

정진폭 변조방식을 이용한 Q<sup>2</sup>PSK ( Quadrature - Quadrature phase - shift keying ) 에 관한 연구.

박 인제 김 형우 심 수보

송실 대학교 대학원 전자공학과

A Study on the Q<sup>2</sup>PSK (Quadrature-Quadrature phase-shift keying ),

which uses constant envelope modulation scheme

I.J.Park H.W.Kim S.B.Sim

Dept. of Electronics Eng., Soong-Sil University

**Abstract** — Q<sup>2</sup>PSK ( Quadrature - Quadrature phase - shift keying ) is a new spectrally efficient modulation scheme which utilizes available signal space dimensions in a more efficient way than two dimensional schemes such as QPSK and MSK. It uses two data shaping pulses and two carriers, which are pairwise quadrature in phase, to create a four-dimensional signal space and increases the transmission rate by a factor of two over QPSK and MSK. With simple sinusoidal and cosinusoidal data pulses, the Eb/No requirement for Pb(E)=10<sup>-5</sup> is approximately 1.6dB higher than that of MSK. Without additional constraints, Q<sup>2</sup>PSK does not maintain constant envelope. However, a simple block coding provides a constant envelope. This coded signal substantially outperforms MSK in bandwidth efficiency. And this coded Q<sup>2</sup>PSK at Pb(E) = 10<sup>-5</sup> is approximately 1.8dB lower than that of MSK.

I. 서 론

디지털 통신에서 변조방식을 Design함에 있어서 에너지 효율 및 대역폭효율은 중요한 기준이 된다. 참고 문헌 [3]에 의하면 신호 간격이 τ 시간 동안으로 제한 되고, 단측 대역폭이 W인 신호는 반드시 2πW 차원을 갖는다. 따라서 대역폭과 데이터 비율이 같은 경우 QPSK와 MSK는 사용 가능한 차원의 절반 만큼을 사용 하고 있다. 따라서 대역폭 효율을 증가시키기 위한 시도로 위상에서 쌍방향 직교(pairwise quadrature)인 2개의 데이터형 펄스와 2개의 반송 인자를 사용한 Q<sup>2</sup>PSK ( Quadrature - Quadrature phase-shift keying) 가 연구되어 왔으며, 이러한 방식을 사용하는 목적은 대역폭이 한정된 경우, 전송비율 증가시킴으로써 대역폭 효율을 높이는 데 있으며, 장점은 대역제한된 통신로 상에서 증가된 신호 에너지에 비하여 높은 전송비율 얻을 수 있다는 점이다 [1][2][4].

한편 변조방식을 고려함에 있어서, 정진폭 특성은 비선형 채널에 있어서 특히 요구 되어진다. 그러나 Q<sup>2</sup>PSK는 어떠한 부가적제한이 없는 정진폭(Constant Envelope)을 유지할 수 없는 단점을 가진다. 본 논문에서는 Q<sup>2</sup>PSK의 방식에 대한 원리 및 이론을 고찰하고, 전 정현 데이터형 펄스를 이용한 Q<sup>2</sup>PSK에 대하여 연구하였다. 또한 이 단점을 보완할 수 있는 변조방식(Constant Envelope Modulation Scheme)에 대해 고찰하고, Q<sup>2</sup>PSK, Q<sup>2</sup>PSK, MSK, 및 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK 및 Q<sup>2</sup>PSK에 관한 전력스펙트럼 밀도, 전력점유율, 대역제한 시BER(bit error rate)등을 시뮬레이션을 통하여 구함으로써, Q<sup>2</sup>PSK와 Q<sup>2</sup>PSK의 대역폭효율이 증가됨을 고찰하고, 대역제한 폭 변화시 비트 오류율 곡선의 특성에 관하여 비교 분석하고 정진폭 변조 방식을 이용한 Q<sup>2</sup>PSK 및 Q<sup>2</sup>PSK의 비트오류특성이 향상됨을 고찰하였다.

대역폭효율을 개선 하기위해 2개의 반송자 및 2개의 데이터형 펄스를 사용함으로써, 위상에서의 쌍방향직교(pairwise quadrature)를 이용한 방식이 Quadrature-Quadrature phase-shift keying(Q<sup>2</sup>PSK)이다. [2] Q<sup>2</sup>PSK의 기본 신호 집합은 다음과 같이 정의 된다.

$$S_1(t) = \cos(\pi t/2T) \cos 2\pi f_c t, |t| \leq T \quad (2-1a)$$

$$S_2(t) = \sin(\pi t/2T) \cos 2\pi f_c t, |t| \leq T \quad (2-1b)$$

$$S_3(t) = \cos(\pi t/2T) \sin 2\pi f_c t, |t| \leq T \quad (2-1c)$$

$$S_4(t) = \sin(\pi t/2T) \sin 2\pi f_c t, |t| \leq T \quad (2-1d)$$

$$S_i(t) = 0, i=1, 2, 3, 4, |t| > T \quad (2-1e)$$

$$P_1(t) = \cos(\pi t/2T), |t| \leq T \quad (2-2a)$$

$$= 0, |t| > T$$

$$P_2(t) = \sin(\pi t/2T), |t| \leq T \quad (2-2b)$$

$$= 0, |t| > T$$

여기서, P<sub>1</sub>(t)와 P<sub>2</sub>(t)는 위상이 서로 직각인 데이터형 펄스이며, 주파수 f<sub>c</sub>는 정현파 및 여현파 함수의 반송주파수이다.

2. 변조 및 복조

이러한 신호 들로 구성되는 Q<sup>2</sup>PSK의 변조 시스템은 그림 2.1과 같다.

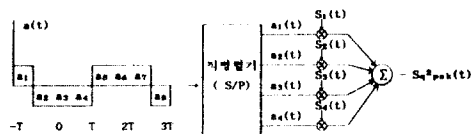


그림 2.1. Quadrature-Quadrature phase-shift keying(Q<sup>2</sup>PSK) 변조 시스템

1. Q<sup>2</sup>PSK 신호

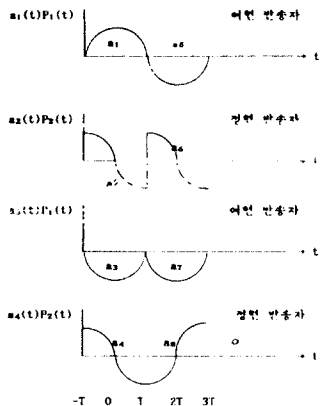


그림 2.2. 데이터열  $a_1(t)$ 와 결합된 Q2PSK의 데이터형 편모양 (그림 2.1 참조)  
그림 2.1로부터 Q2PSK 신호는

$$S_{q^2\text{psk}}(t) = a_1(t)\cos\left[\frac{\pi t}{2T}\right]\cos(2\pi f_c t) + a_2(t)\sin\left[\frac{\pi t}{2T}\right]\cos(2\pi f_c t) + a_3(t)\cos\left[\frac{\pi t}{2T}\right]\sin(2\pi f_c t) + a_4(t)\sin\left[\frac{\pi t}{2T}\right]\sin(2\pi f_c t) \quad (2-3a)$$

윗 식을 정리하면

$$S_{q^2\text{psk}}(t) = \cos\left[2\pi\left(f_c + \frac{b_{14}(t)}{4T}\right)t + \phi_{14}(t)\right] + \sin\left[2\pi\left(f_c + \frac{b_{23}(t)}{4T}\right)t + \phi_{23}(t)\right] \quad (2-3b)$$

여기서  $b_{14}(t), b_{23}(t)$ 는

$$b_{14}(t) = -a_1(t)a_4(t) \quad (2-4a)$$

$$b_{23}(t) = +a_2(t)a_3(t) \quad (2-4b)$$

$\phi_{14}(t), \phi_{23}(t)$ 는

$$\phi_{14}(t) = 0 \text{ 또는 } \pi \quad (a_1 = \pm 1 \text{의 값에 따라 결정됨}) \quad (2-5a)$$

$$\phi_{23}(t) = 0 \text{ 또는 } \pi \quad (a_3 = \pm 1 \text{의 값에 따라 결정됨}) \quad (2-5b)$$

그러므로 2개의 신호들 사이의 주파수 간격은  $1/2T$ 이며 이는 MSK에서 2개의 FSK 신호의 동기 직교성에서 요구되는 최소 간격이다.

Q2PSK 복조 시스템의 블록선도는 그림 2.3와 같다.

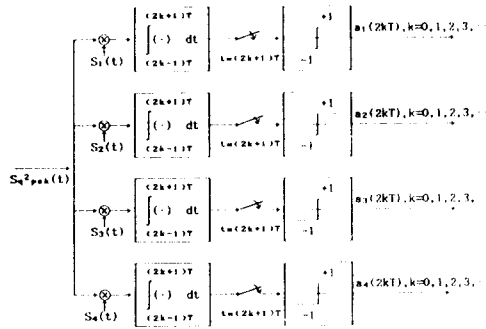


그림 2.3 Q2PSK 복조 시스템

### 3. 에너지 효율

이상적인 신호 공간상에서 Q2PSK에 사용된 신호들은  $N=4$  차원으로 구성된다. 각각의 신호는 4개의 좌표축중 하나이며, 다음과 같이 4비트를 갖는 신호이다.

$$S(t) = [a_1(t), a_2(t), a_3(t), a_4(t)] \quad (2-6)$$

여기에서  $a_i(t)$ 은  $\pm 1$ 이며 발생확율이  $1/2$ 이다. 따라서, 발생할 수 있는 신호의 가지수는  $2^4=16$ 이다. 각각의 신호들은 동일한 에너지를 갖으며, 4차원 초입방체 (hypercube)의 꼭지점(vertex)으로 구성된다. 복조시 최적수신기를 사용한 경우 AWGN(additive white Gaussian noise: 부가적 백색 가우시안 잡음)하에서 비트오율(BER) [1][7]은

$$P_b(E) = Q(\sqrt{2E_b/N_0}) \quad (2-7)$$

여기서  $E_b$ 는 평균 비트 에너지이고  $N_0$ 는 AWGN의 단측스펙트럼 밀도이다.

식 (2-7)에서,  $Q(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\nu}^{\infty} \exp(-x^2/2) dx \quad (2-8)$$

여기서,  $x$ 는 랜덤변수이며  $\nu$ 는 랜덤변수에 의하여 주어지는 특정값이다.

### 4. 전력 스펙트럼 밀도

식 (2-3a)으로부터 Q2PSK 신호는 다음과 같다.

$$S_{q^2\text{psk}}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \left[ a_1(t)P_1(t)\cos 2\pi f_c t + a_2(t)P_2(t)\cos 2\pi f_c t + a_3(t)P_1(t)\cos 2\pi f_c t + a_4(t)P_2(t)\sin 2\pi f_c t \right] \quad (2-9)$$

기저 대역의 전력 스펙트럼 밀도는 [1][2],

$$S_{q^2\text{psk}}(f) = \frac{1}{T} \left[ |P_1(f)|^2 + |P_2(f)|^2 \right] \quad (2-10)$$

여기서  $P_1(f), P_2(f)$ 는  $1/\sqrt{T}$ 로 정규화된 식 (2-2a), (2-2b)의 Fourier 변환으로

$$P_1(f) = \frac{4\sqrt{T}}{\pi} \left[ \frac{\cos 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2} \right] \quad (2-11)$$

$$P_2(f) = \frac{-j16\sqrt{T}}{\pi} \left[ \frac{fT \cos 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2} \right] \quad (2-12a)$$

Q2PSK에 대해 반정현파 데이터형 펄스 대신 정정현파 데이터형 펄스를 사용한 경우를 Q2PSKF로 구분하여 표시하면

$$P_{f2}(f) = \frac{-j2\sqrt{T}}{\pi} \left[ \frac{\sin 2\pi fT}{1 - 4f^2T^2} \right] \quad (2-12b)$$

식 (2-11), (2-12a)을 식 (2-10)에 대입하면 Q2PSK의 기저 대역 스펙트럼 밀도는

$$\frac{1}{T} S_{q^2\text{psk}}(f) = \left[ \frac{8}{\pi^2} \right] (1 + 16f^2T^2) \left[ \frac{\cos 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2} \right]^2 \quad (2-13a)$$

식 (2-11), (2-12b)을 식 (2-10)에 대입하면 Q2PSKF의 기저 대역 스펙트럼 밀도는

$$\frac{1}{T} S_{f q^2\text{psk}}(f) = \frac{8}{\pi^2} \left[ \frac{\cos 2\pi fT}{1 - 16f^2T^2} \right]^2 + \frac{2}{\pi^2} \left[ \frac{\sin 2\pi fT}{1 - 4f^2T^2} \right]^2 \quad (2-13b)$$

## III. CONSTANT ENVELOPE Q2PSK

전송 방식에 Design 함에 있어서 에너지효율 및 대역폭효율은 중요한 기준이 되며 비선형 채널에서는 등포락선 특성이 부가적으로 고려되어져야 할 것이다. MSK 변조방식의 중요한 특성은 선형 및 비선형 채널에 대해 보다 일반화 될수있는 정진폭 특성을 유지한다는 것이다. 반면에 Q2PSK 변조방식은 MSK보다 대역폭효율이 높을 반면에 어떤 부가적제한 없이는 정진폭을 유지할수 없다. 이 단점은 전송신호가 변조시스템에 입력되기 이전에 부호화를 행함으로써 보완 될수있으며, 이 장에서는 그 부호화방식과 에너지효율 및 대역폭 효율에 대해 논하겠다.

### 1. CONSTANT ENVELOPE 변조방식의 고찰

Q2PSK 신호는 다음과 같이 정의할수 있다.

$$\begin{aligned}
 Q^2PSK(t) &= a_1(t)\cos(2t/\pi)\cos(2\pi ft) \\
 &+ a_2(t)\sin(2t/\pi)\cos(2\pi ft) \\
 &+ a_3(t)\cos(2t/\pi)\sin(2\pi ft) \\
 &+ a_4(t)\sin(2t/\pi)\sin(2\pi ft) \\
 &= A(t)\cos\{2\pi ft + \theta(t)\}
 \end{aligned}
 \tag{3-1}$$

여기서  $\theta(t)$ 는 반송자 위상이고  $A(t)$ 는 반송자 진폭이며 다음과 같다.

$$A(t) = \{ 2 + ( a_1(t)a_2(t) + a_3(t)a_4(t) ) \sin(2t/\pi) \}^{1/2}
 \tag{3-2}$$

식 (3-2)는 Q<sup>2</sup>PSK신호가 QPSK,MSK 와는달리 정진폭이 아님을 보여준다. 따라서 어떤 부가적 제한없이 Q<sup>2</sup>PSK 신호의 진폭은 일정할 수 없으므로 정진폭 유지를 위해서 Q<sup>2</sup>PSK 변조기 입력단에 그림 3.1과 같은 부호기를 설치한다.

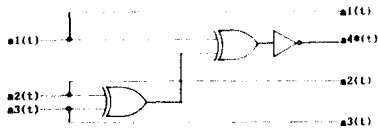


그림 3.1 정진폭 변조 부호기

또한 정진폭 방식의 변조시스템은 그림 3.2 와 같다.

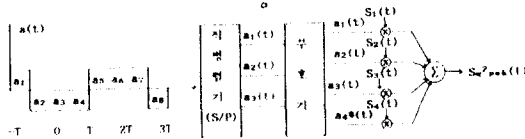


그림 3.2. Constant Envelope Q<sup>2</sup>PSK 변조 시스템

이 부호기에서 네번째 비트  $a_4^*(t)$ 는 정보비트들에 대한 검사 비트(odd parity check bit)이다. 이 부호어의 부호율은 3/4이며, 검사비트는 다음과 같이 정의할수 있다[1] [8].

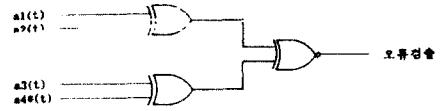
$$a_4^*(t) = - \{ a_1(t)a_2(t)/a_3(t) \}
 \tag{3-3}$$

식 (3-3)을 식 (3-2)에 대입하면 이 부호화 방식을 Q<sup>2</sup>PSK 방식에 적용 시킴으로써 정진폭 특성을 갖게함을 알수있다. 이 부호화도인한 부호어들은 다음과 같다.

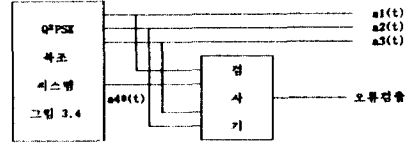
부호어	정보 비트 a1(t)	a2(t)	a3(t)	검사 비트 a4*(t)
C1	•	•	•	-
C2	•	•	-	•
C3	•	-	•	•
C4	•	-	-	•
C5	-	•	•	•
C6	-	•	-	•
C7	-	-	•	•
C8	-	-	-	•

표 3.1 < 부호계열 (Ci) >

이 부호어들은 최소 해밍거리가 2 인 여덟개의 항직교성 부호어 들이다. 이 부호어는 오류 정정능력은 없으나 용장 정보 비트  $a_4^*(t)$ 에 의해 잡음에 의한 오류를 줄일수 있다. 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK복조시스템은 Q<sup>2</sup>PSK(그림 2.3)과 같으나 복조시 수신된 네개의 비트들에 대해 그림 3.3.(a)와 같은 검사기에 의해 검사함으로써 Error 를 검지할수있다. 이때  $a_1(t), a_2(t), a_3(t)$ 는 복호된 정보 비트이고 오류검출 단에서 " 0 " 발생하면 수신정보에 오류가 없음을 나타낸다.



(a) 오류 검사기



(b) 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK 복조시스템

그림 3.3 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK 복조시스템 및 오류 검사기

이상적인 신호공간상에서 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK에 사용된 신호들은 N=4 차원으로 구성된다. 각각의 신호들은 각각의 좌표축중 하나이며, 다음과같은 4비트를 갖는 신호이다.

$$S(t) = [ a_1(t), a_2(t), a_3(t), a_4^*(t) ]
 \tag{3-4}$$

여기에서  $a_i(t)$ 는 +1 이며 발생확률은 1/2 이다. 따라서 이 경우 발생가능한 신호의 가지수는  $2^2 = 16$  이다. 그러나  $a_4^*(t)$ 비트는 검사비트이므로 신호들중 8개의부호어가 형성 된다. 이 신호들에 대한 복조시 최적수신기를 사용한 경우 AWGN(additive Gaussian noise: 부가적 백색 가우시안 잡음) 하에서의 판정시에 다음과 같은 비트오율을 가진다[2][8].

$$P_b = Q \left( \sqrt{3E_b/N_0} \right)
 \tag{3-5}$$

여기서,  $N_0$ 는 AWGN의 단속스펙트럼밀도이다.

### N - 대역 제한 효과 및 비트오율

신호가 단속대역폭 W로 대역 제한된 경우 원래 신호성분의 스펙트럼이 99% 이상 수신될 수있는 이상적 MSK에서, MSK신호는 거의 왜곡없이 주어진 대역폭을 통과하므로 식 (2-7)에 의하여 BER판정이 가능하다. 그러나, MSK에서와 같은 대역폭 W로 대역 제한된 경우Q<sup>2</sup>PSK 신호 및 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK는 전체 전력스펙트럼의 일부가 통과되지 못함으로써 동일한 전력 스펙트럼의 손실로 인한 ISI(inte-symbol interference:신호 간 간섭)가 유발된다. 따라서 대역 제한후 Q<sup>2</sup>PSK와 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK 비트오율은 인접신호 들의 간섭으로 인한 경우를 고려하여야 한다. 대역 제한후 Q<sup>2</sup>PSK의 기저대역 신호

$$S_{bq^2psk}(t) = \frac{A}{\sqrt{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} [ a_{1,k} P_{1b}(t-2kT) + a_{2,k} P_{2b}(t-2kT) ]
 \tag{4-1}$$

여기서 A는 신호의 증폭치 이고  $P_{1b}(t), P_{2b}(t)$ 는  $P_1(t), P_2(t)$ 의 대역 제한(W)된 데이터형 펄스이며  $a_{1,k}$ 와  $a_{2,k}$ 는  $(k-1)T < t < (k+1)T$  구간에서 ±1을 표시하는 정보 비트이다. 식 (5-1)에 대하여 자승평균을 취하면

$$E \left\{ S_{bq^2psk}^2(t) \right\} = \frac{A^2}{T} \left[ \sum_k P_{1b}^2(t-2kT) + \sum_k P_{2b}^2(t-2kT) \right]
 \tag{4-2}$$

각 비트당 전송 에너지는

$$\begin{aligned}
 E_b &= \frac{1}{2} \int_{-T}^T E \left\{ S_{bq^2psk}^2(t) \right\} dt \\
 &= \frac{1}{2} \frac{A^2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} [ P_{1b}(t) + P_{2b}(t) ] dt
 \end{aligned}
 \tag{4-3}$$

대역제한된 Q<sup>2</sup>PSK의 송수신 계통도는 기본대역상에서 그림 4.1와 같이 구성할 수 있으며, 실제로 그림은 어떤 반송파와 정현 반송파에 대하여 2개가 존재한다고 생각할 수 있다.

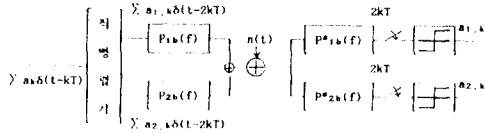


그림 4.1 기본 대역상에서의 Q2PSK와 정진폭 Q2PSK 송신신 계통도

그림 4.1에서 입력 데이터열은 \$T\$초 간격으로 발생하는 임펄스열로 표시된다. \$P\_{1b}(f), P\_{2b}(f)\$는 송신 여파기의 주파수 전달함수이며, 대역제한 및 정규화된 데이터형 펄스 \$1/\sqrt{T} P\_{1b}(t), 1/\sqrt{T} P\_{2b}(t)\$의 Fourier 변환과 동일하다. \$P\_{\*1b}(f), P\_{\*2b}(f)\$는 수신기에서 정합 여파기에 대응되며 수신기에서 정합 여파기 출력은 \$2T\$ 간격으로 일정하게 표본화되고, 2진 판정 문턱치가 0인 검출기에 의하여 이루어진다. 2개의 정합 여파기 출력에 대한 표본치는 그림 4.2와 같이 \$1/\sqrt{T} P\_1(t), 1/\sqrt{T} P\_2(t)\$가 기본축으로 구성되는 2차원 신호공간상의 한 점으로 매핑(mapping)된다. 2개의 관측비트가 \$a\_{1,0}\$과 \$a\_{2,0}\$라 가정하면 좌표값은

$$S_{10} = a_{1,0} R_{11}(0) + \sum_{k=0}^{\infty} a_{1,k} R_{11}(2kT) + \sum_k a_{2,k} R_{21}(2kT) \quad (4-4a)$$

$$S_{20} = a_{2,0} R_{22}(0) + \sum_{k=0}^{\infty} a_{2,k} R_{22}(2kT) + \sum_k a_{1,k} R_{12}(2kT) \quad (4-4b)$$

여기서, \$R\_{i,j}(2kT) (i, j=1, 2)\$는 다음과 같이 정의된다.

$$R_{i,j}(2kT) = \int_{-T}^T P_{ib}(t-2kT) P_{jb}(t) dt \quad (4-5)$$

식 (4-5)는 \$P\_{ib}(t), P\_{jb}(t)\$의 상관함수이며, \$i=j\$ 때는 상호 상관 함수, \$i \neq j\$ 때는 자기상관 함수를 표시한다. 식 (4-5)는 다음과 같이 펄스 스펙트럼으로 쓸 수 있다.

$$R_{i,j}(2kT) = \int_{-W/2}^{W/2} P_{*ib}(f) P_{*jb}(f) \exp(j4k\pi fT) df \quad (4-6)$$

그림 4.1과 같이 부가적 백색가우스 잡음을 고려하면 식 (4-4)의 신호값은

$$X_{10} = S_{10} + N_1 \quad (4-7a)$$

$$X_{20} = S_{20} + N_2 \quad (4-7b)$$

여기서 \$X\_{10}, X\_{20}\$는 랜덤변수 이고 \$N\_1, N\_2\$는 평균이 0이고 분산이 \$\sigma^2\_1 = (N\_0/2)R\_{11}(0), \sigma^2\_2 = (N\_0/2)R\_{22}(0)\$인 가우스 잡음이다.

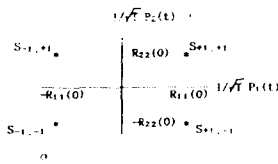


그림 4.2 대역 제한된 Q2PSK (정진폭-Q2PSK)의 기본 대역에서의 신호 공간 도형

그림 4.2에서 2진 판정에 대한 오율은 다음과 같다[1][8].

$$P_b(E) = \frac{1}{2} \frac{1}{2^{2(2M+1)}} \sum_N Q \left[ \sqrt{\frac{2S^2_{10, N}}{N_0 R_{11}(0)}} \right] + Q \left[ \sqrt{\frac{2S^2_{20, N}}{N_0 R_{22}(0)}} \right] \quad (4-8)$$

여기서 \$N\$은 \$2^{2(2M+1)}\$의 데이터 조합이다.

4 단계 전송은 대역폭의 확장없이 2배의 전송비가 될 것이다. 그러한 4단계 MSK의 비트 오율식은 다음과 같이 정의된다[1].

$$P_b(E) = \frac{1}{4} \left[ (3Q(r) + 2Q(3r) - Q(5r)) \right] \quad (4-9)$$

여기서, \$r = \sqrt{0.8 E\_b/N\_0}\$ (4-10) 식 (4-10)에서의 \$Q(\cdot)\$ 함수는 식 (2-8)에 정의되어 있다.

### V. 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 5.1에서는 전력 스펙트럼 밀도를 \$f/R\_b\$의 정규화된 주파수 함수로 표현하였다. 그림 5.2는 특정 대역폭에서 점유된 전체전력의 \$X\$(백분율)을 표시하였다. \$W=1.2/T\$에서 MSK의 전력의 점유율은 99.1%, Q2PSK는 91.1% 이므로, MSK는 Q2PSK, Q2PSK보다 스펙트럼 침입적이다. 그러나 Q2PSK의 대역폭 효율은 비트비율이 MSK의 2배이기 때문에 MSK보다 더 높다. 또한 Q2PSK는 \$1.2/T\$ 대역폭에서 Q2PSK보다 작은 89.9%의 전력 점유율을 갖지만, \$1.75/T\$ 대역폭 이상에서는 MSK와 비슷한 전력 점유율을 갖는다. 그림 5.3에서 BER 판정은 대역폭 \$W\$이 이상 대역여파기에 의하여 대역제한되었다는 가정 하에 계산된 것이다. \$W\$가 \$1.2/T\$인 경우 데이터형 펄스 \$P\_1(t)\$는 전력스펙트럼이 99.1%가 대역폭안에 존재함으로써 거의 왜곡되지 않는다. 따라서, \$P\_{1b}(t)\$는 \$P\_{1b}(t) \approx P\_1(t)\$라 할수있으며 데이터형 펄스 \$P\_2(t)\$ 및 \$P\_{2b}(t)\$는 전력스펙트럼의 83.19%, 80.72%가 대역폭 안에 존재하고 그중 99% 이상의 에너지가 \$-3TK < 3KT\$ 안에 집중되어 있으므로 식 (4-1)은 식 (5-1)과 같이 근사화 할 수 있다.

$$S_{bQ^2PSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{T}} \left[ a_{1,0} P_1(t) + \sum_{k=1}^{\infty} a_{2,k} P_2(t-2kT) \right] \quad (5-1)$$

따라서 식 (5-4)는 다음과 같이 근사화 된다.

$$S_{10} = a_{1,0} R_{11}(0) + \sum_k a_{2,k} R_{21}(2kT) \quad (5-2a)$$

$$S_{20} = a_{2,0} R_{22}(0) + \sum_k a_{2,k} R_{22}(2kT) \quad (5-2b)$$

각 신호점은 \$S\_{a10}, S\_{a20}\$는 4개의 신호공간상에 존재하며 각각의 발생 확율은 \$1/4\$이다. 신호점값에 대한 결과는 표 5.1과 같으며 평균 비트 오율은 다음과 같이 유도된다.

$$P_b(E) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 P_{bi} = \frac{1}{8} \left[ 2P_0(x_1) + P_0(x_2) + P_0(x_3) + P_0(y_1) + P_0(y_2) + 2P_0(y_3) \right] \quad (5-3)$$

여기서 \$P\_0(\cdot)\$는 다음과 같다.

$$P_0(v) = Q \left[ v \sqrt{\frac{2}{\sqrt{E_b/N_0}}} \right] \quad (5-4)$$

여기서 \$E\_b\$는 대역 제한된 평균 비트 에너지이며, \$W=1.2/T\$인 경우 Q2PSK에서 0.9114A<sup>2</sup>, Q2PSK에서 0.899A<sup>2</sup> 이다. 그리고 \$W=1.75/T\$인 경우 Q2PSK에서 0.93064A<sup>2</sup>, Q2PSK에서 0.99068A<sup>2</sup> 이다. 그리고, \$v\$는 표 5.1에 대응되는 각각의 신호값 이다. 그림 5.3(a), (b)는 대역제한폭 \$W\$가 \$1.2/T\$인 경우 MSK, 4단계-MSK, Q2PSK, Q2PSK 및 정진폭-Q2PSK, 정진폭-Q2PSK의 BER 판정을 표현하였다. 그림 5.3(c), (d)는 대역폭이 \$1.75/T\$로 제한된 경우 MSK, 4단계 MSK, Q2PSK 및 정진폭-Q2PSK, 정진폭-Q2PSK의 BER 판정을 표현하였다.

### VI. 결 론

Q2PSK 및 Q2PSK는 QPSK와 MSK같은 2차원방식보다 좀더 효율적으로 신호 공간을 이용한 새로운 디지털 변조 방식으로서 스펙트럼이 효율적이라 할 수 있다. Q2PSK의 경우 \$P\_b(E)=10^{-5}\$에 대한 \$E\_b/N\_0\$가 MSK에 비하여 약 1.6 dB가 높다. 그러나 대역폭효율은 MSK에 비하여 2배이다. 또한 Q2PSK와 Q2PSK의 단점인 비일정 포락선특성을 보완한 정진폭-Q2PSK 및 Q2PSK의 경우에 표 6.2에 제시한 것처럼 에너지 효율면에서 MSK와 Q2PSK, Q2PSK보다 약 1.8dB의 향상을 가져온다. 본 논문에서는 대역제한시 AWGN 상에서 BER을 고찰하였으나, 앞으로 임펄스 잡음 및 페이딩 존재시 이에 대한 잡음 해석이 연구 되어져야 하고, 에너지효율을 보다더 개선하기 위하여 Q2PSK, Q2PSK와 결합된 TCM(trellis coded modulation)에 대한 연구가 필요하다.

표 6.1. W로 대역 제한된 경우 Q2PSK, Q2PSK의 신호값

\$a_{2,-1}, a_{2,1}\$	I	II	III	IV
\$a_{1,0}, a_{1,0}\$	1, 1	-1, -1	1, -1	-1, 1
\$S_{1,1}\$	(x <sub>1</sub> , y <sub>1</sub> )	(x <sub>1</sub> , y <sub>2</sub> )	(x <sub>2</sub> , y <sub>2</sub> )	(x <sub>2</sub> , y <sub>1</sub> )
\$S_{-1,1}\$	(-x <sub>1</sub> , y <sub>1</sub> )	(-x <sub>1</sub> , y <sub>2</sub> )	(-x <sub>2</sub> , y <sub>2</sub> )	(-x <sub>2</sub> , y <sub>1</sub> )
\$S_{-1,-1}\$	(-x <sub>1</sub> , -y <sub>1</sub> )	(-x <sub>1</sub> , -y <sub>2</sub> )	(-x <sub>2</sub> , -y <sub>2</sub> )	(-x <sub>2</sub> , -y <sub>1</sub> )
\$S_{1,-1}\$	(x <sub>1</sub> , -y <sub>1</sub> )	(x <sub>1</sub> , -y <sub>2</sub> )	(x <sub>2</sub> , -y <sub>2</sub> )	(x <sub>2</sub> , -y <sub>1</sub> )

(a)  $\beta=1.2/T$

	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$y_1$	$y_2$	$y_3$
Q <sup>2</sup> PSK	0.99092A	1.00237A	0.97947A	0.69918A	0.9646A	0.83189A
Q <sup>2</sup> PSEK	0.99092A	1.04428A	0.93755A	0.97997A	0.63443A	0.8072A

(b)  $\beta=1.75/T$

	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$y_1$	$y_2$	$y_3$
Q <sup>2</sup> PSK	0.99564A	0.99204A	0.99924A	0.72017A	1.01116A	0.86563A
Q <sup>2</sup> PSEK	0.99564A	1.00426A	0.98701A	0.99323A	0.9782A	0.98572A

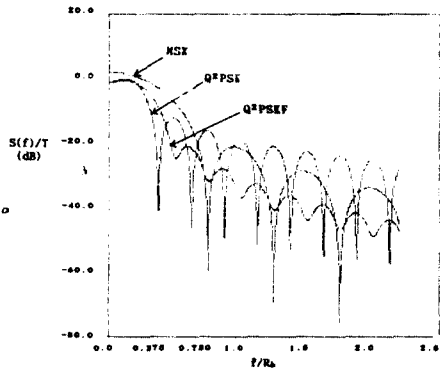


그림 6.1. 변조된 신호의 전력 스펙트럼 밀도

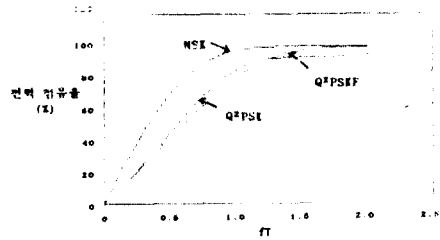
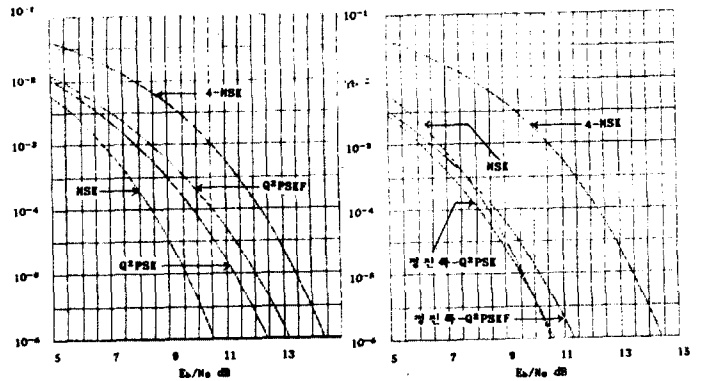


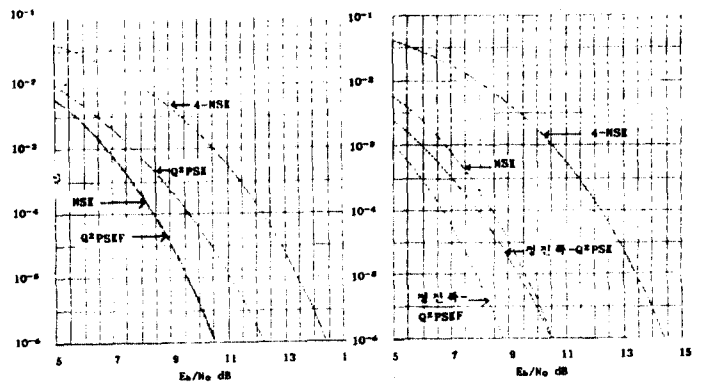
그림 6.2. 대역 제한폭의 변화에 대한 전력 점유율(백분율)

$P_b(E)$   
(dB)



(a) MSK, 4-MSK, Q<sup>2</sup>PSK, Q<sup>2</sup>PSEK ( $\beta=1.2/T$ )

(b) MSK, 4-MSK, 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK, 정진폭-Q<sup>2</sup>PSEK ( $\beta=1.2/T$ )



(c) MSK, 4-MSK, Q<sup>2</sup>PSK, Q<sup>2</sup>PSEK ( $\beta=1.75/T$ )

(d) MSK, 4-MSK, 정진폭-Q<sup>2</sup>PSK, 정진폭-Q<sup>2</sup>PSEK ( $\beta=1.75/T$ )

그림 6.3. 대역 제한폭에 대한 비트 오류 곡선

변조 방식	대역폭 효율	비트율	10 <sup>-3</sup> 비트 오류율에 대한 $E_b/N_0$
MSK	0.831bps/hz (0.571bps/hz)	2/1 bps	9.6 dB (9.3 dB)
4-MSK	1.661bps/hz (1.141bps/hz)	2/1 bps	11.4 dB (11.4dB)
Q <sup>2</sup> PSK	1.661bps/hz (1.141bps/hz)	2/1 bps	11.2 dB (11.3dB)
Q <sup>2</sup> PSEK	1.661bps/hz (1.141bps/hz)	2/1 bps	12.0 dB (9.6 dB)
정진폭-Q <sup>2</sup> PSK	1.245bps/hz (0.855bps/hz)	3/21 bps	9.44 dB (9.3 dB)
정진폭-Q <sup>2</sup> PSEK	1.245bps/hz (0.855bps/hz)	3/21 bps	10.2 dB (7.8 dB)

4-MSK 변조방식은 1.661bps/hz, (1.141)bps/hz,  $\beta=1.75/T$ 인 경우

표 6.1에너지와 대역폭 효율에 대한 비교분석 결과

### 참고 문헌

- [1] D.Saha, "Quadrature-quadrature phase-shift keying," IEEE Trans. Commun., vol.37, No.5, May 1989
- [2] D.Saha, "Quadrature-quadrature phase-shift keying," Ph.D. dissertation, Univ. Michigan, Aug. 1986.
- [3] Claude E. Shannon, "Communication in the presence of noise," Proc. IRE, vol. 37, no. 1, pp. 10-21, Jan. 1949.
- [4] D.Saha and T.G. Birdsall, "Quadrature-quadrature phase-shift keying: A constant envelope modulation scheme," presented at Conf. Inform. Sci. Syst., Princeton, NJ, Mar. 1986.
- [5] S.Pasupathy, "Minimum shift keying: A spectrally efficient modulation," IEEE Commun. Mag., pp. 14-22, July 1979
- [6] S.A. Granemeyer and A.L. McBride, "MSK and offset QPSK modulation," IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, pp. 845-856, Aug. 1976.
- [7] J.M. Wozencraft and I.M. Jacobs, Principle of Communication Engineering. New York: Wiley, 1965.
- [8] D.Saha, "Quadrature-quadrature phase-shift keying: A Constant Envelope Modulation Scheme" IEEE Trans. Commun., vol.37, No.5, May 1989