伝送路変動に追従可能なアフィン射影アルゴリズムを用いた

ブラインドマルチユーザ検出器

Blind Multiuser Detection with Affine Projection Algorithm for Efficient

at Tracking the Channel Variation

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

1 はじめに

近年,情報通信技術の高度化に伴い,高度道路交通システ ム (ITS:Intelligent transport Systems) の研究と実用化が急速に 進んでいる.例えば,カーナビゲーションでは他の端末と連 動して情報をやり取りする機能の開発が進んでいる[1].ま た安全運転支援については, 歩車間通信によって事故の減少 を図る研究もある[2].

現在これらは独立した機器を使用しているが,本来は1つ の端末を持っていれば様々なサービスを受けられることが望 ましい、そこで、これらのサービスを統一する端末として、 携帯電話が挙げられる.スマートフォンの登場や通信の大容 量化が進むなど,携帯電話が目覚しい発展を遂げていること から,今後 ITS における携帯電話利用の拡大が考えられる. そして, ITS サービスでは,利用者に迅速かつ正確な情報を 提供することが最も重要である.また利用の拡大にあたり, 周波数帯域の利用効率の向上も不可欠となるとともに,通信 品質のさらなる向上が要求される.

本論文では携帯端末で広く使われ,周波数利用効率に優 れるている DS-CDMA(Direct Spread - Code Division Multiple Access) 通信方式を取り上げる. DS-CDMA 通信方式で は,他のユーザが発信する電波により起こる多元接続干渉 (MAI:Multiple Access Interference) と電波が伝搬する際に建物 などに反射し電波が遅延することで生じる符号間干渉 (ISI:Inter Symbol Interference)の影響を受け通信品質が劣化する.

この問題を解決するためにトレーニング信号を送り, 伝送 路の特性を推定することで正確な通信を行っている.しかし, 移動体通信では伝送路特性の変動は常であり,特性が大きく 変動した場合,通信を一時中断してトレーニング信号を送り 直さなくてはならない.これに対し受信信号のみから伝送路 の特性を推定するブラインド方式がある.ブラインド方式で は通信環境が大きく変わっても通信を中断する必要がない方 式である.

本論文では,ブラインド信号処理の手法として,干渉抑圧 パラメータの演算量と収束速度に優れる,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 [3][4] に着目している.

また APA の次数 (ブロック長とも呼ばれる) は過去の受信 信号ベクトルの数であるが,これを適切なものに決定するこ とにより収束速度を改善可能である.しかしながら,本論文

では伝送路特性の変動を想定しているため,適切な次数を-意に決めることができない. そこで, Kim らより提案されて いるブロック長制御法 [5] をアフィン射影型ブラインドマル チューザ検出器に適用できるように改良し,この問題を解決 する.また,無線移動体通信環境における通信路特性変動へ の対応と,それに起因する干渉抑圧能力の向上についても検 討している.

本論文は,高速な収束速度と高い干渉抑圧能力を得るため に,マルチパス環境下におけるアフィン射影型プラインドマ ルチユーザ検出器のためのブロック長制御法を提案するもの である.

2 問題設定

本論文で扱うマルチパス通信路環境は, BPSK(Binary Phase Shift Keying) 変調方式を用いた Rayleigh Fading 伝送路 [6] と し, ユーザの数を K とする. 第 k ユーザの時刻 i の情報デー $P b_k(i)
 が通信路のインパルス応答 <math>\{g_k(\ell)\}_{\ell=0}^{L_g}$ と拡散符号 $\{s_k(\ell)\}_{\ell=0}^{N-1}$ からなる合成インパルス応答

$$h_k(i) = \sum_{\ell=0}^{L_g} g_k(\ell) s_k(i-\ell)$$

を経て得られる,全ユーザからなる時刻iの $(L_q + N)$ 次元 受信信号ベクトル r(i) は

$$\boldsymbol{r}(i) = \boldsymbol{h}_1 b_1(i) + H_{int} \boldsymbol{b}_{int}(i) + \boldsymbol{v}(i)$$
(1)

と表せる.ここで h_1 は, N を拡散符号長として、 $\boldsymbol{h}_1 = [0, \cdots, 0, h_1(0), \cdots, h_1(N + L_g - 1)]^T$

~ ~

~

であり, H_{int} と $b_{int}(i)$ は干渉成分を表し,それぞれ

$$\begin{aligned} H_{int} &= [\tilde{h}_1, \tilde{\tilde{h}}_1, \tilde{h}_2, \tilde{\tilde{h}}_2, \cdots, \tilde{h}_K, \tilde{\tilde{h}}_K] \\ b_{int}(i) &= [b_1(i-1), b_1(i+1), \cdots, b_K(i-1), b_K(i+1)]^T \end{aligned}$$
 (2)

~

١

となる.また, $\boldsymbol{v}(i)$ は $E[\boldsymbol{v}(i)] = \boldsymbol{0}, E[\boldsymbol{v}(i)\boldsymbol{v}^{T}(i)] = \sigma_{v}^{2}I$ を 満足する AWGN ベクトルである.なお, h_1 は次式

$$h_{1} = C_{1}g_{1}$$

$$C_{1} = \begin{bmatrix} s_{1}(0) & O \\ \vdots & \ddots \\ s_{1}(N-1) & s_{1}(0) \\ & \ddots & \vdots \\ O & s_{1}(N-1) \end{bmatrix}, g_{1} = \begin{bmatrix} g_{1}(0) \\ \vdots \\ g_{1}(L_{g}) \end{bmatrix}$$
(3)

のようにも表現できる.ここで, $\{s_1(\ell)\}_{\ell=0}^{N-1}$ は第1ユーザ の拡散符号である.

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

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

本研究の目的は,受信信号と所望ユーザの拡散符号のみを 既知とし,APAのブロック長制御を行いながら干渉抑圧パラ メータf(i+1)を用いて所望ユーザの情報データ b_1 を復元 することである.

3 提案手法

本章では受信信号のみを既知とした,アフィン射影型プラ インドマルチユーザ検出器のプロック長制御法について述べ る.その概要を図1に示す提案手法のフローチャートを用い て説明する.

Step 0 としてマルチパスフェージングに対応できるように 文献 [7] を用いて通信路の正規化インパルス応答ベクトルを 推定する.次いで Step 1 で Li らの手法 [3] をマルチパス環 境下に拡張した手法により干渉抑圧を行い, Step 0 と Step 1 を Q1 回繰り返す.次いで Step 2 で文献 [4] 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.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 [5] 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.以下の節では各ステップについて具体的に説明する.

3.1 Step 0:伝送路の正規化インパルス応答の推定

APA を用いる際に必要となる伝送路特性の推定法について 議論する.本論文では伝送路の特性を既知としないため,前 処理として部分空間法[7]を用いて伝送路特性を推定する.

受信信号ベクトル $\mathbf{r}(i)$ の自己相関行列 $R = [\mathbf{r}(i)\mathbf{r}^{H}(i)]$ の 固有値分解は

$$R = [U_s U_v] \begin{bmatrix} \Lambda_s + \sigma_v^2 I & O \\ O & \sigma_v^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s^H \\ U_v^H \end{bmatrix}$$
(4)

となる.ここで $\Lambda_s = \text{diag}\{\lambda_1^{(s)}, \lambda_2^{(s)}, \dots, \lambda_{2K+1}^{(s)}\}, U_s = [u_1, u_2, \dots, u_{2K+1}], U_v = [u_{2K+2}, u_{2K+3}, \dots, u_{L_g+N}]$ である.

受信信号ベクトルが張る空間は固有値 $\{\lambda_i^{(s)} + \sigma_v^2\}_{i=1}^{2K+1}$ に 対応する固有ベクトル $\{u_i\}_{i=1}^{2K+1}$ が張る信号空間 $Span(U_s)$ と固有値 σ_v^2 に対応する固有ベクトル $\{u_i\}_{2K+2}^{L_g+N}$ が張る雑音 空間 $Span(U_v)$ との二つに分かれる $.Span(U_s)$ と $Span(U_v)$ は直交補空間にあり,所望信号の合成応答ベクトル h_1 は信 号部分空間に含まれる.これより

$$U_v^H \boldsymbol{h}_1 = U_v^H C_1 \boldsymbol{g}_1(i) = \boldsymbol{0}$$
⁽⁵⁾

が成り立つ.ここで $J(\delta)$ を評価量として

$$J(\delta) = \min_{g} \boldsymbol{g}_{1}^{H}(i) C_{1}^{H} U_{v} U_{v}^{H} C_{1} \boldsymbol{g}_{1}(i)$$
(6)

により伝送路の合成応答 $g_1(i)$ を推定し、これを

$$p(i) = \frac{g_1(i)}{\|g_1(i)\|}$$
(7)

によって正規化インパルス応答を算出する.



図 1: 提案手法のフローチャート

実際には通信路の正規化インパルス応答ベクトル p を逐次 的に算出する.また伝送路特性の変動を想定しているため, 忘却係数 β を用いて自己相関行列 R を次式

$$R(i) = \frac{(1-\beta)i}{i+1}R(i-1) + \frac{\beta}{i+1}\boldsymbol{r}(i)\boldsymbol{r}^{T}(i)$$
(8)

のように時刻 *i* における受信信号ベクトル *r*(*i*) の自己相関行 列 *R*(*i*) として与える.

3.2 Step 1:マルチパス環境下に拡張した Li らの手法 [3]

Liらの手法をマルチパス環境下におけるアフィン射影型ブ ラインドマルチユーザ検出器に拡張した手法について述べる.

時刻 *i* における検出器の干渉抑圧パラメータを *f*(*i*) としたとき,以下の拘束条件

$$\begin{cases} \boldsymbol{f}(i+1)C_1\boldsymbol{p}(i) &= 1 \\ \boldsymbol{f}(i+1)\boldsymbol{r}(i-l) &= 0 \quad (l=0,1,\cdots,L-1) \end{cases}$$
(9)

の下で評価量

$$J(i) = \|\boldsymbol{f}(i+1) - \boldsymbol{f}(i)\|^2$$
(10)

を最小とする最適な干渉抑圧パラメータ f(i+1) を逐次的に 求めていく.ここで所望シンボル $C_1p(i)$ と受信信号 r(i-l)をプロック化し Z(i) とおくと

$$Z(i) = [C_1 \boldsymbol{p}(i), \boldsymbol{r}(i), \cdots, \boldsymbol{r}(i-L+1)]$$
(11)

と書くことができ,これにより式(9)は

$$Z^{H}(i)\boldsymbol{f}(i+1) = \boldsymbol{d}$$
(12)

となる.ここで $d = [1, 0, \dots, 0]^T$ である. 式 (10),式 (12)を f(i+1)について解くと,更新式は

$$f(i+1) = f(i) + \mu Z(i) [Z^{H}(i)Z(i)]^{-1} e(i)$$
(13)

で与えられる.ただし μ はステップサイズ, $oldsymbol{e}(i)$ は

$$\boldsymbol{e}(i) = \boldsymbol{d} - Z^{H}(i)\boldsymbol{f}(i) \tag{14}$$

である.この f(i+1) の更新を適当な回数繰り返し,逐次的 に干渉抑圧パラメータ f(i+1) を求める.

ここで,検出器の入力信号ベクトルからなる行列 Z(i)は Rank[Z(i)] = L + 1であり, L は APA のブロック長,すな わち APA に用いる受信信号ベクトルの数となる.

330 (第4分冊)

3.3 Step 2:所望シンボルの推定

受信信号ベクトル r(i) 中の第 1 ユーザ (k = 1) を所望シ ンボル $r_d(i) = b_1(i)h_1$ とおくと,これは式 (3), (7) より

$$\boldsymbol{r}_{d}(i) = b_{1}(i)C_{1}\boldsymbol{p}(i)\|\boldsymbol{g}_{1}(i)\| = b_{1}(i)C_{1}\boldsymbol{p}(i)\frac{\|\boldsymbol{h}_{1}\|}{\|C_{1}\boldsymbol{p}(i)\|}$$
 (15)

と書き表せる.

拡散符号 s_1 からなる式 (3) の行列 C_1 は既知であり, Step 0 の議論から通信路の正規化インパルス応答ベクトル p(i)の 推定値 $\hat{p}(i)$ は算出可能である.

また, 文献 [4,式(10)~(13)] を考慮して,情報データ b(i) と合成インパルス応答ベクトル h(i)の推定値はそれぞれ, 次式

$$\hat{b}_{1}(i) = sgn[\boldsymbol{f}^{H}(i+1)\boldsymbol{r}(i)]
\hat{h}_{1} = \frac{1}{Q}\sum_{m=0}^{Q-1}\hat{b}_{1}(Q-m)\boldsymbol{r}(Q-m)$$
(16)

で与えられる.

以上より式 (15) を用いて

$$\hat{\boldsymbol{r}}_{d}(i) = \hat{b}_{1}(i)C_{1}\hat{\boldsymbol{p}}(i)\frac{\|\hat{\boldsymbol{h}}_{1}\|}{\|C_{1}\hat{\boldsymbol{p}}(i)\|}$$
(17)

より所望シンボルの推定値を算出する.

3.4 Step 3: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 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 f(i+1)r(i-l) = 0 について式 (1),式 (3) を考慮して展開すると

$$\|\boldsymbol{g}_1\|b_1(i+l) + \boldsymbol{f}^H(i+1)H_{int}\boldsymbol{b}_{int}(i-l) = 0$$
(18)

である.これより式(9)の拘束条件では左辺第2項の干渉成 分が零にならない.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 *r*_d(*i*) を用い文献 [4,式 (10)~(13)] より,マルチパス環境下を考慮した Li らの手法の式 (12)の拘束条件を次式

$$Z_{int}(i) = Z(i) - \alpha_j (i-1) Z_d(i)$$
(19)

と適切な条件へ変更する.ここで $\alpha_j(i-1)$ は所望信号ベクトル $\hat{r}_d(i)$ が推定値であるために,その信頼度に対する重み係数である.この $\alpha_j(i-1)$ は文献[3,式(23)~(26)]と同様の手順で,推定値を用いた SINR が最大となる点を逐次的に求め

$$\alpha_j(i-1) = \frac{\boldsymbol{f}_j^H \underline{Z}_j(i) \underline{Z}_j^H(i) \boldsymbol{f}_j(i)}{\boldsymbol{f}_j^H \underline{Z}_j(i) \underline{Z}_{d,j}^H(i) \boldsymbol{f}_j(i)}$$
(20)

より得られる.

Z_{int}(i)を用いて干渉抑圧パラメータの更新式は

$$\mathbf{f}(i+1) = \mathbf{f}(i) + \mu Z_{int}(i) [Z_{int}^{H}(i)Z_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_{int}(i) \quad (21)$$

となる.ここで $\boldsymbol{e}_{int}(i)$ は

$$\boldsymbol{e}_{int}(i) = \boldsymbol{d} - Z_{int}^{H}(i)\boldsymbol{f}(i)$$
(22)

である.式(21)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, 文献 [4] をマルチパス環境下におけるアフィン 射影型プラインドマルチユーザ検出器へと拡張することで, 算出した干渉抑圧パラメータ f(i+1) により ISI および MAI は抑圧され,所望ユーザの情報データは復調される.

3.5 Step 4:アフィン射影アルゴリズムのブロック長 制御

マルチパス環境下に適用させた 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,処理される信号に観測雑音等が含まれている場 合,あるいは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報告がなされている[5],[8]. この問題に対して,入力信号が既知なパラメータ推定問題に おけるブロック長制御法は提案されているが,本論文ではア フィン射影型検出器の入力信号である受信信号のみ既知であ るため,文献[5]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にすることで,無線移動体通 信等の劣悪な環境化でも観測雑音の影響による収束問題を解 決可能なブロック長制御法を提案する.

前節で干渉抑圧パラメータの更新式 f(i+1) は

$$f(i+1) = f(i) + \mu Z_{int}(i) [Z_{int}^{H}(i)Z_{int}(i)]^{-1} e_{int}(i)$$
 (23)

で与えられ , ここで $\underline{Z}_{int}(i)$ は

$$\underline{Z}_{int} = [C_1 \boldsymbol{p}(i), \boldsymbol{r}_{int}(i), \cdots, \boldsymbol{r}_{int}(i+L-1)]$$
(24)

である.ここで,式 (23)の両辺に左から $Z_{int}^{H}(i)$ をかけると

$$Z_{int}^{H}(i)\boldsymbol{f}(i+1) = Z_{int}^{H}(i)\boldsymbol{f}(i) + \mu\boldsymbol{e}_{int}(i)$$
(25)

となる.

プロック長の制御にあたり文献 [5] 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.これに対しプラインドマ 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 $e_p(i)$ を式 (25)の左辺 $e_p(i) = Z_{int}^H(i) f(i+1)$,適応フィルタ出力 $e_a(i)$ を右辺第1項 $e_a(i) = Z_{int}^H(i) f(i)$ にそれぞれ対応させてこの問題を解決する.これらを式 (25)に代入すると $\underline{e}_{int}(i)$ は

$$\underline{\boldsymbol{e}}_{int}(i) = \frac{1}{\mu} \left\{ \boldsymbol{e}_p(i) - \boldsymbol{e}_a(i) \right\}$$
(26)

となり, これを式(21)に代入すると

$$\left. \begin{array}{l} \boldsymbol{f}(i+1) + \underline{Z}_{int}(i) \left[\underline{Z}_{int}^{H}(i) \underline{Z}_{int}(i) \right]^{-1} \boldsymbol{e}_{a}(i) \\ = \boldsymbol{f}(i) + \underline{Z}_{int}(i) \left[\underline{Z}_{int}^{H}(i) \underline{Z}_{int}(i) \right]^{-1} \boldsymbol{e}_{p}(i) \end{array} \right\}$$

$$(27)$$

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

$$E[\|\boldsymbol{f}(i+1) + Z_{int}(i)[Z_{int}^{H}(i)Z_{int}(i)]^{-1}]\boldsymbol{E}_{a}(i)\|^{2}]$$

= $E[\|\boldsymbol{f}(i) + Z_{int}(i)[Z_{int}^{H}(i)Z_{int}(i)]^{-1}]\boldsymbol{e}_{p}(i)\|^{2}]$ (28)

となる . $i \to \infty$ とすれば , $E[\| \pmb{f}(i+1) \|^2] \approx E[\| \pmb{f}(i) \|^2]$ であり

$$[\boldsymbol{e}_{a}^{H}(i)A(i)\boldsymbol{e}_{a}(i)] \approx [\boldsymbol{e}_{p}^{H}(i)A(i)\boldsymbol{e}_{p}(i)]$$
(29)

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	Raileigh Fading[6]	
Number of active users	K = 10	
Number of pass	$L_g = 8$	
SNR with 1th user	$10\log \frac{\sigma_1^2}{\sigma_v^2} = 20 \text{ [dB]}$	
SNR with kth user	$10\log \frac{\sigma_k^2}{\sigma_1^2} = 0 \text{ [dB] } (k = 2, \cdots, K)$	
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	

表 1: シミュレーション諸元

が得られる.ただし, $A(i) = \left[\underline{Z}_{int}^{H}(i)\underline{Z}_{int}(i)\right]^{-1}$ である.ここで $e_{p}(i) = e_{a}(i) + \mu e_{int}(i)$ を考慮すれば,式(29)は

$$[\underline{e}_{int}^{H}(i)A(i)\underline{e}_{p}(i)] + [\underline{e}_{p}^{H}(i)A(i)\underline{e}_{int}(i)]$$

$$= \mu[\underline{e}_{int}^{H}(i)A(i)\underline{e}_{int}(i)]$$
(30)

で与えられる.また時刻 *i* の出力誤差 *e*_{int}(*i*) は

$$e_{int}(i) = b_1(i) - \boldsymbol{f}^H(i)\boldsymbol{r}(i)$$

$$\approx e_p(i) + \boldsymbol{f}^H(i) \left(\boldsymbol{r}_d(i) - \hat{\boldsymbol{r}}_d(i)\right) \quad (31)$$

となり,受信信号ベクトル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

$$e_{int}(i) = e_p(i) \pm \boldsymbol{f}(i) \left(\boldsymbol{h}_1 - \hat{\boldsymbol{h}}_1(i) \right)$$
$$\approx e_p(i) \pm \boldsymbol{f}(i) \left(\boldsymbol{h}_1'(Q_2) - \hat{\boldsymbol{h}}_1'(Q_1) \right)$$
$$= e_p(i) + n(i)$$
(32)

と表せる.ただし, $n(i) = \pm f(i) \{ \mathbf{h}'_1(Q_2) - \hat{\mathbf{h}}'_1(Q_1) \}$ である.ここで h_1 が未知であるため,この h_1 をStep 3 における時刻 i で求めた $\mathbf{h}'_1(Q_2) = \hat{\mathbf{h}}'_1(i)$ で代用する.同様に,推定値 $\hat{\mathbf{h}}_1(i)$ についてもStep 3 における時刻 (i-1)に求めた $\hat{\mathbf{h}}'_1(Q_1) = \hat{\mathbf{h}}'_1(i-1)$ とする.よって,式(31)に式(32)を代入してまとめると

$$2[\boldsymbol{e}_{p}^{H}(i)A(i)\boldsymbol{e}_{p}(i)]$$

= $\mu[\boldsymbol{e}_{p}^{H}(i)A(i)\boldsymbol{e}_{p}(i)] + \mu[\boldsymbol{n}^{H}(i)A(i)\boldsymbol{n}(i)]$ (33)

と与えられ, 文献 [9, A.2), 式 (15)] を考慮すれば $i \to \infty$ のとき, 次式

$$(2-\mu)|\boldsymbol{e}_p(i)|^2 Tr\left(S \cdot [A(i)]\right) = \mu \sigma_n^2 Tr\left([A(i)]\right)$$
(34)

が成立する.ただし, $S=\begin{bmatrix}\mathbf{1}\cdot\mathbf{1}^T\end{bmatrix}$, $\mathbf{1}=[1,\,0,\,\cdots,\,0]^T$, $[\boldsymbol{n}^H(i)\boldsymbol{n}(i)]=\sigma_n^2$ である.

以上を踏まえ, EMSE を EMSE = $\lim_{i \to \infty} |e_p(i)|^2$ とすれば

$$\begin{split} \mathsf{EMSE} &= \lim_{i \to \infty} | e_p(i) |^2 = \frac{\mu \sigma_n^2 Tr\left([\boldsymbol{A}(i)]\right)}{(2-\mu) Tr\left(S \cdot [\boldsymbol{A}(i)]\right)} \\ &\approx \frac{\mu \sigma_n^2 [\frac{L}{\|\boldsymbol{\mathcal{T}}_{int}(i)\|^2}]}{(2-\mu) Tr([\boldsymbol{A}[1,1]])} \approx \frac{\mu \sigma_n^2 \frac{L}{\|\boldsymbol{\mathcal{T}}_{int}(i)\|^2}]}{(2-\mu) \frac{1}{[\|\boldsymbol{\mathcal{T}}_{int}(i)\|^2]}} \\ &= \frac{\mu \sigma_n^2 L}{2-\mu} \end{split}$$
(35)



図 2: 従来手法と提案手法の時間平均 SINR_{av} 比較

となる.また式 (32) を考慮すれば, MSE = $(\text{EMSE} + \sigma_n^2)$ なる関係が成り立つことより, MSE は MSE = $\sigma_n^2 \frac{\mu(L-1)+2}{2-\mu}$ で与えられる.これを

$$\epsilon(L) \triangleq \sigma_n^2 \frac{\mu \left(L-1\right) + 2}{2-\mu} \tag{36}$$

とする.

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 (36)を用いると

$$\begin{array}{ll} \theta_{i} = & \epsilon(L_{i}) = & \sigma_{n}^{2} \frac{\mu(L_{i}-1)+2}{2-\mu} \\ \eta_{i} = & \epsilon(L_{i}+1) = \sigma_{n}^{2} \frac{\mu L_{i}+2}{2-\mu} \end{array} \right\}$$
(37)

を得る.これらを用いて,ブロック長 L_{i+1} は

$$L_{i+1} = \begin{cases} \min\{L_i + 1, N\}, & if \eta_i < e_{int}^2(i) \\ L_i, & if \theta_i < e_{int}^2(i) \le \eta_i \\ \max\{L_i - 1, 2\}, & if e_{int}^2(i) \le \theta_i \end{cases}$$
(38)

で与えられる.ここで, $e_{int}(i)$ は式 (32)を用いている.ただし,式 (38)の $e_{int}^2(i) \leq \theta_i$ におけるブロック長制御は,文献 [5,式 (4)]では $max\{L_i-1,1\}$ であるのに対して,本論文では $max\{L_i-1,2\}$ としている.これは,提案手法のモデルがKimらの手法とは異なり,提案手法のアフィン射影型検出器に入力される受信信号ベクトルが常に有色信号であることを考慮した結果である.

式(38)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,観測雑音や伝送路特性の変化に追従可能となる.

4 計算機シミュレーション

4.1 シミュレーション条件

プロック長を固定したものを従来手法とおいて, プロック 長を制御したものを提案手法とした.計算機シミュレーショ ンによってこれらを比較しプロック長制御を取り入れた提案 手法の有効性を検証する.

表1にシミュレーション諸元を示す.ただし, $\sigma_1^2 \ge \sigma_k^2$ は, それぞれ第1ユーザの受信信号電力と第kユーザの受信信 号電力であり,マルチパスの遅延プロファイルモデルを文献 [11]の COST207 モデルを用いている.

従来手法と提案手法との干渉抑圧能力を検証するため,時 間平均 SINR_{av} 用いた.

また,提案手法の計算機シミュレーションでは,従来手法 と提案手法ともに Step 1 と Step 3 における APA のステップ サイズは $\mu = 0.02$ に固定している.

332 (第4分冊)



図 3: 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 4: 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

4.2 シミュレーション結果

図 2 に,従来手法と提案手法の時間平均 SINR_{av} を比較した結果を示す.なお,従来手法の最適なブロック長 L = 18を用いている.すなわち従来手法は,シミュレーションにおける上限値である.

提案手法は従来手法と同様に高速な収束速度を実現して いるといえる.これについて,本具体例である表1のシミュ レーション諸元に従えば,変調方式はBPSK方式を想定して おり,1回の更新回数に要する時間は1bitの送信時間に相当 する.移動体通信におけるデータ転送速度が384kbit/sであ る[12]とすれば収束時間は,従来手法が収束するまでの更新 回数i = 500では約 1.3×10^{-3} sであり,提案手法が収束す るまでの更新回数i = 1100では約 2.8×10^{-3} sである.し たがって,収束時間の差は 1.5×10^{-3} s程度であり,この程 度の収束速度の劣化はユーザに支障を来たさない程度のもの といえる.

続いて,伝送路特性が変動した場合について検証する.図 3 に伝送路をランダムに変化させたときの,従来手法および 提案手法の時間平均 SINR_{av} を比較した結果を示す.なお, 図 3 中の下矢印は伝送路変動が生じた時点を示している.図 3 の時間平均 SINR_{av} において,従来手法は最初の伝送路変 動以降,時間平均 SINR_{av} が 0 ~ 5[dB] 付近に収束しており, 伝送路変動には追従できていない.これに対し提案手法は高 速で高い SINR_{av} 値に収束している.また干渉抑圧能力につ いても伝送路変動前とほぼ同等の性能を示しており,提案手 法は伝送路変動の影響に対しても,高い干渉抑圧能力を有す る手法といえる.

図4に伝送路変動時のブロック長の変化の様子を示す.ブ ロック長の変化については変動のタイミングに合わせてブロッ ク長が大きく変動しており,制御が正確に行われていること がわかる.

以上より,提案手法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 実現する手法といえる.

5 まとめ

本論文では, ブロック長制御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を提案した.提案手法は,入出力 信号が既知でない場合におけるブロック長制御法を,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に 工夫した手法である.また提案手法は,移動体無線通信環境 下における伝送路の変動に追従可能である.

提案手法の有効性は,計算機シミュレーションによって明 らかにされており,適切なブロック長制御を行うことで高速 な収束速度と高い干渉抑圧性能を実現している.

これらのことから提案手法は,高速かつ高性能な追従能力 を有するブラインドマルチユーザ検出器といえる.また,ITS における劣悪な通信環境を想定した場面においても,高い通 信品質を維持したサービスの提供が可能であると考えられる.

参考文献

- 中西 優喜, 池田 大輔, 山口 良太, 和田 友孝, 岡田 博美, "VPEC におけるマッ ピング情報を用いたリフレクト伝送方式,"基礎境界公演論文集, pp.158, Nov. 2008.
- [2] 長岐孝一, "カーナビゲーションをとりまく ITS 技術," PIONEER R & D, vol.17, no.1, pp.53–59, 2007.
- [3] J. Li, and X. Zhang, "Blind adaptive multiuser detection based on affine projection algorithm," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.12, no.10, pp.673– 676, Oct. 2005.
- [4] 田邉 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 フィン射影型プ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.
- [5] 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.
- [6] Gau-joe Lin, Ta-sung Lee, "A Low-Complexity Multi-User CDMA Receiver with Blind Channel Estimation and Partially Adaptive MAI Suppression," IEICE TRANS. COMMUN., VOL.E86-B, No.9, pp.2600-2609 Sep.2003.
- [7] Z. Xu, P. Liu, and X. Wang, "Blind multiuser detection: from MOE to subspace methods," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.52, no.2, pp.510–524, Feb. 2004.
- [8] Se-Jin Kong, Kyu-Young, Hwang, Woo-Jin Song, "An Affine Projection Algorithm With Dynamic Selection of Input Vectors," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.14, no.8, pp.529–532, Aug. 2007
- [9] Hyun-Chool Shin, A.H. Sayed, "Mean-square performance of a family of affine projection algorithms," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.52, no.1, pp.90–102, Jan. 2004.
- [10] Zi-Zhe Ding, Xian-Da Zhang, and Xiao-Long Zhu, "A low complexity RLS-PASTd algorithm for blind multiuser detection in dispersive CDMA channels," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol.6, no.4, pp.1187–1192, Apl. 2007.
- [11] 高畑 文雄, ディジタル無線通信入門, 培風館, 2002.
- [12] 正村 達郎, 移動体通信 (無線技術とその応用), 丸善,2006