

アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送

ヴォ タン ハイ[†] 熊谷 慎也[†] 小原 辰徳[†] 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: [†] {vothanhhai, kumagai, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 従来のアナログ波形伝送では信号の帯域幅が狭いため、周波数非選択性フェージングチャネルにより受信信号電力が長時間低下して伝送品質が劣化してしまう場合がある。そこで筆者らは最近、その伝送品質を向上できる、周波数領域等化を用いるアナログシングルキャリア伝送(アナログ SC-FDE)を提案した。アナログ SC-FDEでは送信機においてアナログ信号をサンプリングした後、離散フーリエ変換(DFT)、スペクトル整形、周波数マッピング、逆 DFT(IDFT)、サイクリックプレフィックス(CP)の挿入を行って信号を送信する。受信側では FDE を適用することにより伝送特性が大幅に改善できることを示した。ところで、アナログ波形伝送の場合は信号スペクトルの半分を伝送するだけでも信号を復調できる(単側波帯(SSB)伝送)。本稿では、アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送を提案し、正規化平均二乗誤差(NMSE)特性を計算機シミュレーションにより求め、従来の SSB 伝送より NMSE 特性を大幅に改善できることを示す。

キーワード アナログ波形伝送、周波数領域等化、シングルキャリア伝送、単側波帯波形伝送

SSB Transmission using Analog SC-FDE

Thanh Hai VO[†] Shinya KUMAGAI[†] Tatsunori OBARA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

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

Abstract In analog waveform transmission, the channel is considered as frequency-nonselective fading channel due to the narrow signal bandwidth and thus, the decline of received signal power over a consecutive period of time may occur. Therefore, the received signal quality significantly degrades. Recently, we proposed an analog single-carrier transmission with frequency-domain equalization (analog SC-FDE) in order to improve the performance of analog waveform transmission. The proposed analog SC-FDE applies discrete Fourier transform (DFT), frequency-domain spectrum shaping and mapping, inverse DFT (IDFT), and cyclic prefix (CP) insertion to the sampled analog waveform before transmission. At the receiver, owing to applying one-tap FDE, transmission performance is significantly improved. In fact, the original signal can be demodulated in analog waveform transmission with transmitting only a half of signal spectrum (i.e., single-sideband (SSB) transmission). In this paper, we propose a SSB transmission using analog SC-FDE and evaluate the normalized mean square error (NMSE) performance by computer simulation. We show that the proposed SSB transmission using analog SC-FDE achieves better NMSE performance than conventional SSB transmission.

Keyword Analog Waveform Transmission, Frequency-domain Equalization, Single-carrier Transmission, Signal-sideband Waveform Transmission

1. まえがき

ディジタル信号伝送は進化し続けている[1]が、ラジオ放送等にはアナログ波形伝送が不可欠な存在である。ディジタル信号伝送では高速・高品質通信が求められるため情報の符号化、復号及び誤り訂正等が必須となる。その結果、伝送帯域幅が広がってしまい遅延の影響が著しくなる[2]。一方、アナログ波形伝送では信号帯域幅が狭く、尚且つ情報の符号化、復号等が必要ないため遅延の少ない伝送が実現できる。本稿ではアナログ波形伝送に注目している。

しかしながら、アナログ波形伝送では信号帯域幅が狭いため、周波数非選択性フェージングチャネルの影響を受け、受信信号電力が長時間低下して伝送品質が劣化してしまう場合がある。この問題を克服するため、筆者らは、チャネルの周波数選択性を積極的に利用できるように、アナログ信号を離散フーリエ変換(DFT)により直交周波数成分に分解し、それらを広帯域にマッ

ピングすることを考えている。しかし、周波数選択性フェージングチャネルの下では符号間干渉(ISI)により受信信号のスペクトルが歪んでしまい伝送特性が大幅に劣化する。そこで、筆者らが注目しているのはシングルキャリア周波数領域等化(SC-FDE)である[3]-[5]。

アナログ波形伝送の特性改善を目的として、筆者らはアナログ SC-FDE を提案した[6]。アナログ SC-FDEではアナログ信号をサンプリングした後、DFT、スペクトル整形、周波数マッピング、逆 DFT(IDFT)、サイクリックプレフィックス(CP)の挿入を行ってから信号を送信する。受信側では FDE を適用することにより、周波数ダイバーシチ効果を獲得して正規化平均二乗誤差(NMSE)特性を大幅に改善できることを示した。また、アナログ SC-FDE ではシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)[7]に基づき、従来のアナログ波形伝送と同じ周波数利用効率でマルチアクセスが実現できる。

ところで、アナログ波形伝送では、信号スペクトル

の対称性により、信号スペクトルの半分を伝送するだけでも信号を復調できる(単側波帯(SSB)伝送[8]). つまり、周波数利用効率を向上できる. そこで本稿ではアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送を提案する. 計算機シミュレーションにより正規化平均二乗誤差(NMSE)特性を求め、従来の SSB 伝送及び筆者らが以前提案したアナログ SC-FDE を用いる両側波帯(DSB)伝送[6]と比較する.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章では、筆者らが以前提案したアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送を紹介する. 第 3 章ではアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送を提案する. 第 4 章では、アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の NMSE 特性を計算機シミュレーションにより求め、考察を行う. 第 5 章でまとめる.

2. アナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送

2.1. システムモデル

前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送系を図 1 に示す. 送信機では、低域通過フィルタ(LPF)により帯域制限された連続時間アナログ信号をナイキスト間隔でサンプリングした後、 M 個のサンプルから成るブロックに分割する. 各ブロック $\{s(n); n=0 \sim M-1\}$ に M ポイント DFT を適用し、周波数領域信号 $\{S(k); k=0 \sim M-1\}$ へ変換する. 本稿では各周波数成分をサブキャリアと呼ぶ. 得られた M サブキャリアをスペクトル整形フィルタ通過後、 $N_c(>M)$ サブキャリアから成る広帯域内にマッピングし、 N_c ポイント IDFT によって時間領域信号に変換する. その後、 N_c サンプルブロックの後尾 N_g サンプルを CP としてブロック先頭のガードインターバル(GI)に付加して送信する.

受信機では受信信号ブロックから CP を除去した後、 N_c ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換する. デマッピングにより、次式で表される希望の M サブキャリア $\{\hat{R}(k); k=0 \sim M-1\}$ を得る.

$$\hat{R}(k) = \sqrt{2P} \hat{H}(k) S(k) + \hat{N}(k) \quad (1)$$

ここで、 P は平均受信電力、 $\{\hat{H}(k); k=0 \sim M-1\}$ 及び $\{\hat{N}(k); k=0 \sim M-1\}$ はデマッピング後の希望チャネルの伝達関数及び雑音成分である. その後、次式のように FDE を適用して周波数領域信号 $\{\tilde{S}(k); k=0 \sim M-1\}$ を復調する.

$$\tilde{S}(k) = W(k) \hat{R}(k) = \sqrt{2P} W(k) \hat{H}(k) S(k) + W(k) \hat{N}(k) \quad (2)$$

但し、 $W(k)$ は FDE 重みであり、本稿では次式のように Zero-forcing(ZF)規範、最大比合成(MRC)規範、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく FDE 重み[9]を考える.

$$W(k) = \begin{cases} 1/\hat{H}(k) & , \text{ZF-FDE} \\ \hat{H}^*(k) & , \text{MRC-FDE} \\ \hat{H}^*(k) / \left(\left| \hat{H}^*(k) \right|^2 + \gamma^{-1} \right) & , \text{MMSE-FDE} \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 γ は平均受信信号対雑音電力比(SNR)である. FDE 後の周波数領域信号 $\{\tilde{S}(k); k=0 \sim M-1\}$ を M ポイント IDFT により時間領域信号へ変換し、その実部のみを出力する. その出力の振幅を抑圧するために高速自動利得制御(AGC)[10]を適用して $\{\tilde{s}(n); n=0 \sim M-1\}$ を次式のように得る.

$$\begin{aligned} \tilde{s}(n) &= \frac{1}{K} \times \text{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{S}(k) \exp \left(j 2 \pi n \frac{k}{M} \right) \right\} \\ &= s(n) + \text{Re} \{ \mu_{\text{ISI}}(n) + \mu_{\text{noise}}(n) \} \end{aligned} \quad (4)$$

ここで K , $\mu_{\text{ISI}}(n)$, $\mu_{\text{noise}}(n)$ はそれぞれ高速 AGC の正規化係数、残留 ISI 成分と等化雑音であり、次式で表される.

$$\begin{cases} K = \sqrt{2P} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{H}(k) \\ \mu_{\text{ISI}}(n) = \frac{1}{K} \left\{ \sqrt{2P} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{H}(k) \sum_{\substack{n'=0 \\ n' \neq n}}^{M-1} s(n') \exp \left(j 2 \pi k \frac{n-n'}{M} \right) \right\} \\ \mu_{\text{noise}}(n) = \frac{1}{K} \left\{ \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{N}(k) \exp \left(j 2 \pi n \frac{k}{M} \right) \right\} \end{cases} \quad (5)$$

但し、 $\tilde{H}(k) = W(k) \hat{H}(k)$ 及び $\tilde{N}(k) = W(k) \hat{N}(k)$ はそれぞれ周波数領域の等化チャネルの伝達関数及び等化雑音成分である.

最後に LPF により離散信号 $\tilde{s}(n)$ からアナログ信号 $\tilde{s}(t)$ を再生する.

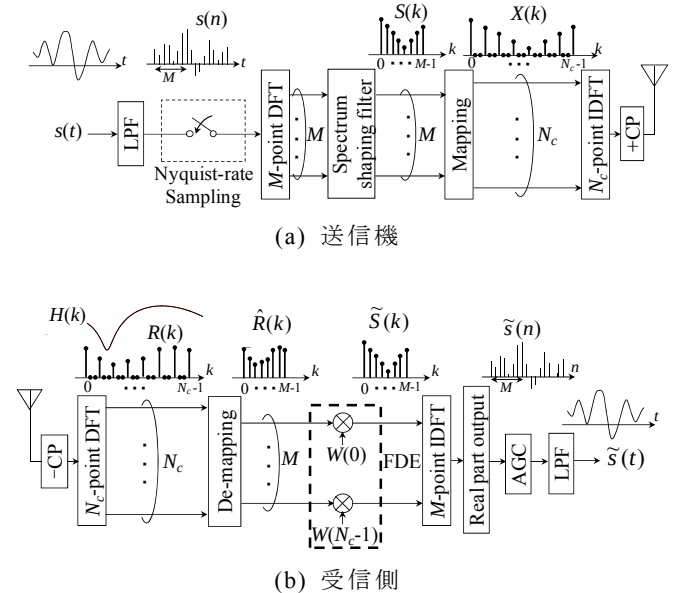


図 1. アナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送系

2.2. サブキャリアマッピング・デマッピング

送信機では、スペクトル整形フィルタ通過後、図 2 のように M サブキャリア $\{S(k); k=0 \sim M-1\}$ が $N_c(>M)$ 直交サブキャリアから成る広帯域内にマッピングされる. 本稿では局所マッピングと分散マッピング[7]について検討を行う. 得られる $N_c(>M)$ 直交サブキャリア $\{X(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は次式で表される.

● 局所マッピング

$$X(k) = \begin{cases} S(k) & , k=0 \sim M-1 \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

● 分散マッピング

$$X(k) = \begin{cases} S(k') & , k = k' \times \frac{N_c}{M} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

但し、 $k'=0 \sim M-1$, $k=0 \sim N_c-1$ であり、 N_c/M は隣接サブキャリア間隔である.

受信機ではマッピングを行い希望の M サブキャリアを抽出する必要がある. CP の除去後、受信信号 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$

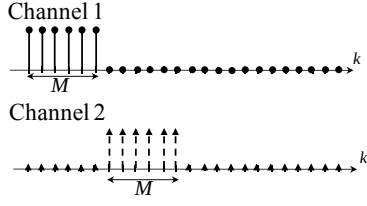
及びチャネルの伝達関数 $\{H(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に対して次式のようにデマッピングを行い $\hat{R}(k)$ 及び $\hat{H}(k)$ を得る.

- 局所デマッピング

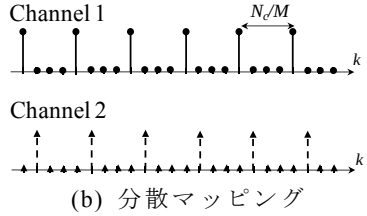
$$\begin{cases} \hat{R}(k) = R(k) \\ \hat{H}(k) = H(k) \end{cases}, k=0 \sim M-1 \quad (8)$$

- 分散デマッピング

$$\begin{cases} \hat{R}(k) = R(k \times N_c / M) \\ \hat{H}(k) = H(k \times N_c / M) \end{cases}, k=0 \sim M-1 \quad (9)$$



(a) 局所マッピング



(b) 分散マッピング

図 2. サブキャリアマッピング

3. アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送

3.1. システムモデル

本稿の提案法であるアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送系を図 3 に示す. 本稿の提案法は, アナログ信号スペクトルの対称性を利用してアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送の周波数利用効率を 2 倍に向上する伝送系である. アナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送系と比較して, 送信機におけるスペクトル整形フィルタと受信機におけるスペクトルコピーが異なる部分である.

送信機では LPF により帯域制限された連続時間アナログ信号をナイキスト間隔でサンプリングした後, M 個のサンプルから成るブロックに分割する. 各 M サンプルブロック $\{s(n); n=0 \sim M-1\}$ に M ポイント DFT を適用し, M サブキャリア $\{S(k); k=0 \sim M-1\}$ へ変換する. スペクトル整形フィルタによって M サブキャリアを $(M/2+1)$ サブキャリア $\{\hat{S}(k); k=0 \sim M/2\}$ に制限した後, 次式のように $N_c(>M)$ サブキャリアから成る広帯域内にマッピングを行う.

- 局所マッピング

$$X(k) = \begin{cases} \hat{S}(k), & k=0 \sim M/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

- 分散マッピング

$$X(k) = \begin{cases} \hat{S}(k'), & k=k' \times \frac{N_c}{M/2+1} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

ここで $k'=0 \sim M/2$, $k=0 \sim N_c-1$ であり, $N_c/(M/2+1)$ は隣接

サブキャリア間隔である. その後, N_c ポイント IDFT によって N_c サブキャリアを時間領域信号に変換し, ブロックの後尾 N_g サンプルを CP としてブロック先頭の GI に付加して送信する.

受信機では, 受信信号ブロックから CP を除去した後, N_c ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換する. 受信信号 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ 及びチャネルの伝達関数 $\{H(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に対して, 次式のようにデマッピングを行い $(M/2+1)$ 個の希望サブキャリア $\hat{R}(k)$ 及び希望チャネルの伝達関数 $\hat{H}(k)$ を得る.

- 局所デマッピング

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

- 分散デマッピング

$$\begin{cases} \hat{R}(k) = R(k \times \frac{N_c}{M/2+1}) \\ \hat{H}(k) = H(k \times \frac{N_c}{M/2+1}) \end{cases}, k=0 \sim M/2 \quad (13)$$

次に, FDE を適用して周波数領域信号 $\{\tilde{R}(k); k=0 \sim M/2\}$ を得る.

$$\tilde{R}(k) = W(k)\hat{R}(k) = \sqrt{2PW(k)}\hat{H}(k)S(k) + W(k)\hat{N}(k) \quad (14)$$

スペクトルコピー通過後, $(M/2+1)$ 個のサブキャリア $\{\tilde{R}(k); k=0 \sim M/2\}$ から M サブキャリア $\{\tilde{S}(k); k=0 \sim M-1\}$ が復調される. IDFT によって時間領域信号に変換されて実部のみを出力する. その出力の振幅を抑圧するために高速 AGC を適用して $\{\tilde{s}(n); n=0 \sim M-1\}$ を次式のように得る. 最後に LPF によりアナログ信号 $\tilde{s}(t)$ を再生する.

$$\begin{aligned} \tilde{s}(n) &= \frac{1}{C} \times \text{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{S}(k) \exp \left(j2\pi n \frac{k}{M} \right) \right\} \\ &= s(n) + \text{Re} \{ \eta_{\text{ISI}}(n) + \eta_{\text{noise}}(n) \} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで C , $\eta_{\text{ISI}}(n)$, $\eta_{\text{noise}}(n)$ はそれぞれ高速 AGC の正規化係数, 残留 ISI 成分と等化雑音であり, 次式で表される.

$$\begin{aligned} C &= \sqrt{2P} \frac{1}{M} \left\{ \sum_{k=0}^{M/2} \tilde{H}(k) + \sum_{k=1}^{M/2-1} \tilde{H}^*(k) \right\} \\ \eta_{\text{ISI}} &= \frac{1}{C} \frac{\sqrt{2P}}{M} \left\{ \sum_{k=1}^{M/2-1} \tilde{H}^*(k) \left[\sum_{\substack{n'=0 \\ n' \neq n}}^{M-1} s(n') \exp \left(j2\pi k \frac{n'-n}{M} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=0}^{M/2} \tilde{H}(k) \left[\sum_{\substack{n'=0 \\ n' \neq n}}^{M-1} s(n') \exp \left(j2\pi k \frac{n-n'}{M} \right) \right] \right\} \\ \eta_{\text{ISI}} &= \frac{1}{C} \frac{1}{\sqrt{M}} \left\{ \sum_{k=1}^{M/2-1} \tilde{N}^*(k) \exp \left(-j2\pi n \frac{k}{M} \right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=0}^{M/2} \tilde{N}(k) \exp \left(j2\pi n \frac{k}{M} \right) \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

但し, $\tilde{H}(k) = W(k)\hat{H}(k)$ 及び $\tilde{N}(k) = W(k)\hat{N}(k)$ はそれぞれ周波数領域の等化チャネルの伝達関数及び等化雑音成分である.

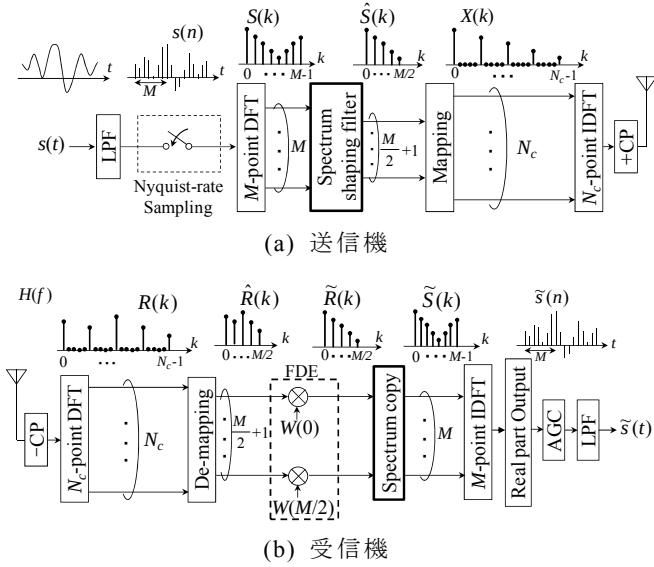


図 3. アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送系

3.2. スペクトル整形フィルタ

送信機では、対称性を有するアナログ信号のスペクトルに対して図 4 のようにスペクトル整形を行い、周波数利用効率を 2 倍に向上する。得られる $(M/2+1)$ 個のサブキャリアは次式で表される。

$$\hat{S}(k) = S(k), \quad k = 0 \sim M/2 \quad (17)$$

ただし、

$$S(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} s(n) \exp\left(j2\pi k \frac{n}{M}\right), \quad k = 0 \sim M-1 \quad (18)$$

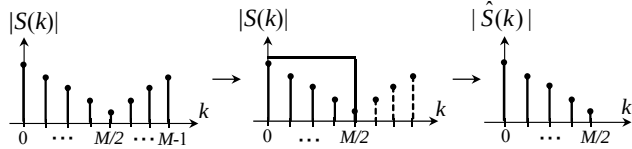


図 4. スペクトル整形フィルタ

3.3. スペクトルコピー

受信機ではデマッピング及び FDE により得られた $(M/2+1)$ 個のサブキャリアから図 5 のように M サブキャリア $\{\hat{S}(k); k=0 \sim M-1\}$ を再生する必要がある。 $\tilde{S}(k)$ は次式で表される。

$$\tilde{S}(k) = \begin{cases} \tilde{R}(k) & , k = 0 \sim M/2 \\ \tilde{R}^*(M-k) & , k = M/2 \sim M-1 \end{cases} \quad (19)$$

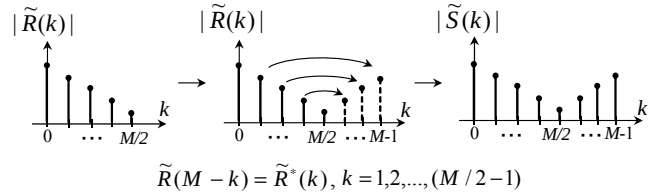


図 5. スペクトルコピー

3.4. 従来アナログ波形伝送

前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送及び本稿で提案したアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送との比較対象として、従来の DSB[11]及び SSB[8]アナログ波形伝送を考える。送信機では LPF 通過後、従来の DSB 伝送の場合は特別な信号処理をすることなく送信される。一方、SSB の場合は信号帯域幅を更に半分に制限してから送信される。

受信機では、複素パス利得 $h(t)$ の時変動による再生アナログ信号の振幅変動を抑圧するため、受信平均電力に基づく高速 AGC を用いる。従来アナログ波形伝送の復調信号 $\tilde{s}(t)$ は次式で表される。

$$\tilde{s}(t) = s(t) + \text{Re}\{\eta(t)/h(t)\} \quad (20)$$

但し $s(t)$ 及び $\eta(t)$ はそれぞれ送信信号及び零平均で分散が $2\sigma^2$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)である。

3.5. チャネルモデル

前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 及び、本稿で提案したアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送では、広帯域伝送のため一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスからなる周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定する。一方、従来アナログ波形伝送では伝送帯域幅が狭いことにより $L=1$ パスからなる周波数非選択性フェージングチャネルと仮定する。

4. 計算機シミュレーション

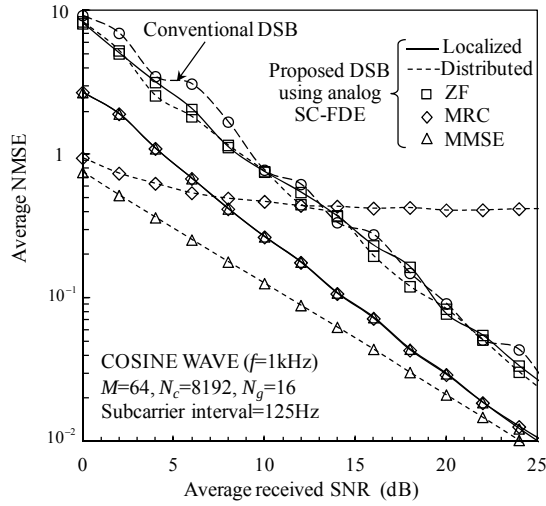
前提案であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 及び、本稿で提案したアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の伝送特性を評価する上で次式のように正規化平均二乗誤差(NMSE)を定義する。

$$\text{NMSE} \equiv \frac{\frac{1}{Q} \sum_{n=0}^{Q-1} |\tilde{s}(n) - s(n)|^2}{\frac{1}{Q} \sum_{n=0}^{Q-1} s^2(n)} \quad (21)$$

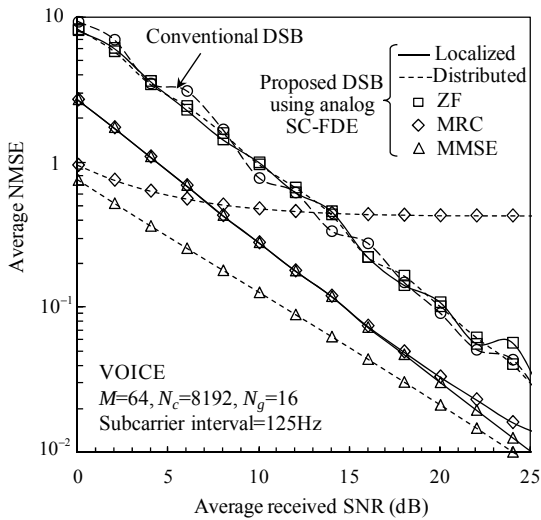
但し、 Q は情報系列の総サンプル数である。表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。

表 1. 計算機シミュレーション諸元

Signal transmission	DSB (SSB) using analog SC-FDE		Conventional DSB (SSB)
Total no. of subcarriers	$N_c=8192$		
Time-domain block length	$M=64$		
No. of channels	$U=1$		
Spectrum shaping filter	Ideal brick wall LPF		
GI size	$N_g=16$		
Sampling rate	$1/T=8\text{kHz}$		
Mapping	Localized	Distributed	
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading $L=16$ -path uniform power delay profile		
FDE weight	ZF, MRC, MMSE		
Channel estimation & fast AGC	Ideal		



(a) 正弦波伝送



(b) 音声伝送

図 6. アナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送の NMSE 特性

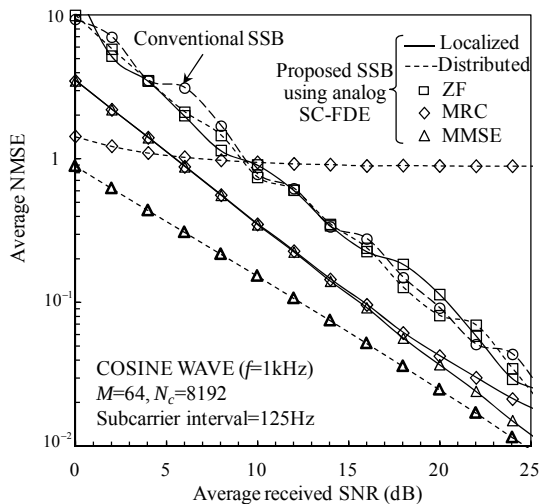


図 7. アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の NMSE 特性 (正弦波伝送)

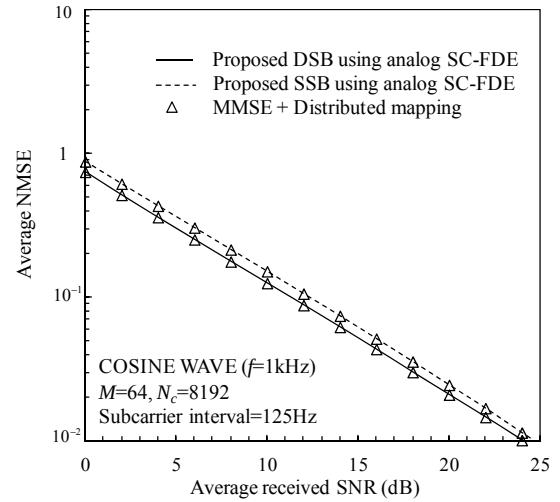


図 8. 前提案法及び本稿の提案法の NMSE 特性比較

4.1. NMSE 特性

図 6 に前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送の NMSE 特性を示す. 比較のため, 従来の DSB 伝送の NMSE 特性も同時に示す. 図 6(a), (b)よりアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送は従来の DSB に比べて NMSE 特性が大幅に改善されることが分かる. また, 同図より正弦波伝送による特性の改善効果が音声伝送の場合と同じであることが言える. そのため, 本稿で提案したアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の NMSE 特性については正弦波伝送の場合のみを図 7 に示す. 比較のため, 同図に従来の SSB 伝送の NMSE 特性も示す. 本稿の提案法であるアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送は従来の SSB 伝送より特性が大幅に改善され, 前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送と同じ改善傾向にあることも分かる. すなわち, アナログ SC-FDE を用いる DSB(SSB)伝送では, ZF-FDE を用いる場合は従来の DSB(SSB)伝送と同じ特性が得られる. 一方, 分散マッピングと MMSE-FDE の組み合わせにより最も優れた特性が得られる. これらに関する理由を以下で考察する.

ZF-FDE($W(k)=H^{-1}(k)$)では, 等化チャネルの周波数選択性を完全に抑圧でき($\hat{H}(k)=1, k=0 \sim M-1$)となり残留 ISI 成分は完全に除去できる($\eta_{ISI}(n)=\mu_{ISI}(n)=0, n=0 \sim M-1$). そのため, アナログ SC-FDE を用いる DSB(SSB)伝送の復調信号 $\hat{s}(n)$ は従来の DSB(SSB)伝送の復調信号 $\hat{s}(t)$ と同じになり同様な特性が得られる. しかしながら, ZF-FDE を適用したアナログ SC-FDE を用いる DSB(SSB)伝送及び, 高速 AGC を用いる従来の DSB(SSB)伝送ではチャネル利得が落ち込む際, 雑音強調が起きる.

MRC-FDE($W(k)=H^*(k)$)は, 雑音強調の問題を抑え復調信号の SNR を最大にすることができるが, 周波数選択性をより悪化させる. 局所マッピングでは配置された M サブキャリアの帯域幅が狭いため周波数選択性の影響が小さく NMSE 特性を改善できる. 一方, 分散マッピングの場合は MRC-FDE により周波数選択性の影響を大きく受けるため, NMSE 特性がフロアを引いてしまう.

MMSE-FDE は周波数領域の送信信号 $S(k)$ と復調信号 $\hat{S}(k)$ の MSE を最小化し, $|H(k)|^2 \gg \gamma^{-1}$ の時は ZF-FDE に, $|H(k)|^2 \ll \gamma^{-1}$ の時は MRC-FDE に近づく. そのため, MMSE-FDE は周波数選択性の問題を抑圧しつつ雑音

強調の問題を軽減できる。更に、周波数選択性を積極的に利用する分散マッピングとの組み合わせで周波数ダイバーシチ利得が高まる。その結果、前提案法及び本稿の提案法では分散マッピングと MMSE-FDE の組み合わせによる NMSE 特性の改善効果が最も優れている。

前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送及び、本稿の提案法であるアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の特性比較として、最も MNSE 特性が優れている分散マッピングと MMSE-FDE を用いた場合の NMSE 特性を図 8 に示す。アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送は、アナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送に比べて NMSE 特性がわずかに 1dB 劣化する。これは元信号のサブキャリアを約半分($M/2+1$ 個)に制限して伝送するため、受信側で得られる周波数ダイバーシチ利得が減少することが原因だと考えられる。しかし、その代わりに伝送帯域幅を半分にすることができる。つまり、本稿で提案したアナログ SC-FDE を用いる SSB は、前提案であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送に近い特性を維持しながら周波数利用効率を 2 倍に向上できる。

4.2. 音声伝送における波形観測

計算機シミュレーションにより音声伝送を行い、平均受信 SNR=20dB において観測した受信音声波形を図 9 に示す。従来の SSB 伝送では最大ドップラー周波数 $f_D=2\text{Hz}$ を有する周波数非選択性フェージングチャネル及び理想高速 AGC を仮定する。前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送及び本稿で提案したアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送では一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し、分散マッピングと MMSE-FDE の場合の特性を示す。従来の SSB では周波数非選択性によりチャネル利得の振幅が落ち込む ($|h(t)| < 1$) と SNR=20dB でも雑音成分が極端に強調される。一方、前提案法及び本稿の提案法では、送信側におけるサブキャリアマッピング及び受信側における MMSE-FDE により周波数選択性フェージングの影響を抑圧でき、受信音声の波形が元の音声波形に近いことがわかる。また、本稿の提案であるアナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の受信音声波形は前提案法であるアナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送に比べてほぼ同じであることが確認できる。

5. まとめ

本稿では、アナログ信号を DFT により直交周波数成分に分解し、それらを広帯域にマッピングすることにより、チャネルの周波数選択性を積極的に利用する、アナログ SC-FDE を用いる単側波帯(SSB)伝送を提案した。計算機シミュレーションにより、アナログ SC-FDE を用いる SSB 伝送の NMSE 特性を求め、従来の SSB 伝送より NMSE 特性を大幅に改善できることを明らかにした。また、アナログ SC-FDE を用いる DSB 伝送より NMSE 特性がわずかに劣化するが、周波数利用効率を 2 倍に向上できることを示した。

文 献

- [1] Y. Park and F. Adachi, *Enhanced radio access technologies for next generation mobile communication*, Springer, 2007.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] D. Falconer, S.L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, no.4, pp.58-66, April 2002.
- [4] A. Czylik, "Comparison between adaptive OFDM and single-carrier modulation with frequency domain equalization," *Proc. IEEE VTC 1997-Spring*, vol.2, pp.865-869, Phoenix, Ariz, U.S.A., May 1997.
- [5] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Frequency-domain equalization for broadband single-carrier multiple access," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E92-B, no.5, pp.1441-1456, May 2009.
- [6] Thanh Hai Vo, 熊谷慎也, 小原辰徳, 安達文幸, "SC-FDMA を用いるアナログ信号伝送に関する一検討," 信学会総合大会, B-5-92, pp.502, 2013 年 3 月.
- [7] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Vehicular Technol. Mag.*, vol.1, no.3, pp.30-38, Sept. 2006.
- [8] 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.
- [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] Y. Han, Z. Wang, L. Li, and Y. Zhao, "A fast automatic gain control scheme for IEEE 802.15.4 receiver," *Proc. IET 2nd International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks (ICWMMN)*, pp.167-170, Oct. 2008.
- [11] W. S. Chaskin and G. L. Curtis, "Double-sideband suppressed-carrier multiplex equipment for cable and microwave applications," *IRE Trans. Commun. Sys.*, vol.7, pp.92-94, June 1959.

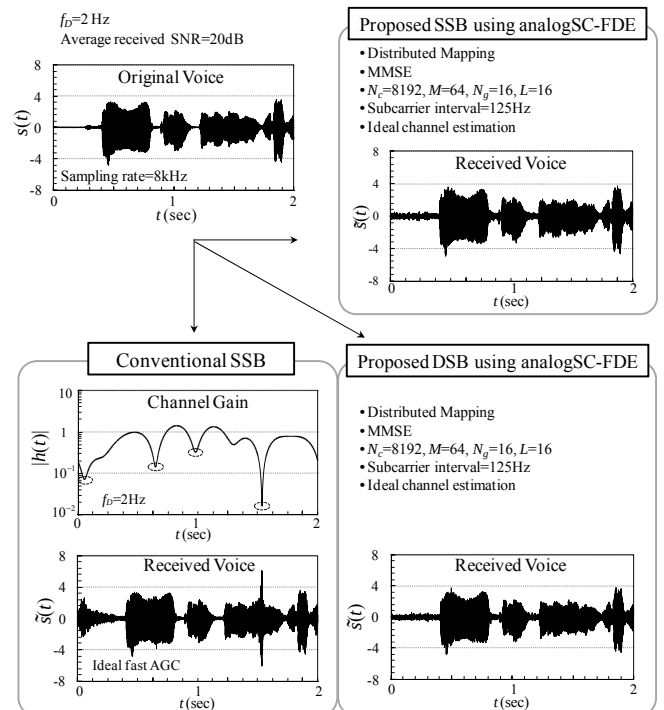


図 9. 音声伝送の波形観測