

CDMA 하향링크의 빔 성형을 위한 스마트 안테나 알고리즘

준희원 안치준*, 홍영미*, 정희원 진영환*, 안재민*

Smart antenna algorithm for CDMA downlink beam-forming

Chijun Ahn*, Youngmi Hong* *Associate Members*

Younghwan Jin*, Jaemin Ahn* *Regular Members*

요 약

기지국에서 추정된 채널 정보를 바탕으로 빔 성형을 하는 방식은 FDD 시스템과 같이 상/하향링크의 반송파 주파수가 일치하지 않을 경우 지향벡터가 어긋나게 되어 성능 저하가 발생하게 된다. 또한 수신 신호로부터 역방향 링크의 지향벡터를 얻는 blind 추정 기법 역시 하드웨어의 복잡도가 증가하는 단점이 있다. 이와 같은 문제점 해결을 위해 본 논문에서는 사용자의 입사각 추정을 통해 얻어진 상향링크의 무게합수를 하향링크에 적합한 형태로 보정함으로써 원하는 방향으로 빔 성형이 될 수 있도록 다수의 사용자 신호에 대해 공간 푸리에 변환을 수행함으로써 사용자 수의 증가에 따른 빔 성형의 복잡도 증가 문제를 개선해 주는 스마트 안테나 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 CDMA 시스템의 하향링크 송신기에 적용한 후 수신 측에서 프레임 에러율로써 그 성능 개선을 확인하였다. 그 결과 주파수 분할 방식의 시스템에서 제안된 알고리즘에 의한 성능 개선이 기존의 스마트 안테나 시스템과 동일함을 확인 할 수 있었다.

Key Words : smart antenna, CDMA, spatial fourier, beam forming, fourier transform

ABSTRACT

Beam-forming method based on the estimated channel information at the base station degrade the performance mismatching directional vector in case of systems which Frequency Division Duplex (FDD) center frequency of uplink and downlink are different. Also blind estimation technique which is to obtain directional vector of reverse link through received signal has disadvantage of hardware complexity increase. To solve these problems, in present paper, a smart antenna algorithm which is to improve the beam-forming complexity increase due to user number by applying the spatial fourier transform to be able to beam-forming toward a wanted direction through adjusting a obtained uplink weight function by estimating Angle-of-Arrival (AoA) to the competable form at the downlink is proposed. The proposed algorithm is integrated to the CDMA downlink transmitter and simulations are performed to confirm the performance as frame error rate at the receiver. As a result, the beam forming effect is confirmed and the performance gain with the proposed algorithm is comparable to ordinary smart antenna system.

I. 서 론

최근 고속 패킷 및 영상 신호 등 높은 데이터 전

송률을 필요로 하는 멀티미디어 서비스를 지원하기 위하여 시스템 용량 증가의 필요성이 요구되어지고 있다. 이를 위해서는 더 많은 주파수 대역을 필요로

* 충남대학교 정보통신공학과 멀티미디어통신 연구실(cjahn@scolhwa.cnu.ac.kr, zerOme@yahoo.com, {yhjin, jmahn}@cnu.ac.kr)
 논문번호 : KICS2005-04-169, 접수일자 : 2005년 4월 20일

※ 본 연구는 한국과학재단 목적이초연구사업(R01-2001-00349)의 지원으로 수행하였음.

하지만, 주파수 확장에는 큰 비용과 제약이 따른다. 따라서 제한된 주파수 대역 내에서 시스템의 용량을 극대화하기 위한 방법으로 안테나 어레이를 이용한 연구가 활성화 되었다. 그 중 스마트 안테나 시스템은 기지국에서 복수의 안테나를 사용하여 송수신 되는 신호의 이득 및 위상을 조절함으로써 지향하는 사용자 신호의 신호 대 잡음 비를 극대화하고(beam focusing) 그 이외의 사용자들 신호에 의한 잡음을 최소화 해주는(beam nulling) 시스템이다. 이러한 동작은 가입자의 통신거리를 증가 시키거나 동일한 크기의 영역에서 저 전력으로 통신이 가능하게 되어 장기적으로는 시스템 용량 증가의 효과를 가져다준다([1]).

기존의 스마트 안테나 시스템에서는 하향링크 빔 성형을 위해 상향링크의 무게합수를 이용하였다. 하지만 주파수 분할 방식의 이동통신 시스템은 상향링크와 하향링크가 다른 반송파 주파수를 사용하기 때문에 상향링크의 무게합수를 하향링크에 그대로 적용할 경우 제대로 된 빔 성형이 이루어지지 않는다. 이러한 문제점을 해결하고자 수신기에서 빔의 방향을 측정하는 여러 방법들이 연구되었다. 그동안 연구되어온 방법들은 크게 단말기에서 빔의 방향을 측정하여 기지국으로 피드백 해주는 방법([2],[3])과 별도의 파일럿 채널을 이용하여 순방향 링크의 무게 합수를 직접 추정하는 방법([4],[5])으로 분류되어질 수 있다. 우선 피드백을 이용한 방법은 단말기에서 빔의 방향을 추정하기 위한 별도의 구조가 필요하다. 따라서 단말기의 복잡도가 커지게 되고 기지국으로의 피드백을 위해 상향링크의 자원을 소모하게 된다. 또한 파일럿 채널을 이용하기 위해서는 이미 정해진 채널 구조를 변경해야 하는 문제가 발생한다.

이와 같은 문제점으로 인해 기지국에서 추정된 채널 정보를 바탕으로 빔 성형을 하기 위한 연구가 이루어졌다. 참고문헌 [6]에서는 상향링크와 하향링크가 가지는 반송파 주파수 차이가 크지 않다면 상향링크의 지향벡터와 하향링크의 지향벡터가 동일함을 가정하고 있다. 그 결과 상향링크의 신호를 통해 얻어진 지향벡터로 하향링크의 빔 성형을 해주었다. 하지만 반송파 주파수 차이가 커지거나 일정한 반송파 주파수 차이를 가지더라도 사용자의 입사각이 커지면서 상향링크와 하향링크가 가지는 지향벡터의 어긋남이 더욱 커지게 된다. 따라서 하향링크의 빔 성형이 제대로 이루어지지 않아 원하는 다이버시티 성능을 얻지 못하게 된다. 참고문헌 [7]에서는 수신

신호로부터 역방향링크의 지향벡터를 얻을 수 있는 blind 추정 기법을 제안하고 있다. 제안된 방식은 사용자의 입사각이나 단말기로부터의 feedback 정보가 필요 없는 방식이다. 하지만 blind 방식의 추정 기법은 많은 복잡도를 가지기에 시스템에 큰 부담을 안겨주게 된다.

이상에서 언급한 기존 방식들의 문제점을 극복하기 위하여 본 논문에서는 사용자의 입사각 추정(Direction Of Arrival estimation)을 통해 추정된 상향링크의 무게합수를 하향링크에 적합한 형태로 보정함으로써 원하는 방향으로 빔 성형이 될 수 있도록 하였다. 또한 기존의 적용형 스마트 안테나 시스템이 한 사용자의 안테나 모듈에 한 개의 단말기가 연동해서 동작해야 하는 한계를 극복하기 위해 무게합수가 적용된 다수의 사용자 신호에 대해 한번의 공간 푸리에 변환(Spatial Fourier Transform)을 수행함으로써 사용자 수의 증가에 따른 빔 성형의 복잡도 증가 문제를 개선해 주었다. 제안된 알고리즘은 CDMA 시스템의 하향링크 송신기에 적용한 후 수신 측에서 프레임 에러율로써 그 성능 개선을 확인하였다.

서론에 이어 II장에서는 일반적인 하향링크의 빔 성형 방법과 주파수 분할 방식에 따른 무게 합수의 변화를 살펴보고, III장에서는 제안된 알고리즘의 구조 및 수학적 모델링에 대하여 살펴보았다. IV장에서는 모의실험을 통해 제안된 방법의 성능을 분석해 보고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 하향링크의 빔 성형 구조 및 공간 영역 신호의 특성

2.1 하향링크의 빔 성형 구조

그림 1은 상향링크와 하향링크의 반송파 주파수가 동일한 시스템에서 등간격 선형 배열 안테나를 이용하여 신호를 송수신 할 때 가지는 일반적인 하향링크의 빔 성형 구조를 나타낸다. 상향링크에서 등간격 선형 배열 안테나에 수신되는 신호는 수신 안테나 간격에 의해 일정한 위상차($\phi_n(\theta)$)를 가지며 그 위상차는 식(1)과 같다([9]).

$$\phi_n(\theta) = n\pi \sin\theta \frac{2\mu}{\lambda} \quad (1)$$

여기에서 θ 는 수신 신호의 입사각을, μ 는 안테나간격을, λ 는 수신 신호의 파장 길이를, n ($= 0, \dots, N-1$)은 수신 안테나의 인덱스를 나타낸다. 이와 같은 위

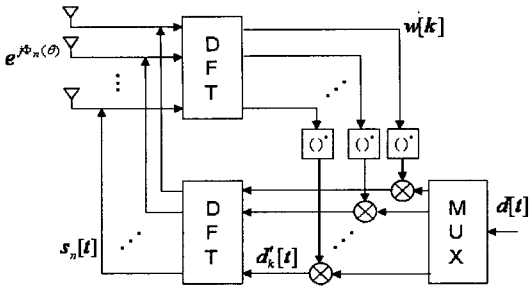


그림 1. 상향링크와 하향링크에서 동일한 주파수 대역을 사용하는 시스템에서 상향링크의 무게함수를 이용한 하향링크 빔 성형 구조
Fig. 1. The beam forming structure using the weight function of the uplink using unit frequency bandwidth

상차를 갖는 신호가 이산 푸리에 변환을 거쳐 얻어지는 무게함수($w[k]$)는 식(2)와 같다.

$$w[k] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_n(\theta)} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2)$$

여기에서 N 은 이산 푸리에 변환의 크기를, k 는 이산 푸리에 변환의 출력 인덱스를 나타낸다. 이 무게함수는 하향링크의 송신 신호가 가지는 송신 안테나 간격에 따른 위상차를 보상하기 위해 사용된다. 이 무게함수에 의해 변형된 신호($d_k[k]$)는 식(3)과 같다.

$$d_k[t] = w^*[k] d[t] \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (3)$$

여기에서 $d[t]$ 는 하향링크의 송신 신호를, $(\cdot)^*$ 는 공액 복소수를 나타낸다. 무게함수가 적용된 신호는 이산 푸리에 변환을 거쳐 빔성형이 이루어진다. 그 결과 n 번째 송신 안테나에서 송신되는 신호($s_n[t]$)는 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} s_n[t] &= \sum_{k=0}^{N-1} d_k[t] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} w^*[k] d[t] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= e^{-j\phi_n(\theta)} d[t] \end{aligned} \quad (4)$$

그 결과 지금까지의 빔 성형 과정을 통해 전송되는 신호는 각 송신 안테나의 위상차를 보상을 확 인할 수 있다.

2.2 공간 영역 신호의 특성

그림 2는 일정한 간격(μ)으로 배치되어 있는 기지국의 등간격 선형 배열 안테나를 나타낸다. 신호

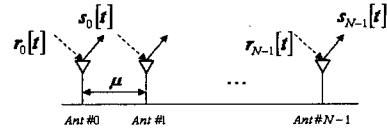


그림 2. 기지국 등간격 선형 배열 안테나
Fig. 2. The linear array antenna with the unit distance

원이 먼 거리에 위치할 때 각 안테나에 도달하는 파동은 평면파로 볼 수 있다. 따라서 각 안테나에서 송수신되는 통과대역 신호는 동일한 입사각을 갖는다. 또한 안테나는 일정한 간격으로 배치되어 있기 때문에 각 안테나의 송수신 신호는 일정한 경로 차를 갖게 된다. 안테나 간격이 상향링크 반송파의 반파장 간격으로 고정되어 있는 경우 ($\mu = \frac{\lambda}{2}$) 경로 차에 의해 가지는 시간 지연(τ)은 식(5)와 같다[9].

$$\tau = \frac{\sin\theta}{2f_U} \quad (5)$$

여기에서 f_U 는 상향링크 반송파의 주파수를 나타낸다. 이와 같은 시간 지연을 가지는 단말기의 기저대역 신호가 상향링크 반송파 주파수의 통과대역을 거쳐 기지국의 n 번째 안테나에 수신되는 신호($r_n[t]$)는 식(6)과 같다.

$$\begin{aligned} r_n[t] &= d_U[t] e^{j2\pi f_U(t+\tau)} e^{j\phi_{U,n}} + w_{U,n}[t] \\ &= d_U[t] e^{j2\pi f_U t} e^{j2\pi f_U \tau} e^{j\phi_{U,n}} + w_{U,n}[t] \\ &= (d_U[t] e^{j2\pi f_U \tau} e^{j\phi_{U,n}}) e^{j\phi_{U,n}(\theta)} + w_{U,n}[t] \end{aligned} \quad (6)$$

여기에서 $d_U[t]$ 는 상향링크 단말기의 기저대역 송신 신호를, $\phi_{U,n}$ 는 상향링크 n 번째 수신 안테나의 수신 신호가 가지는 위상을, $\phi_{U,n}(\theta)$ 는 상향링크 n 번째 수신 안테나의 수신신호가 경로차에 의해 가지는 위상차를, $w_{U,n}[t]$ 는 상향링크 n 번째 수신 안테나가 가지는 백색 잡음을 나타낸다. 하지만 주파수 분할 방식의 시스템은 하향링크와 상향링크가 서로 다른 반송파 주파수를 가진다. 따라서 하향링크 n 번째 송신 안테나의 송신 신호가 가지는 위상차($\phi_{D,n}(\theta)$)는 식(7)과 같다.

$$\begin{aligned} s_n[t] e^{j\phi_{D,n}(\theta)} &= d_D[t] e^{j(2\pi f_D(t+\tau) + \phi_{D,n})} + w_{D,n}[t] \\ &= (d_D[t] e^{j2\pi f_D \tau} e^{j\phi_{D,n}}) e^{j\frac{f_D \tau \sin\theta}{f_U}} + w_{D,n}[t] \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 $d_D[t]$ 는 하향링크의 송신 신호를, f_D 는 하향링크의 반송파 주파수를, $\phi_{D,n}$ 는 하향링크 n 번째

송신 안테나의 송신 신호가 가지는 위상을, $w_{D,n}[t]$ 는 하향링크의 n 번째 송신 안테나가 가지는 백색 잡음을 나타낸다.

따라서 주파수 분할 방식의 시스템에서 기지국 안테나 간격이 상향링크 반송파의 반파장 간격으로 고정되었을 경우, 입사각에 따른 상향링크의 지향벡터(ϖ_U)와 하향링크의 지향벡터(ϖ_D)는 식(8)과 같다(10).

$$\begin{aligned} \varpi_U &= [e^{j\varphi_{D,0}(\theta)} \dots e^{j\varphi_{D,n}(\theta)} \dots e^{j\varphi_{D,N-1}(\theta)}] \\ \varpi_D &= [e^{j\varphi_{U,0}(\theta)} \dots e^{j\varphi_{U,n}(\theta)} \dots e^{j\varphi_{U,N-1}(\theta)}] \end{aligned} \quad (8)$$

이와 같은 지향벡터를 공간 푸리에 영역에서 살펴보면 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned} \Pi_U[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} \varpi_U[n] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ \Pi_D[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} \varpi_D[n] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서 $\varpi_{(\cdot)}[n]$ 는 지향벡터의 n 번째 요소들, $\Pi_{(\cdot)}[k]$ 는 이산 푸리에 변환의 k 번째 출력 값을 나타낸다. 위와 같이 공간 푸리에 영역에서 얻어진 상향링크 무계함수와 하향링크 무계함수의 관계는 다음과 같다.

$$\Pi_D[k] = \Pi_U[k - k_0] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\pi \sin\theta} e^{-j\frac{2\pi n}{N}(k - k_0)} \quad (10)$$

여기에서 k_0 는 두 무계함수가 공간 주파수 영역에서 가지는 주파수 이동 값으로 식(11)과 같다.

$$k_0 = \frac{N}{2} \left(\frac{f_D}{f_U} - 1 \right) \sin\theta \quad (11)$$

즉, 선형 배열의 안테나에 의해 가지는 상향링크와 하향링크의 위상차는 공간 주파수 영역에서 주파수 이동으로 나타나고 있다. 따라서 주파수 분할 방식의 시스템에서 상향링크 무계함수는 반송파 주파수 차이에 따른 위상차를 보상함으로써 하향링크 빔 성형이 가능함을 알 수 있다.

III. 공간 푸리에 변환을 이용한 스마트 안테나 시스템

그림 3은 상향링크의 무계함수를 이용해 하향링크의 빔 성형을 위한 스마트 안테나 구조를 나타낸

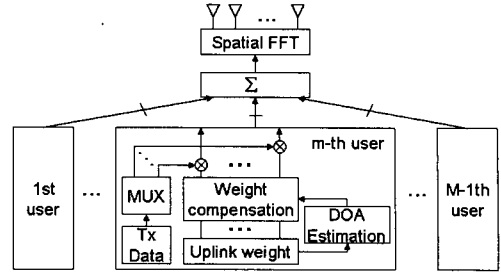


그림 3. 하향링크 빔 성형을 위한 스마트 안테나 구조
Fig. 3. The smart antenna system for the downlink beamforming

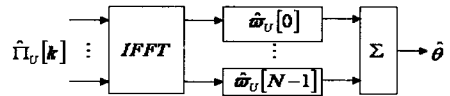


그림 4. 상향링크 무계함수를 이용한 사용자의 입사각 추정
Fig. 4. The AOA estimation using the weight vector of the uplink

다. 제안된 스마트 안테나 시스템은 크게 사용자에 대한 입사각 추정, 무계함수 보정, 그리고 보정된 무계함수를 이용한 송신 신호의 빔 성형을 위한 부분으로 구성된다.

그림 4는 상향링크 무계함수를 이용해 사용자의 입사각 추정을 위한 구조를 나타낸다. 상향링크의 수신신호로부터 얻어진 무계함수는 식(12)와 같다.

$$\hat{\Pi}_U[k] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\pi \sin\theta} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} + W_U[k] \quad (12)$$

여기에서 $W_U[k]$ 는 상향링크의 수신신호로부터 얻어진 무계함수가 가지는 백색 잡음을 나타낸다. 이 무계함수가 이산 역푸리에 변환을 거쳐 얻어지는 지향벡터의 n 번째 요소는 식(13)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{w}_U[n] &= \sum_{k=0}^{N-1} \hat{\Pi}_U[k] e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= e^{jn\pi \sin\theta} + \hat{w}'_U[n] \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서 $\hat{w}'_U[n]$ 는 이산 역푸리에 변환에 의해 변형된 백색 잡음을 나타낸다. 이렇게 얻어진 지향벡터는 삼각함수의 성질을 이용하여 사용자에 대한 신호의 입사각을 추정하며 이는 식(14)와 같다.

$$\hat{\theta} = \sin^{-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{n\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \{ \hat{w}_U[n] \}}{\text{Re} \{ \hat{w}_U[n] \}} \right) \right) \right) \quad (14)$$

추정된 입사각은 상향링크 주파수 및 하향링크 주파수와 함께 상향링크의 무계함수를 보정하기 위한

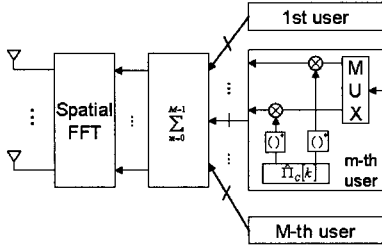


그림 5. 다중 사용자 환경에서 하향링크 빔 성형을 위한 구조
Fig. 5. The beam forming structure for the multi-user environment

보정함수를 얻는데 사용되며 이는 식(15)와 같다.

$$\hat{\omega}_c[k] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\pi \sin\hat{\theta} \left(\frac{f_p}{f_v} - 1\right)} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (15)$$

이 보정함수는 상향링크의 무계함수를 보정해 줌으로써 하향링크의 송신신호를 위한 무계함수를 얻을 수 있으며 이는 식(16)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\Pi}_D[k] &= \hat{\Pi}_V[k] \otimes \hat{\Pi}_C[k] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(e^{jn\pi \sin\hat{\theta} \frac{f_p}{f_v}} e^{jn\pi (\sin\hat{\theta} - \sin\hat{\theta})} \right) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &\approx \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\pi \sin\hat{\theta} \frac{f_p}{f_v}} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \end{aligned} \quad (16)$$

여기에서 \otimes 는 환형 컨볼루션을 나타낸다. 만일 사용자의 입사각 추정치가 정확하게 이루어진다면 보정된 무계함수는 보다 정확한 하향링크 무계함수에 다가감을 확인할 수 있다.

그림 5는 다중 사용자 환경의 기지국에서 사용자에 대해 빔 성형된 신호를 전송하기 위한 구조이다. 기지국에서 각 사용자에게 보내질 송신 신호는 각 사용자의 무계함수를 적용한 후 모두 더해지며 이는 식(17)과 같다.

$$s_k[t] = \sum_{m=0}^{M-1} \omega_m^*[k] d_m[t] \quad (17)$$

여기에서 M 은 기지국과 연결된 사용자의 수를, $\omega_m[k]$ 는 m 번째 사용자의 무계함수를, $d_m[t]$ 는 m 번째 사용자의 전송 데이터를 나타낸다. 무계함수를 적용할 때 공간 푸리에 변환이 적용된 후에 보상된 형태를 갖도록 해주기 위해 무계함수의 공액 복소수를 곱해주었다. 이 신호가 공간 푸리에 변환을 거쳐 얻어지는 n 번째 송신 안테나의 전송신호는 식(18)과 같다.

$$\begin{aligned} s_n[t] &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k[t] e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{m=0}^{M-1} \omega_m^*[k] d_m[t] \right) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \left(e^{-jn\pi \sin\hat{\theta} \frac{f_p}{f_v}} d_m[t] \right) \end{aligned} \quad (18)$$

여기에서 $\hat{\theta}_m$ 은 m 번째 사용자의 추정 입사각을 나타낸다. 무계함수가 적용된 사용자의 하향링크 송신 신호는 공간 푸리에 변환을 거쳐 빔 성형이 이루어진다. 빔 성형이 이루어진 신호들은 송신 안테나에서 모두 동신에 송신된다. 이때 공간 푸리에 변환은 선형 시스템이기 때문에 각 사용자의 함수를 먼저 더해줘도 무관하다. 따라서 제안된 구조의 빔 성형기는 사용자의 수와 관계없이 빔 성형의 복잡도를 일정하게 해줄 수 있다.

IV. 모의실험 결과 및 성능 분석

모의실험에서는 CDMA 2000(Radio Configuration 4 규격)에 따르는 시스템을 구성하였다. 이 시스템은 주파수 분할 방식의 시스템으로 상향링크는 1.9GHz의 반송파 주파수를, 하향링크는 2.1GHz의 반송파 주파수를 사용한다. 기지국에서는 8개의 안테나를 가지며 신호의 상관성을 고려하여 각 안테나 사이의 간격을 상향링크 반송파의 반파장 간격으로 가정하였다. 채널 환경은 AWGN 환경을 설정하였으며 가우시안 분포를 따르는 각 퍼짐(angular spread) 현상을 고려하였다. 또한 기지국과 연결된 사용자는 1명을 가정하였다. 본 장에서는 이와 같은 환경에서 제안된 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 1000프레임의 반복 실험을 통해 얻어진 프레임 오류 성능을 분석해 보았다. 제안된 알고리즘에 의한

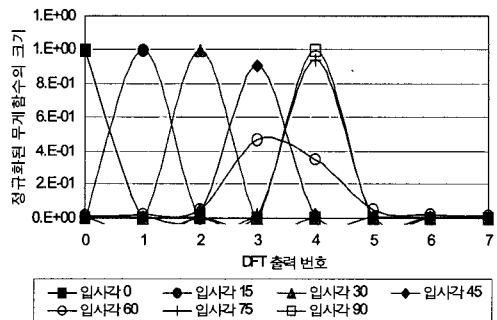


그림 6. 공간 주파수 영역에서 상향링크 무계함수의 크기
Fig. 6. The magnitude of the uplink weight function in spatial Fourier domain

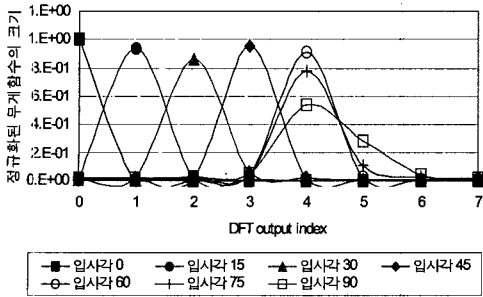


그림 7. 공간 주파수 영역에서 하향링크 무계함수의 크기
Fig. 7. The magnitude of the downlink weight function in spatial fourier domain

빔 형성을 확인해 보기 위해 사용자의 입사각을 바꾸어 가며 제안된 알고리즘의 적용 여부에 따른 프레임 오류 성능을 비교 분석해 보았다.

그림 6~7은 공간 푸리에 영역에서 사용자의 입사각에 따라 변하는 상향링크와 하향링크 무계함수의 크기 변화이다. 입사각이 0도인 사용자의 신호는 상향링크와 하향링크의 반송파 주파수와 관계없이 동일한 크기의 무계 함수를 가지고 있다. 하지만 사용자의 입사각 크기가 변하면서 무계함수의 변화를 확인할 수 있다. 사용자의 입사각의 크기가 작을 때 상향링크와 하향링크의 두 무계함수는 큰 차이를 보이지 않고 있다. 하지만 사용자의 입사각이 커지면서 두 무계함수 사이에 공간 주파수 상의 이동이 두드러지게 나타나고 있다. 기지국의 안테나 어레이는 일정한 간격을 가지고 고정배치 되어있기 때문에 각 안테나에서 송수신하는 신호들 사이의 시간 지연은 사용자의 입사각과 반송파 주파수의 차이에 의해 결정된다. 따라서 일정한 주파수 차를 가지는 사용자에 대해서는 사용자 입사각의 \sin 값에 비례하게 나타나고 있다. 이 시간 지연은 전송 신호의 위상차로 나타나고 공간상의 위상차는 공간 주파수 영역에서 무계함수의 공간 주파수 이동 형태로 나타난다. 따라서 오차를 가지는 상향링크의 무계함수를 이용해 하향링크의 송신 신호를 보상한다면 빔 성형에 영향이 어긋나 원하는 만큼의 다이버시티 이득을 얻지 못하였다.

그림 8은 주파수 분할 방식의 환경에서 주파수 차이에 따른 오차 보상이 적용되지 않은 빔 성형기를 가지는 시스템의 성능 곡선이다. 입사각의 크기가 0도인 사용자는 원하는 만큼의 다이버시티 이득을 가지는 성능을 나타내고 있다. 이는 입사각의 \sin 값이 0이기 때문에 반송파 주파수 차에 의한 영향이 나타나지 않기 때문이다. 하지만 사용자의 입

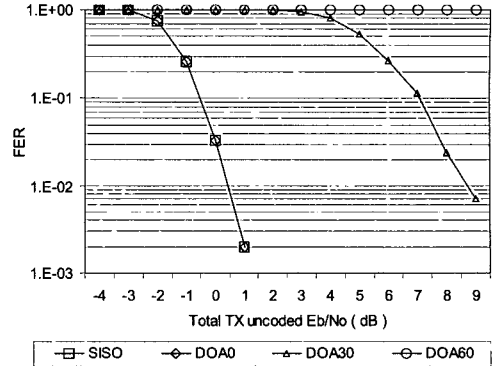


그림 8. 주파수 분할 방식 환경에서 무계함수 보상이 이루어지지 않은 빔 성형기가 적용된 시스템의 성능 곡선
Fig. 8. The system performance cooperating the beamforming structure without weight function compensation in the frequency division environment

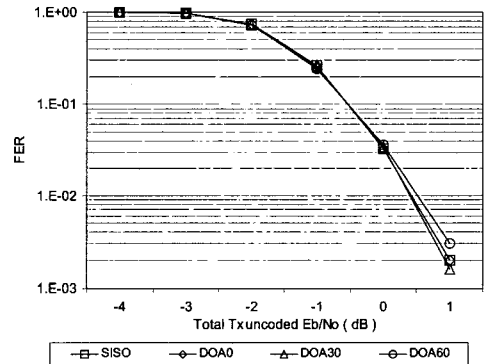


그림 9. 주파수 분할방식 환경에서 주파수 차이에 따른 무계함수 보상이 이루어진 빔 성형기가 적용된 시스템의 성능 곡선
Fig. 9. The system performance cooperating the beamforming structure with weight function compensation in frequency division environment

사각이 커지면서 성능 열화가 크게 나타나고 있다. 이는 두 지향벡터가 공간 주파수 영역에서 가지는 주파수 이동 값의 주파수 차와 입사각의 \sin 성분이 0이 되지 않으면서 서로 다른 방향을 가리키고 있기 때문이다. 따라서 입사각이 30도인 사용자는 입사각이 0도인 사용자에 비해 줄어든 빔의 크기로 신호를 수신해 빔 성형기에 의한 다이버시티 이득이 줄어들었다. 하지만 사용자의 입사각이 60도가 되면서 두 지향 벡터의 방향이 제대로 된 성능을 가지지 못할 정도로 빔 성형이 제대로 이루어지지 않고 있음을 알 수 있다.

그림 9에서는 상향링크의 반송파 주파수와 하향링크의 반송파 주파수 차이에 따른 무계함수의 차이를 보상해준 빔 성형기가 가지는 성능 곡선을 나타낸다. 서로 다른 입사각을 가지는 모든 사용자에

대해서 동일한 성능이 나타나고 있다. 즉 상향링크에서 얻어진 무계함수에 제안된 알고리즘에 의한 보상을 해 줌으로써 하향링크의 송신 신호가 사용자의 입사각이나 반송파 주파수 차이와 관계없이 제대로 된 다이버시티 이득을 보이고 있다.

그림 10, 11은 입사각 확산(AS: angular spread)을 가정한 환경에서 제안된 빔 성형기가 적용된 시스템의 성능을 나타낸다. 입사각이 60도인 사용자에 대해서는 성능 열화가 나타나지 않고 있다. 또한 입사각의 크기가 30도인 사용자는 1.E-03에서 약 1dB 정도의 성능 열화를 보이고 있다. 이는 입사각 확산으로 가지는 무계함수 오차에 의한 영향으로 제안된 구조는 입사각 확산에 의한 성능 열화가 나타나지 않고 있음을 알 수 있다.

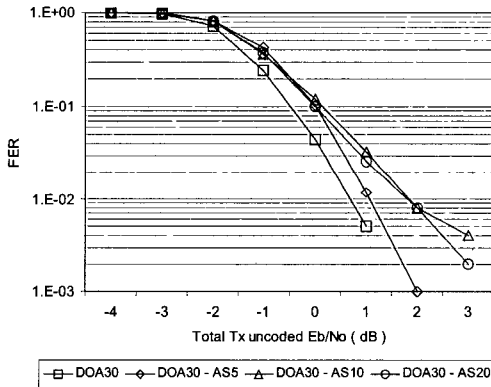


그림 10. 각 확산이 존재하는 채널에서 제안된 알고리즘에 의한 성능 곡선(AOA 30)
 Fig. 10. The system performance cooperating the beamforming structure with weight function compensation in angular spread environment(AOA 30)

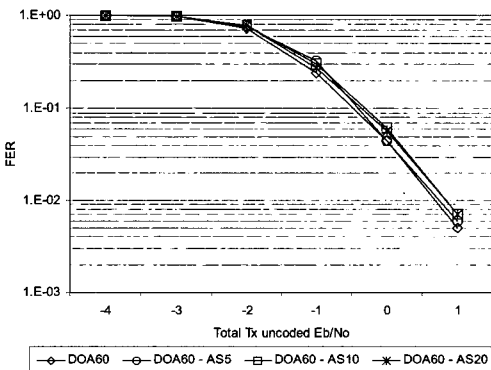


그림 11. 각 확산이 존재하는 채널에서 제안된 알고리즘에 의한 성능 곡선(AOA 60)
 Fig. 11. The system performance cooperating the beamforming structure with weight function compensation in angular spread environment(AOA 60)

V. 결론

본 논문에서는 주파수 분할 방식의 이동 통신 시스템에서 하향링크 신호의 빔 성형을 위한 스마트 안테나 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 사용자의 입사각 추정을 통해 주파수 분할 방식에 따른 상향링크와 하향링크의 무계함수 차이를 보정해 주었다. 또한, 공간 푸리에 변환을 적용함으로써 다수의 사용자 환경에서 별도의 빔 성형 구조를 가지는 시스템의 복잡도 문제가 해결되었다. 모의실험 결과 제안된 알고리즘은 기존의 시스템과 동일한 성능을 가져다줄 수 있었다. 따라서 제안된 알고리즘은 스마트 안테나 시스템을 대체할 수 있음을 알 수 있다. 향후 제안된 알고리즘의 개선을 위해서는 다중 사용자 환경에서 다른 사용자에 의한 간섭에 따른 성능 검증과 간섭을 최소화하기 위한 구조가 연구되어야 하겠다.

참고 문헌

- [1] Josep C. Liberti and Jr., Theodore S. Rappaport, Smart Antennas For Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA application, Prentice Hall, 1999.
- [2] Eung Soon Shin and Youn Ok Park, "Design and analysis of a smart antenna system for IMT-2000 W-CDMA," in Proc. 1999 Vehicular Technol. Conf., Vol.3 pp. 2109-2112, 16-20 May 1999.
- [3] Banister, B.C. Zeidler and J.R., "Implementation of transmit antenna weight adaptation through stochastic gradient feedback," Signals, Systems and Computers, 2001. Conference Record of the Thirty-Fifth Asilomar Conference on, Vol. 2, pp.4-7 Nov. 2001.
- [4] Sawahashi M. and Tanaka S., "Experiments on adaptive antenna array diversity transceiver for base station application in W-CDMA mobile radio," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE, Vol. 2, pp.16-21 July 2000.
- [5] Sang-Hoon Lim, Jeonghwa Lee and Jongsoo Park, "Performance evaluation of adaptive beamforming using pilot and traffic channel in cdma2000 reverse link," in Proc. 2002

Vehicular Technol. Conf., Vol.4, pp.2154 - 2157, 24-28 Sept. 2002

[6] Czulwik, A., "Downlink beamforming for mobile radio systems with frequency division duplex," Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium, Vol. 1, pp.72 - 76 18-21 Sept. 2000.

[7] G. G. RALEIGH, S. N. DIGGAVI, V. K. JONES and A. PAULRAJ, "A blind adaptive transmit antenna algorithm for wireless communication," In Proceedings of the ICC 95, pp. 1494-1499, 1995.

[8] Chen Sun, Hirata, A., Ohira, T. and Karmakar, N.C., "Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, Vol.52, pp.1819 - 1832, July 2004

[9] 안재민, 안치준, 임민중, "CDMA 역방향 링크의 성능 개선을 위한 스마트 안테나 수신기 알고리즘," 대한전자공학회 논문지 TC, Vol. 4, pp.45-53, 2003년 4월

[10] Simon R. Saunders, Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems, John Wiley & Sons Ltd., 1999.

[11] Leonhard Korowajczuk, Bruno de Souza Abreu Xavier, Arlindo Moreira Fartes Filho, Leila Zurba Ribeiro, Cristine Korowajczuk and Luiz A. Da Silva, Designing cdma 2000 Systems, John Wiley & Sons, Ltd., 2004

[12] Tsoulos, G.V. "Smart antennas for mobile communication systems: benefits and challenges," Electronics & Communication Engineering Journal, Vol. 11, Issue:2, pp.84-94, April 1999.

[13] 이하영, 안재민, "FFT를 이용한 스마트 안테나 수신 시스템 구현에 관한 연구," 대한전자공학회 추계 학술대회, 제24권, 제1호, pp.33-36, 2002년 6월

[14] John S. Thompson, Peter M. Grant, Bernard Mulgrew, "Smart antenna arrays for CDMA systems," IEEE Personal Communications, Vol. 3, pp.16-25, Oct. 1996.

안 치 준 (Chijun Ahn)

준회원



2003년 2월 충남대학교 정보통신공학과(학사)
 2005년 2월 충남대학교 정보통신공학과(석사)
 2005년 2월~현재 LG 이동통신 기술연구소
 <관심분야> 차세대 이동통신, CDMA 이동통신, OFDM 이동통신, MIMO 시스템

홍 영 미 (Youngmi Hong)

준회원



2000년 2월 충남대학교 정보통신공학과(학사)
 2000년~2004년 LG CNS 공공사업부
 2005년 2월 충남대학교 정보통신공학과(석사)
 2004년 12월~현재 한국환경자원공사 RFID 사업추진팀

<관심분야> 차세대 이동통신, CDMA 이동통신, Smart Antenna

진 영 환 (Younghwan Jin)

정회원



2002년 2월 충남대학교 정보통신공학과(학사)
 2004년 8월 충남대학교 정보통신공학과(석사)
 2005년 6월~현재 충남대학교 정보통신공학과(박사과정)
 <관심분야> 차세대 이동통신, OFDM 이동통신, MIMO 시스템

안 재 민 (Jaemin Ahn)

정회원



1987년 서울대학교 전자공학과(학사)
 1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사)
 1994년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(박사)
 1994년~1999년 삼성전자 선임

연구원

1999년~현재 충남대학교 전자전파정보통신공학부 부교수

<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management