

마이크로셀 시스템에서 다양성 기법을 도입한 16 star-QAM의 성능 해석

정희원 지수복*, 고봉진*

Performance Analysis of 16 star-QAM with Diversity Reception in Microcell Systems

Su-Bok Ji*, Bong-Jin Ko* *Regular Members*

요 약

이 논문에서는 덧셈형 백색 정규잡음과 동일채널 간섭 성분이 존재하는 마이크로셀 시스템에서 다양성 기법을 도입한 16 star-QAM의 오류 성능을 평가하였다. 16 star-QAM은 위상 검파와 진폭 검파의 두 단계로 분리되는 차동 검파 방식인데 이동 통신로상의 감쇄 때문에 성능이 떨어지는 것을 어느 정도 줄이고, 시스템의 복잡성도 줄일 수 있다. 그리고, 감쇄로 인해 성능이 떨어지는 것을 막기 위하여 위상 검파와 진폭 검파에 대해 각각 등이득 합성법과 최대비 합성법을 채택한 16 star-QAM의 성능을 라이스 계수 K , 최대 도플러 주파수 $f_b T$, 신호대 동일채널 간섭과 전력비 그리고, 다양성의 가지 수 L 의 여러 가지 값에 대해 평가하였다.

ABSTRACT

This paper presents the error performance of 16 star-QAM with diversity reception in microcell systems in the presence of additive white Gaussian noise(AWGN) and cochannel interference. The differential detection of 16 star-QAM is split into phase detection and amplitude detection. This technique can reduce the degradation of error performance which is due to fading and the complexity of receiver.

Diversity reception is proposed to improve the degradation of error performance due to fading. Equal gain and maximal ratio combining were adopted for the phase detection and the amplitude detection, respectively. The performance of 16 star-QAM was evaluated for various values of Rician factor K , maximum Doppler frequency $f_b T$, signal to cochannel interference ratio and diversity branch L .

I. 서론

최근 무선 통신 기술의 발달로 통신 서비스와 가입자들이 급증함에 따라 가입자 수용용량과 주파수 대역 제한 문제가 발생하고 있다. 이동 통신 시스템에서는 이와 같은 한계를 극복

하기 위해서 '셀'이라는 개념이 제안되었으며, 이 개념은 서로 충분히 떨어진 두 셀에서 동일한 주파수 대역을 사용함으로써 주파수를 재사용하여 가입자 수용 용량을 충분히 확보할 수 있는 통신 방식을 말한다. 최근 이동 통신에서 채택하고 있는 마이크로셀은 셀 반경이 0.1~1km 정도이기 때문에 지연 퍼짐이 적어 용

* 창원대학교 전자공학과 디지털 통신 연구실(bjko@sarim.changwon.ac.kr)
논문번호: 99316-0809, 접수일자: 1999년 8월 9일

량이 크고, 데이터율이 높은 시스템이 가능하다. 그리고, 제한된 주파수 대역 내에서 가급적 많은 채널을 확보하기 위해서 여러 가지 기술이 적용되고 있는데 그 기술로는 크게 다중 접속 기술과 변복조 기술로 나눌 수 있다. 이 논문에서 채택한 직교 진폭 변조 (QAM) 방식은 변조방식 가운데에서 대역폭 효율이 우수하고 고속 데이터 전송에 적합하지만, 심각한 이동 통신상와 감쇄 때문에 성능이 매우 떨어져서 이동 통신에서는 부적합하다. 그러나, 1980년 이후에 이동 통신과 위성 통신에서 고려되기 시작하면서 성능 개선 기법과 같은 연구가 활발해 졌다^[1].

McGeehan과 Bateman은 직교 진폭 변조방식의 성능 개선을 위해 TTIB(transparent tone in band)를 제안하였고^[2], 1989년 Chuang은 이동 무선 전송에서 NLF(non-linear filtering)-QAM을 고려하였다^[3]. Issman과 Webb는 square-QAM이 이동 무선 전송에서 사용될 때 발생하는 문제점을 서술하고, 감쇄에 강한 star-QAM을 소개하였다^[4]. 그 뒤에 Adachi와 Sawahashi는 레일리 감쇄 채널에서의 16 star-QAM의 성능을 16 square-QAM과 16 CPSK, 16 DPSK와 비교 분석하였고^[5], Chow등에 의해 레일리 감쇄 채널에서 다양성 기법을 도입한 16 star-QAM이 연구되었다^[6]. 그리고, 1995년에 Dong은 frequency-selective와 frequency-nonselective 라이스 감쇄에서 다양성 기법을 도입한 16 star-QAM에 관한 논문을 발표하였다^[7].

이 논문에서는 기존의 논문과 달리 동일채널 간섭을 고려하고, 동시에 다양성 기법을 채택하여 16 star-QAM의 오류 성능을 평가하였다. 이동 통신에서 사용되는 마이크로셀의 감쇄 환경은 직접파 성분과 반사파 성분이 동시에 존재하므로 라이스 감쇄 채널로 간주할 수 있고, 주파수 재사용으로 발생하는 동일채널 간섭은 먼 거리에서 전파되므로 직접파 성분이 없는 레일리 분포로 볼 수 있다^[8]. 그리고, 감쇄에 의한 성능 개선 기법으로 위상 검파와 진폭 검파에 대해 각각 동이득 합성법과 최대비 합성법을 채택하였고, 앞에서 고려한 환경에서 8-DPSK와 2-DASK의 오류 확률식을 구하여 16 star-QAM의 비트 오류율을 유도하였다. 마지막으로 최적의 진폭 비와 문턱 레벨을 계산한 다음, 수치해

석을 통하여 16 star-QAM의 성능을 구하였다.

II. 16 star-QAM의 신호 및 해석 모델

그림 1은 16 star-QAM 변조기의 블록 다이어그램이다. 여기서, 4개의 심볼로 전송되는 16 star-QAM의 입력 이진 비트 열 가운데 처음 3비트 $\{a_n, b_n, c_n\}$ 은 8-DPSK 변조되고, 마지막 1비트 $\{d_n\}$ 은 2-DASK 변조된다.

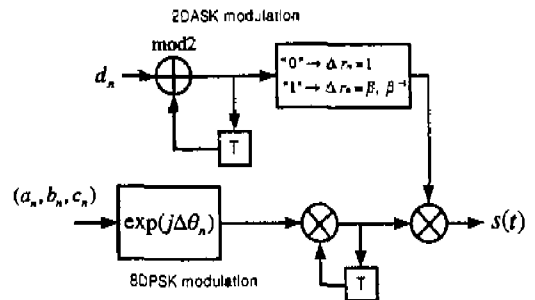


그림 1. 16 star-QAM 변조기

16 star-QAM의 변조 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = \sum_n A_n \exp(j\theta_n) p_T(t-nT). \quad (1)$$

여기서, T 는 심볼 시간 구간, $p_T(t)$ 는 신호 간섭을 일으키지 않는 여파기로 가정한다. n 번째 신호 구간에 대해 변조된 신호는 $s_n = A_n \exp(j\theta_n)$ 이고, 여기서, $A_n = (r_L, r_H)$ 은 2단 진폭, $\theta_n = \{\theta_0 + m\pi/4, m=0, \dots, 7\}$ 은 8단 위상을 나타낸다. 그리고, 초기위상 θ_0 는 0으로 가정한다. 진폭비로 정의되는 β 는 r_H/r_L 로 나타낸다. 진폭 비트가 동일하게 전송되고 변조된 신호가 단위 전력을 갖는다고 가정하면 $r_L = \sqrt{\frac{2}{1+\beta^2}}$, $r_H = \beta r_L$ 이다. 8-DPSK에서 Gray 부호화를 적용했다고 가정하면 가장 가까운 신호점 간의 거리는 1이다. 2-DASK에서 반송파 진폭은 이전 진폭에 의존하면서 $d_n=0$, 곧 $\Delta r_n=1$ 이면 진폭 변화는 없고, $d_n=1$, 곧 $\Delta r_n=\beta$ 또는 β^{-1} 이면 r_L 에서 r_H 또는 r_H 에서 r_L 로 진폭 변화가 발생한다^[9].

변조된 신호는 라이스 감쇄 채널을 통하여 직접파 성분, 반사파 성분, 덧셈형 백색 정규잡음 그리고, 동일채널 간섭 성분의 합으로 이루어져 무상관 L 가지 다양성 수신기에 수신된다^[7]. 여기서, 직접파와 반사파 성분 사이의 시간 지연은 0으로 가정한다. 그림 2는 L 가지 다양성 기법을 도입한 16 star-QAM 수신기의 블록 다이어그램을 보여주고 있다. 수신기 여파기는 정사각 펄스에 정합된 여파기로 가정하고,

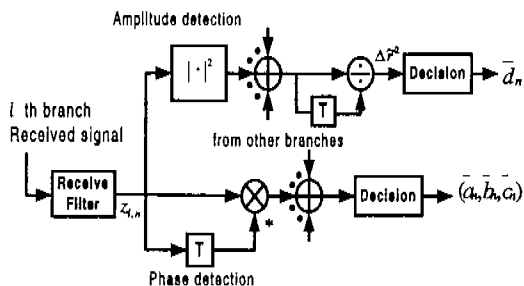


그림 2. L 가지 다양성 수신기

이 응답은 적분-덤프 여파기에 의해 실현 가능하다. 위상 검파에서는 동위상파 가중치를 요구하지 않으므로 동이득 합성법을 채택하였고, 진폭 검파에서는 다양성 가지들이 통계적으로 서로 독립이고 분포가 같다고 두고 최대비 합성법을 채택하였다. 수신단의 신호는 라이스 감쇄에 의한 신호와 덧셈형 백색 정규잡음 그리고, 주파수 재사용으로 인한 동일채널 간섭 신호로 표현되는데, 여기서 동일채널 간섭 신호는 멀리 떨어져 있는 셀에서 같은 주파수를 사용할 때 발생하므로 레일리 감쇄의 영향을 받은 신호로 간주할 수 있다. n 번째 변조된 신호의 신호 심볼 타이밍이 직접파 성분에 이상적으로 동기 된다고 가정하면 수신 신호는 식(2)와 같이 표현할 수 있다.

$$z_{i,n} = \sqrt{2P_s} s_n + \sqrt{2P_d} a_{i,n} s_n + \sqrt{2P_c} a_{i,n} d_{i,n} + n_{i,n} \quad (2)$$

여기서, P_s , P_d , P_c 는 직접파, 반사파 그리고, 동일채널 간섭 신호 성분의 전력이고, $a_{i,n}$ 과 $a_{i,n}$ 은 정규화된 시변 다중경로와 시변 동일채널 간섭 성분을 나타낸다. 표본 타이밍이 완전

하다고 하면 $d_{i,n} = A_{i,n} \exp(j\theta_{i,n})$ 이 성립한다. $n_{i,n}$ 은 적분-덤프 여파기를 통과한 덧셈형 백색 정규잡음의 표본이고, $n_{i,n} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} n_i(t) dt$ 이다. 여기서, $n_i(t)$ 는 실수와 허수 성분에서 모두 한 쪽의 psd가 N_0 의 값을 가지는 복소수 형태의 덧셈형 백색 정규잡음이고, $n_{i,n}$ 의 분산값은 $E[n_{i,n} n_{i,n}^*] = 2P_n$ 이다. 여기서, P_n 은 덧셈형 백색 정규잡음의 전력을 나타낸다. 채널의 특성을 나타내는 직접파 전력에 대한 반사파 전력의 비로 나타나는 라이스 계수는 다음과 같이 정의된다.

$$K = \frac{P_s}{P_d} \quad (3)$$

신호 대 잡음 전력비(SNR)와 신호 대 동일채널 간섭파 전력비(SIR)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR = \frac{P_s + P_d}{P_n} = (1 + K) \frac{P_d}{P_n} \quad (4)$$

$$SIR = \frac{P_s + P_d}{P_i} = (1 + K) \frac{P_d}{P_i} \quad (5)$$

또, 다른 신호 전력 대 잡음 전력비 γ_b 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} = \frac{SNR}{4} \quad (6)$$

III. 16 star-QAM의 성능 해석

16 star-QAM의 성능은 완전히 독립적인 차동 위상 검파 오류 확률과 차동 진폭 검파 오류 확률을 각각 계산하여 그 결과들을 조합함으로써 구해진다.

1. 차동 위상 검파 오류 확률(10)

DPSK의 오류 확률식 유도물 위한 판정변수는 다음과 같다.

$$Z = z_{cd, n} z_{cd, n-1}^* = |Z| \exp(j\Delta\phi) \quad (7)$$

여기서, $\Delta\phi$ 는 연속적으로 수신된 두 개의

신호에서 검출된 차동 위상이고, *는 켈레 복소수를 나타낸다. 수신된 차동 위상 $\Delta\hat{\theta}$ 에 가장 가까운 위상차 $\Delta\hat{\theta}_n$ 을 찾아 전송된 비트 가운데 (a_n, b_n, c_n) 이 복원된다. 그리고, 차동 위상 잡음 $\Delta\hat{\theta} = \Delta\hat{\theta} - \Delta\theta_n$ 이 판정 영역 바깥에 위치할 때 8-DPSK 판정 오류가 발생한다. 그림 3은 복소수 Z-평면에서 8개의 대칭적인 판정 영역을 보여준다.

Lee에 의해 제안된 방법^[11]을 이용하면 위상 점과 오류 확률의 상한은 다음과 같다.

$$P_{e, \text{Lee}} \leq P\left[\left(\sum_{i=1}^L z_{i,n} z_{i,n-1}^* e^{-j\Delta\hat{\theta}}\right) < 0\right] + P\left[\left(\sum_{i=1}^L z_{i,n} z_{i,n-1}^* e^{j\Delta\hat{\theta}}\right) < 0\right]. \quad (8)$$

그리고, 차동 위상 판정 변수는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$G(x) = \text{Re}\left[\left(z_{\text{cdt},n} z_{\text{cdt},n-1}^* \right) e^{jx} \right]. \quad (9)$$

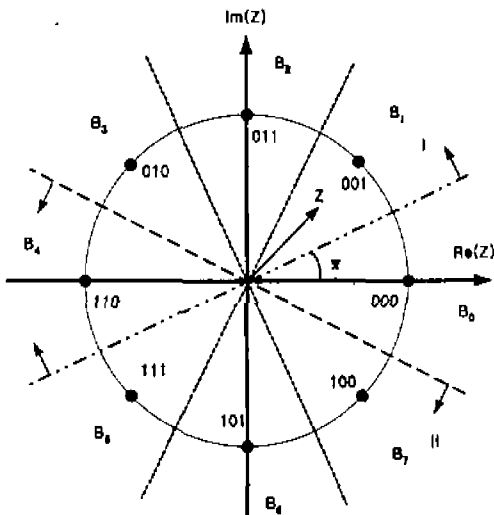


그림 3. 8 DPSK 신호 공간에서의 판정 영역

여기서, x는 반원 I, II에서 모든 벡터의 실수부가 음수가 되도록 하기 위한 회전각도를 나타낸다. G(x)는 일반적인 이차식 형태^[12]의 특별한 경우로써 아래와 같이 주어진다.

$$D = \sum_{i=1}^L [A|X_i|^2 + B|Y_i|^2 + C X_i^* Y_i + C^* X_i Y_i^*]. \quad (10)$$

여기서, $A=0, B=0$ 그리고, $C=e^{jx}$ 이다. 참고문헌[12]에서 이차식이 0보다 작아지는 계산 결과를 이용하여 위상 판정 변수가 0보다 작아지는 확률을 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & (G < 0, |A_n, A_{n-1}) \\ &= Q(a, b) - I_0(ab) e^{-\frac{a^2+b^2}{2}} \\ &+ \frac{I_0(ab) e^{-\frac{a^2+b^2}{2}}}{(1+v_2/v_1)^{2L-1}} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2L-1}{k} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^k + \\ & \frac{e^{-\frac{a^2+b^2}{2}}}{(1+v_2/v_1)^{2L-1}} \sum_{n=1}^{L-1} I_n(ab) \left\{ \sum_{k=0}^{L-1-n} \binom{2L-1}{k} \right. \\ & \left. \times \left[\left(\frac{b}{a}\right)^n \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^k - \left(\frac{a}{b}\right)^n \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^{2L-1-k} \right] \right\}, \quad L > 1. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P(G < 0, |A_n, A_{n-1}) &= \\ Q(a, b) - \frac{v_2/v_1}{1+v_2/v_1} I_0(ab) e^{-\frac{a^2+b^2}{2}}, \quad L=1. \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, $Q(a, b) = \int_0^\infty x \exp[-(a^2+x^2)/2] I_0(ax) dx$ 는 닐슨의 Q 함수이고, $I_0(x)$ 는 0차의 제1종 변형 베셀 함수^[13]이며,

$$\binom{2L-1}{k} = \frac{(2L-1)!}{[k!(2L-1-k)!]} \quad \text{이다.}$$

$$a = \left(\frac{2v_1^2 v_2 (a_1 v_2 - a_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right)^{1/2},$$

$$b = \left(\frac{2v_1 v_2^2 (a_1 v_1 + a_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right)^{1/2},$$

$$v_{2,1} = \sqrt{w^2 + (|e^{jx}|^2 (m_{xx} m_{yy} - |m_{xy}|^2))^{-1} \pm w},$$

$$w = \frac{2\text{Re}(e^{jx} m_{xy}^*)}{2|e^{jx}|^2 (m_{xx} m_{yy} - |m_{xy}|^2)},$$

$$\begin{aligned} a_1 &= |e^{jx}|^2 [|E(x)|^2 m_{yy} + |E(y)|^2 m_{xx} \\ & - 2\text{Re}(E(x)E(y)^* m_{xy}^*)], \end{aligned}$$

$$a_2 = 2\text{Re}(E(x)^* E(y) e^{jx}). \quad (12)$$

여기서, 복소 정규 변수 $x = z_{l,n-1}$, $y = z_{l,n}$ 의 이차 중앙 모멘트와 양상불 평균은 참고문헌 [10]의 식(6)과 동일하고, 정규화된 통계적 모멘트는 [10]의 식(8)과 동일하다. [10]에서는 $L=1$ 인 경우만 고려했으며, 이 논문에서는 다양성 기법을 도입하여 $L>1$ 경우의 결과식을 유도하였다. 발생 확률이 동일한 심볼이라고 가정하면 높은 진폭과 낮은 진폭 발생 확률은 0.5로 동일하다. 따라서, 최종적인 차동 위상 검파 오류 확률은 다음 식(13)과 같다.

$$P_{e, \text{ccl pha}} \leq 0.25(P(G(x) < 0, |r_L, r_L) + P(G(x) < 0, |r_L, r_H) + P(G(x) < 0, |r_H, r_L) + P(G(x) < 0, |r_H, r_H)) \Big|_{z = \frac{3\pi}{8}} + 0.25(P(G(x) < 0, |r_L, r_L) + P(G(x) < 0, |r_L, r_H) + P(G(x) < 0, |r_H, r_L) + P(G(x) < 0, |r_H, r_H)) \Big|_{z = \frac{3\pi}{8}}. \quad (13)$$

2. 차동 진폭 검파 오류 확률

차동 진폭 검파에서는 연속적으로 수신된 두 신호의 진폭비에 의해 진폭 비트 d_n 을 결정한다. 수신 신호의 진폭비는 아래와 같다.

$$\Delta\tilde{r} = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^L |z_{l,n}|^2}{\sum_{l=1}^L |z_{l,n-1}|^2}}. \quad (14)$$

두 개의 판정 레벨을 Δr_L 와 Δr_H 로 두면 $\beta^{-1} < \Delta r_L < 1$, $1 < \Delta r_H < \beta$ 이고 $\Delta r_L = 1/\Delta r_H$ 의 관계를 가진다. 복호 오류는 $\Delta r_n = 1$ 일 때 $\Delta\tilde{r} < \Delta r_L$, $\Delta\tilde{r} > \Delta r_H$ 영역에서 발생하고, $\Delta r_n = \beta$ 또는 β^{-1} 일 때 $\Delta\tilde{r}$ 가 $\Delta r_L < \Delta\tilde{r} < \Delta r_H$ 영역에서 발생한다. 발생 확률이 동일하다고 가정하면 차동 진폭 오류 확률은 아래와 같이 주어진다.

$$P_{e, \text{ccl amp}} = \frac{1}{4} [P_e(HH) + P_e(LL) + P_e(HL) + P_e(LH)]. \quad (15)$$

여기서, $P_e(LH)$ 는 진폭 변화가 낮은 쪽에서 높은 쪽으로 변할 때의 조건부 진폭 오류 확률을 나타내고 진폭 변화에 따른 조건부 진폭 오류 확률은 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$P_e(HL) = P_e(LH) = P(\Delta\tilde{r} > \Delta r_L) - P(\Delta\tilde{r} > \Delta r_H), \\ P_e(HH) = P_e(LL) = P(\Delta\tilde{r} > \Delta r_H) + P(\Delta\tilde{r} < \Delta r_L). \quad (16)$$

차동 진폭 오류 판정 변수를 정의하면 다음과 같다.

$$G(\Delta r) = (\Delta r)^2 \sum_{l=1}^L |z_{l,n-1}|^2 - \sum_{l=1}^L |z_{l,n}|^2. \quad (17)$$

식(17)은 $A = (\Delta r)^2$, $B = -1$ 그리고, $C = 0$ 를 가지는 일반적인 이차식 형태의 특별한 경우이다.

$P(G(\Delta r) < 0, |A_n, A_{n-1})$ 은 차동 위상 검파 오류 확률식과 동일한 형태지만 몇 개의 변수는 서로 다른 정의를 갖는다.

$$v_{2,1} = \sqrt{w^2 + [(\Delta r)^2(m_{xx}m_{yy} - |m_{xy}|^2)]^{-1}} \pm w, \\ w = \frac{(\Delta r)^2 m_{xx} - m_{yy}}{2(\Delta r)^2(m_{xx}m_{yy} - |m_{xy}|^2)}, \\ \alpha_1 = (\Delta r)^2 [|E(x)|^{2m_x} + |E^*y|^{2m_y} - 2Re(E(x)E(y)^*m_{xy}^*)], \\ \alpha_2 = (\Delta r)^2 [|E(x)|^2 - |E(y)|^2]. \quad (18)$$

여기서, m_{xx} , m_{yy} , m_{xy} 그리고 $E(x)$, $E(y)$ 는 복소 정규 변수 x 와 y 의 통계적 모멘트이다. 따라서, 최종적인 차동 진폭 검파 오류 확률은 다음과 같이 나타난다.

$$P_{e, \text{ccl amp}} = 0.25 (2 + P(G(\Delta r_H) < 0, |r_H, r_H) - P(G(\Delta r_L) < 0, |r_H, r_H) + P(G(\Delta r_H) < 0, |r_L, r_L) - P(G(\Delta r_L) < 0, |r_L, r_L) + P(G(\Delta r_L) < 0, |r_L, r_H) - P(G(\Delta r_H) < 0, |r_L, r_H) + P(G(\Delta r_L) < 0, |r_H, r_L) - P(G(\Delta r_H) < 0, |r_H, r_L)). \quad (19)$$

3. 16 star-QAM의 평균 비트 오류

그림 2로부터 위상과 진폭 검파가 독립적으로 상호간에 영향을 주지 않음을 알 수 있으며

로 16 star-QAM의 평균 비트 오류율은 앞에서 계산한 위상과 진폭의 비트 오류율을 합하여 구할 수 있다.

$$P_{b, cci} = \frac{1}{4} P_{b, cci amp} + \frac{3}{4} P_{b, cci pha} . \quad (20)$$

8-DPSK는 Gray 부호화 되었다고 가정했기 때문에 차동 위상 검파의 비트 오류율은 근사적으로 $P_{b, cci pha} \approx \frac{1}{3} P_{e, cci pha}$ 의 관계가 있고, 2-DASK는 이진 변조이므로 $P_{b, cci amp} = P_{e, cci amp}$ 이다. 따라서, 마이크로셀 시스템에서 16 star-QAM의 평균 비트 오류 확률식은 아래 식 (21)와 같이 구할 수 있다.

$$P_{b, cci} = \frac{1}{4} (P_{e, cci amp} + P_{e, cci pha}) . \quad (21)$$

IV. 수치해석 및 검토

특정 E_b/N_0 와 SIR 그리고, K 값에 대한 최적의 진폭 비와 문턱 레벨을 계산한 다음 여러 가지 L , K , $f_D T$, SIR 값에 대해 수치계산을 통하여 16 star-QAM의 성능을 구하였다. 이렇게 구한 결과를 그림 4 ~ 그림 8에 나타내었다.

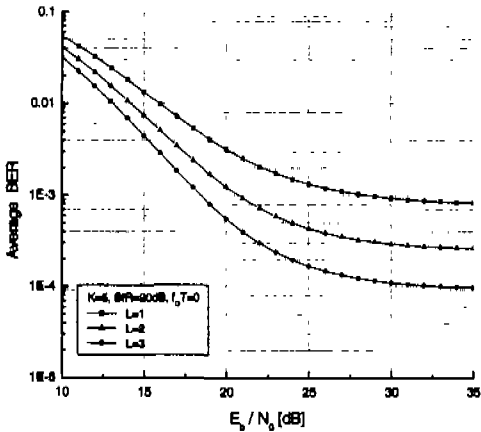


그림 4. $K=5$, $SIR=20dB$, $f_D T=0$ 일 때 L 값의 변화에 따른 16 star-QAM의 오류 성능

그림 4는 $K=5$, $SIR=20dB$ 일 때 다양성의 가지 수 L 에 따른 오류 성능을 나타내었다. 수신

기가 정지해 있을 경우 ($f_D T=0$)에 10^{-3} 의 오류 성능을 얻기 위해서는 다양성을 적용하지 않은 경우 ($L=1$)에 비해 다양성의 가지 수가 $L=2$ 인 경우에 약 8dB, $L=3$ 인 경우에는 약 10dB의 이득이 생긴다.

그림 5는 $f_D T=0$, $SIR=20dB$ 일 때 K 값의 변화에 따른 오류 성능을 나타낸 것인데 강한 감쇄 환경 ($K=5$)에서는 다양성에 의한 성능 개선의 폭이 크지만 감쇄 강도가 약해짐 ()에 따라 $K=15$ 다양성 효과는 줄어들다는 것을 알 수 있다. 이것은 라이스 계수 K 값이 증가함에 따라 각 다양성 가지에 수신되는 순시 SNR의 차가 줄어들기 때문이다.

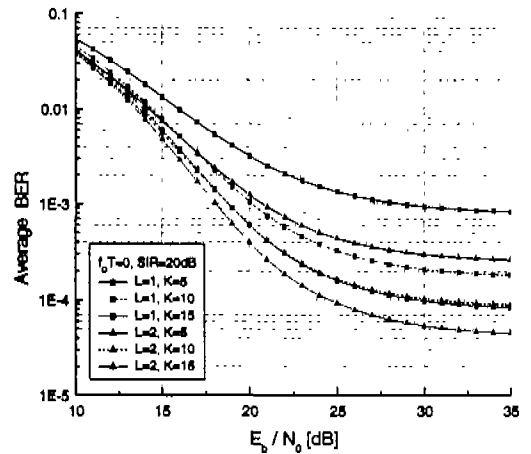


그림 5. $f_D T=0$, $SIR=20dB$ 일 때 L 과 K 값의 변화에 따른 16 star-QAM의 오류 성능

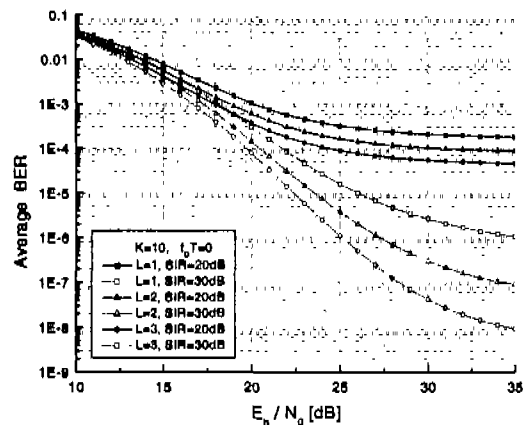


그림 6. $K=10$, $f_D T=0$ 일 때 L 과 SIR값의 변화에 따른 16 star-QAM의 오류 성능

그림 6은 $K=10$ 이고, $f_D T=0$ 일 때 SIR 값의 변화에 따른 오류 성능을 보여준다. 20dB의 경우와 30dB의 경우를 비교해 보면 동일채널 간섭의 영향이 적은 $SIR=30dB$ 일 때 오류 성능이 현저히 개선됨을 알 수 있다. 그리고, 다양성에

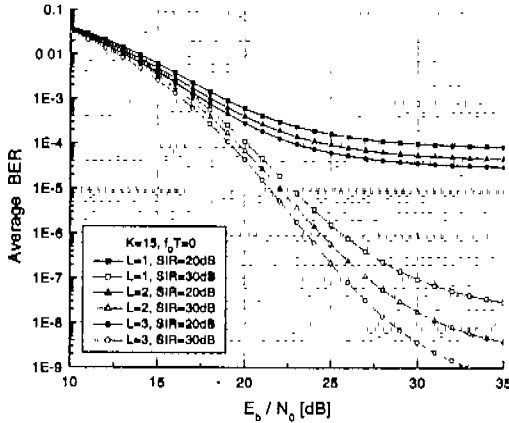


그림 7. $K=15, f_D T=0$ 일 때 L 과 SIR값의 변화에 따른 16 star-QAM의 오류 성능

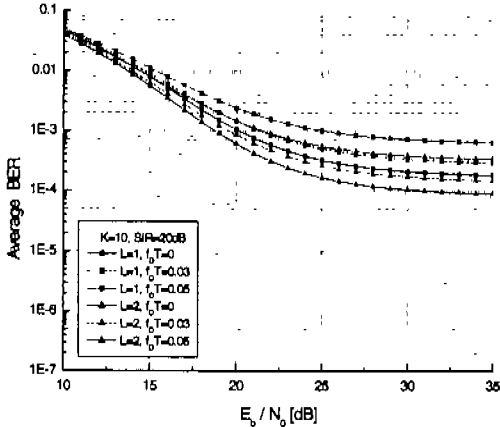


그림 8. $K=10, SIR=20dB$ 일 때 L 과 $f_D T$ 값의 변화에 따른 16 star-QAM의 오류 성능

의한 오류 성능의 개선 폭은 다양성의 가지 수 L 이 많을수록 성능 개선의 폭이 커진다. 그림 7에서는 직접파 성분이 더 강한 $K=15$ 일 때의 경우를 나타낸 것이다. 그림 6과 비교해보면 $SIR=20dB$ 일 때에는 성능 변화가 크지 않지만, $SIR=30dB$ 에서는 성능이 훨씬 나아짐을 알 수 있다.

그림 8과 그림 9는 동일채널 간섭의 영향에 따른 오류 성능을 정규화된 최대 도플러 주파수 $f_D T$ 의 영향을 고려하여 나타내었다.

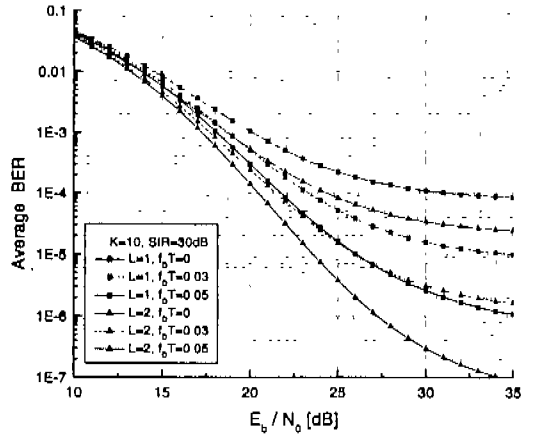


그림 9. $K=10, SIR=30dB$ 일 때 L 과 $f_D T$ 값의 변화에 따른 16 star-QAM의 오류 성능

그림 8은 수신기의 이동에 따른 $f_D T$ 의 영향으로 약간의 성능 차이는 나지만, 동일채널 간섭의 영향으로 E_b/N_0 를 증가시켜도 성능 개선이 이루어지지 않는 error floor가 발생한다. 그림 9와 같이 동일채널 간섭이 적은 환경에서 보면 $f_D T$ 의 영향에 따른 성능 변화를 잘 관찰할 수 있다. 수신기가 정지해 있을 경우 ($f_D T=0$)에 비해 수신기의 이동속도가 빨라질수록 곧, $f_D T$ 값이 클수록 성능이 매우 저하됨을 알 수 있고, 다양성에 의한 성능 개선 효과는 수신기가 정지해 있는 경우에 가장 큰 효과가 있음을 알 수 있다.

V. 결론

이 논문에서는 덧셈형 백색 정규잡음과 동일 채널 간섭 성분이 존재하는 마이크로셀 시스템에서 다양성 기법을 도입한 16 star-QAM의 오류 성능을 수치계산을 통하여 구하였다. 수치계산 결과에 의하면 수신기가 정지해 있을 때 ($f_D T=0$) 다양성 기법($L=2$)을 적용한 16 star-QAM의 성능은 다양성 기법을 적용하지 않은 시스템에 비해서 약 8dB의 성능이 개선된다. 그리고, $L=3$ 인 경우는 $L=2$ 인 경우에 비해 약 2dB의 성능개선이 이루어진다. 따라서, 다양

성의 가지 수를 증가시키면 오류 성능은 개선되지만 다양성의 효과는 $L=2$ 이고 $f_D T=0$ 인 경우에서 가장 뚜렷하게 나타남을 알 수 있다. 그림에서 동일채널 간섭과 $f_D T$ 가 시스템의 성능에 얼마나 큰 영향을 주는지 알 수 있다. 동일채널 간섭이 작은 경우와 $f_D T$ 가 큰 경우에는 성능이 떨어지고 그 값이 커짐에 따라 E_b/N_0 를 증가시켜도 성능 개선이 이루어지지 않는 error floor가 발생함을 알 수 있다. 따라서, 신호의 성능이 심각하게 떨어지는 요인인 동일채널 간섭과 최대 도플러 주파수의 영향을 줄일 수 있는 방안이 모색되어야 할 것이다.

참고 문헌

[1] W.Webb and L.Hanzo, *Modern QAM*, Pentech Press, London, 1994.

[2] J.P.McGeehan and A.Bateman, "Phase-locked transparent tone in band(TTIB) : A new spectrum configuration particularly suited to the transmission of data over SSB mobile radio networks", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM- 32, pp. 81-87, January 1984.

[3] J.C.I.Chuang, "The effects of time-delay spread on QAM with non-linearly switched filters in a portable radio communications channel", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-38, pp. 9-13, February 1989.

[4] E.Issman and W.T.Webb, "Carrier recovery for 16-level QAM mobile radio", *IEE colloquium on multi-level modulation*, pp. 1-8, London, UK, March 1990

[5] F.Adachi, M.Sawahashi, "Performance Analysis of Various 16 Level Modulation Schemes Under Rayleigh Fading", *Electronics Letters*, Vol. 28, pp. 1579-1581, August 1992

[6] Y.C.Chow, A.R.Nix, J. P. McGeehan, "Diversity Improvement for 16-DAPSK in Rayleigh Fading Channel", *Electronics Letters*, Vol. 29, pp. 387-389, February 1993

[7] X.D.Dong, *On diversity reception of 16 STAR -QAM in Rician fading*, Master's

thesis, National University of Singapore, 1995.

[8] T.S.Rappaport, *Wireless Communications Principles & Practice*, Prentice Hall, 1996.

[9] F.Adachi, "Error rate analysis of differentially encoded and detected 16 APSK under Rician fading", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-45, pp. 1-11, February 1996.

[10] 강대일, 지수복, 고봉진, "Rician 페이딩과 동일채널 간섭 환경하에서 16 Square-QAM과 16 star-QAM 간의 성능 비교", *한국통신학회 추계종합학술발표회 논문집*, 18권, 1546-1549쪽, 1998년 11월.

[11] P.J.Lee, "Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-34, pp. 488-491, May 1986.

[12] J.G.Proakis, "On the probability of error for multichannel reception of binary signals", *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. COM-16, pp. 68-71, February 1968.

[13] S.Parl, "A new method of calculating the generalized Q function", *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-35, pp. 39-46, January 1987.

지 수 북(Su-Bok Ji)

준회원



1998년 2월 : 창원대학교 전자
공학과 졸업

1998년 3월~현재 : 창원대학교
전기전자제어공학과
석사과정

<주관심 분야> 이동통신

고 봉 진(Bong-Jin Ko)

정회원



1986년 2월 : 한국항공대학교
통신공학과 졸업

1988년 2월 : 한국항공대학교
전자공학과 석사

1995년 2월 : 한국항공대학교
전자공학과 박사

1994년 3월~1996년 7월 : 인허공전 통신파 조교수

1996년 8월~현재 : 창원대학교 전자공학과 조교수

<주관심 분야> 이동통신, 통신이론, 위성통신