

MC-CDMA 通信方式のためのブロック長制御を考慮した アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器

Affine Projection Type Blind Multiuser Detection with the Block Length Control
for MC-CDMA Communication Systems

大場 正太[†] 名取 隆廣[†] 田邊 造[‡] 古川 利博[†]
Shota OHBA[†] Takahiro NATORI[†] Nari TANABE[‡] Toshihiro FURUKAWA[†]

1 はじめに

近年、無線通信の急速な普及に伴いコンテンツの利用の幅が広がり通信の高速化および大容量化が要求されている。これに伴い、様々な通信技術・アクセス技術が研究される。その中で多ユーザが同一の通信路を共有するマルチプルアクセス方式として、複数のサブキャリアを直交多重化する MC-CDMA 通信方式が着目されている [1] [2]。

MC-CDMA 通信方式はサブキャリアを直交多重化することによって周波数の利用効率の向上と周波数選択性フェージングに強いという特性を持ち、また各ユーザに固有の符号を割り振ることによって同一周波数帯域で同時に通信を可能とする。一方 MC-CDMA 通信方式では、複数ユーザの信号が混在することにより発生する多元接続干渉 (MAI: Multiple Access Interference) と、自身の発信する信号の遅延波により生じる符号間干渉 (ISI: Inter Symbol Interference) の影響を受け、通信品質が劣化するという問題がある。

これらの干渉の問題を解決するために、線形フィルタを用いた様々な干渉抑圧法が提案されている。本論文では、その中でもトレーニング信号の送信を必要としないブラインド信号処理の手法として、演算量・収束速度のバランスに優れたアフィン射影アルゴリズム (APA: Affine Projection Algorithm) を用いたブラインドマルチユーザ検出器 [2] に着目している。

ここで、文献 [2] の APA において、拘束条件を設けその条件下で評価量を最小とすることで干渉抑圧パラメータを推定するが、この拘束条件に不適切な点が含まれていると考えられる。提案手法では文献 [3] の考えに従い拘束条件を適切なものへ変更する。

また APA を用いる場合に、伝送路における APA の適切なブロック長の決定が必要となる。これを動的に決定する手法としては所望信号の出力と適応フィルタの出力誤差のパワーをもとに適当な評価量を与え、ブロック長の制御を行っている手法 [4] がある。しかし本論文では受信信号と所望ユーザの拡散符号以外は未知であるために、そのままこの手法を用いることはできない。そこで、アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器に適用できるように、必要な所望信号を推定値で代用し、上記の問題を解決している。

本論文では、高速な収束速度と高い干渉抑圧能力を得るために、ブロック長制御を用いたアフィン射影アルゴリズムに基づくブラインドマルチユーザ検出器を提案する。

[†] 東京理科大学 Tokyo University of Science

[‡] 諏訪東京理科大学 Tokyo University of Science, Suwa

2 MC-CDMA 通信システム

MC-CDMA 通信のシステムモデルを図 1 に示す。MC-CDMA 通信は上りリンクとし、 N 個のサブキャリアを用いて K 人のユーザが同時に通信を行うシステムを考える。また、変調方式は BPSK 変調とする。

所望ユーザをユーザ 1 として、送信信号は時刻 i のユーザ 1 の情報データ $b_1(i)$ に固有の拡散符号 $\mathbf{c}_1$ が乗算される。続いて拡散後の信号が OFDM 変調され、これに GI が付加される [5]。これによって送信信号ベクトル $\mathbf{u}_1(i)$ は

$$\mathbf{u}_1(i) = T_{CP} W_{IDFT} \mathbf{c}_1 b_1(i) \quad (1)$$

となる。ここで拡散符号 $\mathbf{c}_1$ は $\mathbf{c}_1 = [c_1^0, c_1^1, \dots, c_1^{N-1}]^T$ とし、 N は拡散符号長ならびにサブキャリア数である。 W_{IDFT} および T_{CP} はそれぞれ IDFT 行列、GI 付加行列であり

$$W_{IDFT} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}} & \cdots & e^{j\frac{2\pi(N-1)}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi(N-1)}{N}} & \cdots & e^{j\frac{2\pi(N-1)^2}{N}} \end{bmatrix}$$

$$T_{CP} = \begin{bmatrix} \mathbf{O} & I_{L_{CP}} \\ & I_N \end{bmatrix} \quad (2)$$

によって表される。ここで I_N は $N \times N$ の単位行列、 $I_{L_{CP}}$ は GI 長を L_{CP} として $L_{CP} \times L_{CP}$ の単位行列とする。

送信された信号 $\mathbf{u}_1(i)$ は次数 L_g の伝送路インパルス応答 $\mathbf{h}_1$ と雑音 $\tilde{\mathbf{v}}(i)$ の影響を受けて所望ユーザの受信信号 $\tilde{\mathbf{r}}_1(i)$ は

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_1(i) &= \mathbf{h}_1 * \mathbf{u}_1 + \tilde{\mathbf{v}}(i) \\ &= \tilde{H}_1 T_{CP} W_{IDFT} \mathbf{c}_1 b_1 + \tilde{\mathbf{v}}(i) \end{aligned} \quad (3)$$

となる。ここで $\tilde{\mathbf{v}}(i)$ は AWGN (Additive White Gaussian Noise) とし $E[\tilde{\mathbf{v}}(i)] = \mathbf{0}$, $E[\tilde{\mathbf{v}}(i)\tilde{\mathbf{v}}^T(i)] = \sigma_v^2 \mathbf{I}$ を満足するものである。また $\tilde{H}_1$ は所望ユーザのインパルス応答ベクトル $\mathbf{h}_1$ を要素に持ち Toeplitz 行列として

$$\tilde{H}_1 = \begin{bmatrix} h_1(0) & & & & \\ \vdots & h_1(0) & & & \mathbf{O} \\ h_1(L_g - 1) & & \ddots & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ \mathbf{O} & & h_1(L_g - 1) & \cdots & h_1(0) \end{bmatrix}$$

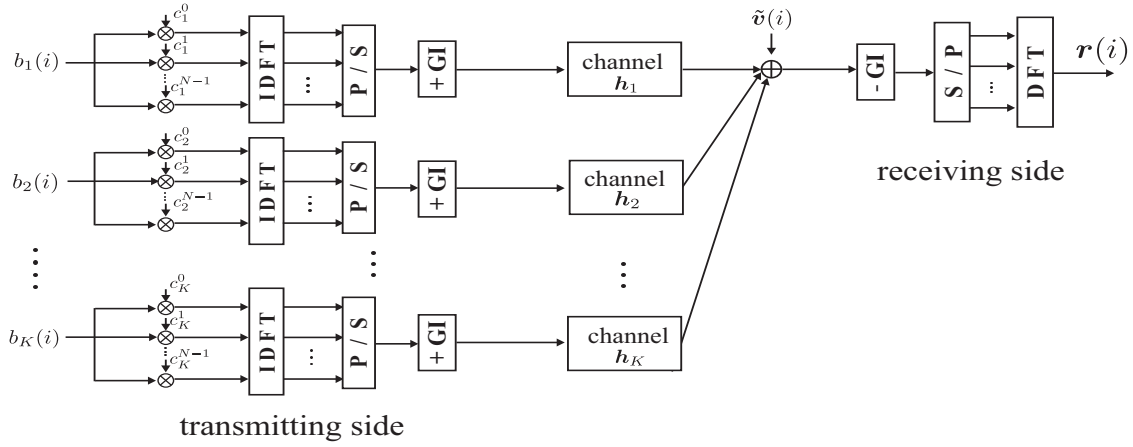


図 1: MC-CDMA 通信システム

と表せる. ここで $\tilde{H}_1 = \tilde{H}_1 T_{CP}$, $C_1 = W_{IDFT} \mathbf{c}_1$ と書きなおすと

$$\tilde{\mathbf{r}}_1(i) = \tilde{H}_1 C_1 b_1(i) + \tilde{\mathbf{v}}(i) \quad (4)$$

となる. 時間ずれによる ISI を考慮し, $\tilde{H}^{ISI}$ を $(i-1)$ 時刻に対応する伝送路応答と定義すると

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}(i) &= \tilde{H}_1 C_1 b_1(i) + \tilde{H}^{ISI} C_1 b_1(i-1) + \tilde{\mathbf{v}}(i) \\ &= \tilde{H}_1 C_1 b_1(i) + \tilde{\mathbf{r}}_{ISI}(i) + \tilde{\mathbf{v}}(i) \end{aligned} \quad (5)$$

となる. ここで右辺 2 項目の ISI の影響による信号を $\tilde{\mathbf{r}}_{ISI}(i)$ とまとめた. またこれに多元接続であるため他ユーザの信号が加算され, 受信信号 $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ は以下で与えられる.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}(i) &= \tilde{H}_1 C_1 b_1(i) + \tilde{\mathbf{r}}_{ISI}(i) + \sum_{k=2}^K \tilde{H}_k C_k b_k(i) + \tilde{\mathbf{v}}(i) \\ &= \tilde{H}_1 C_1 b_1(i) + \tilde{\mathbf{r}}_{ISI}(i) + \tilde{\mathbf{r}}_{MAI}(i) + \tilde{\mathbf{v}}(i) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで受信信号 $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ は右辺第 1 項の所望シンボル, 第 2 項目の時間ずれによる ISI 成分, 第 3 項目の他ユーザの信号による MAI 成分および第 4 項目の雑音成分によって表される.

受信機側では, 式 (6) の受信信号 $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ から GI を除去し, 後に OFDM 復調を施した受信信号は

$$\begin{aligned} W_{DFT} R_{CP} \tilde{\mathbf{r}}(i) &= W_{DFT} R_{CP} \tilde{H}_1 C_1 b_1(i) \\ &\quad + W_{DFT} R_{CP} \tilde{\mathbf{r}}_{MAI}(i) + W_{DFT} R_{CP} \tilde{\mathbf{v}}(i) \end{aligned}$$

となる. ここで DFT 行列 W_{DFT} および GI 除去行列 R_{CP} の要素は

$$\begin{aligned} W_{DFT} &= \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{N}} & \cdots & e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}} & \cdots & e^{-j\frac{2\pi(N-1)^2}{N}} \end{bmatrix} \\ R_{CP} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N,L_{CP}} & I_N \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

である. また $\mathbf{0}_{N,L_{CP}}$ は $N \times L_{CP}$ の零行列である.

OFDM 復調後の受信信号 $W_{DFT} R_{CP} \tilde{\mathbf{r}}(i)$ を $\mathbf{r}(i)$ として書きなおし

$$\mathbf{r}(i) = H_1 C_1 b_1(i) + \mathbf{r}_{MAI}(i) + \mathbf{v}(i) \quad (9)$$

$$= b_1(i) \mathbf{p}_1 + \mathbf{r}_{MAI}(i) + \mathbf{v}(i) \quad (10)$$

となる. ここで $H_1 = W_{DFT} R_{CP} \tilde{H}_1(0) T_{CP}$, $\mathbf{r}_{MAI}(i) = W_{DFT} R_{CP} \tilde{\mathbf{r}}_{MAI}(i)$, $\mathbf{v}(i) = W_{DFT} R_{CP} \tilde{\mathbf{v}}(i)$ とし, また $H_1 C_1$ を合成応答ベクトル $\mathbf{p}_1$ とした. このとき遅延波が GI 長の中に含まれると仮定すると GI 除去によって ISI 成分が取り除かれ H_1 は巡回行列となる.

本論文の目的は受信信号 $\mathbf{r}(i)$ および送受信側で既知である所望ユーザの拡散符号のみから, 干渉成分を抑圧し送信データの復元することである.

3 従来手法 [2]

本章では従来手法として, Wang らが提案したアフィン射影アルゴリズムに基づくブラインドマルチユーザ検出器 [2] について述べる. Wang らの手法は, 前処理として部分空間法を用いて所望ユーザの伝送路応答の推定をし, 続いて APA によって干渉および雑音成分を抑圧するパラメータを推定する.

3.1 部分空間法

アフィン射影アルゴリズムを運用するために前処理として部分空間法を用いて伝送路応答の推定をする.

受信信号ベクトル $\mathbf{r}(i)$ の自己相関行列 R_r を固有値分解することによって信号部分空間と雑音部分空間に分解する.

$$R_r = E[\mathbf{r} \mathbf{r}^H] = [U_s U_v] \begin{bmatrix} \Lambda_s & \\ & \Lambda_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s^H \\ U_v^H \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで Λ_s は信号部分空間の固有値, Λ_v は雑音部分空間の固有値であり, U_s および U_v はそれぞれに対応する固有値ベクトルである.

受信信号 $\mathbf{r}(i)$ 中の $H_1 C_1$ について文献 [2, 式 (11),(12)] に従って

$$H_1 C_1 = \sqrt{N} \text{diag}(\mathbf{c}_1) W_{DFT} \rho_1 \tilde{\mathbf{h}}_1 \quad (12)$$

と表記できる。ここで $\rho_1 = [I_{L_{cp}} \quad \mathbf{0}_{N-L_{cp}, L_{cp}}]$ とし、 $\mathbf{0}_{N-L_{cp}, L_{cp}}$ は $(N - L_{cp}) \times L_{cp}$ の零行列である。

信号部分空間と雑音部分空間との間に直交性が成り立ち、所望ユーザの合成応答 $H_1 C_1$ は信号部分空間に含まれるため

$$U_v^H H_1 C_1 = U_v^H \sqrt{N} \text{diag}(\mathbf{c}_1) W_{DFT} \rho_1 \tilde{\mathbf{h}}_1 = \mathbf{0} \quad (13)$$

となる。これを最小とする伝送路応答の推定値 $\hat{\mathbf{h}}_1$ は

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \min_{\tilde{\mathbf{h}}_1} [\tilde{\mathbf{h}}_1^H \rho_1^H \text{diag}(\mathbf{c}_1)^H U_v U_v^H \text{diag}(\mathbf{c}_1) \rho_1 \tilde{\mathbf{h}}_1] \quad (14)$$

によって得られる。

3.2 アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器

干渉を抑圧するパラメータを $\mathbf{f}(i)$ として、APA を用いて受信信号のみからこの干渉抑圧パラメータの推定をする。

時刻 i のフィルタ係数 $\mathbf{f}(i)$ と時刻 $i+1$ のフィルタ係数 $\mathbf{f}(i+1)$ の二乗誤差を最小にすることを考える。評価量 $\|J(i)\|$ を

$$\min \|J(i)\| = \min \|\delta \mathbf{f}(i)\| = \|\mathbf{f}(i+1) - \mathbf{f}(i)\|^2 \quad (15)$$

とし、このとき以下の制約条件を設ける。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{f}(i+1) H_1 C_1 &= \mathbf{1} \\ \mathbf{f}(i+1) \mathbf{r}(i-\ell) &= \mathbf{0} \quad (\ell = 0, 1, \dots, L-1) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

ここで L はデータブロックの次元であり APA 適応フィルタの次数である。行列 $X(i)$ およびベクトル $\mathbf{d}$ を

$$\left. \begin{aligned} X(i) &= [H_1 C_1, \mathbf{r}(i), \mathbf{r}(i-1), \dots, \mathbf{r}(i-L+1)] \\ \mathbf{d} &= [1, 0, 0, \dots, 0]^T \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

と定義すると、制約条件は

$$X^H(i) \mathbf{f}(i+1) = \mathbf{d} \quad (18)$$

と書きなおすことができる。この制約条件付き最小化問題を Lagrange の未定乗数法を用いて解くことによって干渉抑圧パラメータを求める。

Lagrange の未定乗数ベクトルを $\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N+L_g}]$ として Lagrange 関数は

$$J(i) = \|\mathbf{f}(i+1) - \mathbf{f}(i)\|^2 + 2 \text{Re}\{\boldsymbol{\lambda}[\mathbf{d} - X^H(i) \mathbf{f}(i+1)]\} \quad (19)$$

と書け、これを最小化するため $\partial J(i) / \partial \mathbf{f}(i+1) = \mathbf{0}$ とすると

$$\mathbf{f}(i+1) = \mathbf{f}(i) + X(i) \boldsymbol{\lambda} \quad (20)$$

となる。これを式 (18) へ代入し

$$\boldsymbol{\lambda} = [X^H(i) X(i)]^{-1} [\mathbf{d} - X^H(i) \mathbf{f}(i)] \quad (21)$$

が得られ、干渉抑圧パラメータの更新式

$$\mathbf{f}(i+1) = \mathbf{f}(i) + \mu X(i) [X^H(i) X(i)]^{-1} [\mathbf{d} - X^H(i) \mathbf{f}(i)] \quad (22)$$

が求まる。ここで μ はアルゴリズムのステップサイズである。

しかし式 (16) の制約条件について、2 つ目の拘束条件には抑圧する信号 $\mathbf{r}(i-\ell)$ 中に必要な情報である所望ユーザの信号も含まれているため提案手法では拘束条件を適切に変更する手法を提案する。

また式 (16) において、APA 適応フィルタの次数 L は通信環境によって適切に設定する必要があることが知られている。従来手法では任意の値に設定しているが、移動体通信を想定した環境では、この適切な APA の次数が変化することが考えられる。そこで次章では通信環境に追従して APA 適応フィルタの次数を制御する手法を提案する。

4 提案手法

本章では提案手法としてアフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器における APA の制約条件の変更と、受信信号のみを既知としたブロック長制御法について述べる。

提案手法は従来手法の部分空間法と APA を含む 5 つの Step より構成される。

部分空間法を Step 0, Wang ら手法の APA を Step 1 とし、Step 0 と Step 1 を Q_1 回繰り返す。次いで Step 2 で文献 [3] を考慮し所望シンボルを推定した後、Step 3 にて、Step 1 の拘束条件を適切に変更した、アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器の更新式を逐次更新することによって干渉を抑圧するパラメータを得る。最後に、Step 4 として入力信号を既知としているブロック長制御法 [4] を、アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器に適用できるようにしたブロック長制御を実行する。なお Step 4 を実行した後に Step 0 と Step 2 ~ Step 4 を適切に繰り返すことで、干渉を抑圧して所望シンボルの情報データを推定している。

以下の節では提案手法の各ステップについて具体的に説明する。なお Step 0 と Step 1 については従来手法と同じため省略する。

4.1 所望シンボルの推定

Step 2 として所望シンボルの推定をする。受信信号ベクトル $\mathbf{r}(i)$ 中の第 1 ユーザのを所望シンボルを $\mathbf{r}_d(i) = b_1(i) \mathbf{p}_1$ とおくと、文献 [3, 式 (10)~(13)] を考慮して、情報データ $b_1(i)$ と合成応答ベクトル $\mathbf{p}_1$ の推定値はそれぞれ、次式

$$\left. \begin{aligned} \hat{b}_1(i) &= \text{sign}[\mathbf{f}^H(i+1) \mathbf{r}(i)] \\ \hat{\mathbf{p}}_1 &= \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} \hat{b}_1(Q-m) \mathbf{r}(Q-m) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

で与えられる。

以上より式 (23) を用いて

$$\hat{\mathbf{r}}_d(i) = \hat{b}_1 \hat{\mathbf{p}}_1 \quad (24)$$

より所望シンボルの推定値を算出する。

4.2 適切な拘束条件を用いたブラインドマルチユーザ検出

Step 3 として Step 1 における APA の拘束条件を適切なものへ変更し、APA によって所望ユーザの情報データを復調する。

APA の拘束条件 $\mathbf{f}(i+1) \mathbf{r}(i-\ell) = \mathbf{0}$ について式 (10) を考慮して展開すると

$$\begin{aligned} b_1(i+1) \mathbf{p}_1 + \mathbf{f}^H(i+1) \{\mathbf{r}_{MAI}(i+1) + \mathbf{v}(i+1)\} &= 0 \\ \mathbf{f}^H(i+1) \{\mathbf{r}_{MAI}(i+1) + \mathbf{v}(i+1)\} &= b_1(i+1) \mathbf{p}_1 \end{aligned} \quad (25)$$

である。これより式 (16) の拘束条件では式 (25) 左辺の干渉成分が干渉抑圧パラメータをかけることによって零にならないことを意味する。そのため受信信号ベクトルから所望シンボルを減算し、拘束条件を適切なものへ変更する必要がある。

Step 2 で推定した所望シンボル $\mathbf{r}_d(i)$ を用い Wang らの手法の拘束条件を次式

$$\begin{aligned} X_{int}(i) &= X(i) - X_d(i) \\ &= [H_1 C_1, \mathbf{r}(i), \mathbf{r}(i-1), \dots, \mathbf{r}(i-L+1)] \\ &\quad - [\mathbf{0}, \mathbf{r}_d(i), \mathbf{r}_d(i-1), \dots, \mathbf{r}_d(i-L+1)] \end{aligned} \quad (26)$$

と適切な条件へ変更する。 $X_{int}(i)$ を用いて干渉抑圧パラメータの更新式は

$$\mathbf{f}(i+1) = \mathbf{f}(i) + \mu X_{int}(i) [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_{int}(i) \quad (27)$$

となる。ここで $\mathbf{e}_{int}(i)$ は

$$\mathbf{e}_{int}(i) = \mathbf{d} - X_{int}^H(i) \mathbf{f}(i) \quad (28)$$

である。式 (27) の更新式を適当な回数繰り返し、逐次的に干渉抑圧パラメータを算出する。

以上より、算出した干渉抑圧パラメータ $\mathbf{f}(i+1)$ により MAI と雑音は抑圧され、所望ユーザの情報データは復調される。

4.3 アフィン射影アルゴリズムのブロック長制御

Step 4 のブロック長制御として、マルチパス環境を考慮した APA にブロック長制御を適用した手法について述べる。APA などのブロック処理を運用する際、システムのパラメータが変動する場合において、APA で処理される入力信号ベクトルのブロック長を適切に選択することが好ましいということが知られている [4] [6]。

この問題に対して、システムの入出力信号を既知としたブロック長制御法 [4] が提案されている。しかし本論文では受信信号のみを既知としているため、これらを直接適用することができず、文献 [4] の手法をアフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器に適用できるよう改良し問題を解決している。

前節で干渉抑圧パラメータの更新式 $\mathbf{f}(i+1)$ は

$$\mathbf{f}(i+1) = \mathbf{f}(i) + \mu X_{int}(i) [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_{int}(i) \quad (29)$$

で与えられ、ここで $X_{int}(i)$ は

$$X_{int} = [H_1 C_1, \mathbf{r}_{int}(i), \dots, \mathbf{r}_{int}(i+L-1)] \quad (30)$$

である。ここで、式 (29) の両辺に左から $X_{int}^H(i)$ をかけると

$$X_{int}^H(i) \mathbf{f}(i+1) = X_{int}^H(i) \mathbf{f}(i) + \mu \mathbf{e}_{int}(i) \quad (31)$$

となる。

ブロック長の制御にあたり文献 [4] では、システムの出力である所望出力と適応フィルタ出力との出力誤差のパワーに対して適当な評価量を与えている。これに対しブラインドマルチユーザ検出器では上記の所望出力に対する信号が未知である。

そこで、所望出力 $\mathbf{e}_p(i)$ を式 (31) の左辺 $\mathbf{e}_p(i) = X_{int}^H(i) \mathbf{f}(i+1)$ 、適応フィルタ出力 $\mathbf{e}_a(i)$ を右辺第 1 項 $\mathbf{e}_a(i) = X_{int}^H(i) \mathbf{f}(i)$

にそれぞれ対応させてこの問題を解決する。これらを式 (31) に代入すると $\mathbf{e}_{int}(i)$ は

$$\mathbf{e}_{int}(i) = \frac{1}{\mu} \{ \mathbf{e}_p(i) - \mathbf{e}_a(i) \} \quad (32)$$

となり、これを式 (27) に代入すると

$$\begin{aligned} &\mathbf{f}(i+1) + X_{int}(i) [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_a(i) \\ &= \mathbf{f}(i) + X_{int}(i) [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_p(i) \end{aligned} \quad (33)$$

となる。両辺のエネルギーを算出した後に集合平均を求めると

$$\begin{aligned} E[\|\mathbf{f}(i+1) + X_{int}(i) [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_a(i)\|^2] \\ = E[\|\mathbf{f}(i) + X_{int}(i) [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_p(i)\|^2] \end{aligned} \quad (34)$$

となる。 $i \rightarrow \infty$ とすれば、 $E[\|\mathbf{f}(i+1)\|^2] \approx E[\|\mathbf{f}(i)\|^2]$ であり

$$[\mathbf{e}_a^H(i) A(i) \mathbf{e}_a(i)] \approx [\mathbf{e}_p^H(i) A(i) \mathbf{e}_p(i)] \quad (35)$$

が得られる。ただし、 $A(i) = [X_{int}^H(i) X_{int}(i)]^{-1}$ である。ここで $\mathbf{e}_p(i) = \mathbf{e}_a(i) + \mu \mathbf{e}_{int}(i)$ を考慮すれば、式 (35) は与えられる。また時刻 i の出力誤差 $\mathbf{e}_{int}(i)$ は

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{int}(i) &= \mathbf{b}_1(i) - \mathbf{f}^H(i) \mathbf{r}(i) \\ &\approx \mathbf{e}_p(i) + \mathbf{f}^H(i) (\mathbf{r}_d(i) - \hat{\mathbf{r}}_d(i)) \end{aligned} \quad (36)$$

となり、受信信号ベクトル $\mathbf{r}(i)$ に含まれる情報データは BPSK 変調方式より $b_1(i) = \pm 1$ となり

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{int}(i) &= \mathbf{e}_p(i) \pm \mathbf{f}(i) (\mathbf{p}_1 - \hat{\mathbf{p}}_1(i)) \\ &\approx \mathbf{e}_p(i) \pm \mathbf{f}(i) (\mathbf{p}'_1(Q_2) - \hat{\mathbf{p}}'_1(Q_1)) \\ &= \mathbf{e}_p(i) + \mathbf{n}(i) \end{aligned} \quad (37)$$

と表せる。ただし、 $\mathbf{n}(i) = \pm \mathbf{f}(i) \{ \mathbf{p}'_1(Q_2) - \hat{\mathbf{p}}'_1(Q_1) \}$ である。ここで $\mathbf{p}_1$ が未知であるため、この $\mathbf{p}_1$ を Step 2 における時刻 i で求めた $\mathbf{p}'_1(Q_2) = \hat{\mathbf{p}}'_1(i)$ で代用する。同様に、推定値 $\hat{\mathbf{p}}_1(i)$ についても Step 2 における時刻 $(i-1)$ に求めた $\hat{\mathbf{p}}'_1(Q_1) = \hat{\mathbf{p}}'_1(i-1)$ とする。よって、式 (36) に式 (37) を代入してまとめると

$$\begin{aligned} 2[\mathbf{e}_p^H(i) A(i) \mathbf{e}_p(i)] \\ = \mu[\mathbf{e}_p^H(i) A(i) \mathbf{e}_p(i)] + \mu[\mathbf{n}^H(i) A(i) \mathbf{n}(i)] \end{aligned} \quad (38)$$

と与えられ、 $i \rightarrow \infty$ のとき、次式

$$(2 - \mu) |\mathbf{e}_p(i)|^2 \text{Tr}(S \cdot [A(i)]) = \mu \sigma_n^2 \text{Tr}([A(i)]) \quad (39)$$

が成立する。ただし、 $S = [\mathbf{1} \cdot \mathbf{1}^T]$, $\mathbf{1} = [1, 0, \dots, 0]^T$, $[\mathbf{n}^H(i) \mathbf{n}(i)] = \sigma_n^2$ である。

以上を踏まえ、EMSE(Excess Mean-Square Error) を $\lim_{i \rightarrow \infty} |\mathbf{e}_p(i)|^2$ とすれば

$$\begin{aligned} \text{EMSE} &= \lim_{i \rightarrow \infty} |\mathbf{e}_p(i)|^2 = \frac{\mu \sigma_n^2 \text{Tr}([A(i)])}{(2 - \mu) \text{Tr}(S \cdot [A(i)])} \\ &\approx \frac{\mu \sigma_n^2 [\frac{L}{\|\mathbf{r}_{int}(i)\|^2}]}{(2 - \mu) \text{Tr}([A(1,1)])} \approx \frac{\mu \sigma_n^2 [\frac{L}{\|\mathbf{r}_{int}(i)\|^2}]}{(2 - \mu) [\frac{L}{\|\mathbf{r}_{int}(i)\|^2}]} \\ &= \frac{\mu \sigma_n^2 L}{2 - \mu} \end{aligned} \quad (40)$$

表 1: シミュレーション諸元

Modulation scheme	BPSK
Spread sequence	$N = 31$
Spread sequence	Gold sequence
CDMA Symbol Duration	$8.06[\mu s]$
CDMA Chip Duration	$0.26[\mu s]$
Fading Model	Rayleigh Fading[?]
Number of active users	$K = 10$
Number of pass	$L_g = 8$
SNR with 1th user	$10\log \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = 20 [\text{dB}]$
SNR with kth user	$10\log \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = 0 [\text{dB}] \ (k = 2, \dots, K)$
Bit Rate	124 [kbps]
Maximum Doppler Frequency f_D	$f_d = 100 [\text{Hz}]$
Set of Q	$Q_1 = Q_2 = 100$
Number of trials	$M = 200$

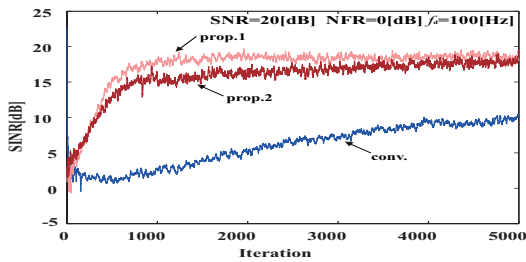
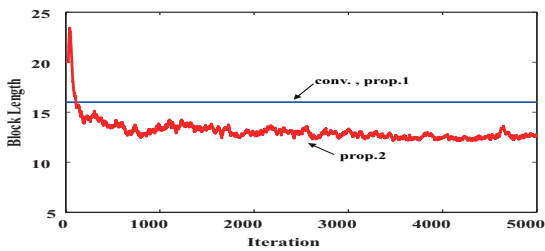
図 2: 従来手法と提案手法の時間平均 SINR_{av} 比較

図 3: 提案手法のブロック長変動の様子

となる。また式 (37) を考慮すれば、 $\text{MSE} = (\text{EMSE} + \sigma_n^2)$ なる関係が成り立つことより、 MSE は $\text{MSE} = \sigma_n^2 \frac{\mu(L-1)+2}{2-\mu}$ で与えられる。

以上のことから、ブロック長を L_i に設定したときの MSE を θ_i 、およびブロック長を $(L_i + 1)$ に設定したときの MSE を η_i とおけば、 θ_i と η_i は、式 (40) を用いて

$$\left. \begin{aligned} \theta_i &= \epsilon(L_i) = \sigma_n^2 \frac{\mu(L_i-1)+2}{2-\mu} \\ \eta_i &= \epsilon(L_i + 1) = \sigma_n^2 \frac{\mu L_i + 2}{2-\mu} \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

を得る。これらを用いて、ブロック長 L_{i+1} は

$$L_{i+1} = \begin{cases} \min\{L_i + 1, N\}, & \text{if } \eta_i < e_{int}^2(i) \\ L_i, & \text{if } \theta_i < e_{int}^2(i) \leq \eta_i \\ \max\{L_i - 1, 2\}, & \text{if } e_{int}^2(i) \leq \theta_i \end{cases} \quad (42)$$

で与えられる。ここで、 $e_{int}(i)$ は式 (37) を用いている。

式 (42) の条件にしたがって逐次的にブロック長を最適なものへ変動させることで、伝送路特性の変化に追従可能となる。

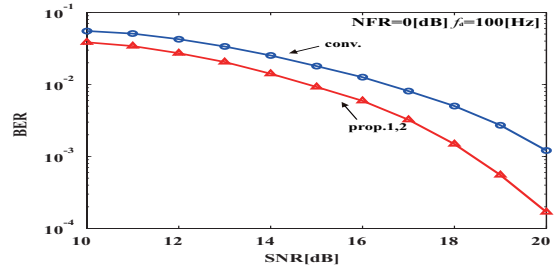


図 4: 従来手法と提案手法の BER 特性

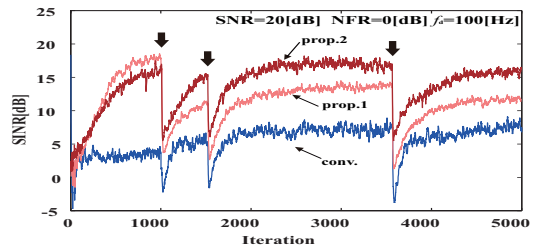
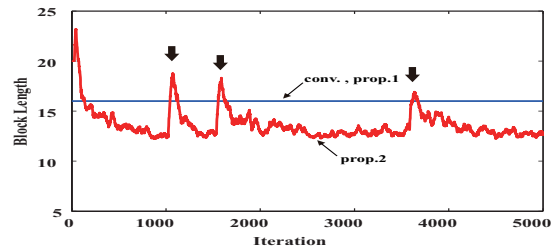
図 5: 伝送路変動時における従来手法と提案手法の時間平均 SINR_{av} 比較

図 6: 伝送路変動時における提案手法のブロック長変動の様子

5 計算機シミュレーション

提案手法の有効性を検証するため、計算機シミュレーションにより従来手法と提案手法の比較検証を行った。表 1 にシミュレーション諸元を示す。

干渉抑圧パラメータの収束性能と収束速度を評価するため時間平均 SINR (Signal to Noise and Interference) 評価を用いた。Wang らの手法を従来手法、APA の拘束条件を変更したものを提案手法 1、拘束条件を変更しブロック長制御を行ったものを提案手法 2 として SINR_{av} を比較した結果を図 2 に、またそのときのブロック長変化を図 3 に示す。従来手法と提案手法 1 のブロック長については経験的に最適な値を用いており、実際の通信環境下では未知な値である。そのため提案手法 1 の収束は理想的な値を意味している。

シミュレーション結果から提案手法は従来手法と比較し、いずれも高い収束性能と高速な収束を実現しているため、拘束条件の変更によって干渉雑音抑圧性能が向上していることがわかる。提案手法 2 のブロック長制御に関しては、収束の

進んだ段階ではブロック長は減少し低い演算量での運用を実現している。

次いで従来手法と提案手法 2 の BER(Bit Error Rate) 特性を図 4 に示す。提案手法 1 は収束速度で提案手法 2 より優れているが BER 特性については提案手法 2 と同値となった。従来手法と比較して提案手法 2 は良好な BER 特性を示しており、これにより提案手法は高性能な検出を可能とするものといえる。

最後に伝送路が急激に変動した場合を考え伝送路応答をランダムに変動させた場合について $SINR_{av}$ 評価を比較した。比較結果を図 5、およびブロック長の変化を図 6 に示す。図中の下矢印は伝送路の変動タイミングを示す。提案手法 2 は伝送路の変動後も高い収束性能を維持し、急激な伝送路の変動に追従して性能を発揮することがわかる。またブロック長の変化は、伝送路の変動に追従し制御が正確に行われていることを示している。

以上より、提案手法 2 は伝送路変動が常に生じる無線移動体通信環境下において、高い干渉抑圧能力と高速な収束速度を実現可能な手法といえる。

6 まとめ

本論文は、アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器におけるアフィン射影アルゴリズムの拘束条件を変更する手法と、そのブロック長制御法について提案した。

提案手法は拘束条件を適切に変更することによって干渉雑音成分の抑圧性能の向上がみられ、またアフィン射影アルゴリズムの次数を動的に制御することによって伝送路変動に高速に追従し、かつ低演算量化を実現している。

提案手法の有効性は計算機シミュレーションによって確認されており、これにより提案手法はシンプルで実用的なブラインドマルチユーザ検出器といえる。

参考文献

- [1] Bor-Sen Chen, Jung-Feng Liao, "Adaptive MC-CDMA Multiple Channel Estimation and Tracking Over Time-Varying Multipath Fading Channels," *IEEE Transactions on wireless communications*, vol.6, no.6 pp.2328-2337, Jun.2007
- [2] Zheng-qiang Wang, Ming Zhao, "Blind Multiuser Detection Based on Affine Projection Algorithm for MC-CDMA Uplink," *IEEE Second International Conference on Genetic and Evolutionary Computing*, vol.77, pp.508-512, Sep. 2008.
- [3] 田邊 造, 坂元 圭吾, 古川 利博, 辻井 重男, "所望シンボル推定を用いたアフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器," 信学論 (B), vol.J92-B, no.2, pp.413-423, Feb. 2009.
- [4] Seong-Eun Kim, Se-Jin Kong, Woo-Jin Song, "An Affine Projection Algorithm With Evolving Order," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.16, no.11, pp.937-940, Nov. 2009.
- [5] 林 和則, 酒井 英昭, "サイクリックプレフィックスを用いたブロック伝送方式と信号ひずみ補償技術," 電子情報通信学会論文誌, vol.J91-B, no.2, pp.129-139, Feb. 2008.
- [6] Se-Jin Kong, Kyu-Young, Hwang, Woo-Jin Song, "An Affine Projection Algorithm With Dynamic Selection of In-

put Vectors," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.14, no8, pp.529-532, Aug. 2007

- [7] 平 明德, 石津 文雄, 三宅 真, "周波数選択性フェージング環境における OFDM 通信システムのタイミング同期方式," 信学論 (B), vol.j84-B, no.7 pp1255-1264, Jul. 2001