

논문 2015-52-1-2

중첩 상승여현 펄스 정형 OQ²PSK 변조

(OQ²PSK Modulation with Overlapped Raised-Cosine Pulse Shaping)

전 상 엽*, 정 재 경*, 김 명 진**

(Sang Yeop Jeon, Jae-Kyung Chung, and Myoung Jin Kim[Ⓢ])

요 약

MSK보다 스펙트럼의 부엽 억제 특성이 우수한 GMSK를 직교 다중화한 quadrature multiplexed GMSK (QM-GMSK)는 quadrature-quadrature PSK(Q²PSK)나 quadrature MSK(QMSK)에 비해 보다 주엽의 폭은 다소 넓지만 부엽이 크게 억제되므로 실제 스펙트럼 효율이 상대적으로 더 높다. QM-GMSK에서 기저대역 기본 펄스를 반파장 정현파의 제곱으로 근사화시키면 QM-GMSK 변조에서 필요한 가우시안 저역통과필터(GLPF)를 사용하지 않고 송신기를 구현할 수 있어서 구조가 간단해지는데, 이것이 offset-Q²PSK(OQ²PSK)이다. OQ²PSK는 별도의 필터 사용이 요구되지 않으면서 QM-GMSK와 유사한 스펙트럼 특성을 갖는 장점이 있다. 본 논문에서는 OQ²PSK에서 심볼 길이보다 긴 RC(raised-cosine) 또는 SRC(squared raised-cosine) 펄스를 사용하여 중첩 펄스정형함으로써 OQ²PSK보다 스펙트럼 특성을 개선시킨 기법을 제안한다. 제안된 방식을 사용하면 더욱 부엽의 크기가 억제된 스펙트럼 특성을 얻을 수 있으면서 비트오율 성능이 OQ²PSK와 대등한 결과가 얻어지는 것을 확인하였다.

Abstract

The transmitter of quadrature multiplexed GMSK (QM-GMSK) is composed of two quadrature multiplexed GMSK modulators. QM-GMSK has a slightly increased spectrum main lobe compared with Q²PSK or QMSK, but it has highly suppressed side lobes. As a result, practical spectrum efficiency of QM-GMSK is achieved. By replacing the baseband elementary pulses of QM-GMSK with their approximate, the squared sinusoid of half-period, offset-Q²PSK(OQ²PSK) is obtained. The OQ²PSK signal has similar spectral properties to QM-GMSK. The transmitter of OQ²PSK can be simply implemented without the Gaussian lowpass filter, which is required in QM-GMSK transmitter. In this paper, we propose an overlapped pulse shaping in OQ²PSK with RC(raised-cosine) or SRC(squared raised-cosine) pulses of length longer than the symbol period. Power spectrum of the proposed modulation scheme exhibits further suppressed side lobes, hence enhanced spectrum efficiency is obtained. Simulation results indicate that BER performance of the proposed scheme is comparable to that of OQ²PSK.

Keywords : Overlapped raised-cosine pulse shaping, Bandwidth efficient modulation, OQ²PSK, GMSK, QM-GMSK

* 학생회원, ** 정회원, 한국외국어대학교 정보통신공학과

(Department of Information and Communications Engineering, Hankuk University of Foreign Studies)

Ⓢ Corresponding Author (E-mail: mjkim@hufs.ac.kr)

※ 이 연구는 2014학년도 한국외국어대학교 교내 학술연구비의 지원에 의하여 이루어진 것임.

접수일자: 2014년09월23일, 수정일자: 2014년12월04일

게재확정: 2014년12월29일

I. 서 론

2.4GHz의 ISM(Industrial Scientific Medical) 대역은 비면허 대역으로서 WLAN을 비롯하여 Bluetooth나 ZigBee와 같은 다양한 근거리 무선 네트워크(Wireless Personal Area Network: WPAN) 기술들이 사용되고 있으며, 이 대역을 사용하는 기기들이 꾸준히 증가되고 있다. 같은 공간에서 동일한 주파수 대역을 사용함에

따라 이중 시스템 간의 간섭뿐만 아니라 동종 시스템 간의 간섭도 증가하는 환경이다. 따라서 인접 채널 간 간섭이 적으면서 스펙트럼 효율도 뛰어나며, 멀티미디어 데이터 요구사항에 맞춰 전송속도를 증가시킨 변조 방식이 바람직하다.

QPSK에서는 I 채널과 Q 채널 데이터가 동시에 극성이 변하는 경우 변조된 신호는 180° 의 위상 천이가 생겨서 스펙트럼에서 고주파 성분이 많이 생성된다. Offset-QPSK(OQPSK)에서는 I 채널과 Q 채널 신호 사이에 오프셋을 두어 180° 의 위상 변화는 발생하지 않지만 구형파로 펄스 정형을 하기 때문에 부엽의 크기가 상당히 크다는 단점이 있다. Quadrature-quadrature phase shift keying(Q²PSK)방식은 직교 반송파($\cos 2\pi f_c t$ 및 $\sin 2\pi f_c t$)뿐만 아니라 데이터 펄스도 직교하는 파형($\cos(\pi t/2T)$ 및 $\sin(\pi t/2T)$)을 사용함으로써 이중 다중화 효과를 얻을 수 있어서 QPSK보다 더 높은 대역폭 효율을 얻을 수 있다^[1]. Q²PSK의 스펙트럼은 MSK보다 주엽의 폭이 절반으로 감소하지만 부엽의 크기가 여전히 커서 대역 외 간섭이 크다는 단점이 있다.

MSK는 OQPSK에서 데이터 펄스를 구형파 대신 반파장 정현파를 사용한 변조 방식으로 볼 수 있는 한편, 변조된 신호의 위상이 연속적으로 변하기 때문에 연속 위상변조(continuous phase modulation: CPM) 변조방식으로 분류된다^[2]. MSK는 OQPSK에 비하여 주엽의 폭은 약 1.5배 넓지만 부엽의 크기가 큰 폭으로 감소하여 스펙트럼 사용 효율이 더 우수하며, CPM 변조의 특성으로서 전송 신호의 진폭이 일정하다는 장점이 있다^[2~5].

CPM 변조로 본 MSK에서 주파수 펄스를 가우시안 저역통과필터(LPF)로 펄스정형함으로써 위상 변화를 부드럽게 만든 변조 방식이 GMSK이다^[6]. 주파수 펄스의 길이가 심볼 길이보다 커서 심볼간 간섭이 발생하여 MSK에 비해 약간의 비트오율 성능 열화가 발생하지만 부엽 크기가 크게 감소하여 높은 대역폭 효율을 얻을 수 있어서 여러 이동통신 표준에 채택되었다.

^[7]에서 제안된 quadrature MSK (QMSK) 변조 방식은 차동부호화 직렬 구조의 MSK 변조기를 정현파 기반 및 여현파 기반으로 구성하고, 두 개의 MSK 신호를 다중화하여 전송하는 방식이다. QMSK를 Q²PSK와 비교하면, 주엽의 폭은 약 $0.375 T_b$ 로 동일하지만 부엽이

억제되어 더 높은 스펙트럼 효율을 얻을 수 있다.

MSK보다 부엽 억제 특성이 우수한 GMSK를 다중화한 quadrature multiplexed GMSK (QM-GMSK)는 Q²PSK나 QMSK보다 주엽의 폭은 약 $0.125 T_b$ 정도 크지만 부엽이 크게 억제되므로 실제 스펙트럼 효율이 상대적으로 더 높다^[8~9]. QM-GMSK에서 기저대역 펄스를 반파장 정현파의 제곱으로 근사화시키면 가우시안 LPF를 펄스정형필터로 사용하지 않고 송신기를 구현할 수 있어서 구조가 간단해지는데, 이것이 ^[10]에서 제안된 offset-Q²PSK(OQ²PSK)이다. OQ²PSK는 별도의 필터 사용이 요구되지 않으면서 QM-GMSK와 유사한 스펙트럼 특성을 갖는 장점이 있다.

본 논문에서는 OQ²PSK에서 심볼 길이보다 긴 RC 및 SRC 펄스를 사용하여 중첩 펄스정형함으로써 OQ²PSK보다 스펙트럼 특성을 개선시킨 기법을 제안한다. 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 GMSK 2개를 다중화하는 QM-GMSK를 살펴보고, III장에서는 OQ²PSK의 송신기 구조와 스펙트럼 특성에 대해 알아본다. IV장에서는 제안된 펄스 정형 기법을 적용한 OQ²PSK의 스펙트럼 특성과 비트오율 성능 분석 결과를 제시한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. QM-GMSK 변조

GMSK는 CPM 변조의 특수 경우로서 주파수 펄스를 가우시안 LPF로 펄스정형 함으로써 위상 변화를 부드럽게 하여 MSK에 비해 좀더 높은 부엽 억제 특성이 얻어진다. GMSK의 송신기는 CPM의 전통적인 FM 변조기를 사용하여 구현하는 대신 위상 정보를 담고 있는 기저대역의 I 및 Q 신호를 생성하여 직교 구조(quadrature form) 형태로써 구현할 수 있다^[11]. QM-GMSK는 GMSK를 직교 다중화한 변조방식으로 GMSK의 스펙트럼 특성을 유지하면서 높은 데이터율을 제공한다^[8]. 따라서 MSK에 비해 높은 부엽억제 성질과 함께 높은 데이터율이 가능하여 스펙트럼 사용 효율이 높다. 비트오율 성능은 BFSK의 최적 비트오율 성능과 대등함이 보고되어 있다^[9].

1. QM-GMSK의 송신기

그림 1에 QM-GMSK 송신기의 구조를 보인다.

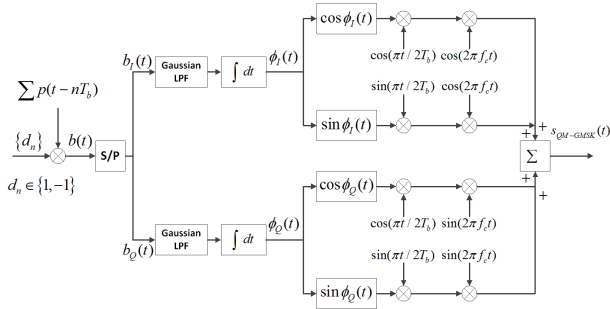


그림 1. QM-GMSK의 송신기
Fig. 1. Transmitter of QM-GMSK.

NRZ(Non-Return to Zero) 부호화된 정보 데이터 신호가 송신기에 입력되면 직병렬변환기를 거쳐 홀수 비트열과 짝수 비트열 신호는 각각 $b_I(t)$ 와 $b_Q(t)$ 를 생성한다. 여기서 $b_I(t)$ 와 $b_Q(t)$ 는 펄스폭이 비트 구간(T_b)의 두 배인 구형 펄스이며, 가우시안 LPF에 입력되어 펄스 정형된다.

가우시안 LPF의 임펄스 응답은 다음과 같으며, 여기서 B 는 필터의 3 dB 대역폭을 의미한다.

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2 t^2}{\alpha}\right), \alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \quad (1)$$

GMSK 변조에서 주파수 펄스 $g(t)$ 와 위상궤적함수 $q(t)$ 는 다음과 같은 관계를 가진다.

$$g(t) = g_{RECT}(t) * h_G(t) = \frac{1}{2T_b} \int_{t-T_b}^t h_G(\tau) d\tau = \frac{1}{2T_b} \left[Q\left(\frac{2\pi B(t-T_b)}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right] \quad (2)$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau$$

여기서 $g_{RECT}(t)$ 는 펄스폭이 $2T_b$ 인 구형 펄스이며, $Q(\cdot)$ 는 다음과 같이 정의되는 함수이다.

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\lambda^2}{2}} d\lambda \quad (3)$$

그림 1에 보인 QM-GMSK 송신기에서 $b_I(t)$ 와 $b_Q(t)$ 를 가우시안 LPF로 펄스정형하고 적분하여 만들어지는 위상궤적함수를 다음과 같이 정의하자. 여기서 d_n 은 양극성 부호화된(± 1) n 번째 비트를 의미한다.

$$\phi_I(t) = \pi \sum_n d_n^I \cdot q(t - nT_b)$$

$$\phi_Q(t) = \pi \sum_n d_n^Q \cdot q(t - nT_b) \quad (4)$$

$\phi_I(t)$ 와 $\phi_Q(t)$ 는 quadrature 형태로 변조되는데, 반송파와 곱해지기 전에 $\cos\phi(t)$ 와 $\sin\phi(t)$ 는 각각 $C(t) = \cos(\pi t / 2T_b)$ 및 $S(t) = \sin(\pi t / 2T_b)$ 와 곱해진다. 이렇게 함으로써 샘플링 순간(T_b 의 정수배)마다 서로의 직교성이 보장된다. QM-GMSK 전송 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_{QM-GMSK}(t) = s_I(t)\cos(2\pi f_c t) + s_Q(t)\sin(2\pi f_c t)$$

$$s_I(t) = \cos\phi_I(t) \cdot C(t) + \sin\phi_I(t) \cdot S(t) \quad (5)$$

$$s_Q(t) = \cos\phi_Q(t) \cdot C(t) + \sin\phi_Q(t) \cdot S(t)$$

2. QM-GMSK 파형의 근사화 및 전력 스펙트럼

QM-GMSK는 부분응답 변조(partial response modulation) 방식이기 때문에 변조된 신호의 파형은 해당 비트뿐만 아니라 인접 비트들의 값으로부터도 영향을 받는다. [9]에서는 QM-GMSK의 기저대역 펄스 파형, 즉 $\cos\phi(t)C(t)$ 및 $\sin\phi(t)S(t)$ 을 연속한 데이터 비트들의 상태에 따라 구하였다. 기저대역 펄스 파형의 모양은 인접한 세 비트의 상태에 따라 결정되는데, 두 종류($p_I(t)$ 및 $p_D(t)$)로 근사화하여 수신기의 비트오율 성능과 전력스펙트럼밀도(PSD)를 제시하였다. $p_I(t)$ 는 인접 비트가 동일한 경우 발생하는 신호이며 $p_D(t)$ 는 인접 비트가 다른 경우에 발생하는 파형이다. 근사화된 $s_I(t)$ 와 $s_Q(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_I(t) \approx \sum_n a_n^I \cdot p_I(t - nT_b), s_Q(t) \approx \sum_n a_n^Q \cdot p_I(t - nT_b) \quad (6)$$

여기서 a_n 은 정보 비트열 d_n 을 차동 부호화한 비트열이다.

그림 2에 QM-GMSK의 PSD를 MSK, QMSK, Q2PSK와 비교하여 보인다. 여기서 QM-GMSK의 PSD는 컴퓨터로 계산된 평균 periodogram이다. [9]에서는 기저대역 펄스의 근사화를 사용하여 구한 이론적인 PSD를 제시하고 있다. 그림 2를 보면 QM-GMSK PSD의 주엽은 $0.5/T_b$ 로 $0.375/T_b$ 인 QMSK나 Q2PSK에 비하여 다소 넓지만 부엽의 크기가 대폭 억

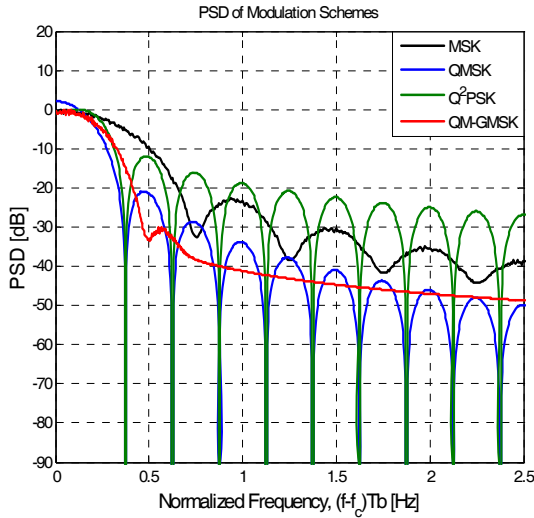


그림 2. QMSK, Q²PSK 및 QM-GMSK의 PSD
 Fig. 2. The power spectral density of QMSK, Q²PSK, and QM-GMSK.

제된 것을 관찰할 수 있다.

III. OQ²PSK 변조

[9]에서 수행한 QM-GMSK 신호의 분석에서 기저대역 펄스 파형, 즉 $p_I(t)$ 및 $p_D(t)$ 를 한 단계 더 근사화하여 $\cos^2(\pi t/2T_b)$ 형태로 표현하면 송신기에서 Gaussian 필터의 사용이 요구되지 않고, 수신기에서도 차동복호화 과정이 필요하지 않게 되는데, 이 방식이 [10]에서 제안된 OQ²PSK이다. 이번 장에서는 OQ²PSK의 송수신기 구조와 스펙트럼 특성에 대해 살펴본다.

1. OQ²PSK의 송신기

QM-GMSK는 인접 비트가 동일한 경우에는 $p_I(t)$ 를 선택하고, 다른 경우에는 $p_D(t)$ 를 선택하여 직교변조하는 방식으로 근사화할 수 있다[9]. 기저대역 펄스 $p_I(t)$ 및 $p_D(t)$ 의 파형은 인접한 비트들의 상태에 따라 다르지만 $\cos^2(\pi t/2T_b)$ 의 수식에 매우 근접하다[12]. $p_I(t)$ 나 $p_D(t)$ 를 $\cos^2(\pi t/2T_b)$ 로 대체한 것은 정보

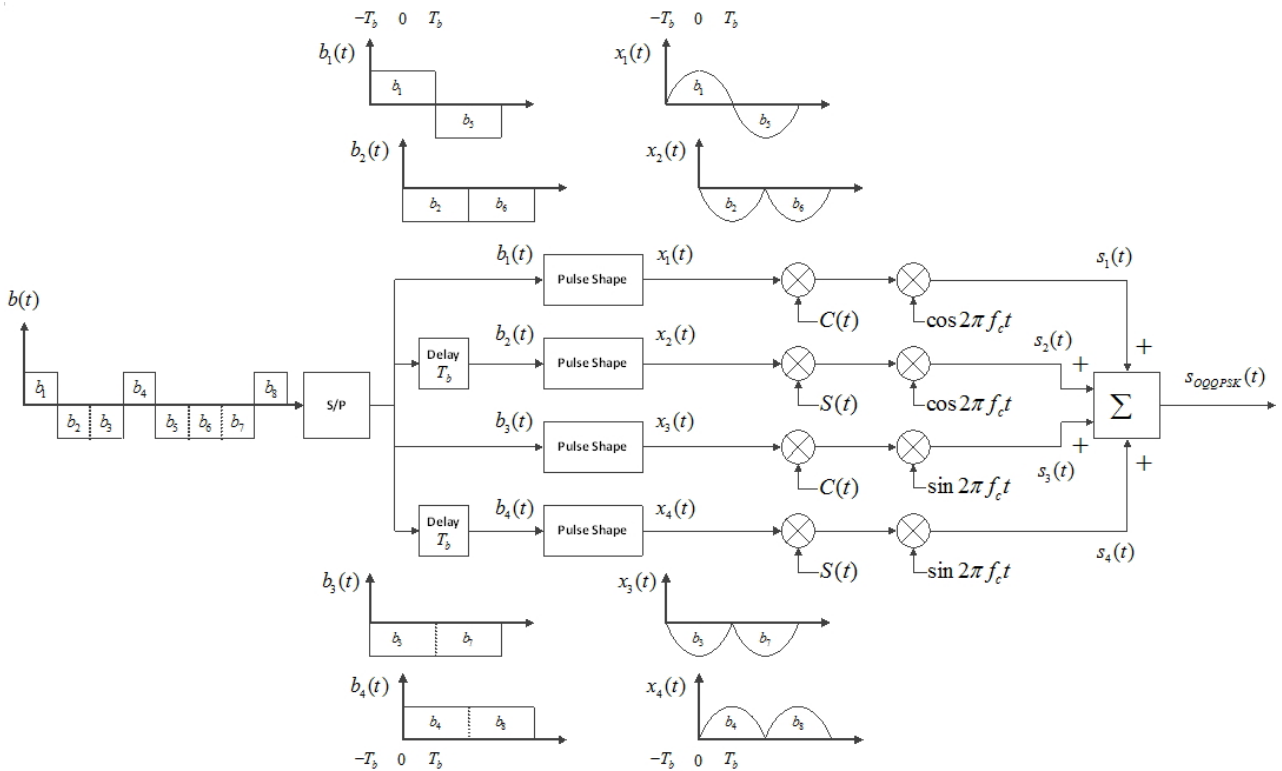


그림 3. OQ²PSK의 송신기
 Fig. 3. Transmitter of OQ²PSK.

데이터 신호열에 대해 $\cos(\pi t/2T_b)$ 로 펄스 정형하고 Q2PSK 변조한 것과 동등하다^[12]. 이와 같은 구조로 송신기를 구현하면 가우시안 LPF를 사용하지 않아도 되므로 필터 특성으로 인한 신호의 왜곡을 방지할 수 있고 송신기 구조가 간단해진다. 송신 신호를 발생시킬 때, 입력 비트열 일부를 지연시키고, $2T_b$ 를 반과장으로 정형과로 펄스 정형한 후 Q2PSK 변조기에 입력하는 방식이 [9]에서 제안한 OQ2PSK이며, 그림 3에 OQ2PSK 송신기의 구조를 보인다.

I 채널의 입력 데이터로부터 펄스 폭이 $2T_b$ 인 $b_1(t)$ 및 T_b 만큼 지연된 $b_2(t)$ 가 생성되며, $2T_b$ 를 반과장으로 하는 정형과 $p_C(t)$ 및 $p_S(t)$ 로써 펄스정형되어 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 가 만들어진다. 즉

$$x_1(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot p_C(t - 2nT_b) \quad (7)$$

$$x_2(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot p_S(t - 2nT_b) \quad (8)$$

여기서 d_n^1 과 d_n^2 는 I 채널의 홀수 비트열과 짝수 비트열 데이터를 나타내며, $p_C(t)$ 와 $p_S(t)$ 는 다음과 같다.

$$p_C(t) = \begin{cases} \cos(\pi t / 2T_b), & -T_b \leq t \leq T_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

$$p_S(t) = \begin{cases} \sin(\pi t / 2T_b), & 0 \leq t \leq 2T_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

같은 방법으로 Q 채널의 입력 데이터로부터 다음과 같은 $x_3(t)$ 와 $x_4(t)$ 가 만들어진다.

$$x_3(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^3 \cdot p_C(t - 2nT_b) \quad (11)$$

$$x_4(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^4 \cdot p_S(t - 2nT_b) \quad (12)$$

여기서 d_n^3 과 d_n^4 는 Q 채널의 홀수 비트열과 짝수 비트열 데이터를 나타낸다.

그 다음 $x_1(t) \sim x_4(t)$ 가 Q2PSK 변조되어 전송된

다. 즉 각 채널의 홀수 비트열 신호 $x_1(t)$ 와 $x_3(t)$ 는 $C(t) = \cos(\pi t/2T_b)$ 를 곱하고, 짝수 비트열 신호 $x_2(t)$ 와 $x_4(t)$ 는 $S(t) = \sin(\pi t/2T_b)$ 를 곱하며, I 채널 신호는 $\cos 2\pi f_c t$ 로 변조하고 Q 채널 신호는 $\sin 2\pi f_c t$ 로 변조하여 전송한다. 송신 신호를 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_{OQ^2PSK}(t) &= s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + s_4(t) \\ &= \{x_1(t)C(t) + x_2(t)S(t)\} \cos 2\pi f_c t \\ &\quad + \{x_3(t)C(t) + x_4(t)S(t)\} \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (13)$$

2. OQ²PSK의 수신기

OQ²PSK의 수신기 구조는 그림 4와 같다.

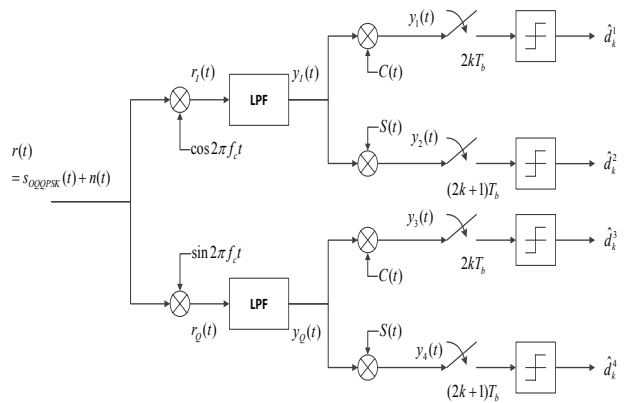


그림 4. OQ²PSK의 수신기
Fig. 4. Receiver of OQ²PSK.

수신기의 복조 원리를 설명하기 위해 수신기에서는 이상적인 LPF를 사용하고, 잡음의 영향이 없다고 가정하자.

수신기에 입력되는 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) &= s_{OQ^2PSK}(t) \\ &= \left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot p_C(t - 2nT_b) \right\} \cos(\pi t/2T_b) \cos 2\pi f_c t \\ &\quad + \left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot p_S(t - 2nT_b) \right\} \sin(\pi t/2T_b) \cos 2\pi f_c t \\ &\quad + \left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^3 \cdot p_C(t - 2nT_b) \right\} \cos(\pi t/2T_b) \sin 2\pi f_c t \\ &\quad + \left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} d_n^4 \cdot p_S(t - 2nT_b) \right\} \sin(\pi t/2T_b) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (14)$$

I 채널과 Q 채널의 복조 과정이 동일하므로 I 채널에 대해서만 기술한다. $r(t)$ 에 $\cos 2\pi f_c t$ 를 곱한 신호를 $r_I(t)$ 라 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_I(t) = & \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot p_C(t-2nT_b) \right\} \cos(\pi/2T_b) \cos^2 2\pi f_c t \\ & + \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot p_S(t-2nT_b) \right\} \sin(\pi/2T_b) \cos^2 2\pi f_c t \\ & + \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^3 \cdot p_C(t-2nT_b) \right\} \cos(\pi/2T_b) \sin 2\pi f_c t \cdot \cos 2\pi f_c t \\ & + \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^4 \cdot p_S(t-2nT_b) \right\} \sin(\pi/2T_b) \sin 2\pi f_c t \cdot \cos 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (15)$$

다음으로 $r_I(t)$ 에 LPF 통과시킨 출력 $y_I(t)$ 는 고주파 성분이 제거되어 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_I(t) = & \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot p_C(t-2nT_b) \right\} \cos(\pi/2T_b) \\ & + \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot p_S(t-2nT_b) \right\} \sin(\pi/2T_b) \end{aligned} \quad (16)$$

LPF 출력 $y_I(t)$ 에 반파장 정현파 $C(t)$ 와 $S(t)$ 를 곱한 신호를 각각 $y_1(t)$, $y_2(t)$ 라 하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_1(t) = & \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot p_C(t-2nT_b) \right\} \cos^2(\pi/2T_b) \\ & + \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot p_S(t-2nT_b) \right\} \sin(\pi/2T_b) \cos(\pi/2T_b) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} y_2(t) = & \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot p_C(t-2nT_b) \right\} \cos(\pi/2T_b) \sin(\pi/2T_b) \\ & + \frac{1}{2} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot p_S(t-2nT_b) \right\} \sin^2(\pi/2T_b) \end{aligned} \quad (18)$$

$y_1(t)$ 는 T_b 의 짝수 배마다 샘플링 후 비트 결정을 하며, $y_2(t)$ 는 T_b 의 홀수 배마다 샘플링하고 비트 결정을 하여 복호하면 된다. 샘플링 순간마다 cosine과 sine이 직교하므로 상관수신기를 사용하는 경우 BFSK와 동일한 비트오율 성능을 얻을 수 있다고 보고되어 있다 [10].

3. OQ²PSK의 전력 스펙트럼 밀도

그림 5에 여러 변조 방식들의 PSD를 비교하여 보인다. OQ²PSK의 주엽의 폭은 Q²PSK나 QMSK보다 약

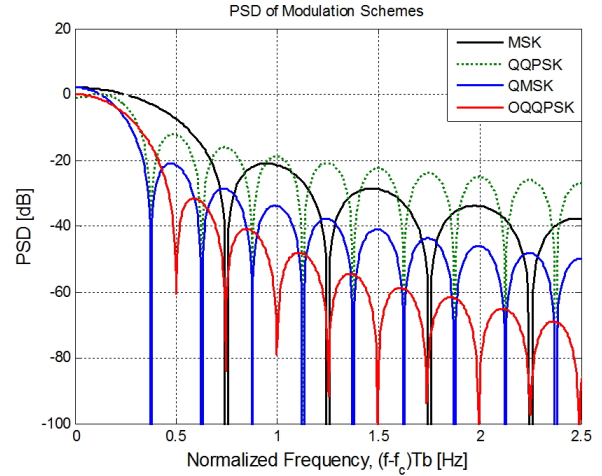


그림 5. MSK, Q²PSK, QMSK, OQ²PSK의 전력 스펙트럼 밀도

Fig. 5. The power spectral density of MSK, Q²PSK, QMSK, and OQ²PSK.

0.125 T_b 정도 크지만 부엽의 크기가 상대적으로 가장 작으므로 스펙트럼 사용 효율은 OQ²PSK가 가장 우수하다는 것을 알 수 있다.

또한 MSK의 경우 약 1.2 T_b 의 대역 내에 신호 전력의 99%가 포함되어 있으며^[2], Q²PSK는 1.2 T_b 의 대역에 약 91.13%가 포함되어 있다^[1]. 그러므로 MSK는 Q²PSK보다 더 압축된 스펙트럼 모양을 가지지만 Q²PSK의 데이터 전송속도는 MSK의 2배이므로 대역폭 효율은 Q²PSK가 더 우수하다. OQ²PSK는 약 0.7 T_b 에 99%의 전력이 포함되므로 Q²PSK보다 압축된 스펙트럼 모양을 가지며 데이터 전송속도는 MSK의 2배이므로 대역폭 효율이 뛰어나다.

IV. RC 펄스를 사용하여 중첩 펄스 정형한 OQ²PSK

III 장에서는 Q²PSK나 QMSK보다 주엽의 폭은 약 0.125 T_b 정도 넓지만 부엽의 크기가 크게 억제되어 실제 스펙트럼 효율이 우수한 OQ²PSK에 대하여 살펴보았다. 이 방식은 인접 채널 간 간섭이 적으며 데이터 전송률도 MSK보다 2배 빠르므로 여러 무선 기기들이 공존하는 ISM 대역에서 사용하기에 유리하다. 이번 장에서는 OQ²PSK와 주엽의 폭은 유사하면서 부엽의 크기를 더 억제시키는 방식을 제안한다. 제안된 방식에서는

OQ²PSK에서 사용하는 반파장 정현파의 펄스 정형 대신 심볼 길이보다 큰 RC(Raised Cosine) 형태의 펄스를 중첩시켜 펄스 정형을 한다.

1. 제안된 방식의 스펙트럼 특성

제안된 방식의 송신기 구조는 그림 3의 OQ²PSK와 동일하며, 펄스 정형 필터의 임펄스 응답이 기존의 심볼 길이 대신에 두 배 길이의 RC 또는 SRC (Squared Raised Cosine) 파형을 사용한다. RC 및 SRC 필터의 임펄스 응답은 다음 식과 같으며, 이 논문에서는 RC 필터 위주로 설명을 한다.

$$q_{RC}(t) = \left[\cos\left(\frac{\pi}{4T_b}\right) \right]^2, \quad -2T_b \leq t \leq 2T_b \quad (19)$$

$$q_{SRC}(t) = \left[\cos\left(\frac{\pi}{4T_b}\right) \right]^4, \quad -2T_b \leq t \leq 2T_b \quad (20)$$

네 개의 채널에서 펄스 정형된 신호는 아래 식과 같다. 여기서 d_n^i 는 i 번째 채널에 입력되는 부호화된 n 번째 양극성 데이터이다.

$$x_{RC1}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^1 \cdot q_{RC}(t - 2nT_b) \quad (21)$$

$$x_{RC2}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^2 \cdot q_{RC}(t - 2nT_b) \quad (22)$$

$$x_{RC3}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^3 \cdot q_{RC}(t - 2nT_b) \quad (23)$$

$$x_{RC4}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^4 \cdot q_{RC}(t - 2nT_b) \quad (24)$$

제안된 방식의 스펙트럼 특성을 살펴보자. 펄스 정형 필터의 임펄스 응답 길이가 심볼 길이 $2T_b$ 의 두 배이므로 특정 심볼 구간의 펄스 정형 출력은 그 심볼뿐만 아니라 인접 심볼 데이터에 의해서도 영향을 받는다. 펄스 정형된 파형 모양을 관찰하기 위해 $n=0$ 번째 데이터 구간의 펄스를

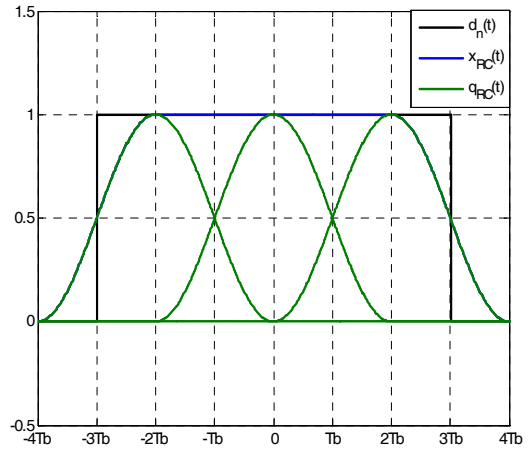


그림 6. $q_{RC}(t)$ 와 펄스 정형된 신호 $x_{RC}(t)$
Fig. 6. Waveforms of $q_{RC}(t)$ and pulse shaped output $x_{RC}(t)$.

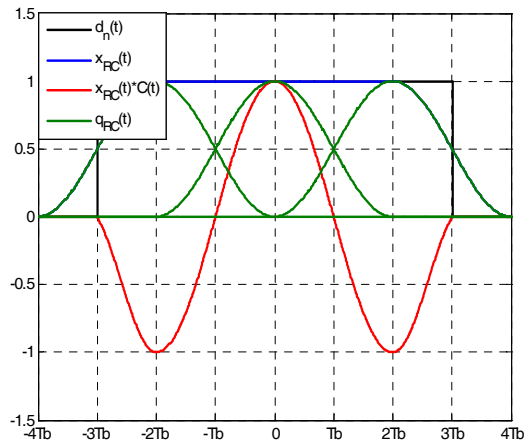


그림 7. $x_{RC}(t)\cos(\pi t/2T_b)$ 의 파형
Fig. 7. Waveform of $x_{RC}(t)\cos(\pi t/2T_b)$.

$$x_{RC1}(t) = \sum_{n=-1}^1 d_n^1 \cdot q_{RC}(t - 2nT_b) \quad (25)$$

와 같이 표현할 수 있으며, 펄스정형의 예를 그림 6에 보인다. 펄스정형된 신호에 $C(t) = \cos(\pi t/2T_b)$ 를 곱하는 과정을 그림 7에 보인다.

그림 8은 $x_{RC1}(t)C(t)$ 의 파형 예를 보인다. 이 신호는 펄스 폭이 $2T_b$ 인 기본 펄스 $p(t)$ 들의 열(train) 형태가 된다. 여기서 기저대역 기본 펄스 $p(t)$ 는 다음과 같이 정의한다.

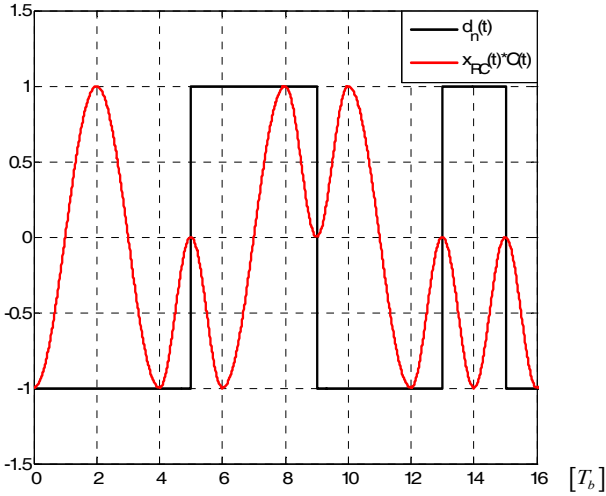


그림 8. 기본 펄스 $p(t)$ 들의 열
Fig. 8. Example of a train of elementary pulses.

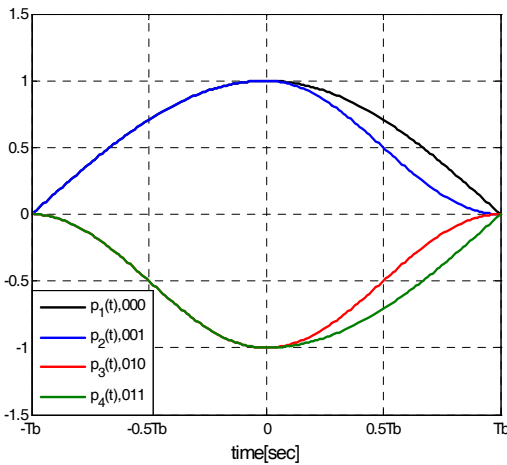


그림 9. RC 펄스로서 중첩 펄스정형한 OQ²PSK의 기저대역 기본 펄스 파형
Fig. 9. Baseband elementary pulse waveform of OQ²PSK with overlapped raised-cosine pulse shaping.

$$p(t) = \begin{cases} x_{RC1}(t) \cdot \cos(\pi t / 2T_b), & -T_b \leq t \leq T_b \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (26)$$

기저대역 기본 펄스는 인접한 세 개의 심볼 데이터에 의해 결정되므로 총 8가지 파형이 가능하다. 펄스의 모양이 같으면서 부호만 반대인 파형이 2개씩 존재하므로 세 개의 심볼로 이루어진 펄스의 모양은 총 4가지라 할 수 있다. 4가지의 기저대역 기본 펄스 파형을 각각 $p_1(t)$, $p_2(t)$, $p_3(t)$, $p_4(t)$ 라 하고 그림 9에 보인다.

기저대역 기본 펄스 $p_i(t)$ 의 푸리에 변환을 $P_i(f)$ 라

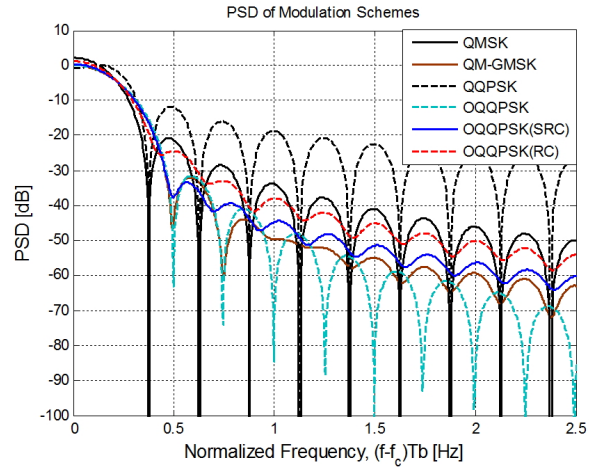


그림 10. RC 및 SRC 펄스로 중첩 펄스 정형한 OQ²PSK의 이론적인 PSD
Fig. 10. Theoretical PSD of theoretical OQ²PSK with overlapped raised-cosine pulse shaping.

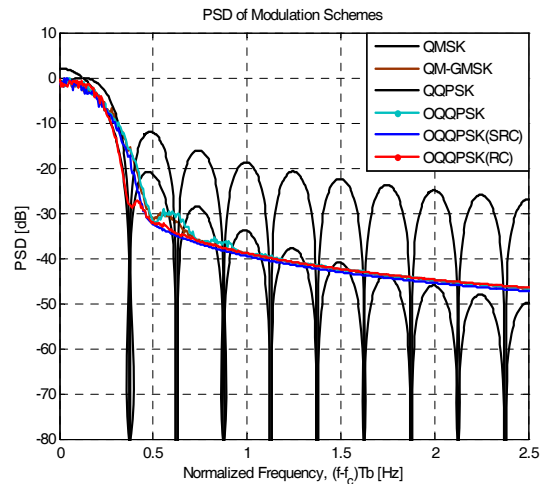


그림 11. 컴퓨터로 계산한 중첩 RC 펄스 정형된 OQ²PSK의 PSD
Fig. 11. Machine-computed PSD of OQ²PSK with overlapped raised-cosine pulse shaping.

하자. 4가지 펄스가 발생하는 통계적 확률이 동일하다고 가정하면 PSD는 다음과 같이 근사화가 가능하다.

$$P_{OQ^2PSK_RC}(f) \approx \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \frac{|P_i(f)|^2}{4T_b} \quad (27)$$

SRC 펄스를 사용한 OQ²PSK의 기저대역 기본 펄스를 정의하는 방법도 동일하므로 상세한 유도는 생략한다. 그림 10은 이론적으로 구한 전력 스펙트럼 밀도를 기존의 OQ²PSK, QMSK, Q²PSK와 비교하였다. 결과를

살펴보면 RC 펄스를 사용한 경우 주엽의 폭은 약 $0.375 T_b$ 로 QMSK나 Q^2 PSK와 동일하면서 부엽의 크기가 대폭 억제되어 대역폭 효율이 더 높다. SRC 펄스를 사용한 경우 주엽의 폭은 약 $0.5 T_b$ 로 기존의 OQ^2 PSK와 유사하나 첫 번째 부엽의 크기가 더욱 억제되는 것을 관찰할 수 있다.

그림 11은 컴퓨터를 사용하여 periodogram을 계산하여 얻은 PSD 결과이다. RC 및 SRC 펄스로써 중첩 펄스 정형한 OQ^2 PSK의 first-null 대역폭은 각각 $0.375 T_b$ 및 $0.5 T_b$ 로서 이론적 스펙트럼 결과와 일치하며, 부엽의 크기가 대폭 억제되는 것을 관찰할 수 있다. 그러므로 제안된 변조 방식을 사용하면 인접 채널 간 간섭이 감소하리라 예상할 수 있다.

2. 비트오율 성능

본 논문에서 제안된 변조 방식은 OQ^2 PSK와 동일한 구조의 송신기를 사용하여 구현할 수 있다. 펄스정형 필터의 임펄스 응답 모양과 길이는 다르지만 $C(t)$ 및 $S(t)$ 를 곱함으로써 지연된 심볼과 지연되지 않은 심볼 간 간섭이 0이 되므로 OQ^2 PSK와 같은 수신기를 사용하여 복조할 수 있다.

AWGN 환경에서 OQ^2 PSK는 동기식 BFSK와 동일한 비트오율 성능을 갖는 것이 보고되어 있다^[10]. 그림 12에는 본 논문에서 제안한 중첩 상승여현 펄스 정형된 OQ^2 PSK의 비트오율 성능을 시뮬레이션을 통해 분석한

결과를 보인다. RC 펄스를 사용한 경우나 SRC 펄스를 사용한 경우 비트오율 성능은 거의 유사한 것을 관찰할 수 있다. 두 경우 모두 OQ^2 PSK와 같이 동기식 BFSK와 대등한 성능이 얻어지는 것을 알 수 있다.

이와 같이 중첩 펄스 정형된 OQ^2 PSK 변조를 사용하면 대역 외 스펙트럼 억제 특성을 얻으면서 비트오율 성능은 BFSK와 같은 성능을 얻을 수 있어서, 밀집된 공간에 다수의 사용자가 존재하는 환경에서 적용이 가능하다.

V. 결 론

본 논문에서는 QMSK나 Q^2 PSK보다 부엽의 크기가 더욱 억제되어 스펙트럼 사용 효율이 우수한 중첩 RC 펄스 정형된 OQ^2 PSK 변조 기법을 제안하였다. 제안된 방식은 기존 OQ^2 PSK 수신기를 사용하여 복조할 수 있으며, 동일한 비트오율 성능이 얻어지는 것을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 제안된 방식은 기존 ISM 대역 WPAN 기기들이 사용하는 변조 방식에 비해 고속의 데이터를 전송할 수 있으면서 인접 채널 간 간섭을 크게 줄일 수 있다. 따라서 밀집 공간에 다수의 피코넷이 존재하는 WPAN의 새로운 변조 기법으로 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

REFERENCES

- [1] D. Saha and T. G. Birdsall, "Quadrature-quadrature phase-shift keying," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 37, pp. 437-448, May 1989.
- [2] S. Pasupathy, "Minimum shift keying: a spectrally efficient modulation," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 17, no. 4, pp. 14-22, July 1979.
- [3] C-E. Sundberg, "Continuous phase modulation," *IEEE Comm., Mag.*, vol. 24, pp. 25-38, Apr. 1986.
- [4] S. A. Granemeyer and A. L. McBride, "MSK and offset QPSK modulation," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-24, pp. 809-820.
- [5] R. E. Ziemer and C. R. Ryan, "Minimum-shift keyed modem implementations for high data rates," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 21, no. 7, pp. 28-37, Oct. 1979.
- [6] K. Murota and K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," *IEEE Trans.*

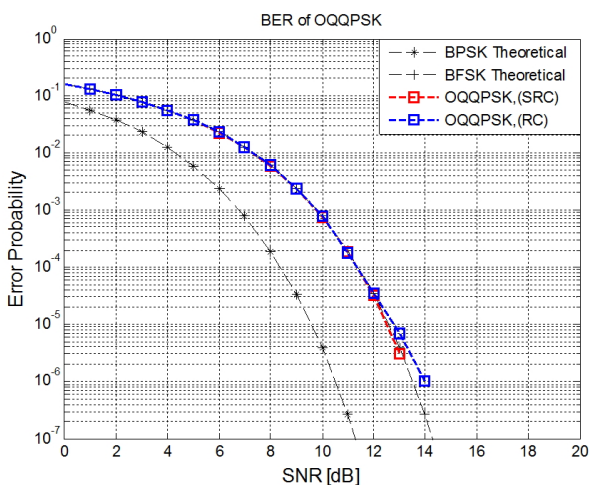


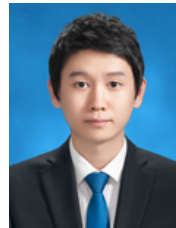
그림 12. 중첩 RC 펄스 정형 OQ^2 PSK의 비트오율 성능
Fig. 12. Bit error performance of OQ^2 PSK with overlapped raised-cosine pulse shaping.

- on *Comm.*, vol. COM-29, no. 7, pp. 1044-1050, Jul. 1981.
- [7] S. M. Ryu and C. K. Un, "A new data modulation method based on sinusoidal orthogonal waveforms and its applications," Ph. D thesis, KAIST, May 1985.
- [8] J. S. Han and M. J. Kim, "Quadrature multiplexed Gaussian minimum shift keying", in *Conf. on ICT Conv. 2012(ICTC 2012)*, Jeju, Oct. 2012.
- [9] J. S. Han and M. J. Kim, "BER Error Probability and Power Spectral Density of Quadrature Multiplexed GMSK", in *Conf. on ICT Conv. 2013(ICTC 2013)*, Jeju, Oct. 2013.
- [10] J. S. Han and M. J. Kim, "Offset Quadrature-Quadrature Phase Shift Keying with Half-Sine Pulse Shaping", in *Conf. on ICT Conv. 2013(ICTC 2013)*, Jeju, Oct. 2013.
- [11] M. K. Simon, *Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications*, Wiley, 2003, ch. 2.
- [12] J. S. Han, "A Study on Bandwidth Efficient Modulation Schemes for Wireless Personal Area Network," Master's thesis, Dept. Info. & Comm. Eng., Hankuk Univ. of Foreign Studies, Korea, 2014.

 저 자 소 개



전 상 엽(학생회원)
 2012년 한국외국어대학교 정보통신공학과 학사 졸업.
 2012년~현재 한국외국어대학교 정보통신공학과 석사과정.
 <주관심분야 : 통신신호처리, 무선통신, Localization>



정 재 경(학생회원)
 2013년 한국외국어대학교 정보통신공학과 학사 졸업.
 2013년~현재 한국외국어대학교 정보통신공학과 석사과정.
 <주관심분야 : WPAN, 무선통신, Sensor Network, 통신시스템>



김 명 진(정회원)-교신저자
 1982년 서울대학교 제어계측공과 졸업
 1984년 서울대학교 제어계측공학과 (공학석사)
 1992년 University of Minnesota, 전기공학과 (공학박사)
 1996년~현재 한국외국어대학교 정보통신공학과 교수
 <주관심분야 : WPAN, 무선통신, 통신신호처리>