

PSAM방식에 적용할 수 있는 새로운 페이딩 추정방식

A New Fading Estimation Method for PSAM in Digital Land Mobile Radio Channels

김영수* · 김창주* · 정구영* · 문재경* · 박한규** · 최상삼***

Young-Su Kim* · Chang-Ju Kim* · Gu-Young Jung** · Jae-Kyung Moon*
Han-Kyu Park** · Sang-Sam Choi***

요 약

이동통신에서 주파수 이용효율이 높은 QAM 변조방식을 코히런트 방식으로 통신하는 경우에는 채널상태를 추정하여 채널에 의한 신호의 왜곡을 보상하는 기술이 필요하다. 본 논문에서는 싱크함수(sinc function)를 이용하여 레일리 페이딩 채널환경하에서 PSAM(pilot symbol assisted modulation)방식에 적용할 수 있는 새로운 페이딩 추정방식을 제안하였다. 기존의 가우시안 내삽법 방식은 파일럿 심볼(pilot symbol) 삽입주기가 나이퀴스트 샘플링율(Nyquist sampling rate)에 근접할수록 성능이 급격히 저하되는 단점이 있으며, 위너 필터(Wiener filter)를 이용한 방식은 나이퀴스트 샘플링율에 근접해도 성능의 저하가 없는 장점이 있다. 그러나 위너 필터를 사용한 방식은 최적의 필터계수를 구하기 위해서 채널 이득의 자기상관함수, 도플러 주파수와 신호대 잡음비(SNR)를 알아야 하며 이는 위너 필터방식을 실환경에 적용하기 어렵게 만드는 단점이다. 본 논문에서 제안한 방식은 위너 필터방식과 거의 유사한 성능을 갖고 있으면서도 채널 이득의 자기상관함수, 도플러 주파수와 SNR을 알아야 할 필요가 없는 장점이 있기 때문에 실환경에 적용하기 적합한 방식이다.

Abstract

When we apply the spectrally efficient quadrature amplitude modulation(QAM) to mobile communications, it is necessary to estimate and compensate the channel characteristics. In this paper, a new type fading estimation method for PSAM using sinc function is presented. Gaussian interpolation method has a drawback that the performance degrades rapidly if pilot symbol period increases even though pilot symbol period is less than Nyquist sampling rate. The Wiener filter method does not degrade until pilot symbol period is equal to the Nyquist sampling rate. It is difficult for Wiener filter method to be applied to real system because autocorrelation function of channel gain, Doppler frequency and SNR(signal to noise ratio) must be known to optimize the filter coefficients. But proposed method has a similar performance to the Wiener filter method, and does not need to know the autocorrelation function of channel gain, the doppler frequency and SNR. Therefore the proposed method can be applied to real system easily.

* 한국전자통신연구원(Radio Signal Processing Section, ETRI)

** 연세대학교(Dept. of School of Electrical and Mechanical Eng., Yonsei Univ.)

*** 한국과학기술원(Div. of Electronics and Information Technology, KIST)

· 논문 번호 : 961219-067

· 수정완료일자 : 1997년 3월 24일

I. 서 론

현재 육상이동 통신에 주로 사용되고 있는 변복조 기술은 QPSK(quadrature phase shift keying), GMSK(gaussian minimum shifting keying), $\pi/4$ -DQPSK($\pi/4$ -shift differential quadrature phase shift keying)가 주종을 이루고 있는데 주파수 이용 효율을 높이고 앞으로 예상되는 높은 데이터 전송속도를 필요로 하는 서비스를 수용하기 위해서는 스펙트럼 이용효율이 높은 QAM(quadrature amplitude modulation)과 같은 방식을 이용해야 신호대역의 확장 없이 전송 속도를 높일 수 있다. 그러나 디지털 육상이동통신에서 나타나는 페이딩현상은 신호의 위상과 진폭을 변화시키기 때문에 QAM을 사용하기 위해서는 아주 정밀하게 페이딩을 보정할 필요가 있다. 이러한 문제점을 해소하기 위해서 pilot tone을 사용하는 TCT(tone calibration technique)^[3], DTCT(dual tone calibration technique)^[4], TTIB(transparent tone in band technique)^[1] 등이 제안되었는데 이 중에서 TTIB가 가장 대표적인 방식이다. 그러나 TTIB는 복잡한 신호처리가 필요하며 송신 전력증폭기의 효율적인 동작에 적합하지 않은 첨두대 평균 전력비(peak to average power ratio)를 증가시키는 단점이 있다.

이에 대한 대안으로서 PSAM(pilot symbol assisted modulation)방식^[5]이 제안되었다. 이 방식에서는 미리 정한 파일럿 심볼(pilot symbol)을 일정한 주기마다 전송하여 수신단에서 페이딩 왜곡(fading distortion)을 측정할 수 있도록 하며 다른 심볼의 페이딩 왜곡은 파일럿 심볼로 측정된 데이터를 이용하여 추정한다. 이 방식은 TTIB와는 달리 복잡한 신호처리가 필요 없고 첨두대 평균전력비를 증가시키지 않는 장점이 있다.

본 논문에서는 레일리 페이딩 채널환경하에서 PSAM방식에 적용할 수 있는 새로운 페이딩 추정방식을 제안하였다. PSAM방식에서 파일럿 심볼

은 채널의 페이딩 왜곡을 샘플링 하는 역할을 하므로 단위 시간당 파일럿 심볼의 전송율은 나이퀴스트 샘플링 이론에 의하면 최대 도플러 주파수의 2배로 하면 된다^[6]. PSAM방식에서 사용한 기존의 가우시안 내삽법 방식^[5]은 파일럿 심볼 삽입주기가 나이퀴스트 샘플링률(Nyquist sampling rate)에 근접할수록 성능이 급격히 저하되는 단점이 있으며 이를 보완하기 위해서는, 파일럿 심볼 전송률이 나이퀴스트 샘플링률보다 충분히 크도록 파일럿 심볼의 삽입주기가 짧아야 한다. 그러나 삽입주기가 짧으면 정보를 갖고있지 않은 파일럿 심볼의 전송률이 증가하게 되므로 시스템의 정보전송률이 저하된다.

위너 필터(Wiener filter)를 이용한 방식^[6]은 파일럿 심볼 전송률이 나이퀴스트 샘플링률에 근접해도 성능의 저하가 없는 장점이 있으므로 가우시안 내삽법 방식에 비해서 파일럿 심볼 삽입주기를 길게 할 수 있다. 그러나 위너 필터를 사용한 방식은 수신단에서 채널 이득의 자기상관함수와 도플러 주파수 및 SNR과 같은 채널상태를 알고 있다는 가정하에서 유도된 최적 필터를 이용하는 방식이므로 실환경에 적용하기에는 부적합한 방식이다.

본 논문에서 제안한 방식은 싱크함수(sinc function)를 이용한 내삽법을 적용한 방식이며 최적의 성능을 갖고있는 위너 필터방식과 거의 유사한 성능을 갖고 있으면서도 위에서 설명한 채널에 관한 사전정보를 알아야 할 필요가 없는 장점이 있기 때문에 실환경에 적용하기에 적합한 방식이다.

본 논문의 구성은 II장에서 PSAM방식의 개요를 설명하고, III장에서 싱크함수를 이용한 페이딩 추정방식을 설명하였다. IV장에서는 시뮬레이션 결과를 보이고, V장에서 결론을 내린다.

II. 파일럿 심볼을 이용한 페이딩 추정 시스템

2-1 시스템 모델

육상이동통신에서 나타나는 레일리 페이딩현상

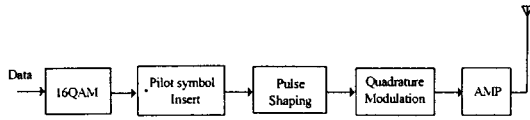


그림 1. 송신부의 구조
Fig. 1. Configuration of the transmitter.

은 신호의 위상과 진폭을 모두 왜곡시키기 때문에 정보를 정확하게 수신하기 위해서는 위상과 진폭의 왜곡을 보정해야 한다. 특히 QAM과 같이 진폭도 변화하는 변조방식을 사용하는 경우에는 아주 정밀하게 페이딩을 보정할 필요가 있다. 16-QAM에 PSAM을 적용한 시스템의 송신부 구조를 그림 1에 나타내었다. 송신부는 전송할 직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하여 16-QAM신호를 발생시키고 그림 2에서 점 Z_p 로 나타낸 미리 정한 파일럿 심볼을 $(N-1)$ 개의 정보심볼마다 주기적으로 삽입한다. 여기에서 N 은 파일럿 심볼 주기이고 그림 3에 프레임의 구성형식을 나타냈다.

파일럿 심볼은 잡음에 의한 영향을 줄이기 위하여 크기가 최대인 심볼로 선택하였으며 16QAM의 경우는 크기가 최대인 심볼이 그림 2에서 알 수 있는 바와 같이 4개가 있으나 이 중에서 임의로 다음과 같이 1개를 선택하였다.

$$Z_p = 3 + j3 \quad (1)$$

여기에서 j 는 $\sqrt{-1}$ 이며 3은 신호의 동상(in-phase)성분, $j3$ 의 3은 직교(quadrature)성분을 나타낸다. 이와같이 구성된 QAM신호는 저역통과 여파기로 대역을 제한한 후에 직교변조하여 전송되며 전송신호 $S_T(t)$ 는 다음과 같다.

$$S_T(t) = \text{Re}[Z(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2)$$

$$Z(t) = Z_I(t) + jZ_Q(t) \quad (3)$$

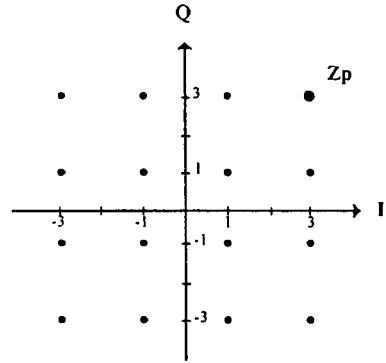


그림 2. 16QAM 신호 성상도
Fig. 2. Signal constellation of 16QAM.

여기에서 $\text{Re}[\]$ 는 실수부, f_c 는 반송 주파수, $Z(t)$ 는 저역통과 여파기로 대역 제한된 기저대역 신호를 나타낸다.

수신부의 구조를 그림 4에 나타내었다. 수신된 신호는 대역통과 필터(BPF)로 대역이 제한되고, 자동이득조절기(AGC)는 페이딩에 의해서 크기가 계속 변화하는 수신신호의 포락선을 일정한 값으로 유지시킨다. 이와 같이 AGC를 통과한 신호는 복조기(complex demodulator)에서 복조된 후에 저역통과 필터(LPF)로 이웃채널의 간섭과 잡음을 제거하고 페이딩 왜곡 추정 및 보정단에서 수신신호의 페이딩 왜곡을 보정하여 신호를 판정하며 수신신호 $S_R(t)$ 는 다음과 같다.

$$S_R(t) = \text{Re}[C(t)Z(t)e^{j2\pi f_c t} + n(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (4)$$

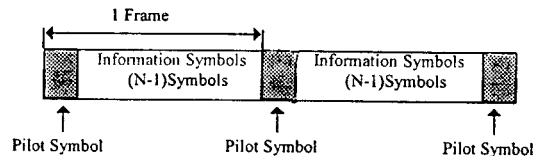


그림 3. 프레임의 구성형식
Fig. 3. Frame format.

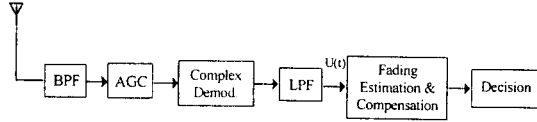


그림 4. 수신부의 구조

Fig. 4. Configuration of the receiver.

$$C(t) = C_I(t) + jC_Q(t) = r(t)e^{j\theta(t)} \quad (5)$$

여기에서 $Z(t)$ 는 송수신 필터에 의해서 대역 제한된 복소기저대역 신호이고, $n(t)$ 는 등가 저역통과 부가성 백색 잡음이며, $C(t)$ 는 복소 페이딩 왜곡(fading distortion), $r(t)$ 는 $C(t)$ 의 포락선, $\theta(t)$ 는 $C(t)$ 의 위상성분이다.

2-2 페이딩 왜곡 추정 및 보정

복조된 기저대역신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$U(t) = C(t)Z(t) + n(t) \quad (6)$$

부가성 잡음 $n(t)$ 와 페이딩에 의해 왜곡된 $U(t)$ 로부터 기저대역 신호 $Z(t)$ 를 구하기 위해서는 페이딩 왜곡 $C(t)$ 를 정확하게 추정된 $\hat{C}(t)$ 를 구할 필요가 있다. 이렇게 구한 $\hat{C}(t)$ 로 $U(t)$ 를 나누어주면 페이딩 왜곡이 제거된 $Z(t)$ 의 추정치 $\hat{Z}(t)$ 를 구할 수 있다. 그러나 수신된 파일럿 심볼 $U(t)$ 가 부가성 잡음 $n(t)$ 에 오염되어 있기 때문에 SNR이 클 경우에는 비교적 정확한 $\hat{C}(t)$ 을 구할 수 있지만 SNR이 작은 경우에는 $\hat{C}(t)$ 이 부정확하게 되므로 $\hat{Z}(t)$ 또한 부정확하게 된다. T 를 심볼주기(symbol duration)라고 하면 프레임 주기 T_p 는 다음과 같다.

$$T_p = NT \quad (7)$$

PSAM방식에 적용할 수 있는 새로운 페이딩 추정방식

여기에서 N 은 파일럿 심볼 삽입 주기이다. 또한 k 번째 프레임의 m 번째 심볼의 샘플링 순간은 다음과 같다.

$$t_{k,m} = \left\{ k + \left(\frac{m}{N} \right) \right\} T_p \quad (8)$$

여기에서 $k = 0, 1, 2, \dots$ 이고 $m = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 이다. 각 프레임의 첫번째 심볼이 파일럿 심볼이므로 프레임 타이밍은 다음과 같다.

$$t_{k,0} = kT_p \quad (9)$$

또한 프레임 타이밍 순간에 복조된 파일럿 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$U(t_{k,0}) = C(t_{k,0})Z_p + n(t_{k,0}) \quad (10)$$

따라서 k 번째 파일럿 심볼이 수신된 순간의 페이딩 추정치 $\hat{C}(t_{k,0})$ 는 왜곡된 파일럿 심볼 $U(t_{k,0})$ 를 식(1)의 파일럿 심볼 Z_p 로 나누어 주면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{C}(t_{k,0}) = \frac{U(t_{k,0})}{Z_p} = C(t_{k,0}) + \frac{n(t_{k,0})}{Z_p} \quad (11)$$

식(11)에서 잡음에 의한 오차 $n(t_{k,0})/Z_p$ 때문에 $C(t_{k,0})$ 의 정확한 값을 추정할 수 없다는 사실을 알 수 있다. 파일럿 심볼이 아닌 정보심볼의 페이딩 왜곡은 $\hat{C}(t_{k,0})$ 에 내삽법을 적용하여 구할 수 있다.

2-3 기존의 내삽법 방식

내삽법은 이미 알고 있는 파일럿 심볼의 페이딩 왜곡 추정치들을 부드러운 곡선으로 연결하여 파일럿 심볼 사이에 있는 정보 심볼의 페이딩 왜곡을 구하는 방식으로서 그림 5에 내삽법의 개념도를 나타내었다.

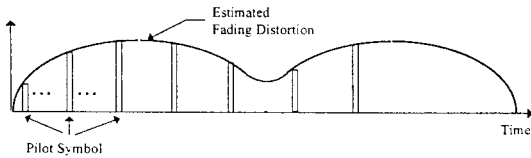


그림 5. 내삽법을 이용한 페이딩 추정 개념도
 Fig. 5. Schematic diagram of the fading estimation using an interpolation.

기존의 대표적인 내삽법의 하나인 가우시안 내삽법^[5]은 3개의 파일럿 심볼의 페이딩 왜곡 추정치 사이를 2차곡선으로 연결하는 방식이다. 최대 도플러 주파수를 f_d 라 하면, 그림 5에 나타낸 바와 같이 레일리 페이딩은 $1/(2f_d)$ 의 주기로 페이딩 왜곡의 포락선이 크게 작아지는 현상^[8]을 나타내기 때문에 가우시안 내삽법에서는 $1/(2f_d)$ 의 주기내에 여러 개의 파일럿 심볼이 존재하도록 파일럿 심볼을 충분히 자주 전송해야 할 필요가 있다. 만일 파일럿 심볼 갯수가 충분하지 않으면 내삽법으로 추정된 페이딩 왜곡이 부정확하게 되어 시스템의 성능이 저하된다. 이러한 단점을 피하기 위해서는 파일럿 심볼 삽입주기 N 을 작게하면 되지만 다음과 같은 이유 때문에 N 을 작게하는 것에는 한계가 있다. 첫째 파일럿 심볼 삽입에 의한 에너지 손실로서 파일럿 심볼이 삽입되면 정보심볼에 할당되는 에너지가 $(N-1)/N$ 로 감소하게 된다. 둘째 정보를 갖고 있지 않은 파일럿 심볼이 자주 삽입됨으로서 한 프레임으로 전송할 수 있는 정보량이 줄어들게 된다. 가우시안 내삽법은 간단하다는 장점은 있지만 파일럿 심볼을 자주 전송해야하는 단점이 있다.

또한 가장 성능이 우수한 것으로 알려진 위너 필터(Wiener filter)^[6]를 이용한 내삽법은 실제의 페이딩 왜곡과 추정된 페이딩 왜곡의 차이가 최소로 되도록 하는 최적의 필터계수를 구하여 이를 내삽법에 사용하는 방식이다. 위너 필터를 이용한 내삽법은 가우시안 내삽법과는 달리 파일럿 심볼 전송

주기가 $1/(2f_d)$ 에 근접해도 성능의 저하가 없으므로 가우시안 내삽법에 비해서 파일럿 심볼 삽입주기를 길게 할 수 있는 장점이 있다. 그러나 최적의 필터계수를 구하기 위해서는 채널 이득의 자기상관 함수, 도플러 주파수 그리고 SNR과 같은 채널의 상태를 미리 알아야 하지만 실환경하에서는 이와같은 채널의 상태를 알 수 없고 또한 채널의 상태가 수시로 변화하므로 위너 필터방식은 실환경에 적용하기에는 부적합한 방식이다.

III. 싱크 함수를 이용한 내삽법 제안

본 논문에서는 위너 필터방식의 단점을 개선한 싱크함수(sinc function)를 이용한 내삽법을 제안하였다. 제안방식은 위너 필터방식과 거의 유사한 성능을 갖고 있으면서도 채널의 사전정보를 알아야 할 필요가 없는 장점이 있기 때문에 실환경에 적용하기에 적합한 방식이다.

페이딩 왜곡을 추정하기 위해서 PSAM방식을 사용할 경우에는 프레임 주기 T_p 가 다음과 같이 이키스트 샘플링 정리를 만족해야 한다.^[6]

$$\frac{1}{T_p} \geq 2f_d \quad (12)$$

즉 파일럿 심볼의 전송률은 최대 도플러 주파수 f_d 의 2배 보다 커야 한다. T 를 심볼주기(symbol duration)라고 하면 $T_p = NT$ 이므로 파일럿 심볼 삽입주기 N 은 식(12)에서 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$N \leq \frac{1}{2f_d T} \quad (13)$$

본 논문에서 제안한 싱크함수를 이용한 내삽법은 가우시안 내삽법과는 달리 각각의 파일럿 심볼의 페이딩 왜곡에 싱크 함수를 곱하여 더하는 방식으로서 이때 사용되는 파일럿 심볼의 갯수가 무한대

로 접근하면 원래의 페이딩 왜곡을 완벽하게 복원할 수 있다는 샘플링 이론^[7]에 근거를 두고 있으며 싱크함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (14)$$

페이딩 추정에 사용되는 파일럿 심볼의 갯수 즉 내삽법 차수(interpolation order)가 L 이면 $\text{sinc}(x)$ 의 x 값의 범위는 $L/2 \leq x < L/2$ 이다. 이때 내삽법에 이용되는 싱크함수를 $h(n)$ 라고 하면 $h(n)$ 는 다음과 같다.

$$h(n) = \text{sinc}\left(\frac{n}{N}\right) \quad (15)$$

$$-N\frac{L}{2} \leq n < N\frac{L}{2}, n \text{ is an integer}$$

식 (15)의 $h(n)$ 는 NL 개의 계수로 이루어져있다. 그림 6에 $L=4$ 인 경우에 싱크함수를 이용한 페이딩 왜곡 추정의 개요를 나타내었다.

계산량을 줄이기 위해서 식 (15)의 $h(n)$ 은 직각 윈도우(rectangular window)를 적용하여 싱크함수의 일부분만 취했기 때문에 이로 인한 리플(ripple)현상이 발생하므로 이를 감소시키기 위해서 $h(n)$ 에 해밍 윈도우(Hamming window)를 곱하여 사용하였다. 해밍 윈도우 $\text{window}(n)$ 는 다음과 같이 주어진다.^[9]

$$\text{window}(n) = 0.54 + 0.46\cos\left(\frac{2\pi n}{NL}\right) \quad (16)$$

$$-N\frac{L}{2} \leq n < N\frac{L}{2}, n \text{ is an integer}$$

$h(n)$ 에 해밍 윈도우(Hamming window)를 곱한 $h_{win}(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$h_{win}(n) = h(n)\text{window}(n) \quad (17)$$

식 (17)의 $h_{win}(n)$ 과 L 개의 파일럿 심볼이 받은

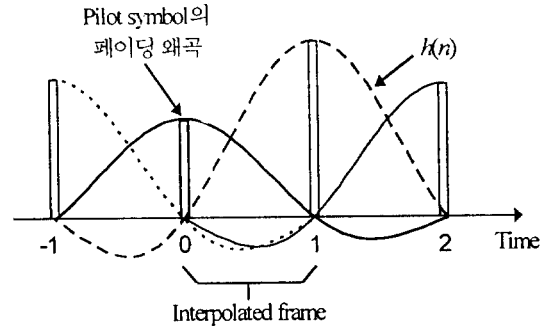


그림 6. 싱크함수를 이용한 페이딩 왜곡 추정의 개요 ($L=4$)

Fig. 6. Fading estimation block diagram using sinc function($L=4$).

페이딩 왜곡을 이용하여 $t_{k,m}$ 인 순간 즉 k 번째 프레임의 m 번째 심볼이 받은 페이딩 왜곡 추정치를 L 이 짝수일 경우와 홀수일 경우로 구분하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{C}(t_{k,m}) = \sum_{i=-\lfloor \frac{L-1}{2} \rfloor}^{\lfloor \frac{L}{2} \rfloor} h_{win}(m-iN)\hat{C}(t_{k+i,0}) : L \text{은 짝수} \quad (18)$$

$$0 \leq m < N-1$$

$$\hat{C}(t_{k,m}) = \sum_{i=-\lfloor \frac{L-1}{2} \rfloor}^{\lfloor \frac{L}{2} \rfloor} h_{win}(m-iN)\hat{C}(t_{k+i,0}) : L \text{은 홀수}$$

$$-\lfloor \frac{L-1}{2} \rfloor \leq m \leq \lfloor \frac{L-1}{2} \rfloor$$

여기에서 $m=0$ 은 파일럿 심볼, $m=N-1$ 은 프레임의 제일 마지막 심볼에 해당되고, $\lfloor \cdot \rfloor$ 은 소수점 이하는 버림을 나타낸다. 위식에서 L 이 클수록 보다 정확하게 페이딩을 추정할 수 있지만 계산량이 증가하는 단점이 있다. 또한 $\hat{C}(t_{k,0})$ 이 정확하고 L 이 무한대로 접근하면 원래의 페이딩 왜곡을 완벽

하게 복원할 수 있다.

이와같이 구한 페이딩 왜곡 추정치 $\hat{C}(t_{k,m})$ 로 $t_{k,m}$ 인 순간에 복조된 정보심볼 $U(t_{k,m})$, $m=0, 1, \dots, N-1$ 을 나누어주면 심볼의 크기와 위상이 보정된 신호를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V(t_{k,m}) = \frac{U(t_{k,m})}{\hat{C}(t_{k,m})} = \frac{r(t_{k,m})e^{j\theta(t_{k,m})}Z(t_{k,m}) + n(t_{k,m})}{\hat{r}(t_{k,m})e^{j\hat{\theta}(t_{k,m})}} \approx Z(t_{k,m}) + \frac{n(t_{k,m})e^{-j\hat{\theta}(t_{k,m})}}{\hat{r}(t_{k,m})} \approx Z(t_{k,m}) \quad (19)$$

여기에서 $\hat{r}(t_{k,m})$ 은 $\hat{C}(t_{k,m})$ 의 포락선이고 $\hat{\theta}(t_{k,m})$ 는 $\hat{C}(t_{k,m})$ 의 위상성분이다. 위식에서 $\hat{r}(t_{k,m}) \approx r(t_{k,m})$, $\hat{\theta}(t_{k,m}) \approx \theta(t_{k,m})$ 이며 즉 페이딩 왜곡과 페이딩 왜곡 추정치는 근사적으로 동일하며 또한 SNR이 크면 잡음에 의한 왜곡성분인 $n(t_{k,m})e^{j\theta(t_{k,m})}/\hat{r}(t_{k,m})$ 은 무시할 수 있으므로 페이딩 왜곡이 보정된 신호 $V(t_{k,m})$ 는 송신신호 $Z(t_{k,m})$ 와 근사적으로 동일하다.

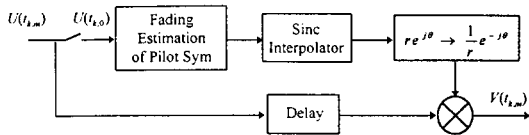


그림 7. 페이딩 추정 및 보정부의 구조
Fig. 7. Configuration of the fading estimation and compensation part.

그림 7에 페이딩 추정 및 보정부의 개요도를 나타내었다. 수신심볼 중 파일럿 심볼 $U(t_{k,0})$ 은 파일럿 심볼의 페이딩 추정부로 입력되고 여기에서 파일럿 심볼이 채널을 통과하면서 겪은 페이딩 왜곡을 추정한다. 이 추정치는 싱크 인터플레이터부에서 본 논문의 제안방식을 이용하여 정보심볼이 받은 페이딩 왜곡을 추정하는데 사용된다. 이렇게 추정된 페이딩 왜곡값으로 수신된 심볼 $U(t_{k,m})$ 을 나누어서 페이딩 왜곡을 보정한다. 그림 7의 지연부는 싱크 인터플레이터부에서 $L/2$ 개의 프레임 지연

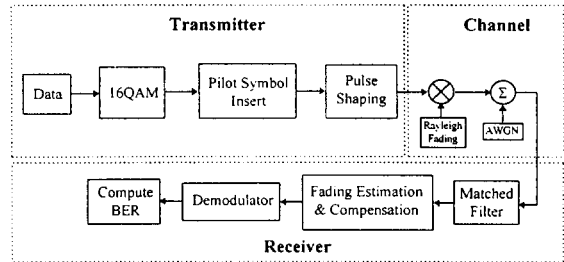


그림 8. PSAM방식을 적용한 QAM의 컴퓨터 시뮬레이션 모델
Fig. 8. Computer simulation model of QAM system using PSAM.

이 발생하므로 이것을 보상하기 위한 것이다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 레일리 페이딩 환경하에서 16QAM에 파일럿 심볼 부가방식과 싱크함수를 이용한 내삽법을 적용한 경우에 대한 성능 분석을 하였다. 그림 8에 본장에서 사용한 컴퓨터 시뮬레이션 모델을 나타내었고 그 상세 내용은 다음과 같다. 송신할 데이터는 16QAM 발생기에서 16QAM 신호로 가공한 후에 파일럿 심볼을 일정주기마다 삽입한다. 그리고 송신신호의 대역을 제한하고 ISI(intersymbol interference)가 발생하지 않도록 하기위한 파형성형 필터는 roll-off factor가 50%인 squared root raised cosine filter를 사용하였다. 파형성형된 신호는 레일리 페이딩 계수와 곱해지고 부가성 잡음이 더해진다. 수신단의 정합필터(matched filter)는 송신단의 파형성형 필터와 동일하며 정합필터를 통과한 신호는 페이딩 추정 및 보정단에서 페이딩 왜곡을 보정한다. 페이딩 추정단은 시뮬레이션 조건에 따라 가우시안 내삽법, 위너필터, 싱크함수를 이용한 방식을 사용하여 페이딩 왜곡을 추정한다. 복조기에서는 페이딩이 보정된 16QAM 신호를 판정하며 그 후에 심볼오율(SER)을 계산한다.

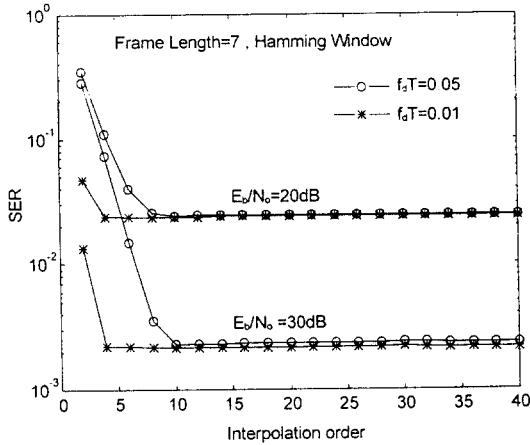


그림 9. 내삽법 차수 변화에 따른 PSAM방식의 SER 성능곡선 ($N=7$)
 Fig. 9. Effect of interpolator size on 16QAM ($N=7$).

이때 레일리 페이딩 채널의 도플러 주파수는 정규화된 도플러 주파수 $f_d T$ 로 나타냈으며 여기에서 $f_d T$ 는 최대 도플러 주파수 f_d 에 심볼주기 T 를 곱한 값이다.

내삽법 차수 L 이 크면 페이딩 왜곡을 보다 정확하게 추정할 수 있지만 계산량이 많아지므로 페이딩 왜곡 추정치의 정확도가 저하되지 않는 범위 내에서 적절한 길이의 L 을 구할 필요가 있다. 그림 9는 파일럿 심볼 주기가 $N=7$ 이고 E_b/N_0 (비트당 에너지/잡음전력밀도)가 20 dB과 30 dB이며 정규화된 도플러 주파수 $f_d T$ 가 0.05와 0.01인 경우에 L 을 증가시키면서 SER을 도시한 것이다. 그림 9의 SER곡선에 나타난 바와 같이 $L \geq 10$ 이면 SER 성능이 더 이상 개선되지 않음을 알 수 있으므로 $L=10$ 이 적절한 값을 알 수 있다. 가우시안 내삽법의 경우 $L=3$ 이고^[5] 위너 필터의 경우 $L=11$ 이 적절한 값이며^[6] 계산량은 L 에 비례하므로 싱크함수를 이용한 내삽법의 계산량은 가우시안 내삽법보다 약 3배이고 위너 필터와는 거의 비슷한 수준이다.

그림 10은 $E_b/N_0=20$ dB, $L=20$ 일 때 파일럿

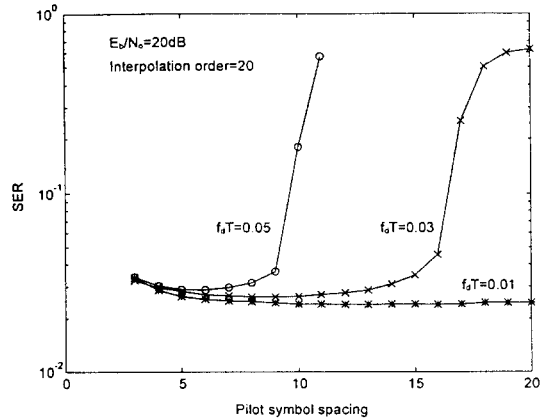


그림 10. 파일럿 심볼의 주기의 변화에 따른 효과 ($E_b/N_0=20$ dB, $L=20$)
 Fig. 10. Effect of Frame size on 16QAM ($E_b/N_0=20$ dB, $L=20$).

심볼 주기 N 을 변화시키면서 싱크함수를 이용한 내삽법의 SER을 측정한 성능곡선이다. 그림 10에 나타난 바와 같이 $f_d T$ 가 0.05와 0.03인 경우에는 N 이 증가하면서 SER이 급격히 나빠지는 현상이 나타나는데 이는 N 이 식 (13)을 만족시키지 못하기 때문이다. 또한 $f_d T$ 가 0.01인 경우에는 N 이 식 (13)을 만족하기 때문에 SER은 거의 일정한 값을 가짐을 알 수 있다. 따라서 식 (13)을 만족하는 한계내에서 N 을 증가시키면 시스템의 성능에는 큰 영향이 없음을 알 수 있다.

그림 11은 $E_b/N_0=20$ dB, $f_d T=0.03$ 그리고 $L=20$ 일 경우에 가우시안 내삽법, 위너필터 방식 그리고 본 논문의 제안 방식을 파일럿 심볼 주기 N 을 변화시키면서 SER을 측정한 성능곡선이다. $f_d T=0.03$ 일 때 식 (13)을 만족하는 N 은 16이다. 그림에 나타나 있는 바와 같이 가우시안 내삽법은 N 이 식 (13)을 만족해도 $N > 5$ 이면 N 이 증가함에 따라 SER이 나빠짐을 알 수 있다. 따라서 가우시안 내삽법에서는 N 이 식 (13)의 조건보다 약 3배 정도 작아야 함을 알 수 있다. 또한 위너필터 방식

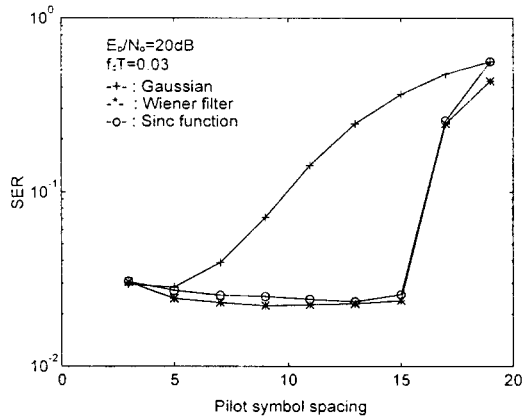


그림 11. 파일럿 심볼의 주기에 따른 각 방식의 SER 성능비교($f_d T=0.03$)

Fig. 11. Comparison of three methods($f_d T=0.03$).

과 본 논문의 제안 방식은 성능이 거의 비슷하며, $N=15$ 까지는 성능의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 이와같은 결과로부터 제안방식은 가우시안 내삽법에 비해서 파일럿 심볼의 삽입주기를 약 3배정도 길게 할 수 있음을 알 수 있고 이는 가우시안 내

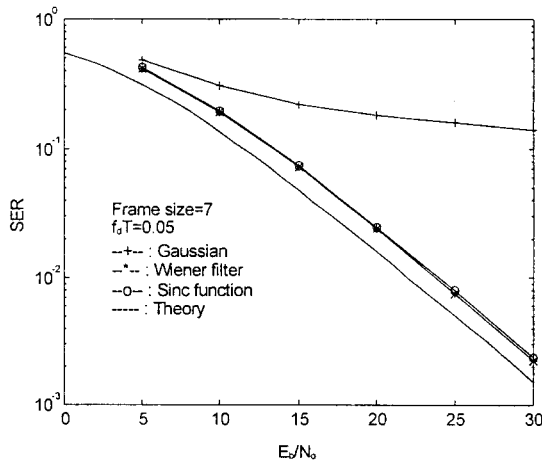


그림 12. E_b/N_0 에 따른 각 방식의 SER 성능비교 ($f_d T=0.05$)

Fig. 12. SER Performance of PSAM for 16QAM ($f_d T=0.05$).

삽법과 비교할 때 커다란 장점이다.

그림 12는 $f_d T=0.05$, $N=7$ 그리고 $L=20$ 일 경우에 가우시안 내삽법, 위너필터 방식, 본 논문의 제안 방식을 E_b/N_0 를 변화시키면서 SER을 측정 한 성능곡선이다. 그림에 나타나 있는 바와 같이 가우시안 내삽법은 E_b/N_0 가 증가하여도 성능이 일정 수준 이상으로 좋아지지 않음을 알 수 있다. 이는 $N=7$ 이 식 (13)을 만족시키지만 충분히 작지않기 때문에 페이딩 추정을 정확하게 할 수 없어서 나타나는 현상이다. 또한 위너필터 방식과 본 논문의 제안 방식은 성능이 거의 비슷함을 알 수 있다. 그림 12의 이론치는 페이딩 보상을 완벽하게 하고 파일럿 심볼을 삽입하지 않았을 경우의 그래프이다^[10].

위너 필터 방식에서 필터 계수를 구하기 위해서는 우선 채널이득의 자기상관 함수를 알아야 한다. 레일리 채널에서는 이 자기상관 함수가 베셀함수(Bessel function)가 되지만 실제 이동통신 채널 환경은 주변 여건에 따라서 채널환경이 시시각각으로 변화하므로 레일리 채널이라고 볼 수 없다. 이와 같은 이유 때문에 채널이득의 자기상관함수를 베셀 함수라고 가정하고 위너필터의 계수를 구하면 이는 실제 채널 환경에 최적화된 필터 계수가 아니기 때문에 이러한 필터 계수를 사용하여 구한 페이딩 왜곡 추정치는 실제의 페이딩 왜곡과는 많은 차이가 날 수 있다. 그림 13은 채널이득의 자기상관함수를 베셀함수라고 가정하고 구한 위너필터 계수를 사용한 위너필터 방식과 제안방식의 SER 성능을 라이시안 채널(Rician channel)에서 비교한 그래프이다. 그림 13에서 가로축의 K(Rician parameter)는 라이시안 채널의 직접파대 산란파의 전력비를 dB로 나타낸 것이다. 라이시안 채널은 K가 양의 무한대로 접근하면 가우시안 채널로 되며, 음의 무한대로 접근하면 레일리 채널로 된다. 그림에서 보는바와 같이 제안방식은 K가 커짐에 따라서 즉 직접파 성분 증가하여 가우시안 채널로 접근함에 따라서 SER성능이 좋아짐을 알 수 있다. 그러나 위너 필터 방식은 K가 커짐에 따라 SER이 좋아지다가 다시 나빠지는 현상을 나타낸다. 이러한 현상

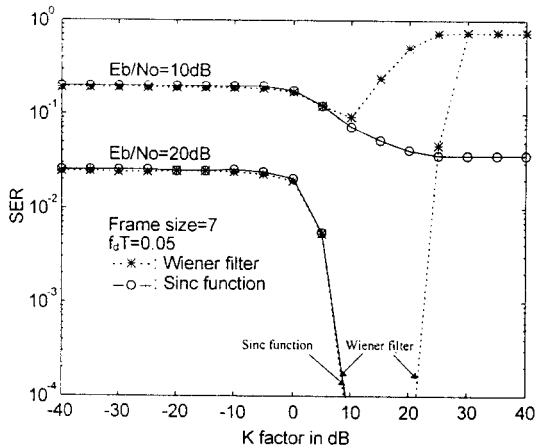


그림 13. 라이시안 채널에서 위너필터 방식과 제안방식의 성능비교

Fig. 13. SER Performance comparison of Wiener filter with proposed method in Rician channels ($f_dT=0.05$).

은 베셀함수라고 가정한 자기상관함수가 K가 커짐에 따라 점차로 베셀함수와 달라지기 때문에 나타난다. 따라서 위너 필터 방식은 채널의 통계적 특성이 계속 변하는 실제 환경하에서는 적용하기 어려우며, 반면에 본 논문에서 제안한 방식은 자기상관함수와 같은 채널의 통계적 특성을 몰라도 적용할 수 있음을 알 수 있다.

IV. 결 론

스펙트럼 이용효율이 높은 M진 QAM을 육상이 동통신에 적용할 경우에 나타나는 페이딩 왜곡현상을 극복하기 위한 방법으로서 본 논문에서 제안한 싱크함수를 이용한 내삽법을 PSAM방식과 16-QAM에 적용하였다. 기존의 가우시안 내삽법은 파일럿 심볼 삽입주기가 나이키스트 샘플링율에 근접할수록 성능이 급격히 저하되는 단점이 있으며, 최적의 성능을 갖고있는 위너 필터를 이용한 방식은 나이키스트 샘플링율에 근접해도 성능의 저하가 없

는 장점이 있다. 그러나 위너 필터를 사용한 방식은 채널이득의 자기상관함수, 도플러 주파수 그리고 SNR과 같은 채널의 사전정보를 알아야 최적의 필터계수를 구할 수 있으며 이는 위너 필터방식을 실 환경에 적용하기 어렵게 만드는 단점이다. 본 논문에서 제안한 방식은 컴퓨터 시뮬레이션 결과 위너 필터방식과 거의 유사한 성능을 갖고 있음을 확인할 수 있었고 또한 이와같은 채널의 사전정보를 알아야 할 필요가 없는 장점이 있기 때문에 실환경에 적용하기 적합한 방식이다.

참 고 문 헌

- [1] J. P. McGeehan and A. Bateman, "Phase-locked transparent tone in band (TTIB): A new spectrum configuration particularly suited to the transmission of data over SSB mobile radio networks," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. Com-32, pp. 81-87, Jan. 1984.
- [2] P. M. Martin and A. Bateman, "The implementation of a 16QAM mobile data System using TTIB-based fading correction technique," *Proc. 38th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp71-76, June 1988.
- [3] F. Davarian, "High performance communication in mobile channels," *Proc. 34th IEEE Veh. Technol. Conf.*, 1984.
- [4] M. K. Simon, "Dual pilot tone calibration technique," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-35, pp. 63-70, May. 1986.
- [5] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16QAM in digital land mobile radio channels," *Proc. 39th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 640-646, May 1989.
- [6] James K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted 16QAM for Rayleigh

fading channels”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-40, pp. 686-693, November 1991.

- [7] Alan V. Oppenheim, *Signals and systems*. Prentice-Hall, 1983.
- [8] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.
- [9] S. Lawrence Marple Jr., *Digital Spectral*

Analysis. Prentice-Hall, 1987.

- [10] C-J Kim, Y-S Kim, G-Y Jeong, J-K Mun, and H-J Lee, “BER Analysis of QAM with MRC Space Diversity in Rayleigh Fading channel”, *6th IEEE PIMRC Conf.*, pp. 482-485, Sept, 1995.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1989.

김 영 수



1984년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (학사)
 1986년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(석사)
 1992년 9월~현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정

1988년 5월~현재 : 한국전자통신연구원 전파신호처리연구실 선임연구원

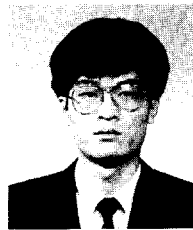
김 창 주



1980년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자공학과(학사)
 1986년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사)
 1993년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(박사)

1979년 12월~1983년 2월 : 국방과학연구소 연구원
 1983년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 전파신호처리연구실 구실장

정 구 영



1989년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (학사)
 1991년 2월 : 충남대학교 대학원 전자공학과(석사)
 1991년 1월~현재 : 한국전자통신연구원 전파신호처리연구실 선임연구

구원

문 재 경



1991년 2월 : 경북대학교 전자공학과(학사)
 1993년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과(석사)
 1993년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 전파신호처리연구실

연구원

박 한 규



1964년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1968년 2월 : 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
 1973년 : 프랑스 파리대학교(소르본대학교) 박사과정 수료(DEA)

1975년 : 프랑스 파리6대학교(Ph. D.)
 1976년~1992년 : 연세대학교 전자공학과 교수
 1992년~1995년 : 연세대학교 전파공학과 교수
 1996년~현재 : 연세대학교 기전공학부 교수

최 상 삼

1966년 : 미국 노스캐롤라이나 대학 물리학과 졸업(학사)
 1968년 : 미국 미시간 주립대학 물리학과 졸업(석사)
 1971년 : 미국 오하이오 주립대학 물리학과 졸업(Ph. D.)
 1971년~1974년 : 미국 노스캐롤라이나 대학 화학과 연구원
 1974년~현재 : 한국과학기술연구원 책임 연구원
 1997년~현재 : 한국과학기술정책연구소 단장