

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

研究背景

MIMO-OFDM・・・無線通信システムの高速・高信頼化

・サブキャリア位相ホッピング空間分割多重 (SPH-SDM)を適用

→ 周波数ダイバーシチ利得向上により伝送特性の改善

問題点 **高いピーク対平均電力比 (PAPR)**

→ 電力増幅器の電力効率低下

従来のピーク低減手法

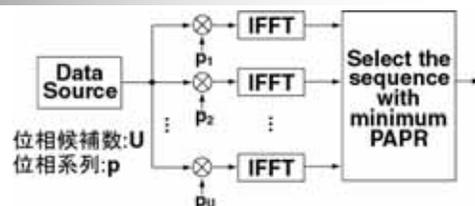
- ・クリッピング (clipping)
- ・符号化 (coding)
- ・部分系列伝送 (partial transmit sequences: PTS)
- ・**位相パターンの選択 (selected mapping: SLM)**

→ { - 優れたピーク抑圧性能を有する
- SPH-SDMと構造的に相性が良い

SLMとESLM (enhanced SLM)

SLM

各系列で異なる位相系列を乗算し, IFFT後にピークが最小の系列を選択する



SLMの問題点 ・位相候補数のIFFTが必要 → 計算量の増加
・位相情報を受信側へ伝送 → 付加ビットが必要

ESLM (enhanced SLM)

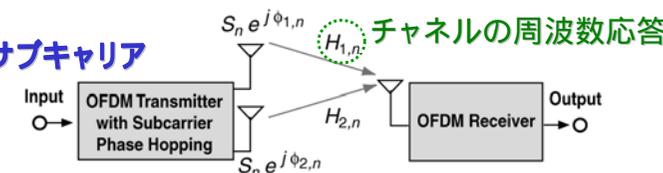
- ・IFFTを量子化することにより計算量を削減する
- ・パイロット信号に位相情報を重畳して付加ビットを不要にする

SPH-SDMに適用することでピークを抑え, 伝送特性を改善する

サブキャリア位相ホッピング (SPH)

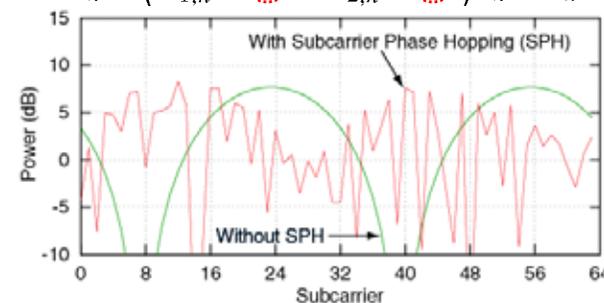
各サブキャリアに異なる位相回転を与える

第nサブキャリア

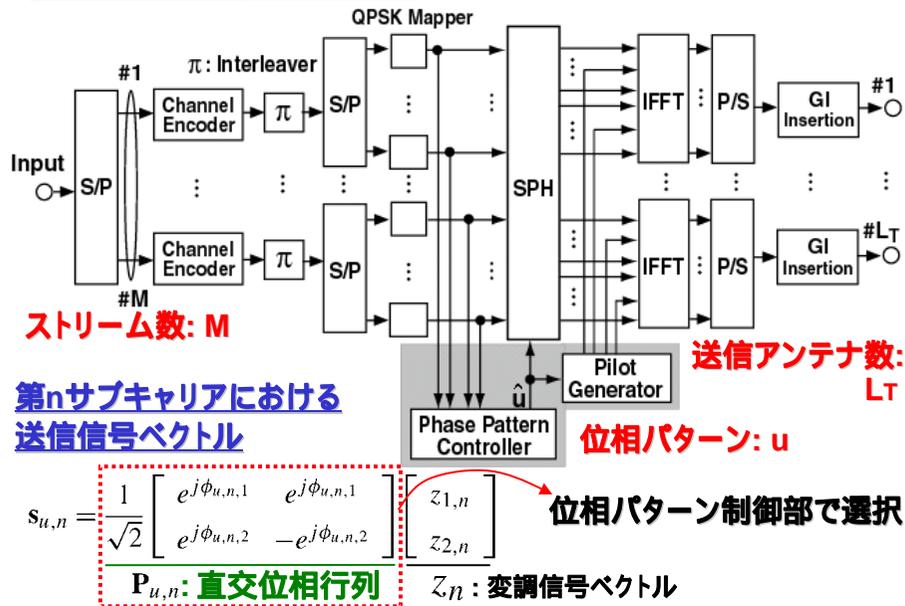


受信信号

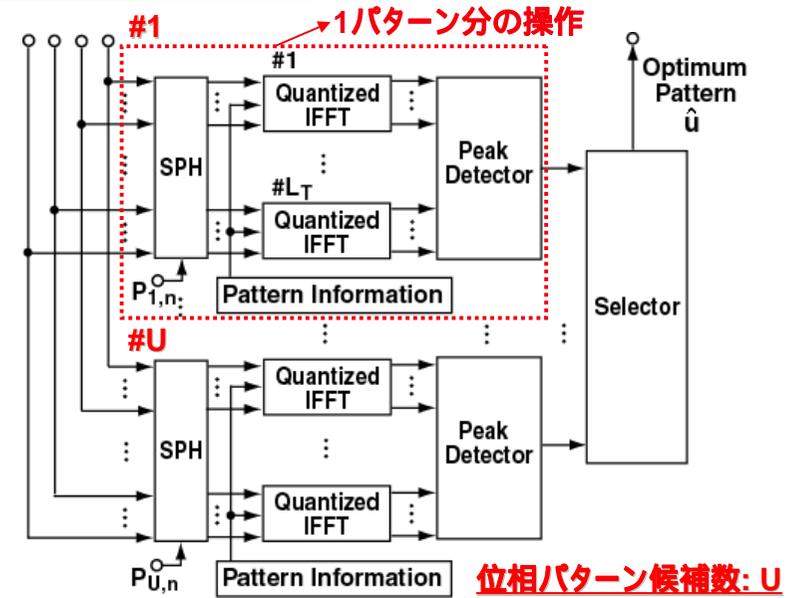
$$R_n = (H_{1,n} e^{j\phi_{1,n}} + H_{2,n} e^{j\phi_{2,n}}) S_n + N_n \leftarrow \text{雑音}$$



位相パターン制御を用いたSPH-SDM送信機構成



位相パターン制御部の構成



量子化されたIFFT

通常のIDFTは 第 u 位相パターン候補, 第 n サブキャリアのSPH後のの信号

$$s_u(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{u,n} W_N^k \quad W_N^k = \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \quad \text{サブキャリア数: } N$$

$S_{u,n}$ と W_N^k をそれぞれ量子化を行う

$$q_1 = f_Q(S_{u,n}) \quad q_2 = f_Q(W_N^k)$$

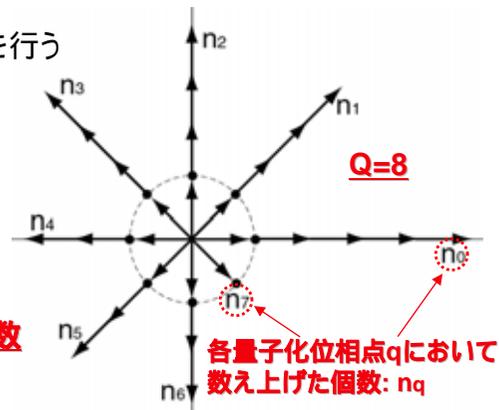
Q 値に量子化する関数

IDFTの $S_{u,n}$ と W_N^k との乗算は量子化位相の和となる

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

乗算後の量子化位相 **量子化数**

この処理を N 回繰り返し, 各量子化位相点において \tilde{q}_n の個数を数え上げる



時間信号波形の電力指標 $M_u(k)$

2乗値 $|s_u(k)|^2$ を計算するために n_q を x 軸, y 軸に射影し, x 軸, y 軸の合計値を求める

$$\Re[s_u(k)] + j\Im[s_u(k)] \approx \sum_{q=0}^{Q-1} n_q \cos\left(2\pi \frac{q}{Q}\right) + j \sum_{q=0}^{Q-1} n_q \sin\left(2\pi \frac{q}{Q}\right)$$

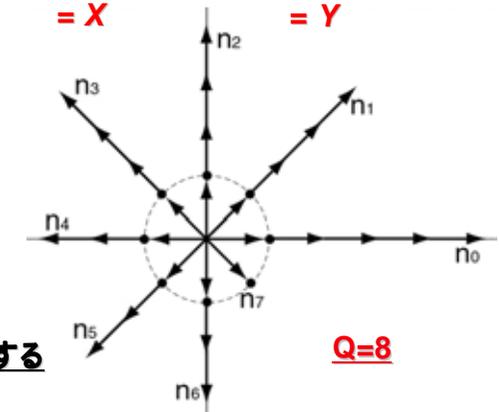
$= X$ $= Y$

射影には \cos, \sin 関数の対称性を利用

電力指標 $M_u(k)$ は

$$M_u(k) = X^2 + Y^2$$

指標 $M_u(k)$ を用いて最適な位相パターンを選択する



計算量の比較

1つの位相パターン候補,
1アンテナ, 1シンボル分の
時間信号波形を求めるための
実数乗算回数を比較

・IFFT

$$4N \log_2 N + 2N$$

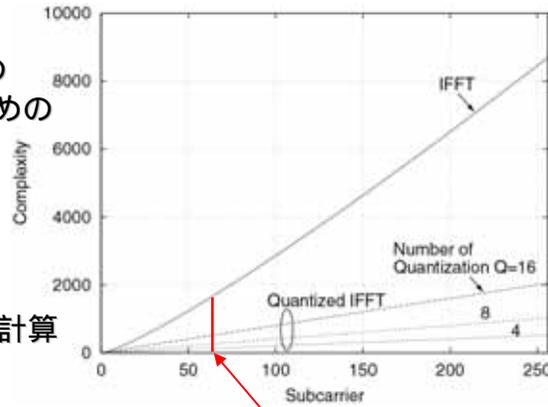
IFFT 絶対値2乗値計算

・量子化されたIFFT

$$\frac{2(Q/4-1)N}{2} + 2N = QN/2$$

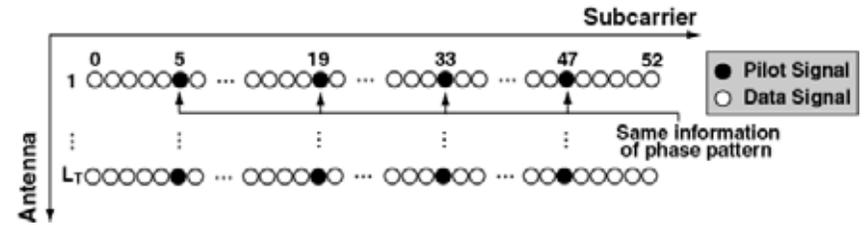
cos, sinの乗算 射影点の数
サブキャリア数

→ $Q=16, N=64$ で実数乗算回数を
IFFTの約1/3に低減



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重畳する



位相パターン候補数との関係

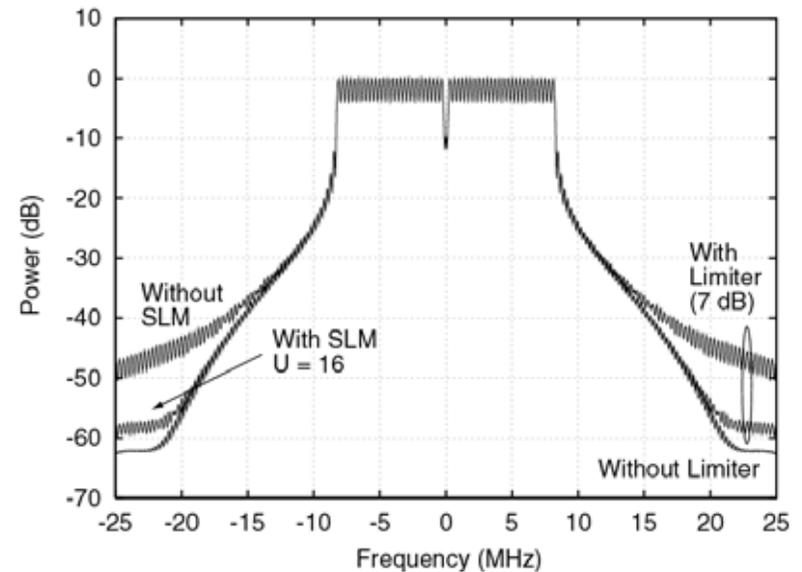
$$U \leq \mu_p^{\mu_m} \quad \text{位相パターン送信用} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{変調多値数: } \mu_p \\ \text{ストリーム数: } \mu_m \end{array} \right.$$

各位相パターン送信用の変調信号は空間多重され、
受信側ではMMSEで検出される

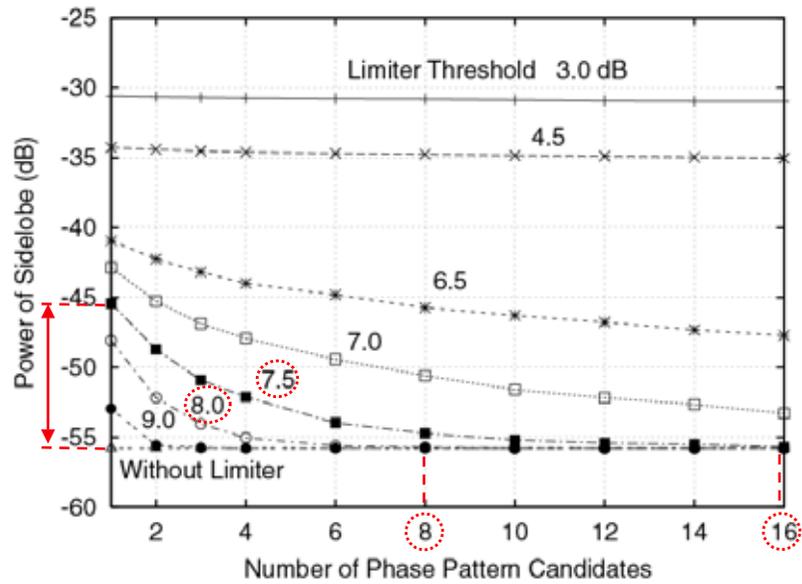
シミュレーション条件

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 (パンクチャリング)	$R = 1/2, K = 4$, ターボ符号
復号	Max-Log-MAP (8 回繰り返し)
データ信号検出	MMSE
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 (2 bit) - 64 (6 bit)

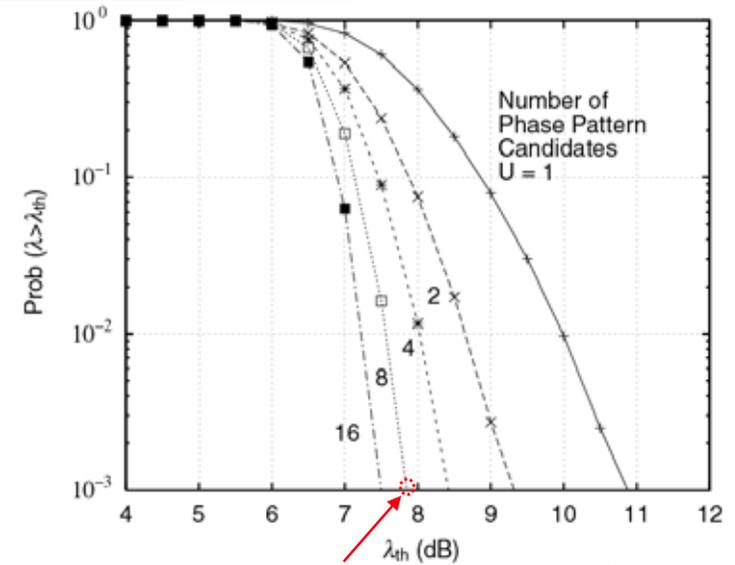
リミット閾値7dB, $U=16$ の送信信号スペクトラム



位相候補数Uと帯域外成分の関係



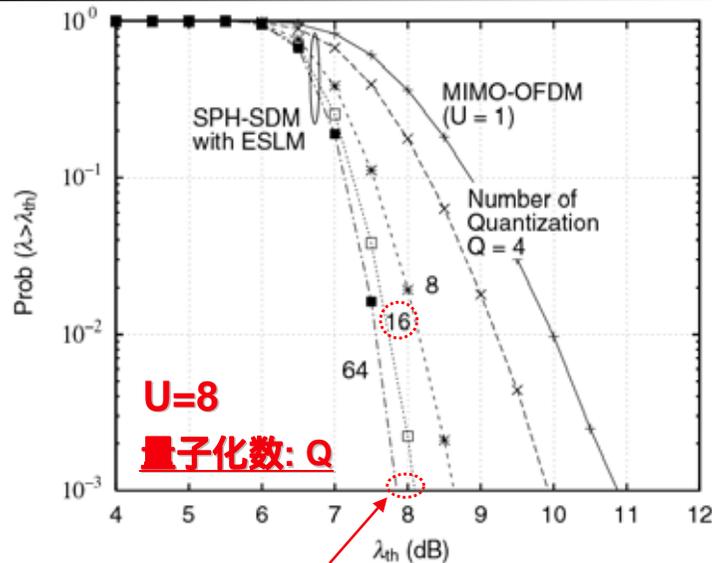
IFFTによるCCDF特性(量子化無し)



U=8でPAPRを8 dB以内に抑えられる

位相パターン候補数: U

量子化されたIFFTによるCCDF特性

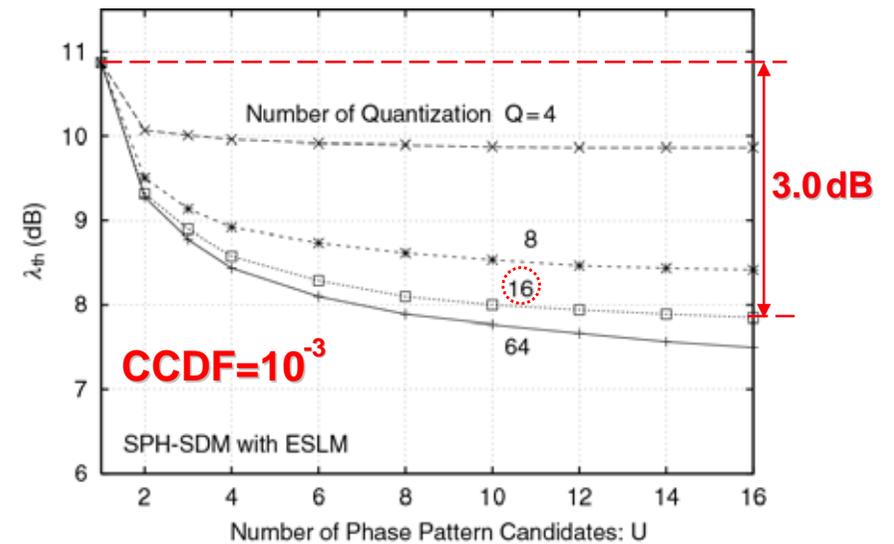


U=8

量子化数: Q

Q=16はQ=64からの劣化が0.3 dB以内(計算量は約1/3以下)

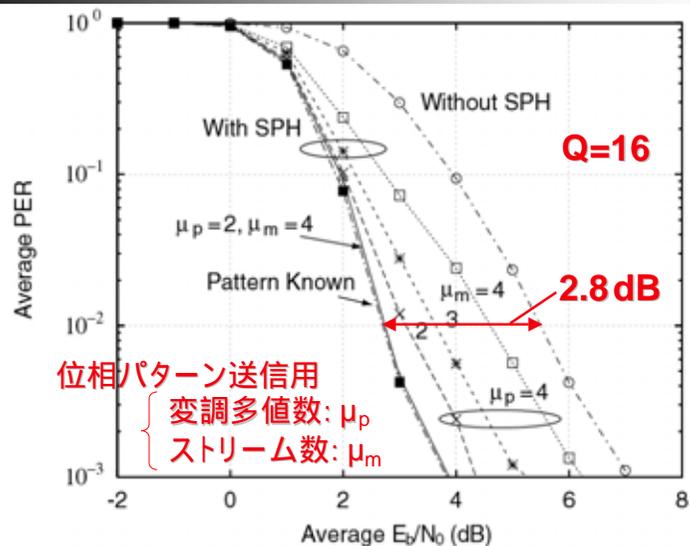
位相パターン候補数とPAPRの関係



CCDF= 10^{-3}

3.0 dB

平均パケット誤り率(PER)特性



位相パターン送信用
 変調多値数: μ_p
 ストリーム数: μ_m

・最大ドップラー周波数: 0Hz ・遅延スプレッド: 147ns

まとめ

MIMO-OFDMにおいてESLMを提案し, SPH-SDMに適用

・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

➡ **PAPRの特性が**
 $U=16, Q=16$ (4bit), CCDF= 10^{-3} で3.0 dB改善

・量子化されたIFFTを用いる

➡ **$Q=16, N=64$ で計算量をIFFTの約1/3以下に削減**

・パイロット信号に位相パターン情報を重畳

➡ **$U=16, Q=16, PER=10^{-2}$ で E_b/N_0 を2.8 dB改善**

位相パターン候補数: U 量子化数: Q サブキャリア数: N