

---

# 전력증폭기 비선형 보상 기술을 고려한 PSA-QAM의 성능분석

이병로\*, 임영희\*, 임동민\*, 이광석\*\*, 김현덕\*\*

## Performance Analysis of Pilot Symbol Assisted QAM (PSA-QAM) with Power Amplifiers Nonlinear Compensation Technique

Byeong-Ro Lee\*, Young-Hoe Lim\*, Dong-Min Lim\*, Kwang-Seok Lee\*\*, Hyun-Duk Kim\*\*

### 요 약

이동통신에서, 신호의 페이딩을 보상하기 위하여 pilot symbol assisted modulation (PSAM)에 대한 많은 연구가 진행 되어왔다. 본 논문에서는 최대비합성 다이버시티를 사용하는 PSA-QAM에서 전력증폭기 비선형성의 효과를 분석하였다. 먼저, PSAM성능의 한계를 구하기 위하여, 페이딩에 대한 완벽한 정보가 주어진 상태에서 최대비합성 다이버시티를 갖는 QAM의 이론적 성능을 분석하였다. 실제 PSAM에서, 페이딩에 대한 정보는 파일럿 심볼의 보간에 의하여 얻어진다. 오차의 평균전력을 최소화하는 보간필터를 사용하여 필터의 탭수, 파일럿 심볼 프레임 주기, 도플러 주파수가 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 비선형 전력증폭기 AB, B, C급의 AM/AM, AM/PM 특성을 성능분석에 고려하였다. 비선형 보상기술인 Cartesian Feedback Loop (CFB) 이용하여 AWGN 채널과 Rayleigh 페이딩 채널에서 비선형 전력증폭기 종류에 따른 성능변화를 나타내었다.

### Abstract

In land mobile communication, very extensive studies on pilot symbol assisted modulation (PSAM) have been made on fading compensation. This paper analyzes the effect of power amplifier nonlinearity on PSA-QAM with maximal ratio combining space diversity. In practical PSAM, information on fading is obtained through interpolation of the pilot symbols. We employed the interpolation filter which could minimize the

---

\* 경상대학교 전자공학과

\*\* 진주산업대학교 전자공학과

접수일자 : 1998년 5월 11일

average power of error and analyzed effects on the system performance of the number of filter taps, period of the pilot symbol frame, and the Doppler frequency. Nonlinear power amplifiers of class AB, B, and C were incorporated in the system models and their AM/AM and AM/PM characteristics were taken into account in the performance analysis. We showed the performance variations according to the types of the nonlinear power amplifiers in the AWGN and Rayleigh fading channels using nonlinear compensation technique, Cartesian Feedback Loop (CFB).

## I. 서론

다중경로에 의한 신호의 페이딩 현상은 이동통신 시스템의 성능을 저하시키는 가장 큰 원인 중의 하나이다. 다중경로 페이딩 현상은 일반적으로 주파수 특성에 따라 주파수 선택적 (frequency selective), 주파수 비선택적 (frequency nonselective, flat), 심벌 전송속도를 기준으로 빠른 속도 (fast), 느린 속도 (slow), 하나의 고정된 시점에서의 확률분포에 따라 Rayleigh, Ricean, Nakagami 등의 수식어가 붙어 분류되어 표현되고 있다 [1],[2]. 본 논문에서는 심벌 간 간섭의 영향이 크지 않은 주파수 비선택적, 느린 속도의 레일리 페이딩 채널에서의 데이터 전송을 고려한다. 이러한 채널은 가시경로 (line-of-sight path)가 형성되기 어려운 도심에서의 협대역 데이터 전송의 경우에 해당한다.

페이딩 채널에서의 성능개선을 위하여 여러 방법의 연구가 진행되고 있으며 페이딩을 직접 보상하는 방식에서는 파일럿 톤과 파일럿 심벌을 페이딩에 의한 신호의 진폭 및 위상 변화의 추정에 이용하고 있다 [3],[4],[5]. 디지털 통신에서는 파일럿 심벌을 이용하는 PSAM 방식이 평균대최대치 전력비, 주파수이용효율, 신호처리의 복잡도 등의 관점에서 유리한 것으로 알려져 있다 [6]. 파일럿 심벌을 보간하여 페이딩을 추정하는 방법에는 선형 보간법 [7], 2차 보간법 [5], 저역통과필터 보간법 [8], 최적 Wiener 필터 보간법 [4] 등이 있으며 성능과 구현의 복잡도 면에서 장단점이 있다. 이러한 PSAM 기법은 주파수이용효율이 높은 다치변조방식 (multilevel modulation)에서 특히 효과적이며 PSK, QAM 등 여러 가지 변조방식에 적용되고 있다 [4],[5],[9].

본 논문에서는 오차의 평균전력을 최소화하는 보간필터 [10]를 이용하는 PSAM 기법을 최대비합성

(maximal ratio combining) 다이버시티 QAM에 적용하여 성능을 분석하였으며 전력증폭기의 비선형성이 성능에 미치는 영향을 조사하였다. 이어 제2절에서는 먼저 PSAM 성능의 한계치를 구하기 위하여 페이딩에 대한 완벽한 정보가 주어진 상태에서의 최대비합성 다이버시티 QAM의 이론적 성능을 분석하였다. 실제 PSAM에서는 파일럿 심벌로부터 페이딩에 대한 정보를 보간하여 얻어내며 제3절에서는 오차의 평균전력을 최소화하는 보간필터를 사용하는 PSA-QAM의 성능을 분석하였으며 필터의 탭수, 파일럿 심벌의 주기, 도플러 주파수 등이 성능에 미치는 영향을 조사하였다. 제4절에서는 비선형 보상기술을 고려한 PSAM에 의한 전력증폭기의 AM/AM, AM/PM 특성 보상 가능성을 조사하였으며 AB급, B급, C급 전력증폭기를 PSA-QAM에 적용하여 전력증폭기 비선형성에 따른 성능변화를 분석하였다. 마지막으로 결론에서는 연구결과를 정리하였다.

## II. 최대비합성 다이버시티 QAM의 성능

우선 AWGN 채널에서의 M-ary QAM의 심벌에러율 (symbol error rate : SER)과 비트에러율 (bit error rate : BER)을 구해본다. 수신기는 정합필터 (matched filter)와 이상적인 샘플링에 의하여 신호를 검출한 후 maximum-likelihood 기준에 따라 심벌을 판정하는 최적의 수신기로 가정한다 [2]. 직교 성상도 (rectangular constellation)를 가지는 M-ary QAM은 독립적인 두 개의  $\sqrt{M}$ -ary PAM으로 해석할 수 있으며 본 논문에서는 편의상  $M=2^k$ 이고  $k$ 가 짝수인 경우만 고려한다.  $k$ 가 홀수인 경우에는 심벌에러율의 상한치를 구할 수 있다 [2]. 비트에너지 대 잡음전력밀도비를  $\gamma_b = E_b/N_0$ 로 나타내면 심벌에러율

$P_M(\gamma_b)$ 는 다음과 같이 주어진다 [2].

$$P_M(\gamma_b) = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}}(\gamma_b))^2$$

$$P_{\sqrt{M}}(\gamma_b) = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2 M}{M-1}}\gamma_b\right) \dots\dots (1)$$

여기서  $P_{\sqrt{M}}(\gamma_b)$ 은  $\sqrt{M}$ -ary PAM의 심벌에러율이며  $Q(x)$ 는 다음과 같다.

$$Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt, \quad x \geq 0 \dots\dots\dots (2)$$

Union bound를 이용하면  $P_M(\gamma_b)$ 의 상한치는 다음과 같이 구해진다.

$$P_M(\gamma_b) \leq 2P_{\sqrt{M}}(\gamma_b)$$

$$= 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2 M}{M-1}}\gamma_b\right) \dots\dots (3)$$

비트에러율은  $k$ 개의 비트와 심벌간의 맵핑 방식에 따라 달라지며 Gray code를 사용하는 경우 비트에러율  $P_{b,M}(\gamma_b)$ 는 근사적으로 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$P_{b,M}(\gamma_b) \approx \frac{1}{k} P_M(\gamma_b) \dots\dots\dots (4)$$

식 (4)는 비트에러율에 대한 하한치이며 에러율이 낮아질수록 정확한 값을 얻을 수 있으나 에러율이 증가하면 오차가 증가한다. Gray code를 사용한 16QAM의 경우 비트에러율은 다음과 같이 구할 수 있다 [11].

$$P_{b,16}(\gamma_b) = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4}{5}}\gamma_b\right)$$

$$+ \frac{1}{2} Q\left(3\sqrt{\frac{4}{5}}\gamma_b\right) - \frac{1}{4} Q\left(5\sqrt{\frac{4}{5}}\gamma_b\right) \dots\dots (5)$$

64QAM의 경우 비트에러율은 조금 복잡해지나 같은 방법으로 유도하면 다음과 같이 구해진다.

$$P_{b,64}(\gamma_b) = \frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{1}{3}}\gamma_b\right) + \frac{1}{2} Q\left(3\sqrt{\frac{1}{3}}\gamma_b\right)$$

$$- \frac{1}{12} Q\left(5\sqrt{\frac{1}{3}}\gamma_b\right) + \frac{1}{4} Q\left(9\sqrt{\frac{1}{3}}\gamma_b\right)$$

$$+ \frac{1}{6} Q\left(11\sqrt{\frac{1}{3}}\gamma_b\right) - \frac{1}{12} Q\left(13\sqrt{\frac{1}{3}}\gamma_b\right) \dots\dots\dots (6)$$

다음으로 페이딩에 대한 정확한 정보가 얻어지는 이상적인 경우 최대비합성 다이버시티 QAM의 심

벌에러율과 비트에러율을 구해본다.

$L$ 개의 브랜치를 갖는 다이버시티 합성의 경우  $k$  번째 브랜치의 신호에 대한 페이딩의 진폭 및 위상을 각각  $a_k$ 와  $\phi_k$ 로 표시하고 각 브랜치의 페이딩 통계적 특성이 동일하다고 가정하면 각 브랜치에서 비트에너지 대 잡음전력밀도비  $\bar{\gamma}_c$ 는 다음과 같다.

$$\bar{\gamma}_c = \frac{E_b}{N_0} E(a_k^2) \dots\dots\dots (7)$$

최대비합성의 결과 얻어지는 비트에너지 대 잡음 전력밀도비  $\gamma_b$ 와 확률밀도함수  $p_{\gamma_n}(x)$ 는 다음과 같다 [2].

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=1}^L a_k^2$$

$$p_{\gamma_n}(x) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \dots\dots\dots (8)$$

페이딩에 대한 정확한 정보가 얻어지는 경우를 가정하면 maximum-likelihood 기준에 따른 정확한 심벌판정구역을 정할 수 있으며 심벌에러율  $P_M$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_M = \int_0^\infty P_M(x) p_{\gamma_n}(x) dx = 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) I_1(a)$$

$$- 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 I_2(a) \dots\dots\dots (9)$$

여기서

$$I_1(a) = \int_0^\infty Q(\sqrt{ax}) p_{\gamma_n}(x) dx$$

$$= \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k$$

$$I_2(a) = \int_0^\infty Q^2(\sqrt{ax}) p_{\gamma_n}(x) dx$$

$$a = \frac{3\log_2 M}{M-1}$$

$$\mu = \sqrt{\frac{a\bar{\gamma}_c/2}{1+a\bar{\gamma}_c/2}} \dots\dots\dots (10)$$

Union bound를 이용하면 심벌에러율의 상한치는 다음과 같이 구해진다.

$$P_M \leq 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) I_1(a)$$

$$\approx 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \left(\frac{1}{2a\bar{\gamma}_c}\right)^L \binom{2L-1}{L}, \text{ if } \bar{\gamma}_c \gg 1 \dots\dots\dots (11)$$

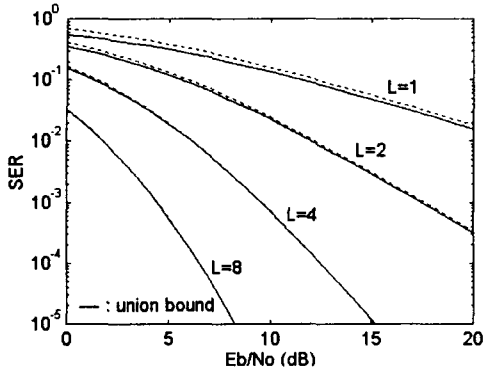


그림 1. 최대비합성다이버시티를 갖는 16QAM의 이론적인 SER 성능  
 Fig. 1. Theoretical SER performance of 16QAM with maximal ratio combining diversity

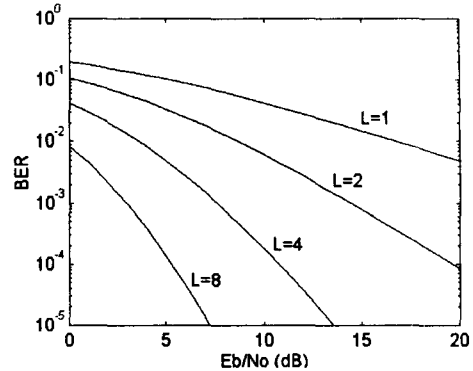


그림 2. 최대비합성다이버시티를 갖는 16QAM의 이론적인 BER 성능  
 Fig. 2. Theoretical BER performance of 16QAM with maximal ratio combining diversity

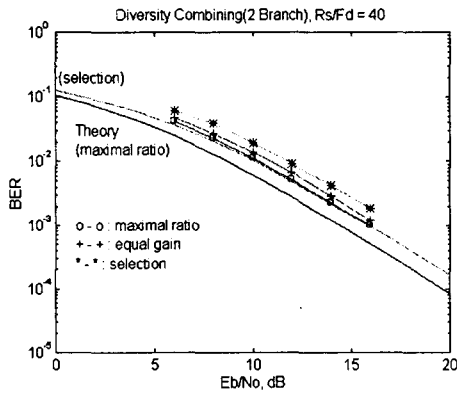


그림 3. 결합 방식에 따른 16QAM의 BER 성능  
 Fig. 3. BER performance of 16QAM with various combining methods

16QAM의 경우 비트에러율은 같은 방법으로 다음과 같이 얻어진다.

$$P_{b,16} = \frac{3}{4} I_1\left(\frac{4}{5}\right) + \frac{1}{2} I_1\left(\frac{36}{5}\right) - \frac{1}{4} I_1(20) \quad (12)$$

같은 방법으로 64QAM의 비트에러율은 식 13과 같이 얻어진다.

그림 1과 그림 2는 각각 식 (8) ~ (11)을 이용하여 최대비합성 다이버시티 16QAM의 심벌에러율과 비트에러율을 나타낸 것이다. 또한 그림 3에 시뮬레

$$P_{b,64} = \frac{7}{12} I_1\left(\frac{1}{3}\right) + \frac{1}{2} I_1(3) - \frac{1}{12} I_1\left(\frac{25}{3}\right) + \frac{1}{4} I_1(27) + \frac{1}{6} I_1\left(\frac{121}{3}\right) - \frac{1}{12} I_1\left(\frac{169}{3}\right) \quad (13)$$

이션을 통하여 최대비합성, 등이득합성, 선택합성 다이버시티의 비트에러율을 나타내었다.

### III. PSA-QAM의 성능

PSAM 방식의 데이터 프레임 및 수신기 구성도를 그림 4에 나타내었다. 프레임은 하나의 파일럿 심벌과  $N_f-1$ 개의 데이터 심벌로 구성되어 전체  $N_f$ 개의 심벌로 구성된다. PSAM 수신기는 심벌을 검출하여 파일럿 심벌과 데이터 심벌로 분리한 다음 파일럿 심벌들을 보간하여 페이딩을 추정한 후 데이터 심벌에 발생한 페이딩의 영향을 보상하는 구조로 되어 있다. 심벌전송속도를  $R_s$ , 최대도플러주파수를  $f_D$  라고 하면 왜곡이 없는 페이딩 추정을 위한 프레임의 길이는 Nyquist의 샘플링 정리에 의해 다음과 같이 제한된다.

$$2 \leq N_f \leq \frac{1}{2} \frac{R_s}{f_D} \quad (14)$$

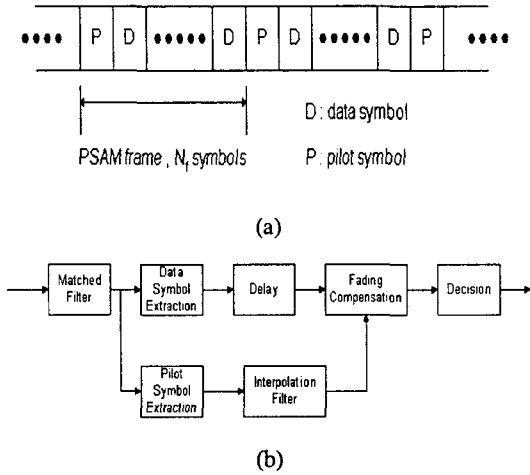


그림 4. PSAM 프레임과 수신기의 구성  
(a) 프레임 (b) 수신기

Fig. 4. Configuration of the PSAM frame and receiver  
(a) Frame (b) Receiver

이 경우 완벽한 페이딩의 추정은 파일럿 심벌에 잡음이 부가되지 않고 이상적인 저역통과필터를 사용한 경우에 가능하며, 실제의 경우에는 신호대 잡음비와 보간에 이용되는 필터의 특성에 따라 정상적인 페이딩 추정이 가능한 최대 프레임의 길이가 결정된다.  $R_s/f_D$ 가 40일 때 이론적인 최대 프레임 길이는 20이 되며 오차의 평균전력을 최소화하는 탭수가  $K$ 인 FIR 보간필터 [10]를 이용하는 경우 프레임의 길이와 필터 탭수에 따른 PSA-16QAM의 심벌에러율 변화를 그림 5에 나타내었다. 예상과 같이 필터 탭수가 2, 4, 10, 20으로 증가함에 따라 페이딩의 추정이 보다 정확해지며,  $E_b/N_0$ 가 20dB일 때  $K$ 가 10 이상이면 정상적인 페이딩 추정이 가능한 프레임의 길이가 14정도로 증가한다. 이러한 경우 파일럿 심벌의 사용으로 인한 전력손실은 0.32dB로 낮아져 이론치에 근접하는 성능을 얻을 수 있다.

#### IV. 전력증폭기 비선형성의 영향

전력증폭기의 AM/AM 특성과 AM/PM 특성은 다음과 같이 정의할 수 있다. 전력증폭기의 입력에

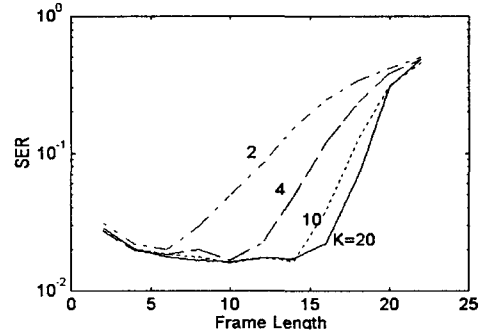


그림 5. 보간 필터 탭수 길이 변환에 따른 프레임 길이에 대한 SER

Fig. 5. SER versus frame length with varying length of interpolation filter taps  
( $E_b/N_0 = 20dB$ ,  $R_s/f_D = 40$ )

다음과 같은 정현파  $x(t)$ 를 가하면

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \dots\dots\dots (15)$$

전력증폭기 출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$y(t) = f(A) \cos[2\pi f_0 t + \phi + g(A)] \dots\dots\dots (16)$$

여기서  $f(A)$ 를 AM/AM 특성,  $g(A)$ 를 AM/PM 특성이라고 부른다. 전력증폭기의 비선형성 데이터는 기존의 논문에 나타나 있는 220MHz 대역의 AB급 [12], 900MHz 대역의 B급 [13]과 C급 [14]에 대한 측정 자료를 사용하였다. 우선 측정 데이터를 입력 및 출력크기의 단위는 전압으로, 출력위상의 단위는 radian으로 변환한 후 입력 및 출력 크기를 각각의 최대값을 기준으로 정규화 하여 시뮬레이션에 쉽게 이용할 수 있고 각각의 특성 비교에 용이하도록 조정하였다. 그림 6과 그림 7에 시뮬레이션에서 사용한 전력증폭기의 AM/AM과 AM/PM 특성을 각각 도시하였다.

본 논문에서는 이와 같은 전력증폭기의 비선형성이 비선형 보상기술을 고려한 PSAM 방식에 의한 16QAM에 미치는 영향을 정상도와 비트에러율의 변화를 통하여 분석하였다. 여기서 비선형 보상기술로 CFB (Cartesian feedback)을 사용하였으며 그림 8에 블록 다이어그램으로 나타내었다. CFB를 사용하지 않은 송신기와 CFB를 사용한 송신기의

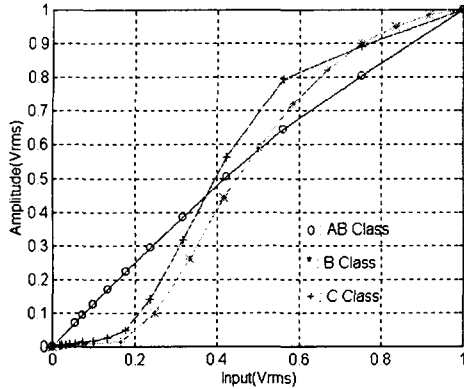


그림 6. 전력 증폭기 AM/AM 특성  
Fig. 6. Power amplifier AM/AM characteristics

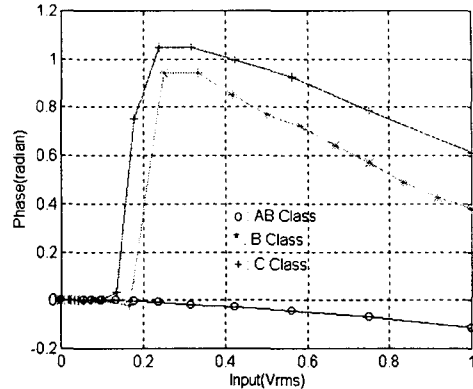


그림 7. 전력 증폭기 AM/PM 특성  
Fig. 7. Power amplifier AM/PM characteristics

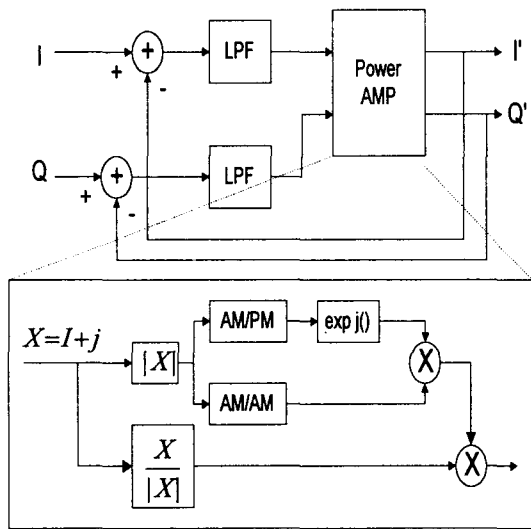
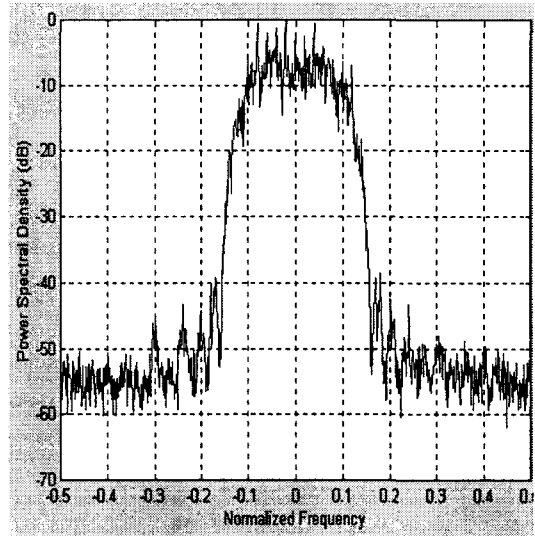
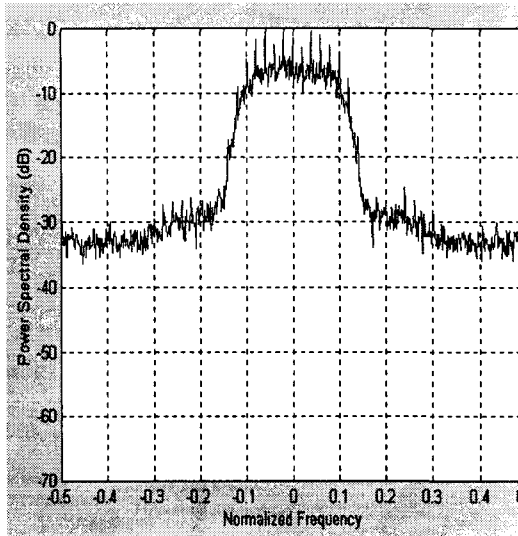


그림 8. Cartesian feedback의 시뮬레이션 블록도  
Fig. 8. Simulation block diagram of Cartesian feedback

출력 스펙트럼을 그림 9에 나타내었다. 그림 9 (a)는 C급 전력증폭기의 비선형성인 3차, 5차 IMD (intermodulation distortion) 성분인 OUB(out-of-band) signal power가 크게 나타남을 알 수 있고 그림 9 (b)는 전력증폭기의 비선형 특성이 제거된 신호 스펙트럼이 나타남을 알 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 송신단의 펄스형필터 (pulse shaping filter)

는 roll-off factor가 0.5인 square root raised cosine filter를 사용하였고, PSAM 프레임 길이는  $N_f = 10$ 으로 하였다. 수신단에서 보간에는  $R_s/f_D$ 가 40인 경우를 가정하여  $K=8$ 인 보간필터를 사용하였다. 그림 10 (a)는  $E_b/N_0$ 가 20dB인 AWGN 채널에서 B급 전력증폭기 비선형성이 16QAM의 정상도에 미치는 영향을 나타내었고 그림 10 (b)는 CFB를 갖는 PSAM 방식에 의하여 보간된 경우의 정상도이다. 이때 PSAM 방식에서 파일럿 심벌은 정상도 상에서  $1+j, 1+3j, 3+3j$ 를 사용할 수 있으나  $3+3j$ 의 보간 성능이 가장 뛰어난을 시뮬레이션 과정을 통하여 확인할 수 있었다. 그림 11 (a)는 레일리 페이딩 채널에서 C급 전력증폭기의 비선형 특성을 16QAM 정상도에 나타내었으며 그림 11 (b)는 CFB를 갖는 PSAM에 의해 페이딩과 비선형 특성이 보상된 정상도이다. 그림 12는 AWGN 채널에서 전력증폭기의 비선형성에 대한 CFB를 갖는 PSA-16QAM의 비트에러율 변화를 나타낸 것이다. 이 경우 전력증폭기의 비선형성이 선형에 가까운 AB급의 성능과 비슷함을 알 수 있다. 그림 13은 레일리 페이딩 채널에서 전력증폭기의 비선형성에 대한 CFB를 갖는 PSA-16QAM의 비트에러율 변화를 나타낸다. 이 경우에는 전력증폭기의 비선형성의 영향이 페이딩에 포함되어 AWGN 채널의 경우와 비교하여 성능의 차이가 크게 나타나지 않았다.



(a)  
그림 9. 송신기의 스펙트럼 모양  
Fig. 9. Spectrum of transmitter

(b)  
(a) CFB이 없는 경우 (b) CFB이 있는 경우  
(a) without CFB (b) with CFB

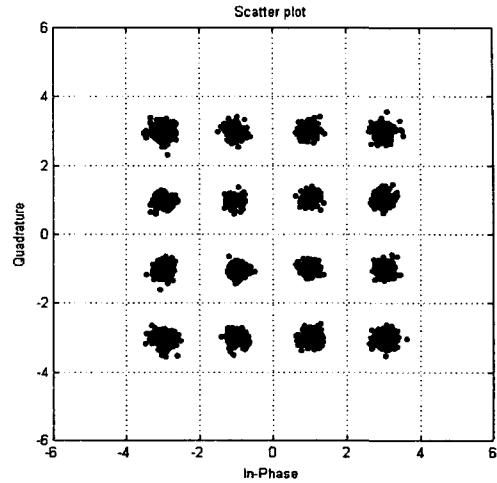
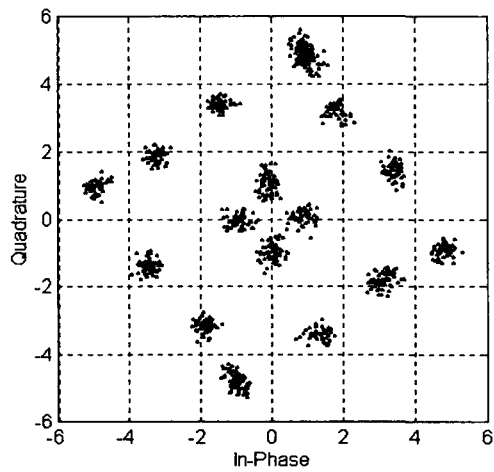


그림 10. AWGN 채널에서 CFB를 갖는 PSA-16QAM 성상도  
(a) 보상 전 (b) 보상 후

Fig. 10. PSA-16QAM constellations with CFB in the AWGN channel.  
(a) before compensation (b) after compensation  
( $E_b/N_0 = 20dB, K = 8, N_f = 10$ )

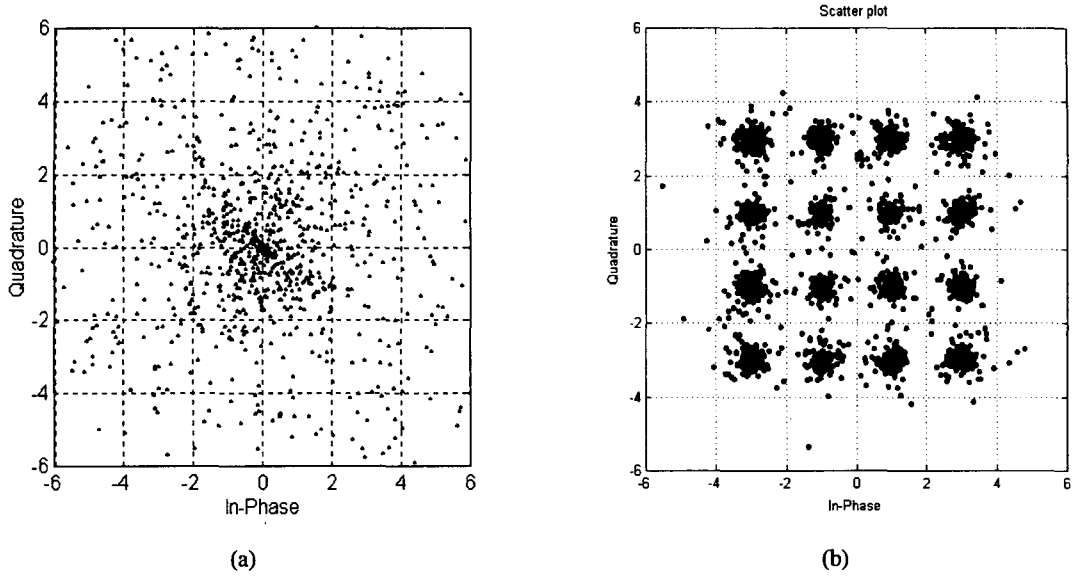


그림 11. 레일리 페이딩 채널에서 CFB를 갖는 PSA-16QAM 성상도  
(a) 보상 전 (b) 보상 후

Fig. 11. PSA-16QAM constellations with CFB in the Rayleigh fading channel  
(a) before compensation (b) after compensation  
( $E_b/N_0 = 20dB, K = 8, N_f = 10, R_s/f_D = 40$ )

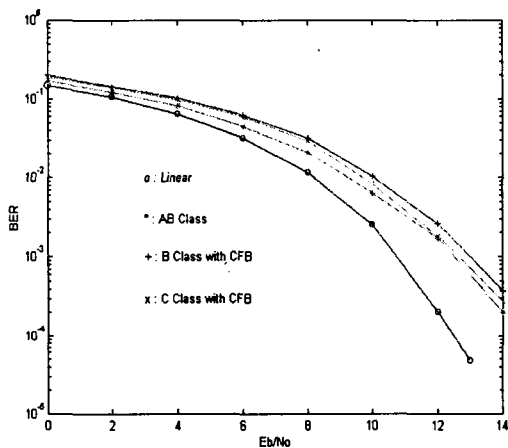


그림 12. AWGN 채널에서 전력 증폭기 비 선형성이 CFB를 갖는 PSA-16QAM BER 성능에 미치는 영향

Fig. 12. Effects of power amplifier nonlinearity on BER performance of PSA-16QAM with CFB in the AWGN channel

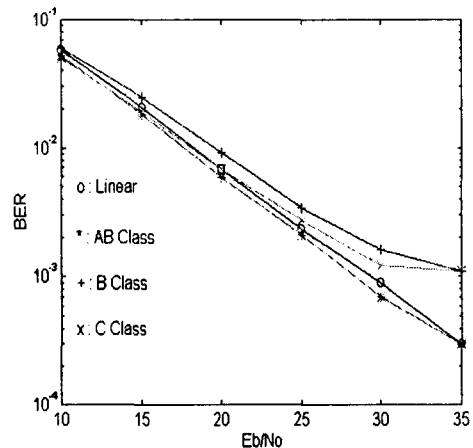


그림 13. 레일리 페이딩 채널에서 전력 증폭기 비 선형성이 CFB를 갖는 PSA-16QAM BER 성능에 미치는 영향

Fig. 13. Effects of power amplifier nonlinearity on BER performance of PSA-16QAM with CFB in the Rayleigh fading channel



V. 결 론

본 논문에서는 전력증폭기의 비선형성이 페이딩 보상을 위하여 사용하는 PSAM 기법에 미치는 영향을 최대비합성 다이버시티를 이용한 QAM에 적용하여 분석하였다.

PSAM 성능의 한계치를 구하기 위하여 페이딩에 대한 완벽한 정보가 주어진 상태에서의 최대비합성 다이버시티 QAM의 이론적 성능을 분석하였으며, PSA-QAM에서는 시뮬레이션을 통하여 오차의 평균전력을 최소화하는 보간필터를 사용하여 정상적인 페이딩 추정이 가능한 필터의 탭수와 프레임 길이의 범위를 구할 수 있었다.

CFB를 갖는 PSAM에 의한 전력증폭기의 비선형 특성의 부분적인 보상이 가능함을 확인하였으며 AWGN 채널에서는 AB, C, B급 순으로 성능이 우수하고 페이딩 채널에서는 페이딩의 영향이 우세하여 전력증폭기의 비선형성 정도에 따른 영향은 크게 나타나지 않았다.

참고문헌

[1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, IEEE Press : New York, 1996.  
 [2] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.  
 [3] A.J. Bateman, G. Lightfoot, A. Lymer, and J.P. McGeehan, "Speech and data communications over 942MHz TAB and TTIB single sideband mobile radio systems incorporating feed-forward signal regeneration," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, VT-34, 13 - 21, Jan. 1985.  
 [4] J.K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, VT-40, 686

- 693, Nov. 1991.  
 [5] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, VT-42, 137 - 147, May 1993.  
 [6] J.K. Cavers and M. Liao, "A comparison of pilot tone and pilot symbol techniques for digital mobile communication," *Proc. of Globecom '92*, 915 - 921., 1992.  
 [7] J.M. Torrance and L. Hanzo, "Comparative study of pilot symbol assisted modem schemes," *Proc. Radio Receiver and Associated Systems Conference, Bath, UK*, 26 - 28, Sept. 1995.  
 [8] M.L. Moher and J.H. Lodge, "TCMP - a modulation and coding strategy for Rician fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, VT-7, 1347 - 1355, Dec. 1989.  
 [9] C.L. Liu and K. Feher, "Pilot-symbol aided coherent M-ary PSK in frequency-selective fast Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, VT-42, 54 - 62, Jan. 1994.  
 [10] *Programs for Digital Signal Processing*, IEEE Press, 1979.  
 [11] W.T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation*, IEEE Press, 1994.  
 [12] M. Boloorian, and J. P. McGeehan, "Linearization of frequency-hopped transmitters using Cartesian feedback," *Proc. IEEE VTC*, 520-524, 1995.  
 [13] M. Faulkner, and M. Johansson, "Adaptive linearization using predistortion - experimental results," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, VT-43, 323-332, May 1994.  
 [14] M. Johansson, and T. Mattsson, "Transmitter linearization using Cartesian feedback for linear TDMA modulation," *Proc IEEE VTC*, 439-444, 1991.



**이 병 로(Byeong-Ro Lee)**  
1989년 2월 : 아주대학교 전자  
공학과(공학사)  
1988년 ~ 1992년 : LG 전자  
1995년 2월 : 동아대학교 대학원  
전자공학과(공학석사)  
1998년 2월 : 경상대학교 대학

원 전자공학과 박사과정 수료

\* 주관심분야 : 멀티미디어 이동통신, 적응변조, 멀티  
캐리어시스템



**이 광 석(Kwang-Seok Lee)**  
1983년 2월 : 동아대학교 전자  
공학과(공학사)  
1985년 2월 : 동아대학교 대학원  
전자공학과(공학석사)  
1992년 2월 : 동아대학교 대학원  
전자공학과(공학박사)

1986~1995 : 창원전문대학교 전자통신과

1995~현재 : 진주산업대학교 전자공학과 조교수

\* 주관심분야 : 디지털신호처리, 신경회로망, 디지털  
통신



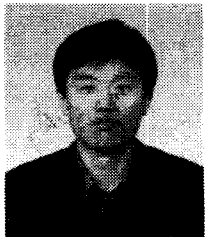
**임 영 희(Young-Hoe Lim)**  
1996년 2월 : 경상대학교 전자  
공학과(공학사)  
1998년 2월 : 경상대학교 대학원  
전자공학과(공학석사)  
\* 주관심분야 : 현대역통신, 디지털  
신호처리, 이동통신,



**김 현 덕(Hyun-Duck Kim)**  
1976년 2월 : 동아대학교 전자  
공학과(공학사)  
1985년 2월 : 동아대학교 대학원  
전자공학과(공학석사)  
1996년 2월 : 경남대학교 대학원  
전기공학과(공학박사)

1989~현재 : 진주산업대학교 전자공학과 부교수

\* 주관심분야 : 디지털신호처리, 신경회로망, 음성  
신호처리



**임 동 민(Dong-Min Lim)**  
1986년 2월 : 서울대학교 제어  
계측공학과(공학사)  
1988년 2월 : 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과(공학석사)  
1992년 8월 : 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과(공학박사)

1992년9월~현재 : 경상대학교 전자공학과 조교수

\* 주관심분야 : 디지털신호처리, 이동통신, 통신망  
성능분석