

# 적응 빔 형성 기법을 사용한 MC-CDMA 시스템의 성능분석

정회원 김 찬 규\*, 조 용 수\*\*

## Performance analysis of an MC-CDMA system by using an adaptive beamforming technique

Chan Kyu Kim\*, Young Soo Cho\*\* *Regular Members*

### 요 약

이 논문에서는 적응 배열 안테나를 갖는 MC-CDMA를 위한 적응 빔 형성 알고리즘을 제안한다. 다중경로 페이딩에 robust하고 간단한 단일 탭 등화기를 사용하여 고속 데이터 전송에 적합한 것으로 알려진 MC-CDMA 시스템의 수신단에 안테나 배열을 사용함으로써 그 성능을 크게 개선할 수 있음을 보인다. 본 논문에서 제안된 MC-CDMA 시스템의 적응 빔 형성 알고리즘은 원하는 사용자의 파일럿 심벌(기준신호)과 수신된 파일럿 신호의 오차를 주파수 영역에서 계산하고, 그 주파수 영역 오차신호를 시간영역 오차 신호로 변환한 후, MSE가 최소가 되는 방향으로 적응 빔 형성기의 계수를 갱신하므로써 유도된다. 모의 실험과 해석적 방법을 통하여 MC-CDMA 시스템에 제안된 적응 빔 형성기법을 적용할경우 수렴특성과 성능개선 효과를 확인한다.

### ABSTRACT

This paper presents an adaptive beamforming algorithm for an MC-CDMA system with an adaptive array antenna. By employing an antenna array at the receiver of an MC-CDMA system, the performance of an MC-CDMA system, which is known to be effective for high data rate transmission due to its robustness to multipath fading and its simplicity for using a simple one-tap equalizer, is shown to be significantly improved. The proposed algorithm for adaptive beamforming in an MC-CDMA system is derived by (1) calculating the error signals between the pilot symbols of desired user and the received pilot signals in the frequency domain, (2) transforming the frequency-domain error signals into time-domain error signals, (3) updating the filter coefficients of the adaptive beamformer in the direction of minimizing the MSE. Convergence behavior and performance improvement of the proposed approach are demonstrated through computer simulation by applying it to the conventional MC-CDMA system.

\* 한국전자통신연구원(ckkim@amadeus.ertl.re.kr),

\*\* 중앙대학교 전자공학과 통신 및 신호처리 연구실(jscho@dsplab.ee.cau.ac.kr)

논문번호 : 99165-0424, 접수일자 : 1999년 4월 24일

## I. 서론

최근 멀티미디어 시대의 도래로 사용자에게 고품질의 다양한 서비스 제공을 위한 고속의 데이터 전송에 대한 요구가 증대되고 있다. 그러나 무선 채널 환경에서 고속으로 데이터를 전송할 경우 다중 경로 페이딩에 의해 심각한 심벌간 간섭이 발생되기 때문에 이를 극복할 수 있는 전송기법에 대한 연구가 활발히 진행되고있다. 현재 디지털 셀룰라 시스템, 개인휴대통신, 무선 LAN에 널리 사용되고 있는 DS/CDMA방식은 Rake수신기를 사용하여 채널의 경로 다이버시티를 이용함으로써 이러한 다중경로 페이딩을 어느정도 극복할 수 있다<sup>[1]</sup>. 그러나 이 방식은 고속의 데이터 전송시 chip 간 간섭이 증가함에 따라 하드웨어 복잡도가 급속히 증가하게 된다. 고속의 데이터 전송시 발생하는 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 최근에 제안된 MC-CDMA multi-carrier code division multiple access)방식은 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 구조의 다중 반송파 변조(multi-carrier modulation)와 DS/CDMA 방식을 결합한 것으로, 채널의 지연 분산보다 긴 보호 구간(guard interval)에 cyclic prefix를 추가하여 심볼 간 간섭과 인접채널 간 간섭을 없앨 수 있으며, 채널의 주파수 선택적 페이딩에 의한 왜곡을 단일 탭 등화기를 사용하여 보상할 수 있기 때문에 활발히 연구되고 있다.<sup>[2][3]</sup> 즉 MC-CDMA방식에서는 지연 확산보다 훨씬 긴 심볼로 구성된 N개의 협대역 부반송파(sub-carrier) 신호에 동일한 정보를 실어 전송하므로 고속 데이터 전송 시 무선통신에서 흔히 발생하는 심각한 심볼 간의 간섭을 없앨 수 있으며, 주파수 다이버시티 효과를 기대할 수 있고, FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있다<sup>[4][5]</sup>. 부가적인 주파수 스펙트럼 할당 없이 시스템의 용량을 증가 시키기 위하여 통신시스템에 공간분할 다중 접속(SDMA: spatial division multiple access)방식이 많이 사용되고 있다. 이 방식은 수신기에 적응 배열 안테나를 사용하여 공간적으로 분포된 사용자로부터 송신되는 신호를 공간적으로 필터링을 통해서 시스템의 성능을 향상시킨다. 최근에 이동통신 분야에 널리 이용되고있는 DS/CDMA 및 TDMA시스템에 이 방식을 적용하여 시스템의 용량 및 성능을 향상시킨 사례들이 발표되었다<sup>[6][7][8][9]</sup>. 공간분할 다중 접속방식에서 공간적인 필터링을 위해 필터의 계수를 적응적으로 갱신해야 한다. 시스템의 구조 및 적용된 무선접속 방식에 따

라 적응적 필터 갱신 기법이 여러 가지 있는데, 최근에 기준신호를 갖는 시스템에 적용된 LMS, RLS기법, 기준신호를 갖지 않는DS/CDMA시스템에 적용된 코드 필터링, CMA기법 등이 제안되었다<sup>[10][11][12]</sup>. 본 논문에서는 DS/CDMA, TDMA방식에 적응 배열 안테나를 적용한 것과는 달리, 고속 데이터 전송에 적합한 MC-CDMA방식에 적응 배열 안테나를 적용할 경우 필요한 적응적 필터 계수 갱신 기법을 유도하고 그 성능을 분석한다. 즉 MC-CDMA 수신단에 적응배열 안테나를 적용할 경우, 배열 엘리먼트로 입력된 신호를 FFT를 사용하여 다중 복조한 후, Hardamard 코드에 의해 구분된 사용자의 파이롯 심벌과 수신된 파이롯 신호의 오차를 주파수 영역에서 계산하고, 그 주파수 영역의 오차를 이용하여 시간영역의 필터 계수를 최적화시키는 MC-CDMA시스템에서의 적응 빔 형성 기법을 유도한다. 또한 기존 MC-CDMA 시스템에 제안된 적응 빔 형성기법을 적용할 경우 수렴특성과 성능 개선 효과를 모의 실험과 수학적 해석을 통하여 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 적응 배열 안테나를 갖는 최적의 빔 패턴을 형성하는 적응 알고리즘을 제안하고, III절에서는 수학적 모델링을 통하여 에러확률을 유도한다. IV절에서는 제안한 적응 빔 형성 기법을 사용하여 모의 실험을 수행한 후 그 결과와 해석적 결과에 대하여 논하며, V절에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. MC-CMDA 시스템에서의 적응 빔 형성 기법

적응 안테나 배열을 갖는 MC-CDMA시스템의 송수신기단 블록도가 그림1에 주어져 있다. 그림 1에 주어진 블록도를 기능별로 간단하게 기술하면 다음과 같다. 즉 입력 데이터 비트들은 변조기(modulator)를 통하여 심볼로 변환되고, 이 심볼은 파이롯 심벌과 다중화(multi-plexing) 된다. 여기서 파이롯 심벌은 일정한 간격을 갖는 sync용 부반송파에 실려 기준신호로 사용된다. 이러한 파이롯 심벌은 MC-CDMA 시스템에서 주파수 동기 및 채널 추정을 위해 사용되고 있는 파이롯 톤을 그대로 이용할 수도 있고, 적응 빔형성을 위해 새로운 파이롯 톤을 삽입할 수도 있다. 이러한 파이롯 심벌은 적응 배열 안테나에서 적절한 빔을 형성하게 하는 계수를 구하는데 사용된다. 다중화된 신호는 복사기를 통해 N개로 복사된 후 사

용자를 구분하는 Walsh Hadamard 코드에 의해 곱해져서 IFFT에 입력되어 N개의 부반송파에 의해 변조된 후 병/직렬 변환기와 D/A변환기를 통하여 송신된다. 여기서 보호 구간(guard interval)은 채널의 delay spread에 의한 심벌간 간섭을 방지하기 위하여 삽입되며 일반적으로 cyclic prefix를 사용한다. 무선 채널을 통과한 신호는 여러 개의 적응 배열 안테나로 구성된 수신단의 각 배열 엘리먼트로 수신된다. 공간적인 위상이 포함된 배열신호는 적절한 빔을 형성하기 위한 빔 형성기의 계수에 의해 각각 곱한 후 합해져서, 직/병렬 변환기 및 FFT를 통과한 후 Hadamard Wash correlator로 입력되며 이 때 데이터 신호는 모두 합해져서 복조기에서 원래의 신호로 복원되며, 파일럿 신호는 기준 파일럿 심벌에 원하는 사용자의 코드를 곱해진 신호와 비교하여 적절한 빔을 형성하게 하는 계수를 조정하는데 사용된다. 조정된 계수는 원하는 방향으로 빔을 형성함으로써 수신된 신호의 신호대 잡음비 및 신호대 간섭비를 향상시킨다.

m번째 사용자의 송신기에 입력된 주파수 영역의 호는  $y_m^k(n)$  IDFT를 거친 후 다음과 같은 시간영역 신호로 변환되어 전송된다.

$$x_m^k(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y_m^k(n) e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

여기서  $y_m^k(n)$ 은 m번째 사용자의 n번째 블록의 k번째 부반송파에 실리는 심벌을 나타내며 다음과 같이 정의된다.

$$y_m^k(n) = d_m(n) c_m^k(n) \quad (2)$$

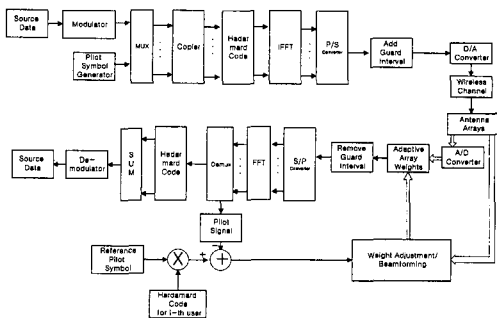


그림 1. 배열 안테나를 갖는 MC-CDMA 시스템의 블록도

여기서  $d_m(n)$ 은 m번째 사용자의 데이터,  $c_m^k(n)$ 은 m번째 사용자를 위한 Walsh Hadamard 코드,  $x_m(n)$ 은

m번째 사용자의 n번째 블록의 l번째 시간영역의 신호를 나타낸다. 식(1)을 식(2)에 대입하면 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$x_m^l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} d_m(n) c_m^k(n) e^{j2\pi kn/N} \quad (3)$$

위 식을 벡터형태 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{X}_m^H(n) = \mathbf{F}^H(n) \mathbf{Y}_m(n) \quad (4)$$

여기서

$$\mathbf{X}_m(n) = [x_m^0(n) \ x_m^1(n) \ \dots \ x_m^{N-1}(n)],$$

$$\mathbf{F}(n) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1X)/N} & \dots & e^{-j2\pi(1XN-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)X/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)X(N-1)/N} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Y}_m(n) = d_m(n) \begin{bmatrix} c_m^0(n) \\ c_m^1(n) \\ \vdots \\ c_m^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다. 여기서  $\mathbf{F}(n)$ 과  $\mathbf{F}^H(n)$ 은 DFT와 IDFT 연산행렬을 각각 나타내며, H는 Hermitian transpose를 의미한다. S개의 엘리먼트를 갖는 배열 안테나에 무선 채널을 통과하여 수신된 n번째 블록 신호  $\mathbf{V}(n)$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$\mathbf{V}(n) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{X}(n) + \mathbf{B}(n) \quad (5)$$

여기서

$$\mathbf{V}(n) = [\mathbf{v}^0(n) \ \mathbf{v}^1(n) \ \dots \ \mathbf{v}^{N-1}(n)]$$

$$= \begin{bmatrix} 0 \mathbf{v}^0(n) & 0 \mathbf{v}^1(n) & \dots & 0 \mathbf{v}^{N-1}(n) \\ 1 \mathbf{v}^0(n) & 1 \mathbf{v}^1(n) & \dots & 1 \mathbf{v}^{N-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S-1 \mathbf{v}^0(n) & S-1 \mathbf{v}^1(n) & \dots & S-1 \mathbf{v}^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}_0(\theta) \ \mathbf{a}_1(\theta) \ \dots \ \mathbf{a}_{M-1}(\theta)]$$

$$= \begin{bmatrix} 0 a_0(\theta) & 0 a_1(\theta) & \dots & 0 a_{M-1}(\theta) \\ 1 a_0(\theta) & 1 a_1(\theta) & \dots & 1 a_{M-1}(\theta) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S-1 a_0(\theta) & S-1 a_1(\theta) & \dots & S-1 a_{M-1}(\theta) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} x_0^0(n) & x_0^1(n) & \dots & x_0^{N-1}(n) \\ x_1^0(n) & x_1^1(n) & \dots & x_1^{N-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1}^0(n) & x_{M-1}^1(n) & \dots & x_{M-1}^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}(n) = [\mathbf{b}^0(n) \ \mathbf{b}^1(n) \ \dots \ \mathbf{b}^{N-1}(n)]$$

$$= \begin{bmatrix} {}^0b^0(n) & {}^0b^1(n) & \dots & {}^0b^{N-1}(n) \\ {}^1b^0(n) & {}^1b^1(n) & \dots & {}^1b^{N-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ {}^{S-1}b^0(n) & {}^{S-1}b^1(n) & \dots & {}^{S-1}b^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 각각 정의된다.  $\mathbf{V}(n)$ 은  $S$ 개의 배열 센서의 출력 신호 행렬이고,  $\mathbf{A}(\theta)$ 는 각 배열의 응답 행렬이며,  $\mathbf{B}(n)$ 은 부가백색 Gaussian 잡음(AWGN) 행렬이다.  $\mathbf{v}^l(n)$ 과  $\mathbf{b}^l(n)$ 은 각 엘리먼트에 수신된  $n$ 번째 블록 중  $l$ 번째 신호 벡터와 그 때의 잡음 신호 벡터를 나타낸다. 배열 엘리먼트를 통과한 신호 벡터에 적절한 빔 형성을 위한 계수를 곱한 후 그 결과를 합한 신호 벡터  $\mathbf{R}(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{W}^H(n)\mathbf{V}(n) \tag{6}$$

$$\mathbf{R}(n) = [r^0(n) \ r^1(n) \ \dots \ r^{N-1}(n)]$$

$$\mathbf{W}(n) = \begin{bmatrix} {}^0w \\ {}^1w \\ \vdots \\ {}^{S-1}w \end{bmatrix}$$

로 정의되며,  $\mathbf{W}(n)$ 은 최적의 빔 패턴 형성에 필요한 계수를 나타낸다. 수신된 시간 영역의 신호를 원래의 주파수 영역 신호로 복원하기 위해 변환된 신호는 다음과 같은 벡터 식으로 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{Y}}(n) = \mathbf{F}(n)\mathbf{R}^H(n) = \mathbf{F}(n)\{\mathbf{V}^H(n)\mathbf{W}(n)\} \tag{7}$$

여기서

$$\tilde{\mathbf{Y}}(n) = \begin{bmatrix} y^0(n) \\ y^1(n) \\ \vdots \\ y^{N-1}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_0^0(n) + y_1^0(n) + \dots + y_{M-1}^0(n) \\ y_0^1(n) + y_1^1(n) + \dots + y_{M-1}^1(n) \\ \vdots \\ y_0^{N-1}(n) + y_1^{N-1}(n) + \dots + y_{M-1}^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다.

적절한 빔 패턴 형성에 필요한 계수를 구하기 위해  $m$ 번째 사용자가 송신한 파이롯 심벌과 수신한 파이롯 신호사이의 평균제곱오차 (mean square error)는 주파수 영역에서 다음 식으로 표현된다.

$$E[e^2(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} E[|e^i(n)|^2] = \sum_{n=0}^{N-1} E\left[ \left| y_m^i(n) - \tilde{y}^i(n) \right|^2 \right] \\ = \sum_{n=0}^{N-1} E\left[ \left| d_m(n)c_m^i(n) - \tilde{y}^i(n) \right|^2 \right] \tag{8}$$

식(8)을 벡터로 표현하면 다음과 같다.

$$E[e^2(n)] = E[\mathbf{E}_e^H(n)\mathbf{E}_e(n)] \tag{9}$$

여기서

$$\mathbf{E}_e(n) = \mathbf{Y}_m(n) - \tilde{\mathbf{Y}}(n)$$

$$\mathbf{E}_e(n) = \begin{bmatrix} e^0(n) \\ e^1(n) \\ \vdots \\ e^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다. 마찬가지로 방법으로 시간 영역에서 평균 제곱 오차를 정의하면 다음과 같다.

$$E[e^2(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} E[|e_m^i(n)|^2] = \sum_{n=0}^{N-1} E\left[ \left| g_m^i(n) - \tilde{u}^i(n) \right|^2 \right] \\ = E[\mathbf{E}_e^H(n)\mathbf{E}_e(n)] \tag{10}$$

여기서

$$\mathbf{E}_e(n) = \mathbf{G}_m(n) - \tilde{\mathbf{U}}(n)$$

$$\mathbf{E}_e(n) = \begin{bmatrix} e^0(n) \\ e^1(n) \\ \vdots \\ e^{N-1}(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}_m(n) = \begin{bmatrix} g_m^0(n) \\ g_m^1(n) \\ \vdots \\ g_m^{N-1}(n) \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{U}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{u}_0^0(n) + \tilde{u}_1^0(n) + \dots + \tilde{u}_{M-1}^0(n) \\ \tilde{u}_0^1(n) + \tilde{u}_1^1(n) + \dots + \tilde{u}_{M-1}^1(n) \\ \vdots \\ \tilde{u}_0^{N-1}(n) + \tilde{u}_1^{N-1}(n) + \dots + \tilde{u}_{M-1}^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

정의된다.  $\mathbf{E}_e(n)$ 은 파이롯 신호의 오차 벡터,  $\mathbf{G}_m(n)$ 은  $m$  번째 사용자를 위한  $n$ 번째 블록의 기준 파이롯 신호 벡터,  $\tilde{\mathbf{U}}(n)$ 은  $n$ 번째 블록의 수신된 파이롯 신호 벡터이다. 시간영역에서 파이롯 신호의 오차 벡터  $\mathbf{E}_e(n)$ ,  $m$  번째 사용자를 위한 기준 파이롯 신호 벡터  $\mathbf{G}_m(n)$ , 수신된 파이롯 신호 벡터  $\tilde{\mathbf{U}}(n)$ 과 주파수 영역에서 파이롯 신호의 오차 벡터  $\mathbf{E}_e(n)$ , 기준 파이롯 신호 벡터  $\mathbf{Y}_m(n)$ , 수신된 파이롯 신호 벡터  $\tilde{\mathbf{Y}}(n)$ 의 관계는 다음 식으로 각각 정의 된다.

$$\mathbf{E}_e(n) = \mathbf{F}^H(n)\mathbf{E}_r(n) \tag{11}$$

$$\mathbf{G}_m(n) = \mathbf{F}^H(n)\mathbf{Y}_m(n) \tag{12}$$

$$\tilde{\mathbf{U}}(n) = \mathbf{F}^H(n)\tilde{\mathbf{Y}}(n) \tag{13}$$

시간영역에서 최적의 빔 패턴 형성을 위해 계수를 조정하는 complex LMS알고리즘을 위한 수식은 다음과 같이 표현된다<sup>[13]</sup>.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial \mathbf{W}^*}$$

$$= \mathbf{W}(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} \mathbf{E}_e(n) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{e}^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} &= \frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n) \mathbf{E}_e(n)}{\partial \mathbf{W}^*} \\ &= \frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} \frac{\partial \mathbf{E}_e^H(n) \mathbf{E}_e(n)}{\partial \mathbf{E}_e^i(n)} = 2 \frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} \mathbf{E}_e(n) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial w_{\text{real}}^0} + j \frac{\partial}{\partial w_{\text{imag}}^0} \\ \frac{\partial}{\partial w_{\text{real}}^1} + j \frac{\partial}{\partial w_{\text{imag}}^1} \\ \vdots \\ \frac{\partial}{\partial w_{\text{real}}^{S-1}} + j \frac{\partial}{\partial w_{\text{imag}}^{S-1}} \end{bmatrix} \mathbf{E}_e(n)$$

정의된다. 시간영역의 오차와 주파수 영역의 오차와의 관계는 다음식으로 주어진다.

$$\mathbf{E}_e(n) = \mathbf{G}_m(n) - \tilde{\mathbf{U}}(n) = \mathbf{G}_m(n) - \mathbf{V}^H(n) \mathbf{W}(n) \quad (15)$$

식(15)을  $\mathbf{W}^*$ 에 대하여 gradient를 취하면 다음 식이 된다.

$$\frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} = -\mathbf{V}(n) \quad (16)$$

최종적으로 식(14)에 식(11), (12), (16)을 대입하여 정리하면 최적의 빔 형성을 위한 계수갱신 식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_e^i(n)}{\partial \mathbf{W}^*} \mathbf{E}_e(n) \\ = \mathbf{W}(n) + 2\mu \mathbf{V}(n) \mathbf{F}^H(n) (\mathbf{Y}_m(n) - \tilde{\mathbf{Y}}(n)) \end{aligned} \quad (17)$$

현재 널리 사용되는 적응 알고리즘에서 필터계수와 오차의 갱신은 일반적으로 동일한 시간영역 또는 주파수 영역에서 이루어진다. 그러나 본 논문에서는 식(17)에서 나타난 바와 같이 먼저 주파수 영역에서 파이프 신호의 오차를 구하고, 이 오차를 시간 영역으로 변환한 후, 이 값을 이용하여 최적의 빔을 형성하기 위해 필요한 계수를 시간 영역에서 갱신한다.

### III. 적응 배열 안테나 갖는 MC-CDMA 시스템에서 성능분석

적응 배열 안테나를 가진 MC-CDMA 시스템에서 성능을 분석하기 위하여 각 배열 엘리먼트에 수신된 신호는 좀 더 상세히 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{v}^i(n) = \sum_{m=0}^{M-1} d_m(n) \mathbf{a}_m(\theta) \sum_{k=0}^{N-1} \rho_m^k c_m^k(n) e^{j2\pi k i / N} + \mathbf{b}^i(n) \quad (18)$$

여기서  $\rho_m^k$ 는  $m$ 번째 사용자를 위한 가우시안 랜덤 진폭을 나타낸다. 각 배열 엘리먼트에서 수신된 신호

는 빔 패턴을 형성하기 위한 계수에 의해 곱해진 후 합해져서 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$r^i(n) = \mathbf{W}^H(n) \mathbf{v}^i(n) = \sum_{m=0}^{M-1} d_m(n) \mathbf{W}^H \mathbf{a}_m(\theta) \sum_{k=0}^{N-1} \rho_m^k c_m^k(n) e^{j2\pi k i / N} + \mathbf{W}^H \mathbf{b}^i(n) \quad (19)$$

식 (19)를 FFT변환하여 정리하면 다음 식으로 주어진다.

$$y^{-i}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} r^i(n) e^{-j2\pi i i / N} = \sum_{m=0}^{M-1} d_m(n) \mathbf{W}^H \mathbf{a}_m(\theta) \rho_m^i c_m^i(n) + \mathbf{W}^H \mathbf{p}^i(n) \quad (20)$$

여기서  $\mathbf{p}^i(n) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{b}^i e^{-j2\pi i i / N}$  이며, 이는 주파수 영역의 잡음을 나타낸다. 전절에서 기술한 바와 같이 기준 파이프 심벌을 이용한 LMS알고리즘에 의해 원하는 사용자에게 beamforming 된 경우 최적 계수는 다음과 같이 주어진다<sup>[14]</sup>.

$$\mathbf{W}^H = \mathbf{W}_{opt}^H = \mathbf{a}_0^H(\theta) / S \quad (21)$$

그리고 원하는 사용자에게 최적의 빔 패턴이 형성하는 계수가 식(21)으로 표현될 때, post-correlation 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} z_0 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y^{-i}(n) c_0^i(n) \\ &= d_0(n) \mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{a}_0(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} \rho_0^i / N \\ &= \sum_{m=1}^{M-1} d_m(n) \mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{a}_m(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} \rho_m^i c_m^i(n) c_0^i(n) / N \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{p}^i(n) c_0^i \end{aligned} \quad (22)$$

위 식의 각 항을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$z_{0a} = d_0(n) \sum_{i=0}^{N-1} \rho_0^i / N \quad (23)$$

$$z_{0int} = \sum_{m=1}^{M-1} d_m(n) \frac{\mathbf{a}_0^H(\theta) \mathbf{a}_m(\theta)}{S} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_m^i c_m^i(n) c_0^i(n) / N \quad (24)$$

$$z_{0noise} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{\mathbf{a}_0^H(\theta)}{S} \mathbf{p}^i(n) c_0^i \quad (25)$$

여기서 첫 번째 항은 원하는 사용자로부터의 신호, 두 번째 항은 다른 사용자로부터의 간섭 신호, 마지막 항은 잡음 성분을 나타낸다.  $d_0(n) = -1$ 로 주어질 경우 오류가 일어날 확률은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \Pr\left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_0^i < z_{0int} + z_{0noise}\right) \\ = \int_{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_0^i}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_{int}^2 + \sigma_n^2)}} e^{-\frac{y^2}{2(\sigma_{int}^2 + \sigma_n^2)}} dy \end{aligned} \quad (26)$$

식 (26)에서 다른 사용자에 의한 간섭신호의 평균과

분산은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E\{z_{0im}\} = 0,$$

$$\sigma_{im}^2 = E\left[\sum_{m=1}^{M-1} d_m^2(n) \left\| \frac{\mathbf{a}_0 \mathbf{a}_m}{S} \right\|^2 \sum_{i=0}^{N-1} \{\rho_{im}^i c_m^i(n) c_0^i(n)/N\}^2\right] \quad (27)$$

식 (27)에서 빔 패턴에 의한 간섭 양을 결정하는

$\left\| \frac{\mathbf{a}_0 \mathbf{a}_m}{S} \right\|^2$  을 성공 확률  $\alpha = B/2$  값을 갖는 이항 분포로 근사화 할 수 있다. 여기서 B는 유효 안테나 빔 폭 (effective beamwidth)이 된다. 따라서 다른 사용자로부터의 간섭에 대한 분산은 다음 같이 주어진다.

$$\sigma_{im}^2 = \frac{(M-1)}{N^2} \alpha \bar{Q}_m \quad (28)$$

여기서  $\bar{Q}_m = NE\{[\rho_{im}^i]^2\}$  또한 잡음의 평균과 분산은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E\{z_{0noise}\} = 0, \quad \sigma_{noise}^2 = \frac{N\sigma}{SN} \quad (29)$$

위에서 구한 다른 사용자 간섭에 의한 분산 식(28)와 잡음 분산 (29)식을 에러를 결정하는 식(26)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 에러 확률을 구할 수 있다.

$$\Pr\left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{oi} < z_{0im} + z_{0noise}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{oi}\right)^2}{\frac{(M-1)}{N^2} \alpha \bar{Q}_m + \frac{N\sigma}{NS}}}\right] \quad (30)$$

LLN(Law of Large Number)를 이용하면<sup>[15]</sup>

$$\left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} E[\rho_{oi}]\right) = N * \bar{Q}_o \quad (31)$$

여기서  $\bar{Q}_o = NE^2[\rho_{oi}]$  이다.

따라서 에러 확률을 구하는 식은 다음과 같이 표현 된다.

$$\Pr(\text{error}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{\frac{S \bar{Q}_o}{2 N \sigma}}{\alpha \frac{(M-1)}{N} \bar{Q}_m + 1}}}\right] \quad (32)$$

#### IV. 모의 실험

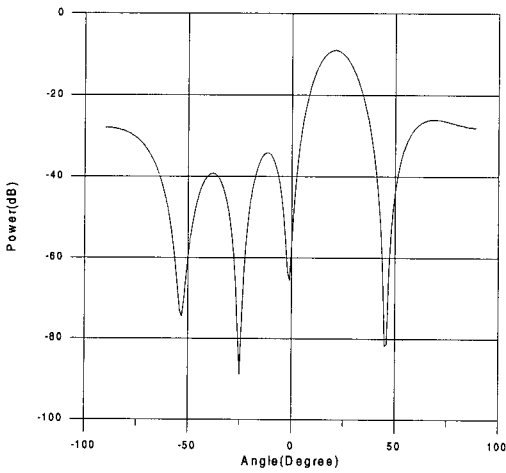
본 절에서는 적응 배열 안테나를 갖는 MC-CDMA 시스템에 II절에서 제안한 적응 빔 형성 알고리즘을 적용할 경우 시스템의 성능을 III절에서 유도한 해석적 결과와 모의실험을 통하여 분석한다. 본 모의 실험

에서는 부반송파 수(N)는 32로 하였으며, 수신단에 적응 배열 안테나의 엘리먼트가 S개 있어 신호를 수신한다고 가정하였다. 여기서 사용된 배열 안테나는 선형 배열 안테나이며 배열 안테나 사이의 간격은  $\lambda/2$ 로 가정하였다. 그림 2에서는 제안된 알고리즘에 의해 오차가 최소값으로 수렴하여 빔 형성을 위한 계수가 최적화 되었을 때 빔 패턴을 보여준다. 그림 2 (a)는 S=5이고 원하는 사용자로부터 수신된 신호의 DOA가 20 °이고, 다른 사용자로부터 수신된 신호의 DOA가 각각 66 °, -22 °, 0 °, 44 °일 때 형성된 빔 패턴을 보여준다. 이 그림으로부터 제안된 적응 빔 형성 알고리즘을 적용할 때 원하는 사용자에게 정확히 빔 형성되고 다른 사용자의 방향에 null이 발생됨을 알 수 있다. 그림 2 (b)는 30명의 간섭신호가 임의의 DOA로 수신되고 원하는 사용자로부터 수신된 신호의 DOA가 -30 °일 때 형성된 빔 패턴을 보여준다. 그림 3은 제안된 적응 빔 형성 알고리즘에서  $\mu$  (step size)가 변화할 때 학습곡선(learning curve)을 보여준다. 이 그림에서는 값이 0.001에서 0.01로 증가할 때 오차의 수렴 속도는 빨라지며 MSE가 약 17dB로 수렴하는 것을 보여준다. 그림 4는 적응 배열 안테나를 갖는 MC-CDMA 시스템에서 (a)  $E_b/N_o=5\text{dB}$ , (b)  $E_b/N_o=7\text{dB}$  이고 엘리먼트 수가 변화할 때, 각각의 비트 오류율을 모의실험을 통하여 구한 결과를 보여준다. 이 그림으로부터 제안된 적응빔 형성 알고리즘이 적용될 경우 원하는 사용자에게 빔이 형성되어 원하는 사용자의 신호는 수신되고 다른 사용자의 간섭신호는 제거 되어 비트 오류율이 크게 향상되며 또한 엘리먼트 수가 증가 될수록 비트 오류율이 더 많이 향상됨을 알 수 있다. 그림 5는 (a)  $E_b/N_o=5\text{dB}$ 이며 엘리먼트 수가 3, (b)  $E_b/N_o=7\text{dB}$ 이며 엘리먼트 수가 3, (c)  $E_b/N_o=5\text{dB}$ 이며 엘리먼트 수가 5, (d)  $E_b/N_o=7\text{dB}$ 이며 엘리먼트 수가 5일 때 모의실험을 통하여 구한 비트 오류율과 해석적인 방법에 의해 구한 비트 오류율과 비교한 결과를 사용자 수의 변화에 따라 보여준 것이다. 이 그림으로부터 모의실험에서 구한 결과와 해석적 결과와 어느 정도 서로 일치함을 확인할 수 있다.

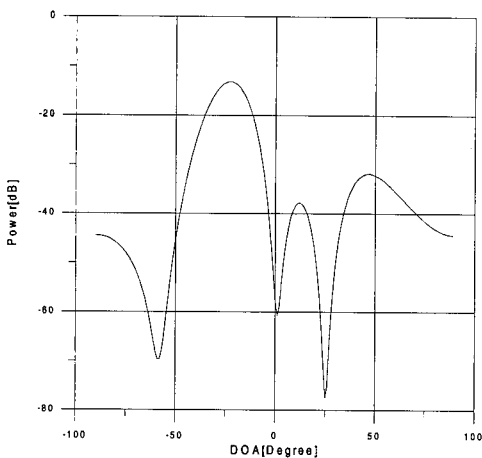
#### V. 결 과

본 논문에서는 배열 안테나를 갖는 MC-CDMA 시스템에 원하는 사용자의 파이롯 톤을 기준신호로 하여 주파수영역에서 오차를 계산하고, 그 주파수 영역의 오차를 이용하여 시간영역의 빔 형성 계수를 최적화

시키는 MC-CDMA 시스템에서의 적응 빔 형성 알고리즘을 제안하고 이를 확인하기 위하여 모의 실험과 해석적인 방법을 수행하였다. 제안된 알고리즘으로 모의 실험을 수행한 결과 원하는 사용자에게 최적의 빔이 형성되었고 간섭신호 대해서는 널이 형성되었다. 이에 따라 추가적인 대역폭 사용 없이 신호대 잡음비를 증가시킴으로써 비트 오류율이 크게 향상됨을 알 수 있었다. 향후 과제로는 도플러에 의한 페이딩을 갖는 무선채널 환경에서 제안된 적응 빔 형성 기법의 성능분석등이 있다.



(a) 원하는 사용자의 DOA : 20, 간섭신호의 DOA : -66°, -22°, 0°, 44° (사용자 수: 5)



(b) 원하는 사용자의 DOA : -30° 간섭신호의 DOA : 임의의 각도(사용자 수: 30)

그림 2. 제안된 적응빔 형성기법을 사용시 MC-CDMA 시스템의 빔 패턴

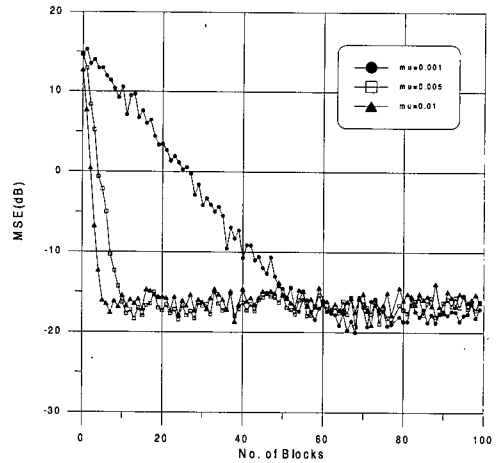
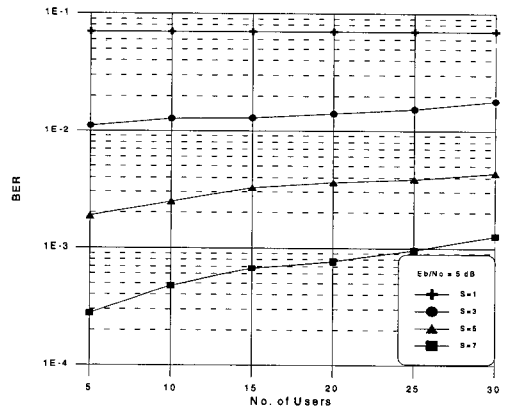
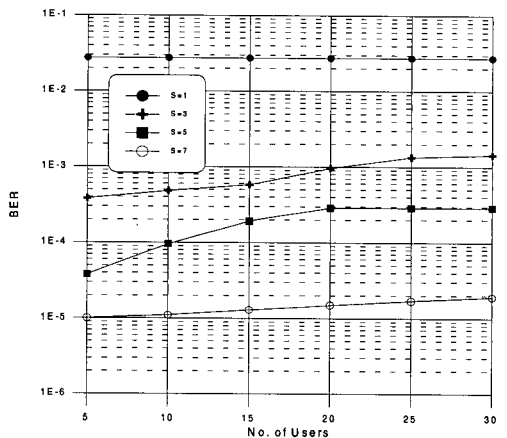


그림 3.  $\mu$ 가 변화할 때, MC-CDMA 시스템을 위한 적응빔 형성 알고리즘의 학습곡선

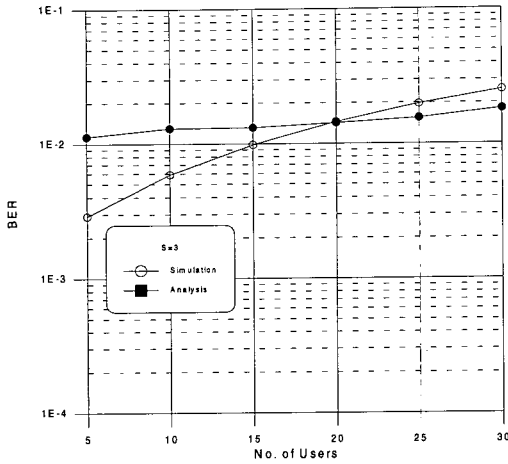


(a)  $E_b/N_0 = 5$  dB

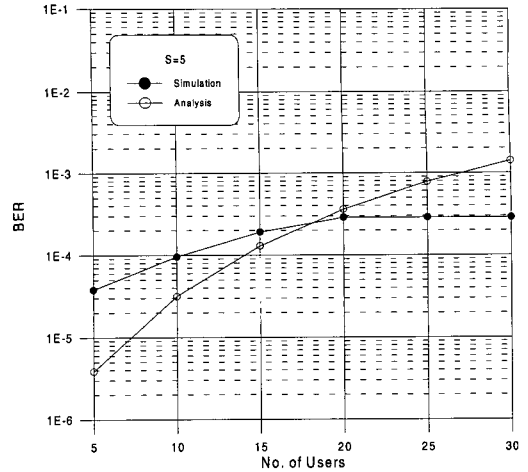


(b)  $E_b/N_0 = 7$  dB

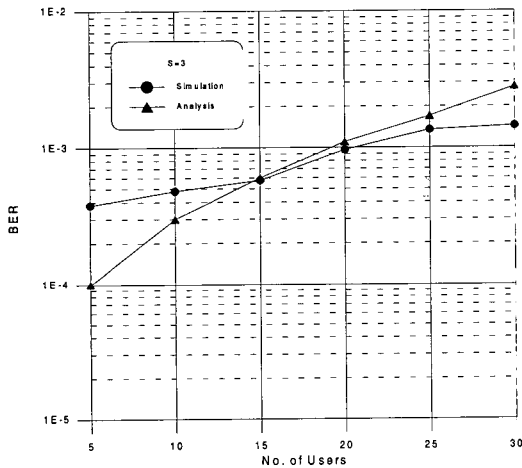
그림 4. 배열안테나를 가진 MC-CDMA 시스템의 오류율



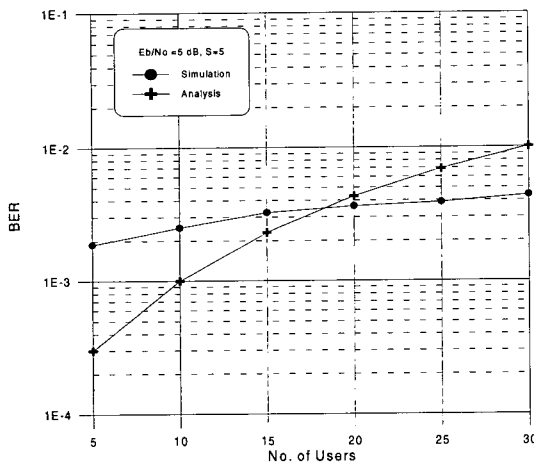
(a) Eb/No = 5 dB, S=3



(d) Eb/No = 7 dB, S=5



(b) Eb/No = 7 dB, S=3



(c) Eb/No = 5 dB, S=5

그림 5. 적응배열안테나를 가진 MC-CDMA 시스템의 오류율: 모의 실험결과와 해석적 결과

### 참고 문헌

- [1] K.S Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. Viterbi, L. A Weaver, and C. Wheatly, On the capacity of a cellular CDMA system, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol 40, no 2, pp. 303-312, May 1991.
- [2] N. Yee, J-P. Linnartz, and G. Fettweis, Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks, *Proc. of PIMRC93*, pp. 109-113, Yokohama, Sep. 1993.
- [3] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting, *IEEE Commun. Magazine*, vol. 33, pp100~109, Feb. 1995.
- [4] Shinuke Hara and Ramjee Prasad, DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for mobile multimedia communications, *Proc. of VTC96*, Atlanta, pp. 1106~1110, Apr. 1996.
- [5] Essam A. Sourour and Masao Nakagawa, Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel, *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, no. 3 pp. 356~367 Mar. 1996.
- [6] George V. Tsoulos, Mark A. Beach and Simon C. Swales, Performance Enhancement of DS-CDMA microcellular networks with adap-



