

비선형 증폭 SCPC-FDMA 채널 간섭 환경에서 8SQAM 시스템의 성능

정회원 성 봉 훈*, 서 종 수**

Performance of 8SQAM System in a Nonlinearly Amplified SCPC-FDMA Channel Interference 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)은 인접하는 두 심볼간에 진폭과 위상이 상관관계를 유지함으로써 부드럽고 연속적인 위상천이와 함께 적은 포락선 변동을 갖는 출력신호를 생성한다. 또한 8SQAM 신호는 심볼간 간섭이 없으며 compact한 스펙트럼 특성을 갖는다. 따라서 8SQAM은 기존의 8PSK와 비교하여 비선형 왜곡에 의한 혼변조(IM)와 인접 심볼 간섭(ISI) 그리고 다중채널(SCPC-FDMA) 환경에서의 인접 채널 간섭(ACI) 영향을 적게 받는다. 본 논문에서는 비선형 증폭 다중채널 간섭 환경에서 8SQAM 시스템의 수신 성능을 전산모의 실험을 통해서 분석하였다. 전산모의 실험 결과 8SQAM은 고출력증폭기(HPA)의 Input back-off(IBO)가 1dB이고 채널 간격이 데이터 비트율의 41.7%(즉, 스펙트럼 효율 $\approx 2.40\text{b/s/Hz}$)일 때, $BER = 1 \times 10^{-4}$ 을 유지하기 위해 요구되는 CNR이 $\alpha = 0.3$ 의 roll-off 값을 갖는 8PSK 보다 2.7dB 우수한 성능을 보였다.

ABSTRACT

8SQAM(8-state Superposed Quadrature Amplitude Modulation) being a new modem technique for use in power and bandwidth limited digital communication system 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. Also, 8SQAM signal is free of inter-symbol interference(ISI), and has a compact power spectrum. Accordingly 8SQAM, as compared with a conventional 8PSK, is influenced a little by inter-modulation(IM), inter-symbol interference(ISI) and adjacent channel interference(ACI) in a nonlinearly amplified multi-channel(SCPC-FDMA) environment. In this paper, the performance of 8SQAM system in a nonlinearly amplified multi-channel interference environment is analyzed via computer simulation. The simulation result shows that 8SQAM outperforms 8PSK with roll-off value of $\alpha = 0.3$ by 2.7dB in CNR to maintain $BER = 1 \times 10^{-4}$ when input back-off(IBO) of HPA is 1dB and channel space is 41.7% of the data bit rate(i.e., spectral efficiency $\approx 2.40\text{b/s/Hz}$).

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

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

논문번호 : #030141-0331, 접수일자 : 2003년 3월 31일

I. 서론

고품질의 오디오, 영상 및 데이터 서비스를 제공하는 초고속 멀티미디어 서비스에 대한 수요가 급증함에 따라 1980년대 중반부터 Ku 대역을 이용하려는 위성의 수가 증가하기 시작하여 1990년대 중반에 와서는 거의 포화상태에 이르게 되었다. 따라서 많은 위성 통신 시스템들은 보다 높은 주파수 대역인 Ka 대역을 이용하려 하고 있다.^[1] 그러나 Ka 대역과 같은 높은 주파수 대역은 느리게 변화하는 신호감쇠에서부터 빠르고 강한 페이딩에 이르기까지 대기에 의한 영향을 많이 받으며 특히 강우감쇠(rain attenuation)에 의한 영향을 많이 받으므로 위성망 신뢰도에 심각한 영향을 미치게 된다. 따라서 Ka 대역과 같은 높은 주파수 대역에서 페이딩에 의한 영향을 최소화시키기 위해서는 지구국과 위성중계기의 고전력증폭기(HPA: high power amplifier)를 비선형 영역(saturation mode)에서 동작시켜야 하며 또한 한정된 주파수 대역에서 초고속 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서는 다중전력 레벨의 변조기법들이 요구되어진다.

8PSK은 QPSK 보다 대역폭 효율이 1.5배이며 최대 3b/s/Hz의 전송 효율을 갖는다. 또한 선형 채널 환경에서 좋은 BER 성능을 가지며 하드웨어적 구현이 간단하다는 장점을 갖는다. 그러나 8PSK 신호는 불연속적이고 급격한 위상전이 특성을 가지며 큰 위상 변화 - 최대 180도의 위상 변화 - 로 인해서 저대역 출력 신호가 심한 포락선 변동(envelope fluctuation)을 갖는다. 따라서 필터링되어진 8PSK 신호가 비선형 채널을 통과할 경우 비선형 왜곡(AM/AM, AM/PM)에 의한 인접 심볼 간섭(ISI)과 대역 내 혼변조(IM) 성분으로 인해서 신호 왜곡이 많이 일어나게 되며 특히 불연속적이고 급격한 위상전이 특성은 비선형 채널 환경에서 높은 전력 밀도를 갖는 대역 외 혼변조와 하모닉 성분들을 발생시켜 상승 여현 필터(raised cosine filter)에 의해서 제거되어진 부엽(side-lobe) 성분들을 재생성시키고 SCPC-FDMA 시스템과 같은 다중채널 환경에서 인접 채널 간섭(ACI)을 발생시키게 된다.

본 논문은 SQAM^[2]과 비교하여 스펙트럼 효율이 1.5배이고 최대 3b/s/Hz의 전송효율을 가지며 빠른 spectral roll-off 특성과 낮은 out-of-band energy 그리고 비선형채널 환경에서도 고품질의 서비스를 제공할 수 있는 전력 및 대역폭 효율적인 변복조 기

법인 8SQAM (8-state Superposed Quadrature Amplitude Modulation) 시스템을 제안하고 비선형 증폭 다중채널(SCPC-FDMA) 간섭 환경에서 그 성능을 분석한다.

II. 비선형 다중채널 환경

2.1 비선형 채널

HPA 출력 값들을 RMS(root mean square) 방법으로 curve-fitting 할 때, 이들에 대한 power series 형태를 Saleh가 제안한 형태로 나타내면 다음과 같다.^[3]

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

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.

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

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

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

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

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

본 논문에서 비선형 채널 모델링을 위한 HPA 특성을 Saleh 모델을 이용해서 나타낼 때, 식 (5), (6)에 적용되어지는 파라미터 a_a , β_a , α_ϕ , β_ϕ 는 표 1과 같다. 그리고 식 (5), (6)과 표 1로부터, 본 논문에 적용되어지는 HPA 출력신호의 진폭(AM/AM)과 위상(AM/PM)의 비선형 특성곡선은 그림 1과 같다.

표 1. HPA 특성 파라미터

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

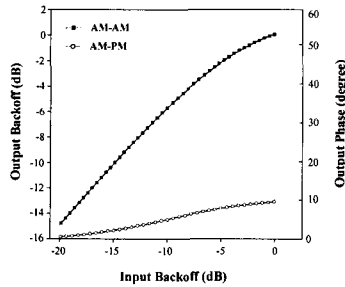


그림 1. HPA 비선형 특성곡선

2.2 비선형 증폭 다중채널(SCPC-FDMA) 모델

비선형 증폭 다중채널 (SCPC-FDMA : single channel per carrier - FDMA) 시스템의 동작구성은 그림 2와 같다. 여기서 main 채널에 가장 인접한 두 채널(즉, upper-band 채널과 lower-band 채널)은 main 채널에 주요 간섭원이 된다.

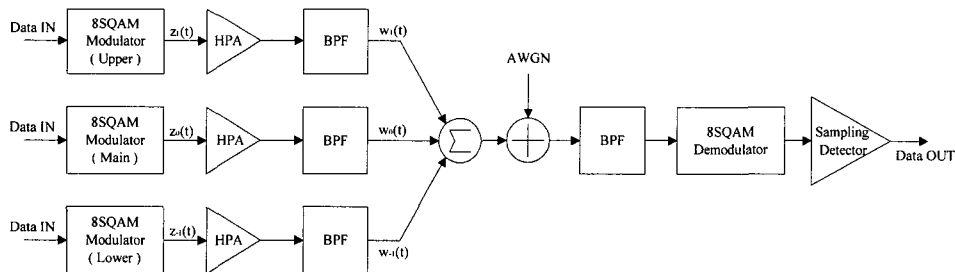


그림 2. 비선형 증폭 다중채널(SCPC-FDMA) 시스템의 동작 구성도

그림 2의 upper-band와 lower-band 채널에 대한 스펙트럼 배치는 그림 3과 같다.

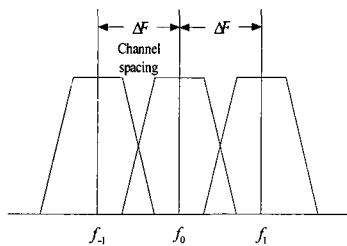


그림 3. 다중채널(SCPC-FDMA) 시스템의 스펙트럼 배치

그림 3에서 f_0 은 원하는 main 채널의 반송파 주파수이며 f_{-1} 과 f_1 은 각각 lower-band 인접채널과 upper-band 인접 채널의 반송파 주파수이다. 또한 ΔF 는 인접 채널간의 채널 간격을 나타낸다. 그림 2와 같은 3채널 SCPC-FDMA 시스템의 전송 신호, $w_n(t)$ 는 식 (7)과 같이 주어진다.

$$w_n(t) = \text{Re}[v_n(t) \exp\{j(2\pi f_n t)\}] \quad (7)$$

여기서 $n = \{-1, 0, 1\}$, $n = 0$ 은 원하는 신호를 그리고 $n = \pm 1$ 은 인접 채널 간섭 신호를 나타낸다. 식 (7)에서 복소 포락선, $v_n(t)$ 는 다음과 같이 주어진다^[4].

$$v_n(t) = k\rho_n \exp\left\{j\frac{\pi}{2} \cdot \int_{-\infty}^t \sum_i a_{n,i} s(\tau - \tau_n - iT_s) d\tau + n\Delta F 2\pi t + \theta_n\right\} \quad (8)$$

여기서 k 는 원하는 신호의 크기, ρ_n 은 원하는 신호와 인접 채널 신호와의 상대적 크기($\rho_0 = 1$), $s(t)$ 는 기저대역 premodulation 필터인 8SQAM 펄스 성형 필터의 임펄스 응답(식 (16)을 보라), τ_n 은 인접

채널과의 심볼 타이밍 오차($\tau_0 = 0$ sec), ΔF 는 채널 간격, θ_n 은 인접 채널과의 반송파 위상오차($\theta_0 = 0$ rad), $a_{n,i}$ 는 ± 1 (여기서 i 는 인접 심볼 간섭 항을 나타냄), 그리고 T_s 는 심볼 주기를 나타낸다.

수신 필터의 출력에서 복조되어진 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r(t) = x_n(t) + n(t), \quad x_n(t) = x_{-1}(t) + x_0(t) + x_1(t) \\ x_n(t) = \text{Re}[v_n(t) * h_n(t) * h_R(t)] \quad (9)$$

여기서 *는 컨볼루션을 의미하고 $h_n(t)$ 와 $h_R(t)$ 는 송신 및 수신 대역통과 필터의 임펄스 응답을 각각 나타내며, $n = \{-1, 0, 1\}$ 에 대한 $h_{-1}(t)$ 와 $h_0(t)$ 그리고 $h_1(t)$ 는 lower 채널과 main 채널 그리고 upper 채널에 대한 송신 필터의 임펄스 응답을 각각 나타낸다. 본 논문에서 $h_0(t)$ 는 $h_T(t)$ 로 나타내기로 한다. 또한 $n(t)$ 는 평균이 0인 가우시안 잡음이며 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_R(f)|^2 df \quad (10)$$

여기서 $N_0/2$ 는 가우시안 잡음의 양측파대 전력 스펙트럼 밀도를 나타내고 $H_R(f)$ 는 $h_R(t)$ 의 푸리에 변환을 나타낸다. $i = 0$ 인 원하는 신호, $a_{0,0} = 1$ 이라고 가정할 때 샘플링 순간, $t = t_0$ 에서 에러 확률은 다음과 같이 나타내어진다.

$$P(e) = \overline{Q[(kf(t_0) + ISI + ACI)/\sigma_n]} \quad (11)$$

여기서, $f(t) = s(t) * h_T(t) * h_R(t)$

$$ISI = k \sum_{i \neq 0} a_{0,i} f(t_0 - iT_s)$$

$$ACI = x_1(t_0) + x_{-1}(t_0)$$

$$Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^{\infty} \exp(-y^2/2) dy$$

그리고 $\overline{\quad}$ 는 평균을 나타낸다. main 채널에 대한 주요 간섭원으로 인접한 두 채널에 대해서만 고려할 때, ISI는 다음과 같이 나타내어진다.

$$ISI = k[a_{0,1}f(t_{-1}) + a_{0,-1}f(t_1)] \quad (12)$$

식 (12)에서, worst ISI는 $a_{0,1} = a_{0,-1} = -1$ 일 때 발생되어지며 식 (13)과 같다.

$$\text{worst } ISI = -k[f(t_{-1}) + f(t_1)] \quad (13)$$

worst ACI는 인접한 채널 신호가 원하는 신호의 반대 극성을 가질 때 발생되어지며 식 (14)와 같다.

$$\text{worst } ACI = -[|x_1(t_0)| + |x_{-1}(t_0)|] \quad (14)$$

따라서 SCPC-FDMA 다중채널 시스템의 worst case(high bound) 에러 확률은 식 (11), (13), (14)에 의해서 계산되어질 수 있다.

III. 8SQAM 모뎀의 구성과 특성

3.1 8SQAM 모뎀의 구성

8SQAM 변조기의 동작구성도는 그림 4와 같다.

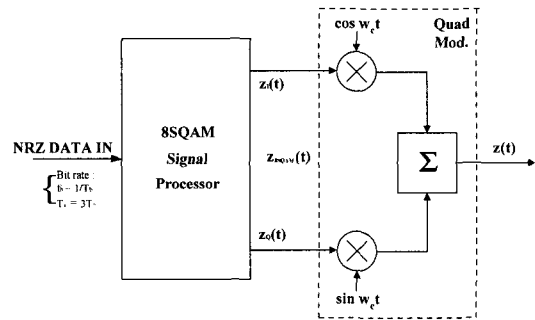


그림 4. 8SQAM 변조기의 동작구성도

그림 4에서 8SQAM 신호처리기의 동작구성도는 그림 5와 같다.

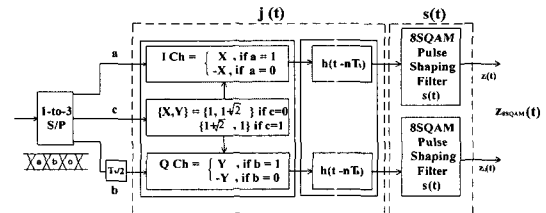


그림 5. 8SQAM 신호처리기의 동작구성도

3.2 8SQAM 신호의 특성

그림 5에서 NRZ 입력 데이터에 대한 입력신호 $j(t)$ 와 펄스 성형 필터(pulse shaping filter)의 임펄스 응답 신호 $s(t)$ 는 다음과 같다.^[2]

$$j(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) \quad (15)$$

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

$$s(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi t}{T_s} \right) - \frac{1-A}{2} \left(1 - \cos \frac{2\pi t}{T_s} \right) \quad (16)$$

여기서 T_s 는 NRZ 입력 데이터에 대한 심볼 주기이며 $a_n = \pm 1, \pm(1+\sqrt{2})$ 이다. 그리고 A는 8SQAM 신호의 진폭 파라미터를 나타내고 $-T_s \leq t \leq T_s$ 이다.

식 (16)에서 진폭 파라미터, A 값에 따른 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호 $s(t)$ 는 그림 6과 같다.

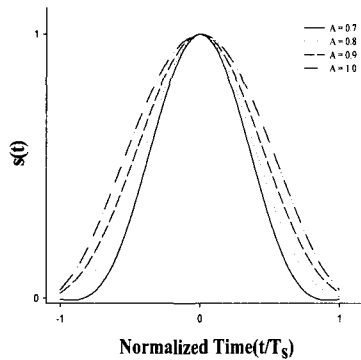


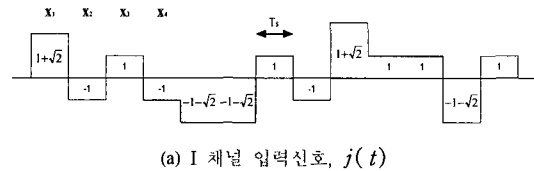
그림 6. 진폭 파라미터, A 값에 따른 8SQAM 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호, $s(t)$

8SQAM에서 입력신호, $j(t)$ 의 주기는 T_s 이고 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호, $s(t)$ 의 주기는 $2T_s$ 이므로 8SQAM 등가 기저대역 출력신호, $z_{8SQAM}(t)$ 는 8SQAM 펄스 성형 필터(pulse shaping filter)의 임펄스 응답 신호, $s[t-nT_s]$ 와 $s[t-(n+1)T_s]$ 의 중첩에 의해서 식 (17)과 같이 나타내어진다.

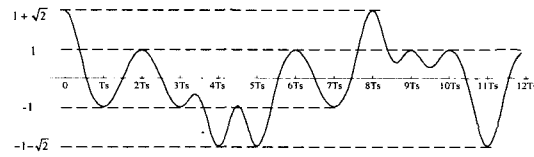
$$z_{8SQAM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ a_n s[t-nT_s] + a_{n+1} s[t-(n+1)T_s] \} \quad (17)$$

여기서 $s[t-nT_s]$ 는 $j(t)$ 의 n 번째 입력신호와 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호, $s(t)$ 가 콘볼루션 되어진 것을 나타내고 $s[t-(n+1)T_s]$ 는 $j(t)$ 의 n+1 번째 입력신호와 펄스 성형 필터의 임펄스 응답 신호 $s(t)$ 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 따

라서 총 16가지의 기저대역 출력신호 파형이 생성되어진다. NRZ 입력 데이터에 대한 I 채널 입력신호, $j(t)$ 와 이에 대한 8SQAM 기저대역 출력 신호, $z_I(t)$ 의 파형은 그림 7과 같다.



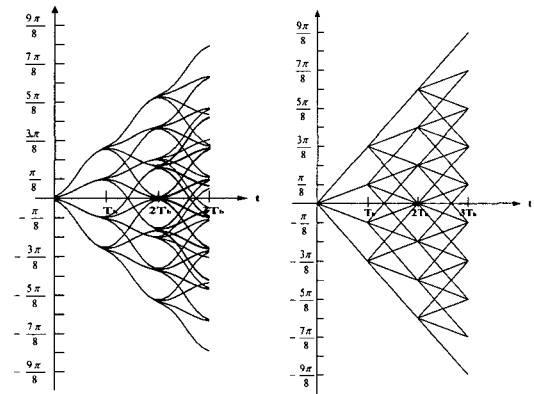
(a) I 채널 입력신호, $j(t)$



(b) 8SQAM 기저대역 출력신호, $z_I(t)$ (A=0.7)

그림 7. 8SQAM 출력신호 파형
(Note: $T_s = 3T_b$: 심볼 간격, T_b : 비트 간격)

전력 스펙트럼 특성은 변조 신호의 위상전이(phase transition) 특성과 관련되며 좋은 스펙트럼 특성을 얻기 위해서는 부드럽고 연속적인 위상전이 특성이 요구되어진다.^[5] 그림 8은 8SQAM과 8PSK 신호의 위상전이(phase transition) 특성을 보여준다.



(a) 8SQAM(A=0.7)

(b) 8PSK

그림 8. 8SQAM과 8PSK 신호의 위상 전이도

그림 8에서, 8PSK의 위상전이는 불연속적이며 위상 경로(phase path)의 sharp한 edge 때문에 전력 스펙트럼이 compact 하지 못하다. 반면에 8SQAM은 부드럽고 연속적인 위상전이 특성을 가지므로 주어진 대역폭 내에 에너지가 집중되어지며 낮은 전력레벨의 부엽(side-lobe) 성분들을 갖는 compact한 스펙

트럼 특성을 갖는다. 따라서 8SQAM은 비선형 다중 채널 환경에서 8PSK 보다 인접 채널 간섭(ACI)에 대한 영향을 더 적게 받는다.

3.3 8SQAM의 전력 스펙트럼 밀도

8SQAM과 8PSK 신호에 대한 정규화된 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.^{[2][6]}

$$\left| \frac{S(f)}{S(0)} \right| = \frac{1}{A^2} \left(\frac{1}{1 - 4T_s^2 f^2} + \frac{A-1}{1 - T_s^2 f^2} \right)^2 \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2 \quad (18)$$

$$\left| \frac{G(f)}{G(0)} \right| = \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2 \quad (19)$$

여기서 $T_s = 3T_b$ 이다. 식 (18), (19)에서 알 수 있듯이 8SQAM 신호의 전력 스펙트럼 밀도(PSD)는 주파수, f 에 대해서 $1/f^6$ 에 비례하고 8PSK는 $1/f^2$ 에 비례한다. 따라서 8SQAM은 8PSK 보다 고주파수로 올라갈수록 부엽 성분에 대한 전력 밀도가 더욱 급속하게 떨어짐을 알 수 있다. 이상으로부터 선형채널에 대한 8SQAM과 unfiltered 8PSK 신호의 정규화된 전력 스펙트럼 밀도에 대해서 살펴보면 다음과 같다.

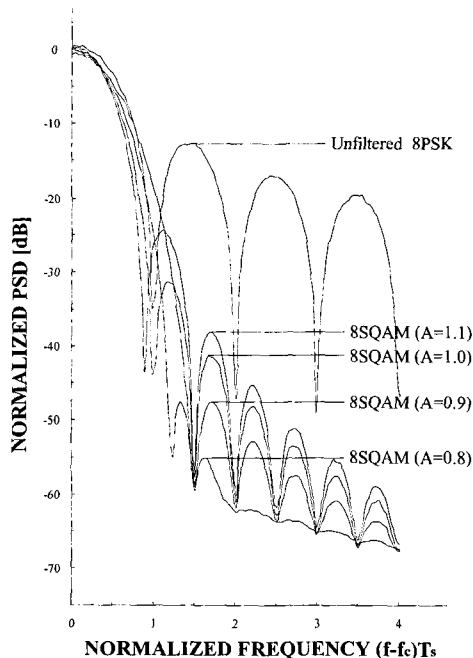


그림 9. 선형채널에 대한 8SQAM과 unfiltered 8PSK 신호의 정규화된 전력 스펙트럼 밀도

그림 9에서 알 수 있듯이, 8SQAM은 진폭 파라미터, A 값이 작을수록 주엽(main-lobe) 성분의 대역폭은 약간 넓어지는 반면에 더 빠른 spectral roll-off 특성을 갖는다. 그림 10은 비선형채널 환경에서 HPA의 input back-off(BO)에 따른 8SQAM과 8PSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도에 대해서 보여준다. 위 그림으로부터 8SQAM은 8PSK 보다 비선형 다중채널 환경에서 인접 채널 간섭(ACI)에 대한 영향을 더 적게 받으며 스펙트럼을 보다 효율적으로 이용할 수 있음을 알 수 있다.

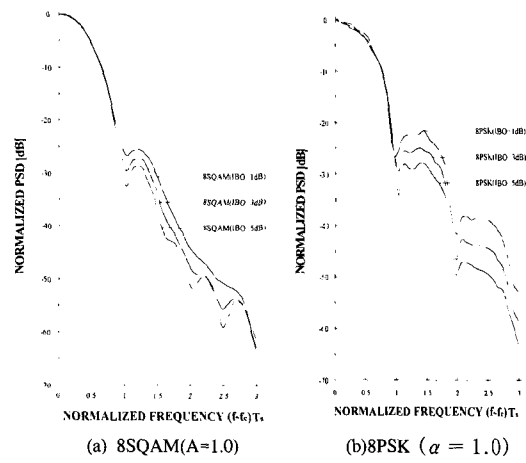


그림 10. 비선형채널 환경에서 BO에 따른 8SQAM과 8PSK 신호의 전력 스펙트럼 밀도

3.4 8SQAM 신호의 eye와 space diagram

그림 11은 진폭 파라미터, A 값에 따른 8SQAM 등가 기저대역 신호의 송신 eye diagram을 보여준다. 위 그림에서 eye diagram은 샘플링 순간에 VEO (vertical eye opening)가 완전히 열려져 있음을 알 수 있다.

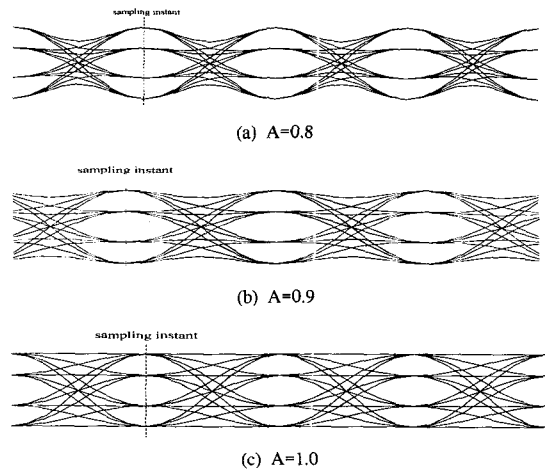


그림 11. 8SQAM 신호의 송신 eye diagram

그림 12는 8SQAM과 8PSK 신호의 space diagram에 대해서 그리고 표 2는 8SQAM 신호의 최대 포락선 변동에 대해서 보여준다. 표 2에서 8SQAM은 진폭 파라미터, A 값이 증가할수록 최대 포락선 변동은 증가함을 알 수 있다. 반면에 그림 12(b)에서 8PSK는 어느 순간에 신호의 포락선이 zero가 됨으로써 최대 포락선 변동이 무한대가 됨을 알 수 있다. 따라서 8SQAM은 8PSK 보다 더 적은 포락선 변동을 가짐을 알 수 있다.

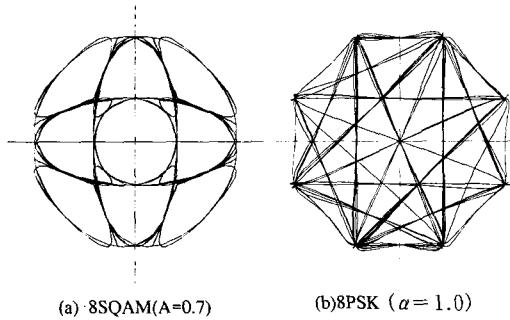
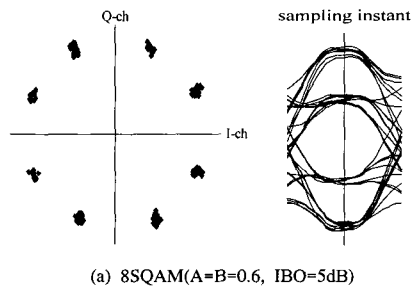


그림 12. 8SQAM과 8PSK 신호의 space diagram

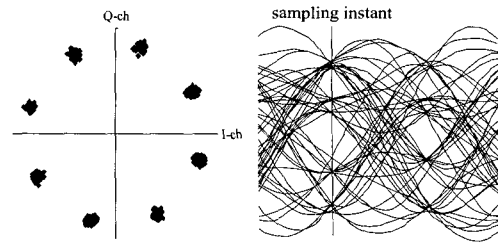
표 2. 진폭 파라미터, A 값에 따른 8SQAM 신호의 최대 포락선 변동(maximum envelope fluctuation)

A	Max. signal amplitude	Min. signal amplitude	Max. envelope fluctuation (dB)
0.7	1.054	0.420	8.0
0.8	1.113	0.387	9.2
0.9	1.176	0.328	11.1
1.0	1.273	0.291	12.8

그림 13은 비선형 다중채널(SCPC-FDMA) 환경에서 8SQAM과 8PSK의 필터링되어진 기저대역 수신 신호의 성상도(constellation)와 eye diagram을 보여준다. 위 그림에서 8SQAM은 샘플링 순간에 ISI에 대한 영향을 8PSK 보다 더 적게 받으며 위상 또한 더 적게 틀어져 있음을 알 수 있다. 따라서 8SQAM은 8PSK 보다 비선형 다중채널 환경에서 ISI와 혼변조(IM) 그리고 인접 채널 간섭(ACI)에 의한 영향을 더 적게 받고 있음을 알 수 있다.



(a) 8SQAM(A=B=0.6, IBO=5dB)

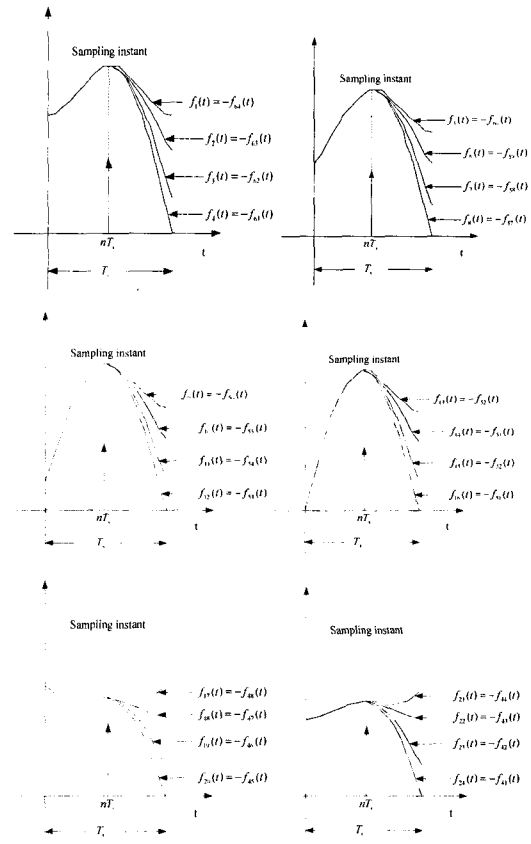


(b) 8PSK ($\alpha = 0.3$, $IBO = 5dB$)

그림 13. 비선형 다중채널(SCPC-FDMA) 간섭환경에서 8SQAM과 8PSK의 필터링되어진 기저대역 수신 신호의 성상도와 eye diagram ($\Delta F = 0.417f_b$)

IV. 8SQAM 수신 신호의 BER 성능

최적 상관수신기는 수신 신호의 에너지를 극대화시키고 잡음전력을 최소화시킨다. 랜덤한 NRZ 입력 데이터에 대한 심볼 구간 $[\pm T_s/2]$ 에서 갖는 8SQAM 등가 기저대역 출력신호 파형, $f_1(t) \sim f_{64}(t)$,은 그림 14와 같이 총 64가지가 존재한다. 여기서 32가지의 출력신호 파형은 나머지 32가지의 출력신호 파형과 negative symmetric 하다.



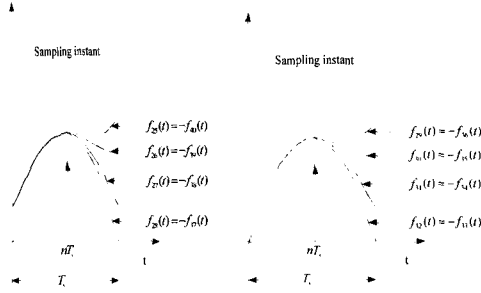


그림 14. 한 심볼 구간에서 본 8SQAM 기저대역 출력 신호 파형

따라서 8SQAM의 최적 상관수신기는 32가지의 상관 펄스를 필요로 한다. 본 논문에서는 BER 성능 열화와 하드웨어 구현의 복잡도를 최소화시키기 위한 방안으로 8SQAM 준최적 상관수신기를 사용한다. 준최적 상관수신기는 한 종류의 상관 펄스만을 사용하며 이에 대한 동작 구성도는 그림 15와 같다^[7].

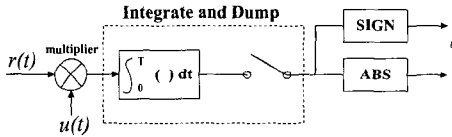


그림 15. 준최적 상관수신기의 동작 구성도

AWGN 채널환경에서 그림 15의 준최적 상관 수신기에 대한 출력 값, U_X 는 랜덤 변수로 나타내어진다. 송신단에서 8SQAM의 등가 기저대역 출력 신호, $z_{8SQAM}(t)$ 가 전송될 때, 그림 15의 수신기를 통해서 출력되는 U_X 는 식 (20)과 같이 주어진다.

$$U_X = \int_0^{T_s} m(t) u(t) dt = \int_0^{T_s} z_{8SQAM}(t) u(t) dt + \int_0^{T_s} n(t) u(t) dt \quad (20)$$

여기서 $m(t) = z_{8SQAM}(t) + n(t)$ 이며 $z_{8SQAM}(t)$ 는 8SQAM 등가 기저대역 수신신호를 나타낸다. 그리고 $u(t)$ 는 8SQAM 준최적 상관수신기의 임펄스 응답 신호를 나타내며 식 (21)과 같이 주어진다^[7].

$$u(t) = B - (1 - B) \cos\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right) \quad (21)$$

여기서 B 는 상관펄스의 진폭 파라미터로

$0.5 \leq B \leq 1.0$ 이며 $-T_s/2 \leq t \leq T_s/2$ 이다.

본 논문에서는 백색 가우시안 잡음(AWGN)과 인접 심볼 간섭(ISI) 그리고 혼변조(IM)와 인접 채널 간섭(ACI)을 갖는 비선형 다중채널 간섭 환경에서 roll-off 값과 고출력 증폭기(HPA)의 input back-off(BO) 그리고 채널 간격(channel spacing)에 따른 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능에 대해서 비교 분석하였다. 전산모의 실험에서 간섭 신호는 원하는 신호와 같은 형태와 전력 크기를 갖는다. 또한 간섭 채널과 main 채널 사이에 반송파 위상 동기과 주파수 동기를 피하기 위해서 간섭 신호의 반송파 위상과 심볼 타이밍은 $(0, 2\pi)$ 와 $(-T_s/2, T_s/2)$ 상에서 각각 랜덤하게 유지되도록 한다. AWGN 채널에서 최적 상관수신기를 갖는 8SQAM과 8PSK의 BER 성능은 다음과 같다^[8].

$$P_e = \frac{1}{3} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3E_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{8}\right) \quad (22)$$

여기서 E_b 는 비트 에너지를 나타낸다.

그림 16은 다양한 roll-off 값을 갖는 8PSK와 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 8SQAM의 수신 BER 성능에 대해서 보여준다. 위 그림에서 roll-off factor, α 가 증가할수록 8PSK는 인접 심볼 간섭(ISI)에 대한 영향은 감소되어지만 반면에 인접 채널 간섭(ACI)에 대한 영향은 증가되어진다. 따라서 8PSK는 인접 심볼 간섭과 인접 채널 간섭에 대한 영향을 잘 고려하여 주어진 채널 환경에서 요구되어지는 수신 BER 성능을 위해 적절한 roll-off 값이 선택되어야 할 것이다. 전산모의 실험 결과 8PSK는 $\alpha = 0.5$ 일 경우 가장 우수한 수신 BER 성능을 가짐을 알 수 있다. 또한 HPA의 IBO가 1dB이고 8PSK가 $\alpha = 0.3$ 에서 1.0의 roll-off 값을 가질 때 8SQAM이 1×10^{-4} 의 BER 성능을 유지하기 위해 요구되는 CNR 값은 8PSK 보다 1.4dB~2.7dB 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

그림 17은 HPA의 IBO에 따른 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능에 대해서 보여준다. 위 그림에서 HPA의 IBO가 증가할수록 비선형 왜곡에 의한 영향이 감소되어서 두 시스템 모두 BER 성능이 많이 향상되어짐을 알 수 있다. 또한 8SQAM은 비선형 특성이 강할수록 8PSK보다 더 우수한 성능을 가짐을

알 수 있다. 전산모의 실험 결과 채널 간격, $\Delta F = 0.417f_b$ (스펙트럼 효율 $\approx 2.40\text{b/s/Hz}$) 일 때

$BER = 1 \times 10^{-4}$ 을 유지하기 위해서 요구되는 CNR 값이 HPA의 IBO가 1dB인 경우 진폭 파라미터 A, B 모두 0.6을 갖는 8SQAM은 $\alpha = 1.0$ 을 갖는 8PSK 보다 2.3dB 우수한 성능을 가지며 HPA의 IBO가 3dB일 경우 1.5dB 우수한 성능을 가진다.

그림 18은 채널간격, ΔF 에 따른 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능에 대해서 각각 보여준다. 위 그림에서 채널간격이 증가할수록 두 시스템 모두 성능이 향상되어짐을 알 수 있다. 그러나 8SQAM은 채널간격이 증가할수록 BER 성능이 많이 향상되어지는 반면에 8PSK는 조금밖에 향상되어지지 않는다. 이는 HPA가 비선형 영역에서 동작 되어질 때 8PSK는 큰 포락선 변동을 가짐으로써 비선형 왜곡 - 진폭 왜곡(AM/AM)과 위상 왜곡(AM/PM) - 에 의한 영향을 많이 받게 되고 이로 인해서 대역 외 혼변조와 하모닉 주파수 성분들에 의한 높은 전력 밀도를 갖는 부엽성분들이 재생성 되어져 다중채널 환경에서 8SQAM 보다 더 많은 인접 채널 간섭을 받고 있기 때문이다. 전산모의 실험 결과 HPA의 IBO가 1dB일 때 진폭 파라미터 A, B 모두 0.6을 갖는 8SQAM은 1×10^{-4} 의 BER 성능을 유지하기 위해서 요구되어지는 CNR 값이 채널간격 $\Delta F = 0.417f_b$ 에서는 $\alpha = 1.0$ 을 갖는 8PSK 보다 2.3dB 우수하며 채널간격, $\Delta F = 0.406f_b$ (스펙트럼 효율 $\approx 2.46\text{b/s/Hz}$)에서는 1.9dB 우수한 성능을 가진다.

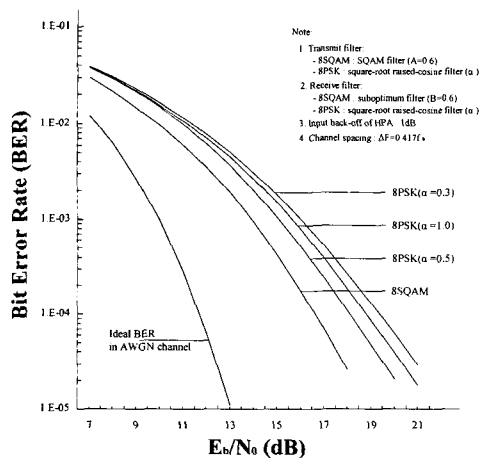


그림 16. 비선형 증폭 다중채널 간섭 환경 (SCPC-FDMA)에서 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능 ($\Delta F = 0.417f_b$, IBO = 1dB)

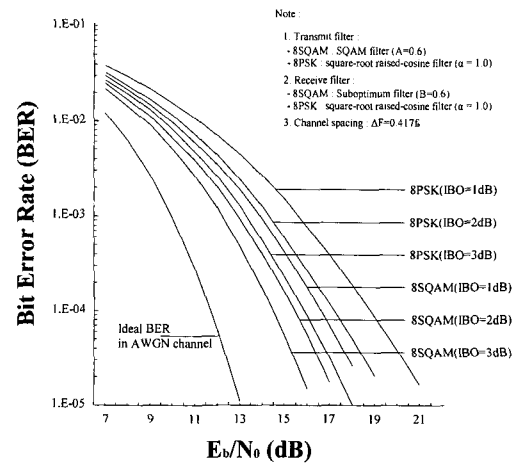


그림 17. 비선형 증폭 다중채널 간섭 환경 (SCPC-FDMA)에서 HPA의 IBO에 따른 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능 ($\Delta F = 0.417f_b$)

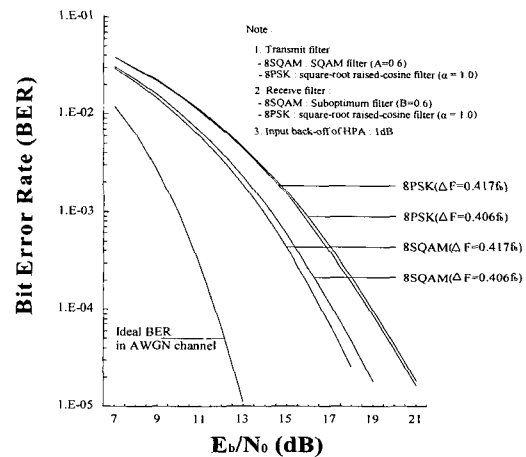


그림 18. 비선형 증폭 다중채널 간섭 환경 (SCPC-FDMA)에서 채널간격, ΔF 에 따른 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능 (HPA IBO=1dB)

V. 결론

본 논문은 전력 및 대역폭 제한적인 디지털 통신 시스템을 위한 새로운 변복조 기술로써 SQAM과 비교하여 스펙트럼 효율이 1.5배이고 최대 3b/s/Hz 의 전송효율을 가지며 빠른 spectral roll-off와 낮은 out-of-band energy 그리고 비선형 채널환경에서도 고품질의 서비스를 제공할 수 있는 전력 및 대역폭 효율적인 8SQAM 시스템을 제안하였다.

8SQAM은 부드럽고 연속적인 위상천이와 적은 포락선 변동을 갖는다. 또한 심볼간 간섭이 없으며 compact한 스펙트럼 특성을 갖는다. 따라서

8SQAM은 불연속적이고 급격한 위상천이와 큰 포락선 변동을 갖는 8PSK에 비해 비선형 증폭 다중 채널(SCPC-FDMA) 간섭 환경에서 인접 심볼 간섭(ISI)과 혼변조(IM) 그리고 인접 채널 간섭(ACI)에 대한 영향을 더 적게 받는다.

본 논문은 비선형 증폭 다중채널 간섭 환경에서 8SQAM과 8PSK의 수신 BER 성능을 전산모의 실험을 통해서 분석하였다. 전산모의 실험 결과 HPA의 IBO(input back-off)가 1dB이고 8PSK의 roll-off, α 값이 0.3~1.0의 값을 가질 때 8SQAM이 1×10^{-4} 의 BER 성능을 유지하기 위한 CNR 값은 8PSK 보다 1.4dB~2.7dB 더 적게 요구되어진다. 그리고 채널 간격이 $\Delta F = 0.417f_b$ (스펙트럼 효율 $\approx 2.40\text{b/s/Hz}$)이고 HPA의 IBO가 1dB에서 3dB의 값을 가질 경우에는 1.5dB~2.3dB 더 적게 요구되어진다. 또한 HPA의 IBO가 1dB이고 채널 간격이 $\Delta F = 0.417f_b$ 와 $\Delta F = 0.406f_b$ (스펙트럼 효율 $\approx 2.46\text{b/s/Hz}$)의 값을 가질 경우에는 1.9dB~2.3 dB 더 적게 요구되어진다. 이상으로부터 비선형 왜곡에 강하고 최대 3b/s/Hz 의 데이터 전송이 가능한 8SQAM 시스템은 Ka 대역과 같은 높은 주파수 대역을 이용하는 위성/방송 통신 시스템에서 전력 및 대역폭 효율적으로 초고속 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] W. Zhuang, A. Yongacoglu, J.Y. Chouinard and D. Makrakis, "Performance Analysis of EHF Land Mobile Satellite Systems-Part I: Channel Modelling and Performance of Coherent PSK Systems", *Technical Report*, Department of Electrical Engineering, University of Ottawa, Sept., 1992.
- [2] J. S. Seo and K. Feher, "SQAM - a new superposed QAM modem technique", *IEEE Trans. on Commun.*, 1985, COM-33, pp. 296-300.
- [3] 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
- [4] I. Korn, "Simple Expression for Interchannel and Intersymbol Interference Degradation in MSK Systems with Application to Systems with Gaussian Filters", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-30, Aug. 1982.
- [5] D. Muilwijk, "Correlative Phase Shift Keying - A Class of Constant Envelope Modulation Techniques", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-29, Mar. 1981.
- [6] Bernard Sklar, *Digital Communications*, 2nd ed., New Jersey: Prentice-Hall, 2001.
- [7] Jong-Soo Seo and Il-Keun Park, "Low complexity receiver for rate variable SQAM modem," *IEE Electronics Letters*, vol. 33, No. 22, pp. 1844-1846, Oct. 1997
- [8] Seiichi Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, New Jersey: Prentice-Hall, 1997

성 봉 훈(Bong-Hoon Seoung)

정회원

1998년 2월: 명지대학교 전자공학과 졸업

2000년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 석사

2003년 2월: 연세대학교 전기·전자공학과 박사수료

2003년 3월~현재: 단암전자통신(주) 연구원

<주관심분야> 변복조 기법, 채널 코딩, 위성/방송 통신

서 종 수(Jong-Soo Seo)

정회원



1975년 2월: 연세대학교

전자공학과 졸업

1983년 12월: Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과 석사

1988년 6월: Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과 박사

1975년 4월~1981년 12월: LG정밀 연구소

1982년 7월~1989년 12월: IDC, Canada 책임연구원

1990년 1월~1992년 3월: 삼성종합기술원 정보시스템 연구소 수석연구원

1992년 4월~1995년 2월: CAL, Canada 책임연구원

1995년 3월~현재: 연세대학교 전기·전자공학과 교수

<주관심분야> 위성 통신, 방송시스템, 디지털 전송방식