

FDD/CDMA시스템에서 LMS 알고리즘 기반의 순방향 빔 형성 기법

준회원 김 경 연*, 양 승 철**, 정회원 윤 대 희*, 이 충 용*

A simple forward-link beamforming method based LMS algorithm in FDD/CDMA

Kyeongyeon Kim*, Seungchul Yang* Associate Members,
Dae-Hee Youn* and Chungyong Lee* Regular Members

요 약

본 논문에서는 cdma2000-1x FDD시스템의 순방향 링크 송신 성능 향상을 위해 위상 등화 LMS 순방향 빔 형성 기법을 제안한다. 제안된 순방향 빔 형성 기법은 역방향 링크에서 LMS 적응 어레이 방식을 이용하여 구해진 가중치 벡터로부터 역방향의 무선 채널의 페이딩에 적응한 위상 성분을 등화하고 안테나 응답 벡터에서 나타나는 순방향 링크와 역방향 링크의 주파수 차이를 보상하여 순방향의 가중치 벡터로 사용한다. 따라서 기존의 순방향 빔 형성 기법과 달리 순방향 빔 형성을 위한 별도의 고유치 분해 모듈이 필요 없어 작은 연산량만으로 구현이 가능하다. 모의 실험을 통하여 제안된 순방향 빔 형성 기법이 기존의 순방향 빔 형성 기법에 비해 매우 작은 연산량을 갖고도 유사한 성능을 보임을 확인하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a forward-link beamforming method based LMS (Least Mean Square) algorithm in order to improve the transmission performance of forward link in cdma2000-1x FDD system. The proposed method easily obtains the forward-link weight vector from reverse-link LMS weight vector by compensating for the phase components of the reverse-link channel state and for the difference between the antenna distance components of the two array response vectors at FDD system. Therefore, no additional eigen analysis module for forward-link beamforming is required for the proposed system unlike the existing method. The simulations show that the performance of the proposed method is comparable with the existing method while the proposed method requires much less computations.

1. 서 론

이동 통신은 IMT-2000 서비스의 시작과 함께 고속의 데이터 통신을 기반으로 한 멀티미디어 서비스를 제공하게 되었다. 그러나 CDMA 시스템의 경우 다중 사용자 신호와 다중 경로 신호에 의한 간섭잡음의 영향으로 통화용량에 한계를 지니고 있다.

따라서 이러한 간섭잡음을 제거하기 위하여 배열 안테나를 이용한 빔 형성 기법이 연구되어 왔다^[1]. 지금까지의 빔 형성 기법은 역방향 채널에 대한 적응을 중심으로 진행되어 왔으며 최근에는 순방향 빔 형성에 대해 연구되고 있다^{[2][3][4]}. 특히 순방향의 경우 IMT-2000의 멀티미디어 서비스가 인터넷 기반으로 이루어지기 때문에 통화 용량 증대가 필수적이며 기지국에 역방향 빔 형성 기법이 적용될 경

* 연세대학교 전기 전자 공학과 미디어 통신 신호처리 연구실
논문번호 : 020007-0108, 접수일자 : 2002년 1월 8일

**본 연구는 (주)한텔 지원으로 수행되었습니다.

**스탠다드 텔레콤

우 균형적인 시스템의 성능 향상을 위해서도 필요하다. 그러나 FDD(frequency division duplex) 시스템의 순방향 빔 형성 기법의 가장 큰 문제점은 순방향 무선 채널의 예측이 불가능한 것이다. 무선 채널은 주파수의 차이에 따라 다르게 나타나기 때문에 양방향의 전송주파수가 다른 FDD 시스템에서는 무선 채널을 동일하게 가정할 수 없다. 따라서 역방향의 가중치 계수를 순방향에 그대로 적용할 수 없다.

이러한 FDD 시스템에 대하여 기존의 순방향 빔 형성 기법은 역방향 수신신호로부터 순방향 벡터 채널을 예측하는 open loop 순방향 빔 형성 기법이 연구되었다. Open loop 순방향 빔 형성 기법 중 대표적으로 부공간 기반의 순방향 빔 형성 기법을 들 수 있다. 하지만 기존의 순방향 빔 형성 기법은 역방향과 별도의 빔 형성 모듈이 필요하고 부공간을 얻기 위한 고유치 분해 과정은 많은 연산량이 필요한 단점이 있다.

이와 같은 기존의 순방향 빔 형성 기법들이 갖는 문제점을 해결하고자 본 논문에서는 연산량이 적은 LMS (least mean square) 기법을 이용하여 구한 역방향 가중치 계수로부터 역방향 페이딩에 의한 성분을 보상함으로써 부가적인 순방향 빔 형성 모듈과 고유치 분해 과정이 필요 없는 순방향 빔 형성 기법을 제안한다^[10].

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 기존의 순방향 빔 형성 기법을 살펴보고, 3장에서 제안하는 위상 등화된 LMS open loop 순방향 빔 형성 기법을 설명한다. 4장에서는 제안된 기법을 모의 실험을 통하여 성능을 평가하고 최종적으로 5장에서는 연구에서 얻어진 결과를 정리한다.

II. 기존의 순방향 빔 형성 기법

Open loop 순방향 빔 형성 기법은 기지국의 역방향 수신 신호의 채널 정보로부터 송신 순방향 빔 형성을 위한 채널 정보를 얻어내는 기법이다. 비록 FDD 환경에서 순시적인 순방향 페이딩 채널과 역방향 페이딩 채널의 상관도는 작지만 순방향과 역방향 페이딩 채널의 2차 통계적 특성은 큰 상관도를 갖는다. 또한 기지국 송수신 배열 안테나가 동일하거나 서로 가까이 위치해 있고 근접한 반사체에 의한 영향이 없는 충분히 높은 위치에 있을 때 양방향 신호에 대하여 DOA와 ASS가 동일하다고 가정할 수 있다. 따라서 기존의 순방향 빔 형성 기법

은 DOA와 ASS를 포함하고 있는 역방향 신호의 부공간을 이용하여 순방향 빔 형성의 가중치 계수를 결정하였다^[4].

순방향과 역방향의 다중경로 신호 중 주요한 신호 하나가 통과하는 무선 페이딩 채널은 다음과 같이 다시 모델 할 수 있다.

$$a_T(t) = \frac{K_T}{d^{\frac{\alpha}{2}}} \beta_T(t) \sqrt{\Gamma(t)} \quad (1)$$

$$a_R(t) = \frac{K_R}{d^{\frac{\alpha}{2}}} \beta_R(t) \sqrt{\Gamma(t)} \quad (2)$$

여기서 $a_T(t)$ 는 모델 된 순방향의 무선 페이딩 채널이고 $a_R(t)$ 은 모델 된 역방향의 무선 페이딩 채널이다. 일반적으로 무선 페이딩 채널은 속도에 따라 느린 페이딩과 빠른 페이딩으로 나뉜다. K_T 과 K_R 은 순방향과 역방향의 전달상수이고 d 는 기지국과 단말기간의 거리이고 α 는 전달손실에 비례하는 비례상수이다. 그리고 $\Gamma(t)$ 는 느린 페이딩으로 빠른 페이딩인 $\beta(t)$ 보다 매우 느리게 변하는 랜덤 프로세스이므로, 거의 시간에 관계없이 변하지 않는 채널 Γ 로 모델 할 수 있다. Γ 는 무선 채널의 큰 반사체에 의존하기 때문에 주파수의 변화에 큰 영향을 받지 않는다^[4]. 따라서 각 채널의 2차 통계 특성은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$E[|a_T(t)|^2] = \frac{K_T}{d^{\frac{\alpha}{2}}} \Gamma E[|\beta_T(t)|^2] \quad (3)$$

$$E[|a_R(t)|^2] = \frac{K_R}{d^{\frac{\alpha}{2}}} \Gamma E[|\beta_R(t)|^2] \quad (4)$$

빠른 페이딩 채널의 평균 세기는 주파수의 차이에 관계없이 무선 채널 모델에 따라 레일리나 라이시안과 같은 확률 분포를 따르기 때문에 충분한 구간에 대한 2차 통계 특성은 동일하게 가정할 수 있다^[4]. 따라서 $K_T = K_R$ 을 가정할 경우 2차 통계 특성은 식(5)로 표현된다.

$$E[|\alpha_T|^2] = E[|\alpha_R|^2] = E[|\alpha|^2] \quad (5)$$

양방향의 벡터 채널은 페이딩 채널 성분뿐만 아니라 배열 안테나의 지향 벡터성분으로 구성된다. 지향벡터는 역방향과 순방향에 대하여 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}_T(\theta) = [e^{-j0} e^{-j\Delta} \dots e^{-j(M-1)\Delta}],$$

$$\Delta_T = 2\pi \frac{d}{\lambda_T} \sin(\theta) \tag{6}$$

$$\mathbf{a}_R(\theta) = [e^{-j0} e^{-j\Delta} \dots e^{-j(M-1)\Delta}],$$

$$\Delta_R = 2\pi \frac{d}{\lambda_R} \sin(\theta) \tag{7}$$

λ_T 는 기지국의 송신 신호의 파장으로 c/f_T 이고 λ_R 는 수신 신호의 파장으로 c/f_R 로 나타난다. d 는 배열 안테나의 안테나간의 간격을 의미하며 공간 에일리어징을 방지하기 위해서는 $d \leq \lambda/2$ 를 만족하여야 한다. 안테나 지향벡터도 주파수에 관한 함수로 표현되기 때문에 양방향에 대하여 다르게 나타난다. 역방향과 순방향에 동일 안테나를 이용하여 송수신을 하는 기법으로 duplex array 접근기법이 있다^[4]. 이 기법은 송신 신호의 지향 벡터 성분을 수신 신호의 지향 벡터로 변환시켜주는 행렬을 사용하는 기법으로 다음의 식 (8)와 같이 나타난다.

$$\mathbf{a}_T(\theta) = [e^{-j0} e^{-j\Delta} \dots e^{-j(M-1)\Delta}]$$

$$= \Phi \mathbf{a}_R(\theta)$$

$$\Phi = \text{diag}(1, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_M}) \tag{8}$$

$$\Phi_i = \left(\frac{1}{\lambda_T} - \frac{1}{\lambda_R} \right) \Delta_R$$

역방향과 순방향의 벡터 채널 성분은 위에서 살펴본 바와 같이 2차 평균과정과 지향 벡터의 변환 과정을 통하여 동일하게 나타난다.

$$\mathbf{R}_T = \mathbf{R}_R$$

$$\mathbf{R}_R = E[|\alpha_R|^2 \Phi \mathbf{a}_R(\theta) \mathbf{a}_R^H(\theta) \Phi^H] \tag{9}$$

$$\mathbf{R}_T = E[|\alpha_T|^2 \mathbf{a}_T(\theta) \mathbf{a}_T^H(\theta)]$$

SINR을 최대화하는 가중치 벡터는 다음과 같은 역방향 공분산 행렬로부터 얻어진 \mathbf{R}_T 로부터 잡음 공분산 행렬 \mathbf{R}_I 와 신호 공분산 행렬 \mathbf{R}_s 로 분리하여 다음과 같은 최대의 고유치 벡터로 얻을 수 있다.

$$\mathbf{R}_s \mathbf{w} = \lambda_{\max} \mathbf{R}_I \mathbf{w} \tag{9}$$

그러나 부공간을 이용하는 기존의 순방향 빔 형성 기법의 경우 최적해를 구하기 위해서 고유치 분해를 이용하기 때문에 연산량이 증가하는 단점이 있으며 역방향 수신신호에 대해서 순시적인 최적해를 찾는 기법을 사용할 경우 순방향을 위한 별도의 모듈을 구성하여야 한다^[5].

III. 제안된 순방향 빔 형성 기법

역방향에 대하여 LMS 적응 어레이 기법은 간단한 연산량과 역방향 페이딩 채널에 적응이 가능한 장점을 갖는다. 하지만 LMS 적응 어레이 기법에 의한 가중치 계수는 역방향 채널에 적응을 하기 때문에 송수신 채널환경이 상이한 FDD시스템에 대해서 이를 순방향 빔 형성에 적용할 경우 왜곡이 생기게 된다. 그러나 macro cell과 같이 기지국에서 반사체가 충분히 큰 거리를 가질 때 양방향에 대하여 DOA와 ASS는 동일하게 가정할 수 있다^[4]. 또한 충분한 심볼 구간에 대해서 평균을 취할 경우 역방향의 페이딩은 식 (5)에서 보는 바와 같이 $E[|\alpha_R|^2] = E[|\alpha_T|^2]$ 로 가정할 수 있고, 지향벡터 변환 과정을 통하여 $\mathbf{R}_R = \mathbf{R}_T$ 를 만족시켜 줄 수 있으므로 LMS 적응 어레이의 가중치 벡터에서 역방향 페이딩 채널에 적응한 성분을 제거함으로써 순방향 빔 형성에 사용할 수 있는 가중치 벡터를 얻을 수 있다. 본 논문에서는 간단한 역방향 페이딩 채널 추정기법을 사용하여 역방향 LMS 적응 어레이의 가중치 계수에서 역방향 페이딩 성분을 보상하여 순방향 빔 형성에 적용하는 시스템을 제안한다.

제안하는 순방향 빔 형성 시스템의 블록도는 그림 1과 같다. cdma 2000-1x 시스템은 역방향에 참조신호로서 파일럿이 데이터와 일정의 전력비를 가지고 파일럿은 I채널로 데이터는 Q채널로 송신된다. 제안된 시스템은 역방향의 페이딩 채널만을 추정하기 위해 배열 안테나의 지향 벡터에 의한 위상 성분이 없는 기준 안테나로 수신한 파일럿신호 R-PICH를 이용하여 식(10)과 같이 간단히 평균을 취하여 사용한다^[7].

$$\widehat{\alpha}_{0,0}(n) = \frac{n-1}{n} \widehat{\alpha}_{0,0}(n-1) + \frac{1}{n} p_{0,0}(n) \tag{10}$$

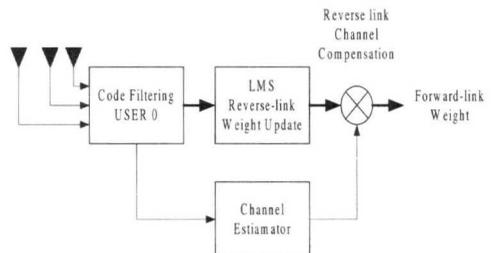


그림 1. 제안된 시스템의 블록 다이어그램

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{w}} &= \hat{\alpha}_R^* \Phi \hat{\mathbf{w}}_{R,LMS} \\
 &= |\alpha_R|^2 \Phi \mathbf{R}_R^{-1} \mathbf{a}_R(\theta) \\
 &= |\alpha_R|^2 \mathbf{R}_F^{-1} \Phi \mathbf{a}_R(\theta) \\
 &= |\alpha_R|^2 \mathbf{R}_F^{-1} \mathbf{a}_F(\theta) \\
 \Phi &= \text{diag}(1, e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_M}) \quad (11) \\
 \Phi_i &= \left(\frac{1}{\lambda_T} - \frac{1}{\lambda_R} \right) \Delta_R \\
 \hat{\mathbf{w}}_{F,LMS} &= \frac{\hat{\mathbf{w}}}{\|\hat{\mathbf{w}}\|} \\
 &= \frac{\mathbf{R}_F^{-1} \mathbf{a}_F(\theta)}{\|\mathbf{R}_F^{-1} \mathbf{a}_F(\theta)\|} \quad (\because P_x = 1)
 \end{aligned}$$

여기서 $\hat{\alpha}_{0,0}(n)$ 은 페이딩 채널 추정기의 추정 페이딩 채널 성분이며 $p_{0,0}(n)$ 는 기준 안테나로 수신한 R-PICH이다. 추정된 채널 성분으로 식 (11)과 같이 역방향 페이딩 채널에 적용된 가중치 벡터를 보상하여 역방향 채널 성분을 제거하고, 순방향과 역방향의 안테나 간격에 의한 부분을 보상해준다. 실제 순방향의 가중치 벡터는 송신 전력이 안테나 하나를 쓸 때와 동일하므로 정규화해 주게 되어 역방향 페이딩의 크기 또한 문제가 되지 않는다. 만약 LMS 역방향 빔 형성기의 가중치 벡터가 충분히 수렴하여 최적해를 갖게되고 역방향의 채널 추정이 정확히 이루어질 경우 위상 보상된 가중치 계수는 식 (11)에서 보는 바와 같이 순방향에서도 오차를 최소화하는 형태의 최적해의 형태를 그대로 유지한다. 제안된 시스템은 역방향 LMS 적응 어레이의 가중치벡터를 이용하여 순방향 빔 형성 가중치 벡

터를 추정함으로써 별도의 순방향 빔 형성 모듈 없이 순방향 빔 형성을 위한 가중치 벡터를 구해낼 수 있다. 그림 2는 채널 추정기를 이용하여 심볼 단위로 역방향 가중치 벡터의 위상성분을 보상하는 모습을 보여 준다. 제안한 기법을 사용하기 전에는 가중치 벡터는 역방향의 페이딩 채널 성분에 적응하지만 채널 보상 후에는 가중치 벡터의 역방향 페이딩 채널 성분이 제거되고 있음을 알 수 있다. 제안된 빔 형성 기법은 역방향 가중치 벡터로부터 페이딩 채널에 대한 적응 성분만을 제거하기 때문에 역방향 빔과 동일한 빔 패턴을 갖게 되어 동일한 공간 필터링을 순방향에 대하여 수행한다.

제안된 순방향 빔 형성 기법의 경우 역방향의 가중치 계수로부터 채널 성분만을 제거하여 순방향의 가중치 계수로 사용하기 때문에 별도의 빔 형성 모듈이 요구되지 않고 역방향 신호의 부공간을 얻기 위한 고유치 분해과정이 필요 없다. 그러므로 제안된 순방향 빔형성 기법은 기존의 기법에 비하여 작은 연산량으로 순방향 빔 형성 계수를 구해낼 수 있는 장점이 있다.

IV. 제안된 방법의 성능 분석 및 비교

cdma2000-1x시스템을 구성하여 다양한 환경에서 모의 실험을 수행하였다. 제안한 위상 등화된 open loop 순방향 빔 형성 기법의 성능 분석 및 비교를 위하여 단일 안테나를 사용하는 경우와 부공간을 이용하는 open loop 순방향 빔 형성 기법을 제안된 기법과 동일한 조건에서 모의 실험을 수행하였다.

가정된 환경에서 BER(bit error rate)를 결정하여 성능을 평가하였다. 실험에 사용된 모의 실험의 파라미터는 표 1과 같다. 실험의 간략화를 위해 본 실험에서는 CDMA 시스템의 특징을 이용하여 역방향의 다른 사용자와 다중경로에 대하여 Gaussian approximation을 하였고^{[8][9]}, 순방향에 대해서는 다른 사용자와 다중경로 신호를 직접 고려하여 간섭 성분을 줄여주는 빔 형성 기법의 성능을 보고자하였다. 실험에 사용된 채널 환경은 이동 통신 환경으로 적합한 macro cell을 가정하였다. macro cell의 경우 기지국이 단말기로부터 충분히 높은 위치에 존재하는 것으로 가정할 수 있기 때문에 FDD 환경에서 양방향의 DOA를 동일하게 모델 하였다. 또한 1 frame동안은 동일한 가중치 벡터를 갖는 것으로 가정하였다. 모의 실험 파라미터는 표 1과 같다.

그림 3에서는 두 기법에 대하여 표 1의 동일한 환

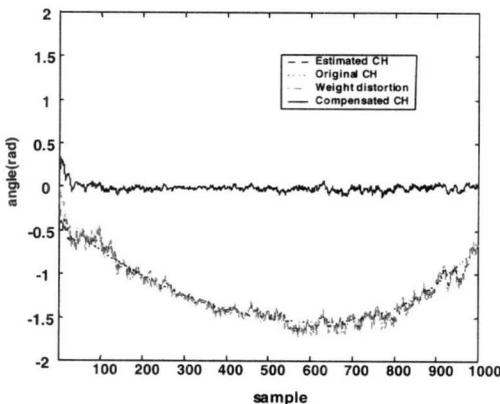


그림 2. 가중치벡터의 역방향 채널 영향 보상

표 1. 모의 실험의 파라미터

신호 모델	cdma2000-1x	
송수신 기법	FDD	
채널 코딩	Convolutional coding (1/3)	
역방향	데이터 전송률	76.8ksps
	walsh코드 확산률	16
	데이터 전력/파일릿 전력 ^[8]	4
순방향	데이터 전송률	38.4ksps
	walsh코드 확산률	32
E_c/N_o	7dB	
사용자 수	1 ~ 40 명	
안테나 수	4개	
다중경로 수	3개/사용자 수	
rake수신기	사용 안 함	

경에 대하여 단말기의 속도와 사용자의 수를 변화시켜 가면서 각 경우의 BER을 확인하였다. 단말기의 속도가 120km/h일 경우 각 기법의 성능 차는 3km/h의 경우와 유사하다. 그러나 120km/h 일 때 3km/h의 경우보다 각 기법들에 대해 더 좋은 결과를 나타내었다. 이는 페이딩을 겪은 신호의 전력이 잡음의 전력보다 낮아지는 페이딩의 구간이 길어지면 채널부호화라도 더 이상 신호를 복원할 수 없게되는데, 단말기의 속도가 120km/h 일 경우 깊은 페이딩의 구간이 짧아 채널부호화 기법을 사용해 신호를 복원해 낼 가능성이 높지만 3km/h의 경우는 깊은 페이딩 구간이 상대적으로 길어 신호를 복원할 가능성이 낮아지기 때문이다. 그림 3에서 단말기의 속도가 3km/h인 경우와 120km/h인 경우에

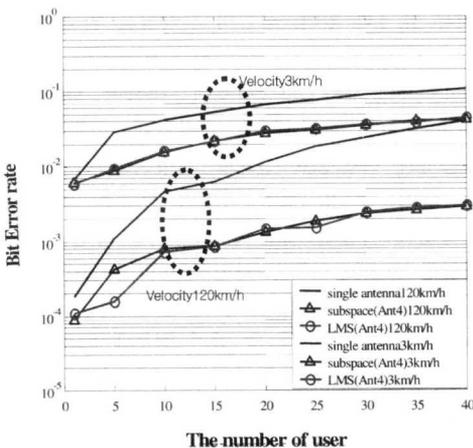


그림 3. 위상등화된 LMS 순방향 빔 형성기법의 오차확률곡선

대하여 제안된 순방향 빔 형성기법은 사용자가 한 명인 경우에는 단일 안테나를 사용하는 경우와 동일한 성능을 나타내지만 사용자가 증가함에 따라 성능의 열화 정도가 단일안테나에 비해 작아 표 1의 실험환경에서 단일 안테나를 사용한 경우에 비하여 사용자의 수를 약 15~20명을 증가시키는 성능 향상이 있음을 확인할 수 있다. 이는 순방향 빔 형성의 경우 송신전력을 정규화 해주므로 순방향 빔 형성 기법이 단일 안테나에 비하여 원하는 신호로의 송신 전력상의 이득은 없지만, 다른 간섭신호의 전력을 낮춘다는 장점을 지니고 있기 때문이다. 또한 단말기의 속도가 3km/h와 120km/h인 상황 모두에서 제안된 기법은 기존의 부공간 순방향 빔 형성 기법과 유사한 오차 확률 성능을 보임을 확인할 수 있다. 따라서 제안한 기법은 기존의 순방향 빔 형성 기법과 같은 고유치 분해과정 없이 역방향의 LMS 가중치 계수에서 역방향 페이딩 채널 성분을 제거하므로써 순방향 가중치 계수로 사용할 수 있음을 확인할 수 있었다.

제안된 순방향 빔 형성 기법의 경우 연산량이 적은 LMS 적응 어레이 기법을 사용하기 때문에 기존의 순방향 빔 형성 기법에 비해 연산량 이득을 얻을 수 있다. 다음의 표 2는 M개의 안테나를 사용하고 한 프레임 당 N개의 심볼을 사용할 경우의 제안된 순방향 빔 형성 기법과 기존의 순방향 빔 형성 기법인 역방향 수신신호의 부공간을 이용하는 기법에 대한 프레임 단위의 연산량이다.

여기서 고유치 분해 과정의 연산량은 최대 고유치벡터를 구하는 수치 해석적 기법인 power method^[6]의 연산량을 의미한다.

제안된 순방향 빔 형성 기법의 경우 고유치 분해 과정에 필요한 $O(M^2)$ 의 연산량을 LMS 적응 어레이 기법을 사용함으로써 $O(M)$ 로 감소시켰다. 하지만 역방향에 대하여 LMS 적응 어레이 기법을 사용할 경우 제안된 순방향 빔 형성 기법은 별도의 LMS 적응 과정이 필요하지 않기 때문에 채널 추정

표 2. 제안한 순방향 빔 형성 기법의 연산량

부공간 이용 순방향 빔 형성 기법	공분산 행렬 구성 과정	$8M^2N$
	고유치 분해 과정	$O(M^2)$
제안된 순방향 빔 형성 기법	LMS 적응 과정	$O(M)$
	채널 추정 과정	$2MN$
	채널 보상 과정	MN

과정과 보상 과정만이 필요하게 된다. 따라서 제안된 순방향 빔 형성 기법은 3MV의 연산량이 필요하다.

V. 결론

본 논문에서는 cdma2000-1x의 순방향 링크 성능 개선을 위한 LMS기반 순방향 빔 형성 기법을 제안하였다. 제안된 순방향 빔 형성 기법은 LMS 역방향 가중치 벡터로부터 페이딩 채널 적응 성분을 제거하여 순방향의 가중치 벡터로 이용하는 기법이다. 제안된 순방향 빔 형성 기법은 역방향의 LMS 적응 어레이의 가중치 벡터로부터 순방향 가중치 계수를 구하기 때문에 기존의 기법에서 요구되는 별도의 순방향 빔 형성 모듈이 필요 없고 고유치 분해 과정이 필요 없기 때문에 연산량이 작은 장점이 있다. 또한 모의 실험을 통하여 제안된 순방향 빔 형성 기법이 기존의 기법과 유사한 성능을 보임을 확인하였다.

참고 문헌

[1] Lal C, Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, Part2: Beam-Forming and direction if arrival considerations", *Proc of IEEE*, vol.85, no.8, Page(s):1195-1245, August 1997.

[2] D. Gerlach, A. Paulraj, "Base-station transmitter antenna arrays with mobile to base feedback" *Conference on Signals, Systems and Computers*, vol.2, Page(s):1432-1436, 1993

[3] D. Gerlach, A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna arrays with feedback", *IEEE Signal Processing Letter*, vol.1, Page(s):150-152, October 1994.

[4] Gregory G. Raleigh, S.N Diggavi, V.K. Jones, A. Paulraj, "A blind adaptive transmit antenna algorithm for wireless communications", *ICC '95*, vol 3, 1995, Page(s): 1494 -1499

[5] Hiromitsu Asakura and Tadashi Matsumoto, "Coopreative Signal Reception and Down-Link Beam Forming in Cellular mobile communications", *IEEE Transaction on vehicular technology*, vol.48, no.2, 1999.

[6] Simon Hakin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice

Hall, 1996.

[7] Yiang-Chang Liang and Francois P. S. Chin, "Coherent LMS algorithms" *IEEE communication letters*, vol.4, no.3, March 2000.

[8] Fuyun Ling, "Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications", *IEEE Transactions on Communications* VOL. 47 No. 10 October 1999

[9] Joseph c. liberty, jr. theodore s. rappaport, *Smart antenna for wireless communications*, Prentice hall, 1999.

[10] Seungchul Yang, Dae-Hee Youn and Chung-yong Lee "LMS based forward-link beam-forming using reverse-link channel estimator in FDD/CDMA system" *VTC2001 fall*

김 경 연(Kyeongyeon Kim)

준회원



2001년 2월 : 연세대학교 기계 전자공학부 졸업
2001년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 석사과정

<주관심 분야> 통신신호처리, 배열신호처리

양 승 철(Seungchul Yang)

준회원



1999년 9월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
2001년 8월 : 연세대학교 전자공학과 석사
2001년 9월 ~ 현재 : 스탠다드 텔레콤 개발2팀

<주관심 분야> 이동통신, 스마트안테나, 배열신호처리

윤 대 희(Dae-Hee Youn)

정회원

한국통신학회 논문지, 제24권, 제7A호 참조

이 충 용(Chungyong Lee)

정회원

한국통신학회 논문지, 제24권, 제7A호 참조