

オーバーラップ FDE を用いるシングルキャリア伝送と マルチキャリア伝送のスループット特性比較

武田 一樹[†] 小原 辰徳[†] 留場 宏道[†] 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: † {kazuki, obara, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代の移動無線通信では、誤り訂正符号化と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)を用いる超高速無線パケットアクセスが主流になると考えられる。このような超高速通信を実現するためには、厳しい周波数選択性環境を克服する優れたチャネル等化技術が不可欠である。これまで、直接拡散(DS)-符号分割マルチアクセス(CDMA)およびマルチキャリア(MC)-CDMA いずれにおいても、平均二乗誤差最小(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、チャネルの周波数選択性を利用でき、高いスループットを実現できることが示されてきた。しかし、FDE は高速フーリエ変換(FFT)を用いるブロック信号処理であり、ブロック間干渉(IBI)を避けるためにはガードインターバル(GI)の挿入が不可欠であった。このような GI の挿入はスループットの低下を招いてしまう。そこで、GI を用いず IBI を抑圧するオーバーラップ FDE が提案されている。本論文では、HARQ とオーバーラップ FDE を用いるシングルキャリア(SC)伝送と MC 伝送のスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにするとともに、両者の比較を行っている。

キーワード オーバーラップ FDE, DS-CDMA, MC-CDMA, HARQ

Throughput Comparison of Single-carrier And Multi-carrier Signal Transmissions Using Overlap FDE

Kazuki TAKEDA[†] Tatsunori OBARA[†] Hiromichi TOMEBA[†] 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: † {kazuki, obara, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Very high-speed wireless packet access using hybrid ARQ (HARQ) will be a core technology of the next generation mobile communication systems. A robust channel equalization technique against a severe frequency-selective fading channel is needed to realize such a high-speed data transmission. It was shown that frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can take advantage of the channel frequency-selectivity and can provide high throughput performance for direct sequence (DS) code division multiple access (CDMA) and multi-carrier (MC) CDMA. However, the use of FDE requires the insertion of guard interval (GI) to avoid an inter-block interference (IBI). GI insertion reduces the throughput. Recently, overlap FDE which does not require the GI insertion has been proposed. In this paper, we evaluate and compare the throughput performances of single-carrier (SC) and MC transmissions using overlap FDE by computer simulation.

Keyword Overlap FDE, DS-CDMA, MC-CDMA, HARQ

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、自動再送要求(ARQ)と誤り訂正符号を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)[1]を用いる超高速パケットアクセス[2]が主流になると考えられる。しかしながら、超高速無線通信路は遅延時間の異なる独立なパスが多数存在する厳しい周波数選択性環境[3]であり、符号間干渉(ISI)が生じ、伝送特性が大幅に劣化してしまう。現在広く普及している第三世代移動無線では、直接拡散(DS)-符号分割マルチアクセス(CDMA)と Rake 合成受信が併用さ

れ、伝搬路を構成する多数のパスを分離・合成することで数 Mbps 程度の高速通信が可能となった[4]。しかし数 Gbps に迫る超高速伝送を行う場合には、分離可能なパス数が大幅に増加することにより Rake 合成を用いても伝送特性が大きく劣化してしまう。そこで最近では、マルチキャリア(MC)-CDMA や直交周波数分割多重(OFDM)に代表されるように、高速フーリエ変換(FFT)と逆 FFT(IFFT)を用いて周波数領域で信号の生成・検出を行う MC 伝送が注目を集めるようになった[5]-[7]。MC 伝送では、平均二乗誤差最小(MMSE)規範

に基づく周波数領域等化(FDE)と組み合わせることで、チャネルの周波数選択性を積極活用しつつ優れた伝送特性を実現できる。一方で、DS-CDMA に代表されるシングルキャリア(SC)伝送においても MMSE-FDE を適用することで、MC-CDMA と同等の伝送特性を実現できることも分かってきた[8]-[10]。これは、SC 伝送も MC 伝送と同様、超高速パケットアクセスを実現できることを意味している。

ところで FDE は、それぞれの受信信号ブロックに対し FFT を適用して等化を行うブロック信号処理である。したがって、伝搬路を構成する遅延パスによって生じるブロック間干渉(ABI)を防ぐため、ガードインターバル(GI)の挿入が必須である。しかしながら、GI の挿入はスループットの低下を招く。そこで、GI を用いず ABI を抑圧するオーバーラップ FDE が提案されている[11]-[13]。これは ABI キャンセル[14]や GI 再生技術[15]とは異なり、通常の FDE と同等の簡易な構成で実現できる。また、SC 伝送および MC 伝送両者に適用可能であり、GI の挿入を不要とする分スループットを改善する可能性を有する一方、Rake 合成器と置き換えるのみで現在の第三代移動無線にも用いることができる。

本論文では、HARQ とオーバーラップ FDE を用いる SC 伝送および MC 伝送のスループット特性比較を計算機シミュレーションにより明らかにする。DS-CDMA に適用することで従来の Rake 合成を上回るスループットを達成できることを示し、DS および MC-CDMA に適用した場合のスループットの比較を明らかにする。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA/MC-CDMA 伝送系とパケット合成について説明する。第 3 章では HARQ について示す。第 4 章は計算機シミュレーション、第 5 章はむすびである。

2. オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA/MC-CDMA 伝送系とパケット合成

2.1. 送信信号

送信機では、データ変調シンボル系列を Serial/Parallel(S/P)変換により U 個の並列シンボル系列に変換し、それぞれ拡散符号を乗算する。コード u のデータシンボル系列を $\{d_u(i); i=\dots,-1,0,1,\dots\}$ 、拡散率 SF の直交拡散符号を $\{c_u(t); t=0\sim SF-1\}$ とする。 U 個のチップ系列はコード多重され、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=\dots,-1,0,1,\dots\}$ が乗算される。スクランブル符号乗算後のマルチコード CDMA 信号系列 $\{s(t); t=\dots,-1,0,1,\dots\}$ は次式で与えられる。

$$s(t) = \sum_{u=0}^{U-1} d_u \left(\lfloor t/SF \rfloor \right) c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

DS-CDMA では $s(t)$ が連続に送信される。DS-CDMA で $SF=1$ の場合が拡散なしの SC 伝送である。一方 MC-CDMA では、 $s(t)$ は N_c 個ごとの信号ブロックに分割され、それぞれ N_c ポイント IFFT により時間信号へ

と変換したのち送信される。MC-CDMA で $SF=1$ の場合が拡散なしの OFDM 伝送である。DS-CDMA 送信信号 $s^{(DS)}(t)$ および MC-CDMA 送信信号 $s^{(MC)}(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} s^{(DS)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m^{(DS)}(t - mN_c) \\ s^{(MC)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m^{(MC)}(t - mN_c) \end{cases} \quad (2)$$

ただし $s_m^{(DS)}(t)$ および $s_m^{(MC)}(t)$ それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} s_m^{(DS)}(t) = s(t + mN_c) \\ s_m^{(MC)}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} s(k + mN_c) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right), & t=0 \sim (N_c-1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

2.2. 伝搬路

本論文では、伝搬路は L 個の独立なパスを有する周波数選択性チャネルであるとし、 N_r 本受信アンテナダイバシティを用いるものとしている。今、同一のパケットが Q 回再送されたとする(なお、初回の送信は $q=0$ 回目とする)。このとき第 q 回目 ($q=0\sim Q-1$) の再送時における送信アンテナと第 n ($n=0\sim N_r-1$) 受信アンテナ間の伝搬路のインパルス応答は、次式で表わされる。

$$h_n^{(q)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l}^{(q)}(\tau - \tau_l) \quad (4)$$

ここで $h_{n,l}^{(q)}$ および τ_l は、それぞれ q 回目の再送時における送信アンテナと第 n 受信アンテナの間の第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{n,l}^{(q)}|^2] = 1, n=0\sim N_r-1$ 、としている。

2.3. 受信信号

第 q 回目 ($q=0\sim Q-1$) のパケット再送時における第 n アンテナでの受信信号は、それぞれ次式で与えられる。

$$r_n^{(q)}(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l}^{(q)} s^{(DS)}(t - \tau_l) + \eta_n^{(q)}(t), & \text{for DS-CDMA} \\ \sqrt{\frac{2E_c}{N_c T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l}^{(q)} s^{(MC)}(t - \tau_l) + \eta_n^{(q)}(t), & \text{for MC-CDMA} \end{cases} \quad (5)$$

ここで E_c は 1 チップあたりのエネルギー、 T_c はチップ長を表す。 $\eta_n^{(q)}(t)$ は片側電力スペクトル密度を N_0 とする加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。

2.4. 周波数領域パケット合成

受信機では、式(5)で与えられる受信信号系列を

$M(<N_c)$ サンプルごとの小さなブロックに分割し、各ブロックに対する FDE とパケット合成を行う。以下では、第 m 番目の小ブロック、すなわち $t=mM\sim(m+1)M-1$ の信号を得るために、FDE とパケット合成を行うことを考える。このとき式(5)は次式のように書き直せる。

$$r^{(q)}(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} s^{(DS)}((t-\tau_l) \bmod N_c) + v^{(q)}(t) + \eta^{(q)}(t), & \text{for DS-CDMA} \\ \sqrt{\frac{2E_c}{N_c T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} s^{(MC)}((t-\tau_l) \bmod N_c) + \Theta^{(q)}(t) + \eta^{(q)}(t), & \text{for MC-CDMA} \end{cases} \quad (6)$$

ここでそれぞれ第 2 項は IBI 成分を表しており、次式で与えられる。

$$\begin{cases} v^{(q)}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} \{s^{(DS)}(t-\tau_l) - s^{(DS)}((t-\tau_l) \bmod N_c)\} \\ \quad \times \{u(t) - u(t-\tau_l)\}, \text{ DS-CDMA} \\ \Theta^{(q)}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{N_c T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(q)} \{s^{(MC)}(t-\tau_l) - s^{(MC)}((t-\tau_l) \bmod N_c)\} \\ \quad \times \{u(t) - u(t-\tau_l)\}, \text{ MC-CDMA} \end{cases} \quad (7)$$

各アンテナにおいて、区間 $t=(m+1/2)M-N_c/2\sim(m+1/2)M+N_c/2-1$ の受信信号に N_c ポイント FFT を適用し、次式のように $\{R_n^{(q)}(y); y=0\sim N_c-1\}$, $n=0\sim N_r-1$ に変換する。

$$R_n^{(q)}(y) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=(m+1/2)M-N_c/2}^{(m+1/2)M+N_c/2-1} r_n^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi y \frac{t}{N_c}\right) \quad (8)$$

次に、パケット合成重み $\{W_n^{(q)}(y); y=0\sim N_c-1\}$, $n=0\sim N_r-1$ を乗算し、 N_r 本のアンテナで受信された信号と再送された Q 個の同一パケットを次式のように合成する。

$$\hat{R}(y) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} W_n^{(q)}(y) R_n^{(q)}(y) \quad (9)$$

ここで、 $W_n^{(q)}(y)$ は MMSE パケット合成重みであり、次式のように与えられる [16]。

$$W_n^{(q)}(y) = \frac{\{H_n^{(q)}(y)\}^*}{\sum_{q'=0}^{Q-1} \sum_{n'=0}^{N_r-1} \frac{\{\sigma_{n'}^{(q')}\}^2}{\{\sigma_n^{(q)}\}^2} |H_n^{(q')}(y)|^2 + 2\{\sigma_n^{(q)}\}^2} \quad (10)$$

ただし、 $\{H_n^{(q)}(y); y=0\sim N_c-1\}$ および $\{\sigma_n^{(q)}\}^2$ は第 q 回目のパケット再送時における第 n 受信アンテナで観測されるチャネルの伝達関数および IBI と雑音の電力和である。

式 (9) のように得られたパケット合成後の信号

$\{\hat{R}_n^{(q)}(y); y=0\sim N_c-1\}$ に対して N_c ポイント IFFT を適用し、 N_c サンプル ($t=(m+1/2)M-N_c/2\sim(m+1/2)M+N_c/2-1$) の時間領域信号へと変換する。この時間領域信号には IBI が残留する。しかしながら、MMSE-FDE フィルタのインパルス応答は広がり小さいため、残留 IBI は IFFT 出力区間の両端に集中する。そこで IFFT 出力から中央 $t=mM\sim(m+1)M-1$ を取り出し、区間両端付近を切り捨てることで残留 IBI を抑圧できる。FFT/IFFT 区間をオーバーラップさせながらこの操作を繰り返し、全受信信号を得る (図 1)。

DS-CDMA では、こうして得られた等化・パケット合成後の受信信号系列に対してマルチコード逆拡散およびデータ判定を行うことで、軟判定シンボルを得る。一方 MC-CDMA では、得られた時間領域受信信号 ($t=mN_c\sim(m+1)N_c$) に対して再び N_c ポイント FFT を適用し、第 m 番目の MC-CDMA 信号を得る。ここでマルチコード逆拡散およびデータ判定を行うことで、軟判定シンボルを得る。

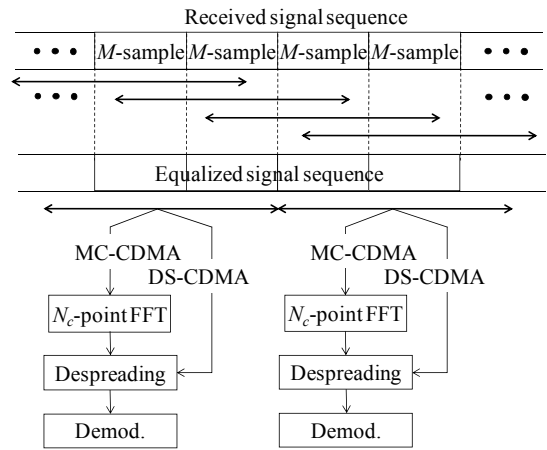


図 1 オーバーラップ FDE

3. HARQ Type II S-Px [1, 17]

HARQ は誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせられた技術である。誤り訂正符号化されたパケットを送受信し、誤り訂正復号後のパケットに対して誤り検出を行う。誤りが発見された場合には NACK 信号を返し、発見されなかった場合には ACK 信号を返す。送信機では、NACK 信号を受信したら同一パケットの再送もしくはパリティ系列の送信を行い、ACK 信号を受信したら次のパケットの送信を行う。

HARQ type II S-Px では、誤り訂正符号化された符号語をシステムチックビット系列と x 個のパリティビット系列に分割する。初回はシステムチックビット系列のみを送信する。このため、誤り訂正符号化を要せず受信が成功するような環境では高いスループットを実現できる。初回で NACK 信号が返された場合、分割されたパリティビット系列を送信する。以降、NACK 信号が返されるたびに異なるパリティ系列を送信する。再送時には、時間ダイバーシチ効果が得られる一方で、復号に用いるパリティビットが増加するため、更なる

符号化利得も得られる。

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション条件

計算機シミュレーション条件を表1に示す。本論文では誤り訂正符号に符号化率 $R=1/3$ のターボ符号を用いるものとする。また、HARQには Type II S-P2[1, 17]を用いており、誤り検出は理想とした。FFTブロックサイズを $N_c=256$ とし、オーバーラップ FDE で取り出す小ブロックサイズを $M=128$ とした。パケットの再送によるラウンドトリップ遅延は無いものとした。

表1 計算機シミュレーション条件

Turbo coding	No. of info. bits	$K=1018$
	Encoder	(13, 15)RSC
	Interleaver	Block
	Decoder	Log-MAP with 8 iter.
Data mod.	QPSK, 16QAM	
HARQ	Type II S-P2	
CDMA	Spreading factor	$SF=1\sim 256$
	No. of code mux.	$U=SF$
Channel	Frequency-selective block Rayleigh	
	Power delay profile	Uniform
	No. of paths	$L=1\sim 16$
	Time delay	$\tau_l=l, l=0\sim L-1$
Overlap FDE	FFT/IFFT block size	$N_c=256$
	No. of samples to pick up	$M=128$
Channel estimation		Ideal

4.2. DS-CDMA 伝送におけるオーバーラップ FDE と Rake 合成受信のスループット比較

DS-CDMA 伝送において、Rake 合成とオーバーラップ FDE を用いた場合のスループット特性をそれぞれ図2に示す。 $L=16$ の厳しい周波数選択性チャンネルを仮定している。Rake 合成を用いた場合(図2(a))、強いパス間干渉(IPI)が発生するため、高いスループットを達成できない。変調方式によらずほぼ確実にパリティビット系列の送信を要し、1bps/Hz を上回るスループットが達成できていないことが分かる。また、16QAM 変調は、QPSK 変調と比べて IPI の影響をより強く受けるため、再送の回数が増えて大幅にスループットが劣化する。 $N_r=2$ の場合でも、パス数が大きい IPI を抑圧しきれず、高いスループットは達成できない。

オーバーラップ FDE を用いた場合(図2(b))、MMSE-FDE によりチャンネルの周波数選択性を抑圧しつつ周波数ダイバーシチ効果が得られるため、Rake 合成受信よりも優れたスループット特性を達成できる。GI を用いていないため IBI が発生しているものの、これはオーバーラップ FDE を用いることで大幅に抑圧できる。したがって QPSK 変調の場合、高 E_s/N_0 ではパリティビット系列の送受信を必要とせず、2bps/Hz のスループットを実現できている。一方 16QAM を用いた場合、オーバーラップ FDE でも抑圧しきれない残留 IBI のため誤りが生じ、高 E_s/N_0 においてもパリ

ティビット系列の送受信が必要となる。したがって、4bps/Hz に迫る高いスループットは得られない。しかしこの残留 IBI によるスループット劣化は、アンテナダイバーシチ受信を行うことで改善できる。図2(b)より、16QAM でも $N_r=2$ の場合には、高 E_s/N_0 においてパリティビット系列を要せず 4bps/Hz に近いスループットを実現できることがわかる。

パス数 L をパラメータとしたときの、Rake 合成とオーバーラップ FDE のスループットを図3に示す。平均受信 $E_s/N_0=6\text{dB}$ としている。Rake 合成では、パス数の増加に従い IPI が強くなるためスループットが劣化する。この劣化は 16QAM のときにより大きくなる。 $N_r=1$ では $2\leq L$ 、 $N_r=2$ では $8\leq L$ という比較的周波数選択性の強い環境下では、QPSK を上回るスループットを達成できていない。一方、オーバーラップ FDE を用いた場合、パス数によらずほぼ同等のスループット特性を達成できている。パス数が増加すると、IBI およびチャンネルの周波数選択性が大きくなる。IBI の増加はスループットの劣化要因であるものの、同時に周波数ダイバーシチ効果が高まることから、 L が大きくなってもスループットは劣化しない。

4.3. オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA と MC-CDMA のスループット特性比較

オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA および MC-CDMA のスループット特性を図4に示す。なお、 $SF=1, 16, 256$ としている。DS-CDMA で $SF=1$ が SC 伝送に、MC-CDMA で $SF=1$ が OFDM 伝送にあたる。QPSK 変調を用いた場合(図4(a))、前述のように高 E_s/N_0 の領域ではほぼ一度で伝送を成功できるため、高いスループットを達成できる(ただし、OFDM 伝送を除く)。OFDM 伝送では初回の送信では周波数ダイバーシチ効果が得られないため再送の確率が高く、高 E_s/N_0 の領域では DS-CDMA および MC-CDMA ($SF>1$) よりもスループットは低くなる。16QAM を用いた場合(図4(b))、高 E_s/N_0 の領域でも OFDM 伝送と DS-CDMA および MC-CDMA ($SF>1$) はほぼ同等のスループット特性を示す。これは残留 IBI の影響が強く、DS-CDMA および MC-CDMA ($SF>1$) でも再送が必要となるためである。なお、16QAM では QPSK よりも残留コード間干渉(ICI)の影響を強く受けるため、低 E_s/N_0 では、ICI の生じない OFDM 伝送が最も優れたスループット特性を示す。

$N_r=2$ の場合には、残留 IBI および ICI を大幅に抑圧できるため、高 E_s/N_0 の領域でのスループットを大幅に改善できる(図4(c), (d))。16QAM を用いても初回での通信が成功する確率が高くなる。したがって、DS-CDMA および MC-CDMA ($SF>1$) が OFDM 伝送よりも優れたスループット特性を示す。再送が必要となる低 E_s/N_0 の領域においても、OFDM とのスループット特性差は小さくなる。以上のことから、オーバーラップ FDE を用いる場合、 $N_r=2$ であれば残留干渉を十分抑圧でき、高いスループットが得られるといえる。また、このとき DS-CDMA および MC-CDMA ($SF>1$) は

OFDM と同等もしくは優れたスループット特性を示す。

5. むすび

本論文では、HARQ とオーバーラップ FDE を用いる SC 伝送および MC 伝送のスループット特性の比較を計算機シミュレーションにより明らかにした。はじめに Rake 合成受信またはオーバーラップ FDE を用いた DS-CDMA のスループット特性を比較し、チャンネルの周波数選択性に関わらずオーバーラップ FDE の方が優れたスループットが得られることを明らかにした。次に、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA と MC-CDMA を比較した。その結果、16QAM では残留 IBI および ICI の影響が強くなるため、ICI が無い OFDM が最も優れたスループット特性を示した。一方で、アンテナダイバシティ受信を行えば、DS-CDMA および MC-CDMA ($SF > 1$) の方が OFDM よりも優れたスループット特性を示すことも明らかにした。

文 献

[1] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. Comm. Theory Mini-conference of GLOBECOM'97, pp. 55-59, Nov. 1997.

[2] 3GPP, High speed downlink packet access: Physical layer aspects, TR25.858, version 5.0.0.

[3] J. G. Proakis, Digital communications, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.

[4] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 36, No. 9, pp. 56-59, Sep. 1998.

[5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun., Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.

[6] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in a frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.

48, pp. 1584-1595, Sep. 1999.

[7] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation, John Wiley & Sons, 2000.

[8] 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. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

[9] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.

[10] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.

[11] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," IEEE VTC 2003-fall, pp. 987-991.

[12] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," IEEE 64th VTC, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.

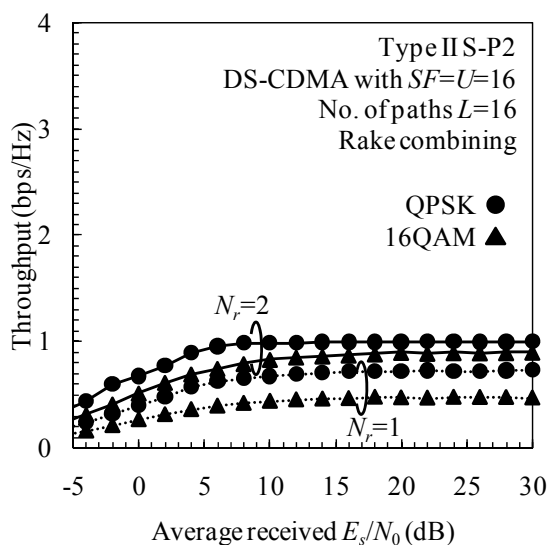
[13] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Overlap MMSE-frequency-domain equalization for multi-carrier signal transmissions," 9th IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), San Diego, U.S.A., Sept. 2006.

[14] K. Hayashi and H. Sakai, "A subtractive interference cancellation scheme for single carrier block transmission with insufficient cyclic prefix," 8th IEEE WPMC, Vol. 1, pp. 706-710, Sept. 2005.

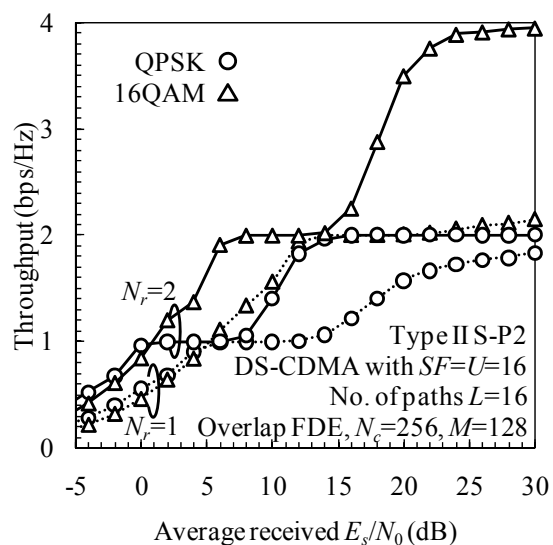
[15] M. S. Kim, J. B. Lim, G. H. Im, "An iterative cyclic prefix reconstruction technique for multi-antenna single-carrier transmission systems over multipath wireless channels," IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B, No. 11, pp. 3208-3215, Nov. 2007.

[16] Kazuki Takeda, H. Tomeba, Kazuaki Takeda, and F. Adachi, "DS-CDMA HARQ with Overlap FDE," IEICE Trans. on Commun., Vol. E90-B No. 11, pp. 3189-3196, Nov. 2007.

[17] D. Garg and F. Adachi, "Packet access using DS-CDMA with frequency-domain equalization," IEEE Journal of Select. Areas in Commun., Vol. 24, No. 1, pp. 161-170, Jan. 2006.



(a) Rake 合成



(b) オーバーラップ FDE

図 2 Rake 合成とオーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA のスループット特性比較

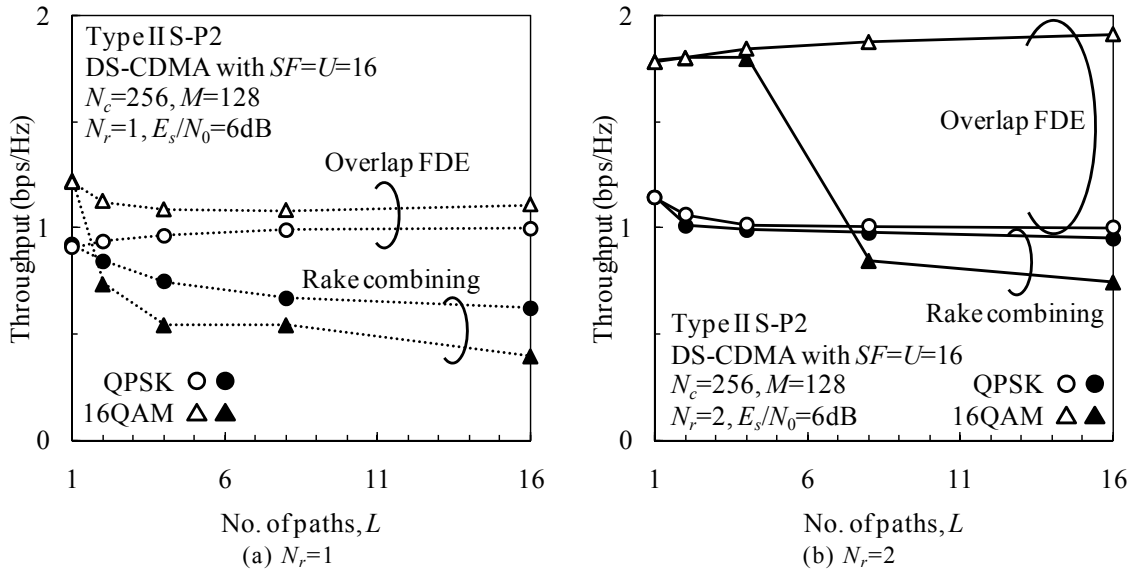


図3 Rake合成とオーバーラップFDEを用いるDS-CDMAに対するパス数 L の影響

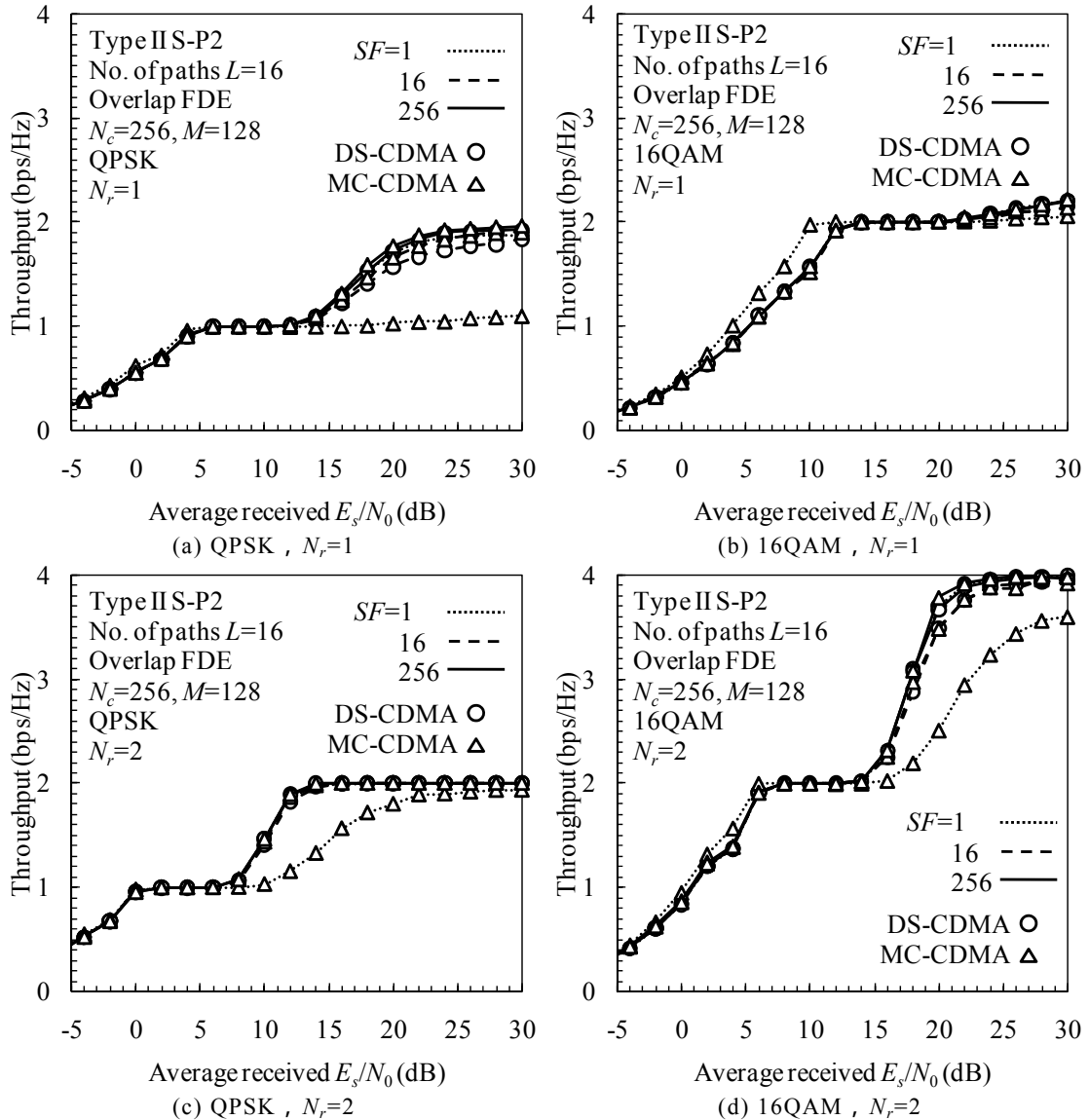


図4 オーバーラップFDEを用いるDS-CDMAとMC-CDMAのスループット特性比較