

論文2000-37TC-10-4

## 동시전송 감쇠 채널에서 다중반송파 16QAM 시스템의 설계 및 성능분석

### (Design and Performance Analysis of Multicarrier 16QAM System in Simulcast Fading Channel)

金慶德\*, 李昌宰\*, 黃旻鉉\*, 崔炯辰\*

(Kyoung Duck Kim, Chang Jae Lee, Sung Hyun Hwang,  
and Hyung Jin Choi)

#### 요 약

이 논문에서는 고속전송 무선호출 시스템을 위한 스펙트럼 비중첩형 다중반송파 변복조 시스템을 설계하고 모의수행을 통하여 시스템의 성능을 평가한다. 기존의 무선호출 시스템은 주로 FSK 변조 방식이었으나 차세대방식에서는 계속 채용되기 어려우므로 대역효율이 높아 고속전송에 유리한 QAM 방식을 채택한다. 송신단은 iDEN™의 4-16QAM 구조를 채택하였으며, 복조 알고리즘은 자동이득제어, 반송파동기 및 심벌동기를 고려한다. 한편, 동시전송 감쇠 채널을 극복할 수 있는 파일럿 심벌 보상 기술에 대해 분석하고 최적 파일럿 심벌 구조를 새롭게 제안하며 마지막으로 전체 4-16QAM 시스템의 성능평가 결과를 제시하였다.

#### Abstract

In this paper, we design the nonoverlapping multicarrier modulation (MCM) system for high rate paging system and evaluate the performance by computer simulation. In conventional paging system, FSK was usually used, but we select QAM for high bandwidth efficiency. Transmitter structure adopts that of 4-16QAM of the iDEN™ and receiver consists of symbol timing recovery, carrier recovery and automatic gain control. In addition, pilot symbol aided modulation (PSAM) which can overcome the simulcast fading channel is considered and we also propose the optimum pilot symbol pattern. Finally, we show the performance of the overall 4-16QAM system by computer simulation.

#### I. 서 론

무선호출 시스템은 기존의 POGSAG으로부터 제 2세대 시스템인 FLEX™, APOC™, ERMES™ 등으로 진화하여 현재 서비스가 진행되고 있다. 다른 한편으로는 양방향 시스템인 ReFLEX™ 3.0, 음성메세지 시스템인 InFLEX™ 등으로 다양화되고 있는 추세이다.

모토로라사의 양방향 무선호출방식인 ReFLEX™ 3.0과 디지털 TRS 방식인 iDEN™의 다중반송파 변조방식은 일정한 대역폭을 여러 개로 나누어 고효율의 변조방식으로 통신하는 방식이다. 이중 모토로라사의 ReFLEX™ 3.0의 변조방식은 QAM을 5개의 부채널로 나누어 전송하는 다중반송파 QAM을 채택하고 있다. 이것은 스펙트럼 효율이 우수한 QAM 방식을 부채널에 전송함으로써 주파수 선택성 감쇠에 강하도록 설계하기 위한 것이다.<sup>[1]</sup> iDEN™ (Integrated Dispatch Enhanced Network)의 시스템은 ReFLEX™ 3.0 시스템과 마찬가지로 4개의 부채널에 16QAM을 전송하는 변조방식(이하 4-16QAM이라 명칭함)을 사용하고 있다. 이 방식은 전송용량을 늘

\* 正會員 成均館大學校 電氣電子 및 컴퓨터工學部  
(School of Electrical and Computer Eng., Sung-KyungKwan Univ.)

接受日:2000年3月17日, 수정완료일:2000年9月22日

리면서 감쇠와 동시전송에 의한 연접오류의 영향을 줄이기 위한 것으로 25KHz 채널을 4개의 부채널로 나누어 각각 4 ksymbols/s로 16QAM을 전송하여 64 kbps 전송속도를 얻을 수 있다<sup>[2]</sup>.

M-16QAM 방식으로 정보를 전송하면 고속전송이 가능하고 주파수 선택성 감쇠의 영향을 줄일 수 있다. 따라서, 단일 채널을 사용하여 전송할 때 필요한 등화기 없이 파일럿 심벌을 사용하는 PSAM (pilot symbol aided modulation)만으로도 감쇠의 영향을 보상하여 수신기가 동작할 수 있다<sup>[3]</sup>.

## II. 본 론

### 1. 다중반송과 변조 방식 및 채널 모형

다중 반송과 변조방식은 입력 비트열을 나누어 각각 대응되는 다수의 반송파로 변조하여 병렬로 전송하는 방식이다. 이 방식은 주파수 선택성 감쇠에 강하며 전송 용량을 채널 용량에 가깝게 끌어올릴 수 있고 인접 심벌간 간섭이 심한 채널에서 복잡한 등화기 없이 효율적인 전송을 보장 할 수 있는 장점이 있다. 기존의 단일 반송과 변조방식인 FSK는 직교성을 가지는 다수의 톤 중에서 항상 전송데이터에 해당하는 1개의 톤만을 사용한다는 점에서 다중반송과 변조방식과 다르다<sup>[4-7]</sup>.

4FSK를 사용하여 6400 bps를 제공하는 기존의 FLEX<sup>TM</sup> 시스템은 주파수 톤 간격이 3200 Hz일 때 채널 점유대역폭은 12.8 kHz이므로 스펙트럼 효율  $\eta$ 는 식 (1)과 같이 매우 낮다. 한편, 모토로라에서 양방향 무선호출 방식으로 제안된 ReFLEX<sup>TM</sup> 3.0은 5개의 부채널에 16QAM을 사용하여 56 kbps 방송 서비스를 제공하는 다중반송과 변조방식을 사용하는데 부채널의 중심 주파수 간격은 3125 Hz, 롤오프 인자는 0.125, 그리고 부채널 점유대역폭은 3150 Hz이다. 따라서 전체 채널 점유대역폭은 15.65 KHz이므로 스펙트럼 효율  $\eta$ 는 식 (2)와 같다. 마찬가지로 모토로라에서 무선 TRS 방식으로 제안된 iDEN<sup>TM</sup>은 4 개의 부채널에 16QAM을 사용하여 64 kbps의 전송속도를 제공하고 그림 1과 같은 채널 스펙트럼 구조를 갖는다<sup>[1]</sup>. 이 때 각 부채널의 심벌 전송속도는 4 ksymbols/s, 롤오프 인자는 0.2, 부채널 점유대역폭은 4800 Hz, 그리고 부채널 중심주파수 간격은 4500 Hz이므로 전체 채널 점유대역폭은 18.3 kHz이다. 따라서  $\eta$ 는 식 (3)과 같이 ReFLEX<sup>TM</sup>

3.0과 비슷하지만 FLEX<sup>TM</sup>에 비교하면 상당히 고효율임을 알 수 있다.

$$\eta_{FLEX^{TM}} = \frac{6.4 \text{ kbps}}{12.8 \text{ kHz}} = 0.5 [\text{bits/s/Hz}] \quad (1)$$

$$\eta_{ReFLEX^{TM} 3.0} = \frac{56 \text{ kbps}}{15.65 \text{ kHz}} = 3.578 [\text{bits/s/Hz}] \quad (2)$$

$$\eta_{iDEN^{TM}} = \frac{64 \text{ kbps}}{18.3 \text{ kHz}} = 3.497 [\text{bits/s/Hz}] \quad (3)$$

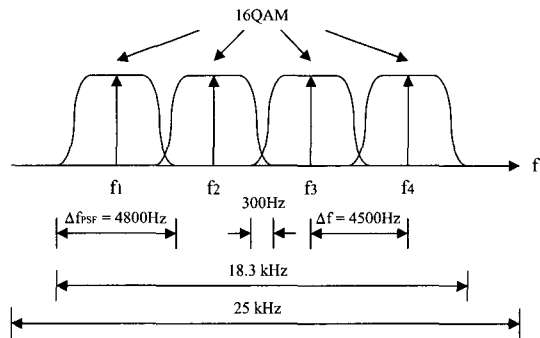


그림 1. iDEN<sup>TM</sup> 시스템의 채널 스펙트럼 (4-16QAM)  
Fig. 1. Channel spectrum of iDEN<sup>TM</sup> system (4-16QAM).

무선호출 시스템은 서비스 범위내의 모든 기지국 송신기에서 동일 주파수로 동시에 무선호출 정보를 전송하는 동시전송 방식을 이용한다. 따라서 동일한 라디오 반송과 주파수를 사용하는 2개 또는 그 이상의 기지국이 존재한다. 그리고 동시전송 전파들은 건물투과율을 높게 유지하면서 전체 서비스 면적을 늘리기 때문에 빌딩 내 단말기의 위치에 상관없이 전파전달 확률을 높인다. 아울러 그룹내 다른 송신부에 의한 신호가 수신신호레벨을 높여 전체 신호의 수신율을 높이는 경우도 있다<sup>[8]</sup>.

그림 2는 이 논문에서 가정한 동시전송 채널의 구조이다. 설계의 편의상 2개의 기지국을 가정했으며 하위 채널의 조건은 상위채널과 동일하게 설정했다.

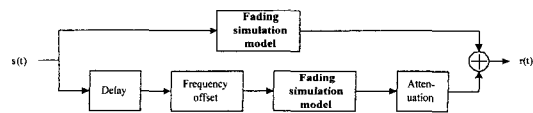


그림 2. 동시전송 채널 모형  
Fig. 2. Simulcast channel model.

### 2. 4-16QAM 시스템 설계

송신기 설계 (2)

iDEN™의 4-16QAM 변조방식은 다중반송파 변조방식의 일종으로서 데이터를 4개의 부반송파에 나누어 병렬 변조시킨 뒤 주파수 분할 다중화하여 전송하는 방식이다. 그림 3은 iDEN™의 4-16QAM 송신기의 구조를 나타낸 것이다. 심벌당 16비트가 직렬-병렬 변환기에 입력되면 4 비트씩 분할되어 각 부채널에 입력되고 직교 사상기와 송신단 펄스성형필터를 거쳐 각 부반송파로 변조된다. 이 때 송신기 펄스성형필터의 롤오프 인자는 0.2를 사용한다. 부반송파에 의해 변조된 신호는 결합기에 의해 합쳐지고 반송파에 의해 라디오 주파수로 변조된다. 한편, 각 부채널의 직교 사상기는 16QAM 사상기와 동기/파일럿 심벌 사상기로 구성된다. 직교 사상기에 입력되는 동기 심벌은 수신기 각종 동기과정에 사용되고 파일럿 심벌은 감쇠 추정 및 보상 과정에 사용되며 동기/파일럿 심벌은 최외각의  $3 + j3$  위치가 입력된다.

펄스성형필터를 통과한 신호는 부반송파에 의해 각각 변조되는데 iDEN™ 규격에서 사용되는 각 부반송파의 중심주파수  $f_m$ 은  $f_1 = -6750$  Hz,  $f_2 = -2250$  Hz,  $f_3 = +2250$  Hz,  $f_4 = +6750$  Hz이다.

수신기 설계

그림 4는 이 논문에서 제안한 4-16QAM 동기 복조 수신기의 구조를 나타낸 것으로 심벌동기, 반송파동기, 자동이득제어기, 그리고 PSAM이 모두 포함된 구조이다. 4-16QAM 수신기 구조는 송신기의 역과정과 유사

하며 이 논문에서 제시된 각종 수신기 알고리즘들은 여러 알고리즘들에 대한 검토 및 분석을 수행한 뒤 채택한 최적의 방식들이다.

심벌동기 알고리즘

이 논문에서 사용한 가드너 알고리즘은 기저대역으로 변환된 신호를 아날로그-디지털 변환을 통해 심벌당 2 표본을 취하여 심벌이 천이되는 영점교차지점을 추적하는 방식이다. 이 알고리즘은 심벌당 2 표본으로 동작하고 반송파 동기 루프와 독립적으로 동작하므로 다른 심벌동기 알고리즘에 비해 빠른 초기 동기가 가능하며 I 채널과 Q 채널을 동시에 더함으로서 잔류반송파에 대한 동작성능이 우수하다<sup>[9]</sup>.

가드너 알고리즘의 타이밍 오류 검출은 식 (4)와 같다.

$$e(t) = y_I(t - \frac{T}{2})\{y_I(t) - y_I(t - T)\} + y_Q(t - \frac{T}{2})\{y_Q(t) - y_Q(t - T)\} \quad (4)$$

여기서  $y(t - T)$ ,  $y(t - T/2)$ ,  $y(t)$ 는 각각  $t - T$ ,  $t - T/2$ ,  $t$  시점에서의 아날로그-디지털 변환기 출력을 나타낸다. 이 때  $T/2$  지점의 표본값은 타이밍 오류량의 정보를 제공하고 두 심벌의 표본값의 차는 기울기 정보를 제공한다. 천이가 없으면 타이밍 검출기는 영점교차 지점을 표본화하여 타이밍 오류가 0이 되며 타이밍 검출기가 영이 아닌 지점을 표본화하면 표본화된 크기가 바로 오류량이 된다.

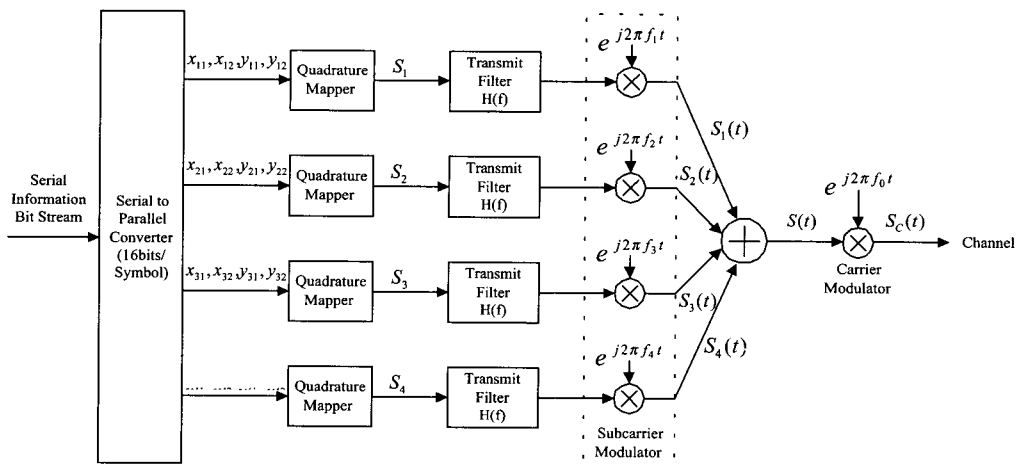


그림 3. iIDENTM 4-16QAM 송신기

Fig. 3. 4-16QAM transmitter of iIDENTM.

가드너 방식은 영점교차 지점을 추적하는 방식이므로 신호대 잡음비보다는 주로 롤오프 인자에 의해 그 성능이 좌우되며 롤오프 인자가 클수록 검출기의 선형

영역과 이득이 증가한다.

그림 5는 가드너 심벌동기 알고리즘의 추적성능을 나타낸 것으로 추적성능은  $B_L T$ 가 적을수록, 지터성능

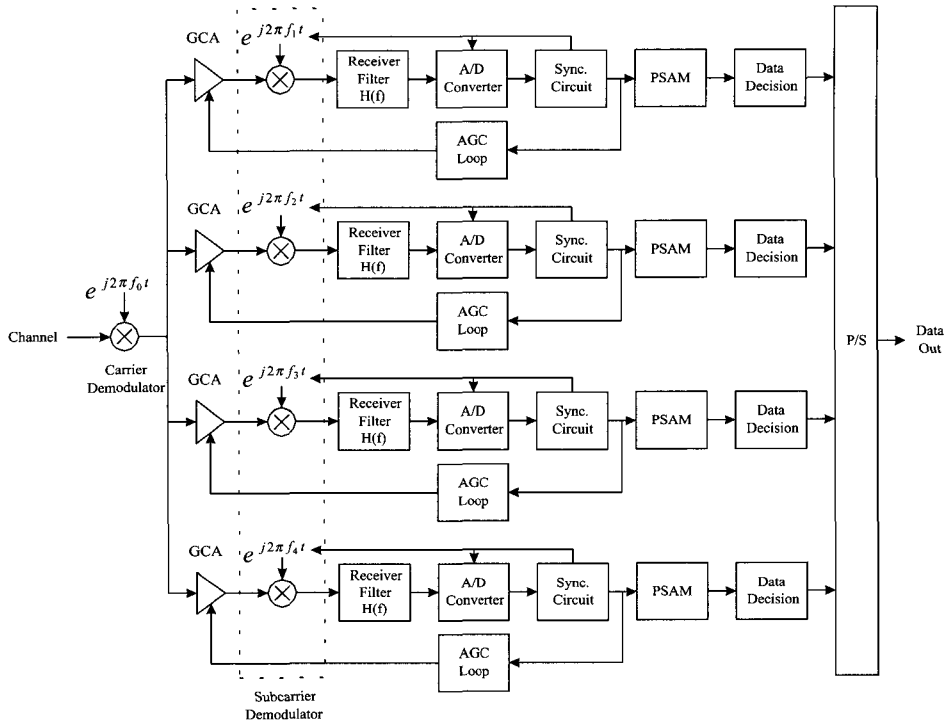


그림 4. 4-16QAM 수신기 구조

Fig. 4. 4-16QAM receiver

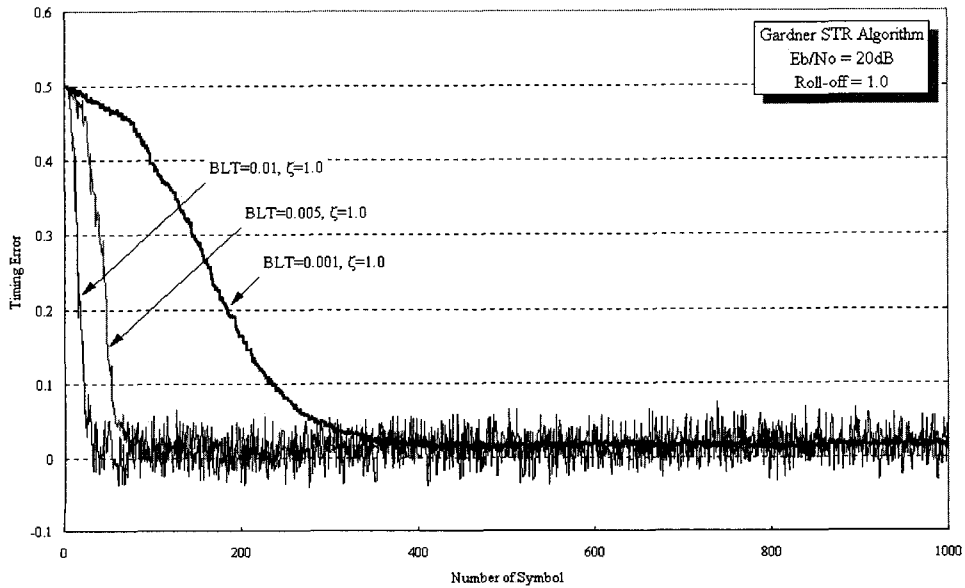


그림 5. 가드너 심벌동기 알고리즘의 추적성능

Fig. 5. Tracking performance of Gardner algorithm.

은  $B_L T$ 가 클수록 우수함을 알 수 있다.

반송파 동기 알고리즘

위상 검출기의 구조는 반송파동기 루프에서 위상 검출기 이득이나 선형영역, 지터 성능을 결정하는 중요한 부분으로 적절한 위상 검출기 구조의 선택은 루프의 잘못잠김(false-lock)을 방지할 수 있고 정상상태에서의 지터성능을 향상시킬 수 있다. 반송파동기 알고리즘은 대부분 코스타스 알고리즘에 기초한 위상 검출기 구조를 많이 사용하고 있으며 성능 또한 보편적으로 우수한 편이다. 이 논문에서는 개선된 DD 코스타스 알고리즘을 이용하였다. 식 (5)와 같은 위상 검출기 특성을 갖는 구조는 위상 검출기 이득은 보통이지만 위상 검출기의 S-곡선과 정상상태 지터성능이 다른 알고리즘에 비해 우수하다<sup>[10]</sup>. 여기서  $X_I$  및  $X_Q$ 는 I, Q단 LPF의 출력이며,  $\hat{X}_I$  및  $\hat{X}_Q$ 는 I, Q단 다중레벨 양자화의 출력이다. 16QAM 용 다중진폭 양자화기  $Q(x)$ 는 식 (6)과 같이 정의된다. 그림 6은 2차 PLL 구조를 갖는 반송파동기의 페루프 추적성능을 보인 것으로 개선된 DD 루프가 기존의 DD 루프에 비해 잘못잠김에 의한 성능열화가 적음을 알 수 있다.

$$e(t) = \text{sgn}(X_Q - \hat{X}_Q) \text{sgn}(X_I) - \text{sgn}(X_I - \hat{X}_I) \text{sgn}(X_Q) \tag{5}$$

$$Q(x) = \begin{cases} +3, & 2 \leq x < \infty \\ +1, & 0 \leq x < 2 \\ -1, & -2 \leq x < 0 \\ -3, & -\infty \leq x < -2 \end{cases} \tag{6}$$

자동이득제어 알고리즘

이 논문에서는 하드웨어 구현이 보다 간단한 비동기식 검출기를 사용하여 자동이득제어 시스템을 구성하였다. 그러나 이 방식은 신호대 잡음비가 낮은 환경에서는 높은 지터로 인해 정상상태 성능이 열악하지만 CR 및 STR이 완료된 상황에서 비동기식 검출기를 사용한 구조는 동기식 검출기를 사용한 구조와 마찬가지로 만족할 만한 성능을 나타낸다<sup>[11]</sup>. 자동이득제어 구조는 그림 4와 같은 케환형 자동이득제어를 사용하였으며 각 부분의 역할은 다음과 같다. 입력 신호는 식 (7)과 같은 지수형 이득제어 증폭기 특성함수에 비례하여 증폭된다. 이후 아날로그-디지털 변환 및 각종 동기과정을 수행한 신호  $y(t)$ 의 진폭이 비동기식 검출기에 입력되어 일정 심벌구간 동안 평균을 취한 뒤, 비교기에서 검출기의 출력신호  $v_D(t)$ 와 기준신호  $V_R$ 과의 차를 출력한다. 이 때 차에 해당하는 신호는 매우 변화가 심하므로 루프필터에 의해 제어되며, 제어된 오류신호  $v_C(t)$ 가 지수형 이득제어 증폭기에 입력되어 제어

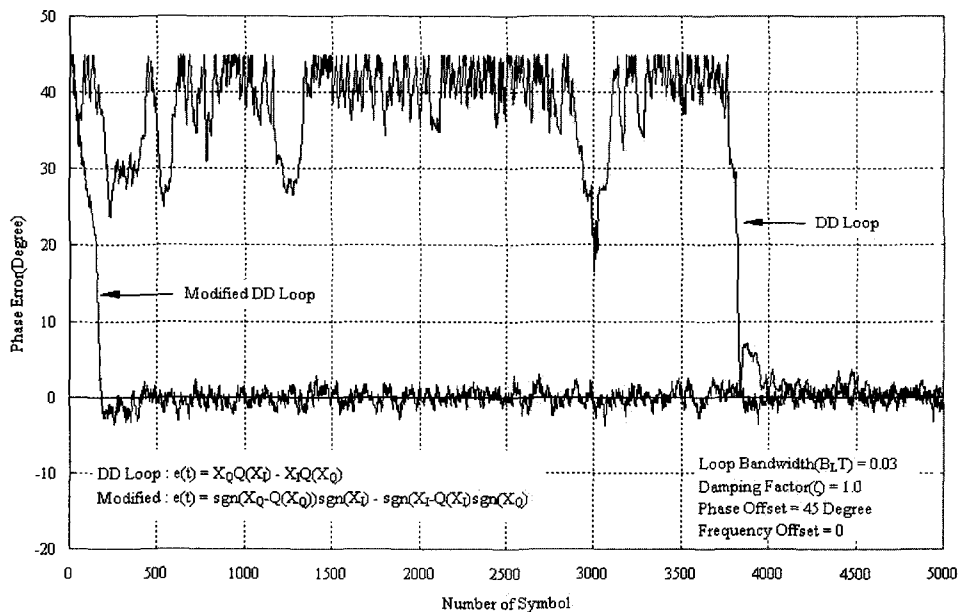


그림 6. 페루프 추적성능

Fig. 6. Tracking performance of closed loop.

입력값에 따라 입력신호를 지수형으로 증폭한다. 지수형 이득제어 증폭기는 식 (7)과 같은 전달함수를 갖는다.

$$G[v_c(t)] = G_0 \exp(G_1 v_c(t)) \quad (7)$$

여기서  $G_0$ ,  $G_1$ 은 디자인 상수로서 실험적으로 결정한다.

그림 7은 이득제어 증폭기의  $G_0 = 5$ ,  $G_1 = -5$  라고 임의로 가정했을 때 비교기 평균 주기 및 자동이득제어 루프 전체 이득에 대한 지터 성분이다. 기준진폭은 16QAM의 평균전력이 10[Watt]이므로  $\sqrt{10}$ 으로 정하였다. 그림 7에서 보면 64심벌을 평균하는 경우 지터 특성은 우수하지만 초기 포착심벌수가 32심벌의 약 2배로 증가하여 이 논문에서는 32심벌을 평균하는 경우를 적용하였다.

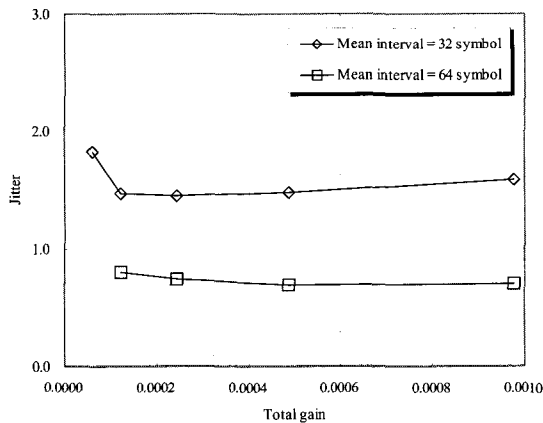


그림 7. 비교기 평균 주기에 따른 비교기 지터 특성 (v=5km/h)  
Fig. 7. Jitter for level-detector mean interval (v=5km/h).

감쇠 채널 보상 알고리즘

감쇠는 BER 성능에서 더 이상 줄어들지 않는 오류를 일으키고 통신링크의 품질을 떨어뜨리므로 고품질의 통신을 구현하기 위해서는 반드시 보상되어야 한다. 그 이유는 QAM 신호가 진폭과 위상을 동시에 왜곡하는 레일리 감쇠의 영향을 받을 경우 성능이 매우 떨어지기 때문이다. 따라서 QAM을 사용하기 위해서는 채널추정 및 보상 알고리즘이 필연적으로 수반되어야 한다. 이 때 파일럿을 사용할 경우 전력효율은 낮아지나 채널 추정이 용이하고 비교적 구조가 간단해진다.

송신기에서 파일럿 심벌은 신호가 16QAM 그레이 코딩된 뒤에  $3 + j3$ 의 위치에 입력된다. 최대 전력값을 갖는 최외각 지점을 파일럿 심벌로 사용하면 신호의 전력을 크게 하여 잡음에 의한 영향을 줄일 수 있기 때문이다. 수신기에서 파일럿 심벌을 이용한 채널 추정 및 보상은 데이터 결정 바로 직전에 수행된다.

모토로라의 iDEN™ 슬롯구조는 7 심벌의 훈련신호와 53 심벌의 4-16QAM 버스트로 구성된다. 53 심벌의 4-16QAM 버스트는 다시 3 동기, 7 파일럿, 그리고 43 데이터심벌로 이루어진다. 부채널마다 동일간격으로 위치하는 파일럿 심벌을 이용하여 부채널별로 채널추정 및 보상을 수행하는데 이 때 부채널간의 상관성을 고려하면 보다 우수한 성능을 얻을 수 있다<sup>[12]</sup>. 따라서 이 논문에서는 iDEN™ 슬롯구조를 기본으로 하여 파일럿 심벌의 위치를 최적화한 슬롯구조를 새롭게 제안한다. 파일럿 심벌간의 간격에 따라 큰 성능차이가 발생할 수 있으므로 최적의 파일럿 심벌간격을 찾는 것은 중요하다.

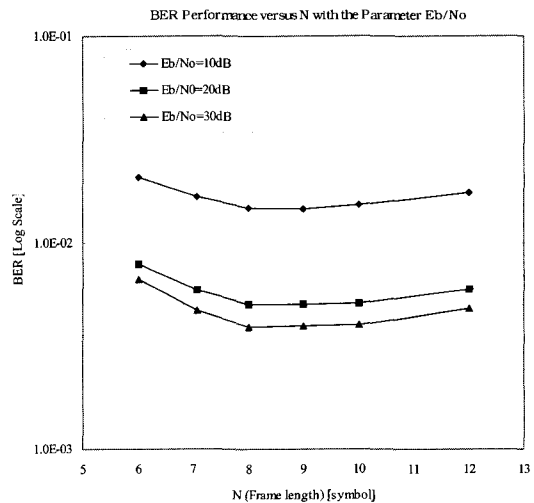


그림 8. 파일럿 심벌 간격변화에 따른 성능평가  
Fig. 8. Pilot symbol duration vs. BER Performance.

그림 8은 파일럿 심벌들의 간격을 변화시켰을 경우의 성능평가 결과이다. PSAM 알고리즘으로는 2차 정규 보간법을 사용하였고 이동속도는 v=5 km/h를 가정하였다. 그림 8의 결과를 이용하면 최적 파일럿 심벌 간격은 8~9 심벌이지만 제안한 간격은 9 심벌이다. 그 이유는 8 심벌 간격으로 파일럿을 삽입하게 되면 첫 번째 부채널에 파일럿 심벌이 집중되는 반면 9 심벌

간격의 경우 BER 성능은 대등하지만 그림 9에서 처럼 4개의 부채널 각각에 파일럿 심벌이 균등하게 분배되어 주파수 선택성 감쇠에서 좀더 우수한 성능을 갖기 때문이다.

이 논문에서는 각 부채널간의 상관성을 고려하여 9 심벌 간격으로 파일럿 심벌을 삽입한 그림 9의 슬롯구조를 사용하였다.

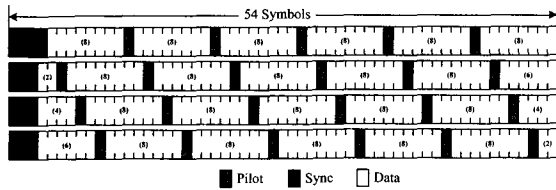


그림 9. 4-16QAM에서 부채널간의 상관성을 고려한 슬롯구조

Fig. 9. New slot structure considering correlation between subchannels of 4-16QAM.

라그란지 보간 알고리즘은 대표적인 보간법으로서 임의의 간격을 갖는  $x_j$ 에 대해  $(x_0, f_0), (x_1, f_1), \dots, (x_n, f_n)$ 이 주어질 때 각  $f_j$ 에 대하여  $x = x_j$ 일 때 1을 곱하고 다른  $n$ 개의 노드들( $x = x_0, x_1, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_n$ )에 대해서는 0을 곱한 뒤, 이  $n+1$ 개의 항들을 모두 더해  $n$ 차 또는 그 보다 작은 차수의 유일 보간 다항식을 구하는 방식이다.

이 논문에서 선택한 2차 라그란지 보간법(=2차 정규 보간법)은 저속 감쇠에서는 관련 알고리즘에 비해 가장 우수하며, 고속 감쇠에서도 비교적 우수한 성능을 나타낸다<sup>[3]</sup>. 이 보간법에서는 주어진  $(x_0, f_0), (x_1, f_1), (x_2, f_2)$ 의 구간에서 2차 라그란지 다항식  $p_2$ 를 다음과 같이 구한다.

$$p_2(x) = L_0(x)f_0 + L_1(x)f_1 + L_2(x)f_2 \quad (8)$$

$$\begin{cases} L_0(x_0) = L_1(x_1) = L_2(x_2) = 1 \\ L_0(x_1) = L_0(x_2) = 0 \\ L_1(x_0) = L_1(x_2) = 0 \\ L_2(x_0) = L_2(x_1) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

여기서 식 (9)의  $L_0(x), L_1(x), L_2(x)$ 를 각각 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_0(x) &= \frac{l_0(x)}{l_0(x_0)} = \frac{(x-x_1)(x-x_2)}{(x_0-x_1)(x_0-x_2)} \\ L_1(x) &= \frac{l_1(x)}{l_1(x_1)} = \frac{(x-x_0)(x-x_2)}{(x_1-x_0)(x_1-x_2)} \\ L_2(x) &= \frac{l_2(x)}{l_2(x_2)} = \frac{(x-x_0)(x-x_1)}{(x_2-x_0)(x_2-x_1)} \end{aligned} \quad (10)$$

### 3. 4-16QAM 시스템 성능 분석

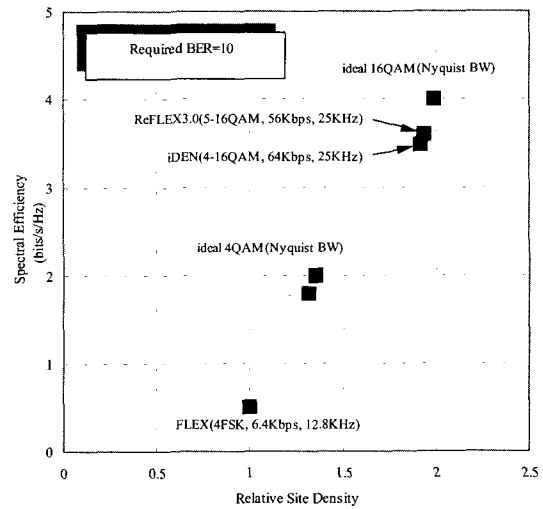
먼저 2.1절에서 가정한 FLEX<sup>TM</sup>, ReFLEX<sup>TM</sup> 3.0, iDEN<sup>TM</sup> 시스템의 스펙트럼 효율 및 성능을 만족시키기 위해 필요한 상대 기지국 밀도를 분석한다. 각 시스템의 요구 BER 성능을  $10^{-3}$ 으로 가정할 때, 이를 만족시키는  $E_b/N_0$ 와 스펙트럼 효율(C/W)의 관계는 식 (11)과 같다.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} (2^{\frac{C}{W}} - 1) \quad (11)$$

식 (12)는 AWGN 환경에서 수신전력과 거리의 관계이다.

$$\frac{P_{r1}}{P_{r2}} = \frac{SNR_1}{SNR_2} = \frac{P_0/d_1^\beta}{P_0/d_2^\beta} = \left(\frac{d_2}{d_1}\right)^\beta \quad (12)$$

여기서  $P_0$ 는 기지국으로부터 1m 떨어진 지점의 수신전력으로 정의되는 기준전력이고  $\beta$ 는 전파환경에 따라 다양한 값을 갖는 거리대 전력의 기울기이다. 그리고  $P_{r1}, P_{r2}$  및  $SNR_1, SNR_2$ 는 단말기 1, 2 각각의 수신 SNR이고  $d_1, d_2$ 는 기지국과 단말기간의 거리이다. 식 (12)를 이용하여 각 시스템에서 필요한 상대 기지국 밀도를 계산하면 그림 10과 같다.



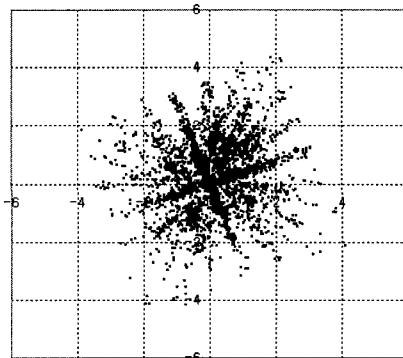
스펙트럼 효율(약 3.5)을 갖는다. 그러나 BER=10<sup>-3</sup>을 만족시키는 신호대 잡음비(SNR)가 FLEX는 약 4.5dB 이지만 5-16QAM 또는 4-16QAM은 약 15.9dB이므로 불가피하게 높은(약 11dB) 추가전력을 필요로 한다. 따라서, 상대 기지국 밀도를 FLEX™ 시스템보다 약 1.9 배 조밀하게 설치하여야 한다.

앞서 그림 4에서 살펴 본 바와 같이 4-16QAM 수신기 구조는 자동이득제어, CR, STR 및 PSAM을 모두 포함한다. 이 때 각 요소의 파라미터는 표 1과 같이 고정하였다.

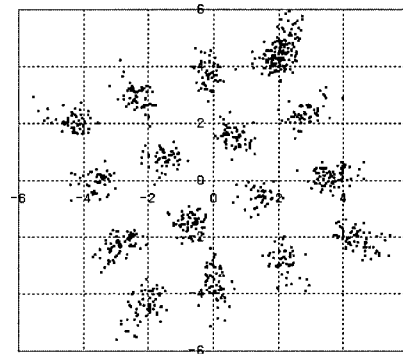
자동이득제어는 CR 및 STR의 동기가 진행되기 이전에 완료되어 안정된 진폭을 입력해 주어야 한다. 또한 CR 및 STR은 PSAM이 동작하기 이전에 안정된 진폭 및 위상을 보장해 주어야 잘못된 보간으로 인한 오류를 막을 수 있다. PSAM의 출력값은 보간이 잘못됐을 경우 매우 큰 값이 될 수 있으므로 자동이득제어 루프의 입력값이 될 수 없다. 만약 크게 보간된 신호가 자동이득제어에 입력된다면 이득제어 증폭기는 0으로 수렴하게 된다. 따라서 PSAM의 출력값은 데이터를 결정할 때에만 사용된다.

그림 11의 (a)와 (b)는 CR 및 STR이 시작되기 이전과 STR이 완료된 이후의 성좌도인데 자동이득제어가 감쇠로 인해 왜곡된 신호의 진폭을 ADC 작동 범위에 적합하도록 조절하는 것을 알 수 있다. (a)의 경우 시간 오프셋(=0.5)으로 인해 표본 지점의 값이 감소되고 0점을 표본화하는 경우가 증가하여 성좌점이 0점 근처로 집중되었다. (b)의 경우 자동이득제어의 동작으로 인해 올바른 진폭을 회복하였다. 그리고 STR이 완료되어 더 이상 0점 근처의 성좌점이 표본화되지 않는다. 또한 파일럿으로 인해 성좌점이 밀집된 현상을 관찰할

수 있다. (c)는 자동이득제어와 STR이 완료된 이후 CR이 작동할 때의 성좌도로 회전된 위상이 완전히 복구되어 진다. 또한 위상의 변화폭 또한 줄어들어 마지막으로 이 신호가 PSAM으로 입력된다. (d)는 PSAM이 수행될 때의 성좌도로 2차 정규 보간 알고리즘을 이용해 진폭과 위상이 추가적으로 보상되어 16QAM의 성좌점을 모두 복구하였다.



(a) 자동이득제어가 작동하기전 성좌도

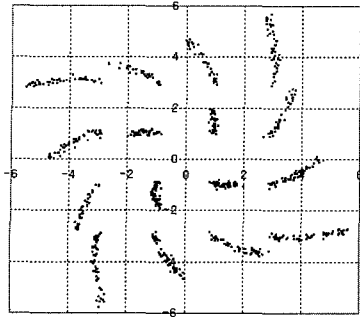


(b) 자동이득제어 완료 뒤의 성좌도(STR 완료)

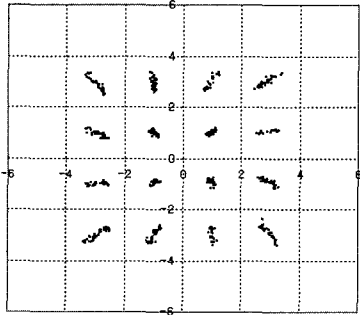
표 1. 전체 연동에 사용된 파라미터  
Table 1. Parameters assumed in full integration.

1. 채널	레일리 감쇠(v=5km/h, 170km/h), 동시전송	
2. CR, STR	정규화된 타이밍 오프셋 : 0.5	위상 오프셋 : 20 [deg]
	STR B <sub>L</sub> T : 0.005	CR B <sub>L</sub> T : 0.001
	포착 심벌수 : 약 2000 심벌	
3. 자동이득제어	이득제어 증폭기 : 지수형	G <sub>0</sub> : 5, G <sub>1</sub> : -5
	목표 전력 : 11(파일럿 심벌 고려)	자동이득제어 루프 이득 : 0.00024
	검출기 평균 구간 : 32 심벌	
	포착 심벌 : 약 3000 심벌	루프 필터 : 1차 적분기
4. PSAM	2차 정규 보간기 (파일럿 심벌 구간 : 9 심벌)	





(c) STR 완료, CR 작동중의 성좌도



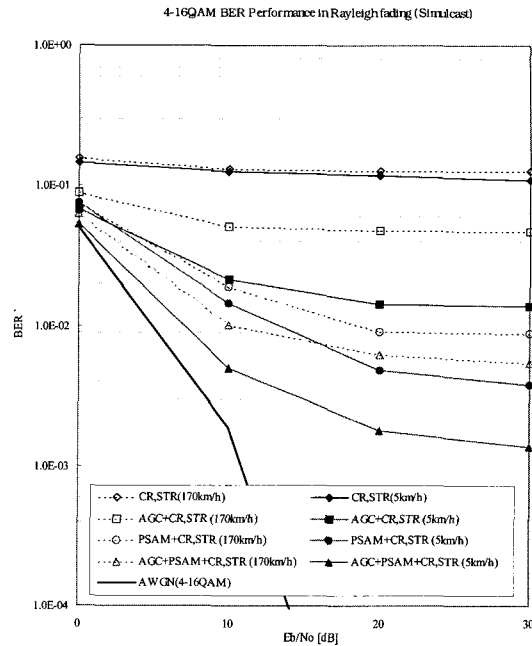
(d) PSAM 수행중의 성좌도(CR 완료)

그림 11. 4-16QAM 성좌도 (CR, STR, 자동이득제어, PSAM 포함)

Fig. 11. Constellation of 4-16QAM (including CR, STR, AGC and PSAM).

그림 12는 CR, STR이 동작하는 가운데 자동이득제어와 PSAM을 각각 연동한 BER 성능결과와 이들을 모두 포함한 전체 연동 BER 성능결과이다. 채널은 이동속도가 5 km/h와 170 km/h 일 때 레일리 감쇠(동시전송)를 가정하였다. 먼저, 개별 연동의 결과에서 PSAM으로 인한 성능개선이 두드러지는데 그 이유는 자동이득제어의 경우 최적 표본 지점의 값을 32심벌동안 평균한 뒤 기준전력과의 차를 이용하여 입력신호의 진폭을 지수형 이득제어 증폭기에 증폭시켜 안정시키는 반면, PSAM은 2차 정규 보간 알고리즘을 이용하여 앞 뒤 몇 표본의 값으로 진폭을 보상하는 동시에 위상까지도 어느 정도 보상하기 때문이다. 또한 PSAM을 위한 파일럿 심벌 간격을 부채널간의 상관도를 고려한 9심벌로 최적화 하였기 때문에 추가의 성능개선을 얻은 것이다. 그러나, PSAM은 입력이 안정되지 않으면 잘못 보간되어 오류가 발생하는데 이 오류는 데이터 결정 과정에 직접적으로 영향을 미쳐 최종 BER 성능을 심각하게 떨어뜨리므로 PSAM 개별 연동에서 CR, STR은 거의 완벽하다고 전제하였다. 전체 연동 시스템

의 BER 성능은 위에서 언급한 바와 마찬가지로 자동이득제어로 인한 진폭 안정 이후에 PSAM으로 인해 전체시스템 성능개선의 폭이 크을 알 수 있다.

그림 12. 4-16QAM 전체 연동 시스템의 BER 성능  
Fig. 12. BER performance of total 4-16QAM system.

### III. 결론

이 논문에서는 차세대 무선호출 시스템의 고속전송 무선접속방식으로서 다중반송과 변조방식인 4-16QAM 시스템을 설계하고 성능을 분석하였다. 동기방식으로는 가드너 심벌 동기 알고리즘, 개선된 DD 코스타스 반송 파동기 알고리즘과 비동기식 자동이득조절기를 고려하였다. 그리고 감쇠에 의한 채널왜곡을 보상하는 PSAM 채널추정(2차 정규 보간) 알고리즘을 사용하였으며 최적 파일럿 심벌 간격을 9심벌로 새롭게 제안하였다. 마지막으로 전체 시스템을 시뮬레이션을 통하여 작동을 검증하고 최종 BER 성능분석을 수행하였다.

제안된 4-16QAM 시스템의 성능분석에서 CR과 STR만을 수행하였을 때에 비해 자동이득제어를 이용하면 안정된 진폭을 각 동기부에 전달하여 성좌도 측면에서 안정된 출력을 얻을 수 있었다. 이득제어 증폭기에 의해 진폭이 조절되어 안정된 값이 아날로그-디지털 변환기의 입력이 되고 심벌당 2개의 표본값이 CR

및 STR에 사용되어 동기가 보다 빠르고 정확하게 완료되었다. 마지막으로 채널에 대한 보상알고리즘으로 PSAM을 이용하여 왜곡된 위상 및 진폭에 대한 보상을 수행하여 추가의 성능 개선이 일어났다. 이 때, 자동이득제어의 입력값은 전체 시스템의 성능에 큰 영향을 미치게 된다. PSAM의 결과가 정상적인 값보다 매우 크게 보간되어 자동이득제어에 일정심벌 이상 입력되면 이득제어 증폭기는 0으로 수렴하게 된다. 따라서 PSAM의 출력은 데이터 결정에만 사용되고 자동이득제어 입력은 PSAM 이전의 최적 표본값이 동기부의 출력값이 되어야만 한다. PSAM 부분에서는 파일럿 배치에 따라 큰 성능차이를 보였는데 4개의 부채널간의 상관도를 고려하여 9심벌 간격으로 파일럿을 새롭게 배치하여 최적화 하였다. 이상의 결과에서 고정된 대역폭에서 다중반송파 변조방식을 사용하여 전송효율을 높이는 동시에 감쇠 채널에 대한 QAM 변조방식의 단점을 자동이득제어 및 PSAM을 이용하여 효과적으로 보상하였음을 보였다. 차후 적절한 부호화를 사용하면 이동속도가 170km/h일 때 BER= $10^{-3}$ 에서 최고 약 8dB의 부호화이득을 얻을 수 있다<sup>[13]</sup>.

### 참 고 문 헌

- [1] *Digital MCA System - RCR Standard, RCR STD-32*, Motorola Inc., Dec. 1993.
- [2] *iDEN 디지털 TRS 기술세미나*, 한국통신학회, May 1996.
- [3] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 2, pp. 137-147, May 1993.
- [4] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 25, pp. 5-14, May 1990.
- [5] Y. Ohmori and H. Sasaoka, "Multicarrier 16QAM system in land mobile communications", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E77-B, no. 5, pp. 634-640, May 1994.
- [6] T. J. Willink and P. H. Wittke, "Optimization and Performance Evaluation of Multicarrier Transmission", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, no. 2, pp. 436-440, Mar. 1997.
- [7] K. Hamaguchi and E. Moriyama, "Performance of Multicarrier/QAM-Level-Controlled Adaptive Modulation for Land Mobile Communication Systems", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 4, pp. 770-776, Apr. 1998.
- [8] S. Ariyavisitakul, T. E. Darcie, Larry J. Greenstein, Mary R. Phillips, and N. K. Shankaranarayanan, "Performance of simulcast wireless techniques for personal communication systems", *IEEE Select. Areas Commun.*, vol. 14 no. 4, pp. 632-643, May 1996.
- [9] F. M. Gardner, "BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, pp. 423-429, May 1986.
- [10] H. C. Osborne, "A generalized" "polarity-Type costas loop for tracking MPSK signals", "Multicarrier signal detection and parameter estimation in frequency-selective Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, no. 10, pp. 2289-2296, Oct. 1982.
- [11] 최형진, *동기방식 디지털 통신*, 교학사, 1995.
- [12] T. Kuroda and T. Matsumoto, "Multicarrier signal detection and parameter estimation in frequency-selective Rayleigh fading channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 882-889, Nov. 1997.
- [13] M. A. Birchler and S. C. Jasper, "A 64 kbps digital land mobile radio system employing M-16QAM", *Proc. ICWC*, pp. 158-162, 1992.
- [14] W. T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation - Principles and Applications for Fixed and Wireless Channels*, Pentech Press and IEEE Press, 1994.

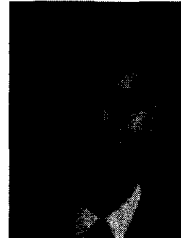
저 자 소 개



金慶德(正會員)

1999년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학사). 2000년~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 석사과정. 주관심분야 : 위성통신, 이동통신, Home Networking 및 동기화 기술을 포함한 모뎀 기술과 부

호화 기술 등임



黃 勝 鉉(正會員)

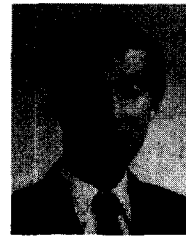
1996년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1998년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1998년~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 박사과정. 주

관심분야 : 위성통신, 이동통신, 디지털통신 및 동기화 기술을 포함한 Modem 기술 등임



李 昌 宰(正會員)

1999년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1999년~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부 석사과정. 주관심분야 : 디지털통신, 신호처리, 부호화 그리고 시뮬레이션 기법 등임



崔 炯 辰(正會員)

1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(공학석사). 1976년 3월~1979년 7월 : 주식회사 금성사 중앙연구소 기정(과장급) 연구원. 1979년 9월~1982

년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과 졸업(공학박사). 1982년 10월~1989년 2월 : 미국 LinCom Corp. 책임 연구원. 1989년 3월~현재 : 성균관대학교 전기전자컴퓨터공학부(정교수). 주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 모뎀 기술 등임