

# 전력증폭기 비선형 보상 기술을 고려한 PSA-QAM의 성능분석

이병로 · 임영희 · 임동민  
경상대학교 전자공학과  
이광석 · 김현덕  
진주산업대학교 전자공학과  
voyager@cjcc.chinju.ac.kr

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

Byeong-Ro Lee · Young-Hoe Lim · Dong-Min Lim  
Dept. of Electronic Engineering Gyeongsang National Univ.  
Kwang-Seok Lee · Hyun-Duk Kim  
Dept. of Electronic Engineering Chinju National Univ.  
voyager@cjcc.chinju.ac.kr

### 요 약

이동통신에서, 신호의 페이딩을 보상하기 위하여 pilot symbol assisted modulation(PSAM)에 대한 많은 연구가 진행 되어왔다. 본 논문에서는 최대비합성다이버시티를 사용하는 PSA-QAM에서 전력증폭기 비선형성의 효과를 분석하였다. 먼저, PSAM성능의 한계를 구하기 위하여, 페이딩에 대한 완벽한 정보가 주어진 상태에서 최대비합성다이버시티를 갖는 QAM의 이론적 성능을 분석하였다. 실제 PSAM에서, 페이딩에대한 정보는 파일럿 심볼의 보간에 의하여 얻어진다. 오차의 평균전력을 최소화 하는 보간필터를 사용하여 필터의 탭수, 파일럿 심볼프레임 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.

### I. 서론

다중경로에 의한 신호의 페이딩 현상은 이동통신시스템의 성능을 저하시키는 가장 큰 원인 중의 하나이다. 본 논문에서는 심벌간 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 방면의 연구가 진행되고 있으며 페이딩을 직접 보상하는 방식에서는 파일럿 톤과 파일럿 심볼을 페이딩에 의한 신호의 진폭 및 위상 변화의 추정에 이용하고 있다 [1],[2]. 디지털 통신에서는 파일럿 심볼을 이용하는 PSAM 방식이 평균대역대치 전력비, 주파수이용효율, 신호처리의 복잡도 등의 관점에서 유리한 것으로 알려져 있다 [3]. 파일럿 심볼을 보간하여 페이딩을 추정하는 방법에는 선형 보간법 [4], 2차 보간법 [2], 저역통과 필터 보간법 [5], 최적 Wiener 필터 보간법 [1]

등이 있으며 성능과 구현의 복잡도 면에서 장단점이 있다. 이러한 PSAM 기법은 주파수이용효율이 높은 다차변조방식 (multilevel modulation)에서 특히 효과적이며 PSK, QAM 등 여러 가지 변조방식에 적용되고 있다 [1],[2].

본 논문에서는 오차의 평균전력을 최소화하는 보간필터 [6]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. 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. 비트에너지 대 잡음전력

밀도비를  $\gamma_b = E_b/N_0$ 로 나타내면 심벌에러율  $P_M(\gamma_b)$ 는 다음과 같이 주어진다.

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

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

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

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

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

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

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

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.

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

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 [7].

$$P_{b,16}(\gamma_b) = \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{4}{5}}\gamma_b\right) + \frac{1}{2}Q\left(3\sqrt{\frac{4}{5}}\gamma_b\right) - \frac{1}{4}Q\left(5\sqrt{\frac{4}{5}}\gamma_b\right) \quad (5)$$

다음으로 페이딩에 대한 정확한 정보가 얻어지는 이상적인 경우 최대비합성 다이버시티 QAM의 심벌에러율과 비트에러율을 구해본다.

$L$ 개의 브랜치를 갖는 다이버시티 합성의 경우  $k$ 번째 브랜치의 신호에 대한 페이딩의 진폭

및 위상을 각각  $\alpha_k$ 와  $\phi_k$ 로 표시하고 각 브랜치의 페이딩 통계적 특성이 동일하다고 가정하면 각 브랜치에서 비트에너지 대 잡음전력밀도비  $\overline{\gamma_c}$ 는 다음과 같다.

$$\overline{\gamma_c} = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha_k^2) \quad (6)$$

최대비합성의 결과 얻어지는 비트에너지 대 잡음전력밀도비  $\gamma_b$ 와 확률밀도함수  $p_{\gamma_b}(x)$ 는 다음과 같다.

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 \quad (7)$$

$$p_{\gamma_b}(x) = \frac{1}{(L-1)! \overline{\gamma_c}^L} x^{L-1} e^{-x/\overline{\gamma_c}}$$

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.

$$P_M = \int_0^{\infty} P_M(x) p_{\gamma_b}(x) dx = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) I_1(a) - 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 I_2(a) \quad (8)$$

여기서

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

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

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

$$a = \frac{3 \log_2 M}{M-1} \quad (9)$$

$$\mu = \sqrt{\frac{a \overline{\gamma_c} / 2}{1 + a \overline{\gamma_c} / 2}}$$

Union bound를 이용하면 심벌에러율의 상한치는 다음과 같이 구해진다.

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

$$\approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \left(\frac{1}{2a \overline{\gamma_c}}\right)^L \binom{2L-1}{L}, \text{ if } \overline{\gamma_c} \gg 1 \quad (10)$$

16QAM의 경우 비트에러율은 같은 방법으로 다음과 같이 얻어진다.

$$P_{b,16} = \frac{3}{4} I_1\left(\frac{4}{5}\right) + \frac{1}{2} I_1\left(\frac{36}{5}\right) - \frac{1}{4} I_1(20) \quad (11)$$

Fig. 1은 각각 식 (7) ~ (10)을 이용하여 최대비합성 다이버시티 16QAM의 비트에러율을 나타낸 것이다. 또한 Fig. 2에 시뮬레이션을 통하여 최대비합성, 등이득합성, 선택합성 다이버시티의 비트에러율을 나타내었다.

### III. PSA-QAM의 성능

PSAM 방식의 데이터 프레임 및 수신기 구성도를 Fig. 3에 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 추정된 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.

$$2 \leq N_f \leq \frac{1}{2} \frac{R_s}{f_D} \quad (12)$$

이 경우 완벽한 페이딩의 추정은 파일럿 심벌에 잡음이 부가되지 않고 이상적인 저역통과필터를 사용한 경우에 가능하며, 실제의 경우에는 신호 대 잡음비와 보간에 이용되는 필터의 특성에 따라 정상적인 페이딩 추정이 가능한 최대 프레임의 길이가 결정된다.  $R_s/f_D$ 가 40일 때 이론적인 최대 프레임길이는 20이 되며 오차의 평균전력을 최소화하는 탭수가  $K$ 인 FIR 보간필터 [6]를 이용하는 경우 프레임의 길이와 필터 탭수에 따른 PSA-16QAM의 심벌에러율 변화를 Fig. 4에 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 다음과 같은 정현파  $x(t)$ 를 가하면

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (13)$$

전력증폭기 출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$y(t) = f(A) \cos[2\pi f_0 t + \phi + g(A)] \quad (14)$$

여기서  $f(A)$ 를 AM/AM 특성,  $g(A)$ 를 AM/PM 특성이라고 부른다. 전력증폭기의 비선형성 데이터는 기존의 논문에서 나타나 있는 220MHz 대역의 AB급 [8], 900MHz 대역의 B급 [9]과 C급 [10]에 대한 측정 자료를 사용하였다. 우선 측정 데이터를 입력 및 출력 크기의 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. Fig. 5과 Fig. 6에 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 성상도와 비트에러율의 변화를 통하여 분석하였다. 여기서 비선형 보상기술로 CFB (Cartesian feedback)을 사용하였으며 Fig. 7에 블록 다이어그램으로 나타내었다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 송신단의 펄스성형 필터 (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. PSAM 방식에서 파일럿 심벌은 성상도 상에서  $3+3j$ 의 보간 성능이 가장 뛰어난 시뮬레이션 과정을 통하여 확인할 수 있었다. Fig. 8은 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. Fig. 9는 레일리 페이딩 채널에서 전력증폭기의 비선형성에 대한 CFB를 갖는 PSA-16QAM의 비트에러율 변화를 나타낸 것이다. 이 경우에는 전력증폭기의 비선형성의 영향이 페이딩에 포함되어 AWGN 채널의 경우와 비교하여 성능의 차이가 크게 나타나지 않았다.

#### V. 결론

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 추정기 가능한 필터의 탭수와 프레임 길이의 범위를 구할 수 있었다.

CFB를 갖는 PSAM에 의한 전력증폭기의 비선형 특성의 부분적인 보상이 가능함을 확인하였으며 페이딩 채널에서는 페이딩의 영향이 우세하여 전력증폭기의 비선형성 정도에 따른 영향은 크게 나타나지 않았다.

#### VI. 참고문헌

1. J.K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, VT-40, 686 - 693, Nov. 1991.
2. 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.
3. 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.

4. 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.
5. 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.
6. Programs for Digital Signal Processing, IEEE Press, 1979.
7. W.T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation*, IEEE Press, 1994.
8. M. Bolorian, and J. P. McGeehan, "Linearization of frequency-hopped transmitters using Cartesian feedback," *Proc. IEEE VTC*, 520-524, 1995.
9. M. Faulkner, and M. Johansson, "Adaptive linearization using perdistortion - experimental results," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, VT-43, 323-332, May 1994.
10. M. Johansson, and T. Mattsson, "Transmitter linearization using Cartesian feedback for linear TDMA modulation," *Proc IEEE VTC*, 439-444, 1991.

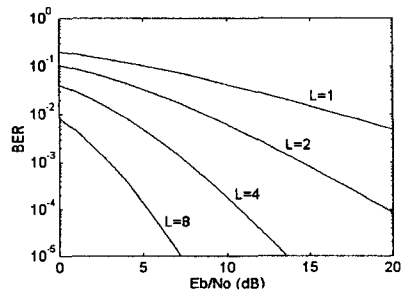


Fig. 1 Theoretical BER performance of 16QAM with maximal ratio combining diversity

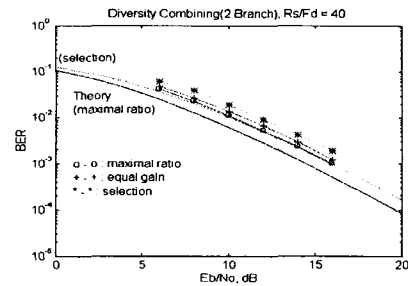
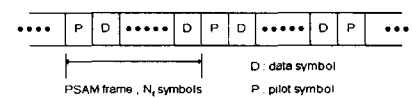
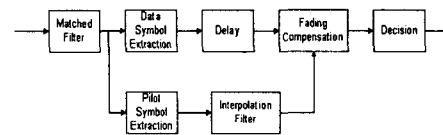


Fig. 2 BER performance of 16QAM with various combining methods



(a)



(b)

Fig. 3 Configuration of the PSAM frame and receiver  
(a) Frame (b) Receiver

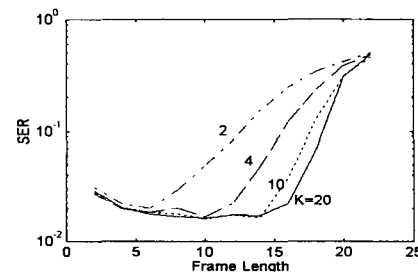


Fig. 4 SER versus frame length with varying length of interpolation filter taps  
( $E_b/N_0 = 20dB$ ,  $R_s/f_D = 40$ )

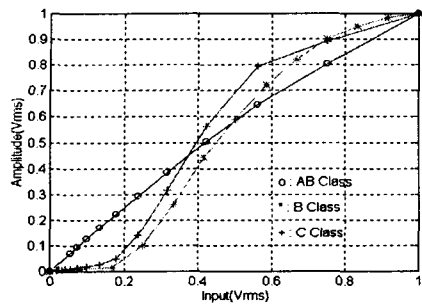


Fig. 5 Power amplifier AM/AM characteristics

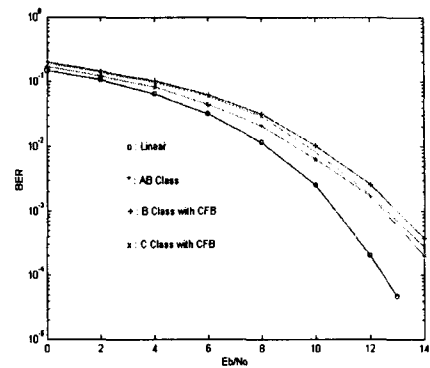


Fig. 8 Effects of power amplifier nonlinearity on BER performance of PSA-16QAM with CFB in the AWGN channel

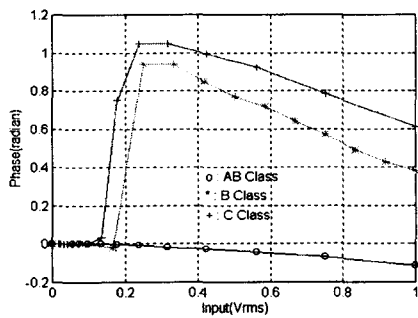


Fig. 6 Power amplifier AM/PM characteristics

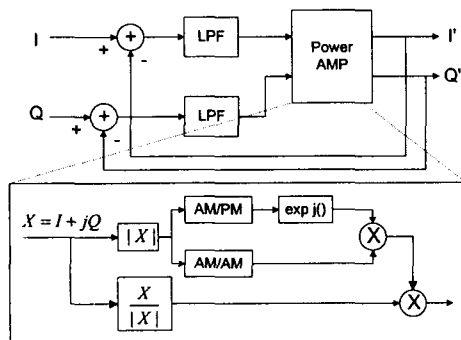


Fig. 7 Simulation block diagram of Cartesian feedback

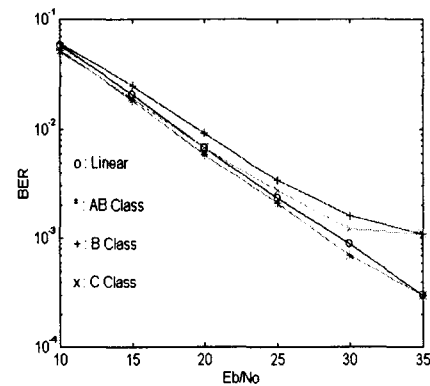


Fig. 9 Effects of power amplifier nonlinearity on BER performance of PSA-16QAM with CFB in the Rayleigh fading channel