

비대칭 신호점에 의한 부호화된 16-QAM의 이동 무선 채널에서의 BER 성능 개선에 관한 연구

An Improvement of BER Performance for Coded 16-QAM over Mobile Communication Channel by Asymmetric Signal Constellation

김태현* · 하덕호**

Tae-Heon Kim* · Deock-Ho Ha**

요 약

본 논문에서는 페이딩 채널에서 16-QAM 통신 방식의 BER을 개선하는 방법을 제안하고자 한다. 페이딩에 의한 BER 성능 열화를 극복하기 위하여 대역폭 확장없이 우수한 코딩 이득을 얻을 수 있는 트렐리스 부호 변조방식을 16-QAM에 적용하였다. 또한 이동통신 환경의 주요 성능 열화 요인인 언집오류를 극복하기 위해 인터리빙/디인터리빙기법을 연구되고 있는 시스템에 적용하였다. 특히, 비대칭적 신호점 분포를 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션한 결과 10^{-4} 근처에서 약 1 dB의 성능 개선을 가져왔다.

Abstract

The purpose of this paper is to propose an improvement method of BER for coded 16-QAM over Rayleigh fading channel. To overcome the BER degradation due to the fading under mobile communication, we apply trellis coded modulation technique which is efficient to get a coding gain without the expansion of bandwidth. Especially, to minimize the burst errors which are the main factor of the BER degradation for mobile communication systems, we apply interleaving /deinterleaving method to the studying system. Also, we apply asymmetric signal mapping methods to this TCM scheme. From the computer simulation, BER performance of asymmetric case has achieved about 1 dB improvement of about 10^{-4} , compared to the traditional symmetric case.

I. 서 론

최근 대역폭이 제한된 이동통신과 같은 통신 환경에서 부호화된 변조기법을 이용하여 시스템의 전반적 성능을 피하는 연구가 활발히 진행되고 있다.

특히, $n/(n+1)$ rate의 트렐리스 부호를 적용하여 적절한 매핑 함수에 의거하여 2^n 의 신호점에서 2^{n+1} 의 신호점을 생성하여 대역폭 확장없이 성능개선을 추구하는 트렐리스 부호화된 변조 방식에 대한 연구가 매우 활발히 진행되고 있다.

이동 통신과 같은 페이딩 채널에서의 비트 오류

*부산경상전문대학 사무자동화과, (Department of Office Automation, Pusan Kyungsang College)

**국립 부경대학교 정보통신공학과, (Department of Telematics Eng., National Pukyong University)

· 논문 번호 : 970306-014

· 수정완료일자 : 1997년 4월 14일

율은 가우시안 잡음 채널 등에 비해 성능이 열화된
은 잘 알려진 사실이다. 이와 같은 오류율 성능 저
하를 극복하기위해서는 여러 가지 기법들이 적용될
수 있겠지만 이 경우 오류율 성능과 스펙트럼 이용
의 효율화의 양 측면을 동시에 고려하여야 하기 때
문에 상당한 난제로 인식되어 왔다.

QAM(Quadrature Amplitude Modulation)은
높은 capacity를 얻을 수 있는 효과적인 변조 방식
이지만 이동통신 환경에 적용하기 위해서는 비선형
성과 빠른 레일레이 페이딩, 시간 지연 스프레드 등
에 기인하는 오류율 성능 저하를 고려하지 않으면
안된다. 이러한 성능 저하를 극복하기위해서는 다
이버시티 기법이나 오류 제어 코딩 기법을 도입하
여야 하는데, 다이버시티 기법을 적용할 경우 이동
국에 요구되는 하드웨어 중복성이나 특히, 공간 다
이버시티의 경우 기지국에 요구되는 안테나 분리
등에 기인하여 이동 통신에 항상 적합하지 않을 수
있다^[1]. 따라서 본 논문에서는 스펙트럼 효율면에서
강점을 지니는 16-QAM의 오류율 성능 향상을 위
해 TCM을 적용하고 신호점 배치를 비대칭적으로
사용하는 통신 시스템을 모델링하고, 이를 컴퓨터
상에서 시뮬레이션하여 그 효율성을 평가하였다.
물론 본 연구의 주 관심사는 16-QAM의 오류율 성
능 개선에 있지만, 본 연구에 의거 앞으로 연계될
QPRS(Quadrature Partial Response Signaling)
의 성능 개선을 위한 연구로 의미를 부여하고자 한
다. QPRS는 스펙트럼 효율 면에서는 QAM에 비
해 보다 강점을 지니지만 신호점 수가 증가하는 관
계로 오류율 성능의 저하를 가져온다. 향후 이에 대
한 TCM적용 후의 비교, 분석을 위한 데이터를 준
비하기 위해 먼저 16-QAM의 성능 분석을 시도하
였다. QPRS의 경우 이론적 성능 해석은 문헌 [9]
에서 이미 다루었으며 자세한 내용은 이를 참조하
기를 바란다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는
TCM의 제반 기본 개념을 설명하였으며, III장에서
는 16-QAM에 TCM을 적용한 본 논문의 시스템
구성과 시뮬레이션 시스템을, IV장에서는 실험 및

결과 검토를 기술하였으며, V장에서 결론을 나타
내었다.

II. TCM의 제반 기본 개념

대역폭이 제한된 부가백색 가우시안 잡음 채널
상에서 부호화 과정과 변조과정을 결합하여 데이터
율이나 대역폭 확장의 희생없이 우수한 부호 이득
을 얻을 수 있는 Ungerboeck의 논문^[2]이 발표된
이래 이에 대한 많은 관심과 함께 많은 연구가 진행
되어 오고 있다. 이러한 새로운 방식을 일반적으로
Trellis Coded Modulation(TCM)이라 부른다.
Ungerboeck에 의하면 TCM을 적용한 시스템과
부호화하지 않은 통상의 시스템과 비교한 결과 3~7
dB정도의 부호 이득을 보인 것으로 알려지고 있다.
다음 그림 1은 일반적인 TCM 방식의 부호기의 블
럭도를 나타낸 것이다.

2진 비트열의 입력 데이터가 먼저 길쌈 부호기
(convolutional encoder)에 의해 부호화되어 신호
점이 2^n 에서 2^{n+1} 로 확장되고 다음에 채널 신호 매
핑에 의해 적절한 매핑 함수에 의거 채널 신호를 생
성한다. 다시말하면, 채널 신호간의 유클리드 거리
가 극대화되도록 하는 집합 분할 기법에 의해 매핑
함으로서 부호화 과정과 변조과정을 일체화시켜 대
역폭 확장 없이 성능개선을 얻을 수 있다.

즉, TCM에서는 집합 분할 기법에 의해 신호 집
합의 원소를 2^n 개에서 2^{n+1} 개로 확장시켜 전송한다.
이 경우의 우려점은 신호점 수가 늘어나는 관계로
부호화하지 않은 시스템에 비해 전력 손실을 초래
하지않을까? 하는 점이다. 그러나 길쌈 부호기에
의해 얻어지는 코딩 이득이 이러한 점을 상쇄시켜



그림 1. TCM 방식의 부호기 블록도

Fig. 1. Encoder block diagram for TCM.

주며, 더욱이 오류율면에서 용장성이 디지털 데이터열에 직접 추가되는 것이 아니라 용장성이 신호 공간 상의 신호 개수에 부가되기 때문에 전송 심볼율은 변화하지 않으므로 저하를 막을 수 있고 아울러 전송 대역폭 또한 변화하지 않는다. 이러한 TCM의 결정적 파라미터는 길쌈 부호의 자유 해밍 거리가 아니라 부가 백색 가우시안 잡음 채널에 대해 전송된 신호 시퀀스간의 자유 유클리드 거리가 된다. 따라서 TCM 설계의 최적화는 해밍 거리보다는 유클리드 거리에 근거한다. 다시 말하면, signal constellation과 code의 선택은 분리적으로 수행되지 않으며 검파단계는 경관정보는 연관정을 따른다[3]-[6]. 특히 전통적으로 부호화된 변조 및 비부호화된 변조에서 대칭적 신호점을 이용하여 왔으나, 문헌[7]에 의하면 부호화된 변조 시스템의 고려에서는 비대칭적 신호점 분포를 이용하여 성능을 더욱 향상시킬 수 있는 것으로 보고되고 있다. 따라서 본 논문에서는 비대칭 신호점을 이용하는 트렐리스 부호화된 시스템을 모델링하고 이를 레일레이 페이딩 환경하에서 시뮬레이션하여 그 성능을 평가하였다.

III. 본 논문의 시스템 구성 모델 및 설계

3-1 시스템 구성 모델

다음 그림 2는 본 논문에서 구성한 16-QAM에 TCM을 적용한 시스템의 블록도를 보여준다. 먼저 2진 시퀀스가 rate 3/4 의 트렐리스 부호기를 거쳐 부호화 되어진다. 간단히 2진 입력 시퀀스와 트렐리스 부호기의 2진 출력 시퀀스를 다음과 같이 표기하기로 한다.

$$I = [i_0^1, i_0^2, i_0^3, i_1^1, i_1^2, i_1^3, i_p^1, i_p^2, \dots, i_p^3, \dots] = [I_0, I_1, \dots, I_p, \dots]$$

$$C = [C_0^1, C_0^2, C_0^3, C_0^4, C_1^1, C_1^2, C_1^3, C_1^4, C_p^1, C_p^2, C_p^3, C_p^4, \dots] = [C_0, C_1, \dots, C_p, \dots] \quad (1)$$

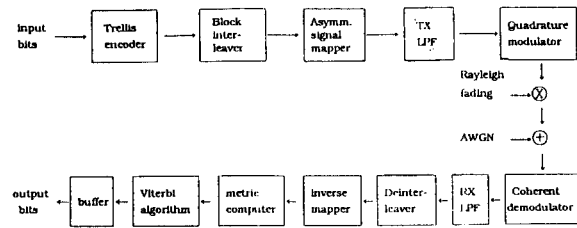


그림 2. 시스템 계통도
Fig. 2. System blocks for simulation.

여기서 I_p 는 시간 p 에서 입력 digit의 3-튜플이며, i_j 는 이와같은 3-튜플의 j 번째 digit를 의미한다. 한편, C_p 는 시간 p 에서의 부호기의 출력으로서 16-QAM의 신호 매핑블록에 입력되고 신호 매핑된 출력 결과는 다시 블록 인터리버의 입력으로 들어간다. 본 논문에서는 128 depth의 블록 인터리버를 사용하였으며 Ephraim Zehavi의 논문[3]에서는 심볼 인터리버를 사용하였으나 문헌[4]에 의하면 페이딩채널에서 16-QAM에 적합한 인터리버로 128 depth의 블록 인터리버를 제안하고 있다. 본 논문에서는 이 결과를 이용하였다. 여기서 인터리버의 목적은 연접오류를 산발화시키기 위한 것이다. 이는 TCM 적용에서 필수적이라 볼 수 있다. 다음에 뒤따르는 블록은 송신 지역 통과 필터이며 필터 형태는 $X/\sin X$ 형태의 square root raised cosine 필터이다. 필터링된 동상 성분과 직교 성분의 기저대역 신호들은 변조기를 거쳐 변조되어 채널로 전송된다. 채널은 레일레이 페이딩과 AWGN을 가정하여 시뮬레이션한다. 한편, 수신측에서는 채널을 통해 전송된 복소 신호를 복조하고 수신 지역 통과 필터를 거쳐 다시 동상성분과 직교성분을 추출하고, 전송측에서 고려한 매핑 규칙에 의거 2진 데이터 시퀀스를 복구한다. 복구된 2진 데이터 시퀀스는 전송측에서 인터리브된 신호들이므로 이를 다시 원래의 신호들로 되돌리기 위한 디인터리버를 거친다. 다음에는 maximum likelihood 시퀀스 복호기를 통해 전송된 2진 I 시퀀스에 최우 복호 알고리즘을 적용하여 복호한다. 복호 알고리즘은 그림 3

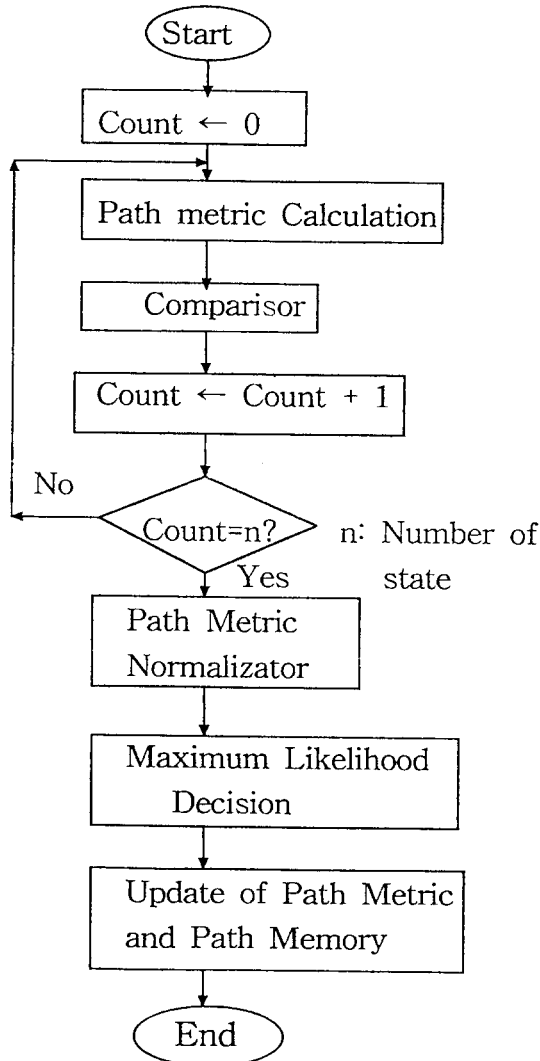


그림 3. 본 논문의 복호 알고리즘
Fig. 3. The decoding algorithm.

에 나타낸 것과 같이 최우복호의 대표적인 알고리즘인 비터비(Vterbi)알고리즘을 사용한다. I는 부호화된 심볼 시퀀스 X에 대응된다. 이때 채널 천이 확률은 다음을 만족한다^[3]. 여기서 I는 2진 입력 시퀀스이며 X는 most likely부호화된 심볼 시퀀스, $\{\rho_i\}$ 는 잡음의 이산 시간 시퀀스, 그리고 $Y = (y_1, y_2, \dots, y_P, y_N)$ 는 복호기의 입력으로 maximum

likelihood 시퀀스이다.

$$P(Y|I, \{\rho_i\}) = P(Y|X, \{\rho_i\}) = \prod_{i=1}^N P(y_i|x_i, \rho_i) \quad (2)$$

물론 문헌[4]와 같이 채널 상태 정보를 디코더에 알려진 것으로 하여 변형된 비터비 알고리즘을 사용하여 보다 나은 결과를 기대할 수 있겠지만 본 논문에서는 일반적인 비터비복호기를 사용함을 전제로 해서 이상적인 채널 정보를 가정하고 최소의 복잡도를 갖는 복호기를 가정하여 시뮬레이션 하도록 한다. 이러한 동기는 최근 비터비 복호기의 단일 칩 구현이 가능해진 것에서 출발하였다^[8]. 그러면 이때 최적의 복호 매트릭은 문헌[3]에서 구한 바와 같이 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{aligned} m(Y, X) &= \ln [E \{\rho_i\} P(Y|X, \{\rho_i\})] \\ &= \sum_{\rho=1}^N \ln [E \rho^P P(y_P|x_P, \rho_P)] \quad (3) \\ &= \sum_{\rho=1}^N m(y_P|x_P) \end{aligned}$$

$E \{ \cdot \}$ 는 (\cdot) 에 대한 g 의 통계적 기대값을 나타내며 최우 시퀀스 평가는 0차 Bessel함수의 로그에 비례하는 매트릭을 요구한다. 또한 X는 부호기의 입력 벡터이며 Y는 복호기의 입력 벡터, ρ_P 는 잡음이 포함된 단위 벡터를 나타낸다. 여기서 부최적(suboptimal) 매트릭인 $-\|y_p - x_p\|^2$ 를 사용하면, 위의 (3)식은 다음과 같이 표현된다. 이때 $\|(\cdot)\|^2$ 는 (\cdot) 의 유클리디언 norm의 자승이다.

$$m(Y, X) = -\sum_{P=1}^N \|y_p - x_p\|^2 \quad (4)$$

3-2 비대칭 신호점을 이용한 부호화된 16-QAM 설계

최근 문헌[6][7]에서는 비부호화된 AWGN 환

경에서는 대칭 신호점 배치가 효과적일 수 있지만 부호화된 시스템의 경우 비대칭 신호점 배치 (asymmetric signal constellations)가 보다 더 효과적임을 보였다. 다시말하면 전통적으로 부호화된 시스템이나 비부호화된 시스템 모두 최소 비트 오류율 혹은 최대 자유 유클리디언 거리를 강조한 최적 신호점 배치로 대칭적 배치를 이용하여왔지만 TCM scheme에서는 신호점 배치를 비대칭적으로 함으로서(즉, 신호점들이 비균일적으로 공간을 차지하도록 함) 대칭적 신호점 배치를 이용할 경우보다 전력 증대나 시스템에 주어진 대역폭 제한의 변경없이 이득이 향상됨을 밝힌 바 있다.

QAM의 경우에는 진폭과 위상을 번갈아 변화시키는 방식이므로 2^{n+1} 개의 최적 비대칭 신호점은 2^n 개의 대칭적 신호점과 이것에 위상회전과 진폭 변화를 부가함으로써 구성할 수 있다. 이것을 Ungerboeck의 집합 분할 개념으로 재조명해본다면 대칭적 $M=2^{n+1}$ 개의 신호점을 신호점간의 거리를 최대화하면서 2개의 $M/2$ 신호점들로 분할하는 것이 되겠고, 다음에 MPSK 경우에는 적절한 회전(rotation)을, M-AM 경우에는 변이(translation)를 주는 것이 되며 본 논문에서 고려하는 QAM의 경우에는 다른 부집합을 고려한 한 부집합(subset)의 회전과 변이의 조합으로 생각할 수 있게 된다.

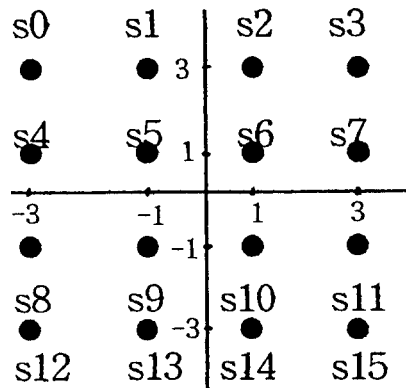


그림 4a. 16-QAM의 대칭적 신호점 분포
Fig. 4a. Symmetric signal constellation.

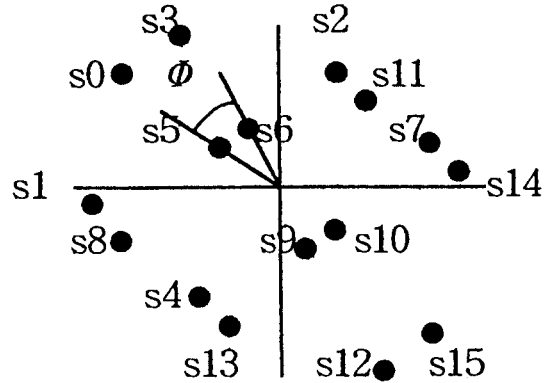


그림 4b. 16-QAM의 비대칭적 신호점 분포
Fig. 4b. Asymmetric signal constellation.

그림 4. 16-QAM의 신호점 분포 비교
Fig. 4. Signal constellation comparison for 16-QAM.

회전과 변이의 최적화를 통해 2개의 부집합들을 집합분할의 첫 레벨로 사용한다. 다음 그림 4는 본 논문에서 이용한 16-QAM의 비대칭 신호점 분포와 전형적인 대칭 신호점 분포를 비교하여 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있는 바와같이 대칭적 16-QAM 신호점은 8-AM-PM 신호점 자체를 90° 회전한 것으로 해석할 수 있겠고, 비대칭적 신호점의 경우에는 회전(\emptyset)과 변이(Δ)를 동시에 고려하여 신호점을 보다 최적화시킨 것임을 알 수 있다.

16-QAM의 경우 문헌[7]에서 이론적으로 밝혀진 이득 향상 가능성(예를 들면 2 상태 트렐리스 부호와 비대칭 신호점 분포이용시 그렇지않을 경우보다 부호이득이 최대 1.25 dB)을 이용하여 실제로 이를 레일레이 페이딩 환경에 적용하여 16-QAM의 BER를 향상시킬 수 있음을 시뮬레이션을 통해 분석하도록 한다.

비대칭 신호점 분포를 이용한 16-QAM TCM의 경우, 집합 분할 기법(set partitioning method)을 적용하면 다음과 같은 4개의 집합을 얻게 된다.

$$\begin{aligned}
 S_0 &= \{s_0, s_2, s_8, s_{10}\} \\
 S_1 &= \{s_5, s_7, s_{13}, s_{15}\} \\
 S_2 &= \{s_2, s_{14}, s_4, s_{12}\} \\
 S_3 &= \{s_3, s_{11}, s_9, s_1\}
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

따라서 위의 식(5)의 결과인 신호점 집합들을 2 상태 트렐리스에 적용할 경우에 다음 그림 5와 같이 되며 일반적으로 TCM에서 상태수를 증가시키는 경우 보다 나은 성능 개선을 기대할 수 있으나 그만큼 복호기의 복잡도는 증가하게된다. 한편, 비대칭적 신호점 분포에 의한 2-dimensional 변조 적용시 상태수 증가에 따라 이득 향상 증가에 대한 세부적 고찰은 현재 연구 계획으로 남아있으며 본 논문에서는 최소 복잡도를 갖는 2-상태의 경우를 고려하기로 한다.

참고로 문헌[7]에서 구한 방식대로 코딩 이득을 구해보면, (5)식의 신호점 집합간의 정규화된 자승거리(normalized square distance)는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 d^2(S_0, S_1) &= d^2(S_2, S_3) = 8/10 \\
 d^2(S_0, S_3) &= d^2(S_1, S_2) = (8/10)\sin^2(\phi/2) \\
 d^2(S_0, S_2) &= d^2(S_1, S_3) = (8/10) \\
 &(1 + \sin \phi + \sin^2(\phi/2))
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

따라서 자유 유클리디언 거리는 d_{free}^2 (asymm) = $d^2(S_0, S_1) + d^2(S_0, S_2)$ 와 같이 표시된다. 대칭 신호점 배치의 경우 $\phi = -\pi/2$, 비대칭의 경우 $\phi = 0$ 일 경우 최적이 되므로 각각의 값을 (6)식에 대입하고 dB단위로 환산하면 코딩 이득은 최대 1.25 dB가 된다. 그런데 여기서 주의할 점은 $\phi = 0$ 이 되는 최적의 경우 기존 신호점과의 겹침이 일어나게 되어 결국 catastrophic 경우가 될 우려가 있으므로 시뮬레이션 시스템 구성에서는 이를 회피하도록 하여야한다. 다시말하면 비대칭 신호점 집합의 최적화에 대한 성능척도는 비트오류 확률이 합당하다고 사료된다. 이상과 같은 논의에 의거 비대칭신호

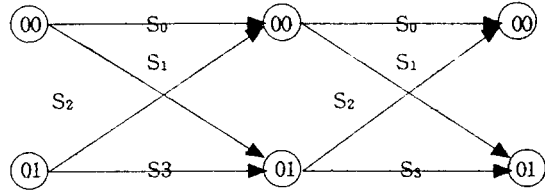


그림 5. 비대칭적 16-QAM의 2상태 트렐리스도
Fig. 5. 2-state trellis diagram for asymmetric 16-QAM.

점을 이용한 본 논문의 시뮬레이션 시스템 구현에서 최적 신호점 매핑 루틴을 단계별로 요약하면 다음과 같이 집약된다.

<최적 신호점 매핑 알고리즘>

- 단계 1) 집합 분할 방식에 의거 신호점들을 분할한다.
- 단계 2) 단계 1의 분할의 첫 번째 레벨에서 얻어진 2개의 분할집합 중 하나로부터 신호들을 주어진 상태에서 갈라져 나오는 상태천이에 할당하고, 나머지 분할집합으로부터의 신호들을 주어진 상태에서 결합되는 상태천이에 할당한다.
- 단계 3) Pair state 다이어그램을 이용하여 다음의 비트 오류 확률을 구하는 식을 이용하여 비트 오류율을 체크한다.

$$P_b \leq \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{nE_b}{N_0} \frac{d_{free}^2}{4}} \right) D^{-d_{free}} \frac{d}{dz} T(D, z) \Big|_{z=1}
 \tag{7}$$

여기서 $T(D, z) = \frac{1}{m} V^t [I - A]^{-1} W$ 로서 TCM 기법의 superstate 다이어그램의 전달함수이며 Z는 Bhattacharyya파라미터이다.

$$\frac{d}{dz} T(D, z) \Big|_{z=1} =$$

$$\frac{1}{m} V' [I - A(1)]^{-1} A'(1) [I - (A)(1)]^{-1} W \quad (8)$$

과 같이 된다. 아울러 m 은 올바른 상태 수를 나타내고, 벡터 V 와 W 는 1과 0 중의 한값을 취하는 $m \times m$ 차원의 벡터이다. $A(z)$ 는 $(m^2+m) \times (m^2+m)$ 의 pair-state 천이 행렬로서 각 요소는 다음과 같이 된다.

$$a(S_k, S_{k+1}) = \begin{cases} \sum_{U_k \in U_k} \frac{1}{2^n} z^{w(U_k)} D^{\phi^2(S_k, U_k)} ; U_k \\ 0 ; \text{그외} \end{cases}$$

가 공집합이 아닌 경우 (9)

$$\begin{aligned} \text{여기서 } U_k &= \{(u_k, \hat{u}_k) | (\hat{s}_k, \hat{u}_k) \neq (s_k, u_k), \\ S_k \notin S_s, S_{k+1} &= G(S_k, U_k) \notin S_s \end{aligned} \quad (10)$$

이때 S_i 및 S_s 는 각각 true, dummy pair 상태의 모든 집합을 의미하며 $G(S_k, U_k) = (g(s_k, u_k), g(\hat{s}_k, \hat{u}_k))$ 와 같이 정의된다. 여기서 S_k 는 pair-상태, U_k 는 pair-정보 심볼, \hat{s}_k 는 복호기 상태의 추정, \hat{u}_k 는 정보 심볼의 추정을 나타낸다. 부호의 자유 유클리드 거리는

$$d_{\text{free}}^2 = \lim_{D \rightarrow 0} \log_2 \frac{T(2D, 1)}{T(D, 1)} \quad (11)$$

과 같이 된다. 여기서 D 는 Bhattacharyya 파라미터로 $D = \exp(-nE_b/4N_o)$ 와 같이 된다. 보다 세부적인 각항들의 정의 및 식유도는 문헌[7]에 잘 정리되어 있으므로 이를 참조하기 바란다. 참고로 일반적인 대칭적 신호점 분포를 사용하는 TCM기법의 경우 (7) 식은 다음 (12) 식에 대응된다.

$$P_b \leq \frac{1}{m} \left. \frac{\partial}{\partial I} T(D, I) \right|_{I=1, D=e^{-1/4N_o}} \quad (12)$$

여기서 m 은 트렐리스 천이당 소스비트의 수이며 $T(D, I)$ 는 앞서 언급한 바와 같이 superstate

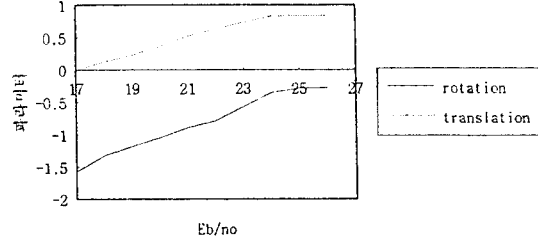


그림 6. 2상태 16-QAM의 비대칭 신호점 배치 파라미터 변화

Fig. 6. The signal constellation parameter variations for an asymmetric 2-state 16-QAM.

다이어그램의 전달함수이다.

단계 4) 비트 오류 확률을 되도록 최소화시키는 다시말하면 자유 유클리드 거리가 최대화되도록 하는 회전각과 진폭변이를 찾되, 신호점 겹침이 일어나지않게하는 제한조건을 만족하는 최적신호점을 반복, 탐색적으로 찾아나간다. 참고로 2상태 16-QAM의 비대칭 신호점 배치의 파라미터(ϕ 및 Δ)의 변화를 그린 결과가 그림 6에 나타나 있다. 그림에서 X축은 E_b/N_o (dB)을 나타내고 Y축은 X축을 중심으로 위쪽은 진폭변화를 아래쪽은 회전각(radian)에 해당한다. 이때 E_b/N_o 에 대해 회전 및 진폭 변이를 체크해보면 약 17 dB정도를 중심으로 대칭적 신호점 분포의 각도 및 진폭 변이값들을 넘어서게되나 24 dB정도에서는 계속 E_b/N_o 를 증가시켜도 각도와 진폭변이가 증가하지 않게 되는 수렴현상을 보이는데 이것은 앞서 설명한 바와 같이 신호점의 겹침을 회피하는 과정에 따른 것이다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

III장에서 구성한 시스템 모델을 이용하여 컴퓨터 상에서 시뮬레이션함으로써 그 성능을 분석하여 본다. 시뮬레이션은 $2^{16}-1$ 개의 PRBS 신호를 랜덤하게 생성하여 입력시켜 출력 결과를 비교하여 몬테칼로 방법으로 평가하였다. 시뮬레이터는 FORT-

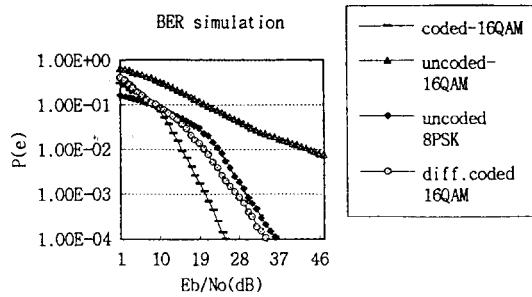


그림 7. 부호화된 시스템(대칭적 신호점 배치)의 레일레이 채널 상에서 성능 비교

Fig. 7. BER performance of coded system (symmetric constellation) under Rayleigh fading channel.

RAN으로 구현하였으며 비대칭 신호점 분포를 이용한 부호화된 16-QAM의 경우 부호기, 복호기, 인터리버, 디인터리버, 필터 등의 모듈들을 약 6000줄 정도의 프로그램 크기로 구현하였다.

채널은 레일레이 페이딩과 AWGN이 가해진 경우를 고려하였고, $fd=80$ Hz, $T_s=0.00025$, 동기 검파를 가정하여 시뮬레이션하였다. 또한 롤 오프 계수는 0.4를 가정하였다. 그림 7에는 대칭적 신호 분포를 이용하였을 경우, 부호화되지 않은 시스템(8-PSK, 16-QAM)과 인터리빙과 디인터리빙이 포함된 부호화된 시스템의 비트 오류 곡선을 페이딩 채널에서 수치 해석적으로 구하여 나타냈다. 결과를 보면 부호화되지 않은 16-QAM과 비교하면 매우 큰 성능의 향상을 가져왔고, 부호화되지 않은 8-PSK와 비교하면, 10^{-3} 근처에서 약 7.5 dB 정도의 성능 개선을 가져왔다. 또한 스타형의 신호점 배치를 이용한 differential coded된 시스템^[9]과 비교하면, 10^{-3} 에서 약 4.5 dB 정도의 성능 개선을 가져왔다. 한편, 비대칭 신호점 분포를 이용한 부호화된 시스템과 대칭 신호점 분포를 이용한 부호화된 시스템의 경우의 비트 오류 곡선을 페이딩 채널에서 수치 해석적으로 구한 결과는 그림 8에 비교하여

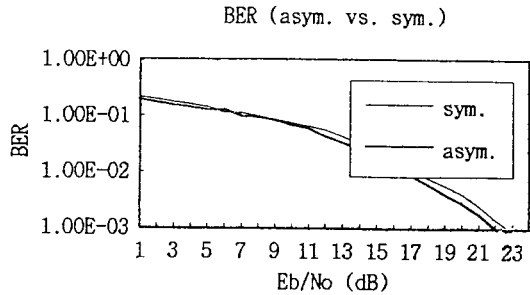


그림 8. 비대칭적 신호점 분포를 이용한 부호화된 시스템과 대칭적 신호점 분포를 이용한 부호화된 시스템의 레일레이 채널 상에서 시스템 성능 비교

Fig. 8. BER performance comparison between asymmetric case and symmetric case under Rayleigh fading channel.

나타냈다.

표 1. 실험 결과 비교

Table 1. The comparison results of experiments.

시뮬레이션된 시스템	BER references	E_b/N_0 (dB)
부호화되지 않은 16-QAM	10^{-2}	46 dB
부호화되지 않은 8-PSK	10^{-3}	30 dB
	10^{-4}	35 dB
차동 부호화된 16-QAM	10^{-2}	23 dB
	10^{-3}	27 dB
	10^{-4}	34 dB
부호화된 16-QAM (대칭적 신호분포)	10^{-2}	17 dB
	10^{-3}	22.5 dB
	10^{-4}	26 dB
부호화된 16-QAM (비대칭적 신호분포)	10^{-2}	16.6 dB
	10^{-3}	21.7 dB
	10^{-4}	24.96 dB

결과를 검토해 보면 비대칭 신호 분포를 이용한 부호화된 16-QAM의 경우, 대칭 분포를 이용한 기존의 부호화된 16-QAM에 비해 10^{-3} 근처에서는 0.7 dB, 10^{-4} 근처에서는 약 1.1 dB 정도의 성능 개선을 가져왔다. 이상에서 논의된 각각의 결과 및 비교는 표1에 일목요연하게 정리하였다.

V. 결론 및 향후 과제

본 논문에서는 스펙트럼 효율은 뛰어나지만 이동통신 채널에서 심각한 성능 열화로 사용이 제한되어 온 16-QAM을 이동통신 채널에서 적용 가능하도록 페이딩에 의한 시스템의 오류율 성능 저하를 극복하기 위하여 대역폭 확장없이 부호 이득을 얻을 수 있는 트렐리스 부호를 적용하였다. 또한, 기존의 대칭적 신호점 배치 대신에 부호화된 시스템에 적용할 경우 효과적인 것으로 이론적으로 예견된 비대칭 신호점 배치를 이동 무선 채널 환경에서 16-QAM에 적용하여 컴퓨터 실험을 하여 그 성능을 평가하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과 기존의 신호점 배치를 이용한 부호화된 시스템에 비해 비대칭 신호점 분포를 적용할 경우 레일레이 페이딩 채널에서 부호 오류율 10^{-4} 기준으로 약 1 dB 정도의 성능 개선을 가져왔다.

본 논문에서 얻어진 결과는 단지 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 결과이며 향후 QPRS에 적용한 경우와의 결과분석 및 레일레이 채널의 비대칭적 신호점 분포 적용시의 평가 방식의 이론적 정립과 함께 위상오차가 존재하는 경우까지 확장시켜 보다 체계적인 비교 검토가 진행되어야 이루어져야 할 것으로 사료된다.

참고 문헌

- [1] W. C. Y. Lee, "Antenna spacing requirement for mobile radio base station diversity," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 50, pp. 1859-1876, July-Aug. 1971.
- [2] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [3] E. Zehavi and G. Kaplan, "Phase Noise Effects on M-ary PSK Trellis Codes," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 39, pp. 373-379, March 1991.
- [4] D. Subasinghe-Dias, "Improvement of spectral efficiency and capacity of digital mobile communications systems," Ph. D. dissertation, Univ. California, Davis, 1992.
- [5] G. Ungerboeck, "Trellis coded modulation with redundant signal sets, Part II: State of the art," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, pp. 12-21, Feb. 1987.
- [6] E. Biglieri et al., *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*, Maxwell Macmillan International Editions in Engineering, 1991.
- [7] D. Divasala et. al., "Trellis Coding with Asymmetric Modulations," *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-35, Feb. 1987.
- [8] 차진중, 현진일, 강인, 김재석, 김경수, "CDMA 이동통신 시스템용 비터비 복호기 ASIC 설계 및 구현," 대한 전자공학회지 논문지, pp. 139-152, 제 33권 제 1호, 1996년 1월.
- [9] Tae-Heon Kim et al., "An analysis of BER performance of 16-QAM by differential and Manchester coding schemes," *1995 Asia Pacific Microwave Conference, APMC '95*, pp. 893-896.
- [10] Tae-Heon Kim and Deock-Ho Ha, "The improvement of BER performance of 16-QAM with asymmetric signal constellations by TCM schemes over Rayleigh

fading channel," *Proc. of ITC-CSCC '96*,
pp. 441-444, July 15-17, 1996.

김 태 헌



1987년 2월 : 한양 대학교 공과대학
전자공학과 졸업(공학사)

1989년 2월 : 한양대학교 대학원 전
자공학과 졸업(공학석사)

1993년 2월~1994년 2월 : 포항공대
전산학과 박사과정

1997년 2월 : 국립부경대학교 전자공
학과(박사수료)

1989년~1991년 : 금성정보통신 연구소 연구원

1991년~1994년 : 한국전자통신연구소(ETRI)연구원

1994년~현재 : 부산경상전문대학 사무자동화과 조교수
[주관심 분야] : 통신방식, 이동통신, CAD for VLSI 등.

하 덕 호



1979년 2월 : 한양대학교 공과대학
전자공학과(공학사)

1974년 2월~1976년 11월 : 군복
무(공군 30단 레이더 정비)

1978년 11월~1981년 1월 : (주)
금성사 중앙연구소 연구원

1982년 4월~ 1984년 3월 : 일본 Kyoto대학 대학원 전자
공학과(공학석사)

1984년 3월~1987년 3월 : 일본 Kyoto대학 대학원 전자공
학과(공학박사)

1987년 3월~1987년 8월 : 일본 (주)Matsushita 전기, 무
선연구소 연구원

1990년 8월~ 1991년 8월 : 캘리포니아 대학(Davis) 방문
연구교수

1987년 9월~현재 : 부경대학교 정보통신공학과 부교수
[주관심 분야] : PCS, FPLMTS 실내외 전파특성 모델
링, cellular engineering, 다이버시티 시스템, 무선
LAN, 디지털 이동통신방식, equalizing technique 등.