

무선통신채널에서 트렐리스 부호화한 16 QAM 신호전송을 위한 효율적인 페이딩 추정 · 보상방안

An Efficient Fading Estimation and Compensation Techniques for Transmission of Trellis Coded 16 QAM in Wireless Communication Channel

김순영 · 김정수 · 이광재* · 이문호

Soon-Young Kim · Jeong-Su Kim · Kwang Jae Lee · Moon-Ho Lee

요 약

본 논문에서는 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 16 QAM-TCM의 BER 성능을 개선하는 방법을 제시한다. 주파수 선택적 페이딩 환경에서는 ISI 등, 페이딩에 의한 성능열화가 극히 심하므로 이에 대한 보상 방안으로 가우시안 보상기법을 이용한 다중 파일럿 심벌에 의한 보상 방법을 제안하였다. 또한 대역폭 확장 없이 우수한 부호화 이득을 얻을 수 있는 트렐리스 부호화 방법을 적용하였으며 연립 에러를 방지하고자 비트 리버설 블록 인터리빙 기법을 개선하여 적용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 기존의 PSAM 방법을 적용한 것보다 우수한 성능 개선 효과를 확인 할 수 있었다.

Abstract

This paper presents the improvement of BER performance using fading compensation method for 16 QAM-TCM to reduce the effects of multi-path fading in mobile radio environments. We propose the multi-pilot symbol aided fading compensation technique using Gaussian interpolation method for inter-symbol interference or fading distortion occurred in frequency selective fading channel. The proposed system is combined coding and modulation scheme for improving the reliability of a digital transmission system without increasing the transmitted power or the required bandwidth. In the fading compensation, the pilot symbols from a known sequence is multiplexed into the data symbols at regular intervals to form a frames for transmission. And we use a modified bit reversal block interleaver to randomize burst errors. The results show that significant improvements in the bit-error rate performances can be achieved by the proposed techniques.

「본 연구는 정보통신부의 정보통신 우수 시범학교 지원사업에 의하여 수행되었습니다.」

전북대학교 정보통신공학과(Department Info. & Comm. Engineering, Chonbuk National University)

* 한려산업대학교

· 논문 번호 : 990128-009

· 수정완료일자 : 1999년 5월 25일

I. 서 론

사회가 발전할수록 통신 서비스의 요구가 다양해지고 정보량이 많아지게 됨에 따라서 주파수의 부족 현상이 발생하여 새로운 주파수대의 개척과 보다 효율적인 변복조 방식이 요구되고 있다. 한정된 주파수 대역에 많은 정보를 전송하기 위해서 기존의 BPSK, QPSK와 같은 변조 방식과는 달리 다차 진폭을 가지는 QAM 시스템이 연구 개발되고 있다. 고속 전송의 경우, 다경로에 의한 지연확산이 발생하게 되고 지연확산이 전송 심벌 주기보다 크게 되면 주파수 선택적 페이딩이 발생하며, 전송 데이터에 심벌간 간섭(Inter-Symbol Interference)을 일으켜 전송신호는 심하게 왜곡된다. 따라서 이러한 고속의 데이터 전송을 필요로 하는 다양한 서비스를 지원하기 위해서는 주파수 선택적 페이딩을 극복할 수 있는 기술이 절실히 필요하며, 제한된 유용 주파수로 인해서 스펙트럼 효율성이 높은 시스템이 요구되고 있다. 주파수 비선택적인 페이딩을 보상할 수 있는 기법으로는 파일럿 심벌방식이 널리 연구되고 있다. 하지만 이 방식은 주파수 선택적 페이딩 하에서는 심한 성능열화를 겪게 된다^{[1]~[3]}. 따라서 본 논문에서는 높은 스펙트럼 효율을 갖고 주파수 선택적 페이딩 환경에서도 고품질과 고비트를 전송을 하기 위하여 다중 파일럿 심벌을 사용하여 2차원 추정·보상하는 16 QAM 시스템을 제안하며 페이딩 추정보상은 가우시안 2차 보간법을 이용하였다. 또한 대역폭과 전력의 효율성이 요구되는 데이터 전송시스템에서 효율적인 방법으로 부호화와 변조 방식을 하나의 과정으로 수행하여 대역폭과 전력의 증가없이 신뢰도를 향상시키는 기법인 트렐리스 부호화 변조 방법을 이용하여 16 QAM-TCM으로 시스템을 구성하였으며, 여기에 연접 에러를 방지하고자 비트리버설 블록 인터리빙 기법을 개선한 방법을 제안 적용하였다.

제안 시스템의 성능을 분석하고자 모델링된 시스템을 레일리 페이딩 채널의 플랫폼 페이딩과 주파수 선택적 페이딩 환경 등에서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

본 논문의 구성은 2장에서 전체 시스템의 블록도를 나타내고 이동무선 채널의 특성 및 모델링된 채널을 분석하며, 3장에서는 16 QAM-TCM 부호화기 및 제안한 인터리빙기법을 설명하고, 4장에서 가우시안 보상기법을 이용하여 제안한 2차원 페이딩 추정·보상기술에 대한 이론적인 수식 분석을 하고, 5장에서 시뮬레이션 결과 제시 및 기존의 방법과 비교, 분석하였으며, 5장에서 본 논문의 결론을 맺었다.

II. 16 QAM-TCM 시스템 모델링

그림 1은 16 QAM에 TCM을 적용하고 페이딩 추정 및 보상을 위한 파일럿 보상과정을 갖는 전체 시스템의 블록도를 나타내고 있다.

일반적인 주파수 선택적 페이딩 채널 모델은 그림 2와 같다. $Tx1$ 은 원하는 신호이고, $Tx2$ 는 동일채널 간섭(CCI) 신호이며 원하는 신호와 유사한 특성을 갖는다. 지연 확산 τ 는 파라미터이고 지연된 신호의 감쇄는 블록 다이어그램에서 감쇄기에 의해 생기고, 각각 독립적인 레일레이 페이딩을 겪는다고 가정한다. 2개의 신호가 심벌간 간섭을 일으키며 레일레이 페이딩 채널을 통과하고 있다. 여기에 채널 환경을 보다 실제 상황과 가깝도록 부가성 백색잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)의 영향까지 고려하였다^[8].

Jakes model에 기반한 시뮬레이터를 구현하기 위해서는, 도플러 천이, $w_m \cos(2\pi n/N)$, $n = 1, 2, \dots, N_0$ 에 해당하는 N_0 개의 저주파 발진기와 최대 도플러 주파수가 w_m 인 경우 그때의 위상 α 인 하나의 저주파 발진기가 필요하다. 위상 β_n 이 균일 분포 $1/2\pi$ 에 가깝도록 선택하면, 몇 가지 삼각함수 관계를 이용하여, $2 \cos \beta_n$ 또는 $2 \sin \beta_n$

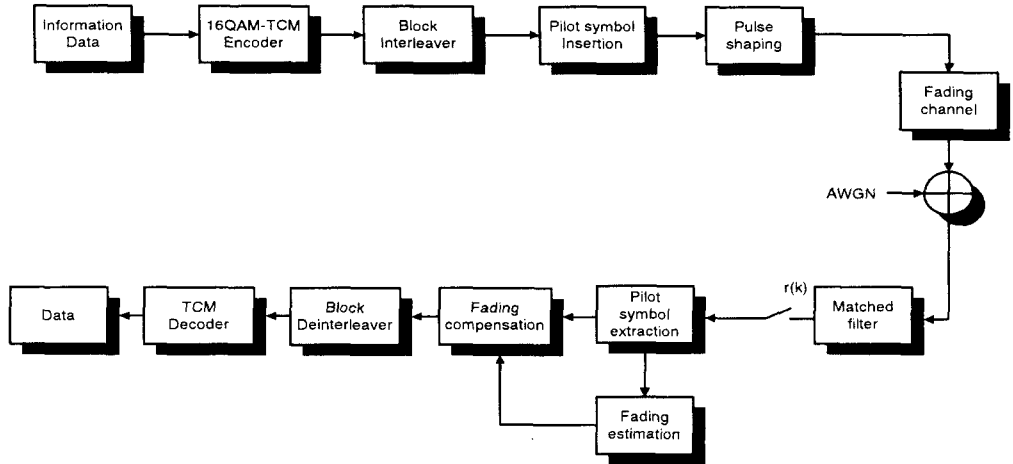


그림 1. 페이딩 보상법을 갖는 16QAM-TCM 시스템 블록도
 Fig. 1. Block diagram of 16QAM-TCM System with Fading Compensation.

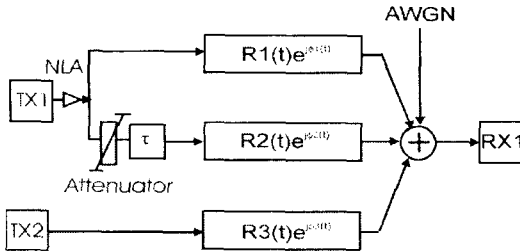


그림 2. 레일리 페이딩 채널 모델
 Fig. 2. Rayleigh fading channel model.

으로 고정된 이득을 갖는 증폭기는 적당한 발진기 위상을 제공할 수 있고, 적당한 이득요소들을 갖는 각 발진기의 출력은 동위상(x_I)과 직교위상(x_Q) 대역을 생성하며, 동위상과 직교위상 반송파 성분들과 곱하고, 더해져서 최종적인 합성출력 신호 $y(t)$ 를 생성하게 된다^[7].

$$x_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_I} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_m t \quad (1)$$

$$x_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_Q} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_m t \quad (2)$$

시뮬레이터의 최종적인 합성 출력신호는 다음과 같다.

$$y(t) = x_I(t) \cos \omega_c t + x_Q(t) \sin \omega_c t \quad (3)$$

여기서 $y(t)$ 의 위상은 0에서 2π 까지 균일하게 분포되어 있다.

III. 16 QAM-TCM 부호화기 및 인터리빙

Ungerboeck^[4]에 의해 제안된 Trellis부호화 변조는 부호화와 변조를 동시에 수행하며, 전력과 대역폭이 제한된 통신시스템에서 매우 효율적인 방법으로 신호 집합의 확장과 신호집합 분할에 의한 신호 사상기(Signal Mapper)를 통하여 코딩 이득(Coding Gain)을 얻는다^[6]. 본 논문에서는 그림 3과 같이 16 QAM-TCM 인코더를 사용하며, 부호화기는 8 스테이트, 3/4 컨벌루션 부호화기를 사용하였다.

페이딩에 의한 신호의 위상 및 진폭에 대한 왜곡을 보상하기 위하여 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation)으로 채널 상태 정보를 완전히 안다고 해도 페이딩의 깊은 부분에서 발생하는 연

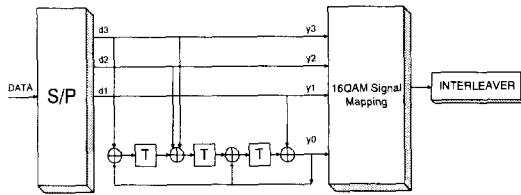


그림 3. 3/4 rate 16QAM-TCM 인코더의 구조
 Fig. 3. Structure of 3/4 rate 16QAM-TCM Encoder.

집 에러에 의한 복구할 수 없는 경우가 발생하고 이는 비터비 복호기의 트렐리스에서 복구할 수 없는 에러의 요인으로 작용하고, TCM은 이런 연접 에러에 취약하다. 따라서 이를 보완하기 위하여 인터리빙 기법을 사용하며 본 논문에서는 일반적인 방식보다 페이딩의 상관 관계를 더욱 분산시킬 수 있는 방법으로 알려진 16×16 Bit reversal 블록 인터리빙을 개선하여 사용하였다. 송신데이터를 $a(t)$, 페이딩 성분을 $c(t)$ 라 하고 수신된 신호를 다음과 같이 나타낸다.

$$r(t) = c(t)a(t) + n(t) \quad (4)$$

여기서 페이딩 추정에 의한 채널 상태 정보값인 CSI(Channel State Information)를 $\widehat{c}(t)$ 라 하고 이 값을 완벽하게 추정한다고 가정하면 $c(t) = \widehat{c}(t)$ 이며, 페이딩 추정 값으로 나눗셈 처리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{r(t)}{\widehat{c}(t)} = a(t) + n(t)/\widehat{c}(t) \quad (5)$$

따라서 페이딩이 보상된 데이터 심벌을 $r(t)/\widehat{c}(t) = \widehat{a}(t)$ 라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widehat{a}(t) = a(t) + n(t)/\widehat{c}(t) \quad (6)$$

깊은 페이딩에서 $|\widehat{c}(t)| \ll 1$ 인 경우 $\widehat{a}(t)$ 의 값이 가우시안 분포의 분산을 매우 크게하는 요인이므로 $|\widehat{c}(t)| \ll 1$ 인 심벌들이 연속으로 발생하면 비터비 복호기의 트렐리스에서 복구할 수 없는 에러의 요인이 되므로 보다 효율적인 인터리빙 기법을 적용하여야 한다. Bit reversal Block 인터리빙 방법은 행방향으로 심벌을 쌓고 출력으로 나가는 열의 순서에 대해 열의 번호를 2진으로 바꾸고 MSB와 LSB의 위치를 바꾼 순서대로 출력하는 방식으로서 심벌 단위로 인터리빙하며 10^{-3} 에서 약 2dB 정도 이득이 있다고 알려져 있다^[6]. 제안하는 인터리빙 방법은 기존의 Bit reversal Block 인터리빙 방법을 개선하여 심벌의 Imaginary와 Real 부분으로 분리하고 각각에 대하여 인터리빙 함으로써 더 이상의 지연 없이 심벌간 블록 인터리빙과 동시에 Inphase 성분과 Quadrature 성분간에도 페이딩의 상관관계가 더욱 분산되는 효과가 있다. 인터리빙 방법은 심벌 단위로 입력된 데이터를 Imaginary와 Real 부분으로 분리하여 각각에 대하여 인터리빙 하며, 심벌 입력은 행방향, 심벌 출력

표 1. 수정된 비트 리버설 블록 인터리빙 순서
 Table 1. Modified Bit Reversal Block Interleaving Order.

입출력 Symbol	입출력 어드레스 순서		비 고
	Real data	입력순서(행방향)	
출력순서(열방향)		0,8,4,12,2,10,6,14,1,9,5,13,3,11,7,15	
Imaginary	입력순서(행방향)	0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15	
	출력순서(열방향)	15,7,11,3,13,5,9,1,14,6,10,2,12,4,8,0	

은 열방향으로서 Real 부분은 16×16 Bit reversal Block Interleaver의 순서이고, Imaginary 부분은 Inverse 16×16 Bit reversal Block Interleaver의 순서이다. 심벌데이터의 최종 출력은 real 부분과 imaginary를 합쳐서 새로운 인터리빙된 심벌이 된다.

IV. 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 적합한 페이딩 보상 방안

파일럿 심벌 추정 방법으로는 파일럿 톤(Pilot Tone)을 이용하는 DTCT(Dual tone calibration technique), TTIB(Transparent Tone In Band technique) 등이 있으며 TTIB는 복잡한 신호처리가 필요하며 송신 전력 증폭기의 효율적인 동작에 적합하지 않은 단점이 있으며, 이에 비하여 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation) 방법은 미리 정한 Pilot symbol을 일정한 주기마다 전송하여 수신단에서 페이딩 왜곡을 측정할 수 있도록 하며 다른 심벌의 페이딩 왜곡은 파일럿 심벌로 측정된 데이터를 이용하여 추정하는 방법으로 신호처리가 간단하다. 기존의 PSAM을 이용한 보상 방법은 이동 무선 플랫폼 페이딩 채널에서는 어느 정도 효과적이거나 주파수 선택적 페이딩 환경에서는 파일럿 심벌 자체가 ISI에 의하여 심하게 왜곡되기 때문에 성능이 열화된다. 따라서 다중 파일럿 심벌을 이용하는 페이딩 보상 방법이 연구되고 있으며, 다중 파일럿 심벌에 의한 보상 방법은 두개 이상의 파일럿 심벌을 삽입하여 페이딩을 추정 보상하는 방법으로써 파일럿 심벌들간의 왜곡 정도가 추정이 가능하므로 이를 이용하면 추정 보상이 원만하여 성능이 좋게 나타난다. 본 논문에서는 그림 4와 같은 방법으로 파일럿 심벌을 삽입함으로써 성능 개선과 함께 파일럿 삽입으로 인한 전력 손실을 줄일 수 있는 방안을 제시한다.

전송 프레임의 구조는 그림 4와 같고, 여기서 $a_{k,m}$ 는 k 번째 프레임의 m 번째 파일럿 심벌이고

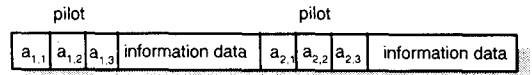


그림 4. 전송 프레임의 구조

Fig. 4. Structure of Transmission frame.

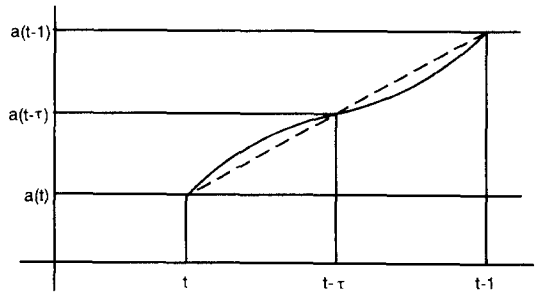


그림 5. 지연된 신호의 그래프

Fig. 5. Graph of the delayed signal.

정보 데이터에서 $d_{k,m}$ 은 k 번째 프레임의 m 번째 데이터 심벌이다. 따라서 한 프레임의 길이가 N 이면 데이터 심벌은 $N-3$ 이고, 파일럿 심벌은 $0, 3+3j, 0$ 값으로 3개가 삽입된다. 잡음 전력 N_0 가 매우 작다고 가정하고, 수신된 신호를 2파 모델(2-ray Rayleigh model)^[1]에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = c_1(t)a(t) + c_2(t)a(t-\tau) \quad (7)$$

여기서, $c_1(t), c_2(t)$ 는 각각 독립적인 레일리 페이딩신호이고 $a(t)$ 는 지연되지 않는 원 신호이고 $a(t-\tau)$ 는 인접한 심벌이 τ 만큼 지연됨을 의미하며, $a(t-1)$ 는 한 심벌 지연된 인접 신호를 뜻한다.

한 심벌 지연까지를 고려할 경우, 지연된 신호는 다음 그림 5에서 점선과 같이 선형적으로 예측할 수 있다.

따라서, 그래프 상에서 지연된 신호를 수식으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$a(t-\tau) = a(t) + \tau \cdot [a(t-1) - a(t)] \quad (8)$$

송 · 수신기간의 동기가 이상적으로 맞다고 가정하면, 식 (7), (8)에 의해 수신된 첫 번째 프레임의 파일롯의 위치에서 두 번째와 세 번째 파일롯의 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기에서, $a_{k,m}$, $d_{k,m}$ 는 각각 k 번째 프레임 상에서 m 번째 파일롯 심벌과 데이터 심벌에 해당하는 데이터 값이다. 또한 $a_{1,1}$, $a_{1,3}$ 는 데이터 값이 0인 파일롯 심벌이다.

$$\begin{aligned} y(a_{1,2}) &= c_1(a_{1,2}) \cdot a_{1,2} + c_2(a_{1,2}) \\ &\cdot [a_{1,2} + \tau \cdot (a_{1,1} - a_{1,2})] \\ &= [c_1(a_{1,2}) + c_2(a_{1,2}) \cdot (1-\tau)] \cdot a_{1,2} \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y(a_{1,3}) &= c_1(a_{1,3}) \cdot a_{1,3} + c_2(a_{1,3}) \\ &\cdot [a_{1,3} + \tau \cdot (a_{1,2} - a_{1,3})] \\ &= \tau \cdot c_2(a_{1,3}) \cdot a_{1,2} \quad (10) \end{aligned}$$

일반식을 유도하고자, 두 번째 프레임의 파일롯 위치에서 마찬가지로 방법으로 수신신호를 구하면 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다. 여기서, $a_{2,1}$, $a_{2,3}$ 는 데이터 값이 0인 파일롯 심벌이다.

$$\begin{aligned} y(a_{2,2}) &= c_1(a_{2,2}) \cdot a_{2,2} + c_2(a_{2,2}) \\ &\cdot [a_{2,2} + \tau \cdot (a_{2,1} - a_{2,2})] \\ &= [c_1(a_{2,2}) + c_2(a_{2,2}) \cdot (1-\tau)] \cdot a_{2,2} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y(a_{2,3}) &= c_1(a_{2,3}) \cdot a_{2,3} + c_2(a_{2,3}) \\ &\cdot [a_{2,3} + \tau \cdot (a_{2,2} - a_{2,3})] \\ &= \tau \cdot c_2(a_{2,3}) \cdot a_{2,2} \quad (12) \end{aligned}$$

식 (9), (10), (11), (12)에서 각각의 파일롯 값으로 나누어 주면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(a_{1,2})/a_{1,2} = [c_1(a_{1,2}) + c_2(a_{1,2}) \cdot (1-\tau)] \quad (13)$$

$$y(a_{1,3})/a_{1,2} = \tau \cdot c_2(a_{1,3}) \quad (14)$$

$$y(a_{2,2})/a_{2,2} = [c_1(a_{2,2}) + c_2(a_{2,2}) \cdot (1-\tau)] \quad (15)$$

$$y(a_{2,3})/a_{2,2} = \tau \cdot c_2(a_{2,3}) \quad (16)$$

따라서 k 번째 프레임의 수신된 파일롯에서 페이딩 추정 인자를 $y(a_{k,2})/a_{k,2} = c_{e1}(a_{k,2})$ 라 하면, 식 (13), (15)으로부터 식 (17)이 유도되고 마찬가지로 방법으로 식 (14), (16)으로부터 식 (18)이 유도된다.

$$c_{e1}(a_{k,2}) = [c_1(a_{k,2}) + c_2(a_{k,2}) \cdot (1-\tau)] \quad (17)$$

$$c_{e2}(a_{k,3}) = \tau \cdot c_2(a_{k,3}) \quad (18)$$

수신된 k 번째 프레임의 m 번째 데이터 값을 $d_{k,m}$ 이라 하면 $d_{1,1}$, $d_{1,2}$ 데이터 값에서 수신된 신호는 같은 방법으로 식 (7), (8)에 의해서 각각 다음과 같이 표현된다. 여기서, $a_{1,3}$ 는 데이터 값이 0인 파일롯 심벌이다.

$$\begin{aligned} y(d_{1,1}) &= c_1(d_{1,1}) \cdot d_{1,1} + c_2(d_{1,1}) \\ &\cdot [d_{1,1} + \tau \cdot (a_{1,3} - d_{1,1})] \\ &= [c_1(d_{1,1}) + c_2(d_{1,1}) \cdot (1-\tau)] \cdot d_{1,1} \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y(d_{1,2}) &= c_1(d_{1,2}) \cdot d_{1,2} + c_2(d_{1,2}) \\ &\cdot [d_{1,2} + \tau \cdot (d_{1,1} - d_{1,2})] \\ &= [c_1(d_{1,2}) + c_2(d_{1,2})(1-\tau)]d_{1,2} \\ &+ \tau \cdot c_2(d_{1,2})d_{1,1} \quad (20) \end{aligned}$$

프레임의 길이를 N 이라 할 때, 2차 가우시안 보간법^[2]을 이용하여 k 번째 프레임의 m 번째 데이터 심벌 $d_{k,m}$ 에 대하여 첫 번째와 두 번째 공통인자로 다음과 같이 각각의 페이딩을 추정한다.

$$\begin{aligned}
 c_{e1}(d_{k,m}) &= \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{m+1}{N} \right)^2 - \frac{m+1}{N} \right\} \\
 &\cdot c_{e1}(a_{k-1,2}) \\
 &+ \left\{ 1 - \left(\frac{m+1}{N} \right)^2 \right\} \cdot c_{e1}(a_{k,2}) \\
 &+ \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{m+1}{N} \right)^2 + \frac{m+1}{N} \right\} c_{e1}(a_{k+1,2})
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
 c_{e2}(d_{k,m}) &= \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{m}{N} \right)^2 - \frac{m}{N} \right\} \cdot c_{e2}(a_{k-1,3}) \\
 &+ \left\{ 1 - \left(\frac{m}{N} \right)^2 \right\} \cdot c_{e2}(a_{k,3}) \\
 &+ \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{m}{N} \right)^2 + \frac{m}{N} \right\} \cdot c_{e2}(a_{k+1,3})
 \end{aligned} \tag{22}$$

식 (19)와 (20)에서 정보심벌 $d_{1,1}$, $d_{1,2}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$d_{1,1} = y(d_{1,1}) / [c_1(d_{1,1}) + c_2(d_{1,1}) \cdot (1-\tau)] \tag{23}$$

$$\begin{aligned}
 d_{1,2} &= [y(d_{1,2}) - \tau \cdot c_2(d_{1,2}) \cdot d_{1,1}] \\
 &/[c_1(d_{1,2}) + c_2(d_{1,2}) \cdot (1-\tau)]
 \end{aligned} \tag{24}$$

윗식을 일반화하여 k 번째 프레임의 m 번째 추정된 데이터심벌 $\hat{d}_{k,m}$ 은 다음과 같이 구한다.

$$\hat{d}_{k,1} = y(d_{k,1}) / [c_1(d_{k,1}) + c_2(d_{k,1}) \cdot (1-\tau)] \tag{25}$$

$$\hat{d}_{k,m} = \frac{[y(d_{k,m}) - \tau \cdot c_2(d_{k,m}) \cdot \hat{d}_{k,m-1}]}{[c_1(d_{k,m}) + c_2(d_{k,m}) \cdot (1-\tau)]} \tag{26}$$

윗식에서 첫 번째 정보데이터 $\hat{d}_{k,1}$ 은 수신신호를 첫 번째 공통인자를 이용한 추정된 페이딩으로 나누어줌으로서 식 (27)과 같이 나타낼 수 있고, 두번째 부터 추정된 정보데이터 $\hat{d}_{k,m}$ 은 식 (17), (18)와 (21), (22)의 추정된 페이딩을 이용하여 식 (28)과 같이 구할 수 있다. 즉, 두 번째 공통인자를 이용하여 추정된 페이딩에 추정된 전 정보심벌을 곱한 후 수신신호에서 빼준 다음 첫 번째 공통

인자를 이용한 추정된 페이딩으로 나누어 구할 수 있다. 여기서, $\hat{d}_{k,m-1}$ 은 추정된 정보심벌 $\hat{d}_{k,m}$ 의 전 심벌을 의미한다.

$$\hat{d}_{k,1} = y(d_{k,1}) / c_{e1}(d_{k,1}) \tag{27}$$

$$\hat{d}_{k,m} = \frac{[y(d_{k,m}) - c_{e2}(d_{k,m}) \cdot \hat{d}_{k,m-1}]}{c_{e1}(d_{k,m})} \tag{28}$$

V. 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

이동 통신 채널 환경에서 제안 시스템의 성능을 분석 비교하고자 그림 1에서 제시한 블록도에 따라 시뮬레이션을 수행하였다. 먼저 $2^{18}-1$ 개의 PRBS 신호를 랜덤하게 생성하여 입력 데이터로 사용하고 블록도에 따라 과정 진행 후 복호된 출력 데이터를 입력 값과 비교하여 성능을 비교하였다. 페이딩 추정 보상을 위한 전송 프레임의 크기는 16으로 하였고, 채널 환경은 주파수 선택적 페이딩을 주로 고려하였다.

그림 6은 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 제안한 방식의 다중 파일럿을 이용한 페이딩 보상 전후의 16QAM 신호 정상도이다. fdT=0.003 (fd: Maximum Doppler frequency, T: Symbol duration)이고, 한 심벌지연을 1로 가정할 때 지연파의 지연 정도를 0.5로, 지연파의 POWER=0.5, dB =30 dB로 하여 시뮬레이션을 하였고, 이때 BER = 10^{-3} 이다. 결과적으로 제안한 방법이 정상도상에서 각 점에 집중되어 있음을 알 수 있다. 그림 7은 플랫 페이딩 환경에서 PSAM기법과 제안한 기법과의 BER 성능을 비교한 그래프로서 플랫 페이딩 환경에서 고려한 파라미터 값은 샘플링 주파수 16000, 도플러 주파수 50 Hz이고, 결과적으로 BER = 10^{-3} 에서 약 2dB 정도의 성능향상을 보인다. 그림 8은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 기존의 보상 방법인 PSAM 방법과 본 논문에서 제안하는 보상방법을 이용한 16QAM-TCM의 성능을 비교

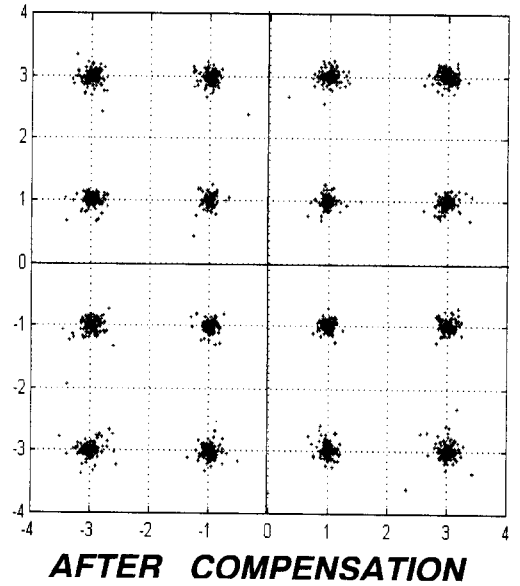
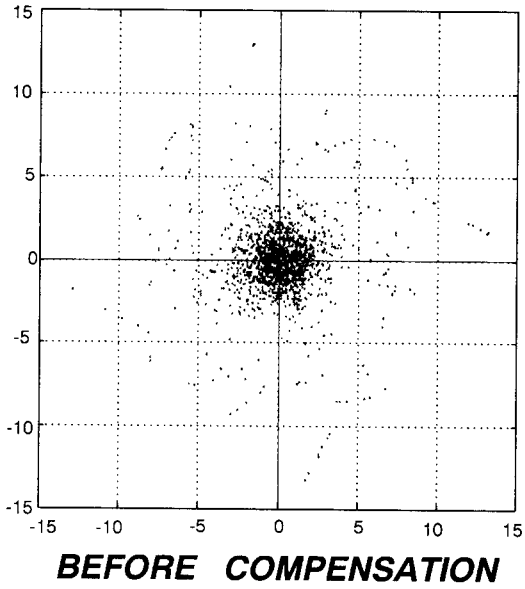


그림 6. 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 페이딩 보상 전후 신호 성상도
 Fig. 6. Constellation in Frequency Selective Rayleigh fading channels.

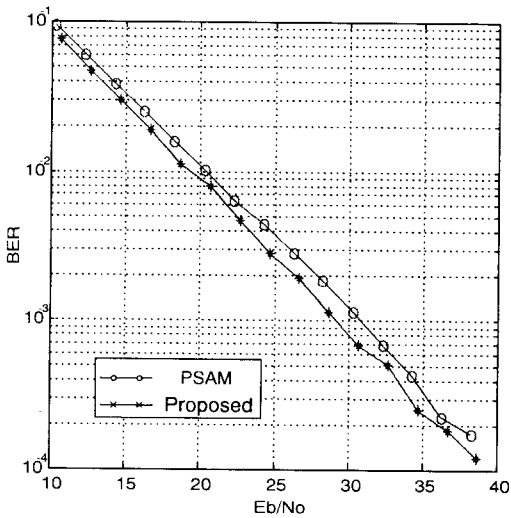


그림 7. 주파수 비선택적 페이딩 환경에서 성능 비교
 Fig. 7. BER performance in Frequency nonselective fading channel.

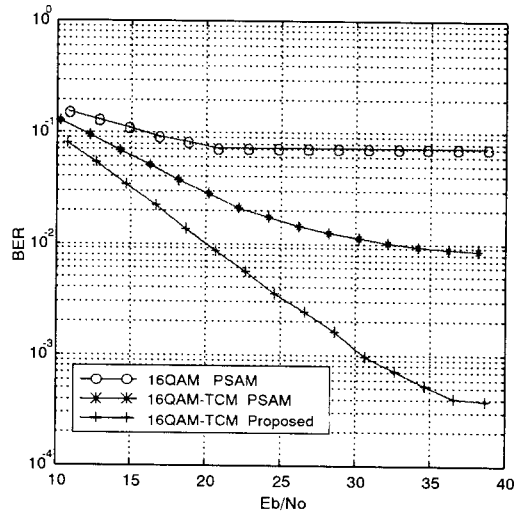


그림 8. 주파수 선택적 페이딩 환경에서 성능 비교
 Fig. 8. BER performance in Frequency selective fading channel.

한 그래프이다. 결과를 살펴보면 주파수 선택적 페이딩 환경에서 제안한 방법이 기존의 방법보다 성

능이 우수하며, BER = 10⁻² 부근에서 약 10 dB 정도 우수함을 알 수 있으며 그 원인으로는 기존의

방법이 ISI가 심한 주파수 선택적 페이딩 채널에서는 파일럿 심벌 자체가 크게 왜곡 되기 때문에 페이딩을 보상하는데 어려움이 있으나 제안한 방법은 3개의 파일럿 심벌을 적절히 이용함으로 성능이 우수하게 나타남을 알 수 있다. 즉 주파수 선택적 페이딩은 전파 환경이 매우 열악한 환경으로서 전송신호의 대역폭이 신호의 전파 전파 특성이 서로 상관성을 가지는 코히런스 대역폭 (Δf)보다 작을 때 발생하는 것으로 모든 주파수 성분들이 감쇠와 위상 편이가 다르게 나타나므로 지연파의 지연확산(delay spread)으로 인한 심벌간 간섭인 ISI가 심하게 나타난다. 따라서 파일럿을 한 개만 사용하는 기존의 PSAM 방법으로는 심벌간의 왜곡된 정도를 예측하지 못하므로 정확한 추정보상이 어렵다. 그러나 다중 파일럿을 삽입하면 파일럿 심벌들간의 왜곡 정도가 추정이 가능하므로 이를 이용하면 추정 보상이 원만하여 좋은 성능을 얻을 수 있다. 이때, 프레임의 크기가 16이라고 하면 PSAM은 Rate=15/16, 제안한 방법은 Rate=13/16이 된다. 그림 9는 Bit Reversal 블록 인터리빙

기법과 이를 개선한 인터리빙 방법을 적용한 비교 그래프로서 약 0.5~1dB의 성능 향상을 나타내며, 그림 10은 본 논문에서 제안한 다중 파일럿을 이

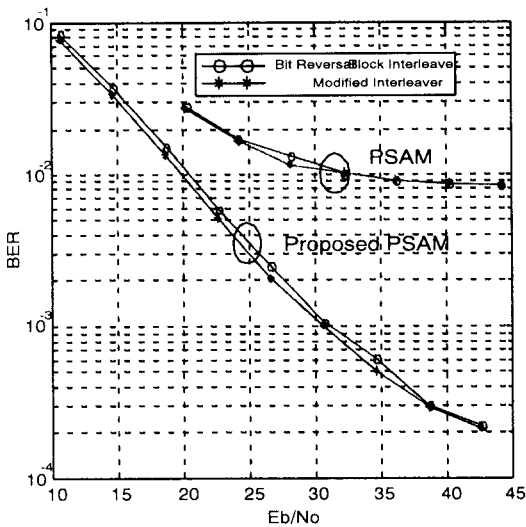


그림 9. 인터리버에 따른 16QAM-TCM의 성능 비교
Fig 9. BER Performance of 16QAM-TCM according to Interleaver.

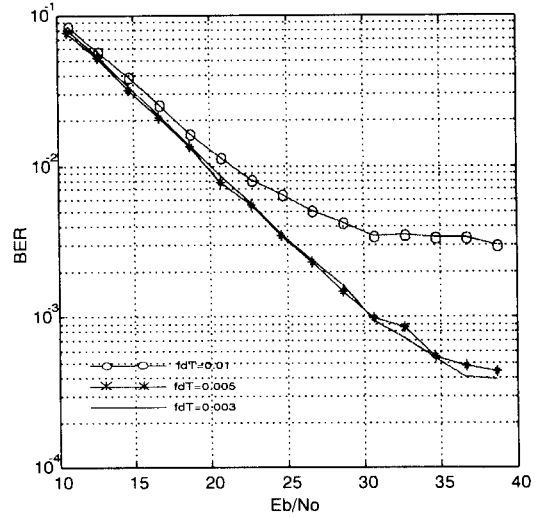


그림 10. 도플러 주파수에 따른 성능 비교
Fig. 10. BER performance according to the Doppler frequency.

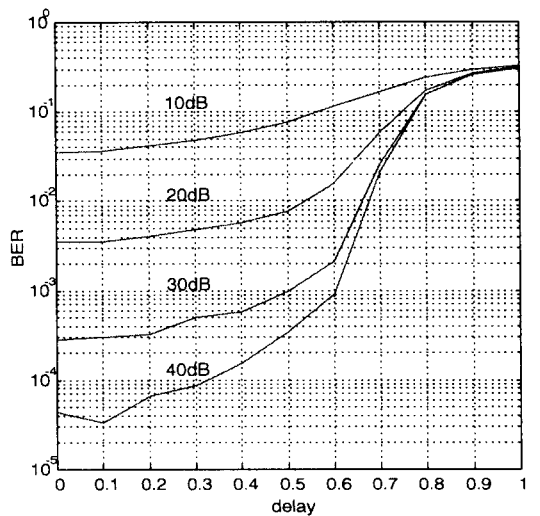


그림 11. 지연파의 지연 정도 값에 따른 성능 비교
Fig. 11. Performance of 16QAM-TCM according to the delay.

용한 보상 방법을 적용한 16QAM-TCM의 도플러 주파수와 관련된 $f_d T_s$ 값에 따른 성능을 비교한 그래프이다. 여기서 f_d 는 도플러 주파수이고, T_s 는 심벌간 간격으로 $f_d T_s = 0.003, 0.005, 0.01$ 이다.

$f_d T_s = 0.01$ 일 때, 즉 도플러 주파수가 큰 경우는 빠른 페이딩으로서 성능이 크게 저하되었고, 상대적으로 느린 레일리 페이딩의 경우 성능이 보다 좋게 나타남을 알 수 있다. 그림 11은 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 지연과의 지연 정도에 따른 성능을 비교한 성능 그래프이다. 여기서 $f_d T$ 값은 0.003, E_b/N_0 값은 10~40 dB까지 지연에 따른 성능으로, 지연값이 1이 될 때는 1심벌 지연으로서 성능이 극도로 저하됨을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 16 QAM-TCM의 성능을 개선하는 방법을 제시하였다. 대역폭 확장 없이 우수한 부호화 이득을 얻을 수 있는 트렐리스 부호 방법을 적용하고 연접 에러를 방지하고자 블록 인터리빙 기법을 적용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과로 개선된 블록 인터리빙 기법을 적용하여 성능 향상을 가져왔다. 주파수 비선택적 페이딩(flat fading)에서는 기존의 보상 방법인 PSAM 방법과 본 논문에서 제안하는 다중 파일럿을 이용한 보상방법을 16QAM-TCM에 적용하여 성능을 비교한 결과 제안한 방법이 플랫 페이딩 환경에서 BER = 10^{-3} 부근에서 약 2 dB 정도 우수함을 알 수 있고, 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서는 제안한 방법이 기존의 방법보다 성능이 매우 향상되었음을 알 수 있었다. 즉, 기존의 방법이 ISI가 심한 주파수 선택적 페이딩 채널에서는 파일럿 심벌 자체가 크게 왜곡되기 때문에 페이딩을 보상하는데 어려움이 있으나 제안한 방법은 파일럿 심벌들을 적절히 삽입함으로써 성능이 우수하게 나타남을 알 수 있다. 또한 지연과의 지연 정도에 따른 성능을 비교 분석한

결과로 E_b/N_0 값은 10~40 dB까지 지연값에 따른 성능에서 1심벌 지연에서는 성능이 극도로 저하됨을 알 수 있다. 결과적으로 실제 이동통신 환경에서 고속의 데이터 전송시 발생하는 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 효율적으로 페이딩을 보상하여 16 QAM-TCM의 성능이 보다 향상되었음을 보였다.

참 고 문 헌

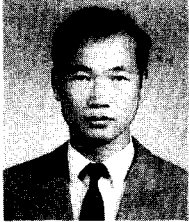
- [1] Y. Kamio, S. Sampei, K. Feher, "High-bit-rate TDMA/TDD system using multi-pilot symbol aided multipath fading compensation for microcellular systems," *IEEE ICUPC'95* pp. 407-411, 1995.
- [2] Seiichi Sampei & Terumi Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation Method for 16 QAM in Digital Land Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp 640-646, 1989.
- [3] C. L. Liu, K. Feher, "Pilot-Symbol Aided Coherent M-ary PSK in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans.* vol. 42, no. 1, Jan., 1994.
- [4] G. Ungerboeck, "Channel coding with multi-level/phase signals," *IEEE Tr. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan., 1982.
- [5] S. H. Jamali & T. Le-Ngoc, *Coded-Modulation Techniques for Fading Channels*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [6] GooYoung Jeong, JaeKyoung Mun, ChangJu Kim, YoungSu Kim, "Performance Analysis of 3/4 TC 16QAM in Fading Channel", *The proceedings of the Korea EMC/EMI society* vol. 6, no. 2, 1995. 6
- [7] Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communication*, John Wiley & Sons, New York,

1974.

[8] Kamilo Feher, *Wireless Digital Communications*, Prentice Hall, 1995.

[9] 이문호, *實用디지털通信 -기초와 응용-*, 도서출판 영일 1999.

김 순 영



1997년 3월~현재: 전북대학교 컴퓨터공학과 박사과정
1987년 3월~현재: 한국통신 중앙연수원
[주 관심분야] 채널코딩, 이동통신, 위성통신

이 광 재

1986년 2월: 전북대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
1991년 2월: 전북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1995년 2월: 전북대학교 대학원 전기공학과(박사수료)
1987년 1월~1991년 2월: 한국방송공사 전주총국 기술국
1995년 3월~현재: 한려산업대학교 정보통신학과 전임강사
[주 관심분야] 멀티미디어 통신, 이동통신

김 정 수



1998년 2월: 전북대학교 정보통신공학과(공학석사)
1998년 3월~현재: 전북대학교 컴퓨터공학과 박사과정
[주 관심분야] 채널코딩, 디지털 이동통신

이 문 호

1990년 8월: 일본 동경대 전자과(박사·통신기술사)
1985년 8월~1986년 8월: 미국 미네소타주립대 전기과 포스터닥터
1970년~1980년: 남양문화방송(주) 송신소장
1995년 12월, 1996년 12월, 1998년 6월: 독일 하노버 아혼공대 전기과 및 뮌헨 공대 연구 교수
1997년~현재: 정보통신부 정책심의 위원
1981년~현재: 전북대 정보통신공학과 교수
[주 관심분야] 디지털 이동통신 및 채널 코딩, 디지털 영상신호 처리, 무선 ATM