

Pre-FFT 빔 형성기를 가진 OFDM 시스템에서 적응 빔 형성 기법

정회원 김 찬 규*

Adaptive beamforming algorithm for an OFDM system with Pre-FFT beamformer

Chan Kyu Kim* *Regular Member*

요 약

이 논문에서는 복잡도를 감소시키고 성능 향상시키는 적응 배열 안테나를 가진 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법을 제안한다. 각 배열 안테나에 수신된 신호를 먼저 적응 빔 형성기에서 처리 한 후, FFT복조를 수행하므로 여러 개의 배열 안테나 구조에서 한 개의 FFT 처리기(Pre-FFT beamformer)를 사용하기 때문에 제안된 시스템의 복잡도는 크게 감소된다. 이 구조를 위해 제안된 적응 빔 형성기법은 오차를 주파수 영역에서 계산하고, 그 주파수 영역의 오차를 이용하여 시간영역의 빔 형성 계수를 갱신하므로써 유도된다. OFDM 시스템에 제안된 Pre-FFT 빔 형성기 구조와 적응 빔 형성기법을 적용할 경우 수렴특성과 성능 개선 효과(배열안테나 수가 5일 때 10dB이득)를 다중경로 채널에서 모의 실험을 통하여 확인한다.

ABSTRACT

In this paper, a new pre-fast Fourier transformation (FFT) adaptive beamformer and algorithm is proposed for an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system with an adaptive array antenna. The proposed pre-FFT beamforming algorithm for OFDM system can significantly improve BER performance and reduce complexity as the proposed algorithm requires only one processor. The proposed algorithm for adaptive beamforming in an OFDM system is derived, by calculating the error signals in the frequency domain, updating the filter coefficients of the adaptive beamformer in time-domain by using the error signal. BER performance improvement and convergence behavior of the proposed approach are investigated through computer simulation by applying it to the conventional OFDM system in multipath fading channel.

1. 서 론

최근 이동통신에서는 멀티미디어 시대의 도래로 사용자에게 기존의 2세대 디지털 이동통신 서비스에서 제공되는 음성 위주의 서비스에서 고품질의 다양한 멀티미디어 데이터 위주의 서비스 제공하는 형태로 변해가고 있으며, 또한 3세대 이후에는 유무선 망이 통합되는 개념으로 이동성의 증가와 초고

속 및 대용량의 데이터 전송이 요구된다. 따라서 이를 만족하기 위해 4세대 이동통신에서 데이터는 이동 중에도 유선 망에서 제공되는 수준의 초고속의 전송속도를 가져야 한다^{[1][2][3]}. 이와 같이 초고속 및 대용량의 데이터를 전송하기 위해 기존의 CDMA (code division multiple access)를 사용하는 단일 반송파 변조 방식을 사용할 경우, 다중 사용자 간섭 및 다중 경로 간섭 등에 의하여 수용 가능한 사용

* 한밭대학교 전기전자제어공학부 (ckkim@hanbat.ac.kr),

논문번호 : 020301-0715, 접수일자 : 2002년 7월 15일

※ 이 논문은 2002년도 한밭대학교 교내학술 연구비를 지원 받았음

자의 용량에 제한을 받으며, 또한 CDMA 방식에 고 전송효율을 갖는 QAM 변조방식을 적용할 경우, 새로운 다중경로 간섭에 의한 수신기 하드웨어 복잡도가 크게 증가하게 된다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 최근에 활발히 연구되고 있는 방식이 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식이다^{[4][5][6]}. OFDM 방식은 단일반송파를 이용한 전송방식과는 달리 일련의 데이터 시퀀스를 변조에 사용되는 부반송파의 수만큼 병렬화하고 각 병렬 데이터로 해당 부반송파를 변조시킴으로써, 전체 데이터 전송속도는 원래의 높은 전송속도를 유지하면서 각 부반송파를 포함하는 부채널(subchannel)에서의 심볼주기는 부반송파의 수만큼 길어지게 한다. 따라서 주파수 선택적인 다중경로 페이딩 채널이 각 부채널의 관점에서는 주파수 비선택적인 채널로 근사화 되므로 이에 의해 발생한 왜곡은 수신단에서 간단한 수신기 구조를 사용하여 쉽게 보상할 수 있게 된다. 또한, 인접한 OFDM 심볼 사이에는 채널의 지연확산(delay spread)보다 긴 cyclic prefix를 보호구간(guard interval)에 삽입하여 ISI와 함께 채널간 간섭(inter-channel interference: ICI)을 쉽게 제거할 수 있으며, QAM(quadrature amplitude modulation) 변조 방식을 사용해도 성능 저하가 거의 없다. 또한 송수신단에서 복수의 반송파를 변/복조하는 과정이 각각 IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform)와 DFT(Discrete Fourier Transform)를 수행한 것과 같은 결과가 되어 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있다. 이와 같이 OFDM 방식은 초고속 데이터 전송과 주파수 효율이 얻을 수 있어 4세대 이동통신에 적용하려는 논의가 활발히 진행되고 있다^{[7][8][9]}. 한편 1990년 초에 배열 안테나에 신호처리가 결합된 형태의 적응 배열 안테나(스마트 안테나)를 이동통신 분야 적용하려는 연구가 시작 되었다^{[10][11]}. 이동통신 시스템에 적응 배열 안테나가 적용될 경우, 공간적 시간적 신호처리를 통해서 원하는 신호에 대해서는 빔이 형성되고 수신된 방향과 다르게 지연되어 도착된 다경로 신호 및 간섭신호에 대해서는 널(null)빔이 형성되어 지연된 다경로 및 간섭 신호의 영향을 감소시키므로 해서 부가적인 스펙트럼 할당 없이 성능이 크게 향상된다. 적응 배열 안테나를 갖는 이동통신 시스템의 구조는 수신된 신호를 처리하여 송신기의 공간적 위치를 파악하는 위치 추정단과 추정된 신호의 신호대 잡음비 및 신호대 간섭을 최대화 할 수

있도록 적절한 빔을 형성시켜주는 적응 빔 형성단으로 구성되어 있다. 여기에서 적응 빔 형성단의 계수는 공간적으로 분포된 사용자로부터 송신되는 신호를 공간적으로 필터링을 하기위해 적응적으로 갱신되어야 하는데, 이를 위해 여러 가지 신호처리 기법들이 이용되고 있다. 예를 들면, 기준신호를 갖는 시스템의 경우는 LMS(least mean square), RLS(recursive least mean square), DMI(direct matrix inverse) 기법 등이며, 기준신호를 갖지 않은 시스템의 경우는 코드 필터링 기법, CMA(constant modulus algorithm)기법 등이 있다. 이와 같은 적응 배열 안테나를 TDMA(time division multiple access) 및 CDMA 방식의 2세대 디지털 이동통신 시스템에 적용하여 시스템의 성능을 크게 향상시킨 연구사례가 발표되었고 3세대 IMT-2000 시스템에도 적용하기 위한 연구가 진행되고 있다^{[12][13][14]}. 최근에 OFDM 방식이 초고속 데이터 전송이 요구되는 4세대 이동통신에 적용될 중요한 접속방식 중에 하나로 크게 대두됨에 따라, OFDM 방식에서 성능을 향상 시키기 위한 연구들이 진행 되고 있는데, 그 중에 수신기에 적응배열 안테나, 다이버시티 수신기를 사용하는 사례가 발표되었다^{[15][16]}. 전자의 제안된 구조(Post-FFT 적응 배열안테나)에서는 성능은 크게 개선되었으나, 각 배열 안테나 마다 FFT를 사용함에 따라 수신기 구조가 매우 복잡해졌으며(Post-FFT 적응 배열안테나), 후자 경우는 각 다이버시티 수신기에 수신된 신호를 먼저 결합한(combining) 후 FFT를 수행함으로써 수신기의 복잡도를 많이 감소시켰다(Pre-FFT space diversity).

본 논문에서는 적응배열 안테나를 가진 OFDM 시스템에서 복잡도를 감소시키는 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법을 제안하고 그 성능을 분석한다. 즉 각 배열 안테나에 공간적인 정보를 가지고 수신된 신호는 먼저 적응 빔 형성기에서 처리된 후, FFT가 수행되어 여러 개의 배열 안테나가 있어도 한 개의 FFT 처리기 만 필요하기 때문에 제안된 시스템의 복잡도는 크게 감소된다. 이 구조를 위해 제안된 적응 빔 형성 기법은 파이롯 심볼과 수신된 신호의 오차를 주파수 영역에서 계산하고, 그 주파수 영역 오차신호를 시간영역 오차신호로 변환한 뒤, MMSE(minimizing mean square error)가 최소가 되는 방향으로 적응 빔 형성기의 계수를 갱신함으로써 유도된다. 또한 Pre-FFT beamformer 가진 OFDM 시스템에 제안된 적응 빔 형성기법을 적용할 경우 수렴특성과 성능 개선 효

과를 다중 경로 무선채널에서 모의 실험을 통하여 분석한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템을 모델링하고, III절에서는 최적의 빔 패턴을 형성하는 적응 빔 형성기법을 유도한다. IV절에서는 II절과 III절에서 제안한 적응 빔 형성 기법을 사용하여 모의 실험을 수행한 뒤 그 결과에 대하여 논하며, V절에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

II. Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템

Pre-FFT 적응 빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템의 송수신기 전체 블록도가 그림 1에 주어져 있다. 그림 1에 주어진 블록도를 기능별로 간단하게 기술하면 다음과 같다. 즉 송신기에서 주파수 영역의 입력 데이터 비트들은 QAM 변조기를 통하여 심벌로 변환되고, 이 심벌은 파이롯 심벌과 다중화 된다. 파이롯 심벌은 일반적인 OFDM 시스템에서 주파수 동기 및 채널을 추정하기 위하여 사용되지만 여기서는 Pre-FFT 적응 빔 형성기의 계수를 구하는데 이용된다. 다중화된 신호는 직/병렬 변환기를 통해 N개의 심벌로 구성된 한 개의 블록을 형성하게 되며, 이 N개의 주파수 영역의 심벌은 IFFT에 의해 시간 영역의 신호로 변환된 뒤 병/직렬 변환기와 D/A 변환기를 통하여 송신된다. 여기서 다중 경로에 의한 채널의 지연확산으로 발생하는 심벌간 간섭을 방지하기 위하여 보호 구간이 삽입되는데 여기서는 cyclic prefix를 사용한다. 다중 경로의 무선채널을 통과한 전송된 신호는 여러 개의 적응 배열 안테나로 구성된 수신단의 각 배열 안테나에 공간적인 위상을 갖고 도착된다. 공간적인 위상이 포함된 배열 신호는 적절한 빔을 형성하기 위한 빔 형성기의 계수에 의해 각각 곱한 뒤 합해지고, 삽입된 보호 구

간이 제거되어져서, FFT에 의해 다시 주파수 영역의 신호로 변환 된 후 역다중화에 의해 데이터 심벌과 파이롯 신호로 분리 되고, 분리된 데이터 심벌은 QAM 디코더를 통하여 복원된다. 그리고 분리된 파이롯 신호는 Pre-FFT 빔 형성기의 계수를 갱신하기 위하여 이용된다. 즉 수신된 파이롯 신호와 기준 파이롯 심벌사이의 오차신호가 주파수 영역에서 계산된 후, IFFT에 의해 시간 영역의 오차 신호로 변환된다. 이 오차 신호가 최소가 되도록 Pre-FFT 빔 형성기의 계수가 시간영역에서 갱신되어 적절한 값을 갖게 되면 원하는 경로로 빔이 형성되고 간섭경로로는 널(null)빔 형성된다. 그러므로 Pre-FFT 빔 형성기를 가진 OFDM 시스템에서 수신된 신호의 오류율은 다중경로에 의한 간섭을 줄임으로서 크게 향상된다. 데이터와 파이롯 심벌로 구성된 N개의 다중화된 주파수 영역의 심벌 $y_k(n)$ 은 IFFT를 거친 뒤 다음과 같은 시간영역 심벌로 표현 된다.

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

여기서 $y_k(n)$ 은 n번째 블록의 k번째 부반송파에 실리는 심벌을 나타내며, $x_m(n)$ 은 n번째 블록의 m번째 시간영역의 신호를 나타낸다. 위 식을 벡터형태 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{X}(n) = \mathbf{F}^H \mathbf{Y}(n) \quad (2)$$

여기서

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} x_0(n) \\ x_1(n) \\ \vdots \\ x_{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1)X/N} & \dots & e^{-j2\pi(1)(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)X/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Y}(n) = \begin{bmatrix} y_0(n) \\ y_1(n) \\ \vdots \\ y_{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다. F와 F^H 은 FFT와 IFFT 연산행렬을 각각 나타낸다. H는 Hermitian 변환를 의미한다. S개의 배열 안테나 수신기에 다중 경로 무선 채널을 통과하여 수신된 n번째 블록 신호 $\mathbf{V}(n)$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$\mathbf{V}(n) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{X}_1^T(n) + \mathbf{B}(n) \quad (3)$$

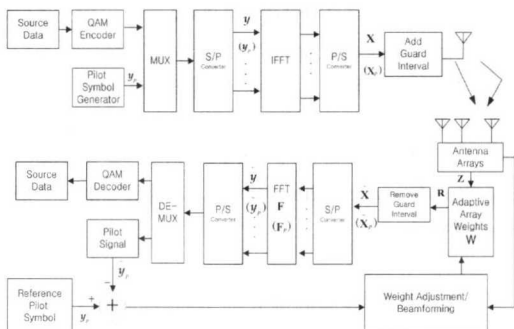


그림 1. Pre-FFT 빔형성기를 갖는 OFDM시스템의 블록도

여기서

$$\mathbf{V}(n) = \begin{bmatrix} v_0^0(n) & v_1^0(n) & \cdots & v_{N-1}^0(n) \\ v_0^1(n) & v_1^1(n) & \cdots & v_{N-1}^1(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_0^{S-1}(n) & v_1^{S-1}(n) & \cdots & v_{N-1}^{S-1}(n) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}(\theta) = \begin{bmatrix} a_0(\theta_0) & a_1(\theta_0) & \cdots & a_{L-1}(\theta_0) \\ a_0(\theta_1) & a_1(\theta_1) & \cdots & a_{L-1}(\theta_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_0(\theta_{S-1}) & a_1(\theta_{S-1}) & \cdots & a_{L-1}(\theta_{S-1}) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{X}_L(n) = \begin{bmatrix} x_0^0(n) & x_1^0(n) & \cdots & x_{N-1}^{L-1}(n) \\ x_0^1(n) & x_1^1(n) & \cdots & x_{N-1}^{L-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_0^{S-1}(n) & x_1^{S-1}(n) & \cdots & x_{N-1}^{L-1}(n) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}(n) = \begin{bmatrix} b_0^0(n) & b_1^0(n) & \cdots & b_{N-1}^0(n) \\ b_0^1(n) & b_1^1(n) & \cdots & b_{N-1}^1(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_0^{S-1}(n) & b_1^{S-1}(n) & \cdots & b_{N-1}^{S-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다. $\mathbf{V}(n)$ 은 S 개의 배열 안테나의 출력 신호행렬이고, $\mathbf{A}(\theta)$ 는 다중 경로의 DOA(Directional of arrival)를 가진 각 배열의 응답 행렬이다. 또한 $\mathbf{X}_L(n)$ 과 $\mathbf{B}(n)$ 은 L 개의 다중 경로를 거쳐서 수신된 신호 행렬과 부가백색 정규 잡음(AWGN) 행렬을 각각 나타낸다. $v_m^s(n)$, $x_m^l(n)$ 는 s 번째 배열안테나로 수신된 n 번째 블록 중 m 번째 잡음이 포함된 신호와 l 번째 다중 경로를 거친 n 번째 블록 중 m 번째 신호를 각각 나타낸다. 배열 안테나를 통과한 신호 벡터에 적절한 빔 형성을 위한 pre-FFT 빔형성기 계수를 곱한 뒤 그 결과를 합한 신호 벡터 $\mathbf{R}(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{W}^H(n)\mathbf{V}(n) \tag{4}$$

여기서

$$\mathbf{R}(n) = [r_0(n) \ r_1(n) \ \cdots \ r_{N-1}(n)],$$

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

로 정의된다. 식(4)는 시간영역에서 다중 경로를 거쳐서 모든 배열 안테나에 수신된 n 번째 블록의 신호의 합이며, $\mathbf{W}(n)$ 은 최적의 빔 패턴 형성에 필요한 pre-FFT 빔형성기 계수를 나타낸다. 이 시간 영

역의 신호는 FFT변환 되어 원래의 주파수 영역 신호로 다시 복원된다. 주파수 영역으로 변환된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\tilde{y}_k(n) = \sum_{l=0}^{M-1} r_l(n) e^{-j2\pi k l / N} \tag{5}$$

여기서 $\tilde{y}_k(n)$ 은 n 번째 블록의 k 번째 심벌로 변환되어 복원된 신호이다. 식(5)을 벡터의 식을 사용하여 표시하면 다음과 같다.

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

여기서

$$\tilde{\mathbf{y}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_0(n) \\ \tilde{y}_2(n) \\ \vdots \\ \tilde{y}_{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다. $\tilde{\mathbf{y}}(n)$ 은 FFT변환을 한 뒤의 출력신호 벡터이다.

III. Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템의 적응 빔 형성기법

Pre-FFT 빔 형성기를 가진 OFDM시스템에 적용하기 위한 적응 빔 형성기법은 송신단에서 데이터와 함께 전송한 파일럿 심벌을 이용한다. 즉 수신단에서 파일럿 심벌을 기준으로 하여 이 기준 파일럿 심벌과 수신된 파일럿 신호의 오차를 구하고 이 오차의 MSE(Mean square error)가 최소가 되도록 pre-FFT의 빔형성 계수를 갱신하는 기법이다. 갱신된 빔 형성계수는 파일럿 신호의 MSE가 최소값으로 수렴되었을 때, 원하는 경로로(main path)는 빔 형성되고 그의 지연경로에 대해서는 널 빔이 형성되게 하여 다중경로에 의한 간섭을 줄이게 한다. 이와 같이 적절한 빔 패턴 형성에 필요한 계수를 구하기 위해 기준 파일럿 심벌과 수신한 파일럿 신호사이의 MSE는 다음과 같이 주파수 영역에서 성능함수(performance function)로 정의된 다음 식으로 표현된다.

$$E[e_p^2(n)] = \sum_{n=0}^{N_p-1} E[|e_{idp+q}(n)|^2] \\ = \sum_{n=0}^{N_p-1} E[|y_{idp+q}(n) - \tilde{y}_{idp+q}(n)|^2] \tag{7}$$

여기서 Δp 는 파이롯 심벌간 주파수 간격, q 는 첫 번째 파이롯 심벌의 부반송파 위치, N_p 는 파이롯 심벌의 수를 나타낸다. $y_{i\Delta p+q}(n)$ 는 n 번째 블록의 i 번째 파이롯 심벌을 나타내고, $\tilde{y}_{i\Delta p+q}(n)$ 는 잡음이 포함되어 수신된 n 번째 블록의 i 번째 파이롯 신호를 나타낸다. 식(7)을 벡터로 표현하면 다음과 같다.

$$E[\mathbf{e}_p^2(n)] = E[\mathbf{E}_p^H(n)\mathbf{E}_p(n)] \quad (8)$$

여기서 $\mathbf{E}_p(n) = \mathbf{y}_p(n) - \tilde{\mathbf{y}}_p(n)$

$$\mathbf{E}_p(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_0(n) \\ \mathbf{e}_{\Delta p}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{e}_{(N_p-1)\Delta p}(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}_p(n) = \begin{bmatrix} y_0(n) \\ y_{\Delta p}(n) \\ \vdots \\ y_{(N_p-1)\Delta p}(n) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{y}}_p(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_0(n) \\ \tilde{y}_{\Delta p}(n) \\ \vdots \\ \tilde{y}_{(N_p-1)\Delta p}(n) \end{bmatrix}$$

로 정의된다. $\mathbf{E}_p(n)$ 은 n 번째 블록의 파이롯 신호의 오차 벡터, $\mathbf{y}_p(n)$ 은 기준 파이롯 심벌 벡터, $\tilde{\mathbf{y}}_p(n)$ 은 수신된 파이롯 신호 벡터이다. q 는 0으로 가정하였다. 마찬가지로 방법으로 시간 영역에서 파이롯 신호의 MSE를 위한 성능함수를 정의하면 다음과 같다.

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

여기서 $\mathbf{E}_p(n) = \mathbf{X}_p(n) - \tilde{\mathbf{X}}_p(n)$ 로 정의된다.

$\mathbf{E}_p(n)$ 은 시간영역에서 파이롯 신호의 오차 벡터, 즉 주파수 영역의 기준 파이롯 신호벡터 $\mathbf{y}_p(n)$ 을 IFFT 변환한 시간영역에서의 기준 파이롯 신호벡터 $\mathbf{X}_p(n)$ 과 수신된 파이롯 신호벡터 $\tilde{\mathbf{X}}_p(n)$ 간의 오차 벡터를 의미한다. Pre-FFT 빔형성기의 계수를 시간영역에서 갱신하기 위해서는 파이롯 신호의 오차 벡터를 시간영역에서 구하여야 한다. 이를 위해서는 먼저 식(6)에서 시간영역의 수신된 신호 행렬 $\mathbf{R}(n)$ 로부터 수신된 파이롯 신호 벡터 $\tilde{\mathbf{X}}_p(n)$ 를 분리하여 구해야 한다. 그러나 $\mathbf{R}(n)$ 으로부터 직접 $\tilde{\mathbf{X}}_p(n)$ 를 분리하기가 불가능하다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위한 방법이 제시되었는데 그 내용은 다음과 같다. 즉 기준 파이롯 신호벡터 $\mathbf{y}_p(n)$ 와 이와 대응되는 수신된 파이롯 신호벡터 $\tilde{\mathbf{y}}_p(n)$ 는 주파수 영역에서 쉽게 구할 수가 있다. 그런 후 오차 벡터를 주파수영역에서 구하고 이 오차 벡터를 시간영

역으로 변환하면 시간영역에서의 오차 벡터를 구할 수 있다. 여기서 시간영역에서의 파이롯 신호의 오차 벡터 $\mathbf{E}_p(n)$, 기준 파이롯 신호 벡터 $\mathbf{X}_p(n)$, 수신된 파이롯 신호 벡터 $\tilde{\mathbf{X}}_p(n)$ 과 주파수 영역에서 파이롯 신호의 오차 벡터 $\mathbf{e}_p(n)$, 기준 파이롯 신호 벡터 $\mathbf{y}_p(n)$, 수신된 파이롯 신호 벡터 $\tilde{\mathbf{y}}_p(n)$ 의 관계는 다음 식으로 각각 정의된다.

$$\mathbf{E}_p(n) = \mathbf{F}_p^H \mathbf{e}_p(n) \quad (10)$$

$$\mathbf{X}_p(n) = \mathbf{F}_p^H \mathbf{y}_p(n) \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_p(n) = \mathbf{F}_p^H \tilde{\mathbf{y}}_p(n) \quad (12)$$

여기서

$$\mathbf{F}_p = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(\Delta p)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)\Delta p/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(\Delta p)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)\Delta p/N} \end{bmatrix}$$

로 정의된다. 시간영역에서 최적의 빔 패턴 형성을 위해 계수를 조정하는 복소 LMS알고리즘을 위한 수식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(n+1) &= \mathbf{W}(n) - \mu \frac{\partial E[\mathbf{e}_p^2(n)]}{\partial \mathbf{W}^*} \\ &= \mathbf{W}(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_p^H(n)}{\partial \mathbf{W}^*} \mathbf{E}_p(n) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 파이롯 신호 오차가 unbiased 된다 가정하였다. 시간영역에서 파이롯 오차벡터는 다음 식으로 표현된다.

$$\mathbf{E}_p(n) = \mathbf{X}_p(n) - \mathbf{V}^H(n)\mathbf{W}(n) \quad (14)$$

식(14)을 \mathbf{W}^* 에 대하여 gradient를 취하면 다음 식이 된다.

$$\frac{\partial \mathbf{E}_p^H(n)}{\partial \mathbf{W}^*} = -\mathbf{V}(n) \quad (15)$$

식(13)에 식(14),식(15)을 대입하여 정리하면 최종적으로 pre-FFT빔 형성기를 가진 OFDM 시스템을 위한 최적의 빔 형성을 위한 계수갱신 식은 다음과 같이 유도된다.

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + 2\mu\mathbf{W}(n)\mathbf{F}_p^H(\mathbf{y}_p(n) - \hat{\mathbf{y}}_p(n)) \quad (16)$$

(16)식에서, 먼저 주파수 영역에서 기준 파이롯 신호와 수신된 파이롯 신호 사이의 오차 신호가 계산된 후, $\mathbf{F}_p^H(n)$ 변환(IFFT) 통하여 주파수영역의 오차 신호는 시간 영역의 오차 신호로 변환되며, 변환된 시간영역의 오차 신호에 의해서 최적의 빔이 형성되도록 시간 영역에서 Pre-FFT 빔 형성기 계수가 갱신된다.

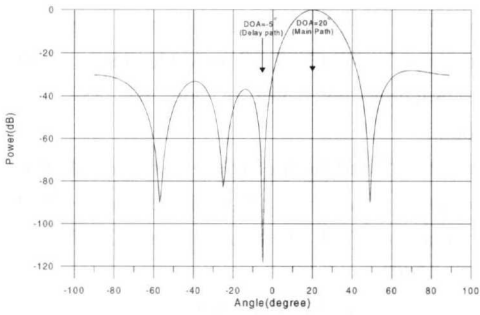
IV. 모의 실험 및 결과

이 절에서는 Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템에 제안된 적응 빔 형성 기법을 적용할 경우 이에 따른 시스템의 성능을 다중경로 채널에서 모의 실험을 통하여 평가한다. 이 모의 실험을 위한 무선 채널은 시불변 다중경로 Jakes' 모델이 사용되었고 time delay는 guard interval 보다 작고, 다중경로를 위한 gain은 각각 동일하다 가정한다. 그리고, 한 OFDM(N) 블록크기는 64이며, 이 블록은 16-QAM데이터 심벌과 8, 13, 21개가 삽입된 파이롯 심벌로 구성되어있다. 또한 적응 배열 안테나는 S개로 구성된 선형 배열 안테나이며 배열 안테나 사이의 간격은 1/2로 가정하였다. 그림2에서는 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 다중경로 채널을 통해서 도착된 신호에 대응하여 형성된 빔 패턴을 보여준다. 그림 2 (a)는 다중 경로를 통해서 수신된 신호의 main 경로와 지연경로의 DOA가 $30^\circ, -5^\circ$, (b)는 $-35^\circ, 15^\circ$ 일 때 제안된 기법에 의해 오차가 최소값으로 수렴하여 빔 형성을 위한 계수가 최적화 되었을 때 빔 패턴을 보여준다. 이 그림으로부터 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 main 경로로 도착된 신호방향으로 정확히 빔 패턴이 형성되고 지연경로를 통해서 도착된 신호방향으로 널 빔이 형성되어 지연된 경로를 통해 도착된 간섭신호의 영향이 제거됨을 알 수 있다. 그림 3은 배열 안테나의 수에 따라 빔 패턴이 변화하는 과정을 보여주는데, 배열 안테나 수가 증가될 수록 원하는 방향의 주요한 빔폭이 감소됨을 보여준다. 그림 4는 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 파이롯 신호의 MSE가 최소 값으로 수렴되는 과정으로 μ (step size)에 따라 변화하는 학습곡선(learning curve)을 보여준다. 이 그림에서는 μ 값이 0.01에서 0.3로 증가할 때 오차의 수렴 속도는 빨라지는 반면에 0.4로 증가할 때

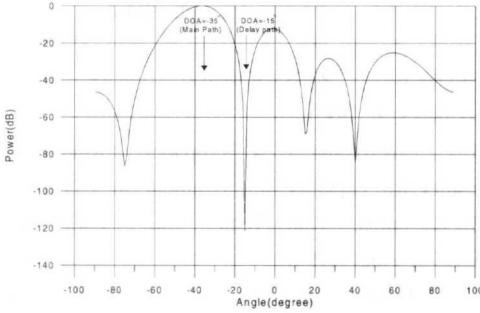
수렴 속도는 다시 느리지고 오차는 증가하고, 또한 블록이5개 이상일 때($\mu=0.3$) MSE가 약 0.03로 수렴하는 것을 보여준다. 그림 4로부터 수렴특성을 고려하여 적당한 μ 값을 선택해야 함을 알 수 있다. 그림 5은 한 OFDM블록에 삽입된 파이롯 톤 수에 따라 변화하는 학습곡선을 보여준다. 이 그림을 통해서 삽입된 파이롯 톤 수가 증가될 수록 오차의 수렴속도가 빨라짐을 알 수 있다. 그러나 삽입된 파이롯 톤수가 증가되면 전송 할 데이터 수가 줄어들게 되므로 시스템의 설계목적에 따라 적절한 값을 택하여야 한다. 그림 6에서는 다중경로 채널을 통해서 왜곡되어 수신된 신호가 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 원래 전송된 신호로 복원되는 과정을 보여준다. 그림 6(a)는 Pre-FFT빔 형성기 계수가 갱신되지 않았을 때 왜곡된 신호의 정상도, (b) $n=0\sim 10$, (c) $n=11\sim 20$ MSE가 수렴되는 중으로 계수가 최적화 되기 전일 때, 복원되어 가는 중인 신호의 정상도, (d)MSE가 수렴되어 계수가 최적 값으로 갱신되었을 때, 복원된 신호의 정상도를 각각 보여준다. 이 그림에서는 제안된 적응 빔 형성기법에 의해 Pre-FFT빔 형성기의 계수가 최적 값으로 갱신되면서 다중경로 채널환경에서 지연에 의한 간섭으로 왜곡된 신호가 복원됨을 보여준다. 그림 7은 Pre-FFT 빔 형성기를 가진 OFDM시스템에서 제안된 적응 빔 형성기법에 의해 다중경로 채널에서 배열 안테나 수에 따라 비트 오류율이 변화하는 과정을 보여준다. 이 그림에서 배열 안테나의 수가 증가될 수록 비트 오류율이 크게 향상됨을 알 수 있다. 이것은 적응 빔 형성 기법에 의해 지연된 다중 경로 간섭신호의 영향이 감소되고 배열 안테나 수가 증가될 수록 main 경로로 향한 주요한 빔 폭이 감소되어 잡음에 의한 영향을 덜 받게 되어 얻는 효과라 생각할 수 있다.

V. 결론

이 논문에서는 Pre-FFT빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템 구조와 적응 빔 형성기법을 제안하였다. 제안된 구조는 적응 빔 형성기 뒤 단에 FFT복조기를 두으로써 복잡도가 감소되었다. 또한 제안된 기법에 의한 성능개선을 확인하기 위하여 다중경로 채널에서 모의실험을 수행하였다. 모의 실험을 수행한 결과, 다중경로 중 main 경로방향으로 빔이 형성되었고 지연경로에 대해서는 널빔이 형성되어 다중경로 간섭을 감소시키므로 추가적인 대역폭 사용 없이

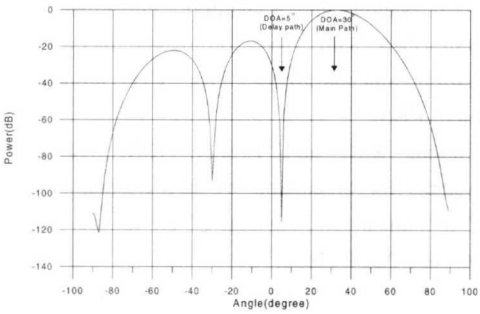


(a) Main path DOA: 20°, delay path DOA: -5°)

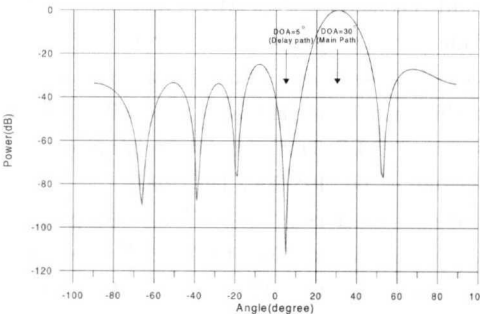


(b) Main path DOA: -35°, delay path DOA: -15°)

그림 2. 제안된 적응 빔 형성 기법을 적용할 경우 다중경로의 DOA에 따른 Pre-FFT 빔 형성기의 빔 패턴(S=5)



(a) S = 4



(b) S = 7

그림 3. 제안된 적응 빔 형성 기법을 적용할 경우 배열 안테나 수에 따른 빔 형성상도(Main path DOA: -35°, delay path DOA: -15°)

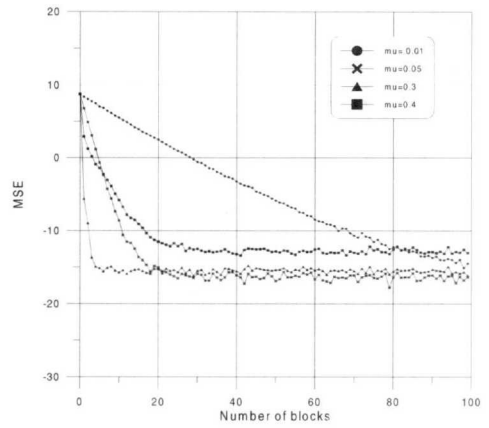


그림 4. μ 에 따른 OFDM시스템의 적응 빔 형성 기법의 학습곡선(파이롯 신호 오차)

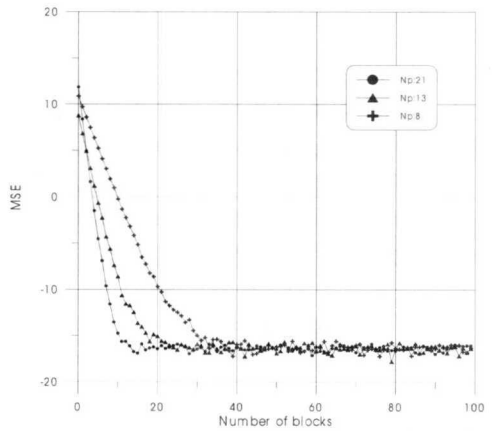
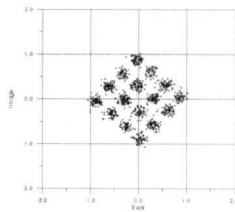
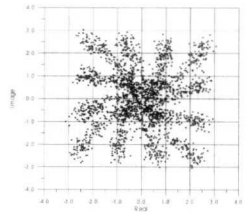


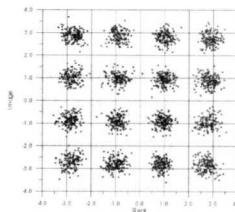
그림 5. 파이롯 톤 수에 따른 적응 빔 형성 알고리즘의 학습곡선(파이롯 신호 오차)



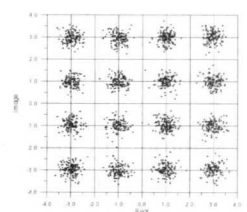
(a) 계수가 갱신되지 않을 경우



(b) n = 0 ~ 10



(c) n = 11 ~ 20



(d) n > 30 이상

그림 6. Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 OFDM시스템에서 수신된 신호의 정상도($E_b/N_0=15, S=5$)

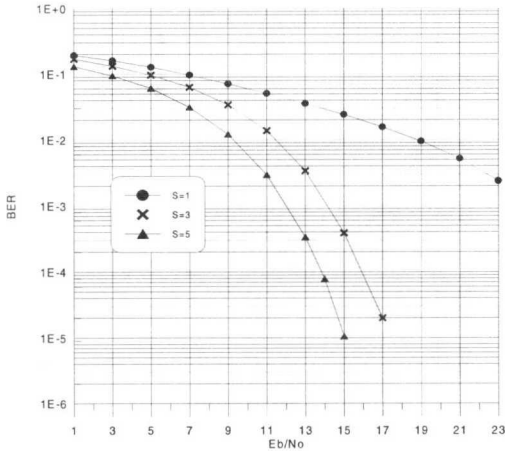


그림 7. Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 OFDM 시스템의 비트 오류율

SIR를 증가시키므로써 비트 오류율이 크게 향상됨을 알 수 있었다. 향후 과제로는 다중경로 무선채널 환경에서 역방향 및 순방향 링크를 위한 새로운 적응 빔 형성 기법을 제안하고 성능분석, 그리고 성능 개선을 위한 제안된 기법과 다른 등화 기법과 결합된 수신기 구조에 대한 성능분석 등이 있다.

참 고 문 헌

[1] Bria, A, Gessler, F., Queseth, O., Stridh, R., etc. "4th-generation wireless infrastructures: scenarios and research challenges," IEEE Personal Communications, Vol. 8, pp. 25-31, Dec. 2001.

[2] Otsu, T., Okajima, I., Umeda, N. and Yamao, Y., "Network architecture for mobile communications systems beyond IMT-2000," IEEE Personal Communications, Vol. 8, pp 31-37, Oct. 2001.

[3] F. Watanabe, "IMT-2000 and IMT-Radio technologies toward future mobile communications-," IEICE Tran. Commun., vol.E84-B, No. 9, Sep. 2001.

[4] Pandharipande, A., "Principles of OFDM," IEEE Potentials, Vol. 21, pp. 16-19, April-May 2002.

[5] Koffman, I. and Roman, V., "Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16," IEEE Commun. Magazine , Vol. 40 , pp. 96 -103, April 2002.

[6] Ye Li, "Simplified channel estimation for

OFDM systems with multiple transmit antennas," Wireless Communications, IEEE Transactions on , Vol. 1 pp. 67 -75 , Jan. 2002.

[7] Sun, Y., "Bandwidth-efficient wireless OFDM," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, Vol. 19 No. 11, pp. 2267-2278, Nov. 2001.

[8] 조용수, 장경희, "Beyond IMT-2000 시스템을 위한 OFDM 무선전송기술," 전자통신동향분석, vol. 17, no. 1, pp. 32-47, Feb. 2002.

[9] 육영수, 조남신, etc. "4세대 무선 통신 시스템과 OFDM기술," 한국통신학회지, vol.18, no.6, pp.58-73, 6. 2001.

[10] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "Analytical results for capacity improvement in CDMA," IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-43, pp. 68-690, Aug. 1994.

[11] P. Zetterberg and P. Leth Espensen, "A downlink beam steering technique for GSM/DCS1800 /PCS," Proc. of PIMRC, pp. 535~539, Oct. 1996.

[12] A. F. Naguib, and A. Paulraj, "Performance of DS/CDMA with M-ary orthogonal modulation cell cite antenna arrays," Proc. VTC, pp. 45-49, July, 1995.

[13] Murch, R.D. and Letaief, K.B, "Antenna systems for broadband wireless access," IEEE Communications Magazine , Vol. 40, No. 4, pp. 76 -83, April 2002.

[14] V. Tsoulos, E. Athanasiadou and J. Piechocki, "Low-complexity smart antenna methods for third-generation W-CDMA systems," IEEE Tran. On VT, vol. 49, No. 6, Nov. 2000.

[15] Kai-Kit Wong etc, "Adaptive antenna at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system," IEEE Tran. On Communication, vol. 49, no. 1, pp. 195-206, Jan., 2001.

[16] Minoru Okata etc, "Pre-DFT combining space diversity assisted COFDM," IEEE Tran. On VT, vol. 50, no. 2, pp. 487-496, Mar., 2001.

김 찬 규(Chan Kyu Kim)

정회원



1985년 2월 : 중앙대학교
전자공학과 학사

1987년 8월 : 중앙대학교
전자공학과 석사

2000년 8월 : 중앙대학교
전자공학과 박사

1989년 2월~1990년 1월 : 국방과학연구소

1991년 1월~2002년 3월 : 한국전자통신연구원

2002년 3월~현재 : 한밭대학교 전기전자제어공학부
교수

<주관심 분야> 통신 및 신호처리, 스마트안테나, 이
동통신시스템성능분석