

도착시간차가 존재하는 페이딩 채널에서 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템을 위한 적응간섭제거 복합수신기

이 주 현, 이 재 홍
서울대학교 전기컴퓨터공학부
전화 : 02-880-8430

Adaptive Interference Cancellation for a Space-time Coded DS-CDMA System in Fading Channels with Arrival Time Difference

JooHyun Yi and Jae Hong Lee
School of Electrical Engineering & Computer Science, Seoul National University
E-mail : johyuny@snu.ac.kr

Abstract

In this paper, an adaptive interference canceller (AIC) is applied to the space-time coded DS-CDMA system in fading channels with arrival time difference from multiple transmit antennas. In a CDMA system, arrival time difference causes not only inter-antenna and inter-symbol interference but also multiple-access interference even in a downlink. To mitigate the effect of the interferences an AIC and ML decoding joint scheme is proposed for a space-time coded DS-CDMA system in which an adaptation process of the AIC is merged in the Viterbi decoding algorithm. The performance of the proposed receiver is evaluated for the system with two transmit antennas. It is shown that the proposed receiver achieves significant performance improvement over the ML decoding receiver without the AIC.

I. 서론

시공간부호화(space-time coding) 기술은 다수의 송수신안테나를 갖는 무선통신 시스템에서 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 얻기 위해 제안되었다. 랭크(rank) 조건과 행렬식(determinant) 조건을 만족하는 시공간부호를 사용함으로써 최대의 다이버시티 이득과 부호화 이득을 달성할 수 있으며, 부호화된 데이터를 다수의 송신안테나에 나누어 전송함으로써 높은 데이터 전송률을 달성할 수 있다[1],[2].

시공간부호화에 관한 대부분의 연구들은 송수신안테나 사이의 채널이 서로 독립적이며, 송신안테나들로부터의 전송된 신호는 수신안테나에 동시에 도착한다고 가정하였다. 그러나 충분한 다이버시티 이득을 얻기 위해 페이딩 사이의 독립성을 유지하려면 안테나 사이의 거리를 늘려야 하며 이로 인해 송신안테나들로부터 각각의 신호가 수신안테나에 도착하는 시간이 달라진다. 이러한 도착시간차(arrival time difference)가 존재하는 경우, 다수의 송신안테나로부터 동시에 전송되는

신호들이 서로 간섭을 일으켜 시스템의 성능이 저하된다[4].

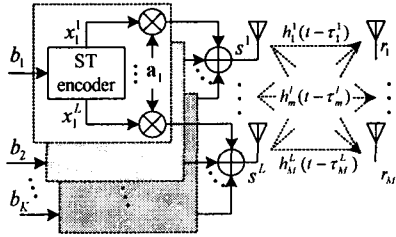
한편, 고속무선전송에의 요구를 충족시키기 위해 코드분할다원접속(CDMA)시스템에서도 시공간부호화 기술이 적용된다. 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서 도착시간차에 의한 송신안테나간의 간섭은 다중경로가 존재하는 것과 같은 효과를 나타내므로, 순방향링크에서도 시그니처시퀀스(signature sequence)간의 직교성 상실에 따른 다원접속간섭(multiple-access interference)을 발생시킨다. 이러한 간섭은 사용자수와 송신안테나수의 곱에 비례하여 증가하므로 단일 송신안테나 시스템에 비해 성능저하가 더욱 심각하다. 따라서 송신안테나로부터의 도착시간차가 존재하는 경우, 성능저하를 개선하기 위해 순방향 링크에서도 적절한 간섭제거기법이 사용되어야 한다. 여러 간섭제거기법 중에서 적응간섭제거기(Adaptive Interference Canceller: AIC)는 순방향 링크에서 큰 복잡도의 증가 없이 정합필터(matched filter)보다 우수한 성능을 제공하는 것으로 알려져 있다. 적응간섭제거기의 적응알고리즘에서는 필터계수를 갱신하기 위해서 심볼주기마다 전송된 심볼을 추정하고 이로부터 계산된 오류신호를 필요로 한다. 그러나 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서는 복수의 송신안테나에 걸쳐 부호화된 심볼들이 더해져서 프레임 단위로 수신되므로 심볼주기마다 전송된 심볼을 추정하는 것은 부가적인 복잡도를 요구한다.

본 논문에서는 다수 송신안테나로부터 도착시간차가 존재하는 페이딩 채널에서 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템을 위해 최대우도 복호 과정에 적응간섭제거기법을 결합한 수신기를 고려한다. 적응간섭제거기를 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에 적용하기 위해서 적응간섭제거기의 적응알고리즘에 필요한 오류신호를 최대우도 복호 과정으로부터 얻는 적응간섭제거 및 복호 통합알고리즘을 제안한다. 본 논문의 II절에서는 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템 모델을 설명하고, III절에서는 적응간섭제거 및 최대우도 복호 복합수신기를 제안한다. IV절에서 모의실험 결과를 보이고 V절에서

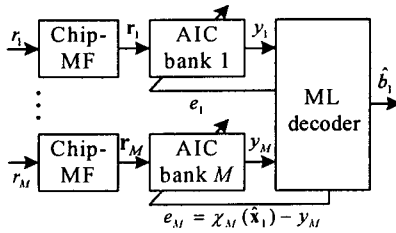
결론을 맺는다.

II. 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템

K 명의 사용자가 있는 DS-CDMA 시스템의 순방향링크(downlink)를 고려한다. 그림 1은 L 개의 송신안테나와 M 개의 수신안테나를 가진 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템의 블록도를 보이고 있다.



(a) 송신기 및 도착시간차를 가진 채널



(b) 적응간섭제거 및 최대우도 복호 복합수신기

그림 1. L 개 송신안테나와 M 개 수신안테나를 가진 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템

k 번째 사용자의 i 번째 데이터 비트인 $b_k(i)$ 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. l 번째 송신안테나로부터 송신되는 거저대역 신호는 다음과 같다.

$$s^l(t) = \sum_{i=0}^{F-1} \sum_{k=1}^K x_k^l(i) a_k(t - iT_s) \\ = \sum_{i=0}^{F-1} \sum_{k=1}^K x_k^l(i) \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} \phi(t - iT_s - nT_c) \quad (1)$$

여기서 F 는 프레임 길이, $a_k(t)$ 는 시그너처파형, $\phi(t)$ 는 단위에너지를 갖는 사각 칩펄스, T_s 는 심볼주기, T_c 는 칩주기이다.

각 송수신안테나 사이의 채널은 i.i.d 레일레이 페이딩을 가지며, l 번째 송신안테나에서 m 번째 수신안테나로의 상대적인 도착지연시간은 τ_m^l 이라고 가정한다. 이러한 채널을 통해 m 번째 수신안테나에 수신된 거저대역의 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r_m(t) = \sqrt{E_s} \sum_{l=1}^L \alpha_m^l(t) e^{j\theta_m^l(t)} s(t - \tau_m^l) + n_m(t) \quad (2)$$

여기서 $E_s = E_b/L$ 은 비트 에너지를 송신안테나의 수로 나눈 심볼에너지, $\alpha_m^l(t)$ 와 $\theta_m^l(t)$ 는 각각 레일레이 페이딩의 크기와 위상, $n_m(t)$ 는 전력밀도가 N_0 인 가우시안 잡음이다.

칩 정합필터(chip matched-filter)를 통해 칩주기로 추출된 신호는 한 심볼주기동안 수신심볼벡터 $\mathbf{r}_m(i) = [r_{m,0}(i), r_{m,1}(i), \dots, r_{m,N-1}(i)]$ 를 구성한다. 채널의 페이딩은 한 프레임주기동안 변하지 않을 만큼 느리며, 도착지연시간 τ_m^l 은 정수 $d_m^l \in [0, N-1]$ 에 대해 $d_m^l T_c$ 로 가정한다. $\tilde{\mathbf{a}}_k(d)$ 는 시그너처시퀀스 \mathbf{a}_k 의 변형된 시퀀스로서 n 번째 성분을 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{\mathbf{a}}_k(d)_n = \begin{cases} a_{k,n-d} I_{n \geq d \geq 0}, & \text{for } 0 \leq d \leq N-1 \\ a_{k,n+d} I_{n-N < d < 0}, & \text{for } -N+1 \leq d < 0 \end{cases} \quad (3)$$

여기서 I_A 는 사건 A 에 대한 지표함수(indicator function)이다. 식(6)의 정의로부터 시그너처시퀀스 \mathbf{a}_k 는 $\tilde{\mathbf{a}}_k(0)$ 와 동일하며, 수신심볼벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r}_m(i) = \sqrt{E_s} \sum_{l=1}^L h_m^l(i) \sum_{k=1}^K \{x_k^l(i-1) \tilde{\mathbf{a}}_k(d_m^l - N) + x_k^l(i) \tilde{\mathbf{a}}_k(d_m^l)\} + \mathbf{n}_m(i) \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{n}_m(i)$ 는 실수부와 허수부의 분산이 $N_0/2$ 인 N 개의 독립적인 복소 가우시안 확률변수로 구성된 잡음벡터이다.

III. 적응간섭제거 및 최대우도 복호 복합수신기

3.1 도착시간차가 없는 경우의 최대우도 복호

도착지연시간 d_m^l 이 모두 0이라고 가정하면 첫 번째 사용자에게 대해 시그너처시퀀스로 역확산된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$y_m(i) = \left\{ \sqrt{E_s} \sum_{l=1}^L h_m^l(i) \sum_{k=1}^K x_k^l(i) \mathbf{a}_k + \mathbf{n}_m(i) \right\} \mathbf{a}_1^T \\ = \chi_m(\mathbf{x}_1(i)) + \eta_m(i) \quad (5)$$

여기서

$$\chi_m(\mathbf{x}_1(i)) = \sqrt{E_s} \sum_{l=1}^L h_m^l(i) x_1^l(i), \quad (6a)$$

$$\eta_m(i) = \sqrt{E_s} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L h_m^l(i) x_k^l(i) \gamma_{k,1} + n_m(i), \quad (6b)$$

$\gamma_{k,1}$ 은 k 번째 사용자와 첫 번째 사용자 시그너처시퀀스 사이의 상호상관(cross-correlation)이다. 작고 시그너처시퀀스를 사용하여 상호상관이 0이거나 그 값이 매우 작은 경우의 다원접속간섭은 잡음으로 간주될 수 있으므로, 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템의 복호는 단일

사용자를 가진 일반적인 시공간부호 시스템의 최대우도 복호를 그대로 사용할 수 있다[1].

3.2 도착시간차가 있는 경우의 적응간섭제거 및 최대우도 복호

그림 2는 제안된 복합 수신기의 m 번째 수신안테나를 위한 세부적인 구조를 보이고 있다.

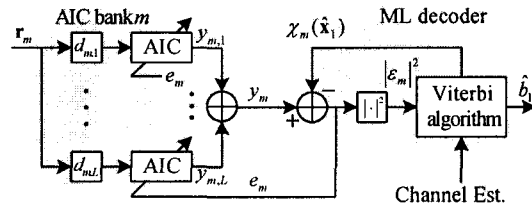


그림 2. 적응간섭제거기와 최대우도 복호기

수신신호벡터는 각 송신안테나로부터의 도착지연시간에 동기화된 다음, 원하는 사용자의 시그너처시퀀스 대신 적응간섭제거기의 탭가중치벡터 $\mathbf{w}_{m,j}(i)$ 에 의해 역확산된다. i 번째 심볼구간에서 역확산된 수신신호는 다음과 같이 주어진다.

$$y_m(i) = \sum_{j=1}^L y_{m,j}(i) = \sum_{j=1}^L \mathbf{w}_{m,j}^H(i) \mathbf{r}_{m,j}(i) = \chi_m(\mathbf{x}_1(i)) + \left\{ I_m(i) + \sqrt{L} N_m(i) \right\} \quad (7)$$

여기서 $I_m(i)$ 는 송신안테나간간섭과 심볼간간섭, 다원 접속간섭을 포함하는 간섭 항을 나타낸다. 탭가중치벡터는 매 심볼주기마다 평균제곱오차를 최소화하도록 적응적으로 선택되어지며, 여기서는 이등곡에서 적응가능하도록 복잡도가 낮은 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 사용한다. $(i+1)$ 번째 심볼구간에서 l 번째 송신안테나에 동기화된 수신신호벡터에 곱해지는 탭가중치벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}_{m,j}(i+1) = \mathbf{w}_{m,j}(i) + \mu e_m^*(i) \mathbf{r}_{m,j}(i) \quad (8)$$

여기서 $e_m(i) = \chi_m(\hat{\mathbf{x}}_1(i)) - y_m(i)$ 는 결정된 심볼로부터 구성된 송신신호와 수신신호의 오차이고, μ 는 LMS 알고리즘의 스텝크기이다. 탭가중치벡터의 초기값은 원하는 사용자의 시그너처시퀀스로 선택되며, 수렴을 보장하기 위해 $|\mathbf{w}_{m,j}^H(i+1) \mathbf{a}_1| = 1$ 로 제한한다[3].

한편, 사용자가 충분히 많은 경우 간섭과 잡음을 포함한 $\eta_m(i)$ 는 가우시안 분포를 따른다고 가정하면, 우도함수를 최대화하는 것은 다음과 같이 주어진다.

$$\max_{\mathbf{x}_1} p(\mathbf{r}_m | \mathbf{x}_1) = \min_{\mathbf{x}_1} \sum_{i=0}^{F-1} |y_m(i) - \chi_m(\mathbf{x}_1(i))|^2 \quad (9)$$

여기서 $\mathbf{x}_1 = (\mathbf{x}_1(0), \mathbf{x}_1(1), \dots, \mathbf{x}_1(F-1))$ 는 원하는 사용자의 프레임시퀀스이다. 상태 s_i 에서 s_{i+1} 로 천이하는 경우 경로계량(path metric)과 가지계량(branch metric)을

각각 $M_{s_{i+1}}(s_i | s_{i-1})$ 과 $\Delta_{s_{i+1}}(s_i | s_{i-1})$ 로 정의하면, 가지계량은 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta_{s_{i+1}}(s_i) = |y(i) - \chi(\mathbf{x}_1(i))| = |\varepsilon(s_{i+1} | s_i)| \quad (10)$$

여기서 $\varepsilon(s_{i+1} | s_i) = \chi(\mathbf{x}_1(i)) - y(i)$ 는 i 번째 심볼에 관련된 상태천이에 대한 오차값이며, 이를 적응간섭제거기의 오차신호로 사용가능하다. 따라서 제안된 복합수신기를 위한 적응간섭제거 및 복호 통합알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

```

For 모든 상태  $s_{i+1}$ 
  For 상태  $s_{i+1}$ 로 천이하는 모든 상태  $s_i$ 
    For 상태  $s_i$ 로 천이하는 모든 상태  $s_{i-1}$ 
       $M(s_{i+1} | s_i) = M(s_i) + |\varepsilon(s_{i+1} | s_i)|^2$  계산
    End
  }  $\hat{s}_i = \arg \min_{s_i} M(s_{i+1} | s_i)$  선택
}  $M(s_{i+1}) = M(s_i) + |\varepsilon(s_{i+1} | \hat{s}_i)|^2$  계산
}  $M(s_{i+1}), \hat{s}_i, \varepsilon(s_{i+1} | \hat{s}_i)$  저장
End
}  $\hat{s}_{i+1} = \arg \min_{s_{i+1}} M(s_{i+1})$  선택
}  $e_m(i) = \varepsilon(\hat{s}_{i+1} | \hat{s}_i)$ 로부터 LMS 알고리즘에 의해
   $(i+1)$ 번째 심볼을 위한 탭가중치벡터를 갱신
End
    
```

여기서 (1)는 계량을 최소로 하도록 선택된 변수를 표시한다. 주어진 통합 알고리즘은 부가적인 심볼결정장치나 복잡도의 증가없이 프레임 단위로 복호하는 과정에서 심볼 단위로 오차신호를 얻어 적응간섭제거와 최대우도 복호를 동시에 수행한다.

IV. 모의실험 결과

수신기에서 채널 페이딩과 도착지연시간에 대한 추정은 정확하다고 가정하고, 송신안테나의 수 $L=2$, 수신안테나의 수 $M=1, 2$ 인 DS-CDMA 시스템을 고려한다. 시그너처시퀀스로는 길이 31인 골드시퀀스(Gold sequence)를 사용한다. BPSK 시공간부호로는 상태수 8인 1/2 길쌈부호 (64), (74)를 사용하며 QPSK 시공간부호로는 상태수 8과 16인 Tarokh의 코드를 사용한다[1]. 한 프레임은 260심볼로 구성되며, 최대 도플러 주파수 f_D 와 프레임주기 T_f 의 곱인 정규화된 페이딩을 $f_D T_f$ 는 0.001, 도착지연시간 $\tau'_m \in [0, 10 T_c]$ 로 가정한다.

그림 2는 도착시간차가 존재하는 레일레이 페이딩 채널에서 $L=2, M=1$, 상태수 8인 BPSK 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템의 비트오율을 보인다. 단일 사용자의 경우, 실선으로 표시된 도착시간차가 없는 채널에서의 기준 성능에 비해 도착시간차가 존재하는 경우 약 3dB 정도의 성능저하가 발생한다. 이러한 성능저하는 사용자 수(K)가 증가함에 따라 급격히 증가하여 최대우도 복호(ML) 수신기는 심각한 성능저하로 제대로 동작하지 못하는 반면, 제안된 적응간섭제거 및 최대

우도 복호 복합수신기(AIC+ML)은 성능저하를 완화시킴을 보여준다. 그림 3은 동일한 채널환경에서 $M=2$ 인 경우의 비트오율을 보인다. 수신안테나 수가 증가함에 따라 최대우도 복호기에서 적응간섭제거기로 전환되는 오차신호가 정확하고, 따라서 올바르게 간섭이 제거된 신호가 다시 최대우도 복호기로 입력됨으로써 제안된 수신기의 성능향상의 정도가 증가한다.

그림 4는 도착시간차가 존재하는 레일리 페이딩 채널에서 $L=2, M=2, E_b/N_0=20$ dB, 상대수 8과 16인 QPSK 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템의 프레임오율을 보인다. QPSK 시공간부호를 사용하는 경우 전송률은 항상되거나 BPSK 시공간부호에서보다 성능향상의 정도는 다소 감소했다. 그럼에도 불구하고 QPSK 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템에서도 여전히 제안된 수신기는 기존의 수신기에 비해 많은 사용자를 수용할 수 있다. 또한 성능향상의 정도는 상대수가 증가함에 따라 다소 증가한다.

V. 결론

본 논문에서는 도착시간차가 존재하는 레일리 페이딩 채널에서 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템을 위한 적응간섭제거 및 최대우도 복호 복합수신기를 제안하고, 이를 위한 통합알고리즘을 제시하였다. 모의실험 결과로부터 도착시간차가 존재하는 페이딩 채널에서 기존의 최우도 복호 수신기는 성능저하가 심각하여 적용하기 어려운 반면, 제안된 통합알고리즘을 사용하는 복합수신기는 성능저하를 완화하여 우수한 성능을 보였다. 이러한 성능향상의 정도는 수신안테나의 수와 시공간부호의 상대수가 증가함에 따라 증가한다.

참고문헌

- [1] 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.
- [2] A. R. Hammons and H. E. Gamal, "On the theory of space-time codes for PSK modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 524-542, Mar. 2000.
- [3] JooHyun Yi and Jae Hong 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.
- [4] 이주현, 이재홍, "도착시간차가 존재하는 레일리 페이딩 채널에서 시공간부호화된 DS-CDMA 시스템의 성능," 대한전자공학회 하계학술대회 논문집, 2001년 6월.
- [5] JooHyun Yi and Jae Hong Lee, "Interference Cancellation for a Space-time Coded DS-CDMA System in a Rayleigh Fading Channel with Arrival Time Difference," *Proc. of the IEEE VTC2002-Spring*, Birmingham, AL, May 2002.

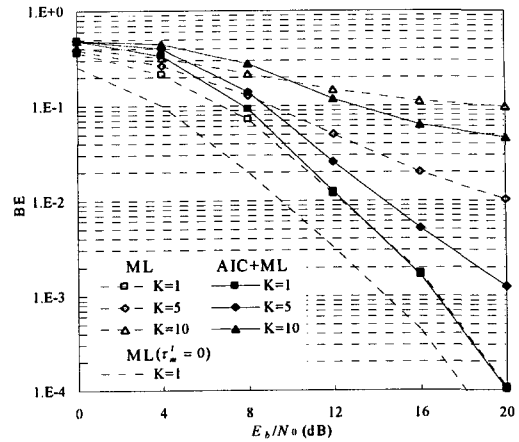


그림 3. $L=2, M=1$, 상대수 8인 BPSK 시공간부호

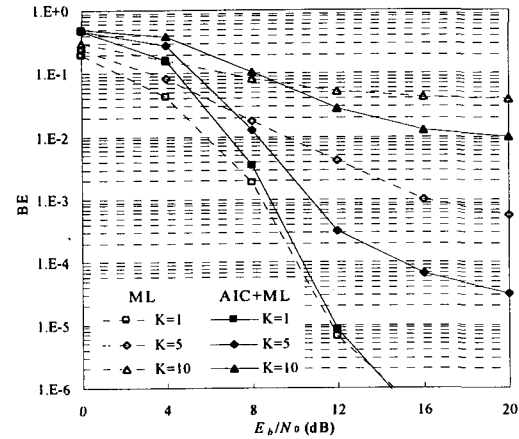


그림 4. $L=2, M=2$, 상대수 8인 BPSK 시공간부호

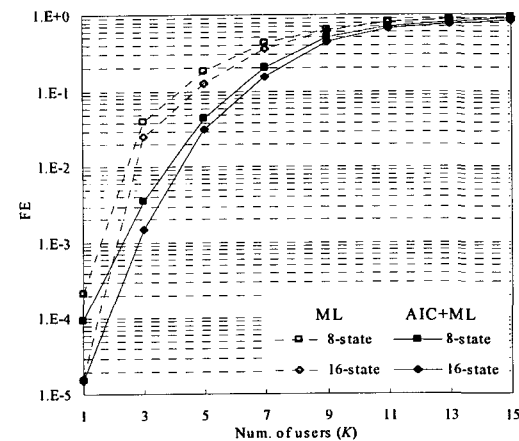


그림 5. $L=2, M=2, E_b/N_0=20$ dB, 상대수 8과 16인 QPSK 시공간부호