

안테나 배열을 이용한 FFT-Block LMS 방식의 적응형 등화기 등화기

류원형, 오성근

아주대학교 전자공학부

won92@madang.ajou.ac.kr, oskn@madang.ajou.ac.kr

FFT-Based Block Least Mean Squares Adaptive Equalizer using Antenna Arrays for High Speed Wireless Communications

Won Hyung Ryu, Seong Keun Oh

School of Electronics Engineering, Ajou University

요약

본 논문에서는 주파수 영역에서 구현되는 안테나 배열을 이용한 적응형 등화기의 구조를 제안하였다. 제안된 방식은 주파수 영역에서 블록 LMS (least mean squares) 방식을 사용하기 때문에 수렴 속도가 빠르고 계산량이 적다. 또한 안테나 배열을 사용함으로써 다중경로 환경에서 한 개의 안테나를 사용한 경우에 비해 특히 우수한 성능을 지닌다. 다중 경로를 통한 신호들을 분리하기 위해 학습신호를 사용하여 반복적으로 출력신호와 오차를 최소화하는 방법을 사용하였다. 시뮬레이션을 통하여 안테나의 개수, 신호의 입사각, 세기 등에 따른 성능을 분석하고, 제안된 방식이 다이버시티 시스템에 사용되는 경우에 대하여도 성능을 분석하였다.

I. 서론

무선 통신 시스템의 가장 큰 문제 중의 하나는 무선 채널에서 다중 경로 현상에 의한 신호의 왜곡이다 [1]. 특히, 최근 멀티미디어에 대한 관심이 높아짐에 따라 고속의 정보 교환을 위하여 통신 채널은 점점 광대역화 되어가고 있고 이에 따라 전송된 신호에 대한 채널의 영향이 더 심해지기 때문에 왜곡된 신호를 보상해 주는 채널 등화기의 사용은 통신 시스템에 있어서 필수적이다.

고속의 정보를 처리하기 위하여 요구되어지는 채널 등화기의 필수 요건은 수렴속도가 빨라야 하고, 계산량이 적어야 한다. 이를 위하여 현재까지 광대역 신호를 처리하기 위해 채널 등화기에 대한 많은 연구가 광범위하게 진행되어 왔다. 가장 많이 사용되는 방법은 TDL (tap-delay-line)을 사용하여 시간 영역에서 신호를 처리하는 것이다 [2],[3]. 그러나, 광대역 신호를 처리함에 있어서 TDL을 사용하는 구조는 다른 구조들에 비해 계산량이 많고 수렴 속도가 느리다는 단점을 가지고 있다. 다른 방법으로는 FFT를 사용하여 주파수 영역에서 신호를 처리하는 방법이 있다. 이 방법은 광대역 신호를 주파수 영역으로 변환하여 각 주파수 성분에 대해 협대

역 신호로 가정하므로 TDL 구조가 광대역 신호를 처리하기 위해 많은 탭이 필요한 것에 비해 구조가 간단하고 계산량이 적다는 장점이 있다 [4].

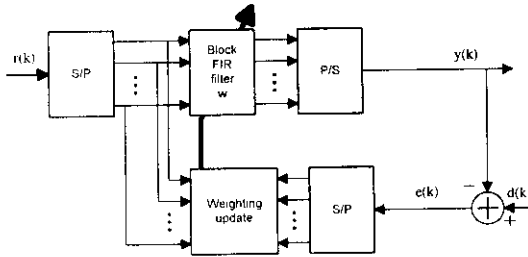
최근에 들어서 안테나 배열을 이용한 다양한 시스템이 연구되고 있다 [5],[6]. 안테나 배열을 이용하는 기술은 원하는 신호에 대해서는 큰 이득을 가지게 하고, 간섭 신호에 대해서는 이득을 최소로 함으로서 높은 신호대 잡음비 (SNR)를 얻을 수 있으며, 다중경로 지연 신호들을 효과적으로 분리해 낼 수 있다 [7]. 따라서 유효 지연 확산 (delay spread)을 크게 줄일 수 있으므로 채널 등화기의 요구조건을 대폭 완화시킬 수 있다 [8].

본 논문에서는 안테나 배열을 사용하는 FFT-block LMS 방식의 채널 등화기 구조를 제안한다. 제안된 구조는 학습신호를 사용하여 주파수 영역에서 수신 신호와의 오차를 최소화하는 방법을 사용한다. 안테나 배열을 이용함으로써 다른 방향에서 입사하는 간섭신호를 분리할 수 있고, 이에 따라 다중경로 환경에서 더욱 우수한 성능을 나타낸다. 제안된 방법은 수렴 속도가 빠르며, 안테나 배열을 이용한 TDL 구조에 비해 계산량이 적다.

본 논문에서는 시뮬레이션을 통하여 다중경로 환경에서 균일하게 배열된 안테나의 개수, 입사하는 신호의 방향 그리고 간섭신호의 크기 등에 따른 등화기의 성능을 분석하고 다이버시티 시스템에서의 효과도 분석한다.

II. Block LMS 알고리즘

Block-LMS 알고리즘 [9]은 수신된 데이터열 $r(k)$ 을 M 개 단위로 나누어 블록 단위로 처리된다. <그림 1>에 block-LMS 알고리즘의 블록도를 나타내었다. 하나의 블록으로 지정된 M 개의 심벌은 동시에 M 개의 가중치가 곱해져서 채널에 의해 왜곡된 부분이 보상되어 다시 데이터열로 바뀌어 출력된다. 또한 출력된 신호와 수신단에서 이미 알고 있는 학습 신호와의 오차를 계산해서 이 양방향 가중치의 양을 보정하고, 보정된 가중치는 다음 블록을 보상하는데 사용된다. 이러한 일련의 과정을 거쳐 학습신호와 출력신호의 오차가 줄어들고 등화기는 수렴한다.



<그림 1> 블록 LMS 알고리즘의 블록도

III. 안테나 배열을 사용한 제안된 채널 등화기

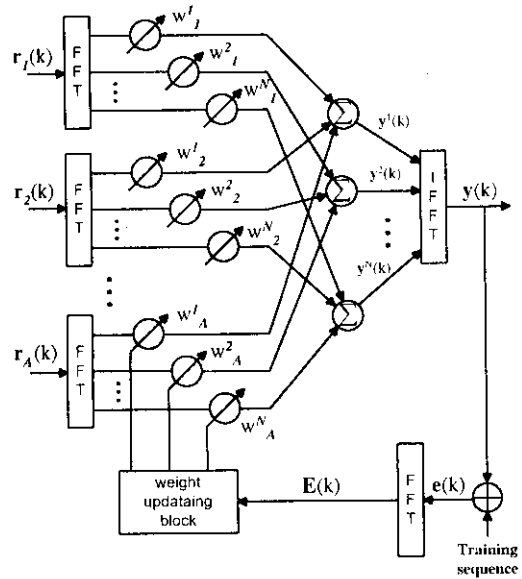
제안된 채널 등화기는 기존의 블록 LMS 알고리즘을 사용한다. 주파수 영역으로의 변환을 위해 <그림 1>의 S/P 뒤에 FFT를, P/S 앞에 IFFT를 사용한다. <그림 2>에 제안된 채널 등화기의 블록도를 나타내었다.

먼저 A 개의 안테나가 있다고 가정하면 a 번째 안테나를 통해 수신된 신호 $r_a(k)$ 는,

$$r_a(k) = [r_a(kM), \dots, r_a(kM + M - 1)]^T \quad (1)$$

로 표현되며, 여기서 k 는 블록 지수를 나타내고, M 은 한 블록을 구성하는 수신된 심벌의 개수를 나타낸다.

이 신호는 FFT를 거쳐 주파수 영역의 신호 $R_a(k)$ 로 변환된다. 실제로 주파수 영역에서 등화기가 구현되는 경우 가중치와 출력 신호를 산할 때, overlap-save 방법이 사용된다. 이것은 fast-convolution 과 fast-correlation을 제공하며, 50%가 overlap 되었을 경우가 가장 효과적이다 [10]. 따라서, 이전의 $k-1$ 번째 블록과 현재의 k 번째 블록의 경우를 고려하면,



<그림 2> 제안된 채널 등화기의 구조

$$R_a(k) = FFT \begin{bmatrix} r_a(k-1) \\ r_a(k) \end{bmatrix} = [R_a^1(k), \dots, R_a^n(k), \dots, R_a^N(k)]^T \quad (2)$$

로 표현된다. 여기서 $R_a^n(k)$ 는 a 번째 안테나를 통해서 수신된 신호가 주파수 영역으로 변환되었을 때, n 번째 주파수 성분을 나타내고, $N=2M$ 이며, 가중치는 각 안테나마다 주파수 성분별로 N 개씩 존재한다.

n 번째 주파수 성분에 대하여 각각 가중치가 곱해진 후 합해진 출력신호는

$$y^n(k) = (w^n)^H R^n(k) \quad (3)$$

여기서

$$w = \begin{bmatrix} w_1^1 & w_2^1 & \dots & w_A^1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_1^n & w_2^n & \dots & w_A^n \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ w_1^N & w_2^N & \dots & w_A^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w^1 \\ \vdots \\ w^n \\ \vdots \\ w^N \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$R(k) = \begin{bmatrix} R_1^1 & R_2^1 & \dots & R_A^1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_1^n & R_2^n & \dots & R_A^n \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_1^N & R_2^N & \dots & R_A^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^1(k) \\ \vdots \\ R^n(k) \\ \vdots \\ R^N(k) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

으로 정의하고, w^n 과 $R^n(k)$ 는 각각 w , $R(k)$ 의 n 번째 열 벡터를 나타낸다.

이제 시간 영역으로 변환된 출력 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(k) = \text{last } M \text{ elements of } IFFT[y^1(k), \dots, y^N(k)] \quad (6)$$

여기서는 현재 블록의 개수가 M 개이므로 overlap-save 방법에 의해서 마지막 M 개의 신호를 취하게 된다.

시간 영역에서 등화기의 출력신호 (6)와 학습신호

$d(k)$ 의 오차를 구하면,

$$e(k) = d(k) - y(k). \quad (7)$$

여기서 구한 시간 영역에서의 오차를 이용하여 다음 블록에 적용되는 가중치를 구할 수 있다. 따라서 주파수 영역에서의 주파수 성분별 오차를 구하기 위해 (7)식에 zero-padding을 한 후 FFT를 취하면,

$$E(k) = FFT \begin{bmatrix} 0 \\ e(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

로 표현 할 수 있다.

따라서, LMS 알고리즘을 이용하여 다음 블록의 n 번째 주파수 성분별로 적용되는 가중치를 구할 수 있다.

$$w^n(k+1) = w^n(k) + \mu E^n(k) R^n(k) \quad (9)$$

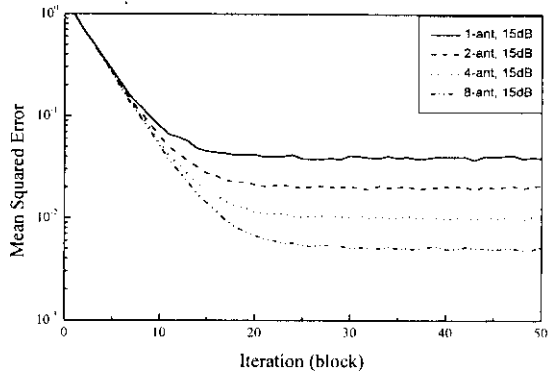
여기서 μ 는 step-size parameter로서 등화기가 수렴하는 방향으로 진행할 때 얼마만큼씩 진행할 것인가를 결정하는 양이다. μ 는 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$0 < \mu < \frac{2}{A \sum_{m=0}^{M-1} E[|r(kM-m)|^2]} \quad (10)$$

여기서, $\sum_{m=0}^{M-1} E[|r(kM-m)|^2]$ 은 k 번째 블록의 M 개 신호에 대한 입력 신호 전력의 합을 나타낸다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

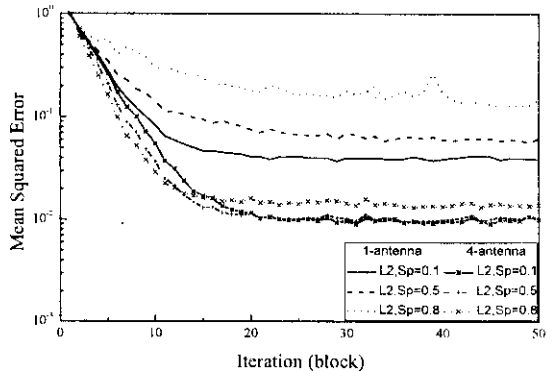
이번 절에서는 시뮬레이션을 통한 제안된 방식의 성능을 분석한다. 시뮬레이션을 위해 다중경로에 의한 dominant path를 2개로 가정하였다. 두 개의 경로를 통한 신호는 시간 지연 차가 있고, 서로 다른 위상과 크기로 수신되며, 각기 다른 방향에서 입사한다. 두 신호 중에서 먼저 입사하는 신호를 L1, 일정한 시간 지연 후에 입사하는 신호를 L2라고 하였다. 이 때, L1신호는 크기 1, 위상 90° , 입사각 0° 로 가정하였고, L2신호의 파라미터를 변화시키면서 시뮬레이션 하였다. L1신호와 L2신호는 2symbol의 지연 시간을 갖는다. 또한 AWGN은 SNR=15dB로 가정하였다. 신호는 QPSK인 경우이며, 채널은 complex 채널 특성을 가진다. 안테나의 개수의 변화에 따라 각각의 경우에 대하여 step-size parameter $\mu = 0.006, 0.003, 0.0015$ 로 고정하였다. 블록의 크기는 32탭, 안테나간 거리는 0.5λ 라고 가정하였다. 본문에서의 평균 자승 오차 그래프는 50번의 독립된 시뮬레이션 결과들을 평균하였다.



<그림 3> AWGN 환경에서 안테나 수에 따른 그래프

<그림 3>은 다중 경로 간섭이 없는 경우이다. 안테나 수의 증가에 따라 일정한 MSE에 도달하는데 걸리는 학습신호의 수가 작아지고, 오차도 줄어드는 것을 알 수 있다. 안테나 수가 2배로 증가하면, 3dB의 이득을 얻을 수 있고, 안테나의 배열 이득에 의한 결과이다.

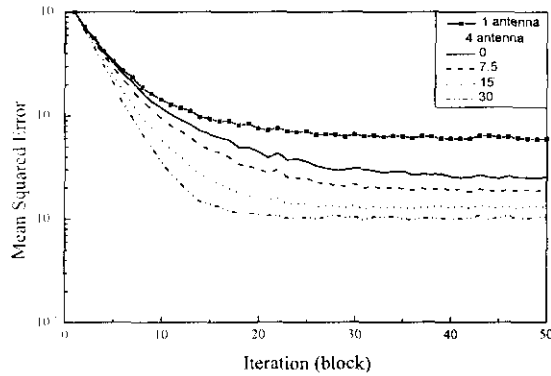
<그림 4>는 위에서 설명한 각 파라미터 중 간섭신호의 세기를 변화시키면서 시뮬레이션 한 결과이다. L2 신호는 입사각 $\theta=30^\circ$, 신호의 세기는 각각 0.1, 0.5, 0.8이다. 안테나는 1개와 4개 안테나를 사용한 경우를 비교하였다. 안테나가 하나인 경우는 L2 신호의 세기에 따른 영향이 상당히 크다는 것을 알 수 있으며, L2 신호의 세기가 커짐에 따라 발산하는 경우가 생기므로 μ 의 값을 신호의 세기가 0.5 일 때 0.005, 0.8 일 때 0.004로 줄여 주었다. 4개의 안테나를 사용하는 경우는 원하는 신호의 방향과 다중 경로에 의한 간섭신호의 방향을 분리하는 효과로 인하여 간섭신호의 세기가 클수록 1개의 안테나를 사용하는 경우에 비해 우수한 성능을 나타낸다.



<그림 4> 간섭 신호의 power에 따른 그래프

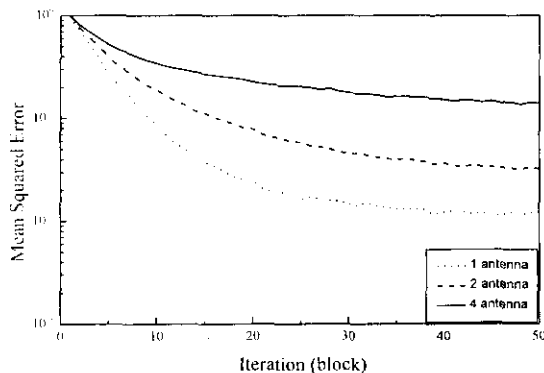
<그림 5>는 L2 신호의 방향을 변화시키면서 성능을 분석하였다. 여기에서 L2인 경우 입사각 $\theta=0, 7.5, 15,$

30'. 신호의 세기는 0.5를 가정하였다. 1개의 안테나를 사용하는 경우에는 간섭신호의 방향에 관계없이 같은 성능을 나타내는 것을 알 수 있다. 반면에 4개의 안테나를 사용하는 경우 L1 신호의 입사 방향과 L2 신호의 입사방향이 번갈아갈수록 뚜렷한 성능의 향상을 나타낸다.



〈그림 5〉 간섭 신호의 방향에 따른 그래프

〈그림 6〉은 각각의 안테나가 모두 공간적으로 독립적인 경우, 즉 다이버시티 안테나인 경우이다. 이 경우 각 안테나에 입사하는 신호는 모두 독립적인 레일레이 페이닝의 영향을 받으며, 안테나마다 신호가 도달하는 시간은 길다고 가정하였다. 안테나 수가 2배씩 증가함에 따라 약 5dB 정도의 성능 향상을 보임을 알 수 있다.



〈그림 6〉 Diversity 안테나의 경우 (SNR=15dB)

V. 결론

본 논문에서는 안테나 배열을 사용한 채널등화기의 구조를 제안하였다. 제안된 방식은 주파수 영역에서 블록 LMS 알고리즘을 이용한 신호처리를 이용함으로써 수렴속도와 계산량에 있어서 시간영역에서 TDL구조를 사용하는 것에 비해 상당한 이점을 지니고 있다. 또한 안테나 배열을 사용하여 다중경로 환경에서 특히 우수한 성능을 보인다.

시뮬레이션 결과를 통해 안테나 배열을 사용하는 제안된 방식은 원하는 신호와 간섭신호의 방향을 추적하여 간섭신호의 성분을 효과적으로 배제하고 있음을 알 수 있다. 또한 다이버시티 시스템에서도 안테나 수의 증가에 따른 성능의 향상을 확인하였다.

본 연구는 한국과학재단이 지원하는 『'97 특정기초연구 장기과제』의 일환으로 수행된 결과임.

IV. 참고문헌

- [1] K. Berberidis, "A Frequency-Domain Decision Feedback Equalizer for Multipath Echo Cancellation," in *Conf. of GLOBECOM'95*, vol. 1, pp. 98-102, Nov. 1995.
- [2] J. Fuhl, G. Schultes, and W. Kozek, "Adaptive Equalization for DECT Systems Operating in Low Time-Dispersive Channels," in *Proc. of VTC'94*, vol. 1, pp. 714-718, Aug. 1994.
- [3] O. L. Frost III, "An Algorithm for Lineary Constrained Adaptive Array Processing," in *Proc. IEEE*, vol. 60, no. 9, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [4] L. C. Godara, "Application of the fast Fourier Transform to Broadband Beamforming," *Acoustical Society of America*, vol. 98, no. 1, pp. 230-240, Jul. 1995.
- [5] H. Lin and G. Xu, "Smart Antennas in Wireless Systems Uplink Multiuser Blind Channel and Sequence Detection," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 45, no. 2, pp. 187-199, Feb. 1997.
- [6] J. C. Wang and A. S. Mohan, "An Adaptive Antenna Array with Parallel Beamformings for Indoor Radio Channel Enhancement," in *Proc. VTC'97*, vol. 1, pp. 188-192, May 1997.
- [7] A. F. Wang and J. R. Cruz, "Performance Analysis of CDMA Cellular Systems with Adaptive Antenna Arrays over Multipath Channels," in *Proc. ICC'96*, vol. 1, pp. 536-540, Jun. 1996.
- [8] A. Wittneben and U. Dersch, "On the Potential of Antenna Combining for Intersymbol Interference Reduction in High Speed Wireless LANs," in *Proc. VTC'97*, vol. 2-A, pp. 627-631, Mar. 1997.
- [9] Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd Ed., New Jersey, Prentice-Hall, 1996
- [10] Clark and S. R. Parker, "Block Implementation of adaptive Digital Filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-28, pp. 584-592. 1981.