

논문-05-10-3-14

# HFC망 기반 대칭형 멀티미디어 서비스를 위한 상향 채널 케이블 모뎀 설계

조 병 학<sup>a)†</sup>

## Design of the Upstream Cable Modem for Symmetric Multimedia Services over HFC Networks

Byung Hak Cho<sup>a)†</sup>

### 요 약

HFC 망에서 대칭형 멀티미디어 서비스가 가능하도록 상향채널에서 보다 많은 채널과 QoS를 제공할 수 있는 S-DMT방식의 상향채널 케이블모뎀 복조기를 위한 심볼 타이밍 복원, 반송파 복원, 등화기 알고리즘을 제안하고 설계한다. 또한 이 들 블록을 연동시켰을 경우의 성능을 평가한다. 평가에 있어서 변조 방식은 16QAM, 64QAM 인 경우로 하였고 AWGN, ISI, 및 임펄스 잡음이 혼재하는 채널 환경을 전제로 하였다. 전체 시스템 연동 시뮬레이션 결과, 예상한 대로 잡음 환경이 악화됨에 성능열화가 발생하나, 설계한 알고리즘들이 정확히 동작할 뿐 아니라 우수한 성능을 보이고 있음을 확인하였다. 또한, 임펄스 잡음 환경에 대해서 임펄스 잡음 발생 구간  $\epsilon$  및 전력 크기  $\gamma^2$ 를 변수로 성능 평가를 해 본 결과, 케이블 TV 망 상향 채널에서의 임펄스 잡음에 대해 면역성이 우수함을 알 수 있었다.

### Abstract

We propose and design the algorithms of symbol timing recovery, carrier recovery, and equalization for the receiver of S-DMT cable modem, which supports more channels and better symmetric multimedia services over HFC network. We evaluate the performance of the concatenated entire receiving system of 16QAM, 64QAM in the mixed noise channel of AWGN, ISI and impulse. The result of evaluation shows those algorithms work correctly and designed S-DMT receiver has good performance. We also verify the designed system has excellent immunity against impulse noise channel of practical Cable TV networks by the result of simulation with the parameters of impulse internal  $\epsilon$  and noise power  $\gamma^2$ .

Keywords : S-DMT, Cable Modem, HFC, symbol timing recovery, frequency synchronization,

## I. 서 론

최근 전 세계적으로 초고속 인터넷 확산과 더불어 케이

블 모뎀이 널리 보급되어 있으나 상향채널주파수는 5MHz~42MHz로 좁을 뿐아니라, 깔대기(noise funneling) 효과와 임펄스 잡음, 협대역 간섭 등의 영향으로 인해, 화상회의, VoIP(Voice over IP), 일대일 파일 공유 등, 보다 넓은 대역폭과 QoS를 요구하는 대칭형 멀티미디어 서비스를 제공하는데 어려움이 있어왔다. 현재 HFC 망에서 사용

a) 한국정보통신기능대학, 방송통신설비과(chobh@icpc.ac.kr)  
Dept. of Broadcasting & Communication, Korea Information & Communication Polytechnic College

※ 이 논문은 한국정보통신기능대학의 지원에 의해 수행되었음

가능한 주파수 대역폭은 대부분 5MHz~870MHz까지이나 국내에서는 아날로그 및 디지털 CATV 방송 대역을 제외하고 인터넷 서비스를 위한 케이블모뎀 하향채널 주파수 대역으로 500~552MHz를 사용하고 있다. 따라서 이러한 대역폭 부족의 문제점을 해결할 수 있는 새로운 방식의 차세대 케이블 모뎀에 대한 기술 개발이 요구되고 있다.

이에 부응하여 미국의 CableLabs 에서는 2001년 12월에 대칭형 멀티미디어 서비스가 가능한 Advanced PHY 케이블모뎀 규격으로, 채널당 30Mbps급 상향 대역폭을 지원할 수 있는 DOCSIS 2.0 표준규격을 발표한 바 있다<sup>[1][2]</sup>.

새로운 방식의 차세대 케이블 모뎀은 현재의 케이블 모뎀 상향 채널에서 TDMA 방식보다 상향 채널 용량을 증대시킬 수 있고, 잡음 면역성이 강하며 30Mbps 이상의 전송속도가 가능한 변조 기술이 필요하다. 이러한 차세대 케이블 모뎀을 위한 변 복조 기술로는 주파수 대역확산 효과를 이용하는 S-CDMA(Synchronous CDMA) 방식<sup>[3]</sup>과, 직교성(orthogonality)을 갖는 여러 개의 부 반송파를 이용하여 동시에 전송함으로써 유사한 확산 효과를 얻는 S-DMT(Synchronous-Discrete Multi-Tone) 방식이 있다.

S-CDMA 방식은 DS-CDMA(Direct Sequence CDMA) 기술과 같이, 직교성을 가지는 코드를 사용하여 전송 시간 동안 전송 데이터의 에너지를 확산시키고 수신 측에서 데이터를 복원시킬 때 에너지를 다시 모음으로써 높은 잡음 면역성을 얻는 방식으로 태생적으로 협대역 잡음에 강한 특성을 가지고 있어서 Cable TV 망 상향 채널의 임펄스 잡음 환경에 대해서도 유리하다고 알려져 있으며<sup>[3][4]</sup> 잡음 확산효과에 의해 임펄스 잡음에 대한 면역성이 기존의 TDMA 보다 우수하다<sup>[5][6]</sup>.

S-DMT 방식은 ADSL 과 VDSL에서 사용되고 있는 DMT 기술에 다대일(multi point-to-point) 통신환경에서 요구되는 동기 기능을 부가한 한 기술로써, 각 단말에서 전송한 데이터들이 수신단에서 동기 되도록 각각의 송신 단말이 데이터를 전송할 때에 Head-End와의 물리적인 거리에 따라 적당히 지연하여 전송함으로써 각각의 보호 구간이 동기 되어 마치 한 개의 송신기에서 데이터를 전송하는 것처럼 한 방식이다<sup>[7]</sup>. 케이블 모뎀의 상향 채널 변조 기술로서 DMT 기술에 관심을 갖는 이유는 단일반송파 변

조방식의 복잡한 등화기에 비해 단순한 구조의 등화기를 사용하여 채널 영향을 보상할 수 있고 잡음 확산효과에 의한 임펄스 잡음 면역성 강화 효과를 얻을 수 있으며, 각 채널 용량에 따라 스펙트럼 효율을 최대화하여 그 채널에서 지원할 수 있는 전송률을 최대화 할 수 있기 때문이다<sup>[8]</sup>.

이에 따라 본 논문에서는 S-DMT 방식을 사용하는 16QAM, 64QAM 변조방식의 케이블 모뎀 수신기의 프레임 구조, 심볼 타이밍 복원, 반송파 복원, 등화기 최적 알고리즘을 제안하고 설계한다. 또한 AWGN(Additive White Gaussian Noise)과 ISI(Inter-Symbol Interference) 및 임펄스 잡음이 혼재하는 환경에서 설계된 블록을 연동시켰을 경우의 성능을 평가한다.

## II. 설계 사양 및 성능 평가 조건

본 논문에서 설계하는 S-DMT 케이블모뎀은 상향 채널 전송 속도가 최대 30Mbps 까지 가능하도록 목표를 설정하였다. 5MHz~42MHz 대역 내에서의 1개 채널 대역폭은 DOCSIS 2.0 규격에서와 같이 6.4MHz로 고려하였다. 신호는 프레임 단위로 전송되고, 변조 방식, 코딩율, 전송속도, 프레임 길이 등에 관한 정보는 신호 필드(signal field)를 통해 전송된다. HFC 망은 광대역 유선 전송로이므로 상향 채널의 다중 경로 지연 현상은 그리 심각하지 않다고 가정하였다.

30 Mbps급 데이터 전송 속도를 얻기 위해서는 64QAM 변조 방식이 요구된다. FEC를 대비한 코딩율은 DOCSIS 2.0 규격을 참조하여 실제 상황에 최적하면서도 실효데이터 전송효율을 높게 선택할 수 있도록 7/8, 8/9 로 하였다.

성능 평가에 있어 HFC 상향 채널 잡음 환경은 임펄스 잡음과 AWGN, 그리고 ISI 잡음을 고려하였는데, 이는 임펄스 잡음이 교류 모터, 번개 등에 의해 자주 발생될 뿐 아니라 통과 대역 전체에 걸쳐서 잡음플로어를 증가시키고, 에너지의 대부분이 상향채널의 낮은 대역에 집중되어 통신에 미치는 영향이 크고, AWGN은 선로 증폭기나 단말기 등 네트워크 요소들에게서 발생하는 잡음이며, ISI는 S-DMT 방식에서 특히 중요한 잡음 요소이기 때문이다.

임펄스 잡음 모델링은 임펄스의 순시크기의 통계적 분포를 근거로 Miller & Thomas 가 제안한  $\epsilon$ -복합 비가우시안 임펄스 잡음 모델링 방법을 사용하였다. 이 모델링 방법은 전체 잡음을 다음 식 (1)과 같이 작은 분산 값의 가우시안 PDF  $f_B$ 와 큰 분산 값의 임펄스 성 PDF  $f_I$ 의 합으로 표시 한다<sup>[5][6][8]</sup>.

$$f_n(x) = (1 - \epsilon)f_B(x) + \epsilon f_I(x) \quad (1)$$

여기서  $\epsilon$ 은 임펄스 잡음 발생 빈도 확률이다.  $f_B$ 와  $f_I$ 의 분산 비율은 다음 식 (2)와 같고  $\gamma^2$ 는 AWGN에 대한 임펄스 잡음의 전력비를 의미하는 변수가 된다.

$$\gamma^2 = \sigma^2 / \sigma_B^2 \quad (2)$$

여기서는 임펄스 잡음 성분을 가우시안 분포와 비슷한 라플라시안 분포로 간주한다. 전체 잡음 분산  $\sigma^2$ 은 다음 식 (3)과 같이 주어진다.

$$\sigma^2 = N_o/2 [(1 - \epsilon) + \epsilon \gamma^2] \quad (3)$$

### III. S-DMT 복조기 구조

S-DMT 복조기는 다음 그림 1과 같이 기능상 크게 심볼 타이밍 복원부와 반송파 복원부, 등화기 부로 구성되며 이들 각 기능 블록을 Cable TV 망의 상향 채널 특성에

적합한 알고리즘을 선정하여 설계하여야 한다.

심볼 타이밍 복원부는 수신신호의 심볼에 대한 타이밍 즉, 클럭과 프레임의 시작 위치를 복원해내는 부분이다. 수신 단에서 심볼 타이밍을 정확하게 추출하지 못하여 원래 송신 측 심볼 타이밍과의 오프셋이 발생하면, 복조된 신호의 정상도에서 위상회전이 발생하여 올바른 수신 데이터가 얻어지지 않는다. 따라서 보상 알고리즘을 통하여 FFT 윈도우 오프셋을 보상하고 샘플링 클럭 오프셋, 즉 전송 신호 샘플에 대한 송수신기 간의 샘플링 타이밍이 차이를 최적화하여야 한다.

반송파 복원부는 송 수신기간에 RF 반송파 주파수를 일치시키는 기능을 하므로 주파수 동기부 라고도 한다. 송 수신기간의 반송파 주파수 차이를 주파수 오프셋 (frequency offset)이라 하는데 FFT를 통하여 복조될 때 각 부 반송파를 통하여 전송된 신호 크기의 감쇄 및 다른 부 반송파와의 간섭을 일으키어 부 반송파간 직교성을 깨뜨리는 작용을 한다. 특히 S-DMT 방식은 다중 반송파를 사용하므로 전송 대역에 비해 부 반송파간의 주파수 간격이 상대적으로 매우 좁아서 반송파 주파수 오프셋에 민감하다.

등화기 부는 통신 채널에서의 왜곡을 보상하기위한 블록으로 구조, 수신기내의 위치, 탭 간격, 수렴 특성 등에 따라 여러 가지로 나누어 질 수 있다. 등화기 구조에 따라서는 선형등화기와 비선형등화기로 구분하고 등화기를 수신기의 어느 부분에 배치하느냐에 따라서 통과 대역 등화기(passband equalizer)와 기저대역 등화기(baseband equalizer)로 구분된다. S-DMT 방식에서는 신호가 크게 시간영역과 주파수 영역으로 구분되므로 주파수 영역 등

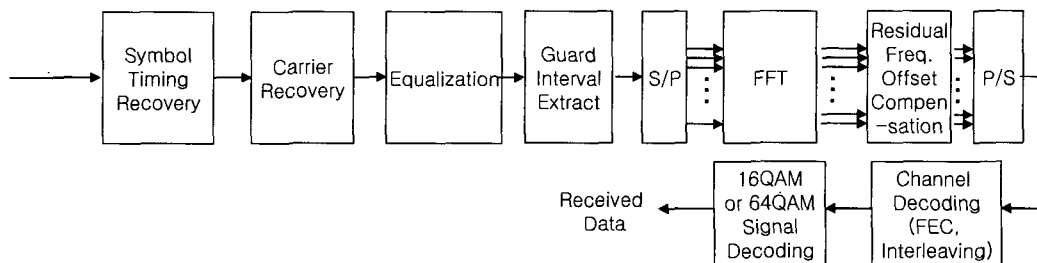


그림 1. S-DMT 방식 복조기 복조과정  
Fig. 1. S-DMT demodulation process

화기 (FEQ: Frequency domain Equalizer)와 시간 영역 등화기(TEQ: Time domain Equalizer)로 구분할 수 있으며 비교적 단순한 구조의 등화기를 사용하여 채널의 왜곡을 보상할 수 있는 특징이 있다. 등화기의 탭 간격에 따라서는 심볼 간격(symbol-spaced) 등화기(또는 T-spaced 등화기)와 부분 간격(fractional-spaced) 등화기로 나눌 수 있으며 일반적으로 심볼 간격 등화기가 많이 사용된다.

#### IV. 심볼 타이밍 복원부 설계

##### 1. 심볼 타이밍 복원 알고리즘

S-DMT 시스템에서의 샘플링 클럭 오프셋은 심볼 유효 데이터 내의 첫 번째 샘플의 최적 샘플링 지점과 실제 샘플링 타이밍과의 오차로 복조 데이터 정상도상의 위상 회전을 발생시킨다. 따라서 정확한 데이터 복조를 위해서는 오프셋을 보상하여야 하는데 본 논문에서는 반복 패턴을 가진 short training 심볼의 상관(correlation) 값을 이용하는 방법과 시간영역에서 PN 시퀀스를 삽입하는 방법을 고려하였다.

Short training 심볼을 이용하는 방식은 송수신 측 상호간에 short training 심볼을 정하고 이를 이용하여 상관 값을 구함으로써, 심볼 타이밍 오프셋을 추정하고 보상하는 방법으로 IEEE 802.11a 무선 LAN에서 이용하는 방법이기도 하다<sup>[9][10]</sup>. 즉, 수신기가 short training 심볼의 자기 상관도 알고 있을 때, 수신된 short training 심볼과의 상관 값을 이용하여 최대의 피크 값이 나타나는 점으로부터 오프셋 값을 추정하여 그만큼 이동해 주는 방법이다. 이 방식은 매우 간단하고도 편리하여 신속한 타이밍 동기를 요구하는 시스템에 적합한 방법이지만 수신된 신호와 short training 심볼과의 상관도가 채널의 임펄스 잡음에 따라 심하게 영향을 받는 단점이 있다.

시간영역에서 PN 시퀀스를 삽입하는 방식은 그림 2와 같다. 그림 2에서처럼 소스 데이터를 IFFT 한 후, PN 시퀀스를 삽입하여 D/A 변환기를 거쳐 수신기로 전송하면, 수신 단에서는 약속된 PN 시퀀스를 이용하여 심볼 타이밍을 찾아내는 방식으로, A/D 변환기를 거친 후, I채널과 Q채널 값의 샘플 값을 이용하여 수신신호 전력을 구하고, 이때 얻어진 각 샘플 열들의 전력에 대해 미리 주어진 임계 값(Th1)을 기준으로 1과 0을 판정한 후, 판정된 값들에 대한 샘플씩 차례로 수신 단에서 미리 알고 있는 PN 시퀀스

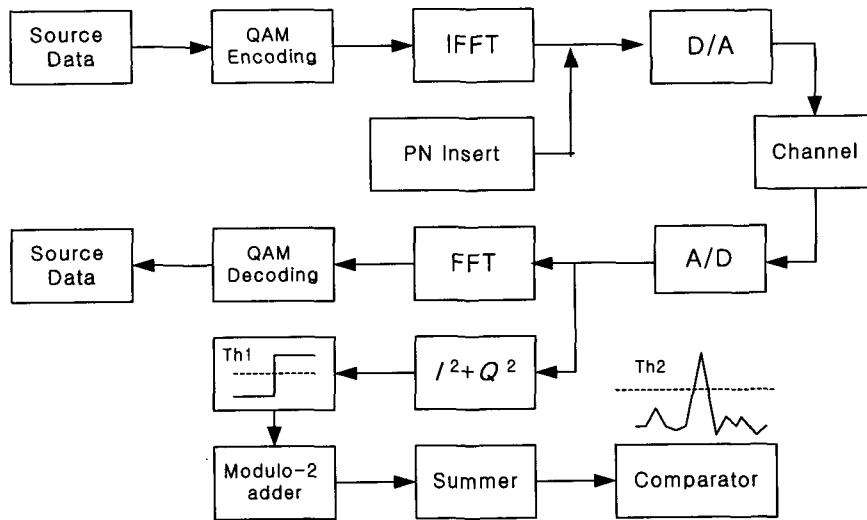


그림 2. PN 시퀀스를 이용한 심볼 타이밍 복원 알고리즘 블록도  
 Fig. 2 Block diagram of symbol timing recovery algorithm using PN sequence

값과 비교하여 같으면 1, 다르면 -1을 취하는 연산을 수행함으로써 상관도를 구하고 또 다른 임계 값인  $Th_2$ 를 넘은 시점을 데이터 시작점으로 간주하는 방법이다.

## 2. 심볼 타이밍 복원 알고리즘 성능 평가

상술한 두 가지의 심볼 타이밍 알고리즘 중 케이블 TV 망의 상향 채널의 특성 상 임펄스 잡음에 약한 short training 심볼의 상관 값을 이용하는 방식보다는 PN sequence 시간영역 삽입 방식이 유리하므로, 본 논문에서는 후자의 알고리즘에 대하여 성능평가를 하였다. 여기서 사용된 PN 시퀀스는 소프트웨어를 통해 얻어낸 것으로 127개의 샘플 열을 갖는 유사 잡음 시퀀스이다. 그림 3은 임펄스 잡음, ISI, AWGN의 세 가지 잡음이 혼재하는 아주 열악한 잡음 환경에서, 1, 2, 3, 4 샘플링 클럭 오프셋일 경우에 대해  $E_b/N_0$ 에 따른 타이밍 오프셋 추정 성능, 즉 타이밍 실패 확률(timing failure probability)을 평가한 결과이며 그림 4는 여러 가지 경우의 잡음채널에서 샘플링 클럭 오프셋을 최적화 하였을 경우의 성능평가 결과이다. 이 때의 임펄스 잡음의 발생 구간  $\epsilon$ 은 0.1, 잡음 전력비  $\gamma^2$ 는 100으로 하였고, 임계 값  $Th_1$ 과  $Th_2$ 에 대해서는  $I^2 + Q^2$ 과정을

거친 출력 샘플 열에 대한 정규화한 신호 전력 값들의 통계 수치를 기준으로 적절한 임계 값에 대해 시뮬레이션 한 결과, 최적의 성능이 얻어지는 0.001, 80으로 설정 하였다. ISI에 대해서도 여러 가지 임계 값에 대한 시뮬레이션을 결과, 최적의 성능이 얻어지는 0.001 과 75로 선택하였다.

그림 3에서 샘플링 클럭 오프셋이 성능에 미치는 영향이 커서, 샘플링 위상 클럭 오프셋에 따라 타이밍 추정 성능이 매우 달라지며 오프셋이 최적화 되었을 경우에 기대하는 성능이 얻어짐을 알 수 있다.

샘플링 위상 클럭 오프셋을 최적화하는 방법은 여러 가지가 있으나, 본 설계에서는 구현성을 고려하여 연속되는 두개의 프레임을 이용하여 프레임 동기를 수행하되 첫 번째 프레임에서 신호처리 과정을 거쳐 피크 값이 검출되지 않을 경우에는 그 다음 프레임에서 4 샘플링 클럭 오프셋 만큼 샘플링 클럭을 천이시켜 프레임 동기를 수행하는 방법을 채택하였다.

그림 4는 이러한 방법을 통해 최적 지점 샘플링이 이루어진 경우, 여러 가지 잡음 채널에서의 타이밍 추정 성능을 구한 결과이다. 여러 가지 조건은 그림 3의 경우와 동일하게 하였다. 성능평가 결과 어느 경우에도 에러 플로어 현상이 발생하지 않으며 가장 열악한 AWGN+Impulse+ISI 채널

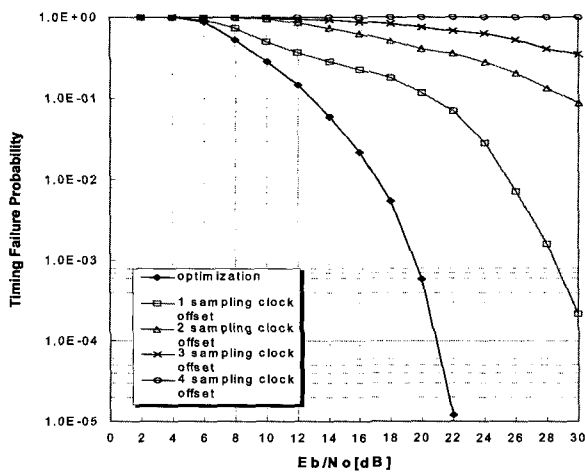


그림 3. AWGN + ISI + 임펄스 잡음 채널에서의 샘플링 클럭 오프셋에 따른 타이밍 실패 확률

Fig. 3. Timing failure probability for sampling clock offset in AWGN + ISI + impulse noise channel

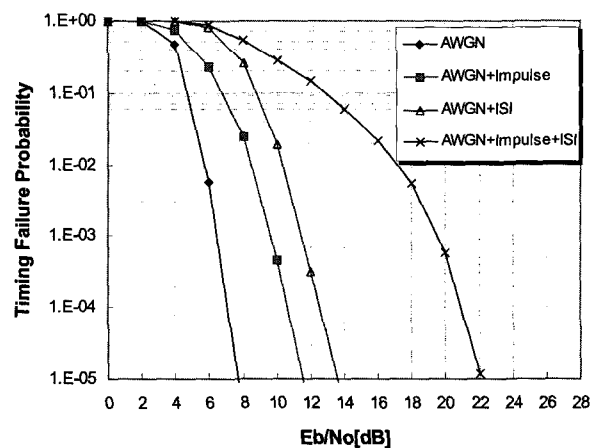


그림 4. 각 잡음 채널에 따른 타이밍 실패 확률 (샘플링 클럭 오프셋 최적화 시)

Fig. 4. Timing failure probability for various noise channel (in case of sampling clock offset optimization)

널의 경우, 나머지 채널의 경우보다 성능 차이가 비교적 크나 전체적으로 양호한 타이밍 추정 성능을 보이고 있음을 알 수 있다.

## V. 반송파 복원부 설계

### 1. 주파수 동기 알고리즘

최근, 실제 S-DMT 시스템 구현에 대한 관심이 고조되면서 S-DMT 시스템을 위한 다양한 주파수 동기 알고리즘이 제안되고 있다. Daffara 의 알고리즘<sup>[11][12]</sup>은 AWGN 채널에 대한 알고리즘이며, 주파수 추적 범위가 넓다는 장점을 가지는 반면에 두 개의 FFT 처리기가 필요하므로 시스템 구현이 복잡해지는 단점이 있다. Moose 는 동일한 심볼을 반복 전송하여 주파수 오프셋을 추정하는 기법을 제안하였고<sup>[13]</sup>, Classen 은 주파수 선택성 페이딩 채널에서 동작하는 Data-aided 주파수 동기 알고리즘을 제안하였다<sup>[14]</sup>. Beek 등도 보호 구간을 이용한 주파수 동기 알고리즘들을 제안하였다<sup>[15]</sup>. 그 밖에 Nagami 와 Nagashima 가 제안한 동기 심볼을 이용한 알고리즘<sup>[16]</sup>이나 보호 대역에서의 전력을 검출하는 방법도 있다.

S-DMT 상향 채널 케이블 모델은 특성상 Bursty 데이터 전송을 위한 신속한 주파수 동기가 요구되며 이를 위해서는 뛰어난 추적 성능, 적은 오버 헤드, 적은 계산량 등의 특성을 갖추어야 한다. 전송한 여러 가지 주파수 동기 알고리즘의 장단점을 비교 검토한 결과, 본 설계에서는 Moose 알고리즘의 기본 원리를 적용하기로 하였다. Moose 알고리즘은 Beek 알고리즘과 비슷하나, 매 심볼마다 보호 구간으로 복사되는 데이터 구간과 보호 구간 샘플열을 비교함으로써 주파수 오프셋을 추정하는 것이 아니라 약속된 동일한 훈련열을 2번 반복 전송하고 수신기에서 수신된 2개의 훈련열 간의 위상차를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하는 방법이다. 따라서 모든 FFT 구간을 다 이용할 수 있어서 추정 주파수 오프셋의 분산 특성이 훨씬 좋아진다.

본 논문에서는 프레임의 초기에만 주파수 동기를 얻어 내도록 Moose 알고리즘을 이용하되, S-DMT 시스템의 프리앰블 필드의 훈련열을 Moose 알고리즘에 맞도록 설계하여, 1개의 심볼 구간 내에서의 반복 패턴 간의 위상을 비교함으로써 신속하게 주파수 동기가 될 수 있도록 하였다.

이러한 약속된 훈련열을 이용한 주파수 동기 알고리즘은 AWGN등의 잡음의 영향으로 실제 주파수 오프셋과 추정 주파수 오프셋 간에 잔류 주파수 오프셋(residual frequency offset)이 존재하여 수신 심볼 정상도 상의 위상회전을 일으키게 되고, 특히 버스트 구조에서는 프리앰블에서 추정한 주파수 오프셋을 가지고 뒤에 연속된 데이터를 보상할 경우, 뒤로 갈수록 이러한 위상오차가 누적되어 심각한 BER 성능 열화가 발생할 수 있다. 따라서 이러한 잔류 미세 주파수 오프셋에 의한 영향을 보상하기 위해, 파일럿(pilot)을 이용하여 회전된 위상 변화량만큼 보정해주는 방법을 사용하였다. 이 방법은 미리 알고 있는 송신 단의 신호 패턴을 기준으로 삼아 위상 회전량을 추정하여 그만큼을 수신 단에서 보상해주는 것으로 비교적 계산량이 적고 간단한 장점이 있다.

### 2. 주파수 동기 알고리즘 성능 평가

약속된 훈련열을 이용한 Moose 알고리즘 주파수 동기 방식은 128-FFT 프레임 내의 부 반송파 채널 중에 적절한 채널을 파일럿 신호채널로 사용할 수 있는데, 파일럿의 수와 신호 크기에 따라 잔류 주파수 오프셋에 대한 해결 능력의 차이가 발생할 것으로 판단되어 이를 변수로 하여 BER 성능을 평가하였다. 그림 5는 정상도 상에서 신호 크기 값을  $\pm 4.0$  고정했을 경우, 파일럿의 수에 따른 성능을 비교한 결과이다.

그림 5를 통해, 파일럿의 수가 많을수록 데이터 효율은 낮아지지만 BER 성능이 더 좋아짐을 확인할 수 있다. 그러나 파일럿의 수를 무한정 늘릴 수가 없으므로 성능열화가 다소 크게 발생하기 직전인 4개로 한정하여 잔류 주파수 오프셋 영향으로 인한 위상 오차를 보정하였다. 그림 6은 4개의 파일럿을 사용하였을 때 정상도 상에서의 파일

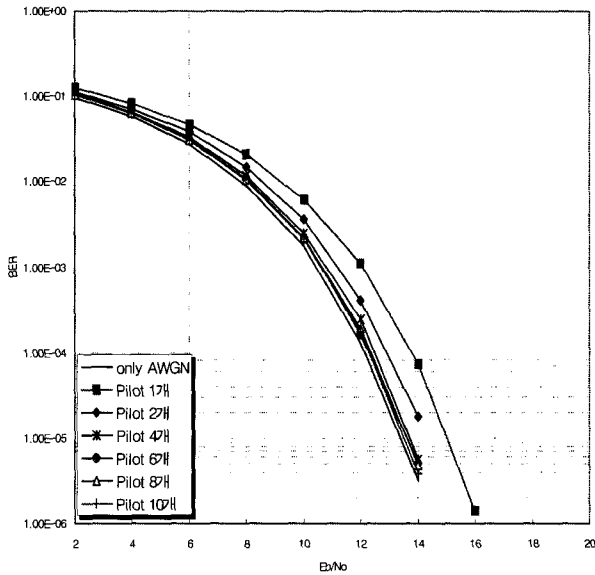


그림 5. 파일럿의 수에 따른 성능 비교(16QAM, 128FFT S-DMT)  
 Fig. 5. BER performance comparison for the number of pilots (16QAM, 128FFT S-DMT)

릿 신호 크기에 따른 성능을 비교한 것이다. 그림 6에서는 파일럿의 크기가 클수록 위상의 회전 영향이 적어져서 성능이 좋아지는 것을 확인할 수 있다. 그러나 제한된 전력 내에서 통신해야 하므로, 여러 가지 신호 크기로 시뮬레이션 해본 결과, 최적하다고 판단되는  $\pm 4.0$ 으로 설정하였다.

## VI. 등화기 설계

### 1. 등화기 알고리즘

등화기는 구조에 따라서 선형등화기와 비선형 등화기로 나눌 수 있고 등화기의 탭 계수를 최적화하는 평가 기준을 설정하는 알고리즘에 따라, 등화기의 최대 출력 왜곡을 최소화 하는 ZF(Zero Forcing) 알고리즘<sup>[17]</sup>, 출력의 평균제곱 오차(MSE: Mean Square Error)를 최소화 하는 LMS (Least Mean Square) 알고리즘<sup>[18]</sup> 등으로 세분할 수 있다.

본 논문에서는 S-DMT 시스템 특성상 비교적 구조적으

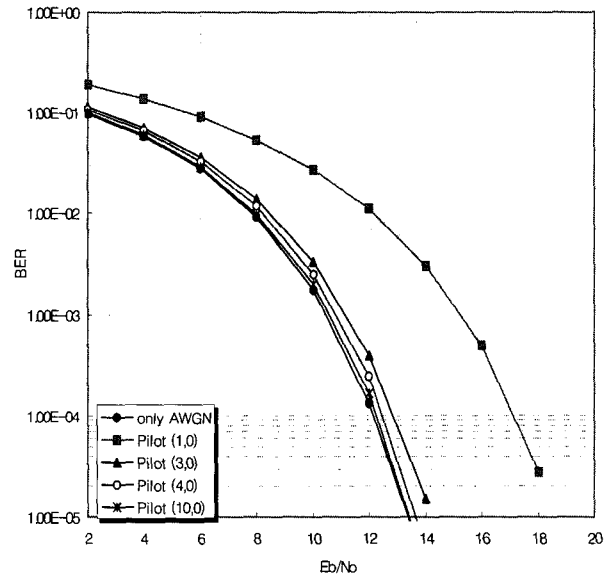


그림 6. 파일럿 신호의 크기에 따른 성능 비교  
 Fig. 6. BER performance comparison for various values of power of pilots(16QAM, 128FFT S-DMT)

로 간단한 선형 등화기를 채택하였고 알고리즘은 비교적 널리 쓰이는 ZF 알고리즘과 LMS 알고리즘만을 채택하였다. 또한 고속 데이터 통신을 요구하므로 빠른 시간 안에 최적한 탭 계수를 추정할 수 있도록 훈련 등화 방법을 이용하였다.

ZF 알고리즘은 채널의 전달함수와 등화기의 전달함수의 곱이 1이 되도록 하는 전달함수를 구하여 주 신호만 남기고 나머지 ISI 성분을 모두 제거하는 알고리즘으로, 대역 에지 부근( $f=1/2T$ )에서의 잡음이 상당히 증가하게 된다. 그러므로, SNR이 낮은 시스템에서는 적용하기가 어려우나, LMS 알고리즘보다 계산 속도가 훨씬 빠를 수 있으므로 고속 데이터 전송과 높은 SNR 이 보장되는 시스템에 적합한 알고리즘이다.

LMS 알고리즘은 등화기의 출력의 평균제곱오차를 최소화하도록 등화기의 탭 계수를 결정하는 알고리즘으로 등화기 오차 신호의 평균제곱오차를 최소화 하도록 탭 계수를 실시간에 설정함으로써 채널에 의한 송신신호의 왜곡을 보상하는 방법이다.

## 2. 등화기 알고리즘 성능평가

S-DMT 에서의 등화기는 일반적인 디지털 모뎀에서의 등화기와 마찬가지로 수신단의 FFT 과정을 거치기 전의 시간 영역에서 수행하는 방법과 FFT를 거치고 난 후의 주파수 영역에서 수행하는 방법이 있는데 최적의 방법을 얻어내기 위하여 우선 이들 두 가지 등화기에 대해서 설계를 하고 성능을 비교 평가하였다.

시간영역 등화기(TEQ)에 대해서는 LMS 알고리즘을 적용한 transversal 구조의 시간영역 등화기를 설계하였고 주파수영역 등화기(FEQ)에 대해서는 ZF 알고리즘을 적용한 횡단구조의 선형등화기를 설계하였다.

주파수 영역 등화기와 시간 영역 등화기는 각기 장, 단점, 성능차이가 있으므로, 본 논문에서는 이 둘 두 가지 방식 등화기의 성능을 비교 평가하기 위해 동일한 ISI 채널 및 시스템 환경 하에서 각각 시뮬레이션 하여 성능을 비교 하였다. 성능 비교 결과, 그림 7에서와 같이 TEQ가 FEQ의 경우보다 거의 전  $E_b/N_0$  범위에서 약 1dB 정도 성능이 우수함을 볼 수 있다. 이것은 FEQ의 경우, 채널의 영향을 받은 수신 신호가 FFT에 의해 1차 변형된 후의 신호를 이

용하여 등화함에 따라 생기는 현상으로 볼 수 있다. 즉, FEQ의 경우 FFT를 통과한 후의 신호를 이용하기 때문에 시간 영역의 영향이 이미 전 주파수 범위로 퍼진 상태로, 채널의 영향을 받은 직후 바로 동작하는 TEQ의 경우보다 상대적으로 심볼 상관도가 낮은 상태에서 채널 등화를 하게 되기 때문에 성능이 다소 열화되는 것으로 판단할 수 있다. 그러나 시간영역 등화기는 임펄스 응답 길이와 보호구간에 따라 성능 차이가 발생할 수 있으므로 이에 대한 성능 비교 평가를 하였다. 이 때의 시뮬레이션 조건은 16QAM 변조방식과 ISI와 AWGN 가 혼재하는 잡음환경으로 하였다.

그림 8은 보호 구간을 4 샘플 길이로 한 경우이고, 그림 9는 보호 구간을 아예 없앤 경우이다. 그림 8과 그림 9를 보면 보호 구간을 사용하지 않은 경우는 물론이고, 짧은 보호 구간을 사용하였을 경우, TEQ와 FEQ 두 방식 모두 성능 열화가 생기는 것을 볼 수 있다. 이는 전 심볼의 지연 성분이 다음 심볼에 영향을 미친 결과라고 볼 수 있다. 그러나 TEQ가 FEQ보다 열화되는 정도가 적은 것을 관찰 할 수 있으며 이는 TEQ의 경우 채널을 통과한 수신신호가 다른 여타의 과정을 거치지 않고 시간영역

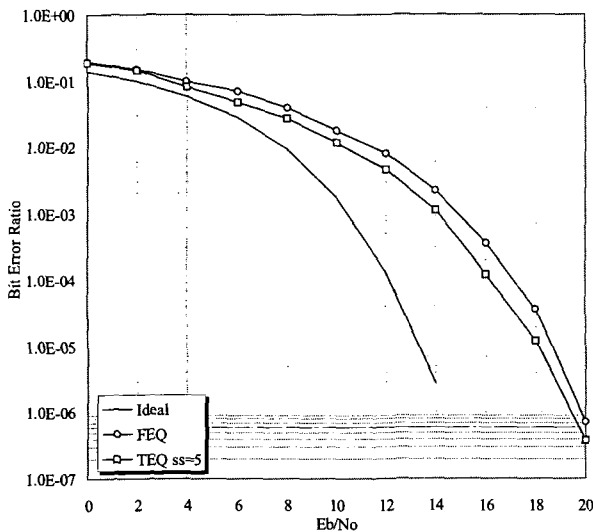


그림 7. FEQ와 TEQ의 BER 성능 비교  
Fig. 7. BER performance comparison between TEQ and FEQ

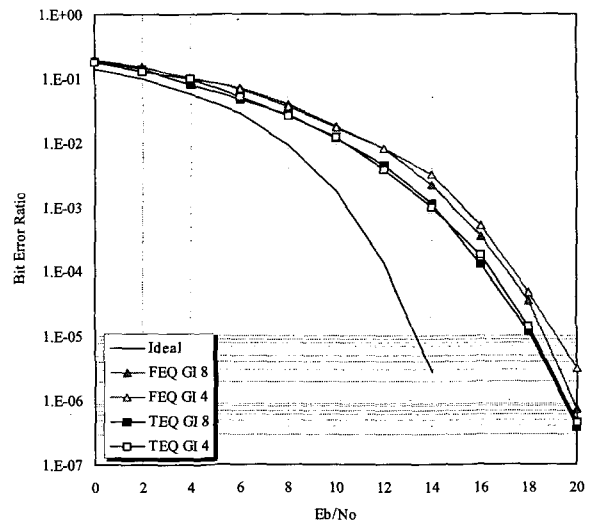


그림 8. 보호 구간 길이가 4 샘플인 경우 TEQ와 FEQ의 성능비교  
Fig. 8. BER performance comparison between TEQ and FEQ with 4 sample guard interval



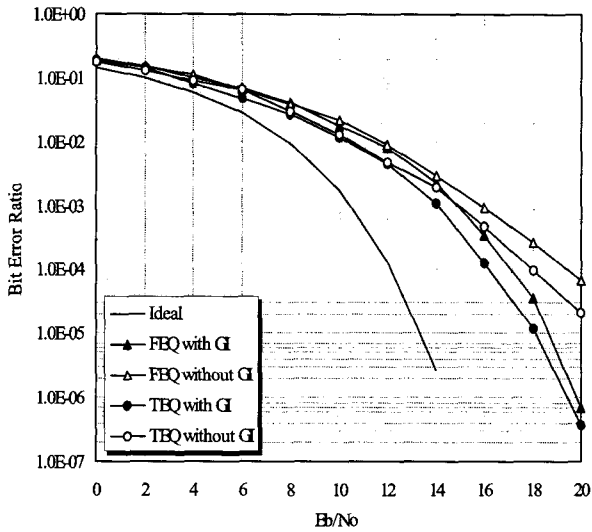


그림 9. 보호 구간을 사용하지 않았을 경우 TEQ와 FEQ의 성능비교  
 Fig. 9. BER performance comparison between TEQ and FEQ without guard interval

에서 바로 채널의 영향을 보상하기 때문에 임펄스 응답 길이를 작게 만드는 역할을 함으로써 보호 구간을 비교적 짧게 사용하여도 ISI의 영향을 적게 받는데 기인한다고 볼 수 있다.

### Ⅶ. 연동 성능 평가

S-DMT 방식의 상향 채널 케이블 모델에 적합한 심볼

타이밍 복원 부, 주파수 오프셋 보상을 위한 반송파 복원 부, 시간영역 등화기의 알고리즘들을 성능평가를 통해 설계하였고 이를 바탕으로 설계된 S-DMT 수신기의 구조는 다음 그림 10과 같다.

심볼 타이밍 복원부는 PN 시퀀스를 시간 영역에 삽입하는 방식의 알고리즘을 사용하였고, 주파수 동기부는 속도를 빠르게 하기위해 Moose 알고리즘을 기본으로 일부 변형하여 적용하였으며, 잔류 주파수 오프셋에 대한 보상은 파일럿 신호 추출기를 통해 오차신호를 FFT 후단의 주파수 동기부로 궤환 시키는 방법을 채용하였다. 채널 등화부는 시뮬레이션 결과를 바탕으로 FEQ 대신 LMS 알고리즘을 채용한 시간영역에서의 transversal 구조를 갖는 7 tap의 등화기를 사용하였으며 등화 속도는 1 심볼 구간(128 샘플)내에 완료하는 것을 목표로 하였다.

설계된 S-DMT 방식 케이블 모델 전체 연동 성능 평가를 위한 시뮬레이션 조건으로, 변조 방식은 64QAM 인 경우로 하였으며, 보호구간은 12샘플로 하였다. 채널 환경은 채널환경은 기본으로 AWGN 만 있는 경우와 ISI+AWGN 만 있는 경우,  $\gamma^2 = 100$ ,  $\epsilon = 0.1$  인 임펄스 잡음이 추가된 경우로 하였다.

FFT 윈도우 오프셋은 30샘플을 주었고 주파수 오프셋은 정규화 값으로 0.2를 주었으며, 오프셋을 주지 않은 이상적인 경우와 비교하였다.

S-DMT 전체 시스템에 대한 연동시뮬레이션 결과는 그

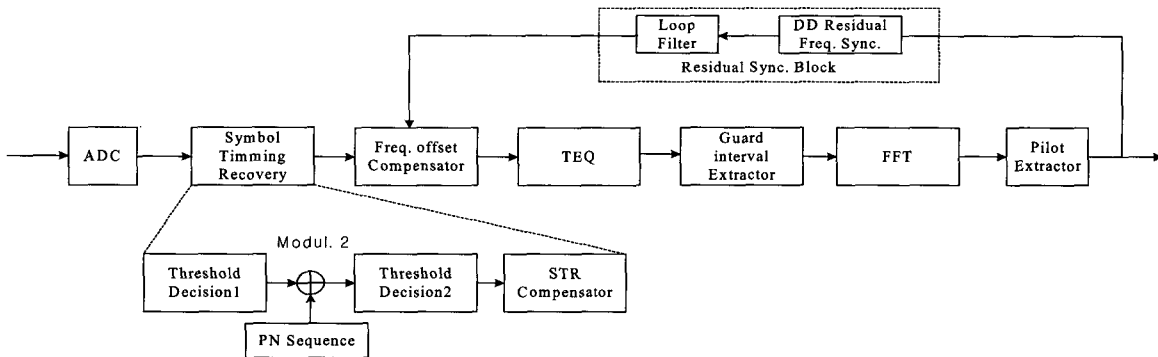


그림 10. S-DMT 수신기의 구조  
 Fig. 10. Structure of S-DMT receiver

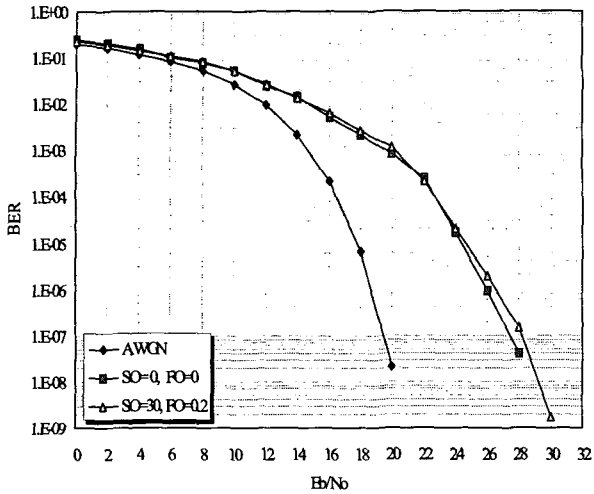


그림 11. 64QAM S-DMT 수신기의 BER 성능(ISI+AWGN)  
 Fig. 11. BER performance of 64QAM S-DMT receiver(ISI+AWGN channel)

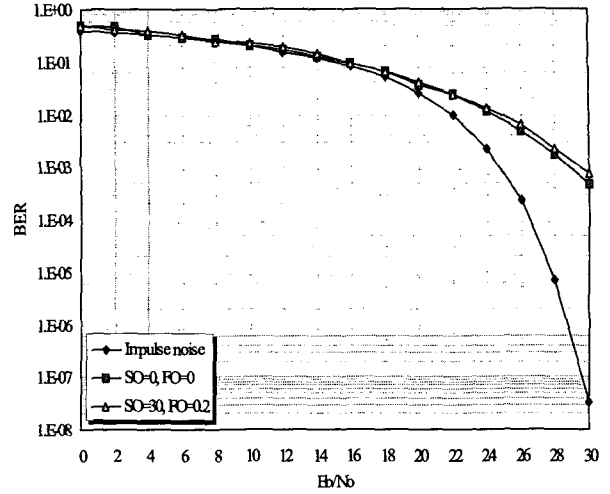


그림 12. 64QAM S-DMT 수신기의 BER 성능 (ISI+AWGN+임펄스 잡음)  
 Fig. 12. BER performance of 64QAM S-DMT receiver(ISI+AWGN +impulse noise channel)

림 11과 그림 12와 같다. 여기서 SO는 FFT 윈도우 오프셋, FO는 정규화된 주파수 오프셋 값을 나타낸다. 그림 11에서 ISI가 추가된 잡음 환경에서의 성능이 AWGN 만 존재하는 채널환경에 비해 BER=10<sup>-3</sup>에서 약 5 dB 정도의 성능 열화가 발생한다. 그림 12에서는 ISI+임펄스 잡음이 추가된 환경에서의 성능이 임펄스 잡음만 존재하는 채널 환

경에 비해 BER=10<sup>-3</sup>에서 약 4 dB 정도의 성능 열화가 발생함을 볼 수 있다. 또한, 두 가지 경우 모두 BER이 낮아질 수록 성능 열화가 심해지며, 주파수 오프셋과 심볼 타이밍 오프셋을 준 경우와 주지 않은 경우의 성능 차이가 거의 없음을 확인 할 수 있다.

그림 13, 그림 14, 그림 15는 여러 가지 임펄스 잡음 환

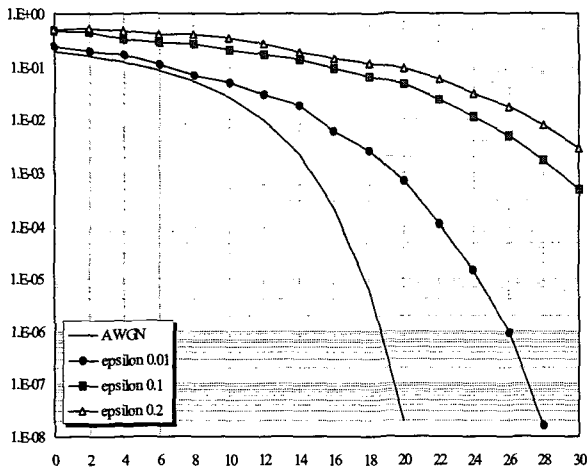


그림 13. 64QAM S-DMT 시스템의  $\epsilon$  에 따른 성능 평가( $\gamma^2 = 100$ )  
 Fig. 13. BER performance of 64QAM S-DMT system for various values of  $\epsilon$  ( $\gamma^2 = 100$ )

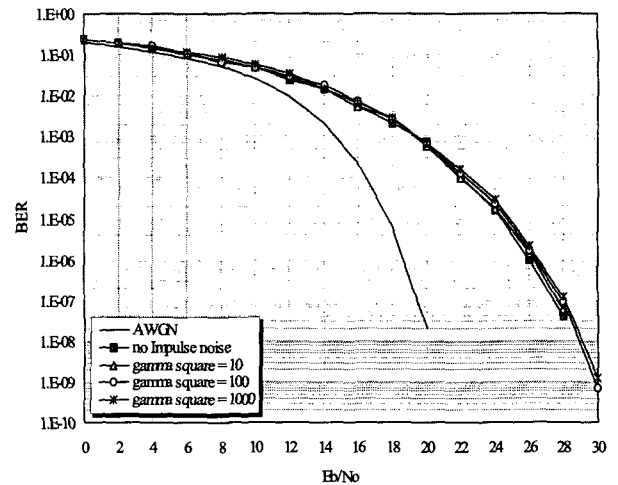


그림 14. 64QAM S-DMT 시스템의  $\gamma^2$  에 따른 성능 평가( $\epsilon = 0.01$ )  
 Fig. 14. BER performance of 64QAM S-DMT system for various values of  $\gamma^2$  ( $\epsilon = 0.01$ )

경 조건에서의 성능을 평가한 것이다. 범례 중 AWGN는 AWGN만 있는 경우를 의미하고, no impulse noise는 AWGN+ISI 채널 환경을 의미한다. 나머지는 ISI+AWGN+ 임펄스 잡음 채널 환경의 경우이다.

그림 13은  $\gamma^2=100$ 으로 고정하고, 임펄스 잡음 발생 구간  $\epsilon$ 을 0.01, 0.1, 0.2 로 하여 시뮬레이션 한 결과이다. 임펄스 잡음 발생 구간  $\epsilon$ 이 커짐에 따라 성능의 열화가 커짐을 알 수 있다.

그림 14와 그림 15는 임펄스 잡음 발생구간  $\epsilon$  을 고정하고 임펄스 잡음 전력 크기를 변화시킨 경우이다.

그림 14에서와 같이 임펄스 잡음 발생구간이 0.01(약 0.4  $\mu$ s)로 매우 짧은 경우에는 설계한 시스템이 임펄스 잡음 전력비  $\gamma^2$  에 따른 성능 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 반면에 그림 15에서와 같이 임펄스 잡음 발생구간이 0.1인 경우에는 임펄스 잡음 전력비  $\gamma^2$  가 커짐에 따라 성능 열화가 커지는 것을 확인할 수 있다. 이와 같이 여러 가지 조건의 임펄스 잡음 채널에서 연동 성능을 평가한 결과, 설계한 S-DMT 케이블모뎀이 케이블 TV 망 상향 채널에서의 임펄스 잡음에 대해 우수한 면역 특성을 가지고 있음을 확인할 수 있다.

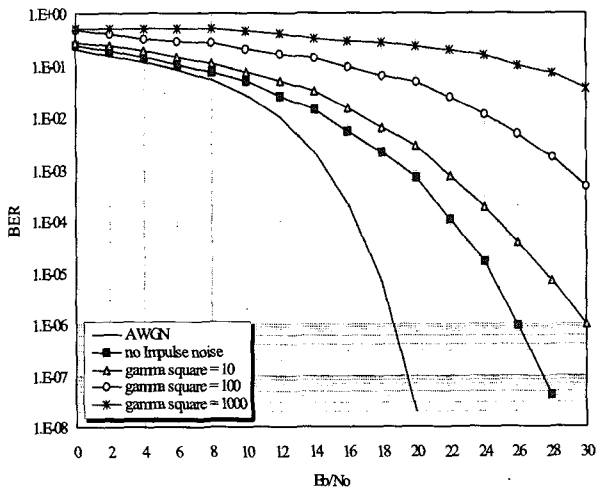


그림 15. 64QAM S-DMT 시스템의  $\gamma^2$  에 따른 성능 평가( $\epsilon = 0.1$ )  
 Fig. 15. BER performance of 64QAM S-DMT system for various values of  $\gamma^2$  ( $\epsilon = 0.1$ )

### VIII. 결론

본 논문에서는 직교성을 갖는 여러 부 채널에 데이터를 나누어 전송함으로써 대역확산 효과에 의한 잡음 면역성을 얻을 수 있고 주파수 대역 이용 효율과 채널 잡음에 따른 대응성 및 구현 비용 면에서 장점이 있는 S-DMT 방식 상향채널 케이블모뎀 복조기를 설계하였다. 이를 위해 심볼 타이밍 복원, 반송파 복원, 등화기 최적 알고리즘을 제안하고 설계하였으며, 이 들 블록을 연동시킨 전체 수신시스템에 대한 성능을 평가하였다. 전체 시스템 연동 시뮬레이션 결과, BER= $10^{-3}$  에서 ISI 채널에 의한 성능 열화가 5 dB 정도 발생하고, ISI+임펄스 잡음이 추가된 환경에서의 성능은 임펄스 잡음만 존재하는 채널환경에 비해 BER= $10^{-3}$ 이하에서 약 4 dB 정도의 성능 열화가 발생하며 그 이하의 BER에서는 성능 열화가 더욱 심해짐을 알 수 있다.

심볼 타이밍 오프셋과 주파수 오프셋에 대해서는 오프셋이 아예 없다고 가정된 경우와의 성능 차이가 거의 없어, 설계한 오프셋 보상 알고리즘들이 정확히 동작할 뿐 아니라 우수한 성능을 보이고 있음을 확인하였다. 임펄스 잡음 발생 구간  $\epsilon$  및 전력 크기  $\gamma^2$ 를 변수로 한 임펄스 잡음 환경에서 성능 평가를 해본 결과, HFC 망 상향 채널에서 자주 발생하는 임펄스 잡음에 대한 면역성이 우수함을 알 수 있었다. 이러한 점에서 S-DMT 방식의 케이블모뎀은 보다 높은 E/No 가 요구되는 고차의 QAM 변조 방식을 사용할 수 있으므로 전송률을 보다 높일 수 있고, 채널 환경에 따라 전송률을 적절히 할당함으로써 전송률을 극대화 할 수 있다는 점에서, 현재 CableLabs에서 작업 중인 DOCSIS 3.0 규격의 100Mbps급 상향대역폭 제공 노력과도 부합한다고 할 수 있다.

본 논문의 연구 결과가 방통융합 시대에 있어 케이블 망을 기반으로 하는 대칭형 멀티미디어 서비스를 위한 차세대 케이블 모뎀의 실질적 설계 및 구현에 있어 도움이 될 수 있기를 기대하며, 향후에는 HFC 망 고도화를 통한, 보다 발전된 형태의 방통융합 멀티미디어 서비스를 위한 차세대 기기급 케이블 송수신 시스템 기술에 대한 연구가 본격적으로 이루어져야 할 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] [http://www.cablelabs.com/news\\_room/PR/01\\_pr\\_adv\\_phy\\_083101.html](http://www.cablelabs.com/news_room/PR/01_pr_adv_phy_083101.html).
- [2] Terayon DOCSIS 2.0 White Paper, "Enabling MSOs To Offer Broader Upstream Bandwidths and Powerful New Networking Services," 2002.
- [3] Yvo L. C. de Jong, Robert P. C. Wolters, Henrie P. A. van den Boom. "A CDMA Based Bidirectional Communication System for Hybrid Fiber-Coax CATV Networks," IEEE Trans. Broadcasting, vol. 43, no. 2, pp. 127-135, Jun. 1997.
- [4] Terayon DOCSIS 2.0 White Paper, "Enabling MSOs To Offer Broader Upstream Bandwidths and Powerful New Networking Services," 2002.
- [5] Kiyun KIM, Hyounggeun LEE, Pansoo KIM, Byunghak CHO, Hyungjin CHOI, "Comparison between S-CDMA and TDMA for Cable Modem Upstream Channel", IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, no. 6, pp. 1370-1377, Jun. 2001.
- [6] 김기윤, 이형근, 김판수, 조병학, 최형진, "상향채널 케이블모뎀을 위한 S-CDMA 기술 분석" 한국통신학회논문지, 제25권, 제9A호, pp. 1422-1430, Sept. 2000.
- [7] J. M. Cioffi, "Discrete Multi-Tone Data Transmission System Using an Overhead Bus for Synchronizing Multiple Remote Unit," US Patent 5,625,651, Apr. 1997.
- [8] 조병학, 최형진, "케이블모뎀 상향채널을 위한 Advanced PHY 변조 기술 성능 평가" 한국통신학회논문지, 제30권, 제2A호, pp. 1-11, Feb. 2005.
- [9] IEEE 802.11, IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications, Sept. 1999.
- [10] R. Van Nee, "A New OFDM Standard for High Rate Wireless LAN in the 5GHz Band," Proc. IEEE VTC'99 Fall, Amsterdam, Netherlands, vol. 1, pp. 258-262, Sept. 1999.
- [11] F. Daffara and A. Chouly, "Maximum Likelihood Frequency Detectors for Orthogonal Multicarrier Systems," Proc. ICC, pp. 766-771, 1993.
- [12] F. Daffara and O. Adami, "A New Frequency Detector for Orthogonal Multicarrier Transmission Techniques," Proc. VTC, pp. 804-809, 1995.
- [13] P. H. Moose, "Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [14] F. Classen and H. Meyr, "Frequency Synchronization Algorithms for OFDM Systems Suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels," Proc. 44th IEEE Veh. Technol.(VTC), pp. 1655-1659, 1994.
- [15] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "On Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix," Proc. of RVK(Radiovetenskaplig Konferens), pp. 663-667, 1996.
- [16] H. Nogami and T. Nagashima, "A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems," Proc. PIMRC, pp. 1010-1015. 1995.
- [17] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd Ed., McGraw-Hill, 1995.
- [18] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, 1985.

## 저 자 소 개



## 조 병 학

- 1981년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업
- 1988년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
- 2002년 8월 : 상군관대학교 전기전자컴퓨터공학과 졸업(공학박사)
- 1981년 ~ 1986년 : 동양정밀 공업(주) 중앙연구소
- 1988년 ~ 1990년 : LG전자 디지털미디어연구소 선임연구원
- 1992년 ~ 2001년 : 전자부품연구원 수석연구원
- 2001년 ~ 2002년 : 이스텔시스템즈(주) 인터넷 미디어연구소장
- 2002년 ~ 2003년 : (주)정소프트 연구소장
- 2004년 ~ 현재 : 한국정보통신기술대학교 방송통신설비과 교수
- 주관심분야 : 디지털 변복조, MAC, D-CATV, 케이블 모뎀, RFID/USN, 등