

Overlap FDE を用いたシングルキャリア伝送の性能評価

Performance Evaluation of Single Carrier Transmission Using Overlap FDE

宮崎 真一郎, 山崎 彰一郎, 松嶋 智子, 大村 光徳

Shinichiro Miyazaki, Shoichiro Yamasaki, Tomoko Matsushima and Kotoku Omura

The conventional single-carrier (SC) method using frequency domain equalization (FDE) requires the insertion of the guard interval (GI) to avoid inter-block interference (IBI). Although it achieves a good bit error rate (BER) performance in frequency-selectivity channel, transmission efficiency deteriorates. On the other hand, the overlap FDE, in which the GI insertion is not used, improves the transmission efficiency. The transmission efficiency is not equal between SC-FDE and overlap-FDE. We propose and evaluate methods to equal transmission efficiency by using error correcting codes. Computer simulation shows that the overlap FDE has particularly superior performance in a high E_b/N_0 region.

Keyword: single carrier, overlap FDE, error correcting codes, convolutional code, Viterbi algorithm

1. はじめに

近年, スマートフォンの普及により, 音声通信のみならず音楽や映画などマルチメディア情報の通信が増加しており, より高速かつ安定した無線通信が求められている. 一方, 無線通信では, 送信機から送信された電波がビルなどに反射し様々な経路を通過して受信機に受信されることで, 受信信号電力の減衰や波形の歪が生じる. 高速かつ安定した無線通信のためには, このマルチパスフェージングへの対策が重要になる.

その対策の一つとして, 周波数領域等化 (FDE: Frequency Domain Equalization) による歪の補償があげられる^[1]. FDE は, マルチパスフェージングを, 簡単な周波数領域での係数乗算によって等化できるという利点を持っているため, 第 4 世代携帯電話 (4G) の規格である LTE (Long Term Evolution) など多くの高速無線通信システムで採用されている.

FDE を用いた通信方式には, マルチキャリア伝送の直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式とシングルキャリア伝送の SC-FDE (Single Carrier-FDE) 方式がある^{[2],[3]}. マルチパスフェージングによるシンボル間干渉 (ISI: Inter Symbol Interference) の影響を避けるために, 送信信号にガードインターバル (GI: Guard Interval) として CP (Cyclic Prefix) を挿入する. しかし, GI 長よりも長い遅延波が存在すると特性が劣化し, さらに, 長い GI の挿入は伝送効率の低下を招いてしまう. そのため, GI を挿入することなく ISI を抑圧する FDE の手法として Overlap-FDE が提案されている^[4]. Overlap-FDE は, 等化後の残留 ISI 成

分が等化ブロックの両端に集中することを利用した方式である. 等化後の残留 ISI を避けるため中央部分の信号を復調対象にするため, FDE 区間をオーバーラップさせながら処理することで, GI なしで残留 ISI を抑圧できる. しかし, Overlap-FDE を用いても, 遅延波による干渉の影響は完全には避けられないため, 筆者らはオーバーラップ後の信号に同期加算を用いた手法を提案した^{[5],[6]}. FDE 区間を従来よりも細かくスライドさせることで違う FDE 処理による同じ信号成分を抽出できるため, それらを同期加算することで残留 ISI 成分を抑圧し, 特性が向上することを明らかにした. なお, マルチキャリア方式は, ピーク電力対平均電力比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) が大きくなるなどの欠点のため, 筆者らはシングルキャリア方式に注目した.

GI を用いた SC-FDE は, GI 長までのマルチパス遅延に対しての耐性を有するが, 伝送効率を犠牲にしている. 一方, GI を用いない Overlap-FDE は, 伝送効率が向上するが, GI 長までのマルチパス時の SC-FDE の BER (Bit Error Rate) 特性と比較すると特性は劣っている. 信頼性を優先するか, 伝送効率を優先するかが異なるため公平な比較ができない. そのため筆者らは, 両者の伝送効率を変調方式によって揃える比較手法を提案し, 伝送路の環境に関わらず, 同期加算を用いた Overlap-FDE が優れていることを明らかにした^[7]. 本論文では, SC-FDE で利用している冗長信号の代わりに, Overlap-FDE に誤り訂正符号を用いることで両者の伝送効率を揃える比較手法を提案する. 第 2 章で比較する 2 つの方式について, 第 3 章で提案する比較方式について述べる. 第 4 章でシミュレーション評価を示し, 第 5 章でまとめを述べる.

2. 比較するシステムモデル

2.1. SC-FDE

図 1 に SC-FDE 方式のシステムモデルを示す。まず、送信機側で送信ブロックの後端の μ 個のシンボルをブロックの先頭に CP としてコピーし、 $(M + \mu)$ 個のシンボルからなるブロックとして送信する。 μ 個が GI 長であり、マルチパスの遅延波の最大値を想定して付加する。図 1 は、 $M = 8$ で $\mu = 2$ の例である。

受信機側では、先頭にコピーされた μ 個のシンボルを削除し M 個のシンボルを取り出す。この CP の追加と削除が、通信路行列を巡回行列にするため、 M 点 DFT (Discrete Fourier Transform) による周波数領域成分から、最小平均二乗誤差 (MMSE: Minimum Mean Squared Error) 規範に基づく係数乗算を行う。周波数領域での等化されたシンボル E_k は、受信されたブロック信号を周波数領域の受信シンボルに変換した Y_k に等化器の重み係数 C_k を掛け合わせた次式で得られる。

$$E_k = C_k Y_k \quad (1)$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, M - 1$ である。MMSE 基準による等化において重み係数 C_k は次式で与えられる^[1]。

$$C_k = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_s^2} \quad (2)$$

$H(k)$ は周波数領域における k 番目のチャネルゲインである。ただし、 $k = 0, 1, \dots, M - 1$ である。 σ_n^2 と σ_s^2 はそれぞれノイズと信号の分散を表し、 $(\cdot)^*$ は複素共役を表す。FDE 後のシンボルを IDFT (Inverse DFT) することで、通信路の歪に対して等化された信号を取り出すことができる。

2.2. 同期加算を用いた Overlap-FDE

図 2 に同期加算を用いた Overlap-FDE 方式のシステムモデルを示す。送信機側では CP を挿入せず、 M 個のシンボルからなるブロックを送信する。

受信機側では、SC-FDE と同様に M 個のシンボルを取り出して、DFT, FDE, IDFT を行う。このとき、残留 ISI 成分の小さいブロックの中央部分の M_u 個のシンボルを復調に用いる。次に、先ほど取り出した M 個の受信シンボルとオーバーラップさせるように等化ウィンドウをスライドさせ、新たに M 個のシンボルを取り出し同様の FDE 処理を行う。このとき、別の FDE 処理で同じシンボル成分を取り出せるように DFT ウィンドウをスライドさせる量を以下のように調整する。同期加算するシンボルの数を N とすると、 N 点同期加算の場合、スライド量は M_u/N となる。ただし、 $M_u = M/2$ ($M_u \geq N$)である。図 2 では、2 点の同期加算で復調に用いる M_u は 4 シンボルの例を示しているため、等化ウィンドウのスライド量は

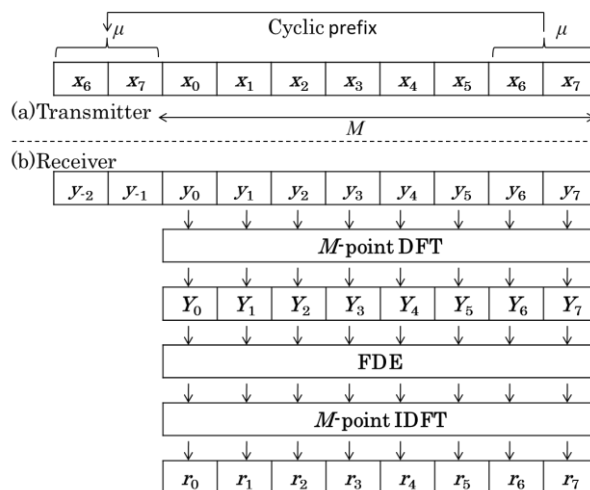


図 1 SC-FDE 方式

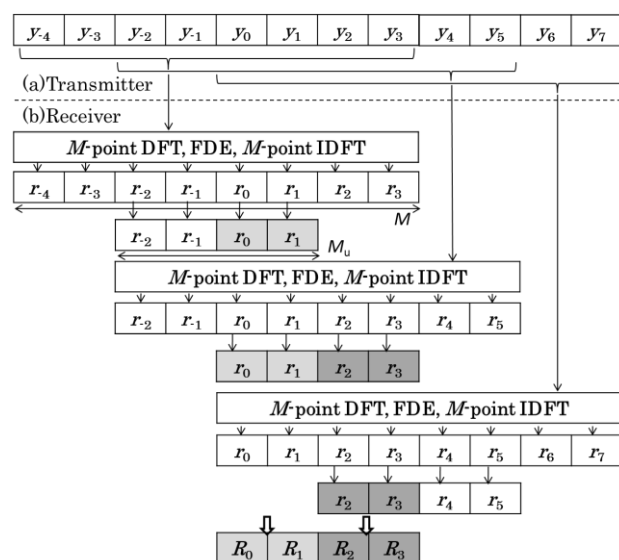


図 2 同期加算を用いた Overlap-FDE 方式

2 シンボル分となる。

最初の FDE 処理で取り出した r_0 と r_1 のシンボルは、次の FDE 処理でも取り出すことができる。そのため、異なるブロックの FDE 処理によって現れる同じシンボル成分を同期加算することで残留 ISI 成分を抑制している。

3. 伝送効率を揃える比較手法

誤り訂正符号は、デジタル通信において信頼性を高める技術として広く用いられている。本研究では、ランダム誤りに強く無線通信においてしばしば使用されている畳み込み符号/Viterbi 復号を用いる^[8]。

畳み込み符号の例を図 3 に示す。畳み込み符号は、情報シンボル x_0 に対して符号化シンボル c_0 と c_1 を出力する。このとき、情報シンボル数 X と符号化シンボル数 C の比を符号化率 R と呼び、 $R = X/C$ で表すことができる。

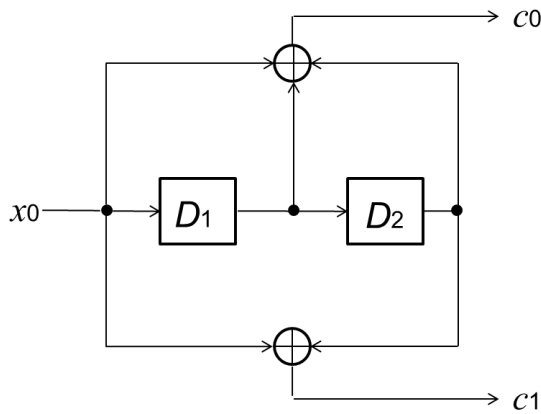


図3 畳み込み符号器 $R = 1/2, K = 3$

R は $0 < R < 1$ である。符号化率 R が小さいほど誤り訂正能力は向上するが、シンボルの伝送効率は低下する。また、符号器のレジスタ D の数に1を足した数を拘束長 K といい、拘束長が長いほど誤り訂正能力は向上する。図3の場合、符号化率 $R = 1/2$ で拘束長 $K = 3$ の例である。復号は、トレリス線図上で最尤復号を効率的に実現できるViterbi復号を用いる。

図4に提案するブロック構成を示す。SC-FDEでは、情報シンボル数を M 個、GIとして μ 個のシンボルを1ブロックで送信するため、伝送効率は $M/(M + \mu)$ である。一方、Overlap-FDEでは冗長信号を付加しないため、伝送効率は1となる。そこで、提案方式では、Overlap-FDEの M 個の情報シンボルに対して、符号化率 $R = M/(M + \mu)$ の畳み込み符号で符号化を行い送信する。これによって、 M 個の情報シンボルは、 $(M + \mu)$ 個の符号化シンボルとして伝送されるため、伝送効率は $M/(M + \mu)$ となりSC-FDEと同じ値となる。

また、Overlap-FDEのみでなく、SC-FDEにも誤り訂正符号を適用する方式を図5に示す。図5の例では従来のSC-FDEの情報シンボル数は M 個であるが、誤り訂正符号を適用するため、符号化したシンボル数を M 個とする。そのため、情報シンボル数を $(M - n)$ 個として、符号化率 $R = (M - n)/M$ で M 個の符号化シンボルを生成する。生成されたブロックの後端の μ 個をGIとしてブロックの先頭にコピーして送信する。同様に、Overlap-FDEは $(M - n)$ 個の情報シンボルに対して、符号化率 $R = (M - n)/(M + \mu)$ の畳み込み符号で符号化シンボルの生成を行い送信する。これにより、Overlap-FDEのみではなくSC-FDEにも誤り訂正符号を付加し、かつ同じ伝送効率で伝送できることになる。

4. シミュレーション評価

4.1. 伝送効率を揃えた比較

図4の方式による比較を行う。SC-FDEの情報シンボル数 $M = 32$ 、GI長 $\mu = 8$ とすると^[9]、伝送効率は $4/5$ となる。

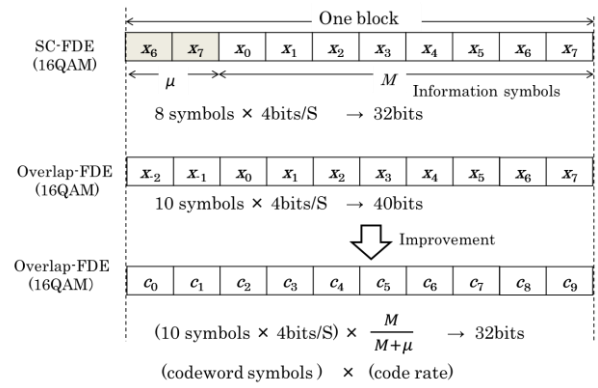


図4 伝送効率を揃える提案手法

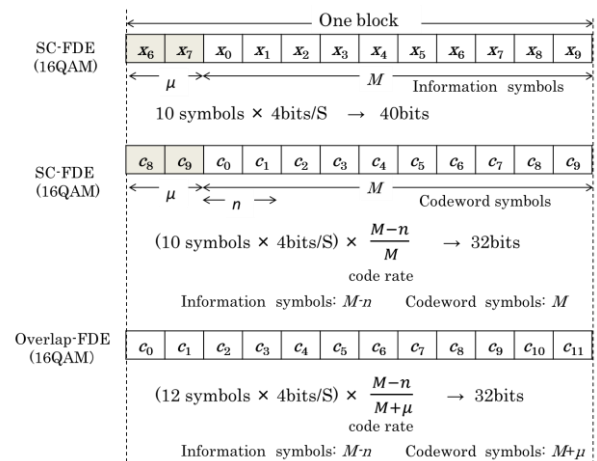


図5 両者に誤り訂正符号を適用した手法

この伝送効率と揃えるため、Overlap-FDEでは、情報シンボル $M = 32$ に対して符号化率 $R = 4/5$ で符号化を行う。

通信路は、 L 個の独立なパスで構成されるマルチパスフェージング通信路としている。フェージングチャネルのインパルス応答 $h(n)$ は、遅延時間の異なる L 個のパスに対して、第 l パスの複素パスゲインを h_l とし、遅延時間を l としたとき、以下のように定義される^[10]。

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n-l) \quad (3)$$

n は連続時間をサンプリング間隔で離散化したときのサンプル番号である。各パスの遅延時間 l は1シンボルの送信時間の整数倍と仮定している。 $\delta(n-l)$ は単位インパルス関数である。

マルチパス遅延は、GI長に収まる場合はSC-FDEが有利で、GI長を超える場合はOverlap-FDEが有利なため、SC-FDEに有利なGI長に収まる $L = 7$ とした。電力遅延プロファイルは指数関数モデルとした。シミュレーション諸元を表1に示す。変調方式はグレイ符号マッピングによる16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) で等化はMMSE基準、拘束長は7とした。

表1 図6のシミュレーション諸元

伝送方式	SC-FDE	Overlap-FDE
情報シンボル	32	32
冗長シンボル	8 (GI)	8 (符号)
変調方式	16QAM	
チャンネル	指数関数モデル ($L=7$)	
等化	MMSE	
符号化率	4/5	
拘束長	7	

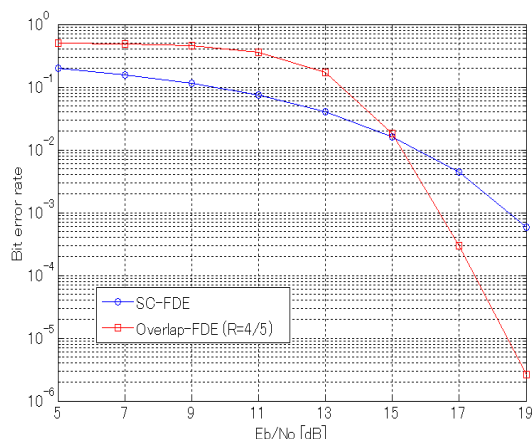


図6 伝送効率を揃えた手法による比較

シミュレーション結果を図6に示す。シミュレーション結果から、 E_b/N_0 の値が小さい雑音が多い環境ではSC-FDEのBER特性が優れていることが分かる。受信されたシンボルに誤りが多いためViterbi復号による最尤復号では正しく復号されないと云える。また、 E_b/N_0 の値が大きい雑音が少ない環境ではOverlap-FDEのBER特性が優れていることが分かる。受信されたシンボルからViterbi復号によってさらに誤りを訂正できるため、残留ISI成分を誤り訂正符号によって抑圧できていると云える。

4.2. 符号化率による比較

符号化率を変化させた場合のシミュレーション結果を図7に示す。符号化率は、3/4, 4/5, 5/6, 7/8とする。シミュレーション諸元を表2に示す。この場合のマルチパス遅延は、SC-FDEに有利なGI長よりも短い値として、GI長から1を引いた値とした。

シミュレーション結果から、符号化率の値が小さいほど冗長成分が多いため誤り訂正能力が高くなりBER特性が優れていることが分かる。符号化率の値が大きいほど冗長成分が少ないため誤り訂正能力が小さくなりBER特性が劣化していることがわかる。ただし、伝送効率は誤り訂正能力とトレードオフの関係にある。

4.3. 拘束長による比較

符号化率を4/5とし、拘束長を変化させた場合のシミュ

表2 図7のシミュレーション諸元

伝送方式	Overlap-FDE
変調方式	16QAM
チャンネル	指数関数モデル ($L=$ (GI長-1))
等化	MMSE
符号化率	3/4, 4/5, 5/6, 7/8
拘束長	7

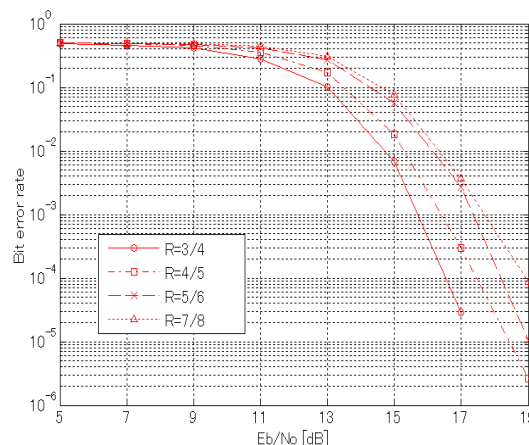


図7 符号化率による比較

レーション結果を図8に示す。シミュレーション諸元は表3に示す。拘束長を、3, 5, 7と変化させた。

シミュレーション結果から、 E_b/N_0 の値が小さい雑音が多い環境では拘束長が小さい値のBER特性が優れていることが分かる。このことから、誤りが多い環境では拘束長による改善効果はないと云える。また、 E_b/N_0 の値が大きい雑音が少ない環境では拘束長の大きな値のBER特性が優れていることが分かる。拘束長の大きなViterbi復号によって誤りをより多く訂正できるため、残留ISI成分が抑圧されていると云える。ただし、Viterbiアルゴリズムによる復号において、拘束長に対する計算量は指数関数的に増加するため、誤り訂正能力とのトレードオフの関係となる。

4.4. 両者に誤り訂正符号を適用した比較

図5の方式による比較を行う。SC-FDEにも誤り訂正符号を適用することでより公平な比較になると云える。図5の従来のSC-FDEの情報シンボル数 $M=40$ 、GI長 $\mu=8$ とする。SC-FDEにも誤り訂正符号を適用するため、符号化シンボル数が40となるようにする。そのため、情報シンボル数を32として符号化率 $R=4/5$ で符号化する。よって、符号化シンボル数40が生成され、そのブロックの後端の8個をGIとしてブロックの先頭にコピーして送信する。このため、SC-FDEの伝送効率は2/3となる。この伝送効率と揃えるため、Overlap-FDEでは、情報シンボル数32に対して符号化率 $R=2/3$ で符号化を行う。このため、Overlap-FDEも伝送効率は2/3となりSC-FDEと同じ値となる。マルチパス遅延は、SC-FDEに有利とな

表3 図8のシミュレーション諸元

伝送方式	SC-FDE	Overlap-FDE
情報シンボル	32	32
冗長シンボル	8 (GI)	8 (符号)
変調方式	16QAM	
チャンネル	指数関数モデル ($L=7$)	
等化	MMSE	
符号化率	4/5	
拘束長	3, 5, 7	

表4 図9のシミュレーション諸元

伝送方式	SC-FDE	Overlap-FDE
情報シンボル	32	32
冗長シンボル	8(GI)+8(符号)	16 (符号)
符号化率	4/5	2/3
変調方式	16QAM	
チャンネル	指数関数モデル ($L=7$)	
等化	MMSE	
拘束長	7	

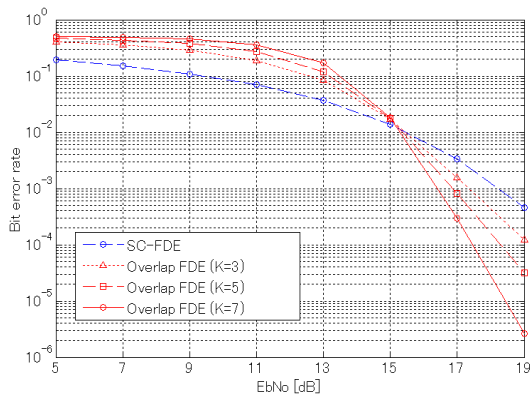


図8 拘束長による比較

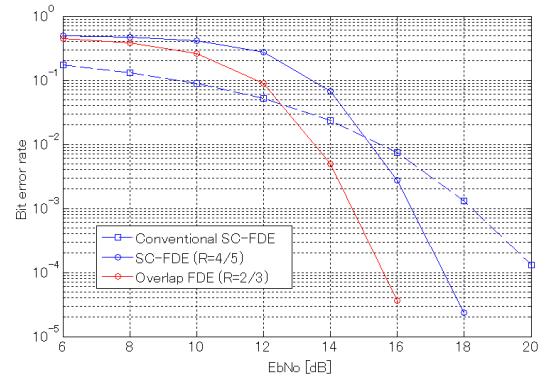


図9 両者に誤り訂正符号を適用した比較

る GI 長に収まる $L=7$ とした。シミュレーション諸元を表4に、シミュレーション結果を図9に示す。

シミュレーション結果より、誤り訂正符号を適用した SC-FDE は、 E_b/N_0 が小さい雑音が多い環境において、Overlap-FDE と同様に BER 特性が劣化することが分かる。これは、 E_b/N_0 の値が小さい雑音の多い環境では、受信されたシンボルに誤りが多いため Viterbi 復号による最尤復号では正しく復号されないためと言える。 E_b/N_0 の値が大きい雑音が少ない環境では誤り訂正を適用した SC-FDE は従来の SC-FDE よりも BER 特性が優れていることが分かる。誤り訂正の適用できる環境で使用すれば、改善効果が望めると言える。ただし、両者に誤り訂正符号を適用した場合、SC-FDE の BER 特性よりも Overlap-FDE の BER 特性の方がすべての領域において優れていることが分かる。

5. まとめ

冗長信号である GI を用いた SC-FDE と GI を用いない Overlap-FDE において比較を行った。前者は GI を付加することで GI 長までのマルチパス遅延への耐性を有し信頼性を高めるが、伝送効率を犠牲にしている。一方、後者は GI を付加しないため高い伝送効率を有するが、GI 長までのマルチパス時の SC-FDE の BER 特性と比較すると特性は劣っている。信頼性に重きを置くか、伝送効率

に重きを置くかが違うため公平な比較ができていない。

そこで本論文では、信頼性に重きを置き、両者の伝送効率を誤り訂正符号を用いることで揃える手法を提案し、評価を行った。誤り訂正符号を用いると、誤り率がおよそ 10^{-2} 以上となる E_b/N_0 が小さい領域では、誤りが多すぎて誤り訂正符号では正しく復号できず、従来の特性よりも劣化することを示した。誤り率がおよそ 10^{-2} 以下となる E_b/N_0 が大きい領域では、誤り訂正符号の効果により残留 ISI 成分を抑圧し BER 特性がより改善することを示した。

また、両者に誤り訂正符号を適用した場合は、Overlap-FDE の BER 特性が SC-FDE の BER 特性よりもすべての領域において優れることを示した。

符号化率を小さくするほど、また、拘束長を大きくするほど BER 特性はより改善することを示した。ただし、前者は伝送効率と、後者は計算量とのトレードオフとなるため、伝送環境や処理能力に応じた通信方式を選択することが重要であると言える。

参考文献

- [1] Z. Wang and G. B. Giannakis: "Wireless multicarrier communications", *IEEE Signal Processing Mag.*, Vol.17, pp.29-48 (2000).
- [2] L.J. Cimini, Jr: "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Trans.Comm.* Vol. 33, No. 7, pp.665-675 (1985).

- [3] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson: "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems", *IEEE Commun. magazine*, vol.40, no.4, pp.58-66 (2002).
- [4] L. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral: "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *Proc. of IEEE VTC 2003 Fall*, vol. 2, pp. 987-991 (2003).
- [5] S. Miyazaki, S. Yamasaki, and R. Kohno: "Single-Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalizing and Coherent Averaging", *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E94-A, No.11, pp.2169-2177 (2011).
- [6] S. Miyazaki, S. Yamasaki, and R. Kohno: "A Study of Single-carrier Transmission with Overlap FDE Using Weighted Coherent Averaging", *Proc. of International Technical Conference on Circuits Systems Computers and Communications*, G-T1-04 (2012).
- [7] S. Miyazaki, S. Yamasaki, and R. Kohno: "Performance evaluation of single carrier transmission using frequency domain equalization", *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp.145-148 (2014).
- [8] J.G. Proakis: "Digital Communications", McGraw-Hill Inc., (1995).
- [9] 武藤友佑, 高畑文雄: "SC-FDE に対する周期スペクトル伝送の適応制御方式", *電子情報通信学会論文誌*, Vol.J93-B, No.3, pp.461-470 (2010).
- [10] T.S. Rappaport: "Wireless communications", Prentice Hall Inc.. (1996).

(原稿受付 2016/11/29, 受理 2017/03/31)

*宮崎 真一郎, 博士 (工学)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1 email:miyazaki@uitech.ac.jp

Shinichiro Miyazaki, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi, Kodaira, Tokyo 187-0035.

*山崎 彰一郎, 工学博士

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1 email:syamasaka@uitech.ac.jp

Shoichiro Yamasaki, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi, Kodaira, Tokyo 187-0035.

*松嶋 智子, 博士 (工学)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1 email:tomoko@uitech.ac.jp

Tomoko Matsushima, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi, Kodaira, Tokyo 187-0035.

*大村 光徳, 博士 (情報科学)

職業能力開発総合大学校, 能力開発院, 〒187-0035 東京都小平市小川西町 2-32-1 email:Omura.Kotoku@jeed.or.jp

Kotoku Omura, Faculty of Human Resources Development, Polytechnic University of Japan, 2-32-1 Ogawa-Nishi-Machi, Kodaira, Tokyo 187-0035.

