

シングルキャリア CDMA における周波数領域送信等化

留場 宏道[†] 武田 和晃[†] 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 05

E-mail: † {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数選択性フェージング環境下での DS-CDMA などのシングルキャリア伝送特性を改善する技術として、最近、周波数領域受信等化が注目されている。筆者らは、送信側で周波数領域等化処理を行うことで伝送特性を改善する周波数領域送信等化を研究している。本論文ではシングルキャリア CDMA を対象に周波数ダイバーシチ効果を得ることができる周波数領域送信等化を提案し、その BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、周波数領域受信等化の BER 特性と比較している。

キーワード 送信等化, シングルキャリア伝送, 周波数領域等化

Pre-equalization for single carrier transmission

Hiromichi TOMEBA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: † {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, frequency-domain equalization (FDE) at a receiver has been attracting attention for improving the SC transmission (e.g., DS-CDMA) performance in a frequency-selective fading channel. Authors have been studying frequency domain pre-equalization at a transmitter as an effective technique to improve the transmission performance. In this paper, a pre-equalization transmission in the frequency-domain, called pre-FDE transmission, is presented. It is confirmed by the computer simulation that pre-FDE transmission can achieve a bit error rate (BER) performance close to that attainable by FDE reception.

Keyword Pre-equalization, single-carrier transmission, frequency domain equalization

1. まえがき

次世代の移動無線通信では高速、高品質な伝送が要求されている。高速移動無線チャンネルは、様々な遅延時間の伝播路から構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるのが特徴であり、符号間干渉 (ISI) によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。そこで、最近では、Rake 受信器というチャンネル整合フィルタを用いる DS-CDMA が数 Mbps 程度の高速移動通信に用いられるようになった。DS-CDMA は、遅延時間の異なるパスを分離して Rake 受信を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができ、伝送特性を改善できる。

しかし、今後期待される 100Mbps 以上の超高速伝送においては分離可能なパス数が大幅に増えることによるパス間干渉 (IPI) の増大により、伝送特性は大幅に劣化してしまう。そこで最近では、シングルキャリア伝送を対象とした周波数領域等化技術が注目されている[2]。周波数領域等化をシングルキャリア伝送に適用すれば MC-CDMA と同等の優れた特性を得ることができる[3,4]。また、最近では周波数領域等化処理を送信側で行うことにより伝送特性を改善する周波数領域送信等化 [5-8] が注目されてきており、筆者らは複数の送信アンテナ

を用い、サブキャリア毎に送信ダイバーシチを適用する周波数領域等化送信ダイバーシチ (FPTD: Frequency-domain Pre-equalization Transmit Diversity) を提案し、DS-CDMA および MC-CDMA の BER 特性を大きく改善できることを示した[9, 10]。本論文では、シングルキャリア伝送を対象とした周波数領域送信等化を提案している。FPTD がサブキャリア毎に送信ダイバーシチを行うことでチャンネルを周波数非選択性チャンネルに近づけるのに対して、提案方式では 1 アンテナを用いて周波数領域送信等化を行ってチャンネルを周波数非選択性に近づけるのが特徴である。この周波数領域送信等化を用いれば、送信および受信等化処理を一方の送受信局に集中させることが可能である[11]。

周波数領域送信等化では受信側で観測されるチャンネル伝達関数を知ることが必要である。チャンネル伝達関数の推定は、送受信に同じ搬送波周波数を用いる時間分割複信 (TDD)[12] では比較的容易である。本論文ではチャンネル利得が理想的に推定できるという仮定のもとで、シングルキャリア伝送において 1 アンテナ周波数領域送信等化を適用した場合のビット誤り率特性 (BER) を計算機シミュレーションによって求め、周波数領域受信等化と BER 特性を比較している。

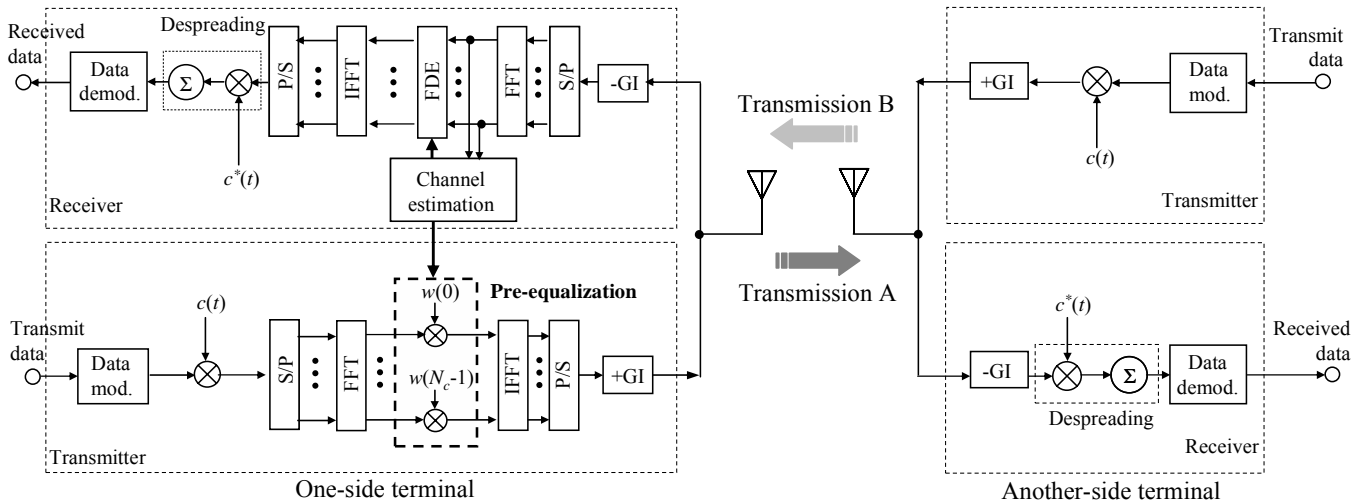


図1 周波数領域等化送信を用いる場合のシングルキャリア CDMA の送受信系

本論文は以下のような構成になっている．第2章では周波数領域送信等化を用いるシングルキャリア伝送の送受信系について述べる．計算機シミュレーション結果を第3章で述べ，最後に第4章でまとめる．

2. 周波数領域送信等化を用いるシングルキャリア CDMA の送受信系

周波数領域送信等化を用いるシングルキャリア CDMA の送受信系を図1に示す．等化送信を用いる伝送系の送受信系について説明する．送信機では，送信シンボル系列を N_c/SF 個のシンボル (N_c は FFT ポイント数， SF は拡散率) 毎のブロック系列に分割し，各ブロックを拡散率 SF の拡散符号系列 $\{c(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を用いて拡散する．そしてブロック毎に N_c ポイント FFT を適用した後に，送信等化重みを乗算する．等化重みについては後に説明する．その後， N_c ポイント IFFT を用いて時間領域送信信号を生成する．これにガードインターバル (GI) を付加して送信する．受信局ではシングルキャリア CDMA 受信信号から GI を取り除いた後に逆拡散し，データ復調する．以下では，一般性を失うことなく，1 ブロックのデータシンボル $\{d(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を送信するものとする．

2.1. 送信等化

拡散された信号 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ は次式のように表される．

$$s(t) = c(t) d \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) \quad (1)$$

ここで， $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である．次に次式のように N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分に分解する (以下 MC-CDMA と同様にサブキャリア成分と呼ぶこととする) ．

$$S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp \left(-j \frac{2\pi t}{N_c} k \right), \quad k = 0 \sim N_c - 1 \quad (2)$$

サブキャリア毎に送信等化重みを乗算する．送信等化後のサブキャリア k の成分は次式のように表される

$$\tilde{S}(k) = S(k) w(k) \quad (3)$$

ここで， $w(k)$ は送信等化重みである．

チャンネルの伝達関数が $\{H(k); k=0 \sim N_c-1\}$ (式(8)参照) であるとき，受信信号の信号対雑音電力比 (SNR) を最大とする送信重み (本論文では MR (Maximal-Ratio) 重みと呼ぶ) は次式のように表される．

$$w(k) = C \cdot H^*(k) \quad (4)$$

ここで C は送信電力を一定にするための正規化係数を表している．MR 重みは SNR を最大とすることができるが，チャンネルの周波数選択性を強めてしまうため，パス間干渉 (IPI) を増大させてしまい伝送特性が劣化してしまう．一方，チャンネルを完全な周波数非選択性チャンネルに変換し IPI を抑圧する送信重み (本論文では ZF (Zero-Forcing) 重みと呼ぶ) は次式のように表される．

$$w(k) = C \cdot H^*(k) / |H(k)|^2 \quad (5)$$

ZF 重みでは IPI は発生しないが，チャンネル利得が大きく落ち込んでいるサブキャリア成分に大きな送信電力を配分するため，送信電力一定の拘束条件のもとでは平均受信電力が小さ

くなってしまい雑音による誤りが増えてしまう。

そこで本論文では、PI を抑圧しつつ平均受信電力の落ち込みを抑圧する送信等化重みを用いる。本論文ではこの送信重みを MMSE 重みと呼ぶこととする。サブキャリア k の送信重みは次式のように表される。

$$w(k) = C \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \lambda} \quad (6)$$

このとき C は次式のように表される。

$$C = N_c \left\{ \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{|S(k)H^*(k)|^2}{|H(k)|^2 + \lambda} \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (7)$$

λ には最適値が存在する。本論文では、その最適値は計算機シミュレーションによって求めている。また、式(6)は $\lambda \rightarrow \infty$ としたときに MR 重み、 $\lambda=0$ としたときに ZF 重みとなる。

式(3)に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のシングルキャリア送信信号 $\{\tilde{s}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ が生成される。

$$\tilde{s}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{1}{N_c} S(k)w(k) \right\} \exp\left(j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \quad (7)$$

ここで E_c は 1 チップあたりの信号エネルギー、 T_c はチップ長を表す。これに N_g チップの GI を付加して送信する。

2.2. 受信信号

フェージングチャネルは遅延時間の異なる L 個の離散パスから構成され、パス l の遅延時間 τ_l は $\tau_l = l$ チップであるものとする。チャネル伝達関数 $\{H(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は、各パスのパス利得 $\{\xi_l; l=0 \sim L-1\}$ を用いて次式のように表される。

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \exp\left(-j \frac{2\pi l}{N_c} k\right) \quad (8)$$

受信信号は次式のように表せる。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \tilde{s}(t-l) + n(t) \quad (9)$$

ここで、 $n(t)$ は平均 0 で分散 $2\sigma^2$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) を表す。受信信号から GI を除去した後、以下のような逆拡散により軟判定値系列 $\{\tilde{d}(m); m=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

$$\tilde{d}(m) = \frac{1}{SF} \sum_{t=mSF}^{(m+1)SF-1} r(t)c^*(t) \quad (10)$$

3. 計算機シミュレーション

3.1. シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 1 に示す。パス数は $L=16$ で指数減衰型電力遅延プロファイルを仮定し、減衰指数を α とした。なお、比較のために MMSE 周波数領域受信等化 [13] の平均 BER 特性も求めた。

3.2. 最適 λ について

送信 $E_b/N_0=5, 10, 15$ dB における λ と平均 BER 特性の関係を図 2 に示す。図 2 より、送信電力および拡散率により λ の最適値が異なっていることがわかる。以下のシミュレーションにおいては各送信 E_b/N_0 における最適値を用いて BER 特性の比較を行っている。

表 1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
SC-CDMA	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Spreading code	$SF=1, 8$
Pre-equalization weight		ZF, MR, MMSE
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Exponential
	Decay factor	$\alpha=0, 8$ dB
	Time delay	$\tau_l=lT_c, l=0 \sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T=0.001$ ($T=(N_c+N_g)T_c$)
Channel estimation		ideal

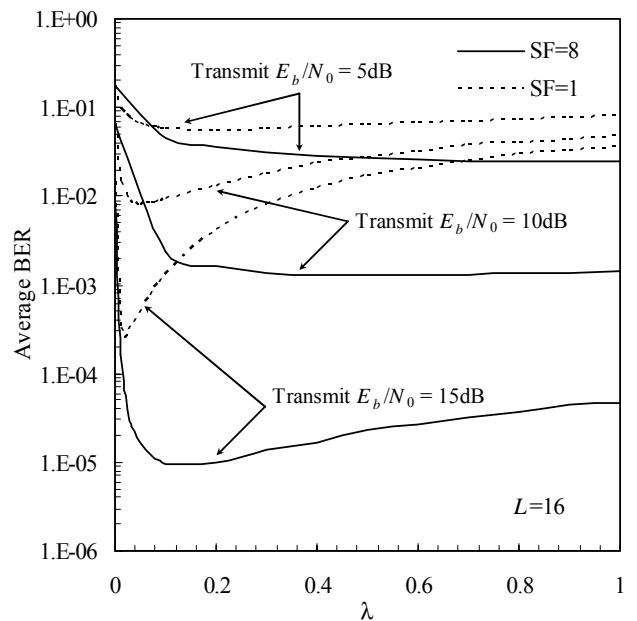


図 2 λ と平均 BER 特性の関係

3.3. 送信重みの比較

各送信重みを用いた場合の平均 BER 特性を図 3 に示す。SF=1 のとき、MR 重みでは高い BER フロアが発生していることが分かる。これは MR 重みがチャンネルの周波数選択性フェージングを強調することにより、周波数ダイバーシチ効果が得られるものの、大きな IPI を発生させてしまうためである。また ZF 重みは IPI を完全に抑圧するため BER 特性にフロアは見られず、MR 重みよりも優れた BER 特性が得られることがわかる。しかし送信電力一定の拘束条件のもとでは平均受信電力が小さくなってしまいうため、MMSE 重みより BER 特性が劣化していることが分かる。MMSE 重みでは、各送信 E_b/N_0 毎に最適な λ の値を用いることで、最も優れた BER 特性が得られることが分かる。MMSE 重みでは、周波数非選択性チャンネルの完全再生をあきらめることで、高い平均受信電力を保ちつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため、優れた BER 特性が得られる。

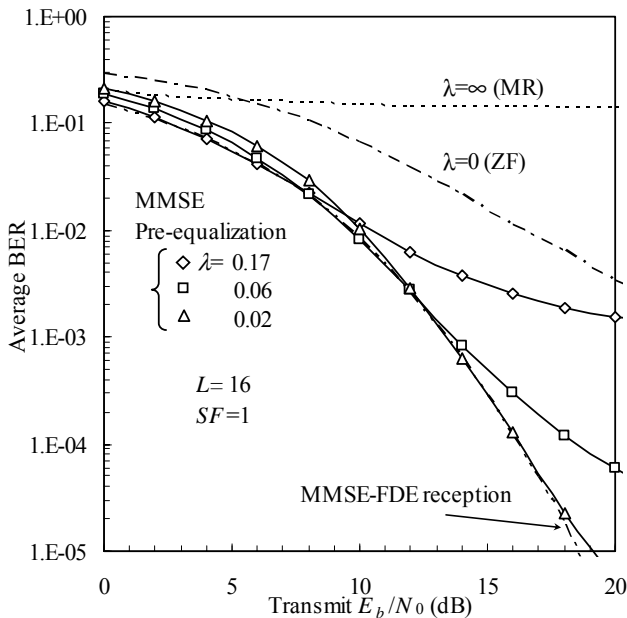
次に SF=8 のときの BER 特性を比較した場合、MR 重みは ZF 重みよりも優れた BER 特性を得ることができていることが分かる。これは、MR 重みで発生する IPI を逆拡散によりある程度抑圧できるために、周波数ダイバーシチ効果が得られない ZF 重みよりも優れた特性が得られるのである。また、提案方式では拡散率によらず優れた特性が得られることが分かる。

また、図 3 には MMSE 周波数領域受信等化を用いた場合の BER 特性も併せてプロットした。MMSE 重みを用いたときの BER 特性と比較した場合に、最適 λ を用いることで等化受信

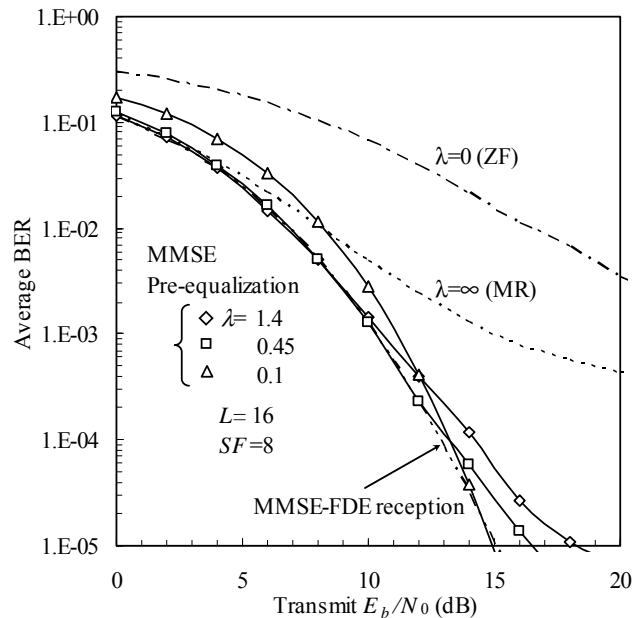
とほぼ等価な特性を得ることが可能であることが分かる。

3.4. 周波数選択性の強さの影響

減衰指数 α をパラメータとした場合の BER 特性を図 4 に示す。ただし、MMSE 重みでは SF=1(8) で送信 $E_b/N_0=15(10)$ dB で最適化した λ を用いている。図 4 より MR 重みでは SF=1 の場合 $\alpha=0$ dB のときより $\alpha=8$ dB のときの方が若干優れた BER 特性が得られていることが分かる。これは周波数選択性が弱くなると IPI が小さくなるためである。SF=8 の場合には、逆拡散により IPI が既にある程度抑圧されるため、送信電力が小さい領域においては高い周波数ダイバーシチ効果が得られる $\alpha=0$ dB のときの方が $\alpha=8$ dB のときより優れた特性が得られる。また ZF 重みを用いた場合、送信電力が小さい領域では $\alpha=0$ dB のときより $\alpha=8$ dB のときの方が優れた BER 特性が得られていることが分かる。これはチャンネルの周波数選択性が弱くなることによりチャンネル利得が大きく落ち込むサブキャリア数が少なくなり、ZF 重みを用いたときに起こる平均受信電力の低下が発生しにくくなるためである。送信電力が大きい領域においてはこの影響が小さくなるため、 $\alpha=0$ dB のときと $\alpha=8$ dB のときの BER 特性はほぼ等しくなる。一方、MMSE 重みは $\alpha=8$ dB のときより $\alpha=0$ dB のときの BER 特性が優れていることが分かる。これは MMSE 重みでは IPI をある程度抑圧できるため、IPI の抑圧による特性改善効果よりも周波数選択性が弱くなることによって周波数ダイバーシチ効果が小さくなることによる特性劣化が大きいいためである。



(a) SF=1



(b) SF=8

図 3 各送信重みの平均 BER 特性

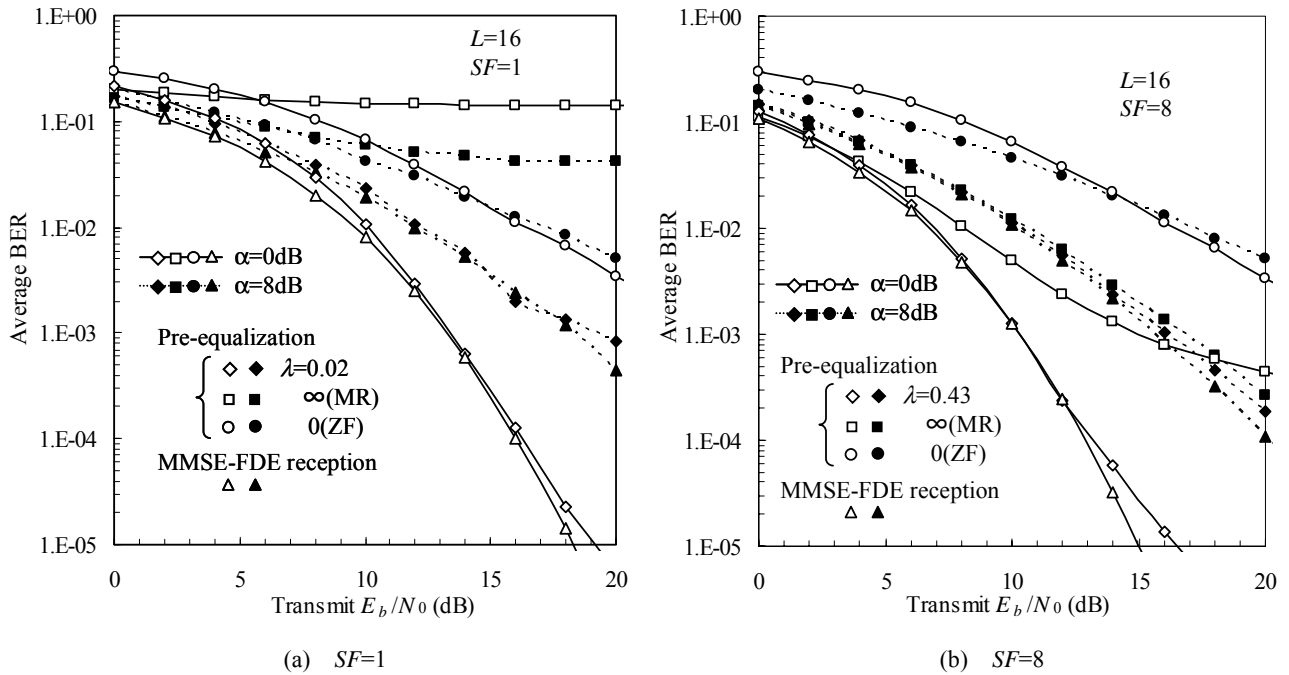


図4 周波数選択性の強さの影響

4. まとめ

シングルキャリア CDMA/TDD を対象に，周波数領域送信等化を用いたときの誤り率特性を計算機シミュレーションによって明らかにした．MR 重みは受信 SNR を最大にすることができるが，チャンネルの周波数選択性を強調してしまうため大きな IPI を発生させてしまい，拡散率が小さいときには BER 特性を大幅に劣化させてしまう．ZF 重みでは周波数非選択性を再生できるため IPI は発生しないものの平均受信電力が小さくなってしまったため雑音による BER 特性劣化が大きくなってしまった．一方，MMSE 重みは周波数非選択性チャンネルの完全再生をあきらめている．そのため高い平均受信電力をもちつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができ，MR 重みや ZF 重みより優れた BER 特性を得ることができる．また，MMSE 重みの λ を最適値に設定することで MMSE 周波数領域受信等化とほぼ等価な特性を得ることができる．

文献

[1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork,1974.
 [2] 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, pp. 58-66, Apr. 2002.
 [3] 武田, 板垣, 安達, "周波数選択性フェージングにおける空間・周波数領域処理を用いる DS-CDMA の伝送特性," *信学技報*, RCS2003-33, pp. 21-25, 2003 年 5 月.
 [4] 武田, 安達, "周波数領域等化とアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA のビット誤り率の理論解析," *信学技報*, RCS2003-239, pp. 27-32, 2004 年 1 月.
 [5] D. Mottier and D. Castelain, "SINR-based channel pre-equalization for uplink multi-carrier CDMA systems,"

Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.(PIMRC2002), Vol. 4, pp. 1488-1492, Sept. 2002.
 [6] S. Kaiser, "Space frequency block coding in the uplink of broadband MC-CDMA mobile radio systems with pre-equalization," *Proc. IEEE VTC'03 fall*, Oct. 2003.
 [7] I. Cosovic, M. Schnell and A. Springer, "On the performance of different channel pre-compensation techniques for uplink time division duplex MC-CDMA," *Proc. IEEE VTC'03 fall*, Oct. 2003.
 [8] 阿部, 高岡, 安達, "送信等化を用いる MC-CDMA の伝送特性," *RCS2003-375*, pp.131-136, 2004 年 3 月
 [9] 留場, 高岡, 安達, "周波数領域等化送信ダイバーシチを用いた MC-CDMA 上りリンクの誤り率特性," *信学技報*, RCS2004-67, pp.67-72, 2004 年 5 月
 [10] 留場, 武田, 安達, "DS-CDMA 移動無線における周波数領域等化送信ダイバーシチ," *信学技報*, RCS2004-123, pp. 19-25, 2004 年 8 月.
 [11] 留場, 武田, 安達, "DS-CDMA 移動無線における周波数領域等化送信ダイバーシチを用いたシングルユーザ伝送における平均 BER 特性," *信学技報*, 2004 年 10 月.
 [12] R.Esmailzadeh, M.Nakagawa and A.Jones, "TDD-CDMA for the 4th generation of wireless communications", *IEEE Wireless Communications*, Vol.10, No.4, pp. 8-15, Aug. 2003.
 [13] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization combined with space-time transmit diversity and antenna received diversity for DS-CDMA," *Proc. IEEE VTC'04 spring*, May. 2004.