

DCT HLMS DFE를 이용한 DTV 등화 성능 개선 연구

김재욱, 서종수

연세대학교 전기전자공학과

conceptor@hanmail.net, jsseo@yonsei.ac.kr

A Study on the Performance Improvement in Equalization of DTV using DCT HLMS DFE

Jae-Wook Kim, Jong-Soo Seo

Dept. of Electrical and Electronics Engineering, Yonsei University

요 약

본 논문은 8VSB 방식의 디지털 지상파 TV 시스템에서 수신 채널 등화기의 수렴속도와 MSE(Mean Square Error) 성능을 개선하기 위하여 DCT HLMS DFE(Discrete Cosine Transform Hierarchical Least Mean Square)를 제안한다. 즉, 다중경로 수신 환경에서 수신 신호의 왜곡 및 지연에 따른 입력 데이터에 대한 고유값 확산을 감소하기 위하여 DCT와 전력추정 알고리즘을 사용하고 또한, LMS(Least Mean Square) DFE를 계층적 구조의 서브필터로 변형함으로써 수신 데이터 상관 행렬의 고유값 범위를 줄인다. 전산모의 실험 결과 제안한 DCT HLMS DFE는 ATTC(Advanced Television Test Center)가 제시한 디지털 지상파 TV 방송 채널 중 A 채널 하에서 기존의 LMS DFE 보다 수렴속도와 MSE 성능이 개선됨을 알 수 있다.

I. 서 론

국내 디지털 지상파 TV 방송 표준으로 채택하고 있는 ATSC(Advanced Television System Committee) 8VSB(8-level Vestigial Side Band) 방식은 전송된 데이터 중 유효 데이터의 비율이 높고 채널 상태가 좋은 경우 동기 및 등화 과정이 간단한 장점이 있는 반면, 동기나 등화를 위한 기준 신호가 많이 포함되지 않으므로 기존의 LMS DFE(Least Mean Square Decision Feedback Equalizer) 등화기를 사용할 경우 실내수신과 이동수신과 같은 동적 다중경로 환경에서 동기과 등화가 어려운 단점이 있다. 특히, 디지털 지상파 TV는 혼련 신호열에 비해

약 312배의 긴 데이터열을 가지므로 혼련 신호열 구간에서 등화기가 수렴치 못했을 때 많은 데이터 손실이 발생하게 됨으로 채널 등화기의 빠른 수렴속도와 낮은 MSE가 요구된다.

본 논문에서는 다중 경로 디지털 TV 채널에서 ATSC 시스템의 수신 성능을 개선하기 위해 변환 알고리즘과 계층적인 구조를 갖는 DCT HLMS DFE(Discrete Cosine Transform Hierarchical Least Mean Square DFE)를 제안하고 ATTC(Advanced Television Test Center) A 채널 환경에서 그 성능을 분석한다.

II. 기존의 LMS DFE

ATSC 방식 DTV 등화기는 A/53 표준에 따라 64 탭의 FFF(Feed Forward Filter)와 192 탭의 FBF(Feed Back Filter)로 된 LMS DFE를 사용한다. 그림 1은 LMS DFE의 동작 구성도이다.

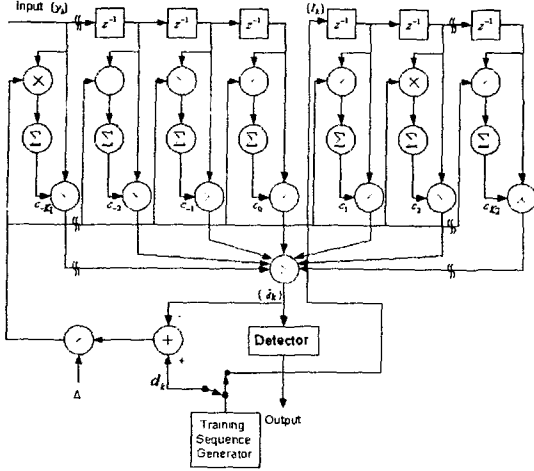


그림 1. LMS DFE 동작구성도

그림 1에서 등화기의 입력신호를 y_k , 탭 계수를 c_k , FFF 탭 수를 $K_1(c_{-K_1}, c_{-(K_1-1)} \dots c_2, c_1, c_0)$, 출력 후 판정된 신호가 입력되는 FBF의 탭 수를 $K_2(c_1, c_2 \dots c_{K_2}, c_{K_2})$ 로 나타내었다. 최종 LMS DFE 알고리즘의 출력 \hat{a}_k 는 식(1)과 같다.

$$\hat{a}_k = \sum_{n=-K_1}^0 c_n y(t-n\tau) - \sum_{n=1}^{K_2} c_n I(t-n\tau) \quad (1)$$

여기서, τ : 탭 지연

$y(t)$: FFF로 입력된 신호

$I(t)$: FBF로 입력된 신호

적응형 LMS DFE 알고리즘을 통해 추정되는 FFF와 FBF의 탭 계수 업데이트는 식(2)와 같다.

$$c_k(n+1) = c_k(n) + \Delta e_k(n) V_k \quad (2)$$

여기서, c_k : 탭 계수

Δ : 스텝 사이즈

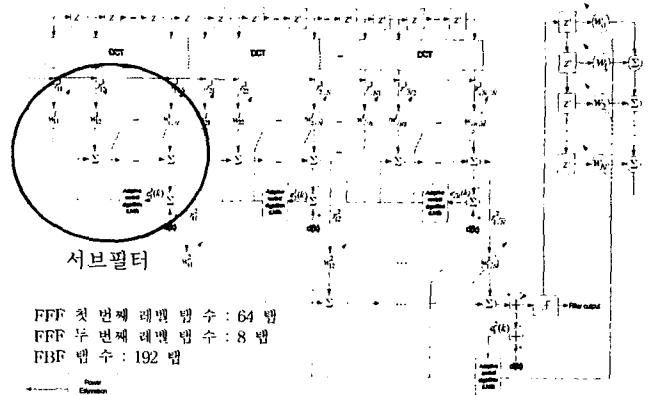
e_k : 에러 ($e_k = d_k - \hat{a}_k$)

V_k : FFF와 FBF의 입력 신호

($V_k = [y_{k+K_1} \dots y_k, I_{k-1} \dots I_{k-K_2}]^T$, T는 전이행렬)

III. 제안한 DCT HLM DFE

본 논문에서 제안한 DCT HLMS DFE의 동작 구성도는 그림 2와 같다.



FFF 첫 번째 레벨 탭 수 : 64 탭
FFF 두 번째 레벨 탭 수 : 8 탭
FBF 탭 수 : 192 탭

그림 2. DCT HLMS DFE

채널의 영향을 받은 FFF 입력신호를 DCT하여 채널에 상관된 데이터를 비상관 데이터로 변환시켜 입력 데이터 신호의 고유값 확산을 작게한 후 두단으로 나누어진 FFF를 지나게 된다. 1차원 DCT는 식(3)과 같다.

$$C(u) = a(u) \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos \left[\frac{(2x+1)u\pi}{2N} \right], u = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3)$$

여기서, $f(x)$: 입력 데이터

N : 데이터 수

$$a(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & u=0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & u=1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4)$$

제안한 DCT HLMS DFE는 $N=64$ 탭의 FFF가 논리적 $\beta=8$ 탭의 서브필터로 나누어져서 $\alpha=2$ 레벨로 구성된 등화기이다. 그림 2에서 r_{ij}^l 과 w_{ij}^l 은 각각 l 번째 레벨, i 번째 서브필터에서 j 번째 탭의 입력신호와 가중치(weight)이다[1]. 그리고 $d(k)$ 는 기준 신호 $\underline{r}_i = (r_{i1}(k), r_{i2}(k), \dots, r_{i\beta}(k))$,

$w_i^l = (w_{i1}^l(k), w_{i2}^l(k), w_{i3}^l(k), \dots, w_{i\beta}^l(k))$ 는 각각 l 번째 레벨, i 번째 서브필터에서 β 개 입력신호와 가중치 벡터이다. $e_i^l(k)$ 는 l 번째 레벨에서 i 번째 서브필터에서의 에러이다. l 번째 레벨에서 i 번째 서브필터의 출력값은 $(l+1)$ 번째 레벨에서 i 번째 탭의 입력신호이다. 그림 2에서 출력값은 식(5), 식(6) 그리고 식(7)과 같다.

$$w_{11}^2 = w_{11}^1 r_{11}^1 + w_{12}^1 r_{12}^1 + \dots + w_{1\sqrt{N}}^1 r_{1\sqrt{N}}^1 \quad (5)$$

$$w_{12}^2 = w_{21}^1 r_{21}^1 + w_{22}^1 r_{22}^1 + \dots + w_{2\sqrt{N}}^1 r_{2\sqrt{N}}^1 \quad (6)$$

$$w_{1\sqrt{N}}^2 = w_{\sqrt{N}1}^1 r_{\sqrt{N}1}^1 + w_{\sqrt{N}2}^1 r_{\sqrt{N}2}^1 + \dots + w_{\sqrt{N}\sqrt{N}}^1 r_{\sqrt{N}\sqrt{N}}^1 \quad (7)$$

DCT HLMS DFE의 탭 계수는 첫 번째 레벨(하위레벨)과 그 이상의 상위레벨로 나누어 업데이트 된다. FFF 첫 번째 레벨에서의 탭 계수 업데이트는 식(8)과 같다.

$$w_i^{(1)}(k+1) = w_i^{(1)}(k) + \frac{\mu^{(1)}}{\varepsilon + \sigma_i^{(1)}(k)} e_i^{(1)}(k) r_{ij}^{(1)}(k) \quad (8)$$

여기서,

$w_i^{(1)}(k)$: FFF 첫 번째 레벨, i 번째 서브필터에서 j 번째 탭 계수

$\mu^{(1)}$: FFF 첫 번째 레벨에서의 스텝 사이즈

$e_i^{(1)}(k)$: FFF 첫 번째 레벨, i 번째 서브필터의 에러

$r_{ij}^{(1)}(k)$: DCT 후 FFF 첫 번째 레벨, i 번째 서브필터에서 j 번째 입력 신호

ε : 오버플로어를 막기 위한 상수, $0 < \varepsilon \ll 1$

$\sigma_i^{(1)}(n)$: 변환 후 전력 추정값

$c_i^2(n)$ 은 DCT때 일어나는 전력 확산을 보상해 주기 위한 전력 추정값이며, ε 은 전력이 너무 작아질 경우를 고려한 상수이다. 전력 추정 알고리즘은 식(9)와 같다.

$$\sigma_i^2(k) = \beta \sigma_i^2(k-1) + (1-\beta) |r_{ij}(k)| \quad (9)$$

α 기서, $\beta \in [0, 1]$ 이다.

FFF 두 번째 레벨에서의 탭 계수 업데이트는 식(10)과 같다.

$$w_i^{(2)}(k+1) = w_i^{(2)}(k) + \mu^{(2)} e_i^{(2)}(k) r_i^{(2)}(k) \quad (10)$$

α 기서, $w_i^{(2)}(k)$: FFF 두 번째 레벨의 i 번째 탭 계수

$\mu^{(2)}$: FFF 두 번째 레벨의 스텝 사이즈

$e_i^{(2)}(k)$: FFF 두 번째 레벨의 에러

$r_i^{(2)}(k)$: FFF 두 번째 레벨의 i 번째 입력 신호

FBF에서의 탭 계수 업데이트는 식(11)과 같다.

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \mu e_i(k) r_i(k) \quad (11)$$

여기서, $w_i(k)$: FBF i 번째 탭 계수

μ : FBF의 스텝 사이즈

$e_i(k)$: FBF의 에러

$r_i(k)$: FBF i 번째 위치의 입력 신호

III. 모의 실험 결과 및 고찰

ATTC A 채널 하에서 기존의 LMS DFE와 제안한 DCT HLMS DFE를 그림 3의 8VSB 시스템에서 모의 실험을 하였다. 여기서, f_1 과 f_2 는 각각 2.69 MHz, 5.35 MHz이며 8VSB 신호의 $(\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7)$ 의 8 레벨 중에서 832개의 ± 5 신호 레벨로 구성된 필드 싱크 세그먼트가 채널을 추정 후 그 뒤에 8레벨 데이터열의 심볼 에러율을 보냈다. 8VSB에서 VSB의 펄스 성형 필터로 사용되는 제곱근 코사인 필터의 볼-오프 계수는 0.1152이며 파일릿 신호는 1.25V이다. 기존의 LMS DFE는 64탭의 FFF와 192 탭의 FBF를 가지며 제안된 DCT HLMS DFE는 두 단으로 이루어진 계층구조로써 첫 번째, 두 번째 레벨의 FFF는 각각 64 탭, 8 탭을 갖고 FBF는 192 탭을 갖는다.

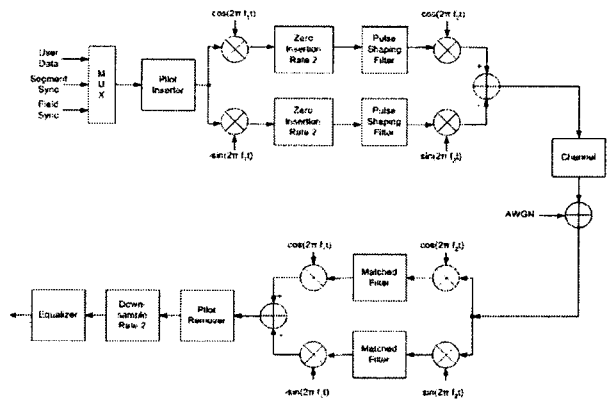


그림 3. 모의실험 동작구성도

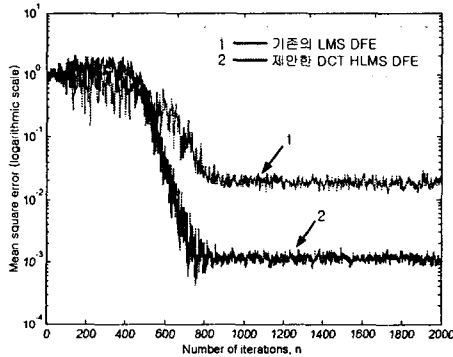
표 1은 채널의 프로파일이고 표 2는 모의 실험 시 적용되어던 조건이다

표 1. ATTC 실험실 테스트에 사용된 정적 다중경로 앙상블

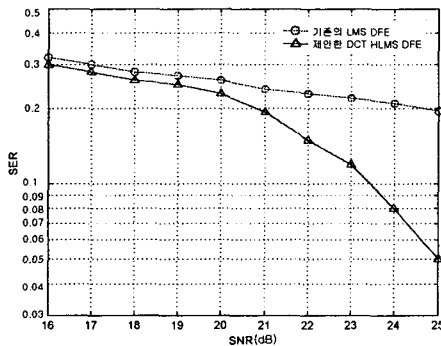
양상분	특성	경로 1	경로 2	경로 3	경로 4	경로 5	경로 6
A	Delay (µsec)	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	18
	Amplitude (dB)	0	-20	-20	-10	-14	-18
	Phase (degrees)	0	188	260	332	44	116

표 2. 모의 실험 조건

변수		DCT HLMS DFE	LMS DFE
계층 수	피드포워드 필터	2	1
	피드백 필터	1	1
피드포워드 필터 탭수		64	64
피드백 필터 탭수		192	192
서브 필터 탭수		8	N/A
β		0.9	N/A
ϵ		2.5×10^{-2}	N/A
A채널에서 스텝사이즈	FFF 첫 번째 레벤	0.85×10^{-3}	0.92×10^{-4}
	FFF 두 번째 레벤	0.25×10^{-4}	
	FBF	0.8×10^{-4}	
Carrier frequency		5.38 MHz	
Symbol rate		10.76 Msymbols/s	
Filter BW		6 MHz	
Modulation type		8VSB	
Training sequence length		832 symbols	



(a) 수렴성능 (S/N=20dB일때)



(b) 심볼 에러율

그림 4. ATTC A 채널에서 채널 등화기의 수렴성능과 심볼 에러율

그림 4은 ATTC A 채널에서의 기존 등화기와 제안한 등화기의 수렴성능과 심볼 에러율을 비교한 것이다. 여기서 SNR이 25dB 보다 클 때 등화 후 트렐리스 디코딩이 대부분의 심볼 에러를 정정할 수 있기 때문에 ATTC 채널에서 등화기의 심볼 에러율은 25dB까지로 하였다. 그림 4(a)는 S/N = 20dB일 때 훈련 신호열 832 심볼 구간 내에서 MSE 수렴곡선을 나타내며 기존의 등화기와 제안한 등화기의 MSE는 각각 약 9×10^{-2} , 1×10^{-3} 을 나타낸다.

ATSC 8VSB 시스템에서 수신이 가능한 영상화면의 가시청 임계값은 RS 디코딩 이후에 BER = 3×10^{-6} , 혹은 세그먼트 에러율(SER) = 2×10^{-4} 로 정의되며 이 SER은 등화기 이후 (트렐리스 디코딩 이전) 8VSB 심볼 에러율 0.2에 해당된다[2][3]. 이 임계값은 영상신호를 완벽하게 수신할 수 있는 이론적인 값이다.

그림 4(b)는 훈련 신호열이 채널 추정 후 데이터열에서의 심볼 에러율을 나타내며 기존의 등화기와 제안한 등화기는 심볼 에러율 0.2일 때 각각 약 SNR=20.8dB, 24.6dB으로 제안한 등화기가 약 3.8dB의 성능 향상을 보인다.

IV. 결론

본 논문에서는 DCT 후 LMS DFE를 계층적 구조로 변형시켜 필터 계수를 계층적으로 업데이트하므로써 채널에 따른 입력 심벌의 고유값 확산을 줄이며, DCT 변환을 통해 발생하는 전력 변화를 보상하기 위한 전력 추정 알고리즘을 사용하는 DCT HLMS DFE를 제안하였다. 또한 ATTC A 채널에서 제안한 등화기가 기존의 등화기 보다 빠른 수렴속도와 낮은 MSE를 갖음을 확인하였다. 향후, 데이터열에서 블라인드 등화기와 제안한 등화기의 계층구조의 변형과 여러 변환에 따른 성능분석이 필요하겠다.

참고 문헌

- [1] Tai-Kuo Woo, "Fast hierarchical least mean square algorithm", IEEE Signal Processing Letter, Vol.8, Issue:11, Nov 2001, pp289-291
- [2] ATSC standard A/53, "ATSC Digital Television Standard", Apr.2001.
- [3] Ghosh, M., "Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers", Proceedings of the IEEE, Vol.86, Issue: 10, Oct., 1998. pp2070-2081