

# 비선형 HPA를 가진 M-QAM 시스템에서 비선형 Volterra 등화기의 수렴 속도 향상을 위한 병렬 M-band DWT-LMS 알고리즘

정회원 최 윤 석\*, 중신회원 박 형 근\*\*

## Parallel M-band DWT-LMS Algorithm to Improve Convergence Speed of Nonlinear Volterra Equalizer in MQAM System with Nonlinear HPA

Yun Seok Choi\* *Regular Member*, Hyung Kun Park\*\* *Lifelong Member*

### 요 약

고효율 변조기법 (16 QAM or 64QAM)이 비선형 고전력 증폭기 (High-Power Amplifier; HPA)를 사용하는 통신시스템에 적용되었을 때 비선형 왜곡에 의해 성능저하가 발생할 수 있다. 이런 비선형 왜곡은 수신부에서 복잡도가 낮은 LMS 알고리즘을 적용한 적응적 비선형 Volterra 등화기를 사용하여 보상할 수 있지만, 매우 느린 수렴 속도를 가지는 단점이 있다. 본 논문에서는 수렴 속도를 향상시키기 위한 병렬 M대역 이산 웨이블릿 변환 영역 LMS (Parallel M-band Discrete Wavelet Transform Least Mean Square) 알고리즘을 제안한다. 모의실험을 통하여 제안된 기법이 기존의 시간 영역 LMS 알고리즘과 변환 영역 LMS 알고리즘들에 비해 수렴 속도가 우수함을 보여준다.

**Key Words** : Parallel MDWT-LMS, Volterra equalizer, HPA, Convergence speed

### ABSTRACT

When a higher-order modulation scheme (16QAM or 64QAM) is applied to the communications system using the nonlinear high power amplifier (HPA), the performance can be degraded by the nonlinear distortion of the HPA. The nonlinear distortion can be compensated by the adaptive nonlinear Volterra equalizer using the low-complexity LMS algorithm at the receiver. However, the LMS algorithm shows very slow convergence performance. So, in this paper, the parallel M-band discrete wavelet transformed LMS algorithm is proposed in order to improve the convergence speed. Throughout the computer simulations, it is shown that the convergence performance of the proposed method is superior to that of the conventional time-domain and transform-domain LMS algorithms.

### I. 서 론

한정된 주파수 내에서 고속 데이터 전송을 위해

서는 높은 스펙트럼 효율을 나타내는 M-QAM 변조 기법의 적용을 고려할 수 있다. 이런 M-QAM 변조 기법을 적용한 신호는 송신기단의 고효율 전

\* 삼성전자 통신 연구소 (cstne547@korea.ac.kr) \*\* 한국기술교육대학교 정보기술공학부 (hkpark@kut.ac.kr), (°:교신저자)  
논문번호 : KICS2007-03-143, 접수일자 : 2007년 03월 24일 최종논문접수일자 : 2007년 6월 25일

력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)의 비선형성에 의해 왜곡되어지고 이는 수신단에서의 시스템 성능을 저하시키는 결과를 발생시킨다. 입력 백오프(backoff) 값을 크게 하면, 즉 HPA 입력 신호의 평균 전력을 낮추면 비선형성 왜곡을 피할 수 있지만 이는 HPA의 효율을 감소시키는 단점이 있다. 입력 백오프 값을 작게 하면, 즉 HPA 입력 신호의 평균 전력을 증가시키면 비선형 왜곡에 의한 시스템 성능 저하가 크게 되는 반면 HPA 효율을 극대화 할 수 있다<sup>[2]</sup>. 따라서, 작은 백오프 레벨에서 원하는 시스템 성능을 얻기 위해서는 보상 기법이 필요하다.

비선형 왜곡을 보상하기 위한 다양한 기법들로는 송신단에서 비선형 왜곡을 보상하는 사전왜곡 (Pre-distortion) 기법과 수신단에서 비선형 왜곡을 보상하는 비선형 등화 기법으로 분류할 수 있다. 사전 왜곡 기법은 HPA를 통과한 신호를 이용하여 HPA를 통과하기 이전에 미리 신호를 왜곡시켜 HPA를 통과한 후의 신호가 제대로 보상이 되도록 하는 방법이다<sup>[5], [8-9]</sup>. 수신단에서 비선형 왜곡을 보상하는 비선형 등화기법으로는 비선형 Volterra 등화기법<sup>[5-7]</sup>, adaptive bayesian DFE<sup>[11]</sup>, 그리고MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) 등화 기법<sup>[13]</sup> 등이 있다.

본 논문에서는 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 이용한 적응적 비선형 Volterra 등화기의 수렴 성능에 중점을 둔다. LMS 알고리즘은 구현이 간단한 장점이 있지만, 수렴 성능이 느린 단점이 있으며<sup>[1]</sup> 특히 비선형 Volterra 등화기에 적용시 수천 심볼까지의 매우 느린 수렴 특성을 볼 수 있다. 이는 매우 긴 훈련열 (training sequence)을 요구하게 되고 결국 프레임 효율을 감소시키게 된다. LMS 알고리즘의 수렴 성능을 개선하기 위해 다양한 변환 영역 알고리즘이 제안되어 왔으며 이산 코사인 변환 LMS (DCT-LMS) 알고리즘, 이산 푸리에 변환 LMS (DFT-LMS) 알고리즘<sup>[1], [10], [12]</sup>, 이산 웨이블릿 변환 LMS (DWT-LMS) 알고리즘<sup>[6-7], [14-15]</sup> 등이 그 예이다. 변환 영역 알고리즘은 수신 신호를 직교변환하여 LMS filter 입력신호의 상관도를 줄여 수렴 성능을 향상시키는 방법이다. 이 중에서 이산 웨이블릿 변환은 다른 변환 방식과 달리 수신 신호를 다양한 부밴드 수를 가진 변환 신호로 분해할 수 있으며 이런 특징을 이용하여 본 논문에서는 동시에 여러 개의 부밴드 수를 가지도록 변환하는 병렬 M-band DWT를 이용하는 LMS (병렬 M-band DWT-LMS) 방식을 제안한다.

수렴 성능 비교를 위해 기존의 LMS 알고리즘과 변환 영역 알고리즘을 이용한 Volterra 등화기를 구현하고 제안된 병렬 DWT-LMS 알고리즘을 적용한 비선형 Volterra 등화기와 수렴 성능을 비교한다. 모의 실험을 통해 제안된 병렬 DWT-LMS 알고리즘을 적용한 비선형 Volterra 등화기의 수렴 성능이 가장 우수함을 확인하였다. 동시에 n 번의 변환을 수행하므로 복잡도는 기존의 변환 영역 알고리즘에 비해 약 n 배정도 선형성을 가지고 증가된다. 본 논문에서는 복잡도를 고려해 n이 2인 경우를 고려한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 및 HPA 모델에 대해서 언급하고 III장에서는 LMS 알고리즘을 적용한 적응 Volterra 등화기의 구조에 대해 설명한다. IV장에서는 변환 영역 LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기에 대해 서술하였으며 V장에서는 병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 제안하고 Volterra 등화기에 적용하여 동작원리를 설명한다. VI장에서는 모의 실험을 통하여 수렴 성능을 비교한 결과를 제시하고 마지막으로 7장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

HPA와 Volterra 등화기를 적용하는 기저대역 시스템 모델을 그림 1에 나타내었다. 기저 대역 송신 신호를  $s(t)$ 라고 하면  $s(t)$ 는 식 (1)처럼 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k f(t - kT) \quad (1)$$

여기서  $a_k$ 는 송신 심볼을 나타내고  $f(t)$ 는 정규화된 펄스 성형 필터를 나타낸다.

기저대역 송신 신호  $s(t)$ 는 송신기와 수신기 사이의 전력 손실을 극복하기 위한 신호로의 증폭을 위해 HPA를 통과하여 신호  $x(t)$ 를 생성하게 된다.  $x(t)$ 는 AWGN 채널, receive filter, 그리고  $t = nT$ 에서의 sampler를 통과한 후 discrete-time 수신신호인  $r_n$ 을 생성하게 된다. 여기서, synchronization은 완전하다고 가정한다. 수신 신호  $r_n$ 은 HPA에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위해 Volterra filter를 통과하고, 심볼 detector에 의해 복구된 송신 심볼  $\tilde{a}_n$ 을 생성한다.

본 논문에서는 비선형 HPA 모델로써 TWTA

(Traveling Wave Tube Amplifier) HPA 모델을 고려한다. TWTA HPA는 입력 신호에 비선형 왜곡을 가할 뿐만 아니라 전력 소모의 문제점을 가진다. 특히 Non-constant envelope 변조 방식을 사용할 때 이런 비선형 왜곡은 심각한 영향을 초래하게 되고 결국 시스템 성능을 저하시키게 된다. TWTA에 의한 비선형 왜곡은 AM/AM 왜곡과 AM/PM 왜곡이 있으며 각각 식 (2)과 (3)에 의해 표현된다<sup>[4]</sup>.

$$A(r) = \frac{\alpha_r r}{1 + \beta_r r^2} \quad (2)$$

$$\phi(r) = \frac{\alpha_\phi r^2}{1 + \beta_\phi r^2} \quad (3)$$

여기서  $A(r)$  과  $\phi(r)$ 은 각각 HPA 출력 신호의 크기와 위상을 나타내며  $r$ 은 입력 신호의 크기를 나타낸다.  $\alpha_r, \beta_r, \alpha_\phi, \beta_\phi$ 는 비선형 채널 파라미터이며 본 논문에서는 논문 [4]에서 사용한 1.9638, 0.9945, 2.5293, 2.8168의 값을 사용한다.

HPA의 비선형 왜곡에 의한 특성은 크게 두 가지로 나타낼 수 있으며 인접 심볼 간 간섭에 의한 Clustering 특성과 Cluster들의 중심을 이동 왜곡시키는 Warping 특성이다. 이런 비선형 특성으로 인해 왜곡을 보상하지 않고는 고효율 변조 방식인 16QAM 또는 64QAM을 사용할 수 없으며 저효율 변조 방식인 BPSK와 QPSK를 사용해야 한다. 본 논문에서는 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법으로 비선형 등화 기법인 Volterra 등화기법을 고려한다<sup>[5]</sup>. HPA 모델 고려시 중요한 파라미터로서 백오프(Backoff)가 있으며 이는 평균 입력 전력 신호 전력과 포화 출력 전력 사이의 데시벨 차이를 일컫는다. 입력 백오프(Input Backoff: IBO)와 출력 백오프(Output Backoff: OBO)는 식 (4)과 (5)에 의해 표현된다.

$$IBO = 10 \log_{10} (P_{in}^{sat} / \bar{P}_{in}) \quad (4)$$

$$OBO = 10 \log_{10} (P_{out}^{sat} / \bar{P}_{out}) \quad (5)$$

여기서  $\bar{P}_{in}$  은 평균 입력 전력을,  $P_{in}^{sat}$  은 포화 입력 전력을,  $\bar{P}_{out}$  은 평균 출력 전력을,  $P_{out}^{sat}$ 은 포화 출력 전력을 나타낸다. QAM 변조 지수가 증가함에 따라 송신 신호는 비선형 왜곡에 더 민감하게 되고 낮은 변조 지수와 동일한 비트 오류율 성능을 얻기 위해서는 더 높은 신호 대 잡음비 (SNR)

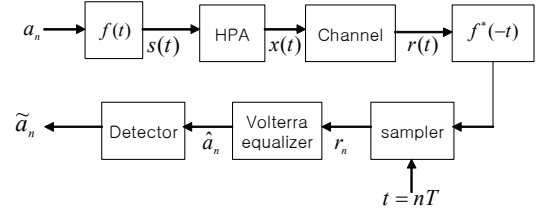


그림 1. HPA와 Volterra 등화기를 적용하는 기저대역 시스템 모델

이 필요하게 된다. 또한, 변조 지수의 증가는 비선형 왜곡을 피하기 위해 백오프의 증가를 요구하게 된다. 이는 HPA의 전력 효율을 감소시키는 결과를 가져오게 된다<sup>[2]</sup>.

### III. 적응적 비선형 Volterra 등화기

HPA의 비선형 채널 특성은 Volterra series에 의해 잘 표현될 수 있으며 이는 Volterra 필터를 이용하여 HPA에 의한 비선형 왜곡을 충분히 보상할 수 있다는 것을 의미한다<sup>[4-5]</sup>. Volterra 등화기 출력값은 식 (6)처럼 표현할 수 있다.

$$\hat{a}_n = \sum_{k=0}^K \sum_{n_1} \sum_{n_2} \dots \sum_{n_{2k+1}} r_{n-n_1}^* \dots r_{n-n_k}^* r_{n-n_{k+1}} \dots r_{n-n_{2k+1}} g_{n_1, \dots, n_{2k+1}} \quad (6)$$

여기서  $r_n$ 은 그림 1에서처럼 Volterra 필터의 입력 신호이고,  $g_n$ 는 Volterra filter tap 계수를 나타낸다.  $K$ 는 Volterra 등화기의 비선형 차수를 나타내며 특히 0인 경우 기존의 선형 등화기를 나타낼 수 있다.  $n_i$ 는 등화기 메모리를 나타낸다. Volterra 등화기의 차수가 증가할수록 복잡도는 기하급수적으로 증가하게 되며 본 논문에서는  $K=1, n_i=0, 1$ 인 경우를 가정한다. 이와 같은 경우 Volterra 등화기는 식 (7)처럼 표현할 수 있다.

$$\hat{a}_n = \sum_{n_1=0}^1 r_{n-n_1} g_{n_1}(n) + \sum_{n_1=0}^1 \sum_{n_2=0}^1 \sum_{n_3=0}^1 r_{n-n_1}^* r_{n-n_2} r_{n-n_3} g_{n_1, n_2, n_3}(n) \quad (7)$$

식 (7)에서 첫 번째 항은 선형 (linear) 필터 성분이고 두 번째 항은 큐빅(cubic) 필터 성분으로 볼 수 있으며 벡터 형태로 식 (8)처럼 표현할 수 있다.

$$\hat{a}(n) = (\mathbf{g}_L(n))^T \mathbf{x}_L(n) + (\mathbf{g}_C(n))^T \mathbf{x}_C(n) = \mathbf{g}(n)^T \mathbf{y}(n) \quad (8)$$

여기서 열벡터  $\mathbf{g}(n)=[\mathbf{g}_L(n)^T \mathbf{g}_C(n)^T]^T$ 는 Volterra filter tap 계수 값을 나타내고 열벡터  $\mathbf{y}(n)=[\mathbf{x}_L(n)^T \mathbf{x}_C(n)^T]^T$ 는 Volterra 필터 입력 신호를 비선형 결합한 후의 신호 vector를 나타낸다. 위첨자 T는 Transpose를 나타내고 아래 첨자 L과 C는 각각 대응되는 선형 성분과 큐빅 성분을 나타낸다. 즉, Volterra filter tap의 선형 성분은  $\mathbf{g}_L(n)=[g_{0,0}(n) g_{1,1}(n)]^T$ , 큐빅 성분은  $\mathbf{g}_C(n)=[g_{0,0,0}(n) g_{0,0,1}(n) \cdots g_{1,1,1}(n)]^T$ 에 의해 표현된다. 비선형 결합한 후의 신호 vector  $\mathbf{y}(n)$ 에서 선형성분은  $\mathbf{x}_L(n)=[r_n r_{n-1}]^T$ , 큐빅 성분은  $\mathbf{x}_C(n)=[r_n^* r_n r_n^* r_n^* r_{n-1} \cdots r_{n-1}^* r_{n-1} r_{n-1}^*]^T$ 로 표현된다. LMS 적응 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기에서 필터 탭 계수  $\mathbf{g}(n)$ 는 LMS 적응 알고리즘에 의해 식 (9)처럼 갱신되어질 수 있다.

$$\mathbf{g}(n+1) = \mathbf{g}(n) + \mu \mathbf{y}^*(n) e(n) \quad (9)$$

여기서  $\mu$ 는 step size를 나타내고  $n$ 은 시간 인덱스를 나타낸다. 그리고 위첨자 \*는 conjugation을 의미한다. 에러 방정식  $e(n)$ 은 식 (10)처럼 표현된다.

$$e(n) = d(n) - \hat{a}_n \quad (10)$$

여기서  $d(n)$ 은 훈련열을 나타낸다.

LMS 알고리즘은 구현이 간단하지만 수렴 속도가 매우 느린 단점을 가지므로 실제 이용시 매우 긴 훈련열을 필요로 하게 되어 프레임 효율을 감소시키게 된다. 그래서, 복잡도는 다소 증가되지만 수렴 속도를 향상시키는 변환 영역 알고리즘이 개발되었다.

#### IV. 변환 영역 LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기

수렴 성능을 향상시키기 위한 변환 영역 LMS 알고리즘으로는 이산 코사인 변환 (DCT-LMS), 이산 푸리에 변환(DFT-LMS), 그리고 M 부밴드 이산 웨이블릿 변환(MDWT-LMS) 영역 LMS 알고리즘 등이 제안되어 왔다. 변환 영역 알고리즘은 입력 신호를 직교 변환하여 입력 신호의 상관도를 줄임으로써 수렴 성능을 향상시키는 방법이다. 변환 영역 LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기의 동작과정은 다음과 같다.

첫째, Volterra 필터의 입력 신호  $\mathbf{r}_n=[r_n r_{n-1}]^T$ 을 비

선형 결합하여 출력 신호 벡터  $\mathbf{x}(n)$ 을 생성한다.  $\mathbf{x}(n)=[\mathbf{x}_L(n)^T \mathbf{x}_C(n)^T]^T$ 로 표현되며 수식 (8)의  $\mathbf{y}(n)$ 과 동일하다.

둘째, 비선형 결합한 후의 신호  $\mathbf{x}(n)$ 을 직교 변환한다. 직교 변환 행렬을  $\mathbf{T}$ 라고 할 때 변환된 출력 신호 벡터  $\mathbf{y}(n)$ 은

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{T}\mathbf{x}(n) \quad (11)$$

여기서  $\mathbf{T}$ 는 변환 방법에 의존하는 변환 행렬이며 DCT와 DFT 변환 행렬은 논문 [10]에서 볼 수 있으며 DWT 변환 행렬은 논문 [12]에서 나타내었다.

셋째, 변환된 신호의 전력이 정규화되어지며 정규화된 출력 신호 벡터  $\mathbf{u}(n)$ 의  $i$ 번째 원소  $u_i(n)$ 은

$$u_i(n) = \frac{y_i(n)}{\sqrt{P_i(n) + \varepsilon}} \quad (12)$$

여기서  $\varepsilon$ 은 분모가 0이 되는 것을 방지하는 매우 작은 상수이고  $P_i(n)$ 은 추정된 순시 전력값을 나타내며 식 (13)에 의해 표현된다.

$$P_i(n+1) = \sigma P_i(n) + (1 - \sigma) \|y_i(n)\|^2 \quad (13)$$

여기서  $\sigma$ 는 0과 1 사이의 상수이다.

넷째, Volterra filter tap 계수가 갱신된다. 탭 계수 갱신 방정식은 식 (14)에 나타내었다. 에러 방정식은 식 (15), 그리고 출력 신호는 식 (16)을 이용하여 나타내어진다.

$$\mathbf{g}(n+1) = \mathbf{g}(n) + \mu \mathbf{u}^*(n) e(n) \quad (14)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{a}_n \quad (15)$$

$$\hat{a}_n = \mathbf{g}(n)^T \mathbf{u}(n) \quad (16)$$

#### V. 병렬 M-band DWT-LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기

M-band DWT는 여러 개의 서로 다른 부밴드 수를 가진 독립된 변환을 수행할 수 있는 특징이 있다. 즉, 여러 개의 M 값을 가진 DWT 직교 변환 행렬을 동시에 가질 수 있다. 예를 들면, M이 2와 4인 두 개의 DWT 직교 행렬들로 동시에 표현할 수 있다. 이를 이용하여 병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 제안한다. 병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 이용

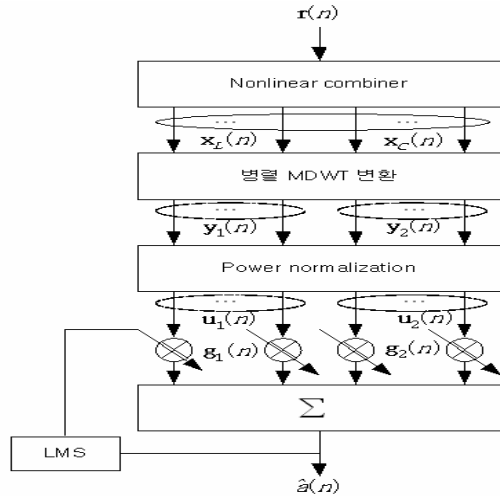


그림 2. 병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 이용한 비선형 Volterra 등화기 구조

한 Volterra 등화기의 구조를 그림 2에 나타내었다.

병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기의 동작과정을 다음과 같이 요약할 수 있다.

첫째, 비선형 왜곡을 겪은 수신 벡터  $\mathbf{r}_n = [r_n, r_{n-1}]^T$  은 비선형 결합되어 출력 신호 벡터  $\mathbf{x}(n)$ 을 생성한다.  $\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}_s(n)^T, \mathbf{x}_c(n)^T]^T$  로 표현된다.

둘째, 식 (17)처럼 두 개의 서로 다른 MDWT 변환 벡터들,  $\mathbf{T}(M_1)$ ,  $\mathbf{T}(M_2)$ ,  $M_1 \neq M_2$ ,을 이용하여 비선형 결합된 출력 신호 벡터를 서로 다른 부밴드 수를 가진 두 개의 웨이블릿 영역 출력 신호 벡터들  $\mathbf{y}_1(n)$ ,  $\mathbf{y}_2(n)$ 로 변환한다.

$$\mathbf{y}(n) = [\mathbf{y}_1(n)^T, \mathbf{y}_2(n)^T]^T = \begin{bmatrix} \mathbf{T}(M_1) \\ \mathbf{T}(M_2) \end{bmatrix} \mathbf{x}(n) \quad (17)$$

MDWT 변환 행렬  $\mathbf{T}$ 는 부밴드 수에 따라 다르게 표현되어진다. 예를 들어 웨이블릿 필터 계수의 길이가  $m=4$  (e.g. Daubechies 4 [16])이고 유한 입력 신호의 길이가  $N=8$ 일 때 부밴드 개수가 2인 직교 변환 행렬  $\mathbf{T}(2)$ 는 식 (18)처럼 double shifting 행렬형태로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{T}(2) = T_x = \begin{bmatrix} h_0(0) & h_0(1) & h_0(2) & h_0(3) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0(0) & h_0(1) & h_0(2) & h_0(3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_0(0) & h_0(1) & h_0(2) & h_0(3) \\ h_0(2) & h_0(3) & 0 & 0 & 0 & 0 & h_0(0) & h_0(1) \\ h_0(0) & h_0(1) & h_0(2) & h_0(3) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0(0) & h_0(1) & h_0(2) & h_0(3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_0(0) & h_0(1) & h_0(2) & h_0(3) \\ h_0(2) & h_0(3) & 0 & 0 & 0 & 0 & h_0(0) & h_0(1) \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서,  $h_0(m), m=0, \dots, 3$ 은 low pass filter 계수를,  $h_1(m), m=0, \dots, 3$ 은 high pass filter 계수를 나타낸다. 부밴드수가 2보다 큰 MDWT 변환 행렬은 2개의 부밴드수를 가지는 필터 행렬을 직렬 연결함으로써 얻을 수 있다. 예를 들어 부밴드 수가 4인 DWT 행렬  $\mathbf{T}(4)$ 는  $\mathbf{T}(4) = \mathbf{T}_1(2)\mathbf{T}_0(2)$ 에 의해 계산되어질 수 있다. 여기서  $\mathbf{T}_0(2) = \mathbf{T}(2) = \mathbf{T}_N = \mathbf{T}_8$  이고 식 (18)에 의해 만들어질 수 있으며  $\mathbf{T}_1(2)$ 은 block diagonal matrix  $\mathbf{T}_1(2) = \text{diag}[\mathbf{T}_{N/2}, \mathbf{T}_{N/2}]$ 에 의해 주어진다. 같은 방법으로 부밴드 수가 8인 DWT 행렬  $\mathbf{T}(8)$ 는  $\mathbf{T}(8) = \mathbf{T}_2(2)\mathbf{T}_1(2)\mathbf{T}_0(2)$ 에 의해 생성되어지고 여기서  $\mathbf{T}_2(2) = \text{diag}[\mathbf{T}_{N/4}, \mathbf{T}_{N/4}, \mathbf{T}_{N/4}, \mathbf{T}_{N/4}]$ 을 나타낸다. 직렬 연결의 최대 개수는  $1 + \log_2(N/m)$ 으로 나타내어진다.

셋째, 변환된 신호의 전력이 정규화되어지며 정규화된 출력 신호 벡터  $\mathbf{u}(n)$ ,  $\mathbf{u}(n) = [\mathbf{u}_1(n)^T, \mathbf{u}_2(n)^T]^T$ 에서  $\mathbf{u}_i(n)$ ,  $i=1,2$ 의  $j$ 번째 항은 식 (19)에 의해 주어진다.

$$u_{j,i} = \frac{y_{j,i}(n)}{\sqrt{P_{j,i}(n) + \epsilon}} \quad (19)$$

여기서,  $\epsilon$ 은 분모가 0이 되는 것을 방지하는 매우 작은 상수이고  $P_{j,i}(n)$ 은 추정된 순시 전력값을 나타내며 식 (20)와 같은 방법으로 구해진다.

$$P_{j,i}(n+1) = \sigma P_{j,i}(n) + (1-\sigma) \|y_{j,i}(n)\|^2 \quad (20)$$

넷째, 전력 정규화된 신호 벡터  $\mathbf{u}(n)$ 은 식 (16)에 의해 등화기 출력을 생성하고 식 (14)의 탭 계수 갱신 방정식과 식 (15)의 에러 방정식에 의해 LMS 알고리즘을 수행한다. 단, 식 (14)에서 필터 탭 계수는  $\mathbf{g}(n) = [\mathbf{g}_1(n)^T, \mathbf{g}_2(n)^T]^T$ 으로 표현되며,  $\mathbf{g}_i(n)$ 은  $M_i$  부밴드수로 변환된 신호에 대응되는 필터 탭 계수이다.

## VI. 모의 실험 및 결과

비선형 HPA를 가진 MQAM 시스템에서 Volterra 등화기의 수렴 성능을 향상시키기 위하여 제안된 병렬 MDWT-LMS 알고리즘의 수렴 성능을 모의 실험을 통하여 비교한다. 기존의 시간 영역 알고리즘

과 변환 영역 알고리즘들과의 수렴 성능과 비교한다. 시스템 파라미터로서 변조 방식으로는 16QAM, IBO 값으로 3dB와 6dB를 사용하였다. 펄스 성형 필터로서 roll-off factor가 0.25인 square-root raised cosine 필터를 사용하였다. 기존의 시간 영역 알고리즘으로는 정규화된 LMS (NLMS) 알고리즘을 구현하였으며, 변환 영역 알고리즘들로는 DFT-LMS 알고리즘, 그리고 부밴드 수가 4인 DWT-LMS 알고리즘을 구현하였다. 병렬 MDWT-LMS 알고리즘에서는 2밴드와 4 밴드를 동시에 가지도록 구현하였다. 웨이블릿 함수로는 Daubechies 4 (D4)를 사용하였으며 신호 대 잡음 전력 비 (SNR)는 20dB로 설정하였다. 또한, 앞서서도 언급하였듯이 Volterra 등화기 파라미터로는 차수가 2 ( $K=1$ ), 그리고  $n_i=0.1$ 로 설정하였다. 수렴 속도 비교는 앙상블 평균 MSE(mean square error) 값을 사용하였다.

그림 3은 Volterra 등화기를 사용하여 HPA에 의한 신호의 왜곡을 보상하는 것을 보여주는 그림이다. 그림 3-(a)는 IBO가 3dB일 때 16QAM 신호가 HPA에 의해 왜곡된 후 Volterra 등화기의 입력 신호 성상도(constellation)를 나타내고, 그림 3-(b)는 비선형 Volterra 등화기의 출력에서의 신호 성상도를 나타낸다. Volterra 등화기에 의해 HPA에 의한 비선형 왜곡이 보상됨을 볼 수 있다. 그림 4와 그림 5는 다양한 알고리즘들에 대한 수렴 성능 평가를 수행한 모의실험 결과를 보여준다. 그림 4는 IBO가 3dB일 때 16QAM 신호의 수렴 성능을 비교한 그림이고 그림 5는 IBO가 6dB일 때 16QAM 신호에 대한 수렴 성능을 비교한 것이다. 결과 그림에서 볼 수 있듯이 제안된 병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기의 수렴성능이 기존의 시간 영역 LMS 알고리즘과 변환 영역 LMS 알고리즘들에 비해 가장 우수함을 볼 수 있다. 결과적으로 제안된 알고리즘이 비선형 Volterra 등화기에

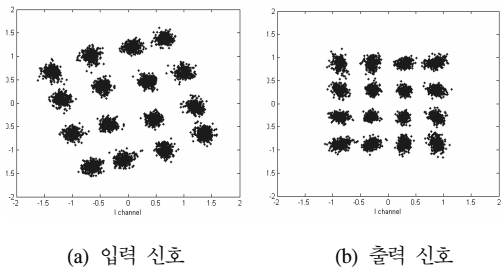


그림 3. Volterra 등화기 입력과 출력 신호의 성상도 (IBO=3dB)

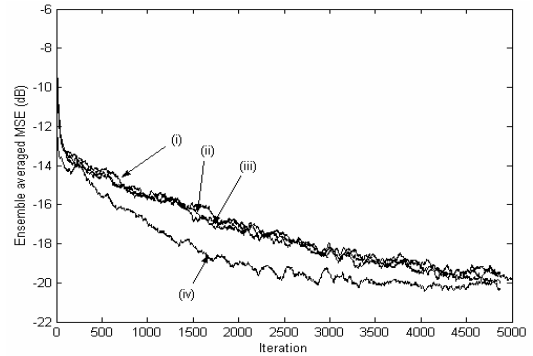


그림 4. IBO가 3dB일 때 다양한 알고리즘에 대한 16QAM 신호의 수렴 성능 (SNR=20dB), (i) NLMS; (ii) DFT LMS; (iii) DWT LMS with 4 band D4; (iv) parallel DWT LMS with 2 and 4 band D4

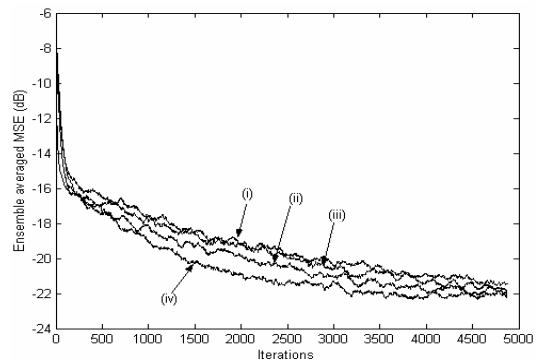


그림 5. IBO가 6dB일 때 다양한 알고리즘에 대한 16QAM 신호의 수렴 성능 (SNR=20dB), (i) NLMS; (ii) DFT LMS; (iii) DWT LMS with 4 band D4; (iv) parallel DWT LMS with 2 and 4 band D4

적용되었을 때 기존의 알고리즘에 비해 수렴 성능을 향상시킬 수 있으며 이는 훈련열의 길이를 감소시켜 프레임 효율을 증가시킬 수 있다.

## VII. 결론

비선형 HPA를 가진 MQAM 시스템에서 비선형 왜곡을 보상하기 위해 수신단에서 LMS 알고리즘을 적용한 비선형 적응 Volterra 등화기를 사용할 수 있다. LMS 알고리즘은 수렴 성능이 매우 느리므로 매우 긴 훈련열을 필요로 하게 되어 프레임 효율을 감소시킨다. 본 논문에서는 빠른 수렴 성능을 나타내는 병렬 MDWT-LMS 알고리즘을 적용한 Volterra 등화기를 제안하고 기존의 시간 영역 또는 변환 영역 LMS 알고리즘과 수렴 성능을 비교하였다. IBO가 3dB 또는 6dB일 때의 16QAM 시스템에 대해

여 모의 실험을 수행한 결과 제안된 알고리즘이 기존의 알고리즘들에 비해 우수한 수렴 성능을 나타냄을 확인하였다. 단, 제안된 기법은 동시에  $n$  번의 변환을 수행하므로 복잡도는 기존의 변환 영역 알고리즘에 비해 약  $n$  배정도 선형성을 가지고 증가된다. 제안된 알고리즘의 적용으로 복잡도는 선형적으로 증가하지만 훈련열의 길이를 감소시켜 프레임 효율을 증가시킬 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

- [1] Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th edition, Prentice Hall, 2002.
- [2] C. P. liang, J. H Jong, W. E. Stark, J. R. East, "Nonlinear amplifier effects in communications systems," IEEE Tr. Microwave theory and Tech. Vol 47, no. 8, pp. 1461-1466, Aug, 1999.
- [3] J. K. Cavers, "The effect of data modulation format on intermodulation power in nonlinear amplifiers," VTC94, Vol. 1, pp. 489-493, 1994.
- [4] A. A. M. Saleh, "Frequency Independent and Frequency Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," IEEE Tr. Comm., Vol. 29, Issue 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [5] G. karam and H.Sari, "Analysis of Predistortion, Equalization and ISI Cancellation Techniques in Digital Radio Systems with Nonlinear Transmit Amplifiers," IEEE Tr. Comm., vol. 37, No. 12, pp. 1245-1253, Dec. 1989.
- [6] B. W. Kim, Y. M. Lee and S.W. Nam, "Adaptive Volterra filtering using M-band wavelet transform," IEE Electronics Letters, Vol. 36, No. 1, pp. 94-96, Jan. 2000.
- [7] D. J. Kang, D. O. Hwang, S. W. Nam and E. J. Powers, "Adaptive Volterra filtering using M-band wavelet transform and Gram-Schmidt orthogonalization," IEE Electronics Letters, Vol. 38, No. 6, pp. 291-292, March 2002.
- [8] H. Lai and Y. Bar-Ness, "A New Predistortor Design for Nonlinear Power Amplifier Using the Minimum Distortion Power Polynomial Model (MDP-PM)," IEEE, pp.2216-2220, 2001.
- [9] K. J. Muhonen and M. Kavehrad, "Adaptive Baseband Predistortion Techniques for Amplifier Linearization," IEEE, Vol. 2, pp. 888-892, Oct. 1999.
- [11] F. beaufays, "Transform Domain Adaptive Filters: An Analytical Approach," IEEE Tr. Signal Proc., Vol. 43, No. 2, Feb. pp. 422-431, Feb. 1995.
- [12] K. J. Wang and S. J. Chern, "Adaptive Bayesian Decision Feedback Equalizer for Radio Channel with High-Power Amplifier," Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A), Vol. 24, No. 1, pp. 61-72, 1999.
- [13] S. S. Narayan, and M. J. Narasimha, "Transform domain LMS algorithm," IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, Vol. ASSP-31, No. 3, pp. 609-615, June 1983.
- [14] A. Gutierrez, and W. E. Ryan, "Performance of Volterra and MLS D Receivers for Nonlinear Band-Limited Satellite Systems," IEEE Trans. Comm., Vol. 48, No. 7, pp. 1171-1177, July 2000.
- [15] B. W. Kim, Y. M. Lee, S. K. Park and S. W. Nam, "Adaptive Volterra Filtering Using M-Band Wavelet Transform," ISSPA'99, Brisbane, Australia, pp. 959-963, August 1999.
- [16] 김영근, 강동준, 남상원, "M-band 웨이블릿 변환을 이용한 볼테라 적응 등화기", Journal of Control, Automation and Systems Engineering, Vol. 7, No. 5, pp. 415-420, May 2001.
- [17] C. S. Burrus, R. A. Gopinath, H. Guo, *Introduction to Wavelets and Wavelets Transforms*, Prentice Hall, 1998.

**최 윤 석 (Yun Seok Choi)**

정회원



1997년 2월 고려대학교 전자공학과  
1999년 8월 고려대학교 전자공학과 석사  
2004년 2월 고려대학교 전자공학과 박사  
2004년 3월~현재 삼성전자 정보통신총괄 책임연구원

<관심분야> 디지털 통신시스템, 이동 무선통신, wavelet and its application to wireless communications system

**박 형 근 (Hyung Kun Park)**

종신회원



1995년 2월 고려대학교 전자공학과  
1997년 2월 고려대학교 전자공학과 석사  
2000년 8월 고려대학교 전자공학과 박사  
2001년 3월~2001년 8월 University of Colorado, Postdoc.

2001년 9월~2004년 2월 현대시스콤 선임연구원  
2004년 3월~현재 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수

<관심분야> 4세대 이동통신, OFDM, 무선자원관리