

ビット対数尤度比の計算回数削減

安野 裕貴 福田 龍樹
北九州工業高等専門学校生産デザイン工学科

1. はじめに

MIMO-OFDM 伝送技術において LDPC 符号化を行う場合、復調器への入力にビット対数尤度比(LLR)を使用する。従来、LLR の算出には MMSE 推定、MLD 法、QRM-MLD 法などが用いられている、しかし、近年の通信の高速化・大容量化により更なる処理の高速化が求められている。そこで本研究では MLD 法や QRM-MLD 法における LLR 算出の計算回数削減方法について検討する。

2. 偏波 MIMO 伝送モデル

本研究で想定する MIMO 伝送モデルを以下に示す。偏波 MIMO の送信信号を $\mathbf{X} = [x_0, x_1]^T$ 、受信信号を $\mathbf{Y} = [y_0, y_1]^T$ 、チャンネルの周波数応答を要素とするチャンネル行列を \mathbf{H} 、雑音を $\mathbf{N} = [n_0, n_1]^T$ とすると偏波 MIMO 伝送モデルは(1)式のように表せる[1]。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ h_{10} & h_{11} \end{bmatrix} \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1)$$

3. MLD 法

MLD 法 (Maximum Likelihood Detection) とは最尤判定に基づいて信号分離を行う方法である。全送信アンテナの送信信号候補の全ての組合せについて推定したチャンネル行列 \mathbf{H} より生成し全候補について受信信号からの二乗ユークリッド距離を基としメトリック e を生成し、メトリックが最小となる送信信号候補を選択することで信号分離を行う[2]。LLR の算出は送信信号候補 \mathbf{X}_k が与えられたときの受信信号を \mathbf{Y} 、雑音を \mathbf{N} 、サブキャリア変調方式の次数を 2^M とした時の送信信号候補は 2^{2M} 通りの組合せがあり、送信信号候補のインデックスを $k (0 \leq k \leq 2^{2M} - 1)$ 、平均雑音電力を σ^2 とおく。 ℓ 番目のアンテナ、 q ビット目が b である送信信号候補のインデックスの集合を $S_{b, \ell}^q$ とすると、 q ビット目の LLR: $\lambda_{q, \ell}$ は

$$\lambda_{q, \ell} = \ln \frac{\sum_{k \in S_{1, \ell}^q} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}_k\|^2}{\sigma^2}\right)}{\sum_{k \in S_{0, \ell}^q} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}_k\|^2}{\sigma^2}\right)} \quad (2)$$

と表される[1]。

4. QRM-MLD 法

QRM-MLD 法とは QR 分解及び M アルゴリズムを適用した MLD 法であり、MLD 法と比較して処理演算量を大幅に低減することができる[2]。QRM-MLD ではまず推定したチャンネル行列 \mathbf{H} を QR 分解によりユニタリ行列 \mathbf{Q} と上三角行列の $\mathbf{R} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}$ に分解する。その後、受信信号 \mathbf{Y} に \mathbf{Q}^H を乗算し次の式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} &= \begin{bmatrix} y'_0 \\ y'_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} r_{00} & r_{01} \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \mathbf{X} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \\ &= \begin{bmatrix} r_{00} & r_{01} \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \mathbf{X} \\ &\quad + \begin{bmatrix} n'_0 \\ n'_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで $y'_1 = r_{11}x_1 + n'_1$ に注目し二乗誤差 $D_1 = |y'_1 - r_{11}\hat{x}_1|^2$ が小さい順に上位 s 番目までの候補点 $\hat{x}_1^{(t)} (0 \leq t < s)$ を探索する。次に探索した結果を式(3)の x_1 に代入し次の式を得る。

$$y'_0 = r_{00}x_0 + r_{01}\hat{x}_1^{(t)} + n'_0 \quad (4)$$

式(3)、(4)の二乗誤差の和 D を計算するために取りうる送信信号の組合せ数は $s2^M$ となり MLD と比べて計算量削減が可能である[1]。LLR の算出は候補点の削減後の q ビット目が b である送信信号候補のインデックスの集合を $S_{b, \ell}^{q, \ell}$ とすると(2)式と同様に次のように表される[1]。

$$\lambda_{q, \ell} = \ln \frac{\sum_{k' \in S_{1, \ell}^{q, \ell}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{X}_{k'}\|^2}{\sigma^2}\right)}{\sum_{k' \in S_{0, \ell}^{q, \ell}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{R}\mathbf{X}_{k'}\|^2}{\sigma^2}\right)} \quad (5)$$

5. 今後の研究について

今回は MLD 及び QRM-MLD のプログラミングを行いその計算方法について調査しデジタル通信の基礎知識と MIMO 伝送に関する勉強を行った。今後は LLR 計算の低演算量化について、QRM-MLD 法では行列の分解に QR 分解を適用しているが LU 分解やシューア分解などの別の行列分解法を MLD 法に適用したらどうなるかを考察していく。

参考文献

- [1] 朝倉 慎吾, 宮坂 宏明, 中村 円香, 村山 健一, 土田 健一, 府川 和彦, “MIMO 信号検出の低演算化と二偏波チャンネル測定値を用いた特性評価,” 映像情報メディア学会誌 73 巻 5 号, pp.993-1003, 2019
- [2] 樋口健一, 田岡秀和, “マルチアンテナ無線伝送技術 その 3MIMO 多重法における信号分離技術,” テクニカル・ジャーナル vol.14, no.1, 2006