

비선형 증폭 다중채널 간섭환경에서의 8SQAM 모뎀 성능

성 봉 훈, 서 종 수

연세대학교 전기전자공학과

전화 : 02-2123-2878 / 핸드폰 : 011-9521-3743

Performance of 8SQAM Modem in a Nonlinearly Amplified Multi-Channel Interference Environment

Bong-Hoon Seoung, Jong-Soo Seo

Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University

E-mail : sbh@yonsei.ac.kr

Abstract

A new Modem technique - 8-state Superposed QAM(8SQAM) - for use in power and bandwidth limited digital communication system is proposed. The premodulation baseband signal of the 8SQAM system is a double-interval($2T_s$) raised cosine pulse superposed with weighted single-interval(T_s) raised cosine pulse. The performance of the 8SQAM, in a nonlinearly amplified multi-channel environment with additive white Gaussian noise(AWGN), inter-symbol interference(ISI), inter-modulation(IM) and adjacent channel interference(ACI), is analyzed via computer simulation. The simulation result shows that the 8SQAM outperforms 8PSK by about 1.6dB at $BER=1 \times 10^{-4}$ when HPA IBO is 1dB and channel spacing, ΔF is 0.417fb.

I. 서 론

Ka 대역과 같이 높은 주파수 대역을 이용하는 위성 망은 느리게 변화하는 신호감쇠에서부터 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 earth station과 satellite의 고전력증폭기(HPA: high power amplifier)를 비선형 영역(saturation mode)에서 동작시켜야 한다. 또한 한정된 주파수 대역에서 오디오와 영상 그리고 고속 데이터와 같은 광대역 멀티미디어 서비스를 대역폭 효율적으로 전송하기 위해서는 협대역의 main-lobe와 빠른 spectral roll-off 특성을 갖는 다중전력레벨의 변조기법들을 사용하여야 한다. 그러나 다중전력레벨을 갖는 변조기법들은 출력신호가 일정한 포락선(constant envelope)을 유지할 수 없으므로 비선형 채널환경에서 진폭왜곡(AM/AM)과 위상왜곡(AM/PM)으로 인한 성능 저하가 많이 일어나게 된다. 따라서 위성 통신 시스템에서는 전력 및 대역폭 효율을 향상시키기 위한 방법으로 다양한 필터링 기법과 신호처리기법들이 연구되어져 왔다^[1].

본 논문에서는 phase-offset과 overlap 기법에 의해서 위상변화와 포락선 변동이 적고 compact 한 pulse shaping filter의 특성으로 비선형증폭 다중채널 환경에서도 고품질의 서비스를 제공할 수 있는 전력 및 대역폭 효율적인 8SQAM 변복조기법에 대해서 제시한다.

II. 비선형 채널 환경

HPA 출력을 Saleh 모델로 나타낼 때 HPA에 의한 비선형 왜곡 즉 AM/AM과 AM/PM은 다음과 같다.^[2]

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

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

여기서 $A(r)$ 은 AM/AM을 나타내고 $\Phi(r)$ 은 AM/PM을 나타낸다. 식 (1)에서 HPA 비선형 증폭기를 모델링하기 위한 파라미터 $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ 는 표 1과 같다.

표 1. HPA 특성곡선에 대한 Saleh 모델 파라미터

함수	α	β
$A(r)$	1.472962	0.444142
$\Phi(r)$	1.848803	9.577728

본 논문에 적용되어지는 HPA 비선형 특성곡선은 그림 1과 같다.

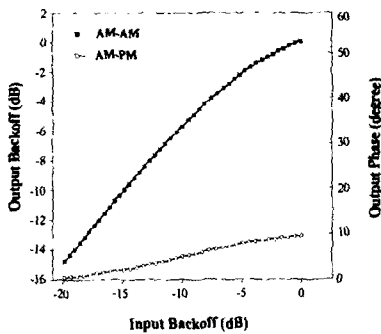


그림 1. HPA 비선형 특성곡선

이상으로 비선형 증폭 다중채널 환경에서 8SQAM 시스템의 전체 동작 구성도는 그림 2와 같다.

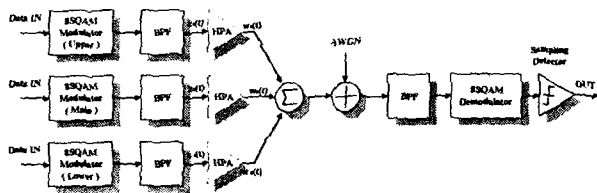


그림 2. 비선형 증폭 다중채널 환경에서 8SQAM 시스템의 동작 구성도

그림 2의 upper-band와 lower-band에 대한 주파수 배치는 그림 3과 같다.

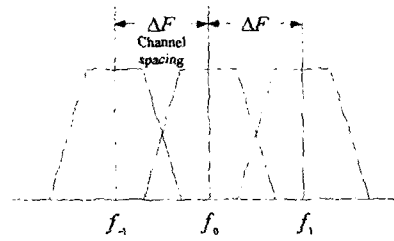


그림 3. SCPC-FDMA 다중채널의 주파수 배치

그림 3에서 f_0 은 원하는 main 채널의 반송파 주파수이며 f_1 과 f_2 은 각각 lower-band에 대한 인접채널과 upper-band에 대한 인접채널의 반송파 주파수이다. 또한 ΔF 는 인접채널간의 채널간격을 나타낸다.

III. 8SQAM 모델의 동작 구성도

8SQAM 변조기의 동작 구성도는 그림 4와 같다.

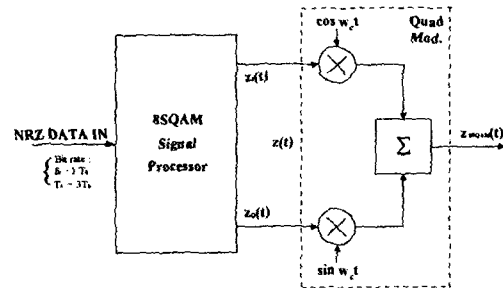


그림 4. 8SQAM 변조기의 동작 구성도

그림 4에서 8SQAM signal processor에 대한 동작 구성도는 그림 5와 같다.

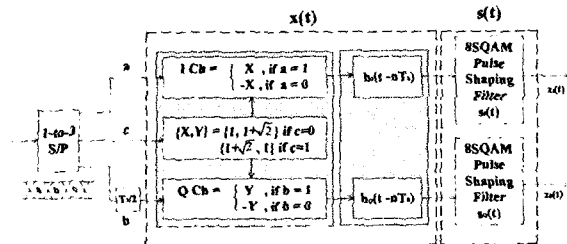


그림 5. 8SQAM signal processor의 동작 구성도

그림 5에서 NRZ 입력 데이터가 들어올 때, 입력 신호

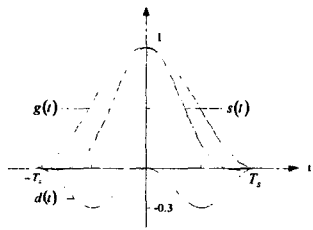
호, $x(t)$ 와 pulse shaping filter의 impulse response, $s(t)$ 는 다음 식과 같다.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT_s) \quad (2)$$

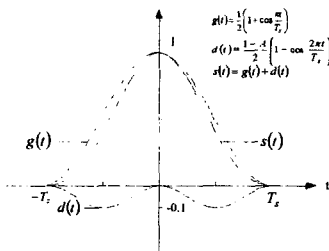
$$h(t-nT_s) = \begin{cases} 1, & t = nT_s \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3)$$

$$s(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{T_s} \right) - \frac{1-A}{2} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{T_s} \right) \quad (4)$$

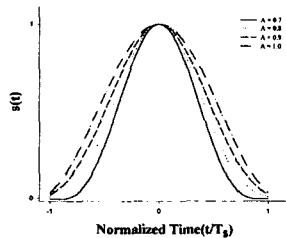
여기서 T_s 는 NRZ 입력 데이터에 대한 symbol 주기이고 $a_n = \pm 1 \pm (1+\sqrt{2})^n$ 이다. 그리고 A는 8SQAM 신호의 진폭 파라미터를 나타내고 $-T_s \leq t \leq T_s$ 이다. 식 (4)에서 진폭 파라미터, A 값에 따른 pulse shaping filter의 impulse response, $s(t)$ 는 그림 6과 같다.



(a) A=0.7



(b) A=0.9



(c)

그림 6. 진폭 파라미터, A 값에 따른 8SQAM pulse shaping filter의 impulse response, $s(t)$

위 식에서, $x(t)$ 의 주기는 T_s 이고 $s(t)$ 의 주기는 $2T_s$ 이므로 $z_{8sqam}(t)$ 는 $s(t-nT_s)$ 와 $s(t-(n+1)T_s)$ 의 중첩에 의해서 다음 식과 같이 주어진다.

$$z_{8sqam}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ a_n s[t-nT_s] + a_{n+1} s[t-(n+1)T_s] \} \quad (5)$$

여기서 $s(t-nT_s)$ 는 n 번째 입력신호, $x_n(t)$ 와 pulse shaping filter의 impulse response, $s(t)$ 가 convolution 되어진 것을 나타내고, $s(t-(n+1)T_s)$ 는 n+1 번째 입력신호, $x_{n+1}(t)$ 와 $s(t)$ 가 convolution 되어진 것을 나타낸다. 따라서 전송되어지는 8SQAM 기저대역 출력신호, $z_{8sqam}(t)$ 은 이전 NRZ 입력신호, $x[t-nT_s]$ 와 현재 NRZ 입력신호, $x[t-(n+1)T_s]$ 의 a_n 과 a_{n+1} 값에 따라서 표 2와 같이 주어진다.

표 2. a_{n+1} 과 a_n 에 따른 8SQAM 기저대역 출력신호

a_{n+1}	a_n	8SQAM output signal
$a_{n+1} = -(1+\sqrt{2})$	$a_n = -(1+\sqrt{2})$	$z_1(t) = 3y_1(t)$
$a_{n+1} = -(1+\sqrt{2})$	$a_n = -1$	$z_2(t) = my_1(t) + ny_2(t)$
$a_{n+1} = -(1+\sqrt{2})$	$a_n = 1$	$z_3(t) = my_2(t) + ny_1(t)$
$a_{n+1} = -(1+\sqrt{2})$	$a_n = 1+\sqrt{2}$	$z_4(t) = 3y_2(t)$
$a_{n+1} = -1$	$a_n = -(1+\sqrt{2})$	$z_5(t) = my_1(t) + ny_3(t)$
$a_{n+1} = -1$	$a_n = -1$	$z_6(t) = 1.2426407y_1(t)$
$a_{n+1} = -1$	$a_n = 1$	$z_7(t) = 1.2426407y_2(t)$
$a_{n+1} = -1$	$a_n = 1+\sqrt{2}$	$z_8(t) = my_2(t) + ny_4(t)$
$a_{n+1} = 1$	$a_n = -(1+\sqrt{2})$	$z_9(t) = my_3(t) + ny_1(t)$
$a_{n+1} = 1$	$a_n = -1$	$z_{10}(t) = 1.2426407y_3(t)$
$a_{n+1} = 1$	$a_n = 1$	$z_{11}(t) = 1.2426407y_4(t)$
$a_{n+1} = 1$	$a_n = 1+\sqrt{2}$	$z_{12}(t) = my_4(t) + ny_2(t)$
$a_{n+1} = 1+\sqrt{2}$	$a_n = -(1+\sqrt{2})$	$z_{13}(t) = 3y_3(t)$
$a_{n+1} = 1+\sqrt{2}$	$a_n = -1$	$z_{14}(t) = my_3(t) + ny_4(t)$
$a_{n+1} = 1+\sqrt{2}$	$a_n = 1$	$z_{15}(t) = my_4(t) + ny_3(t)$
$a_{n+1} = 1+\sqrt{2}$	$a_n = 1+\sqrt{2}$	$z_{16}(t) = 3y_4(t)$

표 2에서 $m=2.1213203$, $n=0.8786797$, $0.5 \leq A \leq 1.0$

$0 \leq t \leq T_s$ 이고 $y_1(t) \sim y_4(t)$ 는 식 (6)과 같다.

$$\begin{cases} y_1(t) = -A - (1 - A)\cos(2\pi t/T_s) \\ y_2(t) = -\cos(\pi t/T_s) \\ y_3(t) = \cos(\pi t/T_s) \\ y_4(t) = A + (1 - A)\cos(2\pi t/T_s) \end{cases} \quad (6)$$

8SQAM 최적상관수신기는 각 채널당 총 16개의 상관기를 필요로 하게 된다. 이는 수신기 구조가 너무 복잡해지는 문제를 가짐으로 본 논문에서는 수신 신호를 검출할 때 한 종류의 상관 펄스만을 사용하는 준최적상관수신기를 사용한다. 그림 7은 8SQAM 준최적상관수신기에 대한 동작 구성도에 대해서 보여준다.

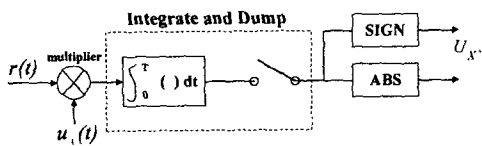


그림 7. 8SQAM 준최적상관수신기

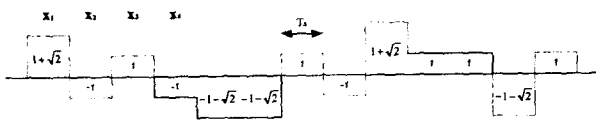
그림 7에서 준최적상관수신기의 impulse response, $u_+(t)$ 는 식 (7)과 같이 주어진다.

$$\begin{cases} u_+(t) = B - (1 - B)\cos(2\pi t/T_s), \text{ for } a_n = 1, 1/\sqrt{2} \\ u_-(t) = -u_+(t), \text{ for } a_n = -1, -(1 + \sqrt{2}) \end{cases}$$

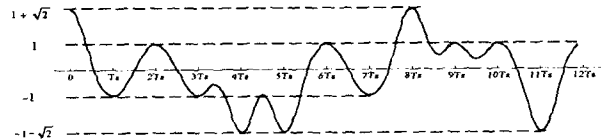
여기서 B는 상관 펄스의 진폭 파라미터를 나타낸다.

V. 8SQAM 모델 성능 분석

NRZ 입력 데이터, $\{1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1\}$, 가 들어올 때, 8SQAM pulse shaping filter의 I 채널 입력 신호, $x(t)$ 는 그림 8(a)와 같고 8SQAM baseband output signal, $z_{8sqam}(t)$ 는 그림 8(b)와 같다.



(a) 8SQAM pulse shaping filter의 입력 신호



(b) 8SQAM baseband output signal

그림 8. 8SQAM 기저대역 출력신호 파형
(Note: $T_s = 3T_b$ 심벌간격, T_b : 비트간격)

그림 9는 8SQAM output signal의 phase transition에 대해서 보여준다. 그림 8과 9로부터 알 수 있듯이 8SQAM baseband output signal은 pulse shaping filter에 의해서 인접한 두 심벌이 overlap되어 연속적이고 부드러운 위상천이를 가짐을 알 수 있다.

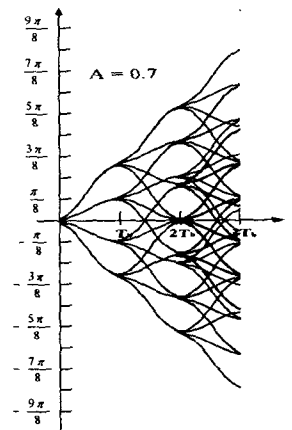


그림 9. 8SQAM output signal의 phase transition

8SQAM output signal에 대한 정규화된 전력스펙트럼 밀도(PSD)는 식 (8)과 같이 주어진다.

$$\left| \frac{S(f)}{S(0)} \right| = \frac{1}{A^2} \left(\frac{1}{1 - 4T_s^2 f^2} + \frac{A - 1}{1 - T_s^2 f^2} \right)^2 \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2 \quad (8)$$

여기서 $T_s = 3T_b$ 이다. 8SQAM output signal은 연속적이고 부드러운 위상천이를 가짐으로 주어진 대역폭 내에 에너지가 집중되어지며 빠른 spectral roll-off 특성을 가지게 된다.

그림 10에서 8SQAM은 진폭 파라미터, A 값이 작을수록 주엽(main-lobe) 성분의 대역폭은 약간 넓어지는 반면에 부엽(side-lobe) 성분들의 전력밀도는 감소함을

알 수 있다. 또한 8SQAM의 부엽 성분들은 $1/f^6$ 에 비례하여 전력밀도가 감소하는 반면에 8PSK는 $1/f^2$ 에 비례하여 전력밀도가 감소함으로 고주파로 올라갈수록 8SQAM이 8PSK 보다 부엽성분에 대한 전력밀도의 감쇠 정도가 더 큼을 알 수 있다.

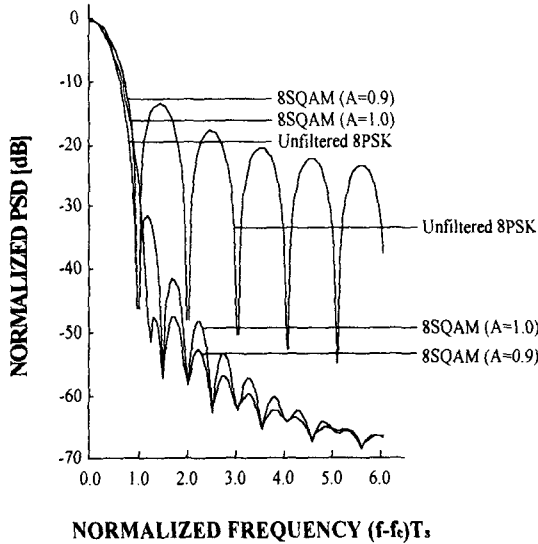


그림 10. 선형채널에 대한 8SQAM 신호의 전력스펙트럼밀도

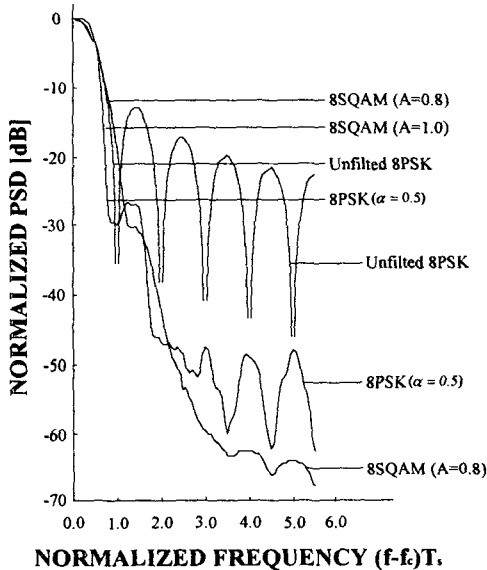


그림 11. 비선형 증폭기를 통과한 8SQAM과 8PSK 신호의 전력스펙트럼밀도(ISO=3dB)

그림 11에서 필터링 되어진 8PSK($\alpha=0.5$)가 비선형 전력증폭기를 통과한 이후에 재생성되어진 부엽성분들에 대해서 살펴보면 8PSK가 8SQAM 보다 더 높은 전력밀도를 가짐을 알 수 있다. 따라서 채널간격이 고려되어지는 다중채널(SCPC-FDMA) 환경에서 전력 효율적으로 시스템을 운영하기 위해서 전력증폭기를 포함영역에서 동작할 경우 8SQAM이 8PSK 보다 더 적은 인접채널간섭(ACI)을 받음을 알 수 있다.

그림 12는 진폭 파라미터, $A=0.7$ 일 때 8SQAM 출력 신호의 space diagram에 대해서 보여준다. 8SQAM은 I 채널 신호와 Q 채널 신호의 $T_s/2$ phase-offset과 인접심벌간의 overlap 기법으로 출력신호에 대한 적은 envelope fluctuation을 가지게 된다. 따라서 8SQAM 출력신호의 최대 phase transition은 $3\pi/4$ 이며 $A=0.7$ 일 때 최대 envelope fluctuation은 7.8dB를 갖는다.

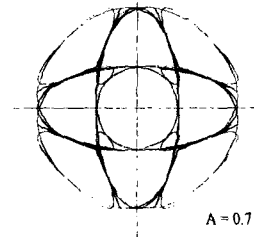


그림 12. 8SQAM 출력신호의 space diagram

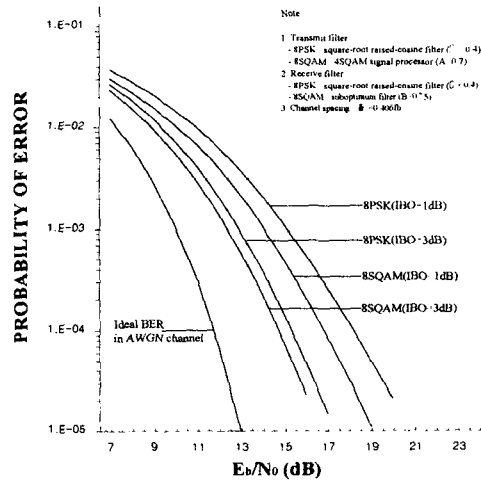
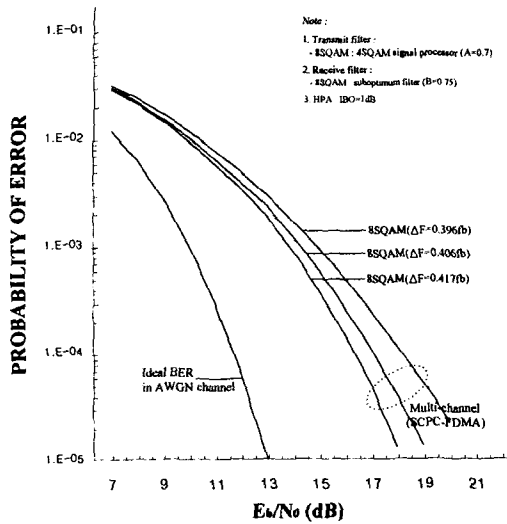
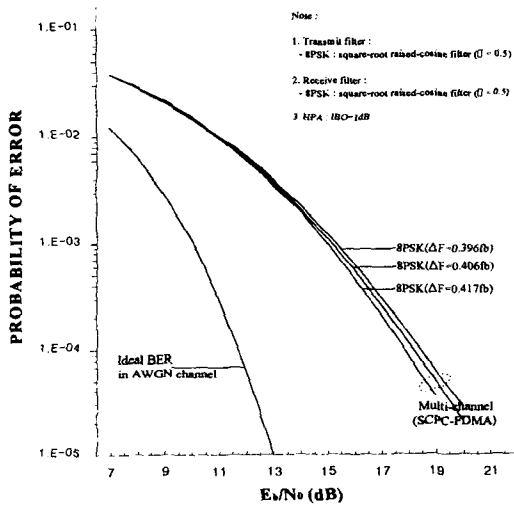


그림 13. HPA 비선형 증폭 SCPC-FDMA 다중채널환경에서 IBO에 따른 8PSK와 8SQAM의 BER 성능($\Delta F=0.406fb$)



(a) 8SQAM



(b) 8PSK

그림 14. 비선형 증폭 SCPC-FDMA 다중채널 환경에서 채널간격에 따른 8SQAM과 8PSK의 BER 성능 (IBO=1dB)

그림 13에서 $BER = 1 \times 10^{-4}$ 을 유지하기 위해 요구되어지는 CNR 값에서 IBO=1dB인 경우에는 8SQAM이 8PSK에 비해서 약 1.4dB 정도 더 나은 성능 이득을 가지지만 IBO=3dB인 경우에는 약 0.6dB 정도 더 나은 성능 이득을 가지게 됨을 알 수 있다.

그림 14에서 8SQAM은 고출력증폭기(HPA)의 input

back-off(BO)가 1dB일 때 비선형 증폭 SCPC-FDMA 다중채널 환경에서 1×10^{-4} 의 BER 성능을 유지하기 위해 요구되어지는 CNR 값이 채널간격, $\Delta F = 0.417f_b$ 에서는 8PSK 보다 약 1.6dB 더 우수한 성능을 가지지만 채널간격, $\Delta F = 0.406f_b$ 때는 약 1.1dB 더 우수한 성능을 가지고 $\Delta F = 0.396f_b$ 때는 약 0.4dB 더 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

VI. 결론

기존의 8PSK는 최대 π 의 위상변화를 가짐으로 포락선 변화가 크고 높은 부엽레벨의 전력밀도를 갖는다. 반면에 8SQAM은 최대 $3\pi/4$ 의 위상변화를 가지며 두 인접한 심벌간의 중첩을 통해서 출력신호의 포락선 변화가 적다. 그리고 compact 한 필터 특성으로 빠른 spectral roll-off 특성을 갖는다. 따라서 비선형 증폭 다중채널(SCPC-FDMA) 환경에서 8PSK는 8SQAM 보다 인접심벌간섭(ISI)과 혼변조(IM) 그리고 인접채널 간섭(ACI)에 대한 영향을 더 많이 받으므로 비선형 증폭기의 input back-off와 channel spacing이 적을수록 8PSK에 대한 8SQAM의 성능 이득은 증가함을 알 수 있다. 비선형 증폭기의 input back-off가 1dB이고 channel spacing이 0.417fb일 때, 8SQAM은 8PSK 보다 최대 1.6dB 더 우수한 성능을 가진다. 그러므로 간단한 하드웨어 구현과 함께 비선형 왜곡에 강하고 스펙트럼 특성이 우수한 8SQAM 시스템은 다양한 위성 및 지상 무선통신 시스템에 널리 이용되어질 것이다.

참고문헌

- [1] Mark C. Austin and Ming U. Chang, "Quadrature Overlapped Raised-Cosine Modulation," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-29, No. 3, pp. 237-249, Mar. 1981
- [2] A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-29, No. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981