

디지털 이동통신 시스템을 위한 가우시안 여파 Q²PSK 방식에 관한 연구

A Study on the Gaussian-filtered Q²PSK System for the Digital Mobile Communication System

김 기 근*, 허 동 규*, 김 주 광*, 유 흥 균*

(Kee-Keun Kim, Dong-Kyu Heo, Ju-Koang Kim, Heunggyoon Ryu)

요 약

디지털 이동통신용 변조방식으로 GQ²PSK(Gaussian filtered Quadrature-Quadrature Phase Shift Keying)을 제안하였다. GQ²PSK 변조방식은 디지털 데이터를 가우시안 필터로 대역을 제한하고, 위상이 쌍방향 직교인 두개의 데이터 성형 펄스와 두개의 반송파가 직교 직교가 되는 Q²PSK 방식으로 대역이 제한된 디지털 신호를 변조하는 것이다. 그 결과 기존의 GMSK, QPSK나 OQPSK 변조방식에 비해 신호공간을 더욱 효율적으로 사용하고, 전송 속도도 개선시킬 수 있다. 디지털 이동통신에 적합하도록 가우시안 필터로 대역이 GQ²PSK 변조방식의 위상오차에 대한 비트 오류성능은 신호대 잡음비가 0[dB]인 경우 Q²PSK 방식에 비해 1.1[dB] 정도 열화되지만, 전력효율 면에서 GMSK 방식과 동등이며, 전송효율이 1.5배로 개선됨을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

ABSTRACT

GQ²PSK which is a novel digital mobile communication modulation scheme has been introduced and described. GQ²PSK is a modulation scheme that bandlimits NRZ digital data with Gaussian filter and modulates it by Q²PSK scheme which uses two data shaping pulses and two carriers which are pairwise quadrature. Thus, transmission bit rate can be enhanced and available signal space dimensions are more efficiently utilized, with comparison to the already-existing GMSK, QPSK and OQPSK modulation methods. Via the computer simulation, bit error rate of GQ²PSK scheme which is bandlimited by gaussian filter to be suitable for digital mobile communication, is lower than that of Q²PSK by 1.4 [dB] in case that the signal-to-noise ratio is 0[dB], but we have confirmed that GQ²PSK modulation scheme is approximately equivalent to the GMSK in the respect of power efficiency, and transmission efficiency of GQ²PSK is improved to 1.5 times than that of GMSK.

I. 서 론

디지털 통신에서 전력효율과 대역효율은 변조방식

*충북대학교 전자공학과

을 설계하는데 가장 중요한 기준이다. 그리고 GMSK(Gaussian Minimum Shift Keying) 변조방식은 전력효율이 좋은 디지털 이동통신 변조방식으로 평가되고 있다[1,2]. 변조전의 가우시안 필터링은 정진폭 특성을 유지한채 대역외의 전력을 억제하여

제한된 주파수 자원을 효율적으로 사용함으로써 대역효율을 높인다.

한편 신호간격이 T 시간 동안으로 제한되고, 단축 대역폭이 W인 신호는 2TW 차원을 갖는다[3]. 그런데 우수한 변조방식으로 알려진 기존의 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), OQPSK(Offset QPSK)나 MSK(Minimum Shift Keying)는 가능한 차원의 1/2만을 사용하고 있다. 그런데 신호의 가용 차원을 모두 사용하는 방식으로 Q²PSK(Quadrature-Quadrature Phase Shift Keying) 변조방식이 연구되어 대역이 제한된 통신로 상에서 증가된 신호 에너지에 비하여 높은 전송비율 얻을 수 있음을 보였다[3,4]. 또한 정진폭을 유지할 수 없는 Q²PSK 변조방식에 블럭코딩 기법을 이용하면 비선형 채널에서 요구되는 정진폭 특성을 만족시킬 수 있다[3].

디지털 이동통신에서는 많은 정보 채널을 할당하기 위하여 제한된 대역에서 높은 전송율을 얻을 수 있는 전송방식이 필요하므로 디지털 신호를 가우시안 필터링을 하여 대역 효율을 개선시킬 수 있다. 본 논문에서는 디지털 이동통신 시스템에서 전송 효율을 향상시킨 GQ²PSK 변조방식을 제안하였다. 그리고 GQ²PSK 변조방식을 이용한 디지털 이동통신 송·수신 변조방식을 연구하고, 전력 스펙트럼 밀도 및 비트 오류 성능을 계산하여 기존의 변조방식과 비교 평가하였으며, 그 결과 GQ²PSK 변조방식은 제한된 신호전력으로 인해 Q²PSK 방식에 비해 열악한 오류성능을 가지지만 전력효율면에서 GMSK 방식과 동가이며, 스펙트럼 효율면에서도 기존의 디지털 이동통신용 변조방식보다 우수한 변조방식임을 확인하였다.

II. Q²PSK 변조방식

Q²PSK는 대역폭 효율을 증가시키기 위해 위상에서 쌍방향 직교인 2개의 데이터 성형 펄스와 2개의 반송파를 사용함으로써 신호공간의 차원을 증가시킨 변조방식이다. 변조신호 S(t)는 2개의 반송파와 2개의 데이터 성형 펄스가 위상에서 쌍방향 직교이며, a₁(t), a₂(t), a₃(t)와 a₄(t)가 원천 데이터라고

할 경우 식(1)로 주어진다.

$$\begin{aligned} S_{q^2psk}(t) = & a_1(t) \cdot \cos(\pi t / 2T) \cdot \cos 2\pi f_c t \\ & + a_2(t) \cdot \sin(\pi t / 2T) \cdot \cos 2\pi f_c t \\ & + a_3(t) \cdot \cos(\pi t / 2T) \cdot \sin 2\pi f_c t \\ & + a_4(t) \cdot \sin(\pi t / 2T) \cdot \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} = & \cos(2\pi(f_c + b_{11}(t) / 4T)t + \phi_{11}(t)) \\ & + \sin(2\pi(f_c + b_{22}(t) / 4T)t + \phi_{22}(t)) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서

$$b_{11}(t) = -a_1(t)a_2(t),$$

$$b_{22}(t) = a_2(t)a_3(t),$$

$$\phi_{11}(t) = 0 \text{ 또는 } \pi(a_1 = \pm 1 \text{에 따라}),$$

$$\phi_{22}(t) = 0 \text{ 또는 } \pi(a_3 = \pm 1 \text{에 따라}) \text{ 이다.}$$

식(2)에서 알 수 있듯이 Q²PSK 변조신호는 $f_c \pm 1/4T$ 의 순시주파수를 갖는 정현파와 $f_c \pm 1/4T$ 의 순시주파수를 갖는 여현파의 합이며, 주파수 간격은 $1/2T$ 이다. 즉 MSK와 같이 2개의 FSK 신호의 동기직교성을 위해 필요한 최소 간격이다. 식(2)는 다시 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

$$S_{q^2psk}(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (3)$$

여기서 $A(t) = [2 + (a_1 a_2 + a_3 a_4) \cdot \sin(\pi t / T)]^{1/2}$ 이며, $\theta(t)$ 는 반송파 위상이다.

이때 변조신호 S_{q²psk}(t)의 포락선은 시간에 따라 변하게 된다. 선형 및 비선형 채널에 대해 정진폭 특성을 유지하기 위해 (3,4) 블럭코딩을 도입한다[4,5]. 블럭코더는 직렬 입력 데이터를 받아서 매 3개의 정보 비트{a₁, a₂, a₃}에 대하여 {a₁, a₂, a₃, a₄}의 부호어를 발생시킨다. 부호어의 앞부분 3비트는 정보비트이고 4번째 비트는 기수 패리티 검사비트이다. 그래서 A(t)가 $\sqrt{2}$ 인 상수 포락선을 갖는 Q²PSK 신호를 얻을 수 있다. 부호화로 인한 부호어(codeword)는 해밍 거리를 2로 하는 8개의 쌍직교성 부호어들로 구성된다. 정진폭 Q²PSK 변조신호는 식(4)와 같다.

$$S_{qpsk}(t) = \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (4)$$

III. GQPSK의 이동통신 모델

디지털 이동통신용으로 QPSK 방식과 GMSK 방식이 주목받고 있다[6,7,8]. QPSK 방식은 스펙트럼 효율면에서, GMSK 방식은 전역 효율면에서 각각 단점을 지니고 있다. 제안된 GQPSK 변조방식은 새로운 디지털 이동통신용 변조방식으로 기저대역의 송수신블럭 구성도는 그림 1과 같다.

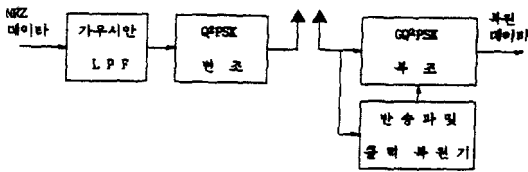


그림 1. GQPSK 변조방식의 블럭 구성도.
Fig. 1. Block diagram of GQPSK modulation scheme.

NRZ 형태의 디지털 입력 데이터는 가우시안 필터에 의해 대역이 제한되어 스펙트럼 효율을 높여준다. 이 신호는 QPSK 변조기에 의해 변조되며 그 구성도는 그림 2와 같다.

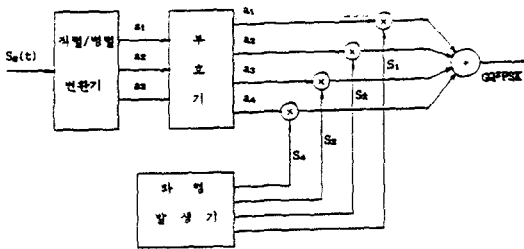


그림 2. QPSK 변조기의 구성도.
Fig. 2. Block-diagram of QPSK modulator.

정진폭 특성을 위해 사용한 (3.4) 블럭 부호화로 인한 부호어들을 표 1에 제시한다.

데이터를 블럭코딩하면 정보의 전송속도는 3/4 T으로 감소하지만 패리티 비트에 의해 잡음성능은 1.76dB정도 개선이 된다[1,2].

FM변조된 GQPSK 신호를 이중 수퍼헤테로다인

표 1. (3.1) 부호코딩에 의한 부호어.

Table 1. Code words of (3.1) Block coding.

부호어	$a_1(t)$	$a_2(t)$	$a_3(t)$	$a_4(t)$
C1	-	-	-	-
C2	-	-	+	-
C3	-	+	-	-
C4	-	+	+	-
C5	+	-	-	-
C6	+	-	+	-
C7	+	+	-	-
C8	+	+	+	-

방식을 사용한 FM복조기로 기저대역으로 복원하고, 그림 3에서 제시한 GQPSK 복조기로 디지털 데이터 신호를 추정하였다.

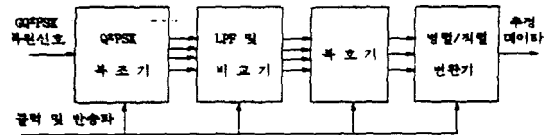


그림 3. GQPSK 복조기 구성도.
Fig.3. Block diagram of GQPSK demodulator.

그림 3의 블럭 구성도에서 QPSK 복조기는 그림 4와 같다.

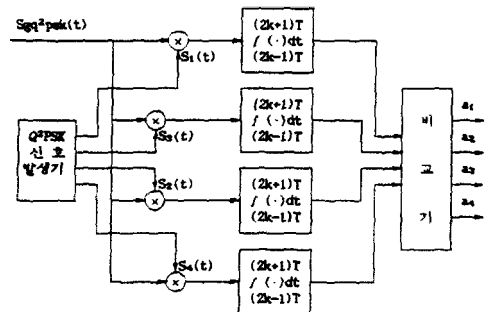


그림 4. QPSK 복조기.
Fig. 4. QPSK demodulator.

그런데 GQPSK 신호는 동기검파를 해야하므로 올바른 디지털 데이터의 추정을 위해서는 반송파의 위상과 클럭 타이밍 정보를 정확히 알아야 한다. 그래서 그림 1의 반송파 및 클럭 복원기의 자세한

구성도를 그림 5에 보였다.

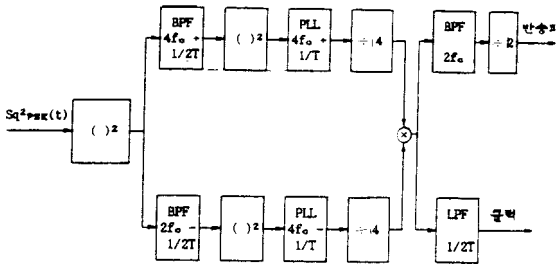


그림 5. GQ²PSK 신호의 동기신호 검출기.
Fig. 5. Detector of synchronization signal for GQ²PSK signal.

동기복원된 4개의 GQ²PSK 신호는 저역통과 필터에 의해 불필요한 신호와 고주파 잡음을 제거한 후 비교기로 디지털 데이터를 추정하게 된다. 그리고 정진폭을 위해 부호화된 데이터를 복호화하여 오류를 검사하게 된다.

부호기에서는 용장정보 비트인 a_i(t)에 의해 오류를 검사할 수 있다. 즉, 보호기의 출력이 논리 "0"이면 추정된 수신정보에 오류가 없음을 나타낸다. 나르딩한 a₁, a₂, a₃의 병렬 데이터를 직렬로 바꾸어서 추정된 디지털 데이터를 얻었다.

IV. 스펙트럼 분석

NRZ 데이터의 스펙트럼을 제한하는 가우시안 필터의 임펄스 응답 h(t)는

$$h(t) = B(2\pi / \ln 2)^{1/2} \cdot \exp(-2\pi^2 \cdot B^2 t^2 / \ln 2) \quad (5)$$

여기서 B는 3dB 대역폭이다. 이고, 후리에 변환으로 얻을 수 있는 필터의 전달함수 H(f)는 식 (6)과 같다.

$$H(f) = \exp(-(f/B)^2 \cdot \ln 2 / 2) \quad (6)$$

그림 6에 가우시안 필터의 전달함수 H(f)를 도시하였다.

한편 식(1)에서 $\cos(\pi t / 2T)$, $\sin(\pi t / 2T)$ 가 각각 $P_1(t) / \sqrt{T}$, $P_2(t) / \sqrt{T}$ 로 $-T \leq t \leq T$ 구간에서 단위

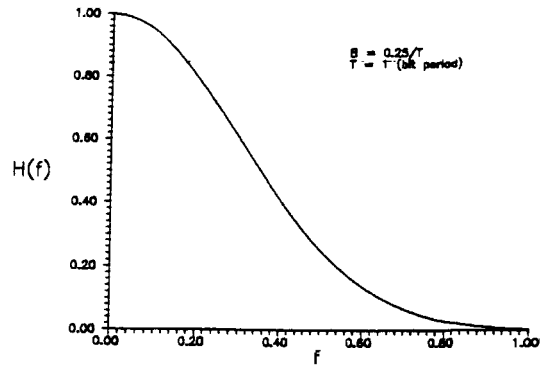


그림 6. 가우시안 필터의 전달함수.
Fig. 6. Transfer function of Gaussian filter.

에너지 펄스인 경우 Q²PSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도는 식 (7)과 같다.

$$Sq^2psk(f) = T(8/\pi^2)(1+16f^2T^2) \cdot \left[\frac{\cos(2\pi fT)}{1-16f^2T^2} \right]^2 \quad (7)$$

그러므로 GQ²PSK 변조신호의 전력 스펙트럼 밀도는 식 (8)과 같이 쓸 수 있다.

$$Sgq^2psk(f) = |H(f)|^2 \cdot Sq^2psk(f) = (\exp(-(f/B)^2 \cdot \ln 2 / 2))^2 \cdot T(8/\pi^2) \cdot (1+16f^2T^2) \left[\frac{\cos(2\pi fT)}{1-16f^2T^2} \right]^2 \quad (8)$$

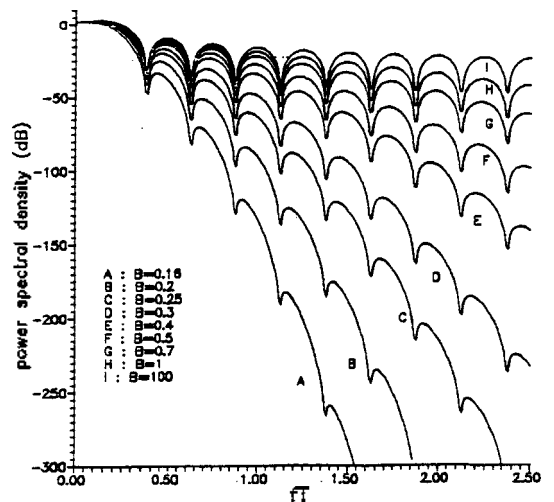


그림 7. GQ²PSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도.
Fig. 7. Power spectrum density of GQ²PSK signal.

정규화된 전송속도를 $2/T$ 로 하였을 때 3dB 대역폭 B의 값에 따른 GQ²PSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 변화를 컴퓨터로 계산하여 그림 7에 도시하였다.

일반적으로 OQPSK나 QPSK 변조방식은 같은 성능으로 전력 스펙트럼 밀도는 식 (9)와 같다[8].

$$S_{\text{qpsk}}(f) = 2T \cdot \left[\frac{\sin(2\pi fT)}{2\pi fT} \right]^2 \quad (9)$$

그리고 MSK와 GMSK 변조 신호의 전력 스펙트럼 밀도는 식 (10), (11)과 같다[4,6].

$$S_{\text{msk}}(f) = T(16/\pi^2) \cdot \left[\frac{\cos(2\pi fT)}{1-16f^2T^2} \right]^2 \quad (10)$$

$$S_{\text{gmsk}}(f) = (\exp(-(f/B)^2 \cdot \ln 2 / 2))^2 \cdot T(8/\pi^2) \cdot \left[\frac{\cos(2\pi fT)}{1-16f^2T^2} \right]^2 \quad (11)$$

지금까지의 연구 결과에 의하면 GMSK 변조 방식에서는 정규화된 3dB 대역폭 BT가 0.25일때 이동통신 시스템에서 최적의 대역효율을 갖는다[1].

컴퓨터 계산을 통해 얻은 Q²PSK, QPSK, OQPSK, MSK 변조된 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 그림 8에 도시하였다. QPSK, OQPSK, MSK 변조된 데이터의 전송속도는 $1/T$ 로 하였다.

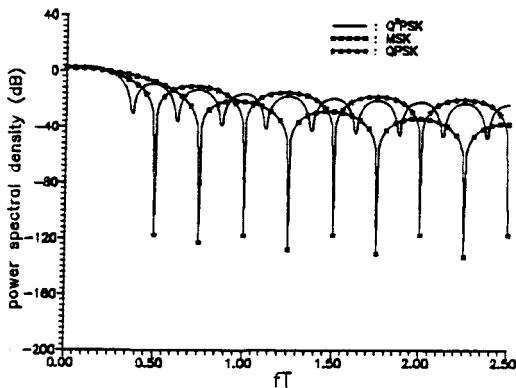


그림 8. Q²PSK, QPSK, OQPSK, MSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도.
Fig. 8. PSD of Q²PSK, QPSK, OQPSK, MSK modulated signals.

시뮬레이션 결과 전력 효율면에서는 그림 8에서 보듯이 MSK 방식이 가장 우수하고 f가 충분히 크면 Q²PSK, QPSK, OQPSK 방식은 비슷한 성능임을 알 수 있다. 그래서 대역폭 W가 $1.2/T$ 인 경우 MSK는 99.1%, QPSK와 OQPSK는 90.6% 그리고 Q²PSK는 91.13%의 전력을 대역내에 점유하고 있다[3].

세안한 GQ²PSK 변조 방식과 GMSK 변조 방식에 대한 전력 스펙트럼 밀도와 그 비율을 구하여 그림 9와 그림 10에 각각 도시하여 비교하였다.

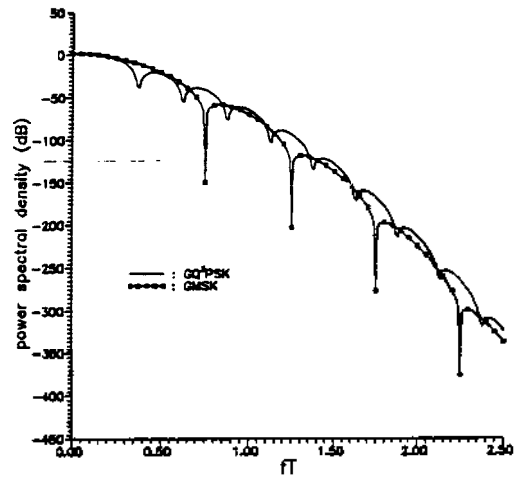


그림 9. GQ²PSK와 GMSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도.
Fig. 9. PSD of GQ²PSK and GMSK modulated signals.

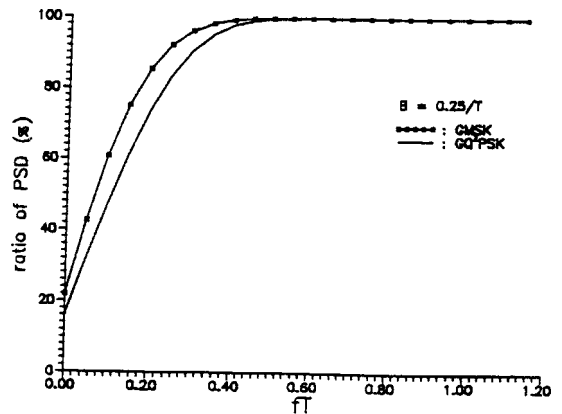


그림 10. GQ²PSK와 GMSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도의 비율.
Fig. 10. Ratio of PSD of GQ²PSK and GMSK modulated signals.

신호의 세화된 전이율을 얻는 것은 불가능하다. 더 인접한 점유율에 대한 확률에 응하게 된다. 그 결과 수신자의 오류정정을 저해하게 된다. 그래서 그림 11에 각각의 3dB 대역폭 $B=0.25/T$ 인 경우에 QPSK에 대한 GQPSK의 대역 점유비율 도시하였다.

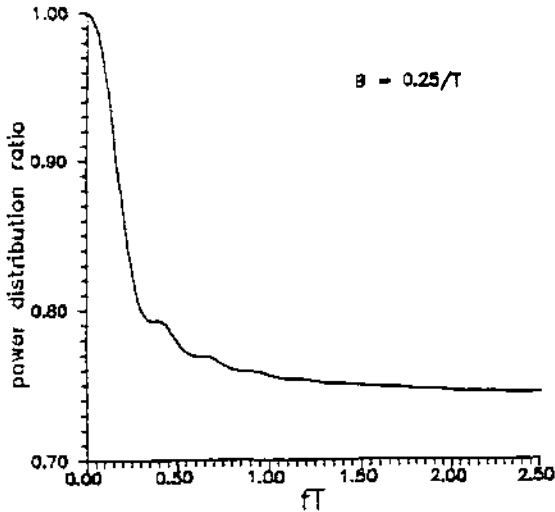


그림 11. QPSK에 대한 GQPSK 변조 방식에 대한 대역 점유비.
Fig. 11. Power distribution ratio of GQPSK against QPSK.

대역폭이 0.5이면 GQPSK 변조방식은 QPSK 변조방식에 비해 0.775정도 전력손해가, 대역폭이 1.0인 경우에는 0.755 정도의 손해가 있음을 나타내고 있다. 그리고 대역폭이 커질수록 대역 점유비는 0.74로 수렴을 하므로 QPSK 변조방식에 대한 GQ

PSK 변조 방식의 전체 대역 점유비는 0.74인 것 수 있다.

QPSK 변조된 신호를 전송할 경우 고정된 위상오차 θ 에 대한 평균 BER은 다음과 같다.

$$P_e(\theta) = \frac{1}{2} \{ Q[\cos\theta + \sin\theta] \cdot \sqrt{2E_b/N_0} + Q[\cos\theta - \sin\theta] \cdot \sqrt{2E_b/N_0} \} \quad (12)$$

여기서

$Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \cdot \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$ 이다.

그리고 Tikhonov 분포된 의사정지 위상 오차로 가정하면, 에러 분산 σ_θ^2 에 대한 복조기의 평균 BER은 식 13과 같다[9].

$$P_E = \frac{2}{\pi \cdot 16 \cdot (1/16 \cdot \sigma_\theta^2)} \int_0^\pi \exp\left(\frac{\cos(4\theta)}{16 \cdot \sigma_\theta^2}\right) \cdot P_e(\theta) d\theta \quad (13)$$

음성신호를 전송하는 경우 대역폭이 1.56이면 기존의 아날로그 FM과 양립할 수 있다[10]. 그래서 대역폭이 1.56이고 3dB대역폭이 0.25/T인 경우에 대해서 GQPSK 변조신호의 위상 오차에 대한 비트 오류 성능을 구하여 표 2에 보았다.

계산 결과 가우시안 필터로 대역을 제한한 GQPSK 변조방식은 QPSK 방식보다 제한된 신호의 전력을 보내기 때문에 위상 오차에 대한 비트 오류 성능이 신호대 잡음비가 0[dB]인 경우 약 1.4[dB]로, 2

표 2. GQPSK 변조방식의 위상 오차에 대한 비트 오류 성능.

Table 2. Bit error rate of GQPSK scheme for phase error.

E_b/N_0 [dB]	Bit error rate				
	$\sigma_\theta=0^\circ$	$\sigma_\theta=4^\circ$	$\sigma_\theta=6^\circ$	$\sigma_\theta=8^\circ$	$\sigma_\theta=10^\circ$
0	$10^{-0.956}$	$10^{-0.95}$	$10^{-0.94}$	$10^{-0.93}$	$10^{-0.91}$
2	$10^{-1.21}$	$10^{-1.197}$	$10^{-1.18}$	$10^{-1.156}$	$10^{-1.115}$
4	$10^{-1.58}$	$10^{-1.556}$	$10^{-1.52}$	$10^{-1.47}$	$10^{-1.386}$
6	$10^{-2.135}$	$10^{-2.08}$	$10^{-2.01}$	$10^{-1.89}$	$10^{-1.714}$
8	$10^{-2.97}$	$10^{-2.85}$	$10^{-2.68}$	$10^{-2.40}$	$10^{-2.05}$
10	$10^{-3.64}$	$10^{-3.415}$	$10^{-3.18}$	$10^{-2.9}$	$10^{-2.34}$

($B=0.25/T$ 인 경우)

표 3. 변조방식의 성능비교.
Table 3. Comparison of performance of modulation scheme.

비교대상	GQPSK	GMSK	비교기준
전송속도	1.5/T	1/T	1/T 기준
0.25fT 대역폭 내의 점유전력	83.66%	92.3%	전체 전력의 100%일 때
0.5fT 대역폭 내의 점유전력	99.73%	99.94%	-
1fT 대역폭 내의 점유전력	99.99%	99.99%	-
변조시 코딩	(3,4) 블록코딩	없음	-
부조방식	동기복조	비동기복조가능	-

[dB]인 경우에는 약 2.07[dB]정도로 약화된다.

제한한 GQ²PSK 변조 방식과 기존의 방식인
GMSK의 성능을 표 3에서 비교하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 GQ²PSK 변조 방식을 제안하고
그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 구하고 기존의
디지털 이동통신용 변조방식과 비교 평가하였다.

디지털 데이터는 가우시안 필터로 대역을 제한하
여 스펙트럼효율을 높일 수 있고, 위상이 쌍방향
직교인 2개의 데이터형 펄스와 2개의 반송파를 사용
하여 Q²PSK 변조를 하면 기존의 2차원 방식보다
좀더 효율적으로 신호공간을 이용할 수 있다. 그래서
대역이 제한된 GQ²PSK 변조방식은 비록 Q²PSK
방식에 비해 신호대 잡음비가 0[dB]인 경우 위상
오차에 대한 비트 오류 성능이 1.4[dB]이상 떨어지
지만, 전력효율면에서 통과대역이 1fT인 경우에는
전체 신호 전력의 99.99% 이상을 함유하고 있어
GMSK 방식과 유사한 성능을 유지한다. 그리고
정진폭 특성을 유지하면서, GMSK 방식보다 대역효
율이 1.5배 우수하다. 그러므로 제한된 주파수 자
원의 효율적 사용이 중요한 디지털 이동통신에 적합한
변조방식임을 확인하였다.

참 고 문 헌

1. K.Murota, K.Kinoshita, and K.Hirade, "Spectrum
efficiency of GMSK land mobile radio", IEEE ICC

81, p. 23.8.1., June 1981.
2. K.Murota, and K.Hirade, "GMSK modulation for
digital mobile radio telephony", IEEE Trans. Comm.,
Vol. COM-29, pp. 1044-1050, July 1981.
3. D.Saha, "Quadrature-quadrature phase-shifting key-
ing", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-37, pp. 437-4
48, May 1989.
4. D.Saha and T.G.Birdsall, "Quadrature-quadrature
phase-shift keying : A constant envelope modulation
scheme", Conf. Inform. Sci. Syst., Princeton, Mar.
1986.
5. D.Mulviwik, "Correlative phase shift keying-a class
of constant envelope modulation techniques", IEEE
Trans. Comm., Vol. COM-29, Mar. 1981
6. H. Suzuki, "Optimum Gaussian filter for differential
detection of MSK", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-
29, pp. 916-918, June 1981.
7. S.Elnoubi and S.C.Gupta, "Error rate performance
of noncoherent detection of duobinary coded MSK
and TFM in mobile radio communication system",
IEEE Trans., Veh. Tech., Vol.VT-30, pp. 62-76, May
1981.
8. S.A.Granemeyer and A.L.McBride, "MSK and offset
QPSK modulation", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-
24, pp. 845-856, Aug. 1976.
9. R.D.Gaudenzi, M.Luise, "Carrier and clock reference
recovery for Quadrature-quadrature PSK signals",
IEEE, Global Tele. pp. 599-603, Dec. 1990.
10. H.Suzuki et al., "Digital portable transceiver using
GMSK modem and ADM codec", IEEE J. Selected
Areas Comm., pp. 604-610, July 1984.
11. D.Saha, "Trellis coded quadrature-quadrature pha-
se-shift keying", Proc. IEEE MILCOM, pp. 44.4.
1-44.4.5, Oct. 1987.

▲ 허 경 (Dong-Kyu Heo)
10권 2호 참조 서울대학교 강사

▲ 김 구 령 (Ju-Koang Kim)
10권 2호 참조 충북대학교 대학원
전자공학과 석사과정

▲ 김 기 언 (Kee-Keun Kim)
10권 2호 참조 충북대학교 대학원
전자공학과 석사과정

▲ 유 흥 언 (Heung-gyoon-Ryu)
10권 2호 참조 충북대학교
전자공학과 조교수