

효율적인 대역폭을 갖는 QORC 변조의 성능

正會員 印 雄 植* 正會員 朴 尚 奎**

Performance of Bandwidth Efficient QORC Modulation

Ung Sik IN*, Sang Kyu PARK** *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 MSK보다 훨씬 효율적인 주파수 대역 특성을 갖는 QORC 변조 방식의 성능을 가진 백색 가우시안 잡음 하에서 분석하였다.

수신기는 QPSK 방식에서 사용되는 동기(Coherent) 수신기를 사용하고 신호 검출을 위한 샘플링 시간은 QORC 신호를 고려하여 $[(2n-1)T, (2n+1)T]$ 로 하였다.

분석 결과 QORC는 대역폭이 MSK에 비하여 $\frac{1}{16}$ 정도로 압축되며 성능면에서는 낮은 오류 발생 확률에서 약 1dB 정도의 전력을 더 필요로 하여 거의 동등하였다.

ABSTRACT In this paper, We analyze the Performance of Bandwidth efficient QORC modulation signal transmission through the presence of Additive White Gaussian noise.

As a receiver, the QPSK receiver with Coherent demodulator is employed.

The Sampling time for QORC Signal detection is $[(2n-1)T, (2n+1)T]$ for decision of QORC Signal.

It is obtained that the bandwidth of QORC is one half that of MSK, and QORC requires more power than QPSK by 1dB at a low error rate.

I. 서 론

고도의 정보화 사회가 실현되어 감에 따라 전달해야 할 정보는 많아지고 있으며, 인접 정보간의

간섭은 심각한 문제로 대두되고 있다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 최근 디지털 신호 전송에는 좀 더 좁은 대역폭을 사용하고 전력 효율을 좋게하는 여러가지 펄스 변환 기법(Pulse Shaping technique)이 많이 연구되고 있다.^(1,5)

특히, 전송 데이터 펄스를 Shaping하면서 그 펄스폭을 두배로 늘려주어 인접 비트와 중첩(Overlap) 되는 신호 구성을 갖는 Quadrature

* 금성가전연구소

Gold Star Home Appliance Research Lab.

** 漢陽大學校 電子通信工學科

Dept. of Elec. Commun. Eng. Hanyang Univ.

論文番號 : 89-24 (接受 1989. 3. 13)

Overlapped Raised Cosine(QORC) 변조가 최근 커다란 관심을 끌고 있다.^(2,5)

이 QORC 변조 방식은 전력 스펙트럼(Power Spectrum Density)이 QPSK와 main lobe는 거의 비슷하나, 전력의 대부분이 main lobe에 밀집되고 side lobe에서 전력이 급격히 하락함으로써 효율적인 대역폭 실현이 가능하다.⁽⁶⁾

본 연구에서는 효율적인 대역폭을 갖는 QORC 신호가 QPSK와 동일한 에너지로 전송되었을 때의 오율 및 대역폭에 관한 특성을 연구한다. 이때 QORC 신호의 특성을 고려하여 이 신호를 검출할 수 있는 방법을 고찰하고, QORC 신호에 대한 시스템의 성능을 분석하였다. 채널은 가산 백색 가우시안 점음 채널로 하였으며 수신기는 동기 수신기를 사용하였다.

II. 송신기의 모델

QORC 변조 신호 발생을 위한 송신기는 그림 1과 같다. 여기서 D_n 은 주기 T 인 정보신호, a_n , b_n 은 각각 이 신호를 분리하여 만들어 낸 주기 $2T$ 이며 $+1$ 혹은 -1 을 나타내는 신호열, A 는 신호의 크기를 나타내며, $G(\omega)$ 는 a_n , b_n 을 각각 Overlapped raised Cosine(ORC) 신호로 만들기 위한 전달 함수이다.

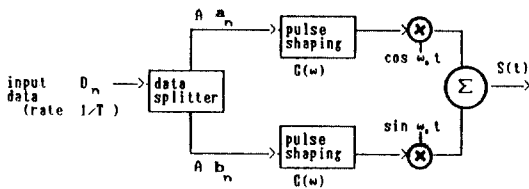


그림 1. QORC 변조기 모델
Block diagram of QORC mdeulator

그림1에서 QORC 변조 신호인 $S(t)$ 는 식(1)과 같다.⁽¹⁾

$$S(t) = S_1(t) \cdot \text{COS } \omega_0 t + S_q(t) \cdot \text{SIN } \omega_0 t \quad (1)$$

여기서 $S_1(t)$; ORC된 데이터 신호

$S_q(t)$; ORC된 데이터 신호

ω_0 ; 반송 주파수

식(1)에서 ORC된 데이터 신호인 $S_1(t)$, $S_q(t)$ 는 식(2)와 같이 나타내어 진다.⁽¹⁾

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot S_p(t-2nT) \\ S_q(t) &= A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot S_p(t-2nT) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $S_p(t)$ 는 raised cosine pulse의 모양으로 식(3)과 같다.⁽²⁾

$$S_p(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot (1 - \text{COS } \frac{\pi}{2T} t); & 0 \leq t \leq 4T \\ 0 & ; \text{ otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

따라서 식(1)의 QORC 변조신호 $S(t)$ 를 다시 쓰면 식(4)가 된다.

$$\begin{aligned} S(t) &= A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot S_p(t-2nT) \cdot \text{COS } \omega_0 t \\ &+ A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \cdot S_p(t-2nT) \cdot \text{SIN } \omega_0 t \end{aligned} \quad (4)$$

III. ORC신호 형태와 전력 스펙트럼

III-1. ORC신호 형태

식(2)의 ORC신호인 $S_1(t)$, $S_q(t)$ 신호를 그림으로 나타내면 그림2와 같다.⁽¹⁾

그림2에서 각각의 신호는 인접 데이터와 중첩되어 있다. 이는 원래 전송하고자 하는 데이터의 펄스폭 T 가 데이터 분리기(data Splitter)를 통과하면서 $2T$ 의 폭으로 늘어나고 이 늘어난 신호가 다시 식(3)의 파형으로 모양 변화가 일어날 때 펄스폭이 $4T$ 인 신호가 되어 각각의 신호는 인접 데이터와 $2T$ 만큼씩 중첩되기 때문이다. 예를 들면, 데이터가 $+1$, $+1$, $+1$ 로 전송될 때 그림2의 a 와 같은 파형이 생기고 이 파형이 합성되면 a' 와 같은 그림이 된다. 마찬가지로 $+1$, $+1$, -1 일 때 b' 신호, -1 , $+1$, -1 일 때 c' 신호, -1 , $+1$, $+1$ 일 때 d' 신호가 각각 생성되게 되는데 데이터의 연속성을 고려하면 관측시간 동안 실제

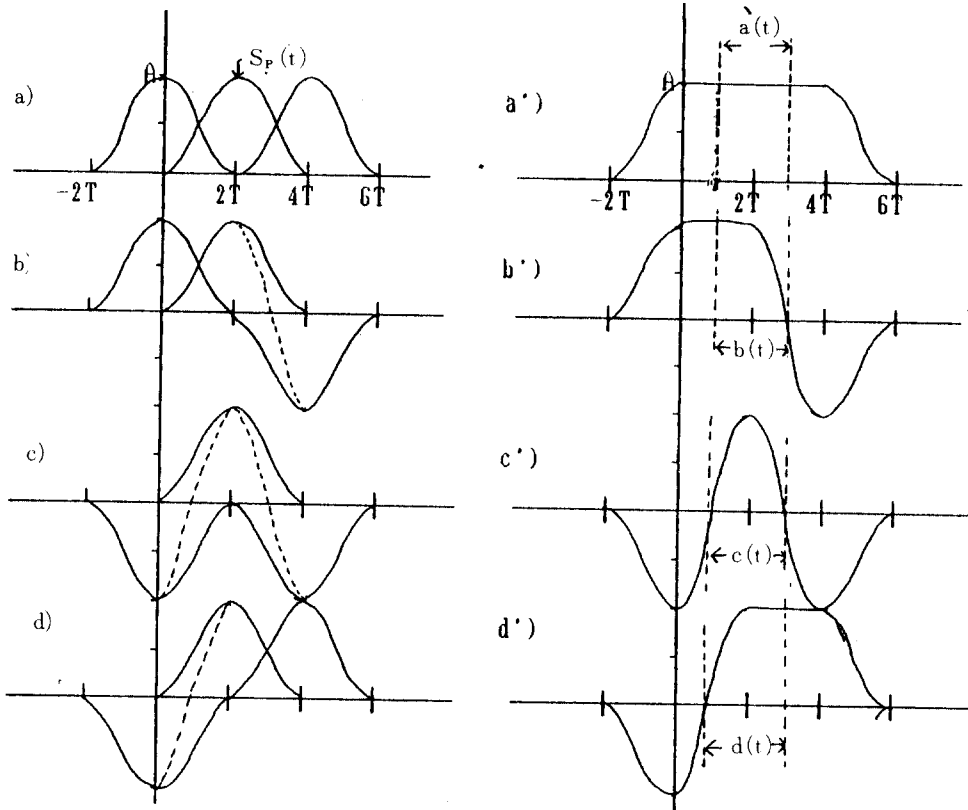


그림 2. ORC 신호의 형태

a) +1,+1,+1, 전송 b) +1,+1,-1, 전송
c) -1,+1,-1, 전송 d) -1,+1,+1, 전송

Overlapping raised cosine pulse

a) +1,+1,+1, transmission b) +1,+1,-1, transmission
c) -1,+1,-1, transmission d) -1,+1,-1, transmission

수신 되는 파형은 그림2의 a(t), b(t), c(t), d(t)의 신호가 된다. 따라서 a(t), b(t), c(t), d(t)를 ORC 변조 신호의 데이터라 할 수 있으며 또한 이 a(t), b(t), c(t), d(t)는 신호 데이터가 그림2에서 보인 신호가 반대인 -1, -1, -1로 전송될 때 -a(t), -1, -1, +1일 때 -b(t), +1, -1, +1일 때 -c(t), +1, -1, -1일 때 -d(t)의 형태로 나타나므로 변조 신호의 데이터가 생길 수 있는 총 경우의 수는 8가지가 되는데 여기서 -신호는 고려하지 않아도 성능분석에 지장이 없으므로 그림2에서는 +측 신호 4가지 경우만을 보였다.

그림2에서 ORC신호의 1비트는 4T의 펄스폭으로 전송되고 각각의 신호는 2T 만큼씩 중첩되어 있다. ORC신호의 평균전력을 S라 할 때 2T 시간 동안의 평균전력 S는 $S_p(t)$ 신호와 $S_p(t+2T)$ 신호가 중첩되어 있으므로 식(5)와 같이 된다.

$$S = \frac{1}{2T} \int_0^{2T} S_p^2(t+2T) dt + \frac{1}{2T} \int_0^{2T} S_p^2(t) dt \quad (5)$$

식(5)에서 적분 구간 0에서 2T까지는 $S_p(t)$ 와 $S_p(t+2T)$ 의 평균 전력이 같으므로 식(5)는 식(6)이 된다.

III-2. QORC신호의 평균전력

$$\begin{aligned}
 S &= \frac{1}{T} \int_0^{2T} S_p^2(t) dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{2T} \left[\frac{A}{2} (1 - \cos \frac{\pi}{2T} t) \right]^2 dt \\
 &= \frac{3}{4} A^2 \tag{6}
 \end{aligned}$$

여기서 평균전력을 서로 비교하기 위해 MSK와 QPSK 신호와의 평균전력을 구하면 식(7) (8)과 같다.^(2,4)

$$\begin{aligned}
 S(t) &= A \cdot a_n \cos \omega_o t + A \cdot b_n \sin \omega_o t; \text{ QPSK} \\
 S(t) &= A \cdot a_n \cos \frac{\pi}{2T} t \cdot \cos \omega_o t + A \cdot b_n \sin \frac{\pi}{2T} t \cdot \sin \omega_o t; \text{ MSK} \\
 S &= A^2 \quad ; \text{ QPSK} \\
 S &= \frac{1}{2} A^2 \quad ; \text{ MSK} \tag{8}
 \end{aligned}$$

III-3. 전력 스펙트럼

ORC신호의 전력 스펙트럼을 구하기 위해 그림 1에서 보인 a_n, b_n 신호의 푸리에 변환을 $X(\omega)$ 라 하면 $X(\omega)$ 는 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned}
 X(\omega) &= \int_0^{2T} e^{-j\omega t} dt \\
 &= 2T \cdot e^{-j\omega t} \left[\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right] \tag{9}
 \end{aligned}$$

식(3)의 펄스 변환 여파기(Pulse Shaping filter) 출력 신호인 $S_p(t)$ 의 푸리에 변환을 $S_p(\omega)$ 라 하면 $S_p(\omega)$ 는 식(10)과 같다.

$$\begin{aligned}
 S_p(\omega) &= \int_0^{4T} \frac{1}{2} (1 - \cos \frac{\pi}{2T} t) e^{-j\omega t} dt \\
 &= T \cdot \frac{2 \sin \omega t \cdot \cos \omega t}{\omega T \cdot [1 - (\frac{2\omega}{\pi} T)^2]} \cdot e^{-j2\omega T} \tag{10}
 \end{aligned}$$

식(9)와 식(10)을 이용하여 펄스 변환 여파기의 전달함수 $G(\omega)$ 를 구하면 식(11)이 된다.

$$G(\omega) = \frac{S_p(\omega)}{X(\omega)} = \frac{\cos \omega T}{[1 - (\frac{2\omega}{\pi} T)^2]} \cdot e^{-j\omega T} \tag{11}$$

그림1에서 보인 $S_1(t)$ 와 $S_q(t)$ 의 전력스펙트럼은 같으며 이 값을 $S_y(\omega)$ 라 하면 $S_y(\omega)$ 는 식(12)와 같다.

$$S_y(\omega) = |G(\omega)|^2 \cdot S_s(\omega) \tag{12}$$

식(12)에서 $S_s(\omega)$ 는 입력 a_n, b_n 의 전력스펙트럼이며 식(13)과 같이 나타내어 진다.

$$S_s(\omega) = \frac{|X(\omega)|^2}{2T} = 2T \left[\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right]^2 \tag{13}$$

식(11)과 (13)을 이용하여 $S_y(\omega)$ 를 구하면 식(14)와 같다.

$$S_y(\omega) = \left[\frac{\cos \omega T}{[1 - (\frac{2\omega}{\pi} T)^2]} \right]^2 \cdot 2T \left[\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right]^2 \tag{14}$$

그러므로 QORC 변조 신호 $S(t)$ 의 전력 스펙트럼을 $S_{QORC}(\omega)$ 라 하면 $S_{QORC}(\omega)$ 는 식(15)와 같이 표시된다.

$$\begin{aligned}
 S_{QORC}(\omega) &= 2 \cdot S_y(\omega) \\
 &= 4T \cdot \left[\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right]^2 \left[\frac{\cos \omega T}{1 - (\frac{2\omega}{\pi} T)^2} \right]^2 \tag{15}
 \end{aligned}$$

QORC, MSK, QPSK, 신호의 전력을 동일하게 하여 각각의 전력 스펙트럼을 구하면 식(16)과 같다.⁽⁴⁾

$$S_{QORC}(\omega) = \frac{8}{3} \cdot T \cdot \left[\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right]^2 \cdot \left[\frac{\cos \omega T}{1 - (\frac{2\omega}{\pi} T)^2} \right]^2$$

$$S_{MSK}(\omega) = 16T \frac{\cos \omega T}{\pi^2 \left[1 - \left(\frac{2\omega T}{\pi} \right)^2 \right]^2}$$

$$S_{QPSK}(\omega) = 2T \left[\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right]^2 \quad (16)$$

식(16)은 그림3에 나타내었으며 QORC 신호가 MSK나QPSK보다 main lobe에 전력이 밀집되어 있음을 알 수 있다.

밴드폭을 비교하기 위해 전체 전력량을 1로 보았을때 각 주파수 대역 내에 들어 있는 전력량을 백분비로 나타내어 이 백분비를 P_{fb} 라 하면 P_{fb} 는 식(17)과 같이 표시된다.

$$P_{fb} = \frac{\int_{-B}^B S df}{\int_{-\infty}^{\infty} S df} \times 100 \quad (17)$$

식(17)에 의한 컴퓨터 계산 결과를 그림4에 나타내었다. 그림4에서 전력의 99%가 밀집되어 있는 대역이 QPSK는 약 $8 \cdot \frac{1}{T}$ 이 되고 MSK는 약 $1.2 \frac{1}{T}$, 그리고 QORC는 약 $0.6 \frac{1}{T}$ 이 되어 QORC는 MSK나 QPSK보다 대역폭이 현저하게 줄어들고 있음을 알 수 있다.

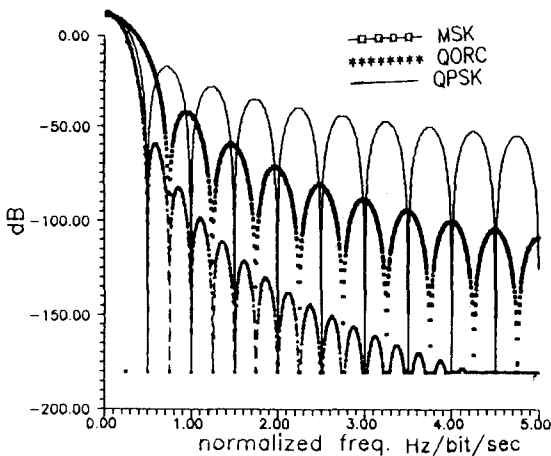


그림 3. MSK, QPSK, QORC 전력 스펙트럼
Power spectral density of MSK, QPSK, QORC

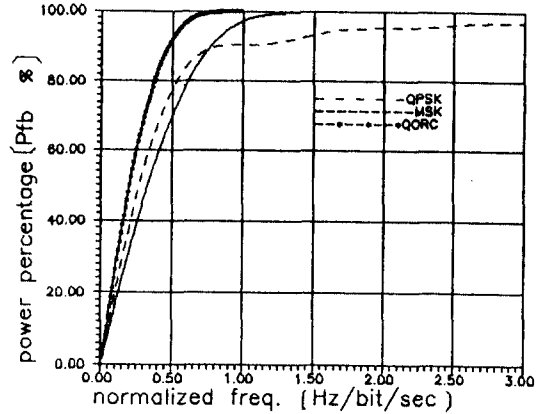
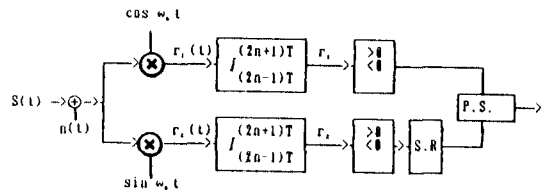


그림 4. MSK, QPSK, QORC 대역폭
Bandwidth of MSK, QPSK, QORC

IV. 수신기 모델과 오류 확률

IV-1. 수신기 모델



- $n(t)$: 가산 백색 가우시안 잡음
- S.R. : 1 비트 쉬프트 레지스터
- P.S. : 병렬 직렬 변환기

그림 5. QORC 복조기 모델
Block diagram of QORC demodulator

그림5는 동기 수신기를 나타내고 있으며 송신된 $S(t)$ 신호에 가산 백색 가우시안 잡음 $n(t)$ 가 가해져 수신되면 이 수신된 신호 $S(t)$ 에 각각 $\cos \omega_0 t$, $\sin \omega_0 t$ 를 곱하고 필터를 통과하여 샘플링된 신호 r_1, r_2 를 각각 0과 비교하여 신호를 검출한다. 이 검출된 신호를 직렬 데이터로 만들어 주기 위하여 쉬프트 레지스터(Shift Register; S.R)와 신호를 병렬에서 직렬로 변환시키는 변환기(Parallel to Serial Converter; P.S)를 추가하였

다. 그림5에서 적분기의 출력 r_1, r_2 는 식(18)과 같다.

$$r_1 = \frac{A}{2} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n S_p(t-2nT) dt + N$$

$$r_2 = \frac{A}{2} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n S_p(t-2nT) dt + N \quad (18)$$

여기서 N 은 가우시안 랜덤 변수를 나타내며 평균값은 0, 분산은 $\sigma^2 = \frac{N_0 T}{2}$ 이다. 식 (18)에서

$$\lambda \triangleq \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n S_p(t-2nT) dt \text{ 라면,}$$

λ 는 그림2에서 보인 $a(t), b(t), c(t), d(t)$,의 형태에 따라 달라진다. $a(t)$ 신호의 경우를 $\lambda_a, b(t)$ 신호의 경우를 $\lambda_b, c(t)$ 신호의 경우를 $\lambda_c, d(t)$ 신호의 경우를 λ_d 라 하여 계산하면 다음과 같다.

IV-1-1. a(t) 신호의 경우

그림6에서 T 에서 $3T$ 까지의 적분치는 식(19)와 같다.

$$\lambda_a = 2T \quad (19)$$

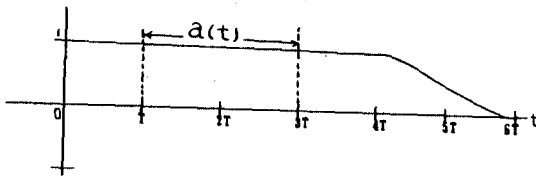


그림 6. a(t) 신호의 형태
Signal of a(t)

IV-1-2. b(t) 신호의 경우

그림7에서 T 에서 $2T$ 까지는 적분치가 T 이고 $2T$ 에서 $3T$ 까지는 $c(t)$ 신호의 $\frac{1}{2}$ 과 같으므로 λ_b 는 식(20)과 같이 구해진다.

$$\lambda_b = T + \frac{1}{2} \lambda_c = T + \frac{2}{\pi} T \quad (20)$$

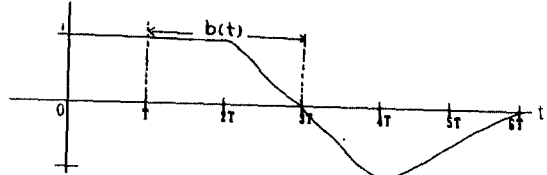


그림 7. b(t) 신호의 형태
Signal of b(t)

IV-1-3. c(t) 신호의 경우

그림8에서 $S_p(t)$ 신호를 T 에서 $3T$ 까지 적분하고 $-S_p(t+2T)$ 를 T 에서 $2T$ 까지, $-S_p(t-2T)$ 를 $2T$ 에서 $3T$ 까지 적분하여 합하면 $C(t)$ 신호의 적분치를 구할 수 있다. 따라서 λ_c 는 식(21)과 같다.

$$\lambda_c = \int_T^{3T} \frac{1}{2} (1 - \cos \frac{\pi}{2T} t) dt + \int_T^{2T} \frac{1}{2} [1 - \cos \frac{\pi}{2T} (t+2T)] dt$$

$$+ \int_{2T}^{3T} \frac{1}{2} [1 - \cos \frac{\pi}{2T} (t-2T)] dt \quad (21)$$

식(21)에서 $-S_p(t+2T), -S_p(t-2T)$ 의 적분치는 $S_p(t)$ 의 0에서 T 까지 적분치와 같으므로 식(21)을 다시 쓰면 식(22)가 된다.

$$\lambda_c = \int_T^{3T} \frac{1}{2} (1 - \cos \frac{\pi}{2T} t) dt - 2 \int_0^T \frac{1}{2} (1 - \cos \frac{\pi}{2T} t) dt$$

$$t) dt = \frac{4}{\pi} T \quad (22)$$

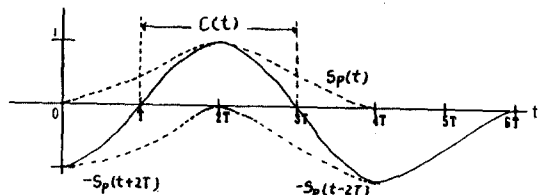


그림 8. c(t) 신호의 형태
Signal of c(t)

IV-1-4. d(t) 신호의 경우

d(t) 신호는 b(t) 신호와 적분치가 동일하다. 따라서 λ_d 는 식(23)과 같다.

$$\lambda_d = T + \frac{2}{\pi} T \quad (23)$$

V. 성능분석 및 검토

식(18)에서 a(t), b(t), c(t), d(t) 신호의 적분기 출력 값을 각각 I_a, I_b, I_c, I_d 라 하여 구하면 식(24)가 된다.

$$\begin{aligned} I_a &= AT \\ I_b &= \frac{A}{2} T + \frac{A}{\pi} T \\ I_c &= \frac{2}{\pi} AT \quad I_d = I_b \end{aligned} \quad (24)$$

b(t)와 d(t) 신호의 오류발생 확률은 같으므로 b(t) 혹은 d(t)의 오류발생 확률을 P_b 라 하고 a(t), c(t) 신호의 오류발생 확률을 각각 P_a, P_c 라 하여 P_a, P_b, P_c 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_a &= P_r[r_i < 0 \mid +1, a(t)], i=1 \text{ 혹은 } 2 \\ &= P_r[AT + N < 0] \\ &= \int_{-\infty}^{-AT} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\sigma} \cdot e^{-N^2/2\sigma^2} \cdot dN \\ &= Q\left[\frac{1}{\sigma} \cdot AT\right] \end{aligned} \quad (25)$$

단, $Q(X) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-t^2/2} \cdot dt$

식(25)에서 잡음 신호의 분산이 $\sigma^2 = \frac{NoT}{2}$ 이므로 식(25)는 식(26)으로 다시 쓸 수 있다.

$$P_a = Q\left(\sqrt{A^2 T^2 \cdot \frac{2}{NoT}}\right) \quad (26)$$

식(26)에서 식(6)에서 보인 QORC 신호의 전력을 식(8)의 QPSK 전력과 같게 하기 위하여 A를 $\sqrt{\frac{4}{3}} A$ 로 대치하고 비트 에너지를 $E_b = A^2 T$ 로 놓으면 식(26)은 식(27)이 된다.

$$P_a = Q\left(\sqrt{\frac{8}{3} \cdot \frac{E_b}{No}}\right) \quad (27)$$

마찬가지 방법으로 P_b, P_c 를 구하면 식(28), (29)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} P_b &= P_r[r_i < 0 \mid +1, b(t)], i=1 \text{ 혹은 } 2 \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{(\pi+2)^2}{2\pi^2} \cdot \frac{E_b}{No}}\right) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} P_c &= P_r[r_i < 0 \mid +1, c(t)], i=1 \text{ 혹은 } 2 \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{E_b}{No}}\right) \end{aligned} \quad (29)$$

신호 a(t), b(t), c(t), d(t)는 각각 $\frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4}, \frac{1}{4}$

의 확률로 발생하고 b(t)는 d(t) 신호와 오류발생 확률이 같으므로 평균오류 발생확률 P_e 는 식(30)과 같다.

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{4} P_a + \frac{1}{2} P_b + \frac{1}{4} P_c \\ &= \frac{1}{4} Q\left(\sqrt{\frac{8}{3} \cdot \frac{E_b}{No}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{(\pi+2)^2}{2\pi^2} \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{E_b}{No}}\right) \\ &\quad + \frac{1}{4} Q\left(\sqrt{\frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{8}{3} \cdot \frac{E_b}{No}}\right) \end{aligned} \quad (30)$$

QPSK의 오류 발생 확률은 식(31)과 같다.⁽³⁾

$$P_{e, \text{QPSK}} = Q\left(\sqrt{2 \cdot \frac{E_b}{No}}\right) \quad (31)$$

식(30)과 식(31)에서 보인 QORC와 QPSK 신호의 성능을 그림9에 비교하였다. QORC의 오류발생 확률이 QPSK에 비하여 10^{-3} 오류발생 확률에서 신호대 잡음비의 차이가 1dB이하가 되는 등 QORC는 QPSK와 거의 동등한 에너지를 필요로 하였다. 반면에 주파수 대역폭에서는 그림4에서 보인 바와 같이 약 $\frac{1}{16}$ 로 줄어들어 좁은 대역폭을 필요로 하는 시스템에 적용하여 효과를 높일 수 있다.

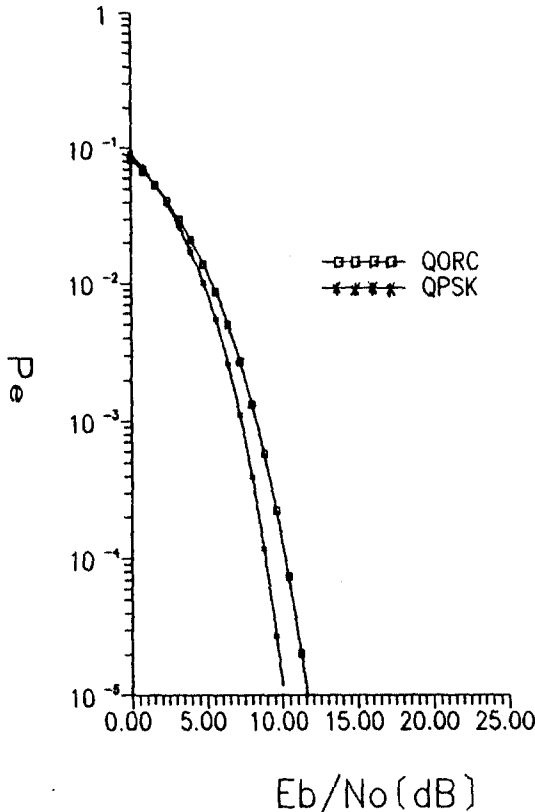


그림 9. QORC, QPSK 신호의 오류발생 확률
Error probability of QORC, QPSK

VI. 결 론

본 논문에서는 대역폭의 효율이 높은 QORC 변조 방식의 전력 스펙트럼을 MSK, QPSK와

비교 하였고, 오류발생 확률을 구하여 성능을 분석 하였다.

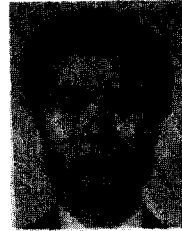
QORC의 전력은 QPSK나 MSK에 비하여 main lobe에 밀집되어 있어 주파수 대역폭을 현저하게 줄일 수 있었으며 이 시스템을 이동 무선 통신과 같은 다수 이용자 통신에 이용하면 채널의 수를 크게 향상시킬 수 있다. 뿐만 아니라 PSK, ASK 등 다른 디지털 변조 방식에도 QORC기법을 사용하면 대역폭의 효율을 높일 수 있을 것으로 기대 된다.

參 考 文 獻

1. M.C. Austin and M.U. Chang, "Quadrature Overlapped Raised-Cosine Modulation," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-29, No. 3, pp. 237-249, March, 1981.
2. D. Divsalar and M.K. Simon, "Performance of Quadrature Overlapped Raised-Cosine Modulation over Nonlinear Satellite Channels," in Proc. Int. Conf. Commun., June, 1981.
3. S.A. Gronemeyer and A.L. McBride, "MSK and Offset QPSK Modulation," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-24, pp. 809-819, Aug. 1976.
4. S. Pasupathy, "Minimum Shift Keying: A Specially Efficient Modulation," pp. 14-22, July, 1979.
5. I. Sasase, Y. Harada, S. Mori, "Bandwidth efficient quadrature Overlapped Modulation", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-32, pp. 638-640, May, 1984.



印 雄 植(Ung Sik IN) 正會員
1959年2月10日生
1985年2月：仁荷大學校 電子工學科 卒業
1989年2月：漢陽大學校產業學院電子
通信專攻(工學碩士)
1984年12月～現在：金星家電研究所主任
研究員



朴 尚 奎(Sang Kyu PARK) 正會員
1951年10月21日生
1974年2月：서울大學校 電氣工學科 學
士
1980年5月：美國 Duke Univ. 電氣工學
科 碩士
1987年1月：美國 Univ. of Michigan 電
氣工學科 博士
1976年7月～1978年10月：國防科學研究
所 研究院
1987年3月～現在：漢陽大學校 電子通信工學科 助教授
Electronic Communication Engi.