

IMT-2000을 위한 CC-OQPSK 변조기의 설계 및 제작

정희원 천호철*, 백주기*, 방성일*, 진년강*

Design and Implementation of CC-OQPSK Modulator for IMT-2000

Ho-Chul Chun*, Joo-Ki Baek*, Sung-Il Bang*, Youn-Kang Chin* *Regular Members*

요약

본 연구에서는 IMT-2000을 위한 CC-OQPSK 변조기를 설계 및 제작하였다. 제작한 변조기는 ASIC에 쉽게 적용할 수 있는 FPGA를 이용하였다. CC-OQPSK 변조방식은 정포락신특성을 갖고 있기 때문에 기존의 QPSK 방식보다 스펙트럼효율과 전력효율이 우수하다. 측정결과 CC-OQPSK 변조기는 기존의 QPSK 변조기보다 스펙트럼효율이 우수함을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, the CC-OQPSK modulator for IMT-2000 is designed and implemented. The CC-OQPSK system is realized by using FPGA circuit which is easy to be implemented as the ASIC. This modulation method has better spectral and power efficiency than conventional QPSK system because it has constant envelope characteristics.

I. 서론

광대역 CDMA(wideband code division multiple access) 시스템은 개인휴대통신(PCS ; personal communication service)의 표준안 중의 하나로써, 음성, 데이터 및 영상서비스등을 이동통신망에서 자유로히 제공하는 것을 목표로 하고 있다. 또한 광대역 CDMA 방식은 기존의 협대역 CDMA 방식에 비해 용량이 매우 크고, 마이크로셀(microcell) 환경에 적합하며 미래공중육상이동통신망(FPLMTS ; future public land mobile telecommunication system)으로 발전 가능한 무선접속방식으로 각광 받고 있다. 현재 IMT-2000 (international mobile telecommunication -2000)을 위한 역방향 채널의 주파수 대역은 1885[MHz]에서 2025[MHz]로 WARC-92 (world administration radio conference)에서 전세계적으로 분배되어 있다. 국내에서는 통신사업자와 제조업체

들이 협력하여 W-CDMA 방식의 IMT-2000를 개발 중에 있다. 연구개발에 할당된 역방향 채널의 주파수대역은 1885[MHz]에서 1945[MHz]로 60[MHz]의 대역을 가지며, 1 FA(frequency assignment)는 5[MHz]이다. 이와 같이 제한된 대역폭에서 멀티미디어 서비스와 같은 많은 용량의 데이터를 처리하기 위해서는 스펙트럼효율(bps/Hz)이 우수한 선형변조방식을 사용해야 한다^[1-5].

최근 국내에서 연구 중인 광대역 CDMA의 변조 방식도 선형변조방식의 일종인 QPSK(quadrature phase shift keying)에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 그러나 확산된 신호를 QPSK로 변조할 경우 side lobe가 발생하는 것을 줄이기 위해 RF 증폭기에 6~9 dB의 OBO(output back off)가 요구되므로 전력효율이 떨어지게 된다^[1]. 또한 QPSK 변조방식은 높은 선형성을 유지하기 위해서 전력효율이 낮은 A급 증폭기를 사용해야 한다. 이러한 문제점을 해결

* 단국대학교(jkchin@ns.dankook.ac.kr)

* 본 논문은 단국대학교 연구비지원에 의해 연구되었음

** 논문번호 : 98212-0509, 접수일자 : 1998년 5월 9일

하기 위해서는 비선형 증폭기를 선형화하여 전력효율을 높이고자 하는 연구가 활발하게 진행되어 왔다^[6].

하지만 비선형증폭기는 등포락선(constant envelope)이 아닌 신호의 경우 스펙트럼의 side lobe를 증가시킨다는 단점을 가지고 있다. 이러한 심각한 왜곡의 발생을 억제하기 위해서는 피변조신호를 등포락선 특성을 갖도록 함으로써 왜곡을 줄일 수 있다. 등포락선을 갖는 대표적인 변조방식으로는 FQPSK (Feher's QPSK)방식이 있는데, 이는 포락선의 진동을 3[dB]에서 거의 0[dB]까지 줄였지만 스펙트럼효율은 그리 개선되지 않는다^[2]. DJ-FQPSK (double jump filtered-FQPSK)는 스펙트럼효율은 많이 개선했지만 복잡한 24 차의 위상등화기를 필요로 하기 때문에 전반적인 시스템이 복잡해지는 단점이 있다^[3]. 또한 CC-FQPSK^[1]나 FQPSK-KF^[2]의 방식은 스펙트럼효율이 우수하지만 펄스성형에 적용한 방식이 DSP방식으로 전력소모가 많다는 단점을 갖는다^[7].

본 연구에서는 OQPSK(offset QPSK)변조방식에 Feher가 제안한 상호상관기법(cross correlation method)을 적용하고, CC-FQPSK 방식과 스펙트럼효율이 같은 특성을 가지면서 구조는 복잡하지만 전력소모를 줄이기 위해 FPGA를 이용한 펄스 성형을 위한 ROM table 기법을 도입하여 CC-OQPSK 변조시스템을 구현하였다. 또한 기존의 QPSK 변조방식의 전력스펙트럼밀도와 구현한 CC-OQPSK의 전력스펙트럼밀도를 측정하여 그 성능을 비교, 제시하였다.

II. CC-OQPSK 변조기의 신호 및 구성

일반적인 펄스파형을 비선형증폭에 적합하고 대역효율이 우수한 파형으로 변화시키는 등포락선 변조방식에 관한 연구는 OQPSK 방식을 개선한 형태인 MSK(minimum shift keying)를 비롯하여 TFM(tamed-FM), GMSK (gaussian MSK), FQPSK-KF, CC-FQPSK 등의 방식이 연구되어 왔다^[1-5].

포락선을 등가화하기 위해서는 DSP를 이용하는 방법, ROM과 D/A 변환기를 사용하는 look-up table 방법, 디지털필터를 사용하는 방법등이 있다. 이중 DSP를 이용하는 방식이나 디지털필터를 이용하는 방식은 광대역 PCS와 같은 고속의 신호를 처리할 때 많은 전력을 소모하기 때문에 휴대용 이동 단말기에는 부적합하다^[7]. 그러나 ROM과 D/A 변환기를 사용하는 방법은 가장 적은 전력을 소모

할 뿐만 아니라 설계 및 구성이 간단하기 때문에 널리 사용되고 있다^[8]. CC-OQPSK는 그림 1과 같이 구성된다^[8].

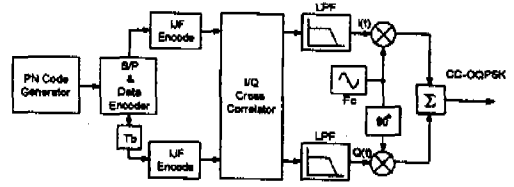


그림 1. CC-OQPSK 변조기
Fig. 1 Modulator of CC-OQPSK.

변조기에 입력된 랜덤신호는 직/병렬 변환기에서 I-채널과 Q-채널로 나뉘어 진다. I-채널의 신호는 그 대로 쉬프트 레지스터에 저장되고 Q-채널의 신호는 발생하는 PN코드 신호가 I-채널과 Q-채널로 분리되었을 때 Q-채널에 입력된 비트($T_b = T_s/2$)만큼 지연된 후에 쉬프트 레지스터에 저장된다. IIF(intersymbol and jitter free)의 세부블럭도는 그림 2와 같다. 신호 중 3비트가 모두 저장되고 다른 채널의 상태에 따라 결정되는 1비트를 포함한 4비트에 의해서 상호상관기내의 ROM table에 미리 저장되어 있는 파형 중 하나를 선택한다. 파형이 선택되는 동시에 하위 3비트는 카운터에 의해서 18.432 Mbps(입력신호의 8배)의 클럭속도로 0에서 7까지 카운트하면 ROM table에 저장되어 있는 각 파형에 대한 8비트 샘플 값을 출력한다. D/A 변환기는 ROM의 출력에 따라 127을 기준으로 하고 0에서부터 256의 레벨의 신호를 출력한다. LPF는 D/A 변환기에서 출력된 고주파 성분을 걸러내어 파형에서 계단파 모양을 제거하는 역할을 한다. 여기서 사용한 LPF는 군지연(group delay)이 434[ns](= 1/ T_s)를 초과하지 않도록 설계하였다.

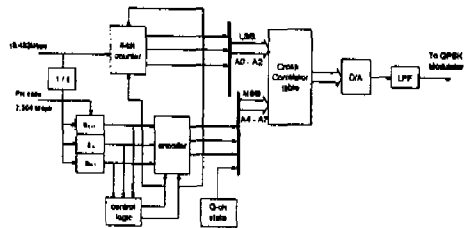


그림 2. CC-OQPSK 변조기 I-채널 세부 블록도
Fig. 2. Detail block diagram of CC-OQPSK modulator I-channel.

CC-OQPSK 변조신호는 일반적인 QPSK 변조신호인 식 (1)로 표시할 수 있다.

$$s(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t \quad (1)$$

여기서 In-phase 성분 $I(t)$ 와 Quadrature 성분 $Q(t)$ 는 다음과 같다.

$$I(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n u_i(t - nT_s) \quad (2a)$$

$$Q(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n u_q(t - nT_s - T_b T_s) \quad (2b)$$

여기서 a_n 과 b_n 은 데이터가 1 일 때 +1, 0 일 때 -1이 되고 $u_i(t)$ 와 $u_q(t)$ 는 K. Feher 가 제안한 상호상관법을 적용하여 다음의 사항에 의해서 등포락선을 가지는 변조신호를 만든다^[1-3].

- ① I-채널 신호레벨이 Zero를 통과할 경우 Q-채널은 최대값 1을 가진다.
- ② I-채널 신호레벨이 Zero를 통과하지 않는 경우 Q-채널은 1에서 $1/\sqrt{2}$ 사이의 범위를 가진다.
- ③ Q-채널 신호레벨이 Zero를 통과할 경우 I-채널은 최대값 1을 가진다.
- ④ Q-채널 신호레벨이 Zero를 통과하지 않는 경우 I-채널은 1에서 $1/\sqrt{2}$ 사이의 범위를 가진다.

또한 K. Feher는 위의 사항으로 구현하고자 등포락선을 구하는 수식으로 $\pm 1 \pm \cos^2(\pi t/T_s)$ 을 사용하고^[1] 시간의 변화에 따른 위의 조건을 적용하여 포락선을 만들었다. 본 연구에서는 파형의 특성을 개선하기 위하여 이를 식 (3)과 같이 변경하였으며^[2], 등포락선을 가지는 CC-OQPSK 변조기를 구현하기 위하여 포락선의 크기 $e(t)$ 가 항상 "1"이 되도록 다음과 같은 파형을 이용하여 그림 3과 같은 파형을 만들었다.

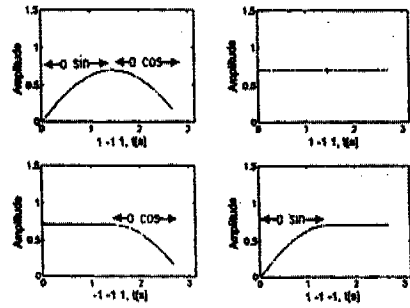
$$w_1 = \sqrt{1 - (a \times \cos(\pi t/T_s))^2}, \quad 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \quad (3a)$$

$$w_2 = \sqrt{1 - (a \times \sin(\pi t/T_s))^2}, \quad 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \quad (3b)$$

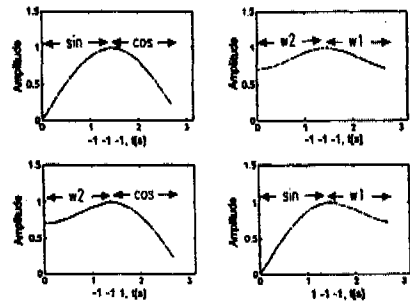
$$w_3 = -\sqrt{1 - (a \times \cos(\pi t/T_s))^2}, \quad 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \quad (3c)$$

$$w_4 = -\sqrt{1 - (a \times \sin(\pi t/T_s))^2}, \quad 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \quad (3d)$$

이러한 신호파형들은 신호열의 상태에 따라서 sine, cosine, $a \times \text{sine}$, $a \times \text{cosine}$ 함수 및 식 (3)을



(a) (1→1 또는 -1→-1)



(b) (1→-1 또는 -1→1)

그림 3. 입력신호에 따른 CC-OQPSK의 파형패턴
Fig. 3. Wave pattern of CC-OQPSK according to input signal

표 1. 입력시퀀스에 따른 생성가능한 CC-OQPSK의 파형.
Table 1. CC-OQPSK wave generated with input sequence

a_{n-1}, a_n, a_{n+1}	zero를 통과하지 않는 경우	zero를 통과할 경우
0 0 0		
0 0 1		
0 1 0		
0 1 1		
1 0 0		
1 0 1		
1 1 0		
1 1 1		

도입하여 Q-채널의 상태에 따라 I-채널에서의 생성 가능한 16가지의 파형을 만들 수 있으며 그 파형은 표 1과 같다. Feher가 제안한 CC-FQPSK방법은 DSP 방법을 이용하여 전력소모가 많은 반면 본 논문에서 ROM을 이용하므로써 전력소모를 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다.

CC-OQPSK의 변조신호의 포락선은 식 (1)로 부터 다음과 같다.

$$e(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t - T_b)} \quad (4)$$

여기서 a 가 0.707일 때 포락선의 진동은 0.0215 (0.18 dB)가 되므로 등포락선이 된다^[2]. 그림 4는 PN코드가 "100011011000011011" 일 때 생성된 I-채널과 Q-채널의 신호파형이다.

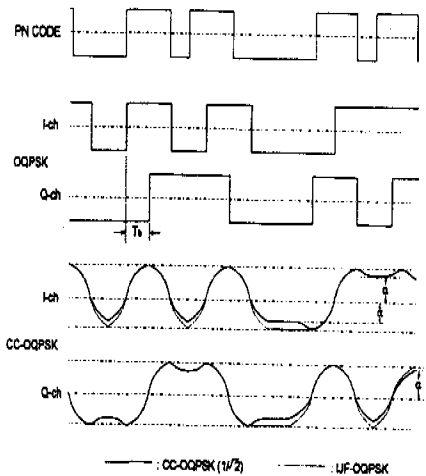


그림 4. CC-OQPSK 에서 I, Q-채널 신호의 파형.
Fig. 4 Waveform of I,Q-channel in CC-OQPSK.

그림 5는 QPSK와 CC-OQPSK의 신호공간도를 보인 것이다.

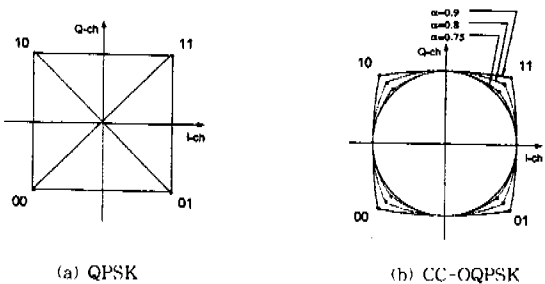


그림 5. 변조방식에 따른 신호공간도.
Fig. 5 Signal space diagram of modulation method.

W-CDMA 방식의 스펙트럼에 관한 규격은 아직 결정되지 않았으므로 Qualcomm이 제안한 Narrow-Band CDMA 방식의 스펙트럼규격을 참고하여 스펙트럼의 요구사항을 보면 주로브(main lobe)에 비하여 사이드로브(side lobe)의 스펙트럼의 크기가 -30dB이하이면 신호가 포화되지 않은 것으로 정의하였다^[9]. 그림 6은 시뮬레이션을 통하여 구한 파형을 고속푸리에 변환(FFT)하여 구한 전력스펙트럼밀도 변조방식별로 비교한 것이다. 하지만 비선형 채널의 경우 급격히 side lobe가 발생하므로 인접채널에 간섭을 줄뿐만 아니라 신호가 왜곡된다. Qualcomm QPSK 방식은 차단특성이 우수한 필터를 통과시켰으며 이러한 필터특성을 얻기 위해서는 고차의 FIR필터를 사용한 방식이다.

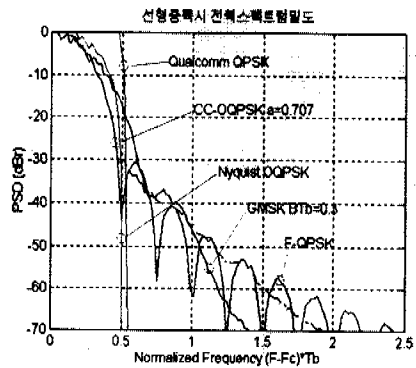


그림 6. 변조방식에 따른 선형증폭시의 전력스펙트럼밀도 비교
Fig. 6 Power spectrum density linear amplifier in modulation method.

CC-OQPSK 변조방식은 $\alpha = 0.707$ 인 필터 특성을 통과시켜 등포락선을 형성하는 방식이고, Nyquist OQPSK 방식은 Nyquist 필터를 이용하여 펄스를 성형한 방식이다. GMSK 변조방식은 $BT_b = 0.3$ 인 방식이다. F-QPSK 방식은 Feher가 제안한 변조방식^[5]이다. 그림 6에서 보는 바와 같이 선형 증폭시 Qualcomm의 QPSK변조방식은 다른 변조방식에 비해 스펙트럼효율이 우수함을 확인할 수 있으나, 그림 7에서 보면 비선형 증폭시의 경우 스펙트럼효율이 가장 나쁜 특성을 확인할 수 있다. 하지만 CC-OQPSK 변조방식은 선형증폭시^[8] Qualcomm의 QPSK변조방식에 비해 스펙트럼효율이 약간 떨어지지만 등포락선 특성을 가지므로 비선형 증폭시^[8]에는 선형증폭시의 경우와 거의 동일한 스펙트럼 밀도를 가지며 스펙트럼효율이 가장

좋음을 확인할 수 있다.

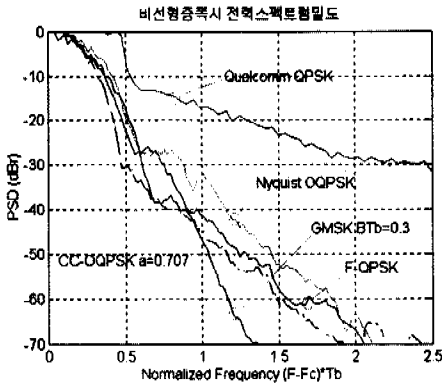


그림 7. 변조방식에 따른 비선형증폭기의 전력스펙트럼밀도 비교
 Fig. 7. Power spectrum density nonlinear amplifier in modulation method.

III. CC-OQPSK 변조기 설계 및 제작

본 연구에서는 ASIC(application specific integrated circuit)화가 용이한 FPGA(field prog -rammable gate array)회로로 베이스밴드의 회로를 설계하였다.

그림 8은 PN 코드 발생기의 회로도이다. 본 연구에서는 PN 코드 발생함수 $x^{31} + x^{13} + 1$ 를 이용한

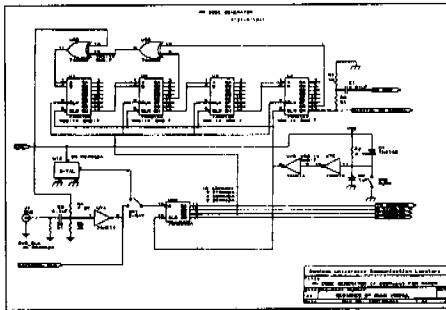


그림 8. PN코드 발생기의 회로도
 Fig. 8 Circuit of PN code generator.

$2^{31} - 1$ 의 최장주기 PN코드를 사용하였다. 그림 9는 직/병렬 변환기와 cross correlator의 회로도이다. ALTERA의 MAX2PLUS의 프로그램을 이용하여 PN 코드 발생기, 직/병렬변환기, cross correlator를 EF8282LC-84에 프로그래밍하여 구현하였다. FPGA 회로에서는 36.864 [Mbps]의 시스템클럭을 8분주하여 32단으로 구성된 PN코드발생기에 의해서 4.608[Mcps]의 PN코드를 발생시킨다. 발생된 PN코

드는 직/병렬회로를 이용해서 각각 2.304[Mbps]의 I-채널과 Q-채널로 나누어 ROM의 파형 선택을 위해 쉬프트 레지스터에 저장된다. 표 2는 ROM table의 데이터를 보인 것이다.

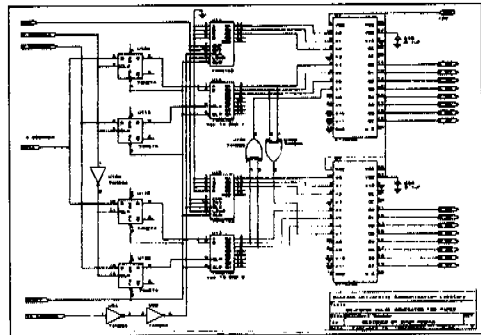


그림 9. 직/병렬 변환기와 상호상관기 회로도
 Fig. 9 Circuit of serial/parallel conversion and cross correlator.

이와 동시에 1개의 PN코드의 펄스모양을 선택하기 위해 8진 카운터가 동작된다. 그림 10은 MAX2 PLUS의 시뮬레이션 결과이다. ck1과 ck2 및 PNCODE는 회로를 동작시키기 위한 클럭과 PN코드의 파형을 나타낸 것이다. 그림 10에서 I-채널신호 I_S5 가 0에서 7 이 될 때 Q-채널신호 Q_S5는 4에서 7, 0에서 3이 되므로 T_b 만큼 천이됨을 알 수 있다. 또한 T_b 만큼 지연된 시간에 펄스성형을

표 2. CC-OQPSK ($a = 1/\sqrt{2}$)의 ROM table.
 Table 2. ROM table of CC-OQPSK.

37	31	18	6	1	6	18	31
37	31	18	6	1	11	38	79
128	177	218	245	255	245	218	177
128	177	218	245	255	250	238	225
128	79	38	11	1	6	18	31
128	79	38	11	1	11	38	79
219	225	238	250	255	245	218	177
219	225	238	250	255	250	238	225
39	39	39	39	39	39	39	39
39	39	39	39	39	46	65	94
128	162	191	210	217	210	191	162
128	162	191	210	217	217	217	217
128	94	65	46	39	39	39	39
128	94	65	46	39	46	65	94
217	217	217	217	217	210	191	162
217	217	217	217	217	217	217	217

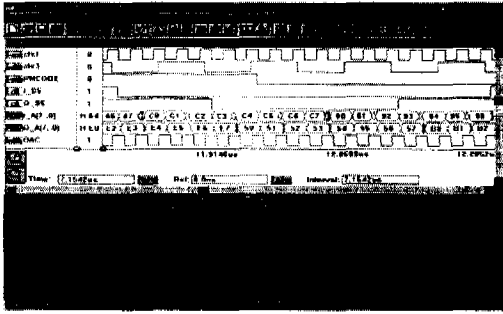


그림 10. MAX2PLUS의 timing 시뮬레이션.
Fig. 10 Timing simulation of MAX2PLUS.

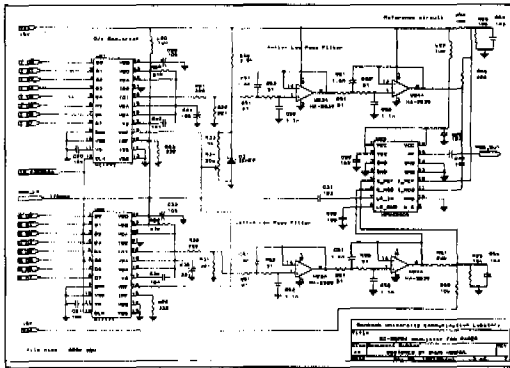


그림 11. CC-OQPSK 변조기 회로도.
Fig. 11. Circuit of CC-OQPSK Modulator.

하기 위한 4개의 데이터(L_A[7..0], Q_A[7..0])가 있다. DAC는 출력된 디지털 신호를 아날로그 신호로 바꾸기 위한 클럭펄스이다.

그림 11은 CC-OQPSK 변조기의 회로도이다. 표 2와 같이 ROM의 A0~A6에 저장된 7비트의 데이터가 출력되어서 그림 11의 DAC(digital to analog converter)에 입력된다. 이때의 DAC 출력은 256레벨의 입력에 따른 계단 파형이 나오게 된다.

IV. CC-OQPSK 변조기의 성능분석

그림 12와 13은 주파수 합성기에 의해 36.864 Mbps의 클럭을 주었을 때 발생된 PN코드 4.608 Mbps의 신호를 입력하였을 때 CC-OQPSK 변조단 출력에서의 신호공간도와 눈패턴을 보인 것이다. 제작한 CC-OQPSK의 변조기를 오실로스코프를 이용하여 측정된 신호공간도에서 보는 바와 같이 등포락선을 이루고 있음을 볼 수 있다.

그림 13은 데이터 전송시스템에서 상호부호간섭(ISI ; inter-symbol interference)의 영향정도를 확

인해 보기위해 눈패턴을 측정한 것이다. 그림 13에서 보는 바와 같이 충분한 잠음 여유도를 갖음을 볼 수 있다.

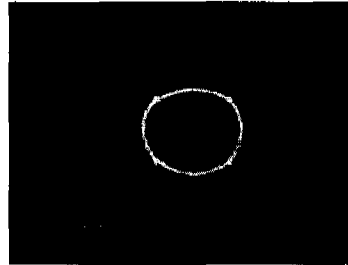


그림 12. CC-OQPSK 신호공간도.
Fig. 12. Signal space diagram of CC-OQPSK.

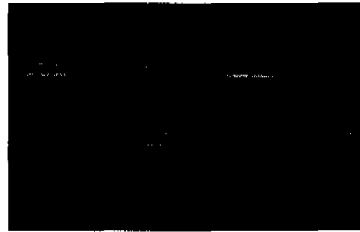


그림 13. CC-OQPSK의 송신신호의 눈패턴.
Fig. 13 Eye diagram of transmitter signal in CC-OQPSK.

변조기의 스펙트럼특성을 확인하기 위하여 변조기의 끝단에 LPF를 삽입하여 고조파 성분(harmonic)을 제거하고 IF 증폭기를 사용하여 증폭을 삽입하였다. 변조단에 인가된 LO의 측정된 스펙트럼은 그림 14와 같다. 여기서 중심주파수는 175MHz이다. 변조기의 출력단에 적용시킨 IF 증폭기는 VAM-6(G=20dB, OP1dB=2dBm, I=15mA)를 사용하였다. 그림 15는 본 연구에서 제작한 CC-OQPSK 변조기의 전력스펙트럼을 측정한 것이고 그림 16은 기존의 QPSK의 전력스펙트럼을 측정한 것이다. 이 변조기의 설계규격은 SK 텔레콤의 IMT-2000을 위한 W-CDMA 송신 규격을 참조하였으며 채널대역폭은 5[MHz]이다. 그림 15, 16에서 측정된 스펙트럼위의 선은 각각의 스펙트럼의 형태를 선으로 나타낸 것이다. 그 형태를 볼 때 중심주파수 175MHz를 기준으로 볼 때 대역폭 5MHz안의 스펙트럼효율은 그림 16에 특성을 보인 기존의 QPSK 방식보다 스펙트럼효율이 우수함을 확인할 수 있다. 여기에서 적용된 QPSK 변조방식의 펄스 성형은 2승여현필터를 사용하였다.

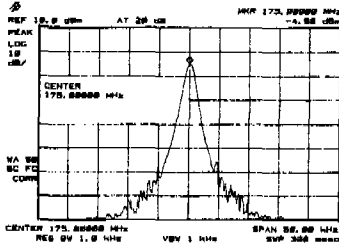


그림 14. 변조단 LO의 스펙트럼
Fig. 14 Spectrum of modulation stage LO

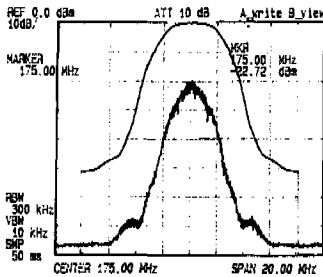


그림 15. CC-OQPSK 변조기 출력 스펙트럼.
Fig. 15. Output spectrum of CC-OQPSK modulator.

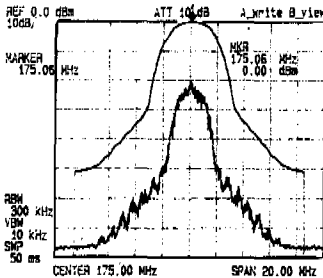


그림 16. PSK 변조기 출력 스펙트럼.
Fig. 16 Output spectrum of QPSK modulator.

따라서 본 연구에서 제작한 CC-OQPSK가 ISI가 적으며 동포락선의 특성을 가지고 있기 때문에 비선형증폭을 했을 경우 전력효율이 우수하다는 것을 예측할 수 있다.

V. 결론

미래의 육상이동통신은 멀티미디어 서비스와 많은 용량의 데이터를 처리하기 위해 스펙트럼효율이 좋은 선형변조방식을 사용해야 한다. 그러나 전력효

율을 높이기 위해서는 비선형증폭기를 사용해야 하므로 많은 왜곡이 발생한다. 이를 해결하기 위해 본 연구에서는 ROM table 방식을 적용하여 전력효율을 높이고 스펙트럼효율이 좋은 CC-OQPSK 변조기를 설계, 제작하였다. 또한 구현한 변조기는 ASIC화가 용이한 FPGA 회로로 구현하였다.

본 연구에서 제작하여 구현한 CC-OQPSK 변조기를 측정된 결과 기존의 QPSK 변조방식에 비해 스펙트럼효율이 우수함을 확인하였다. 또한 본 연구에서 제작한 변조기의 출력은 동포락선의 특성을 가지므로 비선형증폭을 하였을 경우 전력효율이 우수할 것으로 예측할 수 있다. 향후 과제로는 비선형증폭기를 제작하여 CC-OQPSK 변조기가 전력효율이 우수함을 증명하는 것이다.

참고 문헌

- [1] C. Brown and K. Feher, "Cross-Correlated Correlative FQPSK Modulation Doubles The Capacity of PCS Networks," *IEEE VTC-46*, vol-2, pp. 800-804, 1996.
- [2] S. Kato and K. Feher, "XPSK: A new cross-correlated phase shift keying modulation technique," *IEEE Trans. on. Comm.* pp. 701-707, May 1983.
- [3] Yanpeng Guo, "A New FQPSK Modem/Radio Architecture for PCS and Mobile Satellite Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communi -cations*, pp. 345-353, February 1995.
- [4] Noel Boutin, "Complex Signals : Part IV," *Wireless Communications Handbooks : RF design*, pp.73-80, 1992.
- [5] K. Feher, *Advanced Digital Communications : Systems and Signal Processing Techniques*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987.
- [6] 김범만, 노태문, 김영식, 허득현, 한기천 "이동통신용 전력증폭기의 설계이론 및 개발현황," 한국전자공학회논문지, 제24권 제1호, pp. 21-37, 1997.
- [7] K. Feher, "Filtering Inventions Enhance Digitally-Modulated RF Products," *MICRO-WAVES & RF*, pp.140-148, April 1995.
- [8] K. Feher, "Wireless Digital Communications : Modulation & Spread Spectrum Applications,"

