

케이블모뎀 상향 채널을 위한 Advanced PHY 변조 기술 성능 평가

정희원 조 병 학*, 최 형 진**

Performance Evaluation of the Advanced Physical Layer Modulation Techniques for Cable Modem Upstream Channel

Byung Hak Cho*, Hyung Jin Choi** *Regular Members*

요 약

잡음환경이 열악한 케이블모뎀 상향채널에서 보다 많은 채널과 QoS를 제공할 수 있는 새로운 물리계층 변조 기술 중의 하나인 S-DMT방식 성능을, 현재 DOCSIS 2.0에서 채용하고 있는 S-CDMA방식 및 기존의 TDMA방식과 비교 평가하였다. 케이블 모뎀 상향채널모델은 ϵ -복합 임펄스 모델을 적용하였으며, 이를 바탕으로 S-DMT 방식의 비트 에러 확률을 유도하고 변복조 시스템을 시뮬레이션 하였다. 유도한 비트 에러 확률과 시뮬레이션 결과는 잘 일치함을 보인다. 성능 비교 결과, 잡음전력의 크기와 잡음발생 구간에 따라 차이가 있긴 하나, 잡음전력 크기에 따라서는 E_b/N_0 가 10dB~26dB이상에서부터 잡음전력의 분산효과에 의해 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수해지고, 잡음발생구간에 따라서는 E_b/N_0 가 16~19dB 이상에서부터 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수해지는 것을 확인할 수 있었고 실용적 수준에서 어느 정도 데이터 통신이 가능해지기 시작하는 $BER = 10^{-3}$ 이하의 임펄스 잡음 채널 환경에서는 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수함을 확인하였다. 또한 S-DMT방식은 S-CDMA방식과 거의 비슷한 성능을 보였다.

Key Words : S-DMT, S-CDMA, Advanced PHY, Cable Modem, DMT

ABSTRACT

S-CDMA is the advanced physical layer modulation techniques of DOCSIS 2.0 specification. S-DMT is another challenging modulation technique for cable modem upstream channel due to the intrinsic robustness for fading and impulse noise. The BER performance of S-DMT and S-CDMA over the mixed channel model of AWGN and impulse noise were evaluated in comparison with TDMA. The mathematical BER derivation and the comparison of those three types of technique were performed based on the ϵ -mixture non-Gaussian impulse noise model. The results of simulation show good compliance with those of analytic BER derivation. By the results of comparisons, it was verified that the performance of S-CDMA and S-DMT is almost the same, but the performance of S-DMT is far superior to that of TDMA at typical BER range of the practical data communications.

* 한국정보통신기술대학 (chobh@icpc.ac.kr), ** 성균관대학교

논문번호 : KICS2004-07-079, 접수일자 : 2004년 7월 6일

※본 논문은 한국정보통신기술대학 학술연구비 지원으로 수행되었음.

I. 서론

최근 전 세계적으로 HFC 망을 이용한 인터넷 서비스가 확대되면서 케이블 모뎀이 널리 보급되고 있으나, 케이블 TV망의 구조적인 특성으로 인한 상향 채널 유합 잡음과 가정 내의 각종 전기 기기에서 발생하는 임펄스 잡음, HF 무선통신에 의한 협대역 간섭 등의 영향으로, 기존의 케이블 모뎀으로는 화상회의(videoconferencing), VoIP(Voice over IP), peer-to-peer file sharing 등, 보다 넓은 대역폭과 QoS를 요구하는 대칭형 멀티미디어 서비스를 제공하는데 어려움이 있어왔다^[1].

더구나, 방송과 통신의 사업영역 제한 폐지에 따른 방송 사업자들의 생존 전략상, 화상회의와 VoIP 서비스와 같은 차별화된 광대역 서비스를 적극적으로 도입하고자 함에 따라, 이러한 광대역 서비스 제공이 가능한 새로운 방식의 케이블 모뎀을 필요로 하게 되었다^[2]. 이에 따라, 채널 용량을 증대시킬 수 있고, 임펄스 잡음 채널 환경에 보다 강한 상향 채널 케이블 모뎀용 Advanced PHY 변조 기술 개발이 요구되게 되었으며^[3], Cable TV 관련 민간 표준 단체인 미국의 CableLabs에서는 대칭형 멀티미디어 서비스가 제공 가능한 Advanced PHY 케이블 모뎀 규격으로, 기존의 TDMA (Time Division Multiple Access) 방식을 개선한 A-TDMA(Advanced frequency agile TDMA) 방식과 Terayon사의 S-CDMA (Synchronous-Code Division Multiple Access) 방식을 혼합한 DOCSIS 2.0(Data-Over-Cable Service Interface Specifications 2.0) 규격을 발표한 바 있다^{[4][5]}.

본 논문에서는 이러한 차세대 케이블 모뎀을 위한 변복조 기술의 하나로써, 직교성(orthogonality)을 갖는 여러 개의 부 반송파를 이용하여 동시에 전송함으로써 채널 잡음에 대한 확산 효과를 얻을 수 있는 S-DMT(Synchronous-Discrete Multi-Tone) 방식에 대한 성능을, S-CDMA 방식 및 기존의 TDMA 방식과 비교하여 평가하였다.

S-CDMA 방식은 DS-CDMA(Direct Sequence CDMA)기술에 근간을 두고 있으며 이러한 다중 접속(multiple access)기술은 태생적으로 협대역 잡음에 강한 특성을 가지고 있어 Cable TV 망 상향 채널의 임펄스 잡음 환경에 대해서도 유리하다고 알려져 있다^[1].

S-DMT 방식은 DMT 방식을 사용하되, 다대일(multi point-to-point)통신을 위해 상향 데이터 패킷

을 적절히 지연하여 전송하면 일대일 통신환경에서의 DMT의 특성이 다대일의 통신환경에서도 그대로 유지될 것이라는 점에 착안하여 제안된 방식이다^[6].

S-DMT 방식은 원리적으로 직교성 주파수 분할 다중화 방식(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 같으며 주파수 선택성 페이딩, 전송상의 임펄스 잡음, 에코 등에 강해지고, 대역 이용 효율을 높여 전송용량을 극대화할 수 있는 등 여러가지 장점이 있어, IEEE 802.14 Working Group에서 고성능의 상향 채널 케이블 모뎀 변조 기술로서 제안한 바 있다^{[7][9]}. 그러나, IEEE 802.14 Working Group은 ATM 방식의 서비스를 근간으로 하고 있었으므로 목표 규격이 현재의 표준규격인 DOCSIS 케이블 모뎀 규격과는 차이가 있고, 동일한 DOCSIS 규격을 전제로 한 임펄스 잡음 채널 환경에서의 S-DMT 방식, S-CDMA 방식, 그리고 기존의 TDMA 방식 세 가지에 대한 성능 비교 평가는 제대로 이루어진 바가 없었다.

이에 본 논문에서는 S-DMT 방식의 BER을 해석적으로 유도하고, 시스템 시뮬레이션을 통하여 임펄스 잡음 채널 환경에서의 S-DMT 방식의 성능을 S-CDMA 방식 및 기존의 TDMA 방식과 비교 평가하고 해석적인 결과와 비교 검토하였다. 주된 성능평가 파라미터는 BER 및 Eb/No 이득으로 하였으며, 변조방식은 16QAM, 64QAM 경우로 하였고, 통신 채널 환경은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)과 ISI(Inter-Symbol Interference) 및 케이블 모뎀 상향 채널에서 가장 문제 시 되는 임펄스 잡음 채널 환경을, Miller & Thomas가 제안한 ϵ -복합 비가우시안 임펄스 잡음(또는 First-order 혼합 잡음) 모델링 방법^[10]을 적용하여 사용하였다.

II. S-DMT 방식 도입 배경

다중 반송파(multi-carrier) 변조방식인 DMT (Discrete Multi-Tone) 변조방식은 단일 반송파 변조방식과는 다르게 유효채널을 다수의 부 채널로 나누어 변조한 뒤, 특정 주파수 대역으로 천이하여 전송하는 방식이다. 각각의 부 채널을 통해 동시에 데이터를 전송한다는 점에서 일종의 병렬 전송 방식으로 볼 수 있으며 이 때의 다중 반송파 전송처리는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 및 FFT(Fast Fourier Transform)에 의해 이루어진다. DMT 송신단에서는 데이터 비트 스트림은 QAM 부 심볼의 집합으로 코딩되는데 QAM 심볼의 크기는 할당되는

부 채널의 채널 용량에 의하여 결정된다.

케이블 모뎀의 상향 채널 변조 기술로서 DMT에 관심을 갖는 이유는 단일반송파와 변조방식의 복잡한 등화기에 비해 단순한 구조의 등화기를 사용하여 채널의 영향을 보상할 수 있다는 점과, 심볼의 길이가 길어져 전송상의 임펄스 잡음, 에코 등에 더 강해지고, 전송 용량을 극대화할 수 있기 때문이다. 그리고 DMT 방식은 잘게 나누어진 부 채널이 거의 메모리스(memoryless) 채널과 유사해서 심볼 간의 간섭이 인접한 심볼에서만 일어날 뿐 아니라, 보호 구간(guard interval)을 사용함으로써 이러한 간섭조차 손쉽게 제거할 수 있으므로, 각 부 반송파에 대하여 단순한 등화기를 사용하여 효과적인 채널 등화를 수행할 수 있다. 또한 각 채널 용량에 따라 스펙트럼 효율을 최대화하여 그 채널에서 지원할 수 있는 전송률을 최대화 할 수 있다. 즉 회선의 잡음이 특정 대역에 영향을 줄 경우에는 그 대역에서의 QAM 크기를 조절하여 통신을 함으로써 신뢰성을 높이고 대역 효율을 최대화 할 수 있다. 또 다른 장점으로서는 단일 반송파 시스템보다 임펄스 잡음에 대한 면역성이 강하다는 점이다. 임펄스 잡음이 각각의 부 채널의 신호 대 잡음비(SNR)를 작게 만들어도 부 채널의 잡음 마진이 충분히 크다면 임펄스 노이즈가 통신 시스템에 거의 영향을 미치지 않는다. 만약 임펄스 잡음이 잡음 마진에 비하여 아주 크다면 인터리빙(interleaving)에 의한 에러의 확산을 통해 극복할 수 있다.

일반적인 DMT 방식의 단점으로는 기본적인 시스템의 복잡도가 크며, 신호의 복원을 위해서는 완벽한 동기를 필요로 한다는 점, 그리고 전송 신호의 진폭이 가우시안 분포를 가지므로 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 크다는 점을 들 수 있다. 집적도가 높고 고속 연산 처리가 가능한 VLSI 구현 기술이 발달해감에 따라 구현의 복잡도는 해결되어 가고 있으며, 다양한 전송 환경에 적합한 동기 알고리즘이 활발하게 제안되고 있고, 추가적인 신호 처리를 사용하여 PAPR을 줄이는 방안도 소개되고 있다^{[11][12]}.

DMT 신호는 전송 채널에 의한 신호의 왜곡으로 인하여 발생하는 심볼간 간섭(ISI)과 반송파간 간섭(ICI; Inter-Carrier Interference)이 없을 경우에만 수신 신호 내의 부 반송파 간 직교성을 유지할 수 있다. 이러한 심볼간 간섭은 주기적으로 심볼 사이에 보호 구간을 위한 cyclic prefix를 삽입함으로써 해결가능하다. 보호 구간은 채널의 임펄스 응답 혹은

다중 경로 지연보다 길게 한다.

이와 같은 장단점이 있는 DMT 방식은 일대일 통신 환경에서 사용된다. 그런데 만약 상향 채널이 다수의 근거리 전송 단말에 의해 공유가 되는 다대일 통신 환경에서는 상황이 달라 질 수 있다. 이러한 다대일 통신환경에서도 부 채널의 직교성을 잃지 않고 DMT의 장점을 사용할 수 있는 방법으로 고안된 것이 S-DMT 이다.

다대일 통신에서는 근거리 RU(Remote Unit)들로부터 동시에 데이터가 전송되어 Head-End에 도착할 경우, 데이터의 동기가 맞지 않는다면 수신된 신호는 시간영역에서의 많은 부 채널이 직교성을 가지지 않게 된다. 그리하여 더 이상 수신기가 보호 구간 이후의 샘플로부터 데이터를 받고 심볼간 간섭이나 반송파간 간섭을 제거할 수 있게 하는 보호 구간이 의미를 가지지 않게 된다. 그림 1은 3개의 송신 단이 심볼 주기가 같은 데이터를 동시에 Head-End에 보낸다면 수신된 신호가 어떻게 되는지를 개념적으로 보여주는 그림이다.

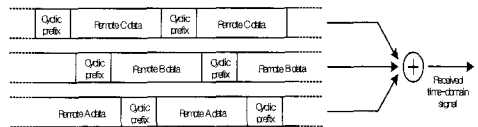


그림 1. RU들의 데이터 전송이 동기되지 않은 경우의 데이터 흐름
 Fig. 1. Received data flow when remote terminal transmissions are unsynchronized in multipoint-to-point configuration

그림 1에서는 송신하는 각 RU와 수신하는 CU (Center Unit)간의 거리가 각기 다를 경우, 전송 시에 거리에 따른 전파지연을 고려하지 않았기 때문에 수신 단에서 데이터들의 보호 구간이 흩어지는 것을 볼 수 있다. 이렇게 되면 각각의 보호 구간들을 수신 신호로부터 제거하는 것이 불가능해진다. 따라서 수신되는 신호의 동기가 맞지 않는다면 보호 구간을 이용한 심볼간 간섭 제거 방법이 효과를 발휘할 수 없다. 이 때 단일 RU에서 전송 데이터들이 CU 수신 단에서 동기 되도록 적절히 지연시간을 조절하여 송신한다면 Head-End에 도달하는 신호의 심볼 경계가 일치할 것이고, 일대일 통신환경에서의 DMT의 특성이 다대일의 통신환경에서도 그대로 유지될 수 있다. 이러한 점에 착안한 전송방식이 Synchronized DMT(S-DMT)이다. S-DMT 방식은 그림 2에서와 같이 각각의 송신 단들이 데이터를 전송할 때에

Head-End와의 물리적인 거리에 따라 적당히 지연하여 전송함으로써 각각의 보호 구간이 동기 되어 마치 한 개의 송신기에서 데이터를 전송하는 것처럼 각각의 데이터들이 수신 단에서 정확히 동기되도록 하는 것이다.

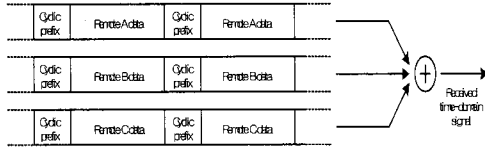


그림 2. RU들의 데이터 전송이 동기된 경우의 데이터 흐름
Fig. 2. Received data flow when remote terminal transmissions are synchronized at receiver in multipoint-to-point configuration

III. 임펄스 잡음 채널 모델링

케이블 모델 상향 채널의 임펄스 잡음은 대개 광대역으로 통과대역 전체에 걸쳐서 잡음 플로어를 증가시키게 된다. 지속시간은 대개 수 μsec 정도로 주로 10MHz 주파수 대역에 집중되어 상향 채널의 낮은 대역에 영향을 미친다^{[13][14]}.

임펄스 잡음 모델은 여러 가지가 있으나 주로 실험적인 데이터에서 산출된 값을 기초로 하여 수학적으로 표현한 경험적 모델링 방법을 이용하여 얻으며, 그 중 많이 사용되는 방법이 Modestino 등이 제안한 방법^[15]과 Miller & Thomas가 제안한 방법^[10]이다. 전자는 일반적인 임펄스 잡음 발생 구간보다 상대적으로 긴 임펄스 잡음 발생 구간으로 모델링 한, 저밀도 산탄잡음(shot noise)과 AWGN 잡음의 선형적인 조합으로 구성된 형태의 모델이기 때문에 우리가 모델링 하고자하는 케이블 TV 망의 상향 채널 특성과, 임펄스 잡음 발생 구간 면에서 적합하지 않은 점이 있다. 따라서 좀 더 일반적으로 많이 사용되면서도 광범위하게 적용될 수 있어, 케이블 TV 망의 상향 채널 특성과 임펄스 잡음 발생 구간 면에서 적합하다고 판단되는 Miller & Thomas가 제안한 ϵ -복합 비가우시안 임펄스 잡음(ϵ -mixture non-Gaussian impulse noise) (또는 First-order 혼합 잡음) 모델링 방법으로 구현하고자 한다.

이 모델링 방법에서는 전체 잡음을 $n(t) = n_B(t) + n_I(t)$ 의 형태로 나타낸다. 여기서 우변의 첫째 항의 잡음성분은 평균이 0 인 AWGN 랜덤(random) 잡음(n_B)과 우변의 둘째 항의 잡음성분은 임펄스 랜덤 잡음 성분(n_I)을 의미한다. 우리가 구현하고자

하는 임펄스 잡음을 모델링하기 위해서는 먼저 임펄스 잡음의 여러 가지 특성을 파악해야 한다. 임펄스 잡음은 매우 큰 크기, 즉 높은 잡음 전력과 낮은 발생확률을 가진 신호 열로 볼 수 있다. $n_I(t)$ 의 랜덤한 크기를 a_k , 랜덤 발생시간을 τ_k 이라 할 때 임펄스 랜덤 잡음 성분을 식으로 표현해 보면 아래 식 (1)과 같다.

$$n_I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - \tau_k) \quad (1)$$

전체 잡음 중 임펄스 잡음의 발생 확률 ϵ 이, $\epsilon \ll 1$ 인 경우에, $n_I(t)$ 의 확률밀도 함수 f_s 는 통계적인 함수로 다음 식 (2)으로 표현할 수 있다^{[16][17]}.

$$f_s(x) = (1 - \epsilon)\delta(x) + \epsilon g_I(x) \quad (2)$$

이 때 $\delta(x)$ 는 $(1 - \epsilon)$ 의 확률로 발생하는 영 잡음(zero-noise)밀도이고 다른 확률밀도함수인 $g_I(x)$ 는 임펄스의 크기 a_k 의 확률밀도함수와 수신필터 $h(t)$ 와 연관된다. 여기에 전력 밀도 스펙트럼이 $N_0/2$ 인 가우시안 배경 잡음(AWGN) $f_B(x)$ 가 더해지면 First-order 혼합 잡음 밀도는 다음 식 (3)과 같다.

$$f_n(x) = (1 - \epsilon)f_B(x) + \epsilon f_I(x) \quad (3)$$

이 때 $f_I(x) = f_B(x) * g_I(x)$ 이고, 발생빈도 확률은 $0 \leq \epsilon \leq 1$ 의 범위로 국한된다. f_I 는 상대적으로 AWGN보다 큰 분산값을 갖는 가우시안 확률밀도함수(또는 넓은 꼬리를 갖는 라플라시안(Laplacian) 확률밀도함수)로 간주한다. f_I 와 f_B 의 분산(variance) 비율은 식 (4)와 같다.

$$\gamma^2 = \sigma^2 / \sigma_B^2 \quad (4)$$

여기서 γ^2 은 보통 AWGN에 대한 임펄스 잡음의 전력비를 의미하는 실험 파라미터 값이 된다. 여기서 임펄스 잡음 성분을 가우시안 분포와 비슷한 라플라시안 분포로 간주한다. 전체 잡음 분산 σ^2 은 다음 식 (5)와 같이 주어진다.

$$\sigma^2 = N_0/2 [(1 - \epsilon) + \epsilon \gamma^2] \quad (5)$$

임펄스 잡음 모델은 크게 순시 크기의 통계적 분포 또는 잡음의 포락선과 위상의 통계적 분포를 이용하여 표현한다. 임펄스 잡음의 포락선은 레일리(Rayleigh) 분포 또는 로그-노말(Log-normal) 분포를 가지고 위상은 항상 균일 분포를 가지는데, 식 (3)에서 정의한 모델링은 순시 크기의 통계적 분포를 고려한다는 점에서 케이블 모뎀 상향 채널의 임펄스 잡음 발생 형태를 가장 충실하게 반영할 수 있다. 이 모델의 특징은 임펄스 잡음 파라미터가 물리적인 측정으로부터 얻어지는 값으로 측정 대상 채널이나 시스템에 따라 달라지므로 여러 가지 경우에 대해 고려해 보아야 한다는 점이다.

IV. 임펄스 잡음 채널 환경에서의 BER 유도

4.1 S-DMT의 BER 유도

임펄스 잡음과 AWGN이 혼재하는 채널에서 다중 반송과 QAM 시스템의 전송 심볼을 a_k , AWGN을 w_k , 임펄스 잡음을 i_k 라고 하면 수신되는 신호는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$r_k = a_k + w_k + i_k \quad (6)$$

이 때, 반송파 수가 N 개인 다중 반송과 QAM 시스템에서 완벽한 동기화 이상적인 채널을 가정할 경우의 심볼 전송 신호는 다음 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + w_k + i_k, \quad k=0, 1, 2 \dots N-1 \quad (7)$$

식 (7)에서 a_k 는 QAM 방식에서의 전송 심볼이고 캐리어 수가 N개라고 가정하면 N개의 점을 갖는 DFT는 다음과 같다.

$$R_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} = a_k + W_k + I_k, \quad k=0, 1, 2 \dots N-1 \quad (8)$$

여기서, W_k 는 분산이 $2\sigma^2$ 인 AWGN이고, I_k 는 DFT된 임펄스 잡음으로 다음 식 (9)와 같다.

$$I_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} i_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad k=0, 1, 2 \dots N-1 \quad (9)$$

이때의 합성 잡음 $Nk = W_k + I_k$ 에 대한 특성 함수는 First-order 확률 밀도함수의 식 (3)을 통해 다음 식 (10)과 같이 얻어진다.

$$\Phi_N(\omega) = \sum_{m=0}^N \binom{N}{m} \epsilon^m (1-\epsilon)^{N-m} e^{\frac{\sigma_m^2}{2}(\omega)} \quad (10)$$

$$\sigma_m^2 = \sigma_i^2 + \frac{m\sigma_B^2}{N}, \quad \binom{N}{m} = \frac{N!}{(N-m)!m!} \quad (11)$$

이 특성함수를 통해 임펄스 잡음과 AWGN 잡음 전력비가 $\gamma^2 = \sigma_i^2 / \sigma_B^2$ 인 임펄스 잡음 채널상의 S-DMT의 QAM에서의 BER을 식을 기본으로 하여 구해보면 식 (12)와 같다. 여기서 N은 캐리어의 수, 즉 S-DMT에서는 FFT의 크기이다.

$$P_{b,S-DMT} = \sum_{m=0}^N \binom{N}{m} \epsilon^m (1-\epsilon)^{N-m} \frac{2(1-L^L)}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L-1} \frac{2E_b}{N_b(1+\frac{m\sigma_B^2}{N})}} \right) \quad (12)$$

식 (12)에서 알 수 있듯이 S-DMT의 BER은 FFT의 크기에 영향을 받는다. 즉 FFT의 크기 N에 따라 식의 시뮬레이션 항의 개수가 달라져서 BER에 차이가 생기게 된다.

그림 3은 FFT 크기에 따른 S-DMT의 BER 성능을 나타낸 것이다. 변조방식은 16QAM을 사용하였고 식 (12)에서의 N의 값을 2, 8, 32, 128, 1024로 변화를 주어 S-DMT의 임펄스 잡음에 대한 BER 성능을 시뮬레이션 하여 그 결과를 나타내었다. 여기서 임펄스 잡음 발생 구간 ϵ 은 0.1, 잡음 전력비 γ^2 는 100으로 동일하게 적용하였다. FFT의 크기가 2인 경우는 식 (12)에 대입하면 TDMA의 임펄스 잡음 환경에서의 BER 식과 같아지며, 이때의 S-DMT는 실제로는 존재하지 않지만 FFT의 크기에 따른 BER 특징을 알아보기 위해 시뮬레이션 하였다. 그림 3에서 예상한 대로 FFT의 크기가 커질수록 BER 성능이 향상됨을 확인할 수 있다. 그리고 FFT의 크기가 128 FFT에서 1024 FFT로 8배나 증가해도 BER 성능의 변화가 매우 적으므로 FFT의 크기가 128 이상일 경우에는 성능 포화 현상이 일어남을 알 수 있다. 또한, S-DMT의 임펄스 잡음

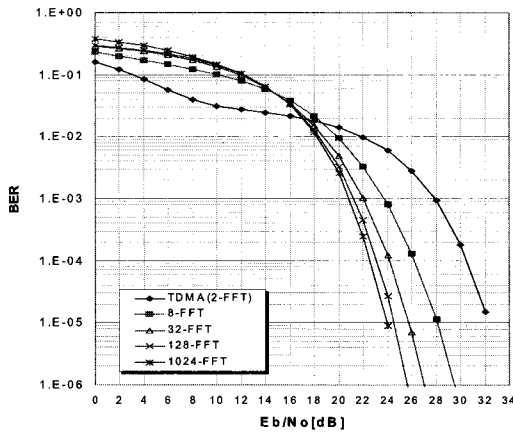


그림 3. FFT 크기에 따른 S-DMT의 BER 성능 곡선 ($\epsilon=0.1, \gamma^2=100$ 일 경우)
Fig 3. BER performance of S-DMT for various values of FFT size ($\epsilon=0.1, \gamma^2=100$)

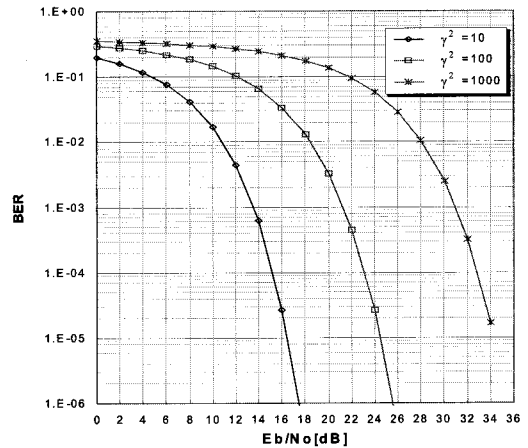


그림 5. γ^2 값의 변화에 따른 S-DMT의 BER 성능 곡선 (128FFT, $\epsilon=0.1$ 일 경우)
Fig 5. BER performance of S-DMT for various values of γ^2 (128FFT, $\epsilon=0.1$)

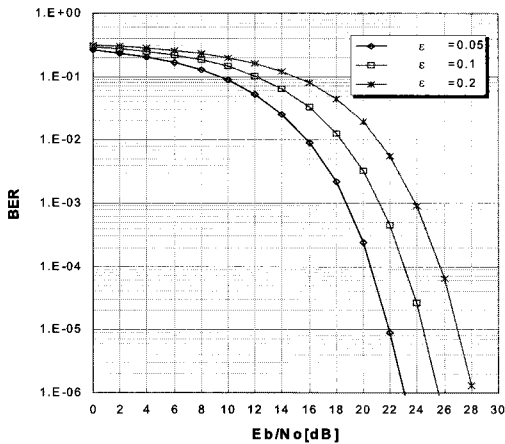


그림 4. ϵ 값의 변화에 따른 S-DMT의 BER 성능 곡선 (128FFT, $\gamma^2=100$ 일 경우)
Fig. 4. BER performance of S-DMT for various values of ϵ (128FFT, $\gamma^2=100$)

환경에서의 BER은 S-CDMA 경우와 마찬가지로 FFT의 수만큼의 구간에 잡음 전력이 확산되는 효과가 있음을 확인할 수 있다.

또한 임펄스 잡음 적용 구간 ϵ 의 차이에 따른 S-DMT의 BER 성능을 시뮬레이션 해 본 결과, 그림 4에서와 같이 임펄스 잡음 발생 구간이 커질수록 성능이 열화되며, BER= 10^{-3} 을 기준으로 살펴보면, $\epsilon=0.1$ 일 경우가 $\epsilon=0.05$ 일 경우에 비해 Eb/No가 2.8dB정도 열화됨을 보인다

임펄스 잡음 전력 비 γ^2 의 변화에 따라서는 그림 5에서와 같이 많은 성능 차이를 보이는데, BER=

10^{-3} 일 때를 기준으로, $\gamma^2=10$ 일 경우가 $\gamma^2=100$ 일 경우보다 7.5dB, $\gamma^2=1000$ 일 경우보다는 17.1dB의 Eb/No 차이를 보인다.

유도된 BER 식의 시뮬레이션 결과, S-DMT 방식은 임펄스 잡음 발생 구간과 잡음 전력비에 의해 영향을 받으며, 특히, 잡음 발생 구간이 0.1 정도로 비교적 큰 경우에는 잡음 전력 크기에 의해 많은 성능 차이를 발생함을 알 수 있다.

4.2 TDMA의 BER

임펄스 잡음 채널 환경에서 TDMA의 BER은 참고문헌에 따라 다음 식 (13)과 같이 얻어진다^{[18][19]}.

$$P_{B,TDMA} = \epsilon \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0 \gamma^2}} \right) + (1 - \epsilon) \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (13)$$

식 (13)의 의미는 그림 4.2.1과 같이 정규화 된 잡음 구간 중 ϵ 구간은 잡음전력이 $\gamma^2 N_0/2$ 인 펄스 잡음으로 할당되고 $(1 - \epsilon)$ 구간 동안은 $N_0/2$ 의 스펙트럴 전력 밀도가 주어진다라는 것을 나타내고 있다. 즉, 신호 대역폭과 동일한 잡음 대역폭을 가정했을 경우 임펄스 잡음 채널 환경에서, TDMA 방식에서의 QAM BER은 임펄스 잡음 영역과 AWGN 잡음 영역의 합으로 표현됨을 뜻한다^{[18][19]}.

4.3 S-CDMA의 BER

임펄스 잡음환경에서 S-CDMA방식의 QAM 변조 방식에 대한 BER 식은 참고문헌에 의하면 다음 식 (14)와 같이 얻어진다¹⁸⁾¹⁹⁾.

$$P_b = \varepsilon \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0(\varepsilon\gamma^2 + (1-\varepsilon))}} \right) \quad (14)$$

V. S-DMT, S-CDMA, TDMA 방식 성능 비교 평가

5.1 BER 성능 비교

임펄스 잡음이 임의로 일정 구간만큼 발생한다고 가정하고 ε ($0 < \varepsilon < 1$)파라미터를 고정한 채, 임펄스 잡음 전력비 γ^2 를 10, 100, 1000으로 변화시켜 TDMA, S-CDMA 및 S-DMT의 BER 성능 평가를 수행하고, 반대로 임펄스 잡음 크기를 일정하게 하고 발생 구간 ε 을 변화시켜서 세 가지 방식에 대한 BER 성능을 비교 분석하였다. 물리계층의 변조 방식은 16QAM을 공통으로 사용하였으며 S-CDMA의 경우 128 Walsh 코드를, S-DMT의 경우 동등한 잡음 영향 반영이 쉽도록 128 IFFT 와 128 FFT를 사용하였다.

그림 6은 임펄스 잡음 발생 구간 ε 이 0.1, 임펄스 잡음 전력비 γ^2 가 각각 10, 100, 1000 일 때의 TDMA, S-CDMA, 및 S-DMT의 BER 성능에 대해 시뮬레이션 한 결과와 공식에 따른 이론적 분석치를 비교한 것이다. S-CDMA 에서 확산코드는 128 직교 코드(128 Walsh code)를 사용한 경우로 $\varepsilon = 0.1$ 은 약 13칩(4 μ sec)에 해당한다. 그림 6에서 볼 수 있듯이 TDMA와 S-CDMA, 그리고 S-DMT의 세 가지 방식에 대한 시뮬레이션 곡선은 이론적인 곡선과 거의 일치한다. 또한, S-CDMA와 S-DMT의 BER이 매우 유사하다.

그림 6에서 $\gamma^2=10$ 일 경우, Eb/No가 0dB부터 10dB까지는 TDMA의 성능이 우수하다. 그러나 Eb/No가 증가할수록 잡음전력 분산효과가 제대로 나타나기 시작하여 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 우수해짐을 확인할 수 있다. BER= 10^{-3} 을 기준으로 S-CDMA가 TDMA에 비해 약 5.2dB의 전력 이득을 보이고, S-DMT와는 거의 같은 성능을 보임을 알 수 있다. 임펄스 잡음 크기에 따른 특징적인 점은 임펄스 잡음 전력이 작아질수록 S-CDMA와

S-DMT의 TDMA에 대한 성능 차이가 줄어들을 알 수 있다.

$\gamma^2=100$ 일 경우의 BER 성능 곡선을 살펴보면, Eb/No가 0 dB부터 17dB까지는 TDMA의 성능이 다른 방식들보다 우수하다. 그러나 Eb/No가 증가할수록 잡음전력 분산효과가 제대로 나타나기 시작하여 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 우수함을 확인할 수 있다. 그림 6에서 BER= 10^{-1} 에서 TDMA의 성능이 S-CDMA와 S-DMT 두 방식 보다 8dB정도 우수함을 보이지만, 데이터 통신에서 실용적 의미를 갖기 시작하는 BER= 10^{-3} 을 기준으로 살펴보면 S-CDMA가 TDMA에 비해서 약 7.2dB, S-DMT에 비해서는 0.2dB 성능 이득을 보인다. 임펄스 잡음 크기에 따른 특성을 살펴보면 세 가지 방식 모두 임펄스 잡음 전력이 커질수록 BER 성능이 열화됨을 알 수 있다.

$\gamma^2=1000$ 일 경우에는 Eb/No가 0dB부터 27dB까지는 TDMA의 성능이 우수하다. 그러나 Eb/No가 증가할수록 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 우수함을 확인할 수 있다. BER= 10^{-3} 을 기준으로 보면, S-CDMA가 TDMA에 비해 약 7.5dB, S-DMT에 비해 0.5dB 성능 이득을 보이고 있다. 그리고 TDMA의 경우는 10dB부터 22dB까지의 구간에서 BER 값이 거의 일정한 에러 플로어 특성을 보이는데, 임펄스 잡음의 영향을 심각하게 받아 같은 Eb/No 구간에서 성능이 많이 열화됨을 알 수 있다.

그림 6에서는 동일한 임펄스 잡음 발생 구간($\varepsilon=0.1$)에서 임펄스 잡음 크기, 즉, 잡음전력의 차이에

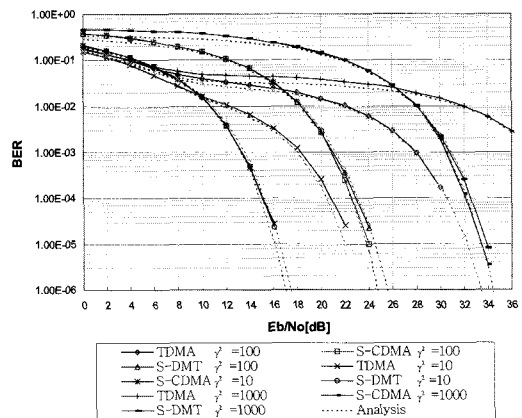


그림 6. 각 방식에 따른 BER 성능 비교 ($\varepsilon=0.1$)
Fig. 6. BER performance of TDMA, S-CDMA and S-DMT ($\varepsilon=0.1$)

대한 성능을 비교하였으나, 그림 7에서는 임펄스 잡음 발생 구간 ϵ 에 변화를 주었을 때의 세 가지 방식에 대한 BER 성능을 평가하였다. 그림 7에서 $\epsilon=0.2$ 일 경우에 E_b/N_0 가 0dB부터 19dB까지는 TDMA의 성능이 우수하나 E_b/N_0 가 그 이상이 되면 E_b/N_0 가 증가할수록 잡음전력 분산효과가 제대로 나타나기 시작하여 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수해짐을 확인할 수 있으며. 임펄스 잡음 발생구간이 짧아짐에 따라 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA보다 우수해지는 E_b/N_0 가 17dB, 16dB 등으로 낮아짐을 볼 수 있다. $\epsilon=0.2$ 일 경우, $BER=10^{-3}$ 을 기준으로 살펴보면, S-CDMA가 TDMA에 비해 약 4.8dB, S-DMT에 비해 약 0.2dB 성능 이득을 보였다. $\epsilon=0.1$ 일 경우와 비교하여 보면 S-CDMA 및 S-DMT의 TDMA와의 성능의 차이가 줄어들고 있어, 이로 미루어 볼 때, 임펄스 잡음 발생 구간이 늘어날수록 TDMA와의 성능차이가 줄어든다는 사실을 알 수 있다.

$\epsilon=0.05$ 일 경우, TDMA의 성능이 우수한 구간은 E_b/N_0 가 0dB부터 15dB까지이며, E_b/N_0 가 그 이상 되면 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 우수해짐을 알 수 있다. $\epsilon=0.05$ 에서 $BER=10^{-3}$ 을 기준으로 살펴보면, S-CDMA가 TDMA에 비해 약 8.2dB, S-DMT에 비해서는 약 0.6dB 성능 이득을 보였다. $\epsilon=0.05$ 일 경우를 $\epsilon=0.1$ 일 경우와 비교해보면 TDMA에 대한 성능 이득이 1.2dB 정도 높음을 알 수 있다.

따라서 임펄스 잡음 하에서는 S-CDMA와 S-DMT의 성능이 TDMA에 비해 우수하며 S-CDMA와 S-DMT를 비교하면 파라미터에 따라 차이가 있

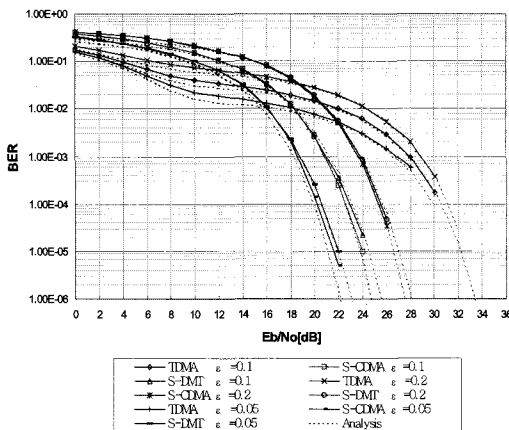


그림 7. 각 방식에 따른 BER 성능 비교 ($\gamma^2=100$)
Fig. 7. BER performance of TDMA, S-CDMA and S-DMT ($\gamma^2=100$)

긴 하지만 고 에러율 구간인 $BER=10^{-1}$ 일 때까지는 S-DMT가 0.1dB정도 우수하며 그 이하의 BER에서는 S-CDMA의 성능이 약간 우수함을 알 수 있다. 또한, S-CDMA와 S-DMT의 성능은 임펄스 잡음 발생 구간이 작을수록, 잡음 전력의 양이 클수록 TDMA에 비해 성능 이득이 우수해짐을 알 수 있다.

5.2 E_b/N_0 이득 비교 분석

다음으로는 128FFT를 사용한 S-DMT인 경우의 TDMA에 대한 E_b/N_0 이득을 임펄스 잡음 전력비와 임펄스 잡음 발생 구간을 변수로 하여 분석하였다. 그림 8로부터 임펄스 잡음 전력비인 γ^2 의 값이 증가할수록 E_b/N_0 이득이 증가함을 알 수 있다.

BER에 따른 특성을 살펴보면 $BER=10^{-2}$ 일 경우, ϵ 이 0부터 0.05까지는 그림 9의 (a)에서와 같이 이득 곡선이 음의 값을 가진다. 그러므로 이때는 TDMA의 BER의 성능이 S-DMT보다 우수하다고 할 수 있다. 하지만 이 경우는 BER이 매우 클 때 아주 짧은 구간에 걸쳐 큰 임펄스 잡음이 인가된 경우라 할 수 있다. 반면에 $BER=10^{-3}$ 일 때는 S-DMT가 모든 구간에서 양의 값을 가지므로 TDMA보다 우수하다고 할 수 있다. 현실적으로는 FEC가 없는 경우에 대개 10^{-3} 이하를 기준으로 BER 성능을 평가하므로, 일반적인 디지털 통신에서 의미를 갖는 BER 범위에서는 S-DMT의 성능이 TDMA보다 우수하다고 평가할 수 있다.

또한, 전반적으로 볼 때, AWGN 잡음 대 임펄스 잡음 전력비 γ^2 가 커짐에 따라 S-DMT가 TDMA에 비해 E_b/N_0 이득이 증가하는 것을 알 수 있으며 전반적으로 S-DMT 방식이 임펄스 잡음 환경에서 TDMA 보다 우수한 성능을 가진다고 할 수 있다.

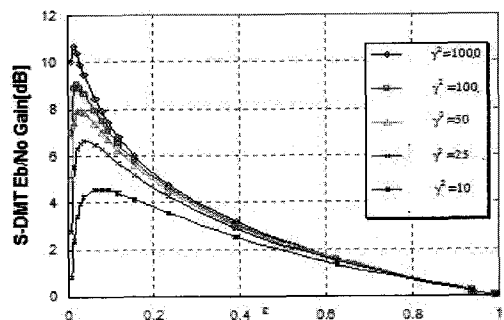
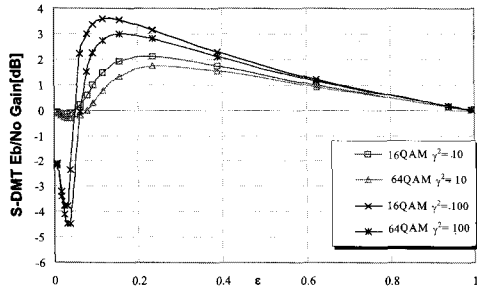
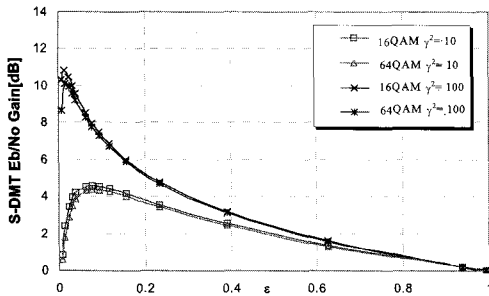


그림 8. γ^2 에 따른 S-DMT의 TDMA에 대한 E_b/N_0 이득 곡선 ($BER=10^{-3}$, 16QAM)
Fig. 8. E_b/N_0 gain of 16QAM S-DMT over TDMA for various values of γ^2 ($BER=10^{-3}$, 16QAM)

또한 임펄스 잡음 발생 구간이 증가할수록 잡음전력의 크기에는 거의 무관하게 비슷한 E_b/N_0 이득을 나타내며, 잡음 전력 크기가 ϵ 축 상의 최대 성능 지점과 최대 E_b/N_0 이득 값에 많은 영향을 준다고 할 수 있다.



(a) BER= 10^{-2} 인 경우



(b) BER= 10^{-3} 인 경우

그림 9. 일정한 BER에서 S-DMT의 TDMA에 대한 E_b/N_0 이득 곡선

Fig. 9. E_b/N_0 gain of S-DMT over TDMA at fixed BER

VI. 결론

본 논문에서는 쌍방향 HFC 망을 이용하여 다양한 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있도록, 상향 채널 용량을 증대시킬 수 있고, 임펄스 잡음 환경에 보다 강한 Advanced PHY 변조 기술로 사용될 수 있는 S-DMT 방식의 성능을, S-CDMA 방식 및 기존의 TDMA 방식과 비교하여 평가하고, 그 결과를 기술하였다.

케이블 모뎀 상향 채널의 임펄스 잡음 모델은 Miller & Thomas가 제안한 ϵ -복합 비가우시안 임펄스 잡음 모델링 방법을 사용하였으며, 이를 기초로, S-DMT 방식에 대한 BER을 해석적으로 유도하고 변복조기에 기능 블록 설계에 의한 시뮬레이션을 수행하였다. 이상과 같은 연구 결과에 따라 얻은 결론을 요약하면 다음과 같다.

첫째, S-DMT 방식은 채널 대역을 직교성을 지니

는 부 채널로 나누어 채널 용량에 따라 변조방식을 가변 할 수 있는 방식으로, 현재 케이블 모뎀에 사용되는 S-CDMA 방식과 마찬가지로 신호 확산효과에 의한 잡음의 분산효과를 얻음으로써 임펄스 잡음 환경에서의 신호 대 잡음 비를 높일 수 있는 장점이 있음을 확인하였다. 또한, 다수의 RU들이 채널을 공유할 경우, 각 RU들에서의 전송 데이터가 동기 되어야 직교성을 잃지 않는다는 것도 확인하였다.

둘째, 이론적인 성능 분석을 위한 S-DMT 방식의 BER에 대한 수식 유도 결과, FFT의 크기 변수가 수식의 변수로 작용하며 FFT의 크기가 클수록 성능이 좋아지고 BER 곡선이 S-CDMA 방식과 비슷해지는 경향을 확인 할 수 있었다. S-DMT, S-CDMA, TDMA 세 가지 방식에 대한 시뮬레이션을 통하여 16QAM 변조 방식일 경우의 BER성능과 E_b/N_0 이득을 기준으로 비교 평가하였다. 그 결과, 유도된 BER 식에 의한 해석 치와 잘 부합함을 확인하였고, 잡음전력의 크기와 잡음발생 구간에 따라 차이가 있긴 하나 잡음전력 γ^2 이 10~1000 경우에, E_b/N_0 가 10dB~26dB 이상에서 부터 잡음전력의 분산효과가 나타나기 시작하여 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수해지며, 잡음발생구간 ϵ 이 0.05~0.2인 경우, E_b/N_0 가 16~19dB 이상에서부터 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수해지는 것을 확인할 수 있었으며, 실용적 수준에서 어느 정도 데이터 통신이 가능해지기 시작하는 BER= 10^{-3} 이하의 임펄스 잡음 채널 환경에서는 S-DMT와 S-CDMA의 성능이 TDMA에 비해 우수함을 확인할 수 있었다. 128FFT를 사용하였을 때의 S-DMT 방식과 128 Walsh 코드를 사용하였을 때의 S-CDMA 방식의 BER 성능차이는 0.5 dB 이하(BER= 10^{-5} 일 때)로써 거의 비슷하며, 발생 구간이 0.1이고 잡음 전력비가 100인 임펄스 잡음 채널에서 TDMA보다는 최대 8dB 정도 성능이 우수함을 확인할 수 있었다. 또한, S-DMT는 S-CDMA와 마찬가지로 임펄스 잡음에 효과적인 특성을 가지며, FFT 크기에 따른 시뮬레이션을 통해 적어도 128 이상은 되어야 S-CDMA와 비슷한 성능을 기대할 수 있음을 확인하였다.

논문의 연구 결과가 현재 상향 채널 케이블 모뎀 기술로서 거론되고 있는 각 변 복조 방식들에 대한 특성 및 성능 분석을 통해, 향상된 쌍방향 멀티미디어 서비스를 위한 차세대 케이블 모뎀의 실질적 설

계 및 구현에 있어 이론적 판단 기준의 하나로 활용될 수 있기를 기대하며, 향후 S-DMT 방식 Advanced PHY 케이블모뎀에 대한 최적 알고리즘을 적용한 요소 기능 블록 설계와 이를 이용한 관련 칩 개발에 대한 연구가 이루어져야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] 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.

[2] http://www.cablelabs.com/news_room/PR/01_pr_adv_phy_083101.html.

[3] Terayon DOCSIS 2.0 White Paper, "Enabling MSOs To Offer Broader Upstream Bandwidths and Powerful New Networking Services," 2002.

[4] Data-Over-Cable Service Interface Specifications, "Radio Frequency Interface Specification," SP-RFiv2-IO1-0112231, pp. 25-26, Dec. 2001.

[5] http://www.cablelabs.com/news_room/PR/02_pr_docsis_2dot0_011602.html.

[6] 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.

[7] Krista S. Jacobsen, "Synchronized Discrete Multi-Tone(SDMT) Modulation for Cable Modems: Making the Most the Scarce Reverse Channel Bandwidth," *IEEE Conference Proceedings, Wescon 97*, pp. 374-380, Apr. 1997.

[8] J.A.C. Bingham and K. Jacobsen, "CATV Reverse Channel Transmission Using Synchronized DMT, Part 1. Overview: Network, Data Rates and Services, Protocol," IEEE 802.14 Working Group Contribution number 95-001, Boston, MA, Jan. 1995.

[9] Albert A. Azzam, *High-Speed Cable Modems; including IEEE802.14 standards*, McGraw-Hill, 1997.

[10] J. H. Miller and J. B. Thomas, "The Detection of Signals in Impulse Noise Modeled as a Mixture Process," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-24, pp. 559-563, May 1976.

[11] Richard van Nee, "OFDM Codes for Peak to Average Power Reduction and Error Correction," *Proc. of GLOBECOM'96*, pp. 740-744, 1996.

[12] D. Wulich and L. Goldfeld, "Reduction of Peak Factor in Orthogonal Multicarrier Modulation by Amplitude Limiting and Coding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 1, pp. 18-21, Jan. 1999.

[13] K. H. Li, A. Huang, M. A. Ingram, and D. Howard, "Impulse Noise Identification for the HFC Upstream Channel," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 44, no. 3, pp. 324-329, Sept. 1998.

[14] R. P. C. Wolters, "Characteristics of Upstream Channel Noise in CATV-Networks," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 42, no.4 pp. 327-332, Dec. 1996.

[15] J. W. Modestino et al., "Modeling, Analysis, and Simulation of Receiver Performance in Impulse Noise," *Proc. GLOBECOM'83*, pp.1598-1605, Dec. 1983.

[16] S. Kapoor, V. P. Telang, J. D. Mills, and M. G. Makhija, "Mitigating Impulse Noise over HFC Network for Telephony-over-Cable," *Proc. GLOBECOM'95*, vol. 2, pp. 967-971, 1995.

[17] B. Aazhang and H. V. Poor, "Performance of DS/SSMA Communications in Impulsive Channels - Part I: Linear Correlation Receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35. no. 11, pp. 1179-1183, Nov. 1987.

[18] 김기윤, 이형근, 김판수, 조병학, 최형진, "상향채널 케이블모뎀을 위한 S-CDMA 기술 분석" *한국통신학회논문지*, 제25권, 제9A호, pp. 1422-1430, Sept. 2000.

[19] Kiyun KIM, Hyounggeun LEE, Pansoo KIM, Byunghak CHO, Hyungjin CHOI, Upstream Channel", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.

E84-A, no. 6, pp. 1370-1377, Jun. 2001.

조 병 학(Byung-hak Cho)

정회원



1981년 2월 서울대학교 전자 공학과 졸업
1988년 2월 서울대학교 전자 공학과 석사 졸업(공학석사)
2002년 8월 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학과 졸업(공학박사)

1981년~1986년 동양정밀 공업(주) 중앙연구소
1988년~1990년 LG전자 디지털미디어연구소 선임연구원
1992년~2001년 전자부품연구원 수석연구원
2001년~2002년 이스텔시스템즈(주) 인터넷 미디어 연구소장
2002년~2003년 (주)정소프트 연구소장
2004년~현재 한국정보통신기능대학 방송통신설비과 교수
<관심분야> 디지털 변복조, MAC, 케이블 모뎀, RFID/USN, VoD 등

최 형 진(Hyung-jin Choi)

정회원



1974년 2월 서울대학교 전자 공학과 학사졸업
1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업
1976년 3월~1979년 7월 주식회사 금성사 중앙연구소 근무(과장)

1979년 9월~1982년 12월 미국 University of southern California 전기공학과 박사(Ph.D)
1982년 10월~1989년 2월 미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무
1989년 3월~현재 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 정교수
<관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화기술을 포함한 모뎀기술 등