

소 특 집

동기식 CDMA 스마트 안테나 시스템

김 윤 지*, 박 재 훈*, 임 흥 재*, 이 원 철**, 최 승 원*

*한양대학교, **용인송담대학

요 약

스마트 안테나는 한정된 채널을 최대한 효율적으로 이용하여 용량(capacity)을 최대화시킬 수 있는 기술이다. 본 논문은 스마트 안테나의 원리와 기술을 설명하고 한양대학교 통신신호처리 연구실에서 연구·개발 중인 동기식 CDMA 스마트 안테나 시스템을 소개한다. 또한 스마트 안테나 시스템을 사용하여 이동통신 시스템의 주된 관심사인 용량을 최대화하는 방법을 제시한다. 스마트 안테나 시스템의 전체적인 성능 증가를 위해서는 핑거(finger)뿐 아니라 탐색기(searcher), 추적기(tracker) 각각의 성능도 우수해야 하므로, 본 논문에서는 현재까지 활발히 연구가 이루어지지 않은 탐색기, 추적기의 성능을 분석하고 BER(Bit Error Rate), FER(Frame Error Rate) 및 검출 확률(detection probability) 등의 모의실험 결과를 바탕으로 스마트 안테나의 우수성을 분석하였다.

I. 서 론

3세대 이동통신(IMT-2000) 시스템에서는 현재 서비스 중인 음성통화 뿐 아니라, 영상 및 기타 데이터를 높은 신뢰도로 송수신해야 한다. 이와 같이 다양한 서비스를 제공하기 위해서는 각 가입자당 현재보다 훨씬 넓은 대역폭을 차지할 수밖에 없고 전체 시스템의 할당 주파수는 한정

되어 있으므로 통신용량이 현저히 줄어들 수밖에 없다. 3세대 이동통신 환경에서는 기존 IS-95 이동통신 환경에서 각 가입자당 한 개씩 할당하던 트래픽(traffic) 채널을 복수로 할당하는 꼴이 되므로 서비스할 수 있는 가입자의 수 즉, 통신용량에 심각한 문제가 발생하게 된다. 이러한 문제점을 해결할 수 있는 기술중의 하나가 스마트 안테나 기술이다.

스마트 안테나 기술은 네트워크(network) 및 신호 포맷(format) 등을 포함한 시스템의 전체적인 구조 변경 없이 간섭신호 및 잡음을 제거함으로써 최적의 에어 인터페이스(air interface)를 제공하여 통화 용량 증대와 통신 신뢰도 향상을 동시에 달성하는 기술이다. 이는 이동통신 시스템 셀내의 각 가입자에게 최적의 빔을 설정해 줌으로서 간섭신호를 줄여 결과적으로는 통신용량 증대와 품질 향상을 이루게 하는 기술이다. 이러한 스마트 안테나 시스템은 RF 소자, 모뎀, 빔형성(beamforming) 모듈 등이 종합 연동된 통합 시스템으로 통화 용량 및 신뢰도 향상을 위한 핵심적인 기술로 인식되고 있다.

3세대 이동통신의 표준안은 동기방식인 cdma 2000과 비동기방식인 W-CDMA로 나누어진다^{[1][2]}. 본 논문은 cdma2000 1x 역방향 링크(reverse link) 환경에서 고속의 데이터를 전송할 때 안테나 개수가 N개인 스마트 안테나를 이용하여 최적 수신을 가능케 하는 방법에 관한 것이다. 스마트 안테나 시스템은 빔형성 기술을 통해 원하는 사용자의 방향으로 최대의 이득을 제공하고 다른 사용자에게는 이득 및 간섭을 최소화하여 통신용량을 증대시킨다^[3].

스마트 안테나 시스템의 빔형성을 위한 핵심 과정인 웨이트 벡터의 생성은 데이터 전송채널이 아닌 파일럿(pilot) 채널을 통해 구하고, 구해진 웨이트 벡터를 데이터 채널에 적용하여 최종 출력을 얻는 방법을 사용한다. 본 논문에서 사용된 최적 빔형성 알고리즘은 라그랑제 승수(Lagrange multiplier)를 근간으로 하는 일반화된 라그랑제 알고리즘이다^[4]. 기존의 라그랑제 알고리즘은 배열 안테나 출력의 신호 대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)를 최대화하기 위해 정규 고유치 문제(ordinary eigen-value problem)의 해, 즉, 역확산(despreading)후의 신호벡터에 대한 자기 상관행렬(autocorrelation matrix)의 고유치에 대한 고유벡터(eigen-vector)를 빔형성을 위한 웨이트 벡터로 사용하였다^{[5][6]}. 본 논문에서는 좀더 개선된 성능 향상을 위하여 배열 안테나 출력의 신호 대 간섭+잡음비(SINR: Signal to Interference+Noise Ratio)를 최대화하기 위한 일반화된 고유치 문제(generalized eigen-value problem)의 해, 즉 역확산 전후의 신호벡터에 대한 자기 상관행렬의 최대 고유치에 대한 고유벡터를 빔형성을 위한 웨이트 벡터로 사용한다^{[7][8]}. 이러한 방법은 처리이득(processing gain)이 크지 않은 환경에서도 원하는 사용자의 방향으로 최대 이득을 제공할 수 있다.

전체적인 스마트 안테나 시스템의 성능을 증가시키기 위해서는 상기의 빔형성 알고리즘 성능뿐만 아니라 탐색기, 추적기의 성능도 함께 증가해야 한다. 이를 위해 본 논문에서는 성능 평가 항목으로 탐색, 추적 성능 증가, 이동 단말기 추적 성능 시스템의 용량 증대(SINR 개선도) 등을 사용하였다. 추적기는 early-late 상관기를 이용한 DLL(Delay Locked Loop)을 이용하였으며 추적성능과 탐색성능은 N개 안테나의 모든 에너지를 합하여 성능을 극대화 시켰다^[9].

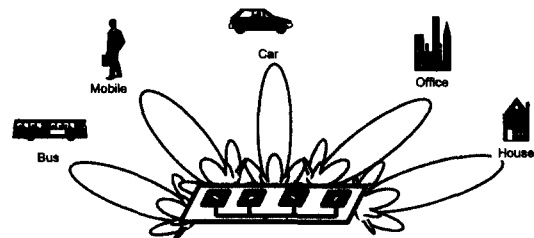
본 논문은 2, 3장에서 스마트 안테나의 원리 및 구조를 소개하였으며 4, 5장에서는 탐색 및 추적 성능 향상, 6장은 빔형성의 속도와 단말기 추적, 7장은 빔형성 알고리즘, 8장에서는 스마트 안테나 시스템의 성능분석을 언급하고, 9장은 전

체결과를 토대로 결론을 맺었다.

II. 스마트 안테나의 원리

스마트 안테나란 사용자의 위치에 따라 빔을 적응적으로 변화시켜 원하는 사용자의 방향으로 출력을 집중시킴으로써 효율적인 성능을 얻는 방식을 말한다. 즉 원하는 방향의 신호를 선택적으로 송수신하여 간섭으로 작용하는 다른 방향의 신호를 최소화시킴으로써 수신신호의 잡음을 대폭 감쇠시킨다. 이와 같이 원하는 사용자의 방향으로 출력을 집중시키는 최적의 빔형성 기술은 <그림 1>에서 볼 수 있듯이 기지국에 스마트 안테나를 설치하고 각 가입자에 맞는 최적의 웨이트를 독립적으로 계산하여 최대 이득을 제공하는 것이다. 이러한 스마트 안테나 기술은 통화 채널간 방해전파(Interference Noise)를 최소화하여 통화품질을 향상시키고 가입자 수를 증가시킬 수 있으며, 원하는 방향으로 전파가 집중되어 각 단말기는 저전력으로 통화가 가능하므로 배터리 수명을 연장할 수 있다. 또한 각 단말기 방향으로 독립된 빔 패턴을 제공하기 때문에 용량을 증대시키고 통신품질을 대폭 개선할 수 있는 지능형 기지국을 실현할 수 있는 기술이다.

CDMA 환경에서 가입자 용량을 제한하는 가장 근본적인 원인은 서로 다른 가입자들의 신호가 간섭으로 작용하기 때문이다. 동일 셀 내에서 발생하는 모든 신호가 통화중인 가입자의 통신을 방해하는 간섭파가 되며, 이는 CDMA가 갖고



<그림 1> 스마트 안테나 빔형성 구조

있는 구조적인 신호환경이다. 셀 내의 가입자수는 데이터 신호의 대역폭이 PN코드에 의해서 얼마나 넓게 확산되는지를 나타내는 처리이득에 의해 결정된다. 처리이득은 송신하는 쪽에서 보면 신호를 주파수 대역에서 얼마나 넓게 확산시키느냐 하는 정도로서 단위 주파수당 신호의 크기가 얼마나 줄어드는지를 나타낸다. 수신기에서는 PN코드의 자기 상관 특성에 의해 넓은 대역에 걸쳐 확산된 신호의 에너지를 원래의 대역 내로 모으는 역확산 과정에 의해 신호가 복원된다. 이때 수신된 간섭 신호는 수신기의 PN코드와 자기 상관 특성이 일치하지 않기 때문에 다시 확산되어 단위 주파수당 잡음 밀도는 처리이득만큼 감소하게 된다. 즉 확산된 사용대역폭을 넓힐수록 가입자간에 직교성이 증가하여 간섭의 영향이 줄어들고, 처리이득이 크면 보다 많은 가입자를 수용할 수 있다.

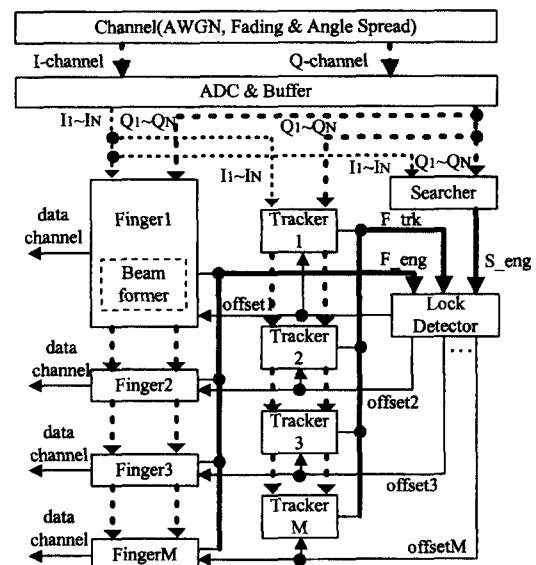
스마트 안테나는 원하는 신호와 간섭신호가 PN코드에 의해 분리되는 원리를 이용하여 각 가입자마다 수신되는 신호를 이용하여 각각의 고유 벡터값을 계산하여 배열안테나 위상을 조정함으로써 신호원이 있는 방향으로 독립적인 빔 패턴을 제공하고 이를 통해 원하는 통화품질을 개선하는 것이다. 특정지역의 통화량 증가로 인하여 안테나 빔을 집중시키기 위해서는 적응 알고리즘을 사용하여 그 지역의 출력을 증대시키고 상대적으로 통화량이 적은 지역은 출력을 낮춤으로서 전체적인 출력은 동일하면서 상호간섭에 의한 전체 잡음레벨이 낮아져서 통화용량 증대가 가능하다.

III. 스마트 안테나의 구조

〈그림 2〉는 스마트 안테나 시스템과 단일 안테나 시스템의 기본적인 구조를 나타낸 것으로 두 시스템에는 공통적으로 핑거, 서처, 동기검출기(Lock Detector), 추적기가 있고 채널은 자동이득 조절(Automatic Gain Control) 기능이

있는 RF단을 포함한다. 서처는 단순히 에너지 값을 측정하며, 동기 검출기에서 종합적인 정보를 수렴하여, 각 핑거의 오프셋(offset)을 할당한다. 핑거는 ADC(Analog-to-Digital Converter)의 출력을 동기 검출기에서 받은 오프셋에 맞추어 복조하며 핑거의 오프셋은 추적기에 의해서 미세 조정된다. 〈그림 2〉에서 점선으로 표현된 것처럼 단일 안테나 시스템은 ADC(Analog-to-Digital Converter)로부터 출력되는 한 개의 I, Q 채널 신호로 이루어지고 스마트 안테나 시스템은 N개 안테나의 ADC에서 출력되는 N개의 I, Q 채널 신호로 이루어져 있다. 이와 같은 한 개 또는 N개의 I, Q 채널 신호는 핑거, 탐색기, 추적기의 입력으로 들어가게 된다. 스마트 안테나 시스템의 핑거는 단일 안테나 시스템의 핑거와 달리 최적 빔형성을 위한 빔포머(beamformer)를 포함하고 있다. 〈그림 2〉의 신호명칭은 다음과 같은 의미를 갖는다.

- I-channel, Q-channel : 채널을 거쳐서 나오는 동위상(in-phase)와 직교위상(quadrature-phase) 성분의 신호(스마트 안테나의 경우 각각 N개의 신호)



〈그림 2〉 단일 안테나와 스마트 안테나의 시스템 구조

- I, Q : ADC를 통해서 나오는 양자화(quantization)된 신호(스마트 안테나의 경우 각각 N개의 신호)
- S_eng : 탐색기가 탐색한 에너지 값
- F_trk : 추적기에서 보내는 동기 추적신호로서 (1, 0, -1)의 신호
- F_eng : 핑거가 자기 읍셋에 해당하는 에너지를 측정할 값
- offset1~M : 핑거가 맞추어할 읍셋 값
- data_channel : 핑거에서 나오는 기본채널, 지정 제어 채널, 부가 채널 1, 부가 채널 2의 복조 신호

이당에 의해서 기지국에 도착하는 수신신호의 크기 및 위상이 시간에 따라 계속 바뀌기 때문이다. 본 논문에서는 높은 도플러 주파수를 가진 신호를 받아들이기 위해 지나치게 길지 않은 기간을 적분하고 또한 정확성을 높이기 위해 일정 기간 동안 평균하여 에너지 값을 구하였다.

스마트 안테나의 경우 I, Q 채널로 적분한 N개의 모든 성분을 더하여 N개 안테나의 전체 파워를 구한다. 단일 안테나의 탐색과 스마트 안테나 탐색의 차이점은 스마트 안테나 탐색은 각 안테나의 에너지를 모두 합쳐서 다이버시티 이득(Diversity Gain)을 얻는다는 점이다^[9].

1. 탐색기(Searcher)

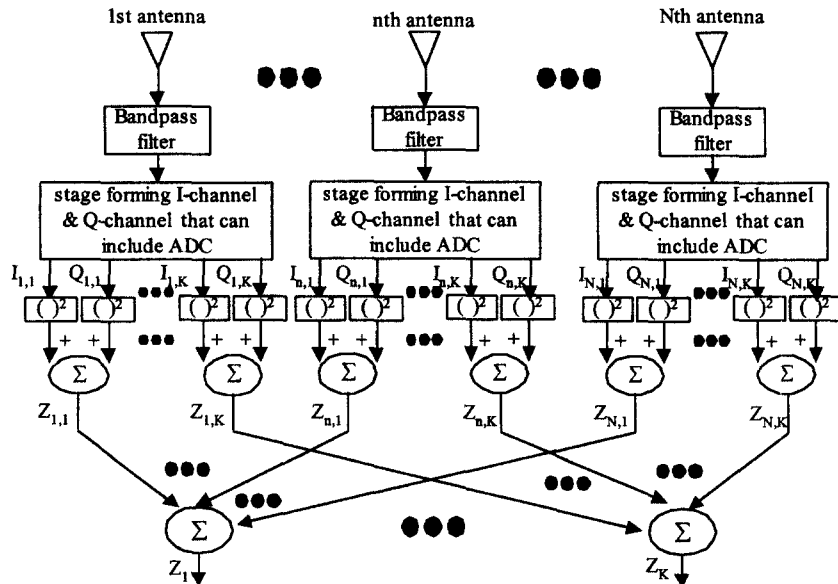
탐색기는 ADC를 통해 출력된 I 채널 데이터와 Q 채널 데이터의 에너지를 측정하여 그 에너지 값을 동기 검출기에게 넘기는 역할을 한다. <그림 3>은 스마트 안테나의 탐색기이다. 탐색기에서 파일럿의 적분 주기인 PG(Processing Gain)를 늘리면 성능이 증가한다. 그러나 무한정 적분기간을 늘인다고 성능이 좋아지지는 않는다. 왜냐하면, 단말이 움직이면서 통신을 할 경우 페

2. 동기 검출기(Lock Detector)

동기 검출기는 탐색기에서 탐색된 에너지 신호, 핑거의 현재 읍셋 에너지 신호, 추적기의 추적신호를 입력으로 받아 들인다. 그 후, 동기 검출기는 다음과 같은 순서로 핑거의 읍셋을 갱신한다.

1) 초기화(Initialization) 단계

탐색기에서 탐색된 에너지를 높은 순으로 정렬



<그림 3> 스마트 안테나의 탐색기

시킨 후에 가장 높은 M개의 옵셋을 핑거 M개에 각각 할당시킨다. 이 때, 각 옵셋은 적어도 각각 1 chip 이상의 차이가 나야 한다.

2) Update 단계

- 현재의 각 핑거 옵셋에 추적 신호를 적용하여 동기를 조정한다.
- 각 핑거에서 받은 에너지 신호는 항상 일정한 임계치보다 커야 한다. 임계치를 넘지 않으면 이미 할당된 옵셋을 제외하고 나머지 옵셋들 중에 가장 큰 에너지 값을 가지는 옵셋을 다시 할당한다. 단, 이 때 할당되는 옵셋의 값은 다른 핑거에 할당된 옵셋과 1 chip 이상의 차이가 나야 한다.

3. 추적기(Tracker)

추적기는 <그림 4>에서 보는 것과 같이 ADC에서 변환되는 I 채널 데이터와 Q 채널 데이터를 해당 옵셋의 $\pm 1/2$ chip 만큼 차이로 에너지를 측정하여 옵셋을 미세 조정하는 early-late 상관기의 구조이다^[10]. 조정하는 값이 1일 경우는 옵셋을 증가시키고 -1 인 경우 옵셋을 감소시키며, 0인 경우에는 현재의 옵셋을 유지시킨다. 즉 early 상관이 크거나, late 상관이 크거나 보아서 토로 미세 조정하며 추적을 계속 수행한다.

스마트 안테나용 추적기는 N개의 안테나의 에너지를 모두 사용함으로써 그 성능의 향상을 꾀할 수 있다^[9]. 각 안테나의 에너지를 구할 때 탐색기와 같은 주기동안 적분하고 충분한 기간동안 평균하여 성능을 향상시킨다. 이로 인해 스마트

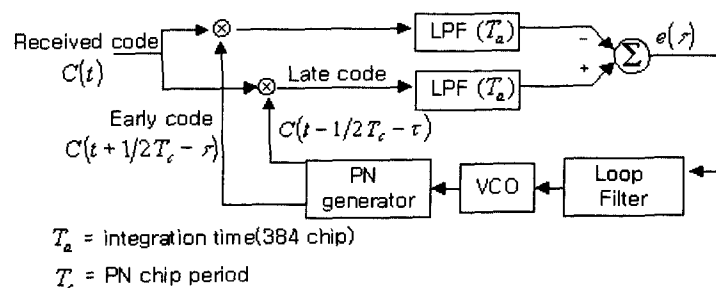
안테나의 핑거, 탐색기 뿐 아니라 추적기의 성능도 향상되어 많은 가입자를 수용할 수 있다.

4. 핑거(Finger)

핑거는 레이크 수신기(Rake Receiver)를 사용하여 신호를 M개의 다중경로로 수신했을 때 각각 다른 지연 시간을 가지고 수신되는 신호를 그 각각의 시간에 맞추어서 복조할 수 있게 해주는 역할을 한다. 본 구조에서 핑거는 동기 검출기에서 입력받은 지연 시간에 해당하는 옵셋값을 이용하여 ADC에서 변환되는 I 채널 데이터와 Q 채널 데이터를 복조한다. 즉 들어오는 입력 신호를 복소 역확산(complex despreading)하고 각 채널에 맞는 Walsh cover로 수신된 데이터를 복조한다. 스마트 안테나용 핑거는 내부에 빔포머를 포함하고 있으며, 빔포머는 다음과 같이 동작한다.

- 각 안테나에서 일정 주기(T) 동안 측정된 파일럿 신호를 빔포머의 y vector로 입력시킨다.
- 일정 주기(T) 동안의 ADC 출력 중에서의 한 칩을 빔포머의 x vector로 입력시킨다.
- 핑거는 빔포머의 출력 w vector를 각 안테나의 데이터 신호에 곱해서 더한(weight sum) 출력을 최종 데이터로 출력한다.

위와 같이 동작하는 과정에서 핑거는 에너지를 계속 측정하여 동기 검출기에 보고하여야 하며, 만약 동기 검출기가 핑거에 새로운 옵셋을 할당할 경우, 핑거는 빔포머에 초기화 신호를 보내고



<그림 4> Early-Late 상관기

빔포머는 초기화 신호를 받아서 초기화 과정을 진행한다.

5. 빔포머(Beamformer)

스마트 안테나에만 있는 빔포머는 핑거 내부에서 <그림 15>와 같은 알고리즘으로 동작한다. 빔포머는 신호 대 잡음+간섭 비를 최대화시키는 일반화된 라그랑제 알고리즘(Generalized Lagrange Algorithm)을 사용한다^{[7][8]}.

6. 단일 안테나와의 공통 구조

<그림 5>에서 보듯이 단일 안테나와 스마트 안테나에서 핑거를 거친 채널 출력은 공통적으로 결합기, 디인터리버, 심볼결합기, viterbi 복호기를 거쳐 복조되어 CRC 검사기(checker)에서

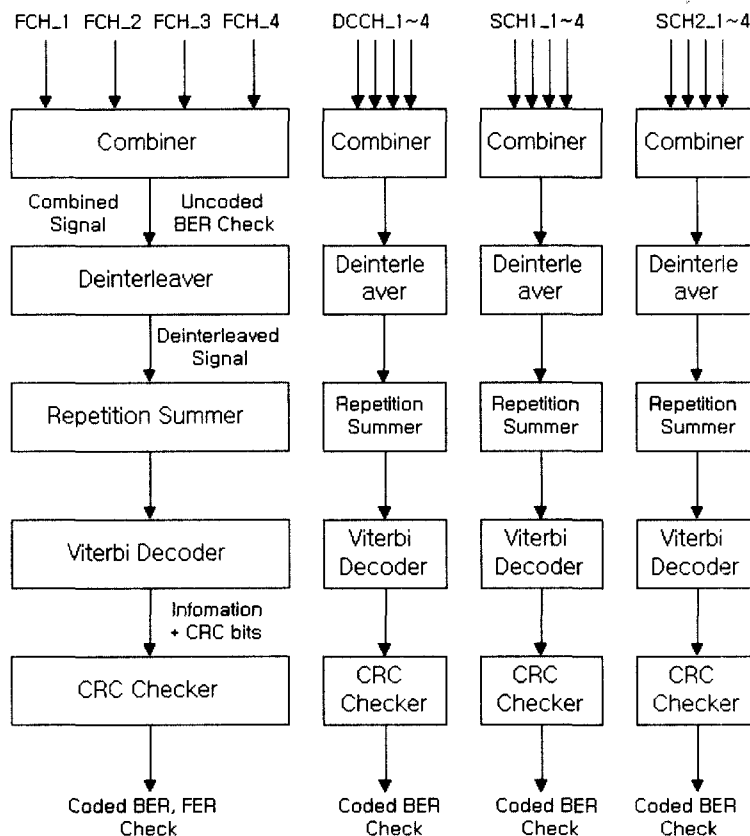
오류의 유·무를 판단한 후 복조의 전체 과정을 마치고 상위 계층인 MAC(Medium Access Control) 계층으로 프레임 정보가 전달된다.

1) 결합기(Combiner)

결합기는 M개의 핑거에서 출력되는 각 채널 출력을 더한다. M개의 핑거에서 나오는 각 채널 출력은 이미 핑거의 채널 보상 과정에서 위상과 크기가 함께 보상되었기 때문에, 결합기에서 단순히 더하는 과정으로 최대 비 결합(MRC: Maximum Ratio Combining)이 실현된다.

2) 디인터리버(deinterleaver)

결합기의 출력은 디인터리버를 거치면서, 송신기의 인터리빙(interleaving)된 신호가 본래의



<그림 5> 단일 안테나와 스마트 안테나의 공통 구조

순서에 맞는 신호 순서로 재정렬 된다. 이렇게 랜덤한 형태로 송신된 신호를 수신시 본래의 순서로 회복시킴으로써 연접 오류(burst error)를 억제하여 viterbi 복호기의 성능을 향상시킨다.

3) 반복된 심볼 결합기(repetition summer)

데이터 속도를 맞추어 주기 위해 저속의 데이터는 송신 시 같은 심볼을 반복해 주는데 이를 수신시 반복된 심볼 수만큼을 다시 더해서 SNR를 높여주고 심볼율을 맞추어 준다. 또한 viterbi 복호기의 입력은 3비트로 제한하고 있기 때문에 결합된 심볼을 3비트로 변환한다.

4) 비터비 복호기(Viterbi Decoder)

viterbi 복호기는 송신시 길쌈부호화(Convolutional Coding)한 신호를 복호하는 복호기로, 본 논문에서는 3비트를 입력으로 하는 연판정(Soft Decision) 복호방식을 사용하였다.

5) CRC 검사기(Checker)

CRC 검사기는 viterbi 복호기가 복호한 프레임의 끝에 있는 CRC 비트를 사용하여 프레임 오류의 유·무를 판단한다. 에러가 없는 프레임으로 판정된 프레임은 상위의 MAC 계층으로 전송된다.

IV. 탐색의 성능향상

스마트 안테나 시스템에서 페이딩이 포함되지 않은 m 번째 안테나로 수신되는 신호에 대한 복소형태의 기본적인 모델링 수식은 다음과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^M S_i(t) e^{-j(m-m_0)\pi \sin \theta_i} + n_m(t) \quad (1)$$

여기서 M 은 전체 사용자수, $S_i(t)$ 는 i 번째 사용자 신호원로부터 전송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, θ_i 는 i 번째 신호원의 입사각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나의 가산성 백색잡

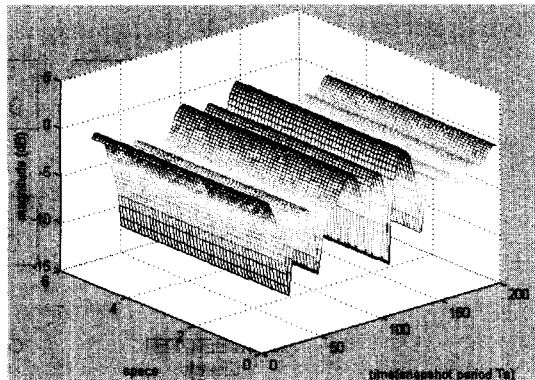
음(AWGN)이다.^{[11][12]}.

식 (1)에 다중경로 페이딩(multi-path fading)과 각도퍼짐(angular spread)을 고려한 수신된 신호는 다음과 같다.

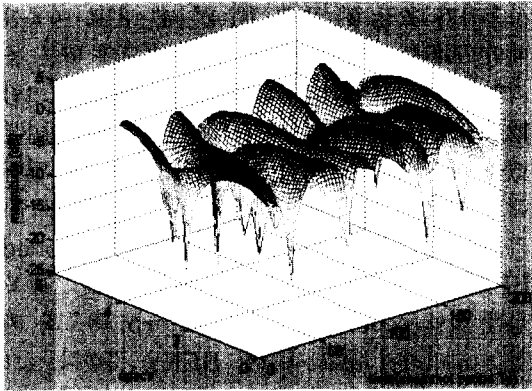
$$x_m(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{K_i} \left(\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{q=1}^{L_k} S_i(t - \tau_{i,k,q}) e^{j2\pi(f_d \cos \theta_{i,k,q} t - f_c \tau_{i,k,q})} \right) e^{-j(m-m_0)\pi \sin \theta_{i,k,q}} + n_m(t) \quad (2)$$

여기서 K_i 는 i 번째 신호원으로부터 수신 안테나까지의 다중경로 수, L_k 는 각도퍼짐 환경에서 θ_i 를 중심으로 하는 도달하는 scatterer의 수, f_d 는 도플러 주파수, f_c 는 캐리어주파수, $\tau_{i,k,q}$ 는 경로의 전파 지연 시간, $\theta_{i,k,q}$ 는 산란된 신호원의 도달각을 나타낸다. 식 (2)의 가운데에 위치한 괄호로 묶여있는 부분이 신호의 세기를 시간에 따라 변하게 하는 Rayleigh 분포를 따르는 페이딩 계수가 된다.^{[13][14]}. 본 논문에서는 신호원 i 의 k 번째 클러스터(cluster)안에 있는 모든 산란된 성분들의 전파지연은 동일하다고 가정하였다($\tau_{i,k,q} \cong \tau_{i,k}$).

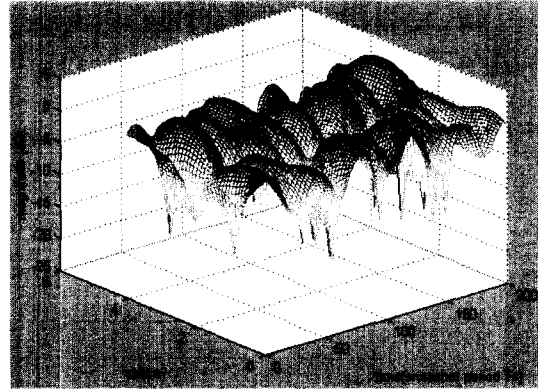
<그림 6~8>은 식 (2)의 각도퍼짐에 따른 시공간상의 신호 세기 변화를 보인 것이다. <그림 6>에서와 같이 각도퍼짐이 없을 경우는 도플러 주파수에 의해 시간적으로만 페이딩 영향을 받게 되고 <그림 7, 8>에서 같이 각도퍼짐이 커질수록 시간뿐만 아니라 공간적으로도 페이딩의 영향을



<그림 6> 각도 퍼짐 0°일 때의 시공간 페이딩



〈그림 7〉 각도 퍼짐 ±10°일 때의 시공간 페이딩



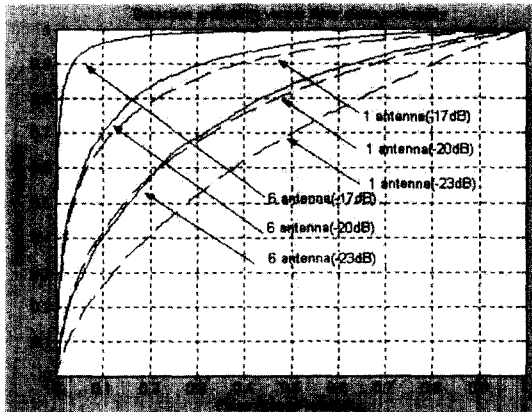
〈그림 8〉 각도 퍼짐 ±20°일 때의 시공간 페이딩

받게 된다.

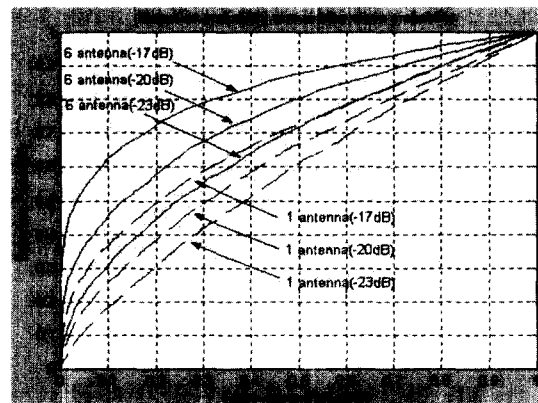
다중경로에 대한 파워의 비율은 ITU-R에서 추천하는 파워 비율을 사용한다. 크기 비율은 (magnitude ratio) 0.6369 : 0.5742 : 0.3623 : 0.2536 : 0.2595 : 0.0407이고, 이의 파워 비율은 0.4056 : 0.3297 : 0.1313 : 0.0643 : 0.0673 : 0.0017이 된다. ITU-R에서는 6개의 다중경로 모델을 제시하고 있으며, 본 논문은 앞으로 이 환경을 적용하기로 한다.

〈그림 9〉는 AWGN 환경에서의 단일안테나와 스마트 안테나 탐색기에서 측정한 오경보 확률 대 검출확률 (false alarm probability vs. detec-

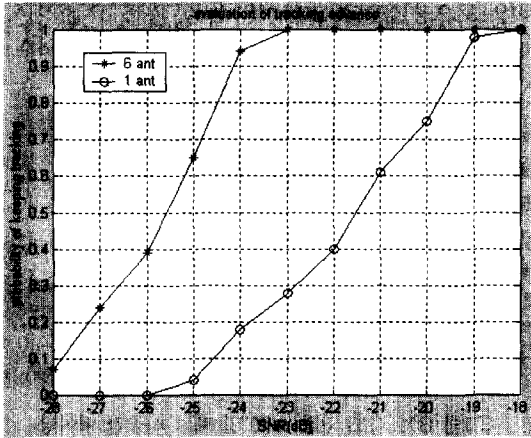
tion probability)이다. 그래프를 통해 단일 안테나에 비해 N개 스마트 안테나가 약 3.3dB의 성능향상이 있음을 알 수 있다. 이러한 성능 향상은 N개 안테나의 에너지 값을 더하는 단순한 과정을 통해 얻어지는 결과이다. 〈그림 10〉는 식 (2)에 의한 페이딩 환경에서의 단일안테나와 스마트 안테나의 오경보 확률 대 검출확률이다. AWGN 환경과는 달리 N개 배열 안테나가 단일 안테나에 비해 약 5.5dB의 성능이 향상됨을 알 수가 있다. 즉 스마트 안테나는 페이딩 환경에서 단일 안테나보다 더욱 강력함을 알 수 있다.



〈그림 9〉 AWGN 환경에서 단일안테나와 스마트 안테나의 False alarm probability vs. detection probability^[15]



〈그림 10〉 페이딩환경에서 단일안테나와 스마트 안테나의 False alarm probability vs. detection probability^[15]



〈그림 11〉 추적 과정동안 동기를 놓치지 않을 확률

V. 추적(tracking) 성능 향상

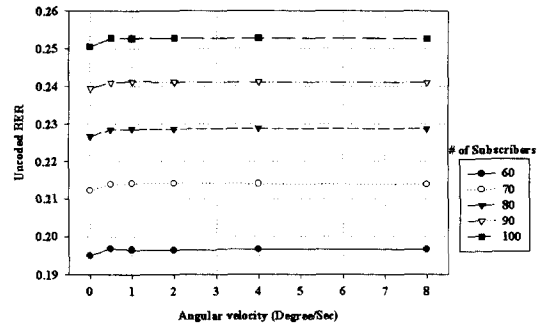
추적기는 ADC에서 변환되는 I 채널 데이터와 Q 채널 데이터를 탐색을 통해 찾은 해당 옵셋 τ 의 $\pm T_c/2$ chip 만큼 차이로 탐색기와 같은 적분 구간 동안 적분하고 한 프레임 동안 평균하는 early-late correlator의 DLL의 구조로 동작한다^[15].

〈그림 11〉은 추적을 한 결과 동기를 잃지 않을 확률을 나타낸다. 여기서 한 chip 이상을 벗어나지 않았으면 동기가 되었다고 가정하였다. 그림에서 스마트 안테나가 단일 안테나에 비해 적어도 3~4dB의 성능 향상이 있음을 확인할 수 있다. 추적 결과 간섭신호의 크기가 23dB일 때까지, 즉 간섭자의 수가 200명까지는 원하는 사용자의 신호 추적에 전혀 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 결과적으로 원하는 사용자의 신호가 같은 크기로 4개의 다중경로로 수신됐을 때 50명의 간섭자까지 수용할 수 있다.

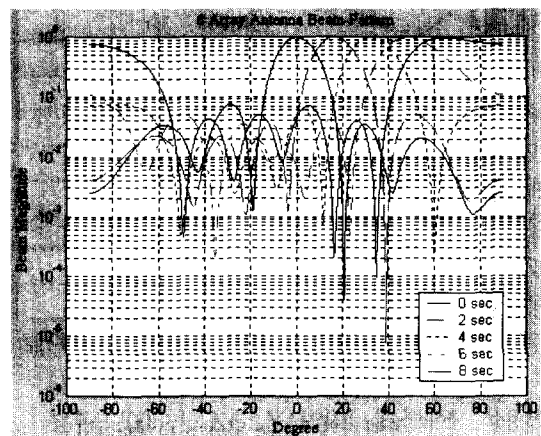
VI. 빔형성의 속도와 단말기 추적

본 단락은 다중경로 페이딩 채널을 적용하여

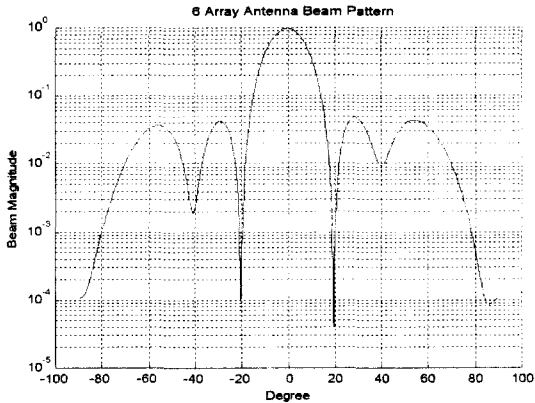
사용자가 초당 0°, 0.5°, 1°, 2°, 4°, 8°로 이동할 때의 오류를 측정하여 여러 가지 속도에 따른 움직임에도 성능열화가 없음을 나타낸다. 〈그림 12〉는 20msec 단위의 300프레임을 시뮬레이션했을 때 사용자가 여러 속도를 가지고 움직인다 해도 에러율(Uncoded BER)이 1% 이내로 거의 변화가 없음을 나타낸다. 여기서 Uncoded BER이란 디인터리빙(de-inter-leaving), 반복 심볼 결합(repetition sum), viterbi 복호화 과정을 고려하지 않고 측정한 BER을 뜻한다. 〈그림 13〉은 초당 8°의 속도로 움직이는 사용자의 최초 입사각 0°를 시작으로 100프레임(2초)간격으로 총 400프레임(8초) 동안의 빔패턴(beam-pattern)을 나타낸다. 0°를 시작으로 초당 8°씩 이동하므로 2초 간격으로 빔패턴을 그리면 8초



〈그림 12〉 다양한 속도로 이동하는 사용자의 Uncoded BER



〈그림 13〉 8초 동안의 빔패턴



〈그림 14〉 입사각 0°일 때 어레이 안테나 시스템의 빔 패턴

동안 총 64° 이동한 것을 볼 수 있고 이것으로부터 사용자의 위치를 파악 할 수 있다. 즉 처음에 예상한대로 움직이는 사용자를 추적하는데도 스마트 안테나는 우수한 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

〈그림 14〉는 페이딩 환경에서 신호의 입사각이 0°인 경우의 빔패턴이다. 그림에서 보면 주엽준위 (main lobe level)가 부엽준위 (side lobe level)보다 10dB 이상 높으므로 페이딩 환경에서 제안된 스마트 안테나 시스템의 빔포밍의 성능 또한 우수함을 알 수 있다.

VII. 빔형성 알고리즘

본 논문에서는 신호 대 간섭+잡음비를 최대화하는 일반화된 라그랑제 알고리즘을 사용하였다. 신호 대 간섭+잡음비를 최대화하는 웨이트 벡터를 구하기 위해서는 다음과 같은 식을 최대화해야 한다.^{[7][8][16]}

$$\frac{E[|w^H s|^2]}{E[|w^H u|^2]} \quad (3)$$

여기서 s 는 수신된 원하는 신호벡터이고, u 는

수신된 간섭과 잡음벡터를 나타낸다. $w^H s$ 는 배열 안테나 출력의 원하는 신호성분이고, $w^H u$ 는 간섭 및 잡음성분이다. 식 (3)을 최대화하기 위해서는 식 (4)를 최대화하는 웨이트 벡터 w 를 구하면 된다.

$$\begin{aligned} \frac{E[w^H s s^H w]}{E[w^H u u^H w]} &= \frac{w^H E[s s^H] w}{w^H E[u u^H] w} \\ &= \frac{w^H R_{ss} w}{w^H R_{uu} w} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 R_{ss} 와 R_{uu} 는 각각 원하는 신호와 간섭 신호의 자기상관 행렬을 나타낸다. 만약 식 (4)의 최대값을 λ_{max} 라 하면 구하고자 하는 웨이트 벡터는 일반화된 고유치 문제의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터가 되며 이는 식 (5)와 같다.

$$R_{ss} w = \lambda_{max} R_{uu} w \quad (5)$$

이는 배열 안테나 출력단의 신호 대 간섭+잡음비를 최대화하는 웨이트 벡터를 구하는 것은 식 (5)의 최대 고유치에 해당하는 최대 고유벡터를 구하는 것이 된다. 그러나 실제로 원하는 신호와 간섭신호를 분리하는 것은 불가능하므로 역확산 전·후의 수신신호인 x , y 를 고려하여 자기상관 행렬인 R_{ss} 와 R_{uu} 를 이용, 웨이트 벡터 w 를 구한다. 웨이트 벡터 w 를 구하는 것은 식 (6)의 마지막 항으로 미루어 보아 신호 대 잡음+간섭비를 최대화하는 것임을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{w^H R_{yy} w}{w^H R_{xx} w} &= \frac{G R_{ss} + R_{uu}}{R_{ss} + R_{uu}} \\ &= G - \frac{(G-1) R_{uu}}{R_{ss} + R_{uu}} \\ &= G - \frac{G-1}{\frac{R_{ss}}{R_{uu}} + 1} \\ &= G - \frac{G-1}{SINR+1} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)을 만족하는 최대 고유치에 해당하는 고유벡터를 구하는 식은 식 (7)과 같다.

$$\mathbf{R}_{yy} \underline{w} + \lambda \mathbf{R}_{xx} \underline{w} \quad (7)$$

위와 같은 개념 토대로 최대 고유치에 해당하는 최대 고유벡터를 구하기 위해 다음과 같은 라그랑제에 근간한 비용함수(cost function)를 고려하자.

$$f(\underline{w}) = \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \underline{w} + \gamma (1 - \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \underline{w})$$

with constraint $\underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \underline{w} = 1$ (8)

식 (8)을 만족하는 웨이트 벡터는 다음과 같은 갱신식에 의해 반복적인 방법으로 얻어진다.

$$\underline{w}(k+1) = \underline{w}(k) + \frac{1}{2} \mu \nabla(k) \quad (9)$$

여기서 $\nabla(k)$ 은 식 (8)의 그래디언트 벡터로써

$$\nabla(k) = 2[\mathbf{R}_{yy} \underline{w} - \gamma \mathbf{R}_{xx} \underline{w}] \quad (10)$$

식 (10)으로 되고 식 (9)의 갱신식은

$$\underline{w}(k+1) = \underline{w}(k) + \mu [\mathbf{R}_{yy} \underline{w} - \gamma \mathbf{R}_{xx} \underline{w}] \quad (11)$$

로 된다. 또한 웨이트 벡터의 갱신과정을 단순화하기 위해 $\mathbf{R}_{yy} = \underline{y} \underline{y}^H$, $\mathbf{R}_{xx} = \underline{x} \underline{x}^H$ 의 순시치 만으로도 최적의 웨이트 벡터를 구할 수 있으며, 라그랑제 승수값 γ 는 식 (8)의 constraint를 만족하는 값으로서 식 (11)의 갱신식을 식 (8)의 constraint에 대입함으로써 구할 수 있다. 식 (11)을 식 (8)에 대입 후 이를 정리하면

$$\begin{aligned} & \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \underline{w} \gamma^2 - (2 \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \underline{w} \\ & + \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{R}_{xx} \underline{w} + \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{yy} \underline{w}) \gamma \\ & + \mu \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{yy} \underline{w} + \underline{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{yy} \underline{w} \\ & + \underline{w}^H \mathbf{R}_{yy} \mathbf{R}_{xx} \underline{w} = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

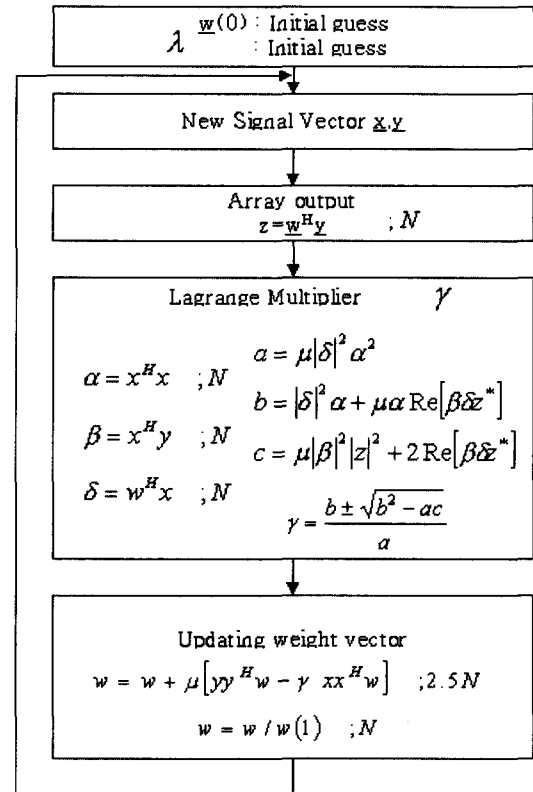
가 된다. 식 (12)에서 알 수 있듯이 γ 값을 구하는데 많은 계산량이 소요됨을 알 수 있다. 왜냐하면 식 (12) 자체도 상당히 복잡할 뿐 아니라, 역확산 전의 수신신호 \underline{y} 와 역확산 후의 수신신호 \underline{y} 의 자기 상관 행렬 \mathbf{R}_{xx} 와 \mathbf{R}_{yy} 를 구하려면 $\mathbf{R}_{xx} = E[\underline{x} \underline{x}^H]$, $\mathbf{R}_{yy} = E[\underline{y} \underline{y}^H]$ 와 같은 많은 데

이터량과 많은 계산량이 요구되기 때문이다. 본 논문에서는 \mathbf{R}_{xx} 와 \mathbf{R}_{yy} 를 계산함에 있어 매 스냅샷마다의 순시치만으로 갱신하는 방법 식 (13)을 사용한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx}(k+1) &= \underline{x}(k) \underline{x}^H(k) \\ \mathbf{R}_{yy}(k+1) &= \underline{y}(k) \underline{y}^H(k) \end{aligned} \quad (13)$$

이는 이전 스냅샷에서의 수신신호를 고려치 않음으로서 계산과정을 간략화 하는 것이다. 식 (13)을 이용하면 식 (12)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \mu |\underline{w}^H \underline{x}|^2 \{ \underline{x}^H \underline{x} \}^2 \gamma^2 - 2 (|\underline{w}^H \underline{x}|^2 \underline{x}^H \underline{x} \\ & + \mu \underline{x}^H \underline{x} \operatorname{Re}[\underline{x}^H \underline{y} \underline{w}^H \underline{x} \underline{w}^T \underline{y}^*]) \gamma \\ & + \mu |\underline{w}^H \underline{y}|^2 |\underline{w}^H \underline{y}|^2 \\ & + 2 \operatorname{Re}[\underline{x}^H \underline{y} \underline{w}^H \underline{x} \underline{w}^T \underline{y}^*] = 0 \end{aligned} \quad (14)$$



〈그림 15〉 Generalized Lagrange Algorithm의 순서도

식 (14)을 이용해 γ 에 대한 이차방정식을 풀어서 값의 갱신절차를 구하면 식 (15)과 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned} a &= \underline{x}^H \underline{x} \quad \beta = \underline{x}^H \underline{y} \quad \delta = \underline{w}^H \underline{x} \\ a &= \mu |\delta|^2 \alpha^2 \\ b &= |\delta|^2 \alpha + \mu \alpha \text{Re}[\beta \delta z^*] \\ c &= \mu |\beta|^2 |z|^2 + 2 \text{Re}[\beta \delta z^*] \\ \gamma &= \frac{b - \sqrt{b^2 - ad}}{a} \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)에 따라서 식 (11)의 갱신식은 식 (16)과 같이 된다.

$$\underline{w}(k+1) = \underline{w}(k) + \mu [\underline{y} \underline{y}^H \underline{w} - \underline{r} \underline{x} \underline{x}^H \underline{w}] \quad (16)$$

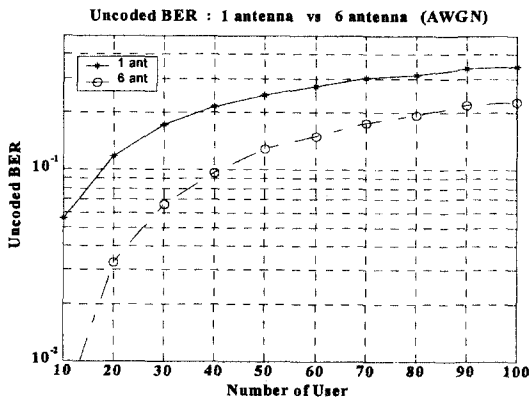
이상을 요약한 순서도를 살펴보면 <그림 15>와 같다.

Ⅷ. 스마트 안테나 시스템의 성능 분석

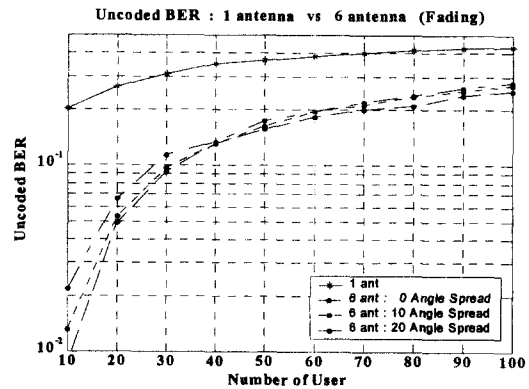
<그림 16~19>은 AWGN 환경과 페이딩 환경에서 단일 안테나 시스템과 스마트 안테나 시

스템을 본 논문에서 제시한 탐색기와 추적기로 각각 구성하여 시뮬레이션 한 결과이다. <그림 16, 17>은 단일 안테나 시스템과 스마트 안테나 시스템의 Uncoded BER를 비교한 것이고 <그림 18, 19>는 FER를 비교한 것이다. <그림 17>과 <그림 19>에서 볼 수 있듯이 각도퍼짐이 시스템에 주는 영향은 그리 크지 않고 다만 각도퍼짐이 없을 경우가 각도퍼짐이 많은 경우에 비해 다소 성능이 향상되는 것을 알 수 있다. <그림 16, 17>의 Uncoded BER을 보면, 사용자수가 많아질수록 스마트 안테나와 단일 안테나의 성능의 차이가 점점 좁혀지는 경향을 나타낸다. 이것은 사용자수가 많아지면, 핑거가 잘 동작하더라도 탐색기와 추적기가 성능이 저하되기 때문이다.

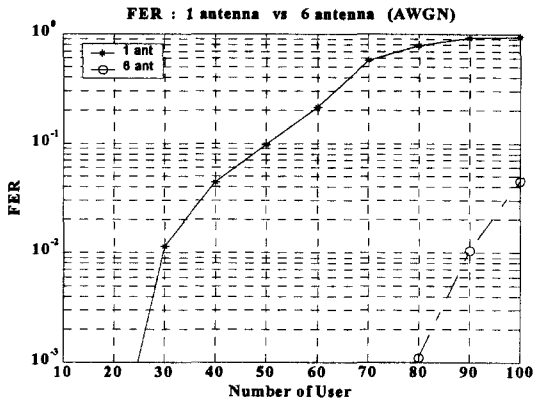
만약 스마트 안테나에서 탐색기와 추적기를 단일 안테나에서처럼 하나의 안테나 신호만 사용하여 동작시킨다면, 스마트 안테나의 용량은 단일 안테나의 용량에 비해 크게 좋아질 수 없다. 전체적으로 크게 용량이 증가할 수 있는 이유는 탐색기와 추적기가 핑거와 동일하게 안테나 N개의 신호를 모두 사용하여 동작하기 때문이다. <그림 16~19>로부터 AWGN 환경에서는 단일 안테나에 비해 스마트 안테나의 경우가 3~4배, 페이딩 환경에서는 5배 이상 성능향상이 이루어짐을 알 수 있다.



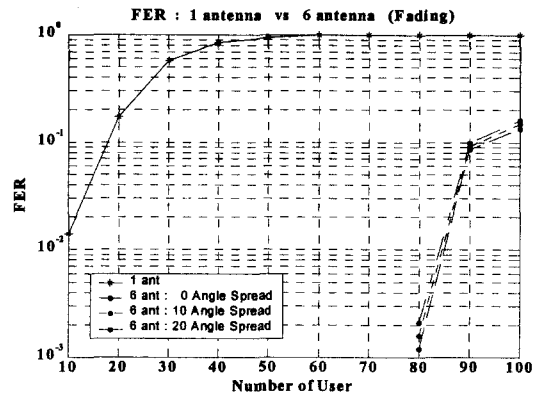
<그림 16> AWGN 환경에서의 Uncoded BER



<그림 17> 페이딩 환경에서의 Uncoded BER



〈그림 18〉 AWGN 환경에서의 FER



〈그림 19〉 페이딩 환경에서 FER

IX. 결 론

이상과 같이 스마트 안테나의 특징과 탐색기, 추적기의 성능을 살펴보았다. 본 논문에서는 각 안테나 채널에 위상 다이버시티를 이용한 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방법을 도입하여 각각 독립적인 안테나 출력의 I 채널과 Q 채널의 에너지를 더하는 방법을 사용하였다. 이러한 방법은 전체적인 계산량은 증가하지 않으면서도 시스템의 성능이 향상됨을 확인하였다. 성능분석 결과 단일 안테나와 비교하여 N개의 배열 안테나를 이용한 스마트 안테나 시스템은 핑거 뿐 아니라 탐색기, 추적기의 성능도 향상된다. 성능향상 정도는, AWGN 환경에서는 3~4배, 페이딩 환경에서는 5배 이상이었으며 각도퍼짐의 정도는 시스템의 성능에 크게 영향을 주지 않음을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] 3GPP, "Technical Specification 25.211~25.214", July 1999.
- [2] 3GPP2, "Physical Layer standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems," Release A, Dec 15, 1999.
- [3] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *Proc. IEEE*, vol. 55, No. 12, pp 2143-2159, Dec. 1967.
- [4] R. A. Monzingo and T. W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays", John Wiley and Sons, 1980.
- [5] S. Choi and D. Yun, "Design of adaptive array antenna for tracking the source of maximum power and its application to CDMA mobile communications", *IEEE Trans. on Antennas and Propagations*, Sept. 1997.
- [6] 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.
- [7] S. Kwon, I. Oh, S. Choi, K. Lee, and K. Lee, "A Smart Antenna System Based on the Extreme Eigen-solution for a Wideband CDMA Channel", *10th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, September 12-15, 1999.
- [8] S. Choi, I. Oh, S. Kwon, "Performance of Adaptive Antenna Array System

- Utilizing the Eigenvector Method in a CDMA Channel”, 1999 *IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, July 11-16, 1999.
- [9] H. Hwang, S. Choi, “A Diversity with Short Inter-Element Separation in Antenna Array System”, submitted to *IEEE transaction on Vehicular Technology*, VT-2001-00163.
- [10] J.S.Lee and L.E.Miller, “CDMA System Engineering Handbook”, Artech House, 1998.
- [11] S.Choi, T.K. Sarkar and J. Choi, “Adaptive antenna array for direction of arrival estimation utilizing the conjugate gradient method”, *Signal Processing*, Vol. 45. Issue 3, pp.313-327, 1995.
- [12] S.Choi, H.M. Son and T.K. Sarkar, “Implementation of smart antenna system on a general purpose digital signal processor utilizing a linearized CGM”, *Digital Signal Processing*, Vol. 7, No.2, pp.105-119, 1997.
- [13] G.V.Tsoulos and G. E. Athanasiadou, “On the application of adaptive antennas to microcellular environments : Radio channel characteristics”, *PIMRC 99*, pp.A2-5, September 12-15, 1999.
- [14] Seiichi Sempei, “Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications”, Prentice Hall PTR, 1997.
- [15] H.Hwang, J.Park, Y.Kim, S.Ahn, H. Im and S. Choi, “Performance Improvement of Smart Antenna System in Terms of Searching and Tracking Capability Due to Phase Diversity Technique in IS2000 1X Signal Environment”, *IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, July 16-21, 2002 (accepted)
- [16] S. Kwon, I. Oh, and S. Choi, “Adaptive Beamforming from the Generalized Eigenvalue Problem with a Linear Complexity for a Wideband CDMA Channel”, *50th Vehicular Technology Conference*, September 19-22, 1999.

저자 소개



金潤知

2001년 2월 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업(학사), 2001년 3월~한양대학교 전자통신전파공학과 대학원 석사과정, <주관심 분야: 스마트 안테나 시스템, CDMA Modem 설계>



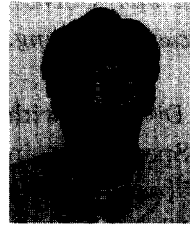
朴宰弘

1993년 2월 부산 진 고등학교 졸업, 2001년 2월 한양대학교 전자전기공학부 졸업(학사), 2001년 3월~한양대학교 전자통신전파공학과 통신신호처리연구실 근무, <주관심 분야: DSP제어 신호처리 및 CDMA Demodulator 설계>



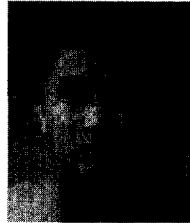
林興載

1998년 2월 한양대학교 공과대학 전파공학과 졸업(공학사), 2000년 2월 한양대학교 대학원 전파공학과 졸업(공학석사), 2000년 3월~한양대학교 공과대학 전자통신과 박사과정, <주관심 분야: 스마트 안테나 시스템, DSP 알고리즘, 무선 이동통신>



李元澈

1992년 2월 한양대학교 전자통신공학과 졸업(공학사), 1994년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사), 2001년 3월~한양대학교 대학원 전자통신전파공학과 박사과정, 1994년 1월~2001년 2월: LG전자 DTV연구소 연구원, 2001년 2월~현재: 용인송담대학 정보통신과 교수, <주관심 분야: 스마트 안테나 시스템, 디지털 통신, 디지털 방송>



崔勝元

1980년 2월 한양대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사), 1982년 2월 서울대학교 공과대학 전자공학과 대학원 졸업(공학석사), 1988년 12월 美 Syracuse University (공학박사), 1988년 8월~1989년 5월: 시라큐스대 전기 및 전산과 조교수, 1989년 6월~1992년 8월: ETRI 선임연구원, 1992년 9월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 정교수, 1997년 1월~현재: (주)한텔 기술자문교수, 1997년 1월~현재: (주)기산 텔레콤 기술자문교수, 1997년 1월~현재: 씨엔에스 테크놀로지 기술자문교수, <주관심 분야: 적용 어레이(스마트 안테나 시스템), 디지털 통신, DSP 응용>