

스마트 안테나에 의한 CDMA 셀룰라 시스템의 역방향 간섭 제거에 관한 연구

정회원 정 동 규*

Analysis on the Interference Reduction by Smart Antenna in CDMA Reverse Channel

Dong-Gyu Jeong* *Regular Members*

※이 논문은 우석대학교 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

요 약

본 논문에서는 DS-CDMA 시스템의 기지국에 배열안테나를 사용함으로써 시스템의 성능향상을 기할 수 있음을 보여 주고자 한다. 이를 위해 배열안테나를 사용하는 DS-CDMA 시스템의 핵심부분인 빔조향장치의 수신기 구조를 제안하고, 이 수신기 구조에서 신호대간섭잡음비(SINR)을 유도하고자 한다. 여기서, 배열안테나에 기인한 CDMA 시스템의 역방향채널의 성능향상은 기지국에서 관찰되는 이동국의 각분포(angular distribution)를 분해할 수 있는 배열안테나를 사용함으로써 주위의 타 이동국으로부터 오는 간섭의 양을 줄이는 형태로 묘사된다. 각 이동국 혹은 그룹의 이동국들에 관련된 안테나빔의 에너지는 지정된 공간에 제한되며, 이 현상은 배열 안테나의 빔 내부에 존재하는 이동국들에게 타 이동국들이 주는 간섭의 양을 대폭 줄여 주는 효과를 보여 준다. 이러한 배열안테나의 장점을 확인하기 위해, 대표적인 하나의 이동통신 전파환경을 고려하여 신호를 모델링하고 제안된 배열안테나의 수신기에 모델링된 가상신호를 인가한 후 신호대간섭잡음비를 이론적으로 구하였다. 마지막으로 배열안테나의 빔형성 메카니즘의 이해증진과 이 안테나의 사용에 의한 성능향상을 살펴보기 위해, 지향성빔이 어떻게 형성되는가와 이러한 지향성빔이 형성되었을 때 주위 간섭에 의한 신호대간섭잡음비에 관한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보여준다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of a DS-CDMA system employing adaptive array antenna technology at base-station. For the analysis the receiving architecture of a multiple beam adaptive base-station array antenna is proposed as a major system component, and signal to interference and noise ratio(SINR) on the proposed architecture is developed. We show that the performance enhancement of the CDMA system is represented as great reduction of interference by employing an array antenna capable of resolving the angular distribution of the mobile users as

* 우석대학교 정보통신 및 컴퓨터공학부
論文番號 : 96402-1223
接受日字 : 1996年 12月 23日

seen at the base-station. The energy associated with each mobile or a group of mobiles is thus confined within the addressed volume, greatly reducing the amount of co-channel interference experienced from and by neighboring co-channel cells. In order to ascertain the benefits of such an antenna, a theoretical approach, which is based on the conventional and proposed antenna systems in a typical mobile radio environment, is adopted. Finally computer simulation results show the insight into how the adaptive array antenna operates when used in conjunction with DS-CDMA and illustrate the potential benefits in the SINR point of view.

I. 서 론

전자소자 기술 및 성능의 향상과 더불어 이동통신의 급속한 발전은 한정된 주파수 스펙트럼 내에서 양질의 통신서비스와 많은 가입자의 수용에 대한 관심을 고조시켜 왔다. 이러한 양질의 서비스와 가입자의 증가에 대처하기 위한 일환으로 한정된 주파수스펙트럼을 어떻게 효율적으로 이용할 것인가하는 것은 중요한 문제로 대두되었다. 그 연구 결과들 중 대표적인 것으로 코드분할다중접속(CDMA: Code Division Multiple Access)시스템을 들 수 있다[1-3]. 그러나 현재와 미래의 폭발적인 이동통신 가입자 수의 증가는 이러한 기술로 제공되는 통신서비스와 수용 능력의 한계를 훨씬 앞지러 것으로 예상된다. 최근에 이 문제를 해결하기 위해 스마트안테나 (일명 적응배열안테나)를 이용하여 외부의 간섭잡음을 제거함으로써, 통신서비스 질의 향상과 한정된 주파수 스펙트럼당 수용량의 극대화에 관한 연구가 전세계적으로 수행되어지고 있는 실정이다[4-11]. 이러한 새로운 방식을 공간분할다중접속(SDMA: Space Division Multiple Access) 시스템이라 불리는데, 이 시스템은 도래신호를 감지하는 어레이센서부분, 동특성빔을 만드는 빔조향장치부분(BFN: Beam-Forming Network), 유사랜덤잡음(PN: Pseudo-random Noise)을 제거하는 병렬복조기부분, 그리고 빔조향장치의 가중치를 결정하는 적응신호처리기부분으로 구성된다. SDMA의 핵심은 스마트안테나부분으로 이 부분은 기지국에서 공간적 필터(spatial filtering) 특성을 기초로 다중의 타 이동국(mobile)으로 부터의 간섭에 의한 신호중첩(signal overlapping) 현상을 공간적으로 그리고 시간적으로 분리하는 기능을 수행한다. 본 논문에서는 CDMA 시스템의 각 기지국의 배열안테나 수신기의 설계 방식을 제안하고 이 수신기에 의한 타 이동국으로부터 받는 간섭잡음의 감소 효과를 해석하고자 한다.

SDMA 방식은 기존의 주파수분할다중접속(FDMA: Frequency Division Multiple Access)방식, 시분할다중접속(TDMA: Time Division Multiple Access)방식, 코드분할다중접속(CDMA: Code Division Multiple Access)방식 등 어느 한 방식에 배열안테나의 빔조향장치를 도입함으로써 얻을 수 있다. 그러나 적용되는 방식에 따라 회로설계나 안테나의 빔의 제어 특성이 다르다. 초창기에는 스마트 안테나에 의한 빔조향장치가 방향탐지나 유도성 제머(jamming signal)의 제거에 많이 이용되었으나[12-16], 최근에 전자소자와 시스템 기술의 발달에 힘입어 이 장치를 이동통신으로의 응용에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. C. Cox[4]와 M. A. Beach[5] 등은 차세대 이동통신용 스마트안테나의 기능과 성능에 대한 개념적 설명하였다. G. V. Tsoulos 등[6]과 G. V. Tsoulos 등[7]은 DS-CDMA시스템의 기지국에 스마트 안테나를 도입하였을 때의 시스템의 성능을 연구하였다. 이 결과들은 빔조향장치의 출력단에서 각 알고리즘에 대해 방위각에 따른 BNF의 빔형성과 배열안테나의 수에 따른 신호대간섭비(SINR: Signal to Interference and Noise Ratio)를 보여주고 있으나, 이 연구에서는 이상적인 빔제어를 가정하였다. 그리고, B. Suard 등[8]은 기지국에 배열안테나를 사용한 CDMA에서 제어전력의 에러에 대한 시스템의 성능을 분석하였으며, A. F. Naguib 등[9-10]은 기지국에 배열안테나를 고려한 DS-CDMA 시스템의 설계에서 레이크수신기를 빔조향장치의 회로 전단부에 부착한 경우에 대해 시스템의 성능을 분석하였다. 이들의 경우는 몇 개의 이동국이 서로 다른 방향에서 신호가 도래하는 경우에 다중빔 형성이 어려우며 많은 수의 빔조향장치가 필요하므로 시스템 전체가 복잡해지는 경향이 있다. S. C. Swales 등[11]은 일반적인 셀룰라 시스템에서 단일 이동국 또는 다중의 이동국을 동시에 서비스하기 위한 적응제어 기지국을 갖는 이동통신 시스템의 다중빔 형성에 관한 방법과 성능

을 연구하였는데, 이 연구에서는 한 기지국이 어떤 m 개의 이동국 방향으로 이상적인 무지향성 안테나와 같은 동일한 전력이득을 갖는 적응빔(adaptive beam)을, 그 이외의 방향으로는 0(zero)의 전력이득을 갖는 이상적인 안테나빔의 형성이 가능하다는 가정을 하였다. 그러나, 실제로는 이러한 이상적인 빔형성의 가정을 충족시키기는 불가능하다.

본 논문에서는 DS-CDMA 시스템에서 스마트 안테나에 의해서 단일 또는 그룹의 이동국을 위한 다중빔(multiple beam) 형성이 가능한 역방향 채널용 적응제어 빔조향장치를 제안하고 무지향성의 기존의 안테나에 대한 상대적인 간섭잡음의 감소 효과를 해석하고자 한다. 그리고 본 연구에서는 S. C. Swales 등이 사용한 이상적인 빔 대신에 실제 환경에 더욱 근접한 시뮬레이션에서 만들어진 배열 안테나의 다중 빔을 그대로 이용하였다. 또한 제안된 방식은, 기존의 CDMA 방식을 근간으로 하는 배열안테나(CDMA-Based array antenna)의 수신기에서 레이크 수신기를 빔조향장치의 앞단에 부착하는 방식과는 달리, 레이크 수신기를 빔조향장치의 후단에 부착하는 방식을 채택함으로써 몇 개의 이동국을 그룹화(grouping)할 때 편리하다. 여기서 각 이동국에 대한 방향추적은 기지국의 안테나에 의해 이루어진다는 가정을 하였는데, 이 문제는 본 연구에서는 다루지 않았다. 한편, 본 연구에서는 기지국 안테나에 수신되는 신호는 협대역 신호로 가정하였다. 그리고 앞의 연구[3]에서와 같이 기하학적 통계적 전파모델(propagation model)이 도입되었는데 이 모델에서는 각 채널의 수신전력은 이동국과의 거리 4승에 비례하며, log-normal 음영현상, 다중접속 간섭현상, 그리고 열잡음 현상이 나타난다는 가정이 포함되었다. 마지막으로 본 논문의 구성을 간략히 요약하면, 제 II장에서는 CDMA 시스템의 기지국에 레이크 수신기가 부착된 배열안테나의 구조가 제안되고 그 기능이 설명된다. 제 III장에서는 기지국에 도래하는 이동국의 수신 신호를 모델링 한 후, 임의의 이동국 방향이 알려졌다고 가정하고 그 방향으로 가상신호를 발생하여 안테나빔을 형성시킨 다음, 각 안테나 소자의 가중치를 얻었으며 이 가중치들을 바탕으로 간섭신호의 감소효과를 해석하였다. 제 IV장에서는 해석된 결과를 바탕으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 임의의 이동국 방향으로 LMS알고리즘에 의해 빔형성을 한 후 이 빔을 이용하여 신호대간섭(SIR: Signal to

Interference Ratio)비를 보여준다. 시뮬레이션 과정에서는 열잡음은 무시되었다. 그리고 마지막 장에서는 이론적 분석과 컴퓨터 시뮬레이션을 바탕으로 한 결과 분석에 의거하여 간략한 결론이 유도된다.

II. 스마트안테나에 의한 빔형성 네트워크

그림 1은 대표적인 CDMA 셀룰라 시스템의 셀 구조와 역방향 채널의 간섭잡음의 수신 상태를 나타낸 것이다. 해석을 위해 중심에 위치한 셀을 기준 셀로 간주하였으며, 점선으로 표시된 1번과 2번 원은 기준 셀에 간섭을 일으키는 인접셀의 링 번호를 나타낸다. 여기서 링번호는 3번, 4번으로 증가되어지며, 모든 셀은 동일한 구조와 면적을 갖는다고 가정하였다. 적응 배열안테나는 그림 1에서와 같이 각 셀에 이동국의 호가 발생하였을 때 회로의 내부회선에 의해 빔조향 장치의 파라미터들을 변화시킴으로 원하는 방향으로 빔형성이 가능하도록 설계되어진다. 적응배열안테나는 두 가지의 다른 원리로 빔을 형성시키는데, 첫째는 원하는 신호의 방향으로 최대의 방사패턴(전력)이 만들어지도록 하는 것이며[13], 둘째는 재머(Jammer)와 같은 원하지 않는 신호 방향으로 널(null)이 만들어지도록 하는 것이다[14]. 셀룰라 이동통신에서는 위의 두 가지 원리를 적절히 조합한 것으로, 원하는 신호의 방향으로 가능한 최대 전력을, 그 이외의 방향으로 최소의 전력을 송수신하는 쪽으로 설계되어진다. 그러나, 기존의 방향탐지(direction finding)에서와 같이 원하는 신호의 방향으로 극히 예리한 빔의 형성이나 원하지 않는 방향으로 극히 예리한 널의 형성이 반드시 요구되지는 않는다. 즉, 셀룰라 이동통신 시스템에서 배열안테나의 도입은 빔이 극히 예리한 것보다는 원하는 방향으로 가능한 균일하고 높은 전력 이득을 갖으며 그 외의 방향으로 가능한 낮은 전력 이득을 갖는 적응성 빔패턴을 형성시키는데 목적을 두고 있다. 이러한 원리를 바탕으로 본 연구에서는 CDMA 시스템에 적용될 적응성 빔조향장치(adaptive beam-forming network)를 그림 2와 같이 제안하고 인접의 타 이동국으로부터 받는 간섭의 감소현상을 분석하고자 한다. 본 장에서는 네트워크의 각 부분의 기능을 설명하고, 안테나에 도래하는 수신신호를 모델링하고자 한다.

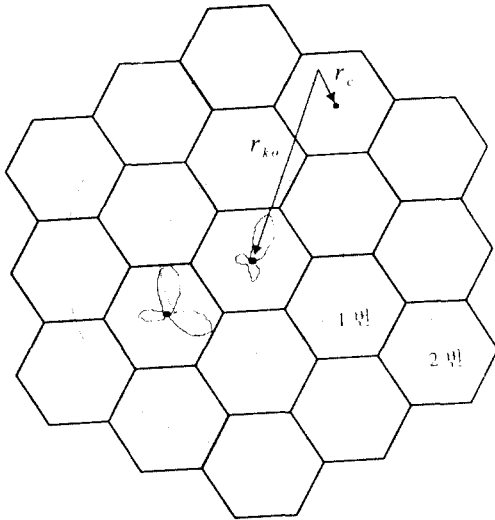


그림 1. CDMA 셀룰라 시스템의 셀구조와 역방향 채널
Fig. 1 Cell geometry in a CDMA base-station and its reverse channel

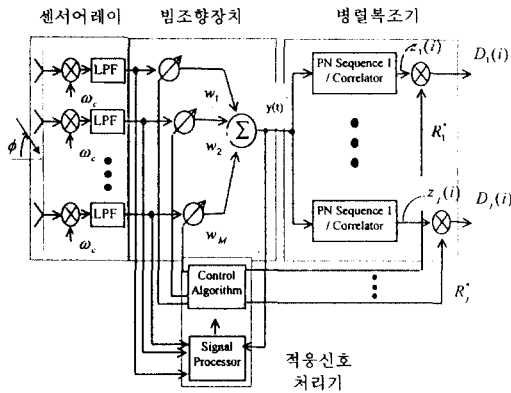


그림 2. CDMA 셀룰라 시스템의 기지국용 적응제어 빔조향장치
Fig. 2 An adaptive array beamforming network in a CDMA base-station system

그림 2의 적응배열안테나의 수신기 구조는 센서어레이 부분, 빔조향장치 부분, 적용신호처리 부분, 병렬복조기 부분으로 나뉘어진다. 제안된 수신기 구조를 이용할 경우에 그림 2의 병렬복조기 이하에 따르는 복조기 부분은 기존의 CDMA 수신기와 동일하게 설

계하여 사용하면 된다. 여기서 병렬복조기 부분은 특정한 방향으로 도래하는 신호들의 복조과정 중 유사 랜덤잡음시퀀스(PN sequence)를 제거하여 각 이동국을 타 이동국들과 분리하는 부분이다. 즉, 빔조향장치의 출력에서 각 이동국의 PN시퀀스를 제거한 후 적응신호처리부에서 받은 어레이 패턴의 정보를 이용하여 정규화된 신호의 데이터를 복원하는 과정이다. 병렬복조기의 마지막부분에 있는 특정 상관기의 출력은 빔패턴 안에 있는 다중의 이동국 중 자신의 고유 PN시퀀스에 대응하는 이동국의 신호에 열잡음이 섞인 형태의 신호로 구성되어 있다. 그러나 실제의 경우에는 상관기의 출력에 안테나의 side lobe, 불완전한 전력제어, 동일 빔내의 코채널 간섭들에 의해 타 기지국 등의 이동국으로 부터 오는 간섭잡음의 일부가 존재한다. 빔조향장치(beam-forming)장치에서 각 안테나 소자의 가중치를 조절하는 적응신호처리부는 적응제어 알고리즘부와 신호처리부로 다시 나누어진다. 이 부분은 각 소자신호에 캐리어를 제거한 신호와 빔조향장치의 출력을 감지(detection)하여 빔조향장치의 가중치를 계산하는 부분이다. 빔조향장치는 적응신호처리부에 의해 계산된 배열안테나 각 소자의 복소가중치를 실제 회로에 인가(loading)하여 각 소자의 신호와 곱한 후 가산기를 통해 더함으로써 특정한 방향으로만 안테나의 빔을 형성시키는 부분이다. 그리고 센서어레이 부분은 배열안테나 소자의 센서부와 믹서 및 저역여파기로 구성된 저주파변환기(down converter)부로 구성된다. 안테나의 도래 신호는 CDMA 시스템의 신호확산 대역에 비해 매우 높은 주파수의 캐리어로 변조가 된 상태이므로 기존의 신호처리 소자들을 이용하여 복조하기에는 소자들의 처리속도가 이를 따라 가지 못한다. 따라서, 이 캐리어 성분을 제거하는 부분을 포함하고 있다. 그림 2의 네트워크를 전체적으로 자세히 살펴보면, PN 시퀀스 제거용 병렬복조기를 빔조향장치의 앞에 둔 기존의 방식들은 각 이동국에 대해 개별의 단일빔(single beam)의 형성이 요구되나 본 그림에서와 같이 PN 시퀀스 제거 회로를 빔조향장치의 후단부에 위치하게 함으로 한 개의 이동국은 물론 필요에 따라서는 몇 개의 이동국을 그룹화할 수 있는 빔의 형성이 가능한 장점을 지니고 있다. 다음 장에서는 그림 2의 빔조향장치를 바탕으로 상태에서 안테나의 도래 신호를 모델링하고 임의의 알고리즘에 의해 임의의 원하는 방향으로 빔이 형성되어

최종의 가중치 세트가 결정되어 졌다는 가정하에서 모델링된 신호에 의거하여 병렬복조기의 출력에서 원하는 특정 이동국의 신호와 여러 타 이동국으로부터 도래하는 간섭잡음의 비를 구하고자 한다.

III. 방향성 빔패턴에 의한 간섭제거 효과

1. 신호 모델링

셀룰라 시스템에서는 산, 언덕, 도시의 빌딩 등 다양한 전파환경에 기인하여 동일 이동국의 송신 신호가 여러 경로를 통하여 기지국으로 수신된다. 그런데 각 이동국과 셀의 환경에 따라 다양한 다중경로가 존재하므로 이들을 모두 고려한 전파모델 설정은 매우 어렵다. 따라서, 본 연구에서는 일반성을 잃지 않는 범위 내에서 해석의 단순성을 위해 다중경로 성분은 존재하지 않는다는 가정을 한다. 그리고 도래 신호는 실제 상용화되고 있는 CDMA 시스템에서와 같이 협대역 특성을 갖는평면파라 가정하였다[1, 2]. 이 때 그림 2의 배열안테나의 각 소자에 도래하는 신호에서 캐리어 성분이 제거된 즉, 저역여파기의 출력에서 나오는 신호를 다음과 같이 모델링한다.

$$x_m(t) = \sum_{k=0}^N \sqrt{S} a b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) e^{jxd(m-1) \sin \phi_k} + \sum_{o=1}^{N_{cell}} \sum_{k=1}^N \sqrt{I_{ko}} a b_{ko}(t - \tau_{ko}) c_{ko}(t - \tau_{ko}) e^{jxd(m-1) \sin \phi_{ko}} + n_m(t), \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (1)$$

여기서, $n_m(t)$ 는 열잡음을 포함한 주위 잡음 (background noise)을 나타내며, 이는 시간과 배열안테나의 소자에 관해 다음과 같은 랜덤가우시안 분포를 갖는다고 가정하였다.

$$E\{n_m(t) n_m^*(t')\} = \begin{cases} \sigma_n^2 & t=t' \text{ and } m=m' \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

그리고 식 (1)에서 M은 배열안테나의 소자수를 나타내며, I_{ko} 는 o번째 셀의 이동국 k에서 일정한 신호를 송신하였을 때 원하는 기지국, 즉 그림 1의 중심 셀의 기지국에서 받는 간섭잡음의 전력을 나타낸다. S는 특정 이동국이 일정한 신호를 송신할 때 자신이 속한 기지국에서 수신되는 이 이동국의 신호전력을

나타내는 것이다. 실제 CDMA 시스템의 기지국에서는 동일 셀 내의 모든 이동국에 대해 전력제어를 함으로 동일 셀 내의 모든 이동국들로부터 수신되는 신호전력은 모두 같으며 여기서는 S와 같다. 그리고, $c_p(t)$ 와 $b_p(t)$ 는 각각 이동국 p에 할당된 대역확산용 PN 시퀀스코드와 신호의 정보비트를 나타낸다. N은 원하는 신호를 송신하는 이동국이 속한 셀의 총 이동국 수를, N_o 와 N_{cell} 은 각각 셀 o의 이동국 수와 간섭현상에 고려되는 셀의 수를 나타내는 것으로, N_{cell} 은 간섭현상을 주는 모든 셀이 포함되나 실제로는 그림 1을 참고로 볼 때 중심셀로부터 2번링까지만 고려하여도 뒤에 설명되는 식 (5)를 참고로 하여 볼 때 대부분의 간섭잡음전력이 고려되어진다. ϕ_p 와 τ_p 는 각각 이동국 p의 신호가 기지국 배열안테나에 수신되는 도래각과 지연시간을, d와 κ 는 각각 안테나의 인접 소자간 거리와 수신신호의 전파상수를 나타낸다. 한편, α 는 음성활성화률(voice activity)을 나타내는 변수로 1의 값을 갖을 확률은 β 이며, 0의 값을 갖을 확률은 $1 - \beta$ 이다. 이 때 빔조향장치의 출력은

$$y(t) = \sum_{m=1}^M w_m(t) x_m(t) = \sum_{k=1}^N \sqrt{S} a b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) R_k + \sum_{o=1}^{N_{cell}} \sum_{k=1}^N \sqrt{I_{ko}} a b_{ko}(t - \tau_{ko}) c_{ko}(t - \tau_{ko}) R_{ko} + \hat{n}(t) \quad (3)$$

으로 유도되며, 여기서 $\hat{n}(t) = \sum_{m=1}^M w_m(t) n_m(t)$,

$R_p = \sum_{m=1}^M w_m(t) e^{jxd(m-1) \sin \phi_p}$ 을 나타낸다. 본 연구

의 목표 중 하나가 CDMA기지국의 배열안테나가 원하는 특징위 방향으로 빔을 형성시켰을 때 간섭잡음의 영향을 분석하는데 있으므로, 식 (3)에서 가중치 $w_m(t)$ 는 학습이 완료된 후의 가중치가 되어야 한다. 따라서 지금부터는 가중치를시간에 불변인 값 w_m 으로 표시하기로 한다. 여기서 일반성을 잃지 않는 범위 내에서 해석의 단순성을 위해 CDMA 수신기의 PN 잡음코드는 수신을 원하는 이동국의 신호와 동기가 맞추어졌다는 가정을 한다. 이 때 원하는 이동국을 식 (3)에서 $p=1$ 로 하였을 때, 이 이동국의 i번

째 데이터 비트의 복조를 위해 그림 2의 PN 시퀀스 상관기 출력을 구해보면 다음과 같이 유도된다.

$$z_1(i) = \frac{1}{T} \int_{(i-1)T}^{iT} y(t) c_1(t - \tau_1) dt$$

윗 식에서 적분은 PN 시퀀스의 각 칩에 관한 합의 형태로 나타내어 질 수 있으므로 아래와 같이 표기할 수 있다.

$$\begin{aligned} z_1(i) &= \frac{1}{N_c} \sum_{t=i}^{i+T} y(t) c_1(t - \tau_1) \\ &= \sqrt{S} ab_1(i) R_1 + \frac{1}{N_c} \sum_{k=2}^N \sqrt{S} a R_k \chi_k(i) \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \sum_{\sigma=1}^{N_{off}} \sum_{k=1}^{N_s} \sqrt{I_{k\sigma}} a R_{k\sigma} \chi_{k\sigma}(i) + n_T \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $n_T = (1/T) \int_{(i-1)T}^{iT} \hat{n}(t) c_1(t - \tau_1) dt$ 을, $\chi_k(i) = \sum_{t=i}^{i+T} b_{\mu t - \tau_p} c_p(t - \tau_p) c_1(t - \tau_1)$ 를 각각 나타내며, T 와 N_c 는 각각 PN 시퀀스의 주기와 칩수를 나타낸다. 실제로 각 이동국의 PN 시퀀스의 각 칩은 i. i. d (independently identical distribution) 랜덤변수로 취급되어 지며 1과 -1의 값을 갖을 확률이 1/2로 동일하다. 이때 $\chi_k(i)$ 는 기대치가 0(zero)이고 분산이 N_c 가 된다.

한편, 임의의 한 이동국과 임의의 한 기지국 사이의 거리를 r 이라 할 때, 전파경로 손실이 $10^{(\epsilon/10)} r^{-4}$ 에 비례하는 경로손실모델을 도입한다.[3] 여기서 ϵ 는 기대값이 0이고 분산이 σ 인 랜덤변수이다. CDMA 기지국의 전력제어가 완전하게 이루어진다고 할 때, 원하는 이동국이 속한 그림 1의 중심 셀내의 다른 이동국들로부터 받는 간섭잡음의 전력은 S 로 모든 이동국에 대해 동일하며, 다른 셀 내의 이동국은 그 자체의 기지국으로 부터 자체 전력제어를 받게 된다. 그림 1에서와 같이 간섭을 일으키는 이동국이 자신이 속한 기지국과의 거리를 r_c , 중심셀의 기지국까지의 거리를 $r_{k\sigma}$ 이라 하자. 이때 중심셀의 기지국과의 거리가 $r_{k\sigma}$ 인 이 이동국으로 부터 받는 간섭잡음 전력 $I_{k\sigma}$ 의 S 에 대한 상대적인 양은

$$X_{k\sigma} = (r_c/r_{k\sigma})^4 10^{(\epsilon_k - \epsilon_c)/10} \leq 1 \quad (5)$$

이 된다[3]. 윗 식에서 지수의 4승항은 거리에 따른 감쇄에 기인한 것이고, 10의 지수항은 그림 1을 참고로 볼 때 간섭을 일으키는 신호원이 두 셀의 기지국에 일으키는 장애(blockage)현상에 기인한 것이다. 이 10의 지수항 중 첫번째 랜덤변수 $\xi_{k\sigma}$ 는 간섭원이 중심셀의 기지국에 전파되면서 일으키는 장애에 기인하는 항이고 두 번째 항 ξ_c 는 간섭신호원이 자신이 속한 기지국에 일으키는 장애현상에 기인한 것이다. 이 지수항들에서 두 랜덤변수 ξ_c 와 $\xi_{k\sigma}$ 는 서로 독립이므로, 그 차는 평균이 0이고 분산이 $2\sigma^2$ 을 갖게 된다. 윗 식에서 $X_{k\sigma}$ 은 항상 1보다 작는데, 만약 1보다 크면 그 이동국은 다른 기지국으로 핸드오버(hand over)되게 된다. 한편, 원하는 신호의 비편향측정(unbiased estimation)이 이루어 지는 경우 $R_1 R_1^* = 1$ 로 가정할 수 있다. 여기서 첨자 *는 원 복소수의 공액복소수를 나타낸다. 그리고 각 이동국의 모든 음성활성화률(voice activity) α 는 동일하다고 가정한다. 식 (4)와 (5)에서 $I_{k\sigma} = S X_{k\sigma}$ 의 관계가 성립하므로, PN 시퀀스 상관기의 출력에 나타나는 i 번째 데이터 비트에 대응하는 값은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} D_1(i) &= z_1(i) R_1^* \\ &= \sqrt{S} ab_1(i) + \frac{1}{N_c} \sum_{k=2}^N \sqrt{S} a R_k R_k^* \chi_k(i) \\ &\quad + \frac{1}{N_c} \sum_{\sigma=1}^{N_{off}} \sum_{k=1}^{N_s} \sqrt{S a X_{k\sigma}} R_{k\sigma} R_{k\sigma}^* \chi_{k\sigma}(i) + R_1^* n_T \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)의 오른쪽에서 첫번째 항은 원하는 이동국의 신호성분이고, 두 번째 항은 원하는 이동국이 속해 있는 기지국내의 타 이동국들에 의한 간섭잡음 성분이고, 세 번째 항은 타 기지국에 있는 이동국들에 의한 간섭잡음 성분이며, 마지막 항은 열잡음을 포함한 주위의 환경에 기인한 배경잡음 성분이다. 배경잡음의 성질이 열잡음과 유사하다고 가정하여 여기에서는 단순히 열잡음이라고 한다.

2. 신호 및 간섭잡음 전력

식 (3)에서 $\hat{n}(t)$ 의 기대치는 0이므로, 이를 바탕으로 식 (6)의 마지막 항 $R_1^* n_T$ 의 전력을 구해보기로 하자. 우선 $\hat{n}(t) \hat{n}^*(t')$ 의 기대치를 유도해 보면

$$\begin{aligned}
 E\{\hat{n}(t) \hat{n}^*(t')\} &= E\left\{\sum_{m=1}^M w_m n_m(t) \sum_{m=1}^M w_m n_m^*(t')\right\} \\
 &= \sum_{m=1}^M \sum_{m'=1}^M w_m w_{m'} E\{n_m(t) n_{m'}^*(t')\} \delta_{mm'} \delta_{tt'} \\
 &= \sigma_n^2 \sum_{m=1}^M w_m w_m^* \quad (7)
 \end{aligned}$$

으로 유도된다. 여기서, δ_{ij} 는 Cronecker delta를 나타낸다. 한편, 식 (4)에서 n_T 의 시간 t 에서 기대값 역시 0이다. 따라서 열잡음 전력은 n_T 의 분산인 $E\{n_T n_T^*\}$ 이 된다. 즉 $T_c/T = N_c$ 이므로, n_T 의 분산은

$$\begin{aligned}
 E\{n_T n_T^*\} &= \frac{1}{T^2} E\left\{\int_{(t-1)T}^{iT} \int_{(t-1)T}^{iT} \hat{n}(t) c_1(t-\tau_1) c_1^*(t-\tau_1) \hat{n}^*(t') dt dt'\right\} \\
 &= \frac{1}{N_c^2} \sum_{\tau_1=0}^{T-\tau_1} E\{\hat{n}(t) \hat{n}^*(t)\} E\{c_1(t-\tau_1) c_1^*(t-\tau_1)\} \\
 &= \frac{\sigma_n^2}{N_c} \sum_{m=1}^M w_m w_m^* \quad (8)
 \end{aligned}$$

으로 유도된다. 위 식의 결과와 $R_1^* R_1 = 1$ 을 이용하여 식 (6)에서 열잡음항의 전력을 \bar{I}_n 라 하고 이것을 구해 보면

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_n &= E\{n_T R_1^* R_1 n_T^*\} = E\{n_T n_T^*\} \quad (9) \\
 &= \frac{\sigma_n^2}{N_c} \sum_{m=1}^M w_m w_m^*
 \end{aligned}$$

다음으로 원하는 신호에 기인한 전력과 타 이동국의 방해잡음 전력을 살펴보기로 하자. CDMA 셀룰라 시스템의 각 이동국 신호전력의 감쇄는 서로 독립적으로 일어나며, 이동국의 분포는 셀 전역에 균일하게 이루어져 있다고 가정한다[3]. 그리고, CDMA 역방향 채널에서 각 기지국마다 자체 기지국내에 있는 이동국에 대해 완전한 전력제어가 이루어진다는 가정을 한다. 한편, 식 (6)에서 두번째와 세번째 항의 합을 i_T 로 놓자. 즉,

$$\begin{aligned}
 i_T &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=2}^N \sqrt{S} \alpha R_k R_k^* \chi_k(i) \quad (10) \\
 &+ \frac{1}{N_c} \sum_{o=1}^{N_{ov}} \sum_{k=1}^{N_k} \sqrt{S} \alpha \sqrt{X_{ko}} R_{ko} R_{ko}^* \chi_{ko}(i).
 \end{aligned}$$

위 식에서 i_T 를 구성하는 각 항은 서로 다른 이동국에 관계되는 신호항이므로 독립적 성질을 갖는다. 따라서 전체 전력은 이들 각 항의 독립적인 전력의 합으로 표현될 수 있다. i_T 의 기대값이 0이므로 그 분산은 타 이동국에 기인한 간섭잡음의 총 전력이 되며 $i_T \times i_T^*$ 의 기대값이 된다. 각 이동국 p 에 포함된 χ_p 는 평균이 0이다. 따라서 확률변수 χ_p 를 고려한 i_T 의 분산을 구해 보면

$$\begin{aligned}
 Var(i_T) &= \frac{1}{N_c} \left[\sum_{k=2}^N S \alpha^2 |R_k|^2 \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{o=1}^{N_{ov}} \sum_{k=1}^{N_k} S \alpha^2 X_{ko} |R_{ko}|^2 \right] \quad (11)
 \end{aligned}$$

으로 유도된다. 식 (11)에서 등호 오른쪽의 각 항을 다음과 같이 놓자.

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{1}{N_c} \sum_{k=2}^N S \alpha^2 |R_k|^2 \\
 &\quad \text{or } I_o/S = \frac{1}{N_c} \sum_{k=2}^N \alpha^2 |R_k|^2 \quad (12) \\
 I_{ov} &= \frac{1}{N_c} \sum_{o=1}^{N_{ov}} \sum_{k=1}^{N_k} S X_{ko} \alpha^2 |R_{ko}|^2 \\
 &\quad \text{or } I_{ov}/S = \frac{1}{N_c} \sum_{o=1}^{N_{ov}} \sum_{k=1}^{N_k} \alpha^2 X_{ko} |R_{ko}|^2
 \end{aligned}$$

모든 셀 내의 면적에 대한 이동국의 분포는 균일하므로, 위 식 (12)에서 합의 형태는 이동국의 면적 밀도 ρ 를 갖는 면적에 대한 적분 형태로 다음과 같이 바뀌어 질 수 있다.

$$I_o/S = \frac{1}{N_c} \int_{A_o} \alpha^2 |R_o|^2 \rho da$$

여기서 A_o 는 중심셀의 면적을 나타내며, 인덱스 o 는 수신을 원하는 신호가 포함된 중심셀을 나타낸다. 한편, 위 식에서 I_o/S 는 다시 음성활성화를 α^2 에 관한 확률변수이므로, 평균을 고려하여 그림 1의 중심 셀 c에 속해 있는 타 이동국들로 부터 받는 간섭잡음의 기대치를 \bar{I}_o/S 라 하자. 이 \bar{I}_o/S 를 구하면

$$\bar{I}_o/S = \frac{\beta}{N_c} \int_{A_o} |R_o|^2 \rho da. \quad (13)$$

으로 유도된다. 동일한 논리로 전개할 때 I_{out}/S 는

$$I_{out}/S = \frac{1}{N_c} \iint_A \alpha^2 |R_o|^2 \left(\frac{r_a}{r_d}\right)^4 10^{(\xi_d - \xi_a)/10} \times \nu(\xi_d - \xi_a, r_d/r_a) \rho da \quad (14)$$

으로 유도된다. 첨자 A 는 외부셀의 전 영역을 나타내고, 첨자 d 와 a 는 각각 식 (5)에서 인덱스 ko 와 c 에 대응하는 면적 개념의 셀 인덱스로 외부셀과 원하는 이동국이 속한 중심셀에 대한 인덱스를 나타내며 $d \neq a$ 의 관계가 있다. 한편, 함수 $\nu(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\nu(\xi_d - \xi_a, r_d/r_a) = \begin{cases} 1 & (r_a/r_d)^4 10^{(\xi_d - \xi_a)/10} \leq 1 \\ 0 & (r_a/r_d)^4 10^{(\xi_d - \xi_a)/10} > 1 \end{cases}$$

여기서 r_a 는 가장 적은 신호의 감쇄를 나타내는 셀 인덱스를 나타내는 것이 아니므로 위의 적분값들을 얻기가 매우 어렵다. 따라서 $r_m = \min_{a \neq d} r_a$ 인 r_m , 즉 이동국에서 가장 가까운 기지국과의 거리인 최소의 거리 r_m 로 대신 근사화하여 사용함으로써 쉽게 적분값을 얻을 수 있다. 각 이동국 p 의 간섭신호에 포함된 확률변수 ξ_p 에 대한 평균 개념을 고려하여 I_{out}/S 의 기대값을 구해 보면

$$\begin{aligned} E\{I_{out}/S\} &= \frac{1}{N_c} \iint_A \alpha^2 |R_o|^2 \left(\frac{r_a}{r_d}\right)^4 \\ &E\{10^{(\xi_d - \xi_a)/10}\} \times \nu(\xi_d - \xi_a, r_d/r_a) \rho da \\ &\leq \frac{1}{N_c} \iint_A \alpha^2 |R_m|^2 \left(\frac{r_a}{r_d}\right)^4 \\ &\exp[(\sigma \ln 10/10)^2] \{1 - Q[x]\} \rho da \quad (15) \end{aligned}$$

으로 유도된다. 식 (15)에서 $x = \frac{40}{\sqrt{2}\sigma^2} \log_{10}\left(\frac{r_d}{r_m}\right) - \sqrt{2}\sigma^2 \frac{\ln 10}{10}$, $Q[t] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty e^{-u^2/2} du$ 를 나타낸다. 그리고 식 (15)에서 $E\{I_{out}/S\}$ 는 아직도 음성활성화를 α^2 에 의한 확률변수이다. 따라서 α^2 에 관한 평균까지 고려하여 외부 셀들에 속해 있는 이동국들

로부터 받는 간섭잡음의 평균치 $\overline{I_{out}/S}$ 는

$$\begin{aligned} \overline{I_{out}/S} &= \frac{1}{N_c} \iint_A |R_m|^2 \left(\frac{r_m}{r_c}\right)^4 \\ &\exp[(\sigma \ln 10/10)^2] \{1 - Q[x]\} \rho da \quad (16) \end{aligned}$$

으로 표현된다.

한편, 그림 2의 상관기 출력단에서 음성활성화를 α^2 의 평균을 고려하여 원하는 신호에 기인한 전력 S_i/S 의 평균값 $\overline{S_i/S}$ 를 구해 보면 식 (6)으로부터

$$\begin{aligned} \overline{S_i/S} &= E\{(\sqrt{S} ab_1(i))^2/S\} \\ &= \beta \end{aligned} \quad (17)$$

의 결과를 얻을 수 있다.

3. 신호대간섭잡음비

식 (9), (13), (16), (17)에 의해 신호대간섭잡음비 (SINR: Signal to Interference and Noise Ratio)를 모든 확률 정보에 대해 평균을 구해 보면

$$\begin{aligned} SINR &= \frac{S_i/S}{I_{out}/S + I_{om}/S + I_n/S} \\ &= \frac{N_c}{\int_A |R_o|^2 \rho da + \int_A |R_m|^2 \left(\frac{r_m}{r_d}\right)^4 10^{(\xi_d - \xi_a)/10} \{1 - Q(x)\} \rho da + \frac{\sigma_n^2}{\beta S} \sum_{i=1}^M u_i u_i^*} \end{aligned} \quad (18)$$

이 수신 신호의 모델에서 음영현상에 의한 확률변수는 국부적으로 평균이 0이고 표준편차가 $2\sigma^2$ 인 log-normal 분포를 갖는다.

한편, 무지향성 안테나의 이득은 $|R_p| = 1$ 이므로 참고문헌[1,3]과 식 (18)로부터 기존의 무지향성 안테나를 사용하는 기지국에서 신호대간섭잡음 비 $SINR_{omni}$ 를 살펴 보면

$$SINR_{omni} \geq \frac{N_c}{\int_\phi \rho_s d\phi + \int \int_S \left(\frac{r_m}{r_d}\right)^4 e^{d \ln 10/10} \{1 - Q(x)\} \rho da + \frac{\sigma_n^2}{\beta S}} \quad (19)$$

이 됨을 쉽게 알 수 있다.

실제 CDMA 셀룰라 시스템의 용량에 대한 한계점

은 주로 열잡음을 포함한 주위환경에서 오는 배경잡음에 의해서가 아니라, 셀룰라 시스템의 다른 가입자들의 통화증가에 의한 간섭에 의해 제약을 받는다. 따라서, 다음절의 컴퓨터 시뮬레이션에서는식 (18)과 (19)에서 열 잡음을 무시한 신호대간섭비(SIR)를 중심으로 살펴보기로 한다.

IV. 시뮬레이션결과 및 분석

컴퓨터 시뮬레이션의 목적은 CDMA 기지국에 지향성 배열안테나를 사용할 때 기존의 무지향성 안테나를 사용한 경우보다 시스템의 성능향상에 직접적 영향을 미치는 타 이동국에 의한 간섭잡음의 감소효과를 살펴보고 아울러 배열안테나의 지향성 빔형성 메카니즘에 대한 이해력 증진을 얻기 위함이다.

시뮬레이션에 사용된 CDMA 시스템의 기지국은 한 셀이 3개의 섹터를 갖으며, 각 섹터는 120°의 방위각 내에 있는 이동국들에 대해 서비스를 제공하는 것으로 각 섹터에 선형배열 안테나를 갖는다고 하였다. 방위각의 기준은 선형 배열안테나의 축에 직교되는 방향을 방위각 0°로 하였으며, 시계방향으로 +의 방위각을 갖는다고 가정하였다. 그리고, 배열안테나의 각 소자는 무지향성을 갖으며, 인접 소자간 거리는 $\lambda/2$ 로 하였다. 그리고 간섭을 위한 셀은 그림 1에서와 같이 중심셀을 포함하여 점선의 2번 링까지 접하는 인접셀들에 대해서만 고려하였다.

그림 3과 그림 4는 각각 원하는 신호가 한 방향(-20°)일 때와 두 방향(-20°, 30°)일 때 그림 2의 빔조향장치가 이들 방향으로 어떻게 적절히 빔을 형성시키기를 보여 준다. 즉, 그림 3은 -20°의 방향으로 기지국의 배열안테나의 정규화 패턴(normalized pattern)을 형성시킨 것이고, 그림 4는 -20°와 30°의 두 방향으로 배열안테나의 패턴을 형성시킨 것이다. 이들 그림에서 가로축은 배열안테나의 방위각을, 세로축은 신호대간섭비(SIR)를 나타낸다. 여기서 실선은 모든 가중치가 1+j0의 값을 갖을 때 배열안테나의 빔 패턴을 나타내며, 점선은 가중치를 변화시켜 원하는 이동국의 방향으로 빔패턴을 형성시켰을 때의 결과를 나타낸 것이다. 그림 5는 원하는 신호가 그림 3과 그림 4의 한 방향과 두 방향이라고 가정하였을 때 섹터당 타 사용자(이동국)의 수에 따른 신호대간섭비(SIR)를 도시한 것이다. 이 결과는 그림 2에서 배열안테나

가 있는 경우와 무지향성의 안테나를 사용한 경우에 대해 PN시퀀스-상관기의 출력단에서 SIR을 구한 것으로, 식 (18)과 (19)에서 각각 좌변과 우변을 등식관계로 놓고 수치해석법(numerical integration)에 의해 시뮬레이션하여 도시한 것이다. 이 그림에서 가로축과 세로축은 각각 섹터당 이동국의 수와 SIR을 나타낸 것이며, 실선은 기존의 무지향성 안테나를 사용한 경우로 식 (19)에 의해, 점선은 배열안테나를 사용한 경우로 그림 3의 점선과 같이 한 방향으로 빔이 형성되었을 때 식 (18)에 의해 SIR값을, 그리고 일점쇄선은 배열안테나를 사용한 경우로 그림 4의 점선과 같이 두 방향으로 빔이 형성되었을 때 식 (18)에 의해 SIR값을 얻어 도시하였다. 그리고 그림 6은 그림 3의 점선과 같이 한 쪽 방향으로 빔을 형성시켰을 때 섹터당 이동국의 수가 20인 경우 배열안테나의 소자수에 따른 SIR을 도시한 것으로, 가로축과 세로축은 각각 배열소자의 수와 SIR을 나타낸다.

그림 3과 그림 4는 빔조향장치에서는 원하는 한 방향 혹은 두 방향으로 동시에 빔의 형성이 잘 이루어짐을 보여 준다. 그림 3에서는 원하는 신호가 없는 방향으로는 깊은 널이 있거나 혹은 전력이 낮은 side

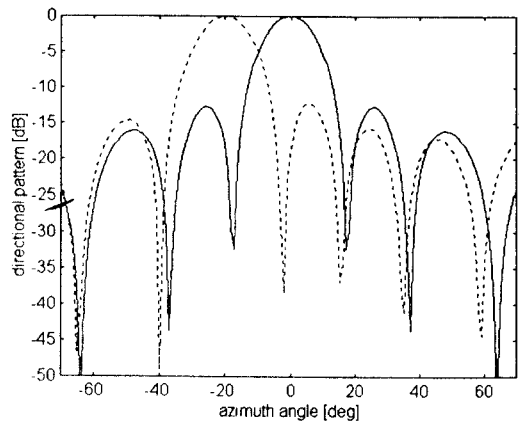


그림 3. 단일 방향으로 형성된 배열안테나의 정규화 빔패턴. — $w_i = 1, (i = 1, 2, \dots, M)$ 일 때 빔패턴, ---- 한 방향성 빔패턴(-20°).

Fig. 3 Normalized directional beam patterns vs azimuth angle for one directional user. — beam pattern with $w_i = 1, (i = 1, 2, \dots, M)$, ---- beam pattern trained for one direction(-20°).

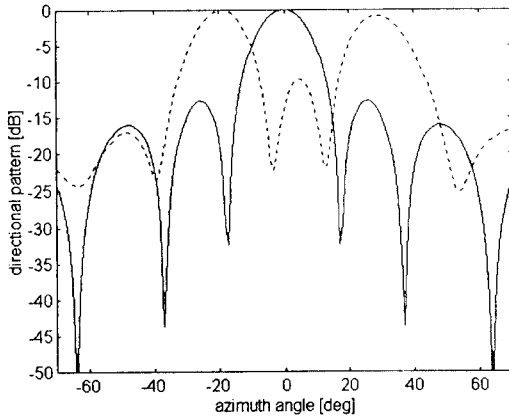


그림 4. 두 방향으로 형성된 방위각에 대한 배열안테나의 정규화된 빔패턴. — $w_i = 1, (i = 1, 2, \dots, M)$ 일 때 빔패턴, ----- 두 방향성 빔패턴(-20° and -30°).

Fig. 4 Normalized directional beam patterns vs azimuth angle for two directional users. — beam pattern with $w_i = 1, (i = 1, 2, \dots, M)$, ----- beam pattern trained for two direction(-20° and -30°).

lobe가 있으나, 전체적으로 볼 때 원하지 않는 방향으로서는 주 빔(main beam)이 있는 방향에 비해 전력이 득이 매우 약함을 알 수 있다. 그리고 그림 4에서는 -20° 와 30° 도 방향으로 비슷한 크기의 전력을 갖는 두 개의 빔이 있고 그 이외의 방향으로서는 약한 전력의 빔이 형성됨을 알 수 있다. 이들 두 그림에서 보면, 원하는 방향으로서는 강한 신호의 수신이 가능하며, 그 이외의 방향으로 도래하는 방해성 간섭들은 약 20[dB] 이상으로 감소되어짐을 알 수 있다. 그러나 서비스를 원하는 이동국으로의 주 빔 방향에 있는 방해성 타 이동국의 간섭현상은 어쩔수 없이 감소효과를 기대하지 못한다. 한편, 그림 5에서는 그림 3의 빔에 대해 간섭의 감소효과가 기존의 무지향성 기지국 안테나에 비해 약 13[dB]정도, 그림 4의 두 방향의 주 빔을 갖는 경우에 대해서는 약 7[dB]정도 나타나고 있다. 두 방향의 빔을 갖는 경우에는 한 방향보다 타 이동국의 간섭신호가 2배 정도 된다는 것을 개념적으로도 시뮬레이션에서도 비슷하게 나타남을 알 수 있다.

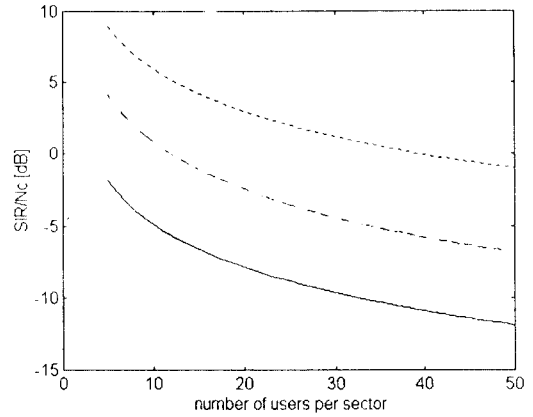


그림 5. 배열안테나에 정규화 빔패턴이 형성되었을 때 섹터당 이동국 수에 대한 신호대간섭전력비(SIR). — 무지향성, ----- 한 방향성, -.- 두 방향성.

Fig. 5 The signal to interference ratio (SIR) vs number of users per sector. — omnidirection, ----- one direction, -.- two directions.

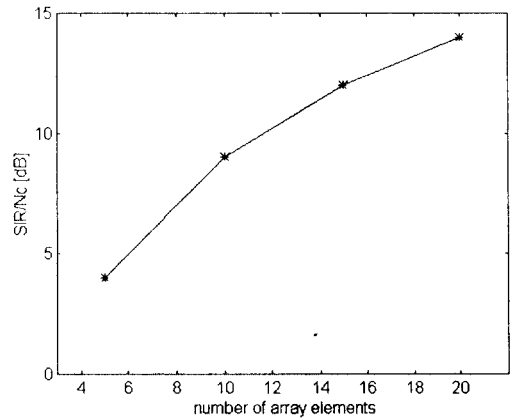


그림 6. 한 방향성 빔패턴이 형성되었을 때 안테나 소자수에 따른 신호대간섭비. 여기서 섹터당 이동국의 수는 20임.

Fig. 6 The SIR vs the number of array elements for the case of 20 users per sector.

V. 결 론

지금까지 DS-CDMA 시스템의 기지국에 배열안테

나를 사용함으로써 시스템의 성능향상을 기할 수 있음을 보여 주었다. 본 연구에서는 DS-CDMA 이동통신 시스템의 기지국에 배열안테나를 사용한 수신기 구조의 한 가지 방법을 제시하고 이 수신기의 성능향상을 기존의 수신기 구조와 비교하면서 이론적으로 살펴 보았다. CDMA 시스템의 성능향상은 기지국에서 관찰되는 이동국의 각분포(angular distribution)를 분해할 수 있는 배열안테나를 사용함으로써 주위의 타 이동국으로부터 오는 간섭의 양을 줄임으로 신호 대 간섭-잡음비 (SINR)의 향상을 가져올 수 있음을 보여 주었다.

이론적으로 유도된 SINR은 각 이동국 혹은 그룹의 이동국들에게 배열안테나의 에너지를 제한시킴으로 빔 내부에 존재하는 이동국들의 신호를 수신할 때 빔 외부의 타 이동국들로 부터 받는 간섭잡음의 양을 대폭 줄여 주고 있음을 보여 주었다. 이러한 배열안테나를 사용함으로써 얻을 수 있는 장점을 확인하기 위해, 대표적인 이동통신 전파환경을 고려하여 신호를 모델링하고 제안된 배열안테나의 수신기에 모델링된 가상신호를 인가한 상태에서 SINR에 관해 이론적 해석을 수행하였다. 시뮬레이션 결과에서 우선 그림 3은 원하는 특성의 한 방향으로 배열안테나의 수신 빔의 형성을, 그림 4은 두 방향으로 수신 빔의 형성을 살펴 보았다. 그 결과는 원하는 방향으로는 크기가 1(0dB)이고 그 외의 방향으로는 크기가 0(dB)인 이상적인 빔이 아니라 실제로는 원하는 한 방향으로 0dB이고 그 이외의 방향으로는 상대적으로 작은 크기를 갖는 여러 개의 보조빔(side lobe)들과 널(null)들로 구성되어 있음을 알 수 있다. 따라서, 주 빔(main beam) 방향으로로는 원하는 신호와 그 이외의 원하지 않는 타 이동국들의 신호도 섞여 들어오며, 그 이외의 방향으로로는 side lobe 효과 때문에 매우 적으나 원하지 않는 타 이동국들의 신호도 수신될 수 있음을 보여 준다. 따라서, 그림 5에서 보여진 바와 같이 7개의 안테나 소자는 갖는 경우는 무지향성 안테나의 빔을 갖는 경우보다 약 8~15[dB]의 신호대간섭잡음비(SIR)의 향상이 있음을 알 수 있다. 마지막으로 그림 6에는 안테나의 소자수에 따른 SIR을 살펴 보았는데, 안테나 소자수의 증가에 따라 신호대간섭잡음비(SIR)가 계속 증가함을 알 수 있다. 그러나 안테나 소자 수를 증가시키면 여기에 따르는 시스템의 복잡도와 신호처리 소자의 속도를 향상시켜야 하는 문제를 야기시킨다. 따

라서 SIR의 향상을 위해서는 신호처리 소자의 속도와 시스템의 복잡도를 고려하여 배열안테나 소자의 수를 적절히 높여야 하는데, 이 문제는 시스템 설계자의 경험과 지식 및 실제 환경이 고려되어야 한다.

참 고 문 헌

1. QualComm, The CDMA Network Engineering Handbook, Vol. 1: Concepts in CDMA, March 1 1993.
2. 한국전자통신연구소, KCS 신호메시지모음집, 1994. 5.
3. K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C. E. Wheatly, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, pp. 303~311, May 1991.
4. C. Cox, "Smart Antennas in Practice," in the Proc. of FCS, pp. 1~5, May 1994.
5. M. A. Beach, H. Xue, and J. P. McGeehan, "Adaptive Antenna Technologies for Third Generation Systems," ?.
6. G. V. Tsoulos, M. A. Beach, and S. C. Swales, "Adaptive Antennas for Third Generation DS-CDMA Cellular Systems," in the Proc. of the IEEE 45th Vehicular Technology Conference, Chicago, Illinois, pp. 45~49, July 1995.
7. G. V. Tsoulos, M. A. Beach, and S. C. Swales, "Smart Antennas for DS-CDMA Cellular Systems," ?.
8. B. Suard, A. F. Naguib, G. Xu, and A. Paulraj, "Performance of CDMA Mobile Communication System Using Antenna Arrays," in the Proc. of ICASSP-93, Vol. IV, pp. 153~156, April. 1993.
9. A. F. Naguib, and A. Paulraj, "Performance Enhancement and Trade-offs of Smart Antennas in CDMA Cellular Networks," in the Proc. of the IEEE 45th Vehicular Technology Conference, Chicago, Illinois, pp. 40~44, July 1995.
10. A. F. Naguib, and A. Paulraj, "Performance of DS/CDMA with M-ary Orthogonal Modulation Cell Site Antenna Arrays," in Proc. of the IEEE Inter. Confer. On Communications, pp. 697~702,

- June 1995.
11. S. C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan, "The Performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 39, No. 1, pp. 56-57, Feb. 1990.
 12. C. R. Ward, P. J. Hargrave, and J. G. McWhirter, "A Novel Algorithm and Architecture for Adaptive Digital Beamforming," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, No. 3, pp. 338-346, Mar. 1986.
 13. R. A. Monzingo and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Array, John Wiley & Sons, New York, 1980.
 14. I. Chiba, T. Takahashi, "Transmitting Null Beam Forming with Beam Space Adaptive Array Antenna," in the Proc. of the IEEE 44th Vehicular Technology Conference, Stockholm, Sweden, pp. 1498-1502, June 8-10, 1994.
 15. B. Friedlander, "A Signal Subspace Method for Adaptive Interference Cancellation," IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 36, No. 12, pp. 1835-1845, Dec. 1988.
 16. H. Subbaram, and K. Abend, "Interference Suppression Via Orthogonal Projections: A Performance Analysis," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 9, pp. 1187-1194, Sept. 1993.
 17. H. Xue, R. Davies, M. Beach, and J. McGeehan, "Application of Linearised Amplifiers in Adaptive Antennas," in the Proc. of the MTT-S 1995 International Topical Symposium, pp. 51-56, Sept. 1995.

정 동 규 (Dong Gyu Jeong)

정회원

1960년 4월 5일생

1983년 2월: 영남대학교 전자공학과 학사학위 취득

1986년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사학위 취득

1994년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사학위 취득

1986년 10월~1996년 2월: 한국전자통신연구원 근무(연구원, 선임연구원)

1996년 3월~1998년 3월: 우석대학교 정보통신 및 컴퓨터공학부 전임강사

1998년 4월~현재: 우석대학교 정보통신 및 컴퓨터공학부 조교수

※주관심분야: 신경회로망, 패턴인식, 이동통신, 배열안테나 시스템