDF) を求める．図 4 に周波数利用効率と $\text{CCDF}=10^{-3}$ となる $\text{PAPR}(\text{PAPR}_{0.1\%})$ の関係を示す．局所配置を用いる ASK SSB-FDE (ASK LSSB-FDE) および，分散配置を用いる ASK SSB-FDE (ASK ISSB-FDE)，ASK/QAM SC-FDE の $\text{PAPR}_{0.1\%}$ を示している．図 4 より，MASK SC-FDE は他の変調方式と比較して $\text{PAPR}_{0.1\%}$ が高くなっていることがわかる． $\text{PAPR}_{0.1\%}$ が高くなる原因として二つの理由が挙げられる．第一に，MASK 変調の信号点の最

大距離が MQAM の信号点の最大距離よりも大きいためである。第二に、MASK 変調は位相偏移時に I-Q 平面の零点を通過することから、振幅変動が大きくなるためである。

図 4 より、2ASK/4ASK/8ASK LSSB-FDE は 4QAM/16QAM/64QAM SC-FDE と比較して $PAPR_{0.1\%}$ を約 1.4dB/0.9dB/0.8dB 低減できることがわかる。図 5 に 2ASK および 2ASK SSB の送信信号波形を示す。これより、2ASK SSB の送信信号波形は 2ASK の送信信号波形と比較して振幅変動が小さいことがわかる。ASK/QAM SC-FDE はロールオフファクタが 0 のナイキストフィルタ（帯域幅が $1/T_s$ の理想矩形フィルタ）を送信フィルタとして用いているのに対し、ASK SSB-FDE は帯域幅が $1/(2T_s)$ の矩形フィルタを送信フィルタとして用いているため、ASK SSB-FDE のインパルス幅は ASK/QAM SC-FDE と比較して広がる。従って、MASK SSB-FDE は MASK/QAM SC-FDE よりも $PAPR_{0.1\%}$ を低減できる。また、式(6)で示した分散配置では不規則性が生じるため、MASK ISSB-FDE は MASK LSSB-FDE よりも若干 (0.3dB 未満) $PAPR_{0.1\%}$ が高くなる [12]。

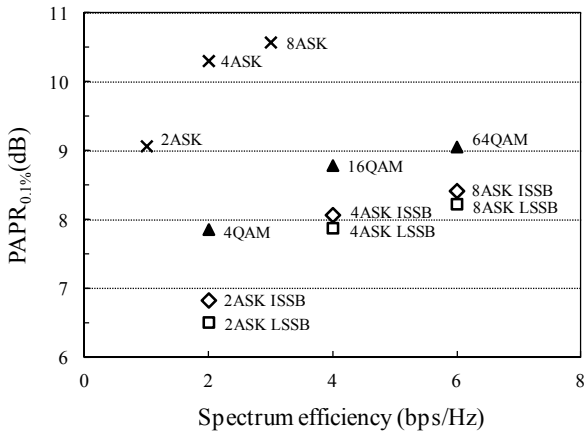
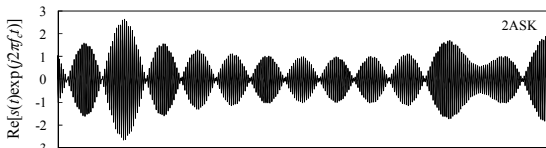
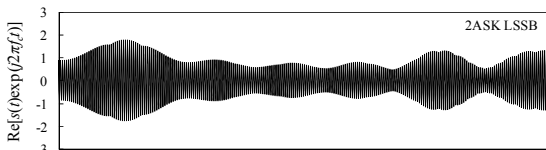


図 4 周波数利用効率と $PAPR_{0.1\%}$ の関係



(a)2ASK



(b)2ASK LSSB

図 5 2ASK と 2ASK SSB の送信信号波形

4.2. BER 特性

図 6 に MASK LSSB/ISSB-FDE ($M = 2, 4, 8$) および MQAM SC-FDE ($M = 4, 16, 64$) の平均 BER 特性を示す。横軸は 1 ビットあたりの送信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 $E_b/N_0 = (1/\log_2 M)(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)$ である。なお、第 3 章で導出した条件付 BER をもとに、モンテカルロ数値計算 [10] によって求めた平均 BER も併せて示す。図 6 より、計算機シミュレーション結果と理論値が一致していることがわかる。

まず、MASK ISSB-FDE は MASK LSSB-FDE と比較して BER 特性を改善できることがわかる。これは、分散配置は局所配置よりも広帯域にマッピングすることから、周波数ダイバーシチ効果が得られるためである [12]。

また、MASK ISSB-FDE は M^2 QAM SC-FDE と比較して、ほぼ同等の BER 特性を示すものの、多値数が増えるに連れて BER 特性が劣化することがわかる。これは、SSB 復調後のチャネル利得 $\{\tilde{H}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は複素共役関係にあることから ISI 強調が発生するからである。多値数が増えるほど ISI の影響を受けやすくなるため、多値数が増えるにつれて MASK ISSB-FDE の BER 特性は M^2 QAM SC-FDE より劣化する。

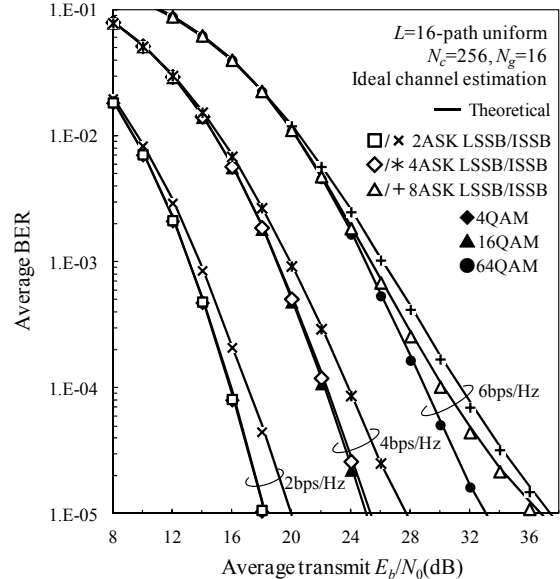


図 6 平均 BER 特性

4.3. スループット特性

MASK SSB-FDE のスループット η_{SSB}^{ASK} (bps/Hz) および MQAM SC-FDE のスループット η^{QAM} (bps/Hz) は次式で計算できる。

$$\begin{cases} \eta_{SSB}^{ASK} = \varepsilon^2 \cdot \log_2 M \times (1 - \text{PER}) \times N_c / (N_c + N_g) \\ \eta^{QAM} = \log_2 M \times (1 - \text{PER}) \times N_c / (N_c + N_g) \end{cases} \quad (26)$$

ここで、PER はパケット誤り率であり、1 パケットは 3072 ビットとしている。図 7 に平均送信 E_s/N_0 対平均スループット特性を示す。これより、MASK LSSB/ISSB-FDE は M^2 QAM SC-FDE より優れたスループット特性を示すことがわかる。これは、MASK LSSB/ISSB-FDE が M^2 QAM SC-FDE とほぼ同等の BER 特性を有し、かつ、シンボルエネルギー E_s が 1/2 倍となるためである。

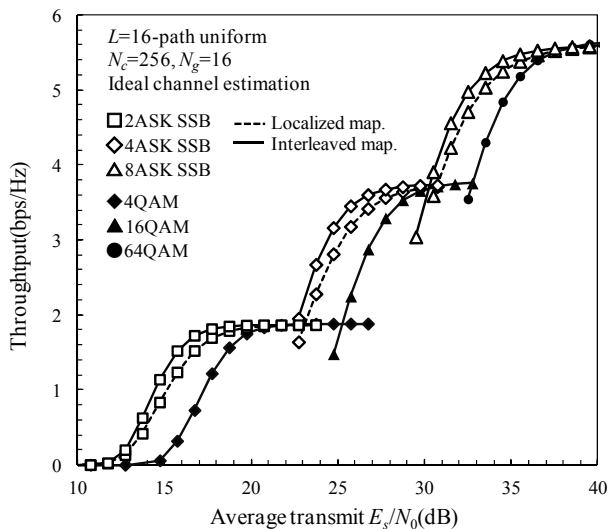


図 7 平均スループット特性

5. むすび

本稿では、振幅シフトキーイング(ASK)変調を用いたデジタル単側波帯(SSB)伝送の周波数領域等化(ASK SSB-FDE)を提案した。ASK SSB-FDE は、USB と LSB の複素共役関係を利用し、USB と LSB のどちらか一方を送信するため、MQAM SC-FDE の 2 倍の周波数利用効率 (bps/Hz) を達成できる。MASK SSB-FDE は、 M^2 QAM SC-FDE より低い PAPR を有し、かつ、同等の平均 BER 特性を達成できることを理論検討及び計算機シミュレーションによって示した。また、より優れたスループット特性を達成できることを計算機シミュレーションで示した。

文 献

[1] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamini-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

[2] 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.

[3] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission

techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Communications Magazine, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.

[4] S. Sugiura, "Frequency-domain equalization of faster-than Nyquist signaling," IEEE Wireless Commun. Lett., vol. 2, no.5, pp.555-558, Oct. 2013.

[5] K. Abo, A. Boonkajay, T. Yamamoto, and F. Adachi, "Duobinary PR response filtered SC-FDE," Proc. The 10th IEEE Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2013), Seoul, Korea 22-23 Aug. 2013.

[6] T.H. Vo, S. Kumagai, and F. Adachi, "Analog SC-FDE using single sideband technique," Proc. The 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Hanoi, Vietnam, Oct. 2014.

[7] Carl F. Kurth, "Generation of single-sideband signals in multiplex communication systems," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. cas-23, no.1, pp.1-17, June 1976.

[8] J.G. Proakis and M. Salehi, Digital Communications, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.

[9] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless channel," IEICE Trans. Commun., vol. E92-B, no. 9, pp. 2789-2808, Sept. 2009.

[10] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., vol. E87-B, no. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.

[11] G. Berardinelli, L.A. Ruiz de Temino, S. Frattasi, M. Rahman, and P. Mogensen, "OFDMA versus SC-FDMA: Performance comparison in local area IMT-A scenarios," IEEE Wireless Commun., vol. 15, no. 5, pp. 64-72, Oct. 2008.

[12] F. Adachi, H. Tomeba, and Kazuki Takeda, "Frequency-domain equalization for broadband single-carrier multiple access," IEICE Trans. Commun., vol. E92-B, no.05, pp. 1441-1456, May 2009.