가입자 지역 다중반송파 전송시스템의 등화기 구현

Efficient equalizer design for multi-carrier transmission system in local area access

최재호
Jae-Ho Choi

요약

다중 채널을 사용하는 디지털 멀티톤 데이터 전송 시스템의 성능은 전송 채널의 영향으로 발생하는 심벌간의 간섭 잡음에 제한적이다. ISI를 제한하여 시스템의 데이터 전송 성능을 향상시키는 목적으로 전송 채널 임펄스 응답의 길이를 단축시키는 기법과 전송 채널의 주파수 특성을 향상시키는 기법을 합성하는 채널 등화 기법을 제안하였다. 수렴 속도가 빠른 칼만 알고리즘 및 구현 상 효율적인 LMS 알고리즘을 적용하여 제안한 등화기를 구현한다. 구현된 등화기를 필터 뱅크 기반 다중반송파 데이터 전송 시스템에 적용한 결과, 기존의 시스템의 성능보다 우수한 신호 대 간섭 잡음 비를 얻을 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

Abstract

Multi-carrier data transmission system performance is mostly limited by inter-symbol-interference that is caused by a dispersive characteristic of the transmission channel. In order to enhance the system performance to meet the service requirements of local access, the channel impulse response shortening method incorporated with a channel frequency response compensation method is proposed. For a fast and efficient implementation of the equalizer proposed, Kalman and LMS algorithms are successively used. To verify the channel equalization performance, a set of computer simulation is performed on a filter bank based multitone system operating in a typical high-speed local area data transmission environment. The results showed us a comparable signal-to-interference improvement over the conventional multitone equalization scheme.

Keywords : multitone system, filter bank, time/frequency domain equalizer, ISI, channel shortening, Kalman algorithm, LMS algorithm

I 서 론

코사인 변조 필터 뱅크(cosine modulated filter banks)를 이용하는 이산 웨이브렛 멀티톤(discrete wavelet multitone: DWMT) 시스템에서 신호의 변복조를 담당하는 M-밴드 IDWT/DWT (discrete wavelet multitone) 다중화기(trans-multiplexer)는 완벽 재구성 조건(perfect reconstruction constraint)을 만족한다[1]. 그러나 통신 채널의 특성 및 채널에 산재하는 백색 잡음(AWGN), 누화(crosstalk) 잡음, 임펄스 잡음, RFI 등의 간섭요인 때문에 신호의 왜곡이 발생하게 되며, 특히 채널의 임펄스 응답의 영향으로 발생하는 심벌간 간섭(inter-symbol-interference: ISI)은 시스템의 성능을 저하시키는 주된 요소로서 이를 제거하기 위한 연구가 다각적으로 진행되어 왔다[2].

다중 채널 데이터 전송 시스템의 성능을 저하시키는 심벌간 간섭 요소를 제거하기 위한 채널 등화 기법으로는 시간 영역등화 기법과 주파수 영역 등화 기법이 대표적이다.

IDFT/DFT (discrete Fourier transform)을 사용하는 디지털 멀티톤(DMT) 시스템에서는 수신기 전단에 시간 영역 등화기(TEQ)를 두어 채널의 임펄스 응답을 줄이고 단축된 채널 임펄스 응답 길이의 순환 접두부(cyclic prefix: CP)를 송신 신호에 접합하는 방법으로 ISI를 현저히 제거하는 기술을 사용한다[3-5]. 반면에 필터 뱅크 기반인 DWMT 시스템은 CMFB의 특성 상 CP를 사용하지 않으므로 데이터 전송 효율을 DMT에 비해 20-30% 이상 향상시킬 수 있는 장점이 있으나 주파수 영역 등화기(FEQ)의 복잡도가 상대적으로 크게 증가하는 문제가 발생한다[6,7]. 이러한 문제는 멀티톤 시스템의 부채널의 수가 증가함에 따라 시스템 설계 시 큰 부담으로 작용하게 됨으로 FEQ의 복잡도를 제한하기 위해서는 전송 채널의 임펄스 반응의 영향을 시간 영역에서 최대한 제거하여 주파수 영역으로 흘러드는 ISI를 최소화하는 효율적인 시간 영역 채널 등화 기법이 요구된다[8,9].

본 논문에서는 시간 영역 등화기 구현을 효율적으로 처리

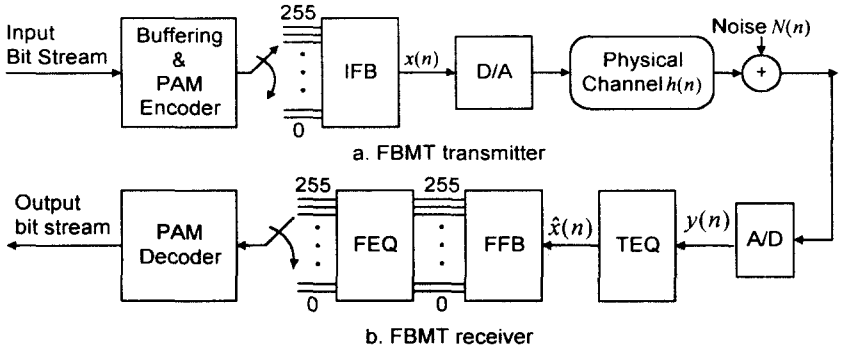


그림 1. FBMT 데이터 전송 시스템의 블럭도

Fig. 1 Block diagram of FBMT system

하기 위하여 2 단계 방식의 TEQ 구현 기법을 제안한다. 첫 번째 단계에서는 채널의 임펄스 반응을 단축하는 기법(TEQ-S)을 적용하고 이어서 두 번째 단계에서는 단축된 채널의 주파수 특성을 향상시키는 기법(TEQ-C)을 사용한다. 등화기 훈련 시간을 단축하기 위하여 수렴 속도가 뛰어난 Kalman 알고리즘을 TEQ-S 구현 단계에 적용하고, TEQ-C 구현 단계에서는 전형적인 LMS (least mean square)기법을 사용한다[2]. 두 단계를 거쳐 구현된 TEQ (TEQ-S/TEQ-C)는 기존의 DWMT 시스템에 비하여 상대적으로 간단한 FEQ를 적용할 수 있어 채널 등화에 필요한 DWMT 시스템의 하드웨어 부담을 크게 낮추는 효과를 얻을 수 있다.

II FBMT 데이터 전송 시스템의 구조

필터 뱅크 기반 다중반송파(FBMT) 데이터 전송 시스템은 전송 채널을 여러 개의 부채널로 분할하여 각 부채널에 다른 데이터 심벌을 전송하는 디지털 멀티톤 시스템으로써 OFDM 기법의 일종이다. 기존의 디지털 멀티톤 데이터 전송 방식으로는 ADSL 모뎀의 국제 표준으로 채택된 DMT 기법이 있다. DMT은 IDFT/DFT를 채널 분할 필터 뱅크로 활용하는 디지털 멀티톤 방식으로서 TEQ와 CP를 사용하여 ISI를 제거하고 간단한 FEQ만으로 ISI를 최소화할 수 있으나 CP에 의한 부가정보 때문에 데이터 전송률이 저하될 뿐만 아니라 부채널 필터의 높은 부엽(> -13 dB) 때문에 약간의 주파수 천이 현상에도 부채널간의 간섭이 증가하여 시스템의 성능을 제한하는 문제가 있다. 반면에 FBMT 시스템은 채널 분할 필터 뱅크를 구성하는 대역 통과 기저 필터의 부엽의 높이가 상대적으로 낮아 (< -30 dB) 부채널간의 간섭 잡음을 우선적으로 배제할 수 있는 장점이 있고 필터 뱅크의 특성 상 CP를 사용하는 시스템이 아니므로 데이터 전송 효율을 100%로 유지할 수 있어 데이터 전송률 측면에서 IDFT/DFT를 기반으로 하는 멀티톤 시스템 보다 효율적인 디지털 멀티톤 기법이다[10,11].

그림 1은 제안한 등화기 요소를 포함하는 FBMT 기반 데이터 전송 시스템의 블럭도이다. FBMT 시스템의 데이터 심벌 변복조를 담당하는 IFB/FFB는 실수로 구성된 코사인 변조 필터 뱅크로서 각 부채널에 M-ary PAM 부호화기를 사용한다. 합성 필터 뱅크의 역할을 하는 IFB는 시간 분할 다중화(TDM) 형태의 신호를 주파수 분할 다중화(FDM) 형태로 변조하고, 분석 필터 뱅크의 역할을 하는 FFB는 수신 신호를 다시 시간 분할 다중화된 신호로 복조한다. 전송 채널의 영향으로 발생하는 ISI를 제거하기 위하여 TEQ가 필요하며 잔여 간섭 잡음을 FEQ에서 제거한다. 이러한 시스템 기능 요소들 외에도 비트 오류 율을 낮추기 위한 FEC 등의 데이터 보호 부호화 기능도 추가 가능하지만 이 논문의 초점이 아니므로 여기서는 부가적인 데이터 부호화는 고려하지 않는다.

III 시간 영역 등화기 구현

다중 채널을 사용하는 디지털 멀티톤 시스템의 경우에도 여타의 전송 시스템에서와 같이 채널 임펄스 반응에 의한 심벌간의 간섭 왜곡을 제거하는 기능이 필수적이다. 특히, IDFT/DFT 및 CP를 사용하는 DMT의 경우와는 달리 필터 중첩 인수가 2 이상인 대역 통과 필터를 필터 뱅크의 기저로 사용하는 FBMT의 경우에는 필터 뱅크의 특성 상 CP를 사용하지 않으므로 상대적으로 높은 데이터 전송 효율을 얻을 수 있지만 DMT 시스템에 비하여 훨씬 복잡한 FEQ가 요구되는 단점이 있다. 즉, 데이터 전송 효율측면에서 부각되는 FBMT의 장점을 살리기 위해서는 FEQ의 복잡도를 상당히 낮추어야 하는데 이러한 문제는 TEQ가 ISI를 얼마만큼 효과적으로 제거할 수 있는가의 여부에 따라 결정된다.

제안한 TEQ는 전송 채널의 임펄스 응답의 길이를 줄이는 TEQ-S와 임펄스 응답이 단축된 전송 채널의 주파수 응답을 향상시키는 TEQ-C 등 2 단계로 구성되어 있다. 먼저, 전송 채널 임펄스 응답의 길이를 단축하기 위한 FIR 타입의 선형 등화기 TEQ-S는 수렴 속도가 뛰어난 Kalman 알고리즘을 사용하여 구현한다. 전송 채널의 임펄스 반응을 단축하기 위하여 우선 전송 채널을 IIR 타입으로 일반화하고 전송 채널 전달 함수를 pole-zero 모델로 표현하면 $h(z^{-1}) = a(z^{-1})/[1+b(z^{-1})]$이고, TEQ-S의 전달 함수가 $1+b'(z^{-1})$, $b'(z^{-1}) \simeq b(z^{-1})$, 라고 가정할 때, 임펄스 반응이 단축된 전

송 채널의 전달 함수 $a'(z^{-1})$는 다음과 같다.

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

즉, 전달 함수가 $1+b'(z^{-1})$인 TEQ-S가 전송 채널의 pole을 제거시킨다면 채널 임펄스 응답의 길이를 $a'(z^{-1})$의 차수로 줄일 수 있다. 단축 채널의 임펄스 응답 값과 TEQ-S의 등화기 계수 값을 얻기 위하여 벡터 $\boldsymbol{\Theta}$, $\boldsymbol{\Phi}(n)$을 다음과 같이 정의한다.

$$\Theta=[a_0' \; a_1' \ldots . \; a_v' \; -b_1' \; -b_2' \; \ldots . \; -b_t']^T \quad (2)$$

$$\Phi(n)=[x(n) \quad x(n-1) \; \ldots . \; x(n-v) \; y(n-1) \; \ldots . \; y(n-t)]^T \quad (3)$$

여기서 $[a_0' \; a_1' \cdots a_v']$는 길이가 (v+1)로 단축된 전송 채널의 임펄스 응답이고, $[1 \; b_1' \; b_2' \cdots b_t']$는 길이가 (t+1)인 TEQ-S의 탭 계수, $x(n)$은 IFB의 출력 값 즉, 변조 후 전송된 신호이고 $y(n)$은 채널과 잡음에 의해 왜곡된 수신 신호이다.

송신 데이터 신호와 그 신호의 추정 값과의 차분을 $e(n)$이라 정의할 때, 차분 값의 평균 자승 오류 $E[e^2(n)]$을 최소화하는 벡터 $\boldsymbol{\Theta}_{LS}$는 아래 식 (4), (5), (6)을 반복적으로 수행하는 Kalman 알고리즘을 적용하여 빠른 수렴 속도로 얻을 수 있다.

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

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

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

여기서 w는 $0<w<1$의 임의의 상수이다.

TEQ-S는 전송 채널 임펄스 응답의 길이만을 단축시키므로 임의의 길이의 임펄스 응답을 가진 전송 채널 h(n)에서 길이가 (v+1)로 단축된 채널 $h_s(n)$은 이상적인 주파수 특성을 보유할 수 없다. 단축된 채널 $h_s(n)$에 의한 여분의 ISI를 제거하기 위하여 두 번째 단계에서는 단축 채널의 주파수 특성을 향상시키는 적은 탭 수의 TEQ-C 등화기를 구현한다. TEQ-C는 TEQ-S의 출력을 입력으로 받아 유효 전송 대역을 0 dB에 가깝게 만들어 준다.

TEQ-C는 비교적 탭 수가 적은 간단한 구조이므로 구현이 용이한 전형적인 LMS 알고리즘을 사용한다. 그림 2는 LMS 기법으로 구현된 TEQ-C의 구조이다. TEQ-C 탭 계수 벡터를 C라 정의하면, $(k+1)$번째 반복훈련 단계에서의 TEQ-C 탭 계수는 다음과 같이 갱신된다.

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

여기에서 $\mathbf{V}(k)$는 TEQ-S의 출력부에서 TEQ-C로 입력되는 $(2K+1)$ 길이의 벡터로서 다음과 같다.

$$\boldsymbol{V(k)}=[v(k-K) \quad v(k-K+1) \; \ldots . \; v(k) \; v(k+1) \; \ldots . v(k+K)]^T \quad (8)$$

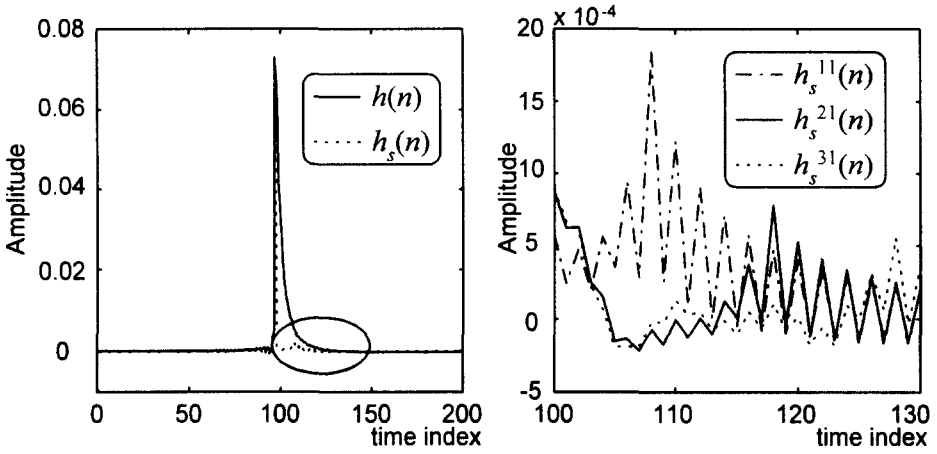
수렴 제어 상수 Δ는 $0<\Delta<2/\lambda_{max}$가 되게 설정하며, λ_{max}는 입력 벡터 $\mathbf{V}(k)$와 관련한 자기 상관 행렬(autocorrelation matrix)의 고유치(eigenvalues)중 최대값이고, $e(k)=x(k)-x'(k)$ 이다. 여기서 $x(k)$는 TEQ-C 탭 계수 훈련을 위한 훈련 수열로서 전송 M-ary PAM 심벌을 IFB로 변조한 값을 사용하고, $x'(k)$는 TEQ-C의 출력 값이다.

등화기 훈련기간 동안에 훈련 수열을 사용하여 TEQ-S와 TEQ-C의 필터 탭 계수 값을 순차적으로 결정한다. 훈련기간이 끝나고 실제 데이터를 전송할 때는 전송 채널의 특성이 거의 시간 불변 하다는 가정 하에서 TEQ-S와 TEQ-C의 탭 계수를 고정할 수 있다. 그러므로 실제 데이터 전송 시에는 $(t+1)$ 길이의 TEQ-S 와 $(2K+1)$ 길이의 TEQ-C 는 하나의 FIR 필터로 작동한다. 결과적으로, 두 단계로 구분하여 구현된 시간 영역 등화기 TEQ(TEQ-S/TEQ-C)의 총 탭 수는 $t+2K+1$이 된다.

Ⅳ 컴퓨터 시뮬레이션

제안한 FBMT용 등화기의 성능을 확인하기 위하여 10.24 MHz까지의 대역을 활용한다. IFB/ FFB 필터 뱅크를 구성하는 대역 통과 기저 필터의 필터 중첩 인자 g는 2를 사용하였고, 각 부채널에서의 샘플링 주파수 f_s는 80 kHz이다. 부채널 수는 256개를 사용하였으며 이들 중 0~64번째 부채널은 공중망 서비스 지역이므로 사용하지 않는다. M-ary PAM 시그널링에 사용된 총 전송 전력은 11.5 dBm이다. 전송 채널은 xDSL 시험 선로 중 하나인 중거리 선로를 사용하였으며 -140 dBm/Hz의 백색 잡음과 20개의 FEXT를 고려하였고 심벌 동기를 가정하였다[12,13].

컴퓨터 시뮬레이션에서는 등화기의 전송 채널 등화 성능을 TEQ-S, TEQ-C 및 FEQ의 조합으로 구분하여 분석하였다. 그림 2은 Kalman 알고리즘을 사용하여 구현된 TEQ-S의 전송 채널 임펄스 응답 단축 효과를 나타낸다. 그림 2.a에는 시험 선로의 채널 임펄스 응답 $h(n)$과 11탭 TEQ-S를 사용하여 단축된 임펄스 응답 $h_s(n)$을 동시에 나타내었고 그림 2.b는 2.a의 타원으로 표시된 리플 지역을 확대한 그림으로서 11탭, 21탭 및 31탭의 TEQ-S를 전송 채널 $h(n)$에 각각 적용하여 얻어진 단축된 전송 채널의 임펄스 응답 $h_s^{11}(n)$, $h_s^{21}(n)$, $h_s^{31}(n)$ 들을 보여주고 있다. 실험결과에서 알 수 있듯이 TEQ-S의 탭 수가 21 이상에서는 임펄스 응답의 리플의 변화 차이가 거의 없다. 그림 3은 TEQ-S의 탭 수를 21로 고정시킨



a. 짧아진 채널 임펄스 응답 b. 리플 지역 임펄스 응답

그림 2. TEQ-S에 의해 단축된 전송 채널 임펄스 응답

Fig. 2. Shortened channel impulse response by TEQ-S

후, LMS 알고리즘으로 구현된 TEQ-C를 21 탭 TEC-S와 조합으로 전송채널 등화에 적용하였을 때의 각 조합에 따른 채널 등화성능을 낸다. 그림 3.a는 전송 채널의 주파수 응답 $H(f)$, TEQ-S에 의해 단축된 채널의 주파수 응답 $H_s(f)$, 그리고 21 탭의 TEQ-S와 3탭의 TEQ-C를 동시에 사용하여 등화된 채널의 주파수 응답 $H_{eq}(f)$를 나타내고 있다. 그림 3.b에서는 3탭, 5탭 및 7탭의 TEQ-C를 21탭 TEQ-S와 함께 각각 적용하여 얻은 등화된 채널의 주파수 응답 $H^3_{eq}(f)$, $H^5_{eq}(f)$, $H^7_{eq}(f)$을 비교하였다. 실험결과에서 알 수 있듯이 보수적인 수치를 감안하더라도 21탭의 TEQ-S와 함께 7탭의 TEQ-C를 사용하면 유효전송대역에서 0 dB에 근접하는 안정된 전송채널 등화 성능을 얻을 수 있다.

특성을 향상시키고도 그림 3.b에서와 같이 불완전한 전송 채널의 영향이 존재한다. 시간 영역 등화기를 통과한 잔여 ISI와 ICI를 제거하기 위해서는 각 부채널에 주파수 영역 등화기가 필요하다. FEQ는 일반적인 1차원 LMS 알고리즘

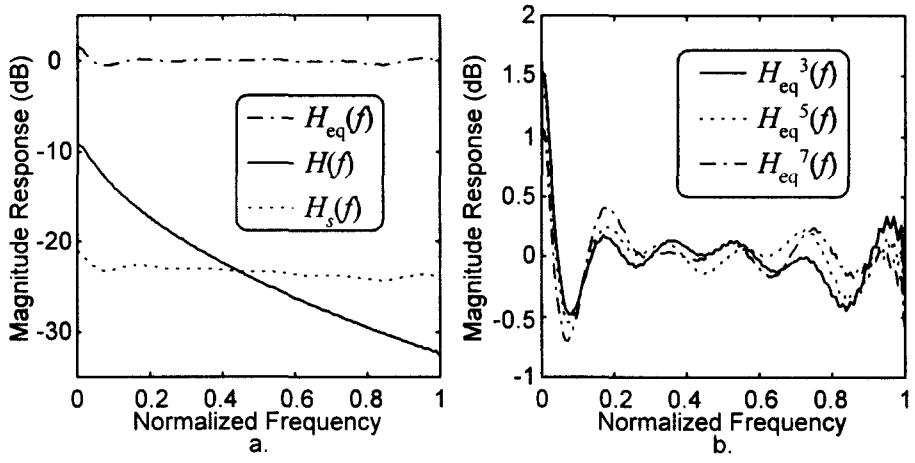


그림 3. TEQ-S/TEQ-C의 조합으로 등화된 채널의 주파수 응답

Fig. 3. Frequency response of channel equalized by TEQ-S/TEQ-C

TEQ (TEQ-S/TEQ-C)를 사용하여 전송 채널의 주파수을 확장한 2차원 LMS 알고리즘으로 구현하였다[14]. 등화기의 종합적인 채널 등화 성능은 여러 측면에서 측정될 수 있으나 여기서는 FEQ 출력단에서 얻을 수 있는 신호 대 간섭 잡음비 SIR(signal-to-interference-noise ratio)를 사용한다. SIR의 정의는 다음과 같다.

$$\mathrm{SINR}_i = 10\times\log_{10}\frac{P_i}{\xi_i},\quad \xi_i = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\left|I_i(n)-s_i(n)\right|^2 \tag{9}$$

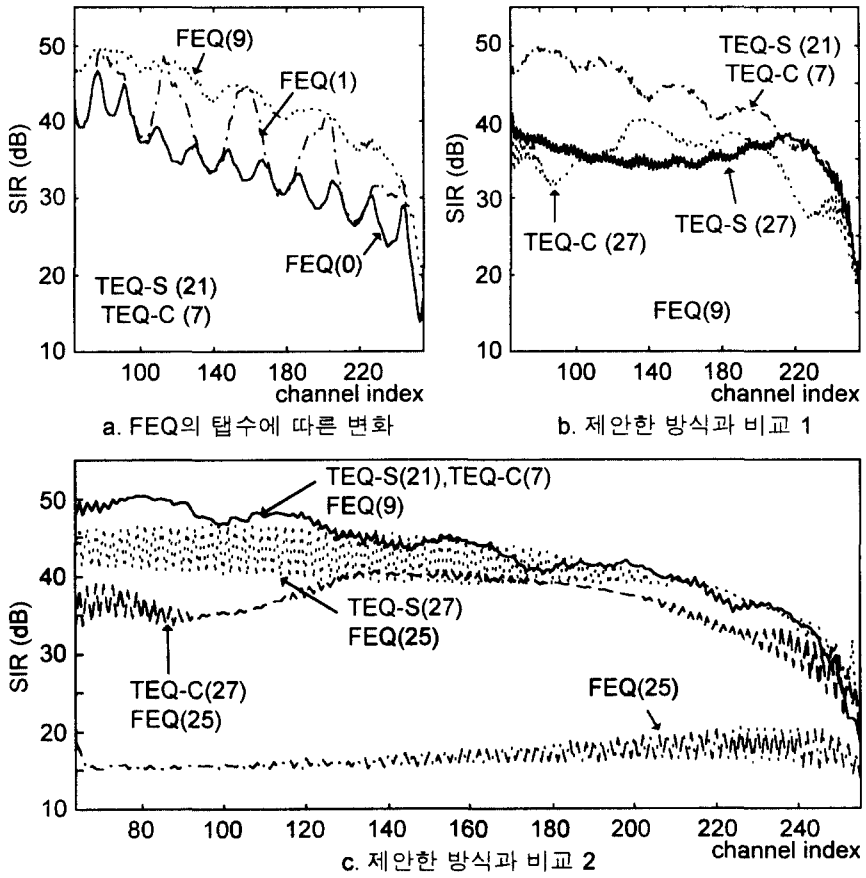


그림 4. TEQ/FEQ 등화기 조합으로 얻어진 각 부채널에서의 SIR

Fig. 4. Subchannel SIR after using TEQ/FEQ combinations

i는 부채널 인덱스, P_i는 송신 심벌의 평균 전력, $I_i(n)$은 송신 데이터 심벌 값, $s_i(n)$은 FEQ의 출력 심벌 값을 의미한다.

그림 4에는 TEQ-S, TEQ-C, FEQ를 조합으로 사용하여 시험 선로를 등화 하였을 때 얻을 수 있는 채널 등화 성능과 각 등화기의 탭 수를 괄호 안에 나타내었다. 그림 4.a는 21탭의 TEQ-S와 7탭의 TEQ-C를 사용했을 때, FEQ 탭 수에 따른 각 부채널에서의 SIR이다. 예측하였던 바와 같이 FEQ의 탭 수가 증가하면서 채널 등화 성능이 향상되었고 FEQ의 탭 수가 9 이상이면 안정된 채널 등화 성능을 얻을 수 있다. 그림 4.b는 FEQ를 9탭으로 고정하고 TEQ-S 및 TEQ-C의 조합 관계를 분석한 것이다. TEQ-S나 TEQ-C 중에서 하나만을 사용하는 경우보다도 제안한 같은 탭 수의 2단계 TEQ(TEQ-S/TEQ- C)를 사용했을 때에 각 부채널에서의 SIR이 평균 7 dB 이상 향상되었다. 종합적인 시뮬레이션 결과는 그림 4.c에서 살펴 볼 수 있다. 즉, 제안한 27탭의 TEQ(TEQ-S/TEQ-C)를 9탭의 FEQ와 동시에 적용하면 25탭의 FEQ만을 단독으로 사용하는 경우보다 각 부채널에서의 SIR을 최대 35 dB, 평균 25 dB 이상 향상시킬 수 있고, 또한 27탭의 TEQ-S와 25탭의 FEQ를 동시에 적용하는 경우보다 우수한 채널 등화 성능을 얻을 수 있다.

V 성능 평가

다중 반송파를 사용하는 데이터 전송 시스템은 전송 채널 및 간섭 잡음의 특성에 따라 각 부채널에서의 데이터 전송률을 조절할 수 있어 전송 채널을 효율적으로 이용할 수 있는 장점을 가지고 있다. 따라서 다중 반송파 전송 시스템의 장점을 살릴 수 있는 효과적인 비트 할당 알고리즘이 요구된다.

우선 일반적인 다중 반송파 전송 시스템의 경우를 살펴보자. SNR에 따른 적절한 비트 할당이 되었다고 가정하였을 때, 각 부채널에 전송되는 비트 수는 다음과 같다[3].

$$b_i = \log_2(1+\frac{SNR_i}{\Gamma}), \quad SNR_i = \frac{E_i|H_i|^2}{2\sigma_i^2} \tag{10}$$

여기에서 b_i는 i번째 부채널로 전송되는 비트 수이고, Γ는 기타 시스템의 영향을 고려한 여분의 SNR, E_i는 각 부채널에 적용되는 평균 에너지, $|H_i|^2$은 각 부채널의 채널 이득,

σ_i^2는 각 부채널에 산재하는 AWGN 잡음의 분산 값이다. 물론, 식 (10)은 전송 채널과 잡음의 특성을 알아야만 적용이 가능한 분석적 기법이다.

한편, 필터 중첩 인수가 2 이상인 필터 뱅크 기반 FBMT의 경우에는 별도의 채널 추정 및 간섭 잡음 측정 계산 절차를 거치지 않는 방법을 고려한다. 각 부채널의 적절한 비트 할당에 필요한 SIR을 얻기 위하여 Q 함수를 사용하는 아래와 같은 기법을 적용한다. 우선, Q 함수의 정의는 다음과 같다.

$$Q(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty} e^{-t^2/2}dt, \quad x\geq 0 \tag{11}$$

위 식 (9)에서 정의된 M-ary PAM 심벌의 평균 전력과 PAM 심벌간의 최소 거리와의 관계는 다음과 같다.

$$d_{\min}^{M}=\frac{2\sqrt{P_i}}{\sqrt{\frac{2}{M}\sum_{k=1}^{M/2}(2k-1)^2}}, \quad M=2,4,8,\ \ldots \tag{12}$$

식 (12)에서 얻은 $d_{\min}^{M}$을 사용하여 식 (9)를 다시 표현하면 아래와 같다.

$$SIR_{\min}=10\times\log_{10}\frac{P_i}{\left(\frac{1}{2x}d_{\min}^{M}\right)^2} \tag{13}$$

표 1은 10^{-7}과 10^{-14} 심벌 오율(SER)을 만족하기 위한 최소 SIR을 나타내었다. 이때, Q함수 파라미터 x는 각각 5.2와 7.7 이다.

제안한 2 단계 TEQ와 FEQ 조합을 사용한 FBMT 시스템의 데이터 전송 성능을 평가하고 기존의 DWMT 시스템과 비교하기 위하여 위에서 언급된 SIR 및 PAM 심벌 비트 할당 기법을 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다[7]. 중거리 시험 선로에서 요구되는 심벌 오율을 10^{-7}로 설정하였을 때, 65 ~ 255번째 부채널의 비트 할당은 그림 5와 같다. 그림 5의 a)는 27 탭 TEQ(21탭 TEQ-S, 7탭 TEQ-C)를 사용한 경우이고, b)는 27탭 TEQ-S만을 c)는 27탭 TEQ-C만을 사용한 경우이다. a), b), c) 모두 9탭 FEQ를 사용하였다. 데이터 전송율 식 $R=f_s\sum_{i=65}^{255}b_i$ 을 적용하여 각 경우의 데이터 전송률을 계산하면 a)는 75.68 *Mbps* b)는 58 *Mbps* c)는 54.8 *Mbps*가 된다. 한편, 9탭의 TEQ와 25탭 FEQ을 적용하는 기존 방식의 DWMT 시스템의 경우는 52.4 *Mbps*의 데이터 전송률을 나타내었다. .

또한, 하드웨어 구현측면에서 제안한 시스템과 기존의 시스템을 등화기 메모리 요구량으로 비교하여 보면 각각 1700 소자와 과 47800 소자로써 기존의 시스템이 제안한 시스템에 비하여 약 2.5배 가량 높다. 한편, 구현의 복잡성의 정도를 초당 곱셈 계산 양으로서 제안한 시스템을 기존의 시스템에 비교하여 보면 각각 737Mps 와 512 Mps로써 제안한 시스템이 기존의 시스템보다 1.5배 가량 높다. 종합적으로 두 시스템을 비교, 평가하였을 때, 제안한 등화기 시스템이 곱셈 계산 양의 증가를 1.5배로 제한하면서 요구되는 하드웨어를 3배 가까이 줄일 수 있으며 데이터 전송률 측면에서도 기존의 시스템과 대등 또는 우수한 성능을 나타내고 있음을 알 수 있다.

표 1. 각 M-ary PAM별로 요구되는 최소 SIR
Table 1. Required SIR for each M-ary PAM

M-ary PAM	요구되는 SIR(dB)	
	SER = 10^{-7}	SER = 10^{-14}
2	15	18
4	22	25
8	28	31
16	34	37
32	40	44
64	46	50
128	52	56

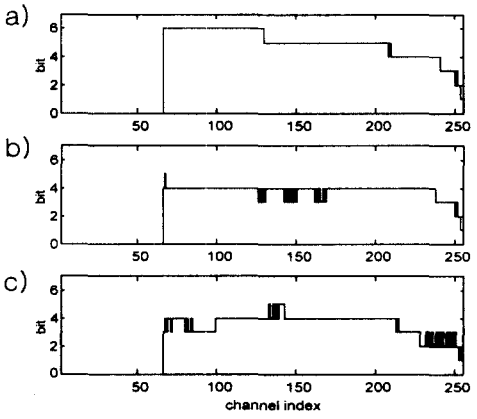


그림 5. 부채널의 비트할당
Fig. 5. Subchannel bit allocation

VI 결론

본 논문에서는 가입자 지역 데이터 전송을 위한 필터 뱅크 기반 다중 반송파 전송 시스템의 채널 등화기를 소개하였다. 제안된 등화기는 시스템의 성능 제한 요소인 심벌간 간섭 잡음을 최소화하는 새로운 방식으로서 2단계 시간 영역 등

화기 (TEQ-S/TEQ-C)의 구조로 이루어져 있다. 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 시스템 성능을 분석한 결과, 수렴속도를 고려하여 구현된 2단계 시간 영역 등화기인 TEQ를 비교적 간단한 주파수 영역 등화기인 FEQ와 병행하여 사용하면 기존의 TEQ-S/FEQ, TEQ-C/FEQ 조합, 또는 단독의 FEQ 적용만을 사용하는 경우보다 우수한 데이터 전송 성능을 얻을 수 있으며 각 부채널에 필요한 FEQ의 탭 수를 제한할 수 있어 하드웨어 측면에서도 기존의 DWMT 다중반송파 방식보다 등화기 구현에 필요한 메모리 소자를 3배 가까이 줄일 수 있음을 확인하였다.

접수일자 : 2001. 5. 14 수정완료 : 2001. 7. 3

이 논문은 2000-2001년도 정보통신부 대학기초연구지원사업 지원금에 의하여 연구되었음.

참고문헌

[1] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Prentice Hall, Englewood Cliff, New Jersey, 1993.

[2] John G. Proakis, Digital Communications, 3th Ed., McGraw-Hill, New York, NY, 1995.

[3] John M. Cioffi, "A Multicarrier Primer", ANSI T1E1.4 Committee Contribution No. 91-157, Nov. 1991.

[4] Frank Sjoberg, M. Isaksson, R. Nilsson, Per Odling, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, "Zipper: A duplex method for VDSL based on DMT," IEEE Trans. on Comm.. vol. 47, no. 8, pp. 1245-1252, Aug. 1999.

[5] J.S. Chow, J.C. Tu, and J.M. Cioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," IEEE Journal on Sel. Areas in Comm., vol. 9, no. 6, Aug. 1991.

[6] M. A. Tzannes, "The DWMT: A multicarrier transceiver for ADSL using M-band wavelet transforms." ANSI T1E1.4 Committee Contribution No. 93-067, March 1993.

[7] 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.

[8] 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.

[9] J.S. Chow, J.M. Cioffi, and J.A.C. Bingham, "Equalizer training algorithms for multicarrier modulation systems," in Proc. of ICC, 1993.

[10] A.D. Rizos, J.G. Proakis and T.Q. Nguyen, "Comparison of DFT and cosine modulated filter banks in multicarrier modulation," in Proc. of Globecom'94, Nov. 1994.

[11] Y. Lin, P.P. Vaidyanathan, "A Kaiser window approach for design of prototype filters of cosine modulated filter banks, " IEEE Signal Processing Letters, vol. 5, no. 6, June, 1998.

[12] Walter Y. Chen, DSL simulation techniques and standards development for digital subscriber line systems, Macmillan, Indianapolis, Indiana, 1998.

[13] "Very-high-speed Digital Subscriber Lines System Requirements," ANSI T1E1.4/98- 043R2, 1998.

[14] T. Park and J. Choi, "Frequency domain equalizer using 2-dimensional LMS algorithm for DWMT based VDSL transceiver," Jr. of IEEK, vol. 24, no. 2b, pp. 629-634, April, 2000.

최재호(Jae-Ho Choi)
正會員
1985년 North Carolina State University 전자공학과
1988년 North Carolina State University 전자공학과(석사)
1993년 North Carolina State University 컴퓨터공학과(박사)
1991-1993년 Research Triangle Institute 연구원
1999-2001년 전북대학교 공과대학 컴퓨터공학전공 대학원전공주임
1994-현재 전북대학교 공과대학 전자정보공학부 부교수