

## 새로운 위상보상형 PSK 변복조방식

正會員 李辰洙\*, 文相在\*\*

### A Novel Phase-Compensated Phase Shift Keying Modulation

Jin Soo Lee\*, Sang Jae Moon\*\* Regular Members

본 연구는 정보통신연구관리단의 대학기초연구지원사업의 지원에 의해서 이루어졌습니다.

#### 要 約

본 논문에서 송수신 안테나의 움직임, 다중 경로에 의한 페이딩 및 증폭기의 비선형성으로 발생하는 위상오류를 보상하는 새로운 위상보상형 PSK(phase-compensated phase shift keying, PC-PSK)를 제안한다. 본 방식의 보상 방법으로 +90도에서 -90도 사이의 위상오류가 정정된다. 이러한 위상보상 과정에서 수신 신호전력은 위상오류에 비례하여 감소된다. 그러나 검증결과 위상보상형 PSK 방식의 BER 성능은 SNR이 큰 영역에서 기존의 PSK 방식보다 월등히 우수하였다. 따라서 새로운 본 방식은 디지털 통신을 위한 우수한 변복조방식이 될 수 있다.

#### ABSTRACT

We propose a new PSK technique which can compensate phase errors occurred due to motion of a transmitting or receiving antenna, multi-path fading, and nonlinearity of amplifiers. Phase error between +90 to -90 degrees can be corrected by the compensation mechanism. In compensation for the phase error correction, it causes some loss of signal power. But the numerical results show that the phase-compensated PSK can achieve much better BER than those of the conventional PSK's in the high range of SNR. It can be a potential candidate as a modulation scheme for digital radio communications.

\*대구문화방송(주)

\*\*경북대학교 전자공학과

論文番號 : 95109-0316

接受日字 : 1995年 3月 16日

### I. 서 론

통신에서 송수신기 안테나의 움직임, 다중경로에 의한 페이딩, 국부발전기의 불안정 및 증폭기의 비선형성 등으로 위상오류가 발생되고, 이는 위상변조방식의 성능을 저하시키는 주된 요인이다. 이러한 문제점을 개선시키기 위해서 채널 오류부호의 도입<sup>1,2)</sup>, 다이버시티 방법의 도입<sup>4,6)</sup> 등에 대해서 많이 연구되었다. 왜냐하면 위상오류가 심한 통신환경하에서는 기존의 MPSK (M>2) 방식만으로 데이터의 전송에 요구되는 대략 10<sup>-6</sup> 이하의 BER를 얻기가 불가능하기 때문이다<sup>7,8)</sup>.

본 논문은 위상오류를 보상하는 새로운 위상보상형 PSK(phase-compensated phase shift keying, PC-PSK)를 제안하고, 지금까지의 방법과는 다르게 본 변조방식만으로도 10<sup>-6</sup> 이하의 BER를 얻을 수 있는 우수한 방식임을 검증한다.

이 PC-PSK는 PAL (phase alternation by line) 텔레비전 방송방식에서 나타나고 있는 아날로그 컬러신호의 우수한 색상오류 보상특성을 근거로 고안된 새로운 디지털 위상변복조 방식이다. PAL TV방식은 NTSC, SECAM등 다른 TV 방식에 비해 다중경로, 열악한 電波傳播 특성의 환경, 송수신기 회로소자의 위상왜곡등에 탁월하게 수송기의 색상이 보상되는 건설성을 갖고 있다<sup>9,11)</sup>.

PC-PSK는 한 정보 심볼주기의 중심점을 기준으로 對稱像(mirror image)의 디지털신호를 만들어 순차적으로 전송하며, 수신측은 이를 백다합성하여 위상오류를 보상한다. PC-PSK의 신호 星相 특성은 보다 넓은 점

유대역폭이 필요하다. 예를 들면, 동일한 전송속도에서 PC-QPSK의 대역폭은 기존 QPSK의 2배이다. 즉, BPSK대역폭과 같다. 그러나 입력정보를 PC-MPSK로 多相化 함으로써 대역을 줄일 수 있다. 다시 말하면, PC-16PSK의 대역폭은 QPSK의 대역폭과 같다. 본 논문에서는 기존의 PSK와 새로운 PC-PSK의 특성을 비교한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 PC-PSK 변복조방식은 위상이 불안정한 통신환경하에서 PSK보다 효과적이며, 우수한 위상오류 보상특성이 있음을 확인하였다.

### II. PC-PSK의 동작 및 위상오류 보상원리

Gray 부호화된 PC-MPSK 신호식을 나타내면

$$S_k(t) = A \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k(t)), \quad 0 \leq t < T_s \tag{1}$$

$$= I(t) \cdot \cos \omega_c t - Q(t) \cdot \sin \omega_c t$$

이다. 여기서

$$I(t) = A \cos \phi_k(t) \tag{2}$$

$$Q(t) = A \sin \phi_k(t) \tag{3}$$

이고

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{(2k-1)\pi}{M} & 0 \leq t < T/2 \\ -\frac{(2k-1)\pi}{M} & T/2 \leq t < T_s \end{cases}, \tag{4}$$

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

이다. 또한 A와  $\omega_c$ 는 각각 반송파의 진폭과 각주파수이

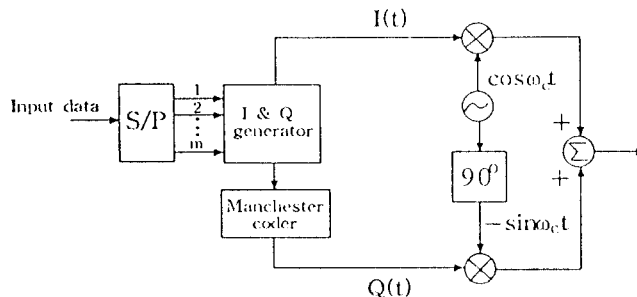


그림 1. PC-MPSK 변조기의 블록도  
Fig. 1. Block diagram of PC-MPSK modulator.

고,  $\phi_k(t)$ 는 m개의 2진 비트로 구성된  $M(=2^m)$  정보 심볼들에 사상(mapping) 되는 변조위상이다.  $T_s$ 는 정보심볼 주기이고 2진 비트의 주기가  $T_b$ 이면  $T_s = mT_b$ 이다.

기존의 MPSK에서는 정보심볼의 변조위상이 심볼주기  $T_s$ 동안 동일하게 유지된다. 그러나 PC-MPSK에서는  $I(t)$ 값은  $0 \leq t < T_s$  구간에 동일하게 유지되지만,  $Q(t)$ 값은  $0 \leq t < T_s/2$ 와  $T_s/2 \leq t < T_s$ 으로 나누어져 심볼구간 중간지점에서 반전되는 차이점을 갖는다. 이러한 신호구조는 검파시에 발생된 오류위상을 상쇄시키는 기능을 갖게 된다.

PC-MPSK 변조과정의 블록도는 그림 1과 같다. 입력되는 2진 비트열이 직병렬 변환기에서  $T_s$ 구간 동안 m 비트의 심볼로 구성되고 I와 Q 발생기에서 해당 심볼의  $I(t)$  및  $Q(t)$ 값으로 변환된다.  $Q(t)$ 는 맨체스터 부호기를 통과한다.  $I(t)$ 와  $Q(t)$ 는 반송파  $\cos \omega_c t$ 와  $\sin \omega_c t$ 에 진폭변조된 후에 합성되어 출력된다.

예로서 그림 2는  $M=4$ 인 PC-QPSK의 신호벡터를 나타낸 것이다. 여기서 신호벡터 (1, 1)을 전송한다면  $0 \leq t < T_s/2$  동안에 (1, 1)의 변조위상 정보가,  $T_s/2 \leq t < T_s$  동안에는 신호벡터 (1, 0)의 변조위상 정보가 전송된다. 변조과정에서  $T_s$  동안  $I(t)$ 값은 동일한 반면에,  $Q(t)$ 값의 부호는 심볼주기 중간에서 반전됨을 알 수 있다. 그림 2의 신호성상도에서  $0 \leq t < T_s/2$ 의 신호벡터와  $T_s/2 \leq t < T_s$ 의 신호벡터는 동상축을 중심으로 대칭상으로 구성된다.

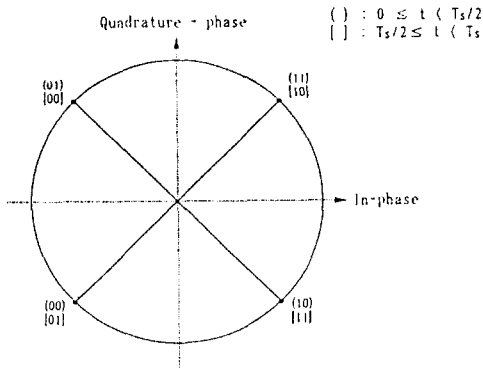


그림 2. Gray 부호화된 PC-QPSK의 신호벡터 공간도  
Fig. 2. PC-QPSK signal vector space with Gray coding.

PC-MPSK 수신기에서 페이딩 영향, 채널혼신, ISI 및 수신측의 비선형 증폭특성 등에 의한 위상오류  $\phi_c(t)$ , 가산성 백색잡음  $n(t)$ 를 고려한 수신신호

$$R(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(\omega_c t + \phi_k(t) + \phi_c(t) + n(t)), \quad 0 \leq t < T_s \quad (5)$$

이다. PC-PSK에서 수신신호는  $T_s/2$ 구간 단위로 검파되므로 편위상  $T_c$ 를 도입하여

$$T_c = \frac{T_s}{2} \quad (6)$$

라 둔다. 그리고 비트 에너지를  $E_b$ 로, m 개의 비트로 구성된 정보 심볼 에너지를  $E_s$ 로 두면

$$E_s = 2E_c = mE_b \quad (7)$$

가 된다.

PC-PSK 동기검파기의 반송파 재생기와 동상성분과 직교성분을  $T_c$ 구간 동기검파해야 하므로 이를 위한 재생 반송파 신호를  $r_c(t)$ 와  $r_s(t)$ 로 두면

$$r_c(t) = \sqrt{\frac{2}{T_c}} \cos[\omega_c t + \phi_p(t)] \quad (8)$$

$$r_s(t) = -\sqrt{\frac{2}{T_c}} \sin[\omega_c t + \phi_p(t)] \quad (9)$$

와 같이 표시할 수 있다. 여기서  $\phi_p(t)$ 는 재생반송파의 위상이고 재생 반송파의 에너지를  $\int_0^{T_c} r_c^2(t) dt = \int_0^{T_c} r_s^2(t) dt = 1$ 로 정규화하였다.

재생반송파  $r_c(t)$  및  $r_s(t)$ 의 상관기(correlator)를 거쳐 검파되는 PC-PSK의 동상성분  $\hat{I}$ 와 직교성분  $\hat{Q}$ 는

$$\hat{I} = \hat{I}_1 + \hat{I}_2 \quad (10)$$

$$\hat{Q} = \hat{Q}_1 - \hat{Q}_2 \quad (11)$$

로 둔다. 여기서 아래첨자 1과 2는 각각 심볼주기의 전반기간  $0 \leq t < T_c$ 와 후반기간  $T_c \leq t < T_s$ 의 검파출력값을 의미한다. 또한 직교성분 Q 검파에서는 식 (4)에서와 같이 심볼주기의 후반기간에 직교성분을 반전해서 송신하였으므로 해당 직교성분을 다시 반전하여 합성해야 한다. 그리고 전반의 반심볼구간 및 후반의 반심볼구간 동상성분의 검파 신호는 각각

$$\hat{I}_1 = \int_0^{T_c} \left[ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_k(t) + \phi_c(t) + n(t)) \right. \\ \left. \sqrt{\frac{2}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_p(t)) dt \right] \quad (12)$$

$$= \sqrt{E_c} (\cos \phi_{k1} \cos \phi - \sin \phi_{k1} \sin \phi) + n_{I1}$$

$$\hat{I}_2 = \int_0^{T_c} \left[ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_k(t) + \phi_c(t) + n(t)) \right. \\ \left. \sqrt{\frac{2}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_p(t)) dt \right] \quad (13)$$

$$= \sqrt{E_c} (\cos \phi_{k2} \cos \phi - \sin \phi_{k2} \sin \phi) + n_{I2}$$

이다. 여기서

$$\phi_{k1} = \phi_k(t), \quad 0 \leq t < T_c \quad (14)$$

$$\phi_{k2} = \phi_k(t), \quad T_c \leq t < T_s \quad (15)$$

이며 오류위상  $\phi = \phi_c(t) - \phi_p(t)$ 이다. 검파성능에 영향을 미치는 오류위상  $\phi$ 는 수 정보 심볼구간 동안에 통신환경이 바뀔 수 있는 시간에 비해 무시할 수 있는 매우 작은 값이므로 적어도 한 주기  $T_s$  동안 일정한 상수로 가정한다<sup>(12)</sup>. 그리고 잡음성분

$$n_{Ij} = \int_0^{T_c} n(t) \sqrt{\frac{2}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_p(t)) dt, \quad j = 1, 2 \quad (16)$$

는 상호간 그리고 신호성분과도 독립이며 평균이 0 이고 분산이  $N_0/2$ 인 가우스 랜덤변수이다<sup>(1)</sup>. 직교성분은

$$\hat{Q}_1 = - \int_0^{T_c} \left[ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_k(t) + \phi_c(t) + n(t)) \right. \\ \left. \sqrt{\frac{2}{T_c}} \sin(\omega_c t + \phi_p(t)) dt \right]$$

$$= \sqrt{E_c} (\cos \phi_{k1} \sin \phi + \sin \phi_{k1} \cos \phi) + n_{Q1} \quad (17)$$

$$\hat{Q}_2 = - \int_0^{T_c} \left[ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \cos(\omega_c t + \phi_k(t) + \phi_c(t) + n(t)) \right. \\ \left. \sqrt{\frac{2}{T_c}} \sin(\omega_c t + \phi_p(t)) dt \right]$$

$$= \sqrt{E_c} (\cos \phi_{k2} \sin \phi + \sin \phi_{k2} \cos \phi) + n_{Q2} \quad (18)$$

이다. 그리고  $n_{Qj}$ ,  $j=1,2$ 는 상호간 그리고 신호성분과도 독립이며 평균이 0이고 분산이  $N_0/2$ 인 가우스 랜덤변수이다.

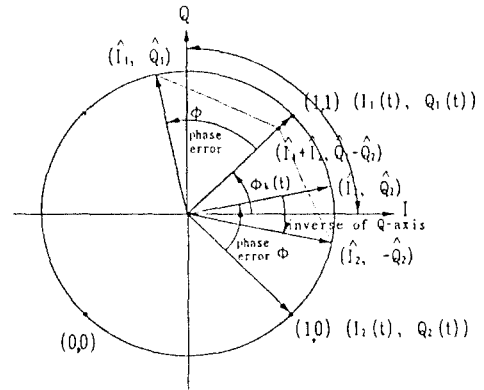


그림 3. PC-QPSK의 신호벡터 표현  
Fig. 3. Signal vector representation of PC-QPSK.

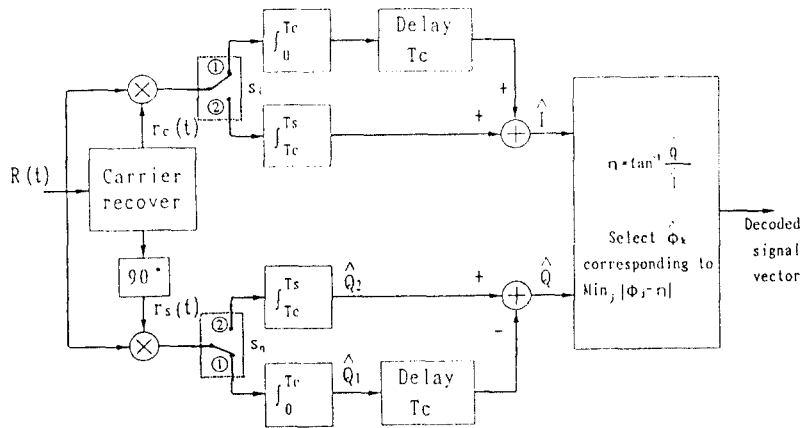


그림 4. PC-MPSK 복조기의 블록도  
Fig. 4. Block diagram of PC-MPSK demodulator.

예로서 백색 잡음의 영향을 고려하지 않을 경우의 PC-QPSK에 대한  $\hat{I}$  와  $\hat{Q}$  의 신호벡터는 그림 3과 같다. 여기서 신호벡터 (1, 1)를 보내고자 하면, 식 (4)에 의해서  $0 \leq t < T_c$  동안 신호벡터 (1, 1)를 송신하고  $T_c \leq t < T_s$  동안 그림 3에서 알 수 있듯이 직교성분이 반전된 신호벡터 (1, 0)를 송신한다. 그리고  $0 \leq t < T_c$  구간에 전송된 신호벡터에 대해서는 오류위상  $\phi$ 에 의하여 ( $\hat{I}_1, \hat{Q}_1$ )이 검파되고  $T_c \leq t < T_s$  구간에 전송된 신호벡터에 대해서는 오류위상  $\phi$ 에 의하여 ( $\hat{I}_2, \hat{Q}_2$ )이 검파된다. 따라서 식 (10) 및 (11)에 의한 최종 합성 신호벡터는 ( $\hat{I}, \hat{Q}$ ) = ( $\hat{I}_1 + \hat{I}_2, \hat{Q}_1 - \hat{Q}_2$ )이 된다. 여기서 오류위상이 보상되는 반면에 신호의 전력이  $\cos \phi$  만큼 작아짐을 볼 수 있다.

지금까지 설명된 PC-MPSK신호의 복조과정을 블록도로 표시하면 그림 4와 같다. 수신측에서는 재생한 반송파  $r_c(t)$ 와  $r_s(t)$ 를 수신신호에 곱한다. 반심볼 스위치  $S_I$ 와  $S_Q$ 는  $0 \leq t < T_c$  동안 ①의 위치로 전환되며  $T_c \leq t < T_s$  동안 ②의 위치로 전환된다. 검파된 신호는  $T_c$  구간의 적분기를 거쳐 그림 4에서와 같이  $\hat{I}_j, \hat{Q}_j, j = 1, 2$  인 동상성분과 직교성분을 검파한다.  $\hat{I}_1$ 과  $\hat{Q}_1$ 를  $T_c$ 만큼 지연시킨 후 동상성분은  $\hat{I}_1$ 과  $\hat{I}_2$ 를 합하고 직교성분은  $\hat{Q}_1$ 과  $\hat{Q}_2$ 를 반전시켜 합성한다. 이렇게 구한 두 성분에서 위상값을 계산하여 차이가 가장 작은 변조위상을 검출하여 이에 해당되는 신호벡터를 출력시킨다.

구체적인 예로서 PC-QPSK에 대한 신호벡터의 검출 과정은 그림 5와 같다. 여기서 (1, 1) 신호벡터가 송신되고 채널에서 오류위상이  $55^\circ$  발생되었다고 가정한다. 이  $55^\circ$ 의 오류위상은 절대값이  $90^\circ$ 이내이므로 보상된다. 여기서 백색 잡음의 영향을 고려하지 않았다. 그림 5 (a), (b) 및 (c)는 신호벡터의 송신과정을, 그림 5 (d)와 (e)는 위상오류가 나타난 신호벡터를, 그림 5 (f), (g) 및 (h)는 수신하는 과정을 나타내고 있다. 최종 검출된 변조위상은 송신 신호벡터의 변조위상과 동일함을 알 수 있다.

만일 이상적으로 재생반송파의 위상인  $\phi_p(t)$ 가 페이딩, 채널혼신, ISI 및 수신증폭기의 비선형특성에 의한 수신신호의 오류위상  $\phi_c(t)$ 와 같다면 오류위상  $\phi$ 가 0이 되어 정확한 송신위상을 검출한다. 그러나 실제 통신 환경 하에서는 오류위상이 존재한다. PC-PSK의 위상 오류를 보상하는 원리를 설명한다. 식 (12)-(18)을 사용하면

$$\begin{aligned} \hat{I} &= \hat{I}_1 + \hat{I}_2 = 2\sqrt{E_c} \cos \phi_{k1} \cos \phi + n_I \\ &= I \cos \phi + n_I \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \hat{Q} &= \hat{Q}_1 - \hat{Q}_2 = 2\sqrt{E_c} \sin \phi_{k1} \cos \phi + n_Q \\ &= Q \cos \phi + n_Q \end{aligned} \quad (20)$$

를 얻을 수 있다. 여기서  $I$ 와  $Q$ 는 송신신호벡터로

$$I = 2\sqrt{E_c} \cos \phi_{k1} \quad (21)$$

$$Q = 2\sqrt{E_c} \sin \phi_{k1} \quad (22)$$

이다. 그리고  $n_I$ 와  $n_Q$ 는 상호간 그리고 신호성분과도 독립이며 평균이 0이고 분산이  $N_0$ 인 가우스 랜덤변수이다.

식 (19) 및 (20)에서 오류위상 범위가  $|\phi| > \pi/2$ 이고 백색 잡음의 영향을 무시하면  $\hat{I}$  및  $\hat{Q}$  값의 부호는 각각 반전되어 원래의 신호벡터  $I$ 와  $Q$ 의 부호와 정반대가 된다. 이는 오류영역으로 가게 되어 심볼오류가 발생함을 의미한다. 따라서 이 경우에 PC-PSK는 오류위상을 보상할 수 없다.

그러나 오류위상 범위가  $|\phi| < \pi/2$  이고 역시 백색 잡음의 영향을 무시하면  $\frac{\hat{Q}}{\hat{I}} = \frac{Q}{I} = \tan \phi_{k1}$ 을 얻을 수 있어 오류위상을 완전히 보상함을 알 수 있다. 그림 4에서 PC-QPSK에 대한 오류위상 보상과정을 볼 수 있다. 이 경우에 백색잡음의 영향에 의해만 검파오류가 발생된다.

### III. BER 해석

PC-PSK 방식은 기존의 PSK 방식을 기준하여 한 정보심볼이 두번 위상변조되어 전송됨으로 대역폭이 두배가 된다. 기존의 BPSK와 PC-QPSK의 대역폭이 같으며, QPSK와 PC-16PSK의 대역폭이 같다. 따라서 위상오류가 있는 통신환경의 동일한 대역폭이 주어진 조건에서 기존의 BPSK와 PC-QPSK, 기존의 QPSK와 PC-16PSK의 비트 오류확률을 각각 비교한다.

#### 3.1 BPSK

위상이 불안정한 환경에서의 기존 BPSK의 비트오류 확률은 식(23)과 같다<sup>[13, 14]</sup>.

$$P_b(\phi)_{BPSK} = Q \left[ \sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \cdot \cos \phi \right] \quad (23)$$

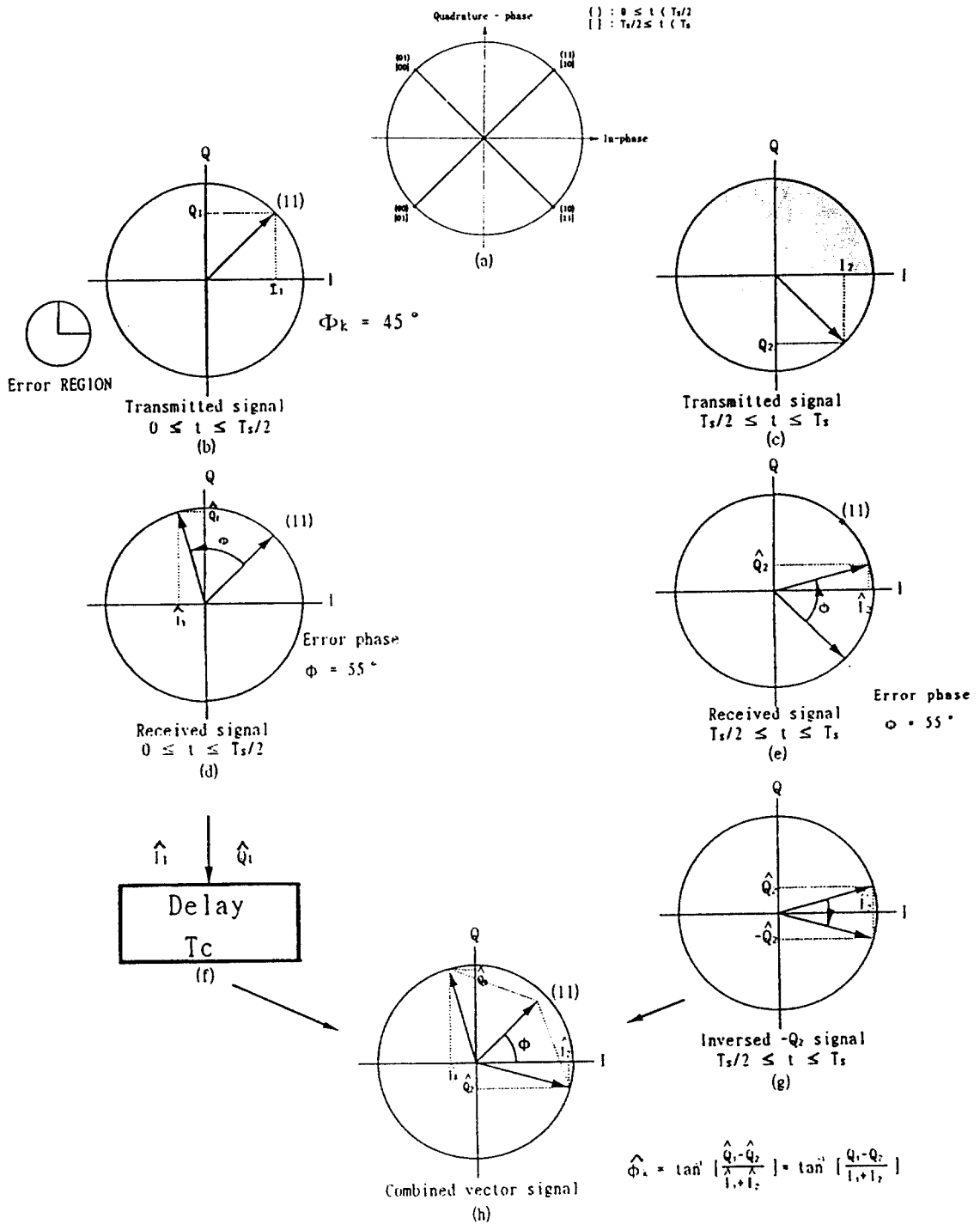


그림 5. PC-QPSK의 복조된 신호벡터 표현  
 Fig. 5. The representation of demodulated signal vector for PC-QPSK.

### 3.2 PC-QPSK

위상이 불안정한 환경에서의 PC-QBPSK의 비트오류 확률은 계산에 의하면 식(24)과 같다.

$$P_b(\phi)_{PC-QPSK} = Q \left[ \sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_o}} \cdot \cos \phi \right] \quad (24)$$

BPSK와 PC-QPSK의 비트오류확률은 같다. 이는 PC-QPSK 복조기에서  $0 \leq t < T_c$ 의 값과  $T_c \leq t < T_s$ 의 벡타합성의 값이 BPSK와 같으며, 또한 BPSK와 PC-QPSK의 결정영역이 동일하여 오류위상의 보상범위가 같기 때문이다.

### 3.3 QPSK

위상이 불안정한 환경에서의 기존 QPSK의 비트오류 확률은 식(25)와 같다<sup>[13, 14]</sup>

$$P_b(\phi)_{QPSK} = \frac{1}{2} Q \left[ \sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_o}} \cdot (\cos \phi + \sin \phi) \right] + \frac{1}{2} Q \left[ \sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_o}} \cdot (\cos \phi - \sin \phi) \right] \quad (25)$$

### 3.4 PC-16PSK

PC-16PSK의 위상오류는 대칭상(mirror image) 효과로서 상쇄되며 벡타 합성에 의한 진폭이  $\cos \phi$  만큼 줄어든다. 따라서 위상이 불안정한 환경에서 PC-16PSK의 비트오류확률의 상한식은 [15, 16]에 의해서 식(26)과 같다.

$$P_b(\phi)_{PC-16PSK} < \frac{1}{2} \left[ Q \left( \sqrt{\frac{8 \cdot E_b}{N_o}} \cdot \cos \phi \cdot \sin\left(\frac{\pi}{16}\right) \right) + Q \left( \sqrt{\frac{8 \cdot E_b}{N_o}} \cdot \cos \phi \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{16}\right) \right) + Q \left( \sqrt{\frac{8 \cdot E_b}{N_o}} \cdot \cos \phi \cdot \sin\left(\frac{7\pi}{16}\right) \right) \right] \quad (26)$$

### 3.5 성능해석

PLL회로를 사용한 수신기의 BPSK의 비트오류확률은 오류위상에 대해 평균을 취하면 식 (27)과 같으며 PC-QPSK의 비트오류확률은 오류위상에 대해 평균을 취하면 식 (28)과 같다. 또한 QPSK의 비트오류확률은 오류위상에 대해 평균을 취하면 식 (29)와 같으며 PC-

16PSK의 비트오류확률은 오류위상에 대해 평균을 취하면 식 (30)과 같다<sup>[14]</sup>.

$$P_b_{BPSK} = \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\phi)_{BPSK} P(\phi) d\phi \quad (27)$$

$$P_b_{PC-QPSK} = \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\phi)_{PC-QPSK} P(\phi) d\phi \quad (28)$$

$$P_b_{QPSK} = \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\phi)_{QPSK} P(\phi) d\phi \quad (29)$$

$$P_b_{PC-16PSK} = \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\phi)_{PC-16PSK} P(\phi) d\phi \quad (30)$$

여기서  $P(\phi)$ 는 수신기의 PLL 회로의 1차 정상상태의 오류위상 밀도함수로서 식(31)과 같다.

$$P(\phi) = \frac{\exp \left[ \frac{\alpha_o \cos \phi}{2\pi I_o(\alpha_o)} \right]}{2\pi I_o(\alpha_o)} : -\pi < \phi < \pi \quad (31)$$

여기서  $\alpha_o$ 는 PLL회로의 루프 SNR 이며,  $I_o$ 는 수정된 영차(zero order) Bessel 함수이다.

## IV. 결과 및 고찰

$\alpha_o = 5, 8, 10$  및  $15$ (dB)에서 BPSK와 PC-QPSK의 성능은 그림 6과 7에 같이 비트오류확률이 같다. 이는 PC-QPSK 복조기에서  $0 \leq t < T_c$ 의 값과  $T_c \leq t < T_s$ 의 벡타합성의 값이 BPSK와 같으며, 또한 BPSK와 PC-QPSK의 결정영역이 동일하여 오류위상의 보상범위가 같기 때문이다. 그림 6과 7에서 알 수 있는 바와 같이 기본적인 성능은  $\alpha_o$ 의 값에 따라 크게 영향을 받는다. 다. QPSK와 PC-16PSK의 성능은 그림 8과 9와 같으며  $\alpha_o = 5, 8, 10$  및  $15$ (dB)에 따라 달라진다. 한 구체적인 예로서  $\alpha_o = 10$ (dB)인 경우 QPSK는  $E_b/N_o = 14$ (dB)에서 비트오율이 약  $10^{-2}$ 을 가지면서 이후 오류정체현상을 보인다. 반면에 PC-16PSK는  $E_b/N_o$ 가 커짐에 따라 비트오율이 낮아져 성능 개선이 일어난다. 그러나  $E_b/N_o$ (12(dB)의 낮은 영역에서 PC-16PSK의 성능은 QPSK보다 나빠지는 현상을 볼 수 있다. 이 원인은 결정영역이 16개로 다상화되어 좁아지고 수신신호전력이 미소하여 위상보상의 효과가 감소되며 백색잡음에 의한 영향을 더 많이 받기 때문이다. 또한 QPSK의 성능은 그림 8과 9에서와 같이  $E_b/N_o$ 가 높아지더라도 비트오율이 개선되지 않는 정체현상을 보인다. 이는 위상오류로 인해 신호벡터가 오류

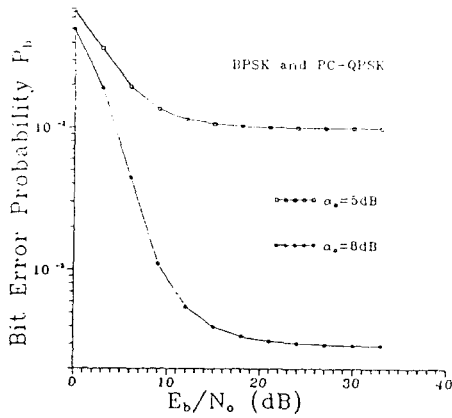


그림 6. AWGN 채널에서  $\alpha_0 = 5$  및 8 (dB)인 BPSK와 PC-QPSK의 비트오율 비교  
 Fig. 6. Comparison of the bit error probability of BPSK and PC-QPSK on a AWGN channel for  $\alpha_0 = 5$  and 8 (dB).

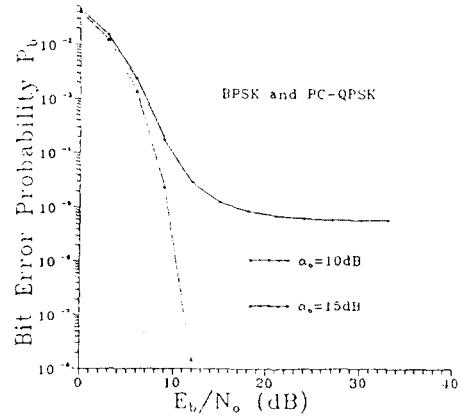


그림 7. AWGN 채널에서  $\alpha_0 = 10$  및 15 (dB)인 BPSK와 PC-QPSK의 비트오율 비교  
 Fig. 7. Comparison of the bit error probability of BPSK and PC-QPSK on a AWGN channel for  $\alpha_0 = 10$  and 15 (dB).

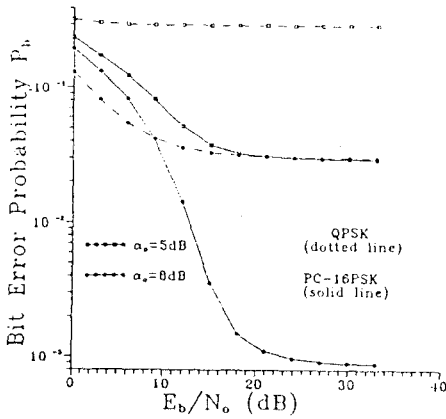


그림 8. AWGN 채널에서  $\alpha_0 = 5$  및 8 (dB)인 QPSK와 PC-16PSK의 비트오율 비교  
 Fig. 8. Comparison of the bit error probability of QPSK and PC-16PSK on a AWGN channel for  $\alpha_0 = 5$  and 8 (dB).

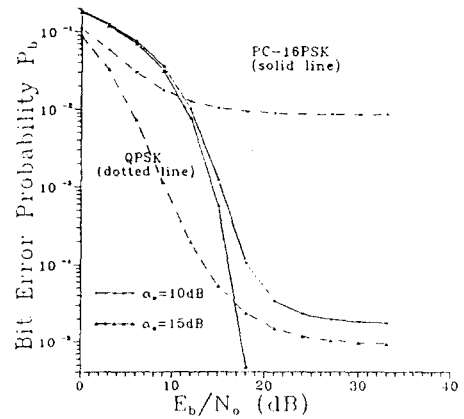


그림 9. AWGN 채널에서  $\alpha_0 = 10$  및 15 (dB)인 QPSK와 PC-16PSK의 비트오율 비교  
 Fig. 9. Comparison of the bit error probability of QPSK and PC-16PSK on a AWGN channel for  $\alpha_0 = 10$  and 15 (dB).

영역으로 이미 넘어가기 때문이다. 그러나 PC-16PSK 방식은 오류위상을 보상하므로  $E_b/N_0$ 가 높아지면서 오류정체현상이 감소되어 성능이 향상된다. 그림 6에서 알 수 있는 바와 같이 기본적인 성능은  $\alpha_0$ 의 값에 따라 크게 영향을 받는다.

### V. 결 론

본 논문은 +90도에서 -90도 사이의 위상오류를 수정하는 새로운 위상보상형 PSK(PC-PSK)를 제안하고, 그 성능을 해석하여 기존의 PSK방식과 비교 검토하였다. 대역폭을 동일하게 두고 기존의 QPSK 방식과 제



안한 PC-16PSK의 BER 성능을 구하여 비교하였다. 그 결과 높은 SNR 영역에서 PC-16PSK 방식이 월등히 우수하다. 즉, 위상오류가 심한 통신환경하에서는 기존의 MPSK (M)2)방식만으로 데이터의 전송에 요구되는  $10^{-6}$  이하의 BER를 얻기가 불가능하나, 본 방식만으로도 BER를  $10^{-6}$  보다 훨씬 낮출 수 있는 우수한 성능을 갖는다. 제안한 PC-PSK 방식은 위상오류가 심한 환경하에서도 고 품질의 데이터 통신을 위한 디지털 변복조방식이 될 수 있을 것이다.

### 참고문헌

1. W. C. Lindsey and M. K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Printice-Hall, New York, 1973.
2. W. C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1974.
3. A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-13, no. 4, pp.260-269, Apr. 1967.
4. A. Afrashteh and D. Chukurov, "Performance of a novel selection diversity technique in an experimental TDMA system for digital portable radio communications," *IEEE GLOBECOM '88*, vol. 2, pp.810-814, Nov., 1988.
5. Y. Akaiwa, "Antenna selection diversity for faded digital signal transmission in mobile," *IEEE Veh. Tech. nol. Conf.*, vol. 1, pp.470-473, May, 1989.
6. J. H. Barnard, C. K. Pauw, "Probability of error for selection diversity as a function of dwell time," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-37, pp.800-803, Aug. 1989.
7. S. Yoshida and F. Ikegami, "A comparison of multipath distortion characteristics among digital modulation techniques," *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, VT-34, pp.128-135, Aug. 1985.
8. S. Saito and H. Suzuki, "Fast carrier-tracking coherent detection with dual mode carrier areas in Communications," *IEEE J. Selected Area Commun.*, vol. 7, no. 1, Jan. 1989.
9. S. W. Amos, *Radio, TV & Audio Technical Reference Book*, Butter worth, New York, 1977.
10. W. Bruch, "The PAL TV transmission system", *IEEE, BTR-12*, pp.625-640, Feb. 1966.
11. Pritchard and Gibson, "Worldwide color TV standards," *SMPTE Journal*, vol. 89, 1980.
12. J. W. Modestino and S. Y. Mui, "Convolutional code performance in the Rician fading channel," *IEEE Tran. on Commun.*, vol. COM-24, No. 6, pp.592-606, June. 1976.
13. J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, Plenum Press, New York, 1986.
14. V. K. Bhargava, D. Haccoun, R. Matyas, and P. P. Nuspl, *Digital Communications by Satellite*, John Wiley & Sons, New York, 1981.
15. P. J. LEE, "Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping," *IEEE Tran., on Commun.*, vol. 8, COM-34, no.5, pp.85-96, May. 1986.
16. W. P. Yung, "Probability of bit for MPSK modulation with diversity reception in Rayleigh fading and Log-normal shadowing channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-38, no. 7, pp.933-937, July. 1990.



李 辰 洙(Jin Soo Lee) 정회원

1952년생

1987년 2월 : 경북산업대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1989년 8월 : 경북대학교 산업대학원(통신공학전공) 졸업(공학석사)

1995년 8월 : 경북대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

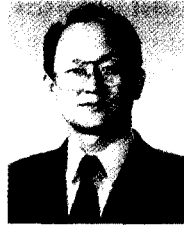
1983년 12월 : 전기통신기술사

1991년 12월 : 전자음향기술사

1971년 3월~1972년 4월 : 교통부 부산항만관리청 무선통신사

1972년 5월~1975년 4월 : 공군 통신병

1975년 4월~현재 : 대구문화방송(주) 기술국 부장대우



文 相 在(Sang Jae Moon) 정회원

1948년생

1972년 2월 : 서울대학교 공대 공업교육학과 졸업(공학사)

1974년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1984년 6월 : 미국 UCLA(통신공학전공) 졸업(공학박사)

1984년 6월~1985년 6월 : UCLA Post-doctor

1984년 6월~1985년 6월 : 미국 OMNET회사 컨설턴트

1974년 12월~현재 : 경북대학교 전자공학과 교수