

# 정보 전송률과 대역폭 확장이 일정할 때 부호화 직교 주파수분할 다중 계통의 성능

정회원 김 운 희\*, 박 소 령\*, 송 익 호\*, 김 흥 길\*, 김 석 찬\*, 이 성 로\*\*

## Performance of a Coded OFDM System for Fixed Code Rate and Bandwidth Expansion

Yun Hee Kim\*, So Ryoung Park\*, Ickho Song\*, Hong Gil Kim\*, Suk Chan Kim\*,  
Seong Ro Lee\*\* *Regular Members*

### 요 약

직교 주파수분할 다중 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 방식은 여러 길 감쇄 채널에서 자료의 전송률이 높을 때 효과적인 기술이다. 이 논문에서는 직교 주파수분할 다중 계통에서 이동 무선 채널의 시간적 변화와 늦음 확산으로 말미암은 간섭의 영향을 살펴보고, 그 결과로 16-직각 진폭 변조 (16-Quadrature Amplitude Modulation: 16-QAM) 직교 주파수분할 다중 계통의 비트 오류율을 얻는다. 그 다음, 부반송파 수가 바뀔 때 리드-솔로몬 부호화 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 계통의 성능을 분석한다. 이 때 부호화, 보호 구간, 여러 부반송파로 말미암아 일어나는 전체 대역폭 확장과 정보 전송률이 일정하다고 두면, 심볼 오류율을 가장 작게 하는 최적 부반송파 수를 얻을 수 있다.

### ABSTRACT

The OFDM is an effective technique for high data rate transmission under multipath fading channels. In this paper, we analyze the influence of interference due to the time variation and delay spread of mobile radio channels on an OFDM system. With the result, we obtain the bit error rate performance of the 16-QAM OFDM system. Then, we investigate the performance of the Reed-Solomon (RS) coded 16-QAM OFDM system when the number of subcarriers varies. In the investigation, we assume that the information transmission rate and total bandwidth expansion (due to coding, guard interval, and several subcarriers) are fixed. Under this condition, it is observed that there are optimum numbers of subcarriers that minimize the symbol error probability for various channel states.

### I. 서 론

요즈음의 이동통신에서는 화상, 고품질 음향, 종합 디지털 통신망과 같은 서비스들에 알맞도록 높은 비트율로 자료를 보내야 한다. 이동 무선 채널들은 보통 시변 여러 길 레일리 감쇄 특성을 띠고 있는데, 이러한 채널로 비트율이 높은 자료를 보내면

채널의 충격 응답은 여러 심볼 주기에 걸치게 되고, 이로 말미암아 심볼사이 간섭이 일어난다.

직교 주파수분할 다중 방식은 이러한 심볼사이 간섭을 줄이는데 효과적인 기술로, 시간적으로는 서로 직교하지만 주파수 영역에서는 겹치는 여러 부채널들에 자료를 나란히 보내는 방식이다. 이제까지 이러한 직교 주파수분할 다중 방식을 쓴 여러 계통

\* 한국과학기술원 전기및전자공학파(isong@Sejong.kaist.ac.kr)

\*\* 목포대학교 전자공학파(srlee@chungkye.mokpo.ac.kr)

논문번호 : 97400-1104, 접수일자 : 1997년 11월 4일

들이 연구되어왔다<sup>[1],[5]</sup>. 직교 주파수분할 다중 방식에서 심볼사이 간섭을 줄이는 한 방법은 부반송파 수를 늘이는 것이다. 한편, 심볼사이 간섭은 보호 구간을 덧붙임으로써 효과적으로 없앨 수도 있다. 그러나, 채널이 시간에 따라 바뀌면 부채널들 사이의 직교성이 사라져서 채널사이 간섭이 일어나며, 이 간섭은 부반송파 수가 늘어날수록 더욱 커지게 된다. 이러한 직교 주파수분할 다중 계통의 채널사이 간섭은 보호 구간이 심볼사이 간섭을 완전히 없앤다는 가정 아래 다루어졌으나<sup>[2]</sup>, 보호 구간으로 말미암은 대역폭 확장과 늦음 확산은 생각하지 않았다.

이 논문에서는 이산 시간 직교 주파수분할 다중 모형을 써서, 시변 여러 길 레일리 감쇄 채널에서 보호 구간이 심볼사이 간섭을 완전히 없애지 못할 때의 직교 주파수분할 다중 계통을 살펴보고, 그 결과로 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 방식의 성능을 분석한다.

그 다음, 리드-솔로몬 부호화 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 계통에서 부반송파 수가 바뀔 때 부호율과 보호 구간으로 말미암은 대역폭 확장 사이의 손익을 살펴본다. 이 때, 보호 구간과 부반송파 수가 바뀌면 부호율도 바뀔 수 있도록 유효 전송 대역폭과 정보 전송율을 일정하게 두고 리드-솔로몬 부호의 심볼 오류율들을 건주어 채널 상태마다 가장 알맞은 부반송파 수가 있음을 보인다.

## II. 이산 시간 계통 모형

이 논문에서 다루고 있는 바탕대역에서의 이산 시간 복소 모형이 그림 1에 나타나 있다.

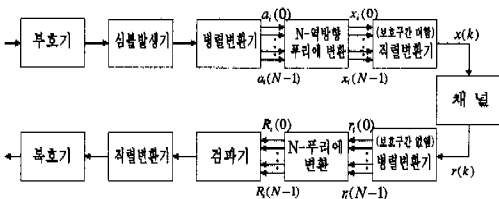


그림 1. 바탕 대역에서의 이산 시간 계통 모형

### 2.1 송신기

들어오는 자료열은 부호율  $\alpha$ 로 부호화되어 구간이  $T$ 인 복소 심볼들 가운데 하나로 대응된다. 이 심볼들을  $N$ 개씩 블록으로 나누면  $i$ 제 블록 심볼은  $\{a_i(n), 0 \leq n \leq N-1\}$ 이다. 이를 병렬로 바꾸고

역 이산 푸리에 변환을 거친 다음, 바탕대역에서 각 심볼들을 서로 직교하는  $N$  부반송파로 변조한다. 이 심볼들은 서로 독립이고 분포가 같다고 둔다. 블록들 사이의 간섭을 줄이고자 길이  $G$ 인 보호 구간을 한 블록의 시작마다 덧붙인다<sup>[6]</sup>. 그러면, 보호 구간이 더해진  $i$ 제 블록 전송열은 다음과 같다.

$$x_i^*(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_i(n) e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \quad -G \leq k \leq N-1. \quad (1)$$

이것은 직교 주파수분할 다중 방식으로 변조한 신호를  $t = kT_s$ 에서 표본화한 것이고,  $\frac{1}{T_s} = \left(1 + \frac{G}{N}\right) \frac{1}{T}$ 이며, 처음  $G$  원소들은 보호 표본이다. 이제,  $x_i^*(k)$ 를  $k \geq N$ 과  $k < -G$ 에서 0이라 두면, 전송열은 다음과 같다.

$$x(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i^*(k - i(N+G)). \quad (2)$$

부호율  $\alpha$ 로 부호화하면  $1/\alpha$ 만큼 대역폭이 늘어나고, 보호 구간은  $1 + G/N$ 만큼 표본화율을 늘이므로, 전체 대역폭 확장율은 다음과 같다.

$$F = \frac{1}{\alpha} \left(1 + \frac{G}{N}\right). \quad (3)$$

이 논문에서는  $N$ 이 바뀌더라도 정보 전송율과 계통 대역폭이 바뀌지 않도록  $F$ 를 일정하게 둔다.

### 2.2 통신 채널

이 논문에서 쓰이는 채널 모형은 시변 감쇄 모형이다. 전송 신호의 대역폭을  $1/T_s$ 로 제한하면, 이 모형은 간격이  $T_s$ 로 일정하고 계수들이 시간에 따라 바뀌는 탭들의 지연선으로 나타난다<sup>[6]</sup>. 늦음 확산  $T_m$ 이  $MT_s$ 를 넘지 않는다면, 덧셈 흰빛 정규 잡음이 더해진 채널의 출력은 다음과 같다.

$$r(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m(k) x(k-m) + n(k). \quad (4)$$

여기서, 채널은 넓은 뜻에서 정상이고 서로 관계 없이 흩어지는 레일리 감쇄 채널로 둔다.

### 2.3 수신기

채널의 충격 응답이 한 블록 길이보다 짧고, 보호 표본의 수가  $0 \leq G \leq M-1$ 이라 하자. 수신열을  $\{r_i(k) = r(i(N+G) + k), -G \leq k < N, -\infty < i < \infty\}$

로 둔 다음 보호 표본들을 없애면,  $i$ 제 블록 수신 열은 다음과 같다.

$$r_i(k) = \begin{cases} \sum_{m=k+G+1}^{N-1} h_{m,i}(k) x_{i-1}^{*}(N+G-m+k) \\ \quad + \sum_{m=0}^{k+G} h_{m,i}(k) x_i^{*}(k-m) + n_i(k) & 0 \leq k \leq M-G-1 \text{ 일 때} \\ \sum_{m=0}^{N-1} h_{m,i}(k) x_i^{*}(k-m) + n_i(k) & M-G \leq k \leq N-1 \text{ 일 때.} \end{cases} \quad (5)$$

여기서,  $h_{m,i}(k) = h_m(i(N+G)+k)$ 이다.

복조기는  $\{r_i(k), 0 \leq k \leq N-1\}$ 을 이산 푸리에 변환한다.

$$R_i(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_i(n) \left[ \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{m=0}^{k+G} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi mn}{N}} e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} \right. \\ \left. + \sum_{k=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi mn}{N}} e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} \right] \\ + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_{i-1}(n) \left[ \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{m=k+G+1}^{M-1} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi mn(G-m)}{N}} e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} \right] \\ + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} n_i(l) e^{-j\frac{2\pi l l}{N}}, \quad 0 \leq l \leq N-1. \quad (6)$$

여기서,  $R_i(l)$ 는  $i$ 제 블록 구간동안  $l$ 제 부채널을 거쳐 수신된 신호를 나타낸다. 심볼 검파기는  $R_i(l)$ 로부터 어느 심볼이  $l$ 제 부채널로 전송되고 있는가를 결정하고, 그 출력을 복조기에서 복호한다.

### III. 성능 분석과 모의 실험 결과

#### 3.1 부호화하지 않은 직교 주파수분할 다중 계통

이산 푸리에 변환의 결과는 곱해진 잡음을 지닌 신호, 간섭, 그리고 덧셈 흰빛 정규 잡음으로 나눌 수 있다.

$$R_i(l) = H_i(l) a_i(l) + C_i(l) + S_i(l) + N_i(l), \quad (7) \\ 0 \leq l \leq N-1.$$

여기서,

$$H_i(l) = \frac{1}{N} \left[ \sum_{k=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi km}{N}} \right. \\ \left. + \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{m=0}^{k+G} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi km}{N}} \right]. \quad (8)$$

$$C_i(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_i(n) \left[ \sum_{k=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} \right. \\ \left. + \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{m=0}^{k+G} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} \right], \quad (9)$$

$$S_i(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_{i-1}(n) \left[ \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{m=k+G+1}^{M-1} h_{m,i}(k) e^{-j\frac{2\pi n(G-m)}{N}} e^{j\frac{2\pi k(n-l)}{N}} \right], \quad (10)$$

$$N_i(l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} n_i(l) e^{-j\frac{2\pi l l}{N}}, \quad 0 \leq l \leq N-1. \quad (11)$$

위 식에서,  $H_i(l)$ 은  $l$ 제 부채널의 감쇄 성분이고,  $N_i(l)$ 은  $l$ 제 부채널의 잡음이다.  $C_i(l)$ 은 같은 블록에서 다른 부채널로 말미암은 간섭이며,  $S_i(l)$ 은 인접한 블록으로 말미암은 간섭이다. 여기서,  $C_i(l)$ 와  $S_i(l)$ 을 각각 채널사이 간섭과 심볼사이 간섭이라 부른다.

탭 계수  $h_m(k)$ 가 서로 독립이고 평균이 0인 복소 정규 확률 과정이므로  $H_i(l)$ 은 평균이 0인 복소 정규 확률 변수이고, 각 부채널은 레일리 감쇄 채널이다. 흰빛 정규 확률 변수들의 합인  $N_i(l)$  또한 흰 빛 정규 잡음이다. 확률 변수  $C_i(l)$ 와  $S_i(l)$ 은 서로 독립이 아닌 여러 간섭들의 합이므로 정확히 분석하기는 쉽지 않다. 그러나, 확률 심볼인  $a_i(n)$ 이 서로 독립이고 분포가 같으며 평균이 0이므로,  $C_i(l)$ 와  $S_i(l)$ 은 적어도 상관 관계가 없는 간섭들의 합이며 평균은 0이다. 분산과 평균이 일정한 잡음 과정들 가운데 독립 정규 확률 과정의 용량이 가장 작으므로,  $C_i(l)$ 과  $S_i(l)$ 을 정규 확률 변수로 두어 성능의 한계를 알아 보기로 한다. 탭 계수들이 등방성이면 자기 상관 계수는 다음과 같다<sup>7)</sup>.

$$E\{h_{m,i}(k) h_{m,i}^*(u)\} = \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(k-u)). \quad (12)$$

여기서  $E\{\cdot\}$ 은 기대값을 나타내고,  $J_0(\cdot)$ 은 1종 0차 베셀 함수이며, 최대 도플러 주파수  $f_D$ 는 이동 단말기가 움직이는 속력  $v$ 와 반송파 파장  $\lambda$ 로  $f_D = v/\lambda$ 와 같이 정의된다. 이제,  $C_i(l)$ 의 분산을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_C^2 &= E\{C_i(D) C_i^*(D)\} \\ &= \frac{E_s}{N^2} \left[ N(N-M-G) \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m^2 \right. \\ &\quad - \sum_{k=M-G}^{N-1} \sum_{u=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(k-u)) \\ &\quad - 2 \sum_{u=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{u-1} \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(k-u)) \\ &\quad + N \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m^2 \\ &\quad \left. - \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{u=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{\min(k,u)+G} \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(k-u)) \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,  $E_s = E\{a_i(n)a_i^*(n)\}$ 는 심볼 에너지이다.  $H_i(D)$ 과  $S_i(D)$ 의 분산도 비슷한 방법으로 얻을 수 있다.

$$\sigma_S^2 = \frac{E_s}{N} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=k+G+1}^{M-1} \sigma_m^2. \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \sigma_H^2 &= \frac{1}{N^2} \left[ \sum_{k=M-G}^{N-1} \sum_{u=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(k-u)) \right. \\ &\quad + 2 \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{u=M-G}^{N-1} \sum_{m=0}^{k+G} \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(u-k)) \\ &\quad \left. + \sum_{k=0}^{M-G-1} \sum_{u=0}^{M-G-1} \sum_{m=0}^{\min(k,u)+G} \sigma_m^2 J_0(2\pi f_D T_s(u-k)) \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

덧셈 된빛 정규 잡음의 분산은 이산 푸리에 변환한 다음에도 바뀌지 않는다.

$$\begin{aligned} E\{N_i(D) N_i^*(D)\} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{u=0}^{N-1} E\{n_i(k) n_i^*(u)\} \\ &= N_0. \end{aligned} \quad (16)$$

여기서,  $N_0$ 는 잡음 전력 스펙트럼의 한쪽 밀도이다.  $H_i(D)$ 를 완전히 추정할 수 있다면, 평균 신호대잡음비인

$$\bar{\gamma} = \frac{E_s \sigma_H^2}{\sigma_C^2 + \sigma_S^2 + N_0} \quad (17)$$

을 써서 여러 변조 방법에서의 심볼 오류율이나 비트 오류율을 쉽게 얻을 수 있다. 이 평균 신호대잡음비로 16-직각 진폭 변조 그레이 방법을 써서 심볼을 만드는 계통의 성능을 살펴본다. 먼저 평균 비트 오류율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{b,0} &= \int_0^\infty \left[ \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{9\gamma}{5}}\right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{4} Q(\sqrt{5\gamma}) \right] \frac{1}{\gamma} e^{-\frac{\gamma}{5}} d\gamma \\ &= \frac{3}{8} \left( 1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+10}} \right) + \frac{1}{4} \left( 1 - \sqrt{\frac{9\gamma}{9\gamma+10}} \right) \\ &\quad - \frac{1}{8} \left( 1 - \sqrt{\frac{5\gamma}{5\gamma+2}} \right). \end{aligned} \quad (18)$$

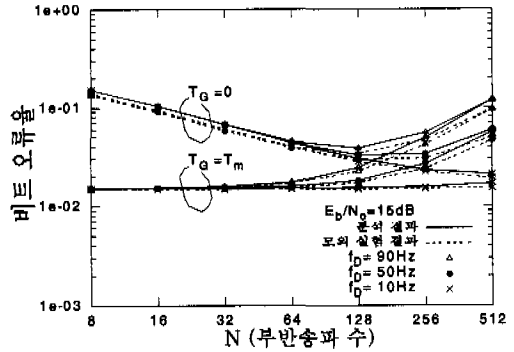


그림 2. 신호대잡음비가 15 dB일 때, 부반송파 수와 비트 오류율

그림 2는 신호대잡음비가 15 dB일 때 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 계통의 평균 비트 오류율을 보여준다. 이 그림에서  $T_s = 5\mu s$ , 늦음 확산  $T_m = 5T_s$  라고 둔다 (이 논문의 모든 결과는 이를 바탕으로 하였다).  $T_c = 0$  (보호 구간이 없음) 일 때와  $T_c = T_m$  (보호 구간이 있음) 일 때를 살펴보자. 보호 구간이 없을 때 부반송파 수가 커지면 심볼사이 간섭은 줄어들고 채널사이 간섭은 늘어난다. 그러므로, 계통의 비트 오류율을 가장 작게 하는 최적 부반송파 수를 알아낼 수 있다. 도플러 주파수  $f_D$ 가 커지면 채널사이 간섭은 더욱 늘어나고 최적 부반송파 수가 적어짐을 볼 수 있다. 보호 구간이 있을 때는 심볼사이 간섭이 없기 때문에 부반송파 수가 커지면 채널사이 간섭으로 성능은 더욱 나빠지고, 도플러 주파수가 클수록 나빠지는 정도가 더 크다. 그러나, 부반송파가 많아지면 필요한 대역폭이 줄어들기 때문에, 남은 대역폭을 오류 정정 부호화에 써서 성능을 좋게 할 수 있음을 새겨두자 [8].

### 3.2 리드-솔로몬 부호화 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 계통

블록 크기  $n$ 이 255인 리드-솔로몬 부호를 쓰면, 한 리드-솔로몬 심볼이 두 16-직각 진폭 변조 심볼에 대응된다. 이 때 리드 솔로몬 심볼은 완벽한 키워닝기를 거쳐 16-직각 진폭 변조 심볼로 대응된다고 두면, 16-직각 변조 심볼에서 오류는 독립적으로 복호하지 않은 리드-솔로몬 부호의 심볼 오류율은

$$P_R = 1 - (1 - P_{s,0})^2 \quad (19)$$

이다. 여기서,  $P_{s,Q}$ 는 16-직각 진폭 변조 심볼 오류율이며 그레이 방법으로 대응된 16-직각 진폭 변조 심볼들에 대해 다음과 같다.

$$P_{s,Q} \approx 4P_{b,Q} \quad (20)$$

그러므로, 끼워넣기가 완벽할 때 복호한 ( $n, k$ ) 리드-솔로몬 부호의 심볼 오류율은 다음과 같다 [6].

$$P_{d,R} = \sum_{i=1}^n P_R^i (1 - P_R)^{n-i} \quad (21)$$

여기서, 실제적으로 끼워넣기가 완벽하도록 구현하기는 매우 어렵지만, 이 가정으로 성능의 한계값을 구할 수 있다. 더욱이, 직교 주파수분할 다중 계통에서는 시간축에서 뿐만 아니라 주파수축에서도 끼워넣기를 할 수 있기 때문에 느리게 바뀌는 채널에서도 끼워넣기 성능을 높일 수 있다.

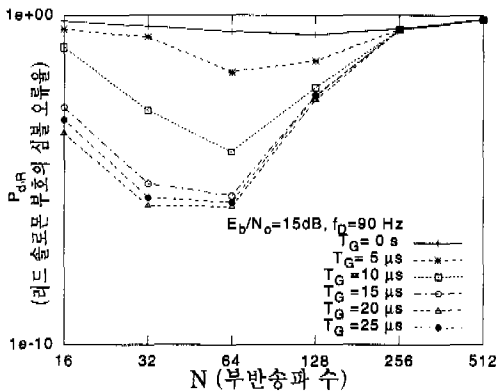


그림 3. 도플러 주파수가 90 Hz일 때, 부반송파 수와 보호한 리드-솔로몬 부호의 심볼 오류율

그림 3은  $f_D=90 \text{ Hz}$ ,  $F=2$ ,  $E_b/N_0=15 \text{ dB}$ 일 때, 심볼 오류율 (19)를 부반송파 수와 보호 구간의 함수로 보여주고 있다. 이 그림에서 전체 유효 대역폭이 일정할 때 복호한 리드-솔로몬 부호의 심볼 오류율을 가장 작게 하는 최적 부반송파 수가 있음을 알 수 있고, 이처럼 전체 유효 대역폭이 일정할 때에는 보호 구간에 우선 순위를 두어야 한다는 것을 알 수 있다. 곧, 도플러 주파수가 높을 때는 부반송파 수의 영향이 커지므로, 그 수를 주의해서 골라야 함을 알 수 있다.

그림 4는  $T_c = T_m$ 이고  $f_D=90 \text{ Hz}$ 일 때, 신호 대잡음비와 심볼 오류율 (21)을 보여준다. 실선은 채널 상태가 바뀔 때 부반송파의 최적 개수를 써서

얻은 최소 심볼 오류율이다. 이 그림에서 최적에 가까운 성능을 보이면서 빠른 푸리에 변환으로도 구현할 수 있는 부반송파 수가 있음을 알 수 있다. 또한 이 그림과 [8]의 결과에서 도플러 주파수가 바뀌면 부반송파 수를 바꾸어서 성능을 더 좋게 할 수 있음을 보여준다. 도플러 주파수가 낮을 ( $f_D=10 \text{ Hz}$ ) 때의 부반송파 수는 128이나 256이 알맞고, 도플러 주파수가 높을 ( $f_D=90 \text{ Hz}$ ) 때의 부반송파 수는 32나 64가 알맞다[8].

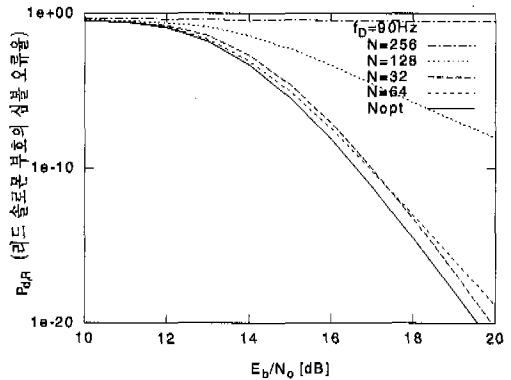


그림 4. 도플러 주파수가 90 Hz일 때, 신호대잡음비와 보호한 리드-솔로몬 부호의 심볼 오류율

#### IV. 맺음말

이 논문에서는 먼저 시변 레일리 감쇄 채널에서 직교 주파수분할 다중 계통의 성능을 살펴보았으며, 그 결과를 가지고 부반송파 수가 바뀔 때 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 계통의 성능들을 견주어 보았다. 다음으로, 부반송파 수가 바뀔 때 리드-솔로몬 부호화 16-직각 진폭 변조 직교 주파수분할 다중 계통의 성능을 분석하였다. 이 때 부호화, 보호 구간, 부반송파 수로 말미암은 대역폭 확장과 정보 전송율은 일정하다고 두었고, 여러 채널 상태마다 가장 알맞은 부반송파 수가 있다는 것과 빠른 푸리에 변환으로 구현되면서 최적에 가까운 성능을 얻을 수 있는 부반송파 수가 있다는 것을 보았다.

#### 참고 문헌

[1] G. Santella, "Bit Error Rate Performances of M-QAM Orthogonal Multicarrier Modulation in Presence of Time-Selective

Multipath Fading”, *Proc. IEEE Int. Conf. Comm.*, pp. 1683-1688, Seattle, USA, June 1995.

[2] M. Russell and G.L. Stüber, “Interchannel Interference Analysis of OFDM in a Mobile Environment”, *Proc. IEEE Vehic. Techn. Conf.*, pp. 820-824, Chicago, USA, July 1995.

[3] M. Gudmunson and P. Anderson, “Adjacent Channel Interference Analysis in an OFDM System”, *Proc. IEEE Vehic. Techn. Conf.*, pp. 918-922, Atlanta, USA, Apr. 1996.

[4] 이종열, 정영모, 이상욱, “LMLE 알고리즘을 이용한 OFDM 수신기 설계 및 분석,” *한국통신학회논문지*, 21권, 3174-3182쪽, 1996년 12월.

[5] 전원기, 장경희, 조용수, “OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 데이터 사전 보상기,” *한국통신학회논문지*, 22권, 40-52쪽, 1997년 1월.

[6] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.

[7] W.C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley & Sons, Inc., 1974.

[8] Y.H. Kim, H.G. Kim, I. Song, M.J. Lee, and S.H. Yoon, “A Coded OFDM System for Time-varying Multipath Rayleigh Fading Environment”, *Proc. IEEE Mil. Comm. Confer.*, pp. 867-871, Monterey, USA, Nov. 1997.

1974년 11월 22일 태어남  
 1997년 2월 : 연세대학교 전자공학과 공학사  
 1999년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1999년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
 <주관심 분야> 이동통신, 신호검파

송 익 호(Ickho Song) 정회원  
 제 24권 1B호 참조

김 홍 길(Hong Gil Kim) 정회원  
 1972년 7월 20일 태어남  
 1995년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 공학사  
 1997년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1997년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
 <주관심 분야> 이동통신, 컴파일론

김 석 찬(Suk Chan Kim) 정회원  
 1971년 4월 5일 태어남  
 1993년 2월 : 부산대학교 전자공학과 공학사  
 1995년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1995년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
 <주관심 분야> 이동통신, 신호처리

김 윤 희(Yun Hee Kim) 정회원  
 1974년 1월 29일 태어남  
 1995년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사  
 1997년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1997년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
 1999년 2월 : 삼성 휴먼테크 논문대상 개인특별상 수상  
 <주관심 분야> 이동통신, 변복조방식

이 성 르(Seong Ro Lee) 정회원  
 1959년 10월 28일 태어남  
 1987년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사  
 1990년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1996년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사  
 1996년 9월~1997년 8월 : 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원  
 1997년 9월~현재 : 목포대학교 전자공학과 전임강사

박 소 령(So Ryoung Park) 정회원

<주관심 분야> 배열신호처리, 스펙트럼 추정