

비선형 증폭 채널 환경에서 8SQAM 시스템의 성능

정회원 성 봉 훈*, 서 종 수**

Performance of 8SQAM System in a Nonlinearly Amplified Channel Environment

Bong-Hoon Seung*, Jong-Soo Seo** *Regular Members*

요 약

전력 및 대역폭 제한적인 디지털 통신 시스템을 위한 새로운 변복조 기술인 8SQAM(8-state Superposed Quadrature Amplitude Modulation) 시스템을 제안한다. 8SQAM은 심볼간 간섭(ISI)이 없으며 인접하는 두 심볼간의 진폭과 위상 사이에 상관관계를 유지함으로써 부드럽고 연속적인 위상천이와 함께 적은 포락선 변동을 갖는 출력신호를 생성한다. 따라서 8SQAM 시스템은 기존의 8PSK와 비교하여 비선형 왜곡에 의한 ISI와 혼변조(IM)에 의한 영향을 적게 받는다. 본 논문에서는 백색 가우시안 잡음(AWGN)과 ISI 그리고 IM 성분을 갖는 비선형 증폭 채널 환경에서 8SQAM 시스템의 성능을 전산모의 실험을 통해서 분석하였다. 전산모의 실험결과 8SQAM은 고출력증폭기(HPA)의 input back-off(IBO)가 3dB일 때, $BER = 1 \times 10^{-4}$ 을 유지하기 위해서 요구되는 CNR 값이 $\alpha = 0.25$ 의 roll-off 값을 갖는 8PSK 보다 2.5dB 우수한 성능을 갖는다.

ABSTRACT

A new Modem technique - 8SQAM(8-state Superposed Quadrature Amplitude Modulation) - for use in power and bandwidth limited digital communication system is proposed. 8SQAM is free of inter-symbol interference(ISI) and generates output signals which have a smooth and continuous phase transition and a reduced envelope fluctuation by keeping correlation between amplitudes and phases of two subsequent symbols. Accordingly, 8SQAM, as compared with a conventional 8PSK, is influenced a little by ISI and inter-modulation(IM) caused by nonlinear distortions. In this paper, the performance of the 8SQAM system, in a nonlinearly amplified channel impaired by additive white Gaussian noise(AWGN), ISI and IM, is analyzed via computer simulation. The simulation result shows that 8SQAM outperforms 8PSK with roll-off value of $\alpha=0.25$ by 2.5dB in CNR to maintain $BER = 1 \times 10^{-4}$ when input back-off(IBO) of HPA is 3dB.

I. 서 론

Ka 대역과 같이 높은 주파수 대역을 이용하는 위성망은 느리게 변화하는 신호 감쇠에서부터 fast deep 페이딩에 이르기까지 대기 영향을 많이 받게

되며 특히 강우로 인한 신호 감쇠가 매우 크게 나타나기 때문에 위성망 신뢰도에 심각한 영향을 미치게 된다. 따라서 신호 감쇠를 막기 위한 전력효율 극대화를 위해서는 지구국과 위성중계기의 고전력 증폭기(HPA: high power amplifier)를 비선형 영역에서

* 단암전자통신(주) 통신사업본부 RF 사업부 연구개발팀(sbh@danam.co.kr)

** 연세대학교 전기·전자공학과 디지털전송연구실(jseo@yonsei.ac.kr)

논문번호 : #030047-0217, 접수일자 : 2003년 2월 17일

동작시켜야 한다. 또한 한정된 주파수 대역에서 오디오와 영상 그리고 고속 데이터와 같은 광대역 멀티미디어 서비스를 대역폭 효율적으로 전송하기 위해서는 다중 전력 레벨의 변조 기법이 요구되어진다. 그러나 다중 전력 레벨을 갖는 디지털 변조기법들은 출력신호가 일정한 포락선(constant envelope)을 유지할 수 없으므로 비선형 채널 환경에서 진폭과 위상 왜곡으로 인한 성능 저하가 많이 일어나게 된다. 따라서 위성 통신 시스템에서는 전력 및 대역폭 효율을 향상시키기 위한 방법으로 다양한 필터링 기법과 신호처리 기법들이 연구되어져 왔다^{[1][2][3]}.

8PSK 변조 기술은 선형 채널환경에서 좋은 BER 성능과 간단한 하드웨어적 구현으로 널리 이용되어져왔다. 그러나 필터링되어진 8PSK 신호가 비선형 영역에서 동작되어지는 HPA를 통과할 경우 비선형 왜곡에 의한 인접 심볼 간섭(ISI: inter-symbol interference)과 혼변조(IM: inter-modulation) 성분의 영향으로 많은 성능저하가 일어나게 된다. 그러므로 본 논문에서는 SQAM^[3]과 비교하여 스펙트럼 효율이 1.5배이고 최대 3b/s/Hz의 전송효율을 가지며 비선형 채널 환경에서도 고품질의 서비스를 제공할 수 있는 전력 및 대역폭 효율적인 변복조 기법인 8SQAM(8-state superposed quadrature amplitude modulation) 시스템을 제안하고 그 성능을 분석한다.

II. 비선형 채널 환경

HPA 출력 값들을 RMS(root mean square) 방법으로 curve-fitting 할 때, 이들에 대한 power series 형태를 Saleh가 제안한 형태로 나타내면 다음과 같다^[4].

$$c(r) = ar^n / (1 + \beta r^2)^v \quad (1)$$

여기서 r 은 HPA 입력 신호의 크기이고 n 과 v 는 fitting 차수이며 a 와 β 는 fitting 상수로서 HPA의 특성 파라미터이다. HPA의 입력 신호 크기를 r_i , 출력신호 크기를 c_i 라 할 때 입력 대 출력 신호의 크기 비, w_i 는 다음과 같다.

$$w_i = (c_i / r_i^n)^{-1/v} \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (2)$$

식 (1), (2)로부터 HPA 특성 파라미터 a 와 β 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\alpha = \left\{ \frac{(\sum r_i^2)^2 - m \sum r_i^4}{\sum r_i^2 \sum w_i r_i^2 - \sum r_i^4 \sum w_i} \right\}^v \quad (3)$$

$$\beta = \frac{\sum r_i^2 \sum w_i - m \sum w_i r_i^2}{\sum r_i^2 \sum w_i r_i^2 - \sum r_i^4 \sum w_i} \quad (4)$$

이상으로부터 HPA 출력 신호의 진폭 $A(r)$ 과 위상 $\phi(r)$ 은 다음과 같이 모델링 되어진다.

$$A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) \quad (5)$$

$$\phi(r) = \alpha_\phi r^2 / (1 + \beta_\phi r^2) \quad (6)$$

본 논문에서 비선형 채널 모델링을 위한 HPA 특성을 Saleh 모델을 이용해서 나타낼 때, 식 (5), (6)에 적용되어지는 파라미터 $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ 는 표 1과 같다.

표 1. HPA 특성 파라미터

함수	α	β
$A(r)$	$\alpha_a=1.472962$	$\beta_a=0.444142$
$\phi(r)$	$\alpha_\phi=1.848803$	$\beta_\phi=9.577728$

식 (5), (6)과 표 1로부터, 본 논문에 적용되어지는 HPA 출력신호의 진폭(AM/AM)과 위상(AM/PM)에 대한 비선형 특성곡선을 나타내면 그림 1과 같다.

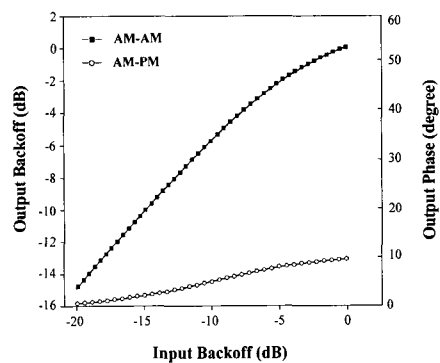


그림 1. HPA 비선형 특성곡선

III. 8SQAM의 동작 원리

8SQAM 변조기의 동작구성도는 그림 2와 같다.

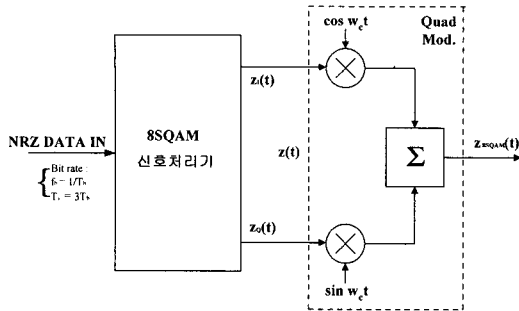


그림 2. 8SQAM 변조기의 동작구성도

그림 2에서 8SQAM 신호처리기의 동작구성도는 그림 3과 같다.

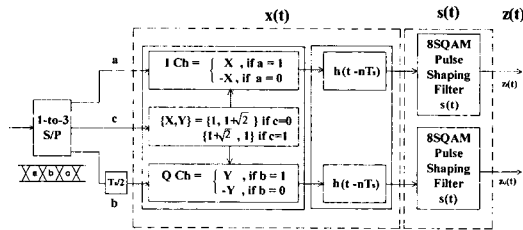


그림 3. 8SQAM 신호처리기의 동작구성도

그림 3에서 NRZ 입력 데이터가 들어올 때 입력신호 $x(t)$ 와 펄스 성형 필터(pulse shaping filter)의 임펄스 응답 신호, $s(t)$ 는 다음과 같다.^[3]

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) \quad (7)$$

$$h(t - nT_s) = \begin{cases} 1, & t = nT_s \\ 0, & elsewhere \end{cases} \quad (8)$$

$$s(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{T_s} \right) - \frac{1-A}{2} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{T_s} \right) \quad (9)$$

여기서 T_s 는 NRZ 입력 데이터에 대한 심볼 주기이고 $a_n = \pm 1, \pm(1+\sqrt{2})$ 이다. 그리고 A는 8SQAM 신호의 진폭 파라미터를 나타내고 $-T_s \leq t \leq T_s$ 이다. 식 (7)에서 신호 크기, a_n 은 그림 3에서 보여주고 있는 NRZ 입력 데이터에 대한 출력신호 전력레벨의 mapping algorithm에 의해서 결정되어진다. 그러므로 3비트 NRZ 입력 데이터가 들어올 때 I 채널과 Q 채널 각각에 대한 출력신호의 전력레벨은 그림 3의 mapping algorithm에 의해서 표 2와 같이 나타내어진다.

표 2. 3비트 NRZ 입력 데이터에 대한 8SQAM 출력신호의 전력레벨

NRZ Input data			Gray-coded Value				4-level signal for Gray-coded Value	
a	b	c	a	b	c	state	I-ch	Q-ch
0	0	0	0	0	0	A	-1	$-1 - \sqrt{2}$
0	0	1	0	0	1	B	$-1 - \sqrt{2}$	-1
0	1	0	0	1	1	C	$-1 - \sqrt{2}$	1
0	1	1	0	1	0	D	-1	$1 + \sqrt{2}$
1	0	0	1	1	0	E	1	$1 + \sqrt{2}$
1	0	1	1	1	1	F	$1 + \sqrt{2}$	1
1	1	0	1	0	1	G	$1 + \sqrt{2}$	-1
1	1	1	1	0	0	H	1	$-1 - \sqrt{2}$

따라서 표 2로부터 8SQAM 신호의 space diagram은 다음과 같다.

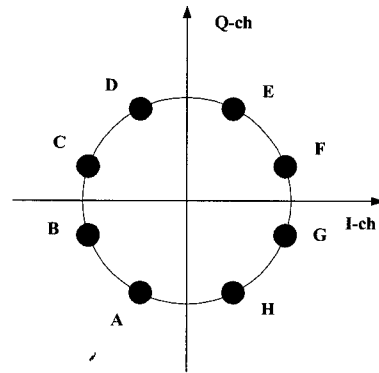


그림 4. 8SQAM 신호의 space diagram

식 (9)에서 진폭 파라미터, A 값에 따른 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호, $s(t)$ 는 그림 5와 같이 나타내어진다.

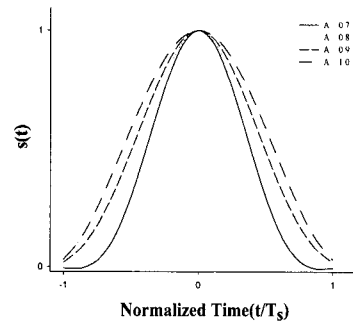


그림 5. 진폭 파라미터, A 값에 따른 8SQAM 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호, $s(t)$

8SQAM은 SQAM^[3]과 비교하여 스펙트럼 효율이 1.5배가되며 최대 3b/s/Hz의 데이터 전송이 가능한 디지털 변조 방식으로 식 (9)와 그림 5로부터 알 수 있듯이 8SQAM 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호는 진폭 파라미터 A 값에 따라 다른 weight를 갖는 심볼 주기의 음극성(negative polarity) 상승 여현

펄스(raised cosine pulse)와 심볼 주기의 두 배의 주기를 갖는 상승 여현 펄스를 중첩(superposition) 시킨 파형을 갖는다. 그리고 진폭 파라미터, A 값에 따라 다양한 형태의 상승 여현 펄스를 가지며 A 값이 작을수록 더욱 compact한 형태의 상승 여현 펄스를 가지게 된다. 그림 3에서 $x(t)$ 의 주기는 T_s 이고 $s(t)$ 의 주기는 $2T_s$ 이므로 8SQAM의 등가 기저대역 출력신호 $z_{8SQAM}(t)$ 는 8SQAM 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호 $s[t-nT_s]$ 와 $s[t-(n+1)T_s]$ 의 중첩에 의해서 다음과 같이 나타내어진다.

$$z_{8SQAM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ a_n s[t-nT_s] + a_{n+1} s[t-(n+1)T_s] \} \quad (10)$$

여기서 $s[t-nT_s]$ 는 $x(t)$ 의 n 번째 입력신호와 $s(t)$ 가 콘볼루션 되어진 것을 나타내고 $s[t-(n+1)T_s]$ 는 $x(t)$ 의 $n+1$ 번째 입력신호와 $s(t)$ 가 콘볼루션 되어진 것을 나타낸다. 그러므로 8SQAM은 한 심볼 구간 $[0, T_s]$ 에서 $s[t-nT_s]$ 의 계수 a_n 과 $s[t-(n+1)T_s]$ 의 계수 a_{n+1} 의 값에 따라서 총 16가지의 기저대역 출력신호 파형이 생성되어진다. 식 (10)의 펄스 중첩 기법(overlapping technique)을 통해 생성되어진 8SQAM 등가 기저대역 출력신호 $z_1(t) \sim z_{16}(t)$, 파형은 그림 6과 같다. 위 그림과 같이 펄스 성형된 인접한 두 심볼 신호의 중첩으로 8SQAM 출력신호는 연속적이면서 부드러운 위상 천이를 갖는다. 이는 주어진 대역폭 내에 전력이 집중되어지며 빠른 spectral roll-off 특성을 갖도록 해 준다.

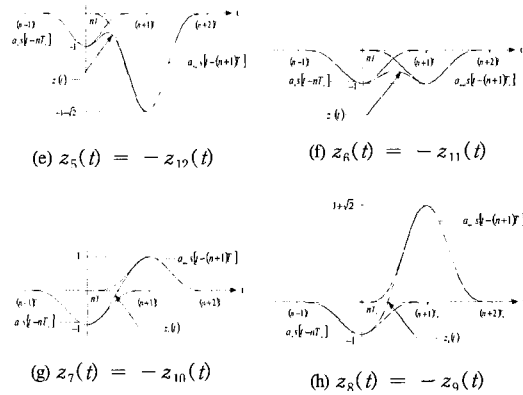
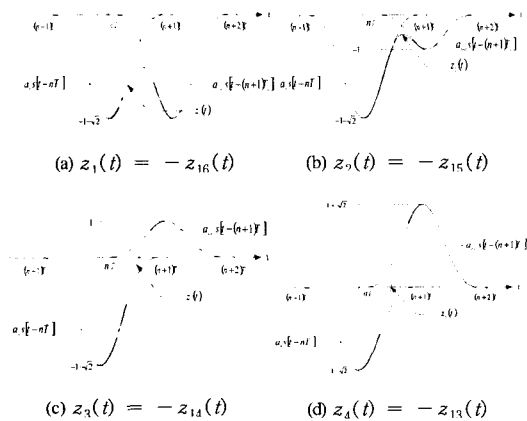


그림 6. 인접한 두 심볼 신호의 펄스 중첩으로 생성된 8SQAM 등가 기저대역 출력신호 파형

IV. 8SQAM 상관 수신기

Matched filter는 수신 신호대 잡음비를 극대화시켜주는 필터로서 필터의 임펄스 응답 신호는 심볼의 시간구간만큼 자연되어진 신호 파형의 mirror image이다. 그림 6으로부터 알 수 있듯이 8SQAM은 한 심볼 구간 $[\pm T_s/2]$ 에서 총 64개의 출력신호 파형 $f_1(t) \sim f_{64}(t)$ 을 가지며 32개의 출력신호 파형은 나머지 32개의 출력신호 파형과 negative symmetric하다. 따라서 8SQAM 최적 상관 수신기는 그림 7과 같이 주어진다.

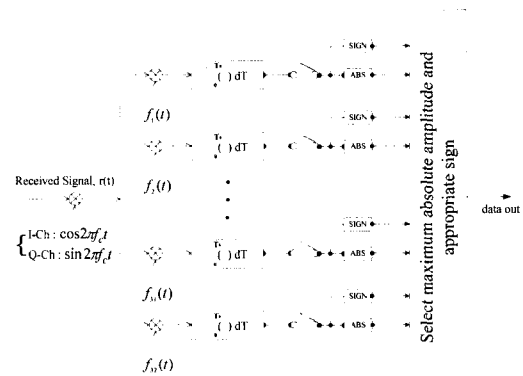


그림 7. 8SQAM 최적 상관 수신기의 동작 구성도

그러나 8SQAM 최적 상관 수신기는 너무 많은 상관기를 필요로 하므로 수신기 구조가 복잡해지는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 수신 신호를 검출할 때 한 종류의 상관 펄스만을 사용하는 준최적 상관 수신기를 사용한다.

그림 8은 8SQAM 준최적 상관 수신기의 동작 구성도를 보여준다.^[5]

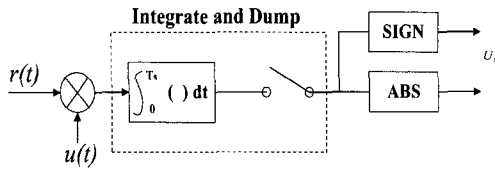


그림 8. 8SQAM 준최적 상관수신기의 동작 구성도

AWGN 채널환경에서 그림 8의 준최적 상관수신기의 출력 값 U_X 는 랜덤 변수로 나타내어진다. 따라서 송신단에서 8SQAM의 등가 기저대역 출력신호, $z_{8SQAM}(t)$ 가 전송되어 질 때, 수신단에서 준최적 상관 펄스와 Integrate and Dump를 통해서 출력되는 U_X 는 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 U_X &= \int_0^{T_s} r(t) u(t) dt \\
 &= \int_0^{T_s} \widehat{z_{8SQAM}}(t) u(t) dt + \int_0^{T_s} n(t) u(t) dt
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

여기서 $r(t) = \widehat{z_{8SQAM}}(t) + n(t)$ 이며 $\widehat{z_{8SQAM}}(t)$ 는 8SQAM의 등가 기저대역 수신 신호를, $n(t)$ 는 평균이 0인 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 나타낸다. 그리고 $u(t)$ 는 8SQAM 상관수신기의 준최적 필터(suboptimum filter)의 임펄스 응답신호를 나타내며 식 (12)와 같이 주어진다^[5].

$$u(t) = B - (1 - B) \cos\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right)
 \tag{12}$$

여기서 B는 상관펄스의 진폭 파라미터로 $0.5 \leq B \leq 1.0$ 이며 $-T_s/2 \leq t \leq T_s/2$ 이다. 상관펄스의 진폭 파라미터, B 값에 따른 준최적 상관 수신기의 임펄스 응답 신호는 그림 9와 같다. 이상으로 비선형 증폭 채널 환경에서 8SQAM 시스템의 동작 구성도는 그림 10과 같으며 AWGN 채널 환경에서 최적 상관수신기를 갖는 8SQAM과 8PSK의 BER 성능은 다음과 같다^[6].

$$P_e = \frac{1}{3} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3E_b}{N_0} \sin \frac{\pi}{8}}\right)
 \tag{13}$$

여기서 E_b 는 비트 에너지를 그리고 N_0 는 잡음 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸다.

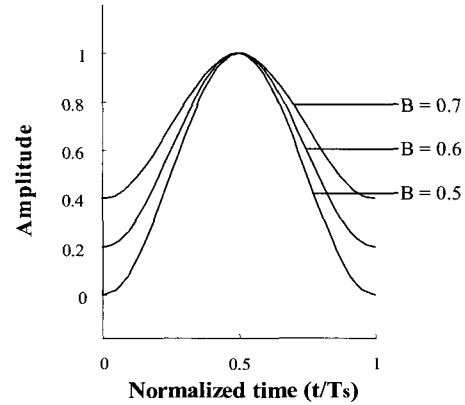


그림 9. 8SQAM 상관수신기의 준최적 필터(suboptimum filter)의 임펄스 응답신호

V. 8SQAM 시스템의 성능 분석

NRZ 입력 데이터, {1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1}에 대한 I 채널 입력신호, $x(t)$ 는 그림 11(a)와 같고 이에 대한 8SQAM 기저대역 출력 신호 $z_I(t)$ 는 그림 11(b)와 같다.

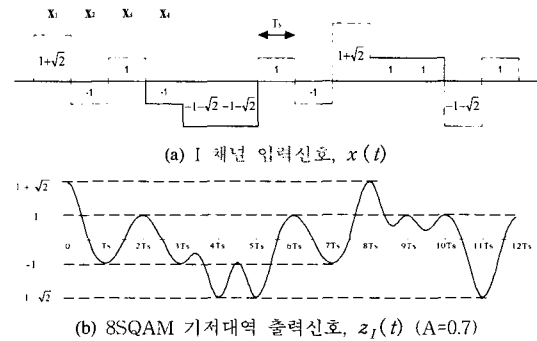


그림 11. 8SQAM 출력신호 파형
(Note: $T_s = 3T_b$; 심볼 간격, T_b : 비트 간격)

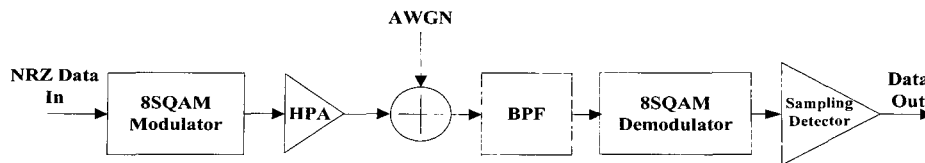


그림 10. 비선형 증폭 채널 환경에서 8SQAM 시스템의 동작 구성도

그림 12는 8SQAM과 8PSK 신호의 위상 천이도(phase transition)를 보여준다. 위 그림에서 알 수 있듯이 8SQAM은 펄스 성형된 인접 심볼 파형의 중첩으로 인해서 연속적이면서 부드러운 위상천이를 갖는 반면에 8PSK는 불연속적이고 급격한 위상천이를 갖는다. 앞에서 언급한 것처럼 연속적이면서 부드러운 위상천이를 갖는 신호는 주어진 대역폭 내에 대부분의 에너지가 집중되어지며 낮은 전력 레벨의 부엽(side-lobe) 성분을 갖는다.

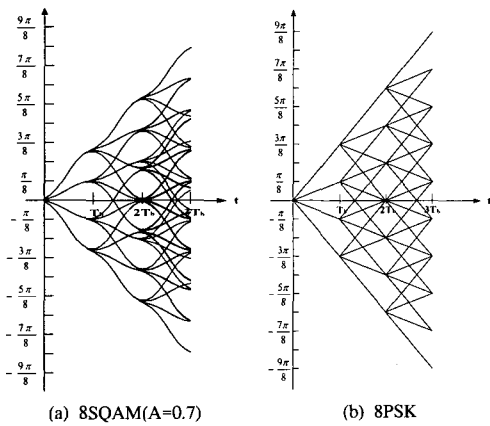


그림 12. 8SQAM과 8PSK 신호의 위상 천이도(phase transition)

8SQAM과 8PSK 신호에 대한 정규화된 전력 스펙트럼 밀도(PSD)는 다음과 같다^{[3][7]}.

$$\left| \frac{S(f)}{S(0)} \right| = \frac{1}{A^2} \left(\frac{1}{1-4T_s^2 f^2} + \frac{A-1}{1-T_s^2 f^2} \right)^2 \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2 \quad (14)$$

$$\left| \frac{G(f)}{G(0)} \right| = \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2 \quad (15)$$

여기서 $T_s = 3T_b$ 이다. 식 (14), (15)로부터 알 수 있듯이 8SQAM의 전력 스펙트럼 밀도는 주파수, f 에 대해서 $1/f^6$ 에 비례하고 진폭 파라미터, A 에 대해서 $1/A^2$ 에 비례한다. 반면에 8PSK는 주파수, f 에 대해서 $1/f^2$ 에 비례한다. 따라서 8SQAM은 8PSK에 비해 고주파수로 올라갈수록 부엽 성분의 전력 레벨이 더욱 급속하게 떨어짐을 알 수 있다.

선형 채널에 대한 8SQAM과 unfiltered 8PSK 신호의 정규화된 전력 스펙트럼 밀도(PSD)는 그림 13과 같다. 위 그림에서 8SQAM은 진폭 파라미터, A 값이 작을수록 주엽(main-lobe) 성분의 대역폭은 약간 넓어지는 반면에 부엽 성분들의 전력 밀도는

더욱 감소함을 알 수 있다. 즉, A 값에 따른 주엽 성분의 대역폭과 부엽성분의 감쇠 사이에 trade-off 관계가 있음을 알 수 있다. 따라서 진폭 파라미터, A 값은 시스템 요구 사양에 맞게 적절하게 선택되어야 할 것이다.

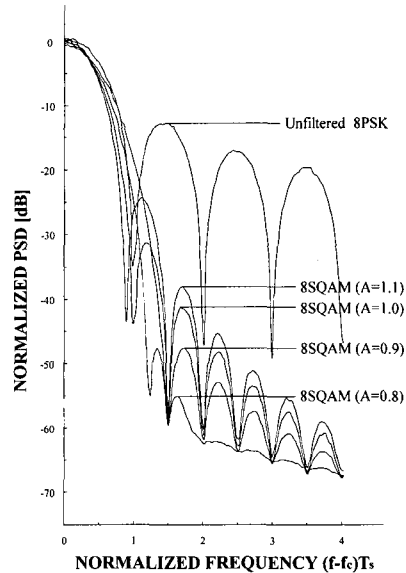
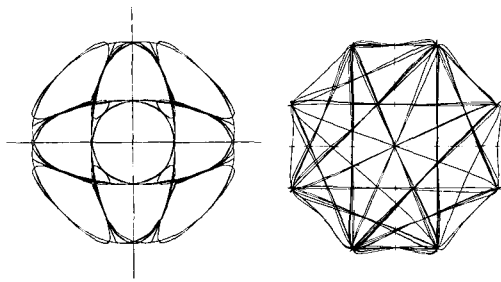


그림 13. 선형채널에 대한 8SQAM과 unfiltered 8PSK 신호의 정규화된 전력 스펙트럼 밀도(PSD)

그림 14는 8SQAM과 8PSK 신호의 space diagram에 대해서 보여준다. 8PSK는 zero-crossing이 발생함으로서 심볼간 최대 위상변화가 π 만큼 일어나는 반면에 8SQAM은 I, Q 채널 간에 $T_s/2$ 만큼의 phase offset을 가짐으로써 최대 위상변화가 $3\pi/4$ 로 제한되어진다. 또한 8SQAM은 다중구간 펄스 중첩기법(multi-interval pulse overlapping technique)에 의해서 포락선 변동이 적게 일어나며 이때 진폭 파라미터, A 값이 작을수록 포락선 변동($A=0.7$ 일 때 8.0dB, $A=0.8$ 일 때 9.2dB 등)은 더 줄어들게 된다. 그러나 8PSK는 어느 순간에 신호의 포락선이 zero가 되므로 최대 포락선 변동이 무한대가 된다. 따라서 비선형 채널환경에서 8SQAM은 8PSK 보다 비선형 왜곡(AM/AM, AM/PM)에 대한 영향을 더 적게 받는다.

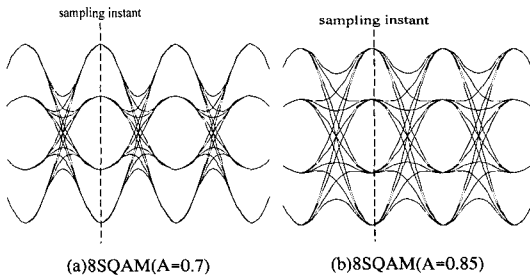
그림 15는 선형채널 환경에 대한 8SQAM과 8PSK의 필터링된 기저대역 수신신호의 eye diagram을 보여준다. 그림 15에서 (a)와 (b)는 8SQAM 신호에 대한 그리고 (c)와 (d)는 8PSK 신호에 대한 eye diagram을 각각 보여준다. 8SQAM과 8PSK 모두 eye의 VEO(vertical eye opening)는 샘플링



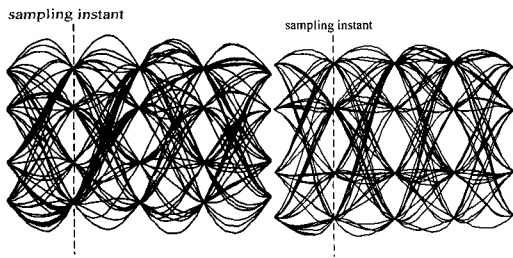
(a) 8SQAM(A=0.7) (b)8PSK ($\alpha=1.0$)

그림 14. 8SQAM과 8PSK 신호의 space diagram

순간에 완전히 열려져 있음을 알 수 있다. 그러나 HEO(horizontal eye opening)는 8SQAM이 8PSK보다 더 많이 열려져 있음을 알 수 있다. 따라서 timing-jitter에 의해서 샘플링 순간(nT_s)으로부터 벗어난 시점에서 샘플링이 이루어질 경우 8SQAM은 8PSK보다 수신 성능에 대한 성능열화가 더 적게 일어날 것이다.



(a)8SQAM(A=0.7) (b)8SQAM(A=0.85)

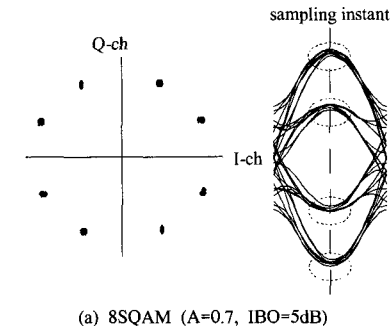


(c)8PSK ($\alpha=0.4$) (d)8PSK ($\alpha=0.7$)

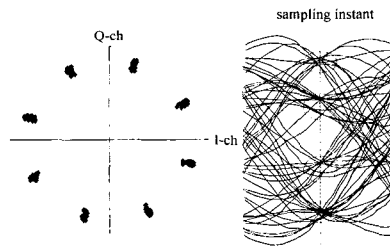
그림 15. 선형채널에 대한 8SQAM과 8PSK의 필터링되어진 기저대역 수신신호의 eye diagram

그림 16은 비선형채널을 통과한 8SQAM과 8PSK의 필터링되어진 기저대역 수신신호의 정상도와 eye diagram을 보여준다. 위 그림에서 (a)는 8SQAM 신호에 대해서 그리고 (b)는 8PSK 신호에 대해서 정상도와 eye diagram을 각각 보여준다. 8SQAM은 HPA의 비선형성에 따른 왜곡 영향을 적게 받는 반

면에 8PSK는 많이 받고 있음을 알 수 있다. 즉, eye diagram에서 8PSK는 8SQAM보다 비선형 왜곡(AM/AM, AM/PM)에 의한 ISI 영향을 더 많이 받고 있으며 이를 정상도에서 살펴보면 8PSK의 샘플링 값들이 8SQAM보다 정상도의 각 지점으로부터 더 많이 퍼져 있고 위상 또한 더 많이 틀어져 있음을 알 수 있다.



(a) 8SQAM (A=0.7, IBO=5dB)



(b) 8PSK ($\alpha=0.4$, IBO=5dB)

그림 16. 비선형채널을 통과한 8SQAM과 8PSK의 필터링되어진 기저대역 수신신호의 정상도와 eye diagram

송신기 HPA에 의한 비선형 왜곡으로 발생되어진 인접 심볼 간섭(ISD)과 혼변조(IM) 성분 그리고 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 갖는 비선형 증폭 채널 환경에서 8SQAM의 수신 BER 성능을 전산모의 실험을 통하여 분석하였다. 전산모의 실험에서 반송파 주파수(carrier frequency)와 심볼 타이밍(symbol timing)은 정확하게 동기되어져 있는 것으로 가정하였다. 그림 17은 HPA 전력 증폭기의 IBO(input back-off)가 3dB일 때 송신기의 펄스 성형 필터(pulse shaping filter), $s(t)$ 와 상관수신기의 준최적 필터(suboptimum filter), $u(t)$ 의 진폭 파라미터 A, B 모두 0.6을 갖는 8SQAM과 다양한 roll-off 값을 갖는 8PSK의 BER 성능에 대해서 보여준다. 그림에서 8PSK가 $\alpha=0.25$ 에서 $\alpha=1.0$ 의 roll-off 값을 가질 때 8SQAM이 1×10^{-4} 의 BER 성능을 유지하기 위해서 요구되는 E_b/N_0 는 8PSK보다 1dB~2.5dB

우수한 성능을 갖는다. 또한 상승 여현 필터(raised-cosine filter)의 roll-off factor, α 가 증가할수록 8PSK의 성능은 향상되어진다. 그러나 α 가 0.25에서 0.35로 증가할 때 갖는 성능 향상이 α 가 0.35에서 1.0으로 증가할 때는 거의 일어나지 않는다. 따라서 8PSK가 $\alpha = 0.35$ 이상의 값을 갖는 것은 신호의 대역폭만 증가할 뿐 성능향상은 거의 없음을 알 수 있다.

그림 18, 19는 비선형 고전력 증폭기(HPA)의 IBO에 따른 8SQAM과 8PSK 시스템의 BER 성능에 대해서 각각 보여준다. 여기서 8PSK는 가장 좋은 BER 성능을 갖는 $\alpha = 1.0$ 일 때의 성능에 대해서 보여주고 있으며 8SQAM는 진폭 파라미터, A와 B 모두 0.6일 때에 대한 성능을 보여준다. 위 그림에서 HPA의 IBO가 1dB에서 5dB까지 변할 때 1×10^{-4} 의 BER을 유지하기 위해서 요구되는 E_b/N_0 는 8SQAM이 8PSK 보다 0.7dB~1.1dB 더 나은 성능을 갖는다.

위 결과와 같이 8SQAM이 8PSK 보다 더 나은 성능을 갖는 이유는 다음과 같다. 8PSK는 큰 위상변화 - 최대 π 의 위상 변화 - 로 인해서 기저대역 출력신호가 심한 포락선 변동을 가지며 또한 불연속적이고 급격한 위상천이를 갖는다. 따라서 8PSK 신호가 비선형 고전력 증폭기를 통과할 경우 비선형 왜곡(AM/AM, AM/PM)에 의한 인접 심볼 간섭(ISD)과 혼변조(IM) 성분으로 인해서 신호 왜곡이 많이 일어나게 된다. 반면에 8SQAM은 compact한 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호 특성과 I, Q 채널 간에 $T_s/2$ 만큼의 phase-offset으로 인한 적은 위상변화 - 최대 $3\pi/4$ 의 위상변화 - 로 기저대역 출력신호가 적은 포락선 변동을 갖고 또한 인접 심볼간에 부드럽고 연속적인 위상천이를 갖는다. 따라서 8SQAM 신호가 비선형 고전력 증폭기를 통과할 경우 비선형 왜곡에 의한 ISI와 IM 성분으로 인한 신호 왜곡이 적게 일어나게 된다. 그러나 8SQAM 신호는 8PSK 신호 보다 같거나 조금 더 넓은 대역폭을 갖는다. 이에 대한 문제는 대역제한 필터(bandwidth limiting filter)를 사용함으로써 해결되어질 수 있다^[8]. 대역제한 필터로써 Butterworth filter를 사용할 경우 3dB cut-off frequency, f_c 와 pole 수, N 그리고 필터 전달 함수(filter transfer function)와 진폭 파라미터, A 값에 따라 다양한 전력 스펙트럼 특성과 BER 성능을 가짐으로 적용되어지는 시스템의 요구 사양에 맞게 적절하게 선택되어야 할 것이다.

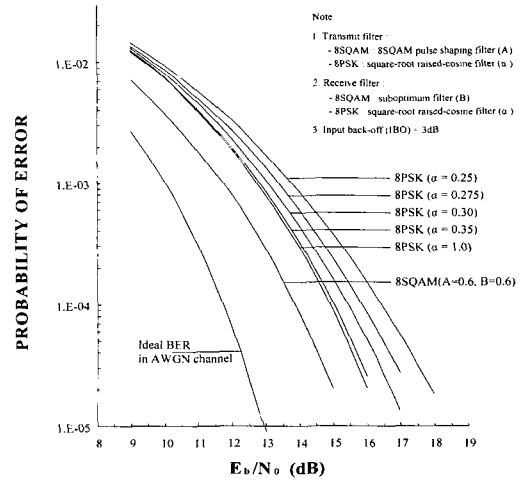


그림 17. HPA 비선형 전력증폭기(BO=3dB)를 통과한 8SQAM과 8PSK의 BER 성능

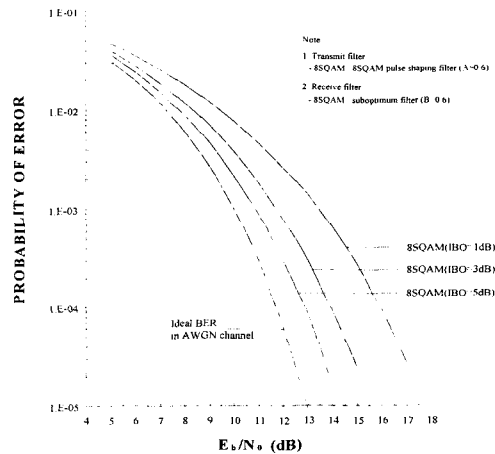


그림 18. HPA 비선형 전력증폭기의 IBO에 따른 8SQAM의 BER 성능

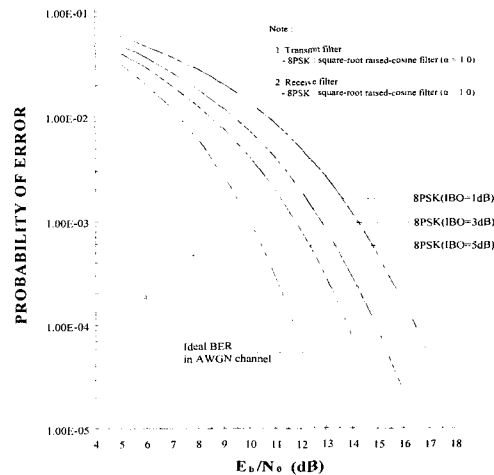


그림 19. HPA 비선형 전력증폭기의 IBO에 따른 8PSK의 BER 성능

