

## PSAM을 이용한 M진 QAM의 fast Rayleigh 페이딩 보상

正會員 蔡 兌 秉\*, 方 成 日\*\*

### Fast Rayleigh Fading Compensation for M-ary QAM using PSAM

Tae Byeong Chae\*, Sung Il Bang\*\* Regular Members

#### 要 約

본 논문에서는, 통신시스템의 대역효율을 극대화하기 위하여 높은 대역효율을 갖는 M진 QAM을 육상 이동통신 채널에 적용하기 위한 페이딩 보상기술에 관하여 고찰하였다.

그 결과, AWGN 및 페이딩이 존재하는 무선통신 채널에서 단말기의 이동속도가 100[Km/h] 이상인 경우 AWGN과 페이딩의 영향을 줄이기 위해서는 다이버시티 수신기 효과적이며 신호대잡음비가 약 25~30[dB] 정도 개선됨을 확인하였다. 또한, 고속 Rayleigh 페이딩 채널에서 16진 QAM 송신시스템에 페이딩 보상회로로 구성된 다이버시티 수신 시스템을 사용할 경우, 시스템의 대역효율 및 신뢰도를 크게 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

#### ABSTRACT

A pilot symbol-assisted Rayleigh fading compensation technique is investigated for M-ary quadrature amplitude modulation(QAM) to achieve higher spectral efficiency.

It is found that diversity receiver is effective for mitigating the influence of AWGN and fading in the case that velocity of receiver unit is beyond 100[Km/h], and signal-to-noise ratio(SNR) is improved about 25~30[dB]. And, it is found that 16-ary QAM transmitter and maximal ratio combining space diversity receiver using fading compensator gives the highest spectral efficiency and reliability of land mobile communication system in fast Rayleigh fading environments.

\*한국항공우주연구소 전자탐재기기 그룹 연구원

\*\*단국대학교 공과대학 전자공학과

論文番號 : 95132-0404

接受日字 : 1995年 4月 4日

## I. 서 론

앞으로 구축하게 될 고도정보화 사회에서는 현재 제공되고 있는 모든 서비스를 통합한 PCS(personal communication service)가 향후 이동통신의 주요한 통신 방식이 될 것이라 예상된다. 이와 같은 PCS를 실현하기 위해서는 단말기의 무선화와 디지털 정보의 고속 전송이 필수적이다. 그러나 한정된 주파수 자원하에서 모든 서비스를 다수의 가입자에게 제공하기 위해서는 다원 접속(multiple access)으로 대표되는 시간적 유효 이용기술과 서비스 지역 설계(cell planning)등과 같은 공간적 유효 이용기술, 그리고 높은 대역효율의 변·복조 기술을 통한 주파수 유효 이용기술에 대한 연구 및 기술개발이 이루어져야 한다. 또한 다이버시티기술 및 오류 정정부호와 같은 전송특성 개선기술과 고속무선통신을 실현시키는데 필수적으로 해결해야 할 페이딩 대책 기술도 함께 연구되어야 한다.

현재의 이동통신 시스템에서 PCS로 전환하기 위해서는 전체적인 통신 시스템의 채널용량을 증가시켜야 한다. 이를 위해서는 사용 주파수 대역을 높은 주파수 대역으로 전환할 수도 있으나 전자파의 전파특성 때문에 많은 문제점이 발생하게 된다. 따라서 제한된 주파수대역 내에서 가입자의 요구를 충분히 만족시키기 위해서는 대역효율이 우수한 변조방식으로의 전환이 불가피하다. 이에 대한 개선책으로, 직교진폭변조(QAM:quadrature amplitude modulation) 방식은 채널용량을 증가시킬 수 있는 매우 유망한 변조방식이다. 그러나 이러한 변조방식은 이동통신 채널에서 발생하는 페이딩(fading) 현상에 매우 심각한 영향을 받기 때문에 육상 이동통신에 이를 적용하기 위해서는 매우 정밀한 페이딩 보상기술이 요구된다.

이에 본 연구에서는, 육상 이동통신채널에서 발생하는 페이딩현상을 이론적으로 해석한 다음 이를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 모델링한 후, 다차레벨을 갖는 QAM 방식에 적용하여 페이딩의 영향을 받은 신호를 원래의 신호로 복원할 수 있는 페이딩 보상회로를 Lagrange의 2 차 보간법을 이용하여 설계하였다. 그리고 최종적으로 보상회로를 사용한 최대비합성(maximal ratio combining)의 다이버시티 수신시스템을 설계하여 디지털 무선통신시스템에 영향을 주는 AWGN(additive white Gaussian noise)과 고속 Rayleigh 페이딩환

경 하에서의 오율특성 및 보상회로와 다이버시티수신을 적용했을 때의 오율특성을 계산하여 그 결과를 제시하였다.

## II. PSAM 을 이용한 페이딩의 보상

PCS 시스템의 구축에 있어서 가장 중요한 문제중의 하나는 제한된 주파수대역 내에서 가능한 한 스펙트럼 효율(spectrum efficiency)을 향상시켜 동시에 많은 가입자를 수용할 수 있도록 하는 것이다. 이러한 관점에서 볼 때, 직교진폭변조방식(quadrature amplitude modulation)은 스펙트럼 효율을 증가시킬 수 있는 매우 유망한 변조방식이다. 그러나 불행하게도 QAM은 이동통신채널에서 발생하는 페이딩현상에 매우 민감한 특성을 갖기 때문에 페이딩에 의한 왜곡을 보상할 수 있는 채널 sounding 과 같은 페이딩 보상기술이 절실히 요구되며, 선진각국에서는 이미 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>(1-6)</sup>. 채널 sounding 은 pilot-tone 에 의한 방식과 pilot-symbol 에 의한 방식으로 구분할 수 있다.

Pilot-tone에 의한 보상시스템은 tone calibration technique(TCT)<sup>(1)</sup>, dual tone calibration technique(DTCT)<sup>(2)</sup>, transparent tone in-band(TTIB)<sup>(3)</sup> 등이 연구되었다. 그 중에서 TTIB 는 우수한 스펙트럼 효율 및 페이딩에 의한 변화와 pilot-tone 의 왜곡 사이에 높은 상관특성을 만족한다는 장점을 갖는다. 그러나 pilot-tone 에 대한 필터링과 필터링에 의한 지연성분의 보상을 위해 복잡한 신호처리 과정이 필요하다는 매우 불리한 단점을 갖고 있다. 이와 달리, pilot-symbol 에 의한 방식은 데이터열에 pilot-symbol 을 부가하여 전송한 후, 수신시 pilot-symbol을 통해 채널에서의 페이딩 특성을 검출하는 것으로 pilot-tone 에 의한 방식에 비해 신호처리과정이 비교적 간단하다는 장점을 갖는다. 이러한 방식으로 J. K. Cavers 는 Wiener 필터를 이용한 보상시스템을 제시하였으나<sup>(4)</sup>, 필터자체만을 구현하는데도 매우 복잡한 신호처리과정이 요구되며 많은 양의 연산이 수행되기 때문에 실제 시스템에 이를 적용하는 것은 매우 어렵다. 이를 보완하기 위하여, S. Sampei 는 Wiener 필터 대신에 Gaussian 보간법을 이용한 보상회로를 구현하여 회로를 단순화시켰으며 이를 육상이동통신 환경에

적용하여 그 성능을 입증하였다<sup>15,6)</sup>.

본 논문에서는 S. Sampei 의 이론을 기초로 하여 PCS 환경에서의 페이딩왜곡을 보상할 수 있는 대책기술로서 Lagrange 의 보간법을 이용한 보상회로를 설계하였다. 그리고 이에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 및 오율해석을 통하여 시스템의 성능을 평가하였다.

1. PSAM 을 이용한 송·수신기의 구성

M 진 QAM 의 신호격자도는 그림 1에 보인 바와 같다.

그림 2는 PSAM 을 적용한 송·수신기의 구성을 나타낸다.

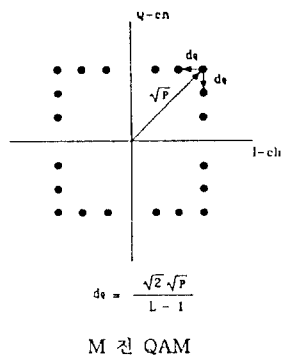


그림 1. M 진 QAM 의 신호격자도.  
Fig. 1. Signal constellation of M-ary QAM.

그림 2에서 보는 바와 같이 직렬 형태의 송신 데이터는 직·병렬 변환기(serial-to-parallel converter)를 통해 병렬데이터로 바뀐다. 그리고 복소 베이스밴드 신호는 BSG(baseband signal generator)를 거쳐 Gray 부호화된 후 pilot-symbol 삽입단에서 그림 1에 보인 바와 같이 pilot-symbol,  $a_p$ 가 매 (N-1) 정보 비트마다 삽입된다. 즉, 정보 데이터열은 길이가 N 인 프레임으로 분할되며 이는 그림3에 보인 바와 같다.

Pilot-symbol 이 삽입된 베이스밴드 신호는 저역통과 필터(low pass filter)를 거쳐 대역제한된 다음, 반송파로 변조되어 전송된다.

전송된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_T(t) = \text{Re}\{Z_0(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \tag{1}$$

$$Z_0(t) = Z_{0I}(t) + j Z_{0Q}(t)$$

여기서,  $f_c$ 는 반송파 주파수이고  $Z_0(t)$ 는 전송된 기저대역 신호이다. 그림 2(b)는 수신기의 구성을 나타내며, 페이딩 채널을 통해 수신된 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_R(t) = \text{Re}\{\alpha(t)Z_0(t)\exp(j-2\pi f_c t) + n(t)\exp(j-2\pi f_c t)\}$$

$$c(t) = c_I(t) + j c_Q(t) \tag{2}$$

여기서,  $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 AWGN 을 나타내며  $c(t)$ 는 Rayleigh 분포를 갖는 페이딩성분이다. 수신신호  $s_R(t)$ 를 발진주파수가  $f_c$ 인 국부 발진기로 동기검파하면 수신 기저대역 신호  $u(t)$ 를 얻을 수 있다.

$$u(t) = c(t)Z_0(t) + n(t) \tag{3}$$

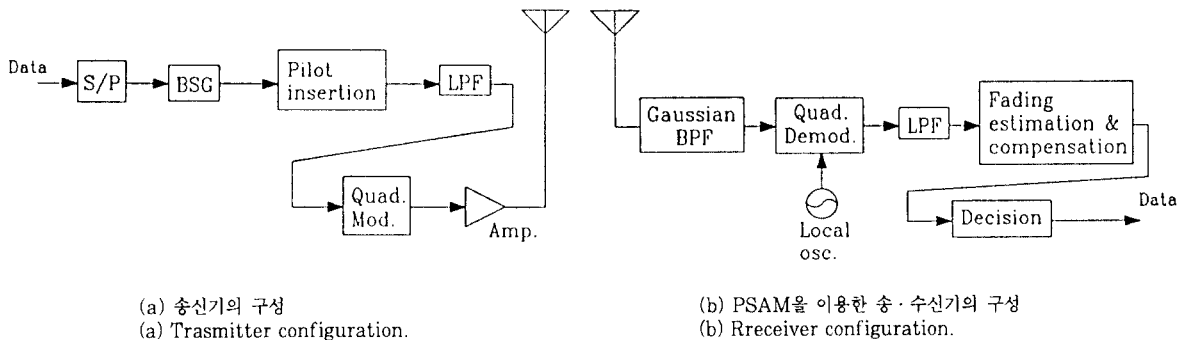


그림 2. PSAM 을 이용한 송·수신기의 구성.  
Fig. 2. Configuration of transmitter and receiver using PSAM.

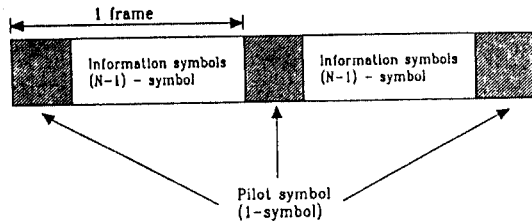


그림 3. 프레임의 구성.  
Fig. 3. Frame configuration.

식 (3)에서,  $c(t)$ 를 예측하여  $\hat{c}(t)$ 로 나타낼 수 있다. 원래의 베이스밴드 신호  $Z_0(t)$ 를 다음과 같이 예측할 수 있다.

$$\hat{Z}(t) = h(t)u(t) \tag{4}$$

여기서,

$$h(t) = \frac{1}{\hat{c}(t)} \tag{5}$$

이러한 과정을 통해 보상된 데이터  $\hat{Z}(t)$ 를 결정하고 병·직렬 변환기(parallel-to-serial converter)로 병렬데이터를 직렬로 변환하면 송신된 데이터열을 얻을 수 있다.

2. 페이딩 보상회로의 설계 및 컴퓨터 시뮬레이션

페이딩예측(fading estimation)과 보상(compensation) 단은 그림 4에 보인 바와 같이 클럭 동기(clock sync.), 프레임 동기(frame sync.), 페이딩 왜곡예측과 페이딩왜곡 보상단등의 부시스템으로 구성된다. 클럭과 프레임 타이밍은 클럭과 프레임 동기단에서 처음으로 발생하는데 심볼지속시간과 한 프레임의 길이를 각각  $T_s$ 와  $N$ 이라 하면 이들 사이에는 프레임 지속시간,  $T_F$ 에 대하여 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$T_F = NT_s \tag{6}$$

여기서, 문제의 해석을 간단히 하기 위하여 클럭과 프레임 타이밍은 완벽하게 동기되었다고 가정한다.

각 심볼의 표본화 타이밍,  $t_{k,m}$ 을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t_{k,m} = kT_F + \left(\frac{m}{N}\right)T_F \tag{7}$$

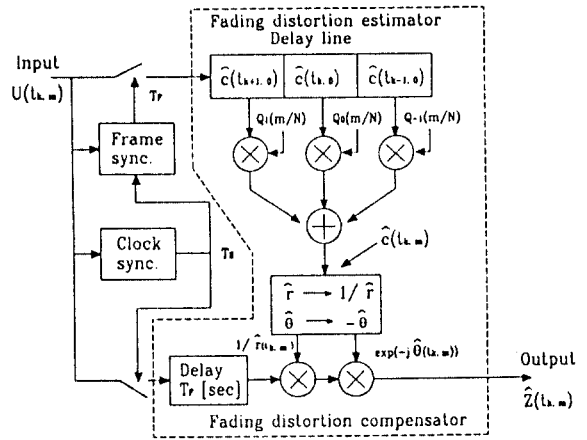


그림 4. 페이딩 예측/보상 회로의 구성.  
Fig. 4. Configuration of fading estimation & compensation stage.

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

$$N = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

그리고 식 (7)에서 프레임 타이밍은 다음과 같다.

$$t_{k,0} = kT_F \tag{8}$$

그림 2 (b) 의 수신기를 통해 각 프레임 타이밍에서 복조된 신호는

$$u(t_{k,0}) = c(t_{k,0})a_F + n(t_{k,0}) \tag{9}$$

와 같이 나타낼 수 있으며 매 프레임 타이밍에서의 페이딩 왜곡성분  $c(t_{k,0})$ 는 다음 식으로 부터 구할 수 있다.

$$\hat{c}(t_{k,0}) = u(t_{k,0})/a_F$$

$$= c(t_{k,0}) + n(t_{k,0})/a_F \tag{10}$$

식 (10)으로 부터  $\hat{c}(t_{k,0})$ 는 잡음성분  $n(t_{k,0})/a_F$ 가 부가된 것임을 알 수 있다.

페이딩 왜곡성분  $c(t)$ 는 대역제한된 Gaussian 랜덤 특성을 갖기때문에 정보심볼에서의 페이딩왜곡은 프레임 타이밍에서 구한  $\hat{c}(t_{k,0})$ 에 보간법을 적용하여 예측할 수 있다. 본 연구에서는 계산의 수를 감소시키기 위하여 Lagrange의 2 차 보간을 적용하였다.

$$f(x) = \frac{x(x-1)}{2} f_{-1} + (1-x^2) f_0 + \frac{x(x+1)}{2} f_1 \tag{11}$$

식 (11)은 Lagrange 의 2 차 보간(2nd order interpolation) 을 나타낸다.

2 차 보간을 이용하면  $t = t_{k,m}$ 에서 예측된 페이딩 왜곡의 변화를 다음과 같은 계산과정을 통하여 구할 수 있다.

$$\hat{c}(t_{k,m}) = Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(t_{k-1,0}) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(t_{k,0}) + Q_1\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(t_{k+1,0}) \quad (12-a)$$

$$Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 - \frac{m}{N}\right\} \quad (12-b)$$

$$Q_0\left(\frac{m}{N}\right) = 1 - \left(\frac{m}{N}\right)^2 \quad (12-c)$$

$$Q_1\left(\frac{m}{N}\right) = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{m}{N}\right)^2 + \frac{m}{N}\right\} \quad (12-d)$$

위의 식들은 그림 4의 페이딩 예측기에서 계산된다. 그리고 페이딩 왜곡은 페이딩 왜곡 보상기에서 다음 식을 계산함으로써 보상된다.

$$\begin{aligned} Z(t_{k,m}) &= \frac{n(t_{k,m})}{\hat{c}(t_{k,m})} \\ &= \frac{c(t_{k,m})}{\hat{c}(t_{k,m})}Z(t_{k,m}) + \frac{n(t_{k,m})}{\hat{c}(t_{k,m})} \end{aligned} \quad (13)$$

AWGN 만이 존재하는 경우 페이딩 성분을 나타내는  $c(t)$ 항은 1이 되므로 식 (12-a)는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{c}(t_{k,m}) &= Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(t_{k-1,0}) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(t_{k,0}) \\ &\quad + Q_1\left(\frac{m}{N}\right)\hat{c}(t_{k+1,0}) \\ &= 1 + \frac{1}{|a_i|^2}\left\{Q_{-1}\left(\frac{m}{N}\right)n(t_{k-1,0}) + Q_0\left(\frac{m}{N}\right)n(t_{k,0})\right. \\ &\quad \left.+ Q_1\left(\frac{m}{N}\right)n(t_{k+1,0})\right\} = 1 + n_1(t_{k,m}) \end{aligned} \quad (14)$$

$n(t_{k-1,0}), n(t_{k,0}), n(t_{k+1,0})$ 은 각각 평균이 0 이고 상호 독립인 Gaussian 잡음이기 때문에  $n_1(t_{k,m})$ 의 분산,  $\sigma_1^2$ 은

$$\sigma_1^2 = \frac{\sigma^2}{|a_i|^2(N-1)} \sum_{m=1}^{N-1} \left[ 1 + \frac{3}{2} \left\{ \left(\frac{m}{N}\right)^4 - \left(\frac{m}{N}\right)^2 \right\} \right] \quad (15)$$

이 되고,  $\sigma^2$ 은 Gaussian 잡음의 분산을 나타낸다. 여기서  $|n(t_{k,m})| \ll 1$ 이라고 가정하면 식 (13)은 다음과 같이 표현된다.

$$Z(t_{k,m}) = \frac{Z(t_{k,m}) + n(t_{k,m})}{1 + n_1(t_{k,m})}$$

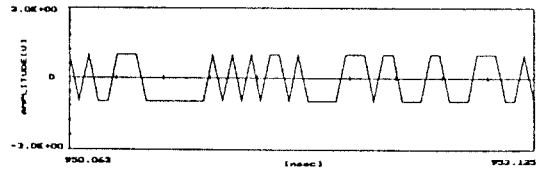
$$\begin{aligned} &\cong Z(t_{k,m}) + \{n(t_{k,m}) - Z(t_{k,m})n_1(t_{k,m})\} \\ &= Z(t_{k,m}) + n_2(t_{k,m}) \end{aligned} \quad (16)$$

윗 식으로부터  $n_2(t_{k,m})$ 의 분산,  $\sigma_2^2$ 을 구할 수 있다.

$$\sigma_2^2 = \sigma^2 + \sigma_s^2 \sigma_1^2 \quad (17)$$

여기서,  $\sigma_s^2$ 은  $Z(t)$ 의 분산을 나타낸다.

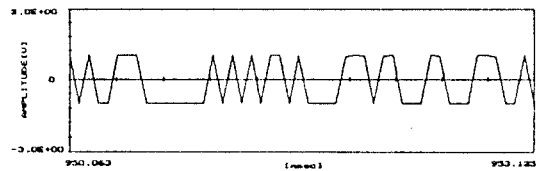
이와 같은 과정을 통해 PSAM 을 적용한 페이딩 보상회로를 구성하여 시뮬레이션한 결과를 그림 5와 6에 도시하였다.



송신된 데이터

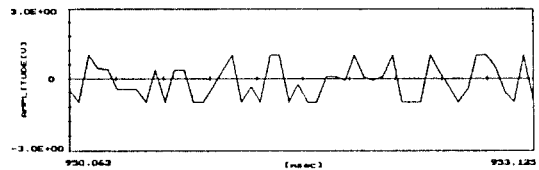
(a) 송신된 데이터  
(a) Transmitted data.

( $f_D = 40$  [Hz])



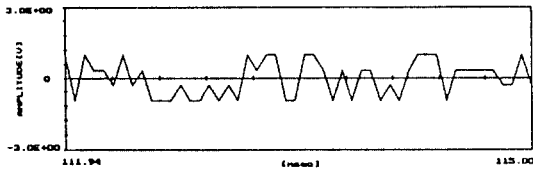
(b) 보상된 수신 데이터( $f_D = 40$  [Hz])  
(b) Compensated data( $f_D = 40$  [Hz]).

( $f_D = 80$  [Hz])



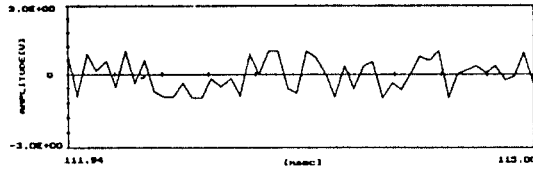
(c) 보상된 수신 데이터( $f_D = 80$  [Hz])  
(c) Compensated data( $f_D = 80$  [Hz]).

그림 5. 4진 QAM 의 컴퓨터 시뮬레이션.  
Fig. 5. Computer simulation of 4-ary QAM.



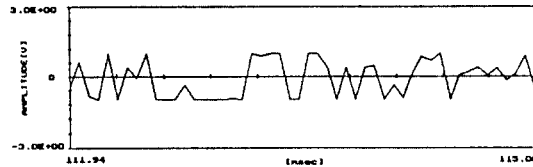
(a) 송신된 데이터  
(a) Transmitted data.

( $f_D = 40$  [Hz])



(b) 보상된 수신 데이터( $f_D = 40$  [Hz])  
(b) Compensated data( $f_D = 40$  [Hz]).

( $f_D = 80$  [Hz])



(c) 보상된 수신 데이터( $f_D = 80$  [Hz])  
(c) Compensated data( $f_D = 80$  [Hz]).

그림 6. 16진 QAM의 컴퓨터 시뮬레이션  
Fig. 6. Computer simulation of 16-ary QAM.

그림으로부터, 도플러 주파수,  $f_D$ 가 작으면 즉, 이동체가 천천히 이동할 경우 페이딩 왜곡의 보상이 어느 정도 이루어지지만  $f_D$ 가 80 [Hz] 이상이 되면 거의 보상이 이루어지지 않는다. 이러한 이유는 보간(interpolation)의 차수가 2 차로 낮기 때문에  $f_D$ 가 클수록 빠르게 변화하는 진폭변동에서 페이딩성분을 예측할 수 없기 때문이다. 보간의 차수를 높이면 어느 정도 성능의 개선을 기대할 수 있으나 시스템의 복잡성이 증가하므로 최대비 합성의 공간 다이버시티(space diversity)를 적용하였다.

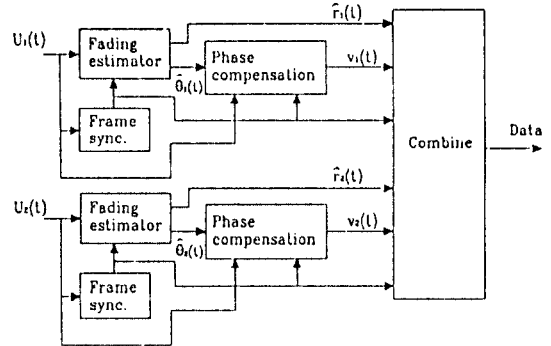


그림 7. PSAM을 이용한 다이버시티 수신단의 구성  
Fig. 7. Configuration of diversity receiver using PSAM.

### 3. PSAM을 이용한 다이버시티 수신

본 연구에서는 그림 4에 보인 페이딩 보상회로를 사용하여 최대비합성의 2-branch 다이버시티 수신방식을 적용하였다. 그림 7은 다이버시티 수신단의 구성을 나타낸다.

$t = t_{k,m}$ 에서 식 (12)의 계산으로 얻어진 페이딩 왜곡성분  $\hat{c}(t_{k,m})$ 은 크기,  $\hat{r}(t_{k,m})$ 과 위상,  $\hat{\theta}(t_{k,m})$ 으로 구분할 수 있다.

$$\hat{c}(t_{k,m}) = \hat{r}(t_{k,m}) \exp\{j\hat{\theta}(t_{k,m})\} \quad (18)$$

윗 식으로부터 구한 위상성분  $\hat{\theta}(t_{k,m})$ 으로 수신신호를 동위상화한다.

$$\begin{aligned} v_i(t_{k,m}) &= U_i(t_{k,m}) \exp\{-j\hat{\theta}(t_{k,m})\} \\ &= (c_i(t_{k,m})Z_0(t_{k,m}) + n_i(t_{k,m})) \\ &\quad \exp\{-j\hat{\theta}(t_{k,m})\} \end{aligned} \quad (19)$$

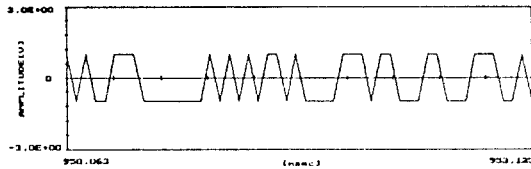
그리고 페이딩 왜곡은 그림 7의 합성(combining) 과정에서 다음 식을 계산함으로써 보상된다.

$$\hat{z}(t_{k,m}) = \sum_{i=1}^{N=2} a_i(t_{k,m}) v_i(t_{k,m}) \quad (20)$$

여기서, 가중계수(weighting coefficient)  $a_i(t_{k,m})$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$a_i(t_{k,m}) = \frac{\hat{r}_i(t_{k,m})}{\sum_{j=1}^{N=2} \hat{r}_j(t_{k,m})^2} \quad (21)$$

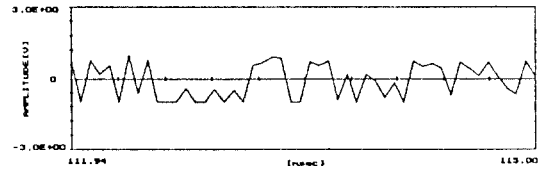
이와 같은 과정을 통해 얻은 다이버시티 수신에 대한



보상된 수신 데이터

그림 8. 다이버시티수신에 대한 4진 QAM의 컴퓨터 시뮬레이션 ( $f_D = 120$  (Hz)).

Fig. 8. Computer simulation of 4-ary QAM for diversity reception ( $f_D = 120$  (Hz)).



보상된 수신 데이터

그림 9. 다이버시티수신에 대한 16진 QAM의 컴퓨터 시뮬레이션 ( $f_D = 120$  (Hz)).

Fig. 9. Computer simulation of 16-ary QAM for diversity reception ( $f_D = 120$  (Hz)).

시뮬레이션 결과를 그림 8과 9에 도시하였다.

그림에서 보는 바와 같이 다이버시티 수신을 한 경우, 페이딩 보상회로만을 적용한 결과에 비해 큰  $f_D$  즉, 무선 단말기가 100 [km/h] 이상으로 빠르게 이동하는 경우에도 원래의 전송 데이터열을 예측해 내고 있음을 알 수 있다.

### III. 오울해석 및 고찰

#### 1. 페이딩 채널에서의 신호대잡음비

페이딩 채널에서 페이딩의 영향을 받은 신호의 포락선은 도플러 주파수,  $f_D$ 가 증가할수록 열화의 정도가 심해지기 때문에 전체 신호대잡음비도 변화하게 된다.

수신 신호성분중에서 신호성분만을 고려하면

$$r(t) = cs(t) \tag{22}$$

와 같이 된다. 여기서,  $s(t)$ 는 전송신호,  $r(t)$ 는 수신신호,  $c$ 는 페이딩성분을 나타낸다. 수신신호  $r(t)$ 의 신호대 잡음비  $\gamma$ 에 대한 평균은<sup>[7]</sup>

$$\overline{\gamma(t)} = \langle c \rangle_r s(t) = \langle (1 - e^{-\gamma}) \rangle_r s(t) \tag{23}$$

따라서, 평균전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{S} &= \langle \gamma^2(t) \rangle_r = \langle (1 - e^{-\gamma})^2 \rangle_r \langle s^2(t) \rangle_r \\ &= \left( \frac{\gamma_0}{1 + \gamma_0} \right)^2 \sigma_s^2 \end{aligned} \tag{24}$$

여기서,  $\langle \cdot \rangle_r$ 와  $\langle \cdot \rangle_t$ 는 각각  $\gamma$ 와  $t$ 에 대한 평균을 나타내고  $\gamma_0$ 는 평균 신호대잡음비이며  $\sigma_s^2$ 은 신호  $s(t)$ 의 평균전력을 나타낸다.

Gaussian 필터를 통과한 잡음의 전력밀도 스펙트럼은 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$S_n(f) = \frac{(1 - e^{-\gamma})^2}{B\gamma} e^{-(\pi f/B)^2} \tag{25}$$

여기서,  $B$ 는 잡음의 대역폭이며 전송율과 같은 16[kHz]라 가정한다. 식 (25)를 신호대역폭에 걸쳐 적분을 하면 잡음전력을 얻는다. 즉,

$$\begin{aligned} \overline{N} &= \left\langle \frac{(1 - e^{-\gamma})^2}{\gamma} \right\rangle_r \frac{1}{B} \int_{-W}^W e^{-(\pi f/B)^2} df \\ &= \frac{1}{\gamma_0} \ln \left( \frac{1 + \gamma_0}{1 + 2\gamma_0} \right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (\pi)^k}{k! (2k+1)} \left( \frac{W}{B} \right)^{2k+1} \end{aligned} \tag{26}$$

그리고, 도플러 주파수  $f_D$ 로 인한 양측대파 random FM 잡음의 전력밀도 스펙트럼은 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$S_{FM}(f) = \frac{Q^2}{2f} \left( \frac{1}{2\pi f} \right)^2 \tag{27}$$

여기서,  $Q^2 = \frac{1}{2} (2\pi f_D)^2$ 이다. 마찬가지로, 이에 대응하는 random FM 잡음전력은 다음과 같은 적분과정을 거쳐 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{N_{FM}} &= 2 \int_{0.1W}^W \frac{1}{2f} \cdot \frac{1}{2} (2\pi f_D)^2 \left( \frac{1}{2\pi f} \right)^2 df \\ &= \frac{Q^2}{4} \left( \frac{f_D}{W} \right)^2 \end{aligned} \tag{28}$$

윗식의 적분구간은 0부터  $W$ 가 되어야 하지만 0.1W부터  $W$ 로 근사화하여도 그 차이는 미소하기 때문에 무시할 수 있다<sup>[8]</sup>. 따라서 식(24), 식(26), 식(28) 로부

터 페이딩 채널에서의 신호대 잡음비는 다음과 같다.

$$S/N = \frac{\bar{S}}{N_G + N_{FM}} = \frac{\left(\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}\right)^2 \sigma_s^2}{\frac{1}{\gamma_0} \ln \frac{(1+\gamma_0)^2}{1+2\gamma_0} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (\pi)^k}{k! (2k+1)} \left(\frac{W}{B}\right)^{2k+1} + \frac{99}{4} \left(\frac{f_D}{W}\right)^2}$$

(29)

2. 오율해석

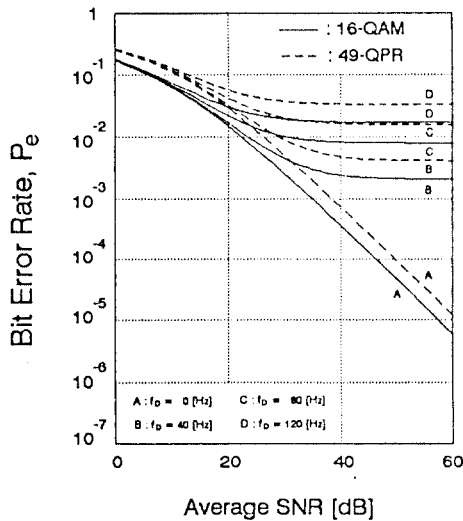
이동 무선 채널에서 AWGN과 Rayleigh 페이딩이 존재할 때에 대한 비트오율(bit error rate)은 다음과 같은 계산과정을 통하여 구할 수 있다<sup>(5,9)</sup>.

$$P_{QAM}(\gamma_0) = \int_0^{\infty} \frac{1}{\gamma_0} e^{-\gamma/\gamma_0} \left(1 - \frac{1}{L}\right) \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{3\gamma}{2(L^2-1)}} \right] d\gamma$$

$$= \left(1 - \frac{1}{L}\right) \left[ 1 - \sqrt{\frac{3\gamma_0}{2(L^2-1)+3\gamma_0}} \right]$$

(30)

M 진 QAM 시스템은 AWGN 및 시간선택성 페이딩이 존재하는 이동무선 채널에서 사용하는 경우에 대한 오율특성을 앞에서 유도한 오율식에 의하여 구했으며, 그 결과는 각각 그림 10에 보인 바와 같다.



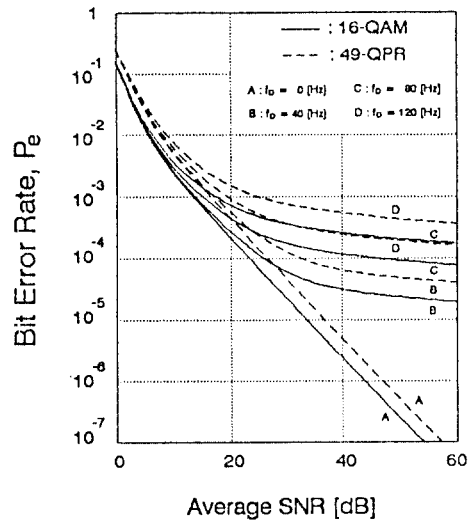
16 진 QAM 과 49 진 QPR 의 BER 특성

그림 10. Rayleigh 페이딩 채널에서의 오율특성.  
Fig. 10. BER performance in Rayleigh fading channel.

페이딩채널에서의 열화정도를 고찰하기 위하여 0, 40, 80, 120 [Hz]의 도플러 주파수,  $f_D$ 를 변수로 하여 오율을 구하였다. 여기서, 데이터 전송율은 16 [kbps], 반송파 주파수는 900 [MHz]로 설정하였다. 그림 10으로부터 4 진 QAM 과 16 진 QAM 의 오율특성을 비교해 보면,  $f_D = 0$  [Hz]에서 16 진 QAM의 SNR 이 약 9 [dB] 정도 열화되고  $f_D$ 가 증가함에 따라 QAM 의 오율특성이 나빠짐을 알 수 있다. 이러한 이유는 직교진폭변조과정을 통해 정보는 모두 진폭성분에 포함되기 때문에 전송신호의 진폭에 주로 영향을 미치는 페이딩현상에 대하여 진폭변조방식은 매우 민감한 특성을 갖게 되기 때문이다. 또한 변조레벨이 증가할수록 오율특성이 더욱 열화됨을 알 수 있다.

PSAM을 적용한 페이딩 보상회로를 사용한 경우의 오율특성은 그림 11에서 보인 바와 같다.

페이딩 보상회로를 적용한 결과,  $f_D = 0$  [Hz]에서 약 15 [dB] 정도 SNR 이 개선되고  $f_D$ 가 증가할수록 개선정도는 증가함을 알 수 있다. 그러나 정상적인 통신 시스템으로 동작하기 위해서는 최소  $10^{-5}$  정도의 오율특성을 가져야 하는데  $f_D = 40$  [Hz] 이상인 경우,  $10^{-5}$  이상의 오율특성을 보이고 있다. 이러한 이유는 페이딩 보상회로에 사용한 보간방식의 차수가 2 차로 낮기 때문



16 진 QAM 과 49 진 QPR 의 BER 특성

그림 11. PSAM 을 적용한 페이딩 보상회로의 오율특성.  
Fig. 11. BER performance of fading compensator using PSAM.

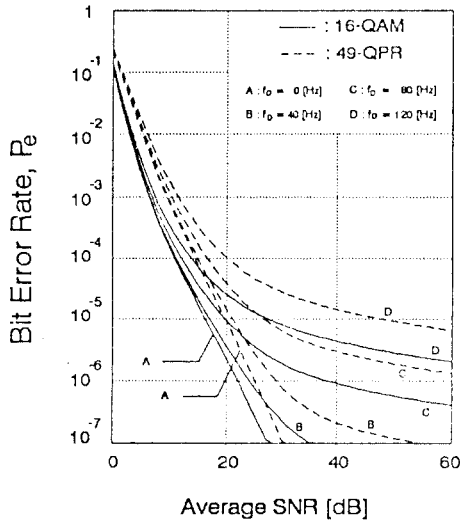


에  $f_D$ 가 클수록 즉, 이동단말기의 이동성이 증가할수록 그에 해당하는 진폭변동을 수용해내지 못하기 때문이다. 따라서, 최종적으로 페이딩 보상회로를 사용하여 구성된 다이버시티 수신을 적용하였다. 다이버시티 수신은 최대 비합성을 통해 각각의 branch로 수신된 신호를 합성한다. 다이버시티 수신에 대한 비트오율은 다음과 같다 (8,9)

$$P_{QAM}(\gamma_v) = \left(1 - \frac{1}{L}\right) \left\{ 1 - \frac{(L^2-1)}{2(L^2-1)+3\gamma_v} - \sqrt{\frac{3\gamma_v}{2(L^2-1)+3\gamma_v}} \right\} \quad (31)$$

그림 12는 다이버시티 수신에 대한 오율특성을 나타낸다.

그림 16의 다이버시티 수신을 하지 않은 경우와 비교해 보면, 다이버시티 수신을 한 경우의 SNR이 약 25~30 [dB] 정도 개선됨을 알 수 있다. 그리고 도플러 주파수,  $f_D$ 가 증가할수록 각 시스템의 오율특성이 크게 개선됨을 알 수 있다.



16진 QAM과 49진 QPR의 BER 특성

그림 12. 다이버시티 수신에 대한 오율특성.  
Fig. 12. BER performance of diversity reception.

### V. 결론

한정된 주파수대역 내에서 데이터를 효율적으로 전송하기 위하여 무선 통신시스템의 대역효율을 증가시킬 수 있는 직교 진폭변조방식은 대역효율의 측면에서는 매우 유망한 변조방식이나 이동통신채널 내에 존재하는 페이딩현상에 심각한 영향을 받기 때문에 육상 이동통신시스템에 적용한다는 것은 어려운 실정이다.

이에 본 연구에서는 2차 보간법을 이용한 페이딩 보상회로를 설계하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 그 결과를 고찰하였다. 여기서 데이터 전송율은 16 [kbps], 반송파 주파수는 900 [MHz]로 설정하였다. 그 결과,  $f_D = 80$  [Hz] 이상에서는 보상이 이루어지지 않음을 알았다. 이러한 이유는 보간의 차수가 2차로 낮기 때문에  $f_D$ 가 클수록 빠르게 변화하는 진폭변동에서 페이딩성분을 예측할 수 없기 때문이다. 도플러 주파수,  $f_D$ 의 변동에 대한 오율특성을 살펴본 결과, 전체적으로 신호대잡음비는 개선되지만  $f_D = 40$  [Hz] 이상에서는 임계오율인 10<sup>-5</sup>보다 큰 오율특성을 보이고 있기 때문에 정상적인 통신시스템으로 동작할 수 없다. 오율특성을 개선하기 위하여 보간의 차수를 높이면 성능의 개선을 기대할 수는 있으나 시스템의 복잡성이 증가하므로 최대비합성의 공간 다이버시티에 보상회로를 사용하여 시스템을 단순화시켰다. 이를 컴퓨터 시뮬레이션한 결과,  $f_D$ 가 120 [Hz]인 경우 페이딩 보상회로만을 사용한 경우에 비해 월등한 성능의 개선을 얻을 수 있었고 신호대잡음비도 약 25~30 [dB] 정도 개선됨을 확인하였다. 또한 16진 QAM의 오율특성은 4진 QAM에 비해 다소 떨어지지만 정상적인 통신을 유지하기에 충분하였다.

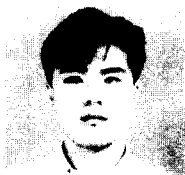
따라서, pilot-symbol을 이용한 16진 QAM 송신시스템과 페이딩 보상회로를 갖는 최대비합성의 공간다이버시티 수신시스템을 함께 사용하면 페이딩이 존재하는 통신채널에 대하여 시스템의 대역효율 및 신뢰도를 크게 향상시킬 수 있으리라 기대된다.

### 참고문헌

1. F.Davarian, "High Performance Communication in Mobile Channels," *Proc. 34th IEEE Veh. Technol. Conf.*, 1984.
2. M.K.Simon, "Dual-Pilot Tone Calibration

Technique," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-35, No. 2, pp.63-70, May, 1986.

3. J.P.McGeehan and A.J.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. Comm.*, Vol. COM-32, pp.81-87, Jan. 1984.
4. J.K.Cavers, "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 40, No. 4, pp.686-693, Nov. 1991.
5. S.Sampeï and T.Sunaga, "Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, Vol. 42, No. 2, pp.137-147, May 1991.
6. S.Sampeï and T.Sunaga, "Performance of Multi-Level QAM with Post-Detection Maximal Ratio Combining Space Diversity for Digital Land-Mobile Radio Communications," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, Vol. 42, No. 3, pp.294-301, Aug. 1993.
7. K. Suwa, I. Shimizu and T. Hattori, "Diversity Improvement of Voice Signal Transmission Using Post-detection Selection Combining in Land Mobile Radio", *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, Vol. VT-33., No. 3, pp.134-143, Aug., 1984.
8. W.C.Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York : Wiley, 1974.
9. 진 년 강, *아날로그와 디지털 통신*, 청문각, 1990.
10. K.Feher, *Digital Communications Satellite/Earth Station Engineering*, Englewood Cliffs : Prentice-Hall, 1983.
11. K.Feher, *Advanced Digital Communications*, Englewood cliffs : Prentice-Hall, pp.429-458, 1987.



蔡 兌 秉(Tae Byeong Chae) 정회원

1993년 2월 : 단국대학교 공과대학  
전자공학과(공학사)  
1995년 2월 : 단국대학교 대학원 전  
자공학과(공학석사)  
1995년~현재 : 한국항공우주연구소  
전자탑재기기 그룹 연  
구원



方 成 日(Sung Il Bang) 정회원

1984년 2월 : 단국대학교 공과대학  
전자공학과(공학사)  
1986년 2월 : 단국대학교 대학원 전  
자공학과(공학석사)  
1992년 2월 : 단국대학교 대학원 전  
자공학과(공학박사)  
1992년 3월~1994년 2월 : 대기정보통신(주) 책임연구원  
1994년 3월~현재 : 단국대학원 공과대학 전자공학과 전임강사