

論文2003-40TC-4-5

# CDMA 역방향 링크의 성능 개선을 위한 스마트 안테나 수신기 알고리즘

## (A New Smart Antenna Algorithm for Improving the Performance of CDMA Reverse Link)

安 宰 民 \* , 安 致 俊 \* , 任 敏 中 \*\*

(Jae Min Ahn, Chi Jun Ahn, and Min Joong Rim)

### 요 약

본 논문에서는 공간 푸리에 변환과 최대비 결합 알고리즘을 사용한 새로운 방식의 스마트 안테나 수신기를 제안한다. 제안된 방식은 공간 푸리에 변환을 채용하여 수신 신호를 여러 개의 입사각 방향성분으로 분리하였고, 최대비 결합 알고리즘을 사용하여 원하는 사용자 신호 성분의 신호대 잡음비가 극대화 될 수 있도록 하였다. 제안된 알고리즘을 CDMA 역방향 링크의 수신기와 결합하여 성능 개선 효과를 확인하기 위한 모의 실험을 실시하였으며 그 결과 빔 패턴에 대한 집중화 효과를 확인할 수 있었다. 이로써 제안된 방식의 스마트 안테나 시스템이 기존의 스마트 안테나 시스템과 동일한 성능 개선 효과를 가져다 줄 수 있음을 확인할 수 있었다. 모의 실험은 백색잡음 환경에서 수행되었으며 신호의 입사각에 따른 빔 패턴의 집중화 정도와 최대비 결합의 수에 따른 비트 오류 성능 개선 정도를 확인해 보았다.

### Abstract

A new smart antenna receiver which incorporates the spatial fourier Transform and the maximal ratio combining(MRC) is proposed. By adapting the spatial fourier transform, the proposed method could separate the received signal into several spatial frequency components which correspond to the arrival angles of signal components, which means the beam focusing. By using the MRC, the proposed method could achieve the maximum signal to noise ratio for the signal of interest. The proposed algorithm is integrated to the CDMA reverse link receiver and simulations are performed to confirm the performance. As a result, the beam focusing effect is confirmed and the performance gain with the proposed algorithm is comparable to ordinary smart antenna receivers. The simulations are performed over the additive white gaussian noise (AWGN) environments and the results are obtained for the beam focusing capability according to the angle of arrival of a signal and the bit error performance improvement according to the number of combining branches in the MRC

**Keywords** : Smart Antenna Algorithm(스마트 안테나 알고리즘), Spatial Fourier Transform(공간 푸리에 변환), Selective Maximal Ratio Combining(최대비 결합)

\* 正會員, 忠南大學校 電氣情報通信 工學科

(Dept. of Electronics and Information Communication Engineering, Chungnam National University, Dongguk University)

\*\* 正會員, 東國大學校 情報通信 工學科

(Dept. of Information and Communication Engineering, 接受日字:2003年1月15日, 수정완료일:2003年3月25日

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

## I. 서론

CDMA 시스템의 용량의 증대와 높은 데이터 전송률의 지원을 위하여 적응형 안테나를 사용하는 스마트 안테나 시스템이 제안되었다<sup>[1-3]</sup>. 스마트 안테나 시스템은 복수개의 안테나를 사용해, 수신되는 신호들의 이득 및 위상을 조절함으로써 기지국에서 원하는 사용자의 방향에서 전파되어오는 신호만을 수신하고(beam focusing) 그 외의 방향에서 전파되어 오는 사용자 신호들을 줄여(nulling) 신호 대 잡음 비를 개선시킴으로써 역방향 링크에서의 용량 증대 효과를 얻었다. 그러나 기존의 적응형 스마트 안테나 시스템은 한 개의 적응 안테나 모듈에 한 개의 수신기가 연동해서 동작해야만 한다는 한계를 가지고 있었다. 즉, CDMA 시스템의 기지국과 같이 여러 사용자의 신호에 대한 수신을 동시에 수행해 주어야 할 경우에는 각 사용자 신호별 빔 형성기가 별개로 존재하여야 하므로 시스템 전체적으로는 사용자 수만큼의 독립적인 빔 형성기가 존재하여야 하는 것이다. 즉, 한 사용자에 대한 적응형 스마트 안테나 구성의 복잡도가 기지국 전체에 대해서는 사용자 수에 선형적으로 비례하여 증가하게 되는 것이다. 이것은 기지국 구현을 목표로 하는 시스템의 입장에서는 복잡도 증가가 매우 커질 수 있음을 의미한다.

본 논문에서는 이런 단점을 보완해주기 위해 공간 푸리에 변환(Spatial Fourier Transform)과 최대비 결합(Maximal Ratio Combining, MRC)으로 구성된 스마트 안테나 시스템의 구조를 제안하고 이를 IS-95 CDMA 시스템의 역방향 수신기에 적용하여 성능을 확인해 보았다. 제안된 스마트 안테나 시스템은 수신 안테나 어레이에 대해서 공간 푸리에 변환을 수행함으로써 여러 방향에서 수신되는 여러 사용자 신호들을 각각의 신호의 입사각을 표현하는 공간 주파수 축 상에서 국부화(localization) 시킬 수 있게 해준다. 특정 입사각으로 수신되는 신호에 대한 공간 푸리에 변환의 결과는 해당 입사각을 표현하는 공간 주파수로 사상되므로 이 방법을 이용할 경우 모든 사용자 신호들에 대한 해당 공간 주파수로의 사상이 한번에 이루어 질 수 있다고 할 수 있다<sup>[9-10]</sup>. 즉, 기존의 적응형 스마트 안테나 수신기에서 각각의 사용자 별로 수행하던 빔 형성을 공간 푸리에 변환을 이용하여 모든 사용자 신호에 대하여 한번에 수행하는 것이다. 그럼으로써 사용자 수에 관계없이 빔 형

성의 복잡도를 일정하게 유지할 수 있게 된다. 그러나 공간 푸리에 변환의 구현을 위하여 사용되는 FFT(Fast Fourier Transform)의 차수가 수신 안테나의 개수에 의하여 좌우되고, 이 차수에 의하여 공간 주파수의 해상도가 달라질 수 있으므로 사용자 신호의 공간 주파수로의 사상만으로는 원하는 신호의 국부화에 부족함이 존재한다. 따라서 이를 보완하기 위하여 공간 주파수 상에 퍼져있는 신호들의 에너지를 합치는 방법으로서 최대비 결합을 사용함으로써 원하는 사용자 신호에 대해서만 빔 형성 효과를 얻을 수 있게 되는 것이다. 공간 푸리에 변환 이후의 최대비 결합은 일반적인 CDMA 수신기에서 사용되는 레이크 수신기 구조를 이용할 수 있다.

서론에 이어 II장에서는 스마트 안테나 시스템의 수신 신호 모형에 대해 확인하였고, III장에서는 IS-95 CDMA 시스템의 역방향 링크 수신기에 공간 푸리에 변환과 최대비 결합을 구현하기 위한 수신기 구조와 동작 방법을 기술하였다. IV장에서는 모의실험 결과를 살펴보고 이를 분석해 보았다. 끝으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 스마트 안테나 수신 신호 모형

기지 대역에서의 복소 송신 신호를  $S_0(t)$ 라고 했을 때, 전송하기 위해 통과대역으로 옮겨진 신호는 식 (1)과 같다.

$$S(t) = S_0(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (1)$$

통과 대역으로 옮겨진 송신 신호는 등간격( $d = \frac{\lambda}{2}$ ,  $\lambda$ : 반송파 파장)의 어레이 형태로 배열되어 있는 N개의 수신 안테나들을 통해 수신된다. 이때 각 안테나로 수신되는 통과대역 신호들은 평행하게 입사하기 때문에 모두 동일한 입사각을 가진다. 하지만 안테나가 등간격 배열

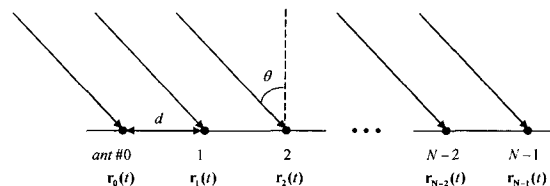


그림 1. N개의 배열 안테나 어레이에 입사하는 신호의 모형

Fig. 1. Received signal model to each antenna.

로 배치되어 있기 때문에, 수신되는 각 통과대역 신호들은 수신 경로차를 가지게 되어 도달시간의 차이가 발생하게 된다. 이 도달시간의 차는 각 안테나에 도달하는 신호의 위상차로 연결된다. 이러한 점을 고려하여 각각의 안테나로 수신되는 신호를 표현하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_0(t) &= \mathbf{s}_0(t) e^{j(2\pi f_c t + \Phi_0)} + \mathbf{w}_0(t) \\ \mathbf{r}_1(t) &= \mathbf{s}_0(t) e^{j(2\pi f_c (t+\tau) + \Phi_1)} + \mathbf{w}_1(t) \\ &\vdots \\ \mathbf{r}_n(t) &= \mathbf{s}_0(t) e^{j(2\pi f_c (t+n\tau) + \Phi_n)} + \mathbf{w}_n(t) \\ &\vdots \\ \mathbf{r}_{N-1}(t) &= \mathbf{s}_0(t) e^{j(2\pi f_c (t+(N-1)\tau) + \Phi_{N-1})} + \mathbf{w}_{N-1}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $f_c$ 는 반송파 주파수,  $\Phi_n$ 는 안테나별 수신 신호 위상,  $\mathbf{w}_n(t)$ 는 안테나별 수신 백색잡음,  $\tau$ 는 인접 안테나와 경로차에 의한 시간 지연, 그리고  $N$ 은 수신 안테나의 수를 나타낸다( $n=0, \dots, N-1$ ).

수신 안테나별 경로차에 의한 시간 지연( $\tau$ )을 경로차에 의한 식으로 나타내면 식 (3)과 같다.

$$\tau = \frac{\text{경로차}}{\text{빛의속력}} = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (3)$$

그런데  $c = f_c \lambda$  ( $\lambda$ : 파장) 이고 가정에 따르면  $\lambda = 2d$  이므로, 식 (3)은 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} c &= 2f_c d \\ \tau &= \frac{1}{2f_c} \sin \theta \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 표현된 시간 지연( $\tau$ )을 수신 안테나 별 수신 신호에 대입해 정리해보면  $n$ 번째 수신 안테나에 대하여 식 (5)와 같은 결과를 얻는다.

$$\mathbf{r}_n(t) = \mathbf{s}_0(t) e^{j2\pi f_c t} e^{jn\pi \sin \theta} e^{j\Phi_n} + \mathbf{w}_n(t) \quad (n=0, \dots, N-1) \quad (5)$$

이상에서 얻어진 통과대역 수신 신호를 기저 대역에서 표현하면 식 (6)과 같다( $\mathbf{r}_n(t) \rightarrow \tilde{\mathbf{r}}_n(t)$ ).

$$\tilde{\mathbf{r}}_n(t) = \mathbf{s}_0(t) e^{jn\pi \sin \theta} e^{j\Phi_n} + \tilde{\mathbf{w}}_n(t) \quad (6)$$

여기에서  $\tilde{\mathbf{w}}_n(t)$ 는 기저대역에서 표현된  $n$ -번째 복소수 수신 백색잡음 이고,  $\Phi_n$ 은  $n$ -번째 안테나의 신호 수신 위상을 나타낸다( $n=0, \dots, N-1$ ).

### III. 공간 푸리에 변환 및 최대비 결합에 의한 스마트 안테나

본 장에서는 빔 형성과 신호대 잡음비 극대화를 위하여 제안한 공간 푸리에 변환과 최대비 결합의 동작에 대해서 설명한다.

#### 1. 공간 푸리에 변환에 의한 빔 형성

$N$ 개의 배열 안테나 어레이에서 수신하는 기저 대역의 수신 신호에 대한 공간 푸리에 변환을 이산 푸리에 변환 형태로 구현하였다. 그 과정을 식으로써 살펴보면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{r}}_n(t) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{s}_0(t) e^{jn\pi \sin \theta} e^{j\Phi_n} + \tilde{\mathbf{w}}_n(t)) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} \\ &= \mathbf{s}_0(t) \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\pi \sin \theta} e^{j\Phi_n} e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} + \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{w}}_n(t) e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서  $\mathbf{y}_k(t)$ 는 공간 푸리에 변환의 결과로 얻어지는  $k$  번째 출력 신호를 나타낸다( $k=0, \dots, N-1$ ). 식 (7)의 우변 첫째 항은 송신 신호와 배열 어레이에 입사하는 수신신호의 입사각의 함수와의 곱으로서 신호성분을 표시하며 둘째 항은 푸리에 변환된 백색잡음으로서 역시 백색잡음의 성질을 갖는다. 신호성분 중 송신 신호

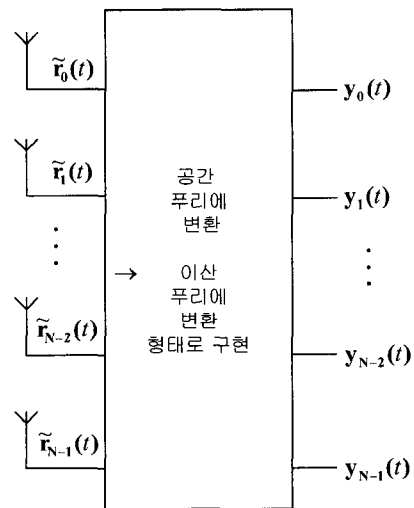


그림 2. 공간 푸리에 변환  
Fig. 2. Spatial Fourier Transform.

의 크기와 위상의 변화를 초래하는 성분을 다시 정리하면 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k &\triangleq \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\pi \sin \theta} e^{j\Phi_n} e^{-j\frac{2mk}{N}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Phi_n} e^{-j\frac{2mk}{N} \left( k - \frac{N}{2} \sin \theta \right)} \end{aligned} \quad (8)$$

이때  $\Phi_n = 0$  으로 가정하면,  $\mathbf{X}_k$  는  $k - \frac{N}{2} \sin \theta = 0$  이 되는  $k$  값에서만 값을 갖는 공간 주파수 상에서의 무계함수가 됨을 알 수 있다. 그러나 정수 값을 갖는  $k$ 의 특성과  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 의 범위를 갖는  $\theta$ 의 특성에 의하여, 임의의  $\theta$  값에 대한  $\mathbf{X}_k$ 는 여러 개의  $k$  값에 걸쳐 값을 갖는 무계함수가 된다. 또한  $\mathbf{W}_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{w}}_n(t) e^{-j\frac{2mk}{N}}$  를  $k$  번째 공간 주파수에서의 백색잡음으로 표현하고 이상의 결과를 정리해 보면 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_k(t) = \mathbf{s}_0(t)\mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k(t) \quad (9)$$

2. 최대비 결합에 의한 신호대 잡음비 향상

공간 푸리에 변환 각각의 출력 신호들은 기저 대역에서의 송신 신호( $\mathbf{s}_0(t)$ )와 각각의 공간 주파수에 대한 무계함수 값의 곱으로 표현되어 있다. 따라서 이들 각각의 공간 푸리에 변환 출력 신호들에 대한 결합을 통하여 신호 대 잡음비가 극대화 된 수신 신호를 형성할 수 있다. 즉, <그림 3>과 같은 형태의 최대비 결합을 통하여  $\mathbf{R}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k^* \mathbf{y}_k(t)$  라는 결합된 신호를 얻을 수 있다. 최대비 결합에 의하여 얻어지는 최종 수신 신호는 식 (10)과 같다.

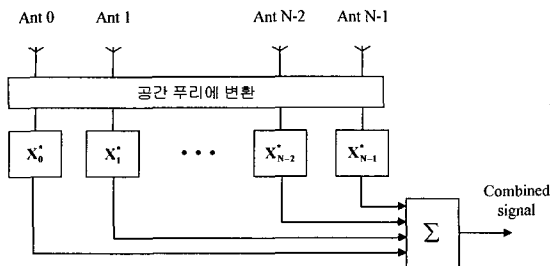


그림 3. 공간 푸리에 변환 이후의 최대비 결합 구조  
Fig. 3. The maximal ratio combining after the spatial fourier transform.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k^* \mathbf{y}_k(t) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{X}_k|^2 \mathbf{s}_0(t) + \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k^* \mathbf{W}_k(t) \\ &= \mathbf{s}_0(t) \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{X}_k|^2 + \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_k^* \mathbf{W}_k(t) \end{aligned} \quad (10)$$

IV. 제안된 방식의 IS-95 CDMA 적용 및 성능 검증

본 장에서는 IS-95 CDMA 시스템의 역방향 링크 수신기에 공간 푸리에 변환과 최대비 결합을 적용한 스마트 안테나시스템을 적용하고 모의실험을 수행함으로써 제안한 스마트 안테나 시스템의 동작 성능을 확인하고자 한다.

1. 모의실험 구조

<그림 4>는 IS-95 CDMA 시스템의 역방향 링크 수신기에 공간 푸리에 변환과 최대비 결합을 정합시킨 제안한 수신기 구조이다. IS-95 CDMA 시스템의 기저대역 역방향 링크 송신신호  $\mathbf{s}_0(t)$ 는 <그림 5>와 같은 생성방식에 의하여 생성되며 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\mathbf{s}_0(t) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} (d(\tau) \cdot C_{walsh} \cdot P_I) (P_I + jP_Q) h(t - \tau T) \quad (11)$$

이 식에서  $d(\tau)$ 는 송신 신호,  $C_{walsh}$ 는 walsh 코드,  $P_I$ 는 long PN 코드,  $P_I, P_Q$ 는 각각  $I, Q$  채널의 short PN 코드,  $h(t - \tau T)$ 는 송신 필터의 계수 값, 그리고  $T$ 는 chip의 주기 시간을 나타낸다.

위의 송신 신호가 백색잡음만이 존재하는 채널을 지

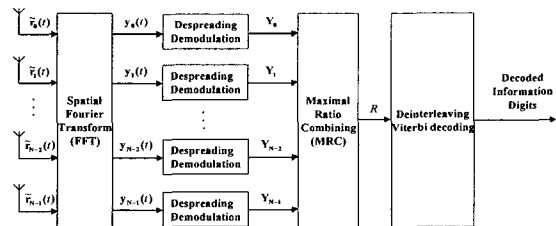


그림 4. 제안된 스마트 안테나가 적용된 IS-95 CDMA 시스템 역방향 링크 수신기 구조

Fig. 4. The structure of the IS-95 CDMA system reverse link receiver for the proposed smart antenna system.

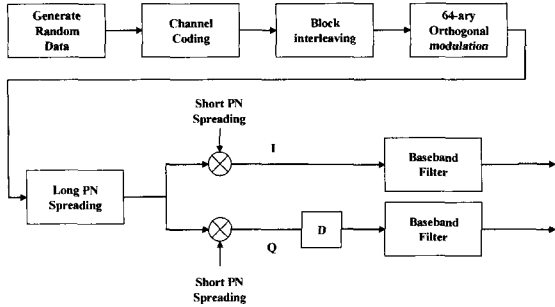


그림 5. IS-95 CDMA 역방향 링크 송신기 구조  
Fig. 5. The structure of the IS-95 CDMA reverse link transmitter.

나 입사각( $\theta$ )을 가지고 각각의 배열 안테나로 수신되며 식 (6)과 같이 표현된다. 이렇게 수신된 신호  $\tilde{r}_n(t)$ 는 수신기의 정합필터를 거쳐 식 (12)와 같은 신호로 변환된다.

$$\begin{aligned} r'_n(t) &= \tilde{r}_n(t) * p(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{r}_n(\tau) p(t-\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [s_0(\tau)e^{j\psi_n} + \tilde{w}_n(\tau)] p(t-\tau) d\tau \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 식 (11)을 대입하면

$$\begin{aligned} r'_n(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{m=-\infty}^{\infty} d(m)C_{walsh} P_i(P_i + jP_q)h(\tau - mT)e^{j\psi_n} + \tilde{w}_n(\tau) \right] p(t-\tau) d\tau \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} d(m)C_{walsh} P_i(P_i + jP_q)e^{j\psi_n} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau - mT) p(t-\tau) d\tau \\ &\quad + \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{w}_n(\tau) p(t-\tau) d\tau \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} d(m)C_{walsh} P_i(P_i + jP_q)f(t - mT)e^{j\psi_n} + w'_n(t) \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서  $p(t)$ 는 수신기의 정합필터의 채널 응답 특성,  $w'_n(t)$ 은  $n$ -번째 안테나의 수신기 정합 필터를 통과한 백색잡음이며  $f(t)$ 는 송신 필터와 수신기 정합 필터가 합쳐져 얻어진 응답특성이다. 이렇게 얻어진 신호를 가지고 공간 푸리에 변환을 해 주었을 때 이루어지는 빔 형성 과정은 아래 식 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} r'_n(t) e^{-j\frac{2mk}{N}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \left( \sum_{m=-\infty}^{\infty} d(m)C_{walsh} P_i(P_i + jP_q)f(t - mT)e^{j\psi_n} \right) e^{-j\frac{2mk}{N}} \right] \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N-1} w'_n(t) e^{-j\frac{2mk}{N}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} d(m)C_{walsh} P_i(P_i + jP_q)f(t - mT) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\psi_n} e^{-j\frac{2mk}{N}} + W'_k(t) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} d(m)C_{walsh} P_i(P_i + jP_q)f(t - mT)X_k + W'_k(t) \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서  $X_k$ 는 푸리에 변환을 통해 얻어지는 무계함수,  $W'_k(t)$ 는 푸리에 변환에 의해 변형된 백색잡음,  $y_k(t)$ 는 푸리에 변환을 통해 나오는 출력단의 신호를 나타낸다. 위의 식을 살펴보면 채널을 통과하며 얻어진 채널의 응답들은 빔 형성으로 얻어지게 되는 신호의 무계함수에 전혀 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

송신 필터와 수신기 정합 필터를 Nyquist 표준을 만족 하도록 설계한다면  $t = mT$ 에서의 샘플링에 의하여 식 (15)와 같은 역확산기 입력 샘플 값을 얻을 수 있다.

$$y_k = (d \cdot C_{walsh} \cdot P_i)(P_i + jP_q) + W'_k \quad (15)$$

여기에서  $d$ 는 샘플링 시간에 전송된 송신 신호,  $W'_k$ 는 샘플링 시간에 수신된 백색잡음 성분이다.

이 신호를 가지고 식 (10)에 주어진 것과 같은 형태의 최대비 결함을 수행하기 위해서는 각각의 공간 푸리에 변환 출력단에서의 무계함수에 대한 추정이 먼저 이루어져야 한다. 그러나 CDMA 신호의 특성상 역확산이 수행된 이후의 무계함수 추정 신뢰도가 더 높으므로 먼저 CDMA 신호에 대한 역확산을 먼저 수행한 이후에 최대비 결함을 수행하는 구조를 취한다. 이는 실제의 CDMA 시스템 수신기에서 이루어지고 있는 최대비 결함구조와 동일한 구조로서 선형적인 시스템 동작을 가정할 때 동일한 결과를 나타낼 것을 예상할 수 있다.

<그림 6>은 이상의 추론 과정에서 설명한 수신기가 수행하여야 할 역확산 과정을 나타내고 있다. 이러한 각각의 역확산 과정을 거치면 역확산된 데이터 신호를 얻을 수 있고 이 신호들이 공간 푸리에 변환에 의하여 곱해진  $X_k$ 라는 무계 함수가 여전히 남아 있음을 알게 된다. 역확산에 의하여 얻어지는 신호들은 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= y_k(P_i - jP_q)(P_i \cdot C_{walsh}) \\ &= [d \cdot C_{walsh} \cdot P_i \cdot (P_i + jP_q)X_k + W'_k](P_i - jP_q)(P_i \cdot C_{walsh}) \end{aligned}$$

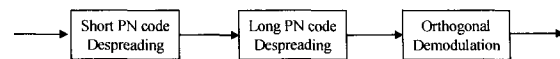


그림 6. Despreading/demodulation 구조  
Fig. 6. Despreading/demodulation structure.

$$\begin{aligned}
 &= d(C_{walsh}^2 \cdot P_l^2)(P_l^2 + P_q^2)\mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k'(P_l - jP_q)(P_l \cdot C_{walsh}) \\
 &= d\mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k'' \quad (k=0, \dots, N-1) \quad (16)
 \end{aligned}$$

식 (16)에 나타나있는  $\mathbf{X}_k$ 는 식 (8)에서 정의된 무게 함수이고  $\mathbf{W}_k''$ 은 역확산에 의하여 변형된 백색잡음으로써 여전히 백색잡음의 특성을 갖는다. 식 (16)에서 얻어진  $\mathbf{Y}_k$  ( $k=0, \dots, N-1$ )들을 최대비 결합함으로써 공간 푸리에 변환과 최대비 결합에 의한 스마트 안테나의 구현을 완성할 수 있다. 이를 위해서는 역확산 과정을 통하여 얻은  $\mathbf{Y}_k$ 들로부터  $\mathbf{X}_k$ 값을 추정하기 위한 동작이 필요하다. 이 과정은 다중경로 페이딩 채널에서 채널 계수를 추정하는 것과 유사한 방법이 활용될 수 있다. <그림 7>은 무게함수 추정기를 이용하여 역확산된  $\mathbf{Y}_k$ 들로부터  $\mathbf{X}_k$ 를 추정하고 이를 이용하여 최대비 결합을 수행하는 과정을 도시하고 있다.

이상의 결과를 거쳐 얻어지는 최종 수신신호는 식 (17)과 같다.

$$\mathbf{R} = d \sum_{k=0}^{N-1} |\mathbf{X}_k|^2 + \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{X}}_k \mathbf{W}_k'' \quad (17)$$

2. 모의실험 결과 및 성능 검증

모의실험에서는 제안한 방식의 성능을 검증하기 위해서 다음과 같은 환경을 설정했다. 안테나 어레이로 수신되는 신호들의 상관도를 고려하여 수신기에서는 8개의 안테나가 반파장 간격을 두고 배치되었다는 것을 가정하였다. 또한 신호 입사각의 변화에 따른 공간 푸리에 변환의 결과를 확인하기 위하여 각도 퍼짐(angular spread)은 없다고 가정하였으며 전송 채널에서의 잡음은 AWGN만을 가정하였다. 그리고 수신 신호의 공간 푸리에

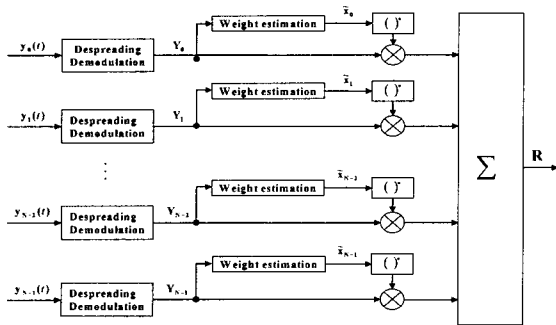


그림 7. 추정된 무게 함수를 이용한 최대비 결합  
Fig. 7. The maximal ratio combining using the estimated weight.

에 변환 출력에서의 상대 무게비를 구하기 위하여 매 심볼마다 얻어진 비중 값을 1000개의 심볼에 대해서 평균값을 구했다. 상대 무게비에 대한 추정과 이를 이용한 MRC과정에 대한 모의 실험을 통하여 MRC에 의한 성능 개선 여부를 확인하고자 하였으며 SNR값의 변화에 따른 비트 오류율의 성능을 각각의 경우에 대하여 비교함으로써 성능을 평가하였다.

우선 백색잡음이 섞이지 않은 상태에서 입사각을 변화시켜 가면서 수신되는 신호들이 가지게 되는 무게함수 값을 확인해 보았다(<그림 8>). X축은 공간 푸리에 변환 출력단의 번호를 나타내고, Y축은 각 출력단에서 얻어지는 신호의 상대적인 무게비 값 ( $\mathbf{X}'_k = |\mathbf{x}_k| / \max_{k=0,1,\dots,8} |\mathbf{x}_k|$ )을 나타낸다. 그 결과 입사각에 따라 약간씩의 차이가 있기는 하지만, 특정 출력 단에서 신호의 크기가 크게 나타났다. 예를 들어 입사각 0°의 경우에는 모든 수신 안테나로 수신되는 신호들이 동일한 위상을 갖게 되므로 공간 푸리에 변환의 결과는 DC 성분을 나타내는 0번 출력에 빔이 형성되는 패턴을 보일 것이며 <그림 8>에서 이를 확인할 수 있다. 즉, 신호의 입사각에 따라 각 수신 안테나의 신호 위상이 달라지고 이에 따라 푸리에 변환을 거치면서 빔 형성이 이루어짐을 확인할 수 있었다. 여기에서 신호의 크기는 입사각에 따라 얻어질 수 있는 신호의 성능 개선 정도를 예측할 수 있다. 또한, 신호성분이 나타나는 출력단의 개수는 성능 개선이 이루어질 수 있는 결합 수를 예측할 수 있도록 해준다.

다음으로 결합 안테나 수를 한 개로 고정시킨 상태에서 신호의 입사각(30°, 60°)에 따라서 공간 푸리에 변환

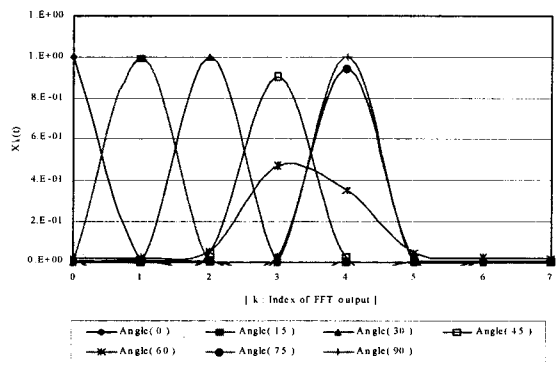


그림 8. 백색잡음 없는 채널에서 수신 입사각에 따라 얻어지게 되는 무게비 함수  
Fig. 8. The beam forming pattern for each arrival angle without the channel noise.

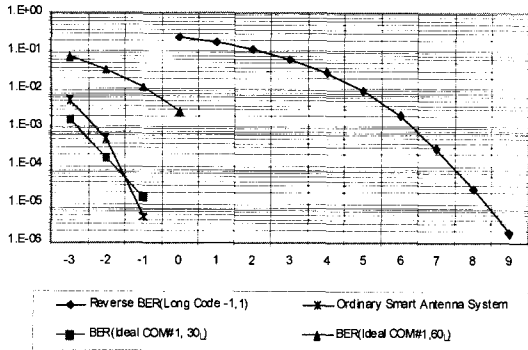


그림 9. 한 개의 안테나 결합으로 입사각을 바꾸며 얻어진 성능 곡선  
 Fig. 9. The performance for each arrival angle by one antenna combining.

에 의하여 빔 형성된 신호의 성능 개선이 어느 정도인지를 확인해 보았다. <그림 8>의 상대 무게비 결과로부터 입사각 30°와 60°의 경우는 약 2배의 상대 무게비 차이가 존재함을 확인할 수 있다. 이러한 결과로부터 <그림 9>에 나타난 모의 실험 결과를 살펴보면, 입사각 30°의 경우 공간 푸리에 변환의 2번 출력으로 모든 수신 안테나의 신호가 집중되므로 일반적인 수신기에 비하여 9dB의 성능 개선이 얻어졌음을 확인할 수 있다. 이에 비하여 입사각 60°의 경우에는 30°의 경우에 비하여 신호의 집중도가 3dB가량 떨어지므로 <그림 9>의 결과에서도 3dB가량의 성능 감소 현상을 관찰할 수 있다. 상대 무게비는 입사각의 변화 속도가 크지 않다는 가정을 할 수 있으므로 정확한 추정이 가능해진다.

<그림 8>과 <그림 9>로부터 공간 푸리에 변환에 의한 빔 형성 그 성능을 확인해 보았다. 그러나 <그림 9>의 입사각 60°의 경우와 같이 입사각에 따라서는 공간 푸리에 변환만으로는 빔 형성이 완전히 이루어지지 않는 경우가 발생한다. 이러한 경우의 신호대 잡음비 개선을 위하여 MRC를 채용하여 성능 개선을 이룰 수 있음을 모의 실험을 통하여 확인해 보았다. <그림 10>은 입사각이 30°인 경우로서 이 경우에는 <그림 8>에 나타난 바와 같이 공간 푸리에 변환에 의한 빔 형성이 완벽하게 이루어지므로 결합 수의 증가에 의한 신호대 잡음비 개선 효과가 나타나지 않을 것임을 예측할 수 있다. <그림 10>의 모의 실험 결과는 이러한 예측이 정확하다는 것을 확인하게 해주고 있다. 즉, 결합 수를 2개, 8개로 증가시키더라도 성능개선 효과가 전혀 없음을 보이고 있다. 그리고 상대 무게비를 정확히 알고 있다는

가정 하에서의 성능 곡선과 상대 무게비에 대한 추정을 통하여 얻어진 성능곡선이 거의 일치하는 성능을 나타낸다는 것도 보이고 있다. 또한, 기존의 스마트 안테나 시스템과 비교할 때 거의 동일한 성능을 가져다 주고 있음을 보여주고 있다. <그림 11>은 입사각 60°에서의 결합 수 증가에 따른 신호대 잡음비 개선 정도에 대한 모의 실험 결과를 보이고 있다. <그림 8>의 입사각 60°에서의 상대 무게비 결과에 나타난 것처럼 입사각 60°의 경우에는 공간 푸리에 변환의 3번과 4번 출력에 거의 균등한 정도로 빔이 형성되고 있는 것을 알 수 있으며 한 개보다는 두 개의 결합 수에서 더 나은 성능을 보일 것임을 예측할 수 있다. <그림 11>의 결과는 이러한 예측과 정확히 일치하는 결과를 보이고 있다. 즉, 결합 수 한 개일 때에 비하여 결합 수 두 개의 경우는 1.5dB 이

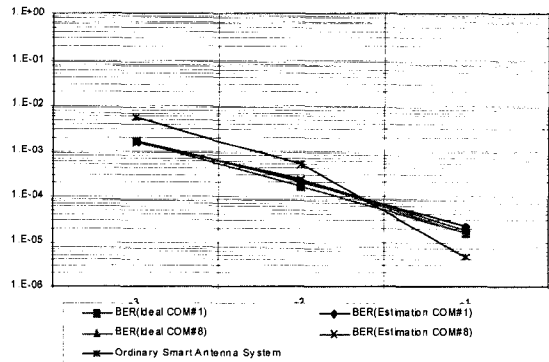


그림 10. 입사각 30°에서 결합 수를 바꾸며 얻어진 성능 곡선  
 Fig. 10. The performance graph for each combining at the arrival angle 30°.

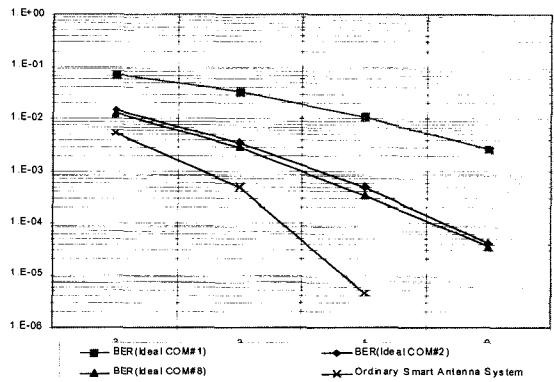


그림 11. 입사각 60°에서 결합 수를 바꾸며 얻어진 성능 곡선  
 Fig. 11. the performance graph for each combining number at arrival angle 60°.

상의 성능 개선 효과가 발생하고 있으며 최대인 8개의 결합 수에 대해서는 약 2dB 가량의 성능 개선이 이루어짐을 보이고 있는 것이다.

<그림 11>의 모의 실험 결과로부터 공간 푸리에 변환 이후의 MRC과정을 통하여 빔 형성된 신호들의 신호대 잡음비를 극대화 할 수 있다는 사실을 확인할 수 있다. <그림 10>과 <그림 11>을 비교해 보면 입사각 30° 와 60° 의 경우에서의 최대 결합 수에서의 성능이 약 1dB의 차이를 보임을 알 수 있다. 이것은 모의 실험에 적용된 시스템이 IS-95 기반의 역방향 신호로서 non-coherent 복조 방식을 택하고 있어서 최대비 결합을 하더라도 non-coherent결합으로 이루어지기 때문에 발생하는 성능 저하이다. 따라서 적용대상 시스템이 coherent 결합이 가능한 시스템이라면 이러한 성능 저하는 관찰되지 않을 것으로 예상할 수 있다. 이러한 결과는 <그림 11>의 기존 스마트 안테나 방식과의 성능비교에서도 그 결과를 예상할 수 있는 것으로서 향후의 추가 연구가 필요한 부분이라 할 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 IS-95 CDMA 시스템의 역방향 링크 수신기에, 제시한 스마트 안테나를 접목해 성능 개선 정도를 확인해 보았다. 그 결과 공간 푸리에 변환을 통해 공간 주파수 상에서 국부화된 수신 신호에 최대비 결합을 해 줌으로써 기존 스마트 안테나만큼의 성능 개선을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한, 이 모의실험을 통해 공간 푸리에 변환을 거치면서 얻게 되는 신호의 비중 값에 따라 결합 수를 조절해 줄 필요가 있음을 확인할 수 있었다. 본 논문에서 제시된 구조 및 성능으로 볼 때 공간 푸리에 변환과 최대비 결합에 의한 스마트 안테나 수신기는 기존의 스마트 안테나 시스템을 대체할 수 있는 대안이 될 수 있을 것으로 생각된다. 향후 제한된 구조의 스마트 안테나 시스템의 완성도를 높이기 위한 연구가 지속적으로 이루어져야 할 것으로 생각되며 우선적으로 산란 채널(scattering channel)과 이로 인한 각도 퍼짐(angular spread)이 존재하는 환경에서의 성능 검증이 이루어져야 할 것이다. 또한 순방향 링크와의 연결을 감안한 빔 형성기법들에 대한 연구도 이루어져야 할 것으로 생각된다.

## 참 고 문 헌

- [1] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", IEEE. Proceedings, Vol 55, No.12, pp. 2143~2159, December 1967.
- [2] Joseph C. Liberti, Jr., Theodore S, Rappaport, "Smart Antennas For Wireless Communication: IS-95 and Third Generation CDMA application", Prentice Hall 1999.
- [3] Garret T. Okamoto, "Smart Antenna Systems And Wireless LANs", Kluwer Academic Publishers 1999.
- [4] T. K. Sarkar, S. Choi, and M. S. Palma, "A Pragmatic Approach to Adaptive Antennas", IEEE Antenna and Propagations Magazine, Vol. 42, No. 2, pp 33~55 April, 2000.
- [5] S. Choi and D. Yun, "Design of Adaptive Array Antenna for Tracking the Source of Maximum Power and its Application to CDMA Mobile Communication", IEEE Trans. on Antenna and Propagations, Vol.45, No. 9. pp 1393~1404, Sep. 1997.
- [6] S. Choi, H. Son and T. K. Sarkar, "Implementation of a Smart Antenna System on a General-purpose DSP Utilizing a Linearized CGM", Digital Signal Processing, Academic Press, Vol. 7 No. 2. pp 105~119, 1997.
- [7] S. Choi, D. Yun and J. Oh, "Adaptive Antenna Array utilizing the Solution of Maximum Eigenvalue Problem and Its Application to CDMA Mobile Communication", J. KTC, Vol. 22, No. 11, pp 2594~2603, Nov. 1997.
- [8] Zheng, Fu-Chun, Reza Berangi and Michael Faulkner. "Some Optimisation Issues in Smart Antenna Design." Optimization: Techniques and Applications. Ed. Louis Caccetta. Perth: Curtin University of Technology. 1063-70.
- [9] Lawrence J. Ziomda, "Fundamentals of Acoustic Field Theory and Space-Time signal Pro-



cessing”, CRC press 1995.  
[10] 이하영, 안재민 “FFT를 이용한 스마트 안테나 수신

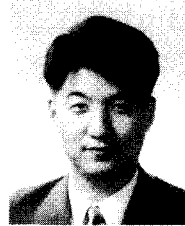
시스템 구현에 관한 연구” 대한전자공학회 추계 학술대회, 제 24권, 제 1호, pp. 33~36, 2002년 6월

저 자 소 개



安宰民(正會員)

1987년 : 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1989년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1994년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사). 1994년~1999년 : 삼성전자 선임연구원. 1999년~현재 : 충남대학교 전기정보통신공학부 조교수. <주관심분야 : 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management>



任敏中(正會員)

1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 8월 : University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering(공학박사). 1993년 9월~2000년 2월 : 삼성전자 선임연구원. 2000년 3월~현재 : 동국대학교 정보통신공학과 조교수. <주관심분야 : 이동통신, 통신용 VLSI 설계, 통신용 소프트웨어>



安致俊(正會員)

2003년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 졸업(학사). 2003년 3월~현재 : 충남대학교 정보통신 공학과 석사과정. <주관심분야 : 차세대 이동통신>