

# サブキャリア・ブロック位相ホッピングにより PAPR を低減する MIMO-OFDM 伝送

石田 雄祐<sup>†</sup> 須山 聡<sup>†</sup> 鈴木 博<sup>†</sup> 府川 和彦<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 東京工業大学 〒152-8550 東京都目黒区大岡山 2-12-1

E-mail: †{yishida,ssuyama,suzuki,fukawa}@radio.ss.titech.ac.jp

**あらまし** サブキャリア位相ホッピング空間分割多重 (SPH-SDM) を用いた MIMO-OFDM 伝送において、サブキャリアを複数のブロックに分割し、各ブロックを IFFT した複素時間波形に対してその位相を回転させることで PAPR を低減し、BER 特性を改善できるサブキャリア・ブロック化 SPH-SDM を提案する。PAPR を低減するための従来手法として、サブキャリアをいくつかのブロックに分割し、各ブロックを IFFT して位相回転を施す PTS 法が知られている。本報告では、PTS を SPH-SDM 方式に適用できるように拡張し、PAPR の低減と伝送特性の改善を同時に実現する方法を提案する。また、位相回転量を  $\pi/2$  ごとの 4 位相とすることで位相回転が符号反転のみで実現でき、計算量の削減化を図る。従来技術であるエンハンスド SLM (ESLM) は、SPH-SDM において IFFT する前に変調信号に対してサブキャリア位相ホッピングを行うことで PAPR を低減するが、これと提案方式との PAPR 特性ならびに計算量の比較を計算機シミュレーションにより行い、提案方式が ESLM とほぼ同等な PAPR 特性を 1/2 の計算量で実現できることを示す。

**キーワード** 移動通信, MIMO-OFDM, 位相ホッピング, PAPR, 位相パターン制御

## MIMO-OFDM Transmission Employing Subcarrier-Block Phase Hopping for PAPR Reduction

Yusuke ISHIDA<sup>†</sup>, Satoshi SUYAMA<sup>†</sup>, Hiroshi SUZUKI<sup>†</sup>, and Kazuhiko FUKAWA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Tokyo Institute of Technology, 2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo, 152-8550 Japan

E-mail: †{yishida,ssuyama,suzuki,fukawa}@radio.ss.titech.ac.jp

**Abstract** This report proposes subcarrier-block phase hopping applied to the MIMO-OFDM transmission that employs the subcarrier phase hopping for space division multiplexing (SPH-SDM). The proposed method can reduce peak-to-average power ratio (PAPR) and improve BER performance by dividing the subcarriers into some blocks and rotating the phase of the complex time-domain signal which IFFT generates from the subcarriers of each block. As a conventional PAPR reduction method, the partial transmit sequence (PTS), which divides the subcarriers into some blocks and rotates the phase of the time-domain signal converted from the blocked subcarriers by IFFT, has been proposed. This report enhances PTS such that it can be applied to SPH-SDM, which derives the proposed method that can simultaneously achieve PAPR reduction and improvement of BER performance. In addition, the method uses the phase rotation with the four phases ( $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ ), which is realized by reversing the sign and then can reduce the numerical complexity. Computer simulations compare the proposed method with a conventional one, the enhanced selected mapping (ESLM) which performs the subcarrier phase hopping for the modulation signal before IFFT, with respect to both PAPR performance and the numerical complexity. It is demonstrated that proposed method can achieve the almost same PAPR as that of ESLM with a half of the complexity of ESLM.

**Key words** Mobile communication, MIMO-OFDM, phase hopping, PAPR, phase pattern control

## 1. はじめに

近年、移動通信において、周波数選択性フェージング環境においても高速・高信頼な信号伝送を実現できる MIMO-OFDM が検討されている。さらに、各サブキャリアに異なる位相回転を与えることで伝送路の周波数応答の相関を下げ、誤り訂正符号によって得られる周波数ダイバーシチ利得を向上させるサブキャリア位相ホッピング空間分割多重 (SPH-SDM) が提案されている [1], [2]。しかしながら、SPH-SDM ではピーク対平均電力比 (PAPR) が大きく、電力増幅器の電力効率が低下するという問題があるため、SPH-SDM に PAPR 低減アルゴリズムの一つである SLM を適用したエンハンスト SLM (ESLM) が提案されている [3]。従来の SLM は各サブキャリアの変調信号を位相回転させる複数の位相パターンからピークを最小にする位相パターンを選択する手法であるが、パターン数分の IFFT が必要となるため、計算量が増大してしまう [5]-[7]。一方、ESLM は SPH-SDM における位相回転をパターン化し、ピークを最小にする位相パターンを選択する際に、量子化された IFFT を用いることで計算量を削減する。

また、SLM の簡略化手法として PTS が提案されている [8], [9]。PTS はサブキャリアを幾つかのブロックに分割し、各ブロックを IFFT した複素時間波形の位相を回転させることにより PAPR を低減する手法である。本報告では、ESLM よりもさらに計算量を削減するため、SLM の代わりに PTS を SPH-SDM に適用する方法を提案する。提案方式では時間領域で位相回転を行うため、IFFT の回数を減らすことができ、さらに、位相回転量が  $\pi/2$  ほどの 4 位相であれば位相回転が符号反転と実部と虚部の置換のみで実現できる。しかしながら、サブキャリア位相ホッピングをブロック化するため、伝送路の周波数応答の相関を下げる効果は減ってしまう。そこで、計算機シミュレーションにより伝送特性、ブロック数、位相回転量の最適化を行う。

## 2. SPH-SDM の PTS への拡張

### 2.1 サブキャリア・ブロック位相ホッピング送受信機構成

サブキャリアを  $B$  ブロックに分割した場合のサブキャリア・ブロック位相ホッピング送信機の構成を図 1 に示す。送信アンテナ数を  $L_T$  とする。まず、送信機は情報ビットを空間多重

$M$  のストリームに分割する。ただし、 $M$  は  $M \leq L_T$  である。各ストリームは誤り訂正符号化され、符号化されたビット系列は周波数方向にインターリーブされた後、各サブキャリアにおいて変調信号へマッピングされる。次に、同一サブキャリアに属す全ストリームの変調信号に対し空間拡散を行う [10]。さらに、空間拡散された変調信号を複数のブロックに分割し、各ブロックを IFFT した複素時間波形に対してピークを抑える位相回転を施す。その位相回転量はブロック位相制御部において決定される。全ブロックの位相回転後の複素時間波形はアンテナごとに合成され、さらに、位相回転情報を重畳されたパイロット・サブキャリアの時間信号波形と合成される。最後に、時間波形はパラレル・シリアル変換後にガードインターバル (GI) を付加され、各送信アンテナから送信される。

受信機では、各サブキャリアにおいて  $M$  ストリームの信号検出が行われる。まず、受信機はパケットのプリアンプルから各サブキャリアにおける伝送路のチャンネル行列を推定する。次に、パイロット信号に重畳されている位相パターン情報から位相行列を検出し、推定したチャンネル行列と位相行列を乗算して得られる等価チャンネル行列を用いて信号検出が行われる [3]。

### 2.2 ブロック分割された SPH-SDM

従来の SPH-SDM は、周波数領域において各サブキャリアの変調信号に対して位相回転を行うことで、伝送路の周波数応答をランダム化し、誤り訂正符号による周波数ダイバーシチ利得を向上する。しかしながら、PTS を適用する場合には、サブキャリアを複数のブロックに分割し、各ブロックを IFFT した複素時間信号に対して位相を回転させる必要がある。以降では、数式を用いて SPH-SDM に PTS を適用する方法を導出する。

まず、従来の SPH-SDM について説明する。サブキャリア数を  $N$  とすると、第  $n$  サブキャリア ( $0 \leq n \leq N-1$ ) における  $L_T$  次元変調信号ベクトル  $\mathbf{z}_n$  は

$$\mathbf{z}_n^T = (z_{n,0} \ z_{n,1} \ \cdots \ z_{n,M-1} \ 0 \ \cdots \ 0) \quad (1)$$

となる。ただし、 $T$  は転置を表す。また、 $z_{n,m}$  は第  $m$  ストリーム ( $0 \leq m \leq M-1$ ) の変調信号を表す。ここで、 $\mathbf{z}_n$  に対して、 $L_T \times L_T$  のサブキャリア位相ホッピング (SPH) を施す位相行列  $\mathbf{P}_n$  を乗算することで、位相回転を行う [1], [2]。ただし、 $L_T$  は 2 のべき乗の整数とする。

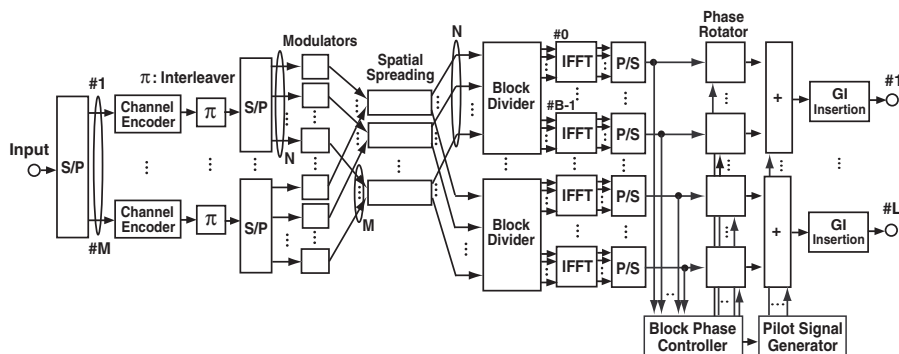


図 1 サブキャリア・ブロック位相ホッピング送信機

$\mathbf{P}_n$  は  $L_T = 4$  のとき

$$\mathbf{P}_n = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} e^{j\phi_{n,1}} & e^{j\phi_{n,1}} & e^{j\phi_{n,1}} & e^{j\phi_{n,1}} \\ e^{j\phi_{n,2}} & -e^{j\phi_{n,2}} & e^{j\phi_{n,2}} & -e^{j\phi_{n,2}} \\ e^{j\phi_{n,3}} & e^{j\phi_{n,3}} & -e^{j\phi_{n,3}} & -e^{j\phi_{n,3}} \\ e^{j\phi_{n,4}} & -e^{j\phi_{n,4}} & -e^{j\phi_{n,4}} & e^{j\phi_{n,4}} \end{pmatrix} \quad (2)$$

となる．ここで， $\mathbf{P}_n$  はユニタリ行列であるから，各列ベクトルは直交する．また， $e^{j\phi_{n,l_t}}$  ( $l_t = 1, 2, 3, 4$ ) はサブキャリア毎に異なる位相回転量である．受信機で観測される等価チャネル行列は伝送路のチャネル行列と  $\mathbf{P}_n$  との積となり，この  $e^{j\phi_{n,l_t}}$  により同一ストリーム内のサブキャリア間のチャネル相関を下げることができる．なお，SPH 後の  $L_T$  次元変調ベクトル  $\mathbf{S}_n$  は

$$\mathbf{S}_n = (S_{n,0} \ S_{n,1} \ \cdots \ S_{n,L_T-1})^T = \mathbf{P}_n \mathbf{z}_n \quad (3)$$

となる．

次に，SPH-SDM を PTS へ拡張する方法について説明する．まず，(2) の位相行列  $\mathbf{P}_n$  を

$$\mathbf{P}_n = \Phi_n \mathbf{W} \quad (4)$$

$$\Phi_n = \begin{pmatrix} e^{j\phi_{n,1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{n,2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_{n,3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_{n,4}} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{W} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

と変形する．ただし， $\Phi_n$  は  $L_T \times L_T$  の位相回転行列， $\mathbf{W}$  は  $L_T \times L_T$  の Walsh-Hadamard 行列である．このとき， $\mathbf{S}_n$  は

$$\mathbf{S}_n = \Phi_n \mathbf{W} \mathbf{z}_n = \Phi_n \mathbf{S}'_n \quad (7)$$

$$\mathbf{S}'_n = (S'_{n,0} \ S'_{n,1} \ \cdots \ S'_{n,L_T-1})^T = \mathbf{W} \mathbf{z}_n \quad (8)$$

となる．ここで， $\mathbf{S}'_n$  は  $L_T$  次元の空間拡散後の変調信号ベクトルとなっている [10]．

さらに，全サブキャリアを  $B$  個のブロックに分割し，各ブロック内では  $\Phi_n$  に同じ  $\Phi_b$  ( $b = 0, 1, \dots, B-1$ ) を用いるとする．ここで，SPH-SDM により隣接サブキャリア間の相関をできるだけ下げられるため，図 2 のようにブロック内のサブキャリア間隔が最大になるようにブロックを分割した．よって， $\Phi_n$  は

$$\Phi_b = \Phi_{b+B} = \cdots = \Phi_{b+(N_B-1)B} \quad (9)$$

の関係を持つ．ただし， $B$  は  $N$  の約数であり， $N_B = N/B$  は各ブロックに含まれるサブキャリア数である．このとき，第  $l_t$  アンテナにおける IFFT 後の時間信号波形  $s_{l_t}(k)$  は

$$\begin{aligned} s_{l_t}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{b=0}^{B-1} \sum_{n \in \mathcal{N}_b} e^{j\phi_{b,l_t}} S'_{n,l_t} e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{b=0}^{B-1} e^{j\phi_{b,l_t}} \sum_{n=0}^{N_B-1} S'_{b+nB,l_t} e^{j\frac{2\pi(b+nB)k}{N}} \end{aligned}$$

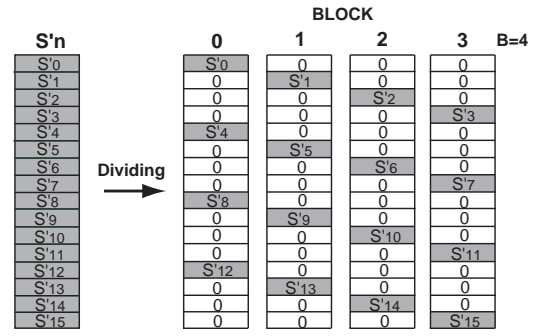


図 2 ブロックへの分割 ( $B=4$ )

$$= \sum_{b=0}^{B-1} s_{b,l_t}(k) e^{j\phi_{b,l_t}} \quad (10)$$

$$s_{b,l_t}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N_B-1} S'_{b+nB,l_t} e^{j\frac{2\pi(b+nB)k}{N}} \quad (11)$$

となる．ここで， $\mathcal{N}_b$  は第  $b$  ブロックに含まれるサブキャリアの集合， $s_{b,l_t}(k)$  は第  $b$  ブロックの時間信号波形であり， $s_{l_t}(k)$  は，第  $b$  ブロックに含まれる空間拡散後の変調信号  $S'_{n,l_t}$  を IFFT して生成した時間信号波形に対して， $\phi_{b,l_t}$  で位相回転させて，全ブロック分を合成した時間信号波形であることを示している．上記のように，位相回転行列  $\Phi_n$  をブロック内で同じものを使用することで，SPH-SDM を IFFT 後に位相回転を行う構成，つまり，PTS に拡張された構成に変形できる．

### 2.3 SPH-SDM における PTS

SPH-SDM における PTS では，(10) の  $s_{l_t}(k)$  に対する PAPR が測定され，PAPR を最小にする位相系列  $e^{j\phi_{b,l_t}}$  ( $b = 0, 1, \dots, B-1, l_t = 0, 1, \dots, L_T-1$ ) が決定される．いま，位相回転量を  $\phi_{b,l_t}$  を  $2\pi q/Q$  ( $q = 0, 1, \dots, Q-1$ ) の  $Q$  値から選ぶとする． $Q=2$  では  $\phi_{b,l_t} = \{0, \pi\}$ ， $Q=4$  では  $\phi_{b,l_t} = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$  となる．これらの場合，(10) における  $s_{b,l_t}(k)$  に対する位相回転は符号反転と，実数部と虚数部の入れ換えのみで行えるため，複素乗算が必要なく，計算量を削減することができる．

しかしながら，位相系列は  $(Q^B)^{L_T}$  個存在し，全ての系列で PAPR を計算することは現実的ではない．そのため，この中から適切な位相系列を効率的に探す方法が必要である．本稿では，2 種類の方法について検討する．一つは  $(Q^B)^{L_T}$  個の中からランダムに  $U$  個を位相パターンとして選び，その内でピークを最小にするパターンを用いて時間信号波形を生成する方法である．もう一つは，トレリス線図を用いた探索法である [4]．図 3 にこの探索法で用いる  $B=8$ ， $Q=2$ ， $L_T=4$ ， $L=3$  のトレリス線図を示す． $L$  はトレリス線図における拘束長である．横にブロック，縦に位相回転を並べている．SPH-SDM では，各サブキャリアの位相回転量に相関があると伝送特性が劣化するため，予め各ブロック用に用意した異なる  $L_T (= 4)$  個の各アンテナの位相回転量，例えば  $(0 \ \pi \ \pi \ 0)$  等に対して位相回転を施す．また，縦のノードでは，各アンテナの位相回転量に対して位相回転量が重複しないようにする．例えば  $(0 \ \pi \ \pi \ 0)$  に対し

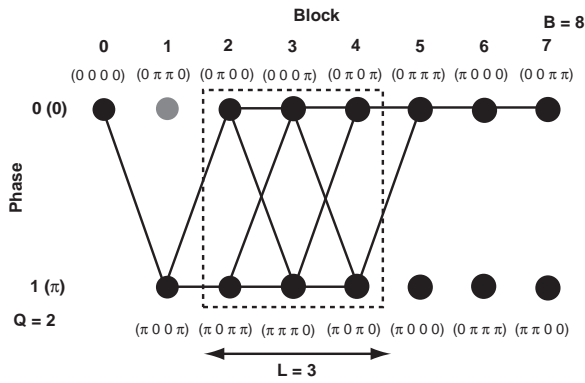


図3 トレリス線図を用いた探索法

表1 実数乗算回数による計算量の比較

手法	PTS	ESLM
パターン毎の IFFT	0	$2(Q/4 - 1)N \times U$
ピーク電力の計算	$2N \times U$	$2N \times U$
信号生成の IFFT	$B(4N_B \log_2 N_B + 4N)$	$4N \log_2 N$

では  $(\pi 0 0 \pi)$  とする。

まず、全ブロックを一番上のノードに固定し、それぞれのノードが示す位相量で (10) により時間信号波形を作り、ピーク電力を求める。次に、 $b = 0$  のノードは固定しても対称性により一般性は失われないことから、ブロック 1 とそれに連続する  $L - 1$  個のブロックのノードだけを変化させ、 $Q^L - 1$  個の位相系列についてピーク電力を求める。これと前ステップの全て上のノード時のピーク電力を比較し、ピーク電力が最小となる位相系列を選択し、ブロック 1 のノードをその位相系列に対応したノードに固定する。ブロック 2 に対しても同様な処理を行い、最後のブロックが決定するまで繰り返す。この探索法において、時間信号波形を生成してピーク電力を求める回数は  $(Q^L - 1)(B - L) + 1$  回となるので計算量は削減できる。しかしながら、このトレリス線図を用いた方法も  $(Q^B)^{L_T}$  個の全ての位相系列について試行してはいないので、最適な位相系列が必ず見つかるとは限らない。

選択された位相パターンの情報はビットに変換され、変調多値数  $\mu_p$  に応じた PSK 変調の変調信号にマッピングされた後、4 つのパイロット・サブキャリアに重畳され、伝送される [3]。  $\mu_m$  を位相パターン送信用のストリーム数とすると、伝送可能なパターンは  $\mu_p^{\mu_m}$  となり、  $\mu_p = 4, \mu_m = 4$  では、256 パターンとなる。

## 2.4 計算量

提案手法の計算量(実数乗算回数)を表 1 に示す。比較のため、ESLM の計算量も示す。まず、位相パターン制御部での IFFT を考える。PTS は位相パターン制御部の入力時間が時間信号であるから、IFFT は必要なく 0 である。ESLM はパターンごとに量子化した IFFT を用いる。これは 1 シンボルで  $2(Q/4 - 1)N$  回の実数乗算が必要である [3]。次に、ピーク電力を求める計算を考える。これは両手法ともにパターンごとに、時間信号波形の絶対値 2 乗値を計算するので  $2N$  回の乗算が必要である。最後に送信用の時間信号波形を生成する IFFT を考える。従来の IFFT

表 2 シミュレーション条件

項目	値
アンテナ数 ( $L_T, L_R$ )	(4,4)
送信ストリーム数 M	4
伝送方式	SPH-SDM
帯域幅	20MHz
FFT ポイント数	64
有効キャリア数	52(pilot:4,data:48)
データ・シンボル GI 長	$0.8\mu s(16pt, 1pt=50ns)$
シンボル周期	$4.0\mu s(80pt)$
変調方式	QPSK
誤り訂正符号	$R=1/2, K=4$ , ターボ符号
複号	Max-Log-MAP(8 回繰り返し)
データ信号検出	MMSE
最大ドップラー周波数	0Hz
伝搬モデル	16 バス指数減衰モデル
最大遅延時間	$0.75\mu s(15pt)$
先行波と最大遅延波との電力比	20dB
ブロック数 B	2,4,8
位相候補数 Q	2,4
パターン送信用変調多値数 $\mu_p$	2,4
パターン送信用ストリーム数 $\mu_m$	1-4
パターン候補数 U	1-256
パターン信号検出	MMSE,MLD

は 1 シンボルで  $4N \log_2 N$  の乗算が必要となる。PTS では 1 シンボルを B 個のブロックに分け、(11) により各ブロックの空間拡散後の信号に対して IFFT を行う。しかしながら、(11) を

$$s_{b,l_t}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N_B-1} S'_{b+nB,l_t} e^{j \frac{2\pi(b+nB)k}{N}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{B}} e^{j \frac{2\pi bk}{N}} \times \frac{1}{\sqrt{N_B}} \sum_{n=0}^{N_B-1} S'_{b+nB,l_t} e^{j \frac{2\pi nk}{N_B}} \quad (12)$$

とできることから、 $N_B$  ポイントの IFFT と  $e^{j \frac{2\pi bk}{N}}$  の位相回転で実現できる。ESLM では従来の IFFT を一度だけ行う。これら 3 つの計算は各アンテナで行われるので全て  $L_T$  倍される。

## 3. 計算機シミュレーション

### 3.1 シミュレーション条件

提案方式の性能を評価するため計算機シミュレーションを行った。表 2 にシミュレーション条件を示す。OFDM のパラメータは 5 GHz 帯無線 LAN に準拠し [11]、変調方式は QPSK、誤り訂正符号は符号化率  $R = 1/2$ 、拘束長  $K = 4$  のターボ符号を用いた。チャンネル推定は最小二乗法によりチャンネルのインパルス応答を推定し、それを FFT したものをを用いている。受信機においては、データ信号の検出に MMSE 検出器を、位相パターンの検出には MLD 検出器と MMSE 検出器の両方を用いた。

### 3.2 2 つの探索法による CCDF 特性

図 4 に全ての位相系列  $(Q^B)^{L_T}$  個を探索したときの PAPR の CCDF 特性を示す。提案手法ではピークを完全に抑えることはできないので、フィルタによるクリッピングを行う必要がある。このとき生じる帯域外輻射を完全に抑えるにはリミッタ閾値が  $CCDF = 10^{-3}$  での  $\lambda_{th}$  の値以下であればよく、リミッタ閾値の

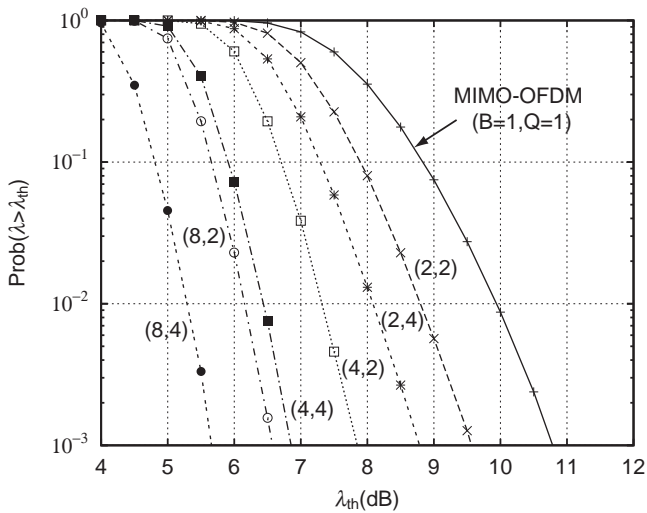


図4 ブロック数と位相候補数の関係

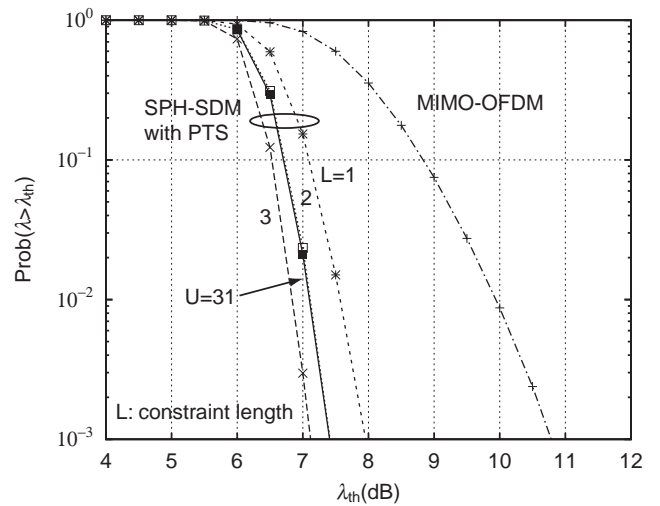


図6 トレリス探索の効果

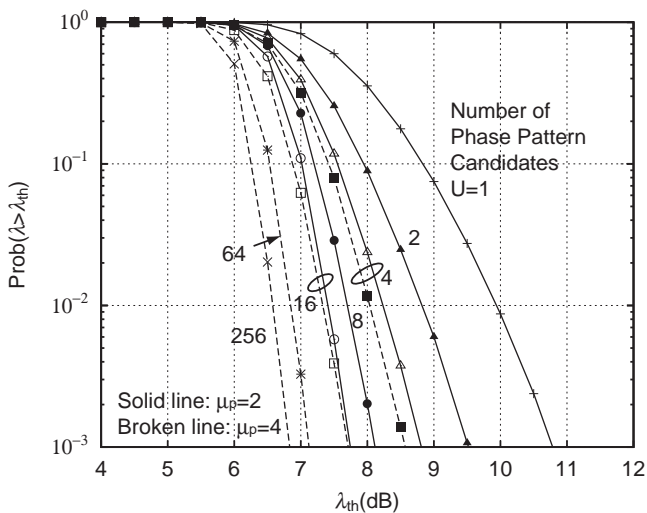


図5 パターン制御を行った場合の CCDF 特性 (QPSK)

目標は、最も帯域外輻射の改善が得られる7~8dB程度とする[3]。この条件から、ブロック数と位相候補数の適当な組み合わせとして  $B=4, Q=4$  を選び、以降ではこの組み合わせでシミュレーションを行った。

2.3節で述べた2つの探索法においてCCDF特性を比較する。まず、ランダムに位相パターンを選択する方法について考える。探索するランダム位相パターン候補数  $U$  を  $\mu_m, \mu_p$  の値での最大のパターン数としたときのCCDF特性を図5に示す。図から、CCDF =  $10^{-3}$  で  $\lambda_{th} = 7 \sim 8$  dB という条件を満たすものとして、 $U=16$  で7.7 dB、 $U=64$  で7.1 dB が挙げられる。次に、トレリス線図を用いた探索法について考える。拘束長  $L$  を  $L=1, 2, 3$  としたときのPAPRのCCDF特性を図6に示す。 $L=2$  のとき、2.3節よりピーク電力を計算する回数は31回となる。そこでランダムに位相パターンを選択する方法で  $U=31$  としたときのPAPRのCCDF特性を同図に示す。図から、これら2つはほぼ一致しており、両探索法に性能の違いはないといえる。

### 3.3 位相パターン候補数とパケット誤り率 (PER) の関係

パイロット・サブキャリアに位相パターン情報を重畳したと

きの平均PER特性を図7(a)と(b)に示す。パターンの検出に(a)ではMMSE、(b)ではMLDを用いている。送信機で選択された位相パターン情報が受信機において既知の場合、SPHにより周波数ダイバーシチ利得が向上するために、 $PER=10^{-2}$  を実現する平均  $E_b/N_0$  が2.5 dB改善した。

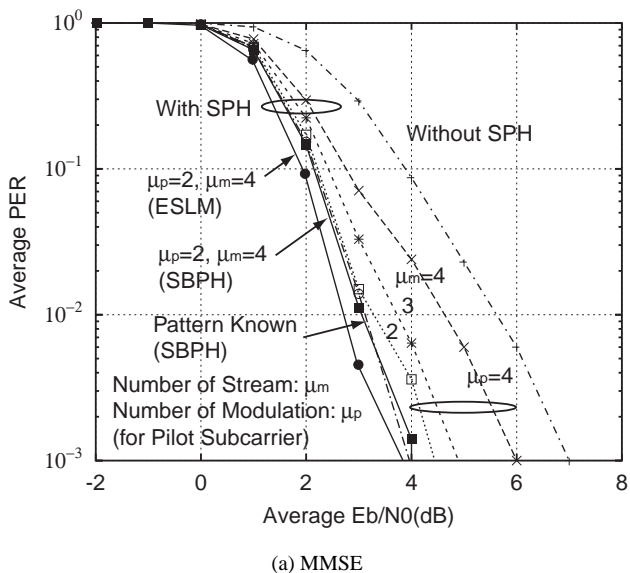
次に、位相パターン情報を重畳した場合を考える。MMSEを用いた場合、 $\mu_p=2$  のとき、つまり変調方式がBPSKのときはPERの劣化が見られず、 $\mu_p=4$  のとき、つまり変調方式がQPSKのときはストリーム数の増加に伴い、PERの劣化が見られる。一方、MLDを用いた場合、QPSKでもMMSEに比べるとPERの劣化が抑えられる。前節において適当であるとした  $U=16$  はBPSKで伝送できるのでPERは劣化しない。また  $U=64$  はピーク電力をより抑制できるが、QPSKで伝送する必要があるためPERが劣化し、検出にはMLDを用いることになるので受信機での計算量が大きくなる。

### 3.4 ESLM との比較

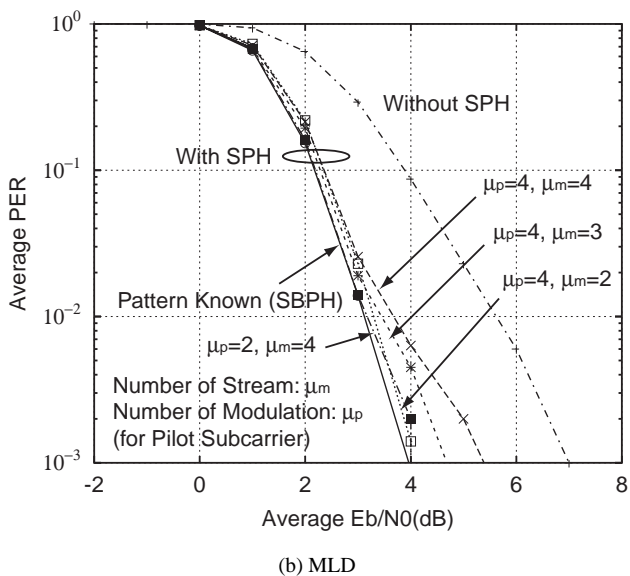
提案手法とESLMとの比較を行う。2.4節で示した計算量とCCDF特性のトレード・オフを図8に示す。横軸はランダム位相パターンの候補数である。左側の縦軸はリミット閾値の基準となるCCDF =  $10^{-3}$  の  $\lambda_{th}$  の値、右側の縦軸は実数乗算回数である。ESLM8とESLM16は、ESLMにおいて量子化されたIFFTの量子化数がそれぞれ8と16のものを示す。この図から提案手法はESLM16とほぼ同等のPAPR特性を、 $U=16$  では1/2、 $U=64$  では1/3の計算量で実現できることが分かる。よってこのトレードオフでみると提案手法が良い性能を持っているといえる。

次に、伝送特性を比較する。位相パターン情報が既知としたとき、図7(a)から  $PER=10^{-2}$  を実現する受信  $E_b/N_0$  において、提案手法がESLMに比べ0.3dB劣化している。これは、ESLMではサブキャリアごとに回転させる位相量が設定されるため、チャンネル周波数応答が提案手法に比べてランダム化されやすいためであると考えられる。

最後に、送信機の規模について考える。前述から、提案手法では実数乗算回数が少ないため、乗算器の数を減らすことがで



(a) MMSE



(b) MLD

図7 位相パターン情報をパイロットに重畳した場合のPER特性

きる。しかしながら、乗算器が減る代わりに加算器が増えるため、全体の規模については今後FPGAなどで実際に設計し確認する必要がある。

#### 4. まとめ

MIMO-OFDM伝送において、SPH-SDMにPTSを適用することで、ピーク電力を抑え、伝送特性を改善できることを示した。計算機シミュレーションにより、 $B = 4, Q = 4, U = 16$ のとき、従来のMIMO-OFDM伝送に比べ、 $PER = 10^{-2}$ を実現する受信 $E_b/N_0$ において2.5 dB改善でき、PAPRのCCDF特性は $CCDF = 10^{-3}$ で3 dB改善され7.8 dBとなることを示した。この結果から、ESLMとの性能の比較を行い、ESLMとほぼ同等なPAPR特性が、伝送特性では $PER = 10^{-2}$ を実現する受信 $E_b/N_0$ において0.3 dBの劣化があったものの、約1/2の計算量で実現できることが分かった。また、位相回転量を $\pi/2$ ごとの4位相とした場合でも十分ピークを抑えられることから、位相回転での乗算が必要なくなり、さらに計算量が削減できる。

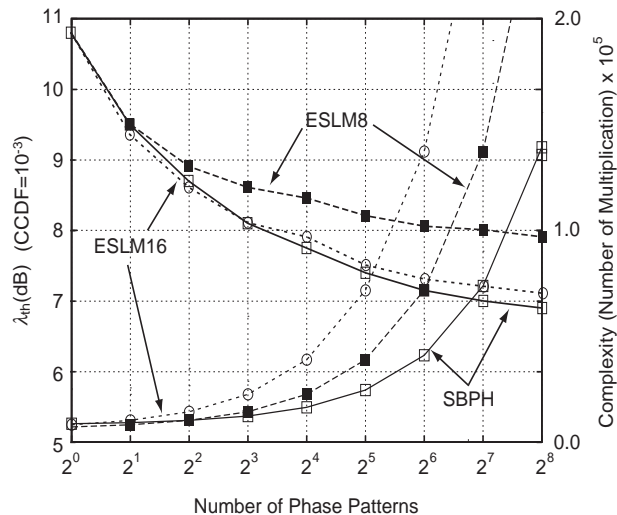


図8 計算量とCCDF特性のトレード・オフ

#### 文献

- [1] 榎原 開人, 須山 聡, 鈴木 博, 府川 和彦, “受信アンテナ数が少ない条件でのサブキャリア位相ホッピングを用いたMIMO-OFDM伝送方式,” 電子情報通信学会技術報告, RCS2004-326, 2005年3月.
- [2] S. Suyama, K. Tochiyama, H. Suzuki, and K. Fukawa, “A MIMO-OFDM transmission scheme employing subcarrier phase hopping,” *5th Int'l. Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS)*, Oberpfaffenhofen Germany, pp. 275-282, Sept. 2005.
- [3] 野村 直児, 須山 聡, 鈴木 博, 府川 和彦, “位相パターン制御によりPAPRを低減したサブキャリア位相ホッピングを用いたMIMO-OFDM伝送方式,” 電子情報通信学会技術報告, RCS2005-136, 2006年1月.
- [4] Bingyang Wu, Shinxin Cheng, and Haifeng Wang, “Trellis factor search PTS for PAPR reduction in OFDM,” *PIMRC 2005*
- [5] R. F. H. Fischer et al., “Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping,” *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [6] N. Ohkubo and T. Ohtsuki, “Design criteria for phase sequences in selected mapping,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, no. 9, pp. 2628-2636, Sept. 2003.
- [7] D. W. Lim, J. S. No, C. W. Lim and H. Chung, “A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction,” *IEEE Signal Processing Letter.*, vol. 12, no. 2, pp. 93-96, Feb. 2005.
- [8] S. H. Muller and J. B. Huber, “OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences,” *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [9] B. Wu, S. Cheng and H. Wang, “Trellis factor search PTS for PAPR reduction in OFDM,” *Journal of Southeast University.*, vol. 21, no. 2, pp. 123-126, June 2005.
- [10] B. A. Bjerke, J. Ketchum, R. Walton, S. Nanda, I. Medvedev, M. Wallace and S. Howard, “Packet error probability prediction for system level simulations of MIMO-OFDM based 802.11n WLANs,” *IEEE Inter. Conf. Communi.* 2005, vol. 4, pp. 2538-2542, May 2005.
- [11] IEEE Std 802.11a, *High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, 1999.