論文2000-37TC-02-5

셀룰러 CDMA 기지국에 beamforming 안테나를 적용하기 위한 동작 시뮬레이션 및 성능해석에 관한 연구

(Performance analysis and operation simulation of the beamforming antenna applied to cellular CDMA basestation)

朴 在 俊 *, 裵 秉 才 **, 張 泰 奎 ***

(Jae-Joon Park, Byoung-Jae Bae, and Tae-Gyu Chang)

요 약

본 논문에서는 CDMA 기지국에 선형 어레이 안테나를 적용하고자 할 경우, beamforming(BF) 성능과 관련된 두 가지 주요지표인 주 빔 폭의 좁은 정도를 지칭하는 direction selectivity와 사용자 신호의 방향추정 정확도가 BF의 *SINR*(Signal to interference and noise ratio) 성능에 미치는 영향과 이들 상호간의 관련성을 해석적으로 유도하였으며, 이를 수신 동작 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. BF에 내포된 사용자 방향추정 기능과 간섭 사용자 신호 억제기능에 대하여 이들의 오차가 *SINR*에 미치는 영향을 구분하여 알아보기 위한 목적으로 방향추정 기능만을 포함한 steering BF 알고리즘과 간섭 사용자 전력을 최소화시키는 기능이 포함된 MVDR(Minimum variance distortionless response) BF 알고리즘을 대상으로 해석 및 동작 시뮬레이션을 수행하였다. 이 과정에 BF 알고리즘의 방향추정 기능에 직접적으로 오차를 유발하는 전파의 공간적 scattering 현상에 대한 모델을 새로이 제시하여 적용하도록 하였다. 본 연구의 결과, 종래의 군사적 목적의 BF와는 달리 셀룰러 CDMA 기지국에 array 안테나를 적용하고자 할 경우는 direction selectivity 및 사용자 방향추정 정확도를 향상시키고자 하는 것이 구현의 경제성 및 오차요인들에 대한 robustness 측면에서는 적합하지 않다는 것을 확인하였다. 이러한 특성은 BF 성능열화에는 크게 영향을 주지 않으면서 복잡도를 최소화하고 오차요인에 대한 robustness 특성을 갖는 경제적인 BF 알고리즘의 구현을 가능케 하여주는 중요한 사실이다. 이에 본 연구에서 제시한 해석의 결과는 셀룰러 CDMA기지국에 대한 BF 알고리즘 개발 및 적용의 설계지표로서 의미가 크다하겠다.

Abstract

This paper presents the analytic derivation of the *SINR*, when a linear array antenna is accommodated into the cellular CDMA basestation receiver, in relation to the two major performance effecting factors in beamforming(BF) applications, i. e., the direction selectivity, which refers to the narrowness of the mainbeam width, and the direction-of-arrival(DOA) estimation accuracy. The analytically derived results are compared with the operation simulation of the receiver realized with the several BF algorithms and their agreements are confirmed, consequently verifying the correctness of the analysis and the operation simulation. In order to investigate separately the effects of the errors occurring in the direction estimation and in the interference suppression, which are the two major functional components of general BF algorithms, both the algorithms of steering BF and the minimum- variance- distortionless-response(MVDR) BF are applied to the analysis. A signal model to reflect the spatially scattering phenomenon of the RF waves entering into the array antenna, which directly affects on the accuracy of the BF algorithm's direction estimation, is also suggested in this paper and applied to the analysis and the operation simulation. It is confirmed from the results that the enhancement of the direction selectivity of the array antenna is not desirable in view of both the implementation economy and the BF algorithm's robustness to the erroneous factors. Such a trade-off characteristics is significant in the sense that it can be capitalized to obtain an economic means of BF implementation that does not severely deteriorate its performance while ensuring the robustness to the erroneous effects, consequently manifesting the significance of the analysis results of this paper that can be used as a design reference in developing BF algorithms to the cellular CDMA system.

* 正會員, 韓國電子通信硏究院 스마트안테나 硏究팀
(Smart Antenna Research Team, Electronics and Telecommunications Research Institute)

** 正會員, (株)웨스텍코리아 情報通信硏究所
(Information and Communications Research Laboratory, Westec Korea Inc.)

*** 正會員, 中央大學校 電子電氣工學部
(Department of Electrical and Electronics Engineering Chung-Ang University)

※ 본 논문은 중앙대학교 연구기자재 지원 프로그램에 의해 수행한 논문임.

接受日字:1998年 12月2日, 수정완료일 : 2000年 1月13日

I. 서 론

셀룰러 무선 이동전화 가입자수의 급속한 증가에 따라 제한된 주파수 채널 용량 하에서 가입자 수를 증대시키기 위한 연구는 국내외적으로 공통적인 주요 관심사항이다. 특히 기지국에 array 안테나를 적용하는 것은 사용자들의 공간적인 분포 상태에 따라 전파를 지향적으로 송수신 함으로써 전력 효율의 증대는 물론, 불필요한 간섭을 줄여 궁극적으로 기지국 당 수용범위 및 가입자 용량을 증대시켜주는 유효한 방법으로써 차세대 이동 통신의 중요한 이슈로 많은 연구들이 진행되고 있다[1][2].

하지만 이러한 가능성에 비해 FDMA나 analog system과 달리 array antenna를 CDMA 환경에 적용하기 위해서는 기저대역에서 beamforming을 수행하여야 하므로 기저대역 모뎀 구조와 beamforming 알고리즘 구조가 서로 독립적이지 않아 구현상의 제약과 경제적인 측면에서의 실효성 때문에 거의 이루어지고 있지 않은 실정이다. 따라서 이러한 구현상의 제약과 경제적인 측면의 비효율성 문제들을 해결하여 CDMA 환경에 적합하고 효율적인 BF 알고리즘 및 적용기법 등을 개발하기 위한 연구는 매우 의의가 높다고 하겠다[3][4][5].

BF에 의해 간섭을 최대로 줄이고 최소의 전력으로 원하는 사용자와 만의 통신을 이룩하기 위해서는 array 안테나에서 송신하는 전파의 주 빔(main lobe)이 얼마나 좁은가가 주요 변수중의 하나이다. 즉 주 빔의 폭이란 기본적으로 안테나 element 수와 직접 관련되는 것으로서 어레이 안테나로부터 얻을 수 있는 공간적인 *resolution*을 의미하게 되며, 이를 어레이 안테나의 방향성 척도라는 측면에서 BF의 direction selectivity라 칭한다. 따라서 이러한 direction selectivity는 BF 알고리즘의 사용자 방향 추정의 정확도와 함께 일반적인 BF 응용에 있어서 성능의 지표를 가늠하는 두 가지 주요 변수라 하겠다. 따라서 군사적 목적의 sonar, radar 등과 같은 물체 탐지 및 추적을 위한 종래의 BF 응용분야에서는 안테나 시스템 설계 및 BF 알고리즘 개발에 대한 연구의 노력이 이러한 성능지표, 즉 어레이 안테나의 direction selectivity 및 사용자 방향추정 정확도를 향상시키기 위한 방향으로 집중되어 온 것이 일반적인 경향이라 하겠다.

하지만 경제성이 강조되고 다중접속이라는 특성을 갖고 있는 상용 셀룰러 CDMA의 경우는 direction selectivity 및 사용자 방향추정 정확도를 향상시키고자 하는 종래의 일반적인 BF 설계지표는 구현의 경제성 및 오차요인들에 대한 robustness 측면에서 적합하지 않다. 특히 무선이동 통신의 전파환경은 fading 등에 의한 채널의 불규칙성이 심하고 상대적으로 간섭과 잡음이 많기 때문에 BF에 있어서 위치추정 등의 과정에 많은 오차요인을 가지고 있어 양호한 통신서비스를 제공하기 위해서는 이러한 오차요인들에 대해 BF 알고리즘들이 robustness하게 동작하게 하는 것이 무엇보다도 중요한 설계지표 중의 하나라 하겠다. 하지만 안테나 수를 증가하여 direction selectivity를 향상시키는 것은 오차요인에 대한 BF 성능의 robustness를 열화시키는 trade-off 관계가 있으며, 또한 주 빔의 폭이 커 direction selectivity가 낮은 경우에는 알고리즘의 복잡도 및 계산 부담을 희생하여 BF의 위치추정 정확도를 높여주는 것도 BF 성능에 대한 실효성측면에서 매우 비경제적이라 하겠다. 따라서 이러한 사항들을 복합적으로 고려하여 셀룰러 CDMA에 적합한 BF 알고리즘과 적용기법 및 수신구조를 개발하는 것이 매우 중요하다 하겠다. 이에 본 논문에서는 BF 성능과 관련된 주요 지표인 direction selectivity와 위치추정 오차가 BF의 *SINR*(signal to interference and noise ratio) 성능에 미치는 영향과 이들 상호간의 관련성을 해석적 방법과 수신 동작시뮬레이션을 통하여 알아보고자 한다.

BF 적용시 사용자 위치추정 오차가 *SINR*에 미치는 영향을 알아보기 위해서는 어떤 BF 알고리즘을 선택하느냐가 중요하다. 따라서 본 논문에서는 BF의 위치추정 기능에 대한 오차영향을 해석 및 동작 시뮬레이션을 수행하기 위한 목적으로 계산 부담이 적으면서 위치추정 기능만을 포함한 steering BF[10] 알고리즘을 적용하였고 이와 성능 비교를 위해 간섭 사용자 전력을 최소화시키는 기능이 포함된 최적 기법 MVDR (minimum variance distortionless response)[6] BF 알고리즘을 적용하였다. 기존의 성능해석[3][4]은 최적 BF 앨고리즘을 가정한 상태에서 개선된 *SINR*을 확률통계적 기법에 의해 얻는 내용인 반면에, 본 논문은 DOA 오차및 전파 scattering 오차요인들의 영향을 개별적으로 추정할 수 있는 형태의 해석이 가능하도록

BF 앨고리즘들을 선택하고 전파 scattering 모델을 새로이 제시하여 적용하였으며, 또한 기존의 논문은 해석치 제시에 그친 반면 본 논문은 해석의 결과를 동작 시뮬레이션을 통하여 상호비교에 의한 확인 과정을 제시하였다는 점에서 차이가 있다하겠다.

무선 이동 전화의 전파 채널환경과 관련하여 BF 알고리즘의 사용자 위치추정 기능에 미치는 주된 오차 요인은 전파의 공간적인 scatter 현상이다. 즉 사용자의 신호가 어레이 안테나에 입사될 때 분산이 없는 직선형태의 단일 빔이 아니라 공간적인 scatter에 의하여 공간적으로 일정한 분산을 가지고 입사되는 현상으로서 이는 BF의 위치추정 및 성능에 직접적으로 영향을 미치는 것은 물론이고 BF의 위치추정 오차에 대한 robustness 특성과 밀접한 관련이 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 scatter 현상의 모델을 새로이 제시하고 이를 BF 알고리즘의 성능을 해석하고 동작 시뮬레이션을 수행하는 과정에 적용하도록 하였다. 제시한 scatter 모델에서는 Gaussian 형태의 전력 분포를 공간적으로 갖도록 하였으며, 어레이 안테나에 입사되는 수신신호는 이러한 공간적인 분포에 준한 corn angle을 갖는 형태의 빔으로 모델링하도록 하였다. 본 논문에서 새로이 제시한 모델은 기존의 ray tracing 모델[5]에 비하여 정량성을 갖는다는 측면과 연산을 줄여준다는 면에서 장점을 갖고 있다. 또한 어레이 안테나 element 수는 공간적 resolution, 즉 direction selectivity의 값에 직접 영향을 주는 변수이므로 *SINR*을 해석적으로 유도하고 동작 시뮬레이션을 수행하는 과정에 이를 포함하도록 하였다.

동작 시뮬레이션을 위하여서는 수신기의 기본구조로 balanced QPSK 방식의 DS-CDMA를 사용하였다. BF은 안테나 수신신호를 in-phase, quadrature-phase 신호로 분리하고 기저대역에서 weight vector를 적용하도록 하였다. *SINR* 값을 얻기 위해서는 수신 시스템 출력 단에서의 P_c(probability of chip error)로부터 additive Gaussian noise channel에 대한 정합필터의 *BER* 성능 관계를 등가적으로 적용하여 환산하였다.

II. 셀룰러 CDMA에 대한 beamforming 알고리즘

본 장에서는 셀룰러 CDMA 기지국에 선형 어레이 안테나를 적용하여 기저대역에서 BF을 적용하는 수신 시스템 구조를 제시하고 동작원리를 요약 기술하였다.

1. 셀룰러 CDMA방식에 대한 beamforming 적용 구조

디지털 beamforming의 기본적인 원리는 안테나 element별로 수신된 RF(Radio frequency)단 신호를 in-phase 및 quadrature-phase 기저대역 신호로 분리하고 이에 weight 벡터를 곱하여 더함으로써 far field array factor $f(\theta)$를 얻는 것으로써 기본 구성도를 그림 1에 나타내었다.

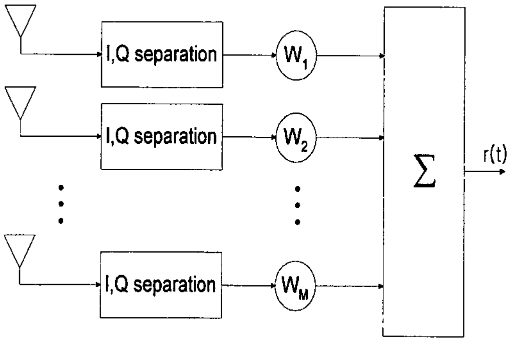


그림 1. 기저대역 digital BF의 기본적인 구성도

Fig. 1. Block diagram showing the principles of baseband digital BF.

여기서 far field array factor $f(\theta)$는 수신측면에서 보면 안테나의 수직면을 기준으로 θ의 입사각을 갖고 beamforming 안테나에서 수신된 신호에 대한 전력의 크기를 나타내며, 이는 곧 공간적으로 분포되어 있는 신호들에 대한 spatial filtering 기능이라 할 수 있다. 따라서 beamforming에 의해 사용자들의 공간적인 분포 상태에 따라 전파를 지향적으로 송수신함으로써 전력 효율의 증대는 물론, 불필요한 간섭을 줄여 궁극적으로 기지국 당 수용범위 및 가입자 용량을 증대시켜줄 수 있게 된다.

본 절에서는 셀룰러 CDMA 기지국에 선형 어레이 안테나를 적용하기에 적합한 형태의 beamforming 알고리즘 및 이를 적용한 CDMA 수신기 구조를 제시하고 동작원리를 요약 기술하였다. IS-95 CDMA 방식에 대한 beamforming 적용구조의 전체적인 블록도를 그림 2에 나타내었다.

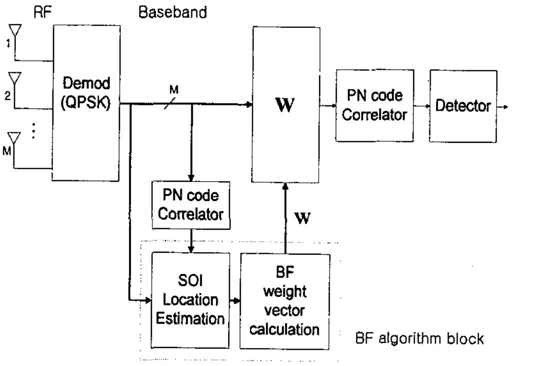


그림 2. 기저대역 beamforming 적용을 위한 CDMA 수신 구조 블록도

Fig. 2. Baseband beamforming structure of a CDMA receiver.

그림 2에 제시된 beamforming 적용구조의 주된 특징은 beamforming의 간섭 제거 효과를 극대화하기 위하여 기저대역 신호에 대하여 beamforming을 적용하고, weight vector를 계산하기 위한 beamforming 알고리즘부는 code filtering을 수행한 후 얻어지는 기저대역 신호를 사용하도록 하는 구조이다. 또한 balanced QPSK 방식을 택하는 IS-95의 경우는 복조과정에 in-phase 와 quadrature-phase 성분이 분리되고 더해지는 구조를 가지므로 beamforming weight를 기저대역에서 분리된 신호에 직접 적용하여 실수성분만을 이용한 beamforming을 쉽게 실현할 수 있다는 것이다. 일반적으로는 CDMA 기지국 수신단에 beamforming을 적용하는 방법은 크게 RF단에서 적용하는 방법 혹은 기저대역에서 사용자 구분 없이 적응적으로 beamforming을 수행하는 blind방법과 기저대역에서 사용자별 code filtering을 수행한 신호를 이용하여 beamforming을 수행하는 방법이 있다. 하지만 아날로그 FDMA 방식과 달리 동일 주파수대역에 대한 사용자 밀집도가 높은 CDMA 무선접속 환경에서는 RF단에서 적용하는 방법 혹은 기저대역에서 적응적으로 사용자 추정을 수행하는 blind 방법은 실효성이 작아 높은 성능 향상을 위해서는 code filtering을 통해 사용자별로 구분된 신호를 이용한 기저대역 beamforming 적용 방식이 필요하다. 궁극적으로는 그림 2에서 점선으로 구분하여 나타낸 beamforming 알고리즘부와 관련하여 weight vector를 어떠한 방식, 어떠한 형태로 얻느냐 하는 것이 beamforming 성능과 관련한 핵심사항이라 하겠다.

2. Beamforming 알고리즘

Beamforming의 기능은 기본적으로 사용자의 공간 위치정보를 추정하는 것과 이를 토대로 사용자 신호는 극대화하고 채널 잡음 및 사용자 간섭을 최소화하도록 하는 최적 beamforming 계수들을 구하여 적용하는 것으로 나눌 수 있다. 이에 본 논문에서는 최적 beamforming 알고리즘의 대표적인 방법인 MVDR (Minimum-variance distortionless response)에 기초한 알고리즘과 사용자의 위치정보만을 이용한 steering beamforming 알고리즘의 성능을 비교하였다. 이러한 두 알고리즘을 바탕으로 beamforming 성능에 직접적인 영향을 주는 두 기능적 요소들에 대하여 성능 및 오차영향을 나누어 분석하는 것은 상용 셀룰러 CDMA환경에 대하여 최적의 알고리즘을 개발하기 위한 목적에 매우 유용하다.

대표적인 최적 기법 MVDR에 의한 beamforming은 해당 사용자 위치정보에 대한 응답은 유지되고 신호성분을 제외한 간섭 및 잡음 성분의 전력은 최소가 되도록 하여주는 기법으로 beamforming의 위치 추정 및 최적 beamforming weight vector 계산기능에 대한 성능을 steering 방법과 비교하기 위해 적용하였다. 이때 해당 사용자 신호의 위치를 추정하는데는 고전적인 스펙트럼 추정기법에서부터 고유공간에 기초한 high resolution 기법등 여러 기법[6][9][10]들이 있으며, 본 연구에서 구현한 방법은 PN code 상관기를 통과시키기 전과 후에 얻어진 신호에 대한 공간적 상관 행렬들에 power method[9]를 적용해 최대 고유 벡터 a_i를 얻어서 이를 i 번째 사용자의 위치로 적용하였다. PN code 상관기를 통과시킨 후의 잡음과 간섭의 covariance matrix를 Q_i 라면, a_i 와 Q_i 를 이용해서 i 번째 사용자에 대한 최적 beamformer는 wiener solution에 의해 다음 식 (1)과 같이 얻어진다.[4]

$$w_i = \frac{Q_i^{-1} a_i}{a_i^* Q_i^{-1} a_i} \tag{1}$$

Steering 기법은 beamforming 계수 계산기능은 생략하고 사용자의 위치정보만을 이용하여 단순히 안테나의 주 빔을 원하는 사용자에게 맞추어주는 기법으로서, 사용자 위치 추정 오차가 *SINR* 성능 열화에 미치는 영향을 개별적으로 추적하기 위한 목적으로 적

합하고, 이는 최적의 beamforming weight vector를 얻기 위한 계산과정이 없으므로 여타의 최적기법에 비하여 계산부담이 적은 반면, 간섭제거 효과를 극대화하지 못한다는 단점이 있다. 셀룰러 mobile 채널 환경의 경우는 간섭자수가 일반적으로 구현 가능한 안테나 element 수보다 훨씬 큰 것이 일반이므로 최적 알고리즘에 의한 간섭 제거 효과가 steering 기법에 비해 별 차이가 나지 않는다. 따라서 셀룰러 CDMA 환경에서는 steering 방식에 기초한 beamforming 알고리즘의 적용이 효과적이라 하겠다. Steering 방식의 beamforming 기법에서는 주 관심 대상 신호의 위치 정보 θ를 추정하기 위하여 안테나 신호의 covariance matrix를 추정하고 이로부터 periodogram, parametric modeling, eigenanalysis[9]등에 기초한 spectral 해석기법들을 적용할 수 있으며, 추정의 정확도, 구현의 복잡도 등의 복합적인 요소들을 고려하여 앨고리즘을 선택하고 구현하여야 한다.

Steering 기법의 경우는 그림 2의 점선으로 구분된 beamforming weight vector 계산부에서 관심대상 사용자의 각도 θ 만을 추정하고 얻은 각 θ 방향으로 주 빔만을 맞춰주는 steering vector를 beamforming weight vector로 사용한다.

Steering 기법의 beamforming weight vector는 i번째 사용자의 위치를 나타내는 입사각이 θ_i인 경우 M개의 안테나들이 수신신호의 반파장 간격으로 일렬 배열된 구조의 steering 벡터를 $\boldsymbol{a}(\theta_i)$라 할 때 다음의 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}_i &= \boldsymbol{a}^*(\theta_i) \\ \boldsymbol{a}(\theta_i) &= [1, e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_i)}, \cdots, e^{-j(M-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\sin(\theta_i)}]^T \end{aligned} \quad (2)$$

λ : 수신 신호의 파장

d : 안테나 간격으로 $\lambda/2$

따라서 θ에 위치해 있는 사용자 신호에 대하여 추정한 위치가 θ'일 때 steering vector $a(\theta')$를 weight vector로 적용한 경우 출력 beamforming 신호에 대한 beam pattern은 far field array factor $f(\theta)$의 절대값 제곱인 식 (3)과 같다. 여기서 $f_C(\theta)$ 및 $f_R(\theta)$는 각각 복소수 및 실수 beamforming 출력신호에 대한 array factor를 나타낸다.

$$\begin{aligned} |f_C(\theta)|^2 &= |1 + e^{-j\pi\sin\theta} + \cdots + e^{-j(M-1)\pi\sin\theta}|^2 \\ |f_R(\theta)|^2 &= |1 + \cos(\pi\sin\theta) + \cdots + \cos((M-1)\pi\sin\theta)|^2 \end{aligned} \quad (3)$$

예로 35° 에 위치해 있는 사용자 신호에 대하여 추정한 steering vector $a(\theta)$를 beamforming weight vector로 적용하였을 경우 얻어지는 beamforming 신호에 대한 beam pattern $|f(\theta)|^2$를 그림 3에 나타내었다. 여기서 실선은 MVDR beamforming에 대한 빔 패턴이고, 점선은 실수 beamforming 출력신호의 경우에 대한 빔 패턴이다.

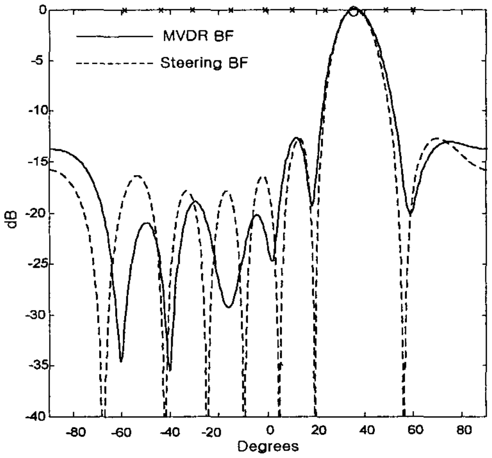


그림 3. 사용자 신호가 35 °에 위치한 경우, steering BF와 MVDR을 적용했을 때, 얻어지는 빔 패턴도. (실선: MVDR BF 출력신호, 점선: 실수 steering BF 출력 신호)

Fig. 3. Illustration of the beam patterns obtained from the application of steering BF and MVDR BF when the user signal is located at 35° (solid line: beam pattern obtained from MVDR envelope,dashed line :beam pattern obtained from the real steering envelope).

Ⅲ. SINR의 해석적 도출

본 절에서는 CDMA 수신단의 PN code 역확산 입력단에서 신호전력과 간섭 및 잡음 신호 전력의 비로 정의되는 *SINR*을 beamforming에 의한 성능개선의 지표로 설정하고, 이를 해석적으로 구하는 과정을 기술하였다. 또한 beamforming를 적용할 때, 원하는 사용자의 위치와 추정 위치와의 사이에 오차가 존재할 경우 이로 인해 열화되는 *SINR* 값을 해석적으로 구하였다.

*SINR*을 해석적으로 유도하는 과정에는 사용자들의 위치에 대한 확률적 분포를 가정하고 각 구성성분들에 대한 전력 기대치를 얻도록 하였다. 또한 *SINR* 해석

은 steering beamforming 알고리즘을 대상으로 수행하였다. 셀룰러 CDMA 환경과 같이 간섭자수가 일반적으로 구현 가능한 안테나 element 수보다 훨씬 큰 경우는 steering beamforming 기법에 의한 interference rejection 효과가 최적 알고리즘에 비해 차이가 미세하므로 해석에 일반성이 결여되지 않는다 하겠다. 특히 다음에 기술한 바와 같이 steering beamforming 알고리즘에 대해서는 간섭 사용자들에 대한 위치추정이 없이 확률적 분포만을 가정하여 $SINR$을 해석적으로 추정하는 것이 가능하다.

Beamforming 적용 후에 얻어진 신호의 $SINR$은 잡음신호와 간섭신호를 서로 독립적이라 가정하고 전력을 합한 형태로 식 (4)과 같이 정의 할 수 있다.

$$SINR=\frac{P_s}{P_I+P_n} \tag{4}$$

P_s= 사용자 신호 전력
P_n= 잡음 전력
P_I= 간섭 전력

$SINR$ 해석식을 유도하기 위하여 다음에 P_s ,P_n 및 P_I 를 구하는 과정을 기술하였다.

Beamforming을 위한 구성도 그림 1에서 수신된 안테나 신호로부터 in-phase, quadrature-phase 성분으로 분리된 기저대역 복소수 신호를 $\boldsymbol{x}(t)$라 할 때 열 잡음 $\boldsymbol{n}(t)$와 함께 additive 형태의 신호 $\boldsymbol{p}(t)$로 beamforming 입력단 신호를 모델하면, beamforming된 출력 신호 $r(t)$는 다음의 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{p}(t) &= \boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{n}(t) \\ r(t) &= \boldsymbol{p}^H(t)\cdot \boldsymbol{a}(\theta) \\ &= \boldsymbol{x}^H(t)\cdot \boldsymbol{a}(\theta)+\boldsymbol{n}^H(t)\cdot \boldsymbol{a}(\theta) \\ \boldsymbol{a}(\theta) &= [1, e^{-j\pi\sin\theta},\cdots, e^{-j(M-1)\pi\sin\theta}]^T \end{aligned} \tag{5}$$

여기서 안테나 element의 수가 M일 때, $M\times 1$ 벡터 $\boldsymbol{x}(t)$, $\boldsymbol{n}(t)$, $\boldsymbol{a}(\theta)$는 각각 안테나의 사용자 입력신호, 안테나의 잡음 입력신호, 안테나의 steering 벡터이다. Beamforming 출력 신호 $r(t)$를 각 사용자 신호성분의 크기 $x_k(t)$를 이용하여 표시하면 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^{N}\alpha_k\cdot x_k(t)+\beta\cdot n(t) \\ &= \alpha_i\cdot x_i(t)+\sum_{k=1,k\neq i}^{N}\alpha_k\cdot x_k(t)+\beta\cdot n(t) \end{aligned} \tag{6}$$

여기서 N은 사용자수이고, 첫 번째 항은 사용자 신호가 되며, 두 번째 항은 간섭 신호, 마지막 항을 잡음 신호로 구분하였다. α_k는 각 사용자 신호가 beamforming에 의해 beamforming 출력단에서 scale된 크기를 의미하며, 이 값은 모든 사용자들이 sector내 $-\theta_T\sim\theta_T$ 사이에서 균등하게 분포한다고 가정하면 다음의 식 (7)과 같이 array factor $f(\theta)$를 이용한 적분식으로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha_k &= \left(\frac{1}{2\theta_T}\right)^2\int_{-\theta_T}^{\theta_T}\int_{-\theta_T}^{\theta_T}|Re[f(\theta-\theta')]|d\theta d\theta' \\ f(\theta) &= 1+e^{-j\pi\sin\theta}+\cdots+e^{-j(M-1)\pi\sin\theta} \end{aligned} \tag{7}$$

θ에 위치한 사용자 신호 $x_i(t)$를 제외한 모든 사용자 신호에 대한 분포 특성은 독립적이라 가정하면, α_i를 제외한 모든 α_k는 동일하다 가정할 수 있으므로 이를 α로 나타내었다.

사용자 신호의 전력 P_s는 식 (6)의 첫째 항인 $\alpha_i x_i(t)$의 제곱에 대한 기대치로서, 사용자 신호에 대하여 DOA 오차가 없어 정확한 beamforming을 가정하면 안테나끼리 phase가 일치하게 되어, $\alpha_i x_i(t)=Mx_i(t)$가 된다. 따라서 사용자 신호 $x_i(t)$에 대한 전력 값을 P 라 하면 다음의 식 (8)과 같이 얻어진다.

$$P_s=E[|\alpha_i x_i(t)|^2]=M^2\cdot P \tag{8}$$

잡음의 전력 P_n은 식 (6)의 세 번째 항인 $\beta n(t)$의 제곱에 대한 기대치로서, AWGN 채널을 가정하면 안테나끼리 잡음들은 서로 독립적이므로 $\beta n(t)=\sqrt{M}n(t)$가 된다. 따라서 안테나의 잡음 신호 $n(t)$에 대한 전력 값을 σ^2 이라 하면 다음의 식 (9)과 같이 얻어진다.

$$P_n=E[|\beta n(t)|^2]=M\cdot\sigma^2 \tag{9}$$

식 (6)의 가운데 항은 간섭 신호로서 $SINR$을 열화시키는 요인으로 작용한다. $SINR$ 열화에 대한 반영을 위하여 이 부분 신호에 대한 전력은 각 간섭 신호들이 독립적으로 미치는 전력 성분 P_{C1}과 간섭 신호들간의 correlation에 기인한 전력 성분 P_{C2}의 합으로 정의하였으며, P_{C1}, P_{C2}는 각 식 (10), (11)에 나타내었다.

$$P_{C1} = \sum_{k=1, k\neq i}^{N} E[|\alpha x_k(t)|^2] = (N-1)\cdot P\cdot \alpha^2 \quad (10)$$

$$P_{C2} = \sum_{k=1, k\neq l}^{N} \sum_{l=1, k, l\neq i}^{N} E[|\alpha x_k(t)\cdot \alpha x_l(t)|] = 2\cdot {}_{N-1}C_2\cdot \gamma\cdot P\cdot \alpha^2$$

$$where,\ \gamma = E[x_k(t)\cdot x_l(t)]/P,\ k\neq l \quad (11)$$

따라서 간섭전력 P_C는 식 (12)으로 얻어진다.

$$P_C = P_{C1} + P_{C2} = \{(N-1) + 2\cdot {}_{N-1}C_2\cdot \gamma\}\cdot P\cdot \alpha^2 \quad (12)$$

이상의 식 (8), (9), (12)으로부터 구한 P_s ,P_n 및 P_I 를 식 (4)에 대입하고 processing gain L을 반영한 $SINR$의 해석식은 식 (13)과 같이 얻어진다.

$$SINR = \frac{L\cdot M^2\cdot P}{\{(N-1)+2\cdot {}_{N-1}C_2\cdot \gamma\}\cdot P\cdot \alpha^2 + M\cdot \sigma^2} \quad (13)$$

여기서 L은 심볼 오차율과 상응하는 등가적인 $SINR$을 의미한다. 즉 칩의 길이를 길게 하여 L을 크게 한다는 것은 심볼 검출 시 오차율을 줄이는 것이므로 이에 따른 $SINR$의 증가를 반영하는 것입니다. 시뮬레이션 시에는 이미 언급했던 바와 같이 각 칩오율을 측정하여 등가적인 $SINR$을 구하고 L을 곱함으로써 이를 반영하도록 하였습니다.

식 (13)의 $SINR$ 해석식은 beamforming을 위한 steering vector의 방향 θ'가 사용자 신호의 위치 θ와 일치한다고 보고 해석한 식이다. 따라서 위치 추정 오차가 존재하는 경우는 식 (13)의 $SINR$에서 사용자 신호의 전력이 감소되는 추가적인 영향을 반영하여야 한다. DOA 추정 오차에 의한 성능 저하지수는 steering angle이 사용자 신호와 일치하였을 때 beamforming 출력단에서 얻어지는 전력과 $\theta_d = \theta - \theta'$ 만큼의 오차를 가지는 경우의 전력의 비로 식 (14)와 같이 정의하였다.

$$D(\theta_d) = \frac{1}{2\theta_T M^2}\int_{-\theta_T}^{\theta_T} |Re[f(\theta_d)]|^2 d\theta \quad (14)$$

또한 scattering에 의한 성능저하는 모든 사용자들이 sector내 $-\theta_T \sim \theta_T$ 사이에서 균등하게 분포한다고 가정하면, steering angle이 사용자 신호와 일치하였을 때 beamforming 출력단에서 얻어지는 전력과 2σ 만큼의 scattering을 가지는 경우의 전력의 비로 식 (15)와 같이 얻어진다.

$$D(\sigma) = \frac{1}{2\theta_T M^2}\int_{-\theta_T}^{\theta_T} H(\theta) d\theta \quad (15)$$

여기서

$$H(\theta) = \int_{-2\sigma}^{2\sigma} G(\theta_1)\cdot |Re[f(\theta-\theta_1)]|^2 d\theta_1 \quad (16)$$

$$G(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\cdot e^{\frac{-\theta^2}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

DOA 추정 오차 및 scattering에 의한 성능 저하지수 식 (14)과 (15)는 식 (13)에 곱하는 형태로 전체 SINR에 반영되며, 일반적으로 전력에 대하여 dB단위로 생각하는 것을 고려한다면 부가 또는 감소되는 양이라 말할 수 있다.

Ⅳ. Beamforming 알고리즘의 동작 시뮬레이션

본 절에서는 beamforming의 성능지표로서 해석적으로 구한 $SINR$의 타당성을 확인하기 위한 목적으로 DS-CDMA 시스템을 대상으로 동작 시뮬레이션을 수행하였다. IS-95 DS-CDMA[7]의 기본 구조를 따른 수신단에 beamforming을 적용한 동작 시뮬레이션을 수행하였고, BF에 의한 SINR의 개선 정도를 H/W적인 측정이 없이 수신시스템 동작 시뮬레이션을 통하여 알아보는 방법으로서 칩오율 Pc를 구하고 이로부터 BPSK에 대한 정합필터의 경우 만족하는 다음의 식을 테이블 형태로 구성하여 놓고 Ec/No를 환산하는 방법을 적용하였다. 수신 신호의 모델 및 수신 시스템 구성 상, 시뮬레이션 시 독립적인 변수를 이용하여 SINR을 직접 측정하는 것이 불가능하기 때문에 최종 결과로써 측정할 수 있는 오율을 역산하여 추정하는 기법을 적용하였다.[8]

$$P_c = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{\frac{E_c}{N_o}}) \quad (18)$$

동작 시뮬레이션 과정에 안테나 어레이의 적용과 관련하여서는 active user의 수, 안테나 element의 수, additive thermal 잡음의 양 등을 가변적으로 선택하여 시뮬레이션을 수행할 수 있도록 하였다. 또한 fading 채널의 반영은 물론 전파의 공간적인

scattering 현상을 Gaussian 형태의 corn angle을 갖는 수신 신호 모델을 적용하여 DOA 추정 오차에 대한 성능열화를 알아볼 수 있도록 하였으며, 이에 따라 beamforming 알고리즘도 선택적으로 적용할 수 있도록 하였다.

1. 수신신호 모델

동작 시뮬레이션을 위하여서는 beamforming 성능에 관련되는 영향을 반영해 줄 수 있는 수신신호 모델을 얻는 것이 필요하다. 전파환경과 관련하여 beamforming 성능에 영향을 주는 요소는 mobile의 이동과 지형적 영향에 의한 일반적인 채널의 페이딩 현상과 어레이 antenna 입사 전파의 공간적 scatter 영향으로 크게 구분할 수 있다. 특히 전파의 공간적 scatter 현상은 채널 페이딩현상과 마찬가지로 DOA 추정에 오차를 유발하여 beamforming 성능열화에 직접적인 영향을 미치는 것은 물론이고, 안테나 주 빔의 폭과 관련한 direction selectivity 결정에 중요한 역할을 하기 때문에 beamforming의 성능과 밀접한 관계를 갖는다. 따라서 본 논문에서는 채널의 페이딩 현상과 전파의 공간적 scatter 현상을 고려한 수신신호 모델을 함께 구성하였다.

공간적 scatter 현상은 그림 4에 보인 바와 같이 사용자의 신호가 단일 beam이 아니고 분산 σ^2를 갖는 Gaussian 형태의 전력 분포를 공간적으로 갖도록 모델링하였으며, 이에 따라 수신단 신호를 입사각이 $\pm 2\sigma$ 의 분포를 갖는 corn angle 형태로 근사하였다. 기존에 공간적인 전파 scatter 현상을 반영시키기 위하여 사용자별로 beam angle을 갖는 공간 내에 유한한 개수의 독립적인 ray들을 분포시키는 방법이 제시되었다[5]. 이러한 방법은 시뮬레이터 입출력 단에서 ray별 추적이 가능하여 *SINR*의 개선량을 해석적으로 추정하는 것을 쉽게 하여주는 장점이 있다. 하지만 이러한 방법은 ray수가 커지면 계산부담이 커지고, 제한된 수로는 공간적인 분포현상을 근사시켜 주지 못한다는 일반성의 결여문제가 있다. 반면에 본 논문에서 제시한 공간적 scatter 모델은 일반성을 가지면서 scatter 정도를 분포함수의 분산 값을 바꾸어 줌으로서 체계적으로 반영시킬 수 있으며, lumped integration에 의해 안테나 수신신호 계산을 수행할 수 있어 기존의 모델에 비해 동작 시뮬레이션의 복잡도를 감소시킬 수 있다.

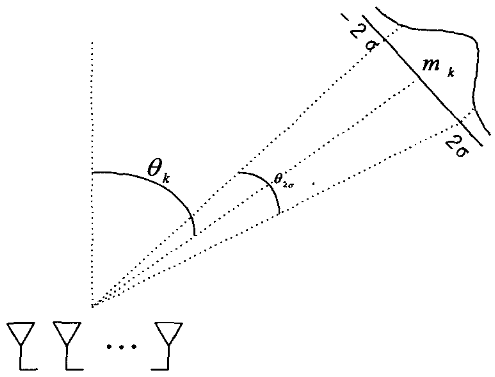


그림 4. 분포함수를 적용한 전파 scatter 모델
Fig. 4. Signal scatter model represented by the Gaussian distribution function.

복조기 출력단에서 k번째 사용자의 기저대역 pulse 신호 벡터 $\boldsymbol{x}_k(t)$는 L개의 다중경로 요소를 고려하도록 식 (19)와 같이 나타내었고, 안테나 수가 M일 때 N 사용자 신호들의 합성치인 안테나 어레이 수신 신호는 식 (21)의 $M\times 1$ 벡터 $\boldsymbol{p}(t)$로 나타내었다.

$$\boldsymbol{x}_k(t)=\sum_{n=1}^{L}\pm\sqrt{P}f_n(t)\ \boldsymbol{m}_k \tag{19}$$

$$\boldsymbol{m}_k=\int_{-2\sigma}^{2\sigma}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}e^{-\frac{\theta^2}{2\sigma^2}}\ \boldsymbol{a}_k\,d\theta \tag{20}$$

$$\boldsymbol{p}(t)=\sum_{k=1}^{N}\boldsymbol{x}_k(t)+\boldsymbol{n}(t) \tag{21}$$

P는 사용자 신호의 평균 전력이고, $f_n(t)$는 각 경로에 대하여 시간 지연 확산과 사용자 움직임에 따른 Doppler 주파수 확산을 JTC-SC의 표준에 제시된 필터를 적용하여 얻은 pulse 응답을 나타낸다[2]. 식 (20)의 $\boldsymbol{m}_k$는 k번째 사용자의 공간적인 scatter 모델에 의한 안테나 어레이에 입력된 사용자 신호의 합성치를 나타내주는 복소수 벡터 함수이다. 여기서 σ 는 Gaussian 분포의 deviation, $\boldsymbol{a}_k$는 k번째 사용자의 steering 벡터를 나타낸다. 본 논문에서는 BF 안테나와 관련하여 spatial domain에서의 사용자들의 위치 및 전파분포 특성에 대한 해석과 시뮬레이션이 목적이기 때문에, 시뮬레이션 수행과 해석과정에 채널의 temporal variance 영향 $f_n(t)$ 값은 1로 처리하였다. 이러한 식 (21)의 수신신호 모델에서는 scatter 정도를 분포함수의 분산 값을 바꾸어 줌으로서 체계적으로 반영시킬 수 있으며, lumped integration에 의해 안테나 수신신호 계산을 수행할 수 있어 동작시뮬레이션

의 복잡도를 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

2. 시뮬레이션 시스템의 구성 및 변수 설정

동작 시뮬레이션은 수신신호를 in-phase, quadrature-phase 신호로 분리하고 기저대역에서 weight vector를 적용하여, $2^{15}-1$의 주기를 갖는 PN short-code를 역 확산한 후 검출하는 balanced QPSK 방식의 DS-CDMA 기본 구조를 이용하였다. 동작 시뮬레이션에 의한 beamforming 알고리즘들의 *SINR*은 수신 시스템 출력단에서의 P_c (probability of chip error)로부터 additive Gaussian noise 채널에 대한 정합필터의 *BER* 성능 관계를 등가적으로 적용하여 환산하였다.

Beamforming 알고리즘의 계수는 심볼 구간의 covariance matrix를 계산하여 얻도록 구현하였으며, 전력제어 주기 800 *Hz*에 맞추도록 적용주기를 10 symbol로 설정하여 200 symbol 구간동안 beamforming을 수행하였으며, 사용자들의 공간적인 분포를 random하게 바꾸며 20회 실시한 *SINR* 평균치를 얻도록 하였다.

본 연구에서 구현한 수신 시뮬레이터의 cycle-time은 finger engine의 tracker cycle-time과 일치하도록 chip rate의 8배로 설정하였으며, 이에 따라 복조기를 통해 down-conversion되는 기저대역 신호는 chip rate×8의 sample rate를 갖는 이산 신호로 모델링하였다. 복조과정에서 반송파 동기는 정확히 이루어졌다고 가정했으며, timing은 사용자간에 1/8 chip 간격의 resolution으로 random하게 분포시켜서 IS-95 CDMA의 역 방향 링크의 noncoherent한 특성을 반영시키도록 하였다. PN code는 offset을 달리하는 short-code를 사용자별로 할당시켜 PN code의 cross-correlation 특성에 따라 MUI (multiple user interference)가 반영되도록 하였고, processing gain *L*은 64로 설정하였다.

V. 시뮬레이션 결과

본 절에서는 본 논문에서 수행한 *SINR* 및 오차영향 해석과 동작 시뮬레이션 결과를 비교 검토함으로서 해석과 시뮬레이션의 타당성을 확인하고자 한다.

시뮬레이션에서 열 잡음은 사용자 신호 전력과 같도록 하였으며, 사용자수는 20~60명까지, 공간적으로는 -60°~60°까지 uniform하게 분포시켰으며, 시뮬레이션을 수행할 때마다 원하는 사용자의 방향을 random하게 결정하였다. 그리고 전파 scatter 모델의 분산 σ를 5°~15°로 변화시키고, DOA의 오차각을 1°~9°로 바꾸며 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 5는 공간적 scattering 및 DOA 오차가 없어 원하는 사용자의 위치를 정확히 안다는 가정아래 안테나 수 *M*이 각각 4개와 8개일 때, 해석식 (13)으로부터 구한 *SINR* 값과 MVDR 및 steering 방식의 beamforming을 적용한 경우와 beamforming을 적용하지 않은 경우 시뮬레이션을 통해 얻은 *SINR* 값들을 비교 제시한 것이다.

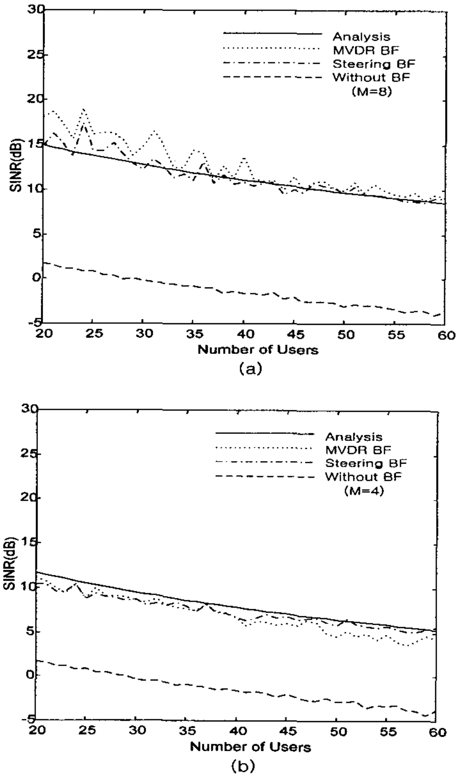


그림 5. 해석적으로 유도한 *SINR* 식 (12)와 수신동작 시뮬레이션을 통해서 얻은 *SINR* 값의 비교제시(공간적 scattering 및 DOA 오차가 없다는 가정아래 *SNR*은 0[dB], 사용자수는 20~60, 안테나수는 (a) $M=8$, (b) $M=4$로 변화시키며 얻은 값)

Fig. 5. Comparative illustration of the analytically derived *SINR* of (12) with the measured data obtained from he operation simulation of receiver. (*SINR*'s are obtained by varying the number of users 20~60 and the number of antenna elements (a) $M=8$, (b) $M=.4$ *SBR* is set to 0[dB] with a assumption of no spatial scattering and DOA estimation error).

그림 5로부터 본 연구에서 수행한 시뮬레이션의 결과와 해석적으로 얻은 *SINR* 값들이 일치하는 것을 확인 할 수 있으며, 따라서 본 연구에서 수행한 시뮬레이션 및 해석의 타당성을 확인 할 수 있다. 특히 steering beamforming 방식에 의한 *SINR* 성능개선과 MVDR beamforming 방식에 의한 *SINR* 성능개선의 차이가 그림에서 보듯이 1~2 dB 정도로 별로 차이가 없어, CDMA 이동전화 환경에서처럼 일반적으로 active user의 수 N이 안테나 element 수 M보다 훨씬 크게되는 경우는, 사용자의 위치 정보 추정에 의한 주 beam 형성이 beamforming에 의한 전체적인 성능 개선에 지배적으로 영향을 주는 것을 동작 시뮬레이션 결과로부터 확인할 수 있다. 또한 beamforming을 적용한 경우가 적용하지 않은 경우보다 안테나 element 수 M이 8개일 때는 약 13dB 정도, 그리고 4개일 때는 약 10dB 정도의 성능개선을 가져옴을 확인하였다. 따라서 안테나 element 수 M이 커짐에 따라 안테나 주 빔의 폭이 감소하여 direction selectivity가 좋아져서 전체적인 *SINR* 성능에 향상을 가져오는 것을 알 수 있다.

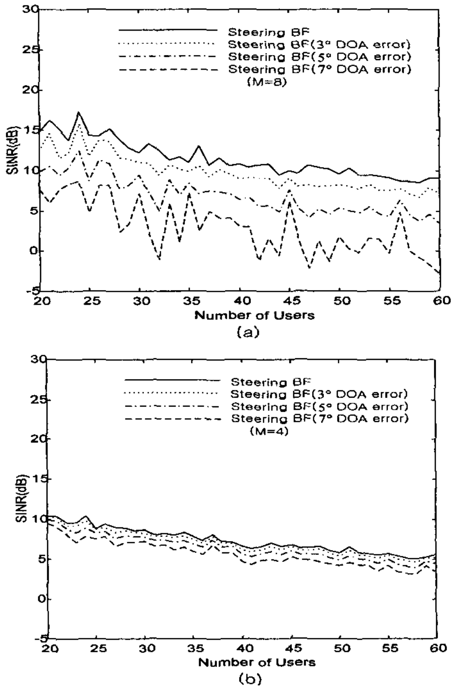


그림 6. DS-CDMA 시스템을 대상으로 sttering 방식의 beamforming을 적용하여 DOA 오차가 없을 때와 3°, 5°, 7°의 DOA 오차가 발생했을 때 얻어지는 시뮬레이션 결과. (a) $M=8$, (b) $M=4$

Fig. 6. The *SINR* values simulated with steering BF by varying the DOA estimation error with 3°, 5°, 7°. (a) $M=8$, (b) $M=4$.

그림 6과 7은 DS-CDMA 시스템을 대상으로 steering 방식의 beamforming을 적용할 때 공간적 scattering 및 DOA 오차에 의해 원하는 사용자의 위치 추정 오차가 발생한 경우 이에 의해 야기되는 *SINR* 성능열화를 사용자수를 변화시키며 얻은 동작 시뮬레이션 결과를 나타낸 예이다.

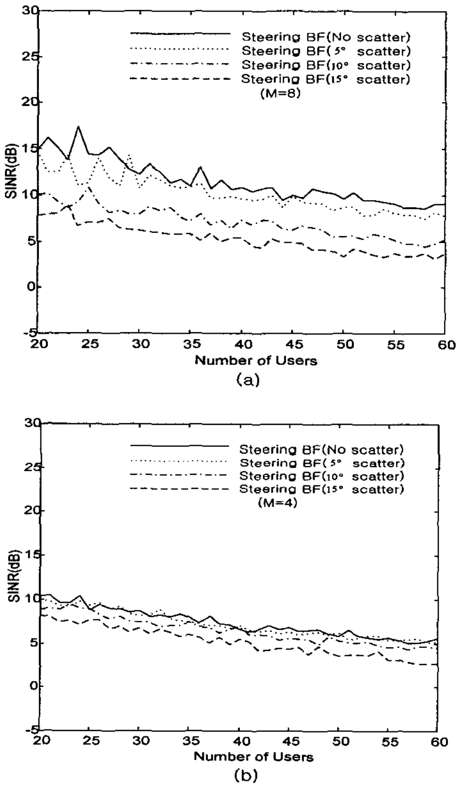


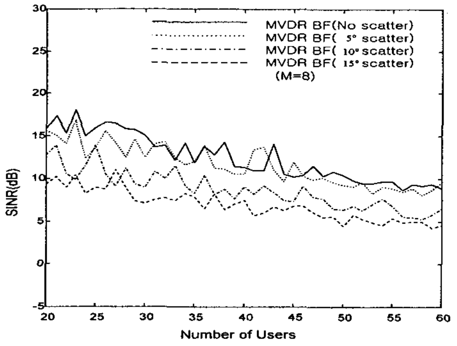
그림 7. DS-CDMA 시스템을 대상으로 sttering 방식의 beamforming을 적용하여 공간적 scatter가 없을 때와 5°, 10°, 15°의 scatter가 발생했을 때 얻어지는 시뮬레이션 결과. (a) $M=8$, (b) $M=4$

Fig. 7. The *SINR* values simulated with steering BF by varying the spatial scatter angle with 5°, 10°, 15°. (a) $M=8$, (b) $M=4$.

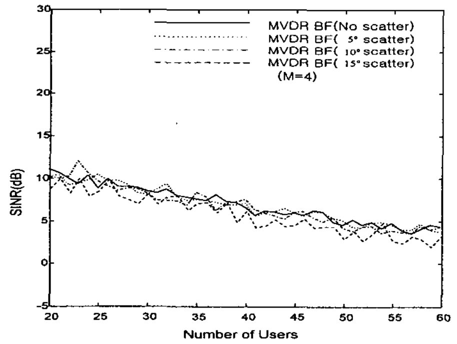
그림 6과 7로부터 일반적으로 사용자수 N이 커질수록 간섭자수의 증가로 인하여 *SINR*의 성능이 저하됨을 알 수 있다. Fading 및 공간적 scatter 현상에 의해 사용자 위치 추정에 오차가 발생하게 되면 이의 증가에 따라 *SINR* 성능열화가 커짐을 확인하였고, 같은 양의 오차요인에 대해서 이에 의한 상대적인 *SINR* 성능열화의 크기는 안테나 element 수 M이 커질수록 심화되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 이동 통신과 같

이 페이딩 및 scattering 현상이 많은 채널 환경에서는 안테나 element 수를 증가 시켜 beamforming의 direction selectivity를 높여주어 향상되는 *SINR* 성능과 채널 환경에 의해 beamforming 알고리즘에 포함되어 있는 방향추정에 오차가 발생하여 저하되는 *SINR* 성능과는 서로 trade-off 관계가 성립함을 알 수 있다.

그림 8로부터 scatter 현상에 대해 MVDR BF 기법이 그림 7의 steering BF 기법과 비교해 성능면에서 큰 차이가 나지 않는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 8. DS-CDMA 시스템을 대상으로 MVDR 방식의 beamforming을 적용하여 공간적 scatter가 없을 때와 5°, 10°, 15°의 scatter가 발생했을 때 얻어지는 시뮬레이션 결과. (a) $M=8$, (b) $M=4$

Fig. 8. The *SINR* values simulated with MVDR BF by varying the spatial scatter angle with 5°, 10°, 15°.(a) $M=8$, (b) $M=4$.

이상에서 수행한 동작 시뮬레이션의 타당성을 확인하기 위하여, 다음에 동작 시뮬레이션 결과를 이론적으로 구한 오차영향 해석과 비교 제시하였다.

DOA 추정에 오차가 발생한 경우에 저하되는 해석적 방법의 *SINR* 값은 Ⅲ장에서 구한 식 (13)을 적용하였다. 그리고 Ⅳ장에서 언급한 바와 같이 공간적 scatter 현상은 beam 위치 추정 시 오차를 유발하여 beamforming 성능에 저하를 가져오게 된다. 이에 scatter에 의한 성능 저하는 식 (14)을 적용하였다. 다음의 그림 9과 10는 각각 steering beamforming에서 DOA에 오차각이 존재하는 경우와 scattering angle 2σ가 존재하는 경우에 열화되는 *SINR* 값을 동작 시뮬레이션을 통해 얻은 결과(그림 6, 7)와 이론적으로 구한 오차영향 해석식 (14)와 (15)의 결과를 함께 비교 제시한 것이다.

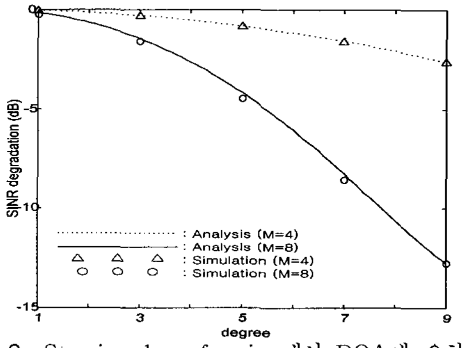


그림 9. Steering beamforming에서 DOA에 오차각이 존재하는 경우 열화되는 *SINR*해석식 (13) 로부터 얻은 값과 동작 시뮬레이션 결과(그림 6)를 비교 제시한 그림

Fig. 9. Comparative illustration of the analytically derived *SINR* degradation of (13) caused by the DOA estimation error in steering BF with the measured data(Fig 6) obtained from the operation simulation of receiver.

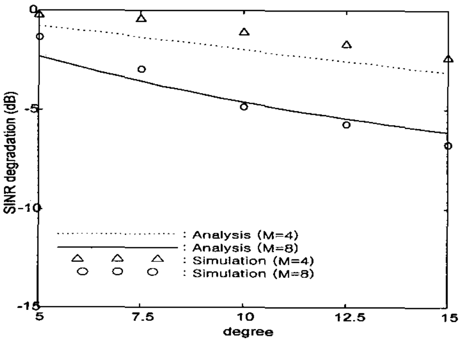


그림 10. steering beamforming에서 scattering ang 2σ가 존재하는 경우 열화되는 *SINR* 해석식 (14)로부터 얻은 값과 동작 시뮬레이션 결과 (그림 7)를 비교 제시한 그림

Fig. 10. Comparative illustration of the analytically derived *SINR* degradation of (14) caused by the spatial scattering in steering BF with the measured data(Fig 7) obtained from the operation simulation of receiver.

그림에서 보는바와 같이 공간적 scattering에 의한 위치 추정 오차 및 DOA 오차가 발생할 경우 이로 인해 beamforming의 성능이 열화되는 것을 확인하였고, 해석적으로 구한 *SINR* 값과 동작 시뮬레이션을 통해 얻은 *SINR* 결과가 일치하여 해석과 시뮬레이션의 타당성을 확인하였다. 그러나 여기서 DOA 오차영향에 대한 해석 및 시뮬레이션 결과에 비해 scatter 영향에 의한 결과의 경우 약 ±1dB 정도의 오차가 존재하는 것을 알 수 있다. 이는 고정된 DOA값을 부여하여 시뮬레이션과 해석을 수행한 경우에 비해 scatter 영향에 대한 시뮬레이션의 경우가 시뮬레이션에 대한 상대적인 variance 가 큰데서 기인하는 것이라 할 수 있다. 이상의 시뮬레이션 결과를 토대로 확인된 사실을 정리하면 다음과 같다.

- 일반적으로 beamforming에 의한 *SINR* 성능은 안테나 element 수 M이 커짐에 따라 향상되며, beamforming 적용시 위치추정 오차에 의해선 열화된다.
- 일반적으로 위치추정 오차에 의한 상대적인 *SINR* 성능열화는 같은 양의 오차요인에 대해서 안테나 element 수 M이 커질수록 심화된다.
- 안테나 element 수 M과 관련된 direction selectivity는 scattering 및 DOA 오차에 의한 성능 열화와 trade-off 관계를 갖는다.

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 CDMA 기지국에 선형 어레이 안테나를 적용하고자 할 경우, beamforming 성능과 관련된 두 가지 주요지표인 주 빔 폭의 좁은 정도를 지칭하는 direction selectivity와 사용자 신호의 방향추정 정확도가 BF의 *SINR* 성능에 미치는 영향과 이들 상호간의 관련성을 해석적으로 유도하였으며, 이를 수신 동작시뮬레이션을 통하여 확인하였다. BF 알고리즘의 위치추정 기능에 오차를 유발하여 BF 성능에 직접적인 영향을 주는 전파의 공간적 scattering 현상은 사용자의 신호가 단일 beam이 아니고 분산 σ^2를 갖는 Gaussian 형태의 전력 분포를 공간적으로 갖도록 모델링하였다. 이에 따라 수신단 신호 입사각을 분포를 갖는 corn angle 형태로 근사하여 해석과 시뮬레이션에 적용하였다.

Scattering 등에 의한 위치추정 오차가 발생하게 되면 오차가 커질수록 *SINR* 성능열화가 커짐을 확인하였고, 같은 양의 오차요인에 의한 상대적인 *SINR* 성능열화의 크기는 M이 커질수록 심화되는 것을 확인할 수 있었다. 이로부터 상용의 셀룰러 CDMA처럼 상대적으로 interference가 많고 채널의 불규칙성이 많아 오차요인이 큰 경우는 M을 증가시켜 direction selectivity를 좋게 하는 것이 오차요인에 대한 성능의 robustness 측면에서는 불리하게 되는 trade-off 관계가 있음을 확인하였다. 따라서 다중접속이라는 셀룰러 CDMA의 상기 trade-off 관계를 활용한다는 측면에서 적절한 빔 폭의 선택이 중요하며, 위치추정의 정확도도 일정한 tolerance 범위를 갖도록 하여 알고리즘 구현의 복잡도를 완화하도록 도모하는 것이 필요하다 하겠다. 본 연구에서 얻은 해석과 수신 시뮬레이션 환경은 앞으로 안테나 어레이 응용을 위한 여러 형태의 알고리즘 개발을 위한 연구과정에 유용하게 이용될 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

[1] J. S. Thompson, P. M. Grant, B. Mulgrew, "Smart Antenna Arrays for CDMA Systems," *IEEE Pers. Comm.*, pp. 16-25, Octoder 1996.

[2] Arogyaswami J. Paulraj and Constantinos B. Papadias, "Space-Time Processing for Wireless Communication", *IEEE Signal Processing Magazine,* pp. 49-83, November 1997.

[3] A. F. Naguib, A. Paulraj, T Kailath, "Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Tech,* vol.43, no.3, pp. 691-698, August 1994.

[4] Bruno Suard, Ayman F. Naguib, Guanghan Xu, Arogyaswami Paulraj, "Performance of CDMA Mobile Communication System using Antenna Arrays", *ICASSP,* vol. Ⅳ, pp.153-156, April 1993.

[5] Abdesselam Klouche-Djedid, Masaharu Fujita, "Adaptive Array Sensor Processing Applications for Mobile Telephone Communications", *IEEE Trans. Veh. Tech,* vol.

45, no.3, pp.405-416, August 1996.
[6] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, 1996.
[7] Qualcomm Proprietary, "CDMA Digital CAI Standard", Draft Revision 1.0, Oct. 1990.
[8] Taub · Schilling, Principles of Communication Systems, McGRAW.HILL, 1986.
[9] S. Lawrence Marple Jr, *Digital Spectral Analysis,* Prentice Hall, 1987.
[10] Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley, "Beamforming : A Versatile Approach to Spatial Filtering", IEEE ASSP Magazine, pp. 4-24, April 1988.

저 자 소 개

朴 在 俊(正會員)
1971년 8월 18일생. 1997년 중앙대학교 제어계측공학과 졸업(공학사). 1999년 동 대학원 제어계측학과 졸업(공학석사). 1999년~현재 한국전자통신연구원 스마트안테나 연구팀 연구원. 주관심분야는 스마트안테나 시스템, 무선통신, 디지털 신호처리 등

裵 秉 才(正會員)
1974년 6월 1일생. 1997년 중앙대학교 제어계측공학과 졸업(공학사). 1999년 동 대학원 제어계측학과 졸업(공학석사). 1999년~현재 ㈜웨스텍 코리아 정보통신연구소 연구원. 주관심분야는 무선통신, 디지털 신호처리 등

張 泰 奎(正會員)
1955년 11월 13일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1981년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1981년~1982년 현대엔지니어링㈜. 1982년~1984년 현대전자산업㈜. 1987년 University of Florida 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1990년 Tennessee State University, Assistant Professor. 1990년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수. 주관심분야는 디지털 신호처리, 이동통신, 디지털 오디오 등