

시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서 적응스텝크기 알고리즘을 적용한 간섭제거수신기

이주현, 이재홍

서울대학교 전기컴퓨터공학부

Adaptive Step-size Algorithm for the AIC in the Space-time Coded DS-CDMA System

JooHyun Yi and Jae Hong Lee

School of Electrical Engineering, Seoul National University

E-mail: johyuny@snu.ac.kr

Abstract

In this paper, we propose an adaptive step-size algorithm for the adaptive interference canceller (AIC) in the space-time trellis coded DS-CDMA system. In the AIC, the performance of the blind LMS algorithms that updates the tap-weight vector of the AIC is heavily dependent on the choice of step-size. To improve the performance of the fixed step-size AIC (FS-AIC), the regular adaptive step-size algorithm is extended in complex domain and applied to the joint AIC and ML decoder scheme. Simulation results show that the joint adaptive step-size AIC (AS-AIC) and ML decoder scheme using the proposed algorithm has better performance than not only the conventional ML decoder but also the joint FS-AIC and ML decoder scheme without much increase of the decoding delay and complexity.

I. 서론

적응 블라인드 다중사용자 검출기법(adaptive blind multiuser detection)은 이동통신환경의 직접시퀀스코드분할다원접속(Direct Sequence Code-Division Multiple-Access: DS-CDMA) 시스템에서 일반적인 단일사용자 수신기에서 필요로 하는 정도의 정보만을 가지고 다원접속간섭(Multiple-Access Interference: MAI)과 심볼간섭(Symbol Interference: ISI)을 억제할 수 있기 때문에 매우

유용한 수신기법이다. 이 검출기법은 블라인드 최소평균제곱(Least Mean Square: LMS) 알고리즘을 사용하는 선형 최소평균제곱오류(Minimum Mean Square Error: MMSE) 수신기와 변형된 블라인드 LMS 알고리즘을 사용하는 적응간섭제거기(Adaptive Interference Canceller: AIC) 등으로 구현되어진다[1],[2]. 이러한 블라인드 LMS 알고리즘의 성능은 스텝크기의 선택에 크게 좌우되기 때문에 평균오류를 최소화하도록 스텝크기를 적응적으로 변화시킬 수 있는 적응스텝크기(Adaptive Step-size: AS) 알고리즘이 부호화되지 않은 DS-CDMA 시스템에서 연구되어 왔다 [3].

높은 전송률을 가지는 서비스에 대한 요구가 높아짐에 따라 큰 용량증대를 제공할 수 있는 시공간부호화(Space-Time Coding: STC) 기술이 DS-CDMA 시스템에도 적용될 수 있다. 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서 적응블라인드다중사용자검출기법의 이득을 얻기 위해서 적응간섭제거/최대우도복호 복합수신기가 제안되었다[4]-[6]. 본 논문에서는 복소성좌점을 사용하는 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서 적응스텝크기 알고리즘을 적용하기 위하여 적응스텝크기 알고리즘을 복소영역으로 확장하고, 적응스텝크기-적응간섭제거/최대우도복호(AS-AIC/ML) 복합수신기를 제안한다. AS-AIC 알고리즘은 크게 두 부분으로 나뉘어지며, 첫번째는 최대우도복호기에서 피드백된 유클리디언거리(Euclidean distance)를 사용하여 탭가중치(tap-weight) 벡터를 갱신하기 위한 복소 LMS 알고리즘이며, 두번째는 최적의 스텝크기를 추적하기 위한 LMS 알고리즘이다. 따라서 제안된 기법은 시공

This work was supported by the Brain Korea 21 Project and National Research Laboratory Program.

간복호 중에 블라인드 적응간섭제거와 환경변화에 따라 스텝크기를 적응을 동시에 수행한다.

II. 시공간 부호화된 DS-CDMA 신호 모델

K 명의 사용자가 있는 DS-CDMA 시스템의 순방향링크에서 기지국의 송신안테나 수는 L 개, 이동국의 수신안테나는 M 개를 가정한다. 먼저 k 번째 사용자의 i 번째 데이터 비트인 $b_k(i)$ ($k=1,2,\dots,K$)는 길이 L 인 부호어 $\mathbf{x}_k(i) = (x_k^1(i), \dots, x_k^L(i))$ 로 시공간부호화되고, 길이 N 인 시그너처시퀀스 $\mathbf{a}_k = [a_{k,0}, a_{k,1}, \dots, a_{k,N-1}]$ 와 곱해져서 각 송신안테나로 맵핑된다. 각 송수신안테나 사이의 채널은 동일한 이득의 P 개의 경로가 존재하는 i.i.d 레일레이 페이딩을 겪는다고 가정하면, m 번째 수신안테나에 수신된 기저대역의 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r_m(t) = \sqrt{E_s} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L h_m^{l,p}(t) \sum_{i=0}^{F-1} \sum_{k=1}^K x_k^l(i) \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} \cdot \varphi(t - iT_s - nT_c - \tau_m^p) + n_m(t) \quad (1)$$

여기서 F 는 프레임 길이, $h_m^{l,p}(t)$ 는 l 번째 송신안테나에서 m 번째 수신안테나로 가는 p 번째 경로의 채널 이득, $\varphi(t)$ 는 단위에너지를 갖는 사각 칩펄스, T_s 는 심볼주기, T_c 는 칩주기, τ_m^p 는 m 번째 수신안테나에서 p 번째 경로의 상대적인 도착지연시간, $n_m(t)$ 는 전력밀도가 N_0 인 가우시안 잡음이다. 매 심볼주기 동안 칩 정합필터(chip matched-filter)를 통해 칩주기로 추출된 N 개의 신호는 한 심볼주기동안 수신심볼벡터 $\mathbf{r}_k^m(i) = [r_{k,0}^m(i), r_{k,1}^m(i), \dots, r_{k,N-1}^m(i)]$ 를 구성한다. 채널의 페이딩은 한 프레임주기동안 변하지 않을 만큼 느리며, 도착지연시간은 정수 d_m^p 에 대해 $\tau_m^p = d_m^p T_c$ 로 가정한다. $\tilde{\mathbf{a}}_k^d$ 는 시그너처시퀀스 \mathbf{a}_k 의 변형된 시퀀스로서 n 번째 성분을 다음과 같이 정의한다.

$$[\tilde{\mathbf{a}}_k^d]_n = \begin{cases} a_{k,n-d} I_{n \geq d \geq 0}, & \text{for } 0 \leq d \leq N-1, \\ a_{k,n+d} I_{n-N < d < 0}, & \text{for } -N+1 \leq d < 0 \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $I_A = \begin{cases} 1, & \text{if } A \text{ occurs} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$ 는 사건 A 에 대한 지포함수(indicator function)이다. 식(6)의 정의로부터 시그너처시퀀스 \mathbf{a}_k 는 $\tilde{\mathbf{a}}_k^0$ 와 동일하며, m 번째 안테나에서 p 번째 경로의 도착지연에 동기된 수신신호벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{r}_m^p(i) = \sqrt{E_s} \sum_{j=1}^P \sum_{l=1}^L h_m^{l,p}(i) \sum_{k=1}^K \left\{ x_k^l(i-1) \tilde{\mathbf{a}}_k^{d_k^l-d_m^p-N} + x_k^l(i) \tilde{\mathbf{a}}_k^{d_k^l-d_m^p} + x_k^l(i+1) \tilde{\mathbf{a}}_k^{N+d_k^l-d_m^p} \right\} + \mathbf{n}_m^p(i) \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{n}_k(i)$ 는 실수부와 허수부의 분산이 $N_0/2$ 인 N 개의 독립적인 복소 가우시안 확률변수로 구성된 잡음벡터이다. 일반적인 단일사용자 검출기에서는 원하는 사용자의 시그너처시퀀스에 의해 수신신호벡터를 역확산시키며, i 번째 심볼주기에서 p 번째 경로를 통해 수신된 k 번째 사용자의 역확산 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$y_k^p(i) = (\mathbf{a}_k)^T \mathbf{r}_m^p(i) = \sqrt{E_s} \sum_{l=1}^L h_m^{l,p}(i) x_k^l(i) + \sqrt{E_s} \sum_{j=1}^P \sum_{l=1}^L h_m^{l,p}(i) \sum_{u=1}^K \left\{ x_u^l(i) \gamma_{k,u}^{d_k^l-d_m^p} + x_u^l(i-1) \gamma_{k,u}^{d_k^l-d_m^p-N} + x_u^l(i+1) \gamma_{k,u}^{N+d_k^l-d_m^p} \right\} + n_m^p(i) = \chi_m^p(\mathbf{x}_k(i)) + \eta_m^p(i) \quad (4)$$

여기서 $\gamma_{k,u}^d$ 는 \mathbf{a}_k 과 $\tilde{\mathbf{a}}_u^d$ 사이의 상호상관값, $\chi_m^p(\mathbf{x}_k(i)) = \sqrt{E_s} \sum_{l=1}^L h_m^{l,p}(i) x_k^l(i)$ 는 원하는 사용자의 신호이며, $\eta_m^p(i)$ 는 원하는 사용자의 신호를 제외한 간섭및잡음항이다.

III. 적응스텝크기간섭제거 알고리즘

적응간섭제거기(AIC)에서 수신신호벡터는 시그너처시퀀스 대신에 탭가중치벡터에 의해 역확산된다. i 번째 심볼주기에서 p 번째 경로를 통해 수신된 k 번째 사용자에게 대한 AIC의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$y_k^p(i) = \left\{ \mathbf{w}_k^p(i) \right\}^T \mathbf{r}_m^p(i) \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{w}_k^p(i)$ 는 AIC의 탭가중치벡터이며, 최소평균제곱오류(MMSE) 공식에 근거하여, $\left\{ \mathbf{w}_k^p(i) \right\}^T \mathbf{a}_k = 1$ 의 조건하에서 평균제곱오류(MSE) $E \left\{ e_k^p(i) \right\}^2 = E \left\{ \chi_m^p(\hat{\mathbf{x}}_k(i)) - y_k^p(i) \right\}^2$ 를 최소화하도록 매 심볼주기마다 갱신된다. 이후의 유도과정은 m 번째 안테나에서 p 번째 경로의 k 번째 사용자에게 대한 것으로 가정하고 아래첨자를 생략한다. 참고문헌 [7]의 복소 LMS 알고리즘 유도와 유사하게, AS-AIC의 탭가중치벡터는 다음과 같이 갱신된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(i+1) &= \mathbf{w}(i) - \mu' \left\{ \nabla_{\mathbf{r}} \left(|e(i)|^2 \right) + i \nabla_i \left(|e(i)|^2 \right) \right\} \\ &= \mathbf{w}(i) + \mu e(i) \mathbf{r}^*(i) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\mu \equiv 2\mu'$ 는 스텝크기, $\nabla_{\mathbf{r}} \left(|e(i)|^2 \right)$ 와 $\nabla_i \left(|e(i)|^2 \right)$ 는 각각 탭가중치벡터의 실수부와 허수부에 관한 기울기값 (gradient)이다. 임의의 최적스텝크기 $\mu_{opt} \in [\mu_{max}, \mu_{min}]$ 에 대해 유일한 정상프로세스(stationary process) $\{\mathbf{r}(i), \mathbf{w}(i, \mu)\}$ 가 존재한다[3]. 따라서 AS-AIC의 적응스텝크기는 $\mu \in [\mu_{max}, \mu_{min}]$ 의 조건하에서 μ 에 관해 $E\{|e(i)|^2\} = E\left\{ \left[\chi(\hat{\mathbf{x}}(i)) - \{\mathbf{w}(i, \mu)\}^T \mathbf{r}(i) \right]^2 \right\}$ 을 적응적으로 최소화하도록 두번째 LMS 알고리즘을 적용하여 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \mu(i+1) &= \mu(i) - \alpha \frac{\partial |e(i)|^2}{\partial \mu} \\ &= \mu(i) + \alpha \left[e^*(i) \frac{\partial \mathbf{w}^*(i, \mu)}{\partial \mu} \mathbf{r}^*(i) + e(i) \frac{\partial \mathbf{w}^T(i, \mu)}{\partial \mu} \mathbf{r}(i) \right] \\ &= \mu(i) + \alpha \operatorname{Re}\{e(i) \mathbf{r}^T(i) \mathbf{Y}(i)\} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\alpha \equiv 2\alpha'$ 는 두번째 LMS 알고리즘의 학습률 (learning rate)이며, \dagger 는 공액전치연산(conjugate transpose operation), $\mathbf{Y}(i)$ 는 미분 $\partial \mathbf{w}(i, \mu) / \partial \mu|_{\mu=\mu(i)}$ 이다. 마지막으로 μ 에 대하여 식(6)의 미분을 취함으로써, $\mathbf{Y}(i)$ 의 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(i+1) &= \mathbf{Y}(i) + e(i) \mathbf{r}^*(i) + \mu \frac{\partial \{e(i) \mathbf{r}^*(i)\}}{\partial \mu} \\ &= \{\mathbf{I} - \mu \mathbf{r}^*(i) \mathbf{r}^T(i)\} \mathbf{Y}(i) + e(i) \mathbf{r}^*(i) \end{aligned} \quad (8)$$

이제 복소영역으로 확장된 적응스텝크기 알고리즘은 복소성좌절을 사용하는 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에 적용할 수 있다. $\varepsilon_k^p(s_{i+1} | s_i)$ 을 p 번째 경로의 k 번째 사용자에 대한 원하는 신호와 역확산된 신호 사이의 유클리디언거리라고 하면, AS-AIC 알고리즘의 오류신호는 다음과 같이 주어진다.

$$e(i) \equiv \varepsilon(s_{i+1} | s_i) = \chi_m^p(\hat{\mathbf{x}}_k(i)) - y_k^p(i) \quad (9)$$

여기서 $\hat{\mathbf{x}}_k(i)$ 는 상태 s_i 에서 s_{i+1} 로 천이할 때 그에 상응하는 부호어이며, $\hat{\cdot}$ 는 그때까지의 경로계량을 최소화하는 것으로 선택되어진 값을 의미한다. 식(9)로부터 적응스텝

크기 적응간섭제거 및 최대우도복호 복합수신기를 위한 제안된 알고리즘은 다음과 같이 정리된다.

$$\mathbf{w}(i+1) = \mathbf{w}(i) + \mu(i) \varepsilon(s_{i+1} | s_i) \mathbf{r}^*(i) \quad (10)$$

$$\mu(i+1) = \left[\mu(i) + \alpha \operatorname{Re}\{\varepsilon(s_{i+1} | s_i) \mathbf{r}^T(i) \mathbf{Y}(i)\} \right]_{\mu_{min}}^{\mu_{max}} \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}(i+1) = \{\mathbf{I} - \mu(i) \mathbf{r}^*(i) \mathbf{r}^T(i)\} \mathbf{Y}(i) + \varepsilon(s_{i+1} | s_i) \mathbf{r}^*(i) \quad (12)$$

여기서 μ_{max} 와 μ_{min} 이 붙은 대괄호는 $\mu \in [\mu_{max}, \mu_{min}]$ 조건을 만족하기 위한 절삭을 의미한다.

IV. 모의실험 결과

제안된 수신기의 성능은 동일한 송신전력의 2개의 송신안테나를 가지는 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템의 순방향링크에서 평가된다. 수신기에서 채널 페이딩과 도착지연시간에 대한 추정은 정확하다고 가정한다. 시그너처시퀀스로는 길이 31인 골드시퀀스(Gold sequence)를, 시공간부호로는 $L = 2$ 이고 상태수 8과 16인 Tarokh의 QPSK 시공간부호를 사용하며, 한 프레임은 패딩비트(padding)를 포함하여 260심볼로 구성된다. 최대 도플러 주파수 f_D 와 프레임주기 T_f 의 곱인 페이딩률 $f_D T_f$ 는 0.001이고, 도착지연시간은 $\tau_{\text{rms}} \in [0, 10T_c]$ 인 균일분포를 따른다고 가정한다. FS-AIC의 스텝크기 $\mu_{\text{fix}} \in [5 \times 10^{-5}, 5 \times 10^{-1}]$ 는 주어진 안테나와 사용자수에 대한 여러 번의 모의실험을 통해 시스템의 평균 비트오율을 최소화하는 준최적의 값으로 선택했다. AS-AIC의 초기값은 $\mu(0) = 0.001$, $\mathbf{Y}(0) = 0.1[\mathbf{I}, \Lambda, \mathbf{1}]^T$ 이며, 그 외에 $\mu_{\text{min}} = 0$, $\mu_{\text{max}} = 0.0025$ (E_b/N_0), $\alpha = 0.001$ 으로 설정하였다.

그림 1은 경로가 2개인 레일레이페이딩 환경에서 기존의 최대우도복호기(Conv. ML), FS-AIC 및 최대우도복호 복합수신기(FS-AIC + ML), 제안된 기법(AS-AIC + ML)을 적용한 시공간트렐리스부호화된 DS-CDMA 시스템의 성능을 보여준다. 그림 1(a)와 1(b) 모두에서 AIC 및 최대우도복호 복합수신기는 기존의 최대우도복호기에 비해 우수한 성능을 보인다. 그림 1(a)에서 $M = 2$ 인 경우와 비교할 때, $M = 1$ 인 경우 FS-AIC의 성능향상은 미미하다. 이는 FS-AIC의 스텝크기가 $K = 5$, $M = 2$ 일 때 준최적의 스텝크기로 선택되었기 때문이다. 그림 1(b)에서는 사용자의 수가 증가함에 따라, MAI는 증가하여 시스템 성능이 전반적으로 열화되는 것을 보여준다. 그럼에도 불구하고 제안된 수신기는 여전히 다른 기법들에 비해 낮은 비트오율을 가진다. 또한 MAI의 증가에 따른 최적스텝

크기의 변화를 추적할 수 있는 AS-AIC의 경우가 FS-AIC에 비해 성능향상의 정도가 다소 높게 나타난다.

V. 결론

본 논문에서는 시공간트렐리스부호화된 DS-CDMA 시스템의 순방향링크에서 적응스텝크기 알고리즘을 복소영역으로 확장하고 이를 적용한 적응스텝크기간섭제거/최대우도복호(AS-AIC/ML) 복합수신기를 제안하였다. 제안된 알고리즘은 LMS 알고리즘의 오류신호로서 ML복호기에서 귀환되는 유클리디언거리를 사용하여 복호지연이나 복잡도의 큰 증가없이 AIC의 탭가중치벡터를 갱신하는 동시에 전송환경변화에 따른 최적스텝크기를 강인하게 추적할 수 있다. 모의실험 결과 제안된 적응스텝크기 알고리즘은 복소신호성좌절을 사용하는 시스템에서 잘 동작하였으며, 이를 적용한 수신기는 단일사용자 복호기 뿐 아니라 기존의 고정스텝크기간섭제거/최대우도복호 복합수신기에 비해서도 우수한 성능을 보여주었다.

참고문헌

[1] M. L. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Adaptive blind multiuser detection," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 41, no. 4, pp. 944-960, July 1995.

[2] J. Yi and J. H. Lee, "RAKE receiver with adaptive interference cancellers for a DS-CDMA system in multipath fading channels," *Proc. of the IEEE VTC2000-Fall*, pp. 1216-1220, Boston, MA, Sept. 2000.

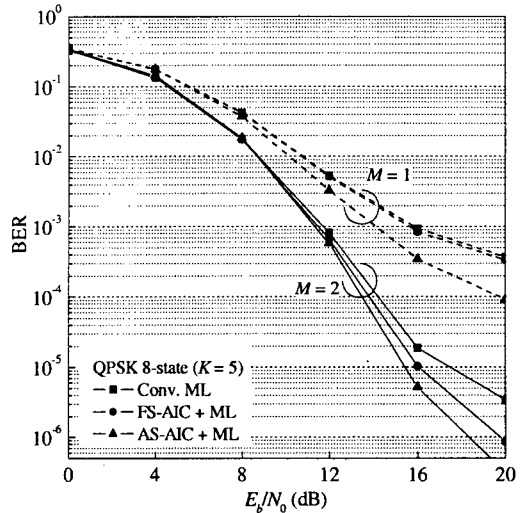
[3] V. Krishnamurthy, G. Yin, and S. Singh, "Adaptive step-size algorithms for blind interference suppression in DS/CDMA Systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 49, no. 1, pp. 190-201, Jan. 2001.

[4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.

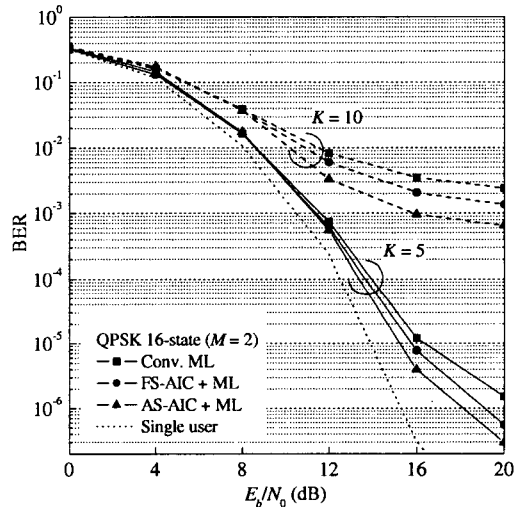
[5] J. Yi and J. H. Lee, "Joint interference cancellation and ML decoding scheme for a space-time coded DS-CDMA system in a multipath fading channel," *Proc. of the IEEE Globecom 2002*, pp.1671-1675, Taipei, Taiwan, Nov. 2002.

[6] J. Yi and J. H. Lee, "Joint AIC and ML decoder scheme for a space-time coded DS-CDMA system," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, no. 8, pp. 2512-2516, Aug. 2003.

[7] B. Widrow, J. McCool, and M. Ball, "The complex LMS algorithm," *Proc. IEEE*, vol. 63, pp. 719-720, Apr. 1975.



(a) 상태수 8인 QPSK 시공간트렐리스부호, 사용자수 5명



(b) 상태수16인 QPSK 시공간트렐리스부호, 수신안테나수 2개

그림 1. 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서 AS-AIC 및 최대우도복호 복합수신기의 성능