

# MC-CDMA 下りリンクにおける OVFSF 符号選択に関する一検討

井上 高道<sup>†</sup> ガーグ ディープシカ<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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 †{inoue, deep}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp ‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし MC-CDMA 下りリンクにおいて異なる伝送レートのユーザを多重するための拡散符号として OVFSF 符号を用いることができる。本論文では、MC-CDMA 下りリンクにおいて OVFSF 符号を単純に選択した場合、BER 特性が劣化する場合があることを指摘している。この原因が、周波数選択性フェージングによりチャネル利得が落ち込むサブキャリアと電力が集中するサブキャリアが一致した場合、コード間の直交性を大きく崩してしまうためであることを明らかにしている。そして、拡散符号のランダム選択または周波数インターリーブがこの劣化を避ける有効な方法であることを示し、どちらがより優れた伝送特性を得ることができるかは、データ変調方式、コード多重数およびチャネル符号化に依存することを明らかにしている。

キーワード: MC-CDMA, MMSE 周波数領域等化, OVFSF 符号, 周波数選択性フェージング, 周波数インターリーブ

## On selection of OVFSF codes for MC-CDMA downlinks

Takamichi INOUE<sup>†</sup> Deepshikha GARG<sup>†</sup> Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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

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

E-mail †{inoue, deep}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp ‡adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract:** In MC-CDMA downlink, orthogonal variable spreading factor (OVFSF) codes can be used to allow multirate communications while maintaining the orthogonality among the users with different data rates. In this paper, we point out that simple selection of the OVFSF codes results in degraded performance. We show that this happens because simple code selection results in power concentration over certain consecutive subcarriers; severe power loss in the received signal occurs when these subcarriers experience a deep fade in a frequency selective fading channel. In addition, we show two effective techniques to avoid the performance degradation: random code selection and frequency interleaving; which technique provides a better performance depends on modulation levels, code multiplexing order, and presence of channel coding.

Keywords: MC-CDMA, MMSE frequency-domain equalization, OVFSF code, frequency-selective fading, frequency interleaving

### 1. まえがき

移動無線伝搬路は様々な障害物等からの反射波により形成された遅延時間の異なる多数のパスからなる多重伝搬路となり、その伝達関数が周波数軸上で複雑に変化する周波数選択性フェージングが発生する[1]。このような周波数選択性フェージング環境下での超高速移動無線アクセス技術として、送信データシンボルを複数の直交サブキャリアにわたって拡散して伝送するマルチキャリア符号分割多元接続(MC-CDMA)が注目されている[2],[3]。MC-CDMA では、コード間の直交性の完全復元をあらかじめ雑音強調を抑える Minimum Mean Square Error (MMSE)周波数領域等化を行うことにより、良好な伝送特性を得ることができる[4],[5]。更に伝送特性を改善するためにチャネル符号化を用いることができる。最近、強力な誤り訂正能力を有するターボ符号化[6]が移動通信で用いられるようになった[7]。

移動通信においても音声サービスのみならず高速レートの動画像等の多様な伝送レートの情報を提供するマルチメディア通信への要求が高まっている。マルチレート通信の拡散符号として、拡散率の異なるコード間で直交する Orthogonal Variable Spreading Factor (OVFSF)符号[8],[9]

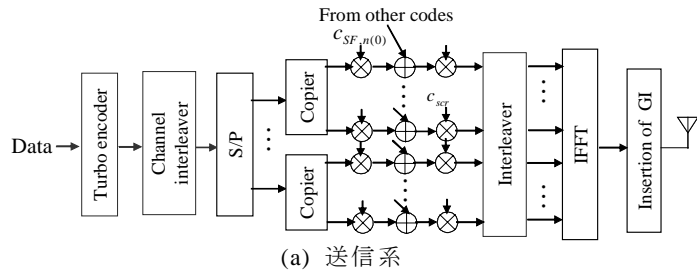
を用いることができる。本論文では、OVFSF 符号を MC-CDMA 下りリンクの拡散符号として用いる場合、符号の選び方によりビット誤り率(BER)特性が劣化してしまうことがあることを指摘している。そして、この原因が符号の選び方によっては電力が集中するサブキャリアが周期的に現れてしまい、電力が集中するサブキャリアの周期と周波数選択性フェージングによりチャネル利得が落ち込むサブキャリアが一致した場合、コード間の直交性が大きく崩れるため、MMSE 周波数領域等化を行っても通信品質が大きく劣化してしまうことを明らかにしている。そして、拡散符号のランダム選択または周波数インターリーブがこのような劣化を避ける有効な対策であることを明らかにしている。

本論文は以下のような構成となっている。第 2 章では、MC-CDMA 下りリンクの送受信系について述べ、第 3 章では、OVFSF 符号を用いたときの電力分布について述べている。第 4 章では、電力分布を一様にするランダム符号選択と周波数インターリーブについて、第 5 章では、計算機シミュレーションについて考察している。

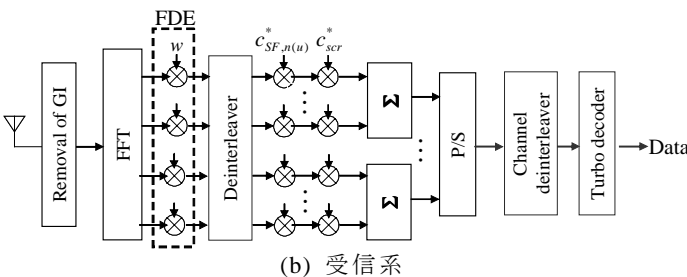
## 2. MC-CDMA 送受信系

MC-CDMA における下りリンク送信系と受信系を図 1 に示す. サブキャリア数を  $N_c$  とする. 送信側では, コード# $u$  のデータ変調シンボルを直並列(S/P)変換する. そして各シンボルを  $SF$  個だけコピーし, 各コードに割り当てられた OVFSF 符号を用いて  $SF$  個のサブキャリアにわたって拡散する. そして, サブキャリア毎に全コードのサブキャリア成分を合成した後, 全コード共通のスクランブル符号系列を乗積する. 次に  $N_c$  点の逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して MC-CDMA 信号を生成する. これに  $N_g$  サンプルのガードインターバル (GI) を付加した後, 送信する.

受信機では, GI を除去して得られた受信信号系列に FFT を適用し, サブキャリア成分に分離する. MMSE 周波数等化重みを乗積する周波数領域等化 (FDE) を行った後,  $SF$  サブキャリア分だけ加算する逆拡散して得られるコード# $u$  の軟判定値系列を並直列 (P/S) 変換して, データ判定を行う.



(a) 送信系



(b) 受信系

図 1 MC-CDMA 下りリンク送信系および受信系

## 3. OVFSF 符号による電力集中

OVFSF 符号は, 図 2 のような木構造から生成され, 直交符号としてよく知られている Walsh-Hadamard 符号の順番を入れ替えた形となっている[8],[9]. 本論文では, 拡散率  $SF$  の OVFSF 符号木から生成される  $n$  番目の符号系列を  $c_{SF,n}$  ( $=\pm 1$ ) と表す. OVFSF 符号は, 異なる拡散率のコード同士でも直交する.

図 3 に拡散符号パターンを示す. 図 3(a) から, OVFSF 符号を単純に上位から符号を選択すると, 同一の拡散チップで連続するサブキャリアに各変調データが拡散されてしまうことが分かる. そのため, あるサブキャリアに電力集中が起こってしまう. ところで, OVFSF 符号は次式のような関係式が成立している[8],[9].

$$\begin{cases} c_{SF,2n} = (c_{SF/2,n} c_{SF/2,n}) \\ c_{SF,2n+1} = (c_{SF/2,n} \overline{c_{SF/2,n}}) \end{cases} \quad (1)$$

ここで,  $\overline{\cdot}$  は符号反転を表す. これより,  $2n$  番目の符号は拡

散率がその半分で  $n$  番目の符号系列を繰り返した系列となるので, 2 周期符号となる. 図 3(b) は, このことを表している. そのため, OVFSF 符号の偶数番目の符号のみを選択するとサブキャリア電力分布に 2 つの周期が現れる.

図 2 の  $SF=256$  の OVFSF 符号を, 単純に上位から順に 16 個 ( $U=16$ ) 選択した場合のサブキャリア電力分布を図 4(a) に示す. これより, 電力が集中するサブキャリアが存在していることが分かる.

OVFSF 符号を 2 系列ごとに (偶数番目) 16 個選択したときのサブキャリア電力分布を図 4(b) 示す. これより, 電力が集中しているサブキャリアが周期的に現れることが分かる. なお, OVFSF 符号を  $2^m$  系列ごとに選択した場合,  $SF/(2^m U)$  サブキャリアごとに電力が集中するサブキャリアが現れることになる.

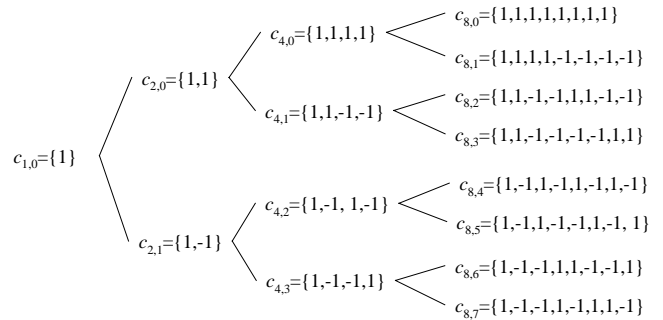
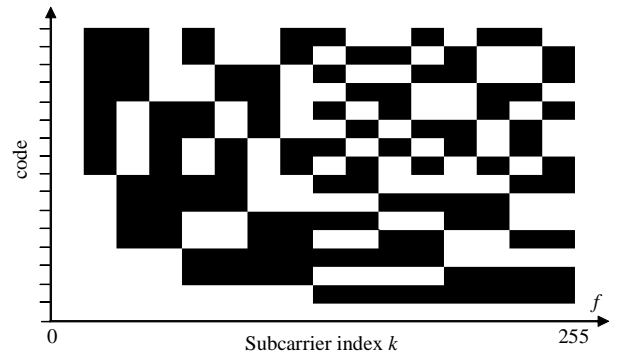
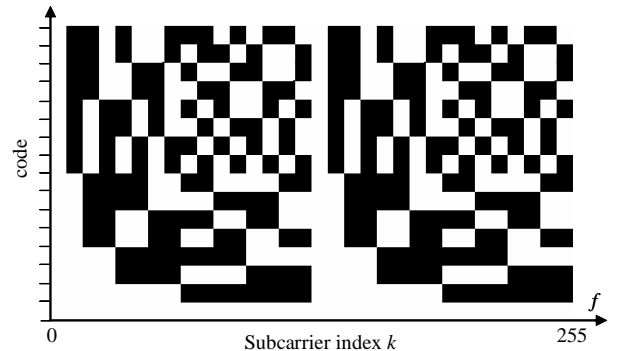


図 2 OVFSF 符号木

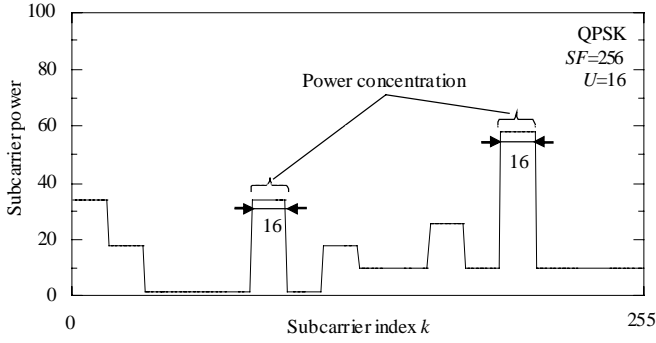


(a) 符号を上位から選択

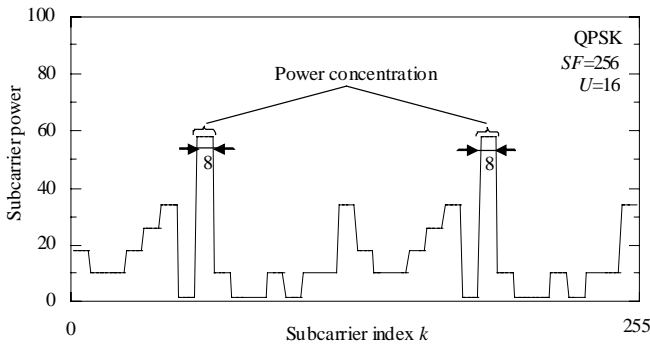


(b) 符号を 2 系列ごとに選択

図 3 拡散符号パターン ( $SF=256, U=16$ ) “white”=1, “black”=-1



(a) OVSF 符号を上位から順に選択



(b) OVSF 符号を2系列ごとに選択

図4 サブキャリア電力分布

#### 4. 符号選択とインターリーブ

$L$  個の離散パスを持つ周波数選択性フェージングチャネルを仮定し、各パスの遅延時間差 $\Delta$ は1FFT サンプルまたは2FFT サンプルであるものとした。ここで、伝搬路のパス# $l$ の複素パス利得を $\xi_l$ で表すものとする、サブキャリア# $k$ におけるチャネル利得 $H(k)$ は次式のように表される。

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \exp\left(-j2\pi k \frac{l\Delta}{N_c}\right) \quad (2)$$

本論文では、次式の重みを用いるMMSE周波数領域等化を行う[3-5]。

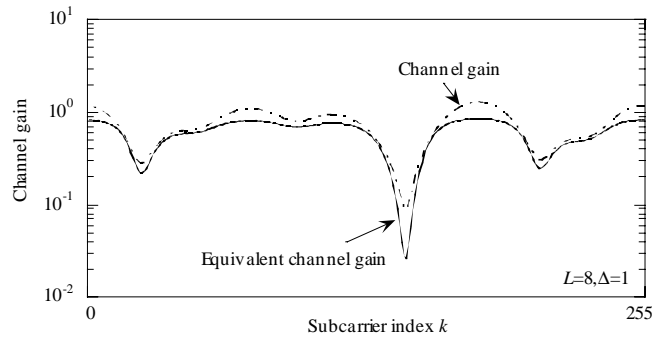
$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (3)$$

ここで、 $E_s/N_0$ は1シンボルあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。周波数領域等化を行った後の等価チャネル利得 $\tilde{H}(k)$ は $H(k)w(k)$ となり、次式で与えられる[3]。

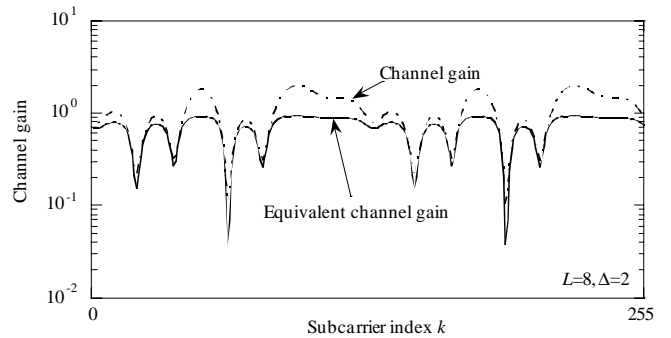
$$\tilde{H}(k) = \frac{|H(k)|^2}{|H(k)|^2 + \left(\frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (4)$$

チャネル利得 $H(k)$ と等価チャネル利得 $\tilde{H}(k)$ を図5に示

す。MMSE周波数領域等化は雑音強調を抑えるために、周波数選択性フェージングの落ち込んだサブキャリア重みが大きくなるようにしているため、等化後の等価チャネル利得に落ち込みが存在していることが分かる。また、パス間遅延時間差が2サンプルである伝搬路では、チャネル利得の変動がほぼ周期的となっていることが分かる。したがって、電力集中するサブキャリアの周期とチャネル利得の落ち込む周期が一致してしまう場合、コード間の直交性が大きく崩れ、平均BER特性が大きく劣化してしまうことになる。このような電力集中が起こらないようにすれば、平均BER特性の劣化は生じない。このためには、拡散符号のランダム選択および周波数インターリーブが有効である。



(a)  $\Delta=1$

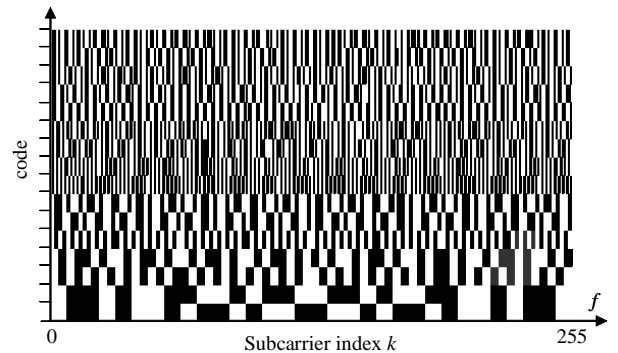


(b)  $\Delta=2$

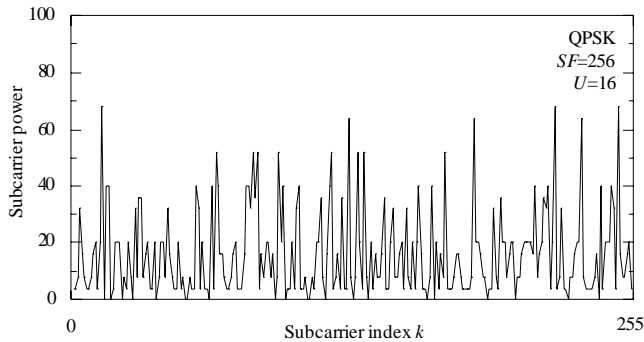
図5 チャネル利得と等価チャネル利得

#### (1) ランダム符号選択

OVSF符号をランダムに選択した場合の符号パターンとサブキャリア電力の分布を図5に示す。ランダム選択により、電力の分布がほぼ一様になり、周期性がなくなっていることが分かる。



(a) 選択符号のパターン “white”=1, “black”=-1



(b) サブキャリア電力分布

図 6 符号ランダム選択した場合の効果 ( $SF=256, U=16$ )

## (2) 周波数インターリーブ

周波数インターリーブを行った場合のサブキャリア電力の分布を図 7 に示す。ここでは、OVSF 符号を図 2 の上位から順番に用い、インターリーブおよびデ・インターリーブを図 1 で示すように挿入した。なお、本論文では 0~255(重複なし)の値を持つ擬似ランダム系列をサブキャリア番号と入れ替える擬似ランダムインターリーブを用いている。周波数インターリーブを行うことにより、電力分布がほぼ一様になり、周期性がなくなっていることが分かる。

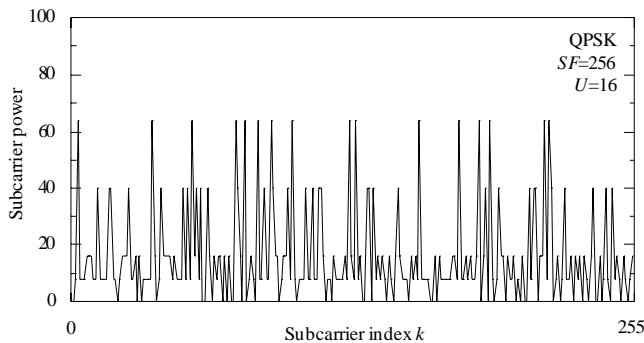


図 7 周波数インターリーブした場合のサブキャリア電力分布

## 5. 計算機シミュレーション

シミュレーション条件を表 1 に示す。  $N_c=256$  サブキャリアを用いる。IFFT および FFT の窓サイズを 256 サンプル、ガードインターバルの長さを 32 サンプルとし、変調方式として QPSK, 16QAM および 64QAM を用いた。伝搬路は  $L=8$  パスの等電力レイリーフェージングチャンネルを仮定している。本論文では、(13,15)再帰的システムチック畳み込み(RSC)符号器を用いる符号化率 1/2 のターボ符号化を用いる。内部インターリーブには  $S=\sqrt{K}$  とする S-random インターリーブを用い[10]、チャンネルインターリーブとして  $32 \times 64$  ブロックインターリーブを用いた。また、理想チャンネル推定を仮定している。

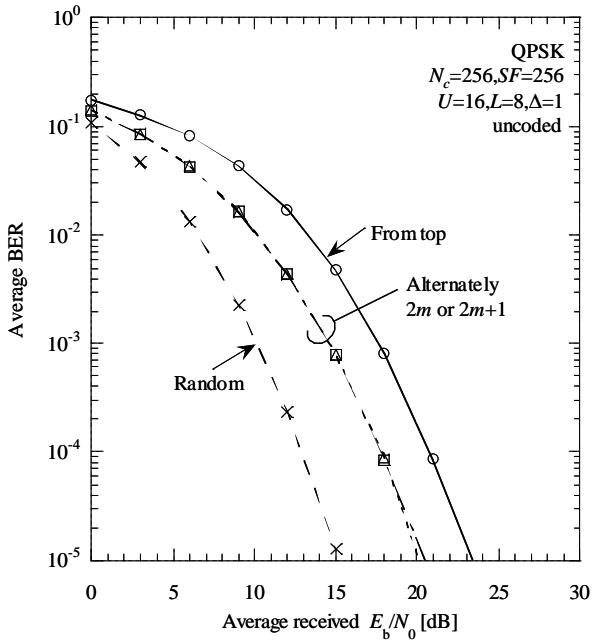
表 1 シミュレーション条件

Data Modulation		QPSK, 16QAM, 64QAM
Information bit length		$K=1024$
Channel interleaver		$32 \times 64$ block
MC-CDMA	No. of subcarriers	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Channelization code	OVSF code (from top, alternately, random)
	Scrambling code	PN code
	Spreading factor	$SF=64, 256$
	No. of codes	$U=1\sim 64$
	Frequency-domain equalization	MMSE
Turbo encoder	Rate	1/2
	Component encoder	(13,15) RSC
	Interleaver	S-random( $S=K^{1/2}$ )
Turbo decoder	Component decoder	Log-MAP
	No. of iteration	8
Channel model	Multi path fading	8-path Rayleigh fading
	Delay difference	$\Delta=1, 2$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D N_c \Delta=0.001$

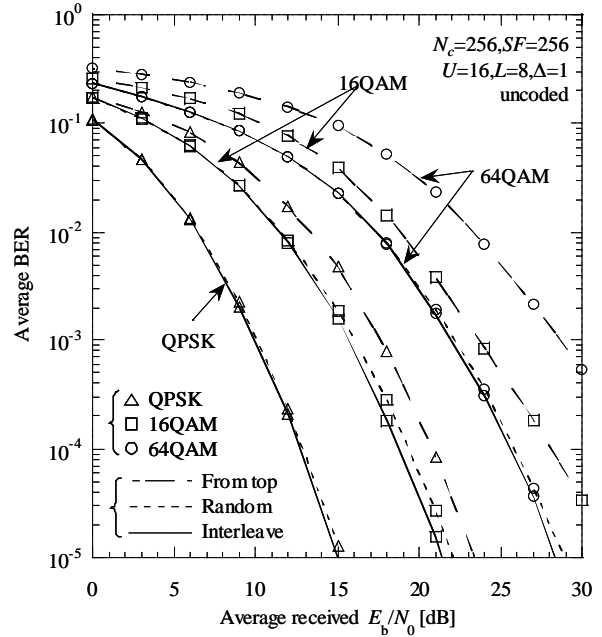
### 5.1 チャンネル符号化しないとき

パス間の遅延時間差  $\Delta$  が 1 または 2 サンプルのときの、OVSF 符号選択の影響を図 8 に示す。電力が集中するサブキャリアの周期と周波数選択性フェージングの周期が一致する可能性のある OVSF 符号を上位から選択した場合の BER 特性は、OVSF 符号をランダムに選択した場合に比べて、大きく劣化していることが分かる。  $\Delta=1$  の場合、図 5(a)よりチャンネル利得の落ち込みの幅が広く現れていることが分かる。そのため、拡散符号を上位から順に選択した場合が電力集中の幅が広がるので、BER 特性が劣化してしまう。一方、図 5(b)より  $\Delta=2$  の場合、  $\Delta=1$  の場合よりもチャンネル利得が落ち込む幅が小さく、その落ち込みが周期的に発生していることがわかる。そのため、サブキャリア電力集中の幅が上位から選んだ場合の半分となり、その電力集中が周期的に発生してしまう 2 系列ごとに符号選択した場合が最も特性が劣化してしまう。これより、OVSF 符号選択による劣化は、伝搬路の遅延時間、つまり周波数選択性フェージングの周期性に大きく依存していることが分かる。これは、既に述べたように電力の集中するサブキャリアの周期と周波数選択性フェージングの落ち込みの周期が一致した場合、MMSE 周波数領域等化を用いても、直交性を回復することができないためである。OVSF 符号をランダム選択し、サブキャリア電力分布の周期性を崩すことにより、BER 特性の劣化を防ぐことができることが分かる。

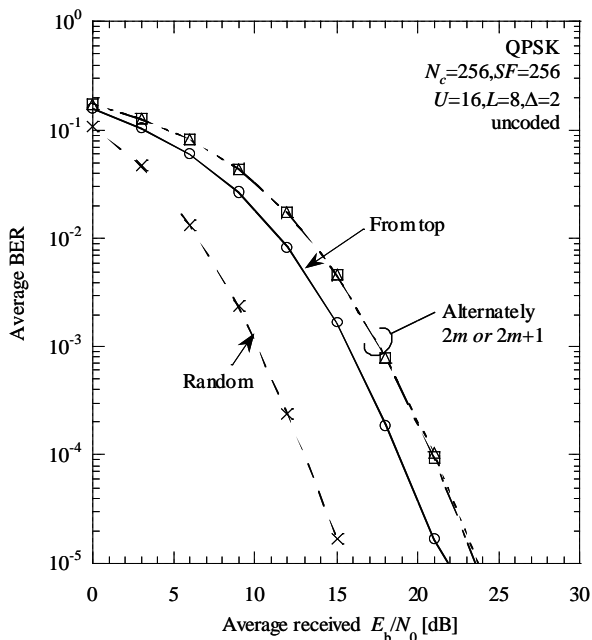
拡散率がサブキャリア数と等しい場合 ( $SF=N_c$ )、ランダム符号選択および周波数インターリーブを行ったときの BER 特性比較を図 9(a)に示す。符号のランダム選択と周波数インターリーブではほぼ同等 BER 特性が得られていることが分かる。これは、送信シンボルを全サブキャリアに拡散しているため、周波数インターリーブを行っても更なる周波数ダイバーシチ効果は期待できない。そのため、符号ランダム選択と周波数インターリーブは等価となる。拡散率がサブキャリア数より小さい場合 ( $SF < N_c$ )、ランダム符号選択



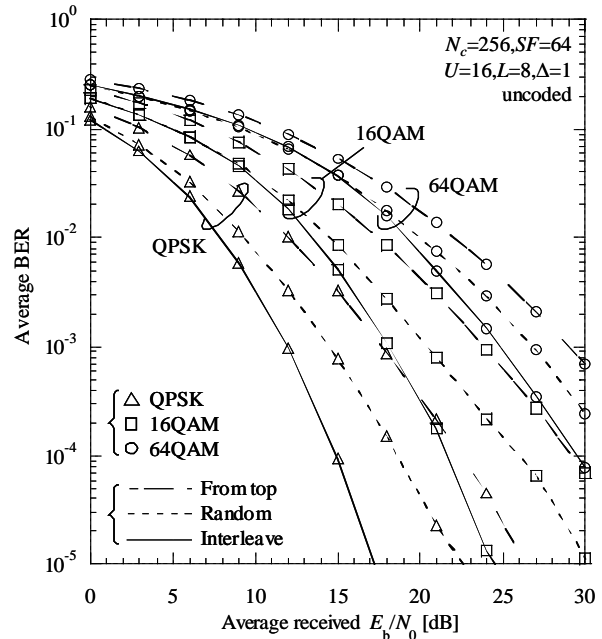
(a)  $\Delta=1$



(a)  $SF=N_c$



(b)  $\Delta=2$



(b)  $SF < N_c$

図8 チャンネル符号化しないときの OVSF 符号選択の効果

図9 チャンネル符号化しないときのランダム符号選択および周波数インターリーブの効果 (QPSK, 16QAM, 64QAM)

および周波数インターリーブを行ったときの BER 特性比較を図 9(b)に示す。データ変調方式にかかわらず、周波数インターリーブを用いることにより、周波数ダイバーシチ効果を大きくできるため、符号ランダム選択よりも BER 特性が改善している。ただし、64QAM を行う場合、周波数インターリーブを行うと、周波数ダイバーシチ効果よりもコード間の直交性が崩れによる劣化が大きくなってしまったために、低  $E_b/N_0$  の領域でランダム符号選択する場合よりも BER 特性がわずかに劣化してしまうことが分かる。

## 5.2 チャンネル符号化するとき

ランダム符号選択および周波数インターリーブを行ったときの BER 特性を図 10 に示す。ターボ符号化を行うと、符号化を行わない場合わずかであった特性差が大きく現れ、64QAM の場合、ランダム符号選択の方が周波数インターリーブより BER 特性が良いことが分かる。

コード多重数対  $BER=10^{-4}$  を得るための所要平均受信  $E_b/N_0$  特性を図 11 に示す。QPSK, 16QAM の場合、周波数インターリーブ効果により符号化利得が得られるために、ランダム符号選択よりも良い特性を示していることがわかる。

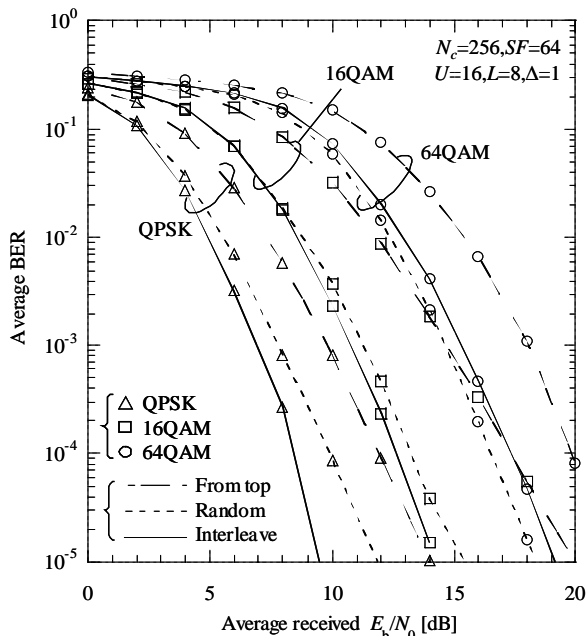


図 10 チャンネル符号化するときのランダム符号選択および周波数インターリーブの効果 (QPSK, 16QAM, 64QAM)

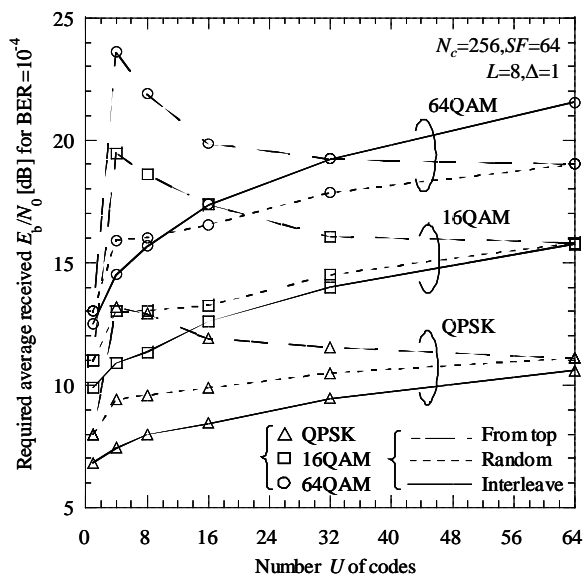


図 11 コード多重数対 BER=10<sup>-4</sup> を得るための所要平均受信  $E_b/N_0$  特性

しかし、64QAM の場合、直交性の崩れによる影響を受けやすいため、コード多重数が大きくなるにつれて、周波数インターリーブを行うとかえって特性が大きく劣化させてしまうことが分かる。そのため、 $U=16$  以上の場合、ランダム符号選択の方が良い特性が得られることが分かる。また、上位から符号選択した場合、コード多重数が小さいとき、特に大きく特性が劣化してしまう。これは、 $SF/U$  個のサブキャリアで電力集中が発生し、コード多重数が小さいときに特にこの影響が大きく現れるからである。コード多重数が大きくなるにつれ、電力集中の影響は小さくなるため、特性劣化は小さくなる。なお、電力集中による特性劣化は、直交性の崩れの影響を

受けやすい多値レベルの高い変調方式において顕著に現れていることが分かる。

## 6. まとめ

本論文では、ターボ符号化 MC-CDMA 下りリンクにおいて OVFSF 符号を単純に選択すると BER 特性が劣化する原因が、電力が集中するサブキャリアが周期的に現れてしまい周波数選択性フェージングの落ち込む周期と一致するためであることを明らかにした。これを避けるためには、OVFSF 符号のランダム選択および周波数インターリーブが有効であることを示した。チャンネル符号化しない場合、すべての変調方式で、周波数インターリーブの方がランダム符号選択よりも優れた BER 特性を得ることができる。一方、チャンネル符号化した場合、QPSK および 16QAM では、周波数インターリーブの方が優れた BER 特性を得ることができるが、64QAM ではコード多重数が大きいとき ( $U \geq 16$ )、ランダム符号選択の方が優れる。

## 文 献

- [1] W. C. Jakes, Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun., Mag.*, pp.126-133, Dec. 1997.
- [3] 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, No.1, pp.352-364, Jan. 2003.
- [4] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system," *Proc. IEEE GLOBECOM'93*, pp.1723-1728, Nov. 1993.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.48, pp.1584-1595, Sept. 1999.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes (1)," *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [7] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: An overview," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, Vol.49, No.6, pp.2208-2233, Nov. 2000.
- [8] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa, "Tree-structured generation of orthogonal spreading codes with different lengths for forward link of DS-SS-CDMA mobile radio," *Electron. Lett.*, Vol.33, pp.27-28, Jan. 1997.
- [9] K. Okawa, and F. Adachi, "Orthogonal forward link using orthogonal multi-spreading factor codes for coherent DS-SS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E81-B, No.4, pp.777-784, Apr. 1998.
- [10] O. F. Acikel and W. E. Ryan, "Punctured turbo codes for BPSK/QPSK channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.47, No.9, pp.1315-1323, Sept. 1999.