

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, 須山 聡, 鈴木 博, 府川 和彦

東京工業大学

研究背景

OFDM伝送・・・周波数利用効率の良いマルチキャリア伝送

問題点 **ピーク対平均電力比 (PAPR) が高くなる**
 ➡ 電力増幅器の電力効率が低下

従来のピーク低減手法
 ・ 位相パターンの選択 (selected mapping: SLM)
 ➡ 簡略化手法
 ・ **部分系列伝送 (partial transmit sequences: PTS)**

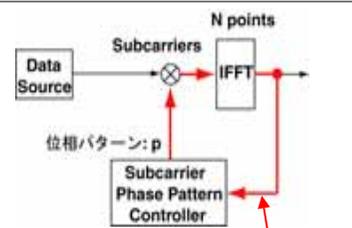
MIMO-OFDM・・・さらに高速・高信頼な信号伝送を実現
 サブキャリア位相ホッピング空間分割多重 (SPH-SDM)
 ➡ 周波数ダイバーシチ利得を向上し, 伝送特性を改善
SPH-SDMにSLMを適用した ELSM が提案されている

SLMとPTS

SLM

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最適なものを選択

・ **パターン数分のIFFTが必要**

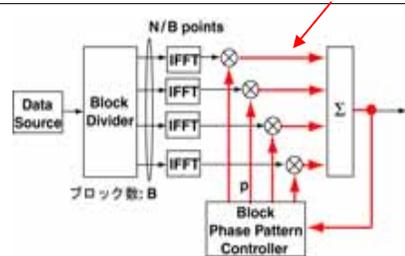


位相パターン数回繰り返す

PTS

サブキャリアをブロックに分割し各ブロックの時間波形に位相を乗算し合成する

・ **パターン制御にIFFTが不要**



SPH-SDMの拡張

ESLM・IFFTを量子化
 ・パイロット信号に位相情報を乗算 ➡ 計算量の削減
 ➡ 付加ビットが不要

SPH-SDMに適用することでピークを抑え, 伝送特性を改善

➡ さらに計算量を削減するため

・ **ESLMの代わりにPTSをSPH-SDMに適用する**

➡ パターンごとのIFFTが不要

・ 位相回転量を4位相 {0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ } とする

➡ 位相回転が符号反転と置換のみで行える

➡ 複素乗算が必要なくなり計算量が削減できる

SPH-SDMのPTSへの拡張

従来のSPH-SDM

第nサブキャリアの送信信号ベクトル

$$S_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j\phi_{n,1}} & e^{j\phi_{n,1}} \\ e^{j\phi_{n,2}} & -e^{j\phi_{n,2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{n,1} \\ z_{n,2} \end{bmatrix}$$

P_n : 直交位相行列 z_n : 変調信号ベクトル

↓ PTSを適用するため分解 ($P_n = \Phi_n W$)

$$= \Phi_n W z_n = \Phi_n S'_n \quad S'_n: \text{空間拡散後の変調信号ベクトル}$$

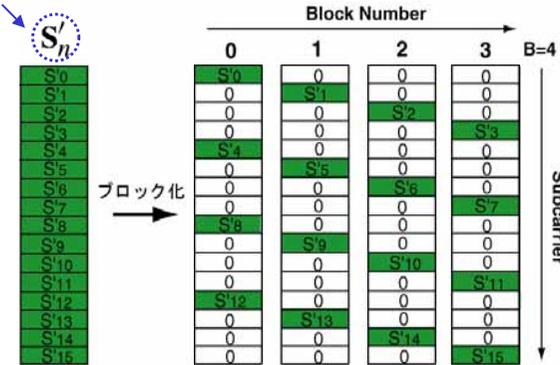
← 空間拡散

$$\Phi_n = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{n,1}} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{n,2}} \end{bmatrix} \quad W = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Walsh-Hadamard行列

ブロックへの分割

空間拡散後の変調信号ベクトル



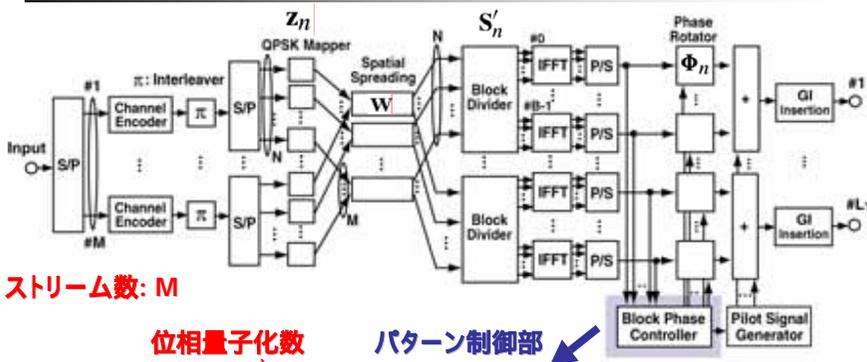
Φ_n はブロック内で同じ Φ_b ($b = 0, 1, \dots, B-1$)

$$\Phi_b = \Phi_{b+B} = \dots = \Phi_{b+(N_B-1)B}$$

各ブロックのサブキャリア数 (= N/B)

送信機構成

送信アンテナ数: L_T



ストリーム数: M

位相量子化数

パターン制御部

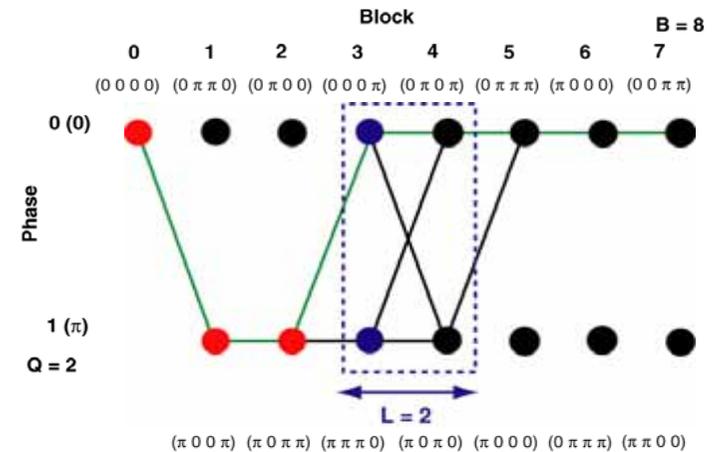
位相回転量: $2q/Q$ ($q=0, 1, \dots, Q-1$)

位相パターンは $(Q^B)^{L_T}$ 個 → 効率的な探索法が必要

探索法1: ランダムに選んだ U 個の系列から最適なものを採用

探索法2: トレリス線図を用いた探索法

トレリス線図を用いた探索法



各ノードに各アンテナの位相回転量を示す L_T 次元ベクトルを配置

PAPRの計算回数 $(Q^{L_T} - 1)(B - L_T) + 1$

位相パターン情報の伝送

5GHz帯無線LANにおける4つのパイロット・サブキャリアに
位相パターン情報を乗算する

U=16

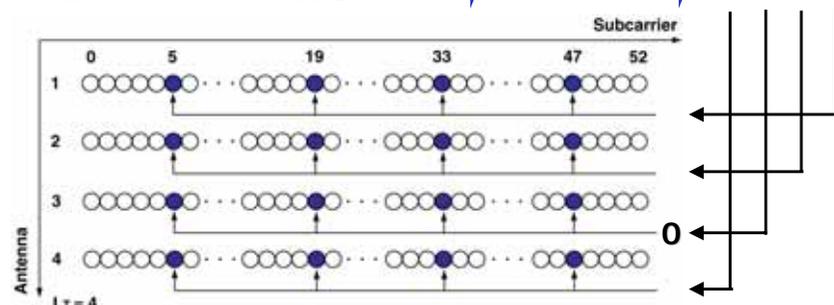
2進表記

BPSKで変調

選択されたパターン番号: 11

1011

0

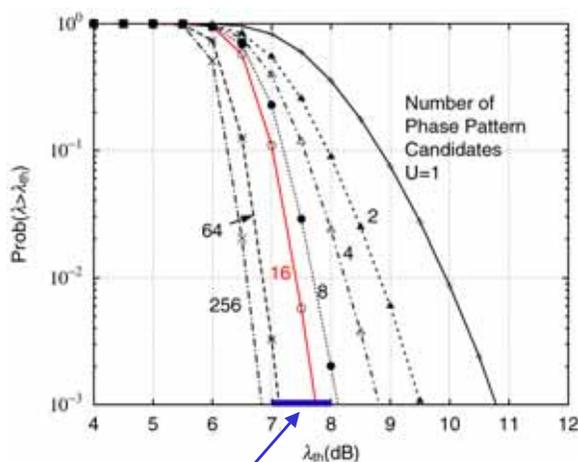


各位相パターン送信用の変調信号は空間多重される
受信側での信号検出はMLDで行う

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	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	0 Hz
ブロック数 B	4
位相量子化数 Q	4
パターン候補数 U	1 - 256
パターン信号検出	MLD

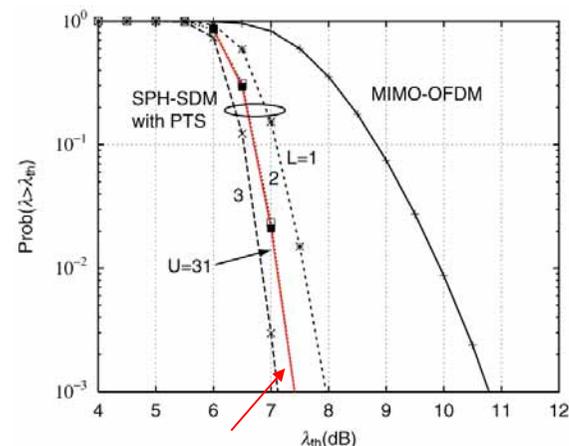
パターン制御を行ったCCDF特性



CCDF=10⁻³の λ_{th} が7~8dB

フィルタでクリッピングを行っても
帯域外輻射が完全に抑えられる

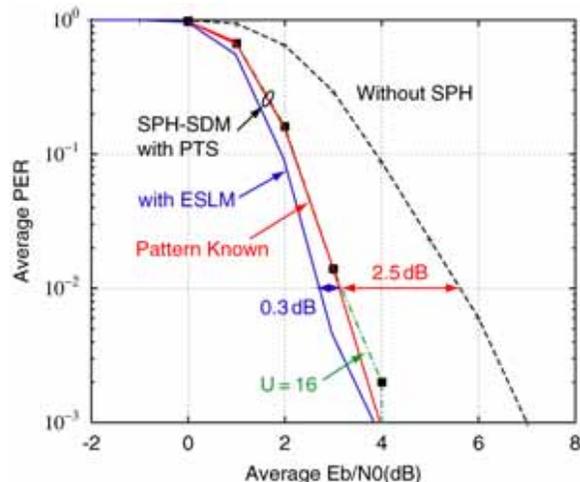
トレリス線図を用いたCCDF特性



L=2のときピーク電力の計算は31回
ランダムに31パターンを選択したときとほぼ一致

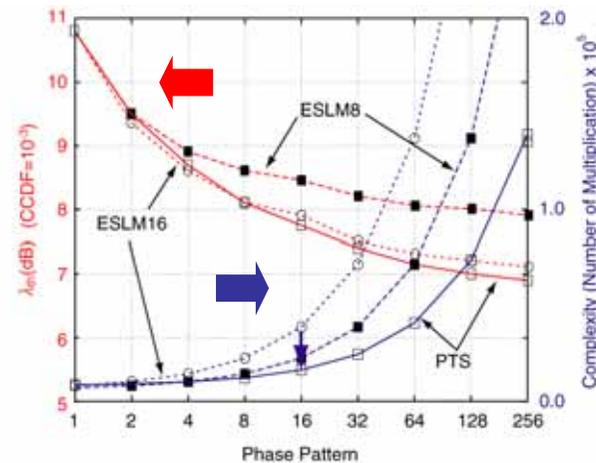
2つの探索法に特性の違いなし

平均PER特性(MLD)



PER=10⁻²を実現する受信Eb/N0において
提案手法ではESLMよりも0.3dB劣化

計算量とCCDF特性



量子化数16のESLMとほぼ同等のPAPR特性を
U=16で約1/2の計算量で実現

まとめ

MIMO-OFDM伝送において、SPH-SDMにPTSを適用

位相回転量を /2ごとの4位相とする

➡ 十分にピークを抑制でき、位相回転での乗算が不要

ランダムに選択した位相系列から最適なものを探索

➡ B=4, Q=4, U=16, PER=10⁻²で2.5dB改善
CCDF=10⁻³で3.0dB改善

量子化数16のESLMとの比較

➡ ほぼ同等のPAPR特性を
PER=10⁻²で0.3dBの劣化、約1/2の計算量で実現

実数乗算回数による計算量

1アンテナ, 1シンボルの時間信号波形を求める実数乗算回数
(パターン毎のIFFT + ピーク電力の計算 + 信号生成のIFFT)

・SPH-SDM with PTS

$$0 + \underbrace{2N \times U}_{\text{絶対値2乗計算}} + \underbrace{B(4N_B \log_2 N_B + 4N)}_{\text{ブロックに含まれる変調信号のIFFT}}$$

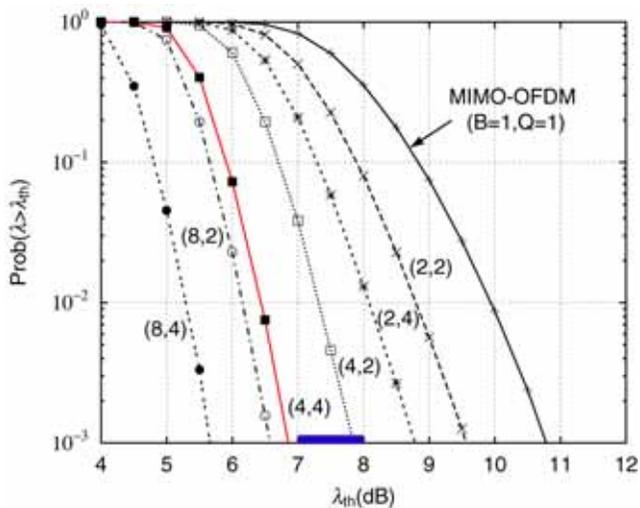
位相回転

・ESLM

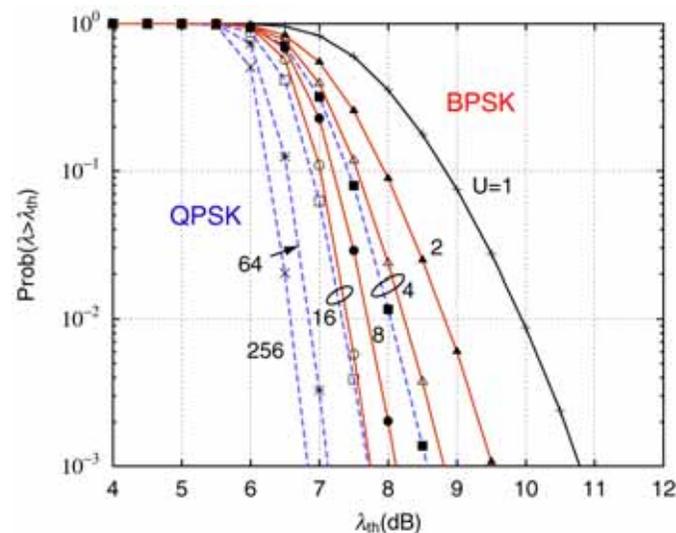
$$\underbrace{2(Q/4-1)N \times U}_{\text{量子化されたIFFT}} + \underbrace{2N \times U}_{\text{絶対値2乗計算}} + \underbrace{4N \log_2 N}_{\text{IFFT}}$$

U: パターン候補数 B: ブロック数 N: サブキャリア数
N_B: ブロックに含まれるサブキャリア数 (= N/B)

ブロック数と位相候補数



パターン情報の変調によるCCDF特性



ブロックごとのIFFT

空間拡散後の変調信号

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

第bブロックに含まれるサブキャリアの集合

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

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

各ブロックの時間信号波形

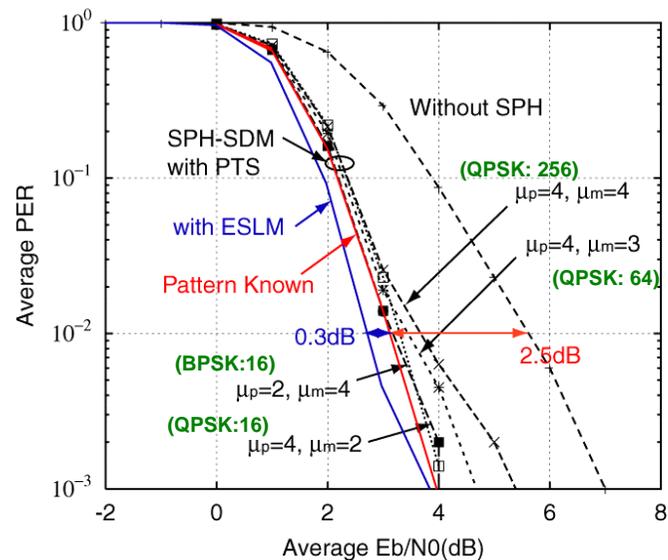
$$s_{b,l_t}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N_B-1} S'_{b+nB,l_t} e^{j\frac{2\pi(b+nB)k}{N}}$$

$N_B = N/B$

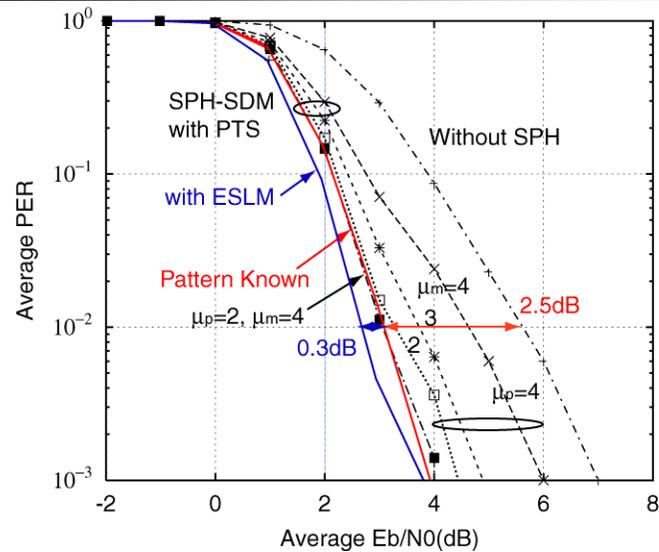
$$= \frac{1}{\sqrt{B}} e^{j\frac{2\pi bk}{N}} \times \frac{1}{\sqrt{N_B}} \sum_{n=0}^{N_B-1} S'_{b+nB,l_t} e^{j\frac{2\pi nk}{N_B}}$$

4N (位相回転) 4N log₂ N_B (N_BポイントIFFT)

平均PER特性(MLD)



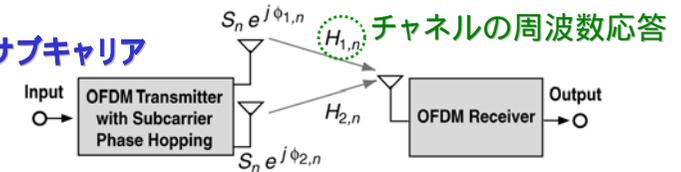
平均PER特性(MMSE)



サブキャリア位相ホッピング (SPH)

各サブキャリアに異なる位相回転を与える

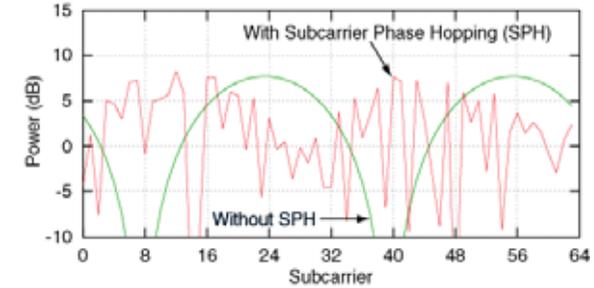
第 n サブキャリア



受信信号

$$R_n = (H_{1,n} e^{j\phi_{1,n}} + H_{2,n} e^{j\phi_{2,n}}) S_n + N_n$$

← 雑音



送信アンテナ4本の空間拡散

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

$$\mathbf{P}_n = \Phi_n \mathbf{W}$$

$$\Phi_n = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{n,1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{n,2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_{n,3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_{n,4}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{W} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$