

送信フィルタリングを用いるシングルキャリア伝送における CP 挿入を必要としないジョイント周波数領域等化・スペクトル合成

小原 辰徳[†] 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: [†] obara@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし ルートナイキスト送信フィルタを用いるシングルキャリア(SC)伝送では、ロールオフファクタを大きくすることにより、送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を小さくすることができる。さらに、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)によって、大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができる。筆者らは、ロールオフファクタの増加に伴う信号帯域の広がりを利用して、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得られるジョイント MMSE-FDE ・ スペクトル合成を提案し、ロールオフファクタを大きくすることでより優れたビット誤り率特性を得られることを示してきた。これまでは、ブロック間干渉(IBI)抑圧と送信ブロックの巡回性確保のためサイクリックプレフィックス(CP)の挿入を仮定していたが、CP 挿入は伝送効率の低下を招いてしまう。CP を必要としない FDE として、オーバーラップ FDE が提案されており、高い伝送効率を達成できることが明らかにされている。本稿では、オーバーラップ FDE をルートナイキスト送信フィルタリングを用いる SC 伝送に拡張し、CP 挿入を必要としないジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を提案している。計算機シミュレーションにより、そのビット誤り率(BER)特性を明らかにする。

キーワード シングルキャリア伝送, 送信フィルタリング, オーバーラップ FDE

Joint Frequency-domain Equalization & Spectrum Combining for Transmitted Filtered Single-carrier Transmission without CP insertion

Tatsunori OBARA[†] 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: [†] obara@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In the square-root Nyquist filtered single-carrier (SC) transmission, the peak-to-average power ratio (PAPR) of the transmit signal can be reduced as the roll-off factor increases. Furthermore, since the signal bandwidth becomes wider, larger frequency diversity gain can be achieved by minimum mean square error frequency-domain equalization (MMSE-FDE). In our previous paper, we proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining. The proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining can achieve larger frequency diversity gain as the filter roll-off factor increases. In the proposed joint MMSE-FDE & spectrum combining, the cyclic prefix (CP) inserted SC transmission to avoid the inter-block interference (IBI) and to obtain the cyclic property of the transmit block is assumed. In this paper, we propose the joint overlap FDE & spectrum combining for the Nyquist filtered SC transmission without CP insertion.

Keyword Single-carrier transmission, transmit filtering, overlap FDE

1. まえがき

次世代の移動通信では、1Gbps に近い超高速データ伝送が要求されている。高速移動無線チャネルは遅延時間の異なる複数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として特徴付けられ、符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1-3]。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)をシングルキャリア(SC)伝送

に適用すれば、周波数ダイバーシチ効果により優れた BER 特性が得られることが報告されている[4,5]。

ところで、多くの無線システムでは、信号の帯域制限のために、送信側にルートナイキストフィルタ、受信側にそれと整合したルートナイキストフィルタを用いている。送信フィルタのロールオフファクタ α を大きくすることにより、送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を低減できることが明らかにされている。また、

信号帯域が $(1 + \alpha)$ 倍に広がるため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。筆者らは以前、ジョイントMMSE-FDE・スペクトル合成を提案し、 α の増加に伴い、周波数利用効率は $1/(1+\alpha)$ 倍に低下するものの、より大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、従来のMMSE-FDEに比べ優れたBER特性が得られることを示した[6,7].

これまでは、ブロック間干渉(IBI)抑圧と送信ブロックの巡回性確保のためサイクリックプレフィックス(CP)挿入を行うSC伝送を対象としていた。しかしながら、CP挿入は伝送効率の低下を招いてしまう。近年、CP挿入を行わずにIBIを抑圧できるオーバーラップFDEが提案された[8,9]. オーバーラップFDEでは、等化後の残留IBIが等化出力シンボルブロックの両端付近に集中することを利用し、シンボルブロックの中央部分のみを取り出すことで、CP挿入を行わずに残留IBIを効果的に抑圧できる。また、従来のCP挿入を行うMMSE-FDEに比べ、高い伝送効率を達成できる[10].

本稿では、オーバーラップFDEをルートナイキスト送信フィルタリングを用いるSC伝送に拡張し、CP挿入を必要としないジョイントMMSE-FDE・スペクトル合成(ジョイントオーバーラップFDE・スペクトル合成)を提案している。提案法では、シンボルレートの2倍でオーバーサンプリングされた受信信号にMMSE-FDEおよびスペクトル合成を適用して周波数領域でのダウンサンプリングを行った後、等化後のシンボルブロックの中央部分のみを取り出すことにより、残留IBIを低減する。計算機シミュレーションにより、提案法を用いるときのビット誤り率(BER)特性を示し、その適用効果を明らかにする。

2. ルートナイキスト送信フィルタリングを用いるSC伝送系

図1にルートナイキスト送信フィルタリングを用いるSC伝送系を示す。送信側では、データシンボル系列をルートナイキスト送信フィルタに通して帯域制限を行った後、送信する。受信側では、スペクトルの折り返しを防ぐため、受信信号をシンボルレートの2倍のオーバーサンプリングを行う。その後、オーバーサンプリングされた受信信号系列にジョイントオーバーラップFDE・スペクトル合成を適用する。

FDEでは受信信号を高速フーリエ変換(FFT)によって直交周波数成分に分解するが、CPを挿入しない場合、FFT区間の先頭部分にIBIが発生してしまう。しかしながら、図2に示すように、MMSE-FDEフィルタのインパルス応答はFFT区間全体には広がらないため、FDE後の残留IBIはFFTブロックの両端に集中することが知られている[9]. 提案法では、このことを利用し、

CP挿入を行わずに残留IBIを抑圧する。オーバーサンプリングされた受信信号系列を $2M$ サンプルから成る小ブロックに分割し、等化対象の $2M$ サンプルブロックを中心とした $2N_c(\geq 2M)$ ポイントFFTを適用し、得られた周波数領域信号にMMSE-FDEおよびスペクトル合成[6,7]を行い、 N_c 個の周波数成分を得る。等化後の周波数領域信号を N_c ポイント逆FFT(IFFT)によりダウンサンプリングされた時間領域シンボルブロックへ変換し、その中央の M シンボルのみ取り出す。以降の M シンボルを等化するために、図3に示すようにFFT窓をオーバーラップさせつつ、同様の等化処理を行う。これを繰り返すことにより、残留IBIを抑圧しつつ、全受信シンボルの等化を行うことができる。以下ではシンボル長 T_s で正規化された離散時間の等価低域表現を用いる数式表現により、提案法の動作を示す。

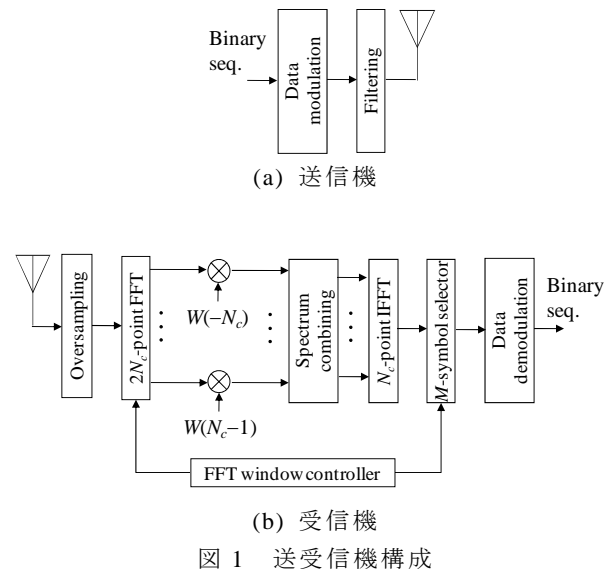


図1 送受信機構成

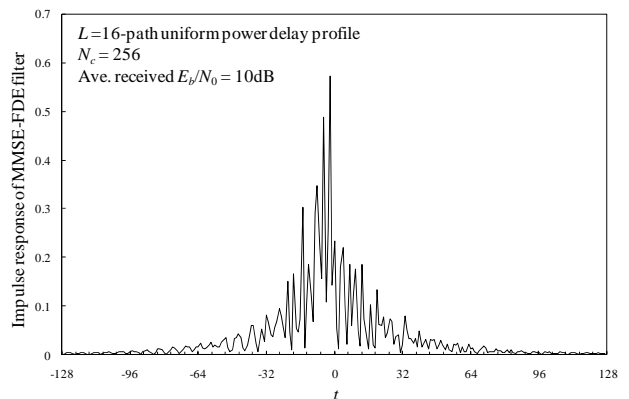


図2 MMSE-FDEフィルタのインパルス応答

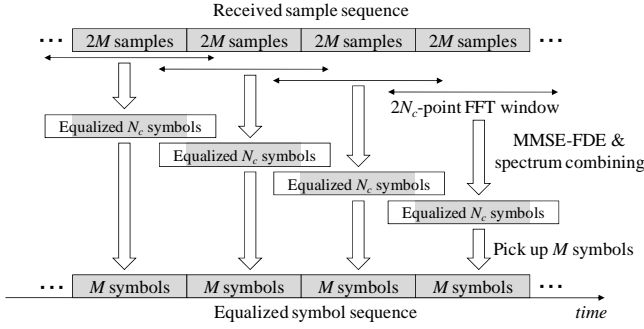


図3 ジョイントオーバーラップ FDE・スペクトル合成

2.1. 信号表現

受信機では、周波数選択性チャネルを伝搬した信号を2倍オーバーサンプリングし、 $2N_c$ ポイントFFTにより直交周波数成分に分解する。一般性を失うことなくFFT区間を $t=0\sim 2N_c-1$ とすると、受信信号サンプルブロック $\{r(i); i=0\sim 2N_c-1\}$ は次式で表される。

$$r(i) = \sqrt{2P} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_l \tilde{s}((i-l) \bmod 2N_c) + v(i) + \eta(i) \quad (1)$$

ここで、 P は送信電力を表し、 $\tilde{s}(i)$ は次式で与えられる。

$$\tilde{s}(i) = \begin{cases} s(n), & i = 2n \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (2)$$

$\{s(n); n=0\sim N_c-1\}$ は送信シンボルブロックである。また、 $v(i)$ および $\eta(i)$ はそれぞれブロック間干渉(IFI)、および片側電力スペクトル密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である。 \tilde{h}_l は次式で表されるチャネル+送信フィルタの総合インパルス応答である。

$$\tilde{h}_l = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \varphi\left(\frac{l'}{2} - \tau_l\right) \quad (3)$$

ここで h_l および τ_l は第 l ($l=0\sim L-1$)パスの複素パス利得および遅延時間、 $\varphi(t)$ は送信ルートナイキストフィルタのインパルス応答であり、ロールオフファクタ α のルート自乗余弦フィルタの場合、次式で表される[3]。

$$\varphi(t) = \frac{\sin\{\pi t(1-\alpha)\} + 4\alpha t \cos\{\pi t(1+\alpha)\}}{\pi t\{1-(4\alpha t)^2\}} \quad (4)$$

式(1)で表される受信信号 $\{r(i); i=0\sim 2N_c-1\}$ に $2N_c$ ポイントFFTを適用し、 $2N_c$ 個の直交周波数成分 $\{R(k); k=-N_c\sim N_c-1\}$ に分解する。 $R(k)$ は次式で表される。

$$R(k) = \frac{1}{\sqrt{2N_c}} \sum_{i=0}^{2N_c-1} r(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{2N_c}\right) = \tilde{H}(k)S(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (5)$$

ここで、 $\tilde{H}(k)$ および $S(k)$ は送信フィルタ+チャネルの総合伝達関数および希望信号成分であり、それぞれ次

式で表される。

$$\tilde{H}(k) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \tilde{h}_{l'} \exp\left(-j2\pi k \frac{l'}{2N_c}\right) = H(k)\Phi(k) \quad (6)$$

$$S(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=0}^{N_c-1} s(i) \exp\left(-j2\pi k \frac{i}{N_c}\right) \quad (7)$$

式(6)中の $H_c(k)$ および $\Phi(k)$ はそれぞれチャネルおよび送信フィルタの伝達関数を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (8)$$

$$\Phi(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \left|\frac{k}{N_c}\right| \leq \frac{1-\alpha}{2} \\ \cos\left\{\frac{\pi}{2\alpha} \left(\left|\frac{k}{N_c}\right| - \frac{1-\alpha}{2}\right)\right\}, & \frac{1-\alpha}{2} \leq \left|\frac{k}{N_c}\right| \leq \frac{1+\alpha}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (9)$$

また、 $N(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれIFI成分および雑音成分である。

2.2. ジョイント FDE・スペクトル合成

式(5)で表される周波数領域受信信号 $\{R(k); k=-N_c\sim N_c-1\}$ にFDE・スペクトル合成[6,7]を適用する。ジョイントMMSE-FDE・スペクトル合成は図4に示すように、希望信号の周波数領域 $-N_c/2 \leq k < N_c/2$ において、ナイキストの第1条件を満たしたISIのない信号スペクトルを再生する操作であり、周波数領域でダウンサンプリングを行う方法であると言える。ジョイントFDE・スペクトル合成後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=-N_c/2\sim N_c/2-1\}$ は次式で表される。

$$\hat{R}(k) = \sum_{q=-1}^1 R(k-qN_c)W(k-qN_c) = \hat{H}(k)S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \quad (10)$$

ここで、 $\{W(k-qN_c); q=-1,0,1; k=-N_c/2\sim N_c/2-1\}$ はジョイントFDE・スペクトル合成後の誤差の平均自乗値を最小とするMMSE-FDE重みであり、2.3節で導出する。また、 $\hat{H}(k)$ 、 $\hat{N}(k)$ および $\hat{\Pi}(k)$ は等化後の等価チャネル利得、IFI成分および雑音成分であり、次式で表される。

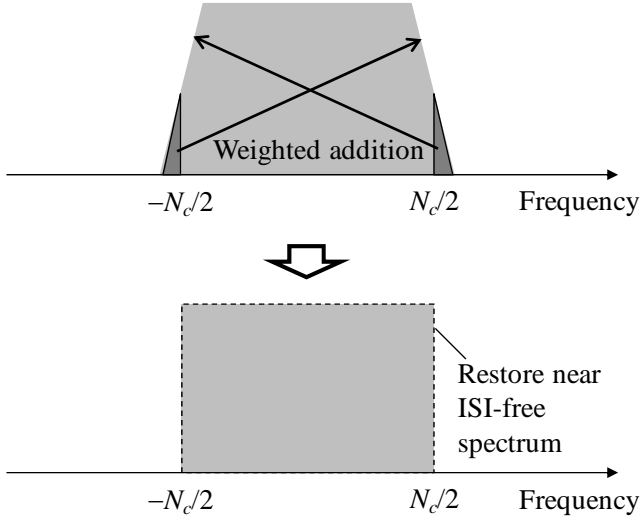


図4 スペクトル合成

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{q=-1}^1 \tilde{H}(k - qN_c)W(k - qN_c) \\ \hat{N}(k) = \sum_{q=-1}^1 N(k - qN_c)W(k - qN_c) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{q=-1}^1 \Pi(k - qN_c)W(k - qN_c) \end{cases} \quad (11)$$

式(9)で表される等化・スペクトル合成後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1\}$ に、次式のように N_c ポイント逆 FFT(IFFT)を適用して時間領域信号 $\{\hat{r}(i); i = 0 \sim N_c - 1\}$ を得る。

$$\hat{r}(i) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=-N_c/2}^{N_c/2-1} \hat{R}(k) \exp\left(j2\pi i \frac{k}{N_c}\right) \quad (12)$$

最後に、式(12)で与えられる N_c シンボルブロックの中央 M シンボル小ブロックのみを取り出し、残留 IBI を低減する。

2.3. MMSE-FDE 重み

等化後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1\}$ と希望信号成分 $S(k)$ の誤差 $\{e(k); k = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1\}$ を次式のように定義する。

$$\begin{aligned} e(k) &= \hat{R}(k) - S(k) \\ &= \sum_{q=-1}^1 R(k - qN_c)W(k - qN_c) - \sqrt{2PS}(k) \end{aligned} \quad (13)$$

等化重み $\{W(k - qN_c); q = -1, 0, 1; k = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1\}$ は MSE $E[|e(k)|^2]$ を最小とする重みとして、次式のように得られる [7]。

$$W(k - qN_c) = \frac{\tilde{H}^*(k - qN_c)}{\sum_{q'=-1}^1 |\tilde{H}(k - q'N_c)|^2 + \sigma^2 / P} \quad (14)$$

ここで、 σ^2 は IBI と雑音の電力和を表す。式(14)の

MMSE 等化重みには送信フィルタの伝達関数も含まれているため、送信フィルタに整合した受信フィルタの役割も果たしている。

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 を仮定している。FFT 窓幅を $2N_c=512$, IFFT 窓幅を $N_c=256$ としている。伝搬チャネルは $T_s/2$ 間隔の $L=16$ 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チャネルを仮定している。また、チャネル推定は理想であるとしている。

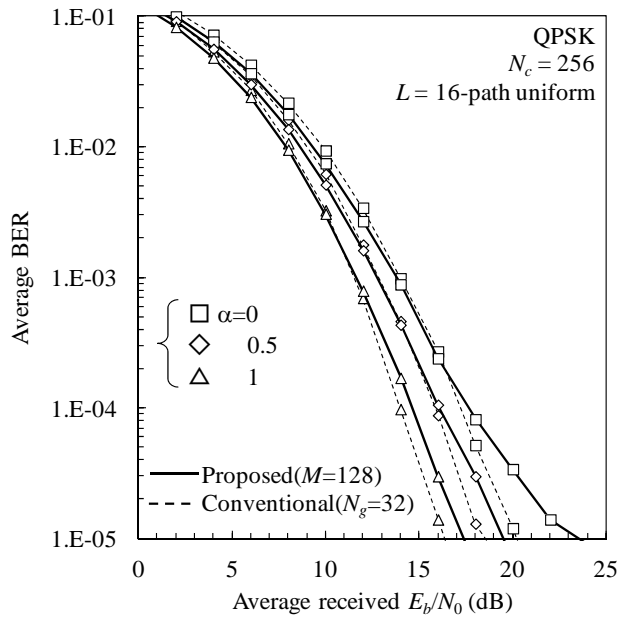
表 1 計算機シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK	
FFT window length	$2N_c=512$	
IFFT window length	$N_c=256$	
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Delay time	$\tau_l=l/2$
Nyquist filter	Square-root raised cosine filter with roll-off factor α	
Channel estimation	Ideal	

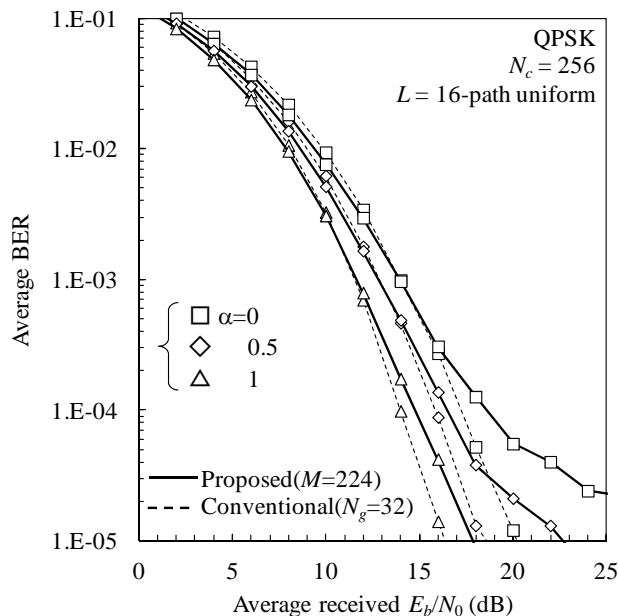
図 5 にジョイントオーバーラップ FDE・スペクトル合成の平均 BER 特性を示す。横軸は平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0(=0.5(E_s/N_0))$ であり、送信フィルタのロールオフファクタ α をパラメータとしている。比較のため、従来の CP 挿入を行うジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成の BER 特性も示している。このときの CP 長は $N_g=32$ シンボルとし、横軸の平均受信 E_b/N_0 には CP 挿入損(0.5dB)を含めている。

図 5(a) に $M=128$ の時の BER 特性を示す。提案法、従来法ともに、ロールオフファクタ α を大きくするにつれ、BER 特性が改善されていることが分かる。これは、 α の増加に伴い信号帯域が広がるため、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。BER= 10^{-3} を達成するための所要 E_b/N_0 は、 $\alpha=0$ に比べ、 $\alpha=0.5(1)$ のときで約 1(2)dB 程度低減することができる。また提案法は、CP 挿入を行う従来法とほぼ同程度の BER 特性を達成できることが分かる。低 E_b/N_0 の領域では、従来法に比べ、CP 挿入による電力損のない提案法の BER 特性が若干改善されている。一方、比較的高い E_b/N_0 の領域では、残留 IBI の影響により、提案法の BER 特性は従来法から劣化するものの、 α が大きいほど大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、

残留 IBI による劣化量は小さく、CP 挿入を行わずとも十分に残留 IBI の影響を抑圧できることが分かる。図 5(b)に $M=224$ の時の BER 特性を示す。 M が大きくなると、残留 IBI の影響が大きくなるため、高 E_b/N_0 の領域での従来法からの劣化量が大きくなる。しかしながら、 $M=128$ の時と同様に、 α が大きくなると得られる周波数ダイバーシチ効果が大きくなるため、従来法からの劣化量を小さくすることができる。



(a) $M=128$



(b) $M=224$

図 5 ジョイントオーバーラップ FDE・スペクトル合成の平均 BER 特性

4. まとめ

本稿では、ルートナイキスト送信フィルタリングを用いる SC 伝送を対象に、CP 挿入を行わず残留 IBI を抑圧しつつ、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得るジョイントオーバーラップ FDE・スペクトル合成を提案し、その適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。等化後の残留 IBI が FFT ブロックの両端付近に集中することを利用し、ブロック中央部分のみを取り出すことで残留 IBI の影響を低減できる。ブロックから取り出すシンボル数を小さくすることで残留 IBI の影響を大幅に抑圧でき、CP 挿入を行う従来のほぼ同等の BER 特性を達成できる。さらに、送信フィルタのロールオフファクタを大きくすることで大きな周波数ダイバーシチ効果が得られ、BER 特性を大幅に改善できることを明らかにした。

文 献

- [1] W. C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communication*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [5] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [6] S. Okuyama, K. Takeda, and F. Adachi, "MMSE Frequency-domain Equalization Using Spectrum Combining for Nyquist Filtered Broadband Single-Carrier Transmission," 2010 IEEE 71st VTC, Taipei, Taiwan, 16-19 May 2010.
- [7] T. Obara, K. Takeda and F. Adachi, "Joint MMSE-FDE & spectrum combining for a broadband single-carrier transmission in the presence of timing offset," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E94-B, No. 5, May 2011.
- [8] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE VTC'03-fall*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [9] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," *IEEE 64th VTC*, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [10] Kazuki Takeda, Hiromichi Tomeba, Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, "DS-CDMA HARQ with Overlap FDE," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 11, pp. 3189-3196, Nov. 2007