

サイクリックプレフィックス挿入を行わないシングルキャリア MIMO 空間多重における繰り返し Overlap QRM-ML ブロック信号検出

Iterative Overlap QRM-ML Block Signal Detection for Single Carrier

MIMO Spatial Multiplexing without CP Insertion

諸我 英之 山本 哲矢 安達 文幸

Hideyuki MOROGA Tetsuya YAMAMOTO Fumiyuki ADACHI

東北大学大学院 工学研究科 電気・通信工学専攻

Department of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

1. まえがき

サイクリックプレフィックス(CP)挿入を行わない伝送系に QR 分解と M アルゴリズムを用いる最尤ブロック信号検出(繰り返し Overlap QRM-MLBD)を適用することで、従来の QRM-MLBD よりも高いスループット特性が達成可能となる[1]。本論文では、繰り返し Overlap QRM-MLBD を MIMO 空間多重に拡張し、スループット特性と演算量を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

2. MIMO 空間多重における繰り返し Overlap QRM-ML ブロック信号検出

N_t 本の送信アンテナ, N_r 本の受信アンテナを用いる。 (N_c+L-1) シンボルを観測窓とし、 $N_r(N_c+L-1) \times 1$ 拡張受信信号ベクトル $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0, \dots, \mathbf{y}_{N_r-1}]^T$ は次式で表される(L はパス数)。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_r-1} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{0,0} & \cdots & \mathbf{h}_{0,N_r-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N_r-1,0} & \cdots & \mathbf{h}_{N_r-1,N_r-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{d}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{N_r-1} \end{bmatrix} + \mathbf{i}_{-1} + \mathbf{i}_{+1} + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s N_t}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{i}_{-1} + \mathbf{i}_{+1} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギー、 T_s はシンボル長、 \mathbf{d}_n は第 n 送信アンテナから送信された $N_c \times 1$ 送信シンボルベクトルである。 $\mathbf{h}_{m,n}$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間の $(N_c+L-1) \times N_c$ チャネルのインパルス応答行列、 \mathbf{i}_{-1} , \mathbf{i}_{+1} , \mathbf{n} はそれぞれ 1 つ前および後ろのブロックによるブロック間干渉(IBI)ベクトル、雑音ベクトルである。 \mathbf{y} を $[y_0(0), \dots, y_{N_r-1}(0), \dots, y_0(N_c+L-2), \dots, y_{N_r-1}(N_c+L-2)]^T$, \mathbf{d} を $[d_0(N_c+L-2), \dots, d_{N_r-1}(N_c+L-2), \dots, d_0(0), \dots, d_{N_r-1}(0)]^T$ とオーダリングすることで IBI をベクトル両端に集中させ、チャネル行列は左下との右上を結ぶ要素周辺に値を持つようになり、SISO 環境下における受信信号[1]と非常によく似る。そのため MIMO 空間多重においても繰り返し Overlap QRM-MLBD が適用可能となる。繰り返し i 回目および $(i-1)$ 回目における判定結果を用いて 1 つ前および後ろのブロックによる IBI を除去する。 $\mathbf{h} = \mathbf{q}\mathbf{r}$ のようにユニタリ行列 \mathbf{q} と上三角行列 \mathbf{r} に QR 分解し、 \mathbf{q}^H を \mathbf{y} に乗算して $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{q}^H \mathbf{y}$ に変換する。 $\hat{\mathbf{y}}$ に M アルゴリズム[2]を用いる MLD と探索打ち切り[1]を適用し、信頼度の高い先頭 X シンボルを取り出すことで IBI を抑圧する。この操作を $(i+1)$ 回繰り返す。

3. 計算機シミュレーション

16QAM, $N_r=2$, $N_t=2$, $N_c=64$, パケットサイズ $N_p=192$ シンボル, 生き残りパス数 $M=16$ を用いるときのスループット特性を図 1 に示す。スループットを $4N_t(1-\text{PER})(1+N_g/N_c)$ で定義した。PER はパケット誤り率, $N_g (=0)$ はガードインターバル長である。チャネルはシンボル長の整数倍の遅延

時間を持つ $L=16$ パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングとする。チャネル推定は理想的であるとす。 $I=2$ 以上ではほとんど同じ特性が得られるので、図には $I \leq 1$ のときの特性をプロットした。比較のため、既知系列を用いる QRM-MLBD(従来法, $N_c=64$, $N_g=16$)[3]の特性も示す。図 1 より、 X が小さいほど特性は良くなり、従来法よりも高いスループットを達成可能なことが分かる。図 2 に $E_g/N_0=22\text{dB}$ (N_0 は雑音電力スペクトル密度)のときスループット 8.0 bps/Hz を達成するための所要演算量を N_c の関数としてプロットした。演算量は 1 パケットの検出に必要な実数の乗算回数で表した。図 2 より $N_c=36$ とするとき演算量が最小になり、従来法の 62% となる。

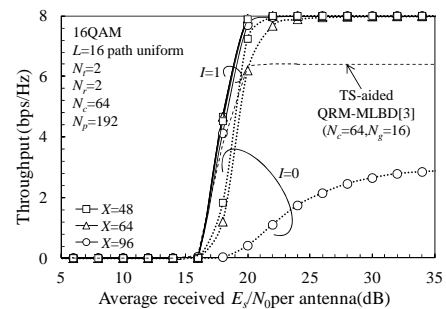


図 1 スループット特性

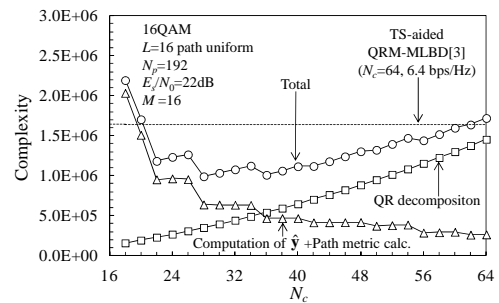


図 2 各 N_c における所要演算量

4. むすび

本論文では、CP 挿入を行わない伝送系における繰り返し Overlap QRM-MLBD を MIMO 空間多重伝送に拡張した。提案法は従来法よりも高いスループット特性が得られ、その演算量の 62% に低減できることを示した。

参考文献

- [1] 諸我ら, 信学技報, 2012 年 3 月. [2] J. B. Anderson and S. Mohan, IEEE Trans. on Commun., Vol. 32, pp. 169-176, Feb. 1984. [3] T. Yamamoto, K. Takeda and F. Adachi, IEEE International Conference on Communications (ICC 2011), Jun. 2011.