

다중 사용자 WCDMA 시스템에서의 조건부 적응 시공간 간섭 제거기

정회원 양 하 영*, 노 상 민**, 홍 대 식**, 강 창 언**

A Constrained Adaptive Space-Time Interference Canceller for Multiuser WCDMA Systems

Ha-young Yang*, Sang-min Ro**, Dae-sik Hong**, Chane-eon Kang** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 향후 이동 통신 시스템의 표준안으로 고려되는 WCDMA의 순방향 링크에서 성능 향상된 시공간 다중 사용자 수신기를 제안하고 성능을 분석한다. 제한한 수신기는, 이동 통신 환경에서 다중 경로 및 다중 사용자 간섭에 대한 분석과 시공간 다이버시티에 대한 고찰을 통해 오류 확률을 개선하고자 하는 기법으로, 조건부 적응 시공간 간섭 제거기 (Constrained Adaptive Space-time Interference Canceller; C-ASTIC) 라 부른다. 논문에서는 비교를 위해 단일 사용자 및 다중 사용자 WCDMA 시스템에 대한 수식적인 성능을 분석하여 결과에 반영하였다. 또한, 제안한 C-ASTIC를 기존의 단일 안테나 간섭 제거 시스템, 최대 결합비 RAKE 수신기, 그리고 시공간 전송 다이버시티 결합 RAKE 수신기와 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 그 성능을 비교하였다. 마지막으로, 본 논문에서는 멀티미디어 환경에서의 유용성을 검증하기 위해 다중 전송률 시스템에서의 성능을 실험하였다. 결과로부터 C-ASTIC가 50% 이상의 시스템 용량 환경에서 10^{-3} 의 BER에서 4 dB 이상의 성능 이득을 보였다.

ABSTRACT

This paper concentrates on developing and analyzing an advanced space-time multiuser receiver for WCDMA forward link. Through exploring the interference caused by co-channel users and delayed multipaths in CDMA, a constrained linear adaptive filter is adopted to cancel the interference. Furthermore, by utilizing the space-time diversity, an optimum diversity receiver, called a constrained adaptive space-time interference canceller (C-ASTIC), is proposed. For comparison, the statistical analysis of multiuser performance for WCDMA system with space-time diversity is described. The result of the simulation showed that C-ASTIC performs better than both the space-time diversity combining maximal ratio combiner (MRC) and the single-antenna adaptive interference canceller in a multipath fading channel. Also, the efficiency of the C-ASTIC in the multimedia communication environment is investigated under the multiuser, multi-transmit antenna, and multirate WCDMA system in a multipath fading channel. From the results, the C-ASTIC was validated to be useful for multi-rate WCDMA system through improving the performance gain by more than 3 dB at BER of 10^{-3} in a half or more loaded system.

1. 서 론

무선 이동 통신에서 전개되고 있는 뚜렷한 동향

은 고속의 데이터 서비스이다. 더욱이, 새로운 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라 기존의 수신기 기술이 유한한 주파수 자원에 대해 만족하지 못하는 성능을 보여주게 되었다. 이러한 이유

* 시드니대학교 전기정보공학부 통신연구실 (hayoung@hotmail.com) ** 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실
논문번호 : 010418-1231, 접수일자 : 2002년 1월 4일

※본 연구는 2001년도 두뇌한국21사업 핵심분야 지원에 의하여 수행되었습니다

로 인해, 진보된 수신기 개념과 시스템 기술의 정립이 필요하다 하겠다^[1].

기존의 DS-CDMA 수신기에서 자기 자신의 신호를 제외한 다른 사용자의 신호는 가우시안 잡음으로 근사화되어 진다고 알려져 있다. 따라서, 사용자가 늘어남에 따라 시스템에 가해지는 잡음 레벨이 높아지게 된다. 또한 무선 링크에서는, 원하는 신호의 다중 경로 성분이 간섭으로 작용한다. 따라서, 이러한 간섭은 기존의 단일 사용자 수신기의 성능을 급격히 감소시키게 된다. 더욱이, 개선된 새로운 고속 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라 이러한 간섭문제는 시스템 성능에 더욱 큰 영향을 미치게 되고, 따라서 이를 해결하기 위한 한층 진보된 수신기 개념과 개발 방안이 절실히 필요하다. 또한, 이러한 간섭 제거를 위한 수신기 기술과 더불어, 최근 각광받는 시공간 처리 기술은 다중 안테나를 사용함으로써 디지털 셀룰러 무선 시스템의 전체 효율과 경제성을 개선시키는 주요한 기법의 하나로 알려져 있다^[2]. 이러한 이유로 인해, 본 논문은 다이버시티 결합과 간섭 억제를 위한 시공간 처리 알고리즘을 개발하고 조사하는 것에 초점을 두었다. 조건부 선형 적응 여파기^[3]가 동일 채널 간섭 및 다중 경로 지연 성분으로 인한 간섭을 억제하기 위해 사용된다. 이러한 여파기는, 시공간 다이버시티 수신을 이용하여 신뢰성 있는 검파된 신호를 적응 알고리즘의 기준 신호로 사용하는, 결정 지향 모드의 최적 다이버시티 수신기로 변형되어진다.

본 논문에서 고려하는 시스템으로는 WCDMA (Wideband direct-sequence Code Division Multiple Access) 를 채택하였는데, 이는 3GPP에서 표준화가 이루어졌으며, 멀티미디어 서비스로 인해 3세대 이동 통신 시스템에서 각광받는 시스템으로 알려져 있다^[4]. 또한, 고속의 데이터 서비스 요구에 부응하여, 제안한 시스템의 성능을 다중 전송을 WCDMA 시스템에서 살펴본다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 다중 경로 채널에 대한 신호 모델링을 전개하고, 3 장에서는 조건부 적응 여파기에 대해 소개한 후, 조건부 적응 시공간 간섭 제거기 (C-ASTIC) 를 제안한다. 4 장에서는 제시된 기법에 대해 여러 시뮬레이션 결과를 보이며, 끝으로 5 장에서는 본 논문의 결말을 짓는다.

II. 다중 경로에 대한 시스템 모델

한 셀안에 K 명의 실 사용자가 있고, 각 사용자

는 J 개의 검파 가능한 경로를 가진다고 가정하자. 수신된 신호에 대한 k 번째 사용자의 성분은

$$d_k(t) = \sum_n b_k(n) s_k(t-nT) \quad (1)$$

이고, 여기서 $b_k(n)$ 은 n 번째 전송된 정보 비트, T 는 비트 간격, 그리고 $s_k(t)$ 는 $s_k(t) = \sum_{m=0}^{M-1} c_k[m] p(t-mT_c)$ 으로 주어지는 시그너처 파형을 나타낸다. 여기서, $c_k[m]$ 는 k 번째 사용자의 확산 열이고, M 은 확산 인자, $p(t)$ 는 칩 파형, 그리고 T_c 는 칩 간격이다. K 명의 사용자 신호를 함께 수신하게 되면, 수신 신호 데이터는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J a_{k,j} d_k(t-\tau_{k,j}) + i(t) + n(t) \quad (2)$$

여기서, $\tau_{k,j}$ 와 $a_{k,j}$ 는 각각 k 사용자의 j 번째 경로 지연과 복소 이득 성분이다. $i(t)$ 는 협대역 간섭이고, $n(t)$ 는 분산 σ_n^2 을 갖는 부가백색잡음과정이다. 전송 신호간 동기가 맞는 순방향 링크를 고려한다면, $\tau_{k,j}$ 와 $a_{k,j}$ 는 k 에 관계없이 동일한 값을 가지도록 모델링 되어진다. $y(t)$ 는 칩 상관 여파기를 통과한 다음, 한 심벌 간격에서 $t=(n-1)T+mT_c+T_c/2$ 마다 칩율로 표본화되어진다. 단, $m=0,1,\dots,M,M+1,\dots,M+L-2$ 이고, L 은 핑거 수이다. 사용자 1이 원하는 사용자라고 가정한다면, 칩율로 표본화된 데이터는 $(M+L-1) \times 1$ 벡터로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(n) &= [y(0), y(1), \dots, y(M+L-2)]^T \\ &= \sum_{j=1}^J a_{1,j} \mathbf{c}_{r_{1,j}} b_1(n) + \mathbf{i}(n) + \mathbf{n}(n) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{c}_{r_{1,j}}$ 는 사용자 1의 j 번째 경로와 관련된 증폭 신호 벡터이다. 지연 $\tau_{1,j}$ 에 따라, $\mathbf{c}_{r_{1,j}}$ 는 $(M+L-1) \times L$ 행렬의 한 열로 주어진다.

$$\mathbf{W}_c = \begin{bmatrix} c_1[0] & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1[M-1] & \dots & c_1[0] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & c_1[M-1] \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{i}(n)$ 는 간섭 벡터이고, $\mathbf{n}(n)$ 는 잡음 벡터이다.

$i(n)$ 는 ISI, MAI, 그리고 NBI를 포함한다. 수식 (3)으로부터 사용자 1의 시그너처 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{h}_1 = \sum_{j=1}^L \alpha_{1,j} \mathbf{c}_{\tau_{1,j}} \quad (5)$$

사용자 1에 대한 수신기는 $i(n)$ 와 $\mathbf{n}(n)$ 으로부터 데이터 비트 $b_1(n)$ 을 복원하기 위해 \mathbf{h}_1 을 식별하고 제거하도록 설계된다. 특히, 선형 수신기는 가중치 벡터 \mathbf{w} 를 사용하여 $\mathbf{y}(n)$ 와 결합하여 다음을 얻도록 설계된다.

$$b_1(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{y}(n) \quad (6)$$

여기서, H 는 켈레 복소 전치를 나타낸다.

III. 조건부 적응 시공간 간섭 제거기

1. 조건부 적응 검파기

확산 인자와 경로 다이버시티 이득을 얻기 위해, $\mathbf{y}(n)$ 는 이산 상관기를 사용하여 각 L 핑거에서 다음과 같이 역확산 되어진다.

$$\begin{aligned} z_l(n) &= \mathbf{g}_l^H \mathbf{y}(n) \\ &= \mathbf{g}_l^H \mathbf{h}_1 b_1(n) + \mathbf{g}_l^H i(n) + \mathbf{g}_l^H \mathbf{n}(n), \end{aligned} \quad (7)$$

$l=1, \dots, L$ 이고, \mathbf{g}_l 은 l 번째 핑거에서의 상관기 가중치 벡터이다. 기존의 RAKE 수신기에서는, \mathbf{g}_l 은 단순히 \mathbf{W}_c 의 l 번째 열인 \mathbf{w}_{c_l} 으로 선택되어졌다. 간섭을 좀더 효과적으로 다루기 위해서 분할 선형 간섭 제거기 (Partitioned Linear Interference Canceller; PLIC)^[3] 기법이 $\mathbf{g}_l = \mathbf{w}_{c_l} - \mathbf{B}\mathbf{w}_{a_l}$ 으로 \mathbf{g}_l 을 설정함으로써 적용되어진다. 여기서, \mathbf{B} 는 원하는 사용자를 제외한 다른 사용자의 확산 열 벡터로 구성되어지는 신호 차단 행렬이다^[5]. 따라서, 간섭을 제거하기 위해 적응 가중치 벡터 \mathbf{w}_{a_l} 을 선택하여야 한다. PLIC 기법에 따라, \mathbf{w}_{a_l} 은 출력 에너지를 최소화하는 방향 (MOE; Minimum Output Energy)으로 정해진다^[6].

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_{a_l}} E\{|\mathbf{w}_{c_l}^H \mathbf{y}(n) - \mathbf{w}_{a_l}^H \mathbf{B}^H \mathbf{y}(n)|^2\} \\ = \min_{\mathbf{w}_{a_l}} [\mathbf{w}_{c_l} - \mathbf{B}\mathbf{w}_{a_l}]^H \mathbf{R}_{yy} [\mathbf{w}_{c_l} - \mathbf{B}\mathbf{w}_{a_l}] \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n)\}$ 는 역확산되기 이전의 데이터 상관 행렬이다. 그러면, 최적 적응 가중치는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{opt\ a_l} &= (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_{c_l} \\ &= \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{r}_{Bc_l} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, $\mathbf{R}_{BB}^{-1} = E\{\mathbf{B}^H \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n) \mathbf{B}\}$ 이고 $\mathbf{r}_{Bc_l} = E\{\mathbf{B}^H \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n) \mathbf{w}_{c_l}\}$ 이다. 이상으로부터 \mathbf{g}_l 을 행렬 형태로 나타내면, 최종적으로 다음의 조건부 최적 가중치를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_L] \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{B} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{r}_{Bc_l}) \mathbf{W}_c \end{aligned} \quad (10)$$

차단 행렬 \mathbf{B} 는 그 열이 가중치 행렬 $\{\mathbf{w}_{c_1}, \mathbf{w}_{c_2}, \dots, \mathbf{w}_{c_L}\}$ 에 직교하는, 즉 $\mathbf{B}_l^H \mathbf{W}_c = \mathbf{0}$ 을 만족하는, 전체 랭크 $(M+L-1) \times (M-1)$ 행렬로 선택되어질 수 있다. 근 (10)을 식 (8)에 대입하여 최저 수신기 출력을 구하면

$$\begin{aligned} \xi_l &= \mathbf{w}_{c_l}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_{c_l} - \mathbf{r}_{Bc_l}^H \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{r}_{Bc_l} \\ &= \mathbf{w}_{c_l}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w}_{c_l} - \sum_{i=1}^{M-1} \frac{|\mathbf{v}_i^H \mathbf{r}_l|^2}{\lambda_i} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, $\mathbf{R}_{BB} = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{B} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H = \sum_{i=1}^{M-1} \lambda_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H$ 은 고유값 분해이다.

2. 결정 지향 조건부 적응 검파기

출력 신호의 에너지에 조건을 두는 블라인드형태의 동일 이득 혹은 최대비 결합기가 사용가능성이 높은 기법이지만, 참고 신호를 이용하는 최적 결합기가 최대의 성능을 제공한다고 알려져 있다^[7]. 따라서, 본 절에서는 앞서 전개된 MOE 기준을 적용한 검파기를 결정 지향 MMSE (Minimum Mean Squared Error) 검파기로 발전시킨다. 일반적으로, 취해지는 접근방식은 초기 적응을 위한 훈련 신호 열을 이용한 후 결정 지향이나 추적 모드로 전환된다. 이러한 최적 결합기는 LMS나 RLS를 이용한 적응 알고리즘으로 근접하게 구현 될 수 있다^[7].

결정 지향 모드에서는, 갱신을 위한 오류 신호가 $e(n) = \text{sgn}(z(n)) - z(n)$ (단, $\text{sgn}(z(n))$ 는 i 번째 비트에 대한 '판정값'이다) 으로 정의되어진다. 이

러한 판정이 맞는 한, 이 값으로 실제 원하는 신호의 값을 대체할 수 있다. 또한 결정 지향 모드는 잡음 중대의 영향을 막을 수 있다는 장점이 있다. 그림 1은 침울 여파를 하는 결정 지향 조건부 적응 여파기를 나타낸다.

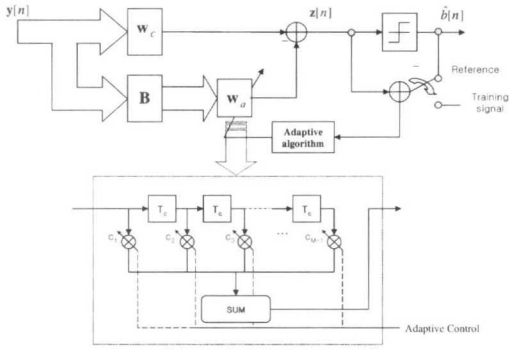


그림 1. 결정 지향 조건부 적응 여파기

선형 MMSE 검파기는 판정과 원하는 심벌간의 제곱 평균 오류 값을 최소화하는 것으로 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \min_{w_{a_i}} E\{|b_1(n) - (w_{c_i} - Bw_{a_i})^H y(n)|^2\} \\ & = \min_{w_{a_i}} [(w_{c_i} - Bw_{a_i})^H R_{yy} (w_{c_i} - Bw_{a_i}) \\ & \quad - (w_{c_i} - Bw_{a_i})^H R_{yb_1} - R_{yb_1}^H (w_{c_i} - B \\ & \quad \cdot w_{a_i}) + E\{|b_1(n)|^2\}] \end{aligned} \quad (12)$$

이로부터 최적 MMSE 근은 다음과 같이 구해진다.

$$w_{opt\ a_i} = B^{-1}(w_{c_i} - R_{yy}^{-1} R_{yb_1}) \quad (13)$$

여기서, $R_{yb_1} = E\{y(n)b_1^*(n)\}$ 은 데이터 공분산 행렬이다. 적응 RLS 구현에 있어서, R_{yy} 와 R_{yb_1} 는 수신 데이터와 이미 알고 있는 데이터 심벌의 훈련 신호 열로부터 추정된다. 이 과정이 끝나면, 가중치는 결정 지향 모드로 적용된다. 결정 지향 적응 알고리즘은 다음과 같은 방식으로 동작한다. 시각 n 에서 새로운 데이터 벡터 $y(n)$ 이 수신되며, 최근의 이전 가중치 벡터 $w_{a_i}(n-1)$ 이 수신 데이터 심벌을 복조하기 위해 다음과 같이 사용된다. BPSK 신호 일 때,

$$\hat{b}_1(n) = \text{sgn}[\text{Re}\{w_{a_i}(n-1)^H y(n)\}] \quad (14)$$

이다.

3. 결정 지향 조건부 적응 시공간 간섭 제거기 더욱이, 공간 다이버시티 이득을 본 시스템에 이용하기 위해 시공간 블록 부호화 (STBC) 기법^[8]이 이상의 조건부 적응 간섭 제거 여파기와 결합되어진다. 공간 다이버시티에 대한 확장 상관 수신기는 연속된 두 심벌 구간에 대해 식 (12)-(13)에서 보인 것처럼 같은 방법으로 전개될 수 있다. STBC 결합 적응 간섭 제거기는 그림 2와 같다. 여기서, *는 복소 켤레값을 나타낸다.

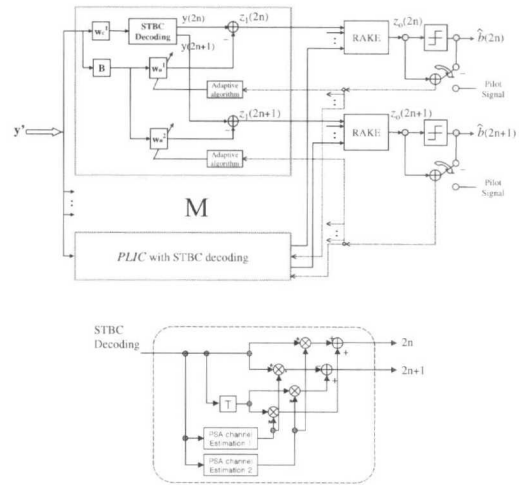


그림 2. 다중 경로에서의 결정 지향 C-ASTIC 구조

STBC 복호된 정보를 이용하기 위해, 두 개의 $M-1$ 가중치 벡터가 두 심벌 간격에 대해 간섭을 제거를 위해 요구된다. 두 연속 수신 신호를 $y(2n)$ 과 $y(2n+1)$ 이라 하자. 그러면 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y(2n) &= h_1(2n)b_1(2n) + h_1(2n+1) \\ & \quad \cdot b_1(2n+1) + i(2n) + n(2n), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} y(2n+1) &= h_1^*(2n+1)b_1(2n) - h_1^*(2n) \\ & \quad \cdot b_1(2n+1) + i(2n+1) + n(2n+1) \end{aligned}$$

그러면, 상관 검파기와 STBC 복호기를 통과한 신호는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} y(2n) &= \delta_D b_1(2n) + i'(2n) + n'(2n) \\ y(2n+1) &= \delta_D b_1(2n+1) + i'(2n+1) \\ & \quad + n'(2n+1) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서,

$$\begin{aligned} i'(2n) &= \mathbf{h}_1^*(2n) i(2n) + \mathbf{h}_1(2n+1) i(2n+1), \\ n'(2n) &= \mathbf{h}_1^*(2n) \mathbf{n}(2n) + \mathbf{h}_1(2n+1) \mathbf{n}(2n+1), \\ i'(2n+1) &= \mathbf{h}_1^*(2n+1) i(2n) - \mathbf{h}_1(2n) i(2n+1), \\ n'(2n+1) &= \mathbf{h}_1^*(2n+1) \mathbf{n}(2n) - \mathbf{h}_1(2n) \mathbf{n}(2n+1). \end{aligned}$$

또한, 다이버시티 이득 δ_D 은 $\delta_D = (|\mathbf{h}_1(2n)|^2 + |\mathbf{h}_1(2n+1)|^2)$ 이 됨을 쉽게 확인할 수 있다⁸⁾. 위의 방정식을 행렬 형태로 다시 쓰면

$$\mathbf{y}' = \mathbf{H}_1 \mathbf{b}_1 + \mathbf{i}' + \mathbf{n}' \quad (17)$$

로 표현할 수 있다. 여기서, 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}' = [y(2n), y(2n+1)]^T$, 간섭 벡터 $\mathbf{i}' = [i'(2n), i'(2n+1)]^T$, 그리고 잡음 벡터 $\mathbf{n}' = [n'(2n), n'(2n+1)]^T$ 로 정의하였다. 또한 시그너처 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(2n) & \mathbf{h}_1(2n+1) \\ \mathbf{h}_1^*(2n+1) & -\mathbf{h}_1^*(2n) \end{bmatrix} \quad (18)$$

따라서, III. 2 절에서 전개된 결정 지향 조건부 적응 알고리즘은 STBC 결합 수신기에, 매 두 심벌마다 두 개의 가중치 벡터를 한꺼번에 갱신시키는 구조로 적용되어진다.

4. 최대비 결합

끝으로, 간섭이 성공적으로 제거되었다면, 검파기 출력 $z_i(n)$ 은 원하는 신호와 유색 잡음만을 포함하게 된다. 이는 심벌 $b_1(n)$ 을 뽑아내기 위해 다중 경로 성분을 결합시키도록 최대비 결합 기법이 적용가능함을 의미한다. RAKE 수신기로부터, 최대비 결합 신호는 오류 신호를 발생시키는데 사용되어지며, 또한 이 오류 신호는 차단 가중치 벡터를 갱신시키는데 이용된다.

f 를 다음을 수행하는 $L \times 1$ 가중치 벡터라 하자.

$$z_o(n) = \mathbf{v}^H \mathbf{z}(n) \quad (19)$$

여기서, n 번째 심벌 $\mathbf{z}(n) = [z_1(n), z_2(n), \dots, z_L(n)]^T$ 와 관련된 상관기 출력 데이터 벡터는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(n) &= \mathbf{G}^H \mathbf{y}(n) \\ &\approx \mathbf{h}_v \mathbf{b}_1(n) + \mathbf{n}_v(n) \quad (\text{assume } i(n) \approx 0) \end{aligned} \quad (20)$$

단, $\mathbf{h}_v = \mathbf{G}^H \mathbf{h}_1$ 와 $\mathbf{n}_v(n) = \mathbf{G}^H \mathbf{n}(n)$ 는 각각 복합된 시그너처 벡터와 잡음 벡터에 해당한다. 최대 결합비 가중치 벡터는 다음과 같이 선택된다.

$$\mathbf{v} = \Phi_v^{-1} \mathbf{h}_v \quad (21)$$

여기서, $\Phi_v = E\{\mathbf{n}_v(n) \mathbf{n}_v^H(n)\} = \sigma_n^2 \mathbf{G}^H \mathbf{G}$ 은 상관기 출력의 잡음 상관 행렬이다.

IV. 실험 결과

WCDMA 시스템의 순방향 링크에 대해 C-ASTIC의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 실험한다. 실험 환경 변수들은 표 1과 같다. 실험에서 각 전송 안테나로부터 전송되는 신호는 서로 독립적인 경로를 거쳐 수신안테나에 전달된다고 가정한다.

실험에서는 확산 인자를 32에서 512까지 고려하였다. 이는 각기 데이터율 120 ksps와 7.5 ksps에 해당한다. 확산 인자 32의 경우, 페이딩 채널은 페이딩을 9.17×10^{-4} 인 느린 페이딩 환경이 되고, 512의 경우는, 페이딩을 1.47×10^{-2} 인 빠른 페이딩이 된다. 따라서, 확산 인자가 큰 경우에 신호를 추적하는 데에 어려움이 있을 것을 예상할 수 있다.

표 1. 시스템의 성능 비교를 위한 실험 변수

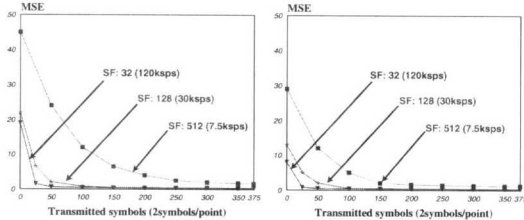
| 환경 변수 | 값 |
|----------------------|-----------------------|
| 다중 접속 기법 | WCDMA/Forward link |
| 칩율 | 3.84 Mcps |
| Spreading/Scrambling | OVSF code/PN sequence |
| Frame interleaver | 10 ms |
| 데이터율 | 120 ~ 7.5 ksps |
| 확산 인자 | 32 ~ 512 |

1. 제공 평균 오류 (MSE) 수렴

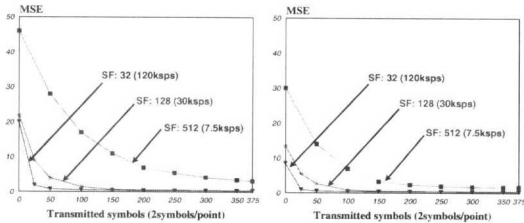
그림 3은 C-ASTIC의 적응 알고리즘으로 사용된 RLS 의 제공 평균 오류에 대한 수렴정도를 보여준다. LMS 에 비해 RLS의 빠른 수렴성을 고려하여 본 논문에서는 지수적 가중치를 갖는 RLS 알고리즘을 적용하였다. C-ASTIC에 대한 수렴정도를 조사하기 위해, 부하가 큰 경우와 작은 경우에 대해 다른 속도를 갖는 이동체에 대해 실험하였다. 실험에서 750 심벌 간격에 대해 MSE 수렴도를 측정하

였는데, 이는 칩 확산 인자 512, 128, 32 에 대해 각기 10, 2.5, 0.625 프레임 크기에 해당한다. 또한 RLS 망각 인자(forgetting factor)로 0.985, 0.99, 0.995 의 값을 각각의 확산 시스템에 대해 채택하였다. 이 망각 인자의 조정에 따라 다소 다른 수렴 속도가 얻어 질 수 있으며, 여기서는 그중 적절한 값을 부여하였다.

그림 3(a) 와 3(b)를 비교하면, 저속의 이동체의 경우가 고속의 이동체에 비해 MSE 수렴속도가 빠른 것을 알 수 있다. 또한, 그림 3(a①)과 3(a②) 혹은 3(b①)과 3(b②)를 비교하면, 부하가 작은 시스템의 수렴속도가 부하가 큰 경우에 비해 빠른 것을 관찰 할 수 있다. 이는 가중치 벡터의 갱신 정도가 채널 변화 속도와 신호의 공간지수 (Signal Space) 에 민감하게 작용함을 보여주는 결과이다.



① 부하가 큰 시스템 (75%) ② 부하가 작은 시스템 (25%)
(a) 저속 이동체인 경우 (20 km/h) MSE 수렴도



① 부하가 큰 시스템 (75%) ② 부하가 작은 시스템 (25%)
(b) 고속 이동체인 경우 (60 km/h) MSE 수렴도

그림 3. C-ASTIC의 MSE 수렴도

그림 4는 매 수신 심벌마다 하나의 여파기 계수 값이 수렴하여가는 진행도를 보여주는 결과이다. 그림으로부터, 낮은 확산인자를 갖는 여파기 계수 시스템이 그렇지 않은 시스템에 비해 빠르게 안정되어 감을 알 수 있다. 이 실험에서 모든 여파기 계수의 초기값은 1로 설정되었다. 그러나 수렴 값에서 보듯이 1보다 작은 0에 가까운 적절한 값으로 선택 된다면 (실제, 평균은 확산인자와 채널 이득 곱의

역수가 될 것이다) 좀더 수렴속도를 빠르게 할 수 있을 것이다.

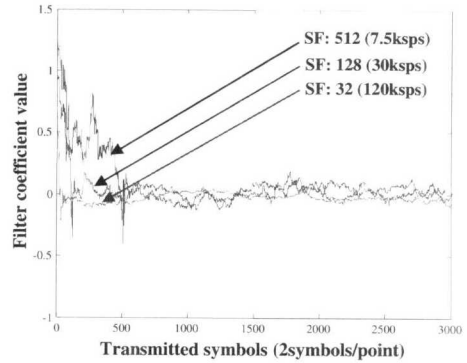


그림 4. 정규화된 계수값을 갖는 여파기 계수의 수렴도(도플러 주파수 = 110 Hz)

2. WCDMA 시스템에서의 성능

WCDMA의 순방향 링크에서의 성능을 살펴보기 전에, 성능에 대한 지표를 나타내기 위해 단일 사용자의 경우에 대한 오류 확률을 구한다. [9]에서 전개된 내용을 참고로 하여 MIMO (Multi Input and Multi Output) 환경에 대해 유도하면 다음과 같다.

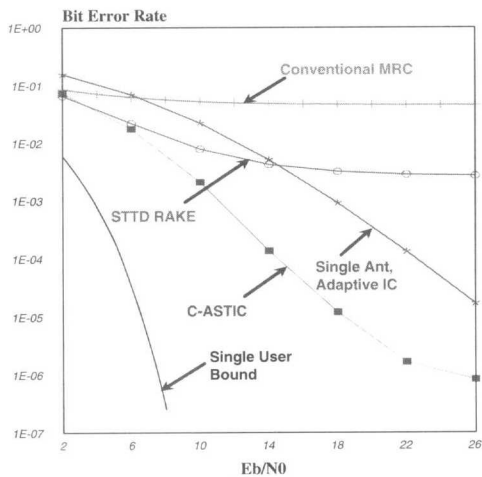
$$P_k^{MIMO}(\sigma) = E \left[Q \left(\frac{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \sum_{d=1}^D |A_{dk}|^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \sum_{d=1}^D |A_{dk}|^2 (\sigma^2 + \sum_{j=k}^N A_{jk}^2 |\rho_{jk}|^2)} \right) \right] \quad (22)$$

여기서, 평균은 독립적인 레일리 랜덤 변수 $|A_{dk}|$ 에 대해 취해진다. $|A_{dk}|$ 는 $E \{ |A_{dk}|^2 \} = 2A_k^2$ 인 복소, 가우시안 분포의 독립 페이딩 계수이다. 단, d 는 다중 경로를, k 는 사용자를, 그리고 N 과 M 은 각각 전송과 수신안테나 수를 나타내는 인덱스이다. 마지막으로 ρ_{jk} 는 모든 MIMO 경로로부터의 확산 파형의 간섭률 값이다.

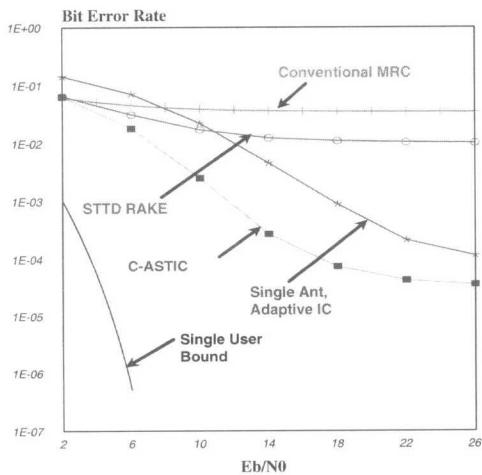
우선, 제안한 C-ASTIC 기법의 성능을 보이기 위해 다른 다중 경로 환경에서 실험하였다. 비교를 위해, 기존의 MRC 수신기, STTD (Space-time Transmit Diversity)를 결합한 RAKE 수신기, 단일 안테나 적응 간섭 제거기, 그리고 단일 사용자 성능을 결과에 첨가하였다.

그림 5는 다른 경로수에 대한 C-ASTIC의 비트 오류율을 보인 것이다. 결과로부터 경로 수가 하나 이상인 경우, C-ASTIC가 기존의 MRC 수신기나

STTD 기법을 적용한 RAKE 수신기에 비해 월등히 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 기존의 수신기들은, 경로수가 증가함에 따라 생기는 지연 성분들로 인해 확산 파형 간의 직교성이 붕괴되어서 생기는, 간섭의 영향을 처리하지 못하기 때문이다. 또한, 단일 안테나 적응 수신기에 비해 역시 5dB 이상의 우수한 성능을 보이는데, 이는 STTD기법을 통한 다이버시티 이득을 얻기 때문이다. 반면, 단일 사용자 성능은 안테나 수가 증가함에 따라 오히려 좋은 성능을 보이는데, 이는 경로가 증가할수록 간섭 없이 경로 다이버시티를 얻을 수 있기 때문이다.



(a) 경로 수 2인 경우의 비트 오류율 성능



(b) 경로 수 3인 경우의 비트 오류율 성능

그림 5. C-ASTIC의 비트 오류율 성능
(SF = 32, U = 20명, V = 20km/h)

그림 6은 경로 수에 따른 비트 오류율을 나타낸다. 기존의 RAKE 수신기는 경로수의 증가에 반비례하는 성능을 보인다. 반면, C-ASTIC 는 경로 수가 2일 때 제일 좋은 성능을 보이는데, 이는 단일 경로일 때 간섭을 제거하려는 불필요한 적응 처리로 인해 오히려 성능을 저하시키기 때문이다.

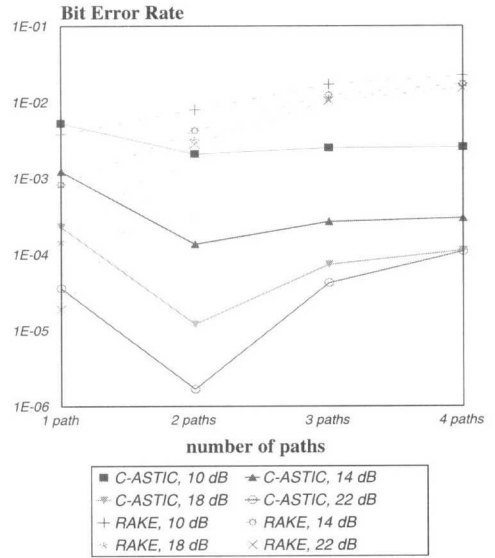


그림 6. 경로 수에 따른 비트 오류율 성능 곡선
(SF = 32, U = 20명, V = 20km/h)

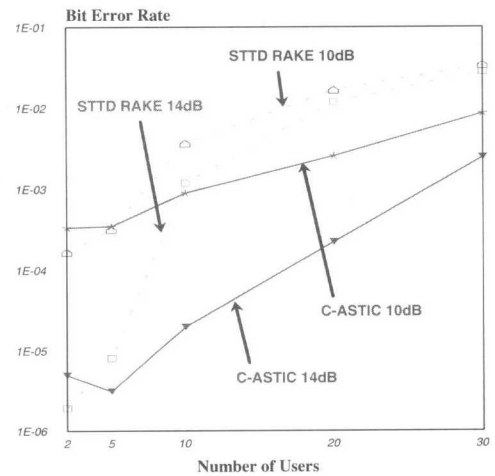


그림 7. 사용자 수에 따른 C-ASTIC의 성능
(SF = 32, V = 10km/h, 경로 수 = 3)

그림 7은 사용자 수에 따른 C-ASTIC의 성능을 보인 것이다. CDMA 시스템에서는 한 셀 내의 동시 사용자들이 성능 저하의 가장 큰 원인이 된다.

따라서 사용자 수에 따른 비트 오류율 성능은 제한된 시스템과 기존의 STTD RAKE 수신기와의 성능 차이를 결과에서 보듯이 더욱더 분명히 해준다. 한편, 동시 사용자 수가 적을 때 C-ASTIC의 경우 성능이 더 안 좋아지는 구간이 생기는데, 이는 간섭 제거를 위한 처리과정 시 발생하는 잡음이 오히려 간섭 자체보다 더 커지기 때문이다.

다음으로, 그림 8은 이동체의 속도에 따른 성능 곡선을 나타낸다. 적응 알고리즘의 적용 시 채널의 변화 정도가 시스템의 수렴속도와 성능을 좌우하게 되는데, 고속의 이동체 사용자의 경우 빠른 채널의 변화로 인해 저속의 경우보다 낮은 성능을 보이게 된다. 이로써, 고속 혹은 큰 도플러 주파수가 성능에 미치는 요소임을 알 수 있다. 결과 곡선으로부터 SNR이 높은 경우, 즉 간섭의 영향이 잡음의 영향에 비해 상대적으로 큰 경우, 속도에 대한 성능 변화를 좀더 뚜렷하게 보여줌을 알 수 있고, 전체적으로 저속의 경우 급격한 곡선의 모양으로부터 속도에 매우 민감함을 알 수 있다.

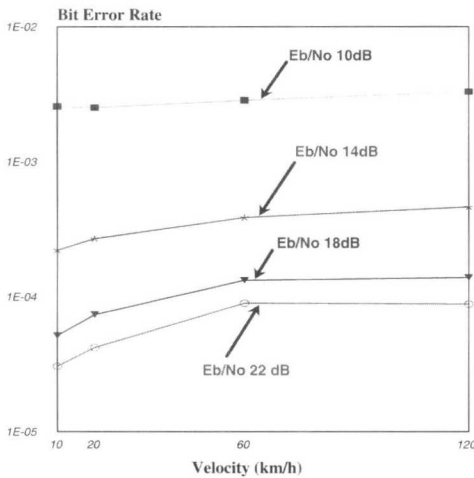


그림 8. 이동 속도에 따른 C-ASTIC의 성능 (SF = 32, U = 20명, 경로 수 = 3)

3. 다중 전송률 WCDMA 시스템에서의 성능
본 절에서는, C-ASTIC의 성능을 멀티미디어 전송 환경에 적합한지 알아보기 위해 다중 전송률 WCDMA 시스템에서 살펴본다. 다중 전송률 기법에는 여러 가지가 있는데, 그 중 다중 부호 (Multiple Code or Channel; MC) 방식과 가변 확산 인자 (Variable Spreading Factor; VSF) 방식이 실제 사용가능성이 높은 것으로 알려져 있다⁴¹. 본 논문에서는 가변 확산 인자 방식을 채택하였는데,

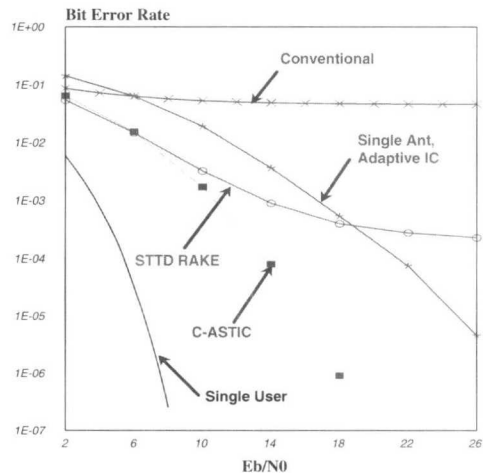
다중 부호 방식의 경우는 2개 이상의 채널 사용에 대해 그만큼의 가상 사용자 환경을 고려하면 단일 전송률 시스템의 성능으로부터 쉽게 얻어질 수 있다. 한편, 두 가지 방식은 동일한 사용자 용량을 제공한다고 알려져 있다¹⁰. 가변 확산 인자 방식이란, 서로 다른 전송률을 가지는 사용자 신호에 대해 고정된 칩율을 맞추기 위해 각기 다른 확산 인자를 채택하는 방식이다.

실험 환경으로 표 2의 시험 모델을 가정한다.

표 2. 다중 전송률 시스템 모델링 (Dual-rate)

| | 부 시스템 1 (high data rate) | 부 시스템 2 (low data rate) |
|-------|-----------------------------|----------------------------|
| 대역폭 | 3.84 MHz | 3.84 MHz |
| 데이터율 | 120 ksps | 60 ksps |
| 확산 인자 | 32 | 64 |
| 사용자 수 | 10 명 | 20 명 |

그림 9는 경로 수 2에 대해 C-ASTIC의 비트 오류율 성능을 다중 전송률 환경에서 보인 것이다. 단일 전송률 시스템과 마찬가지로, 경로 수가 많은 경우에 C-ASTIC가 기존의 수신기에 비해 더 많은 성능 차이를 보임을 알 수 있다. 또한, 결과로부터, 낮은 전송률 사용자들이 고속의 전송률 사용자에게 비해 다소 저하된 비트 오류율 성능을 보이는데, 이는 고속의 사용자들이 동일한 품질을 유지하기 위해 더 강한 신호 크기로 전송하게 되어 저속의 사용자에게 그만큼 큰 간섭으로 작용하기 때문이다.



(a) 부 시스템 1 (high data rate users) <SF = 32>

노 상 민(Sang-min Ro)

준회원



1999년 8월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(학사)

2001년 8월 : 연세대학교 전기, 전자공학과 졸업(석사)

2001년 9월~현재 : 연세대학교 전기, 전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 통신 공학, 이동 통신

홍 대 식(Dae-sik Hong)

정회원

한국통신학회논문지, 제 21 권, 제 8 호, 1996년 8월호, pp.2109-2117 참조

강 창 언(Chang-eon Kang)

명예회원

한국통신학회논문지, 제 21 권, 제 10 호, 1996년 10월호, pp.2660-2669 참조