

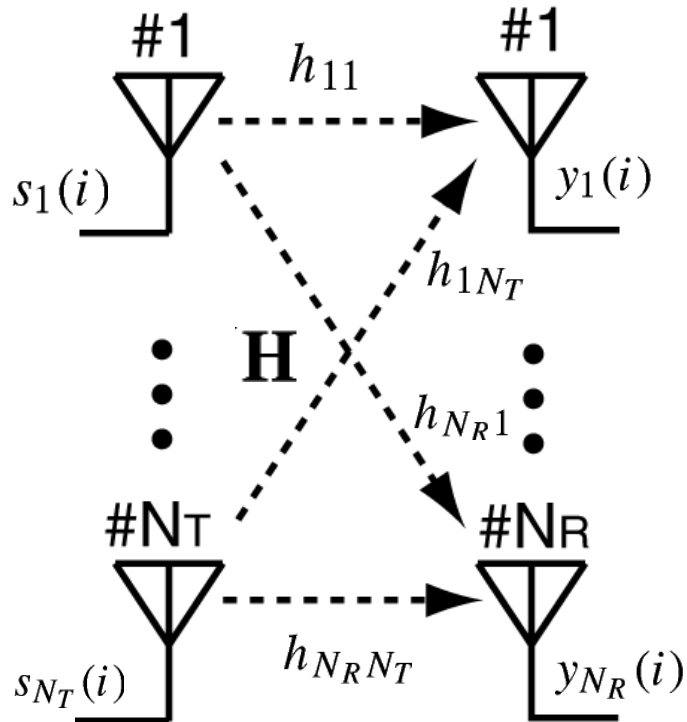
MIMO無線通信システムにおける モンテカルロ法を用いた近似MLD検出

禹 周仁, 鈴木 博, 府川 和彦

東京工業大学

研究背景

高速・高信頼移動通信→MIMO伝送



- 周波数帯域幅を広げずに通信路容量を増大できる

- 最尤検出(MLD)で理想的な検波性能

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H}\mathbf{s}(i) + \mathbf{n}(i)$$

$\mathbf{s}(i)$:送信信号ベクトル $\mathbf{y}(i)$:受信信号ベクトル

$\mathbf{n}(i)$:分散 σ_n^2 の複素ガウス確率変数を要素とする N_R 次元雑音ベクトル

MIMOの受信方式

非線形受信方式

MLD(Maximum Likelihood Detection)

$$k_{\min} = \arg \min_{1 \leq k \leq M^{N_T}} \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{s}}_k(i)\|^2 \quad \hat{\mathbf{s}}_k(i): \text{送信信号ベクトル候補}$$
$$\hat{\mathbf{s}}(i)_{\text{ML}} = \hat{\mathbf{s}}_{k_{\min}}(i) \quad M: \text{多値数}$$

性能:理想的な検波性能

演算量:送信アンテナ数と多値数
に関して指数関数的に増加

線形受信方式

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y}(i) \quad \hat{\mathbf{s}}(i)_{\text{LN}} = \text{Dec}[\hat{\mathbf{x}}]$$
$$\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \delta' \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H$$

Dec[]:硬判定 \mathbf{I} :単位行列

$$\begin{cases} \delta' = 0 & (\text{ZF}) \\ \delta' = \sigma_n^2 & (\text{MMSE}) \end{cases}$$

性能:チャネル状況による
雑音強調でBER特性の劣化

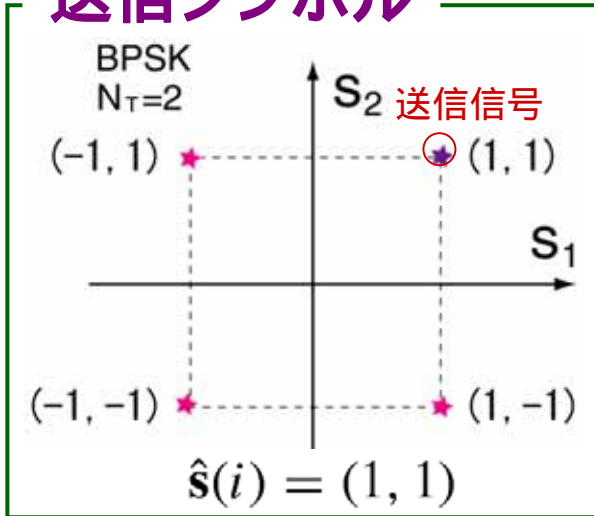
演算量:送信アンテナ数
の二乗に比例

研究目的

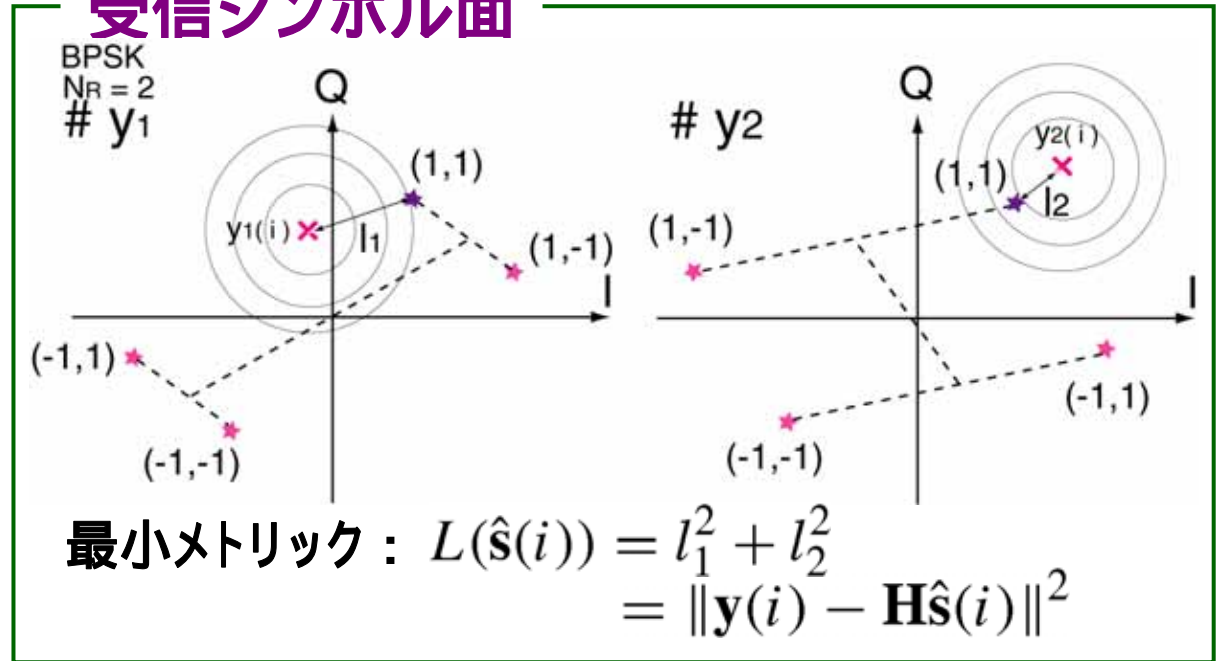
線形受信の雑音強調による劣化を抑え、
その検波性能をMLDに近づける

雑音強調による線形受信の性能劣化

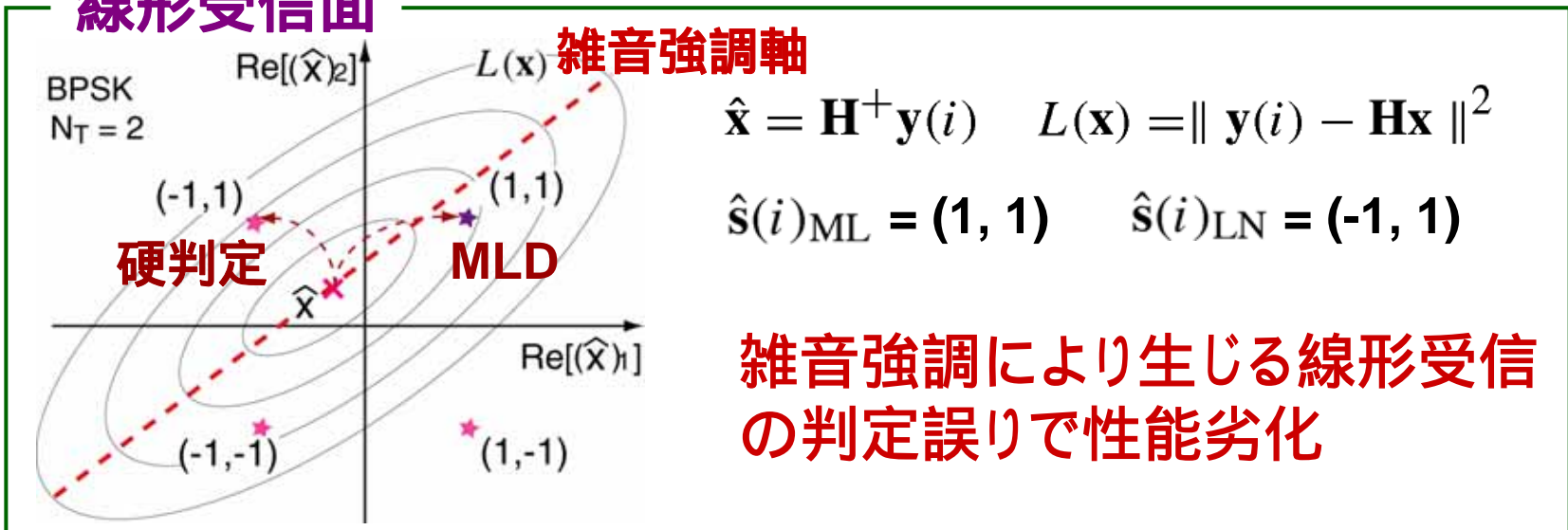
送信シンボル



受信シンボル面

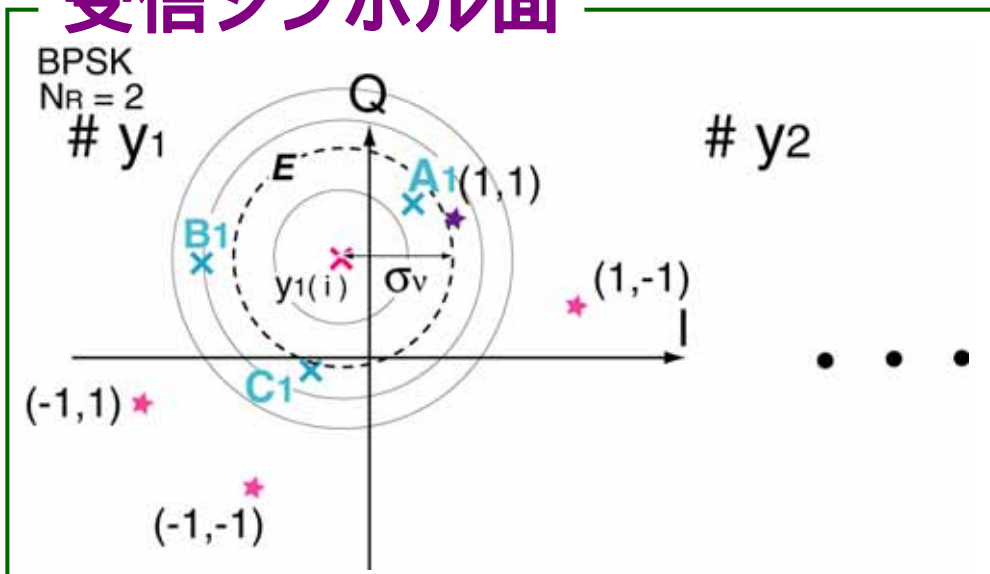


線形受信面



擾動信号による線形受信の改善

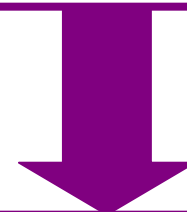
受信シンボル面



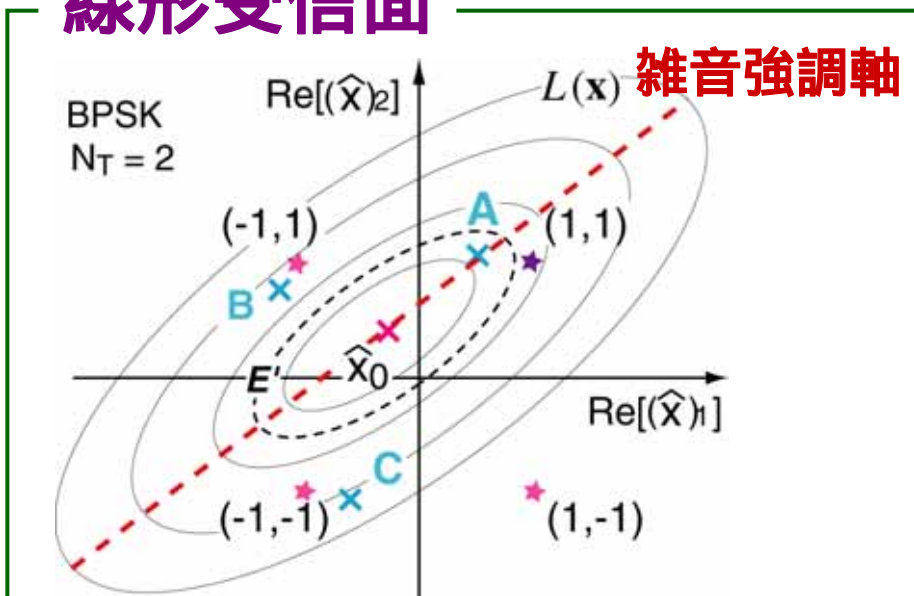
受信信号ベクトル $y(i)$ に平均電力が $N_R \sigma_v^2$ で複素ガウス変動をする擾動を加える



擾動された信号に H^+ をかけ、線形受信面で硬判定する



線形受信面



メトリックの最も小さい硬判定点 $(1, 1)$ を最終判定値とする

モンテカルロ法アルゴリズム

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'_k(i) &= \mathbf{y}(i) + \mathbf{v}_k(i) \\ (k &= 1, \dots, K-1) \\ \hat{\mathbf{x}}_k(i) &= \mathbf{H}^+ \mathbf{y}'_k(i) \\ &= \hat{\mathbf{x}}_0 + \mathbf{H}^+ \mathbf{v}_k(i) \end{aligned}$$

$$\hat{\mathbf{s}}_k(i) = \text{Dec}[\hat{\mathbf{x}}_k(i)]$$

$$\begin{aligned} k_{\min} &= \arg \min_{0 \leq k \leq K-1} \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{s}}_k(i)\|^2 \\ \hat{\mathbf{s}}(i) &= \hat{\mathbf{s}}_{k_{\min}}(i) \end{aligned}$$

$\mathbf{v}_k(i)$: N_R 次元擾動信号ベクトル

$$\langle \|\mathbf{v}_k(i)\|^2 \rangle = N_R \sigma_v^2$$

$\langle \rangle$: アンサンブル平均

$$\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \delta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H$$

K : 候補数

シミュレーションにより σ_v と δ' を最適化

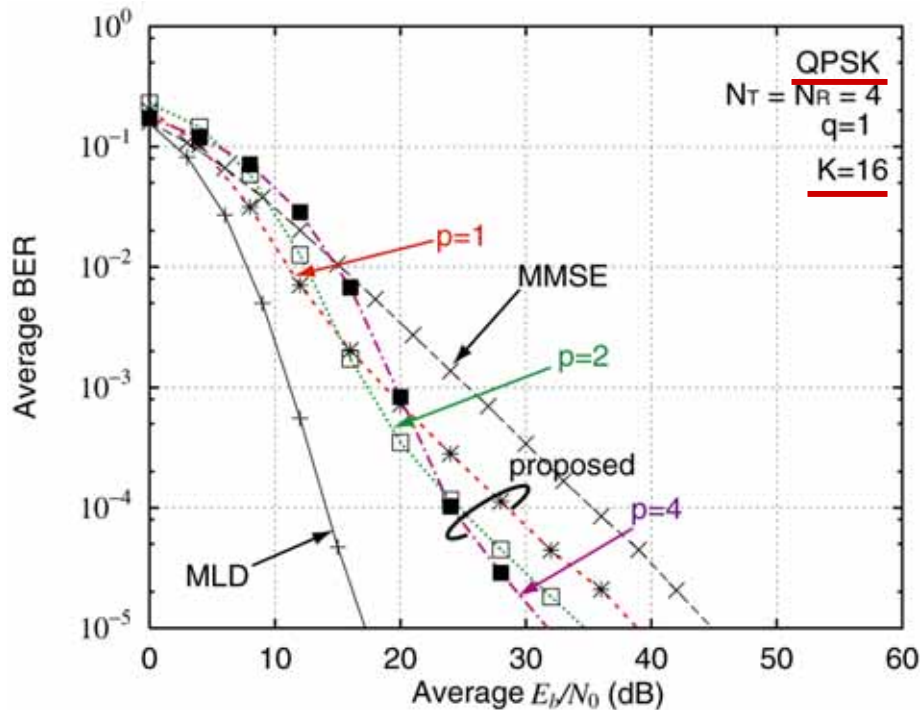
シミュレーション条件

変調方式	QPSK, 16QAM
送信アンテナ数 N_T	2, 4, 8
受信アンテナ数 N_R	2, 4, 8
伝搬路モデル	フラット・レイリーフェージング
最大ドップラ周波数 f_D	0 Hz
チャンネル \mathbf{H} の推定	理想的

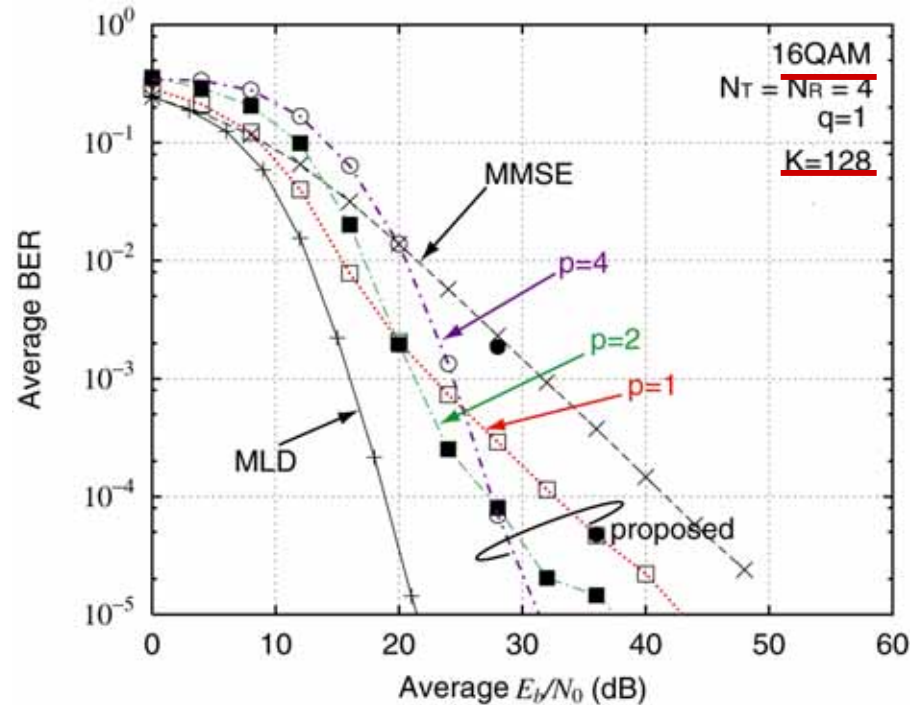
候補数 K	8, 16, 32, 64, 128, 256, 512
<u>$p = \sigma_v / \sigma_n$</u>	1, 2, 4, 8, $\log(E_b/N_0)$
<u>$q = \sigma_n^2 / \delta'$</u>	0.5, 1, 2, 4

pの最適化

QPSK



16QAM

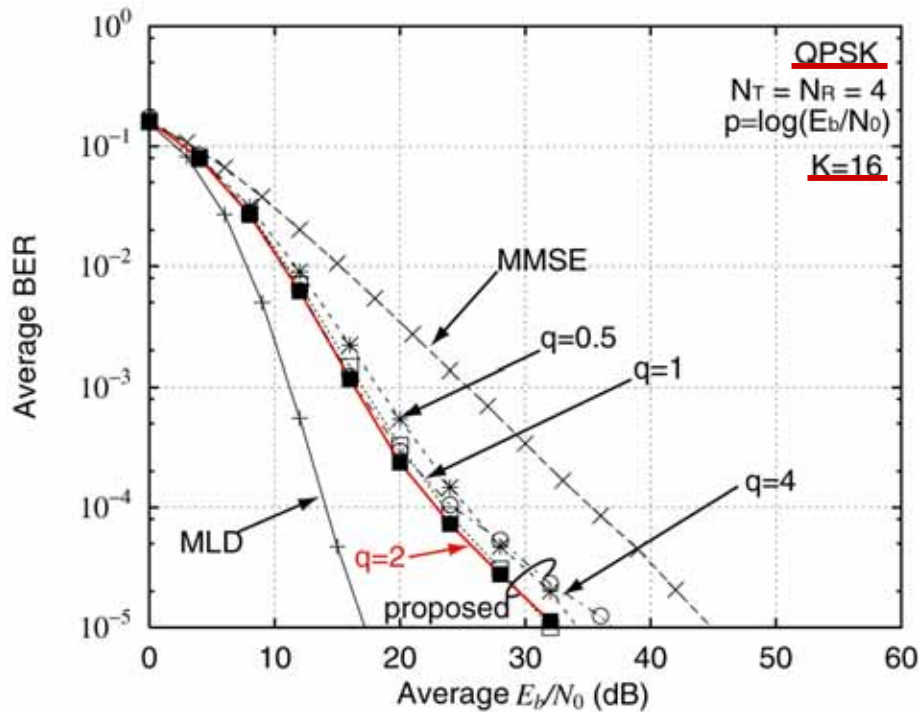


$$p = \sigma_v / \sigma_n \quad \langle \|\mathbf{v}_k(i)\|^2 \rangle = N_R \sigma_v^2$$

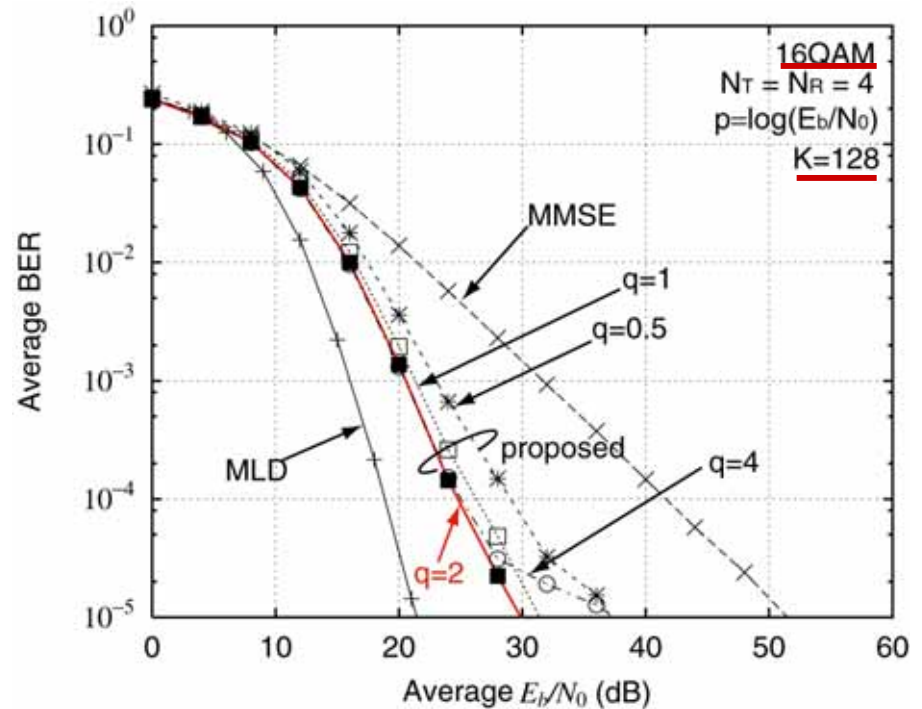
E_b/N_0 が大きくなるほど最適な p も大きくなるので
 $p = \log_{10}(E_b/N_0)$ で近似する($\sigma_v = \log_{10}(E_b/N_0)\sigma_n$)

qの最適化

QPSK



16QAM



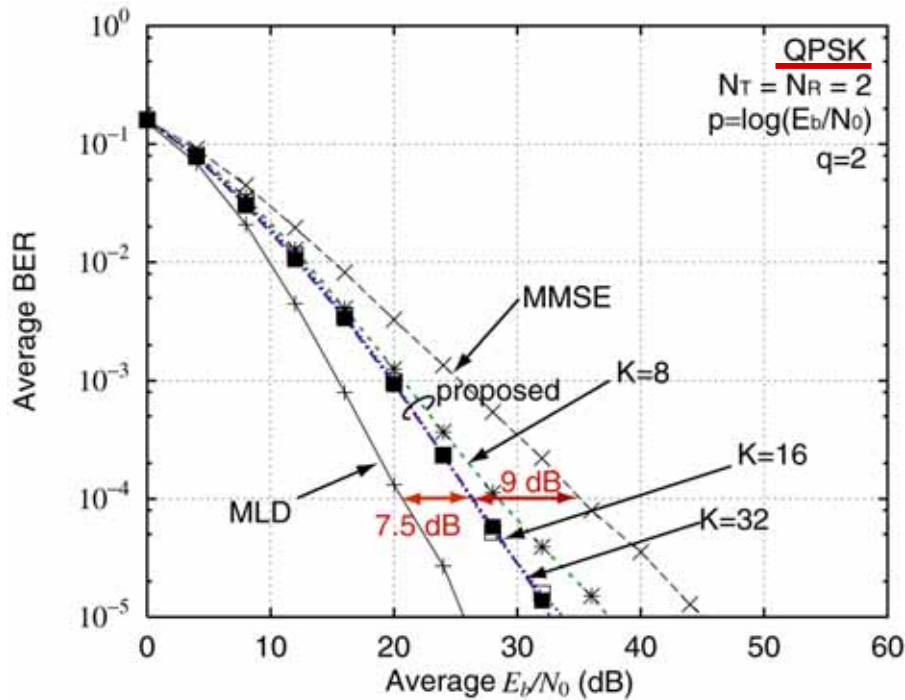
$$q = \sigma_n^2 / \delta'$$

$$\mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \delta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H$$

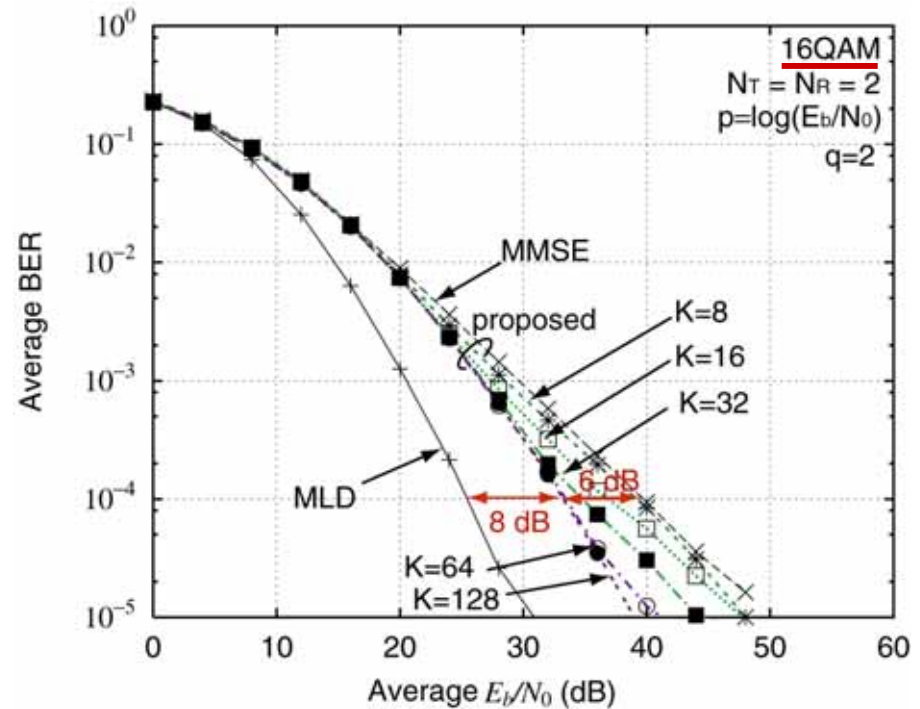
$q = 2$ の時, 最も良好なBER特性が得られる ($\delta' = 0.5\sigma_n^2$)

2 X 2 MIMO

QPSK



16QAM



K : 擾動信号の数

QPSK

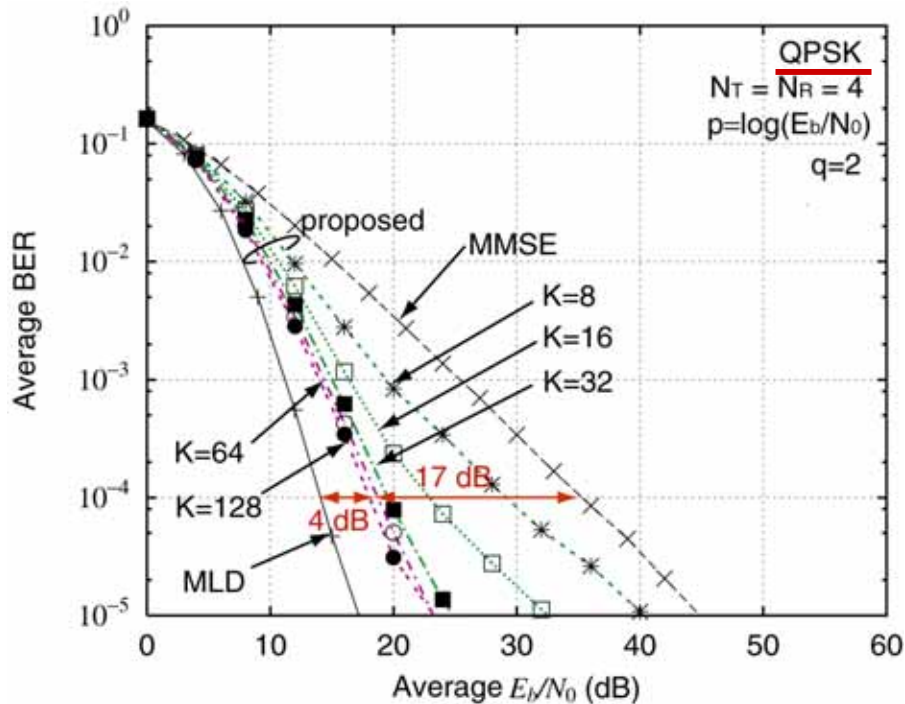
MLDから7.5 dB劣化
MMSEから9 dB改善(K=16)

16QAM

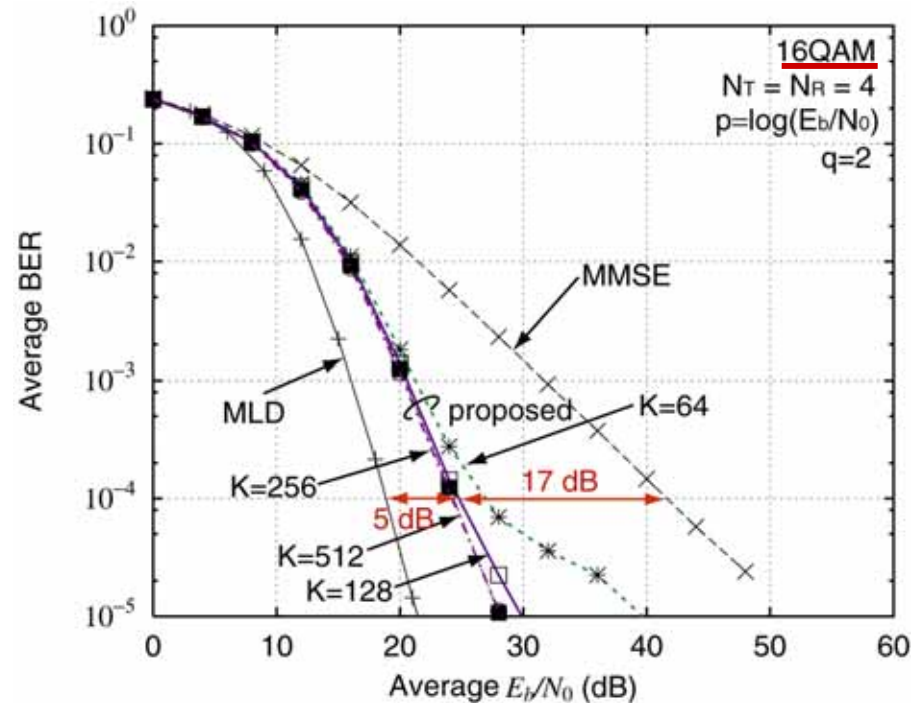
MLDから8 dB劣化
MMSEから6 dB改善(K=64)

4 X 4 MIMO

QPSK



16QAM



QPSK

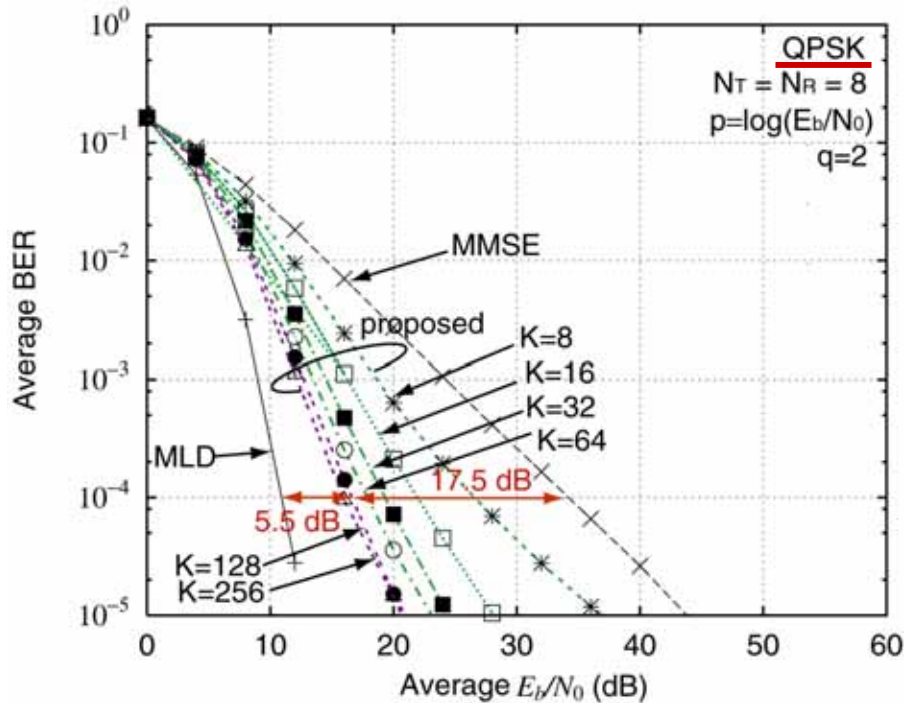
MLDから4 dB劣化
MMSEから17 dB改善(K=64)

16QAM

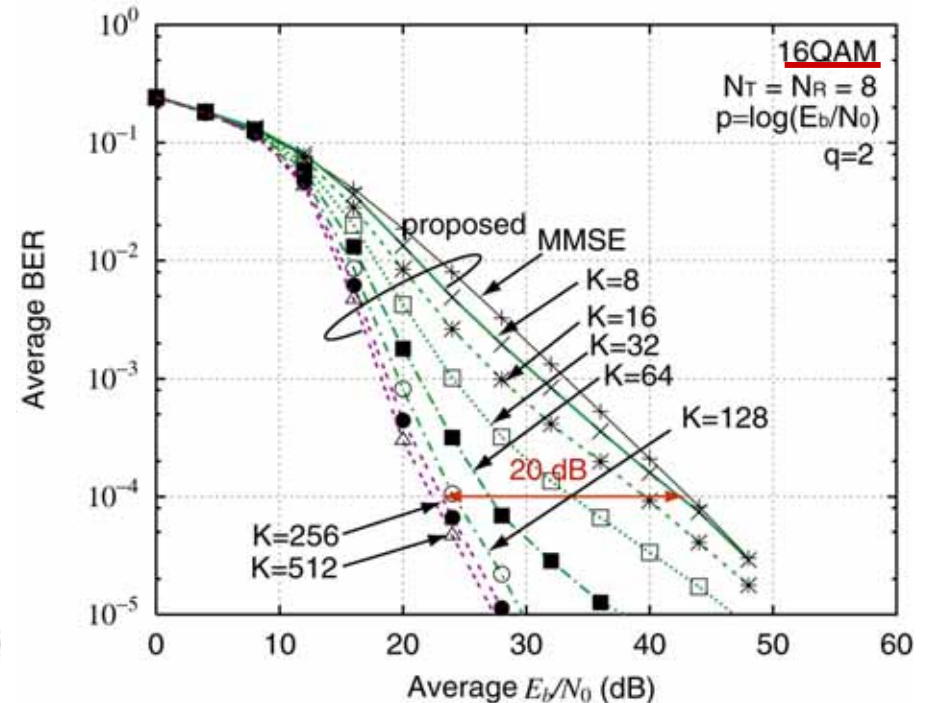
MLDから5 dB劣化
MMSEから17 dB改善(K=256)

8 X 8 MIMO

QPSK



16QAM



QPSK

MLDから5.5 dB劣化
MMSEから17.5 dB改善(K=128)

16QAM

MMSEから20 dB改善(K=256)

演算量評価(複素乗算回数)

MLD

$$O_{mul} = M^{N_T} (N_T N_R + N_R)$$

$$= M^N (N^2 + N) \quad (N_T = N_R = N)$$

→演算量は M^N にほぼ比例し, N に関して指数関数的に増える

MMSE

$$O_{mul} = 3N_T^2 + 2N_T N_R + 2N_T$$

$$= 5N^2 + 2N \quad (N_T = N_R = N)$$

→演算量は N^2 にほぼ比例する

提案アルゴリズム

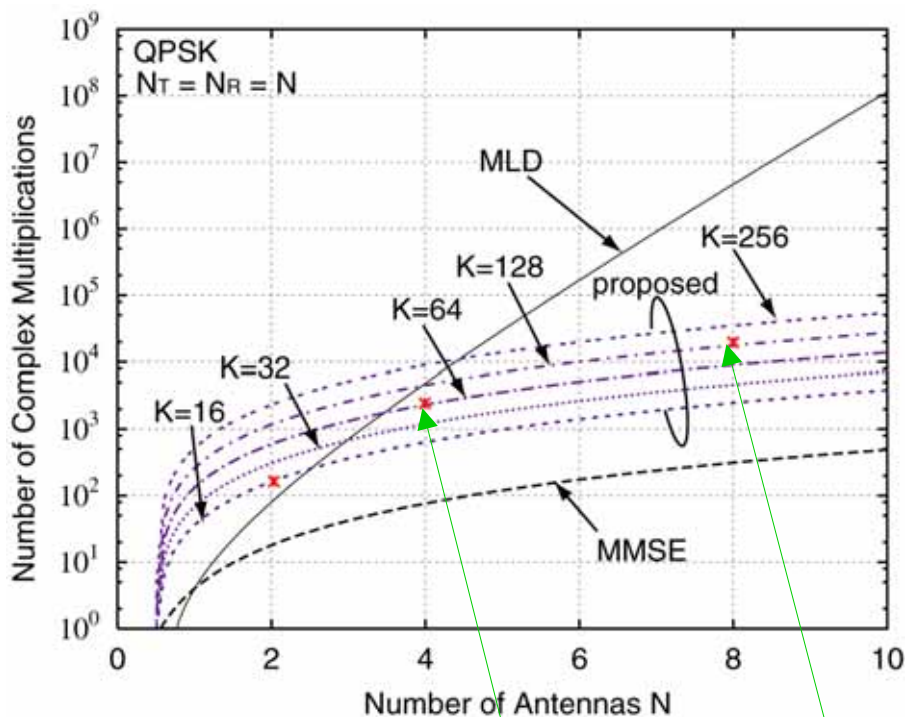
$$O_{mul} = 3N_T^2 + (2K + 2)N_T N_R + K N_R + 2N_T$$

$$= (2K + 5)N^2 + (K + 2)N \quad (N_T = N_R = N)$$

→演算量は K と N^2 にほぼ比例する

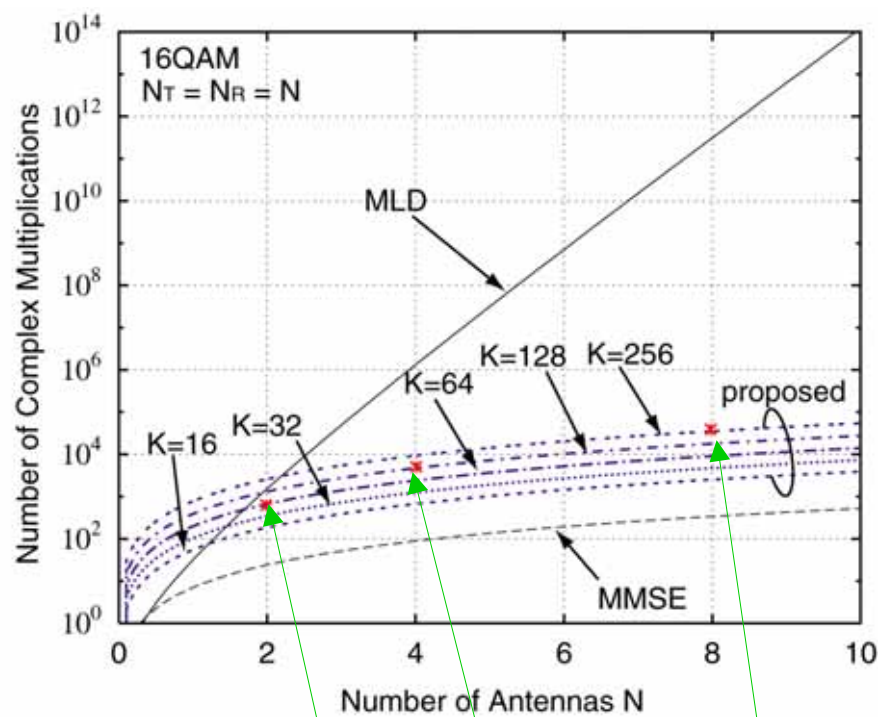
演算量評価(複素乗算回数)

QPSK



MLDの0.47倍 2×10^{-3} 倍

16QAM



0.43倍 4×10^{-3} 倍 10^{-7} 倍

まとめ

提案アルゴリズム

MIMOの最適受信であるMLDを，線形受信と摂動信号を用いたモンテカルロ法により近似的に実現

計算機シミュレーション

- アンテナ数と多値数が多い場合，MLDに比較してかなり少ない演算量でMLDに近い伝送特性が得られた
- 16QAM, 4 X 4 MIMO のとき，MLDの 3.6×10^{-3} 倍の演算量で 10^{-4} の平均BERを達成する E_b/N_0 をMLDに対し，5 dB の劣化に抑え，MMSEに対して17 dB 改善