

실내 무선채널에서의 16 QAM 성능향상에 관한 연구

정희원 은도현*, 김성철*, 이진성*, 이연우*, 전순익**, 차균현***

Study on Performance Enhancement of 16 QAM under Indoor Radio Channel

DoHyun Eun*, SeongChul Kim*, JinSeong Lee*, YeonWoo Lee*,
SunIk Jun**, KyunHyon Tchah*** *Regular Members*

요약

본 논문에서 실내 무선채널환경 하에서의 16 QAM의 성능을 연구하였다. 시뮬레이션은 1.9GHz의 반송주파수, 5Mbps의 데이터 속도와 100m/분의 보행속도라고 놓고 수행되었다. 채널은 실측 데이터를 가지고 대수정규분포를 발생하였다. 비교 변조기법은 대역 효율이 좋은 신호좌에 따른 16-RQAM과 16-SQAM과 16-PSK를 사용하였다. 부가 백색잡음환경하에서 각 변조기법의 비트 오차율식을 유도하였고 페이딩환경 하에서 평균 비트오차율식을 계산하였다. 각 변조방식의 계산결과와 그 시뮬레이션 결과를 비교하였다. 또한 페이딩 보상기법으로 본 논문에서 고려된 방식은 파일럿 심볼 방식, 공간 다이버시티와 차동 부호화를 사용하였다. 시뮬레이션 결과 보상기법이 적용된 16-PSK 방식보다 16-QAM방식이 더 좋은 비트오차율을 지님을 확인하였고, 같은 QAM변조방식에서도 16-SQAM이 페이딩환경 하에서 16-RQAM보다 더 적합한 변조방식임을 알았다.

ABSTRACT

In this paper, the performance of 16 QAM is studied under the indoor environment. Simulations are carried out with a carrier frequency of 1.9GHz, data rates of 5Mbps, and walking speed of 100m/min. Error equations of rectangular 16 QAM and star 16 QAM are evaluated for both the AWGN environment and the fading channel environment. The computed BER is compared with the simulated BER under lognormal fading channels. Techniques to improve the BER performance of 16 QAM over lognormal fading channels are considered. When the pilot symbol-aided scheme and the space diversity are combined with rectangular 16 QAM, the BER is reduced to 10^{-4} for channel SNRs above 35dB. When further differentially encoding is combined with star 16 QAM instead of 16 rectangular QAM, the BER is reduced to 10^{-7} for channel SNRs above 35dB.

Star 16 QAM proved to be more suitable for the fading environment than rectangular 16 QAM.

I. 서론

사람들의 생활수준이 나아짐에 따라 좀더 편한 생활 공간과 방식을 요구하게 되었다. 통신수단에서도 유선전화기에서 무선전화기로, 이에 만족하

지 않고 휴대 전화기로 전환되었다. 또한 정보 고도화 사회로 전환되어 감에 따라 휴대폰이 대중화 되고 양질의 통화와 서비스를 요구하며 음성뿐만 아니라 화상 데이터를 요구하게 되는 멀티미디어의 시대가 도래하였다. 기존의 제한된 대역폭에서

*고려대학교 전자과 통신연구실, 정희원, **한국전자통신연구소 위성통신기술연구단, 정희원, *** 고려대학교 전자공학과 교수, 정희원
논문번호: 98002-0814, 접수일자: 1998년 8월 14일
* 본 연구는 한국과학재단의 연구비 지원으로 수행되었음.

는 이러한 많은 양의 데이터와 많은 이용자를 수용하려면 특별한 방법이 요구되어진다. 그 방법들 중 하나는 대역폭 효율이 뛰어난 변복조 기법을 사용하는 것으로 본 논문에서는 16-PSK나, 16 Rectangular QAM(RQAM), 16 Star QAM(SQAM) 방식을 고려하였다. 고려된 변조기법은 차량이동통신과 같은 열악한 채널에서는 원하는 성능을 보이지 않기 때문에 실내에서와 같이 제한된 환경에서의 무선을 이용한 고속 데이터 전송을 기본전제로 하였다. 또한, 페이딩에 의한 채널의 오염을 완벽히 복구한 경우(이상적인 PLL이 동작한 경우)와 그렇지 않은 경우로 나누어 시뮬레이션을 수행하였다.

우선 각 변조방식의 성능을 비교하기 전에 사용되어지는 실내채널의 특성과 그 모델링기법에 대해 II에서 알아보고, III절는 백색 가우시안 잡음 환경에서와 실내 페이딩채널 환경에서의 각 변조 방법의 BER 수식을 구하고 그 성능을 비교하였다. IV절에서는 페이딩 환경에서의 성능 향상을 위한 기법을 사용하여 각 변조방법에서의 향상 정도를 시뮬레이션을 통해 비교하였고, 마지막으로 결론을 맺는다.

II. 채널의 모델링

2.1 채널의 수학적 모델

반사나 산란 회절되는 전파의 무선 채널특성을 주로 시변선형필터(time-variant linear filter)로 모델링한다. 이런 시변선형필터는 수학적 편의를 위해 일정한 시간간격의 이산적인 모델로 표현하는데 이는 일종의 유한 임펄스응답필터(FIR filter) $h(t)$ 로 그 표현식은 아래와 같다.

$$h(t) = \sum_{m=0}^N A(t)\delta(t-t_m)e^{j\theta_m} \quad (1)$$

이 식에서는 4개의 변수를 지니는데 그 각각은 다음과 같다.

N : 송신된 임펄스 신호에 의해 수신기에 어느

정도 지연을 가지고 수신되는 신호의 수 = 다중경로의 수

A(t): m번째 지연시간에서 수신되는 신호의 진폭의 크기

t_m : m번째 수신되는 신호의 지연시간

θ_m : 다중 경로를 통해 수신되는 위상

2.2 실내 채널의 생성

채널 발생을 위해 수신되는 지연시간 t_m 은 실측된 데이터에 의해 수정된 포아송 모델인 ΔK 분포를 이용하여 계산하였다. 여기서 Δ 는 시간간격이고 K는 도착율의 변화치이다. 예를 들면 처음 시간 간격에 신호의 도착율이 $\lambda(t)$ 이고 만약 신호가 들어왔다면 그 다음 신호의 도착율은 $K\lambda(t)$ 이고, 들어오지 않았다면 도착율은 그냥 $\lambda(t)$ 가 된다. 이처럼 모델링하는 이유는 도착하는 신호의 열이 군집성을 이루기 때문이다.

근래의 발표된 실내채널에 관한 논문[3,10]에 보면 전파측정의 결과가 대수정규분포로 가장 잘 표현되는 결과를 보이는데, 본 논문에서는 실내채널에 적합한 분포로 대수정규분포를 시뮬레이션에서 채택하였다. 따라서 수신 신호 전력의 확률밀도함수 값은 아래의 식(2)에서처럼 대수정규 분포를 따른다.

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \exp\left\{-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad r > 0 \quad (2)$$

여기서 r은 수신신호, μ 는 평균값이고 σ 는 분산값이다. 수신되는 위상은 0과 2π 사이에서 랜덤한 위상을 갖도록 발생시켰다.

채널 발생을 위하여 채널의 임펄스응답의 전력 프로파일 구간을 500ns로 정하고 실제 신호의 도착 유무를 판단하는 작은 구간인 빈을 10ns로 하였다. 또한 LOS(line of sight)인 경우와 OBS (obstructed sight)인 경우의 발생분산치는 4dB와 6dB로 놓고 발생하였는데 이들 값은 실제 측정된 논문[3]에서 인용하였다. 실제로 발생시켜 보면 가시파가 존재하는 경우(LOS)의 그림 1-a와 가시파가 존재하지

않는 경우(OBS)의 그림 1-b로 서로 다른 특성을 나타낸다. 따라서 가시파가 존재하는 경우는 초기에 높은 진폭의 신호가 존재하며 다경로 성분의 수도 적은 반면에 가시파가 존재하지 않는 경우는 그림에서처럼 상대적으로 낮은 신호의 전력과 다경로 성분의 수도 많다.

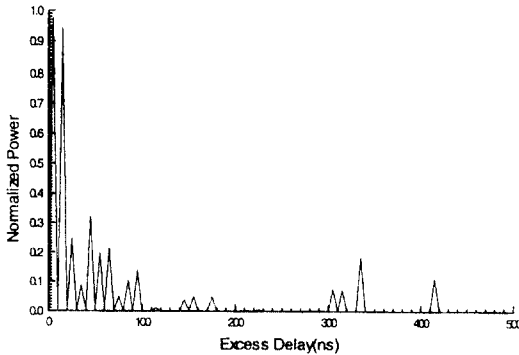


그림 1-a. LOS파가 존재하는 경우의 전력프로파일

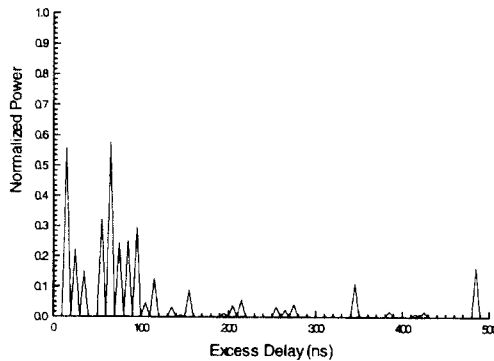


그림 1-b. OBS파가 존재하는 경우의 전력프로파일

III. 사용한 변조기법 비교

3.1 AWGN환경에서의 비트오차율

스펙트럼 효율이 높은 변조방식인 16-PSK, 16-RQAM과 16-SQAM을 고려하였다. 우선 각 변조방

식의 신호좌(signal constellation)를 살펴보면, 그림 2-a, 2-b, 2-c와 같다.

서로 다른 변조방식의 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 환경 하에서의 비트 오차율(BER, Bit Error Rate)을 구하여 서로를 비교하려면 신호좌 상의 각 심볼을 전송하는데 드는 평균에너지가 같도록 해야한다. 비트 오차율을 계산하는 방식은 ML(Maximum Likelihood)방식을 써서 구했다. 신호좌 상에서 구해진 오차율은 심볼 오차율이다. 변조방식간의 성능비교를 위해서는 일반적으로 비트 오차율을 사용한다. 자세한 수식의 전개는 참고문헌[10]를 참고하고 여기서는 그 결과만 적는다.

16-PSK인 비트 오차율은

$$P_{cb} \approx \frac{P_{es}}{4} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{4E_b}{N_0}} \sin \left(\frac{\pi}{16} \right) \right) \quad (3)$$

이고, 16-RQAM인 경우 비트오차율은

$$P_{cb} \approx \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{0.4E_b}{N_0}} \right) \quad (4)$$

이고, 16-SQAM인 경우 비트오차율은

$$P_{cb} \approx \frac{1}{N} \times P_{es} = \frac{1}{8} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{d_{AB}}{2} \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(R_A \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \cdot \sin \frac{\pi}{8} \right) \right] + \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{AE}}{2} \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right) + \operatorname{erfc} \left(R_B \cdot \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \cdot \sin \frac{\pi}{8} \right) + 2 \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{AD}}{2} \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right) \quad (5)$$

이다. 여기서 d_{AB} 는 A와 B사이의 거리이고 R_A 는 원 A의 반지름을 나타낸다. 실제로 16 SQAM의 최적의 안원과 밖의 원의 반지름비는 1 : 1.8이다. 이것은 수학 프로그램인 Mathematica를 이용하여 구했다. 실제 반지름비가 1:1.3과 1:1.8의 수식계산과 시뮬레이션 결과가 일치함을 그림 3로 확인하였다. 또한 그림 4은 AWGN환경에서의 각 변조방식의

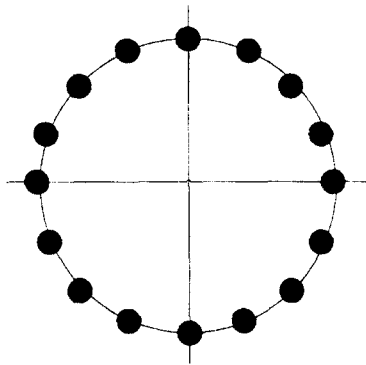


그림 2-a. 16 PSK 신호좌

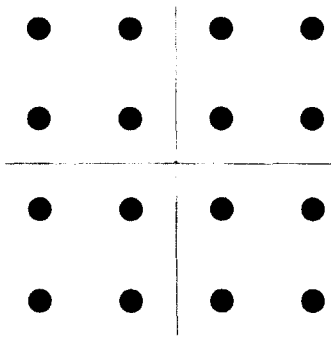


그림 2-b. 16 QAM 신호좌

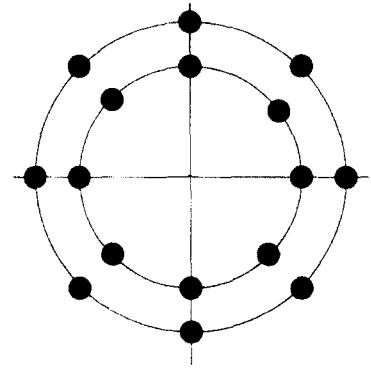


그림 2-c. 16 SQAM 신호좌

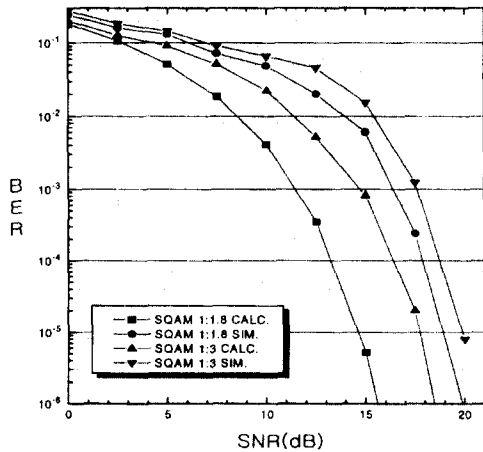


그림 3. 반지름비가 1:3, 1:1.8인 16-SQAM에서의 BER 성능

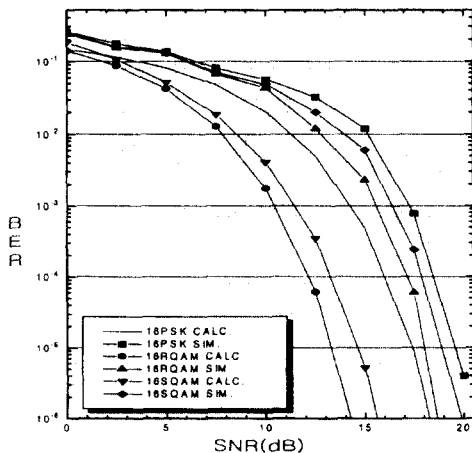


그림 4. 16-PSK, QAM, SQAM의 AWGN에서의 비트 오차율 및 그 계산값(roll-off factor $\alpha=0.5$)

비트오차율식에 의한 계산값과 시뮬레이션에 의해 구해진 값을 나타낸 그림이다.

3.2 페이딩환경하에서의 평균비트오차율

페이딩하에서의 평균비트 오차율은 AWGN 환경에서의 비트 오차율에 SNR에 따른 신호의 확률 밀도함수를 곱하여 평균한 값이 된다. 아래의 수식 (6)를 이용하여 계산한다.

$$\bar{P}_{cb} = \int_0^{\infty} P_{cb}(r) \times f_r(r) dr \quad (6)$$

$f_r(r)$: 신호의 확률밀도 함수

$P_{cb}(r)$: AWGN에서의 BER

신호의 확률밀도함수가 대수정규함수인 수식(2)와 AWGN에서의 비트오차율 수식(3), (4), (5)을 이용하여 페이딩하의 평균 비트오차율 식을 구하면 아래와 같다.

16 PSK에서 페이딩 환경 하의 평균 비트오차율은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{P}_{cb} &\approx \int_0^{\infty} P_{cb}(r) f_r(r) dr \\ &\approx \int_0^{\infty} \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{4\gamma} \sin \left(\frac{\pi}{16} \right) \right) \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 r}} \exp \left(\frac{\ln r - \mu}{2\sigma^2} \right) dr \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 r 은 신호대잡음비($\text{SNR} = E_s/N_0, \sigma^2 = E\{\gamma\}$)이다.

16-RQAM에서 페이딩 환경 하에서의 평균 비트 오차율은

$$\bar{P}_{eb} \approx \int_0^{\infty} \frac{3}{8} \text{erfc}(\sqrt{0.4\gamma}) \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2\gamma}} \exp\left(\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) d\gamma \quad (8)$$

r : 신호대잡음비 (SNR = E_b/N₀, σ² = E{γ}) 이고, 16-SQAM의 경우 페이딩 환경 하에서의 평균 비트 오차율은 아래와 같다.

$$\bar{P}_{eb} \approx \int_0^{\infty} \frac{1}{8} \left[\text{erfc}\left(\sqrt{0.8\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)\right) + \text{erfc}(\sqrt{0.4 * \gamma}) \right] + \text{erfc}(\sqrt{0.8\gamma} \times 0.9238) + \text{erfc}(\sqrt{0.8\gamma}) \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2\gamma}} \exp\left(\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) d\gamma \quad (9)$$

r : 신호대잡음비 (SNR = E_b/N₀, σ² = E{γ})

수식 (7), (8), (9)을 이용해 수학 계산툴인 Mathematica를 이용하여 값을 계산하여 다음 그림 5-a, 5-b, 5-c를 그렸다..

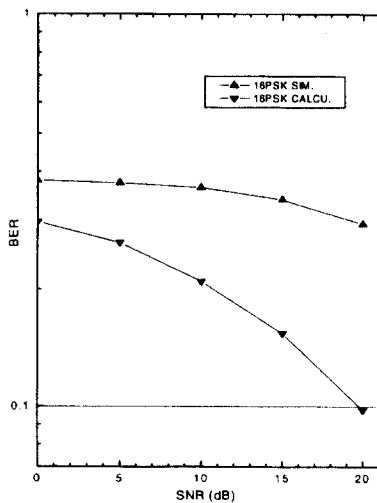


그림 5-a. 페이딩 환경에서 16-PSK의 비트 오차율 및 그 계산값(α=0.5)

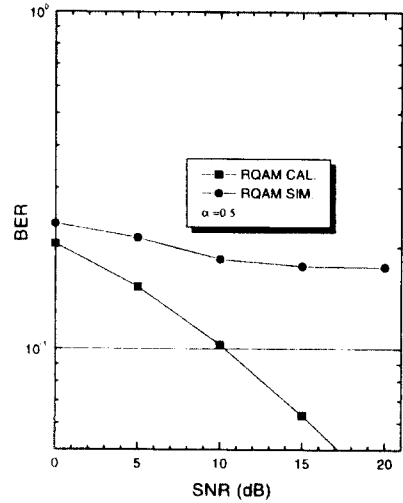


그림 5-b. 페이딩 환경에서 16-RQAM의 비트 오차율 및 그 계산값(α=0.5)

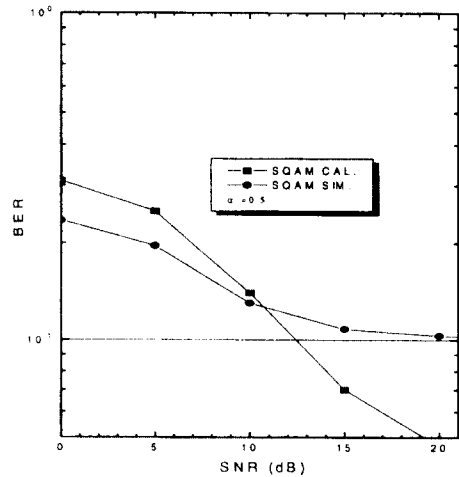


그림 5-c. 페이딩 환경에서 16-SQAM의 비트 오차율 및 그 계산값(α=0.5)

IV. 페이딩 보상기법 및 시뮬레이션 결과

그림 5의 a, b, c에서 보이는 것처럼 실내채널을 발생하여 시뮬레이션 결과는 통신이 거의 불가능한 값을 지닌다. 이러한 페이딩을 보상하기 위해 파일럿 심볼 방식과 공간 다이버시티 및 차동 부호화 방법을 이용하였다.

4.1 파일럿 심볼방식(Pilot Symbol Method)

파일럿 심볼 방식이란 일정한 심볼들의 프레임 주기별로 송수신단에서 알고 있는 심볼을 보내어 페이딩에서의 진폭과 위상을 보상하는 방법이다 [7]. 그림 6은 프레임의 구성형식을 나타내었다.

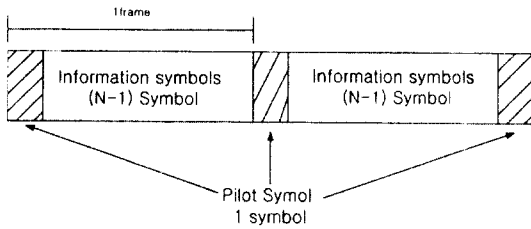


그림 6. 프레임의 형식

16-RQAM의 경우는 $3+j3$ 점(점 C)을 파일럿 심볼의 점으로 사용하였고 16 SQAM의 경우는 $0+0j$ 점(A점)을 사용하였다. 반복되는 한 프레임의 심볼수는 15로 하였다[4].

4.2 다이버시티 방법(Diversity)

같은 신호를 여러 독립적인 페이딩 경로를 통과시킨 후 각각의 페이딩된 신호들을 결합하여 정보를 얻는 방법으로 심한 페이딩효과를 줄이는 하나의 방법이다. 페이딩의 시간적인 특성에서 2가지 즉, long-term 페이딩과 short-term 페이딩으로 나눌 수 있고 이런 페이딩에 대한 보상방법은 공간 다이버시티, 주파수 다이버시티, 시간 다이버시티, 위상 다이버시티등 있는데 본 논문은 거리 d만큼씩 떨어진 여러 안테나를 사용하여 서로 다른 페이딩 채널을 통과한 신호를 이용하여 페이딩효과를 보상하

는 공간 다이버시티를 사용하여 수신된 파중에 가장 큰값을 수신값으로 정하였다.

4.3 차동 부호화 방법(differentially encoding)

차동 부호화는 이전 심볼의 데이터를 이용하여 현 심볼의 값을 정하는 방법으로 여기서는 기존의 방식과는 다르게 적용되었다. SQAM의 구조는 3장에서 언급한 것처럼 두개의 동심원 위에 8개의 점이 있는 2ASK와 8PSK의 결합된 구조로 안원과 밖의 원의 반지름비는 1:a 라고 하자. 신호좌 상의 16개의 점들은 4비트(b_1, b_2, b_3, b_0)로 표현이 가능하고 이들 점들을 각각 이웃하는 심볼끼리 오직 한 비트만 다르게 부호화하고 안쪽 원과 바깥 원의 구별은 비트 b_1 에 의해서 1이면 바깥 원이고 0이면 안쪽 원이 된다. 이렇게 부호화된 것을 차동 부호화하려면 우선 송신단에서의 4비트씩 정보를 받아서 신호좌 위의 한 심볼에 대응시키는데 있어서 b_3 을 진폭비트로 하고 이 값은 그대로 전송시킨다. 나머지 세 비트(b_2, b_1, b_0)는 현 심볼과 이전 심볼의 차이를 나타낸다. 예를 들어 이전 심볼과 현 심볼의 위상차이가 0° 라면 000으로 대응시키고 45° 라면 001로, 90° 는 011로, 135° 는 010으로, 180° 는 110으로, 225° 는 111로, 270° 는 101로, 315° 는 100으로 대응시킨다.

수신단에서의 복호는 우선 진폭비트에 의해 안쪽 원인지 바깥원에 있는지를 결정하고 위상으로 그원에서의 위치를 결정하게 된다. 진폭 비트 $R_{k,3}$ 값과 이전심볼의 심볼의 진폭값($R_{k-1,3}$)의 비가 $\Delta r_{m1} = (1+a)/2$ 보다 크거나 $\Delta r_{m1} = (1+1/a)/2$ 보다 작으면 원의 위치가 바뀌는데, 예를들어 이전 심볼의 위치가 안원에 있었다면 현 심볼에서는 밖의 원의 위치가 된다. 그 역도 성립한다. 만약에 현 진폭비트와 이전 심볼의 진폭비트와의 비가 $\Delta r_{m1} = (1+1/a)/2$ 보다 크고 $\Delta r_{m2} = (1+a)/2$ 보다 작으면 이전 심볼의 원 위치에서 변화가 없다. 즉 이전 심볼의 위치가 안쪽 원이었다면 현 심볼의 위치도 안쪽 원이 된다. 위상은 현심볼의 수신값과 이전 심볼의 위상 값의 차이를 가지고 복호(decoding) 할 수가 있다. 그림 7는 진폭비트의 변화를 결정하는 여러 영역을 나타낸다.

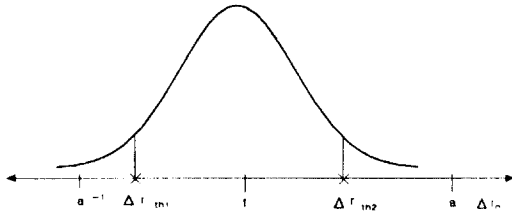


그림 7. Threshold 에러 영역

이 방법은 기존의 DPSK에서는 에러 전파가 안 되는데 비해 이것은 위상과 진폭에 의해 에러가 발생하면 에러가 전파되는데 이를 해결하기 위해 RQAM에서처럼 파일릿 심볼을 사용해야 한다.

4.4 시뮬레이션 결과

이진 신호인 0과 1을 랜덤한 신호로 발생하였고 이 값들은 일종의 사각파형인 펄스인데 이를 pulse shaping하기 위해 roll-off factor 값이 0.5인 raised cosine 함수를 사용하였다. 잡음은 평균값이 0이고 분포가 1인 부가백색잡음(AWGN)을 고려하였다. 랜덤 신호의 발생은 10,000,000개의 비트를 발생하였다.

위상 복구는 완전한 위상복구한 경우(이상적인 PLL의 동작)와 그렇지 못한경우로 나누어 시뮬레이션을 수행하였다. 완전한 위상복구는 오로지 채널에 의해 진폭만 영향받은 경우로 가정하였고, 완전하지 못한 위상복구에서는 채널에서 발생한 위상의 변화를 위상고정루프(PLL, Phase Locked Loop)를 사용하여 복구하는 것과 같은 의미의 등가식을 이용했는데 식 (10)처럼 시간 축에서 심볼에 대한 $h(t)$ 의 평균값을 구하여 각도를 구하고 그것을 역부호로 만들어 위상을 복구하는데 사용한다[4].

$$\Psi \approx \text{Arg} \left[\int h(t) dt \right] = \text{Arg} [H(0)] \quad (10)$$

$$R(t) \times e^{-j\Psi}$$

타이밍 복구는 수신시 샘플링 시간을 정하는 것으로서 채널에서의 평균 초과 지연 시간(mean excess delay)을 구해서 매 $n \times T + T_d$ 마다 샘플링한다[4].

$$T_d = \frac{\int t |h(t)|^2 dt}{\sum_k A_k^2 T_k} \quad (11)$$

여기서 $h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답이고 T_k 는 지연시간이고 A_k 는 그 지연시간에서 임펄스의 진폭값이다.

그림 4는 16-PSK, 16-QAM과 16-SQAM의 AWGN 환경에서의 수식에 의한 계산 결과와 그 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 수식에 의한 계산치와 시뮬레이션 결과는 같은 경향 즉 16-RQAM의 비트 오차율이 가장 좋고 다음이 16-SQAM이고 마지막으로 16-PSK 임을 확인하였다.

그림 5의 a, b, c는 다중 페이딩환경과 불완전한 채널보상의 경우(실제 환경과 유사한 최악의 상태 고려, 불완전한 PLL 적용한 경우)에서 위의 세가지 변조방식에 대한 수식계산에 의한 결과와 그 시뮬레이션 결과를 나타낸 그림들이다. 그림에서 페이딩환경 하에서의 수식 계산은 다중경로가 아닌 하나의 경로가 존재하고 채널보상이 완벽히 된 경우로 수학 툴(tool)인 Mathematica를 사용하여 계산하였다. 시뮬레이션결과와 큰 차이를 나타내는데 그 이유는 계산한 수식은 단지 페이딩에 의한 분포만으로 계산된 평균값이지만 실제로는 페이딩 뿐만 아니라 여러 경로를 통해 위상이 변하여 들어오고 또한 심볼간의 간섭 등의 성분에 의해 결과가 큰 차이를 나타내고 있다. 또한 페이딩환경 하에서 신호대 잡음비(SNR)가 높아져도 비트 오차율이 어느 값 이하로는 떨어지지 않고 곡선이 완만해 지는 현상을 볼 수 있는데 이를 오차언덕(error floor)라고 한다. 수식 결과는 AWGN 환경에서와 같은 순서(성능순 16-RQAM > 16-SQAM > 16-PSK)로 나타나지만 비트 오차율은 AWGN에 비해 상대적으로 높다. 그러나 시뮬레이션한 결과는 16-SQAM, 16-RQAM, 16-PSK 순으로 비트 오차율이 높아짐을 알 수가 있다. AWGN 환경과는 달리 페이딩 환경에서는 16-SQAM이 가장 좋은 성능을 지니는 것이다. 그 이유는 페이딩 환경 하에서 16개의 위상으로 나뉘어진 16-PSK보다 8개의 위상으로 나뉘어진 16-

SQAM의 성능을 더 나음을 알 수가 있다. 또한 16-RQAM도 12개의 위상과 3개의 진폭을 지녀서 검출하기가 16-SQAM(2개의 진폭 8개의 위상)보다 어려움을 시뮬레이션 결과로 알 수가 있었다.

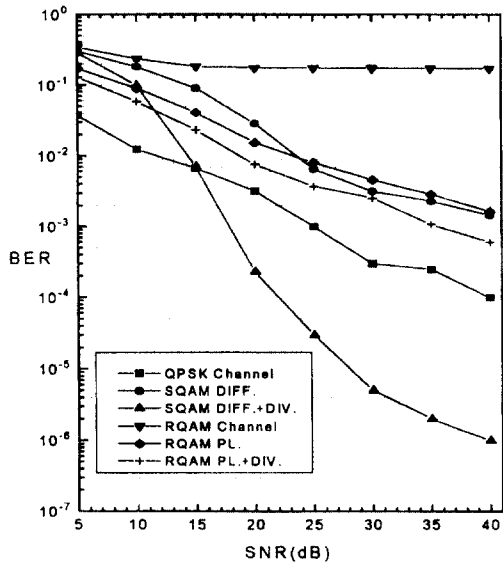


그림 8. 페이딩환경에서 보상기법이 적용된 경우의 QPSK, 16-RQAM과 16-SQAM의 성능 비교 (다중경로, 불완전 PLL적용)

그림 8는 다중경로 채널의 경우 완벽한 채널보상(불완전한 PLL적용하는 경우)에서 16-RQAM과 16-SQAM의 BER 성능과 순수 QPSK의 BER 성능을 표시한 그림이다. 페이딩환경 하에서 16-RQAM의 순수 비트 오차율과 그 보상방법인 파일럿 심볼 방식과 공간다이버시티를 사용한 결과를 나타낸 그림으로 페이딩 하에서 16-RQAM은 신호대 잡음비를 높여도 큰 값의 변화가 없는 오차언덕 현상을 볼 수가 있는데 비해 파일럿 방식을 사용하면 BER은 10^{-1} 정도까지 감소하며, 파일럿 심볼 방식에다 공간다이버시티를 적용하면 BER은 10^{-4} 정도로 떨어진다. 이에 비해 16-SQAM의 경우 차동 부호화를 사용한 경우는 10^{-3} 까지 감소하지만 역시 신호대 잡음비를 높여도 비트 오차율의 값의 큰 변화가 없는 오차언덕 현상을 보인다. 차동부호화 방식에다 공

간 다이버시티를 적용하면 30dB에서 10^{-6} 대로 떨어진다. 공간 다이버시티를 적용한 경우에 16-SQAM에 의한 BER이 훨씬 낮게 나오는 이유는 신호대 잡음비가 높은 값을 가지더라도 오차가 프레임에서 발생하면 그 전파에 의해 오차가 커지는데 공간 다이버시티에 의해 수신되는 두 신호 중에 세기가 큰 신호를 선택하여 그 오차가 확연히 줄어들음을 알 수 있었다. 이에 비해 16-RQAM은 세개의 진폭 레벨을 가지고 있어서 감쇄에 의해 공간다이버시티를 적용하여도 16-SQAM같이 큰 성능 향상은 볼 수 없었다.

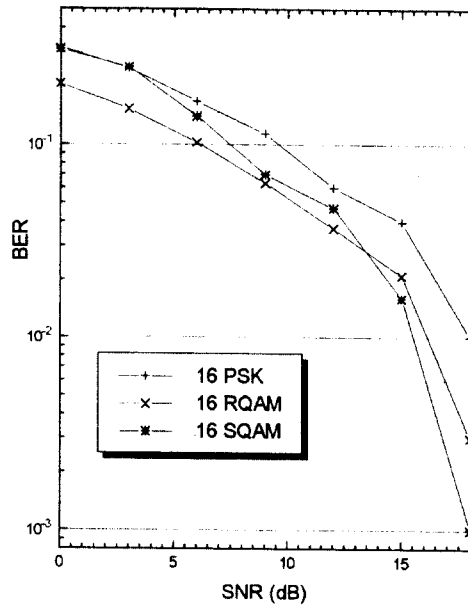


그림 9. 페이딩환경에서 페이딩보상기법 적용하지 않은 16-PSK, 16-RQAM과 16-SQAM의 성능 비교(단일 경로, 완전한 채널보상)

그림 9은 페이딩 보상기법을 적용하지 않고, 단일경로의 페이딩 채널과 완전한 PLL을 적용한 경우(채널에 의해 위상의 완전히 복구된다고 가정)의 그림이다. 앞의 그림과 달리 오차언덕현상이 발생하지 않고 신호대잡음비의 증가에 따라 오차도 감소하는 현상을 볼 수 있다. 오차언덕현상이 발생하지 않은 이유는 완전한 채널 보상과 다중경로에 의

한 ISI현상이 발생하지 않기 때문이다. 이 경우에서도 진폭에 정보를 적게 보내는 16-SQAM의 성능이 가장 좋음 확인 할 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 실측된 데이터를 이용하여 실내 무선채널을 발생하여, 페이딩 환경 하에서의 16-PSK, 16-RQAM과 16-SQAM 변복조 방식의 성능을 시뮬레이션하여 비교하였고, 파일럿 심볼 방식과 공간 다이버시티 및 차동 부호화와 같은 페이딩 보상방법에 의한 성능 향상을 시뮬레이션하였다. 또한 16-SQAM에서의 최적 신호좌는 안쪽 원과 바깥 원의 반지름비가 1:1.8 임을 계산 결과 및 시뮬레이션을 통하여 알 수 있었다.

현재와 같은 이동통신 환경에서 경우 다경로 페이딩 현상에 의해 위의 변복조 방식은 모두 높은 BER을 지녀서 통신이 불가능함을 알 수 있었다. 그러나 페이딩 보상 기법인 파일럿 심볼 방식과 공간 다이버시티 및 차동 부호화 방식을 사용하여 30dB에서 BER이 10⁻⁶까지 떨어져서 여러 정정부호를 사용하면 좀더 나은 성능을 기대할 수 있을 것이다. 또한 AWGN 환경 하에서 같은 16개의 심볼을 사용하는 변복조 방식에서 16-RQAM이 가장 좋은 성능을 보이지만 페이딩 환경 하에서는 16-SQAM의 성능이 더 좋음을 확인하였다. 또한 제한한 차동 부호화기법의 복호기법의 효율성을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

1. D. C. Cox, "Universal digital portable radio communications," Proc. IEEE, vol.75, no.4, pp.436-477, April. 1987
2. J. G. Proakis, Digital Communications, McGROW-HILL, 1989
3. T. S. Rappaport, et. al., "Statistical Channel Impulse Response Models for Factory and Open Plan Building Radio Communication System

- Design," IEEE Trans. on Commun. Vol.39, No.5, May 1991
4. J. C. Chuang, "The Effects of Multipath Delay Spread on Timing Recovery," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol.35, No.3, pp.135-140, August 1987
5. JUSTIN CHUANG, "The Effect of Time Delay Spread on Portable Radio Communications Chnnels with Digital Modulation" Selec. Com. IEEE, vol. SAC-5 NO. 5, PP.879-888 JUNE 1987
6. J. Wang and T. Takagi, "Performance of local frequency offset space diversity for 16 star QAM" ELECTRONIC LETTERS 15th September 1994 Vol..30 No.19 pp1578-1579
7. Seiichi Sampei , Terumi Sunaga, " Rayleigh Fading Compensation for QAM in Land Mobile Radio Communications" Trans. veh. IEEE Vol.42, No.2, May 1993, pp 137-147
8. W.T.Webb, "Bandwidth efficient QAM schemes for Rayleigh fading channels" IEE Proceeding-I Vol. 138 No. 3, June 1991 pp 169-174
9. 김기범, "고속 디지털 실내무선통신에의 적응 등화기의 응용", 12월 1994년 석사논문
10. 은도현, "PCS환경하에서 16 QAM변복조기법에 관한연구", 6월 1995년 석사논문



은도현(DoHyun Eun) 정회원
 1992년 2월 : 고려대학교 전자공학과 학사
 1995년 2월 : 고려대학교 전자공학과 석사
 1997년 6월 : 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료
 1998년 3월 ~ 현재 : 안양과학대학 전자통신과 교수
 주관심분야 : 채널부호 및 변복조, 이동통신시스템

김 성 철(SeongChul Kim) 정회원

1987년 2월 : 고려대학교 전자공학과 학사
1989년 2월 : 고려대학교 전자공학과 석사
1997년 8월 : 고려대학교 전자공학과 박사
1997년 2월 ~ 현재 : 대전 우성대학교 교수
주관심분야 : 이동위성통신, CDMA 시스템

1977년 3월 현재 : 고려대학교 전자공학과 교수

1998년 1월 ~ 현재 : 한국통신학회 회장
1998년 4월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 부이사장
주관심분야 : 이동위성통신, IMT2000

전 순 익(SunIk Jun) 정회원

1984년 2월 : 고려대학교 전자공학과 학사
1996년 2월 : 고려대학교 전자공학과 석사
1990년 9월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
주관심분야 : RF · 초고주파 회로, 안테나 통신

이 진 성(JinSeong Lee) 정회원

1990년 : 고려대학교 전자공학과 학사
1992년 : 고려대학교 전자공학과 석사
1997년 ~ 현재 : LG정보통신 연구원
주관심분야 : 이동통신, CDMA 시스템



이 연 우(YeonWoo Lee) 정회원

1992년 2월 : 고려대학교 전자공
학과 학사
1994년 2월 : 고려대학교 전자공
학과 석사
1998년 2월 : 고려대학교 전자공
학과 박사과정 수료

주관심분야 : 위성통신시스템, CDMA시스템



차 균 현(Kyun Hyon Tchah)정회원

1965년 2월 : 서울대학교 전기공
학과 공학사
1967년 6월 : 미국 일리노이 공대
대학원 석사
1976년 6월 : 서울대학교 대학원
공학박사