

主題

# DMT 방식의 xDSL 모뎀 기술

중앙대학교 전원기, 조용수  
전자부품연구원 백종호, 유영환, 송형규

차 례

- I. 서론
- II. xDSL과 모뎀 기술
- III. 시간 영역 등화기
- IV. 동기화 기법
- V. RFI 감쇄기법
- VI. PAR 감소기법
- VII. 반향 제거기
- VIII. 결론

## I. 서론

음성 데이터 서비스를 기본으로 하던 과거와는 달리 현대의 정보화 시대는 유·무선망을 통한 고속의 멀티미디어 서비스를 필수적으로 요구하고 있다 [1]-[3]. 이에 부응하여 고속 인터넷 접속, 원거리 화상회의, VOD(Video on Demand), 홈쇼핑, 디지털 텔레비전 방송 등의 대용량 데이터를 고속, 실시간으로 전송하기 위한 광대역 전송망의 인프라 구축이 전세계적으로 활발히 진행중이다. 이러한 상황에서 기존의 전화선을 이용한 디지털 가입자 회선(Digital Subscriber Line: DSL)이 개발되어 초고속 전송망의 구현이 새로운 국면에 접어들게 되었다. 국내에서는 이미 1995년에 광케이블망을 근간으로 하는 "초고속 정보통신 기반구축 종합계획"을 마련하였으며 98년에 이를 수정하여 광케이블의 이

용과 더불어 전화선을 이용한 xDSL 전송기술을 포함하도록 하였다.

DSL은 초기에 basic rate ISDN(Basic Rate Integrated Services Data Network: BRI) 서비스를 위해 개발된 접속기술로 증폭기나 증계기 없이 기존의 구리 전화선(unshielded twisted-pair copper wire)을 이용하여 음성대역(0.2~3.3 KHz) 모뎀의 한계인 56 Kbps를 넘는 수 백 Kbps에서 수 십 Mbps까지의 데이터 전송속도를 제공할 수 있다[4]-[6]. DSL은 개발된 이래 다양한 형태로 발전되어 HDSL(High-data-rate DSL), SHDSL(Single-line HDSL), ADSL(Asymmetric DSL), UADSL(Universal DSL), VDSL(Very-high-rate DSL) 등이 있으며 이들을 xDSL이라 총칭하고 있다.

이처럼 xDSL이 기존의 모뎀에 비해 고속의 전송 속도를 갖기 위해서는 고속 전송에 적합한 변·복조 방식을 사용해야 한다. 변·복조 방식에는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation), CAP(Carrierless Amplitude Modulation), DMT(Discrete Multi-Tone), DWMT(Discrete Wavelet Multi-Tone) 등이 있으며, 이 중 DMT는 ANSI(American National Standard Institutes) T1에 의해 1995년 ADSL의 표준 방식으로 채택되었다[7]. VDSL의 표준으로는 현재 DMT, CAP, DWMT 등이 고려되고 있다. DMT 방식은 유선(특히 전화선) 환경에 사용되는 변조방식으로 무선환경의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식과 더불어 다수반송과 변조방식(Multicarrier Modulation: MCM)의 대표적 예이다[8]. MCM은 FFT(Fast Fourier Transform)를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, 간단한 등화기를 사용하여 채널의 왜곡을 보상할 수 있으므로 단일반송과 변조방식(Single Carrier Modulation: SCM)에 비해 고속 데이터 전송에 유리한 장점을 갖는다. MCM은 최근에 디지털 오디오 방송, 디지털 지상파 텔레비전 방송, 무선 ATM(Wireless Asynchronous Transfer Mode: WATM), 무선 LAN(Wireless Local Area Network: WLAN) 등의 고속 데이터 전송 시스템의 변·복조 방식으로 채택되고 있으며 앞으로 그 적용 분야가 확대될 것으로 전망된다.

그러나 MCM 방식은 다수의 부반송과를 사용하여 심플단위로 데이터를 변조하기 때문에 변조된 신호의 최대전력 대 평균전력의 비(Peak-to-Average Power Ratio: PAR 또는 Peak-to-Mean Envelope Power Ratio: PMEPR)가 크고, 수신단에서의 동기에 민감하며, 무선주파수

간섭(Radio Frequency Interference: RFI)에 의해 성능이 크게 저하되는 단점을 갖는다. 또한 채널의 임펄스 응답이 유한길이의 보호구간(guard interval)보다 긴 경우에 임펄스 응답을 보호구간 이내로 줄이기 위한 시간영역 등화기를 사용해야 하는 문제를 갖고 있다. 이에 본 논문에서는 먼저 xDSL의 최근동향과 DMT 변조방식을 간략히 요약하고, 위에서 언급한 문제점들을 해결하기 위하여 현재까지 제안된 다양한 신호처리 기법들의 소개와 함께 이들을 비교, 검토하여 향후 xDSL에 관한 연구에 도움이 되고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서 xDSL에 관한 최근 동향과 전송선로의 특성, DMT 방식의 원리를 설명하고, III장에서는 시간 영역 등화기의 설계에 대해 설명한다. IV장에서는 샘플링 동기화 기법에 관한 내용을 살펴보고, V장에서 RFI의 특성과 그 제거기법을 설명한다. VI장에서 DMT 신호의 PAR와 이를 감소시킬 수 있는 최근 기법들을 설명하고, VII장에서 반향 제거기에 대해 설명하며, VIII장에서 본 논문의 결론을 내린다.

## II. xDSL과 모델 기술

### 1. xDSL의 최근동향

xDSL의 표준화를 진행하고 있는 표준화 기구로는 국제기구로 ITU-T(International Telecommunications Unit-Telecommunication Standardization Sectors)가 있으며 지역기구로 유럽의 ETSI(European Telecommunications Standards Institute), 미국의 ANSI(American National Standards Institute), 일본의 TTC가 있다[9]-[11]. 또한 이들 기구의 표준화를 지원하기 위한 단체로 ADSL 포럼, ATM

포럼, UAWG(Universal ADSL Working Group), DAVIC(Digital Audio Visual Council) 등이 활동하고 있다. ANSI에서는 1995년 ANSI T1.413으로 ADSL의 표준을 정했으며 변조방식으로 미국 Amati사의 DMT 방식을 채택하였다. 또한 인터넷 접속 서비스를 지원하기 위해 rate-adaptation 기능, ATM과의 연동을 추가하도록 하는 T1.413 Issue2의 ADSL 시스템 표준화를 이루었다.

한편 ITU-T에서는 1999년 6월에 ADSL의 국제표준을 승인하였는데 여기에는 7 Mbps의 하향전송속도를 갖는 표준 ADSL(G.992.1)과 함께 G.Lite(G.992.2)가 포함되어 있다. G.Lite(또는 UADSL)는 분리를 필요로 하는 full-rate ADSL과 달리 분리가 없이 1.5 Mbps의 하향전송속도를 갖는 것으로 TI, Analog Device, Motorola, Lucent Technology, Rockwell 등

의 칩셋(chipset) 업체와 Microsoft, Compaq, Intel 등의 PC 관련업체로 구성된 UAWG에서 제안한 방식이다[12]. 일반 모뎀과 같이 전화선에 직접 접속하여 사용할 수 있으며 기존 56 Kbps 아날로그 모뎀에 비해 약 30배 정도의 높은 전송속도를 갖기 때문에 사용자가 급속히 증가될 전망이다.

표 1은 ADSL과 UADSL의 칩셋과 시스템의 개발 현황을 정리한 것인데 현재 국내업체에서는 DSL 장비 및 관련 핵심 부품 대부분을 외국에서 수입하여 시스템 개발 단계를 지나 상용화 단계에 이르고 있는 수준이다. UADSL 핵심 칩셋 개발은 현재 삼성전자를 비롯한 몇몇 업체에서 진행중이거나 검토 단계에 있다. VDSL 핵심 기술 및 국제 표준화 작업에 대해 국내업체들은 미온적으로 관망하고 있는 상태이나 기술 개발에 대한 필요성은 인식하고 있다. VDSL의 표준화는 ANSI와 ETSI에 의해 활발히 진행되고 있으며 FSAN(Full Service

제품구분		국 내	국 외
ADSL	칩셋	없음	CAP 방식 - Globespan Semiconductor Inc. DMT 방식 - Analog Device, Motorola, TI, SG Tomson
	시스템	-T1/E1급 ADSL -T2급 이상 ADSL	T1/E1급 ADSL - Amati Overture 4 - Ericsson Austria AG - Westell FlexCAP T1/E1급 이상 ADSL - Amati Overture 8 - Ericsson Austria AG - Aware Internet Access Transceiver - Orkit ORVision
UADSL	칩셋	삼성전자에서 개발중	Analog Device, Lucent Microelectronics, Globespan 등에서 Beta Version 테스트 중
	시스템	없음	Aware, Lucent Microelectronics 등에서 Prototype Field 테스트 중

표 1. 국내·외 ADSL 및 UADSL 모뎀 관련 제품 현황

Access Network)과 ADSL 포럼 등에서 이를 지원하고 있는 상태인데 현재 변조방식으로는 CAP, DMT, DWMT 등이 고려되고 있다.

## 2. 전송선로와 잡음

xDSL은 전화국(Central Office: CO)이나 ONU(Optical Network Unit)로부터 가입자까지 연결된 전화선을 사용하기 때문에 채널의 특성은 전화선의 특성에 의해 결정된다. 전화선은 전기회로 이론에 의해 1차 상수인 R, L, G, C를 이용한 등가의 회로로 표현할 수 있으며, 이 회로의 입·출력 관계를 이용하여 다음과 같이 거리  $d$ 와 주파수  $f$ 에 따른 전달함수를 구할 수 있다[13].

$$H(d, f) = e^{-d\gamma(f)} \quad (1)$$

여기서  $\gamma(f)$ 는 전파상수를 나타낸다. 식 (1)의 모델링은 선의 굵기가 일정하고 perfectly terminate된 선에만 적용시킬 수 있다. 그러나 실제의 전송선로는 다른 굵기의 선들이 연결되어 있고 브릿지 탭(bridge tap)과 부하 저항 등이 존재할 수 있기 때문에 이러한 경우를 모델링 하기 위해

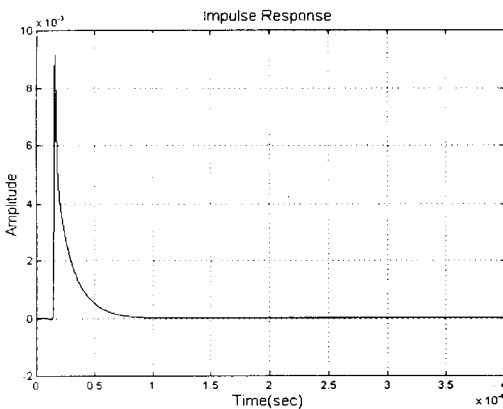
ABCD 모델이 주로 사용된다[10][11][13]. 그림 1은 ABCD 모델을 이용하여 구한 CSA(Carrier Service Area) #6 선로의 임펄스 응답과 그 주파수 특성을 보여주고 있다. 주파수가 높을수록 채널의 감쇄량이 증가하게 되므로 고속 데이터 전송시에 심각한 ISI를 발생시킨다. 이러한 ISI 이 외에도 누화잡음(crosstalk noise), 반향(echo), 임펄스 잡음(impulse noise), RFI, 열잡음(thermal noise) 등이 xDSL의 잡음으로 작용한다.

## 3. DMT 방식의 xDSL 모델

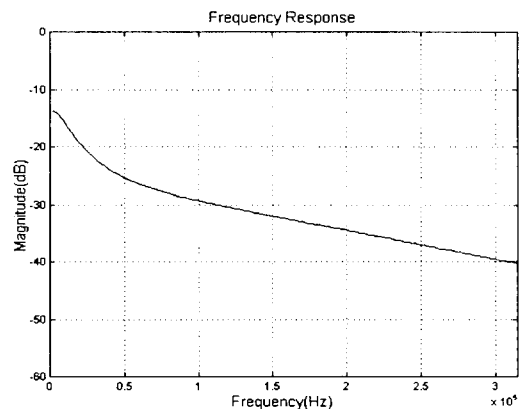
그림 2에 보인 DMT 방식의 xDSL 모델에서 입력 비트열은 M-ary 심볼로 변환되어 다음과 같이 IFFT(Inverse FFT)에 의해 변조된다.

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, \quad -N_G \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

여기서  $X_k$ 는  $i$ 번째 심볼주기에  $k$ 번째 부채널로 전송되는 데이터 심볼을 나타내며  $N_G$ 는 보호구간에 사용된 cyclic prefix(CP)의 샘플수를 나타낸다.  $T_{sub}$ 를 실제 유효 데이터가 전송되는 시간이라



(a) 임펄스 응답



(b) 주파수 특성

그림 1. CSA #6의 채널특성 모델링

고 하고  $T_G$ 를 보호구간의 길이라 하면 DMT 심볼 주기  $T_{sym}$ 은  $T_{sub} + T_G$ 가 되며 인접 부반송파간의 간격은  $k/T_{sub}$ 가 된다. 식 (2)의  $X_k$ 는 변조신호가 실수가 되기 위해 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$X_k = X_{N-k}^*, \quad 1 \leq k \leq N-1 \quad (3)$$

식 (3)에서 데이터 심볼  $X_k$ 는 각 부채널의 전송 용량을 최대한 사용하도록 비트가 할당되고 이것이 해당 심볼로 변환된 것이다. 즉 송·수신단의 채널 정보 교환에 의해 각 부채널에서의 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio: SNR)를 추정하면 다음과 같이 특정 비트오류율(Bit Error Rate: BER)을 만족시키는 비트수가 결정된다.

$$d_k = \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_k}{I} \right), \quad SNR_k = \frac{\epsilon_k |H_k|^2}{|N_k|^2} \quad (4)$$

여기서  $SNR_k$ 는 k번째 부채널의 SNR을 나타내고,  $\epsilon_k$ 는 각 부채널에 할당된 심볼 에너지,  $|H_k|^2$ 와  $|N_k|^2$ 는 각각 부채널에서의 감쇄율(insertion loss)과 잡음의 전력을 나타낸다.  $I$ 는  $9.8 + \gamma_m - \gamma_c$ 이며 여기서  $\gamma_m$ 과  $\gamma_c$ 는 각각 SNR 마진과 부호화 이득을 나타낸다. 각 부채널에 할당된 비트는 QAM 변조기에 의해 심볼로 변환된다. DMT 방식에서는 선택사항으로 4차원 TCM(4-

Dimensional Trellis Coded Modulation)을 사용할 수 있으며, 이 경우 이론적으로 4.52 dB의 부호화 이득을 얻을 수 있지만 실제로는 약 4.2 dB 정도의 이득을 얻게 된다[10].

변조된 신호는 D/A 변환기를 통해 아날로그 신호로 변환되어 채널로 전송되며 수신단에서는 먼저 수신 신호를 수신단의 샘플링 주파수로 샘플링 한 후 보호구간을 제거하고 FFT를 사용해 신호를 복조한다.

$$Y_m = X_m H_m + N_m, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (5)$$

결국 m번째 부채널에서의 복조신호는 i번째 심볼 주기에 m번째 부채널로 전송된  $X_m$ 과 m번째 부채널에서의 채널의 주파수 응답  $H_m$ 의 곱으로 표현되어 각 부채널에서 단일탭 주파수 영역 등화기(Frequency-domain Equalizer: FEQ)를 사용하여 채널 왜곡을 쉽게 보상할 수 있게 된다.

### III. 시간 영역 등화기

DMT 시스템에서의 각 심볼은 N 샘플의 유효 데이터와 보호구간에 해당하는 NG 샘플의 CP로 구성되어 있는데 CP의 사용은 전력감소와 함께 전송 효율을 저하시키는 원인이 된다. 전송효율은  $N/(N+NG)$ 로 나타낼 수 있는데 N이 큰 경우에

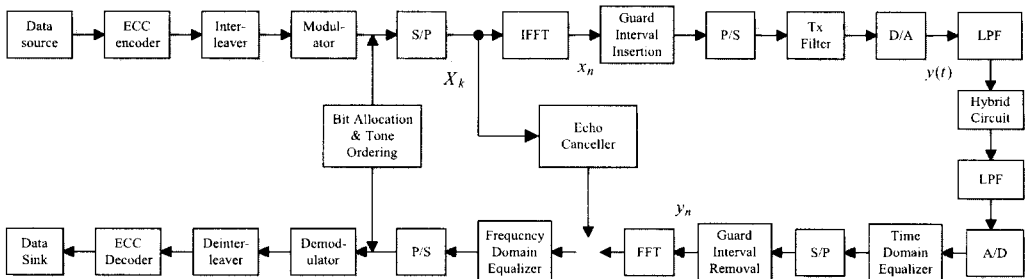
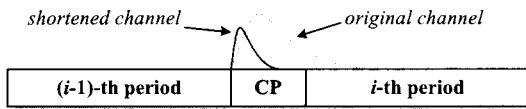


그림 2. DMT 방식의 xDSL 모뎀 블록도

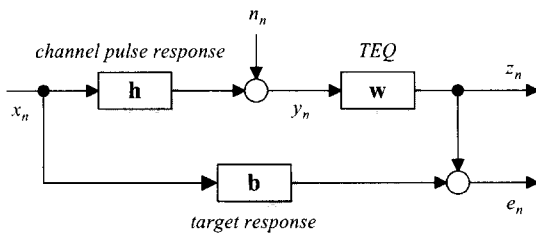
전송효율이 우수하지만 메모리, 시간지연, 계산량을 고려하면 N의 크기가 제한되어야 하며 이 때 CP는 N의 1/4 이하가 되는 것이 바람직하다. DMT 방식의 ADSL에서는 CP의 길이를 하향전송에 32, 상향전송에 4로 규정하고 있다. 그런데 만약 채널의 임펄스 응답이 CP보다 긴 경우에는 ISI가 발생되므로 이를 방지하기 위해 수신단에서는 시간 영역의 등화기를 사용하여 그 길이를 CP 이내로 감소시켜야 한다. 그림 3은 DMT 방식에서의 시간 영역 등화기의 역할과 기본구조를 보이고 있다. 그림 3(b)에서  $\mathbf{b}$ 는 목표응답으로 길이가 CP의 길이 이하가 되어야 한다. 등화기의 계수  $\mathbf{w}$ 는 다음의 오차신호를 최소화시키는 최소평균제곱오차(Minimum Mean-Square Error: MMSE) 기준에 의해 결정된다[14].

$$e_n = \mathbf{b}^T \mathbf{x}_{n-d} - \mathbf{w}^T \mathbf{y}_n \quad (6)$$

시간 영역 등화기의 최적 계수와 이 때 필요한 목표응답을 구하기 위해 여러 가지 방식들이 제안되었으며 이에 대해 설명한다.



(a) 시간 영역 등화기의 역할



(b) 시간 영역 등화기의 기본구조

그림 3. 시간 영역 등화기의 역할과 기본구조

### 1. Matrix Inversion

식 (6)의  $e_n$ 이 최소가 되면 직교원리(orthogonality principle)에 의해  $E[e_n y_n] = 0$ 이 되며, 이를 이용하여 다음과 같이  $\mathbf{b}$ 와  $\mathbf{w}$ 를 구할 수 있다[15].

$$\mathbf{b} = \frac{R_{xy}^{-1} \mathbf{a}_l}{\mathbf{a}_l^T R_{xy}^{-1} \mathbf{a}_l} \quad (7)$$

$$\mathbf{w} = R_{yy}^{-1} R_{yx} \mathbf{b} \quad (8)$$

여기서  $\mathbf{a}_l$ 은 1번째 요소가 1인 단위벡터이며,  $l=1, 2, \dots, M$ 에 대해 이를 반복계산해서 그 중 가장 데이터 전송률이 높은 것을 선택한다. 이 때 M은 시간 영역 등화기의 탭 수를 나타낸다. 데이터 전송률은 각 부채널의 SNR에 따라 할당된 비트들의 전체합( $\sum_{k=0}^{N-1} d_k$ )에 의해 결정된다. 이 때 시간 영역 등화기에 의해 원래의 채널이 CP 구간내로 완벽하게 등화 되지 않을 경우 CP 구간 밖으로 누설된 신호가 다음 심볼에 잡음으로 작용하여 각 부채널에서의 SNR에 영향을 미치게 된다. 따라서  $l$ 을 변화시키면서 최적의  $\mathbf{b}$ 를 찾는 것은 식 (8)에 의해 구해지는  $\mathbf{w}$ 중 CP 구간 밖으로 가장 적은 전력을 누설시키는  $\mathbf{b}$ 를 찾는 것을 의미한다. 이 방식은 역행렬 연산을 수행하므로 계산량이 많은 단점을 갖는다.

### 2. Fast 알고리즘 방식

Matrix Inversion 방식의 계산량을 감소시키기 위해 Fast 알고리즘이 제안되었다[14]. Fast 알고리즘은 위의 식 (7)과 (8)에 의해 목표응답  $\mathbf{b}$ 와 등화기 계수  $\mathbf{w}$ 를 구하는데 필요한 행렬들( $R_{xy}^{-1}$ 와  $R_{yy}^{-1}$ )이 Toeplitz 대칭행렬이라는 사실에 착안해서 순환형구조로 근사화한 후 DFT를 이용한 대각행렬화를 통해 역행렬이 포함된 계산을 간편하

게 하였다. 이 방법은 동일한 등화기 훈련용 입력에 대한 출력을 여러 번 반복 수신한 결과로부터 채널의 시스템 함수를 파악하는 초기단계가 필요하다. Fast 알고리즘 방식의 성능이 Matrix Inversion 방식과 유사하기 위해서는 일반적으로 M과 N의 값이 커야 한다. 또한 이 방식을 적용하기 위해서는 M의 값이 CP의 길이보다 반드시 커야 하기 때문에 ADSL, VDSL과 같이 CP의 길이가 시간 영역 등화기 탭 수보다 상대적으로 큰 경우에는 적용하기가 쉽지 않다. ADSL의 경우 하향전송시 CP의 길이가 32, M의 길이가 16으로 규정되어 있다.

### 3. Iterative 알고리즘 방식

위의 두 방식에서는 시간 영역의 오차를 이용하여 등화기와 목표응답을 동시에 구하고 있는데 이와는 다른 방식으로 계산을 보다 단순화하기 위해 오차의 주파수 영역 변환을 이용하는 반복적 방식이 있다 [16]. 오차의 주파수 영역 표현은 다음과 같다.

$$E = B^T X - W^T Y \quad (9)$$

여기서 X, Y, W, B는 각각  $x$ ,  $y$ ,  $w$ ,  $b$ 의 FFT를 나타낸다. 일반적으로 등화기와 목표응답의 길이는 제한된 길이를 갖기 때문에 W와 B의 IFFT 후 시간 영역에서 windowing에 의해 등화기 계수  $w$ 와 목표응답  $b$ 를 구한다. 주파수 영역에서 W와 B를 갱신하는 방식에는 4 가지가 있으며 기본과정을 그림 4에 나타내었다. 4 가지 방식중에서 W와 B 가운데 임펄스 응답의 길이가 긴 것을 주파수 영역 LMS 알고리즘을 통해 구하고 나머지는 주파수 영역 나눗셈을 통해 구하는 방식이 주로 사용된다. ADSL 하향전송의 경우 W와 B의 시간 영역에서의 길이가 각각 16과 32이므로 B를 LMS 방식으로 구하는 것이 적합하다. 그러나 4 가지 방식 모두 전역수렴(global convergence)을 보장하지 않는다

는 단점이 있다. 주파수 영역에서 갱신한 후 시간 영역에서  $w$ 와  $b$ 를 windowing을 할 때, 각각에 할당된 길이의 샘플내에 최대의 전력이 존재하도록 windowing한다.

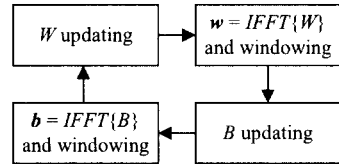


그림 4. Iterative 알고리즘의 W와 B의 갱신 과정

### 4. Inverse Power 방식

Inverse Power 방식은 채널과 임의의 시간 영역 등화기의 결합에 의해 생성된 임펄스 응답에서 CP 구간내 성분 ( $H_{win}$ )과 CP 구간밖 성분 ( $H_{wall}$ ) 사이의 전력비가 최대가 되도록 등화기 계수를 구한다 [17][18]. 사용되는 반복 계산의 횟수는 보통 2 이고 이 방식을 사용하기 위해서는 먼저  $H_{win}$ 과  $H_{wall}$ 을 적절히 취하는 단계가 필요하다.

표 2는 Matrix Inversion, Iterative, Inverse Power 방식의 계산량과 채널의 종류에 따른 데이터 전송률을 비교한 결과이다. 전체적으로 Matrix Inversion 방식이 데이터 전송률 면에서 우수하지만 다른 방식과의 차이가 그리 크지 않으며 계산량은 Inverse Power 방식이 2번의 반복을 필요로 하여 가장 적은 계산량을 갖게 되는 것을 알 수 있다.

알고리즘 테스트 선로	Matrix Inverse	Iterative	Inverse Power
CSA #4 [Mbps]	8.1947	7.7158	7.8054
CSA #6 [Mbps]	6.5387	6.5380	6.5387
CSA #7 [Mbps]	7.9309	7.7808	7.9300
CSA #8 [Mbps]	6.8107	6.7742	6.8107
곱셈수	60,000	20,000/ 반복	17,600/ 반복

표 2. 각 방식에 따른 데이터 전송률과 계산량 비교

## IV. 동기화 기법

### 1. DMT 방식에서의 동기화

DMT 방식에서의 동기는 크게 심볼동기와 샘플링 동기로 구분할 수 있으며 샘플링 동기는 다시 샘플링 위상과 샘플링 주파수 동기로 나눌 수 있다. DMT 방식에서는 변·복조가 IFFT/FFT에 의해 이루어지므로 정확한 복조를 위해 수신단에서는 심볼의 시작을 찾는 심볼동기가 선행되어야 한다. Nyquist 샘플링이 이루어지는 상태에서 심볼오프셋은 정수부와 소수부로 구분할 수 있다. 훈련신호나 보호구간을 이용한 심볼동기 방식은 이 중 정수부를 추정하여 보상하는 방법으로 정확한 보상이 이루어졌다고 가정하면 결과 신호에는 샘플링 위상오프셋이 남게 되며 복조신호는 다음과 같은 형태가 된다.

$$Y_m = X_m H_m e^{j2\pi\theta m/N} + N_m \quad (12)$$

여기서  $\theta$ 는 샘플링 주기  $T_s$ 로 정규화된 샘플링 위상오프셋을 나타내며  $|\theta| < 0.5$ 의 범위내의 값이다. 위 식에서 알 수 있듯이 샘플링 위상오프셋이 발생한 경우에 복조신호는  $e^{j2\pi\theta m/N}$ 의 위상왜곡을 받는데 회전량은 부채널 인덱스( $m$ )와 오프셋의 크기( $\theta$ )에 비례하게 된다. 이와 같은 시간 영역 위상오프셋과 주파수 영역 회전의 관계를 지연-회전 성질(delay-rotor property)이라 한다[19]. 샘플링 위상오프셋에 의한 왜곡은 수신단의 주파수 영역에서의 곱셈왜곡으로 나타나기 때문에 채널추정과정에서 채널의 특성과 함께 추정되어( $H_m e^{j2\pi\theta m/N}$ ) 단일탭 등화기로 간단히 보정할 수 있게 된다.

그러나 그림 5와 같이 샘플링 주파수 오프셋이 발생한 경우에는 문제가 발생한다. 샘플링 주파수가 일치하지 않는 경우에 복조후의 신호에는 채널간 간섭(Interchannel Interference: ICI)이 발생하게

된다. 일반적으로 샘플링 주파수 오프셋의 크기가 작아 그 영향이 미약하게 보이지만 샘플링 주파수가 높은 VDSL의 경우에는 그 영향을 무시할 수 없는데 이는 전송시간이 지남에 따라 샘플링 된 신호가 인접심볼의 샘플을 포함하게 되어 ISI가 발생하기 때문이다. 결국 샘플링 주파수 오프셋에 의해 곱셈 왜곡, ICI, ISI가 모두 발생하므로 고속 샘플링 시스템의 수신단에서는 샘플링 주파수 동기를 이루어야 한다.

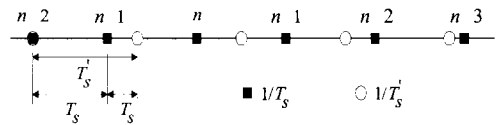


그림 5. 샘플링 주파수 오프셋의 발생

### 2. DMT 시스템에서의 샘플링 주파수 동기화 기법

샘플링 동기화 기법은 크게 VCXO(Voltage Controlled X-tal Oscillator) 또는 NCO(Number Controlled Oscillator)를 사용하는 동기식(synchronous)과 XO(X-tal Oscillator)를 사용하는 비동기식(non-synchronous)으로 구분할 수 있다.

#### 2.1. 동기식 샘플링 주파수 동기화 기법

동기식 기법에서는 타이밍 에러를 발생시켜 저역 통과 필터링 한 후 그 결과 신호로 VCXO를 조절한다. 타이밍 에러는 디지털 영역에서 간단한 신호처리로 발생시킬 수 있지만 아날로그 VCXO를 사용하면 따라서 상대적으로 비용이 많이 들고, 집적화가 어렵게 된다. DMT 방식의 ADSL에서는 그림 6과 같이 64번째 부채널을 타이밍 복원을 위한 파일럿 신호로 할당하여 동기를 이루고 있다[7]. 이 방식은 64번째 부채널의 신호의 위상을 기준 신호의 위상과 비교함에 의하여 수신 신호의 원래 타이밍을 쉽게 복원할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 DMT



방식에서는 파일럿 신호의 전력이 전체 수신된 신호의 전력에 비하여 매우 작기 때문에 추정된 타이밍 에러의 오차범위가 샘플링 회로의 오차범위보다 더 클 수 있다는 단점이 있다. 이러한 단일 파일럿 샘플링 동기화 기법의 단점을 보완하기 위하여 먼저 64 번째에 할당된 파일럿 신호에 의하여 대략적으로 초기동기를 이룬 후, 결정 케환 방식으로 모든 부채널에 대하여 평균적인 샘플링 옵셋을 추정하는 방식이 제안되었다[20].

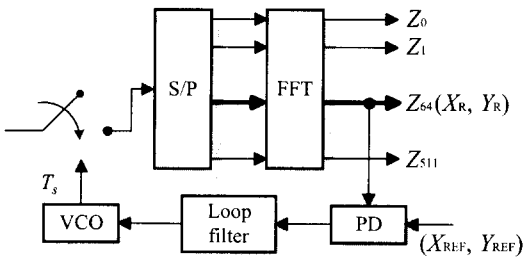


그림 6. 단일 파일럿 샘플링 동기화 기법의 블록도

## 2.2. 비동기식 샘플링 주파수 동기화 기법

최근 들어 디지털 기술이 비약적으로 발전하고, 세트의 소형화와 집적화가 요구됨에 따라서 비동기식 기법에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. 비동기식 기법은 ADC에서는 정해진 샘플링 주파수에 의해 샘플링을 하고, 이 때 발생하는 옵셋을 추정한 후 이를 바탕으로 이산 시간 영역에서 FIR(Finite Impulse Response) 보간기(interpolator)를 사용하여 보상하는 형태를 취하고 있으며, 이에 대한 블록도를 그림 7에 나타내었다[18]. 여기서  $\hat{D}^n$ 은 1번째 DMT 심볼의 n번째 샘플에 대하여 추정된 샘플링 타이밍 오차를 의미한다. 이와 같은 구조는 FIR 보간기 사용에 따른 문제를 갖고 있어 VDSL과 같이 고속으로 동작하는 경우에는 높은 샘플링 주파수, 과도한 계산량 등의 문제가 발생한다[16].

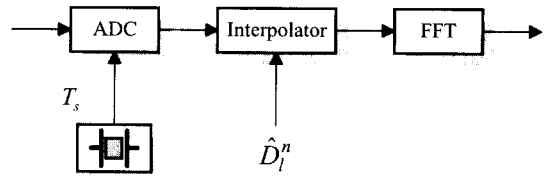


그림 7. 기본적인 비동기식 샘플링 동기화 기법

이와 같은 구조의 복잡도를 줄이기 위해 고속 전송시에 DMT 심볼 내에서 샘플링 오차가 일정하다는 가정하에 skip/dup를 사용하는 방식이 있다. 여기서는 수신된 샘플들을 DMT 심볼 구간 내로 위치시킨 후에 동일한 값으로 보상하게 된다. 이 과정은 샘플링 위상 옵셋만이 존재하는 경우로 간주되므로 주파수 영역에서 회전기(rotor)를 사용하여 쉽게 보상할 수 있다. 따라서 수신단에서 오버 샘플링(over sampling)을 할 필요 없이 간단한 연산으로 구현할 수 있다. 그러나 오차가 큰 경우에는 한 DMT 심볼내의 오차가 일정하다는 가정이 맞지 않아 복조된 심볼에는 ICI가 포함되어 성능이 저하된다.

채널간 간섭을 줄이고, 비교적 덜 정확한 반면 비용이 저렴한 XO를 사용하기 위하여 그림 8과 같은 시간 영역/주파수 영역 혼합 보상기법이 적용될 수 있다. 먼저 skip/dup에 의하여 송신된 DMT 심볼 구간내로 수신된 DMT 심볼을 맞추고 FIR 보간기로 샘플링 타이밍 옵셋을 보상한다. 넓은 범위의 타이밍 오차를 보상하기 위해서는 많은 탭을 가진 보간기나 오버 샘플링이 요구되므로 이를 해결하기 위해 먼저 보간기가 보상해야 될 타이밍 오차의 범위를 어느 정도 이내로 제한해 준다. 그 결과 FIR 보간기를 적은 수의 탭으로써 구성할 수 있으며 오버 샘플링에 대한 필요성이 감소된다. 하지만 실제로는 지연-회전 성질이 정확히 성립되지 않아 그 결과로써 시간에 따라 천천히 변화하는 ICI와 ISI가 발생하게 된다[19].

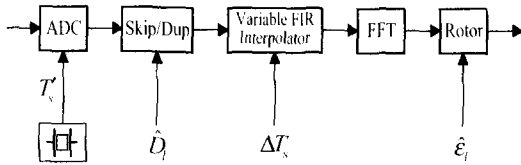


그림 8. 시간 영역/주파수 영역 혼합 보상 기법의 블록도

## V. RFI 감쇄기법

RFI는 공중에 설치되어 있는 전화선이 안테나 역할을 하여 AM(Amplitude Modulation) 방송 신호나 아마추어 무선 주파수가 xDSL 시스템에 유입(ingress)되거나, xDSL 신호가 AM이나 아마추어 무선 주파수 대역으로 유출(egress)되는 것을 말한다. AM 신호는 560~1600 KHz의 주파수 대역에서 약 10 KHz의 대역폭으로 존재하며, 아마추어 무선 신호는 2, 3.5, 7, 10 MHz에서 약 2.5 KHz의 대역으로 존재한다. xDSL중 VDSL은 근거리(300~1500 m)에서 기존의 구리전화선망을 이용하여 10~50 Mbps의 고속 데이터 전송을 이루기 위해 10~20 MHz 까지의 주파수 대역을 사용하며 RFI 유출을 방지하기 위해 그림 9와 같이 RFI가 발생할 가능성이 있는 대역에 신호를 할당하지 않도록 하고 있다[21]. 그러나 RFI 유출과는 달리 RFI 유입은 DMT 방식의 VDSL에 심각한 영

향을 주기 때문에 유입된 RFI를 제거하기 위한 다양한 방식들이 제안되었다.

### 1. RFI 특성

RFI가 유입되는 경우에는 그림 10처럼 FFT에 의해 RFI가 모든 주파수 대역에 걸쳐 확산되어 심각한 성능저하를 유발시키므로 DMT 기반의 VDSL 모뎀에서는 RFI 유입에 대한 별도의 보상 방법이 반드시 요구된다. 수신된 RFI 신호는 A/D 변환기의 효율을 높이기 위하여 아날로그단에서 최소 25 dB 이상의 감쇄가 요구되며 참고문헌 [22]와 [23]에서는 약 30 dB 정도의 RFI 제거를 이루고 있다. 나머지 RFI는 디지털단에서 제거해야 하는데, 길이 1500 m의 전화선인 경우 88 dB의 감쇄가 요구되어 디지털단에서 추가로 58 dB의 RFI 감쇄를 이루어야 한다[26].

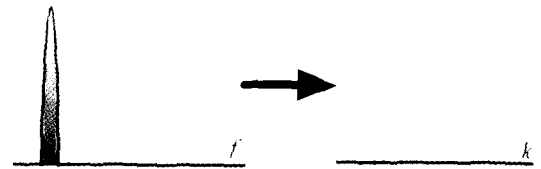


그림 10. 유한길이의 FFT에 의한 RFI 누설

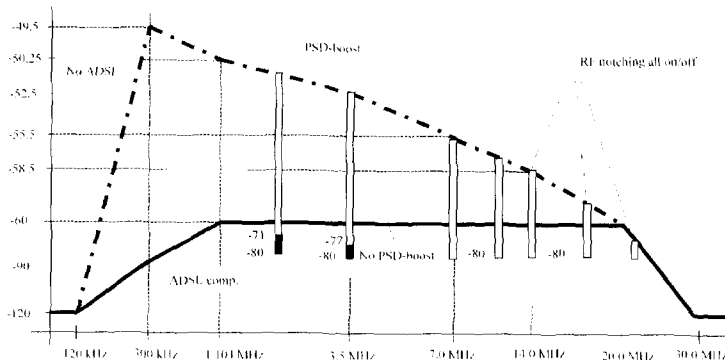


그림 9. RFI 유출을 방지하기 위한 VDSL의 PSD

## 2. RFI 감쇄기법

VDSL 시스템에 유입된 RFI 잡음의 레벨은 대부분의 경우에 신호의 레벨보다 크다. 따라서 신호의 동작영역을 줄여서 A/D 변환기의 비트수를 구현 가능한 수준으로 줄이기 위해서는 일차적으로 아날로그 영역 RFI 감쇄기법이 요구된다[5]. 아날로그 영역 RFI 감쇄기에서 제거되지 않은 나머지 잔류 RFI 잡음은 여전히 심각한 영향을 미치게 되며 추가로 디지털 영역 RFI 감쇄기법이 요구된다.

### 2.1. 아날로그 RFI 감쇄기

아날로그 RFI 감쇄기는 대개의 경우 적응 아날로그 필터에 의해 구현된다. VDSL 시스템에서 전송되는 신호는 차동전송방식(differential mode)으로 구리 전화선을 통해 전송된다. 반면에 외부에서 RFI 잡음이 안테나 역할을 하는 구리 전화선에 유입될 경우, VDSL 수신단에 공통접지 전송방식(common mode)으로 수신된다. 구리 전화선을 통한 전송방식에서, 공통접지 전송방식에 의한 성분은 수신단과 구리 전화선을 연결하는 변압기의 중심탭에서 쉽게 분리할 수 있다. 필터는 이렇게 수신된(차동) 신호에서 공통접지 전송방식에 의한 RFI 성분을 감쇄하게 된다. 이러한 필터는 적절한 알고리즘을 사용하여 급격히 변화하는 RFI 신호성분에 대해서도 쉽게 수렴할 수 있다. 이러한 아날로그 RFI 감쇄기를 사용하여 약 30 dB 정도의 RFI 감쇄 성능을 얻을 수 있다[22][23].

### 2.2. 디지털 RFI 감쇄기

아날로그 RFI 감쇄기에 의해 감쇄되고 남은 잔류 RFI 성분은 디지털 RFI 감쇄기에 의해 제거된다. 디지털 영역에서 동작하는 RFI 감쇄기는 크게 시간 영역 감쇄기법, 창함수에 의한 감쇄기법, 주파수 영역 추정 및 보상기법의 3가지 형태로 구분할 수 있다.

시간 영역 감쇄기법은 특정한 주파수 성분을 제거

할 수 있는 협대역의 적응형 노치(adaptive notch) 필터나 고차의 대역 제거(band-stop) 필터를 사용하여 RFI를 감쇄시킨다. 최근에는 시간 영역 등화기에 의하여 RFI 성분을 제거하는 기법에 대한 연구가 진행되고 있다. 그러나 이러한 방법들은 잡음을 증폭시킬 가능성이 있으며 많은 계산량과 빠른 수렴속도가 요구된다. 또한 시간 영역 감쇄기에 의해 전체 유효 임펄스 응답이 변화되므로 유입되는 RFI 성분이 변화될 경우 시간 영역 등화기의 계수값을 다시 설정해야 하는 문제를 갖고 있다[24].

유입되는 RFI 성분은 수신단에서 FFT에 의해 각 부채널로 누설되며, 이러한 누설은 FFT 전단에서 사용되는 창함수의 형태에 따라 변화한다. 따라서 적절한 크기의 sidelobe를 가진 창함수를 적용하면 누설되는 양을 감소시킬 수 있다. 그림 11은 3가지 창함수의 주파수 특성을 나타내고 있다. DMT 심볼 구간에 창함수를 적용할 경우 주파수 영역에서 각 부채널간의 직교성이 손상되어 심각한 채널간 간섭이 발생하게 된다. 따라서 참고문헌 [25]에서는 인접하는 부채널에는 데이터를 할당하지 않으므로써 채널간 간섭을 방지하고 있지만 이 경우 전체 데이터 전송률이 1/2로 감소하게 되는데 이러한 단점은 여러 개의 DMT 심볼 구간에 대하여 확장된 창함수를 적용하여 쉽게 극복할 수 있다. 이 경우 FFT의 크기를 증가시키지 않아도 창함수를 적절히 분할하여 사용함으로써 쉽게 구현 가능하며 시간 영역에서 샘플 당 한번의 실수 곱셈과 덧셈을 수행하여 쉽게 RFI를 감쇄시킬 수 있다.

주파수 영역 추정 및 보상에 의한 감쇄기법은 FFT후 유입된 RFI 잡음이 각 부채널에 누설되는 양을 추정하여 보상하는 방식으로 Bingham에 의하여 처음으로 그 가능성이 제시되었다[26]. 위에서 설명했듯이 협대역의 RFI 신호가 유입되면 해당

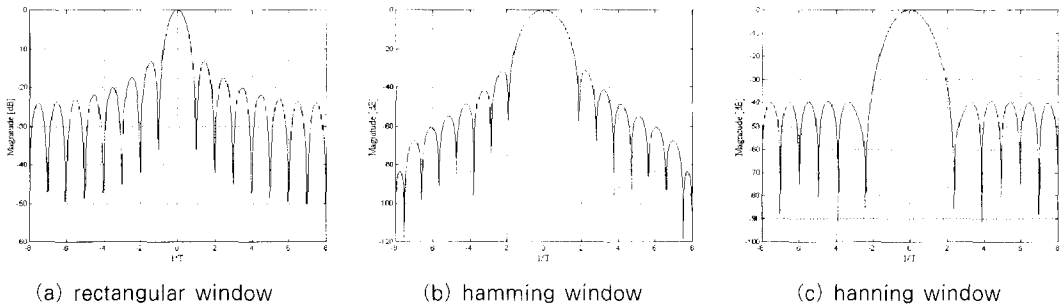


그림 11. 창함수의 주파수 특성

부채널뿐 아니라 다른 모든 부채널에 누설되는데 만약 유입된 RFI 성분에 대한 정보 - 주파수, 크기, 위상 - 를 추정해 낼 수 있다면 주파수 영역에서 각 부채널에 미치는 영향을 계산할 수 있다. VDSL 시스템에서는 RFI가 발생할 가능성이 있는 대역내의 부채널은 비워두게 된다. 따라서 이러한 부채널에 어떠한 신호가 수신된 경우에 이 신호는 주로 외부에서 유입된 RFI 잡음에 의한 것이며 이로부터 유입된 RFI 잡음을 추정할 수 있다. 일단 RFI 성분에 대한 정보를 추정할 수 있다면 주파수 영역에서 각 부채널에 미치는 영향은 유입된 RFI 성분과 수신단의 창함수 특성에 따라 계산된 복소수의 계수값의 곱셈에 의하여 각 부채널로 누설된 RFI 잡음을 계산할 수 있다. 이에 의해 각 부채널에 대하여 계산된 값을 감산함으로써 RFI 잡음에 대한 영향을 보상해 줄 수 있다. 이 방식은 RFI 성분의 위치를 추정해 낼 수 있다면 부채널당 한번의 복소수 곱셈과 덧셈으로 쉽게 RFI 성분을 감쇄시킬 수 있다 [27][28].

## VI. PAR 감소기법

### 1. DMT 방식에서의 PAR

DMT 방식에서 변조된 신호는 중심극한정리에

의해 평균이 0이고 가우스 확률밀도함수를 갖는 불규칙 신호가 되어 PAR가 크게 나타난다. 그 결과 입력신호의 최대범위를 D/A, A/D 변환기의 최대범위로 감소시키면 발생 빈도가 높은 작은 크기의 신호에서 양자화 오차가 증가하게 되어 결국 양자화 비트수를 증가시켜야 하는 문제가 발생된다. 이를 방지하기 위한 방법으로 입력신호의 범위를 D/A, A/D 변환기의 최대범위로 제한시키는 클리핑 기법을 사용할 수 있는데 클리핑은 복조신호에 잡음으로 작용하여 BER 성능을 저하시키게 된다[29][30]. 따라서 양자화 오차와 클리핑 왜곡을 동시에 줄이기 위해서는 신호의 PAR를 감소시켜야 하며 이를 위해 여러 가지 기법들이 제안되었다.

### 2. PAR 감소기법

#### 2.1. SLM(Selected Mapping)과

#### PTS(Partial Transmit Sequences)

DMT 방식에서 PAR가 크게 나타나는 것은 입력되는 데이터 심볼의 위상과 관계가 있다. 즉 IFFT 과정에서  $n$ 번째 샘플을 구성하는  $N$ 개의 값이 유사한 위상을 가질 때 그 크기가 크게 나타나는데 일반적으로 데이터 심볼의 위상은 균일 분포를 가지므로 이러한 경우의 발생확률은 적게 나타나서 결국 PAR가 커지는 것이다. SLM은 이러한 원인으로부터 출발하여 입력 데이터들의 위상을 변화시

켜 위와 같은 상황을 방지하는 기법으로 그림 12(a)에 기본구조를 도시하였다[31].

$P^{(v)}$ 는 0과  $2\pi$  사이의 값이 될 수 있지만 계산량을

감소시키기 위해  $\{-1, 1\}$ 로 제한하며 U의 범위도 제한하여야 한다.

PTS는 SLM 방식보다 간단한 방법으로 더 우수한 PAR 감소성능을 갖는 기법으로 IFFT의 선형성을 이용한다[31]. 즉, 데이터 심볼  $X_i$ 를 V개의 disjoint한  $X_i^{(v)}$ ,  $v=1, \dots, V$ 로 분할하면  $X_i$ 는 이들의 합으로 표현할 수 있다. 그런데 IFFT는 선형변환이므로 중첩의 원리가 적용되어  $IFFT\{X_i\}$ 와  $\sum_{v=1}^V IFFT\{X_i^{(v)}\}$ 는 동일한 값이 된다. 따라서 V개로 분할된 각 데이터 심볼에 해당 위상 회전값을 곱하여 IFFT를 수행한 후 모든 V개의 심볼을 더하여 PAR가 가장 작게 되는 것을 찾는다. 그림 12(b)에 이 방식의 기본 블록도를 나타내었다.

## 2.2. Fourier Projection Algorithm(FPA)

FPA는 비트가 할당되지 않은 고주파 영역의 비사용 톤을 이용하여 변조된 신호의 클리핑 잡음의 크기를 감소시키고 있다[32]. 비사용 톤에 의해 생

성된 시간영역 신호를 성형화 함수(shaping function)라 하고 그 최대값의 위치가 변조된 데이터 신호의 최대값의 위치와 일치하도록 순환이동시켜 감산을 하면 신호의 PAR가 감소한다. 시간영역에서의 순환이동은 주파수 영역에서의 위상회전이므로 데이터가 실린 톤에는 영향을 주지 않으며 따라서 수신단에서는 별도의 처리없이 원 심볼을 복원할 수 있다. 성형화 함수는 이상적으로는 임펄스가 되어야 하지만 유한개의 톤만을 사용하기 때문에 임펄스를 구하는 것은 불가능하므로 가능한 한 임펄스에 근사한 성형화 함수를 만드는 것이 중요한 문제가 되고 있다.

## 2.3. Tone Reservation(TR)과 Tone Injection(TI)

TR은 FPA와 유사한 기법으로 특정톤이 아닌 임의의 톤에 데이터 심볼 대신 임의의 심볼을 할당함으로써 PAR를 감소시키는 기법이다[33]. 임의의 톤 위치와 여기에 할당되는 심볼은 변조된 신호의 PAR를 최소화 시키는 기준으로 구하며 linear programming을 사용한 최적화 기법이나 적응 형태의 기법이 사용될 수 있다. TI 방식은 신호의 정상도 위치를 PAR를 감소시킬 수 있는 다른 곳으로 확장, 변경하는 방법으로 동일한 정보를 가지면서 서로 다른 두 개 이상의 심볼이 존재한다는 원리를

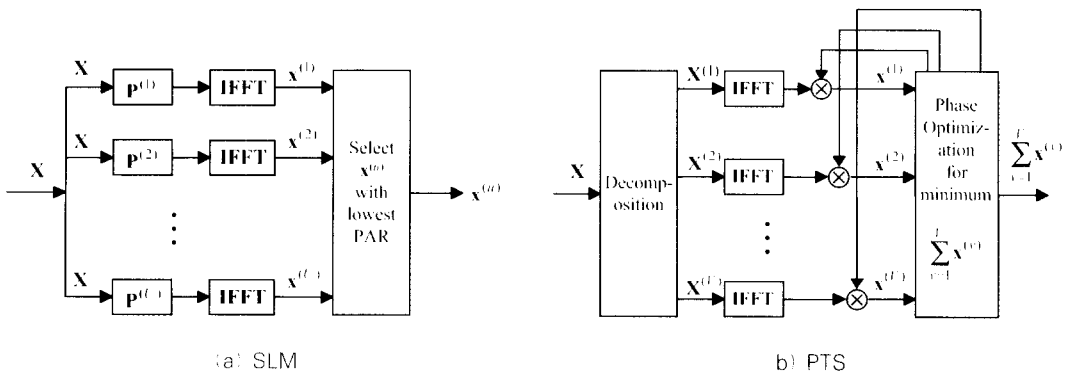


그림 12. SLM과 PTS의 기본 블록도

이용하고 있다[34]. 데이터 심볼의 위치 변경은 시간 영역 신호의 최대값을 감소시키는 기준으로 이루어지며, 변경된 톤에는 원래의 데이터 심볼이 그대로 전송되기 때문에 전송손실이 발생하지 않는다. 그러나 데이터 심볼의 확장으로 인해 송신전력이 증가하는 문제를 갖고 있으며 실제로는 최대값의 크기 감소보다는 성장도의 확장으로 인한 전체 신호의 평균전력 증가에 의해 PAR가 감소한다고 보아야 한다. 따라서 최대값이 아닌 경우에 대해 동일한 과정을 수행해도 PAR가 감소하게 된다. 그림 13은 TR과 TI의 기본개념을 보여주고 있다.

이상이 되도록 전체 신호를 클리핑 레벨로 정규화시키는 동적 스케일링 방식이 제안되었으며[35] 부호화를 통해 PAR를 감소시키는 다양한 기법들이 제안되었다. 또한 송신단에서 별도의 PAR 감소를 수행하지 않고 단순히 신호를 클리핑 시킨 후 이 때 발생하는 클리핑 왜곡을 수신단에서 보상하여 원 신호를 복원하는 결정된 신호를 이용한 신호복원 기법 (Decision-Aided Reconstruction: DAR)이 제안되었다[36].

이 밖에도 변조된 신호의 최대값이 클리핑 레벨

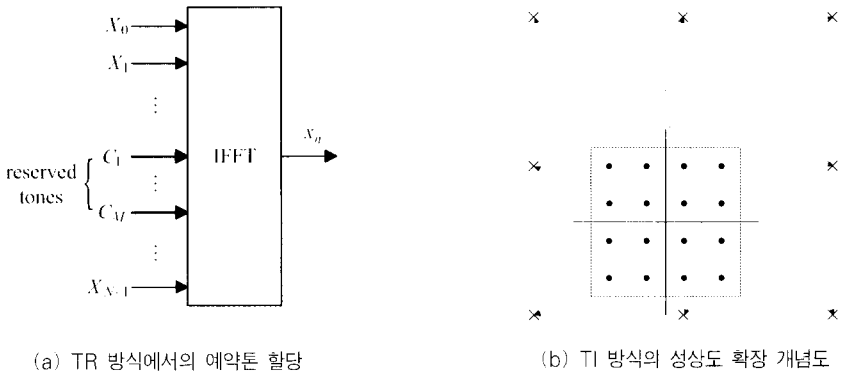


그림 13. TR 방식과 TI 방식

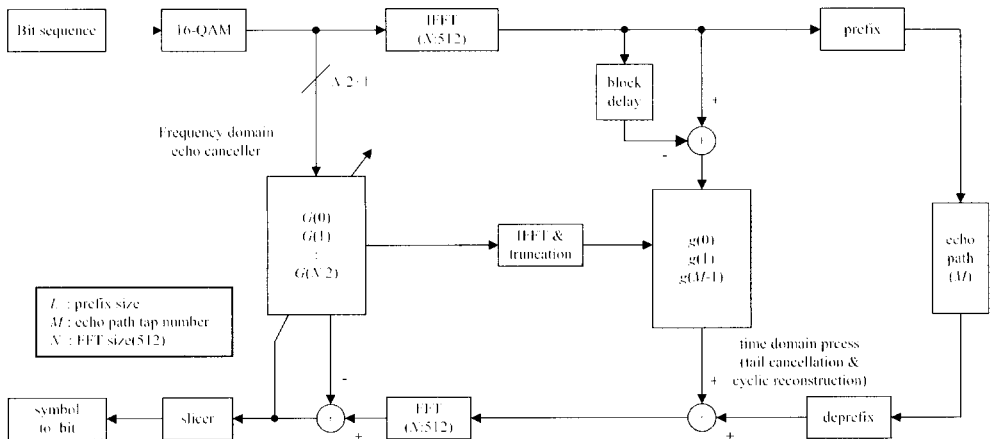


그림 14. DMT 반향 제거기

## VII. 반향 제거기

전화신로에서 반향신호는 주로 하이브리드 회로와 브리지 탭에 의해 발생되는데 본 논문에서는 하이브리드 회로에 의해 발생하는 반향신호만을 고려한다. xDSL 모뎀에서는 한 쌍의 가입자선로만을 사용하고 같은 주파수 대역을 공유하며 양방향으로 데이터 전송을 하는 full duplex 전송방식을 사용할 경우 반향 제거기를 사용해야 하는데 가입자 선로의 높은 감쇄율로 수신신호의 전력이 약하기 때문에 반향신호를 60 dB 정도까지 제거해야 한다.

반향 제거기로는 기존의 단일반송파 전송방식에서 사용되던 시간 영역 반향제거기를 사용할 수 있다. 이 방식에서는 시간 영역에서 반향신호의 emulation 때 추정된 임펄스 응답과의 컨볼루션이 필요하며 반향경로의 길이에 해당하는 곱셈 연산이 필요하므로 고속의 동작속도와 긴 반향경로를 갖는 xDSL 시스템에는 적합하지 않다. 이와 같은 시간 영역 구조의 단점을 개선하기 위해 주파수 영역 구조가 제안되었다[37]. 이 구조에서는 FFT의 실행성을 이용하는데 시간 영역에서 더해진 반향신호는 복조후에도 부가형태로 존재하므로 반향신호를 주파수 영역에서 추정하여 제거하면 적은 계산량으로 반향신호를 제거할 수 있다. 그림 14는 DMT 변조 방식에서의 주파수 영역 반향 제거기를 나타내고 있다. 그런데 ADSL과 같은 비대칭 전송속도를 갖는 구조에서는 하향전송과 상향전송의 전송률이 다르며 FFT 크기도 다르다. 가입자 쪽에서 사용하는 DMT 반향 제거기의 경우 상향전송은 FFT 크기가 N, 하향전송은 FFT 크기가 kN이므로 반향신호의 emulation 과정에서 k배 보간과정이 필요하다. CO측에서 사용하는 반향제거기의 경우는 가입자측과는 반대로 k로 decimation하는 과정이 필요하게 된다.

## VIII. 결 론

본 논문에서는 DMT 방식을 사용하는 xDSL 모뎀의 전송기술에 관하여 논하였다. 전송신로의 임펄스 응답을 유한길이의 CP내로 제한하기 위해 시간 영역 등화기가 사용되며 등화기 계수를 구하는 방식으로 Matrix Inversion, Fast, Iterative, Inverse Power 등이 있다. 이 중 성능과 계산량 면에서 Inverse Power 방식이 가장 우수하다. 수신단의 샘플링 동기는 크게 동기식과 비동기식으로 구분되며, 비동기식에 필요한 샘플링 주파수 윗셋의 효율적 추정을 위한 기법이 연구되어야 할 것이다. RFI는 시스템의 성능에 치명적인 영향을 주기 때문에 반드시 보상되어야 하며 보상기법으로 디지털 방식인 주파수 영역 추정 및 보상이 가장 우수하지만 계산량이 많고 적용할 수 있는 RFI의 특성이 제한되어 있기 때문에 보다 효율적인 기법이 요구되고 있다. PAR 감소를 위해 PTS, STM, TL, TR, FPA 등의 많은 알고리즘이 제안되었으며 full duplex시 발생하는 반향을 제거하기 위해 DMT 방식에 적합한 주파수 영역 반향 제거기법이 제안되었다.

이상과 같이 DMT 방식의 단점을 해결하기 위한 기법들이 세계적으로 활발히 연구되고 있다. 이에 국내에서도 당분간 미래의 멀티미디어 서비스망의 주축이 될 것으로 예상되는 DMT 기반 xDSL 모뎀에 관한 연구를 보다 적극적으로 진행하여 이미 전세계적으로 도래한 xDSL 시대에 대처하여야 할 것이다.

### \* 참고 문헌

- [1] M. Gagnaire, "An overview of broad-band access technologies," Proc.

- IEEE, vol. 85, no. 12, pp. 1950-1972, Dec. 1997.
- [2] L. Hanzo, "Bandwidth-efficient wireless multimedia communications," Proc. IEEE, vol. 86, no. 7, pp. 1342-1382, July 1998.
- [3] 노장래, 김재근, "초고속 가입자 접속 기술," 한국통신학회지, 제14권 제5호, pp. 128-146, 1996년 5월.
- [4] J. S. Chow, J. C. Tu, and J. M. Cioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 9, no. 6, pp. 895-908, Aug. 1991.
- [5] K. Maxwell, "Asymmetrical digital subscriber line: interim technology for the next forty years," IEEE Commun. Mag., vol. 34, no. 10, pp. 100-106, Oct. 1996.
- [6] J. M. Cioffi, V. Okaman, J. J. Werner, T. Pollet, P. M. P. Spruyt, J. S. Chow, and K. S. Jacobsen, "Very-high-speed digital subscriber lines," IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 4, pp. 72-79, Apr. 1999.
- [7] American National Standards Issue, T1.413-95, Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface, 1995.
- [8] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," IEEE Commun. Mag., vol. 28, no. 5, pp. 17-25, May. 1990.
- [9] W. Y. Chen, "The development and standardization of asymmetrical digital subscriber line," IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 5, pp. 68-72, May 1999.
- [10] T. Starr, J. M. Cioffi, and P. Silverman, Understanding Digital Subscriber Line Technology, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1999.
- [11] W. Y. Chen, DSL: Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Line Systems, Indianapolis, IN: Macmillan, 1998.
- [12] T. C. Kwok, "Residential broadband architecture over ADSL and G.Lite (G.992.2): PPP over ATM," IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 5, pp. 84-89, May 1999.
- [13] J. J. Werner, "The HDSL environment," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 9, no. 6, pp. 785-800, Aug. 1991.
- [14] I. Lee, J. S. Chow, and J. M. Cioffi, "Performance evaluation of a fast computation algorithm for the DMT in high-speed subscriber loop," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 13, no. 9, pp. 1564-1570, Dec. 1995.
- [15] J. S. Chow and J. M. Cioffi, "A cost effective maximum likelihood receiver for multi-carrier systems," in Proc. ICC, pp. 948-952, 1992.
- [16] J. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham, "Equalizer training algorithms for multi-carrier modulation system," in Proc. ICC,



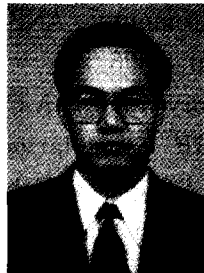
- pp. 761-765, 1993.
- [17] J. M. Melsa, R. C. Younce, and C. E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers." IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 12, pp. Dec. 1996.
- [18] W. Chiu, W. K. Tsai, T. C. Liau, and M. Troulis, "Time-domain equalizer design using the inverse power method," in Proc. ICC, pp. 973-977, 1999.
- [19] T. Pollet and M. Peeters, "Synchronization with DMT modulations," IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 4, pp. 80-86, Apr. 1999.
- [20] 김동규, 조성배, 천유식, 김기호, 최형진, "ADSL용 DMT 시스템의 프레임 동기화 개선된 샘플링 타이밍 복원에 관한 연구," 통신정보 합동학술대회, pp. 1004-1008, 1996.
- [21] Very high speed digital subscriber lines: system requirements, ANSI T1E1.4/95-117R4, Jan. 1996.
- [22] J. M. Cioffi, M. Mallory, and J. A. C. Bingham, "Analog RF cancellation with SDMT," T1E1.4/96-084, Feb. 1996.
- [23] A. Gatherer, HFC upstream ingress noise cancellation techniques, IEEE 802.14/96-024, Feb. 1996.
- [24] D. Pazaitis, J. Maris, S. Vernalde, M. Engels, and I. Bolsens, "Equalisation and radio frequency interference cancellation in VDSL receivers," in Proc. Globecom, pp. 3503-3508, Nov. 1998.
- [25] 천유식, 유경현, 김기호, "VDSL용 DMT 시스템에서의 시간 영역 창함수를 이용한 RFI egress/ingress suppression," 통신정보 합동 학술대회, pp. 292-298, 1997.
- [26] J. A. C. Bingham, "RFI suppression in multicarrier transmission systems," in Proc. Globecom, pp. 1026-1030, Nov. 1996.
- [27] B. J. Jeong and K. H. Yoo, "Digital RFI canceller for DMT based VDSL," Electronics Letters, vol. 34, no. 17, pp. 1640-1641, Aug. 1998.
- [28] F. Sjöberg, R. Nilsson, N. Grip, P. O. Börjesson, S. K. Wilson, and P. Ödling, "Digital RFI suppression in DMT-based VDSL systems," Proceedings of International Conference on Telecommunications (ICT'98), June 1998.
- [29] D. J. G. Mestdagh, P. M. O. Spruyt, and B. Biran, "Analysis of clipping effect in DMT-based ADSL systems," in Proc. ICC, pp. 293-300, May 1994.
- [30] X. Li and L. J. Cimini, Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," in Proc. VTC, pp. 1634-1638, May 1997.
- [31] S. H. Muller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," in Proc. GLOBECOM, pp. 1-5, Nov. 1997.
- [32] A. Gatherer and M. Polley, "Clip mitigation techniques for T1.413 issue 3," T1E1.4/97-397, Dec. 1997.
- [33] J. Tellado and J. Cioffi, "PAR reduction in multicarrier transmission systems," ITU, Q4/15,

- no. D-150(WP1/15), pp. 1-14, Feb. 1998.
- [34] J. Tellado and J. Cioffi, "PAR reduction with minimal or zero bandwidth loss," ANSI Document, T1E1.4 Technical Subcommittee, no. 98-173, June 1998.
- [35] J. Cioffi, J. Bingham, D. Shaver, and P. Melsa, "Draft ADSL issue 2 text for dynamic clip scaling," T1E1.4/97-226R1.
- [36] D. Kim and G. L. Stüber, "Clipping noise mitigation for OFDM by decision-aided reconstruction," IEEE Commun. Letters, vol. 3, no. 1, pp. 4-6, Jan. 1999.
- [37] M. Ho, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham, "Discrete multitone echo cancellation," IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 7, pp. 817-825, July 1996.



전 원 기

1994년 2월 숭양대학교 전기공학과 졸업(공학사)  
 1996년 2월 중앙대학교 전기공학과 대학원 졸업  
 (공학석사)  
 1999년 8월 중앙대학교 전자공학과 대학원 졸업  
 (공학박사)  
 1999년 9월~현재 숭양대학교 전기공학과 박사후  
 과정  
 \*주관심분야: 디지털 통신 시스템



조 용 수

1984년 2월 숭양대학교 전기공학과 졸업(공학사)  
 1987년 8월 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업  
 (공학석사)  
 1991년 5월 The University of Texas at Austin,  
 Department of Electrical and  
 Computer Engineering(Ph.D.)  
 1984년 1월~1984년 7월 금성전기(주) 연구원  
 1992년 3월~현재 숭양대학교 전기공학과 부교수  
 \*주관심분야: 통신 신호처리, 유·무선 고속 모델



백 종 호

1994년 2월 송양대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1997년 2월 송양대학교 전자공학과 대학원 졸업  
 (공학석사)  
 1997년 1월~현재 전자부품연구원 시스템 IC 연구센터  
 선임연구원  
 \*주관심분야: 무선 데이터 및 이동 휴대 통신 시스템,  
 영상 통신 시스템



유 영 환

1993년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1995년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업  
 (공학석사)  
 1999년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업  
 (공학박사)  
 1999년 1월~현재 전자부품연구원 시스템 IC 연구센터  
 선임연구원  
 \*주관심분야: 이동 및 개인 휴대 통신 시스템, 디지털  
 신호처리



송 형 규

1990년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1992년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업  
 (공학석사)  
 1996년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 졸업  
 (공학박사)  
 1996년 1월~현재 전자부품연구원 시스템 IC 연구센터  
 선임연구원  
 \*주관심분야: 이동 및 개인 휴대 통신 시스템, 디지털  
 신호처리