

위상오차 하에서 M-ary PAM 신호의 성능 분석과 근사식에 관한 연구

정회원 이호경*

A Study on the Performance Evaluation and Approximate Result for M-ary PAM Signal with Phase Error

Ho Kyoung Lee* *Regular Member*

요 약

입력 신호 동기화 과정에서 위상 오차가 발생할 때, M-ary PAM 신호의 오류확률, $P(e)$ 와 이것의 근사식을 구하고 분석한다. 오류확률은 위상 오차가 있는 조건부 오류확률, $P(e|\theta)$ 와 1차 PLL의 위상 오차 확률 밀도 함수, $p(\theta)$ 를 이용하여 구하였고 수치 해석적 적분으로 표현되는 오류확률을 근사식으로 나타낸다. 일반적으로 오류확률은 신호대 잡음비(SNR)가 증가함에 따라 낮아지지만 위상 오차 하에서는 SNR이 높을수록 SNR보다는 PLL 루프의 SNR(α)에 의하여 영향을 많이 받는다. 따라서 성능 면에서 보면 낮은 SNR 구간에서는 SNR을 높여 오류확률을 개선할 수 있지만 높은 SNR 구간에서는 α 값을 증가시켜 주어야만 오류확률을 개선할 수 있다. 이러한 오류확률 식은 수치 해석적으로 계산해야만 구할 수 있다. 따라서 실제 오류확률 값과 차이가 거의 없는 간단한 SNR 함수로 나타내는 근사식이 필요하고 이 근사식을 이용하여 오류확률 값을 빨리 추정 계산할 수 있다. 본 연구의 결과는 M-ary PAM 신호를 기반으로 하는 VSB(Vestigial Sideband) 방식의 CATV 혹은 ATV의 성능 분석 및 성능 개선에 응용될 수 있으리라 사료된다.

I. 서 론

위상 동기(coherent) 방식 통신 시스템 성능에 큰 영향을 미치는 것 중 하나가 수신단에서의 반송파 위상 검출이다. 수신단에서 PLL (Phase-Locked Loop)을 이용한 완벽한 위상 검출이 가능하다고 할 때 M-ary PAM 신호의 오류확률에 관한 연구 결과는 널리 알려져 있다^[1]. 위상 검출 어려 환경에서의 시스템 BER 성능 분석에 대한 연구는 참고 문헌 [2],[3]에 설명되어 있으며 주어진 위상 분포함수에 대한 수치 해석적 분석에 대한 연구의 예로는 논문 [4]-[7]가 있다.

본 논문에서는 M-ary PAM 신호의 AWGN(백색 부가 잡음) 및 위상 오차 환경에서 위상 오차 값에 대한 평균 오류확률 $P(e)$ 를 구하였다. 실제 통신 환경에서는 위상오차가 생기는 요인은 AWGN의 영

향 뿐 아니라 입력신호의 위상 불규칙성에 따른 여러도 생각할 수 있으나 본 논문에서는 AWGN에 따른 위상오차만 가정한 단순한 모델에 대한 연구를 수행한다. 이러한 연구는 신호 설계시 위상 검출 오차를 감안한 비대칭(asymmetric) M-ary PAM 신호 설계등 기초 연구 분야에 응용될 수 있으리라 사료된다. 우선 M-ary 신호의 조건부 오류확률 $P(e|\theta)$ 를 수식으로 나타내었고, 수신단에서 1차 PLL를 사용하여 신호의 동기 검출을 할 때 위상 오차의 확률 밀도 함수 $p(\theta)$ 는 Tikhonov pdf를 이용한다^[6]. 오류확률과 PLL 루프 필터의 SNR(α)의 관계에 대한 분석을 한다. 그리고 수치 해석적 적분으로 표현되는 $P(e)$ 을 참고 논문 [7]의 BPSK 근사화(近似化) 방법을 이용하여 SNR의 함수로 근사화하여 나타낸다. 서론에 이어 2장에서는 위상 오차 하에서의 M-ary 신호 오류확률 $P(e)$ 을 구하여

* 홍익대학교 대학원 전파공학과

논문번호 : 96287-0911, 접수일자 : 1996년 9월 11일

* 본 논문은 과학 재단 핵심 전문 연구(과제 번호 981-0916-082-2)의 지원을 받았습니다.

그래프로 나타내고, 3장에서는 오류확률의 근사식을 구하고 마지막 4장에서는 결론과 향후 연구 방향에 대해 기술한다.

II. 위상 오차 하에서의 오류확률

M-ary PAM 신호성좌에서 M개의 신호는 동일한 확률을 갖고 일정한 간격(d)로 분리되어 있으며 각 신호의 결정 구간(decision region)은 ML(Maximum-likelihood) 판정법에 따라 M개의 영역으로 나누어져 있다. 그림 1은 M-ary 신호 중에서 신호의 개수가 M = 4, 8, 16, 32일 때 1차원 상의 신호 성좌를 나타낸 것이다.

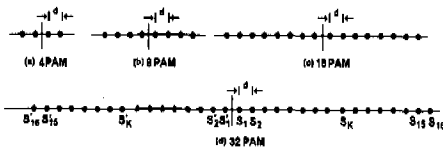


그림 1. M-ary PAM 신호 성좌

1. 각 신호 및 위상 오차 값에 대한 조건 오류 확률 계산

수신단에서 1차 PLL를 이용하여 반송파의 위상을 검출할 때 발생하는 위상 오차(θ)는 M-ary PAM 신호에 다음과 같은 영향을 미친다. 위상 오차에 의해 신호의 축은 영점을 기준으로 하여 위상 오차만큼 회전 이동하게 되어 신호의 위치가 변하게 된다. 이러한 신호의 위치 변화는 신호 결정에 큰 영향을 준다. 즉 신호와 결정 구간 경계 사이의 거리가 변하게 되어 오류확률이 변하게 된다.

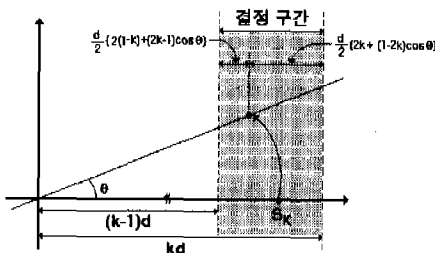


그림 2. 위상 오차가 있는 k번째 M-ary PAM 신호 S_k

주어진 위상 오차 값(θ)에 대한 조건 오류 확률을 구하기 위하여 M-ary PAM 신호를 두 그룹으로 분리하여 조건 오류확률을 구한다. M-ary PAM 신호

중 양 끝에 있는 두 개의 신호를 제외한 (M-2) 신호 (예를 들면 그림 1의 (d)의 32-ary에서 S_{15}' , S_{14}' , ..., S_1' , S_1 , ..., S_{14} , S_{15})를 내부 신호라고 하면 이 내부 신호의 결정 구간의 크기는 같고 좌우 대칭이다. 따라서 파워스펙트럼의 밀도가 $\frac{N_0}{2}$ 인 AWGN 환경에서 임의의 신호 S_k 가 전송되고 위상 오차의 범위가 $|\theta| < \pi/2$ 일 때(회전 이동된 신호가 허수축의 왼쪽 평면에 있을 때) 오류확률은

$$P_{|\theta| < \frac{\pi}{2}}(e|\theta, S_k) = 1 - \int_{-\frac{d}{2}(2(1-k) + (2k-1)\cos\theta)}^{\frac{d}{2}(2k + (1-2k)\cos\theta)} f_n(x) dx$$

$$= Q\left(\frac{\sqrt{6\log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}}(2(1-k) + (2k-1)\cos\theta)\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{6\log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}}(2k + (1-2k)\cos\theta)\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (1)$$

여기서 $f_n(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$, $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$

그리고 $Q(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$ 이다. 신호 간의 거리(d)는 E_b 의 함수, $d = \frac{2\sqrt{3\log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}}\sqrt{E_b}$ 로 표시된다. 따라서 조건 에러 확률의 값은 $\frac{E_b}{N_0}$ 의 함수로 표시될 수 있다.

또, M-ary PAM 신호 중에서 왼쪽 끝과 오른쪽 끝에 위치한 2개의 신호(예를 들면 그림 1(d)의 S_{16}' , S_{16})를 외부 신호라 하면 위상 오차의 범위가 각각 $|\theta| < \pi/2$ 일 때 이 신호의 오류확률은 다음 식(2)와 같다.

$$P_{|\theta| < \frac{\pi}{2}}(e|\theta, S_{\frac{M}{2}}) = \int_{-\infty}^{-\frac{d}{2}(2(1-k) + (2k-1)\cos\theta)} f_n(x) dx$$

$$= Q\left(\frac{\sqrt{6\log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}}(2(1-k) + (2k-1)\cos\theta)\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2)$$

위상 오차의 범위가 $|\theta| > \pi/2$ 일 때(회전 이동된 신호가 허수축 좌측 평면에 있을 때)의 오류확률은 내부신호 외부신호에 관계없이 근사적으로 1이된다.

2. 오류확률 계산

M개의 PAM 신호 발생 확률이 동일하다고 가정

할 때, 즉 $P(S_k) = 1/M$ 일 때, 위상 오차 하에서의 조건 오류확률 $P(e|\theta)$ 는 다음과 같다.

$$P(e|\theta) = \frac{2}{M} \left\{ \sum_{k=1}^{M/2} Q \left(\frac{\sqrt{6 \log_2 M}}{\sqrt{M^2 - 1}} \{2(1-k) + (2k-1) \cos \theta\} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) + \sum_{k=1}^{M/2-1} Q \left(\frac{\sqrt{6 \log_2 M}}{\sqrt{M^2 - 1}} \{2k + (1-2k) \cos \theta\} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right\}$$

$$\approx 1 \quad \begin{cases} |\theta| < \frac{\pi}{2} \\ |\theta| > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3)$$

따라서 M-ary PAM 신호의 백색 부가 잡음 및 위상 오차 환경에서 모든 위상 오차 값에 대한 평균 오류확률 $P(e)$ 는

$$P(e) = \int_{-\pi}^{\pi} P(e|\theta) p(\theta) d\theta \quad (4)$$

이고 1차 PLL의 위상 오차 확률 밀도 함수 $p(\theta)$ 는 Tikhonov 분포를 이루고 있는 위상 오차의 확률 밀도 함수로 가정한다^[8].

$$p(\theta) \approx \frac{\exp[\alpha \cos \theta]}{2\pi I_0(\alpha)} \quad |\theta| < \frac{\pi}{2} \quad (5)$$

여기서

$$\alpha = \frac{A_c^2/2}{B_{\text{neq}} N_0/2} = \frac{1}{\text{var}(\theta)}$$

$I_n(\cdot)$ 는 n차의 수정된 베셀 함수이고 α 는 루프 필터의 SNR이다. $A_c^2/2$ 는 반송파 power이며 B_{neq} 는 PLL의 루프 필터의 대역폭이다. 루프 필터의 대역폭은 위상 추적의 잡음과 응답 속도에서 trade-off 관계가 있다. 즉, 대역폭이 넓어질수록 반송파 위상의 시간 변화에 대한 추적 능력은 증가하지만 PLL 입력단으로 들어오는 잡음 중에서 많은 부분이 제거되지 않아 추적에 방해가 되어 결국 위상 오차가 커지게 된다. PLL의 SNR(α)과 수신 신호 SNR의 관계는 수신 신호 SNR ($\frac{E_b}{N_0}$)이 작아지면 α 가 작아지게 되며 수신 신호 $\frac{E_b}{N_0}$ 이 고정되어 있을 때

는 반송파의 power를 크게 하여 줌으로서 α 를 크게 할 수 있다. 그림 3, 4는 8-ary와 16-ary에 대하여 오류확률 식(4)을 완벽한 위상 동기 검출한 경우 ($\alpha = \infty$)와 비교하여 그래프로 나타낸 것이다.

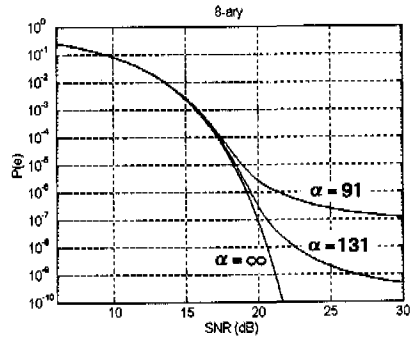


그림 3. α 에 의한 8-ary 오류확률 변화

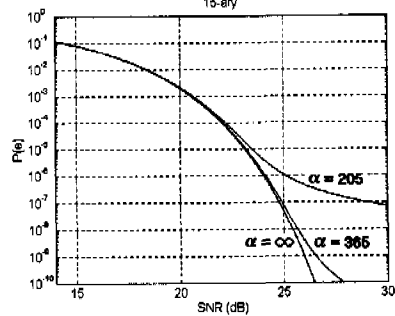


그림 4. α 에 의한 16-ary 오류확률 변화

그림에서 알 수 있듯이 낮은 SNR구간에서는 α 값에 상관없이 오류확률 $P(e)$ 는 거의 변하지 않고 (그래프가 접치는 부분) SNR의 증가에 의해서만 오류확률을 낮출 수 있다. 즉 α 값보다는 SNR에 의해 영향을 더 많이 받는다. 그러나 SNR이 증가할수록 SNR에 의한 오류확률의 개선 정도는 점점 둔화된다. 특히 α 값이 작을수록 그렇다. 따라서 높은 SNR구간에서는 SNR증가에 의한 오류확률 개선 방법으로는 적절하지 못하며 α 를 증가시켜 오류확률을 큰 폭으로 개선할 수 있다는 것을 알 수 있다. 즉 SNR보다는 α 값에 의해 영향을 더 많이 받아 어느 정도 α 값을 증가시키면 위상 오차가 없을 때 ($\alpha = \infty$)의 이상적인 오류확률과 거의 같은 수준의 값을 얻을 수 있다. 따라서 실제 시스템에서 어떤 오류확률을 얻고자 할 때 SNR, 루프의 대역폭 B_{neq} , 위상 오차의 분산 $\text{var}(\theta)$ 등을 고려한 적절한 α 값을 선택하는 문제가 남는다.

III. 근사화

앞 장에서 오류확률은 식(4)에 식(3)와 식(5)을 대입하여 수치 해석적으로 계산하였다. 그러나 수치 해석적 계산에는 많은 시간이 소요되고 복잡하여 오류확률 함수를 응용하는데 한계가 있다. 따라서 이 장에서는 위상 오차가 있는 BPSK의 오류확률을 근사화한 참고 논문[7]을 M-ary PAM 신호에 적용하여 식(4)를 근사화하여 SNR와 α 에 관한 함수로 나타내 오류확률 값을 빨리 추정 계산하고 보다 쉽게 예측 가능하게 하였다.

식(4)을 다시 쓰고 식(3)와 식(5)을 대입 전개하면

$$\begin{aligned}
 P(e) &= \int_{-\pi}^{\pi} P(e|\theta)p(\theta) d\theta \\
 &= \int_{-\pi}^{\pi} (f_1(\theta) + f_2(\theta))p(\theta) d\theta + \\
 &\int_{\pi/2}^{3\pi/2} p(\theta) d\theta - \int_{\pi/2}^{3\pi/2} (f_1(\theta) + f_2(\theta))p(\theta) d\theta
 \end{aligned} \tag{6}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 f_1(\theta) &= \frac{2}{M} \sum_{k=1}^{M/2} Q\left(\frac{\sqrt{6 \log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}} \{2(1-k) + (2k-1) \cos \theta\} \sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) \\
 f_2(\theta) &= \frac{2}{M} \sum_{k=1}^{M/2-1} Q\left(\frac{\sqrt{6 \log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}} \{2k + (1-2k) \cos \theta\} \sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right)
 \end{aligned}$$

실제로 α 의 값은 1보다 매우 크므로 식(6)에서 두번째 항과 세번째 항은 첫번째 항에 비해 매우 작아 무시할 수 있다.

$$P(e) \approx \int_{-\pi}^{\pi} f_1(\theta)p(\theta) d\theta + \int_{-\pi}^{\pi} f_2(\theta)p(\theta) d\theta \tag{7}$$

오류확률 근사식은 식(7)에서 각각 전항(前項)과 후항(後項)으로 나누어 구한다.

1. 전항의 근사식.

식(7)에서 전항의 일반식은 다음과 같다.

$$\frac{2}{M} \int_{-\pi}^{\pi} Q\left(\frac{\sqrt{6 \log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}} \{2(1-k) +$$

$$(2k-1) \cos \theta\} \sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) \cdot \frac{\exp(\alpha \cos \theta)}{2\pi I_0(\alpha)} d\theta, \tag{8}$$

for $k=1, 2, \dots, M/2$

윗식에서 $C_0 = [6 \log_2 M / (M^2 - 1)]^{-1/2}$, $r = E_b / N_o$, $\beta = \alpha / r$ 로 치환하고

$$\begin{aligned}
 Q(x) &= (4\pi)^{-1/2} \exp(-x^2/2) \text{를 이용하여 다시 쓰면} \\
 &\frac{1}{2M\pi^{3/2} I_0(\alpha)} \int_{-\pi}^{\pi} \\
 &\exp\left(-\frac{C_0^2}{2} r (2k-1)^2 (\cos \theta - C_1)^2 - \frac{4\beta(k-1)}{C_0^2(2k-1)^3} - \frac{\beta^2}{C_0^4(2k-1)^4}\right) d\theta
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서

$$C_1 = \frac{2(k-1)}{2k-1} + \frac{\beta}{C_0^2(2k-1)^2}.$$

식(9)에서 $\text{var}(\theta) = \frac{1}{\alpha} \ll 1$ 이므로 거의 $\{\theta: |\theta| \ll 1\}$ 구간에서만 적분이 이루어지고 그 구간에서 $\cos \theta \approx 1$ 이므로 각각 $C_1 > 1$ 와 $C_1 < 1$ 인 경우로 나눈다.

1.1. $C_1 > 1$ 일 때

$C_1 > 1$ 인 경우 즉, $\frac{E_b}{N_o} < \frac{\alpha}{C_0^2(2k-1)}$ 일 때 다음

근사식 $\cos \theta \approx 1 - \frac{\theta^2}{2}$ 을 이용하여 $(\cos \theta - C_1)^2$ 를 전개하고 θ^4 항은 매우 작으므로 생략한 후 θ^2 항을 $2(1 - \cos \theta)$ 로 바꾸면 다음 결과를 얻는다.

$$(\cos \theta - C_1)^2 \approx C_1^2 - 1 - (2C_1 - 2) \cos \theta. \tag{10}$$

식(10)와 $I_0(x) = (2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta$ 을 식(9)에 적용하면

$$\begin{aligned}
 &\frac{1}{M\pi I_0(\alpha)} I_0[C_0^2 r (C_1 - 1) (2k-1)^2] \cdot \\
 &\exp\left(\frac{C_0^2}{2} r (4k-3)\right)
 \end{aligned}$$

이 되고 다시 윗식을 $I_0(x) \approx (2\pi x)^{-1/2} e^x$, for $x \gg 1$ 를 이용하여 정리하면 다음 근사식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{M\pi} \left(1 - (2k-1) \frac{6 \log_2 M}{\alpha(M^2-1)} \frac{E_b}{N_o}\right)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{3 \log_2 M}{M^2-1} \frac{E_b}{N_o}\right), \quad (11)$$

for $\frac{E_b}{N_o} < \frac{\alpha}{2k-1} \frac{M^2-1}{6 \log_2 M}$

1.2. $C_1 < 1$ 일 때

$C_1 < 1$ 인 경우 즉, $\frac{E_b}{N_o} > \frac{\alpha}{C_0^2(2k-1)}$ 일 때 식(9)에서 $(\cos \theta - C_1)^2 \approx \cos^2 \theta$ 로 나타낼 수 있고 $\cos^2 \theta$ 를 $\frac{1}{2}(1+\cos 2\theta)$ 로 바꾼 후 1.1 절과 같은 방법과 적분 계산 $(2\pi)^{-1} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(-x \cos 2\theta) d\theta = I_0(x)$ 을 하여 전개 정리하면 다음 근사식을 얻는다.

$$\frac{1}{M\pi} \left((2k-1)^2 \frac{3 \log_2 M}{2\alpha(M^2-1)} \frac{E_b}{N_o} \right)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{\alpha}{2k-1} + \frac{\alpha^2(M^2-1)}{12(2k-1)^2 \log_2 M} \frac{1}{E_b/N_o}\right),$$

for $\frac{E_b}{N_o} > \frac{\alpha}{2k-1} \frac{M^2-1}{6 \log_2 M}$ (12)

2. 후항의 근사식.

식(7)에서 후항의 일반식은 다음과 같다.

$$\frac{2}{M} \int_{-\pi}^{\pi} Q\left(\frac{\sqrt{6 \log_2 M}}{\sqrt{M^2-1}} \{2k + (1-2k) \cos \theta\} \sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) d\theta.$$

$$\frac{\exp(\alpha \cos \theta)}{2\pi I_0(\alpha)} d\theta, \quad \text{for } k=1, 2, \dots, M/2-1 \quad (13)$$

윗식을 전항처럼 치환하여 다시 쓰면

$$\frac{1}{2M\pi^{3/2} I_0(\alpha)} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(-\frac{C_0^2}{2} r(2k-1)^2 \cdot \left\{(\cos \theta - C_2)^2 - C_2^2 + \frac{4k^2}{(2k-1)^2}\right\}\right) d\theta \quad (14)$$

여기서

$$C_2 = \frac{2k}{2k-1} + \frac{\beta}{C_0^2(2k-1)^2}$$

식(14)도 전항처럼 거의 $\{\theta: |\theta| < 1\}$ 구간에서 적분이 이루어지고 이때 항상 $C_2 > 1$ 이므로 전항 1.2 절의 방법을 적용하면 다음과 같은 근사식을 구할 수 있다.

$$\frac{1}{M\pi} \left(1 + (2k-1) \frac{6 \log_2 M}{\alpha(M^2-1)} \frac{E_b}{N_o}\right)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{3 \log_2 M}{M^2-1} \frac{E_b}{N_o}\right), \quad \text{for } k=1, 2, \dots, M/2-1 \quad (15)$$

우리가 구하고자 하는 식(3)의 오류확률 근사식은 앞에서 구한 근사식들의 합으로 식(16)과 같이 표현된다. 오류확률은 SNR의 제곱근에 반비례하다는 것을 알 수 있고 SNR(E_b/N_o)은 α 값과의 대소(大小) 관계에 따라 여러 구간으로 나눌 수 있고 그 구간 내에서의 오류확률을 쉽게 구할 수 있다.

$$P(e) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{M/2} \text{식(11)} + \sum_{k=1}^{M/2-1} \text{식(15)} \\ \sum_{k=1}^n \text{식(11)} + \sum_{k=n+1}^{M/2} \text{식(12)} + \sum_{k=1}^{M/2-1} \text{식(15)} \\ \sum_{k=1}^{M/2} \text{식(12)} + \sum_{k=1}^{M/2-1} \text{식(15)} \end{cases}$$

$\frac{E_b}{N_o} < \frac{\alpha(M+1)}{6 \log_2 M}$

$\frac{\alpha(M^2-1)}{6(2n+1) \log_2 M} < \frac{E_b}{N_o} < \frac{\alpha(M^2-1)}{6(2n-1) \log_2 M}$ for $n = 1, 2, \dots, M/2-1$

$\frac{\alpha(M^2-1)}{6 \log_2 M} < \frac{E_b}{N_o}$

(16)

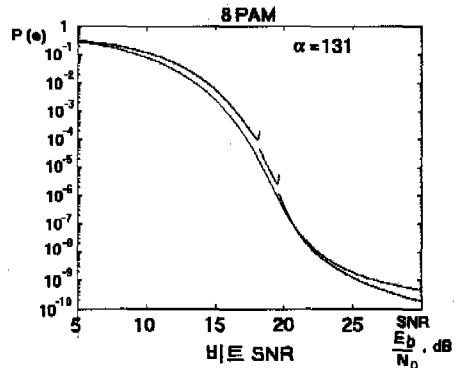


그림 5. 8-ary의 실제 오류확률과 근사식에 의한 오류확률 비교

그림 5는 8-ary PAM에서 $\alpha = 131$ 일 때, II장에서 구한 오류확률과 III장에서 구한 근사화한 오류확률을 나타낸다. 근사화한 오류확률은 식 (16)에서 나타난 것 처럼 $\frac{E_b}{N_0}$ 값에 따라 구간 별로 나뉘어 불연속적인 그래프로 표현되었다. 그림 6은 16-ary PAM에서 $\alpha = 365$ 일 때 오류확률과 근사화한 오류확률을 나타낸다. 참조 문헌 [7]의 BPSK의 경우 2개의 구간으로 근사가 가능하지만 8-ary PAM의 경우는 4 개의 구간 그리고 16-ary PAM의 경우는 5 개의 구간으로 나뉘어 근사화 되었다.

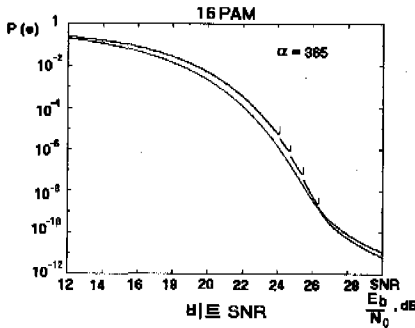


그림 6. 16-ary의 실제 오류확률과 근사식에 의한 오류확률 비교

IV. 결론

본 논문에서는 위상 오차가 있는 M-ary PAM 신호의 오류확률과 그 근사식을 다루었다. SNR (E_b/N_0)이 증가함에 따라 오류확률 $P(e)$ 의 감소가 점점 느려진다는 것은 잘 알려져 있다[8]. 그러나 위상 오차 하에서의 오류확률은 SNR이 증가할수록 수신단의 PLL의 α 값에 의해 큰 폭으로 개선될 수 있는 것이 본 논문에서 밝혀졌다. 결국 낮은 SNR 구간에서는 SNR을 높여 오류확률을 개선하고 높은 SNR구간에서는 α 를 증가시키는 것이 효과적이다. 또 우리가 원하는 오류확률을 SNR과 α 값을 바꿔주면서 오류확률의 근사식으로부터 실제와 거의 차이가 없이 쉽고 빠르게 구할 수 있다.

본 연구의 결과는 위상 오차 환경에서 시스템의 PLL을 설계하는데 응용될 수 있고 M-ary PAM 신호 체계 개선을 위한 자료와 VSB(Vestigial Sideband) 방식의 CATV 혹은 ATV의 성능 분석 및 성능 개선에 대한 연구로 응용될 수 있으리라 사료된다.

참고 문헌

- [1] A. Bruce Carlson, Communication Systems, McGraw Hill, 1975.
- [2] J. J. Spilker, Jr., Digital communications by Satellite., Prentice Hall, 1977.
- [3] 최형진, 동기방식 디지털 통신, 교학사, 1995.
- [4] V. K. Prabhu, "PSK performance with imperfect carrier phase recovery," IEEE Trans. Aeros. Electr. Sys., Vol. 12, No. 3, pp275-285, Mar. 1992.
- [5] G. Kaplan and U. Ram, "Bounds on performances for the noisy reference PSK channel," IEEE Trans. commun., Vol. 38, No. 10, pp1699-1707, Oct. 1990.
- [6] W C. Lindsey and M.K. Simon, Telecommunication Systems Engineering, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1973.
- [7] P.Y. Kam, S.K. Teo, Y.K. Some and T.T. Tjhung, "Approximate Results for the Bit Error Probability of Binary Phase Shift Keying with Noisy Phase Reference," IEEE Trans. Commu. Vol. 41, No. 7, pp1020-1022, July 1993.
- [8] A.J. Viterbi, Principles of Coherent Communications. New York, McGraw-Hill, 1966.
- [9] J.G. Proakis and M. Salehi, Communication systems Engineering, Prentice-Hall, 1994.

이 호 경(Ho Kyoung Lee)

정회원

1957년 7월 16일생

1981년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업 (공학사)

1987년 2월 : Northrop University 전자공학과 졸업 (공학석사)

1994년 8월 : Univ. of Southern California (USC) 전기공학과 졸업 (공학박사)

1994년 8월~현재 : 홍익대학교 전자공학과 조교수