

필터뱅크 기반 고속 데이터 전송을 위한 효율적인 시간 영역 등화 기법

박태윤, 홍훈희†, 최재호
전북대학교 공과대학 전자정보공학부
† 한아시스템(주) 네트워크 연구실

Efficient time domain equalization technique for filterbank-based high speed data transmission

Tae-yoon Park, Hoon-heui Hong† and Jae-ho Choi
Division of Eletronics and Information Engineering, Chonbuk National University
† Network Lab., Hana Systems Inc.
email : wave@moak.chonbuk.ac.kr

요약

필터뱅크를 기반으로 하는 이산 웨이브렛 멀티톤(DWMT) 데이터 전송 시스템은 전송 채널의 영향으로 발생하는 심벌간 및 부채널간의 간섭 잡음에 민감하다. 본 논문에서 제안한 시간 영역 등화기(TEQ)는 전송 채널 응답의 길이를 단축시키는 TEQ-S와 전송 채널의 주파수 특성을 향상시키는 TEQ-C등 2단계로 이루어져있다. 제안한 시간영역 등화기(TEQ)를 DWMT 데이터 전송 시스템에 적용하면 많은 간섭 성분을 감소시킬 수 있어 하드웨어적으로 보다 간단한 FEQ로도 잔여 간섭 잡음을 효과적으로 제거할 수 있다.

1. 서론

코사인 변조 필터 뱅크(cosine modulated filter banks: CMFB)를 이용한 이산 웨이브렛 멀티톤(discrete wavelet multitone: DWMT) 시스템에서 M-밴드 IDWT/DWT 다중화 송·수신기(transmultiplexer)는 완벽 재구성 조건(perfect reconstruction constraint)을 만족한다[1]. 그러나 통신 채널 및 백색 잡음(AWGN), 누화(crosstalk), 임펄스 잡음, RFI등의 간섭요인 때문에 DWMT 시스템에는 심각한 심벌간 간섭(inter-symbol interference: ISI)과 채널간 간섭(inter-channel interference: ICI)의 영향이 존재한다.

이러한 ISI, ICI, ISCI를 제거하기 위하여 수신된 신호를 복조한 후 주파수 영역에서 등화기를 적용할 수 있다. DWMT 시스템은 전송기 변조필터의 길이

가 심볼 길이보다 길기 때문에 DMT 시스템과 같이 순환 접두부를 사용할 수 없어서 보다 복잡한 구조의 주파수 영역 등화기(frequency domain equalizer: FEQ)가 요구된다[2].

본 논문에서는 수신된 신호를 복조하기 전단계인 시간 영역에서 전송 채널의 특성을 개선하는 등화기를 설계하여 FEQ의 하드웨어 복잡도를 크게 감소시키는 효과와 함께 데이터 전송율을 높일 수 있는 알고리즘을 제안한다. 제안한 시간 영역 등화기(time domain equalizer: TEQ)는 2단계로 구성된다. 첫 번째 단계는 TEQ-S(TEQ-shortening)이고 두 번째 단계는 TEQ-C(TEQ-compensation)이다. 수렴 속도가 뛰어난 Kalman 알고리즘[3]을 적용한 TEQ-S는 전송 채널 임펄스 응답의 길이를 줄여 전송 채널의 시간 특성을 향상시키고, 전형적인 LMS(least mean square)기법에 의하여 구현된 TEQ-C는 전단의 TEQ-S에서 처리된 전송 채널의 주파수 특성을 향상시킨다. 제안한 TEQ는 전송 채널에 의해서 발생하는 ISI와 ICI의 영향을 상당량 제거할 수 있기 때문에, 시간 영역 등화기를 전혀 적용하지 않는 경우나, TEQ-S나 TEQ-C 중 하나만을 적용한 경우와 비교하여 훨씬 간단한 FEQ로 잔여 ISCI의 영향을 제거할 수 있다.

II. DWMT 데이터 전송 시스템 구조

그림 1은 제안한 시간 영역 등화기를 포함하는 DWMT 기반 데이터 전송 시스템의 블록도이다. DWMT 시스템의 IDWT/DWT는 실수로 구성된

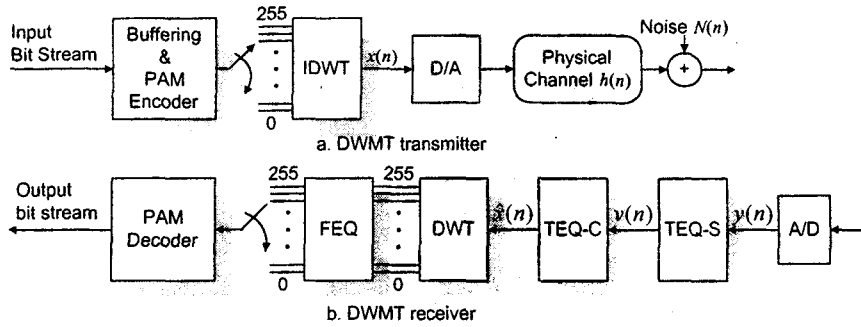


그림 1. DWMT 기반 데이터 전송 송수신기 블록도

코사인 변조 필터 뱅크 기반 변·복조 시스템이므로 M-PAM 부호화기를 사용한다. DWMT 시스템의 주요부분인 IDWT(inverse discrete wavelet transform)는 시간 분할 다중화(time division multiplexed: TDM) 형태의 신호를 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexed: FDM) 형태로 변조하고, DWT는 이를 다시 시간 분할 다중화된 신호로 복조한다[2][4][5].

III. 2단계 시간 영역 등화기(TEQ)

본 논문에서 제안한 TEQ는 전송 채널의 임펄스 응답의 길이를 줄이는 TEQ-S와 전송 채널의 주파수 응답을 향상시키는 TEQ-C 등 2 단계로 구성되어 있으며 훈련 수열(training sequence)을 이용하여 TEQ-S의 탭 계수와 TEQ-C의 탭 계수를 순차적으로 결정한다.

1. 전송 채널의 임펄스 응답 줄이기 (TEQ-S)

전송 채널 임펄스 응답의 길이를 줄이는 TEQ-S는 수렴 속도가 뛰어난 Kalman 알고리즘을 사용한 RLS(recursive least square) 방법으로 구현하였다.

전송 채널 전달 함수를 pole-zero 모델로 표현하면 $h(z^{-1}) = a(z^{-1})/[1+b(z^{-1})]$ 이고, TEQ-S의 전달 함수가 $1+b'(z^{-1})$ 라고 가정할 때, 짧아진 전송 채널의 전달 함수 $a'(z^{-1})$ 는 다음과 같다.

$$\left(\frac{a(z^{-1})}{1+b(z^{-1})} \right) (1+b'(z^{-1})) \approx a'(z^{-1}) \approx a'(z^{-1}) \quad (1)$$

식 (1)처럼 TEQ-S가 전송 채널의 pole을 제거시킨다면 채널 임펄스 응답의 길이를 $a'(z^{-1})$ 의 차수로 줄일 수 있다. 이를 위해 벡터 Θ , $\Phi(n)$ 을 다음과 같이 정의한다[6].

$$\Theta = [a'_0 \ a'_1 \ \dots \ a'_v \ -b'_1 \ -b'_2 \ \dots \ -b'_l]^T \quad (2)$$

$$\Phi(n) = [x(n)x(n-1) \ \dots \ x(n-v)y(n-1) \ \dots \ y(n-l)]^T \quad (3)$$

이 때 $[a'_0 \ a'_1 \ \dots \ a'_v]$ 는 짧아진 전송 채널의 임펄스 응답이고, $[1 \ b'_1 \ b'_2 \ \dots \ b'_l]$ 는 TEQ-S의 탭 계수, $x(n)$ 은 IDWT의 출력 값 즉, 전송된 신호이고 $y(n)$ 은 채널과 잡음에 의해 왜곡된 수신 신호이다. TEQ-S의 탭 길이는 $(l+1)$ 이다. $e(n) = y(n) - y'(n)$ 이라 정의할 때, 효율적인 TEQ-S 설계를 위하여 Kalman 알고리즘[3]을 사용하여 평균 자승 오류(mean squared error), $E\{e^2(n)\}$ 을 최소화하는 벡터 Θ_{LS} 를 반복적으로 구하면 다음과 같다.

$$\Theta_{LS}(k) = \Theta_{LS}(k-1) + K(k)e(k) \quad (4)$$

$$K(k) = \frac{1}{w + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} P(k-1)\Phi(k) \quad (5)$$

$$P(k) = \frac{1}{w} [P(k-1) - K(k)\Phi^T(k)P(k-1)] \quad (6)$$

여기서 w 는 $0 < w < 1$ 의 임의의 상수이며, 식 (4), (5), (6)을 반복적으로 수행하여 빠른 수렴 속도로 TEQ-S의 탭 계수를 결정할 수 있다.

2. 전송 채널의 주파수 응답 보상 (TEQ-C)

TEQ-S는 전송 채널 임펄스 응답의 길이만을 줄이므로 짧아진 채널 $h_s(n)$ 은 이상적인 채널의 주파수 특성보다 상당한 감쇠를 보인다. 채널의 주파수 특성을 보상하는 적은 탭 수의 등화기를 적용하여 이상적인 채널에 보다 가깝게 만들어 줌으로써 시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 하드웨어 복잡도를 줄이기 위하여 TEQ-C는 구조가 간단한 전형적인 LMS(least mean square) 알고리즘을 사용한다.

그림 2는 LMS 기법으로 구현된 TEQ-C의 구조이다. TEQ-C 탭 계수 벡터를 C 라 정의하면, $(k+1)$ 번째 반복 수행에서의 TEQ-C 탭 계수는 다음과 같이 갱신된다.

$$C(k+1) = C(k) + \Delta e(k)V(k) \quad (7)$$

여기에서 $V(k)$ 는 TEQ-C로 입력되는 $(2K+1)$ 길이의 벡터로 다음과 같다.

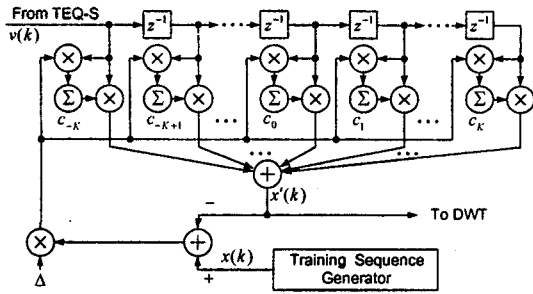


그림 2. LMS 알고리즘을 사용한 TEQ-C의 구조

$$\mathbf{V}(k) = [v(k+K) \cdots v(k) \cdots v(k-K)]^T \quad (8)$$

또한 수렴 제어 상수 Δ 는 $0 < \Delta < 2/\lambda_{\max}$ 가 되게 설정하며, λ_{\max} 는 입력 벡터 $\mathbf{V}(k)$ 와 관련한 자기 상관 행렬 (autocorrelation matrix)의 고유치 (eigenvalues) 중 최대값이고, $e(k) = x(k) - x'(k)$ 이다. 여기서 $x(k)$ 는 TEQ-C 계수 훈련을 위한 훈련 수열로서 전송 M-PAM 심벌을 IDWT로 변조한 값을 사용하고, $x'(k)$ 는 TEQ-C의 출력값이다.

등화기 훈련기간 동안에 훈련 수열을 사용하여 TEQ-S와 TEQ-C의 필터 계수를 순차적으로 결정한다. 훈련기간이 끝나고 실제 데이터를 전송할 때는 전송 채널의 특성이 거의 변하지 않는다는 가정 하에서 TEQ-S와 TEQ-C의 탭 계수를 고정할 수 있다. 그러므로 실제 데이터 전송 시에는 $(t+1)$ 길이의 TEQ-S $q(n)$ 과 $(2K+1)$ 길이의 TEQ-C $c(n)$ 은 탭 계수가 고정된 하나의 FIR 필터 즉, $teq(n) = q(n) * c(n)$ 으로 작동된다. 등화 전의 전송 채널을 $h(n)$ 이라 할 때 등화 후 채널의 임펄스 응답은 $h_{eq}(n) = h(n) * teq(n)$ 이다. 이 경우 전체 시간 영역 등화기 TEQ의 임펄스 응답인 $teq(n)$ 의 탭수는 $t+2K+1$ 이 된다.

IV. 모의 실험

제안한 시간 영역 등화기의 성능을 확인하기 위하여 10.24 MHz까지의 대역을 사용하였다. IDWT/DWT 필터 बैं크를 구성하는 기저 대역 통과 필터의

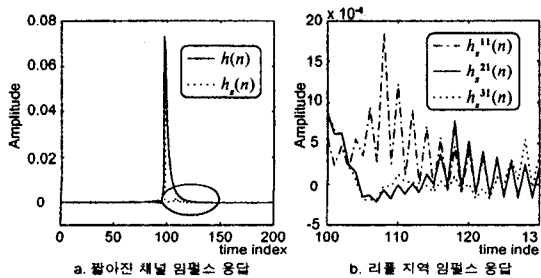


그림 3. TEQ-S에 의해 짧아진 채널 임펄스 응답

필터 중첩 인자 g 는 2를 사용하였고, 각 부채널에서의 샘플링 주파수 f_s 는 80 kHz이다. 부채널 수는 256개를 사용하였으며 이들 중 0~64번째 부채널은 POTS/ISDN등을 위해 사용하지 않는다. 총 전송 파워는 11.5 dBm이다. 시뮬레이션에 사용된 전송 채널은 T1E1.4의 VDSL 시험 선로 중 하나인 VDSL1x이다. 잡음 요인으로는 -140 dBm/Hz의 백색 잡음과 FEXT를 고려하였다.

그림 3은 Kalman 알고리즘을 사용하여 구현된 TEQ-S의 성능을 나타낸다. 그림 3.a는 시험 선로의 채널 임펄스 응답 $h(n)$ 과 11탭 TEQ-S를 사용하여 짧아진 임펄스 응답 $h_s(n)$ 을 보여주고, 그림 3.b는 a)에서 타원으로 표시된 리플 지역을 확대하여 나타내었다. $h_s^{11}(n)$, $h_s^{21}(n)$, $h_s^{31}(n)$ 은 11탭, 21탭, 31탭 TEQ-S를 각각 $h(n)$ 에 적용하여 짧아진 임펄스 응답이다. 실험결과에서 알 수 있듯이 TEQ-S의 탭수가 증가할수록 짧아진 전송 채널 임펄스 응답의 리플이 적어지기는 하나 21탭인 경우와 31탭인 경우는 리플의 차이가 거의 없었다.

그림 4는 21탭의 TEQ-S를 바탕으로 여러가지 탭수의 TEQ-C를 시험해 보았다. 그림 4.a는 채널의 주파수 응답 $H(f)$, TEQ-S에 의해 짧아진 채널의 주파수 응답 $H_s(f)$, 여기에 3탭 TEQ-C를 사용하여 등화된 채널의 주파수 응답 $H_{eq}^3(f)$ 를 나타내고 있다. 그림 4.b는 3탭, 5탭 및 7탭의 TEQ-C를 각각 적용하여 얻은 등화된 채널의 주파수 응답 $H_{eq}^3(f)$, $H_{eq}^5(f)$, $H_{eq}^7(f)$ 을 보다 확대하여 본 것이다. 21탭 TEQ-S와 함께 7탭 TEQ-C를 사용했을 때 시간 영역에서 얻고자 하는 안정된 등화기 성능을 보이는 것으로 나타났다.

TEQ를 거치고도 남아있는 간섭을 제거하기 위해서는 각 부채널에 주파수 영역 등화기(FEQ)가 필요하다. FEQ는 일반적인 LMS 알고리즘을 확장한 2차원 LMS 알고리즘을 사용하였다. 그림 5는 TEQ와 FEQ를 조합적으로 사용하여 시험 선로를 등화한 결과이다. 등화기의 성능평가 기준으로 다음과

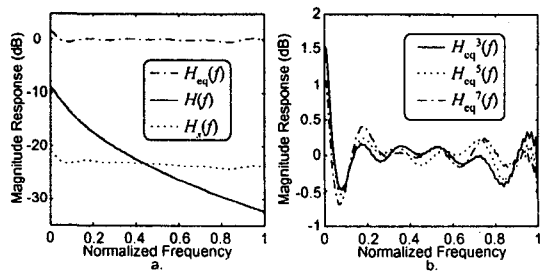


그림 4. TEQ로 등화된 채널의 주파수 응답

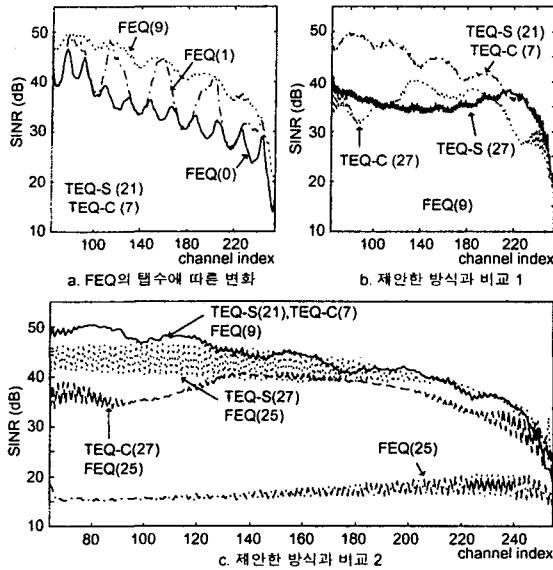


그림 5. TEQ, FEQ를 사용한 각 부채널에서의 SINR 같이 정의된 SINR(signal to interference and noise ratio)을 사용하였다.

$$SINR_i = 10 \times \log_{10} \frac{P_i}{\xi_i}, \quad \xi_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |I_i(n) - s_i(n)|^2 \quad (9)$$

i 는 부채널 인덱스, P_i 는 송신 심볼의 평균 전력, $I_i(n)$ 은 전송 심볼, $s_i(n)$ 은 FEQ의 decision 심볼을 의미한다. 그림에서 괄호 안의 수는 각 등화기의 탭 수를 의미한다.

그림 5.a는 21탭 TEQ-S와 7탭 TEQ-C를 사용했을 때, FEQ 탭 수에 따른 각 부채널에서의 SINR이다. 9탭 FEQ를 사용했을 때 안정적으로 우수함을 알 수 있다. 그림 5.b는 FEQ를 9탭으로 고정하고 TEQ-S 및 TEQ-C를 시험한 것이다. TEQ-C나 TEQ-S 등 1 종류만의 TEQ를 사용했을 때보다도 같은 탭 수의 2단계 TEQ를 사용했을 때 각 부채널에서의 SINR이 평균 7 dB 이상 우수하다.

그림 5.c에서 살펴 볼 수 있듯이 제안한 2단계 TEQ를 9탭의 FEQ와 함께 적용하면 25탭의 FEQ만을 단독으로 사용하는 경우보다 각 부채널에서의 SINR을 최대 35 dB, 평균 25 dB 향상시킬 수 있음을 알 수 있다. 또한, 25탭의 FEQ와 단일 방식의 27탭 TEQ를 사용했을 경우와 비교해보아도 보다 향상된 등화 성능을 보임을 알 수 있다. 즉, 이 경우, 제안한 TEQ를 사용하면 FEQ와 관련한 굵셈기 및 덧셈기의 하드웨어를 60% 이상 낮출 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 TEQ-S/TEQ-C로 구성된 시간 영

역 등화기(TEQ)를 제안하였다. 제안한 시간영역 등화기를 DWMT 기반 고속 데이터 전송 시스템에 적용하면 보다 우수한 채널 등화 성능을 보임과 동시에, 주파수 영역 등화기와 관련한 하드웨어를 크게 줄일 수 있었다.

한편, 제안한 TEQ는 심벌 동기를 가정하고 구현되었으나 실제적인 시스템 구현을 목표로 삼는다면 프레임 동기화(synchronization)가 필요하며 동시에 임펄스 잡음 및 RFI 등의 채널 손상 요인에 대한 연구도 요구된다.

Acknowledgements

본 논문은 정보통신부 연구지원에 의한 연구결과입니다.

참고문헌

- [1] M. A. Tzannes, "The DWMT: A multicarrier transceiver for ADSL using M-band wavelet transforms." *ANSI TIE1.4 Committee Contribution No. 93-067*, March 1993.
- [2] Sturt D. Sandberg, Michael A. Tzannes, "Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications," *IEEE JSAIC*, vol.13, no. 9, pp. 1571-1585, Dec. 1995.
- [3] John G. Proakis, *Digital Communications*, 3th Ed., McGraw-Hill, New York, NY, 1995.
- [4] John M. Cioffi, "A Multicarrier Primer", *ANSI TIE1.4 Committee Contribution No. 91-157*, Nov. 1991.
- [5] P. P. Vaidyanathan, *Multirate Systems and Filter Banks*, Prentice Hall, Englewood Cliff, New Jersey, 1993.
- [6] Peter J. W. Melsa, Richard C. Younce, Charles E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 44, no. 12, pp. 1662-1672, Dec. 1996.
- [7] Walter Y. Chen, *DSL simulation techniques and standards development for digital subscriber line systems*, Macmillan, Indianapolis, Indiana, 1998.
- [8] "Very-high-speed Digital Subscriber Lines System Requirements," *ANSI TIE1.4/98-043R2*, 1998