

주파수 비선택성 채널에서 16QAM 시스템의 심볼 타이밍 복원 성능

정희원 문재경*, 오길남*, 박재홍*, 하영호**, 김수중**

Performance of Symbol Timing Recovery for 16QAM Systems in Frequency Nonselective Channel

Jaekyoung-Moon*, Kil-Nam Oh*, Jae-Hong Park**, Yong-Ho Ha and Su-Jung Kim**

Regular Members

요 약

본 논문에서는 주파수 비선택성 채널 환경에서 16QAM Radio 시스템의 심볼 타이밍 복원에 대한 성능을 분석하였다. 심볼 타이밍 복원은 비영점 교차 방식인 MAM(Maximum Amplitude Method)과 WDM(Wave Difference Method)을 적용하였고, 동기 성능을 향상하기 위해 파형 성형 필터를 비선형 필터를 제안하였다. 컴퓨터 모의 실험을 통해 기존의 raised cosine filter(RCF)와의 성능을 비교 분석하였다. 모의 실험에 의한 결과로부터 비선형 필터를 사용한 심볼 동기 방식(MAM and WDM)이 RCF를 사용한 것보다 지터 성능이 더 우수함을 알 수 있었다. 또한 본 논문에서는 레일리 페이딩 채널을 추정하고 보상하기 위해 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation)방식과 공간 다이버시티 방식을 적용하였으며, E_b/N_0 가 20dB일때 10^{-4} 의 BER(Bit Error Rate)성능을 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we analyzed performance of a symbol timing recovery scheme for 16QAM Radio system. As a symbol timing recovery scheme, both maximum amplitude method(MAM) and wave difference method(WDM) are analyzed employing a pulse shaping filter, such as raised cosine filter(RCF) and nonlinear filter(NLF). Simulation result shows that the jitter performance of MAM or WDM using NLF is better than that using square root RCF. In order to estimate and compensate for the Rayleigh fading PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation) and space diversity are also employed. Consequently, BER performance of about 10^{-4} is obtained for $E_b/N_0=20$ dB.

I. 서 론

팩시밀리와 비디오폰과 같은 데이터 통신 서비스에 대한 요구의 급증으로 디지털 셀룰러 또는 무선 전화 시스템이 개발되어 왔다. 그러나 육상 이동 통신 서비스를 하기 위한 주파수 자원이 제한적이므로 높은 전송율의 데이터 서비스를 위한 주파수 효율을 높이는 문제가 중요한 관심으로 대두되었다. QAM은 AWGN 채널에서 높은 주파수 효율을 달

성하는 효율적인 방법이다^[4]. 또한 수신기가 채널 상태 정보(Channel State Information)를 추정할 수 있다면 레일리 페이딩 채널에서도 주파수 효율을 높일 수 있는 좋은 변조방식이 된다. 그러므로 본 시스템에서는 주파수 효율을 높이기 위해서 16QAM을 사용하였고 CSI를 얻기 위해서 PSAM 채널 사운딩 방식을 채택하였다.

디지털 통신의 동기화 과정으로는 크게 반송파 동기화 심볼 동기화 나눌 수 있다. 반송파 동기는

* 한국전자통신연구원 무선방송연구소(jkmoon@amadeus.etri.re.kr)

** 경북대학교 전기전자공학부

논문번호 : 98324-0803, 접수일자 : 1998년 8월 3일

수신된 반송파의 주파수와 위상을 맞춘 국부 반송파의 재생과정으로서, 일반적으로 동기 변조 (Coherent modulation)로 불리는 변조 방식에만 요구되는 사항이다. 그리고 심볼 동기는 기저 대역 신호의 클럭 펄스(Clock Pulse)를 추출해 내는 과정이다. 반송파 동기와는 달리 기저 대역 방식이나 반송파 변조 방식을 불문하고 디지털 통신에 공통적으로 요구되는 필수적인 과정이다. 본 시스템에서는 유사 동기 변조(Quasi-Coherent Modulation)방식으로서 반송파 동기는 정밀도가 높은 루비덤 발진기를 사용하여 주파수 동기를 맞추고, 위상은 PSAM 방식으로 맞추었다. 본 논문에서는 16QAM Radio 시스템에 알맞은 심볼 타이밍 복원에 초점을 두었다. 16QAM 수신기에서의 심볼 타이밍 동기의 성능은 송신기의 파형 성형 필터에 따라 차이가 있다. 파형 성형 방식으로 RCF를 사용하면 16QAM이 다단 변조 방식이기 때문에 수신기의 정합필터를 통과해서 나온 파형의 피크가 한 심볼 주기동안 최적의 샘플링 점이 되지 않는다. 이것은 인접 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference)이 생기기 때문이다. 그러므로 인접 심볼간 간섭이 발생하지 않는 파형 정형 필터를 구현할 필요가 있다. 본 논문에서는 Feher와 Hwang이 제안한 비선형 필터를 적용하였다. 이 필터는 어떤 샘플링 순간에서도 인접 심볼의 영향이 없는 파형을 만들 수 있다^[5].

심볼 타이밍 동기 방식에는 BPSK 또는 QPSK에서 주로 사용하는 Gardner의 영점 교차 방식이 있다^[7]. 영점 교차 방식은 위상 변조일 경우에는 잘 동작하지만 MQAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같이 위상 뿐만 아니라 진폭에도 정보가 실리는 경우는 비영점 교차 방식이 유리하다. 비영점 교차 방식에는 MAM(Maximum Amplitude Method)과 WDM(Wave Difference Method)이 있다. MAM방식은 한 심볼 주기동안 각 샘플링 점에 대해서 최대 크기의 평균적인 위치를 찾는 심볼 타이밍 복원 방식이고 WDM은 한 심볼 주기동안 샘플사이의 경사가 0이 되는 평균적인 위치를 찾는 심볼 타이밍 복원 방식이다. 본 논문에서는 파형 성형 필터에 따른 심볼 타이밍 복원 방식의 성능을 비교한다. 이때 파형 성형 필터로는 레이즈드 코사인 필터(Raised Cosine Filter)와 비선형 필터를 사용하고 심볼 타이밍 복원 방식으로는 앞서 언급한 두 종류를 고려하여 컴퓨터 모의실험을 하였다. 여기서 성능이 가장 우수한 파형 성형 필터와 심볼 타이밍 복원 방식을 16QAM Radio 시스템에 채택한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 16QAM Radio 시스템의 구성을 간단히 기술하고, III절에서는 심볼 타이밍 복원 방식과 파형 성형 필터에 대해서 설명하고 PSAM 방식과 다이버시티를 이용한 신호 결합을 간단히 기술한다. IV절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통한 결과에 대한 성능 분석을, 그리고 16QAM Radio 시스템에 적용했을 때의 성능을 도시하였다. V절에서 결론을 맺는다.

II. 16QAM Radio System

1. 16QAM Radio 시스템의 구성

16QAM Radio 시스템에 대한 송수신기의 구성은 그림 1과 같다. 송신기에서는 먼저 기저대역신호에 매 16심볼 마다 알고 있는 파일럿 심볼을 삽입한다. 파일럿 심볼은 신호 배열에서 $3+3j$ 를 사용하였다. 파형 성형 방식으로는 비선형 필터가 RCF보다 지터 성능이 더 우수하므로 비선형 필터를 채택하였다. 그리고 심볼 타이밍 방식은 MAM과 WDM이 서로 비슷한 성능을 나타내므로 구현상 더 간단한 MAM을 채택하였다. 비선형 필터는 지터 프리(Jitter-free) 대역 제한된 필터로서 인접 심볼간 간섭이 없으므로 심볼 타이밍 동기 성능을 향상시킨다. 반면에 대역폭은 나이퀴스트(Nyquist) 대역폭에서 40% 정도 더 차지한다. 파형 성형 후 디지털 데이터는 D/A 변환기에 의해 아날로그 신호로 변환이 되고 저역 통과 필터로 대역 제한 된다. 이러한 기저 대역 신호는 1.9GHz 반송파로 변조되고 증폭한 후 전송된다.

수신기에서 받은 기저대역 신호는 먼저 A/D 변환기로 변환되고 블록 메모리에 저장된다. 본 논문에서 심볼 전송율은 초당 16,000 심볼이며 A/D 변환기의 오버 샘플링 수(Oversampling number)는 8개이다. 그러므로 초당 128,000 샘플이 된다. 심볼 타이밍 복원이 블록 단위로 수행되므로 한 블록당 최적의 심볼 수를 찾아야 한다. 블록 크기가 작으면 통계학적으로 최적의 샘플링 점을 얻을 수 없으므로 BER 성능이 나빠진다. 반면에 블록 크기가 너무 크면 한 블록 내에 최적의 샘플 점이 한 개로 정해지지 않는다. 이 이유는 송신기의 A/D 변환기 샘플링 주파수와 수신기의 A/D 변환기 샘플링 주파수가 꼭 일치하지 않아서 위상 변동을 일으키기 때문이다. 따라서 안정된 타이밍을 얻을 수 있고 A/D 변환기의 샘플링 주파수의 위상 변동에도 영향을 받지 않도록 적절한 심볼 수를 찾아야 한다. 본 시

시스템에서 심볼 타이밍 복원과 프레임 동기는 페이딩 채널에서의 안정된 타이밍을 얻기 위해서 256개의 심볼을 고려하여 획득하였다. 레일리 페이딩 채널에서 페이딩 변수(fading coefficient)를 추정하기 위해서 2차 가우시안 보간법을 사용한다. 그리고 공간 다이버시티 효과를 얻기 위해서 MRC(Maximum Ratio Combining)를 사용한다.

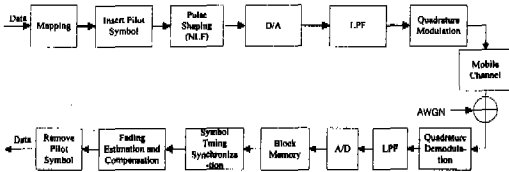


그림 1. 16 QAM Radio 시스템에 대한 송신기와 수신기의 구성
Fig. 1 Configuration of a transmitter and receiver for 16QAM Radio systems.

본 논문의 16QAM Radio 시스템은 실시간 구현을 목표로 한다. 실시간 처리를 위해서 TI(Texas-Instrument)사의 TMS320C40 칩을 채용한 영국 LSI 사의 QPC/C40B의 보드를 이용하였다. 이 보드는 최대 8개의 DSP 칩을 탑재할 수 있고 DSP 칩의 클럭 속도는 50MHz이다. 16QAM 송수신 시스템 사양은 표 1과 같다.

표 1. 16QAM Radio 시스템 사양
Table 1. 16QAM Radio System Parameter

반송주파수	1.9GHz
변조방식	16QAM
데이터 전송율	16 ksymbol/sec
신호 대역폭(기저대역)	12kHz
페이딩 보상 방식	PSAM
다이버시티	공간다이버시티, 2브랜치
신호 결합 방식	최대비 합성
인터리버	Bit reversal 16 x 16 interleaver

2. 심볼 타이밍 방식과 파형 성형 필터

2.1 MAM(Maximum Amplitude Method)

MAM(Maximum Amplitude Method)은 한 심볼 주기동안 각 샘플 점에 대해서 최대 크기의 평균적인 위치를 찾는 심볼 타이밍 복원 방식이다¹⁾. 구현 방법은 수신기의 입력부분에서 블록 단위로 샘플들을 저장한다. MAM은 다음 식(1)과 같이 표현될 수 있다. 이 식에서 M 은 오버샘플링 수로서 본 논문

에서는 8개로 하였다. 그리고 N_a 는 한 블록내의 심볼 수를 나타낸다. 그래서 블록내의 전체 샘플링 수는 $M \times N_a$ 개이다. 여기서 γ 은 블록 메모리에 저장된 신호를 나타낸다. $ACCUM(m)$ 은 각 샘플 위치(m)에 대해서 블록 메모리에 저장된 신호를 제공한 후 N_a 개 심볼 만큼 누적시킨 것이다. 이것으로부터 가장 최대의 샘플 위치를 찾는다. k 는 심볼 단위이고 m 은 샘플 단위이다.

$$ACCUM(m) = \sum_{k=0}^{N_a-1} |r(k \times M + m)|^2$$

$$k = 0, 1, \dots, N_a - 1$$

$$m = 0, 1, \dots, M - 1$$
(1)

2.2 WDM(Wave Difference Method)

WDM(Wave Difference Method)은 한 심볼 주기동안 경사가 0인 평균적인 위치를 찾는 심볼 타이밍 복원 방식이다²⁾. 구현 방법은 수신기의 입력부분에서 블록 단위로 샘플들을 저장한다. WDM은 다음 식(2)와 같이 표현될 수 있다. 이 식에서 M 은 오버샘플링 수로서 본 논문에서는 8개로 하였다. 그리고 N_a 는 한 블록내의 심볼 수를 나타낸다. 따라서 블록내의 전체 샘플링 수는 $N_a \times M$ 개이다. 여기서 γ 은 블록 메모리에 저장된 신호를 나타낸다. $ACCUM(m)$ 은 현재 샘플 위치에 대해서 이전 샘플 신호와 이후 샘플 신호와의 차를 구하여 제공한 후 N_a 개 심볼 만큼 누적시킨 것이다. 이것으로부터 가장 최소의 샘플 위치를 찾는다. k 는 심볼 단위이고 m 은 샘플 단위이다.

$$ACCUM(m) = \sum_{k=0}^{N_a-1} |r(k \times M + m + 1) - r(k \times M + m - 1)|^2$$

$$k = 0, 1, \dots, N_a - 1$$

$$m = 0, 1, \dots, M - 1$$
(2)

2.3 Raised cosine filter

RCF(Raised cosine filter)는 roll-off 인자(β)에 따라서 대역폭이 달라진다^{3,4)}. QAM이 다단 변조 방식이므로 이 필터로 파형 성형을 했을 때 수신기에서 정합 필터를 통과한 후의 파형이 한 심볼 주기 안에 최대값이 최적의 샘플링 점과 일치하지 않는다. 이렇게 인접 심볼이 현재 심볼에 영향을 주는 파형에 대해 심볼 타이밍 동기방식을 적용하면 지터 성능이 나빠진다. RCF에 대한 전달 함수는 다음

식(3)에 표현하였다.

$$h(t) = \frac{\sin(\pi/T) \cos(a\pi/T)}{\pi/T - 4(at/T)^2} \quad (3)$$

입력 파형이 그림 2와 같을 때 RCF로 파형 성형했을 때의 펄스를 그림 3에 나타내었다. 그림에서 점은 최적 샘플링 점을 나타낸다. 여기서 피크가 최적의 샘플링 점과 항상 일치하지 않음을 알 수 있다. 이는 QAM이 다단 변복조 방식이므로 인접 심볼의 값이 현재 심볼에 영향을 미치기 때문이다.

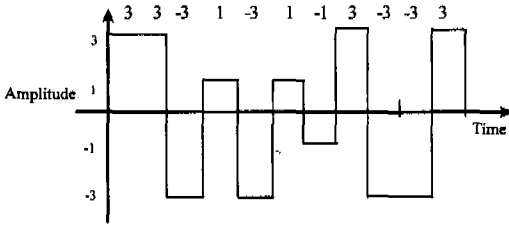


그림 2. 입력 파형 패턴
Fig. 2 The Input Waveform Pattern.

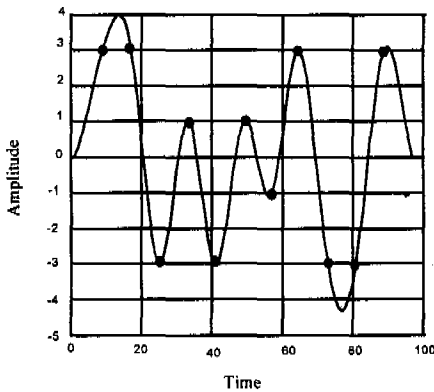


그림 3. 레이즈드 코사인 필터(Raised cosine filter)로 파형 성형한 펄스
Fig. 3 The pulse shaping waveform using raised cosine filter.

2.4 비선형필터

Feher와 Hwang이 제안한 비선형 필터의 주파수 스펙트럼은 다음과 같다^{3,4)}. 이 필터의 구현은 정현 곡선을 이용하여 간단히 구현할 수 있다. 이것은 지터 프리 대역 제한된 파형을 만들어 내므로 심볼 타이밍 동기 성능을 향상시킨다. 또한 이 필터는 인접 심볼간 간섭이 없는 파형을 만들어 낸다. 대역폭이 나이퀴스트 대역폭보다 40%정도 더 차지하므로

RCF와의 지터 성능을 비교하기 위해서는 roll-off 인자를 0.4로 해야 한다⁴⁾.

$$S(f) = T \left(\frac{\sin 2\pi f/T}{2\pi T} \frac{1}{1-4(fT)^2} \right)^2 \quad (4)$$

입력 파형이 그림 2와 같을 때 비선형 필터로 파형 성형을 하면 출력 파형은 그림 4와 같다. 그림 4에서 점은 최적 샘플링 점을 나타낸다. 여기서 피크가 최적의 샘플링 점과 항상 일치한다. 이는 인접 심볼의 값이 현재 심볼에 영향을 미치지 않기 때문이다.

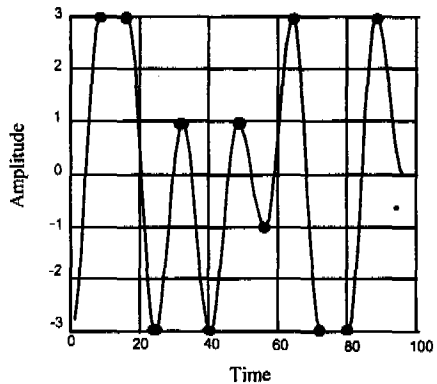


그림 4. 비선형 필터로 파형 성형한 펄스
Fig. 4 The pulse shaping waveform using nonlinear filter.

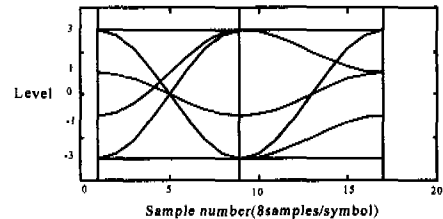
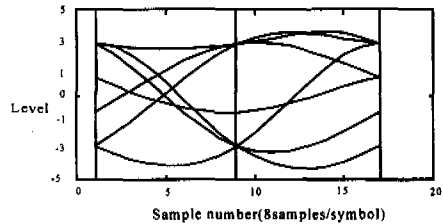


그림 5. RCF와 NLF의 eye-diagram
Fig. 5 The eye-diagram of RCF and NLF

그리고 같은 입력 파형에 대해서 RCF와 NLF의

eye-diagram을 그림5에 나타내었다. 수직선이 최적 샘플링 점을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 RCF는 피크가 최적 샘플링 점과 항상 일치하지 않다. 그러나 NLF는 피크가 최적 샘플링 점과 항상 일치한다.

2.4.1 비선형 필터의 구현

구현 방법은 그림 6의 흐름도에 나타난 것처럼 정현파의 상승패턴과 하강패턴을 저장한 후 현재 심볼이 이전 심볼보다 크면 식 (7)과 같이 상승패턴에 스케일을 곱한 후 DC 오프셋을 더한다. 그 반대이면 식 (8)에서 처럼 하강패턴에 스케일을 곱한 후 DC 오프셋을 곱한다. 같으면 식 (9)와 같이 요소가 모두 1인 열 벡터에 현재 심볼을 곱한다. 이것은 현재 심볼을 그대로 출력하는 것과 같다. 정현파의 상승패턴과 하강패턴은 표 1에 주어져 있다. 여기서 각 패턴의 수는 오버샘플링 수가 8개이므로 각각 여덟개씩이다.

$$scal = \frac{S_i - S_{i-1}}{2} \tag{5}$$

$$offset = \frac{S_i - S_{i-1}}{2} \tag{6}$$

$$Y = R \times scal + offset \times u \tag{7}$$

$$Y = F \times scal + offset \times u \tag{8}$$

$$Y = S_i \times u \tag{9}$$

$$u = [11111111]^T \tag{10}$$

위의 수식에서 R, F는 정현파의 상승패턴, 하강패턴을 각각 나타낸다. u는 요소가 모두 1인 열 벡터이다. S_i는 현재 심볼이고 S_{i-1}는 이전 심볼을 나타낸다. Y는 출력 벡터이다.

표 2. 정현파의 상승패턴과 하강패턴.
Table 2. The rising pattern and falling pattern of sine wave.

	상승패턴(R)	하강패턴(F)
1	-0.92387953251129	0.92387953251129
2	-0.70710678118655	0.70710678118655
3	-0.38268343236509	0.38268343236509
4	0.00000000000000	0.00000000000000
5	0.38268343236509	-0.38268343236509
6	0.70710678118655	-0.70710678118655
7	0.92387953251129	-0.92387953251129
8	1.00000000000000	-1.00000000000000

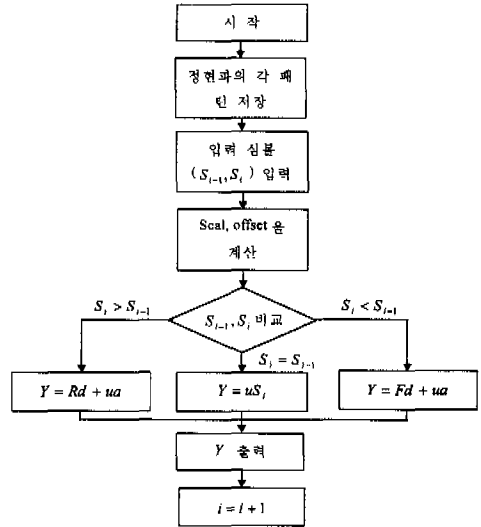


그림 6. 파형 성형 흐름도
Fig. 6 The flow of pulse shaping

3. PSAM 방식

본 논문에서는 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation)이 반송파 위상 동기를 맞출 뿐만 아니라 레일리 페이딩을 보상하는 역할을 한다. 먼저 프레임 동기를 찾은 후에 수신 심볼에서 파일럿 심볼을 선택하여 파일럿 심볼이 받은 페이딩 왜곡을 추정하고 이를 인터폴레이션하여 파일럿 심볼 사이의 페이딩 왜곡을 추정한 후에 이것을 이용하여 정보 심볼의 페이딩 왜곡을 보상한다. 송신단 복소 기저대역 신호를 Z(t)라 하면 수신된 i번째 브랜치의 복소 기저대역신호는 식 (11)과 같다.

$$U_i(t) = C_i(t)Z(t) + n_i(t) \tag{11}$$

여기에서 n_i(t)는 i번째 브랜치의 등가 저역 통과 부가성 백색 잡음이고, C_i(t)는 복소 페이딩 왜곡이다. 파일럿 심볼이 수신된 순간의 페이딩 추정치 C_i(t)는 수신된 파일럿 심볼 Z_p로 나누어 준다. 이것은 식 (12)와 같이 표현된다. 그러나 잡음에 의한 오차 때문에 C_i(t)의 정확한 값을 추정할 수 없다. 파일럿 심볼 사이의 정보 심볼에 대한 왜곡은 인터폴레이션으로 구한다. 이것은 식 (13)에 나타내었다. k번째 프레임의 m번째 심볼의 샘플링 순간을 t_{k,m}라 하고 m=0인 순간이 파일럿 심볼이 수신된 순간이라고 하면 2차의 가우시안 인터폴레이션을 사용하면 t_{k,m}인 순간의 페이딩 왜곡 추정치

이다. $C_i(t_{k-1,0}), C_i(t_{k,0}), C_i(t_{k+1,0})$ 는 각각 $k-1, k, k+1$ 번째 프레임의 파일럿 심볼이 받은 페이딩 왜곡이고 N 은 프레임 주기로서 16으로 하였다^[5].

$$C_i(t) = \frac{U(t)}{Z_p} = C(t) + \frac{n(t)}{Z_p} \quad (12)$$

$$C_i(t_{k,m}) = Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)C_i(t_{k-1,0}) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)C_i(t_{k,0}) + Q_1\left(\frac{m}{N}\right)C_i(t_{k+1,0})$$

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{m}{N}\right)^2 - \frac{m}{N} \right]$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 - \left(\frac{m}{N}\right)^2$$

$$Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{m}{N}\right)^2 + \frac{m}{N} \right]$$

$$0 \leq m \leq N-1 \quad (13)$$

4. 다이버시티

다이버시티 기법을 도입하면 페이딩 보상부에서는 신호의 위상만 보상을 하고 신호의 크기는 신호결합단에서 보정한다. 신호를 결합할 때 신호결합방식에 따라서 각 브랜치에 곱해지는 가중치가 달라지게 되는데 본 논문에서는 MRC(Maximum Ratio Combining)를 이용하였다. MRC는 가중치가 각 브랜치 신호의 S/N에 비례하도록 해야 하고 또한 페이딩에 의한 신호의 크기 왜곡을 보상할 수 있도록 해야 한다. 가중치는 다음 식 (14)와 같이 주어지며 가장 성능이 우수한 신호 결합방식이다^[6,7,8].

$$W_i(t_{k,m}) = \frac{r'_i(t_{k,m})}{\sum_{j=1}^h r'_i(t_{k,m})^2} \quad (14)$$

여기서 $r'_i(t_{k,m})$ 는 추정된 페이딩 왜곡의 크기이다. h 는 브랜치의 수를 의미한다.

III. 시뮬레이션 결과 및 토의

1. 심볼 타이밍 복원의 지터 성능

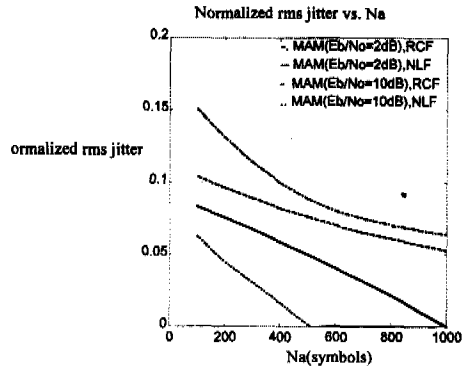
심볼 타이밍 동기 방식의 성능을 얻기 위해서 네 가지의 다른 경우를 컴퓨터 모의 실험하였다. 두 종류의 파형 성형 방식에 대해 심볼 타이밍 동기 알고리즘을 적용시켜 보았다. 이 모의실험에서는 도플러 주파수가 80Hz이고 심볼 전송율은 25kHz의 대역폭에 초당 16,000 심볼이다.

심볼 타이밍 동기의 성능은 타이밍 지터로서 표

현할 수 있다. 타이밍 지터 성능은 정규화된 RMS(Root Mean Square)로 표현할 수 있고 확률적으로 나타내면 다음 식 (15)와 같다.

$$\frac{\tau_{rms}}{T_s} = \frac{1}{T_s} \sqrt{\sum_{i=0}^{M-1} p(\tau_i)(\tau_i - \tau_{opt})^2} \quad (15)$$

여기서 τ_{opt} 는 최적 샘플점(optimum sampling point)이 되고 $p(\tau_i)$ 는 샘플링 타이밍(sampling timing)이 τ_i 일 확률이다. 심볼 타이밍 지터는 rms 즉 평균값을 나타내므로 발생할 확률과 타이밍 지터의 곱으로 표현이 된다. 복잡한 이론적인 근거보다는 기본적인 RMS 수식을 표현한 것이다.



(a)

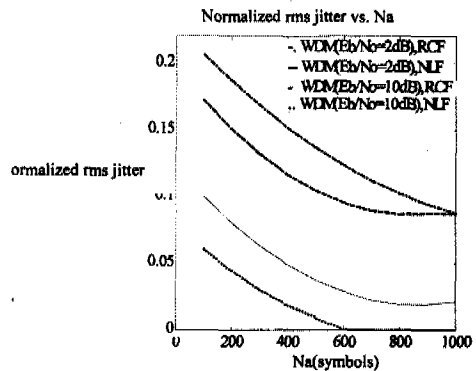


그림 7. 정규화된 RMS 지터 대, (a) MAM에 대해서 비선형필터와 RCF 적용시 (b) WDM에 대해서 비선형필터와 RCF 적용시
Fig. 7 Normalized rms jitter vs. , (a) with NLF and RCF for MAM, (b) with NLF and RCF for WDM

그림 7은 두 종류의 파형 성형 필터에 대해 심볼 타이밍 동기 방식의 RMS 지터 성능을 나타내었다. 이때 두 종류의 파형 성형 필터를 동일하게

비교하기 위해 RCF의 roll-off 인자를 0.4로 하였다. 그림 7(a)는 MAM 방식의 RMS 지터 성능, 그림 7(b)는 WDM 방식의 RMS 지터 성능을 나타낸다. 이 그림으로부터 두 종류의 심볼 타이밍 동기 방식이 RCF를 적용한 것보다 비선형 필터를 적용한 것이 지터 성능이 더 우수함을 알 수 있었다. 즉 비선형 필터를 적용한 경우, E_b/N_0 (잡음 에너지에 대한 비트 에너지)가 10dB 일때 누적 심볼 갯수가 500 정도이면 지터가 없음을 알 수 있다. 한편 심볼 타이밍 복원이 블록 단위로 수행되므로 한 블록당 최적의 심볼 수를 찾아야 한다. 블록 크기가 작으면 통계학적으로 최적의 샘플링 점을 얻을 수 없으므로 BER 성능이 나빠진다. 반면에 블록 크기가 너무 크면 한 블록 내에 최적의 샘플 점이 한 개로 정해지지 않는다. 왜냐하면 A/D 변환기의 샘플링 주파수가 위상 변동을 일으키기 때문이다. 따라서 안정된 타이밍을 얻을 수 있고 A/D 변환기의 샘플링 주파수의 위상 변동에도 영향을 받지 않도록 적절한 심볼수를 찾아야 한다. 시뮬레이션 결과에 의하면 E_b/N_0 가 10dB에서 정규화된 RMS 지터가 3×10^{-2} 미만이면 BER 성능이 저하되지 않으며 E_b/N_0 가 2dB에서는 1.5×10^{-1} 미만이면 마찬가지로 BER 성능이 저하되지 않는다. 10^{-3} 에서 10^{-1} 의 BER 성능을 유지하기 위해서 누적 심볼의 최소 갯수 N_c 는 비선형 필터에 대해서는 256개이고 RCF에 대해서는 752 이상이 되어야 한다. 이때 N_c 는 16의 배수가 된다. 이것은 프레임이 16개 심볼로 구성되어 있기 때문이다. 그러므로 작은 심볼 수로 같은 성능을 얻을 수 있는 비선형 필터가 16QAM 심볼 타이밍 동기기에 적합함을 알 수 있다. 즉 실시간 처리시 작은 메모리라도 구현이 가능하다는 장점이 있다. 두 종류의 심볼 타이밍 동기 방식인 MAM과 WDM은 심볼 타이밍 동기가 완벽하다는 가정하에 BER 성능이 같다. 레일리 페이딩 추정과 보상은 심볼과 프레임 동기를 맞춘 후 각 블록에서 PSAM을 사용하여 수행된다.

2. 레일리 페이딩 환경에서 16QAM Radio 시스템의 BER 성능

심볼 타이밍 복원을 MAM 방식을 채택하여 두 종류의 파형 성형에 따라 시뮬레이션하였다. 레일리 페이딩 환경에서 다이버시티를 적용하지 않은 경우와 다이버시티를 적용한 경우 각각을 그림 8에 나타내었다. 여기서 비선형 필터에 대해서는 블록당

심볼 수를 256개로 했으며 RCF는 752개로 했다. 그림에서 비선형 필터가 RCF보다 500개 정도의 더 작은 심볼 갯수로 더 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 이는 심볼 타이밍 동기 획득에서 비선형 필터가 RCF에 비해 수렴 속도가 더 빠르기 때문이다.

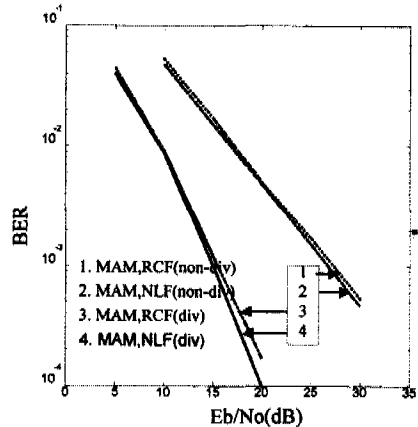


그림 8. 레일리 페이딩 환경에서 BER 성능
Fig. 8 BER Performance in Rayleigh Fading Environment

3. 결론

주파수 비선형 채널 환경에서 16 QAM Radio 시스템의 심볼 타이밍 복원에 대한 성능을 분석하였다. 본 논문에서는 16QAM에 적합한 심볼 타이밍 복원 방법으로 비영점 교차 방식인 MAM(Maximum Amplitude Method)과 WDM(Wave Difference Method)을 적용하였다. 그리고 심볼 타이밍 복원의 성능을 향상시키기 위해서 기존의 RCF 대신 비선형 필터를 채택하였다. 시뮬레이션에 의한 결과로부터 비선형 필터를 사용해서 심볼 동기 방식(MAM and WDM)을 적용한 것이 RCF를 사용한 것보다 지터 성능이 더 우수함을 알 수 있었다. 또한 심볼 동기를 블록으로 수행하기 때문에 최적의 누적 심볼 갯수를 알아야 하며 이 값은 실험을 통해 얻을 수 있다. 비선형 필터는 BER 성능을 유지하기 위해서 누적 심볼의 최소 갯수(N_c)가 256개이고 RCF는 752 이상이 되어야 한다. 그러므로 본 논문에서는 더 작은 심볼 수로 같은 성능을 얻을 수 있는 비선형 필터를 사용하여 시스템을 구성하였으며 동기 방식으로는 구현이 간단한 MAM을 사용하였다. 그리고 레일리 페이딩 채널을 추정하고 보상하기 위해 PSAM(Pilot Symbol Assisted

Modulation)방식과 공간 다이버시티방식을 적용했다. 결과적으로 E_b/N_0 가 20dB일때 10^{-4} 의 BER(Bit Error Rate)성능을 얻는다.

개발팀장

<주관심 분야> 디지털 통신 및 신호처리

참 고 문 헌

[1] Y.Kamio and S. Sampei, "Performance of a Trellis-Coded 16QAM/TDMA System for Land Mobile Communications," *IEEE Trans.on Veh. Technol.* VOL 43, NO 3, pp. 528-536, August 1994.

[2] 최 형진, 동기방식 디지털 통신, (주) 교학사, 1995.

[3] W.Webb and L.Hanzo, Modern Quadrature Amplitude Modulation, IEEE press, 1994

[4] K.Feher, Digital Communication Satellite/Earth Station Engineering, Prentice-Hall, 1983

[5] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation Method for 16 QAM in Digital Land Mobile Channels," *39th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 640-646, May 1989.

[6] S. Sampei and T. Sunaga, "Performance of multi-level QAM with maximal ratio combining space diversity for land mobile communications," *40th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 459-464, May 1990.

[7] Floyd M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled receivers," *IEEE Trans. On Commu. VOL. COM-34, NO. 5*, pp. 423-429 May 1986.

박 재 홍(Jae-Hong Park) 정회원
1978. 2 : 서울대학교 공업교육과 (학사)
1980. 2 : 서울대학교 전자공학과 (석사)
1995. 2 : 서울대학교 전자공학과 (박사)
1979. 10~1985. 6 : 국방과학연구소 연구원
1985. 7~현재 : 한국전자통신연구원 책임연구원 방 송기술부장

<주관심 분야> 이동통신, 위성통신 및 전파방송

하 영 호(Yong-Ho Ha) 정회원
1976년 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사),
1978년 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석 사),
1985년 : Univ. of Texas at Austin 졸업(공학박사),
1986~현재 : 경북대학교 전자공학과 교수.
<주관심 분야> 영상신호처리, 컴퓨터비전, 디지털 신호처리 등.

김 수 중(Su-Jung Kim) 정회원
1962년 : 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사),
1966년 : 인하대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석 사),
1979년 : 인하대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박 사),
1984~현재 : 경북대학교 전자공학과 교수.
<주관심 분야> 광 메모리 시스템, 자동 표적 인식 의 광학적 구현 등.

문 재 경(Jaekyoung-Moon) 정회원
1991. 2 : 경북대학교 전자공학과 (학사)
1993. 2 : 경북대학교 전자공학과 (석사)
1993.3~현재 : 한국전자통신연구원 연구원
<주관심 분야> 디지털 통신 시스템, 무선 전송.

오 길 남(Kil-Nam Oh) 정회원
1982. 2 : 경희대학교 전자공학과 (학사)
1984. 2 : 경희대학교 전자공학과 (석사)
1996. 2 : 경희대학교 전자공학과 (박사)
1984. 3~현재 : 한국전자통신연구원 지상파방송방식