

シングルキャリア伝送における送受信アンテナダイバーシチと 周波数等化の複合効果

武田 和晃[†] 板垣 竹識[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科電気・通信専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: † {takeda, itagaki}@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におけるシングルキャリア伝送では符号間干渉により伝送特性が大幅に劣化してしまう。マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)などで用いられている周波数領域等化技術を適用すれば、周波数ダイバーシチ効果を得つつ符号間干渉を抑圧できるのでシングルキャリア伝送の平均誤り率(BER)特性を改善できる。平均 BER 特性の更なる改善には送受信アンテナダイバーシチの採用が効果的である。本論文では、MMSEC 周波数等化と送受信ダイバーシチの複合効果を計算機シミュレーションにより明らかにしている。送信ダイバーシチとして遅延送信ダイバーシチおよび時空間送信ダイバーシチ(STTD)を用いている。

キーワード 周波数領域等化, Space-time transmit diversity, 遅延送信ダイバーシチ

Joint effect of space-time transmit diversity and equalization on single carrier transmission

Kazuaki TAKEDA[†] Takeshi ITAGAKI[†] 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: † {takeda, itagaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In a frequency-selective fading channel, the performance of single-carrier (SC) transmission significantly degrades due to severe inter-symbol-interference (ISI). In this paper, delay transmit diversity and space-time transmit diversity (STTD) as transmit diversity are combined with minimum mean square error (MMSE) frequency-domain equalization achieving frequency diversity effect while suppressing inter-symbol-interference (ISI) and its bit error rate (BER) performance is evaluated by computer simulation. It is found by computer simulation that BER performance achievable with joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity can be significantly improved in a severe frequency-selective fading channel.

Keyword Frequency-domain equalization, space-time transmit diversity, delay transmit diversity

1. まえがき

移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成されている。このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ、シングルキャリア伝送では符号間干渉により伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。そこで、最近では、Rake 受信器というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割多元接続(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[2]。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、100Mbps のような超高速伝送の場合には無線チャネルのパス数が非常に多くなってしまい、大きなパス間干渉が発生してしまうために、伝送特性が大幅に劣化してしまう。さらに、多数の Rake フィンガ数が必要になることから Rake 受信機が複雑になってしまう。そこで最近では、多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア伝送が目ざ

れるようになった。直交周波数分割多重(OFDM)やマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)がそれである[3,4]。MC-CDMA では、周波数領域等化を適用することで周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた伝送特性を得ることができる[5]。しかしマルチキャリア伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)が大きくなるので、線形電力増幅器の負担が増加してしまう。

最近、シングルキャリア伝送の周波数領域等化技術[6]が注目され始めた。周波数領域等化を用いたシングルキャリア伝送は MC-CDMA と同等の優れた特性を得ることができ[7]、PAPR の問題も少なく、周波数領域等化の複雑度は無線チャネルの周波数選択性の強さには依存しないという利点がある。また平均 BER 特性の更なる改善には送受信アンテナダイバーシチの採用が有効である[8]。本論文では、周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉を抑圧する MMSEC 周波数等化と送受信ダイバーシチの複合効果を計算機シミュレー

ションで明らかにしている．送信ダイバーシチとして遅延送信ダイバーシチおよび時空間送信ダイバーシチ(STTD)[9,10]を用いる．本論文は以下のような構成になっている．第2章,3章および4章では, MMSEC 周波数領域等化を用いるときの遅延送信ダイバーシチおよび STTD について述べている．第5章では計算機シミュレーションにより平均 BER 特性の改善効果を求め, 遅延送信ダイバーシチと STTD を用いたときの BER 特性を比較している．

2. シングルキャリア伝送と MMSEC 周波数領域等化

2.1. 送信信号

図1に周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送系の構成を示す．送信データシンボル系列 $\{d(t)\}$ を N_c 個のシンボルから成るデータブロックに分割し, 各ブロックの後尾 N_g 個のシンボルをコピーしてその先頭にガードインターバル (GI) として挿入する．GI とデータブロックで1フレームを構成する．本論文ではシンボル間隔の離散時間表現を用いる．0番目のフレームの送信シンボル系列 $\{s(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようになる．

$$s(t) = \sqrt{2E_s/T} \tilde{d}(t), \quad t = -N_g \sim N_c-1 \quad (1)$$

ここで E_s は1シンボル当たりの信号エネルギー, T はGI挿入後のシンボル長である．また, $\tilde{d}(t)$ は次式のようになる．

$$\tilde{d}(t) = \begin{cases} d(t+N_g), & t = -N_g \sim -1 \\ d(t), & t = 0 \sim N_c-1 \end{cases} \quad (2)$$

2.2. 受信信号

送信信号は, 周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される．無線チャネルは独立に変動する L 個のパスから構成される周波数選択性チャネルであるものとする．第 l パスの遅延時間 τ_l は $\tau_l = lT$ であるものとする．

時刻 t において第 m 受信アンテナで受信された信号 $\{r_m(t); m = 0 \sim N_r-1\}$ は次式のようになる

$$r_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} s(t-l) + \eta_m(t) \quad (3)$$

ここで $\xi_{m,l}$ は送信アンテナ n と受信アンテナ m 間のチャネルのパス l のチャネル利得, $\eta_m(t)$ は零平均で分散が $2N_0/T$ の複素ガウス雑音過程である． N_0 は相加性白色ガウス雑音過程 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である．なお, 本論文ではブロックフェージングを仮定し, 1フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている．受信機では, GI を削除した後, N_c ポイントFFTを適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_m(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する (MC-CDMA と対比する上で便利な

よう, ここではサブキャリアという表現を用いる)．第 n サブキャリアの成分 $R_m(k)$ は次式で表せる．

$$R_m(k) = H_m(k)S(k) + \eta'_m(k) \quad (4)$$

ここで, $H_m(k)$, $S(k)$ および $\eta'_m(k)$ は, それぞれ次式で与えられる第 k サブキャリア点のチャネル利得, N_c 個からなる送信シンボル系列の周波数成分および雑音成分である．

$$\begin{cases} H_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \eta'_m(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (5)$$

2.3. 周波数等化

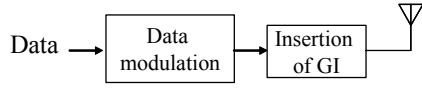
サブキャリアごとにアンテナ受信ダイバーシチ合成と融合した1タップ周波数等化を行う．

$$\tilde{R}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} R_m(k) w_m(k) \quad (6)$$

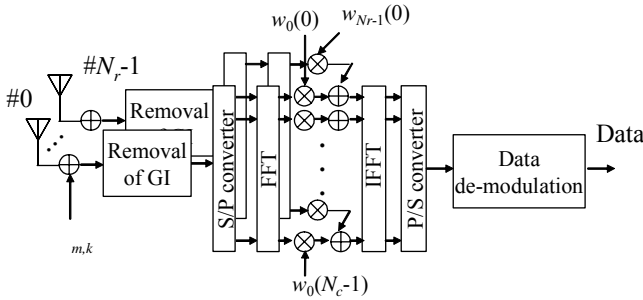
ここで, $w_m(k)$ は周波数等化重みであり, 次式で与えられる最小平均2乗誤差合成 (MMSEC) 重みを用いる [4]．

$$w_m(k) = \frac{H_m^*(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}} \quad (7)$$

ここで, E_s/N_0 は受信シンボルエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比である．アンテナ受信ダイバーシチ合成と融合した MMSEC 周波数領域等化を行った後, 逆FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換してデータ復調する．



(a) Transmitter



(b) Receiver

図1 周波数領域等化を用いるシングルキャリア送受信系

3. 遅延送信ダイバーシチと MMSEC 周波数領域等化

遅延送信ダイバーシチでは送信シンボル系列を N_t 本の送信アンテナからそれぞれ遅延を加えて送信する。送信アンテナ n ($n=0 \sim N_t-1$) に加える遅延 τ_n は $\tau_n = nT \lfloor (N_g - L) / (N_t - 1) \rfloor$ である。ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x を越えない最大の整数である。図2に遅延送信ダイバーシチを用いるときの送信系を示す。送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される。無線チャネルは独立に変動する L 個のパスから構成される周波数選択性チャネルであるものとする。第 l パスの遅延時間 τ_l は $\tau_l = l$ シンボルであるものとする。図3(a)に、 $N_g=32$ 、送信アンテナ数 $N_t=4$ で、電力遅延プロファイルの減衰指数 α を 4(dB)としたときに受信される等価電力遅延プロファイルを示す。

時刻 t において第 m 受信アンテナで受信された信号 $\{r_m(k); m=0 \sim N_r-1\}$ は次式のようになる

$$r_m(t) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,m,l} s(t-n \lfloor \frac{N_g - L}{N_t - 1} \rfloor - l) + \eta_m(t) \quad (8)$$

ここで $\xi_{n,m,l}$ は送信アンテナ n と受信アンテナ m 間のチャネルのパス l のパス利得である。遅延送信ダイバーシチを適用したときの MMSEC 重みは式(6)で与えられている。 $H_m(k)$ は

$$H_m(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{n,m,l} \exp \left(-j2\pi k \frac{n \lfloor \frac{N_g - L}{N_t - 1} \rfloor + l}{N_c} \right) \quad (9)$$

になる。等価チャネルの周波数伝達関数を図3(b)に示す。また、比較のために $N_t=1$ のときの周波数伝達関数を示した。周波数選択性が弱いチャネルの場合に、遅延送信ダイバーシチを適用することで周波数選択性が

強くなるよう等価パス数を増加できるので、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られることがわかる。

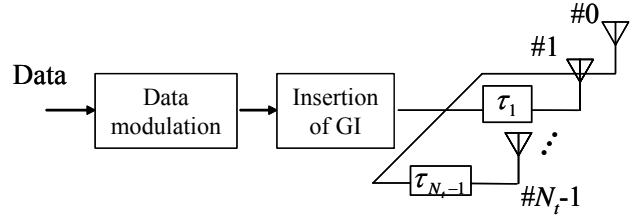
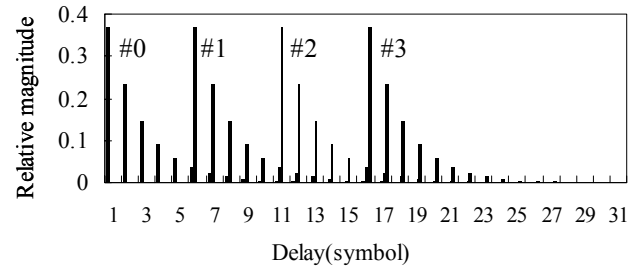
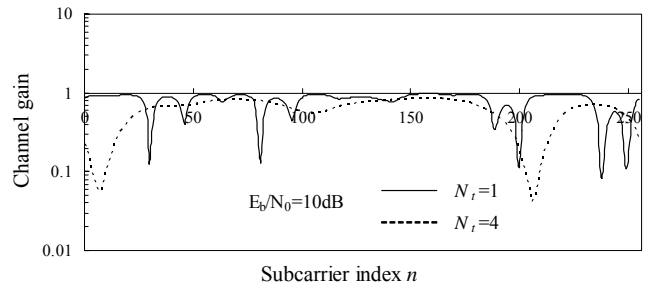


図2 遅延送信ダイバーシチを用いるときの送信系



(a) 電力遅延プロファイル



(b) 周波数伝達関数

図3 遅延送信ダイバーシチ ($N_t=4$) を用いたときの等価チャネルの電力遅延プロファイルと周波数伝達関数

4. 時空間送信ダイバーシチ (STTD) を用いるときの周波数領域等化

4.1. 周波数領域等化に適した時空間符号化

図4に STTD と周波数領域等化を組み合わせるときの信号伝送系を示す。送信シンボル系列 $\{s(k)\}$ を偶数番目 ($q=2u$) と奇数番目 ($q=2u+1$) のフレームの送信シンボル系列 $\{s_e(t)\}$ と $\{s_o(t)\}$ に分ける。Alamouti [9]の時空間符号化を周波数領域に拡張することを考える。ここで

$$\begin{cases} S_e(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_e(t) \exp \left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) \\ S_o(k) = \sum_{t=N_c+N_g}^{N_c+N_g+N_c-1} s_o(t) \exp \left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) \end{cases} \quad (10)$$

で表される周波数成分を、2つの連続フレーム時間区間で2つのアンテナから送信する。こうすれば、サブ

キャリアごとの復号が可能になるので、周波数領域等化との融合が可能になる。それでは、表1の周波数領域時空間符号化を実現する時間領域表現を求めてみる。 $\{S_e^*(k)\}$ および $\{S_o^*(k)\}$ にIFFTを適用し時間領域のシンボル系列を求めると次式のようになる。

$$\begin{cases} \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_e^*(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} n\right) = s_e^*(N_c - t) \\ \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} S_o^*(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} n\right) = s_o^*(N_c - t) \end{cases} \quad (11)$$

すなわち、表1の周波数領域時空間符号化は表2のような時間領域表現に置き換えることができる。

周波数領域に拡張した Alamouti の時空間符号化を用いるときの送受信系を図4に示す。

表1 周波数領域の Alamouti 時空間符号化

Time (in frame)	Antenna index m	
	0	1
$2u$	$\{S_e(k)\}$	$\{S_o(k)\}$
$2u+1$	$\{-S_o^*(k)\}$	$\{S_e^*(k)\}$

表2 周波数領域 Alamouti 時空間符号化の時間領域表現

Time (in frame)	Antenna index m	
	0	1
$2u$	$\{s_e(t)\}$	$\{s_o(t)\}$
$2u+1$	$\{-s_o^*(N_c - t)\}$	$\{s_e^*(N_c - t)\}$

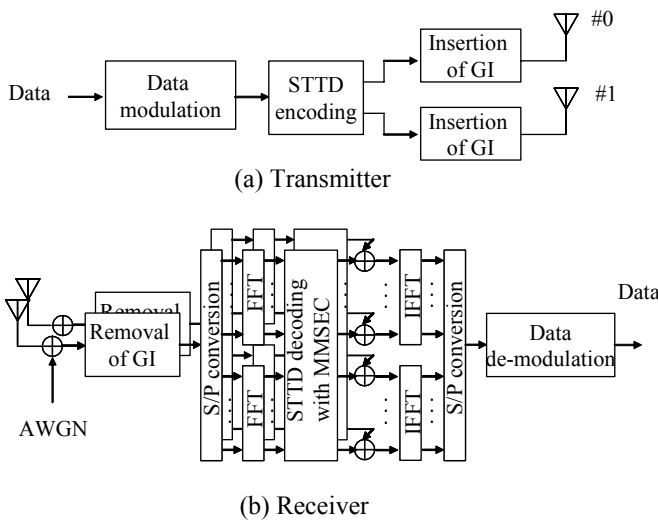


図4 周波数領域に拡張した時空間符号化を用いるときの送受信系

4.2. 時空間復号と MMSE 周波数等化との融合

送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される。偶数番目 ($q=2u$) と奇数番目 ($q=2u+1$) のフレームの受信シンボル系列 $\{r_e(t)\}$ と $\{r_o(t)\}$ は次式のようになる。

$$\begin{cases} r_{e,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l} \cdot s_e(t-l) + \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l} \cdot s_o(t-l) + \eta_{e,m}(t) \\ r_{o,m}(t) = -\sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l} \cdot s_o^*(N_c - (t-l)) \\ \quad + \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l} \cdot s_e^*(N_c - (t-l)) + \eta_{o,m}(t) \end{cases} \quad (12)$$

ここで $\xi_{n,m,l}$ は送信アンテナ n と受信アンテナ m 間のチャネルのパス l のパス利得、 $\eta_{e,m}(t)$ および $\eta_{o,m}(t)$ はそれぞれ偶数および奇数番目のフレーム区間の複素ガウス雑音過程である。受信機では、GI を削除した後、偶数および奇数番目のフレームの受信シンボル系列に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_{e,m}(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $\{R_{o,m}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k サブキャリア成分 $R_{e,m}(k)$ および $R_{o,m}(k)$ は次式で表せる。

$$\begin{cases} R_{e,m}(k) = H_{0,m}(k) S_e(k) + H_{1,m}(k) S_o(k) + \eta'_{e,m}(k) \\ R_{o,m}(k) = -H_{0,m}(k) S_o^*(k) + H_{1,m}(k) S_e^*(k) + \eta'_{o,m}(k) \end{cases} \quad (13)$$

ここで、 $H_{0,m}(k)$, $H_{1,m}(k)$, $\eta'_{e,m}(k)$ および $\eta'_{o,m}(k)$ は、第 k サブキャリア点の送信アンテナ 0 および 1 と受信アンテナ m 間のチャネル利得および雑音成分であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} H_{0,m}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{0,m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \\ H_{1,m}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{1,m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \\ \eta'_{e,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{e,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \eta'_{o,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{o,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (14)$$

周波数成分 $\{R_{e,m}(k)\}$ および $\{R_{o,m}(k)\}$ を用いて次式の時空間復号とアンテナ受信ダイバーシチ合成と融合した 1 タップ周波数領域等化を同時に行って、 $\{\tilde{R}_e(k); k=0 \sim N_c-1\}$ および $\{\tilde{R}_o(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を求める。

$$\begin{cases} \tilde{R}_e(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \{w_{0,m}^*(k)R_{e,m}(k) + w_{1,m}(k)R_{o,m}^*(k)\} \\ \tilde{R}_o(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \{w_{1,m}^*(k)R_{e,m}(k) - w_{0,m}(k)R_{o,m}^*(k)\} \end{cases} \quad (15)$$

ここで、 $w_{0,m}(k)$ および $w_{1,m}(k)$ は、 $\tilde{R}_e(k)$ と $S_e(k)$ および $\tilde{R}_o(k)$ と $S_o(k)$ との平均 2 乗誤差を最小にするような重みであり、次式のようになる（導出略）。

$$\begin{cases} w_{0,m}(k) = \frac{H_{0,m}(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} (|H_{0,m}(k)|^2 + |H_{1,m}(k)|^2) + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \\ w_{1,m}(k) = \frac{H_{1,m}(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} (|H_{0,m}(k)|^2 + |H_{1,m}(k)|^2) + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \end{cases} \quad (16)$$

このような MMSEC 重みを用いると式(15)は次式のように表せる。

$$\begin{cases} \tilde{S}_e(k) = \frac{\sum_{m=0}^{N_r-1} (|H_{0,m}(k)|^2 + |H_{1,m}(k)|^2)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} (|H_{0,m}(k)|^2 + |H_{1,m}(k)|^2) + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} S_e(k) + \eta_e''(k) \\ \tilde{S}_o(k) = \frac{\sum_{m=0}^{N_r-1} (|H_{0,m}(k)|^2 + |H_{1,m}(k)|^2)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} (|H_{0,m}(k)|^2 + |H_{1,m}(k)|^2) + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} S_o(k) + \eta_o''(k) \end{cases} \quad (17)$$

ここで $\eta_e''(n)$ および $\eta_o''(n)$ は時空間復号および MMSEC 周波数等化後の雑音成分である。上式より、STTD はサブキャリア毎に 2 アンテナ MRC 受信するアンテナダイバーシチ合成と等価である（ただし 3dB の電力損失あり）ことが分かる。

$\{\tilde{S}_e(k)\}$ および $\{\tilde{S}_o(k)\}$ に IFFT を適用して 2 フレーム分の時間領域の受信シンボル系列に変換してデータ復調する。

5. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 3 に示す。BPSK データ変調、 $N_c=256$ および $N_g=32$ を仮定した。また、フェージングチャンネルは、減衰指数 α (dB)の指数電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャンネルであるものとした。受信機のタイミング再生とチャンネル推定は理想的であるとした。

表 3 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	BPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval length	$N_g=32$ (symbols)
	Number of transmit antennas	$N_t=1,2,4$
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential power delay profile Decay factor $\alpha=0,8$ (dB)
Receiver	Number of received antennas	$N_r=1,2,4$
	Frequency-domain Equalization	MMSEC
	Channel estimation	Ideal

5.1. 遅延送信ダイバーシチ

図 5 に送信アンテナ数 N_t 、受信アンテナ数 N_r 、指数電力遅延プロファイルの減衰指数 α をパラメータとしてプロットした遅延送信ダイバーシチと MMSEC 周波数等化を組み合わせるときの平均 BER 特性を示す。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 E_b/N_0 であり、 $E_b/N_0=(1+N_g/N_c) (E_s/N_0)$ の関係にある。MMSEC 周波数等化を用いると周波数選択性フェージングを利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、 $\alpha=8$ dB のときよりも $\alpha=0$ dB のときに優れた BER 特性が得られている。また、 $\alpha=0$ dB のときはチャンネルの周波数選択性が十分強く、遅延送信ダイバーシチによる特性改善効果は少ない。しかし、 $\alpha=8$ dB（周波数選択性の弱いチャンネル）のときは、送信アンテナを増やすことにより等価的にチャンネルの周波数選択性を強くし、より大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので特性の改善効果は大きい。 $N_r=1$ のとき、 $N_t=4$ では $N_t=1$ と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が 6dB 程度改善している。また、受信アンテナダイバーシチは周波数選択性の強さによらず平均 BER 特性の改善に有効であることが分かる。なお、 $N_t=1$ 、 $\alpha=0$ dB のとき、 $N_r=4$ では $N_r=1$ と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が 10.6dB 程度改善している。

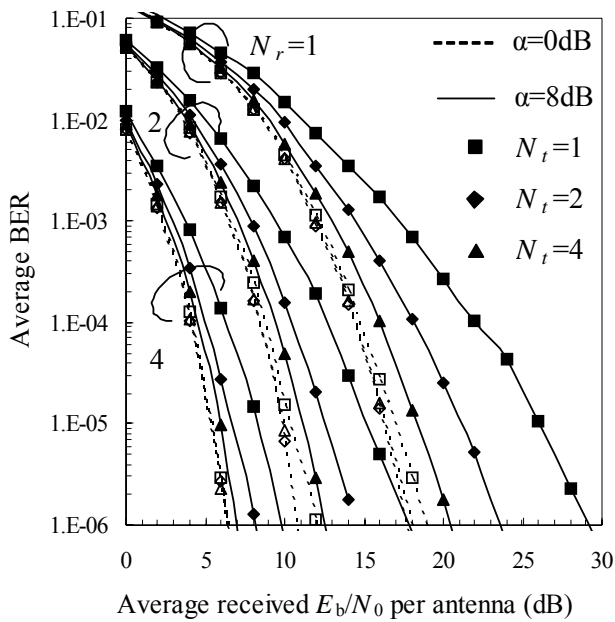


図 5 遅延送信受信アンテナダイバーシチを MMSE 周波数領域等化に併用したときの平均 BER 特性

5.2. STTD

図 6 に MMSE 周波数等化に STTD を併用したときの α をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を示す。送信アンテナ本数を $N_t=2$ 、指数電力遅延プロファイルの減衰指数を $\alpha=0, 8\text{dB}$ とした。比較のため STTD を用いない ($N_r=1$) と遅延送信ダイバーシチ (DTD) を用いたとき ($N_r=2$) の平均 BER 特性も示した。STTD では DTD よりも優れた BER 特性が得られることが分かる。 $\alpha=0\text{dB}$ のときは、チャンネルの周波数選択性が十分強いため DTD による特性の改善効果は少ないが、サブキャリアごとに STTD 復号することでアンテナ受信ダイバーシチと等価な効果が得られるため、周波数ダイバーシチ効果のみを期待する DTD よりも大幅に特性が改善している。STTD では $N_r=1$ と比較して $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 を 3.2dB 程度、および DTD と比較しても 2.9dB 程度低減できる。 $\alpha=8\text{dB}$ のとき、チャンネルの周波数選択性が弱いため周波数ダイバーシチ効果が少なく、DTD による特性の改善効果は大きい、STTD では DTD と比較して $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をさらに 2.5dB 程度低減できる。

図 7 に STTD にさらに受信アンテナダイバーシチを併用したときの α をパラメータとしてプロットした平均 BER 特性を示す。指数電力遅延プロファイルの減衰指数を $\alpha=0, 2, 8\text{dB}$ とした。周波数選択性の強さによらず STTD と受信アンテナダイバーシチの併用は平均 BER 特性の改善に有効であることが分かる。 $\alpha=0\text{dB}$ のとき、 $N_r=1$ と比較して $N_r=2$ では $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が 4.4dB 程度、また $N_r=4$ では 8dB 程度改善している。

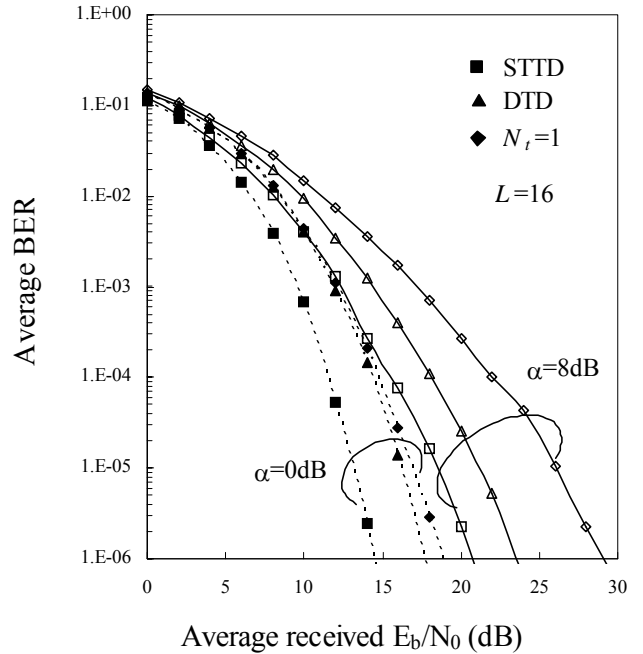


図 6 STTD を MMSE 周波数等化に併用したときの平均 BER 特性

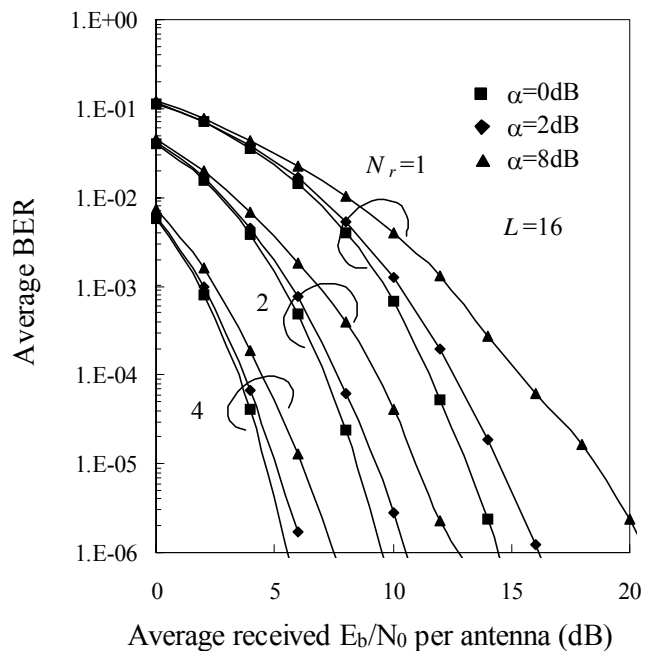


図 7 STTD と受信アンテナダイバーシチを MMSE 周波数等化に併用したときの平均 BER 特性

6. おわりに

シングルキャリア伝送における送受信ダイバーシチと MMSE 周波数等化の併用効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。本論文では送信ダイバーシチとして遅延送信ダイバーシチと STTD を用いた MMSE 周波数等化を用いると周波数選択性フェージングを利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、周波数選択性の強いチャンネルで優れた BER 特性が得られる。サブキャリアごとの周波数領域等化

と組み合わせができるよう、Alamouti の STTD 符号化をサブキャリアごとの STTD 符号化に拡張した。このような STTD では、サブキャリアごとに STTD 復号することでアンテナ受信ダイバーシチと等価な効果が得られるため、周波数ダイバーシチ効果のみを期待する DTD よりも大幅に特性を改善できることを示した。また、無線チャネルの周波数選択性の強さによらず受信アンテナダイバーシチは BER 特性の改善に効果的であることを示した。

7. 参考文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, pp.56-69, Sept. 1998
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, pp.126-144, Dec. 1997.
- [4] T. Sao and F. Adachi, "On diversity reception of multirate MC-CDMA signals,"(in Japanese) *IEICE technical report*, RCS2002-204, pp.73-78, Nov. 2002.
- [5] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA system," *IEICE Trans. Commun*, Vol. E86-B, pp.352-364, Jan. 2003.
- [6] D. Falconer, et al., "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.58-66. Apr. 2002.
- [7] 武田, 板垣, 木村, 安達, "周波数領域等化を用いるシングルキャリア伝送のダイバーシチ受信時の誤り率特性について", *電子情報通信学会総合大会講演論文集*, p.505. 2003 年 3 月.
- [8] J. H. Winters, "Diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 47, pp.119-123, Feb. 1998.
- [9] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [10] R. Thomas Derryberry, et al., "Transmit diversity in 3G CDMA systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp.68-75, April. 2002.