

NLF를 이용한 광대역 PCS용 CE-OQPSK의 설계 및 제작

The Design and Implementation of CE-OQPSK using NLF for Wideband PCS

方成日*, 張弘株,**

(Sung-Il Bang and Hong-Ju Jang)

요 약

본 논문에서는 PSK 를 비선형증폭기에 적용하여 전력효율을 개선하고자 등포락선을 갖는 CE-OQPSK 를 설계하였다. 이의 실현을 위해서 비교적 전력소모가 적은 ROM 과 D/A 변환기를 사용하였다. CE-OQPSK 의 전력스펙트럼밀도를 기존의 OQPSK 와 비교한 결과 등포락선을 만들기 위한 계수 $\alpha = 0.707$ 인 경우 주로브와 부로브에서 각각 최대 5% 와 20% 의 대역효율의 개선을 보였으며 여기에 대역제한 필터를 추가하였을 경우 설계기준으로 설정한 FCC 무선 LAN 규격을 만족함을 보였다.

Abstract

In this paper, the CE-OQPSK that has constant envelope was designed for applying PSK to the nonlinear amplifier so as to improve power efficiency. For this realization, ROM and D/A converter that have relative low power consumption were used. As a result of comparing the PSD(power spectrum density) of CE-OQPSK with that of conventional OQPSK through simulation for estimating the performance, in case of correlation factor $\alpha = 0.707$, the improvement of bandwidth efficiency of 5% and 20% is achieved in the main lobe and the sidelobe, respectively. And, in case additional bandwidth-limiting-filter is added, it can be shown that the PSD of CE-OQPSK meet the FCC wireless LAN spectrum specification.

I. 서 론

이동통신 분야는 90년대 부터 크게 두가지 변화가 일어나고 있다. 첫째는 디지털 셀룰러 방식으로 전환하려는

움직임이고, 둘째는 대중의 요구를 충족하며 미래의 육상 이동통신(FPLMTS) 의 기반인 PCS를 조기에 개발 보급하려는 의도이다. 특히 다양한 정보를 제공하는 광대역 PCS 방식은 정보를 고속으로 처리해야 하기 때문에 저속 데이터 전송시에 문제가 되는 채널의 전달지연 뿐만 아니라 선형변조방식을 이용한 경우와 같은 대역효율을 유지해야 한다. 이를 위하여 PCS용으로 스펙트럼 효율이 우수한 OQPSK, $\pi/4$ -DQPSK 와 같은 선형변조방식을 채택하고 있다. 그러나 선형변조방식은 높은 대역효율을 유지하기 위하여 선형증폭을 하여야하는데, 이 경우 전력효율이 낮

* 檀國大學校 工科大学 電子工學科

(Dept. of Electronics Eng., Dankook Univ.)

** 仁川專門大學 工學部 電子工學科

(Dept. of Electronics Eng., Incheon Junior College)

※이 논문은 1996년도 단국대학교의 연구비에 의해 수행된 결과임.

接受日:1997年8月4日, 修正完了日:1997年10月21日

NLF를 이용한 광대역 PCS용 CE-OQPSK의 설계 및 제작

아지게 된다. 이와같이 전력효율이 낮아지면 단말기의 사용시간을 단축시키므로 선형변조방식의 전력효율을 높이고자 하는 연구가 반드시 필요하다.

비선형증폭은 선형증폭에 비해서 최소 3 dB 이상의 전력 소모량을 줄일 수 있기 때문에 선형변조된 신호의 포락선 형태를 등포락선으로 변환하여 비선형 증폭이 가능하다^[1,2,3]. 따라서 이에 대한 많은 연구가 이루어졌으며 연구 결과로는 TFM(Tamed-FM), GMSK(Gaussian Filterd Minimum Shift Keying), FQPSK-KF(Feher QPSK) 등이 있다^[4,5,6]. TFM 방식은 비선형증폭시에도 비교적 대역효율이 좋지만 DSP를 사용해야하므로 복조기의 구조가 매우 복잡해진다. 이의 개선책으로 K.Feher가 제안한 FQPSK-KF 변조방식이 있는데, 이는 ROM과 D/A(Digital to Analog) 변환기를 사용하는 방식으로 파형을 저장해둔 상태에서 제어신호에 의해 신호를 출력하므로 지터와 신호간섭이 작아지는 특징을 갖는다. 위의 방식들은 기존의 방식보다는 대역효율이 개선되었지만 대부분의 무선통신 시스템의 특성을 규정하는 FCC의 무선 LAN 스펙트럼 규격은 만족하지 못하고 있다^[6].

따라서 본 논문에서는 등포락선을 가지는 파형을 구하기 위해서 K.Feher가 제안한 상호상관법을 만족하는 파형패턴을 구하여 CE-OQPSK(Constant Envelope OQPSK)를 설계하였다. 그리고 이를 실현하기 위해서 위에 설명한 변조기의 구현 방법중 전력 소모가 적은 ROM과 D/A 변환기를 사용하였다. 그리고 K.Feher가 제안한 상호상관법의 알고리즘을 변형하여 FCC의 무선 LAN 규격을 만족하도록 하였다.

II. NLF를 이용한 CE-OQPSK 시스템

DS/CDMA 방식의 시스템에서 개선점으로 제기되고 있는 변조기의 전력효율이 개선에 관한 연구는 특히 변조기와 증폭기 분야에서 선형화란 주제로 연구가 진행되고 있다^[7,8].

OQPSK방식은 QPSK의 위상의 변화가 I, Q-채널중 한 채널에 의해서만 이루어지기 때문에 위상의 변화가 0°, ±90° 이내로 한정된다. 이에 따라 위상의 천이가 서서히 일어나 신호전송시 부로부(side lobe)의 스펙트럼을 보다 감소시킬 수 있으나 대역효율을 유지하기 위해서는 반드시 선형변조를 하여야한다.

OQPSK의 신호를 비선형증폭기로 증폭하는 경우 출력

파형을 I-채널과 Q-채널로 나누어 살펴보면 한 채널의 위상이 180° 바뀌어 NRZ의 경우 0 점을 통과하는 순간 다른 채널이 같은 위상변화를 하지 않을 때에는 진폭이 1에서 $\sqrt{2}$ 만큼 커져 등포락선을 이루는 누화(crosstalk) 현상이 발생한다^[1]. 비선형증폭기의 이러한 특성을 활용하여 변조신호를 등포락선화하여 비선형특성을 개선한 방식에는 TFM과 MSK가 있으며, 최근에는 누화를 적극적으로 활용하여 등포락선을 만드는 방식에는 FQPSK-KF가 있다^[3].

본 논문에서는 NLF(nonlinear filtering)의 일종인 상호상관방식을 OQPSK에 적용하여 신호열의 위상이 변할 때에는 정보신호에 정현 또는 여현신호를 곱하고 위상변화가 없을 때에는 등포락선을 만드는 파형을 곱하여 등포락선을 얻었다.

1. 비선형 증폭 채널 해석^[9]

OQPSK 변조후 전력증폭기로 입력되는 신호는 다음과 같다.

$$s_c(t) = I(t)\cos\omega_c t + Q(t-T_d)\sin\omega_c t \quad (1)$$

여기에서 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 I-채널 신호와 Q-채널 신호이고 ω_c 는 반송주파수이다

일반적으로 전력증폭기의 특성은 AM/AM 변환과 AM/PM 변환으로 나타낼 수 있다. 이때 증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 전달특성을 입력전압의 함수로 나타내면 다음과 같다.

$$F(r) = \frac{ar^n}{(1 + \beta r^2)^\nu} \quad (2)$$

여기서 r 은 입력신호의 전압진폭이고 a , β , n 및 ν 는 전력증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 특성곡선에서 곡선점합 방법을 이용하여 구할 수 있는 상수값이다. 이를 이용하여 구한 AM/AM 변환특성함수를 $f[\cdot]$ 로 놓고 AM/PM 변환특성을 함수 $g[\cdot]$ 라 하면 전력증폭기의 출력은 다음과 같다.

$$s_{NLA}(t) = f[I(t)]\cos(\omega_c t + g[I(t)]) + f[Q(t-T_d)]\sin(\omega_c t + g[Q(t)]) \quad (3)$$

윗식에서 알 수 있는 바와 같이 신호의 포락선과 위상은 입력신호의 순시진폭과 비선형 전력증폭기의 특성에 따라서 왜곡정도가 달라진다. 한편 증폭기의 입력전압에 따른 증폭특성을 측정한 데이터에 보간법을 적용하여 전력증폭기의 AM/AM 특성함수를 구하면 다음과 같다.

$$f(r) = 2.0915 \times r \quad (\text{입력전압이 } 3V \text{ 이하일때}) \quad (4)$$

$$f(r) = \frac{1355r^{4.11}}{(1 + 29.57r^2)^{2.11}} \quad (\text{입력전압이 } 3V \text{ 이하일 때}) \quad (5)$$

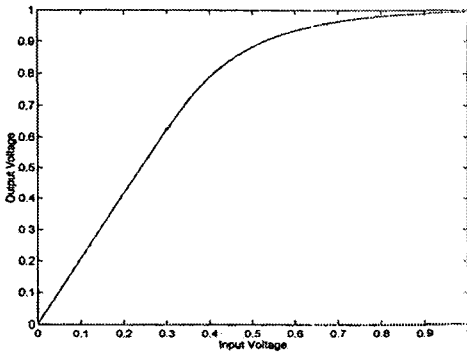


그림 1. 증폭기의 비선형 증폭특성
Fig. 1. Nonlinear amplitude characteristic of amplifier.

2. CE-OQPSK 파형의 생성

변조 포락선을 이루는 파형을 구하기 위해서 K.Feher는 다음과 같은 상호상관법을 적용하였다^[4].

- 1) I-채널이 0 인 경우 Q-채널은 최대값 1 을 갖는다.
- 2) I-채널이 0 이 아닌 경우 Q-채널은 1 에서 $1/\sqrt{2}$ 사이의 값을 갖는다.
- 3) Q-채널이 0 인 경우 I-채널은 최대값 1 을 갖는다.
- 4) Q-채널이 0 이 아닌 경우 I-채널은 1 에서 $1/\sqrt{2}$ 사이의 값을 갖는다.

일반적인 OQPSK의 변조신호는 식(1)과 같고, 이의 포락선을 구하면 다음과 같다.

$$e(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t - T_b)} \quad (6)$$

등포락선을 갖는 CE-OQPSK 파형을 구하기 위해서는 포락선의 크기가 항상 "1"이 되어야 한다. 이를 위해 K. Feher는 식 (1)에 $\omega = \pm 1 \pm \cos^2(\pi t/T_b)$ 를 곱하여 파형을 변형하였다[3]. 그러나 이 방식은 신호 열의 형태가 급격히 변화하는 경우 CE-OQPSK 파형이 불안한 특성을 갖는다.

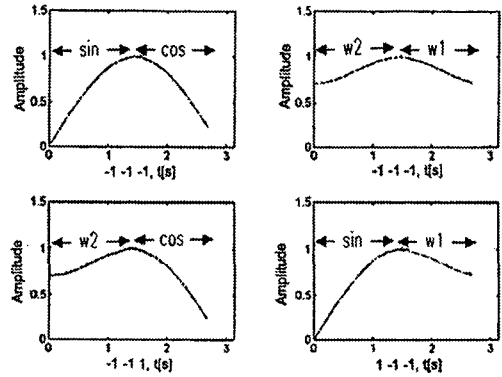


그림 2(a). 입력시퀀스에 따른 CE-OQPSK 의 파형패턴 (채널의 패턴변화 : 1 → -1 또는 -1 → 1)

Fig. 2(a). Waveform pattern of CE-OQPSK with input sequence. (pattern variation of channel : 1 → -1 or -1 → 1).

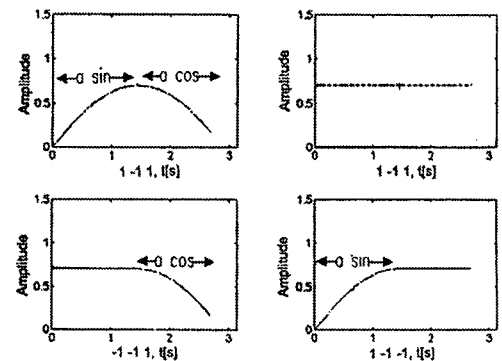


그림 2(b). 입력 시퀀스에 따른 CE-OQPSK 파형패턴 (채널의 패턴변화 1 → 1 또는 -1 → -1)

Fig. 2(b). Waveform pattern of CE-OQPSK with input sequence. (pattern variation of channel : 1 → 1 or -1 → -1).

본 논문에서는 신호 열의 형태에 따라서 식 (7)에서 보는 바와 같이 정현파와 여현함수를 적절히 선택함으로써 보다 완전한 등포락선을 갖는 OQPSK 신호를 구현하였다.

$$w_{1,3} = \pm\sqrt{1 - (a \times \cos(\pi t / T_s))^2},$$

$$0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (7a)$$

$$w_{2,4} = \pm\sqrt{1 - (a \times \sin(\pi t / T_s))^2},$$

$$0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (7b)$$

여기서 $\alpha = 0.707$ 이 되도록 하였다. 식 (7)을 이용한 시퀀스에 대한 CE-OQPSK의 파형패턴은 그림 2에서 보는 바와 같다.

그림 2(a)에서 왼쪽 상단의 파형이 선택되는 경우는 레지스터에 입력된 3 비트의 상태가 -1, -1, -1 이고 이때

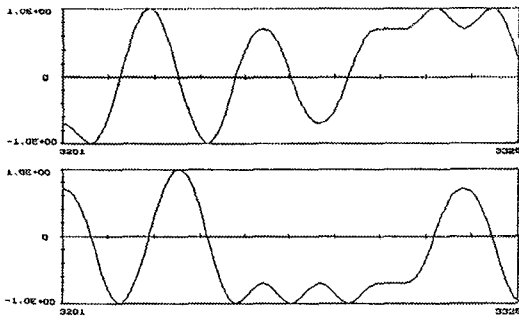


그림 3. CE-OQPSK의 I, Q-채널의 신호파형
Fig. 3. Signal waveform of I, Q-channel for CE-OQPSK.

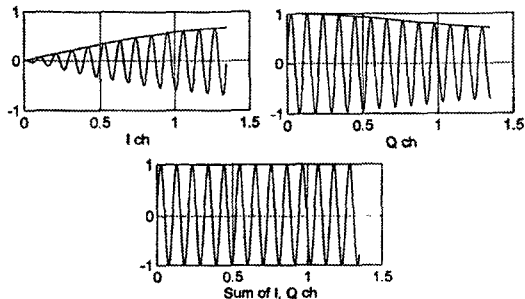


그림 4. 등포락선을 이루는 파형
Fig. 4. Constant envelop waveform.

다른 채널의 레지스터 값은 1, -1 또는 -1, 1 인 경우이다. 이상의 내용을 토대로 CE-OQPSK의 I-채널 및 Q-채널 파형을 시뮬레이션한 결과는 그림 3에서 보는 바와 같다. 그림 2에 보인 파형패턴을 그림 3의 I-채널과 Q-채널의 파형의 한 부분인 $a \times \sin$ 과 w_1 에 각각 $\sin(2\pi f_c t)$ 와 $\cos(2\pi f_c t)$ 를 곱한후 파형을 합성하면 그림 4에서 보는 바와 같이 등포락선이 됨을 알 수 있다.

III. CE-OQPSK 시스템의 성능고찰

1. CE-OQPSK의 스펙트럼 특성

FCC의 무선 LAN의 DS/SS 전기적 특성규격을 만족하면 대부분의 무선통신 시스템의 규격을 만족하므로 본 논문에서는 이를 적용하였다. 무선 LAN DS/SS를 위한 스펙트럼 마스크는 그림 5에서 보는 바와 같다.

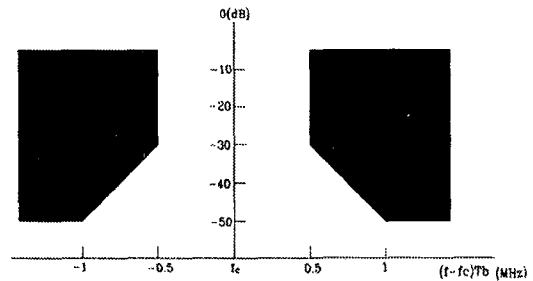


그림 5. FCC의 무선 LAN 스펙트럼 규격
Fig. 5. Radio LAN spectrum mask of FCC.

전력스펙트럼밀도를 관찰하기 위해서 시뮬레이션을 통하여 구한 파형을 고속푸리에변환(FFT) 하였다^[10,11]. 비선형증폭을한 경우 $\alpha = 0.707$ 인 CE-OQPSK와 NLF-OQPSK(Nonlinear filtered OQPSK)와 유사한 $\alpha = 1$ 인 경우의 스펙트럼은 그림 6에서 보는 바와 같다.

$\alpha = 0.707$ 인 경우의 스펙트럼은 $\alpha = 1$ 인 경우보다 -30 dBc 지점에서 20% 정도 스펙트럼 효율이 개선되었고 -50 dBc 지점에서는 동일한 스펙트럼 효율을 가졌다. 스펙트럼 기준에 적용하여 보면 -30. dBc 인 지점에서는 약 9 dB, -50 dBc 지점에서는 약 5 dB 규격을 벗어남을 확인하였다.

이를 개선하기 위하여 α 를 0.707 에서 0.9 로 변환하여 본 결과 그림 7에서 보는 바와 같이 주로브의 대역효율이 약 10% 정도 향상 됨을 알 수 있었다. 스펙트럼 기준에 비교하면 -30 dBc 지점에서 약 5 dB, -50 dBc 지점에서 약 3 dB 기준을 벗어났다. 따라서 이를 보상하여 주기 위한 NLF(비선형 대역제한필터)가 필요함을 알 수 있었다.

비선형 증폭을 하는 경우에 발생하는 부로브의 증가를 관찰해 보기 위해서 $\alpha = 0.9$ 인 경우에 선형증폭을 한 경우와 비선형 증폭을 한 경우의 전력스펙트럼은 그림 8에서 보는 바와 같다.

한편 비선형 증폭을 하는 경우 $\alpha = 0.9$ 인 CE-OQPSK 와 GMSK 의 스펙트럼을 비교한 결과는 그림 9와 같다. CE-OQPSK 는 전력밀도가 -30dBc 이상인 영역에서 GMSK 보다 약 5% 대역효율이 우수하였으나 부로브의 감쇄는 GMSK 가 더 우수함을 알 수 있었다.

앞의 결과에서 보았듯이 CE-OQPSK 의 스펙트럼이 FCC 의 무선 LAN 규격을 벗어나는 부분을 보상해 주기 위해서 raised-cosine 필터를 사용하였으며, 날카로운 차단 특성을 얻기위해 롤오프 파라미터 α 를 0.3 으로 하였다.

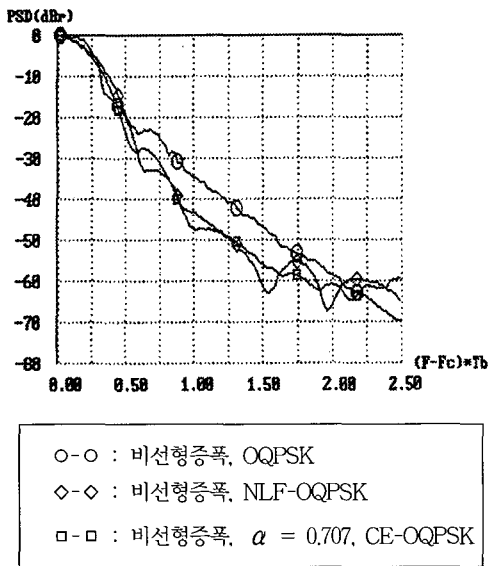


그림 6. CE-OQPSK 변조기의 비선형증폭시 전력스펙트럼밀도 ($\alpha = 0.707$)

Fig. 6. Power spectrum density of CE-OQPSK modulator with non-linear amplification ($\alpha = 0.707$).

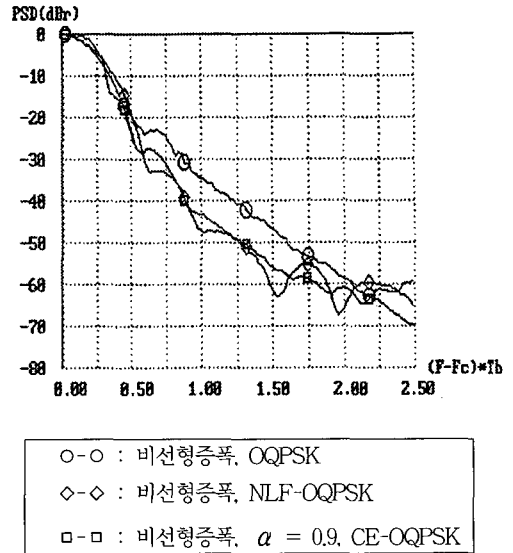


그림 7. CE-OQPSK 변조기의 비선형증폭시 전력스펙트럼밀도 ($\alpha = 0.9$)

Fig. 7. Power spectrum density of CE-OQPSK modulator with non-linear amplification ($\alpha = 0.9$).

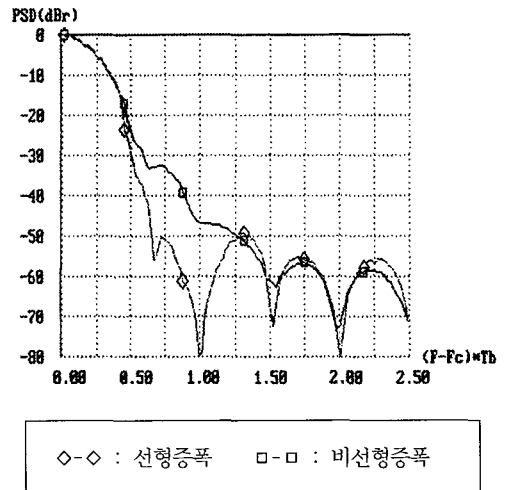


그림 8. CE-OQPSK 을 선형 및 비선형증폭시 전력스펙트럼밀도 ($\alpha = 0.9$)

Fig. 8. Power spectrum density of CE-OQPSK waveform with linear and nonlinear amplification.

CE-OQPSK의 전송율에 적합하도록 대역제한된 CE-OQPSK의 전력스펙트럼밀도는 그림 10에서 보는 바와 같다. 그림 10에서 보는 바와 같이 raised-cosine필터로 대역제한할 경우 FCC의 무선 LAN에 대한 스펙트럼규격을 만족하고 있음을 알 수 있다.

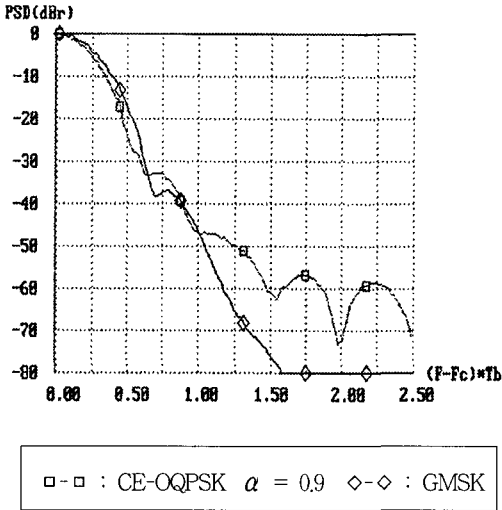


그림 9. CE-OQPSK와 GMSK의 비선형증폭시 전력스펙트럼밀도

Fig. 9. Power spectrum density of CE-OQPSK and GMSK with nonlinear amplification.

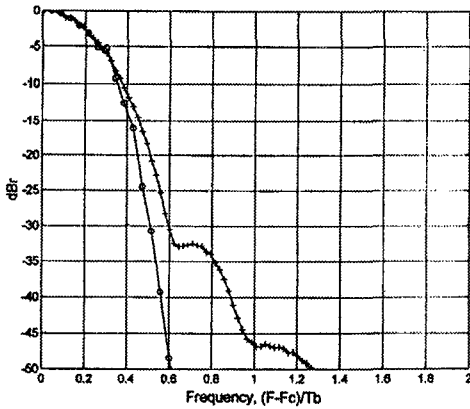


그림 10. 대역제한된 CE-OQPSK의 스펙트럼 특성

Fig. 10. Spectrum characteristic of bandlimited CE-OQPSK.

2. CE-OQPSK의 오율 특성

CE-OQPSK 신호를 비선형 증폭을 하거나 파형정형을 한 신호의 오율을 계산하는 것은 매우 복잡한 수치해석이 필요하기 때문에 본 절에서는 비교적 구조가 간단한 경관정 복조기를 사용하는 경우에 대해서 오율특성을 구하였다.

이와같이 경관정 복조기를 사용하는 경우에 오율은 수신 에러비트수와 수신된 전체비트수의 비로 나타낼 수 있다.

$$BER = \frac{\text{수신한에러비트의수}}{\text{수신한전체비트의수}} = \frac{N_e}{N_t} = \frac{N_e}{f_b \cdot t_o} \quad (8)$$

여기서 f_b 는 2진 신호의 데이터전송율이고 t_o 는 오율을 측정하는 시간이다.

이와 같은 방법으로 오율특성을 구했을 때 오율의 신뢰성을 보장하기 위해서 오류비트의 수 N_e 가 10을 넘을 때까지 측정 한 후에 평균을 취한다. 본 논문에서는 길이 4096의 PN코드를 반복사용하여 각 E_b/N_0 에 대해 오율을 측정하였다.

E_b 는 다음식으로 주어진다.

$$E_b = \left[\frac{(e_s)^2}{Z} \right] \frac{1}{f_b} \quad (9)$$

윗식에서 Z 는 신호의 제곱평균값 e_s 를 측정 한 지점의 임피던스이고 f_b 는 데이터전송율을 나타낸다. 같은 방법으로 잡음전력 N_0 를 구하면 다음과 같다.

$$N_0 = \left[\frac{(e_n)^2}{Z} \right] \frac{1}{BW_n} \quad (10)$$

여기서 e_n 은 잡음의 제곱평균값, Z 는 e_n 을 측정 지점의 임피던스, BW_n 은 측정 한 대역폭을 각각 나타낸다. BW_n 은 일반적으로 $2B_t$ (B_t : 베이스밴드 신호의 대역폭)보다 약간 크게 설정한다. 위 두식으로부터 E_b/N_0 를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{e_s^2}{e_n^2} \cdot \frac{BW_n}{f_b} \right)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(20 \log \frac{e_s}{e_n} + 10 \log \frac{BW_n}{f_b} \right) \quad (11)$$

이와같은 방법으로 오율특성을 구하기 위한 측정시스템의 블록도는 그림 11 에 보인 바와 같다. 일반적으로 개인휴대통신(PCS) 의 채널특성은 Rician 채널로 모델링된다. 그러나 본 논문에서는 CE-OQPSK 시스템을 선형증폭하는 경우와 비선형 증폭하는 경우의 차이점을 연구목표로 했으므로, 이를 가장 쉽게 규명할 수 있는 AWGN 채널환경을 설정하였다.

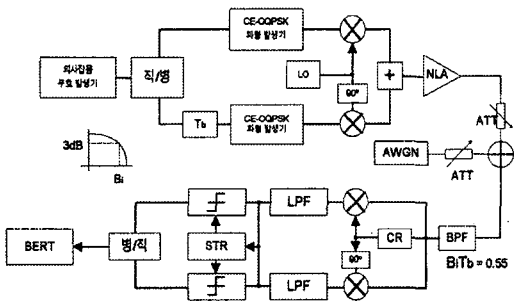


그림 11. 오율특성 측정을 위한 시스템 블록도
Fig. 11. System block diagram for BER measurements.

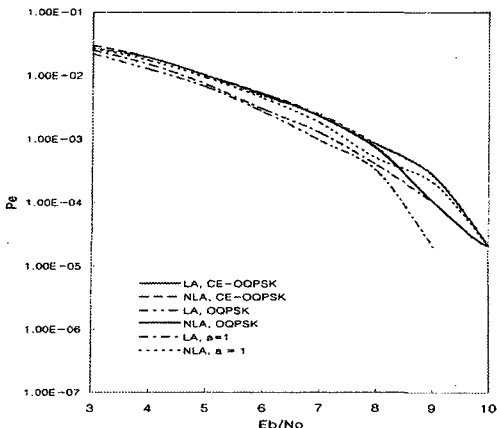


그림 12. CE-OQPSK 의 오율특성
Fig. 12. BER performance of CE-OQPSK modulation.

수신 데이터의 오류 발생확률은 식 (11)의 각 E_b/N_0 에 대하여 e_s 와 e_n 의 값을 정하여 수신하고 OQPSK

복조기에서 경관정을 하여 복조한 신호열을 원신호열과 비교하여 그 차이를 에러의 갯수로 하였다. 이와같은 방법으로 OQPSK 신호와 CE-OQPSK 신호를 선형증폭 했을때와 비선형 증폭했을때의 오율특성을 구한 결과는 그림 12에서 보는 바와 같다.

그림 12 에서 보는 바와 같이 동일한 오율을 얻기 위하여 선형증폭시 CE-OQPSK 의 $a = 0.707$ 인 경우는 $a = 1$ 인 경우에 비하여 E_b/N_0 가 0.5~0.7 dB 더 요구됨을 알 수 있다. 그리고 비선형 증폭시는 $a = 0.707$ 인 경우 $a = 1$ 인 경우보다 0.2 ~ 0.5 dB 의 E_b/N_0 가 더 필요함을 알 수 있다. 앞서 스펙트럼의 관찰을 통하여 예측한 바와 같이 등포락선을 갖는 변조신호가 비선형채널에서 영향을 덜 받는 것을 알 수 있다.

오율의 증가의 원인은 등포락선을 만들기 위한 신호 레벨의 감소와 비선형 C급 증폭으로 인한 신호의 왜곡으로 생각되나 선형증폭을 하는 경우에 대하여 비선형 증폭을 하는 경우 최소 3 dB 의 이득을 보장하고 있으므로 전체적으로는 약 2.5 dB 이상의 전력효율의 개선을 기대할 수 있다.

IV. CE-OQPSK 의 설계 및 제작

1. CE-OQPSK 의 구성

OQPSK 신호를 등포락선화하기 위한 CE-OQPSK 를 구현하기 위하여 그림 13에서 보는 바와 같이 시스템을 구성하였다. 변조기에 입력된 랜덤신호는 직렬/병렬 변환기에서 I-채널과 Q-채널로 나뉘어 진다. 앞서 설명한 바와 같이 I-채널과 Q-채널은 각각 한 비트씩 차례로 쉬프트 레지스터에 저장되고 입력비트의 형태에 따라 하나의 파형을 선택하게 되고 파형이 선택되면 동시에 카운터는 입력신호의 16 배의 클럭속도로 0 에서 15 까지 카운트하면서 16 개의 샘플값을 ROM 에서 출력하게 된다.

CE-OQPSK 의 전송속도는 625 kbps 로 하였다. 이 때 625 kbps 의 파형을 생성하기 위해서는 시스템의 클럭이 625 kHz 의 16 배인 5 MHz 가 된다. 시스템 클럭의 설정은 일반적으로 ROM 의 처리시간이 100 ns 이

NLF를 이용한 광대역 PCS용 CE-OQPSK 의 설계 및 제작

상이기 때문에 안정된 영역에서 시스템이 동작할 수 있도록 설정한 것이다.

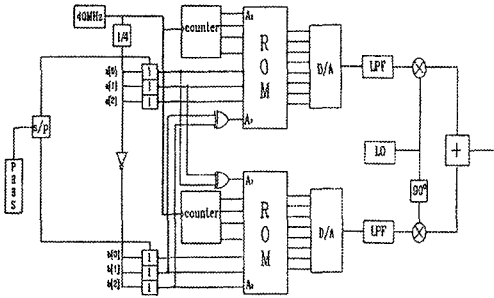


그림 13. CE-OQPSK 변조기 블록도
Fig. 13. CE-OQPSK modulator block diagram.

표 1. (a) CE-OQPSK 파형패턴을 위한 파라미터 값
(채널의 패턴변화: 1 → -1, 또는 -1 → 1)

Table 1. (a) Parameter values of CE-OQPSK waveform pattern (pattern variation of channel : 1 → -1 or -1 → 1).

f1	sin	f2	W2	f3	W2	f4	sin
128	10000000	218	11011010	218	11011010	128	10000000
152	10011000	219	11011011	219	11011011	152	10011000
175	10101111	223	11011111	223	11011111	175	10101111
197	11000101	229	11100101	229	11100101	197	11000101
216	11011000	236	11101100	236	11101100	216	11011000
232	11101000	243	11110011	243	11110011	232	11101000
244	11110100	249	11111001	249	11111001	244	11110100
252	11111100	253	11111101	253	11111101	252	11111100
	cos		W1		cos		
255	11111111	255	11111111	255	11111111	255	11111111
253	11111101	254	11111110	253	11111110	254	11111110
246	11101010	250	11110101	246	11110101	250	11110101
234	11101010	244	11110100	234	11110100	244	11110100
219	11011011	237	11101101	219	11101101	237	11101101
200	11001000	230	11100110	200	11100110	230	11100110
179	10110011	224	11100000	179	11100000	224	11100000
156	10011100	220	11011100	156	11011100	220	11011100
	-sin	f6	-W2	f7	-W2	f8	-sin
128	10000000	37	00100101	37	00100101	128	10000000
103	01100111	36	00100100	36	00100100	103	01100111
80	01010000	32	00100000	32	00100000	80	01010000
58	00111010	26	00011010	26	00011010	58	00111010
39	00100111	19	00010011	19	00010011	39	00100111
23	00010111	12	00001100	12	00001100	23	00010111
11	00001011	6	00000110	6	00000110	11	00001011
3	00000011	2	00000010	2	00000010	3	00000011
	-cos		-W1		-cos		
0	00000000	0	00000000	0	00000000	0	00000000
2	00000010	1	00000001	2	00000010	1	00000001
9	00001001	5	00000101	9	00001001	5	00000101
21	00010101	11	00001011	21	00010101	11	00001011
36	00100100	18	00010010	36	00100100	18	00010010
55	00100111	25	00010011	55	00100111	25	00010011
76	01001100	31	00011111	76	01001100	31	00011111
99	01100011	35	00100011	99	01100011	35	00100011

표 1. (b) CE-OQPSK 파형패턴을 위한 파라미터 값
(채널의 패턴변화 : 1 → 1, 또는 -1 → -1)

Table 1. (b) Parameter values of CE-OQPSK waveform pattern (pattern variation of channel : 1 → 1 or -1 → -1).

f11	$\alpha \times \sin$	f22	α	f33	α	f44	$\alpha \times \sin$
128	10000000	218	11011010	218	11011010	128	10000000
146	10010010	218	11011010	218	11011010	146	10010010
164	10100100	218	11011010	218	11011010	164	10100100
180	10110100	218	11011010	218	11011010	180	10110100
193	11000001	218	11011010	218	11011010	193	11000001
203	11001011	218	11011010	218	11011010	203	11001011
211	11010011	218	11011010	218	11011010	211	11010011
216	11011000	218	11011010	218	11011010	216	11011000
	$\alpha \times \cos$		α		$\alpha \times \cos$		α
218	11011010	218	11011010	218	11011010	218	11011010
216	11011000	218	11011010	216	11011000	218	11011010
212	11010100	218	11011010	212	11010100	218	11011010
205	11001101	218	11011010	205	11001101	218	11011010
195	11000011	218	11011010	195	11000011	218	11011010
182	10110110	218	11011010	182	10110110	218	11011010
167	10100111	218	11011010	167	10100111	218	11011010
149	10010101	218	11011010	149	10010101	218	11011010
	$-\alpha \times \sin$	f66	$-\alpha$	f77	$-\alpha$	f88	$-\alpha \times \sin$
128	10000000	37	00100101	37	00100101	128	10000000
109	01101101	37	00100101	37	00100101	109	01101101
91	01011011	37	00100101	37	00100101	91	01011011
75	01001011	37	00100101	37	00100101	75	01001011
62	00111110	37	00100101	37	00100101	62	00111110
52	00110100	37	00100101	37	00100101	52	00110100
44	00101100	37	00100101	37	00100101	44	00101100
39	00100111	37	00100101	37	00100101	39	00100111
	$-\alpha \times \cos$		$-\alpha$		$-\alpha \times \cos$		$-\alpha$
37	00100101	37	00100101	37	00100101	37	00100101
39	00100111	37	00100101	39	00100111	37	00100101
43	00101011	37	00100101	43	00101011	37	00100101
50	00100101	37	00100101	50	00100101	37	00100101
60	00111100	37	00100101	60	00111100	37	00100101
73	01001001	37	00100101	73	01001001	37	00100101
88	01011000	37	00100101	88	01011000	37	00100101
106	01101010	37	00100101	106	01101010	37	00100101

2. S/P 변환과 파형 선택 및 D/A 변환기

OQPSK 변조기에 입력된 신호는 파형선택 회로를 거치면서 전송속도는 반으로 줄고 Q-채널은 I-채널에 비해 90° 위상천이 된다. 변환된 I, Q-채널의 데이터는 파형선택을 위한 제어회로의 74HC164 쉬프트 레지스터에 차례로 입력된다. 이와 같이 입력된 쉬프트 레지스터의 3 비트의 정보의 형태와 다른 채널의 레지스터 정보의 형태에 따라서 파형을 선택한다. 이를 구현하기 위해서 74HC86 Exclusive-OR 를 사용하여 한 채널에서 데이터를 선택할 때 다른 채널에 위상변화가 없다면 0, 변화가 있다면 1 을 얻어 등포락선을 이루는데

필요한 파형을 얻도록 하였다. ROM의 상위 어드레스는 이와 같이 설정되고 하위 어드레스는 카운터에 의해서 설정된다.

한편, 입력파형의 데이터는 8비트 D/A 변환기에 적용할 수 있도록 블록화 하였다. 8비트의 해상도는 D/A 변환기 출력의 최대값과 최소값사이의 스텝수가 255개 임을 나타낸다. D/A 변환기는 NS(National Semiconductor)사의 DAC0800을 사용하였다. 기준 입력과 신호출력은 모두 전류모드에서 주어지며, 출력 전류는 거의 입력전류와 같아지기 때문에 출력전압을 간단히 계산할 수 있으므로 설계하기가 쉬운 변조기이다.

D/A 변환기에 입력되는 8비트의 데이터에 따라 등포락파형을 생성하기 위한 각 파라미터 값을 정확히 구하는 것이 필요한데 이의 정확한 값은 표 1에서 보는 바와 같다.

3. 대역제한 필터

CE-OQPSK의 대역폭을 625 kHz가 되도록 하면 312.5 kHz에서 전력스펙트럼 밀도가 FCC 규격을 약 9 dB 정도 벗어나게 된다. 이를 개선하기 위해서는 $\alpha = 0.3$ 인 2승 여현필터를 사용하여 대역을 제한하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 3dB 주파수가 225 kHz인 5차 Butterworth LPF를 설계하여 적용하였다.

실제로 5차 Butterworth LPF를 L, C를 이용한 개별 소자로 제작하였을 경우 L과 C의 Q값이 작기 때문에 설계한 것과 같은 특성을 기대하기는 어렵다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 지역에서도 높은 Q를 갖는 OP-amp를 사용하여 능동필터를 설계하였다. 능동필터는 L을 사용하지 않기 때문에 필터의 물리적 크기를 작게할 수 있다. 이와 같은 필터의 구조는 그림 14에 보인 바와 같다.

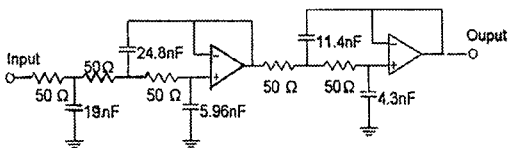


그림 14. 5차 Butterworth LPF의 구조
Fig. 14. Structure of 5th order Butterworth LPF.

4. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 설계한 시스템의 동작을 확인하기 위하여 입력신호를 16단 시프트레지스터를 갖는 PN 코드 발생기를 사용함에 따라 코드의 전체 길이는 65536이 되도록 하였다. 실제로 제작한 PN 코드의 전송속도는 625 kHz이 되도록 하였으며, 이의 출력파형은 그림 15에서 보는 바와 같다.

PN 코드가 그림 13에 보인 S/P 변환기 및 위상천이부를 거치면서 전송속도가 312.5 kHz인 I-채널신호와 90° 위상천이된 Q-채널신호로 변환된 후 파형선택회로로 공급된다. 그림 16의 첫 번째 파형은 PN 코드의 출력파형이고 두 번째는 I-채널의 파형이며 세 번째 파형이 90° 위상천이된 Q-채널의 파형이다.

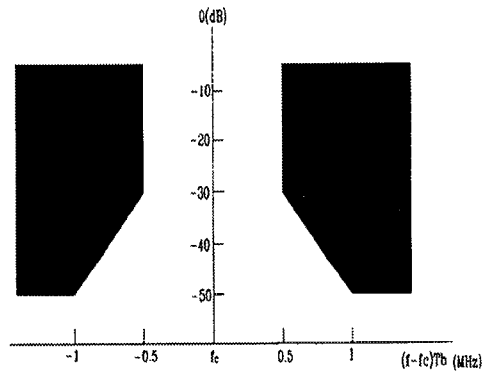


그림 15. PN 코드의 출력파형
Fig. 15. PN code output waveform.

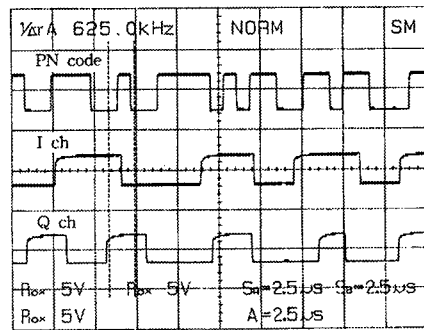


그림 16. S/P 변환 및 위상천이부 출력
Fig. 16. Output signal of S/P converter and phase shifter.

파형선택기에서는 쉬프트레지스터와 카운터에서 발생하는 ROM 의 어드레스는 74HC373 레치에서 $A_0 \sim A_7$ 이 동시에 ROM 에 전달되도록 타이밍이 조절된다. 이 경우 타이밍을 맞추기 위해서 Inverter 를 단단으로 연결하여 레치에 클럭을 공급하였다. Inverter 는 한 단을 거칠때마다 위상반전을 하고 15 ns 의 시간지연을 가지므로 각각의 단에서 필요한 클럭을 얻을 수 있다. 그림 17에 ROM 에 입력되는 어드레스의 파형을 나타내었고 그림 18에 ROM 의 데이터에 의해서 구동된 D/A 변환기의 출력을 나타내었다. I 채널과 Q 채널이 이루는 신호공간도는 그림 19 에서 보는 바와 같다. 이 그림에서 보듯이 I 채널과 Q 채널이 원의 궤적을 이루고 있어 변조포락선은 등포락선을 이루고 있음을 알 수 있다.

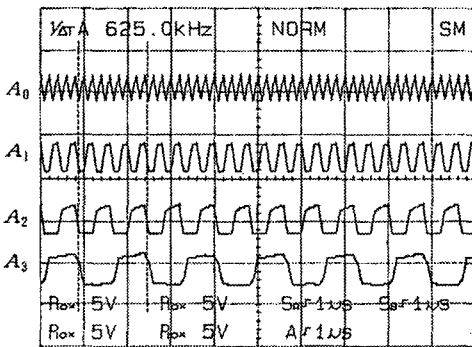


그림 17. 파형선택기에서 출력하는 ROM의 어드레스 신호

Fig. 17. ROM address signal in waveform selector output.

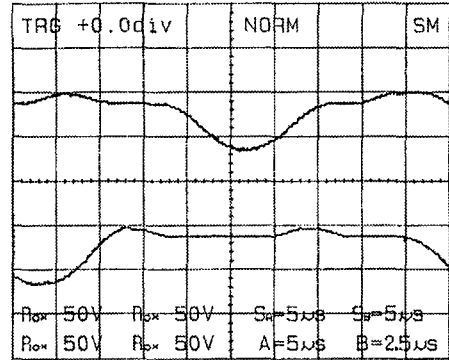


그림 18. D/A 변환기의 출력파형

Fig. 18. Output signal of D/A converter.

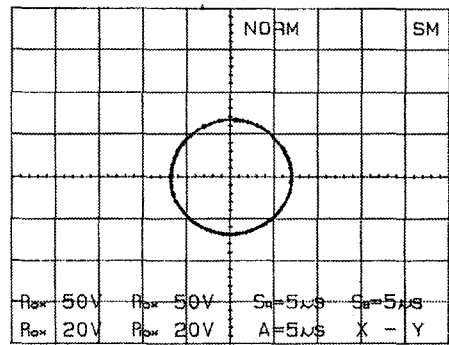
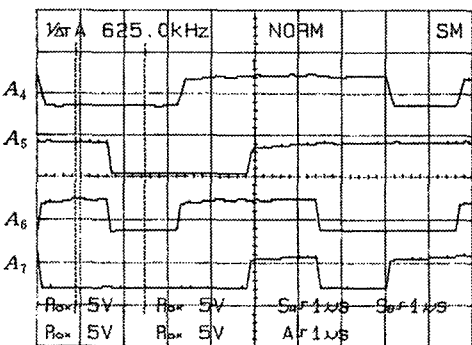


그림 19. CE-OQPSK 의 신호공간도

Fig. 19. Signal constellation of CE-OQPSK.

V. 결론

본 논문에서는 전력효율을 개선하기 위해서 K.Feher 가 제안한 상호상관법의 알고리즘을 변형하여 FCC 의 무선 LAN 규격을 만족하는 CE-OQPSK 를 설계 및 제작하였다. 이를 실현하기 위해서 대역 제한 필터와 전력소모가 적은 ROM 과 D/A 변환기를 사용하여 단말기와 배터리의 수명을 연장할 수 있도록 하였으며 이를 구동하기 위한 파형발생기를 설계하였다.

CE-OQPSK 의 파형발생기는 D/A 변환기의 출력

파형은 실험적으로 확인한 결과와 시뮬레이션한 결과가 거의 동일한 원의 궤적을 가지며, 대역제한 필터도 만족할 만한 특성을 얻었다.

전력스펙트럼밀도를 비교하기 위하여 CE-OQPSK의 파형을 고속푸리에변환(FFT)하여 기존의 OQPSK의 경우와 비교한 결과 비선형 증폭을 하는 경우 기존의 OQPSK 보다 주로부와 부로브에서 각각 최대 5% 와 20% 의 대역효율의 개선을 보였다. 또한 AWGN 환경하에서 오울을 시뮬레이션한 결과 비선형 증폭을 하는 경우 동일 오울을 가질 때 CE-OQPSK 는 평균 0.4 dB 정도 E_b/N_0 가 증가하였다. 그러나 선형증폭기에 대하여 비선형 증폭기가 갖는 최소 3dB 이상의 전력효율 개선을 감안할 때 OQPSK에 대한 CE-OQPSK 의 평균 0.4dB 의 E_b/N_0 의 증가를 감안하더라도 최소 2.5 dB 이상의 전력효율이 개선됨을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] K. Feher, Advanced Digital Communications : Systems and Signal Processing Techniques, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.

[2] N. Iizuka, A. Yamashita, S. Takenaka, "A Spread-Spectrum Modem Using Constant Envelope BPSK for Mobile Setellite Communications Terminal", International Mobile Satellite Conference, Ottawa, 1990

[3] K. Feher, "Filtering Inventions Enhance Digitally-Modulated RF products", Microwave & RF, pp.26-34, June 1995.

[4] Noel Boutin, "Complex Signals : Part IV", Wireless Communications Handbooks : RF design, pp.73-80, 1992 .

[5] K. Feher, Wireless Digital Communications :

Modulation & Spread Spectrum Applications, Prentice Hall, 1995

[6] Yanpeng Guo, "A New FQPSK Modem/Radio Architecture for PCS and Molbile Satellite Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 345-353, February 1995.

[7] Yohihiko Akaiwa, "Highly Efficient Digital Mobile Communication with a Linear Modulation Method", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 890-895, June 1987.

[8] Sam Hammond and Ken Marasco, "High Efficiency MMIC Power Amplifier for cellular and wireless Applications", RF expo conference proceedings, Jan 19-Feb 1, 1995.

[9] 오정일, 김 남, 김남수, 김제석, "비선형 전력증폭기를 사용한 DS/CDMA 이동국의 성능저하 분석", 한국통신학회논문지, 제20권 제12호, pp.321-327, 1995

[10] 진 년 강, 아날로그와 디지털 통신, 청문각, 1993.

[11] Engineering Problem Solving with Matlab, Englewood Cliffs : Prentice Hall, 1993.

[12] Ernie Franke, "Practical BER Measurement", RF Expo, 1995.

[13] Anthony D. Wang, "Active Filters Using High Speed Op Amps", RF design, pp. 30-43, April 1995.

[14] Robert L. Howald, "Opamps Provide Flexible Active Filter Design: Active Filters, Part 1", MICROWAVES & RF, pp.71-81, June 1995.

[15] Robert L. Howald, "Opamps Provide Flexible Active Filter Design : Active Filters, Part 2", MICROWAVES & RF, pp.78-88, July 1995.

[16] M.E. Van Valkenburg, Analog Filter Design, Holt-Saunders International Editions, 1982.

저 자 소 개



方成日(正會員)

1957년 2월 24일생. 1984년 단국대학교 공과대학 전자공학과(공학사). 1986년 단국대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1992년 단국대학교 대학원 전자공학과(공학박사). 1994년 - 현재 단국대학교 공과대학 전자공학과 교수. 1996년 - 현재 (주) 엘씨

택 부설연구소장(기술자문). 주관심분야는 이동통신 시스템, 마이크로파 통신



張弘株(正會員)

1950년 3월 10일생. 1974년 : 단국대학교 공과대학 전자공학과(공학사). 1980년 명지대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 1995년 - 현재 단국대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 1977년 - 현재 인천전문대학교 공학부 전자공학과 교수. 주관심분

야는 시스템공학, 이동통신.