

主題

## cdma2000을 위한 스마트 안테나 설계 기술

한양대학교 노경래, 안성수, 최승원

차례

Abstract

- I. Introduction
- II. cdma2000 Channel and Modulation Structure
- III. Lagrange Algorithm
- IV. Modulation structure and Signal modeling
- V. Performance Analysis
- VI. Conclusion

## Abstract

본 논문은 IMT-2000 이동통신 표준인 cdma2000 환경에서 라그랑제(Lagrange)승수를 이용한 알고리즘을 이용하여 설계한 스마트안테나 시스템을 성능 분석하였다. 본 논문에 적용한 수신안테나 시스템은 기존의 2 안테나 다이버시티(2-antenna diversity) 시스템과는 달리 선형배열안테나를 이용하여 각 안테나 소자에 대한 위상보정을 통해 최적의 수신이득을 얻는 시스템이다[1]. 본 논문에서는 안테나 위상의 보정을 위해 수신신호의 자기상관행렬의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터를 계산하는 절차를 거치며 이를 위해 라그랑제승수(Lagrange Multiplier)에 기초한 알고리즘을 사용하였다[2]. 이렇게 구현된 스마트안테나 시스템을 변조심볼(Modulation Symbol)의 SER(symbol error rate)에 대한 성능분석을 통해 cdma2000 데이터채널의 수용용량을 제시함으로써 시스템의 성능을 분석하였다.

## I. Introduction

이동통신 시스템은 한정된 무선채널 대역폭에서 보다 고속의 대용량 정보의 전송과 사용자 수용용량의 증가라는 두 가지 목표를 동시에 만족시키기 위해 지속적으로 진화되어 왔다. 본 논문에서는 cdma2000 이동통신 환경에서 상기의 목표를 만족시키기 위한 기술 중 하나인 스마트안테나 시스템에 대한 성능을 분석했다. 본 논문에서 적용된 cdma2000 시스템은 IMT-2000의 표준 중 하나로 고속(최대 2 Mbps)의 멀티미디어 팩킷데이터 전송구조를 구현한 이동통신 시스템이며 음성채널 전송위주로 설계된 IS-95(cdmaone)의 진화된 모델이다[6]. cdma2000은 RAN(Radio Access Network)을 중심으로 채널의 변복조, 코딩 및 호처리(call processing)절차 등에 신기술이 도입되어 팩킷데이터의 전송구조가 가능하도록 설계되었다. 그러나, 서비스의 양질화에 대한 수요가 증가함에 따라 보다 고속의 데이터를 보다 많은 사용자가 요구하게 됨에 따라 시스템

템 수용용량의 증가가 계속적으로 요구되고 있다. 현재 상용화 중인 cdma2000(1X)의 경우 통신용량의 한계성에 의해 고속의 데이터서비스의 경우 부분적으로만 수용하고있는 상황이다. 제안하는 스마트안테나 시스템은 이러한 통신용량의 문제를 해결하기 위해 제시된 기술이다[1]. 본 논문에서 적용된 스마트안테나 시스템은 서비스의 cdma2000 기지국의 수신안테나를 기존의 2 안테나 수신 다이버시티 시스템을 대신하여 선형배열안테나를 사용한다. 시스템의 기본적인 동작원리는 기지국 셀 혹은 섹터 내부에 동작 간섭 신호들이 존재할 때 이동하는 목표 신호원의 방향으로 최대 이득을 가진 빔 패턴을 제공하여 공간적 여파(Spatial Filtering)를 통하여 간섭신호의 수신 전력을 최소화함으로써 신호대 간섭 및 잡음비(SINR)를 최대화하는 적응절차를 거친다. 간섭신호의 수신전력의 최소화를 위한 절차로 본 논문에서는 라그랑주승수에 기초한 알고리즘을 이용했는데 통상적인 고유치 문제(Ordinary Eigen Method)의 해법을 이용한 방법과 일반화된 고유치문제(Generalized Eigen Method)의 해법을 이용한 방법으로 구분하여 적용할 수 있는데 그 적응절차를 본문에 소개했다[2].

CDMA 방식의 이동통신시스템의 경우 확산율(Spreading Factor)에 따라 통신성능이 좌우되며 특히 본 논문에서 제시한 적응 안테나를 위한 처리절차는 확산율에 따라 시스템의 성능이 크게 좌우되는데 확산율이 일정수준 이상이 되어야 성능개선효과가 뚜렷이 나타난다[1]. cdma2000의 경우 데이터채널의 전송율이 고속화 되고, 컨볼루션(Convolutional) 또는 터보코딩(Turbo Coding), 인터리빙(Interleaving) 등의 기능이 강화되면서 사용 가능한 확산율의 상당부분을 점유하고 있다. 따라서, 실제 변조심볼에 대한 확산율(Modulation Symbol Spreading rates)은 전송 데이터율에 따라 4, 8, 16으로 데이터 채널을 이용하여 웨이트를 구할 경우 성능개선효과가 다소 미흡하다. 본 논문에서는 스

마트안테나 시스템의 보다 효율적인 빔 패턴 형성을 위해 새로운 방법을 제안한다. 즉, cdma2000의 역방향링크에 적용된 다중채널 전송구조에 의한 복소확산(Complex Spreading)기법을 이용하는 방법이다. cdma2000 역방향링크의 경우 파일럿채널과 데이터채널 또는 여타 제어채널들이 채널 코딩(Quasi-Walsh coding)에 의해 다중화 된 후 복소확산되어 전송된다. 이러한 전송구조를 이용하여 상대적으로 높은 확산율을 얻을 수 있는 파일럿채널을 이용하여 각 안테나에 대한 위상 보정치인 웨이트 벡터를 구하고 이를 이용하여 해당 주기내의 데이터 채널에 적용하여 최종출력 데이터를 얻는다. 본문에서는 cdma2000 역방향링크의 채널환경 분석 및 변조구조에 대해 정리하고, 선형배열안테나 시스템에 의한 신호환경 모델링을 제시하며, 시스템에 적용된 라그랑주 승수를 이용한 적응알고리즘에 대해 소개한다[5]. 시스템의 성능은 변조심볼에 대한 에러율을 제시함으로써 검증하였는데 변조심볼에 대한 에러율의 변화를 살펴봄으로써 시스템의 성능에 대한 검증이 가능하다. 추후 복호(Decoding)과정과 디인터리빙(Deinterleaving)과정을 통해 실제 비트 또는 프레임 에러율(BER or FER)을 얻을 수 있다.

## II. cdma2000 Channel Structure

cdma2000은 IMT-2000의 제안 방식 중 기지국 동기 방식으로 다중 전송 주파수에 의한 다중접속방식인 MC/CDMA 방식에 그 근간을 두고 있으며 캐리어전송방식에 따라 1X(chip rate : 1.2288 Mcps)와 3X(chip rate : 3.6864Mcps)로 나누어진다. 여기서 1X(IS-95C)의 경우 1.25MHz의 대역폭을 가진 기존 IS-95(A/B)의 시스템을 진화시킨 방식이며 3X의 경우 1X의 방식을 수용하면서 역방향링크(uplink)에서는 확산율을 3배 증가시켜 전송하고, 순방향링크(downlink)에서는 3개의 캐

리어를 사용한 병렬구조로써 전송하는 방식으로 5 MHz의 대역폭으로 전송하게 된다. cdma2000은 전송 데이터를, 음성채널코딩, 채널 전송구조에 따라 순방향링크에서 RC(Radio Configuration) 1에서 RC 9, 역방향링크에서 RC 1에서 RC 6으로 세분화 된다. 본 논문에서는 기지국 수신안테나 시스템의 성능분석을 목적으로 하므로 역방향링크에 대해서 고려한다. 역방향링크의 RC 1과 2의 경우 IS-95(B)와의 호환(Backward compatibility)성을 유지하기 위해 설정되었으며, RC 3과 4의 경우 cdma2000의 1X를 RC 5와 6의 경우 cdma2000의 3X에 해당하는 규격이다[6]. 본 논문에서는 이중 RC 3에 대해 성능분석 하였다. 이는 RC 3에 대해 분석함으로써 다른 RC에 대한 확장이 가능하기 때문인데 RC 4의 경우 음성코딩(Voice Coding) 방법, RC 5의 확산율(Spreading Ratio), RC 6의 경우에도 확산율과 음성코딩방법에 차이가 있을 뿐 다른 구조는 동일하다. 따라서, RC 3을 분석함으로써 RC 4에서 RC 6에 대한 성능을 충분히 유추할 수 있다.

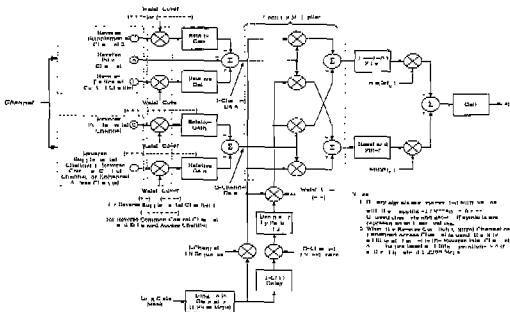


그림 1. cdma2000 uplink structure

그림 1은 cdma2000 역방향링크의 변조부의 채널코딩 및 복소확산에 대한 그림이다. 여기서, 입력되는 각 채널은 인터리빙을 거친 변조심볼 신호이다. 각 채널은 왈쉬코드(Walsh code)를 통해 구분되며, 각 채널의 확산율(spreading ratio)의 차이는

상대이득(Relative gain)을 통해 보정된다. 보정된 각 채널들은 실수부와 허수부로 각각 통합되어 복소 확산(complex multiplexing)과정을 통해 다중화된 후 확산되며, 이를 BPSK의 전송방식에 의해 기지국으로 전송하게 되는데 이러한 방식을 HPSK(Hybrid Phase Shift Keying) 또는 OCQPSK(Orthogonal Coded QPSK)라 한다. cdma2000(1X)의 데이터 채널은 76.8 ksps의 변조심볼율(modulation symbol rates)을 기준으로 프레임의 길이와 송신 정보 비트율에 따라 코딩율(convolutional or turbo coding rate), 심볼 반복율(symbol repetition rates), 심볼 천공율(symbol puncturing rates), 인터리빙구조 등이 변화한다.

cdma2000은 각 단말마다 여러 개의 채널을 다중화하여 전송하므로 각 채널마다 직교화 코딩의 절차가 필요하다. 즉, 직교화 왈쉬함수(Quasi-orthogonal Walsh function)에 의해 생성된 코드를 각 채널에 분배하여 사용하며, 채널의 종류 및 전송율에 따라 구분된다. 또한 입력되는 데이터의 심볼전송율에 따라 코드의 길이가 조정된다. 왈쉬코드의 전송율은 1.2288Mcps로 칩율과 동일하며, 76.8 ksps의 고정된 심볼전송율을 갖는 역방향 기본 채널(Reverse Fundamental Channel)과 역방향 지정 제어 채널(Reverse Dedicated Control Channel)의 경우 코드길이가  $(76.8\text{ksps} \times 16 = 1.2288\text{Mcps})$  16인 코드를 고정적으로 할당받아 전송하며, 기타 심볼전송율이 가변하는 채널은 전송율에 따라 8, 4, 2의 코드길이를 할당받는데 이러한 코드를 반복하여 기준 심볼전송율(76.8ksps)의 심볼주기(Symbol Duration)에 해당하는 시간동안 각각 2, 4, 8회 반복 사용하게 된다.

표 2의 경우 cdma2000 1X의 RC3에서 전송 데이터율에 따른 변조심볼율과 왈쉬코드길이를 나타낸 표이다.

표 2. Walsh code length for traffic channels

$T_c = 1/1.2288\text{Mcps} = 813.802\text{ns} = T_w, T_s = 1/76.8\text{ksps} = 13.021\mu\text{s}$ $T_c \times 16 = T_s$						
해당 데이터 채널		fundamental channel	supplemental channel			
데이터 율(kbps)		9.6	19.2	38.4	76.8	153.6
심볼 변조율(ksps)		76.8	76.8	153.6	307.2	614.4
Walsh code Length	fundamental ch.	16	-	-	-	-
	supplemental ch.	16, 8, 4, 2	8, 4, 2	8, 4, 2	4, 2	2

cdma2000에서는 가변패킷 데이터의 전송을 위해 하나의 단말에서 여러 개의 서로 다른 확산율을 가진 채널을 동시에 전송하는 구조로 형성되어 있으므로 각 채널간의 처리이득이 서로 다르게된다. 따라서, 이렇게 서로 다른 처리이득에 의한 정보의 손실을 방지하고 채널들간의 균형을 위해 상대이득(Relative Gain)을 채널별로 인가하며, 상대이득의 차에 의해 출력전력의 불균형이 발생한다. 출력전력의 PAR(peak to average ratio)가 증가함에 따라 단말의 효율이 감소하게 된다. PAR을 감소시키기 위해 복소확산구조(Complex Multiplier)가 도입되었으며 기존의 CDMA 방식(IS-95)의 변조방식과 구분된다.

### III. Lagrange Algorithm

#### 1. 정규 고유치 문제

##### (Ordinary Eigen-Problem)

본 절에서는 적응배열안테나 시스템의 최적의 빔 패턴을 생성하기 위하여, 라그랑제 승수를 이용하는 적응 알고리즘을 간단히 소개한다. 본 알고리즘은 다음과 같은 방법으로 매 스냅샷마다 준 최적의 웨이트 벡터를 갱신한다. 미리 정한 적응 이득값( $\mu$ ), 수신 신호 벡터( $\mathbf{y}$ ) 및 현 스냅샷에서의 출력값( $z$ )을

입력받아 매 스냅샷마다 라그랑제 승수인 감마값( $\gamma$ )을 계산한 후 웨이트 벡터( $\mathbf{w}$ )를 최종적으로 구한다. 즉, 본 방법은 원하는 빔 패턴을 형성하도록 복소 이득 벡터의 값을 결정함으로써, 안테나 소자에 유기된 신호들과 상기 복소 이득 벡터의 내적(Euclidean inner product) 결과인 배열 안테나의 출력을 원하는 값에 근접시키고자 하는 것이다. (1)식은 라그랑제 승수를 이용한 비용함수이다[4].

$$J(\mathbf{w}, \gamma) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} + \gamma (1 - \mathbf{w}^H \mathbf{w}) \quad (1)$$

(1)식에서  $\mathbf{R}_{yy}$ 는 스칼라  $\gamma$ 와 벡터  $\mathbf{w}$ 가 각각 최대 또는 최소 고유치와 그에 해당하는 고유 벡터인 입력된 신호의 자기상관 행렬이다.  $\mathbf{R}_{yy}$ 가 허미산(Hermitian) 행렬이므로, 비용함수  $J(\mathbf{w}, \gamma)$ 의 그라디언트(Gradient)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{w}} J(\mathbf{w}(k), \gamma(k)) \\ = 2(\mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} - \gamma \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 (2)식으로부터  $\nabla = 0$  을 만족하는 미지수  $\gamma$ ,  $\mathbf{w}$  는 각각 자기상관 행렬  $\mathbf{R}_{yy}$ 의 고유치와 고유 벡터에 해당한다[4]. 즉, 상기 (1)식을 웨이트 벡터  $\mathbf{w}$ 로 편미분하여 그 결과인 그라디언트( $\nabla$ )를 영(zero)으로 하는 웨이트를 구함으로써 (1)식의

최대치 혹은 최소치를 구할 수 있다. 구하려는 웨이트 벡터는 초기 추정치  $\underline{w}(0)$ 로 시작하고 다음 식에 의하여 반복적으로 갱신된다.

$$\begin{aligned} & \underline{w}(k+1) \\ &= \underline{w}(k) + \frac{1}{2} \mu \nabla_{\underline{w}} J(\underline{w}(k), \gamma(k)) \\ &= \underline{w}(k) + \mu \underline{v}(k) \\ &= \underline{w}(k) + \mu [ \mathbf{R}_{yy}(k) \underline{w}(k) - \gamma(k) \underline{w}(k) ] \\ &= [ (1 - \mu \gamma(k)) \mathbf{I} + \mu \mathbf{R}_{yy}(k) ] \underline{w}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

위 (3)식에서  $\underline{v}(k)$ 는 추적 방향 벡터라고 정의한다. 이 때  $\mathbf{I}$ 는 항등 행렬을 나타내며,  $k$ 는 스냅샷 수를 의미한다. 여기서,  $k$ 번째 스냅샷일 때 갱신되는 적응 웨이트는 미리 결정된 (4)식의 조건에 따라 갱신된다.

$$\underline{w}(k)^H \underline{w}(k) = 1 \quad (4)$$

따라서, 자기상관 행렬  $\mathbf{R}_{yy}$ 와 고유치  $\gamma(k)$ , 그리고 벡터  $\underline{w}(k)$ 는 새로운 신호를 어레이가 수신하는 때 스냅샷마다 (2)식, (3)식, 그리고 (4)식의 조건에 의해 갱신되며,  $\mathbf{R}_{yy}$ 는 (5)식을 따라 갱신된다.

$$\mathbf{R}_{yy}(k+1) = f \mathbf{R}_{yy}(k) + \underline{y}(k) \underline{y}^H(k) \quad (5)$$

여기서  $f$ 는 0과 1 사이의 값을 갖는 망각 인자이고,  $\underline{y}(k)$ 는 매 스냅샷마다 배열안테나의 수신벡터이다. (3)식에 보인 바와 같이 웨이트 벡터  $\underline{w}(k)$ 를 갱신하기 위해서는 매 스냅샷마다 라그랑제 승수인 감마값( $\gamma(k)$ )을 먼저 계산하여야 한다. (3)식을 (4)식에 대입하여 최적의 감마값을 구하는 이차 방정식을 유도하면 (6)식이 된다.

$$\begin{aligned} & \mu \gamma^2(k) \\ & - 2 [ 1 + \mu \underline{w}(k)^H \mathbf{R}_{yy}(k) \underline{w}(k) ] \gamma(k) \\ & + \mu \underline{w}(k)^H \mathbf{R}_{yy}^2(k) \underline{w}(k) \\ & + 2 \underline{w}^H(k) \mathbf{R}_{yy}(k) \underline{w}(k) = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

(6)식에서 각 항의 계수를 (7)식으로 각각 놓으면, (8)식의 계산에 의해 감마값을 갱신할 수 있다.

$$\begin{aligned} a &= \mu \\ b &= [ 1 + \mu \underline{w}^H(k) \mathbf{R}_{yy}(k) \underline{w}(k) ] \\ c &= \mu \underline{w}(k)^H \mathbf{R}_{yy}^2(k) \underline{w}(k) \\ & + 2 \underline{w}^H(k) \mathbf{R}_{yy}(k) \underline{w}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\gamma(k) = \frac{b - \sqrt{b^2 - c}}{a} \quad (8)$$

## 2. 일반화된 고유치 문제 (Generalized Eigen-Problem)

1번에서 살펴본 일반화된 고유치 문제와 1.번에서 설명한 알고리즘을 근간으로 최대 고유치에 해당하는 최대 고유벡터를 구하기 위해 다음과 같은 라그랑제에 근간한 함수를 고려하자[2][8].

$$\begin{aligned} f(\underline{w}) &= \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \underline{w} + \gamma (1 - \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \underline{w}) \\ & \text{with constraint } \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \underline{w} = 1 \end{aligned} \quad (9)$$

(9)식을 만족하는 웨이트 벡터는 다음과 같은 갱신식에 의해 반복적인 방법으로 얻어진다.

$$\underline{w}(k+1) = \underline{w}(k) + \frac{1}{2} \mu \underline{\nabla}(k) \quad (10)$$

여기서  $\underline{\nabla}(k)$ 은 (9)식의 그라디언트 벡터로써

$$\underline{w}(k) = 2[ \mathbf{R}_{yy} \underline{w} - \gamma \mathbf{R}_{xx} \underline{w} ] \quad (11)$$

(11)식으로 되고 (10)식의 갱신식은

$$\underline{w}(k+1) = \underline{w}(k) + \mu [ \mathbf{R}_{yy} \underline{w} - \gamma \mathbf{R}_{xx} \underline{w} ] \quad (12)$$

로 된다. (12)식을 (9)식에 대입하면 (13)식이 된다.

$$\begin{aligned} & \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx}^3 \underline{w} \gamma^2 \\ & - (2 \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy}^2 \underline{w} + \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{R}_{xx}^2 \underline{w} \\ & + \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx}^2 \mathbf{R}_{yy} \underline{w}) \gamma \\ & + \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{yy} \underline{w} + \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{yy} \underline{w} \\ & + \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{R}_{xx} \underline{w} = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

1)의 방법과 같이 (13)식에서 감마에 대한 이차방程式의 근을 구함으로써 감마값을 갱신할 수 있다. 본 논문에서 적용한 알고리즘의 순서도 및 계산량은 다음과 같다.

#### IV. Modulation structure and Signal modeling

##### 1. cdma2000 송신신호 모델링

본 절에서는 cdma2000 1X 시스템의 송신신호 모델링에 대해서 설명하고자 한다. 그림 4의 각 채널들은 콘볼루션(또는 터보) 코딩, 심볼 반복(symbol repetition), 인터리빙(interleaving)을 거친 심볼 변조된 신호들이 있는 채널이다. 심볼 변조된 신

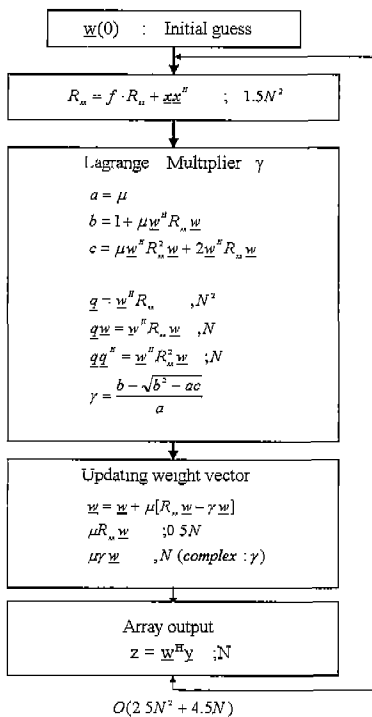


그림 2. Ordinary Lagrange Algorithm

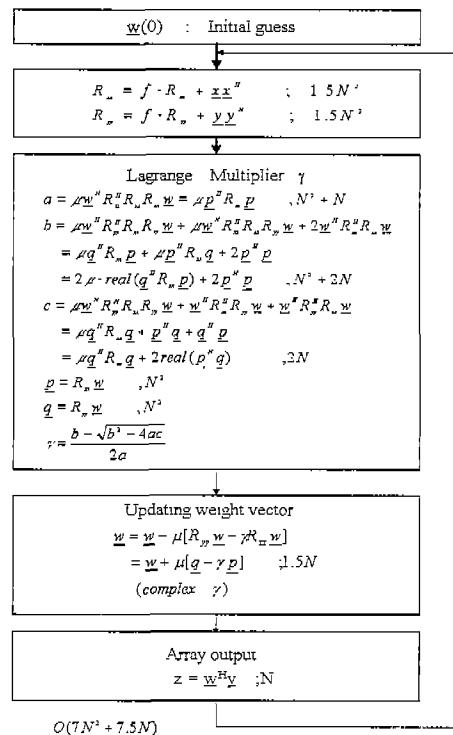


그림 3. Generalized Lagrange Algorithm

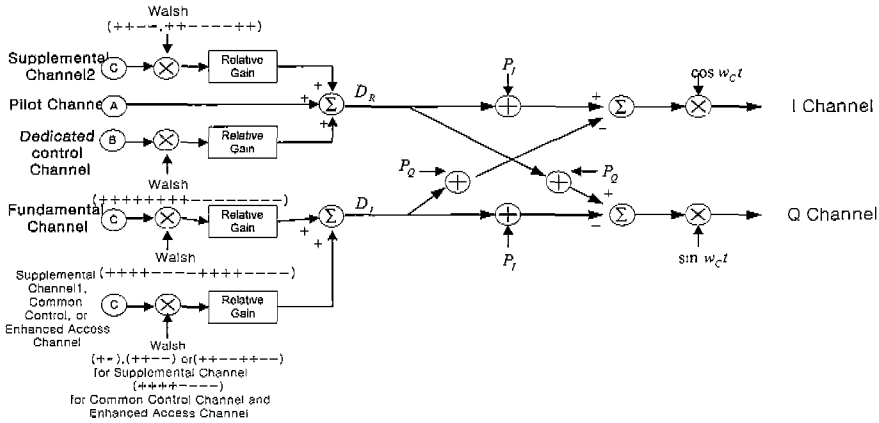


그림 4. transmitting signal modeling

호가 송신되는 각 채널들은 Walsh 변조 과정과 PN 확산 과정을 거쳐 송신하게 된다. 그림 4에 나타난 송신 신호 과정을 수식으로 전개해 보면 다음과 같다.

그림 4에서 I 채널과 Q 채널을 정리해보면 I 채널은  $(D_R P_I - D_I P_Q) \cos w_c t$ 이고, Q 채널은  $(D_R P_Q + D_I P_I) \sin w_c t$ 이다. 따라서, 최종 송신되는 신호를  $s(t)$ 라 하면 (14)식과 같이 표현된다.

$$s(t) = Ich + Qch = (D_R P_I - D_I P_Q) \cos w_c t + (D_R P_Q + D_I P_I) \sin w_c t$$

위 (14)식을 간략히 하기 위해  $\cos \Psi = D_R P_I - D_I P_Q$ ,  $\sin \Psi = D_R P_Q + D_I P_I$ 라고 하면 (15)식과 같다.

따라서, I채널과 Q채널을 합한 최종 송신신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \cos(w_c t - \Psi(t)),$$

where  $\Psi(t) = \tan^{-1} \frac{D_R P_I + D_I P_Q}{D_R P_Q - D_I P_I}$  (15)

## 2. 다중경로 시.공간 페이딩 모델링

본 논문에서 제안 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 이용한 신호환경의 모델링은 다중 경로 페이딩 채널로서 사용자가 이동하고 있을 경우에 발생하는 도플러 주파수에 의한 신호 세기의 변화와 여러 경로로 나뉘어진 신호들의 불규칙한 입사각 즉, 각도 퍼짐 (Angle Spread)을 고려한 환경이다. 기준 안테나로부터 m번째 떨어진 안테나에 수신된 신호에 대해서, 공간 페이딩을 거쳐 수신된 신호의 수식은 다음과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^{K_j} \left( \sum_{q=1}^{L_j} s_j(t - \tau_{j,k,q}) e^{j2\pi(f_d \cos \varphi_{j,k,q} t - f_c \tau_{j,k,q})} e^{-j(m-m_0)\pi \sin \theta_{j,k,q}} + n_m(t) \right)$$

(16)

여기서, m은 각각의 안테나를, k는 각각의 사용자를, L은 다중경로의 수를, K<sub>j</sub>는 j번째 신호원으로부터 수신 안테나까지의 다중경로 수, L<sub>k</sub>는 산란원 (scattering component) 수를, f<sub>d</sub>는 도플러 주파수를, f<sub>c</sub>는 캐리어 주파수를, τ<sub>j,k,q</sub>는 경로의 전파

지연시간을,  $\theta_{j,k,\sigma}$ 는 산란(scattering)된 신호원의 도달각이며  $m_0$ 번째 안테나를 기준안테나로 설정하였다. 신호원  $j$ 의  $k$ 번째 클러스터(cluster)안에 있는 모든 산란(scattered)성분들의 전파지연은 동일하다고 가정하였다. ( $\tau_{j,k,q} \cong \tau_{j,k}$ ) 또한, (16)식의 팔호로 묶여 있는 부분이 신호의 세기를 시간에 따라 변하게 하고 레일리 분포를 따르는 페이딩 계수가 된다[7].

### V. Performance Analysis

본 논문에서 제안한 스마트안테나 시스템의 성능을 분석하기 위해 이동통신 기지국의 수신 안테나 시스템 중 널리 사용되고 있는 2 안테나 다이버시티(2-antenna diversity)시스템과 변조심볼(modulation symbols)에 대한 BER특성을 비교했다. 또한, 기지국에서 주로 사용하는 레이크 수신기법과 일반적인 무선채널(Common Air Interface)에 존재하는 각도퍼짐에 대한 성능분석을 통해 통신상황에 따른 각 안테나시스템의 성능변화를 분석했다. 시뮬레이션은 cdma2000의 1X(RC3)의 역방향링크의 채널환경에서 수행했으며, 단말에서 기지국까지의

송신과정과 기지국에서의 복조과정을 프로그램으로 구현하여 성능분석했다. 시뮬레이션에 사용된 채널은 데이터의 전송을 위해 역방향 기본 채널(reverse fundamental channel)과 역방향 보완 채널(reverse supplemental channel)을 사용하였고, 웨이트 생성을 통한 각 안테나간 위상보정을 위해 파일럿채널을 사용하였다. 파일럿채널의 경우 채널의 역확산 적분구간을 조정하여 확산율의 조정이 가능한데 웨이트 갱신속도를 9.6kbps로 가정하면 cdma2000 1X 시스템의 변조심볼 확산율은 128이 된다.

적응 알고리즘의 성능을 검증하기 위해서는 다양한 통신환경에서 성능분석이 필요하다. 특히, 입사각의 분포(coloring) 및 채널특성에 대한 변화 즉, 페이딩과 각도퍼짐(angular spread)의 조건에 따라 알고리즘의 특성이 변화하므로 이와 같은 환경을 변화시키며 성능 분석했다. 또한, 기지국 수신시스템에서 통용되고있는 핑거레이크(Finger-Rake)수신구조에 따른 성능분석도 함께 실시했다. 본 논문에서는 앞 절에 언급했던 O-Lagrange(Ordinary Lagrange algorithm)와 G-Lagrange(Generalized Lagrange algorithm)알고리즘을 적용하여 각 통신상황에 대한 성능을 비교하였다. 그림 5는

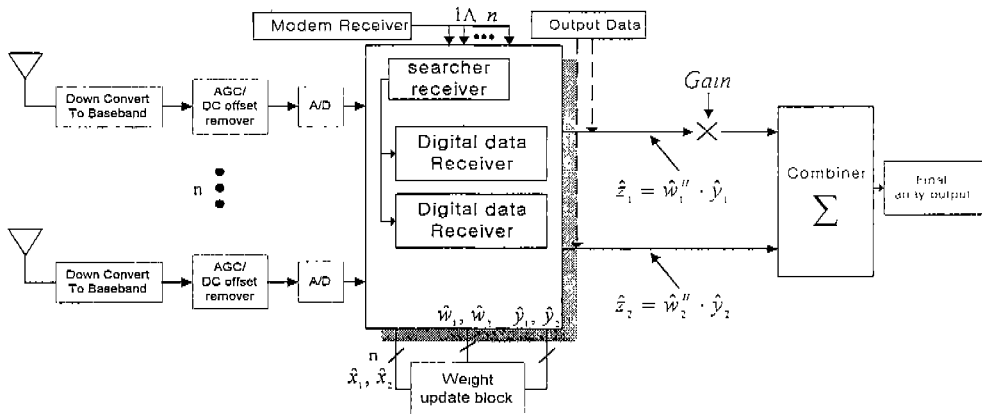


그림 5. 2-Finger rake MRC receiving structure



본 시뮬레이션에 적용한 수신구조로써 2펄서의 레이 크 수신구조를 배열안테나 시스템에 적용한 형태이다. 본 논문의 실험에서는 그림 5의 수신구조에 따라 각 펄서간의 수신 전력비를 1대 0.5로 설정했다.

그림 6에서 그림 9의 경우 각각  $\pm 3^\circ$ ,  $\pm 7^\circ$ ,  $\pm 20^\circ$ ,  $\pm 30^\circ$ 의 각도 퍼짐이 있는 경우에서 사용자수의 증가에 따른 성능분석의 결과를 보였다. 여기서, BER은 변조심볼에 대한 에러율로써 디인터리빙과

디코딩 등의 과정이 고려되지 않은 결과이며, 상대적인 성능비교를 위한 지표이다. 그림 6에서 그림 9의 결과에 의하면 각도퍼짐이 있는 채널환경에서 G-Lagrange 알고리즘이 O-Lagrange 알고리즘에 비해 전반적으로 우수하며, 특히 각도 퍼짐이 커질수록 성능의 차는 더 커짐을 알 수 있는데 이는 공간여파(Spatial Filtering)의 특성과 간섭원에 대한 억제(Nulling)효과가 우수한 G-Lagrange 알고리즘의

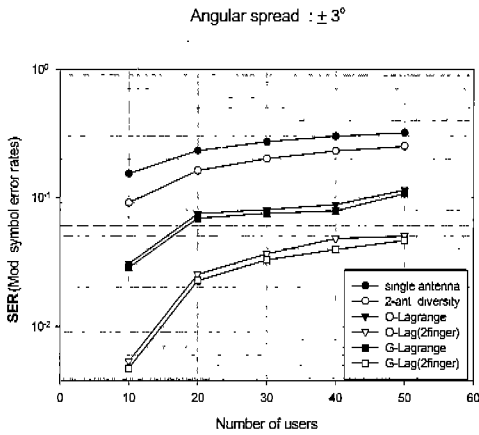


그림 6. SER performance with angle spread  $\pm 3^\circ$

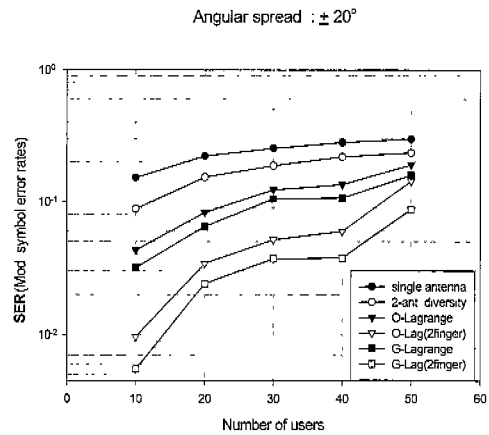


그림 8. SER performance with angle spread  $\pm 20^\circ$

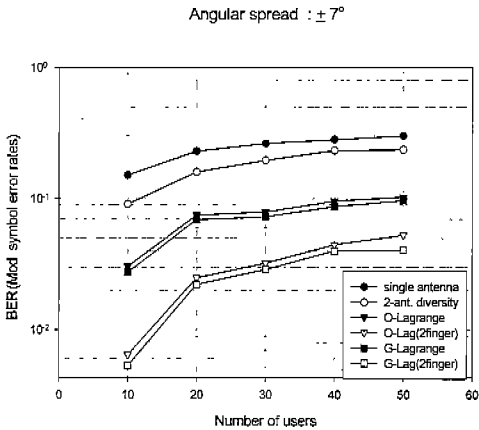


그림 7. SER performance with angle spread  $\pm 7^\circ$

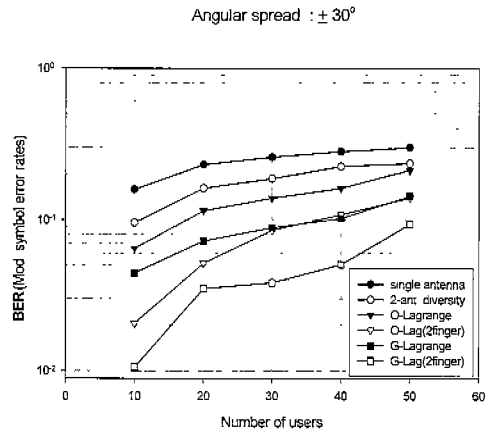


그림 9. SER performance with angle spread  $\pm 30^\circ$

특성이 반영된 것이다(2). 또한, 배열안테나를 이용한 수신시스템이 2-안테나 다이버시티 수신구조에 비해 최소 3dB에서 최대 13dB 정도 BER성능이 우수함을 확인할 수 있었다. 즉, 스마트안테나 시스템을 사용함으로써 목표(target) BER에 수용 가능한 통신용량이 증대효과와 시스템의 전송률(data-throughput)이 향상되는 효과를 얻을 수 있음을 확인하였다. 본 성능분석에 사용된 단말의 이동도는 0.01(/snapshot)이며, 최대 도플러(Doppler) 주파수는 80Hz, 산란경로(Scattered Path)의 수는 50개 그리고 7개의 안테나 소자를 갖는 배열안테나 시스템을 가정했다.

## VI. Conclusion

본 논문에서는 cdma2000의 통신환경에서 라그랑제(Lagrange)에 근간한 알고리즘을 이용하여 적응 배열안테나 시스템의 성능을 분석했다. 성능분석에는 페이딩 및 각도퍼짐, 레이크수신기, 보발의 이동도 등을 고려하였으며, 각도퍼짐과 사용자의 수가 변화하는 무선 채널환경에서 기존의 기지국 안테나시스템인 2 안테나 다이버시티(2-antenna diversity)시스템과 적응배열 안테나시스템간의 성능을 비교하였다. 또한, 고유치 문제의 해법에 따라 O-Lagrange 알고리즘과 G-Lagrange 알고리즘을 각각 동일 무선채널환경에 적용하여 분석했으며, 핑거레이크(finger rake)수신구조에 따른 성능변화도 실험해 보았다. 시뮬레이션의 결과에 의하면 핑거레이크 수신 구조를 적용할 경우 통신환경이 좋을수록 1 핑거의 경우에 비해 성능향상이 두드러짐을 확인할 수 있었다. 또한, 각도퍼짐이 증가함에 따라 전반적으로 성능이 악화되지만 G-Lagrange 의 경우 각도퍼짐이 비교적 심한 상황에서도 O-Lagrange에 비해 안정된 성능을 나타냄을 확인할 수 있었는데 결과적으로 G-Lagrange 알고리즘의 시.공간 페이딩 상

황에서의 공간여파(spatial filtering) 특성이 O-Lagrange 알고리즘에 비해 우수함을 확인할 수 있었다.

이상의 성능분석 결과를 종합하면 cdma2000 환경에서 Lagrange수수에 근간한 알고리즘을 이용하여 적응배열 안테나시스템을 구현했을 때 여러 통신 환경에서 만족할만한 결과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있었고, 특히 G-Lagrange 알고리즘의 경우 비교적 열악한 통신환경에서도 빔 형성 성능이 우수함을 확인할 수 있었다. cdma2000과 유사한 무선 채널환경과 복소확산 구조로 설계된 유럽중심의 3세대 이동통신 시스템인 WCDMA시스템에서도 본 논문의 결과와 유사한 결론을 얻을 수 있으리라 예상되며, 추후 연구할 예정이다.

### ※Acknowledgement

This work was supported in part by Ministry of Information and Telecommunication, Korea, under The Program of Developing Core Technologies for Next Generation Mobile Communications.

### ※reference

- [1] A. F. Naguib, "Adaptive Antennas for CDMA wireless Networks", Ph.D. Dissertation, Department of Electrical Engineering, Stanford University, August, 1996
- [2] S. Kwon, I. Oh, and S. Choi, "Adaptive Beamforming form the Generalized Eigenvalue Problem with a Linear Complexity for a Wideband CDMA Channel", *50th Vehicular Technology*

*Conference*, September 19-22, 1999

- [3] B. Widrow, Samuel D. Stearns "Adaptive Signal Processing", Prentice Hall, 1985
- [4] D. Shim and S. Choi, "A New Blind Adaptive Algorithm for a Real-time Design of a Smart Antenna", *Telecommunication Review*, Vol.7, No.5, pp 661-669, Oct.1997
- [5] S. Choi and D. Yun, "Design of an Adaptive Antenna Array for Tracking the Source of Maximum Power and Its Application to CDMA mobile Communications", *IEEE Trans. Antennas and Propagations*, Vol.45, No.9, Sept.1997
- [6] 3GPP2 Specifications [www.3GPP2.org](http://www.3GPP2.org)
- [7] Seiichi Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall PTR, 1997
- [8] S. Choi and D. Shim, "A Novel Adaptive Beamforming Algorithm for a Smart Antenna System in a CDMA Mobile Communication Enviroment", *IEEE Trans. on Vehiculat Technology*, Vol.49, No.5, Sept.2000



노 경 래

1993년~2000년 한양대학교 공과대학 전자통신공학과 (학사)  
2000년~현재 한양대학교 공과대학 전자통신공학과 석사과정  
관심분야 : 차세대 이동통신 시스템, 스마트 안테나 시스템



최 승 원

1976년~1980년 한양대학교 공과대학 전자공학과 (학사)  
1980년~1982년 서울대학교 공과대학 전자공학과 (석사)  
1984년~1985년 Syracuse Univ. 전산공학(석사)  
1986년~1988년 Syracuse Univ. 전기 및 전산과 (박사)  
1992년~현재 한양대학교 전자통신과 부교수  
관심분야 : 적응 어레이(스마트 안테나 시스템), 디지털 통신, DSP 응용



안 성 수

1983년~1987년 한양대학교 공과대학 전자공학과 (학사)  
1987년~1990년 한양대학교 공과대학 전자공학과 (석사)  
1990년~1997년 국방과학연구소 연구원  
1997년~현재 한양대학교 공과대학 전자통신과 박사과정  
관심분야 : 스마트 안테나 시스템, 적응 알고리즘, 무선 이동통신