

工學碩士 學位論文

이동 통신을 위한 개선된 송신 빔 형성기  
설계

**Design of Improved Transmit Beamformer for Mobile  
Communications**

指導教授 金 基 萬

2002年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

李 勇 柱

# 차 례

기호표 .....	iii
약어표 .....	iv
Abstract.....	v
제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 기존의 송신 빔 형성 기법 .....	3
2-1 궤환을 이용한 송신 빔 형성 기법.....	3
2-2 조향 벡터를 이용한 송신 빔 형성 기법.....	6
2-3 부공간을 이용한 송신 빔 형성.....	6
2-4 Pseudo-inverse DOA(Direction-Of-Arrival) 방법.....	8
2-5 Pseudo-inverse Signal Signature 방법.....	8
2-6 원하는 사용자 신호의 파워를 최대화하는 방법.....	10
2-7 고정된 빔을 갖는 빔 형성기.....	11
제 3 장 제안한 송신 빔 형성 알고리즘.....	13
3-1 하향 링크 빔 형성 과정.....	13
3-2 제안한 송신 빔 형성 알고리즘.....	16
제 4 장 컴퓨터 시뮬레이션 및 시뮬레이터 구현 .....	19
4-1 컴퓨터 시뮬레이션 및 성능 고찰.....	19
4-2 범용 DSP 프로세서를 이용한 시뮬레이터 구현.....	27
(1) TMS320C31의 내부 구조.....	27
(2) 메모리의 확장.....	31
(3) 어셈블리 프로그램 작성 및 성능 평가.....	33
제 5 장 결 론.....	34
참 고 문 헌.....	36

## 기호표

$\mathbf{a}(\theta)$	채널 벡터
$c$	전파속도
$d$	안테나 간격
$f_u$	상향 링크 주파수
$f_d$	하향 링크 주파수
$K$	전체 사용자 수
$M$	송신 안테나 수
$\mathbf{n}(\mathbf{t})$	가우시안 잡음 벡터
$\mathbf{M}_i$	간접 신호와 잡음 신호의 공분산 행렬
$P$	평균 파워
$\mathbf{R}_i$	$i$ 번째 사용자에게 대한 공분산 행렬
$\mathbf{W}$	계수 벡터
$\alpha$	신호의 크기
$\phi$	위상
$\tau$	전달 지연 시간
$+$	의사 역행렬
$*$	전치 행렬

## 약어표

BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
DOA	Direction Of Arrival
DMA	Direct Memory Access
FDD	Frequency Division Duplex
MIPS	Million Instructions Per Second
SINR	Signal to interference plus noise power ratio
TDD	Time Division Duplex

## **Abstract**

Considering a wireless CDMA (code division multiple access) communication system over the multipath fading channel, the spatio-temporal processing at receiver seems quite beneficial because it could alleviate the fading effect and suppress various interferences over space and time domains simultaneously. The aim of receive beamforming is to form a spatial filter that passes the desired signals and suppress unwanted components. By contrast, the aim of transmit beamforming is to launch a signal into a propagation environment so that each receiver gets its desired signal without crosstalk from the signals intended for other receivers.

In this thesis, we propose a new downlink beamforming algorithm for array antenna in FDD (Frequency Division Duplex) environments. In a transmit mode, the antenna array at the base station needs to know the downlink channels as a means of optimizing its beampatterns. In a time division duplex (TDD) system, channel reciprocity provides a straightforward means of downlink channel estimation. For FDD, the presence of angle spread and delay spread causes a dramatic difference in the uplink and downlink channel vectors. Using the uplink signals to estimate the instantaneous downlink channel is not feasible in FDD systems for rich multipath channels typical in urban and suburban environments.

It was proposed that the new algorithm for correcting of a weak of point in FDD. In the proposed method it was estimated that the directions and power spectrum of the received signals, and construct the spatial covariance matrix at the downlink carrier frequency. To obtain the weight vector for beamforming, it is used that the criterion to be maximized by the SINR. The transmitted signal with the obtained weight vector has the multi-beam in each multi-path direction and the receiver forms the optimized beam in the wanted direction through the composition. The proposed method was compared with the conventional method to evaluate the performance of the proposed algorithm. To see the BER curve

among the simulation results, it is confirmed that the proposed method has the improved capability (3 dB~5 dB) at the point  $10^{-5}$

## 제 1 장 서 론

현대 사회가 고도의 정보 사회로 진입함에 따라 인간은 언제, 어디서나, 누구와도 음성, 데이터, 그리고 전자메일과 같은 다양하고 광범위한 통신이 가능하게 되었다. 그리고 최근에는 단순한 음성이나 데이터 뿐만 아니라, 통화를 하면서 직접 화면을 통해서 상대를 확인한다든지, TV 방송을 시청하는 것과 같은 많은 데이터를 한꺼번에 보낼 수 있는 통신 시스템이 도입되고 있다. 그리고 더욱더 고속화 되고, 향상된 품질의 서비스를 위해서 스마트 안테나 기술의 이용이 요구되어지고 있다.

스마트 안테나 기술은 기존의 시스템에 비해서 많은 장점을 가지고 있는데, 무선 통신 환경에서 다중 경로 페이딩 현상을 현저하게 줄일 수 있고, 어레이 안테나의 다이버시티 효과에 의해서 원하는 신호의 파워가 낮아지기 때문에 배터리의 수명이 늘어나게 된다. 그리고 스마트 안테나는 시스템의 용량을 현저하게 증가시킬 수 있고, 시스템의 SIR (Signal to Interference Ratio)을 증가시킬 수 있는 장점들을 가지고 있다.

이러한 스마트 안테나 기술에 대한 연구는 크게 두 가지로 나누어서 볼 수 있는데, 하나는 상향 링크(Uplink)를 기반으로 한 연구와 하향 링크(Downlink)를 기반으로 한 연구로 나눌 수 있다. 상향 링크 빔 형성 기법의 목적은 원하는 신호는 통과 시키고 원하지 않는 요소들은 억제 시키는 공간적인 필터를 형성하는 것이고, 하향 링크 빔 형성 기법의 목적은 원하는 사용자 방향으로 큰 이득을 갖도록 송신 빔을 만드는 것이다. 송신 빔 형성 기법들을 주파수 분할 환경(FDD)과 시간 분할 환경(TDD)으로 나누어 고려할 수 있다. 송수신 주파수가 같은 대신 시간을 분할하여 통신하는 TDD의 경우 상향 링크와 하향 링크의 채널 특성이 같으므로 상향 링크에서 추정된 채널 특성을 이용하여 그대로 하향 링크에 적용할 수 있는 장점이 있다. 그러나 FDD 환경의 경우 TDD와는 달리 송수신 주파수가 서로 다르기 때문에 페이딩 채널 특성도 달라지게 되어 상향 링크에서 얻어진 채널 정보를 하향 링크에 직접 적용할 수 없다.

송신 빔을 형성하기 위한 기존의 방법으로써 고정된 빔 형성 방법은 미리 정해진 방향으로 송신 빔을 형성하는 것으로 쉽게 구현할 수 있는 장점이 있으나 성능이 낮다는 문제점이 있다[1]. 하향 링크 채널 특성 추정을 위한 궤환 방법은 정확한 송신 빔을 형성할 수 있는 장점이 있지만 채널 특성이 바르게 변화하는 경우 이를 추적하기 위해서는 빠른 궤환율을 가져야 하는 단점이 있다[2]. 이러한 문제점을 보완하기 위해 연구된 것이 채널 특성을 추정하는 것이 아닌 고유 부공간을 추정하는 방법으로 상대적으로 고유 부공간의 변화율이 낮다는데 기인하고 있다[3]. 원하는 사용자의 방향 벡터를 사용하는 방법은 원하는 사용자의 방향으로 빔을 형성하지만 나머지 사용자로도 어느 정도 이득을 갖게 되어 성능이 저하되고, 의사 역행렬을 사용하는 경우 성능은 향상되나 의사 역행렬을 위한 계산량이 많아지는 단점이 있다[4].

이상과 같이 각 방법들은 장점과 단점을 갖고 있으므로 이를 보완하기 위해 본 논문에서는 기존의 송신 빔 형성 기법들을 연구하고 나아가 개선된 성능을 갖는 송신 빔 형성 알고리즘을 제안한다. 제안된 방법은 상향 링크에서 얻어진 사용자의 방향과 스펙트럼 정보를 이용하여 송신 빔을 형성하는 방법이다. 원하는 사용자의 방향으로 높은 SNR의 빔을 형성하고 다른 사용자의 방향으로 null 형성하게 된다. 본 논문에서 제안한 방법의 성능을 평가하기 위해서 시뮬레이션을 통해 기존의 방법들과 비교하고 검증하였다. 이러한 송신 빔 형성 기술은 원래의 목적인 통화 품질 향상분만 아니라 최근 연구가 이루어지기 시작한 시공간 부호화(space-time coding) 기법에서 송신 다이버시티 기법으로써 응용되어 결국 고속, 대용량 데이터 전송을 가능하게 할 것이다.

본 논문의 제 2 장에서는 기존의 하향 링크 빔 형성 기법에 대해서 기술하였고, 제 3 장에서는 보다 향상된 성능을 갖는 송신 빔 형성 기법을 제안하였다. 그리고 제 4 장에서는 제안된 방법의 성능을 고찰하기 위해서 다양한 환경에서, 기존의 방법과 제안된 방법의 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였으며, DSP 칩을 이용한 시뮬레이터 구현에 관하여 기술하고, 제 5 장에서 결론을 맺는다.

## 제 2 장 기존의 송신 빔 형성 기법

적응 수신 안테나는 군사 장비와 통신 분야에서 원하지 않는 간섭이나 다중 경로 신호를 제거 하기 위해서 광범이 하게 적용되고 있다. 수신 빔 형성의 목적은 원하는 신호는 통과시키고 원하지 않는 요소는 억제 시키는 것이다. 반대로 송신 빔 형성은 전파 환경에 신호를 내보내고, 각 수신기에서 다른 수신기에 수신되는 신호에서 발생하는 누화 현상 없이 원하는 신호 만을 얻는 것을 목적으로 한다.

본 장에서는 기존의 대표적인 하향 링크에서의 송신 빔 형성 기법에 대한 특징을 요약하여 기술한다. 소개될 방법들은 궤환을 이용한 방법[2], 조향 벡터를 이용한 방법[1], 부 공간을 이용한 방법[3], 고정 빔을 이용한 방법이다[6].

### 2-1 궤환을 이용한 송신 빔 형성 기법

M개의 송신 안테나와 K명의 사용자가 존재하는 그림 2-1과 같은 환경에서 임의의 k번째 사용자를 위한 채널 벡터를  $\mathbf{a}_k$  라 하자.

$$\mathbf{a}_k = [a_{1k} \ \Lambda \ a_{Mk}]^T \quad (2-1)$$

여기서  $a_{ik}$  는 I번째 안테나와 k번째 사용자 사이의 복소 채널 응답이다. 사용자가 K명이므로 M×K 채널 행렬 A는 다음과 같다.

$$A = [a_1 \ \Lambda \ a_K] \quad (2-2)$$

이제 송신 빔 형성을 위한 각 센서에 주어지는 계수 벡터를 W라 하면 계수 행렬은 다음과 같다.

$$\mathbf{W} = [w_1 \ \Lambda \ w_K] \quad (2-3)$$

만약  $K$  번째 사용자가 수신한  $j$  번째 신호의 크기를  $c_{jk}$  라 하면 다음 식이 성립

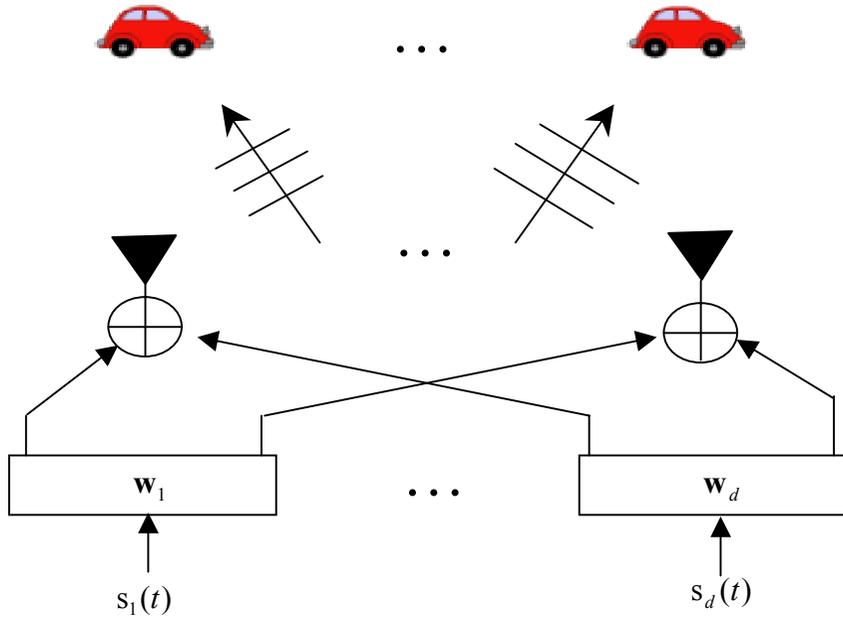


그림 2-1 어레이 안테나를 이용한 송신 빔 형성

Fig. 2-1. Transmit beamforming using array antenna.

한다.

$$s_j(t)w_j^*a_k = s_j(t)c_{jk} \quad (2-4)$$

$$\mathbf{W}^* \mathbf{A} = \mathbf{C} \quad (2-5)$$

$\mathbf{C}$  는  $c_{jk}$  를 원소로 하는 행렬로써 대각항은 원하는 신호의 레벨이며, 나머지 항은 누화(crosstalk)의 크기이다. 따라서 완전한 송신 빔을 형성하기 위해서는 행렬  $\mathbf{C}$ 는 항등(identity) 행렬  $\mathbf{I}$ 와 같아야 한다.

$$\mathbf{W}^* \mathbf{A} = \mathbf{I} \quad (2-6)$$

따라서 위 식을 만족하는 계수 행렬  $W$ 는 pseudo-inverse(+)를 사용하면 다음과 같아진다.

$$W = (A^+)^* \quad (2-7)$$

그러나 일반적으로 기지국에서는 기지국과 사용자 사이의 채널 행렬  $A$ 를 알지 못하므로 이 채널 행렬  $A$ 를 추정하기 위해 기지국에서 probing 신호를 사용자에게 송신하고, 사용자가 수신한 신호를 다시 기지국으로 궤환하여 채널 행렬을 추정한다. 즉 이 방법에서는 probing 모드와 information 모드 사이의 전환을 통해 송신 빔을 형성한다. Probing 신호로는 복소 지수 신호를 사용할 수 있다. 이 방법을 요약하면 다음과 같다.

- (1) 계수 벡터를 이용하여 송신 빔을 형성하여 신호를 전송한다.
- (2) 주기적으로 각 사용자에서 crosstalk 레벨을 측정하고 정해진 문턱치를 넘을 경우 probing 모드로 전환한다.
- (3) Probing 모드에서 probing 벡터를 정하고 probing 신호를 전송한다.
- (4) 사용자가 수신한 probing 신호를 송신단으로 궤환하고 채널 행렬  $A$ 를 추정한다.
- (5) 고정된 채널 행렬  $A$ 를 이용하여 새로운 계수 행렬  $W$ 를 계산하고 다시 information 모드로 전환한다.

이 궤환 방법의 문제점은 시간에 따라 변화하는 채널 벡터를 추적하기 위해 높은 궤환 데이터 전송률을 가져야만 한다는 것이며, 특히 사용자가 고속으로 이동할 때 지속적으로 변화하는 채널을 추정하기 위하여 궤환율이 더욱 높아야 한다.

## 2-2 조향 벡터를 이용한 송신 빔 형성 기법

M개의 송신 안테나와 K개의 사용자가 존재하는 환경에서 어레이 안테나 출력 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(t) = \sum_{i=1}^{L_s} \alpha_i a(\theta_i) s_1(t) + \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^{L_d} \alpha_{ij} a(\theta_{ij}) s_i(t) + n(t) \quad (2-8)$$

여기서  $\alpha$ 는 각 경로에서의 크기와 위상 응답이며,  $a(\theta)$ 는 조향 벡터이다. 그리고  $L_s$ 와  $L_d$ 는 각각 원하는 신호와 간섭 신호의 경로 수이고,  $n(t)$ 는 채널 첨가 잡음이다.

Winters등은 TDD 환경에서 송신 빔 형성을 위해 먼저 기지국에서 수신한 데이터로부터 공분산 행렬을 구하고 이를 이용하여 각 사용자 신호의 dominant 입사각을 추정한다. 이때 입사각 추정을 위해서 일반적으로 고 분해능 기법으로 알려진 MUSIC, ESPRIT등을 사용할 수 있으며, 추정된 입사각을 이용해 조향 벡터를 구성할 수 있다. 결국 송신 빔 형성을 위한 계수 벡터는 다음과 같다.

$$w = a(\theta_1) \quad (2-9)$$

이 방법은 원하는 방향으로 송신 빔을 형성하지만 다른 사용자의 방향으로도 어느 정도 이득을 갖는 부엽 범위에 속하게 되므로 다른 사용자의 입사각에 따라서는 성능이 크게 저하될 수 있다. 즉 원하는 사용자와 다른 사용자가 근접해 있는 경우 다른 사용자가 송신 빔의 주엽(mainlobe)에 놓이게 되어 성능이 떨어진다.

### 2-3 부공간을 이용한 송신 빔 형성

채널 벡터를 직접 추정하기 보다 채널의 부공간을 추정하여 송신 빔 형성에 사용하는 방법이 있다.

$$a_k = \sum_{i=1}^N \alpha_{ki} b_{ki} \quad (2-10)$$

$\alpha_{ki}$ 는 사용자의 위치와 반송파(carrier)의 파장에 의해 결정되는 복소수이며,  $b_{ki}$ 는 사용자의 방향에 의해 결정되는 벡터이다. 따라서  $a_k$ 는 부공간  $\Phi_k = \text{span}[b_{k1} \Lambda b_{kN}]$  상에 놓이게 된다. 사용자가 이동하는 경우 fast fading에서  $a_k$ 는 수시로 변화하지만 상대적으로 부공간  $\Phi_k$ 는 천천히 변화하므로 궤환율이 감소한다. 따라서 계수 벡터는 원하는 사용자의 파워는 최대화하면서 다른 사용자의 부공간들과는 서로 직교하도록 한다.

$$w_j \perp \Phi_k \text{ for } j \neq k \quad (2-11)$$

$w_j = \sqrt{p_j} u_j$ 라 할 때 unit norm 제한조건( $u_j^* R_j u_j = 1$ )을 가지면서 다음과 같이 정의되는 신호 대 잡음비를 최대화하는 해를 구한다.

$$\frac{u_j^* R_j u_j}{u_j^* Q_j u_j} \quad (2-12)$$

여기서  $R_j$ 와  $Q_j$ 는 각각 원하는 사용자와 나머지 사용자 신호로부터 계산된 공분산 행렬이다. 우선  $u_j$ 는  $(R_j, Q_j)$ 의 가장 큰 고유치에 대응하는 정규화된 고유벡터  $e_j$ 이다.

$$u_j = \frac{e_j}{\sqrt{e_j^* R_j e_j}} \quad (2-13)$$

이 방법의 장점은 채널 벡터가 필요 없고 채널 공분산 행렬만을 요구한다는 것이다. 채널 공분산 행렬은 사용자의 이동에 비해 안정하기 때문에 상대적으로

낮은 왜곡을 가질 수 있다.

## 2-4 Pseudo-inverse DOA (Direction-Of-Arrival) 방법

Pseudo-inverse DOA 방법은 원하는 사용자를 제외한 다른 모든 DOA의 조향 벡터의 Pseudo-inverse를 한다는 점이 dominant DOA 방법과 다르다. 이 방법은 원하는 사용자를 제외한 나머지 사용자 방향으로 낮은 이득을 갖는 빔을 형성한다. 설명을 위해 2개의 사용자와 각 사용자당 2개의 경로가 있다고 가정한다. 이때 첫 번째 사용자에서 수신한 신호  $y_1(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1(t) &= a_1^T x(t) \\ &= [a_{11}a_1^T(\theta_1) + a_{12}a_1^T(\theta_2)]w_1s_1(t) + [a_{21}a_2^T(\theta_1) + a_{22}a_2^T(\theta_2)]w_2s_2(t) \end{aligned} \quad (2-14)$$

여기서  $w_1$ 과  $w_2$ 는 각 사용자로 빔 형성을 위한 계수 벡터이다. 따라서 첫 번째 사용자로 빔을 형성하기 위한 계수 벡터  $w_1$ 은 다음 조건을 만족하면 된다.

$$w_1 \perp a_1(\theta_2), a_2(\theta_1), a_2(\theta_2), a_1^T(\theta_1)w_1 = 1 \quad (2-15)$$

조건을 만족하면  $y_1(t) = s_1(t)$ 가 된다.

## 2-5 Pseudo-inverse signal signature (SS) 방법

Pseudo-inverse SS 방법은 signal signature들의 의사 역행렬을 통해 계수 벡터를 구한다. 즉 다른 사용자의 signal signature 벡터는 서로 직교하고, 원하는 사용자의 signal signature 벡터와 계수 벡터 사이의 내적은 1이 되도록 한다. 따라서 그림 2-3에 나타난 것처럼 Pseudo-inverse DOA 방법과는 달리 다른 사용자의 입사 방향으로 null을 형성하지 않는다. 예를 들어 첫 번째 사용자를 위한 송신 빔 형

성 계수  $w_1$ 을 이용한 경우 두 번째 사용자에서는 다음과 같아진다. 이때 다중 경로는 두 개만 고려하였다.

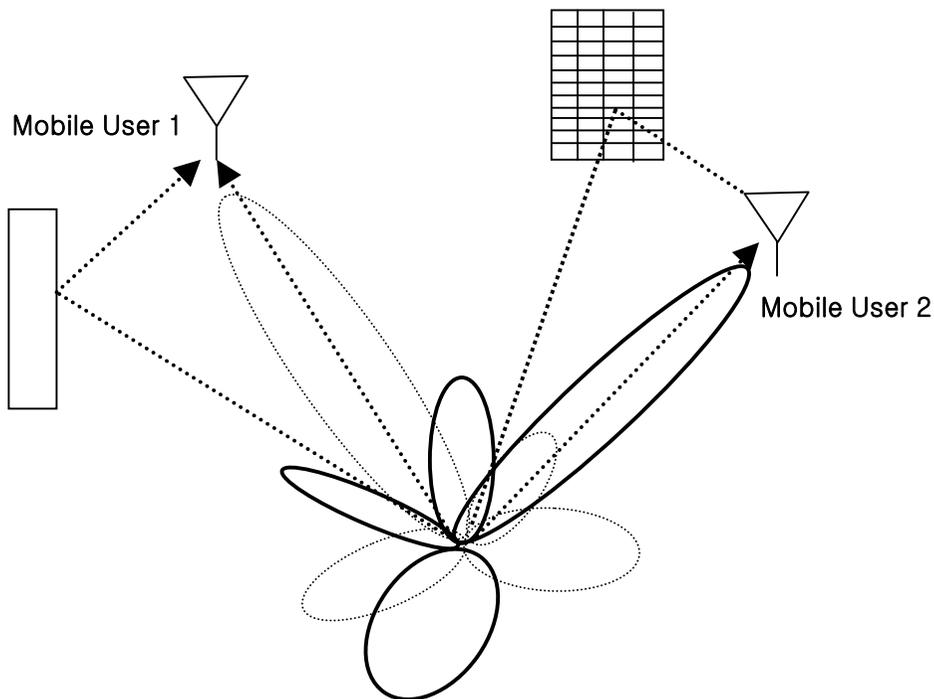


그림 2-2. Pseudo-inverse DOA 방법  
Fig. 2-2. Pseudo-inverse DOA approach.

$$a_2^T w_1 = \alpha_{21} a_2^T(\theta_1) w_1 + \alpha_{22} a_2^T(\theta_2) w_1 = 0 \quad (2-16)$$

$$\alpha_{21} a_2^T(\theta_1) w_1 = -\alpha_{22} a_2^T(\theta_2) w_1 \quad (2-17)$$

식 (2-14)로부터 계수 벡터와 각 조향 벡터는 반드시 직교할 필요는 없음을 알 수 있다.

## 2-6 원하는 mobile 신호의 파워를 최대화하는 방법

원하는 사용자로부터 수신한 신호의 평균 파워를  $P_s$ , 나머지 사용자에서 수신한 신호의 파워의 전체 합을  $P_I$  라 이들은 각각 다음과 같다.

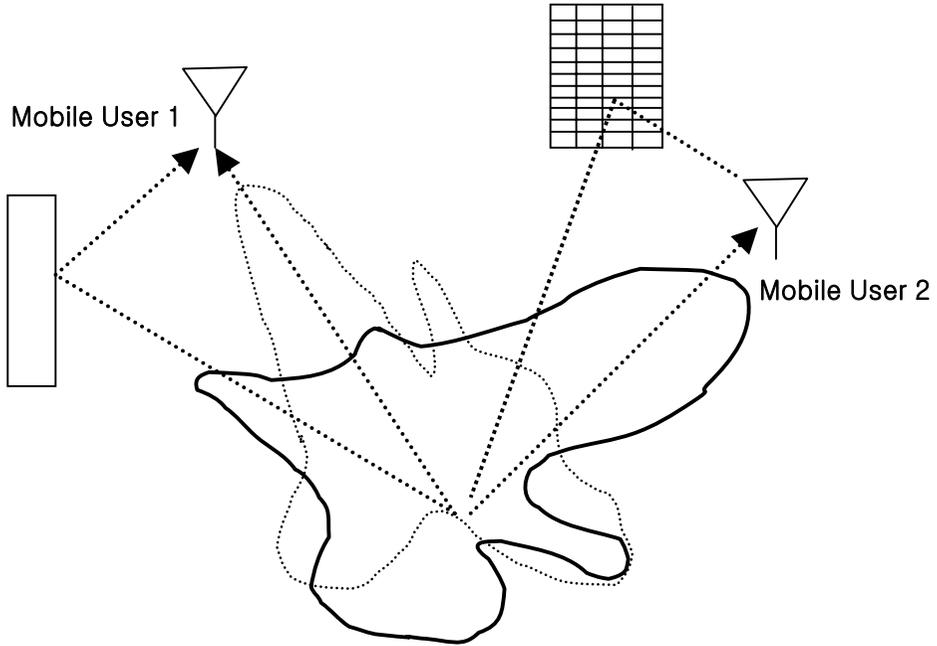


그림 2-3. Pseudo-inverse SS 방법

Fig. 2-3. Pseudo-inverse SS approach.

$$P_s = w^H R_s w \quad (2-18)$$

$$P_I = w^H R_I w \quad (2-19)$$

이때  $R_s$  와  $R_I$  는 각각 다음과 같이 주어지는 원하는 신호와 간섭 신호의 공분산 행렬이다.

$$R_s = \sum_{i=1}^{N_s} a(\theta_i) a(\theta_i)^H P_{down} \quad (2-20)$$

$$R_I = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{N_I} a(\theta_{ij}) a(\theta_{ij})^H P_{down} \quad (2-21)$$

여기서  $a(\theta)$  는 조향 벡터이다. 여기서  $P_{down}$  은 하향 링크에서의 신호의 평균 파워이다. 이제  $P_I$  는 상수로 유지하면서  $P_S$  를 최대화하는 방향으로 송신 빔 형성기를 구성하며, 이 방법의 해는 일반화된 고유치(generalized eigenvalue) 문제이다. 따라서 계수 벡터는 최대 고유치에 대응하는 고유벡터가 된다.

## 2-7 고정된 빔을 갖는 빔 형성기

기존의 상향링크에서의 3-sector 안테나를 사용하듯이 미리 정해진 방향으로 고정된 송신 빔을 형성하는 방법이 연구되었다. 이때 송신 방향은 상향링크로부터 얻어지며, 최대 출력 파워를 갖는 빔 방향으로 송신하게 된다.

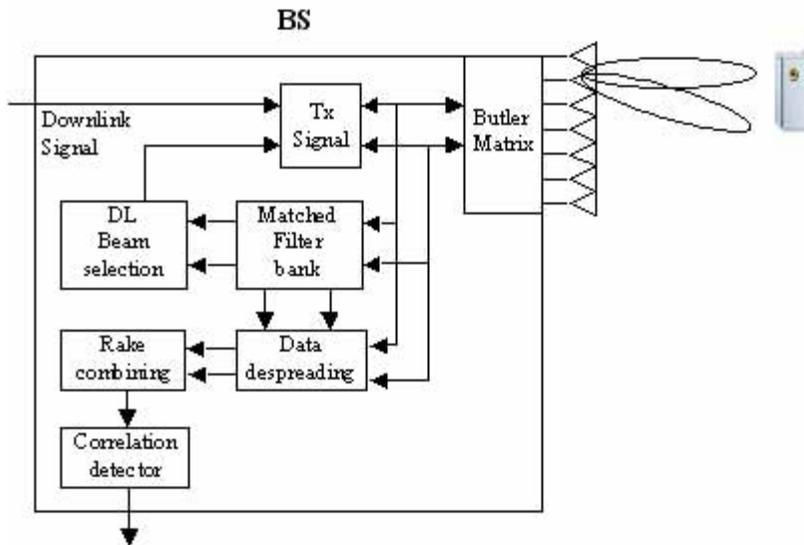


그림 2-4. Switched 송신 빔 형성기

Fig. 2-4. Switched transmit beamformer.

표 2-1. 송신 빔 형성 기법들

Table 2-1 Techniques of Transmit Beamformer.

환경	송신 빔 형성 기법	비고
FDD	하향링크 채널 추정을 위해 주기적으로 probing 신호를 송신하고 사용자에서 수신된 신호를 다시 기지국으로 궤환 시키는 방법	
	상향링크에서 추정된 사용자의 방향 벡터 또는 spatial signature 벡터를 이용한 방법	TDD에도 적용 가능
	Pseudo inverse를 이용하여 각 사용자에게 직교하는 빔 형성	TDD에도 적용 가능
	고정된 빔 형성 기법	TDD에도 적용 가능
	제한 조건을 갖는 빔 형성	
	고유 부공간을 추정하는 빔 형성	
	Uplink에서 평균적으로 얻어진 빔 형성 계수를 이용한 방법	
	주파수 변환을 통해 수신 빔을 송신 빔으로 변환	
TDD	전체 전송 파워를 최소화하는 방법	
	Mobile에서 SINR을 최대화하는 방법	

## 제 3 장 제안한 송신 빔 형성 알고리즘

### 3-1 하향 링크 빔 형성 과정

사용자에서 보내진 신호가 수신 안테나에서 수신되는 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_k s_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3-1)$$

여기서,  $\mathbf{a}_k = \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} \mathbf{a}(\theta_{kl})$  이다.  $k$ 번째 사용자로  $l$ 번째 방향으로 수신되는 방향 벡터를 나타낸다.

기지국에서 어레이 안테나를 사용하여 원하는 사용자의 방향으로 신호를 보냈을 경우를 그림 3-1에서와 같이 표현하였다. 그림에서 어레이 간의 간격으로 인해서 시간의 차이가 생김을 알 수 있다.

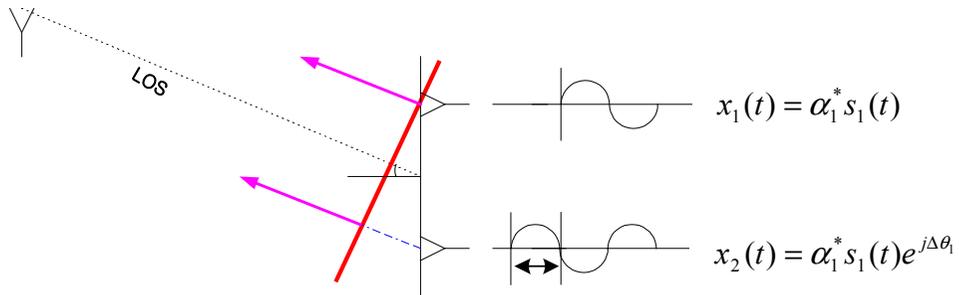


그림 3-1. 기지국의 어레이 안테나에서

LOS 방향으로 나아가는 신호

Fig. 3-1. Forward beam of direction of LOS at transmitter with the array antenna of the base station.

원하는 사용자의 방향과 다중 경로를 통해서 신호가 수신되는 것을 그림 3-2에서 표현하였다.

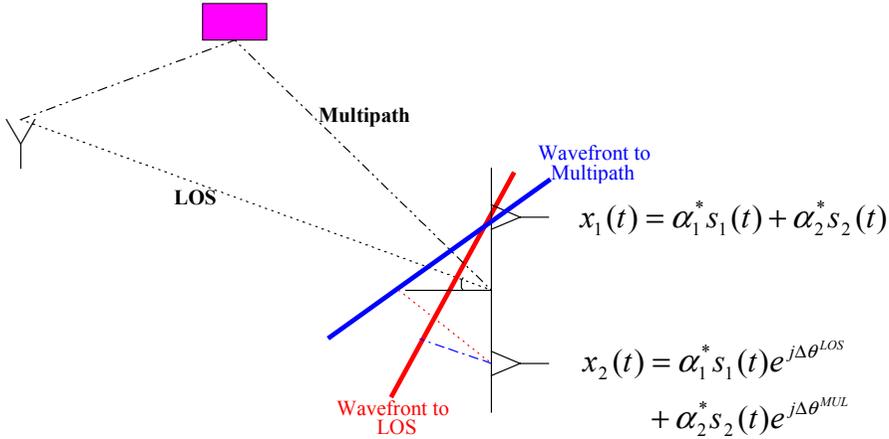


그림 3-2. LOS와 다중 경로에서 수신되는 신호

Fig. 3-2. Received signal through LOS and the multipath at the receiver.

하향 링크 빔 형성에서 원하는 사용자의 방향과 다중 경로의 방향으로 신호를 보내었을 때를 그림 3-3에서 표현하였다. 여기서 빔은 원하는 사용자의 방향과 다중 경로의 방향으로 각각 빔을 형성하게 되고, 이것을 수신측에서 합성하여 원하는 방향에 대한 최적의 빔을 형성하게 된다. 그림에서 사용자의 수신단에서 수신되는 최종적인 신호는

$$\begin{aligned}
 y(t) &= y^{LOS}(t) + y^{MUL}(t) \\
 &= \begin{bmatrix} \alpha_1^* + \alpha_2^* & \alpha_1^* e^{j\Delta\theta^{LOS}} + \alpha_2^* e^{j\Delta\theta^{MUL}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1^* + \alpha_2^* \\ \alpha_1^* e^{-j\Delta\theta^{LOS}} + \alpha_2^* e^{-j\Delta\theta^{MUL}} \end{bmatrix} s_1(t) \\
 &= \mathbf{a}_1^H \mathbf{a}_1 s_1(t) \tag{3-2}
 \end{aligned}$$

여기서,  $\mathbf{a}_1$ 은 원하는 방향으로 방향 벡터를 나타내고,  $\alpha$ 는 각 경로에 주어지는

신호의 크기를 나타낸다.  $y^{LOS}$  와  $y^{MUL}$  는 각각 직접 경로에 대해, 다중 경로에 대한 각각 사용자에게 수신되는 신호이다. 이것을 일반적인 형태로 나타내면,

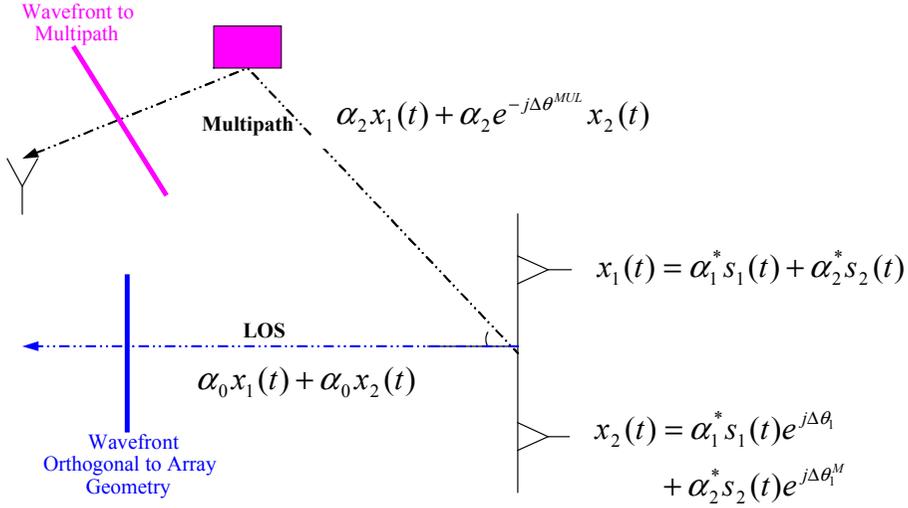


그림 3-3 하향 링크에서 사용자의 방향으로의 LOS와 다중경로로의 빔 형성  
Fig. 3-3. Downlink beamforming for direction of wanted user with LOS and multipath.

$$y_i(t) = \mathbf{a}_i^H \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_k s_k(t) + n(t) \quad (3-3)$$

여기서,  $K$ 는 전체 사용자의 수를 나타내고,  $n(t)$ 는 신호에 첨가된 노이즈를 나타낸다. 최적의 송신 빔을 형성하기 위해서 각 어레이에 주어지는 가중치 벡터 (weight vector)는 다음과 같이 구해진다.

$$\mathbf{a}_i \perp \{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3 \Lambda \mathbf{w}_{i-1}, \mathbf{w}_{i+1} \Lambda \mathbf{w}_K\}, \quad \text{subject to} \quad \mathbf{a}_i^H \mathbf{w}_i = 1 \quad (3-4)$$

이러한 조건을 만족하는 가중치 벡터를 사용하여 송신된 빔이 원하는 사용자에게 수신되는 신호는 다음과 같다.

$$y_i(t) = \mathbf{a}_i^H \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k(t) + n(t) \quad (3-5)$$

### 3-2 제안된 송신 빔 형성 기법

본 논문에서는 상향링크에서 얻어진 사용자의 방향과 스펙트럼 정보를 이용하여 송신 빔을 형성하는 방법을 제안하였다.

제안하는 방법을 설명하기 위하여  $K$ 명의 사용자가 존재하고 사용자는 각각  $L$ 개의 다중 경로를 갖는다고 가정한다. 이때 상향링크에서 어레이 안테나로 수신한 신호 벡터  $\mathbf{x}(t)$ 는 다음과 같이 모델링 된다.

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{P_{l,i}} s_i(t - \tau_{l,i}) e^{j\phi_{l,i}} \mathbf{a}_{l,i} + \mathbf{n}(t) \quad (3-6)$$

여기서  $P_{l,i}$ ,  $\tau_{l,i}$ 와  $\phi_{l,i}$ 는 각각  $i$ 번째 사용자  $l$ 번째 다중경로의 평균 파워, 전달 지연시간과 위상이다.  $\mathbf{n}(t)$ 는 가우시안 잡음 벡터이며  $\mathbf{a}_{l,i}$ 는 다음 식(3-2)와 같이 주어지는  $i$ 번째 사용자의  $l$ 번째 다중경로 방향에 대한 방향 벡터를 나타낸다.

$$\mathbf{a}_{l,i} = [1 e^{j2\pi d f_u \sin \theta_{l,i} / c} \Lambda e^{j2\pi(M-1)d f_u \sin \theta_{l,i} / c}]^T \quad (3-7)$$

윗 식에서  $d$ 는 안테나 간격,  $f_u$ 는 상향링크 주파수이며,  $c$ 는 전파속도 이다. 그리고  $\theta_{l,i}$ 는 어레이 수직면을 기준으로 한  $i$ 번째 사용자의  $l$ 번째 다중경로로 도달되는 신호의 입사각이다. 이제 하향링크 주파수  $f_d$ 에 대한  $i$ 번째 사용자에 대한 공분산 행렬은 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\mathbf{R}_i = \sum_{l=1}^L P_{l,i} \mathbf{a}_{l,i} \mathbf{a}_{l,i}^H \quad (3-8)$$

이 식은 원하는 사용자의 방향 벡터 외적과 평균 전력의 곱으로 이루어져 있다. 평균 전력은 상향링크에서 수신된 신호의 스펙트럼을 추정하여 사용할 수 있으며, 본 논문에서는 Bartlett 스펙트럼 추정 방법을 사용하였다. 위와 같은 방법으로  $i$  번째 사용자에 대한 간섭 신호의 공분산 행렬을 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\mathbf{M}_i = \sum_{j=1, j \neq i}^K \mathbf{R}_j \quad (3-9)$$

그러나 이 행렬은 불완전하기 때문에, 역행렬을 구할 때 심각한 성능 저하를 가져올 수가 있다. 그래서 이를 보상해 주기 위해서 실제 간섭신호 및 잡음 신호와 같은 부공간을 차지하는 공분산 행렬을 다음과 같이 구한다.

$$\mathbf{M}_i = \sum_{j=1, j \neq i}^K \mathbf{R}_j + \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{I} \quad (3-10)$$

여기서 행렬  $\mathbf{I}$ 는  $\mathbf{M}_i$ 와 같은 크기의 단위 행렬을 나타낸 것이고,  $\boldsymbol{\varepsilon}$ 은 계산상의 오류를 보정하기 위해서 임의로 주어진 보정 값으로,  $10^{-14}$ 이다. 행렬  $\mathbf{M}_i$ 는  $i$  번째 사용자를 원하는 사용자라 할 때 그 나머지 사용자 방향 벡터의 외적으로 구성된 행렬이며, 이 행렬은 실제 간섭 신호의 행렬과 같은 부공간을 차지한다. 식 (3-4)에서 우변의 두 번째 항은 가우시안 잡음을 모델링 하며, 아울러 역행렬 계산을 효율적으로 하게 된다. 가중치 계수 벡터를 구하기 위해  $i$  번째 사용자에게 전송된 신호 대 잡음비  $SINR_i$ 를 최대화하는 기준을 사용하도록 한다.  $\mathbf{w}_i$ 를  $i$  번째 사용자로의 송신 빔 형성을 위한 가중치 벡터라 할 때 이 기준의 해는 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_i = \mathbf{M}_i^{-1} \mathbf{a}_i \quad (3-11)$$

결국 가중치 계수 벡터는 다른 사용자와는 서로 직교하는 부공간으로 사상(mapping)하게 되어 원하는 상용자의 방향으로만 송신 빔을 형성할 수 있도록 한다. 이는 다중 경로 환경으로 확장할 수 있는데 상향링크로부터 얻어진 각 다중경로 정보를 이용하여 필요한 finger 수만큼 독립된 송신 빔을 형성한다.

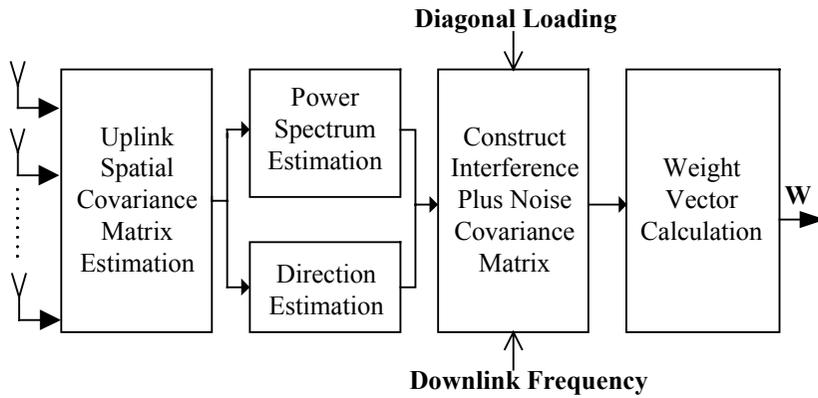


그림 3-4. FDD 환경에서 하향 링크 빔 형성을 위한 제안된 구조

Fig. 3-1. Proposed structure for downlink beamforming in FDD environments.

위의 그림 3-1은 위에서 언급했던 사항을 블록도로 그린 것이다. 먼저 상향 링크에서 공분산 행렬을 추정하고 스펙트럼 추정과 방향 추정 방법을 이용하여 하향 링크에 대한 공분산 행렬을 만들게 된다.

## 제 4 장 컴퓨터 시뮬레이션 및 시뮬레이터 구현

### 4-1 컴퓨터 시뮬레이션 및 성능 고찰

제안된 방법의 성능을 다중 사용자, 다중 경로, Rayleigh 페이딩 환경에서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여, 기존의 방법과 비교 분석 하였다. 시뮬레이션에 사용된 어레이 안테나는 선형 어레이 안테나를 사용하였고, 어레이 사이의 간격은  $\lambda/2$  로 두고 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 이용된 사용자는 4명이고, 각각에 대해서 직접 경로와 함께 두 개씩의 다중 경로를 가진다고 가정하였다. 주어진 직접 경로는 각각 120, 80, 100, 140°의 방향으로 가정하였다. 또한 perfect power control을 가정하였으며, 상향링크의 반송 주파수는 1.95 GHz로 하고 하향링크의 반송 주파수는 2.14 GHz로 가정하였다. 입사각은 어레이 축을 기준으로 하였다. 시뮬레이션에서는 기존의 채널 추정을 사용하는 방법과 상향링크에서 사용자 신호의 평균 파워를 최대화하는 방법을 제안된 방법과 비교하였다.

표 4-1. 시뮬레이션을 위한 파라미터

Table 4-1. Parameters for simulation.

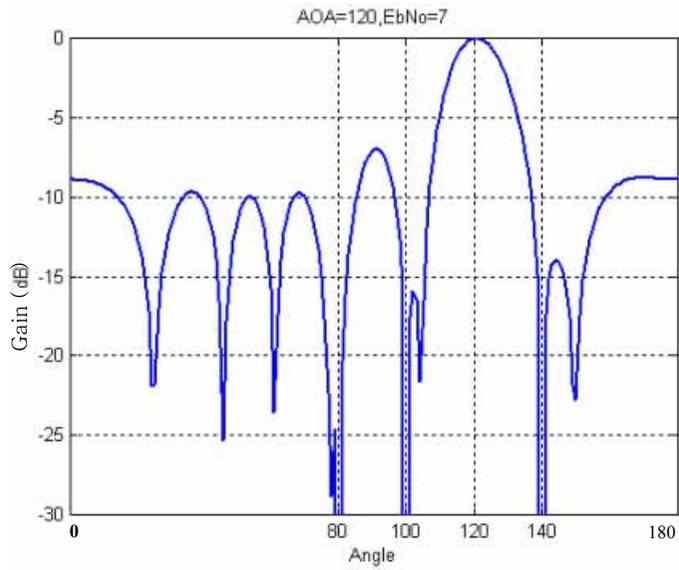
파라메타	사용 값
안테나 수	8
사용자 수	4
각 사용자당 다중경로 수	2
Chip rate	3.6864 Mcps
Data rate	460 kbps
Modulation	BPSK
Oversampling(samples/chip)	8
채널 모델	Jake's model
mobile 이동 속도	80 km/h

표 4-2. 시뮬레이션에서 사용자 환경.

Table 4-2. User environments in simulation.

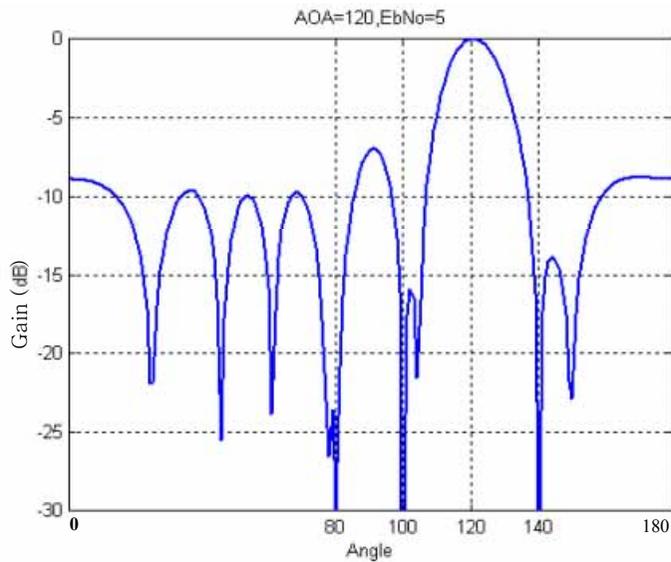
		입사각(도)	직접 경로에 대한 상대 크기	지연시간 (chips)
사용자 #1	직접경로	120	1	-
	다중경로 #1	10	0.9	3/8
	다중경로 #2	15	0.8	9/8
사용자 #2	직접경로	80	1	-
	다중경로 #1	20	0.9	3/8
	다중경로 #2	25	0.8	9/8
사용자 #3	직접경로	100	1	-
	다중경로 #1	30	0.9	3/8
	다중경로 #2	35	0.8	9/8
사용자 #4	직접경로	140	1	-
	다중경로 #1	40	0.9	3/8
	다중경로 #2	45	0.8	9/8

위의 시뮬레이션 환경에서 시행한 결과들을 다음의 그림으로 표현하였다. 본 논문에서 제안한 방법의 성능을 분석하기 위해서 빔 패턴으로 나타내었다. 그림 4-1 (a)는 앞에서 언급했던 다양한 환경을 고려하지 않은 단순 모델에서의 시뮬레이션 결과이고, 그림 4-1 (b)는 주어진 환경을 고려하지 않은 단순 모델에서의 시뮬레이션 결과를 그림으로 표현한 것이다. 각각에 대해서 원하는 사용자의 방향은 120도 이고, 다른 사용자의 방향은 80, 100, 140도 이다. 140도의 방향을 보면, 단순 모델에 비해 실제 환경에 근접시킨 결과가 약간의 성능 저하를 보이고 있지만, 약 -30 dB 정도로 정확하게 null을 형성하고 있음을 확인할 수 있다.



(a) 방향만을 추정

(a) only angle.



(b) 다양한 환경을 적용

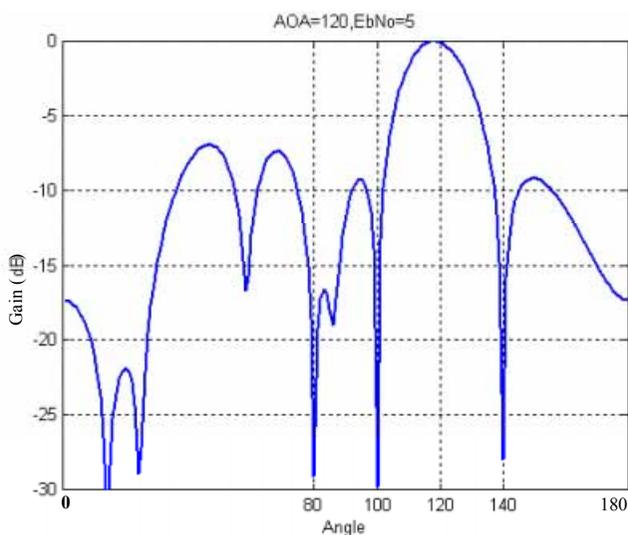
(b) application of variable environments.

그림 4-1. 빔패턴

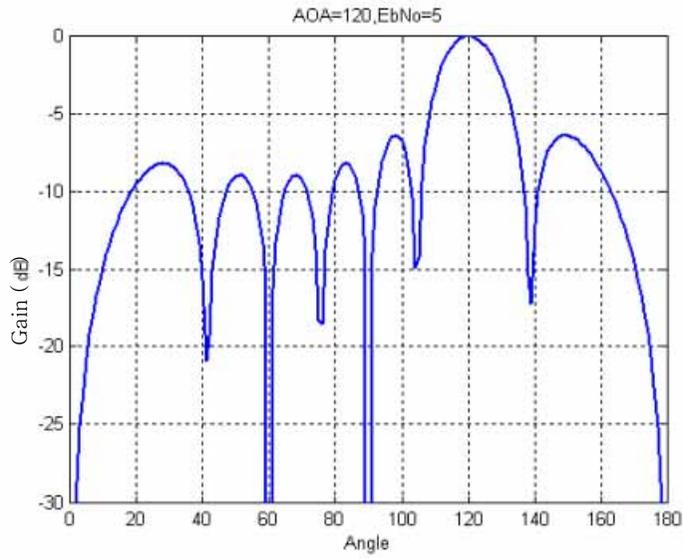
Fig. 4-1. Beampattern.

위의 표를 통해서 언급하였던 다양한 환경과 멀티 사용자 환경에 대한 본 논문에서 제안한 방법의 성능을 고찰하고자, 기존의 여러 가지 방법 중 원하는 신호의 파워를 최대화하는 방법과 채널 추정법을 사용하는 방법과 본 연구에서 제안한 방법을 서로 비교하여 보았다.

그림에서 보는 바와 같이 4-3의 (a)는 다른 사용자의 방향으로 널을 형성하고 있으나 방향을 추정하는데 있어 약간의 오차를 가지고 있음을 확인할 수 있다. 그리고 이 방법을 가지고 시뮬레이션을 한 결과 계산 속도가 느림을 확인할 수 있었다. 4-3 (b)의 경우 원하는 방향으로 빔을 형성하고 있으나, 다른 유저의 방향으로는 널을 형성하지 못하는 단점이 있었다. 4-3 (c)는 본 논문에서 제안된 방법에 대한 빔패턴 결과를 나타낸 것이다. 원하는 사용자의 방향으로 빔을 형성하고 있고, 다른 사용자의 방향 중 140도의 경우를 보면, 원하는 사용자의 파워를 최대화 하는 방법은 약 25dB 정도의 널을 형성하고 있고, 채널 추정 방법은 약 -15dB 정도의 null을 형성하고 있으며, 본 논문에서 제안한 방법은 약 -30dB 이상의 깊은 null을 형성하고 있다. 이것을 통해서 본 논문에서 제안한 방법이 기존의 방법의 문제점을 해결하고 있다는 것을 확인할 수 있다.

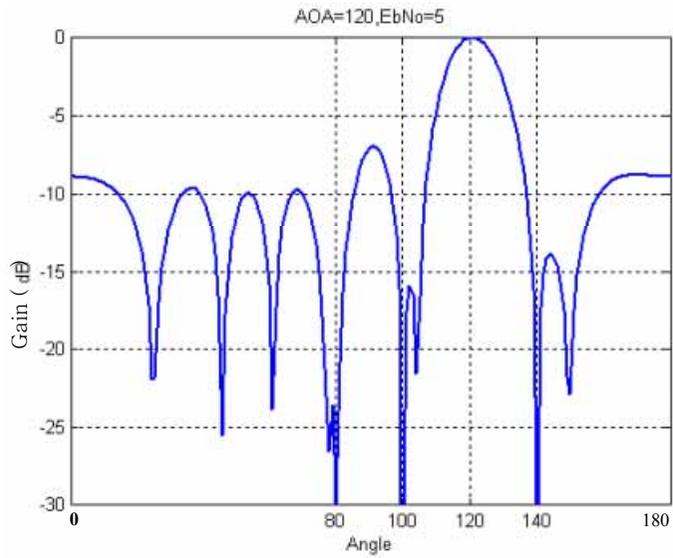


(a) 사용자 신호의 파워를 최대화하는 방법  
(a) User power maximizing method.



(b) 채널 추정 이용법

(b) Channel estimation method.



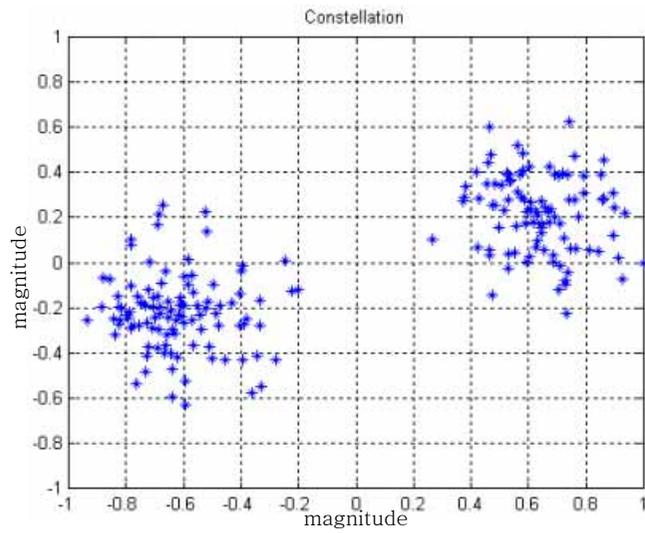
(c) 제안된 방법

(c) Proposed method.

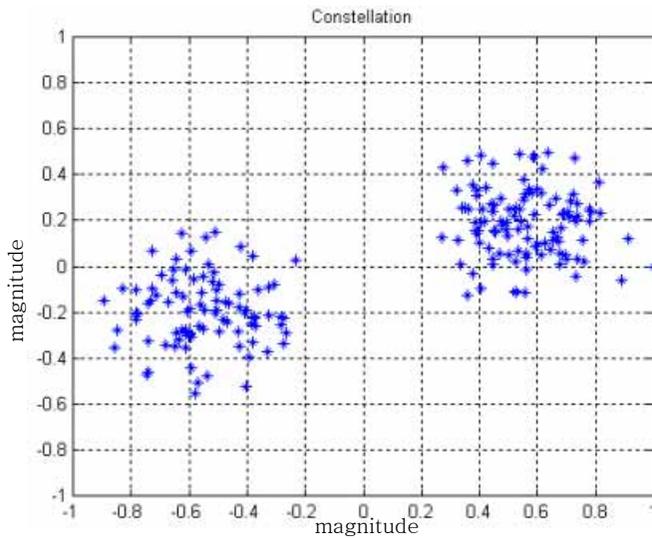
그림 4-2. 빔 패턴

Fig. 4-2. Beampatterns.

그림 4-4의 그림은 기존의 방법들과 본 논문에서 제안한 방법의 성상도를 표시한 것이다. 성상도란 흠어진 정도에 따라서 시스템의 성능을 평가할 수 있는 지표로서, 그림에서 기존의 방법에 비해서 본 논문에서 제안한 방법이 더 나은 성능을 보이고 있음을 확인할 수 있다.



(a) 사용자 신호의 파워를 최대화하는 방법  
 (a) User power maximizing method.



(b) 제안된 방법  
 (b) Proposed method.

그림 4-3 성상도

Fig. 4-3. Constellation.

시스템 평가를 위한 마지막 시뮬레이션은 BER 곡선을 통해서 성능 평가인데, BER은 보내는 데이터의 수에 따른 에러의 수를 통해서 시스템의 성능을 평가하는 것인데, 그림에서 보는 바와 같이  $10^{-3}$ 부터 약간의 성능의 차이를 보이기 시작하면서,  $10^{-5}$ 에서는 뚜렷한 차이를 보이기 시작하고 있음을 그림을 통해서 확인할 수 있다.

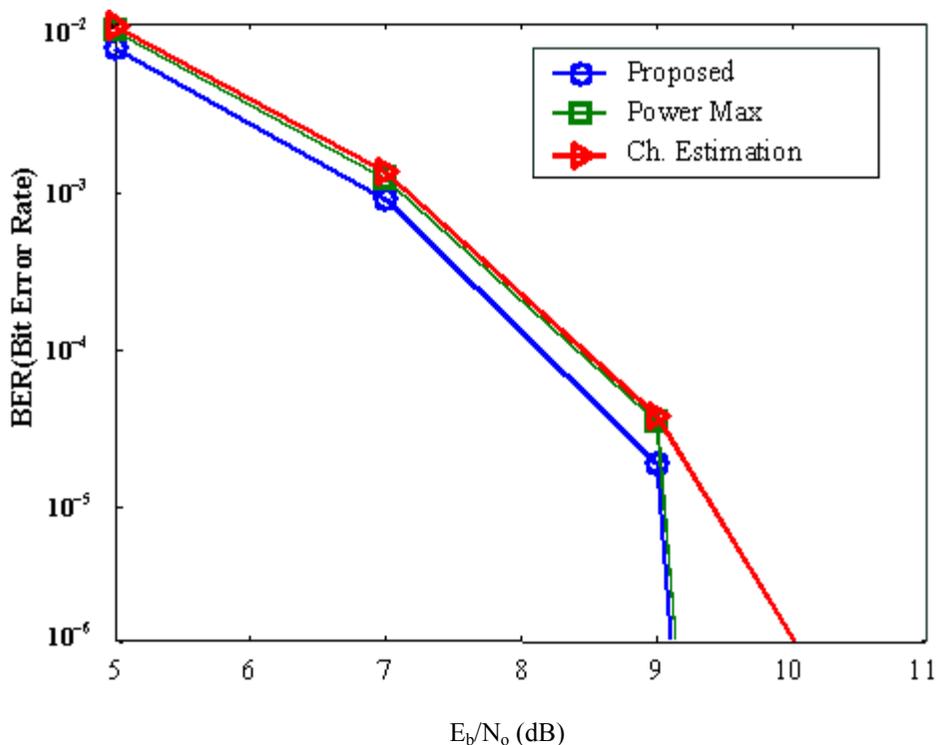


그림 4-4. BER 곡선

Fig. 4-4. BER curve.

지금까지 본 논문에서 행한 시뮬레이션의 결과들을 보았다. 제안한 방법의 다양한 환경의 적응 정도를 보기 위해서 첫번째 시뮬레이션을 행하였고, 기존의 방법들과 본 논문에서 제안한 방법의 빔 패턴을 통해서 성능을 비교하였고, 마지막으로 BER을 통해서 제안된 방법의 성능을 고찰해 보았다. 결과에 의해서 본 논문에서 제안한 방법이 다양한 환경에 대해서 잘 적응하고 있음을 확인 하

였고, 기존의 방법에 비해서 제안된 방법의 성능이 더 우수함을 확인 할 수 있었다. 다음 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 확인했던 결과를 DSP 프로세서를 통해서 구현하여 보았다.

## 4-2 범용 DSP 프로세서를 이용한 시뮬레이터 구현

본 논문에서는 Texas Instruments 사에서 만든 TMS320C31이라는 범용 DSP 칩을 이용하여 적응 빔 형성 알고리즘을 구현하였다. TMS320C31은 고성능 32비트 부동 소수점 방식의 범용 Programmable DSP 프로세서로서 이와 같은 C3x 계열의 TMS320C30에서 일부 기능이 제외된 저가형 모델이다. 이 프로세서의 주요 기능 및 특징을 요약하면 표 5-1과 같다.

### (1) TMS320C31의 내부 구조

TMS320C31의 내부 구조는 크게 CPU, 레지스터, 메모리, 내부 주변장치, DMA(Direct Memory Access) 제어기, 그리고 내부 버스 등으로 나눌 수 있는데, 여기서는 이 프로세서의 기본이 되는 CPU 부분과 레지스터 부분에 대해서만 간단히 살펴보겠다[14].

먼저 CPU 부분은 ALU(Arithmetic Logic Unit), 곱셈기, 32비트 barrel shifter, 보조 레지스터 연산장치, 레지스터 파일, 그리고 이들을 연결하는 내부 버스로 구성되어 있다. 내부 버스는 CPU1/CPU2 및 REG1/REG2가 있어서 메모리로부터 2개의 오퍼랜드와 레지스터로부터의 2개의 오퍼랜드를 동시에 액세스하루 수 있으며, 1사이클에 ALU에서의 연산과 곱셈기에서의 연산을 동시에 실행할 수 있다. 따라서 일반적인 명령은 1개의 동작 사이클(2클럭 주기)에 1개가 실행되므로 약 칩이 60 MHz로 동작한다면 30 MIPS(Million Instructions Per Second)가 되지만, 연명령은 1개의 동작사이클에 2개가 실행될 수 있으므로 최대 60 MFLOPS (MillionsofFloating point Operations Per Second)가 된다.

실제 TMS320C31은 레지스터 중심구조로 되어 있어서 프로그램 카운터(PC)

를 제외하고도 모두 28개의 내부 레지스터를 가지고 있다. 이 레지스터들은 모두 ALU나 곱셈기와 밀접하게 관련되어 범용 레지스터로 사용될 수 있으며, 레지스터에 따라 각각 특별한 기능들을 갖는다. 표 5-2에 레지스터의 종류에 대해 나타내었다. 8개의 확장 정밀 레지스터(extended precision register)는 32비트의 정수와 40비트의 부동소수점 수에 대한 연산 기능을 수행하고 저장하는 범용 레지스터이다. 그리고 8개의 32비트 보조 레지스터(auxiliary register)는 2개의 ARAU(Auxiliary Register Arithmetic Unit)를 사용하여 24비트의 번지를 생성함으로써 메모리 간접 지정을 수행하는 기본적인 기능 외에 반복 계수기나 범용 레지스터로 사용되기도 한다.

표 5-1 TMS320C31의 주요 기능 요약

Table 5-1 Summary of TMS320C31 features.

항 목	기능 및 특징	비 고
개 요	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 32비트 부동소수점 연산 방식</li> <li>2. 수정된 하바드 구조 (3개의 내부 구조, 1개의 외부 버스)</li> <li>3. 12핀 PQFT 패키지</li> <li>4. 0.8 μm CMOS 반도체 기술</li> </ol>	TMS320C30에서는 2개의 외부버스, 181핀 PGA 패키지
처리 속도	클럭 주파수에 따라 27/33/40/50/60 MHz의 6가지 모델 2클럭이 1개의 동작 사이클 60 MHz에서 30 MIPS, 60 FLOPS의 처리 속도	
메모리	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 2개의 1K×32비트 내부 램 블록(총 2K 워드)</li> <li>2. 64×32비트의 명령 캐시</li> <li>3. 16M×32비트의 외부 확장 메모리 영역 (24비트 어드레스)</li> <li>4. 마이크로프로세서 모드 및 마이크로컴퓨터 모드에서 서로 다른 메모리</li> <li>5. 마이크로 컴퓨터 모드에서 4가지의 부트 프로그램 로더 방식(boot ROM1, ROM2, ROM2, serial 부트)</li> </ol>	TMS320C30에서는 4K 워드의 내부 ROM
명령어	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 32비트 길이의 명령어, 32 비트 길이의 데이터</li> <li>2. 2개 또는 3개의 오퍼랜드를 가지는 명령어</li> <li>3. ALU와 곱셈기를 사용하는 2개의 명령을 단일 사이클에 실행</li> <li>4. 조건부 브랜치, call, return 명령어 및 지연 브랜치 명령어</li> <li>5. 블록 반복 처리 명령어</li> <li>6. 단일 사이클 분기가 가능한 zero-overhead 명령어</li> <li>7. 멀티 프로세싱을 위한 인터록 명령어</li> </ol>	
내부 구조	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 8개의 40/32비트 확장 정밀 레지스터</li> <li>2. 8개의 32비트 보조 레지스터</li> <li>3. 40/32비트 부동소수점 및 정수 연산 ALU</li> <li>4. 40/32비트 부동소수점 및 정수 연산 곱셈기</li> <li>5. 32비트 barrel shifter</li> <li>6. 보조 레지스터와 보조 레지스터 연산기를 갖는 2개의 어드레스 발생기</li> </ol>	
I/O	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. I/O와 CPU의 동작을 동시에 수행하기 위한 DMA 제어기</li> <li>2. 2개의 32비트 타이머</li> <li>3. 8/16/32/비트 전송이 가능한 1개의 직렬 포트</li> </ol>	TMS320C30에서는 2개의 직렬 포트

표 5-2 TMS320C31의 레지스터

Table 5-2 TMS320C31 registers.

레지스터 이름	기능	길이(비트)
PC	program counter	32
R0 R1 R2 R3 R4 R5 R6 R7	extended precision register 0 extended precision register 1 extended precision register 2 extended precision register 3 extended precision register 4 extended precision register 5 extended precision register 6 extended precision register 7	32 (부동 소수점 수를 표현할 경우에는 40)
AR0 AR1 AR2 AR3 AR4 AR5 AR6 AR7	auxiliary register 0 auxiliary register 1 auxiliary register 2 auxiliary register 3 auxiliary register 4 auxiliary register 5 auxiliary register 6 auxiliary register 7	32
DP IR0 IR1 BK SP	data page pointer index register 0 index register 1 block size register system stack pointer	32
ST IE IF IOF	status register CPU/DMA interrupt enable register CPU interrupt flag register I/O flag register	32
RS RE RC	repeat start address register repeat end address register repeat counter	32

## (2) 메모리 확장

전체 메모리 영역은 16M×32비트 워드이고, 여기에는 프로그램, 데이터, I/O 영역을 포함하는 memory-mapped I/O로 되어 있다. 그림 5-2에 전체 메모리 맵을 나타내었다. 이들 메모리는 크게 부트 로더 영역, 내부 램 영역, 내부 주변장치 영역, 외부 메모리 및 I/O 확장 영역 등으로 나눌 수 있다. 이 중에서 내부 램은 1K 워드의 램 블록이 2개 내장되어 있다. 램 블록 0은 809800H ~ 809BFFH 번지에 위치한다. 내부 램은 프로그램 및 데이터 영역으로 사용할 수 있지만, 본 논문에서 사용될 프로그램 및 데이터의 용량이 내부 메모리에 비해 크기 때문에 외부 확장 메모리를 사용하여 메모리 부족을 해결하였다. 이때 사용된 SRAM은 대만 UMC사의 611024 모델(삼성 KM681000과 등가모델)로 128K×8-bit 용량을 갖는다. 따라서 4개를 병렬 연결하여 32-bit, 128K 워드의 용량을 갖도록 확장하였다. 외부 확장 램을 제어하기 위한 어드레스는 PAL을 사용하여 820000h 번지로 지정하였고, /RW와 /RD신호 역시 PAL을 통해 입출력을 제어하였다. 이때 외부 메모리 영역을 제어하기 위하여  $\overline{STRB}$  신호와 조합하였다.

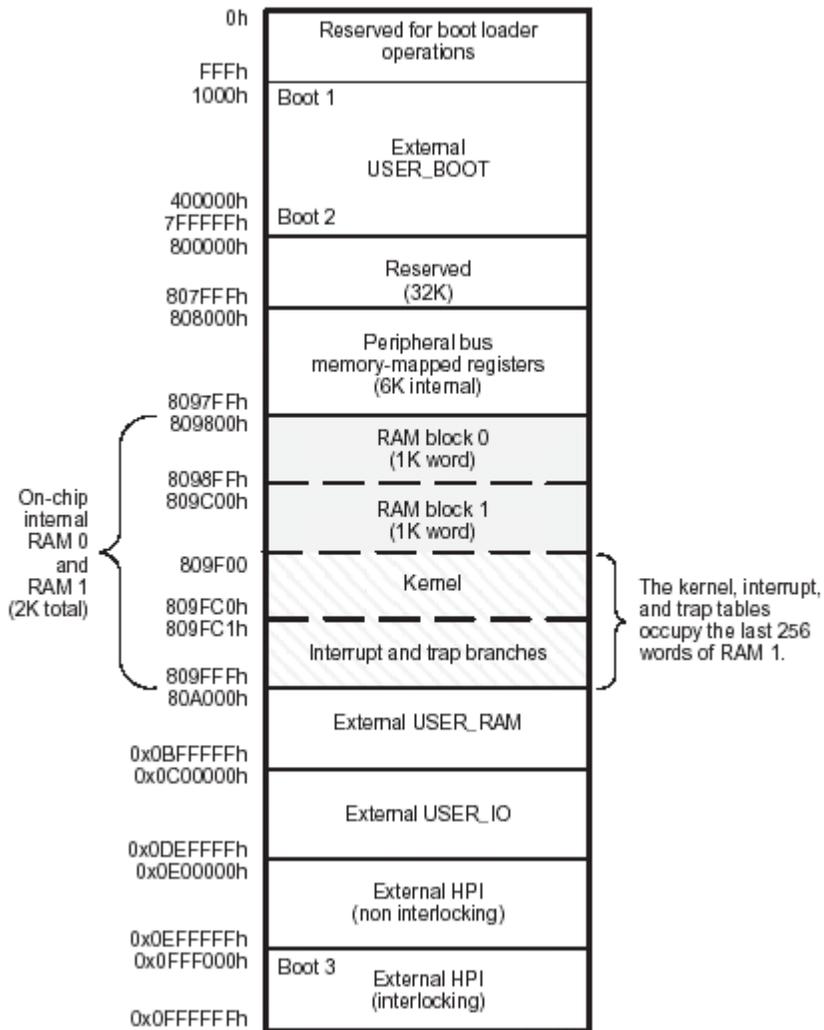


그림 5-2 TMS320C31 메모리 맵  
Fig. 5-2 TMS320C31 Memory Map.

### (3) 어셈블리 프로그램 작성

본 논문에서 사용된 시뮬레이터는 PC (Personal Computer), 범용 TMS320C31 DSP 칩이 장착된 보드, PAL, 외부 확장 램 등으로 구성되어 있다. 먼저 PC에서 데이터를 생성하여 DSP 칩으로 전송하면, 전송된 데이터가 DSP 칩 내부 메모리나 PAL에 의해 지정된 외부 확장 램에 저장되게 된다. 램에서 저장된 데이터는 D/A converter를 통해서 Analog 신호가 되어 수신단으로 전송되게 된다. PC에서는 이 값을 이용하여 빔 패턴이나 정상도와 같은 결과를 display하는 작업을 수행한다. 표 5-3에 안테나 수가 8개인 경우 각 부분별 계산량을 나타내었다.

표 5-3 프로그램 계산량

Table 5-3 Program complexity.

	계산량(Cycle)	계산시간( $\mu$ sec)
역수	42	0.0018
제곱근	48	0.00198
벡터 외적(복소수)	934	0.03726
벡터 내적(복소수)	157	0.0061
행렬 합(복소수)	42	0.0018
행렬 곱(복소수)	2703	0.10684
기타	2920	0.11724
계수 벡터 계산(복소수)	6842	0.27302

## 제 5 장 결 론

본 논문에서는 상향 링크와 하향 링크의 채널 특성이 다른 FDD 환경에서 쓰여지는 기존의 송신 빔 형성 방법에 대한 장단점을 살펴보았다. 케환 방법은 정확한 송신 빔을 형성할 수 있는 장점이 있지만 채널 특성이 빠르게 변화하는 경우 이를 추적하기 위해서는 빠른 케환율을 가져야 하는 단점이 있다. 고유 부공간을 이용한 방법은 위의 문제점은 해결하였지만, 성능을 향상 시키기 위해서 사용되는 의사 역행렬의 의한 계산량이 많다는 문제점이 있다.

본 논문에서는 이런 문제점을 보완하는 새로운 알고리즘을 제시하였고, 그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 고찰하였다. 시뮬레이션은 사용자를 4명으로 두고, 각 사용자 마다 두개의 다중 경로를 가진다고 가정하였으며, 페이딩이나 차량의 이동 속도 등, 실제 환경에 근접하여 시뮬레이션을 행하였다.

시뮬레이션 결과 기존의 원하는 신호의 파워를 최대화하는 방법의 경우 다른 유저의 방향으로 널을 형성하지만, 원하는 방향 추정에 약간의 오차가 생겼고, 계산 속도가 느린 단점을 가지고 있었고, 채널 추정 이용법은 원하는 사용자로 빔을 형성하지만, 다른 방향에 대해서 널을 형성하지 못하였다. 제안된 방법은 이러한 두가지 단점을 보완했음을 시뮬레이션 결과를 통해서 확인하였다. 흠어진 정도에 따라서 시스템의 성능을 평가하는 정상도를 통해서 기존의 방법에 비해서 제안된 방법이 약간의 성능 향상이 있음을 확인하였다. 마지막으로 BER 곡선을 통해서 성능 평가인데, BER은 보내는 데이터의 수에 따른 에러의 수를 통해서 시스템의 성능을 평가하는 것인데, 시뮬레이션 결과로부터  $10^{-3}$ 에서 약 2 dB 정도의 성능 차이를 보이고,  $10^{-5}$ 에서는 약 5 dB 정도의 뚜렷한 차이를 보이는 것을 확인할 수 있었다.

또한, 본 논문에서 제안한 방법의 실시간 여부를 판단하기 위해서 Texas Instruments 사의 범용 TMS320C31 DSP 칩, PAL, 외부 확장 램 등으로 구성된 시뮬레이터를 구현하여 실험을 하였다. 가정한 시뮬레이션 환경에 맞추어 8개의 안테나 어레이를 가진 시스템을 직접 구현하여, 실시간 여부를 판단한 결과,

6842 cycle 동안 0.27302  $\mu\text{sec}$  시간이 소요됨을 확인하였고, 이것은 실시간 처리가 가능함을 보여주고 있다.

앞으로는 QPSK, MFSK 등 다양한 변조 기법을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션이 이루어져야 할 것이며, 어셈블리 코드를 최적화하고 실시간 처리에 적합한 알고리즘의 연구가 필요하다.

## 참 고 문 헌

- [1] J.H. Winters, J. Salz and R.D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Communications*, vol.42, no.2/3/4, pp.1740-1751, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [2] D. Gerlach and A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna arrays with feedback," *IEEE Signal Proc. Letters*, vol.1, no.10, pp.150-152, Oct. 1994.
- [3] S.S. Jeng, G.T. Okamoto, G. Xu, H.P. Lin and W.J. Vogel, "Experimental evaluation of smart antenna system performance for wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propagat., Letters*, vol.1, no.10, pp.749-757, Jun. 1998.
- [4] Hiromitsu Asakura, Tadashi Matsumoto, "Cooperative Signal Reception and Down-Link Beam Forming in Cellular Mobile Communications," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. 48, no.2, pp.333-341, Mar. 1999.
- [5] E. Tiirila and J. Ylitalo, "Performance evaluation of fixed-beam beamforming in WCDMA downlink," *Proc. VTC'2000*, pp.700-703, May 2000.
- [6] Telecommunications Industry Association (TIA) TR45.5.4, "The cdma2000 ITU-R RTT Candidate Submission," available from [http://www.itu.int/int/2-radio-dev/proposals/cdma2000\(0.18\).pdf](http://www.itu.int/int/2-radio-dev/proposals/cdma2000(0.18).pdf), 1998.
- [7] H. Holma and A. Toskala, *WCDMA for UMTS*, Wiley, 2000.
- [8] Ayman F. Naguib *Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks*, Ph.D dissertation University of Stanford, Aug. 1996.
- [9] A. Czyliwik and T. Matsumoto, "Downlink beamforming for frequency-duplex systems in frequency-selective fading." *Proc. VTC 2000*, pp.695-698, May 2000.
- [10] 성하중, 박영철, 이충용, 윤대회, "입사각 추정을 위한 고유 부공간 적응 추정 알고리즘", *한국음향학회지*, 17권, 5호, pp.42-50, Jul. 1998.
- [11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-hall, 1991.
- [12] B.M. Hochwald and T.L. Marzetta, "Adapting a downlink array from uplink measurements," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol.49, no.3, pp.642-653, Mar. 2001.
- [13] Per Zetterberg, "A Comparison of Two Systems for Downlink Communication with Base Station Antenna Arrays," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol. 48, No. 5, Sep. 1999.
- [14] 윤덕용, TMS320C31 마스터, Ohm 사, pp.69, Aug. 1998.