

케이블 모뎀 상향 채널을 위한 S-DMT의 성능 비교 분석

준회원 김형직*, 김성준*, 정회원 최형진*

Performance Analysis of S-DMT for Cable Modem Upstream Channel

Hyung-Jik Kim* Seong-Jun Kim*, Associate Member
Hyung-Jin Choi* Regular Members

요 약

S-DMT는 새롭게 부각되고 있는 ADSL 시스템의 전송 방법으로 상향 채널에 적용할 수 있는 케이블 모뎀 기술로서 고속의 멀티미디어 통신을 가능하게 한다. 본 논문에서는 S-DMT의 송수신 동작 과정을 분석하고 케이블 상향 채널을 잘 반영할 수 있는 ϵ -복합 임펄스 모델을 적용하여 S-DMT의 비트 에러 확률을 유도하였다. 이 분석 결과는 모의 실험 결과와 잘 일치함을 보인다. 또한 16, 32, 64 QAM에 대한 S-DMT의 Eb/No 이득 성능을 기존의 TDMA 방식과 비교하였다.

키워드: 케이블 모뎀, 비트 에러 확률, S-DMT, 상향 채널

ABSTRACT

S(Synchronous)-DMT(Discrete Multi Tone) is an emerging cable modem technology applicable to the upstream channel for high speed multimedia communication. In this paper we analyze the transmitting and receiving process of S-DMT scheme and derive bit error probability of S-DMT scheme in the ϵ -mixture impulse noise model which appropriately reflects impulse noise characteristics of upstream channel. The analysis results show a good match with the simulation results. We also compare Eb/No gain performance of S-DMT with TDMA in 16-, 32-, 64-QAM.

1. 서론

최근 인터넷의 확대 및 통신 및 방송간의 통합화되는 추세에 따라 여러 가지 서로 다른 망간의 접속에 의한 정보통신 서비스에 대한 관심이 고조되고 있으며, 특히 CATV 망을 통해 화상 회의 등의 양방향 통신 서비스를 통합하려는 노력과 함께, 기존의 ADSL 기술과 함께 전송 속도가 훨씬 빠른 VDSL 기술을 사용하여 제공하려는 노력이 계속되고 있다. 이러한 요구에 부응하여 쌍방향 통신이 가능한 HFC 망을

광대역 가입자망으로 활용하여, 기존의 전화 서비스 시스템과의 일반 전화 서비스는 물론, 초고속 인터넷 액세스, 화상회의 등 다양한 음성 및 데이터 서비스를 제공할 수 있는 광대역 멀티미디어 서비스용 케이블 통신시스템의 기술 개발이 필요하다.

S(Synchronous)-DMT(Discrete Multi Tone) 변조 방식은 ANSI(American National Standards Institute)에서 표준으로 선정한 ADSL 시스템의 전송방법으로 HFC(Hybrid Fiber Coax) 망을 이용하여 고속의 양방향 멀티미디어 통

* 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부(mogan18@hanmail.net)

논문번호 : 030036-0127 접수일자 : 2003년 1월 27일

※ 본 논문은 (주)이스텔 시스템즈 "Vo/MoIP 서비스용 케이블 모뎀 설계에 관한 연구"의 수행 일부로서 얻어진 결과임을 밝히고 지원에 감사드립니다.

신을 하기 위한 새로운 상향 채널 케이블 모델 기술로서 거론되고 있다. 지금까지는 5~42MHz z 케이블 모델 상향 채널에 TDMA 방식을 이용한 QPSK, 16QAM 변조방식이 사용되어 왔으나 TV, 라디오, 전기 기기, 사용자간의 간섭 등에 의해 생기는 간섭인 임펄스 잡음의 영향이 TDMA 타임 슬롯(Time Slot) 구간내의 데이터에 치명적인 손실을 일으켜 원활한 양방향 통신에 문제가 있었다. 이를 해결하기 위해서 CableLabs. 에서는 DOCSIS 2.0 표준을 연말까지 완성하여 2003년에는 모든 모델에 이 규격을 따르도록 할 계획에 있다. DOCSIS 2.0에는 S-CDMA 및 A-TDMA(Advanced frequency agile Time Division Multiple Access) 기술을 새롭게 도입할 예정이며 S-DMT 기술 등 새로운 기술도 적극 검토하고 있다.

S-DMT 방식은 단일반송과 변조방식의 복잡한 등화기에 비해 단순한 구조의 등화기를 사용하여 채널의 영향을 보상할 수 있다는 점과 심벌의 길이가 길어져 전송상의 임펄스 잡음, 에코 등에 더 강해지고, 전송용량을 극대화할 수 있는 장점이 있으므로 연구가 활발히 진행되고 있다. 또한 DMT 방식은 잘게 나누어진 부채널이 거의 메모리리스 채널과 유사해지므로 각 부 반송파에 대하여 단순한 등화기를 사용하여 효과적인 채널 등화를 수행할 수 있다.

본 논문에서는 이와 같은 S-DMT 변조방식에 대한 특징 및 성능을 임펄스 채널 환경에서 비교 분석하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 상향 채널 케이블 모델 기술로서 고려중인 S-DMT 방식과 기존의 TDMA A 모델의 동작원리를 간단한 모델 블록도를 예를 들어 설명하였다. III장에서는 상향 채널의 가장 심각하고도 주된 특징인 임펄스 잡음을 잘 반영할 수 있는 ϵ -복합 임펄스 모델을 적용하여 분석하고 S-DMT 그리고 TDMA의 BER을 수학적으로 유도하였다. IV장에서는 각 변조방식별 성능 비교 분석을 성좌도, BER 그리고 E_b/N_0 차원에서 비교평가 하였다. 그리고 끝으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺었다.

II. S-DMT 방식의 동작 원리

1. DMT 방식의 변복조과정

다중반송과 변조방식인 DMT는 단일반송과 변조방식과는 다르게 유효채널을 다수의 부 채널로 나누어 변조하여 전송한다. DMT 수신단에서는 데이터 비트 스트림은 QAM 부 심벌(sub symbol)의 집합으로 코딩되는데 QAM 심벌의 크기는 할당되는 부채널의 채널 용량(channel capacity)에 의하여 결정된다.

케이블 모델의 상향 채널 변조 기술로서 DMT에 관심을 갖는 이유는 단일반송과 변조방식의 복잡한 등화기에 비해 단순한 구조의 등화기를 사용하여 채널의 영향을 보상할 수 있다는 점과 심벌의 길이가 길어져 전송상의 임펄스 잡음, 에코 등에 더 강해지고, 전송용량을 극대화할 수 있기 때문이다. 그리고 DMT 방식은 잘게 나누어진 부채널이 거의 메모리리스 채널과 유사해지므로 각 부 반송파에 대하여 단순한 등화기를 사용하여 효과적인 채널 등화를 수행할 수 있다. DMT는 케이블이나 HFC 네트워크의 하향채널 같은 채널의 데이터 전송에 많은 장점을 제공한다. 먼저 DMT는 각 채널 용량에 관계하여 스펙트럼 효율을 최대화하여 그 채널에서 지원할 수 있는 전송률(bit rate)을 최대화한다. 즉 회선의 잡음이 특정 대역에 영향을 줄 경우에는 그 대역에서 통신 가능한 QAM size를 적용하여 통신을 함으로서 최대의 통신 속도를 제공한다. 그리고 다른 장점으로는 단일 캐리어 시스템보다 임펄스 잡음에 더 강한 면역성을 지니고 있다는 점이다. 임펄스 잡음이 각각의 부 채널의 신호 대 잡음비(SNR)를 작게 만들어도 부 채널의 잡음 마진이 충분히 크다면 임펄스 잡음이 시스템에 영향을 거의 미치지 않는다. 만약 임펄스 잡음이 잡음 마진에 비하여 아주 크다면 인터리빙에 의해서 여러 정정으로 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)가 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 소개

되고 있다.

DMT에서는 IDFT/DFT를 이용하여 변·복조를 한다. DMT에서 총 N 개의 부반송파를 사용한다고 가정하면 k 번째 부반송파 주파수는 식 (1)과 같이 정의할 수 있다 [1].

$$f_k = f_0 + k/T_N \quad (1)$$

여기서 f_0 와 T_N 는 최저 부반송파 주파수와 유효 심벌 구간이고, k 는 부반송파 번호(sub-carrier index)로서 (0, $N-1$)의 범위를 갖는다. 인접 부반송파간에는 유효 심벌 구간의 역수에 해당하는 주파수 간격을 가지게 되며, 이것이 부반송파간 직교성(orthogonality)을 이루기 위한 조건이 된다. DMT 신호 $s(t)$ 는 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi(f_0 + k/T_N)t} \right\} \quad (2)$$

여기서 X_k 는 송신기에서 k 번째 부반송파에 의하여 전달되는 복소 신호이다. 식 (2)의 $s(t)$ 을 T_N/N 의 주기로 샘플을 취하여 얻어진 기저대역 신호 y_n 은 식 (3)과 같다.

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \quad (3)$$

이것은 복소 신호 집합 $\{X_k\}$ 에 대한 IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform)의 형태와 동일하므로, IDFT 출력을 기저대역 DMT 신호의 샘플 열과 같이 취급할 수 있다. 따라서, 다수의 고조파를 생성하지 않고, 대신에 IDFT/DFT를 이용하여 신호의 변조/복조를 용이하게 구현할 수 있음을 알 수 있다. 일반적으로 송수신단에 쓰이는 DFT와 IDFT를 효과적으로 계산하기 위하여 FFT를 사용하며 부 채널의 개수도 2의 급수 개로 사용한다. N -point DFT/IDFT에는 N^2 의 복소수 곱셈이 필요하다. 그리고 추가 덧셈이 필요하지만 덧셈기의 하드웨어

복잡도는 곱셈기에 비하여 매우 작기 때문에 비교를 위해 고려하지 않았을 때이다. FFT나 IFFT가 갖는 연산의 규칙성을 이용하여 계산량을 크게 감소시킨다. Radix-2 알고리즘을 사용하면 N -point FFT의 경우에는 $(N/2) \log_2 N$ 의 복소수 곱셈만이 필요하다 [1]. 예를 들어 16-point 변환의 경우에 DFT에 대한 곱셈에 의한 복잡도는 256이고 FFT의 경우에는 32가 되어 계산량이 8배 감소한다. 이러한 계산량 차이는 부반송파의 수가 증가할수록 점점 커진다. 그것은 DFT가 N 에 따라 제곱으로 증가하지만 FFT의 복잡도는 선형보다는 약간 빠르게 증가하기 때문이다. 그리고 FFT에서 Radix-4 알고리즘을 사용하면 계산량을 더욱 감소시킬 수 있다.

그림 1은 DMT 시스템에서의 변·복조과정의 전체 블록도를 도시한 것이다. 변조되는 각 부반송파의 주파수는 harmonic 관계를 가지도록 하기 위하여 IFFT/FFT를 이용하고 그 결과상호 직교성을 가진 다수의 부반송파를 용이하게 생성할 수 있다.

DMT는 멀티 캐리어 변조 방식으로서 유효 채널을 다수의 부 채널로 나누어 각각의 부 채널에 정보가 변조되는 방식이다. 케이블의 채널 특성이 페이딩에 거의 영향을 받지 않고 그리고 유효 채널을 여러 부 채널로 나눔으로서 생기는 장점으로서는 거의 메모리리스이고 채널의 non-unity 임펄스 응답의 길이에 응하여 야기되는 심벌간 간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)과 반송파간 간섭(ICI : Inter-channel Interference) 양도 적은 양이지만 이것 또한 보호구간(cyclic prefix)을 삽입함으로써 제거될 수 있다. 보호구간 예상되는 지연 확산보다 길게 선택하여 이전 심벌로부터의 다중경로 성분이 현재 심벌에 간섭을 주지 않도록 한다. 보호구간 없이 심벌간 간섭을 처리할 수 있는 해결책으로 심벌 간격을 증가시키는 방법 혹은 부반송파의 개수를 증가시키는 방법을 고려할 수 있으나, 이런 방법들은 구현의 복잡도와 신호 처리의 지연을 증가시킨다. 이름에도 내포되어 있듯이 보호구간은 각 심벌에 선행한다. 이것은 각각 시간 도메인의 DMT 심벌의 마지막 v 샘플의 복사된 부분이다.

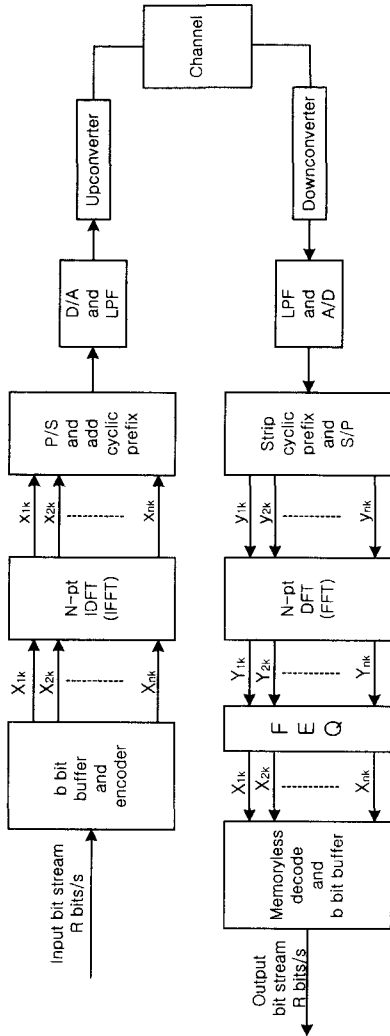


그림 1. DMT방식 변복조과정의 전체 블록도

보호구간이 없다면 페이딩 구간이 생길 경우 잇따르는 수신에 의하여 심벌간 간섭이 생기게 된다. 페이딩 구간이 보호구간보다 작다면 수신단에서 보호구간의 심벌 구간을 제거함으로써 페이딩에 의하여 생길 수 있는 심벌간 간섭이 제거됨으로서 심벌간 간섭을 완벽하게 제거할 수 있게 된다.

그림 2는 경로 지연이 DMT에 미치는 영향을 나타낸 것으로 2경로 채널에 대한 수신 신호를 보여주며, 여기서 점선은 실선의 지연된 복사 성분을 나타낸다. 이 그림은 두 개의 다른 부반송파를 두 DMT 심벌구간에 걸쳐 나타내

고 있다. 실제로 DMT 수신기에 수신되는 신호는 두 개의 신호가 더해진 것이지만 그림과 같이 각 성분을 분리하여 나타내면 경로 지연 영향을 보다 명백하게 파악할 수 있다. 점선의 경우를 보면 이러한 위상 변화는 첫 번째 경로보다 일정 지연 후에 발생한다. 이 예에서, 경로 지연은 보호구간 보다 작으면 이것은 FFT구간 동안에 위상 천이가 없음을 나타낸다. 따라서 DMT수신기에는 특정한 위상 오프셋을 갖는 순수한 사인파들의 합이 나타난다. 이 합은 부반송파 사이의 직교성을 파괴하지 않고 단지 각 부반송파에 대해 다른 위상 천이만을 발생시킨다. 만약 경로지연이 보호구간보다 길어지면 직교성을 잃어버린다. 이 경우에, 지연된 위상천이는 수신기의 FFT구간 내로 들어온다. 첫 번째 경로의 사인파와 지연된 경로의 위상 변조된 파의 합은 더 이상 순수한 사인파가 되지 않아 일정한 수준의 간섭이 일어난다.

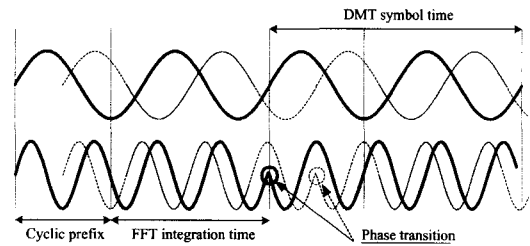


그림 2. 두 개의 부반송파를 갖는 DMT신호의 예

2. S-DMT의 동기화 원리

앞장에서 알아본 DMT는 일대일(point to point) 통신 환경에서 사용된다. 일대일 통신 환경에서는 DMT 수신단이 IDFT를 이용하여 데이터를 변조함으로써 부 채널이 서로 독립적이고 직교성을 지니고 있다. 그런데 만약 상향 채널이 다수의 근거리 전송 단에 의해 공유가 되는 다대일(multipoint to point)통신 환경에서는 부 채널의 직교성을 잃지 않고 DMT의 장점을 사용할 수 있는 방법으로 고안된 것이 S-DMT이다.

다대일(multipoint to point)통신에서는 근거리 RU로부터 데이터 전송이 전파중계소(head-end)에 도착할 때 데이터의 동기가 맞지 않는다면 수신된 신호는 시간영역에서의 많은

부 채널이 직교성을 가지지 않게 된다. 그리하여 더 이상 수신기가 보호구간 이후의 샘플로부터 데이터를 받고 심벌간 간섭이나 반송파간 간섭을 제거할 수 있게 하는 보호구간의 의미를 가지지 않는다.

그림 3은 HFC 네트워크에서의 RU가 3개 (A, B & C) 있는 예이다.

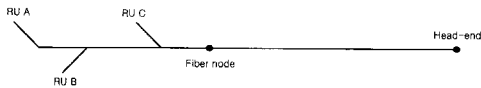


그림 3. 다대일 (Multi-point to point) 통신환경의 예

그림 4는 그림 3의 예처럼 3개의 송신단이 심벌주기가 같은 데이터를 동시에 전파중계기에 보낸다면 수신된 신호가 어떻게 되는지를 개념적으로 보여주는 그림이다.

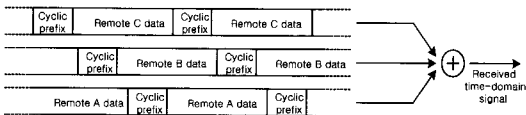


그림 4. 동기가 맞지 않았을 때 RU들의 데이터흐름

그림 3의 예에서 수신단 C가 전파 중계기에 가장 가깝기 때문에 C의 데이터가 가장 먼저 중계기에 도달하고 그 다음으로 B, A 순서도 도달한다. 그런데 수신단에서는 채널을 공유한 데이터가 들어오기 때문에 시간적인 개념으로 데이터의 합을 받는다. 그런데 수신단의 데이터들이 전송될 때 동기가 맞지 않아서 보호구간이 흩어지는 것을 볼 수 있다. 각각의 보호구간은 수신 신호로부터 제거될 수가 없다. 따라서 수신되는 신호가 동기가 맞지 않는다면 보호구간을 이용함으로써 심벌간 간섭을 제거하는데 아무런 역할을 못할 것이다.

만약 송신단들이 동기가 일치된다면 전파중계기에 도달하는 신호의 심벌 경계가 동시에 도달할 것이고, 일대일 통신환경에서의 DMT의 특성이 다대일의 통신환경에서도 그대로 유지될 것이다. 이러한 관찰에 의하여 Synchronized DMT(S-DMT)가 제안되었다 [2].

일반적인 S-DMT의 개념은 각각의 송신단들이 중파중계기와의 물리적인 거리에 비례하는 적당한 샘플의 지연된 신호를 보냄으로서 각각의 보호구간의 동기가 일치하게 하여 데이터를 통합하여 전송하는데 그 현상이 한 개의 송신기에서 데이터를 전송하는 것처럼 보이게 한다는 것이다.

그림 5는 그림 3의 예에서 적당한 샘플의 지연을 주어 수신단이 받는 여러 데이터들이 동기가 일치하게 되었을 때의 그림이다.

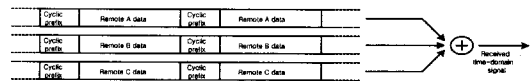


그림 5. 동기가 맞을 때 RU들의 데이터흐름

그리하여 일대일 통신의 경우처럼 보호구간을 무시함으로써 심벌간 간섭을 제거할 수 있다. S-DMT를 가능하게 하는 송신단의 동기화는 두 가지 절차에 의하여 이루어진다. 우선 송신단은 마스터(master) 클럭에 대하여 로컬(local) 클럭에 의하여 동기화 됨으로써 송신단에서는 공통된 참조에 따라서 전송된다. 마스터 클럭은 진파 중계기의 제어기에 의하여 다운 스트림 제어 채널을 통하여 전송된다. 다운 스트림 채널에서의 클럭 데이터가 전송된다는 것은 모든 송신단이 공통의 클럭 신호에 접근한다는 의미이다. 그리고 각각의 송신단은 네트워크 상에서 송신단이 작동하기 전에 먼저 초기화될 때 전파중계기의 제어기에 의하여 계산된 샘플 지연을 얻는다. 송신단의 요구된 샘플 지연은 네트워크상의 모든 송신단과 중계기의 최대 왕복 신호 지연과 송신단의 왕복 신호 지연과의 차이이다.

III. 임펄스 채널 모델링 및 BER 성능 유도

1. 임펄스 채널 모델링

케이블 모뎀 상향채널에서의 임펄스 잡음은 광대역으로 통과대역 전체에 나타나 잡음 플로어를 증가시키고 보통지속시간은 10μsec 이하

의 버스트 성질을 가진다. 대부분의 임펄스가 발생하는 구간은 10MHz 이하에 집중되어 주로 상향대역의 낮은 대역에 영향을 미친다. 임펄스 잡음 모델 실험적인 데이터에서 산출된 값을 기초로 수학적 수식으로 표현한 경험적 모델링 방법으로 시뮬레이션을 수행하게 되는데 그 중 많이 사용되는 것은 다음 두 가지 방법이다. 그 중 하나가 Modestino et al이 제안한 방법이며 [3] 또 다른 것은 Miller & Thomas가 제안한 방법이다[4]. 전자는 일반적인 임펄스 잡음 구간과 비교해 상대적으로 긴 임펄스 잡음 발생 구간으로 모델링 한 저밀도 산탄잡음(shot noise)과정과 AWGN 잡음 분포의 선형적인 조합으로 구성된 형태의 모델이기 때문에 우리가 모델링 하려는 HFC 상향채널의 특성과 임펄스 잡음 발생 구간면에서 상이한 면이 있다. 따라서 좀 더 광범위하게 적용될 수 있는 Miller & Thomas가 제안한 ϵ -복합 비가우시안 임펄스 잡음(또는 First-order 혼합 잡음) 모델링 방법으로 구현하고자 한다.

이 모델링에서 제시한 방법은 전체잡음을 $n(t) = n_B(t) + n_I(t)$ 의 형태로 나타낸다. 여기서 우변의 첫째 항의 잡음성분은 평균이 0인 AWGN 랜덤 잡음(n_B)과 우변의 둘째 항의 잡음성분은 임펄스 랜덤 잡음 성분(n_I)을 의미한다. 우리가 구현하고자 하는 임펄스 잡음을 모델링하기 위해선 먼저 임펄스 잡음의 여러 가지 특성을 잘 파악해야 한다. 임펄스 잡음은 매우 큰 크기, 즉 높은 잡음전력과 낮은 발생확률을 가진 신호 열로 볼 수 있다. $n_I(t)$ 의 랜덤 크기를 a_k , 랜덤 발생시간을 τ_k 로 가진 식으로 표현해 보면 아래와 같다.

$$n_I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - \tau_k) \quad (4)$$

전체 잡음중 임펄스 잡음의 발생빈도 확률(ϵ)이 $\epsilon \leq 1$ 인 경우에 $n_I(t)$ 의 확률밀도 함수는 통계적인 함수(f_s)로 아래와 같은 수식으로 유도될 수 있다[5][6].

$$f_s(x) = (1 - \epsilon)\delta(x) + \epsilon g_I(x) \quad (5)$$

이 때 $\delta(x)$ 는 $(1 - \epsilon)$ 의 확률로 발생하는 영잡음(zero-noise) 밀도로 일반적인 임펄스 잡음의 시간상 구간을 나타낸다. 다른 확률밀도함수인 $g_I(x)$ 는 임펄스의 크기 a_k 의 확률밀도함수와 수신필터 $h(t)$ 와 연관된다. 전력 밀도 스펙트럼이 $N_o/2$ 인 AWGN $f_B(x)$ 가 더해지면 First Order 크기 확률밀도 함수의 결과는 다음과 같다.

$$f_n(x) = (1 - \epsilon)f_B(x) + \epsilon f_I(x) \quad (6)$$

이 때 $f_I(x) = f_B(x) * g_I(x)$ 이고 발생빈도 확률이 $0 \leq \epsilon \leq 1$ 의 범위로 국한된다. f_I 는 상대적으로 AWGN보다 큰 분산값을 가지는 가우시안 확률밀도함수 또는 넓은 꼬리를 가지는 라플라시안(Laplacian) 확률밀도함수로 간주한다. f_I 와 f_B 의 분산 비율은 식 (7)와 같다.

$$\gamma^2 = \sigma_I^2 / \sigma_B^2 \quad (7)$$

여기서 γ^2 은 보통 임펄스의 양을 의미하는 실험 파라미터 값이다. 여기서는 임펄스 잡음성분이 식 (7)처럼 분산값이 커짐에도 불구하고 가우시안 분포와 비슷한 라플라시안 분포 형태로 간주한다. 전체 잡음 분산 σ^2 은 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\sigma^2 = N_o/2 [(1 - \epsilon) + \epsilon \gamma^2] \quad (8)$$

2. 임펄스 채널 환경에서의 BER 성능 유도

1절에서 언급한 임펄스 잡음 모델을 바탕으로 TDMA 방식의 BER 성능 분석을 할 수 있다. 우선 $f_s(x) = (1 - \epsilon)f_B(x) + \epsilon f_I(x)$ 형태의 잡음 확률밀도 함수를 가진 단일 심벌 구간에서 각각 잡음 샘플들을 나타내는 independent identically distributed(i.i.d) 랜덤 변수의 열(N)이 있는 경우를 고려해보자.

랜덤 함수 $\{X_i\}$ 의 특성함수(characteristic function)는 식 (9)과 같이 주어진다.

$$\Phi_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega x} ((1-\epsilon) f_B(x) + \epsilon f_I(x)) dx \quad (9)$$

위 식의 우변의 두 성분은 모두 영(zero) 평균 가우시안이므로 특성 함수를 나타내면 식 (10)과 같다.

$$\Phi_x(\omega) = (1-\epsilon)e^{-\frac{\omega^2 \sigma_B^2}{2}} + \epsilon e^{-\frac{\omega^2 \sigma_I^2}{2}} \quad (10)$$

i.i.d 성질을 이용하여 합성(composite) 랜덤 변수의 특성 함수는 식 (11)과 같이 얻을 수 있다.

$$\Phi_z(\omega) = [\Phi_x(\omega)]^N = \left[(1-\epsilon)e^{-\frac{\omega^2 \sigma_B^2}{2}} + \epsilon e^{-\frac{\omega^2 \sigma_I^2}{2}} \right]^N \quad (11)$$

$$(a+b)^N = \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} a^k b^{N-k} \quad (12)$$

$a = (1-\epsilon)e^{-\frac{\omega^2 \sigma_B^2}{2}}$, $b = \epsilon e^{-\frac{\omega^2 \sigma_I^2}{2}}$ 를 식 (12) 형태의 이항 전개식(Binomial Expansion)에 대입하면 다음 식 (13)과 같이 쓸 수 있다.

$$\Phi_z(\omega) = \epsilon^N \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} \left(\frac{1-\epsilon}{\epsilon} \right)^k e^{-\frac{\omega^2 \sigma_I^2}{2}(k+(N-k)\gamma^2)} \quad (13)$$

z 합성 밀도 함수는 결과와 관련해 역변환으로 간단히 함으로써 식 (14)과 같이 얻어진다.

$$f_z(z) = \epsilon^N \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} \left(\frac{1-\epsilon}{\epsilon} \right)^k f_k(0, \sigma_k^2) \quad (14)$$

$f_k(0, \sigma_k^2)$ 는 zero 평균과 $\sigma_k^2(k+(N-k)\gamma^2)$ 분산을 가진 표준 가우시안 밀도 함수이다.

$$(여기서, f_k(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_k^2}})$$

직교 성좌점에 대해 가우시안 채널에서 QAM 비트 에러 확률은 식 (15)과 같다[7].

$$P_B = \frac{2(1-L^1)}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^1-1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (15)$$

여기서, $Q(x)$ 는 Q 함수이고 L 은 1차원에서 크기레벨의 수를 나타낸다.

식 (15)로부터 임펄스 잡음 채널에서 노이즈 파워를 고려할 경우의 TDMA 기법 QAM BER식은 식 (16)과 같다.

$$P_B = \epsilon^N \sum_{k=0}^N \binom{N}{k} \left(\frac{1-\epsilon}{\epsilon} \right)^k \frac{2(1-L^1)}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^1-1} \right) \frac{2E_b}{N_0(k+(N-k)\gamma^2)}} \right) \quad (16)$$

L 은 1차원에서 신호크기 레벨의 수를 나타낸다. 심벌구간에서 잡음을 한 샘플 취하면($N=1$) 신호대역은 잡음대역과 같아진다. 따라서 식 (13)과 식 (14)을 다음의 식 (17)과 식 (18)로 바꿀 수 있다.

$$\Phi_z(\omega) = (1-\epsilon)e^{-\frac{\omega^2 \sigma_B^2}{2}} + \epsilon e^{-\frac{\omega^2 \sigma_B^2 \gamma^2}{2}} \quad (17)$$

$$f_z(z) = \epsilon f_0(0, \sigma_0^2) + (1-\epsilon) f_1(0, \sigma_1^2) \quad (18)$$

식 (16)에서부터 QAM에 대한 펄스 잡음채널에서 TDMA BER식은 다음과 같은 식 (19)이 얻어진다.

$$P_B = \epsilon \frac{2(1-L^1)}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^1-1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right) + (1-\epsilon) \frac{2(1-L^1)}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^1-1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (19)$$

S-DMT의 BER을 유도하기 위해 먼저 S-DMT의 SER을 살펴보자. 전송 심벌을 a_k , AWGN을 w_k , 임펄스 잡음을 i_k 라고 하면 수신되는 신호는 식 (20)과 같다.

$$r_k = a_k + w_k + i_k \quad (20)$$

이때의 잡음의 합은 $n_k = w_k + i_k$ 이고 임펄스 잡음은 AWGN의 잡음 power에 비해 γ^2 배가 더 크므로 ($\sigma_i^2 = \gamma^2 \sigma_w^2$) 특성방정식(characteristic function)은 식 (17)과 같이 된다.

QAM의 심벌 사이의 공간 거리(spaced distance)가 d 이고 $M=2,4,6,8,\dots$ 일 때, 2^M QAM의 심

별 에러율(SER : Symbol Error Rate)은 다음과 같다. [8]

$$P_{s,QAM} = 1 - \frac{1}{2^{M-2}} \left[P_1 + (2^{\frac{M}{2}-1} - 1)^2 P_2 + (2^{\frac{M}{2}-1} - 1) P_3 + (2^{\frac{M}{2}-1} - 1) P_4 \right] \quad (21)$$

여기서

$$P_1 = \Pr(n_R \geq -\frac{d}{2} \& n_I \geq -\frac{d}{2})$$

$$P_2 = \Pr(|n_R| \leq \frac{d}{2} \& |n_I| \leq \frac{d}{2})$$

$$P_3 = \Pr(|n_R| \leq \frac{d}{2} \& n_I \geq -\frac{d}{2})$$

$$P_4 = \Pr(n_R \geq -\frac{d}{2} \& |n_I| \leq \frac{d}{2})$$

을 나타내며 d는 심벌 사이의 거리를 나타낸다.

일정구간에 임펄스 잡음이 들어가는가를 고려해서 P_{QAM} 을 생각하면 식(22)와 같이 나타낼 수 있다. [9]

$$P_{QAM} = 1 - \frac{(1-\epsilon)}{2^{k-2}} \left[(1-A_k) + (2^{\frac{k}{2}-1} - 1)(1-2A_k) \right] - \frac{\epsilon}{2^{k-2}} \left[(1-A_k) + (2^{\frac{k}{2}-1} - 1)(1-2A_k) \right] \quad (22)$$

$$Q(x) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

$$A_k \triangleq Q\left(\frac{d}{2\sigma_\omega}\right), \quad A_{k'} \triangleq Q\left(\frac{d}{2\sqrt{\sigma_\omega^2 + \sigma_j^2}}\right)$$

완벽한 동기와 ideal한 채널을 가정할 S-DMT 심벌의 전송된 신호는 식 (23)과 같다.

$$r_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{\frac{j2\pi nk}{N}} + \omega_k + i_k \quad (23)$$

a_k 를 QAM의 데이터 심벌 N의 캐리어의 수라고 하면 N개의 점을 갖는 DFT는 다음과 같다.

$$R_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} = a_k + W_k + I_k \quad (24)$$

W_k 는 분산이 σ^2 인 AWGN이고, I_k 는 식 (25)과 같은 DFT된 임펄스 잡음이다.

$$I_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} i_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (25)$$

이때의 특성 함수는 식(6)을 통해 식 (26) 같이 된다.

$$\Phi_N(\omega) = \sum_{m=0}^N \binom{N}{m} \epsilon^m (1-\epsilon)^{N-m} e^{-\frac{\sigma_m^2}{2}(\omega)} \quad (26)$$

$$\sigma_m^2 = \sigma_j^2 + \frac{m\sigma_\theta^2}{N}, \quad \binom{N}{m} = \frac{N!}{(N-m)!m!}$$

이 특성함수를 통해 임펄스 채널상의 S-DMT의 QAM에서의 BER을 구해보면 식 (27)과 같은데, 여기서 N은 캐리어의 수 즉 S-DMT에서는 FFT의 사이즈이다.

$$P_{B,S-DMT} = \sum_{m=0}^N \binom{N}{m} \epsilon^m (1-\epsilon)^{N-m} \frac{2(1-L^1)}{\log_2 L} Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2 L}{L-1} \frac{2E_b N}{N_s(N+m(\gamma^2-1))}}\right) \quad (27)$$

식 (27)과 같이 S-DMT의 BER 공식은 FFT의 사이즈에 영향을 받는다. 즉 FFT의 사이즈 (N)에 따라 식의 개수가 달라져서 BER 성능에 차이가 생기게 된다. 그래서 FFT 사이즈에 따른 BER 성능을 나타낸 것이다. 시뮬레이션 환경은 변조방식은 16QAM을 사용하였고 임펄스 잡음 발생 구간(ϵ)은 0.1, 잡음 전력(γ^2)은 100으로 동일하게 적용하였다.

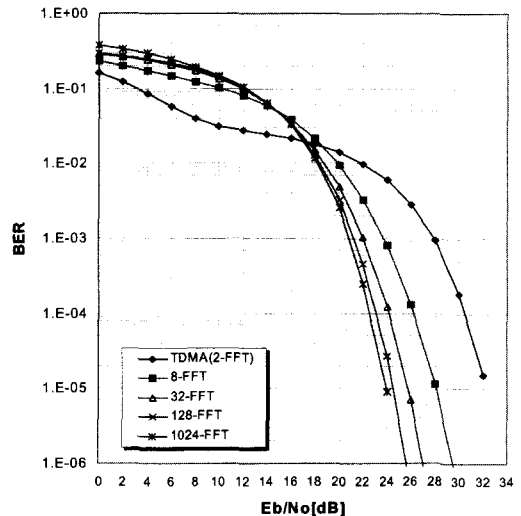


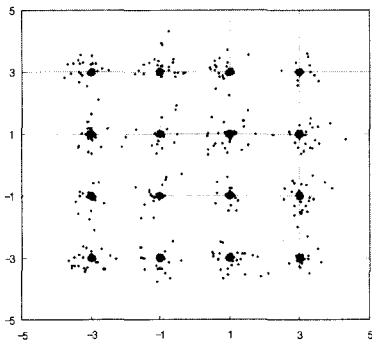
그림 6. FFT size에 따른 S-DMT의 BER 성능 곡선 ($\epsilon=0.1$, $\gamma^2=100$ 일 경우)

그림 6은 FFT의 사이즈에 따른 S-DMT의 BER 성능을 나타낸 것이다. 식 (17)의 N 의 값을 2, 8, 32, 128, 그리고 1024로 변화를 주어 S-DMT의 임펄스 잡음에 대한 BER 성능을 분석하였다. 그림 6의 FFT의 사이즈가 2인 경우는 식 (27)에 대입하면 TDMA의 임펄스 잡음 환경의 BER식과 같으며, 이때의 S-DMT는 실제로는 존재하지 않지만 FFT의 사이즈에 따른 BER 특징을 알아보기 위해 적용하였다. 그림 6에서 FFT의 사이즈가 커질수록 BER 성능이 향상됨을 확인 가능하며 FFT의 사이즈의 증가량이 128-FFT에서 1024-FFT로 커짐에도 불구하고 BER 성능의 변화가 적는데 S-DMT의 임펄스 잡음 환경에서의 BER은 FFT의 수만개의 구간에 확산을 통해 수렴함을 할 수 있다.

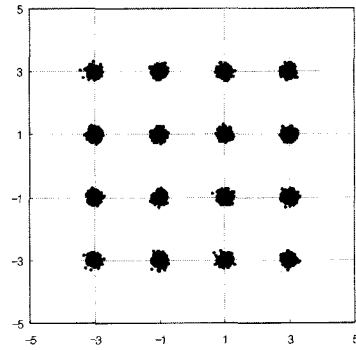
IV. 모의 실험 결과

1. BER 성능 평가

S-DMT의 BER 성능을 살펴보기에 앞서 임펄스 환경에서 기존의 TDMA 방식과 S-DMT 방식의 성좌도를 그림 7에 나타내었다. 그림 7의 성좌도는 16 QAM일 경우로 $E_b/N_0=30dB$ 로 가정하고 임펄스 채널 파라미터 $\epsilon=0.1$, $\gamma^2=100$ 을 가정하였다. 그림 7(a)의 TDMA의 경우에는 임펄스 잡음의 영향으로 인해 전송된 신호가 결정 영역 이외의 지역에 위치하게 되는 경우가 많게 되어 결과적으로 심벌 에러가 많이 발생된다. 반면 S-DMT의 경우 그림 7(b)와 같이 전송된 신호가 대부분 결정 영역에 위치하게 되는데 S-DMT는 임펄스 잡음이 각각의 부채널의 SNR을 작게 만들어도 각 부채널의 임펄스 잡음이 넓은 FFT 구간에서 확산되어 잡음 분산 효과를 가져오기 때문이다.



(a) TDMA의 성좌도



(b) S-DMT의 성좌도

그림 7. 임펄스 잡음 환경하에서의 성좌도 (16 QAM, $E_b/N_0 = 30dB$)

임펄스 잡음을 임의로 일정 구간만큼 발생한다고 가정하고 발생 정도에 따라 $\epsilon, (0 < \epsilon < 1)$ 이라는 파라미터로 비율을 정하여 S-DMT와 TDMA의 BER 성능 평가를 수행하였다. 그리고 임펄스 잡음의 크기가 각각 γ^2 이 10, 100, 1000일 경우를 적용하여서 두 방식의 성능 평가를 수행하였다. 변조방식은 16QAM을 공통으로 사용하였으며 S-DMT의 경우 동등한 잡음 영향 반영이 쉽도록 128 IFFT와 128 FFT를 사용하였다.

그림 8은 임펄스 잡음 발생 구간(ϵ)이 0.1, 임펄스 잡음 전력 (γ^2) 각각 10, 100, 1000 일때의 TDMA와 S-DMT의 BER 성능을 시뮬레이션한 것과 공식에 따른 이론적인 것을 비교한 것이다. TDMA와 S-DMT의 방식의 시뮬레이션한 곡선은 이론적인 곡선과 거의 일치한다.

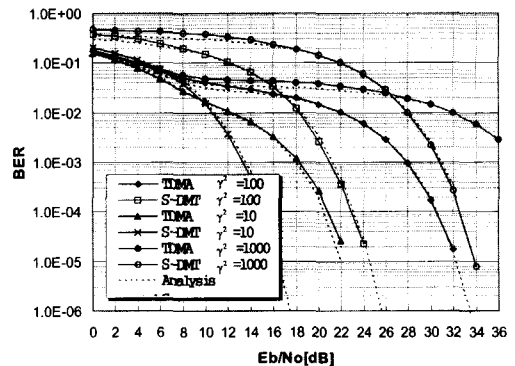


그림 8. 임펄스 잡음전력에 따른 S-DMT와 TDMA의 BER 성능

$\gamma^2=100$ 일 경우의 BER 성능 곡선을 분석하면 E_b/N_0 가 0dB부터 17dB까지는 TDMA의 성능이 우수하지만 E_b/N_0 가 증가할수록 S-DMT의 성능이 우수함을 확인할 수 있다. 그림 8에서 $BER=10^{-1}$ 기준시 TDMA의 성능이 S-DMT 방식보다 8dB정도의 전력 이득을 보이지만, 10^{-3} 을 기준으로 S-DMT가 TDMA에 비해 약 7.0dB의 전력 이득을 보였다.

그림에서 $\gamma^2=10$ 일 경우와 $\gamma^2=1000$ 일 경우를 $\gamma^2=100$ 일 경우와 비교 해 볼 때 $\gamma^2=100$ 에서는 $BER=10^{-5}$ 일 때의 E_b/N_0 가 24dB에 비해 $\gamma^2=10$ 일 경우에는 16dB일 때 같은 값의 BER을 갖게 되고 임펄스 잡음 전력이 작음에 의한 BER 성능의 향상이 나타나 임펄스 잡음으로 인한 성능에의 영향을 확인할 수 있다. $\gamma^2=1000$ 일 경우에는 $BER=10^{-3}$ 을 기준으로 S-DMT가 TDMA에 비해 약 7.5dB, 에 비해 0.5dB 전력 이득을 보였다. 그리고 TDMA의 경우 10dB부터 22dB까지 BER 곡선이 error floor 특성을 보이는데, TDMA는 이 구간에서 특히 임펄스 잡음의 영향을 많이 받아 성능이 열화됨을 알 수 있다.

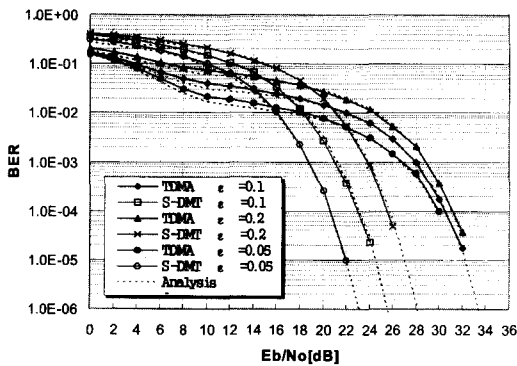


그림 9. 임펄스 잡음구간에 따른 S-DMT와 TDMA의 BER 성능

그림 9에서는 같은 임펄스 잡음 발생 구간 ($\epsilon=0.1$)이고 잡음전력의 차이에 의한 성능을 비교하였으나, 그림 9에서는 임펄스 잡음 발생 구간 (ϵ)에 변화를 주었을 때의 BER 성능을 평가하였다. $\epsilon=0.2$ 일 경우에 TDMA의 성능이 우

수한 구간은 E_b/N_0 가 0dB부터 19dB까지이고 E_b/N_0 가 증가할수록 S-DMT의 성능이 우수함을 확인할 수 있다. $\epsilon=0.2$ 일 경우에서 $BER=10^{-3}$ 을 기준으로 S-DMT가 TDMA에 비해 약 4.8dB의 전력 이득을 보였다. $\epsilon=0.2$ 일 경우에는 임펄스 잡음발생 구간을 늘렸음에도 불구하고 그림 $\epsilon=0.1$ 일 경우와 비교할 때 S-DMT와 TDMA와의 성능의 차이가 줄어들어 가는 특징이 있다.

$\epsilon=0.05$ 일 경우에서 TDMA의 성능이 우수한 구간은 E_b/N_0 가 0dB부터 15dB까지이고 E_b/N_0 가 증가할수록 S-DMT가 좋은 성능을 갖는다. $\epsilon=0.05$ 에서 $BER=$ 을 기준으로 S-DMT가 TDMA에 비해 약 7.6dB 전력 이득을 보였다. 따라서 임펄스 잡음 하에서는 S-DMT의 성능이 TDMA에 비해 우수하며 잡음구간이 작을수록, 잡음 전력의 양이 많을수록 TDMA에 비해 성능 이득이 있었다.

2. 잡음 전력에 따른 TDMA에 대한 S-DMT의 E_b/N_0 이득 성능평가

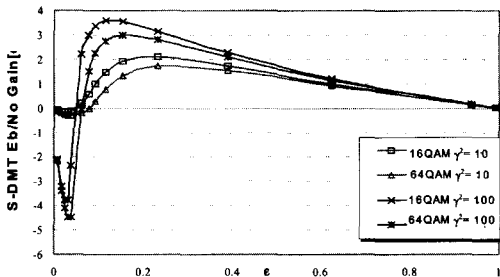
본 절에서는 S-DMT와 TDMA의 E_b/N_0 이득 차이를 임펄스 잡음전력과 임펄스 잡음 발생구간 별로 분석하였다. 그림 10과 같이 임펄스 잡음구간이 점점 커지고 발생빈도도 늘어날수록 S-DMT의 E_b/N_0 이득이 점점 감소함을 알 수 있다. 또한 $\gamma^2=100$ 일 때 총 3번째 심벌에서 E_b/N_0 이득이 최대가 나왔는데 이것은 γ^2 이 증가할수록 E_b/N_0 최대이득이 짧은 발생구간으로 옮겨짐을 의미한다.

전체적으로 AWGN 잡음대 임펄스 잡음전력 비 γ^2 가 커짐에 따라 S-DMT가 TDMA에 비해 E_b/N_0 이득이 증가하는 것을 알 수 있으며 S-DMT기법이 임펄스잡음성능에 전반적으로 우수한 것으로 알 수 있다. 또한 임펄스잡음의 발생빈도가 증가할수록 잡음전력의 크기에는 거의 차이 없는 비슷한 E_b/N_0 이득을 나타냄을 알 수 있다. 그림 10에서 변조방식과는 무관하게 거의 동일한 성능이득을 나타내고 있다. 그림 10 (a)에서 (c)까지는 BER 기준을 달리 했을 때의 E_b/N_0 이득을 나타낸 것으로 임펄스 잡음의 발생 구간이 커짐에 따라 S-DMT E_b/N_0 이득이 급격하게 커지게 되고 어떤 ϵ 지

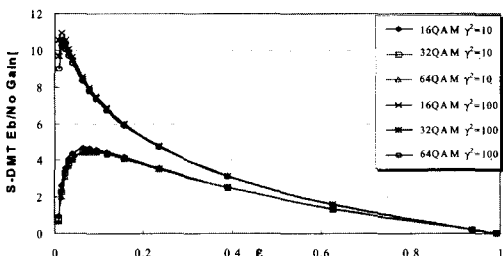
점에서 최대성능 지점을 가지고 결국 점차 감소하는 특성을 나타낸다. 또한 γ^2 (임펄스 잡음의 전력비)이 클 때 ϵ 축에서 최대 성능 E_b/N_0 이득 지점이 작아진다. γ^2 이 커짐에 따라 S-DMT 기법이 BER 성능 면에서 TDMA 기법보다 우수하다.

특이하게도 그림 10 (a)에서 ϵ 값이 대략 0.03 보다 작을 때 S-DMT E_b/N_0 이득이 음수 값을 가진다. 이 결과는 S-DMT와 TDMA사이의 BER 곡선의 교차점과 관계가 있다. 예를 들어, 그림 10 (a)에서 ϵ 이 0.03일 때 S-DMT와 TDMA의 교차점은 BER= 10^{-2} 인 선보다 아래에 있다. 그러므로 BER= 10^{-2} 에서 TDMA BER 성능은 S-DMT보다 우수함을 할 수 있다.

전체적으로 AWGN 잡음대 임펄스 잡음전력비 γ^2 가 커짐에 따라 S-DMT가 TDMA에 비해 E_b/N_0 이득이 증가하는 것을 알 수 있으며 S-DMT기법이 임펄스 잡음 성능에 전반적으로 우수하다고 할 수 있다. 또한 임펄스 잡음의 발생빈도가 증가할수록 잡음전력의 크기에는 거의 차이 없는 비슷한 E_b/N_0 이득을 나타내며, 잡음 전력은 최대 성능 지점과 최대 성능 크기 등 E_b/N_0 이득 값에 많은 영향을 준다고 할 수 있다.



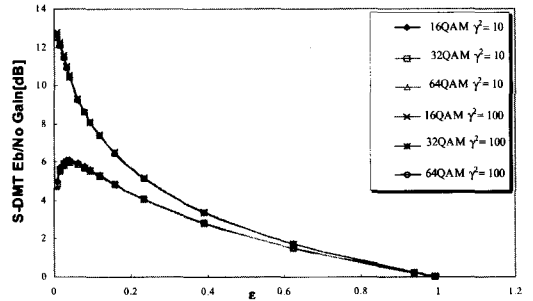
(a) BER = 10^{-2}



(b) BER = 10^{-3}

V. 결론

본 논문에서는 케이블 모뎀 상향채널 변조 기술로서 거론되고 있는 S-DMT 방식의 변복조 방식에 대해 연구하고 성능 비교 평가를 수행하였다.



(c) BER = 10^{-4}

그림 10. BER에 따른 TDMA에 대한 S-DMT의 E_b/N_0 이득 곡선

이를 위해 케이블 모뎀 상향 채널에 적합한 ϵ -복합 비가우시안 임펄스 잡음을 모델링하여 수학적으로 이들 방식간의 성능을 비교하였다. S-DMT방식은 유효 채널을 직교성을 지니는 부채널로 나누어 채널 용량에 따라 지원할 수 있는 변조능력을 가변화 할 수 있는 방식으로 다수의 RU들이 채널을 공유할 때는 RU들이 서로 동기가 맞아야 직교성을 잃지 않게 된다. S-DMT의 공식의 경우 FFT의 크기와 상관이 있는데 시뮬레이션을 통해 FFT의 크기가 클수록 성능이 좋아지는 특징이 나타남을 알 수 있었다. 그리고 FFT 크기가 커질수록 BER 곡선은 수렴되는 있음을 확인할 수 있었다. ϵ -복합 비가우시안 임펄스 채널 환경에서의 16,32,64 QAM에 대한 BER 성능평가 결과는 임펄스 잡음을 바탕으로 유도된 BER 식과 일치하였으며 종전의 TDMA 방식에 대한 S-DMT 방식의 E_b/N_0 성능 이득을 동일 BER 기준으로 분석한 결과는 임펄스 잡음 패턴에 따라 그 이득 정도가 다르지만 전반적으로 S-DMT의 성능이 우수함을 알 수 있었다. 특히 E_b/N_0 가 17dB 이상일 경우, 특히 30dB 이상일 경우 TDMA에 비해 8dB 이상의 성능이 우수하므로 시스템에 적용시 이전보다 나은 성능을 기대할 수 있다.

본 논문의 결과를 통하여 현재 상향 채널 계

이블 모뎀 기술로서 거론되고 있는 각 변조방식들에 대한 특성 및 성능 분석을 통해 최적 기술을 선택할 수 있는 비전을 가질 수 있을 것으로 판단되며 아직 국내외적으로 케이블 모뎀을 위한 S-DMT 방식의 변복조 기술 개발이 이루어지지 않은 시점에서 기술을 선점하고 축적할 수 있는 장점을 지닌다. 현재 임펄스 잡음 모델에 대한 성능을 분석한 국내외 선행 연구가 없는 시점에서 향후 기업체에서는 개발된 모뎀 변복조 기술 상위 설계로부터 멀티미디어 서비스를 위한 FPGA 및 DSP 의 하위레벨 구현을 수행하여 성능을 직접 필드 테스트하는 것도 케이블 모뎀 개발 사업에 많은 도움을 주리라 사료된다.

참 고 문 헌

[1] Anthony Lymer, "Digital-Modulation Signals Processes RF Broadcast Signals," *Microwaves & RF*, pp149-159, Apr. 1994.

[2] J. M. Cioffi. "Discrete Multitone Data Transmission System Using an Overhead Bus for Synchronizing Multiple Remote Unit," *United States patent number 5,625,651*, Issued Apr. 29, 1997.

[3] J. W. Modestino et al., "Modeling, analysis, and simulation of receiver performance in impulse noise," *Proc. GLOBECOM'83*, pp. 159 8~1605, Dec. 1983.

[4] J. H. Miller and J. B. Thomas, "The detection of signals in impulse noise modeled as a mixture process," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-24, pp. 559~563, May 1976.

[5] 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.

[6] B. Aazhang and H. V. Poor, "Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels-part I: Linear correlation receivers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35. no. 11, pp. 1179~1183, Nov. 1987.

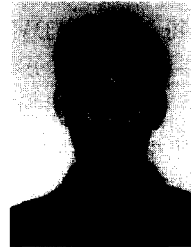
[7] B. Sklar, *Digital Comuunications*. New Jersey: Prentice Hall, 2rd edition 2001.

[8] Monisha Ghosh, "Analysis of the Effect of Impulse Noise on Multicarrier and Single Carrier QAM System," *IEEE Transaction on Comm.*, vol. 44., pp.144~148, 1996.

[9] J. G. Proakis, *Digital Comuunications*. New York: McGraw-Hill, 1989.

김 형 직(hyung-Jik Kim)

준회원



2001년 8월: 성균관대학교
전기 전자 컴퓨터공학부 졸업
2001년 9월~현재: 성균관대
학교 전기전자 및 컴퓨터공학
부 석사과정 재학중

<주관심분야> 디지털 통신 시스템, 모뎀 기술과 관련된 통신 신호 처리 및 동기화 기술, 이동통신 (CDMA)

김 성 준(Seong-Jun Kim)

준회원



2002년 2월: 성균관대학교 전
기전자 및 컴퓨터 공학부 졸업
2002년 3월 ~ 현재: 성균관대
학교 전기전자 및 컴퓨터 공학
과 석사 과정 재학중

<주관심분야> 모뎀 기술과 관련된 디지털 신호처리 , 동기화 기술, 추정이론, 통신 이론

최 형 진(Hyung-Jin Choi)

정회원

1974년 2월: 서울대학교

전자공학과 졸업

1976년 2월: 한국과학기술원

전기전자공학과 석사

1976년 3월 ~ 1979년 7월:

(주)금성사 중앙연구소 연구원

1979년 9월 ~ 1982년 12월 :

미국 University of Southern California 전기공학과

(공학박사)

1982년 10월 ~ 1989년 2월 : 미국 Lincom Corp. 연

구원

1989년 3월 ~ 현재 : 성균관대학교 전기전자 및 컴

퓨터 공학부 교수

<주관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성
통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM기술