

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 MIMO-OFDM 伝送方式

野村 直児[†] 須山 聡[†] 鈴木 博[†] 府川 和彦[†]

[†] 東京工業大学 〒152-8550 東京都目黒区大岡山 2-12-1

E-mail: †{n-nomura,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、その位相ホッピングのパターンを最適化してピーク対平均電力比 (PAPR) を低減する方法を提案する。MIMO-OFDM 伝送では送信アンテナ数の増加に伴って、信号波形の PAPR が SISO-OFDM 以上に増大するので、効率的に PAPR を低減する手法が必要となる。本報告では、選択された位相パターンにより変調信号のマッピングを行いピークを抑える方法を拡張した ESLM を SPH-SDM に適用する。さらに、ESLM は位相パターン制御の際に IFFT を量子化することで計算量を削減し、また、位相パターン情報をパイロット信号に重畳することにより付加ビットを不要としている。ESLM 化された SPH-SDM により、誤り訂正符号による周波数ダイバーシチ利得が向上し、さらに複数の位相パターン候補数の内で最もピーク電力を抑制する位相パターンを選択することで PAPR を低減できる。計算機シミュレーションにより、所望 PAPR と位相パターン候補数、量子化数との関係について明らかにする。

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, IFFT, 量子化

Subcarrier-Phase Hopping MIMO-OFDM Transmission Systems with Phase Pattern Control for PAPR Reduction

Naoji NOMURA[†], Satoshi SUYAMA[†], Hiroshi SUZUKI[†], and Kazuhiko FUKAWA[†]

[†] Tokyo Institute of Technology, 2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo, 152-8550 Japan

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

Abstract This report proposes a peak-to-average power ratio (PAPR) reduction method optimizing a pattern of the phase hopping in MIMO-OFDM transmission with the subcarrier phase hopping for space division multiplexing (SPH-SDM). An efficient PAPR reduction method is essential in MIMO-OFDM transmission because a larger number of transmit antennas increases PAPR of the signal waveform more than that of SISO-OFDM transmission. This report proposes an enhanced selected mapping (ESLM) to SPH-SDM, which transforms the modulation signals by a selected phase pattern for total peak power reduction. Furthermore, ESLM includes a method to reduce the numerical complexity by quantizing the IFFT processing which is required for selecting the optimum phase pattern, and that to transmit the selected phase pattern efficiently to the receiver by using the pilot subcarriers. SPH-SDM with ESLM can improve the frequency diversity gain due to channel coding, and improves the PAPR characteristics by selecting a phase pattern that can suppress the peak power. Computer simulation shows the relationship between the desired PAPR and various parameters such as the number of phase patterns and the level of quantization.

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

1. はじめに

高速・高信頼な無線通信システムを実現する伝送方式として MIMO-OFDM が注目されている．この方式では，MIMO に OFDM を適用することにより，マルチパス遅延環境においても良好な伝送特性を得ることができる．さらに，各サブキャリアに異なる位相回転を与えるサブキャリア位相ホッピング空間分割多重 (SPH-SDM) を適用することにより，誤り訂正符号による周波数ダイバーシチ利得が向上することが知られている [1], [2]．

しかしながら，これらの技術では OFDM を用いるため，ピーク対平均電力比 (PAPR) が増加するという問題がある．ピーク電力の大きな信号を電力増幅器で増幅する際には，バックオフを大きく取る必要があり，電力効率が著しく低下する．すでに OFDM 信号波形におけるピークを低減する手法として，(i) ある電力閾値における送信信号のクリッピング [3], [4]，(ii) 入力データを低 PAPR 符号語に変換する符号化 [5], [6]，(iii) 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候補からピークを最も抑圧する位相パターンの選択 (selected mapping: SLM) [7]-[9]，(iv) サブキャリアをクラスタに分割し，IFFT を行った後に各クラスタに対して最適な位相を乗算する部分系列伝送 (partial transmit sequences: PTS) [10], [11] 等が検討されている．その中でも SLM は優れたピーク抑圧性能を有するが，位相パターン候補数の増加に伴い，IFFT 処理の回数が増加する．さらに，受信側に位相パターン情報を伝送するための付加ビットが必要であった．

本稿では，SLM に対して位相パターン制御の際に IFFT を量子化することで計算量を削減し，また，位相パターン情報をパイロット信号に重畳することにより付加ビットを必要としない ESLM (enhanced SLM) を提案する．この手法を SPH-SDM に適用することでピークを抑え，伝送特性を改善できることを示す．

2. 位相パターン制御を用いた SPH-SDM

2.1 送受信機の構成

位相パターン制御を用いた SPH-SDM 送信機の構成を図 1 に示す．送信アンテナ数は L_T とする．まず，送信機はシリアル・パラレル変換により情報ビットを空間多重する M 個のストリームに分割する．ただし， $M \leq L_T$ である．各ストリームは誤り訂正符号化され，符号化ビット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，サブキャリア位相ホッピング (SPH) により，変調信号の位相を送信アンテナ，サブキャリア，およびシンボル毎に異なった位相量で回転させる．この操作は位相行列を乗算することで実現され [1], [2]，位相パターン制御部において， U 個の位相パターン候補からピーク電力を最小に抑えるパターン \hat{u} を選択する．さらに，送信機は選択した位相パターン情報をパイロット信号に重畳し，データ信号と共に IFFT する．このシンボル構成は 5 GHz 帯無線 LAN [12] に準拠している．最後に，IFFT された時間波形は，平行列・シリアル変換後にガード・インターバル (GI) が付加され，各送信アンテナから送信される．

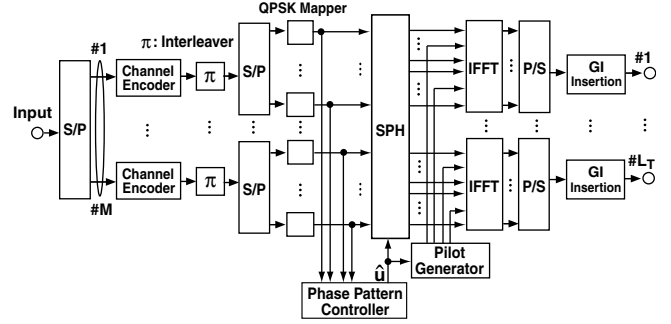


図 1 位相パターン制御を用いた SPH-SDM 送信機構成

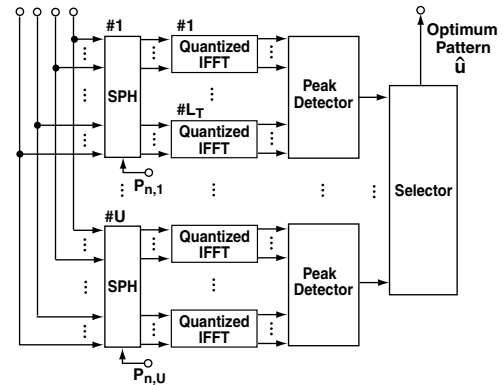


図 2 位相パターン制御部の構成

位相パターン制御部の構成を図 2 に示す．位相パターン制御部では，パターン毎に全送信アンテナ数分の量子化された IFFT が用意され，入力された変調信号から SPH 後の変調信号を IFFT した時間信号波形が生成される．量子化された IFFT については後述する．その後，各パターンにおけるピーク電力が検出され，そのピーク電力を比較することで最適なパターン \hat{u} を選択する．

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ブ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 [1], [2]．

2.2 SPH-SDM における位相パターン制御

従来の SLM を，サブキャリア数 N ，シンボル数 N_i の MIMO-OFDM 伝送に拡張した ESLM において，位相パターン制御を用いた SPH-SDM を考える．第 n ($0 \leq n \leq N-1$) サブキャリアにおける第 i ($0 \leq i \leq N_i-1$) シンボルの L_T 次元変調信号ベクトル $\mathbf{z}_{n,i}$ を

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

とする．ただし， T は転置を表し， $z_{n,i,m}$ は第 m ($0 \leq m \leq M-1$) ストリームの変調信号である． $\mathbf{z}_{n,i}$ に対して，第 u ($0 \leq u \leq U-1$) パターンの $L_T \times L_T$ の位相行列 $\mathbf{P}_{u,n}$ を乗算することで，送信アンテナ，サブキャリア毎に異なる SPH を行う． $\mathbf{P}_{u,n}$

は $L_T = 4$ の場合には

$$\mathbf{P}_{u,n} = (\mathbf{p}_{u,n,1} \mathbf{p}_{u,n,2} \mathbf{p}_{u,n,3} \mathbf{p}_{u,n,4})$$

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

となる [1], [2] . ただし, $\mathbf{P}_{u,n}$ はユニタリ行列で, $\mathbf{p}_{u,n,m_1}^H \mathbf{p}_{u,n,m_2} = \delta_{m_1,m_2}$ ($m_1, m_2 = 1, 2, 3, 4$, H は複素共役転置を表し, δ_{m_1,m_2} は Kronecker の δ) である . また, ϕ_{u,n,l_t} ($0 \leq l_t \leq L_T - 1$) は 0 から 2π の一様乱数で, パターン, サブキャリア, 送信アンテナ毎に異なった位相量である . この位相行列を乗算することで伝送路の周波数応答がランダム化され, チャネル間相関が低下するので, 誤り訂正符号による周波数ダイバーシティ利得を向上できる .

SPH 後の L_T 次元変調信号ベクトル $\mathbf{S}_{u,n,i}$ は

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

となる . $\mathbf{S}_{u,n,i}$ の各要素は, 送信アンテナ毎に全サブキャリア分で一括して IFFT される . 第 u パターンにおける IFFT 後の第 l_t アンテナにおける時間信号波形 $s_{u,i,l_t}(k)$ は

$$s_{u,i,l_t}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{u,n,i,l_t} \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \quad (4)$$

となり, $s_{u,i,l_t}(k)$ に対して以下のように全アンテナの 1 シンボル内のサンプルにおいて PAPR が測定される .

$$\text{PAPR}(s_{u,i,l_t}(k)) = \frac{\max |s_{u,i,l_t}(k)|^2}{\mathbb{E}[|s_{u,i,l_t}(k)|^2]} \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (5)$$

ただし, $\mathbb{E}[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す . そして, 位相パターン候補数 U の内で PAPR が最小となったパターン \hat{u} の $s_{\hat{u},i,l_t}(k)$ が送信される . このような操作を OFDM シンボル毎に行う . しかしながら, 上述の手法では最適なパターンを選択するのに各シンボルにおいて UL_T 回の IFFT が必要となるため, 計算量を削減するために以下では量子化された IFFT を用いる . なお, SLM を用いた場合, PAPR が閾値 λ_{th} を超える確率 Pr は

$$\text{Pr}[\text{PAPR}(s_{\hat{u},i,l_t}(k)) > \lambda_{\text{th}}] = \left\{1 - [1 - p(\lambda_{\text{th}})]^{NL_T}\right\}^U \quad (6)$$

$$p(\lambda_{\text{th}}) = \exp\left(-\frac{\lambda_{\text{th}}}{2\sigma^2}\right) \quad (7)$$

である . ここで, $p(\lambda_{\text{th}})$ は時間信号波形の 1 サンプルが λ_{th} を超える累積確率で, σ^2 は平均送信電力である . 位相パターン制御における U を大きくすることで PAPR を大幅に低減できることがわかる .

3. 量子化された IFFT

3.1 計算法

従来の SLM では最適なパターンを選択するためには, 各シンボルにおいて UL_T 回の IFFT が必要であった . そこで, 量

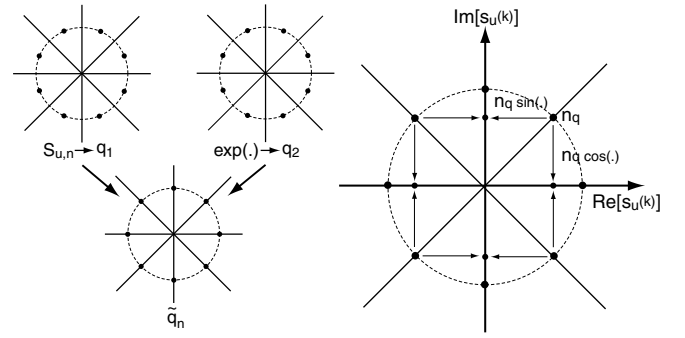


図3 量子化された IFFT の原理

子化の粗い IFFT を用いることで計算量を削減する . 以降では, 簡単化のため, (4) の S_{u,n,i,l_t} を $S_{u,n} = S_{u,n,i,l_t}$ と表記する . また, $S_{u,n}$ は SPH により各ストリームの変調信号が合成されるため, 一定振幅ではないが, はじめは PSK 変調の変調信号として説明する .

まず, 量子化された IFFT は, 入力である $S_{u,n}$ を図3のように位相平面において Q 値に量子化する . $S_{u,n}$ を Q 値に量子化する関数 $f_Q(S_{u,n})$ を用いて, 量子化された値 q_1 を

$$q_1 = f_Q(S_{u,n}) \quad (8)$$

と表す . また, 同様に IFFT の係数 $\exp(j2\pi nk/N)$ についても, 以下のように q_2 に量子化する .

$$q_2 = f_Q\left[\exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right)\right] \quad (9)$$

次に, 各サブキャリアにおける IFFT 処理として q_1 と q_2 の乗算を行う . このとき, q_1 と q_2 は量子化位相であるため, その積は量子化された値の和として計算できる . 乗算後の量子化位相 \tilde{q}_n は

$$\tilde{q}_n = (q_1 + q_2) \bmod Q \quad (10)$$

となる . ただし, \bmod はモジュロ演算である . 時間信号波形は, $s_u(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{q}_n$ となるため, 各サブキャリアにおける \tilde{q}_n を計算し, 全サブキャリアで各量子化位相点における個数を数え上げ, 対称性を利用して時間信号波形の絶対値 2 乗値 $|s_u(k)|^2$ を計算する . 具体的には, 量子化位相点 q において数え上げた個数を n_q とすると, $s_u(k)$ は

$$\Re[s_u(k)] = \sum_{q=0}^{Q-1} n_q \cos\left(2\pi \frac{q}{Q}\right) \quad (11)$$

$$\Im[s_u(k)] = \sum_{q=0}^{Q-1} n_q \sin\left(2\pi \frac{q}{Q}\right) \quad (12)$$

となる . \cos, \sin の計算結果は予め計算してメモリに保存しておく . さらに, Q が偶数の場合には, \cos 関数の対称性を利用して, $\cos(2\pi q_1/Q) = \cos(2\pi q_2/Q)$ のときは, (11) において n_{q_1} を $n_{q_1} + n_{q_2}$ とし, $n_{q_2} = 0$ とする . また, $\cos(2\pi q_1/Q) = -\cos(2\pi q_2/Q)$ のときは, n_{q_1} を $n_{q_1} - n_{q_2}$ とし, $n_{q_2} = 0$ とする . このようにすることで (11) における乗

表 1 実数乗算回数による計算量の比較

手法	計算量
量子化された IFFT	$QN/2$
従来の IFFT	$4N \log_2 N + 2N$

算回数は $(Q/4 - 1)$ に削減できる．また，(12) についても同様に \sin 関数の対称性を利用できる．さらに， $s_u(k)$ のピーク電力を表す指標 $M_u(k)$ は

$$M_u(k) = \frac{1}{N} \Re[s_u(k)]^2 + \frac{1}{N} \Im[s_u(k)]^2 \quad (13)$$

と表すことができ，この指標を (5) の代わりに用いることで最適な位相パターンを選択する．

上述の通り，実際には $S_{u,n}$ は SPH により一定振幅ではないため，位相方向の量子化のみでは正確に表すことができない．そのため，(3) の計算における各成分 $\pm e^{j\phi_{u,n,l}} z_{n,i,m}$ について量子化を行い，数え上げを行うことで本手法を適用する．

3.2 計算量の比較

量子化された IFFT と従来の IFFT を用いた場合のピーク電力を求めるための計算量 (実数乗算回数) の比較を表 1 に示す．量子化された IFFT では，時間信号波形の 1 サンプルについて $(Q/4 - 1)$ 回の乗算を \cos と \sin に関してそれぞれ行うので，1 シンボルでは $2(Q/4 - 1)N$ 回の実数乗算が必要となる．さらに，時間信号波形の絶対値 2 乗値を計算するのに $2N$ 回必要となるので，全体で $QN/2$ となる．それに対して，従来の IFFT では $4N \log_2 N$ と絶対値 2 乗値を計算するのに $2N$ 回必要となるので $4N \log_2 N + 2N$ となる．したがって，量子化された IFFT は計算量を $Q/(8 \log_2 N + 4)$ に削減できる．典型例として， $Q = 16$ ， $N = 64$ とすると $4/13$ に低減できる．

4. 位相パターン情報の伝送

4.1 送信処理

送信機で用いた最適位相パターン \hat{u} の情報を受信機に伝送するため，以下では 5 GHz 帯無線 LAN においてデータ・シンボルに挿入されている 4 つのパイロット・サブキャリアに位相パターン情報を重畳する．

最適なパターン \hat{u} は変調多値数 μ_p の $\mu_m (\leq L_T)$ 個の変調信号により伝送される． μ_m は位相パターン送信用のストリーム数で，データ用のストリームとは別に設定される．パターン情報はビットに変換され， μ_p に応じた PSK 変調である変調信号にマッピングされ，パイロット信号に乗算されて送信される．表 2 に $L_T = 4$ の場合の μ_p ， μ_m と U の関係を示す．QPSK を用いて 4 ストリームで送信した場合には 256 パターン使用できる．各位相パターン送信用の変調信号は空間多重されることから，ストリーム数を減らすことでダイバーシチ利得の向上が期待できる．

4 つのパイロット・サブキャリアにおけるパイロット信号を \mathbf{p}_n ($n = n_0, n_1, n_2, n_3$) とすると， μ_m 次元の位相パターン送信用の変調信号ベクトル $\mathbf{s}_{\hat{u}}$ を用いて，第 n サブキャリアのパイロットにおいて実際に送信される μ_m 次元の変調信号ベクトル \mathbf{z}_n は $\mathbf{z}_n = \mathbf{p}_n \mathbf{s}_{\hat{u}}$ となる．

表 2 位相パターン候補数の変調 (多値数とストリーム数) との関係

変調多値数 μ_p	2	2	2	2	4	4	4	4
ストリーム数 μ_m	1	2	3	4	1	2	3	4
位相パターン候補数 U	2	4	8	16	4	16	64	256

表 3 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	20 MHz
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 μ s (16 pt, 1 pt = 50 ns)
シンボル周期	4.0 μ s (80 pt)
変調方式	QPSK
誤り訂正符号 (バンクチャリング)	$R = 1/2$, $K = 4$, ターボ符号
復号	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	0 Hz
伝搬モデル	16 パス指数減衰モデル
最大遅延時間	0.75 μ s (15 pt)
先行波と最大遅延波との電力比	20 dB
パターン送信用変調多値数 μ_p	2, 4
パターン送信用ストリーム数 μ_m	1 - 4
パターン候補数 U	1 - 16
パターン信号検出	MMSE
量子化数 Q	4 - 64

4.2 受信処理

FFT 後の第 n サブキャリアの L_R 次元の受信信号ベクトルを \mathbf{r}_n ， $L_R \times \mu_m$ のチャンネル行列を \mathbf{H}_n ， L_R 次元の雑音ベクトルを \mathbf{n}_n とすると，全パイロット・サブキャリアにおける受信信号を成分に持った $4L_R$ 次元の受信信号ベクトル \mathbf{r} は

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{n_0} \\ \mathbf{r}_{n_1} \\ \mathbf{r}_{n_2} \\ \mathbf{r}_{n_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{n_0} \mathbf{p}_{n_0} \\ \mathbf{H}_{n_1} \mathbf{p}_{n_1} \\ \mathbf{H}_{n_2} \mathbf{p}_{n_2} \\ \mathbf{H}_{n_3} \mathbf{p}_{n_3} \end{pmatrix} \mathbf{s}_{\hat{u}} + \begin{pmatrix} \mathbf{n}_{n_0} \\ \mathbf{n}_{n_1} \\ \mathbf{n}_{n_2} \\ \mathbf{n}_{n_3} \end{pmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{s}_{\hat{u}} + \mathbf{n} \quad (14)$$

となる．ただし， \mathbf{H} は $4L_R \times \mu_m$ の全パイロット・サブキャリアにおけるチャンネル行列である．位相パターン送信用の変調信号の検出は，推定した各パイロット・サブキャリアにおけるチャンネル行列と既知のパイロット信号を乗算することで生成される \mathbf{H} を用いて MMSE 検出器により行われる．検出された変調信号から各シンボルにおけるパターン \hat{u} が復元され， \hat{u} に対応した $\mathbf{P}_{\hat{u},n}$ を用いてデータ・サブキャリアの信号検出が行われる．

5. 計算機シミュレーション

5.1 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 3 にシミュレーション条件を示す．OFDM のパラメ

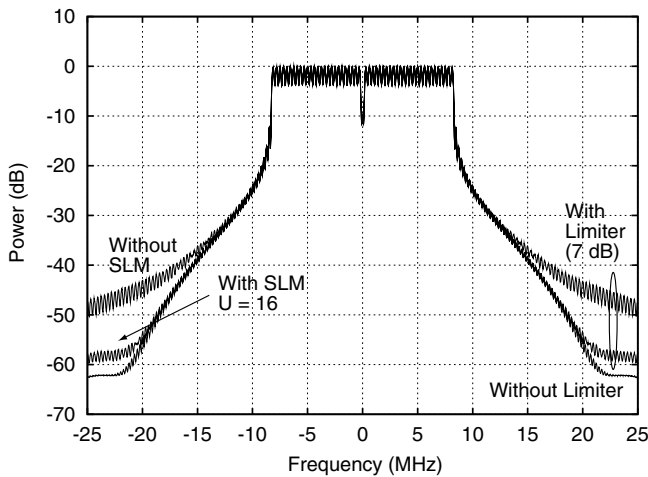


図4 リミッタ閾値 7 dB, $U = 16$ の場合の送信信号スペクトラム

は 5 GHz 帯無線 LAN [12] に準拠し、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。チャネル推定は最小 2 乗法によりチャ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, 位相パターンの検出共に MMSE 検出器を用いた。

5.2 帯域外成分に対する位相パターン候補数の影響

PAPR 低減手法としてクリッピングと SLM の比較を行う。図 4 にリミッタ閾値を 7 dB としてクリッピングを行った信号と, MIMO-OFDM のパターン候補数 U を 16 とし, さらに, クリッピングを行った信号の周波数スペクトラムを示す。クリッピングのみの方法に対して SLM を適用することで, 帯域外成分の電力を ± 20 MHz において約 10 dB 抑圧できる。このことから, 与えられたリミッタ閾値に対して適切なパターン候補数による位相パターン制御を用いることで, 帯域外輻射を完全に抑圧できることがわかる。

次に, MIMO-OFDM のパターン候補数を求めるため, リミッタ閾値をパラメータとしたパターン候補数と ± 20 MHz での帯域外成分の関係を図 5 に示す。リミッタ閾値を高く設定した場合は, パターン候補数を増やすことで帯域外成分が減少するが, リミッタ閾値を 3 dB のように低く設定すると改善が見られない。帯域外輻射の改善が最も得られるのは, リミッタ閾値を 7 dB から 7.5 dB 程度に設定した場合であり, 7.5 dB の場合は $U = 16$, 8.0 dB の場合は $U = 8$ とすれば, 帯域外輻射を完全に抑えることができる。

5.3 位相パターン候補数と量子化数

SPH-SDM において IFFT による時間信号波形のピーク電力検出による位相パターン制御法について評価する。PAPR の閾値 λ_{th} に対する補累積分布関数 (CCDF) を図 6 に示す。 U の増加に伴い CCDF 特性が改善し, $U = 16$ の場合には $CCDF = 10^{-3}$ で 3.4 dB 改善する。また, 図 5, 図 6 より $CCDF = 10^{-3}$ 以下を満たしていれば帯域外輻射を完全に抑えられることがわかる。

次に, 計算量を削減した量子化された IFFT を用いて指標 $M_u(k)$ によりパターン制御を行った場合の CCDF 特性を図 7 に示す。 $U = 8$ とし, SPH-SDM の位相行列の成分 $e^{j\phi_{u,n,l}}$ も量子

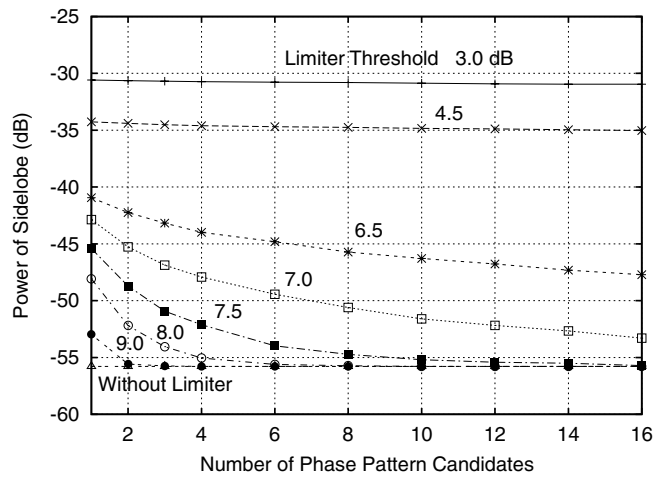


図5 リミッタ閾値をパラメータとした位相候補数 U と帯域外成分の関係

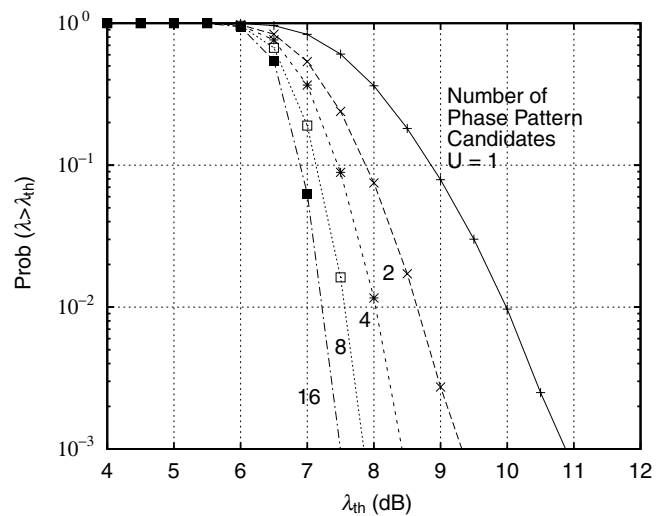


図6 IFFT によるピーク電力検出を行った場合の CCDF 特性

化数 Q に合わせて量子化されたパターンを用いた。 Q の増加に伴い特性が向上し, $Q = 64$ でピーク電力を見てパターン制御を行った場合と同じ特性になることが確認でき, $Q = 16$ においても, PAPR を 2.8 dB 改善できる。また, 図 8 に $CCDF = 10^{-3}$ を満たす U と PAPR の関係を示す。 $Q = 4$ のように量子化数を減らすと, 計算量は大幅に削減できるが, U を増やしても位相パターン制御の効果が得られないことがわかる。さらに, 量子化数が比較的多い $Q = 16$ かつ $U = 16$ では, PAPR を 8 dB 以内に抑えることができる。以降では, $Q = 64$ からの劣化が 0.3 dB であり, 表 1 より実数乗算回数も IFFT の 1/3 以下に抑えられることから, $Q = 16$ を用いる。

5.4 位相パターン候補数とパケット誤り率 (PER) 特性の関係

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場合の平均 PER 特性を図 9 に示す。サブキャリア変調方式は QPSK である。最適位相パターン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, $PER = 10^{-2}$ を実現する平均 E_b/N_0 において 2.8 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。 $\mu_p = 2$, $\mu_m = 4$ で 16 パターンを送信した場合には劣化がほとんどな

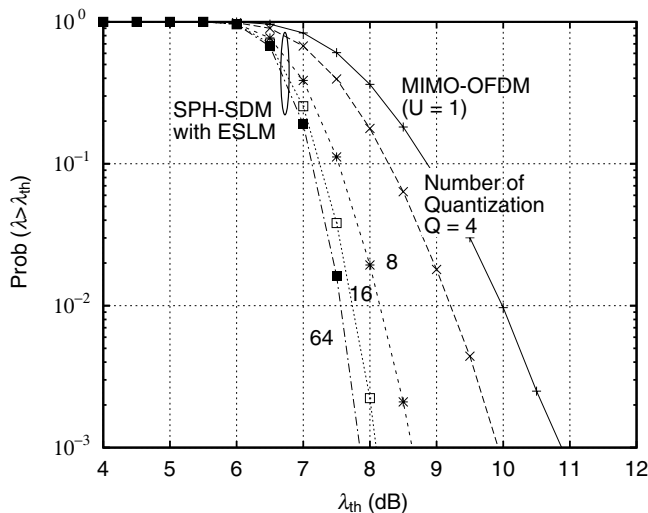


図7 指標を用いてパターン制御を行った場合のCCDF特性 ($U = 8$)

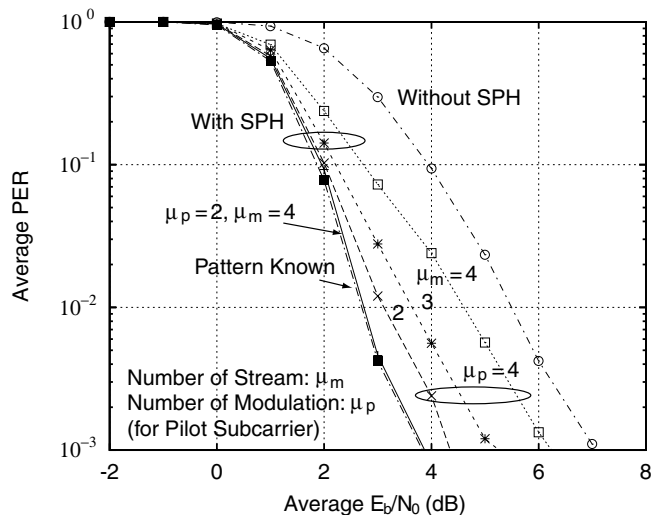


図9 位相パターン情報をパイロットに重畳した場合のPER特性

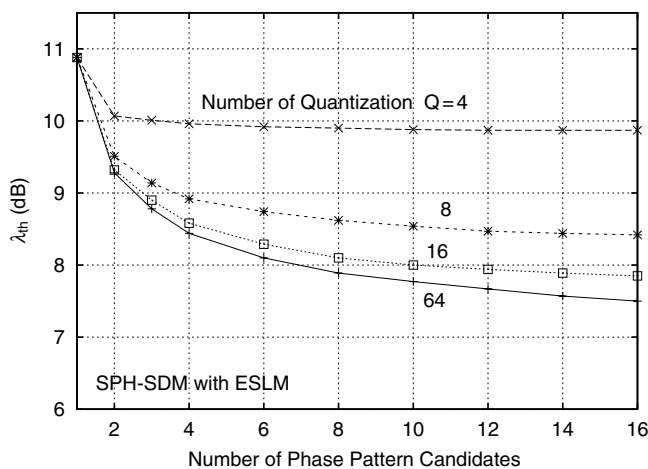


図8 $CCDF = 10^{-3}$ を満たす U と PAPR の関係

い。これはパイロット・サブキャリアの変調が BPSK 変調であるため、データ・サブキャリアに対して高い E_b/N_0 で動作しており、パターン誤りが発生しないからである。しかしながら、 $\mu_p = 4$ の場合は位相パターン情報の送信ストリーム数の増加に伴い、PER の劣化が見られる。これは、パイロット・サブキャリアの変調が QPSK 変調であるため、パターン検出部とデータ伝送部の信号検出における E_b/N_0 が等しく、同程度の品質になるためである。パターン検出部に QPSK、データ伝送部に 16QAM や 64QAM などの多値変調を用いた場合には位相パターン情報の誤りに起因する劣化は十分無視できると考えられる。

6. まとめ

MIMO-OFDM 伝送において、最もピーク電力を抑えられる位相ホッピングパターンを選択する ESLM を SPH-SDM に適用した手法を提案した。ESLM では、量子化された IFFT を用い、 $Q = 16$ において計算量を IFFT の約 1/3 以下に削減できる。また、パイロット信号に最適位相パターンの情報を重畳することで、付加ビットを必要とせず受信機で最適位相パターンを検出できる。計算機シミュレーションにより、 $U = 16$ 、 $Q = 16$

の場合、ESLM 化された SPH-SDM により計算量を IFFT の約 1/3 以下に削減でき、 $PER = 10^{-2}$ を実現する受信 E_b/N_0 において 2.8 dB 改善できることを示した。また、位相パターンを最適選択することにより、PAPR の CCDF 特性は $CCDF = 10^{-3}$ で 3.0 dB 改善され 7.8 dB となることを示した。

文献

- [1] 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, Sept. 2005.
- [2] 栃原 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," 2005 年電子情報通信学会 RCS2004-326(2005-03).
- [3] X. Li and L. J. Cimini Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 5, pp. 131-133, Dec. 1998.
- [4] N. Aizawa, O. Muta, Y. Akaiwa, and M. Sawahashi, "Effect of peak power suppression and adaptive predistortion on power amplification of an OFCDM signal," *IEEE Vehic. Tech. Conf.*, vol. 3, pp. 1783-1787, May 2005.
- [5] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S.K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
- [6] T. Fujii, M. Nakagawa, "Clustered assign code selecting peak power reduction for MC-CDMA," *IEEE International Symposium.*, vol. 2, pp. 819-823, Sept. 2002.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] IEEE Std 802.11a, *High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, 1999.