

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、アフィン射影型ブラインドマルチユーザ検出器のブ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 Q_1 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

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

となる。ここで $\Lambda_s = \text{diag}\{\lambda_1^{(s)}, \lambda_2^{(s)}, \dots, \lambda_{2K+1}^{(s)}\}$, $U_s = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{2K+1}]$, $U_v = [\mathbf{u}_{2K+2}, \mathbf{u}_{2K+3}, \dots, \mathbf{u}_{Lg+N}]$ 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 $\{\mathbf{u}_i\}_{i=1}^{2K+1}$ が張る信号空間 $\text{Span}(U_s)$ と固有値 σ_v^2 に対応する固有ベクトル $\{\mathbf{u}_i\}_{i=2K+2}^{Lg+N}$ が張る雑音空間 $\text{Span}(U_v)$ との二つに分かれる。 $\text{Span}(U_s)$ と $\text{Span}(U_v)$ は直交補空間にあり、所望信号の合成応答ベクトル \mathbf{h}_1 は信号部分空間に含まれる。これより

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

が成り立つ。ここで $J(\delta)$ を評価量として

$$J(\delta) = \min_g \mathbf{g}_1^H(i) C_1^H U_v U_v^H C_1 \mathbf{g}_1(i) \quad (6)$$

により伝送路の合成応答 $\mathbf{g}_1(i)$ を推定し、これを

$$p(i) = \frac{\mathbf{g}_1(i)}{\|\mathbf{g}_1(i)\|} \quad (7)$$

によって正規化インパルス応答を算出する。

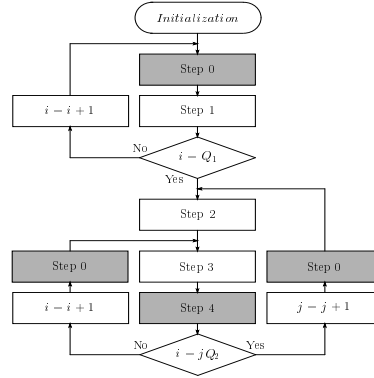


図1: 提案手法のフローチャート

実際には通信路の正規化インパルス応答ベクトル \mathbf{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

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

のように時刻 i における受信信号ベクトル $\mathbf{r}(i)$ 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

$$\left. \begin{aligned} f(i+1)C_1 \mathbf{p}(i) &= 1 \\ f(i+1)\mathbf{r}(i-l) &= 0 \quad (l = 0, 1, \dots, L-1) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

の下で評価量

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

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 $C_1 \mathbf{p}(i)$ と受信信号 $\mathbf{r}(i-l)$ をブロック化し $Z(i)$ とおくと

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

と書くことができ、これにより式 (9) は

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

となる。ここで $\mathbf{d} = [1, 0, \dots, 0]^T$ である。

式 (10)、式 (12) を $f(i+1)$ について解くと、更新式は

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

で与えられる。ただし μ はステップサイズ、 $\mathbf{e}(i)$ は

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

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 $\text{Rank}[Z(i)] = L+1$ 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。

3.3 Step 2: 所望シンボルの推定

受信信号ベクトル $\mathbf{r}(i)$ 中の第1ユーザ ($k=1$) を所望シンボル $\mathbf{r}_d(i) = b_1(i)\mathbf{h}_1$ とおくと、これは式(3), (7)より

$$\mathbf{r}_d(i) = b_1(i)C_1\mathbf{p}(i)\|\mathbf{g}_1(i)\| = b_1(i)C_1\mathbf{p}(i)\frac{\|\mathbf{h}_1\|}{\|C_1\mathbf{p}(i)\|} \quad (15)$$

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 $\mathbf{p}(i)$ の推定値 $\hat{\mathbf{p}}(i)$ 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 $\mathbf{h}(i)$ の推定値はそれぞれ、次式

$$\left. \begin{aligned} \hat{b}_1(i) &= \text{sgn}[\mathbf{f}^H(i+1)\mathbf{r}(i)] \\ \hat{\mathbf{h}}_1 &= \frac{1}{Q} \sum_{m=0}^{Q-1} \hat{b}_1(Q-m)\mathbf{r}(Q-m) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

で与えられる。

以上より式(15)を用いて

$$\hat{\mathbf{r}}_d(i) = \hat{b}_1(i)C_1\hat{\mathbf{p}}(i)\frac{\|\hat{\mathbf{h}}_1\|}{\|C_1\hat{\mathbf{p}}(i)\|} \quad (17)$$

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 $\mathbf{f}(i+1)\mathbf{r}(i-l) = 0$ について式(1), 式(3)を考慮して展開すると

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

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 $\mathbf{r}_d(i)$ 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

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

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 $\hat{\mathbf{r}}_d(i)$ 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

$$\alpha_j(i-1) = \frac{\mathbf{f}_j^H Z_j(i) Z_j^H(i) \mathbf{f}_j(i)}{\mathbf{f}_j^H Z_j(i) Z_{d,j}^H(i) \mathbf{f}_j(i)} \quad (20)$$

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 $\mathbf{e}_{int}(i)$ は

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

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ブ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 $\mathbf{f}(i+1)$ 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 $\mathbf{f}(i+1)$ は

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

で与えられ、ここで $Z_{int}(i)$ は

$$Z_{int} = [C_1\mathbf{p}(i), \mathbf{r}_{int}(i), \dots, \mathbf{r}_{int}(i+L-1)] \quad (24)$$

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

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

となる。

ブ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 $e_p(i)$ を式(25)の左辺 $e_p(i) = Z_{int}^H(i) \mathbf{f}(i+1)$ 、適応フィルタ出力 $e_a(i)$ を右辺第1項 $e_a(i) = Z_{int}^H(i) \mathbf{f}(i)$ にそれぞれ対応させてこの問題を解決する。これらを式(25)に代入すると $\mathbf{e}_{int}(i)$ は

$$\mathbf{e}_{int}(i) = \frac{1}{\mu} \{e_p(i) - e_a(i)\} \quad (26)$$

となり、これを式(21)に代入すると

$$\left. \begin{aligned} &\mathbf{f}(i+1) + Z_{int}(i) [Z_{int}^H(i) Z_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_a(i) \\ &= \mathbf{f}(i) + Z_{int}(i) [Z_{int}^H(i) Z_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_p(i) \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

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

$$\begin{aligned} E[\|\mathbf{f}(i+1) + Z_{int}(i) [Z_{int}^H(i) Z_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_a(i)\|^2] \\ = E[\|\mathbf{f}(i) + Z_{int}(i) [Z_{int}^H(i) Z_{int}(i)]^{-1} \mathbf{e}_p(i)\|^2] \end{aligned} \quad (28)$$

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

$$[e_a^H(i) A(i) e_a(i)] \approx [e_p^H(i) A(i) e_p(i)] \quad (29)$$

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[μ s]
CDMA Chip Duration	0.26[μ s]
Fading Model	Rayleigh Fading[6]
Number of active users	$K = 10$
Number of pass	$L_g = 8$
SNR with 1th user	$10\log\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} = 20$ [dB]
SNR with k th user	$10\log\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} = 0$ [dB] ($k = 2, \dots, K$)
Bit Rate	124 [kbps]
Maximum Doppler Frequency f_D	$f_d = 100$ [Hz]
Set of Q	$Q_1 = Q_2 = 100$
Number of trials	$M = 200$

が得られる。ただし、 $A(i) = [Z_{int}^H(i)Z_{int}(i)]^{-1}$ 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

$$[e_{int}^H(i)A(i)e_p(i)] + [e_p^H(i)A(i)e_{int}(i)] = \mu[e_{int}^H(i)A(i)e_{int}(i)] \quad (30)$$

で与えられる。また時刻 i の出力誤差 $e_{int}(i)$ は

$$e_{int}(i) = b_1(i) - \mathbf{f}^H(i)\mathbf{r}(i) \approx e_p(i) + \mathbf{f}^H(i)(\mathbf{r}_d(i) - \hat{\mathbf{r}}_d(i)) \quad (31)$$

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

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

と表せる。ただし、 $n(i) = \pm \mathbf{f}(i)\{\mathbf{h}'_1(Q_2) - \hat{\mathbf{h}}'_1(Q_1)\}$ である。ここで \mathbf{h}_1 が未知であるため、この \mathbf{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

$$2[e_p^H(i)A(i)e_p(i)] = \mu[e_p^H(i)A(i)e_p(i)] + \mu[\mathbf{n}^H(i)A(i)\mathbf{n}(i)] \quad (33)$$

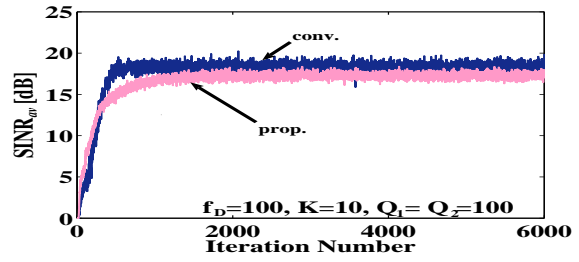
と与えられ、文献 [9, A.2), 式 (15)] を考慮すれば $i \rightarrow \infty$ のとき、次式

$$(2-\mu)|e_p(i)|^2 Tr(S \cdot [A(i)]) = \mu\sigma_n^2 Tr([A(i)]) \quad (34)$$

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 を $EMSE = \lim_{i \rightarrow \infty} |e_p(i)|^2$ とすれば

$$EMSE = \lim_{i \rightarrow \infty} |e_p(i)|^2 = \frac{\mu\sigma_n^2 Tr([A(i)])}{(2-\mu)Tr([A(i)])} \approx \frac{\mu\sigma_n^2 [\frac{L}{\|\mathbf{r}_{int}(i)\|^2}]}{(2-\mu)Tr([A[1,1]])} \approx \frac{\mu\sigma_n^2 [\frac{L}{\|\mathbf{r}_{int}(i)\|^2}]}{(2-\mu) [\frac{L}{\|\mathbf{r}_{int}(i)\|^2}]} = \frac{\mu\sigma_n^2 L}{2-\mu} \quad (35)$$

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、 $MSE = (EMSE + \sigma_n^2)$ 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

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

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

$$\left. \begin{aligned} \theta_i &= \epsilon(L_i) = \sigma_n^2 \frac{\mu(L_i-1)+2}{2-\mu} \\ \eta_i &= \epsilon(L_i+1) = \sigma_n^2 \frac{\mu(L_i+2)}{2-\mu} \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

を得る。これらを用いて、ブロック長 L_{i+1} は

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

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

ブロック長を固定したものを従来手法とにおいて、ブ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と比較しブ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、 σ_1^2 と σ_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 $SINR_{av}$ を用いた。

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。

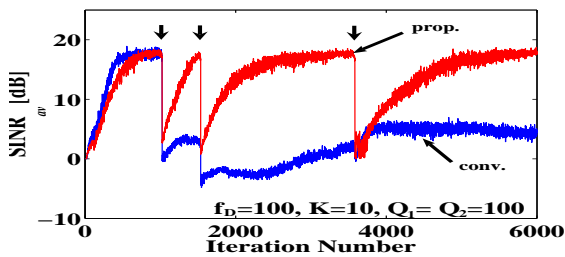


図3: 伝送路変動時における従来手法と提案手法の時間平均 SINR_{av} 比較

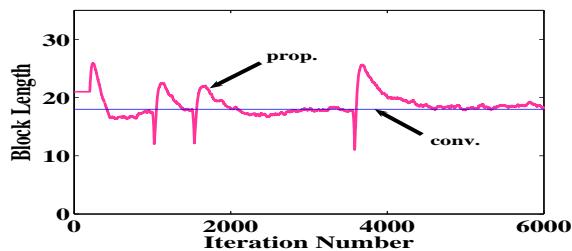


図4: 伝送路変動時における提案手法のブロック長変動の様子

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である。

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 $0 \sim 5$ [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

- [1] 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.
- [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, Apr. 2007.
- [11] 高畑 文雄, デ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