

주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 부호화 기법과 다이버시티 수신기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 성능 개선

정희원 정재필*, 박기식**, 한성운***, 조성준**

Performance Improvement of Orthogonal Multicarrier BPSK System with Coding and Diversity Reception Techniques in Frequency Selective Rayleigh Fading Channel

Jae-Pil Chung*, Ki-Sik Park**, Seong-Woon Han***, Sung-Joon Cho** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 Reed-Solomon 부호화, 컨벌루션 부호화 및 선택합성 다이버시티 수신기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 오류율을 구한 후 성능을 검토하였다. 오류 특성은 정규화된 지연시간 (τ/T_s), 비트 에너지 대 잡음전력 스펙트럼 밀도비 (E_b/N_0), 희망 신호전력 대 지연된 비희망 신호전력비(DUR)를 파라미터로 하여 검토한 결과, 정규화된 보호구간이 0.03, 정규화된 지연시간이 0.05, DUR이 10dB인 경우 오류율을 10^{-3} 으로 유지하기 위해서 필요한 E_b/N_0 가 RS 부호화와 컨벌루션 부호화 및 2-branch 선택합성 다이버시티 수신기법에서는 각각 대략 10dB, 12dB, 12.5dB가 필요함을 알 수 있었다. 따라서 부호화 기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 경우가 다이버시티 수신기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템보다 성능의 개선 정도가 크지만, 지연시간의 변화가 심할수록 오류율의 변화하는 정도가 크다는 것을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we have analyzed the performance improvement of orthogonal multicarrier BPSK system with channel coding and diversity reception techniques in a frequency selective Rayleigh fading channel. For DUR (desired signal to undesired delayed signal power ratio) = 10dB, the normalized guard period $t_g = 0.03$, and the normalized propagation delay period $\tau/T_s = 0.05$, the results show that RS coding, Convolutional coding and Selection Combining diversity reception techniques adopted orthogonal multicarrier BPSK system needs about 10dB, 12dB, 12.5dB respectively in terms of E_b/N_0 for error rate of 10^{-3} . From the results show that the performance of orthogonal multicarrier BPSK system adopting coding techniques is conformed to be improved more than that of the system using diversity technique. It is also confirmed that as variation of delay time is radical, the degree of error performance variation of the former case is larger than that of the latter case.

* 가천길대학 전자통신과(jpchung@gcgc.ac.kr) 정희원, ** 한국항공대학교 항공통신정보공학과, 정희원
*** 에이스 테크놀로지 기술연구소, 정희원
논문번호 : 98136-0324, 접수일자 : 1998년 3월 24일

I. 서 론

최근 디지털 무선전송 시스템에서는 메시지, 팩스 밀리, 무선전화, 그리고 영상 전송과 같은 다양한 여러 가지 서비스의 제공을 점차적으로 요구하고 있다. 이와 같은 서비스를 높은 대역폭 효율을 가지고 고속으로 실현하려는 미래의 디지털 무선전송 시스템에서는 우선 동화상을 처리하기 위해 최소한의 수 Mbps의 디지털 전송이 필요하며, 또한 여러 가지의 메시지를 처리하기 위한 다중접속과 가변용량 전송능력이 요구되고 있다. 이동 무선 채널에 있어서 높은 비트 율로 동작하는 신호는 주파수 선택성 페이딩과 같은 다중경로 전파에 의해 영향을 받으므로, 이러한 채널에서는 주파수 선택성 페이딩 때문에 심볼간 간섭(Intersymbol Interference : ISI)이 발생하여 오율 성능에 치명적인 영향을 준다[1].

주파수 선택성 페이딩 대책으로서 육상 이동통신에서는 적응등화기의 적용이 검토되고 있다. 그러나 수 Mbps를 넘는 고속 디지털 전송에 적응등화기를 적용하면 그 회로의 규모가 매우 크게 되어 현실적이지 못하므로 직교 멀티캐리어 변조방식을 사용하여 1 채널 당의 전송속도를 주파수 선택성 페이딩이 발생하지 않을 정도로 제한하고, 또한 복수의 채널을 사용하여 전송을 함으로써 고속의 디지털 전송을 실현할 수 있는 방식이다[2-3].

특히 직교하는 서브캐리어를 사용하는 직교 멀티캐리어 변조방식에서는 변복조시에 고속 푸리에 변환(FFT : Fast Fourier Transform) 알고리즘을 사용하므로 회로의 규모를 작게 할 수 있다. 또한 전송 시에 이용되는 서브캐리어의 수를 변화시킴으로써 전송용량의 가변을 할 수 있는 장점이 있다[4]. 또한 보호구간을 이용함으로써 다중경로 전파지연이 보호구간 안에 존재할 경우 심볼간 간섭(ISI)은 전부 제거할 수 있으나, 다중경로 전파지연이 보호구간을 벗어나게 되면 ISI가 발생하여 오율 성능이 심각하게 열화됨으로 성능을 개선시킬 수 있는 기법이 요구된다. 따라서 이동통신 채널의 경우 페이딩에 대한 성능 개선 기법으로 부호화 기법과 다이버시티 수신기법이 널리 사용된다. 우선 부호화(Coding) 기법에는 대표적으로 동일한 최소 거리를 갖는 선형부호 중 검사기호의 수가 최소로 알려진 Reed Solomon(RS) 부호화, 산발 에러의 정정 능력이 강한 길쌈(Convolutional) 부호화 및 산발 에러와 연접 에러 모듈을 정정할 수 있는 특성을 갖는 연접(Concatenated) 부호화 기법이 사용되며, 다이버시티(Diversity) 수신기법으로는 선택합성(SC : Sel-

ection Combining) 다이버시티, 등이득 합성(EGC : Equal Gain Combining) 및 최대비 합성(MRC : Maximal Ratio Combining) 다이버시티 수신기법이 사용된다[5].

본 논문에서는 주파수 선택성 레일리 페이딩 환경에서 직교 멀티캐리어 BPSK신호에 대해 RS 부호화, 길쌈 부호화 기법을 이용하여 부호화한 경우와 선택합성 다이버시티 수신기법을 도입한 경우의 오율 특성을 정규화된 지연 시간 (τ/T_s), 비트 에너지 대 잡음전력 스펙트럼 밀도비 (E_b/N_0), 희망 신호전력 대 지연된 비희망 신호전력비 (DUR)를 파라미터로 하여 오율특성을 나타내고, 성능 개선을 비교 및 검토한다.

II. 시스템 해석

2.1 직교 멀티캐리어 시스템

직교 멀티캐리어 변조방식은 직교성을 유지하는 다수의 반송파를 이용하여 주파수 선택성 페이딩에 강하며 고속의 데이터를 전송할 수 있는 시스템으로써 각 신호의 위상, 진폭에 정보를 실어서 복수의 신호로 다중화하여도 정보가 서로 섞이지 않게 분리할 수 있다[6]. 직교 멀티캐리어 시스템의 송신기 및 수신기를 그림 1에 나타내었다.

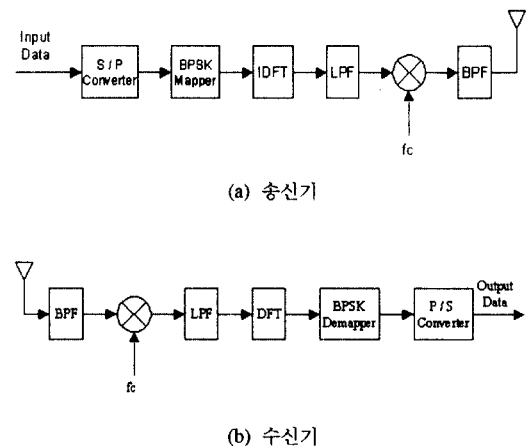


그림 1. 직교 멀티캐리어 시스템의 송신기 및 수신기
Fig. 1 Transmitter and Receiver of Orthogonal Multicarrier System

그림1 (a)의 직교 멀티캐리어 송신기에서 입력 데이터는 S/P(Serial to Parallel) 변환부에 의해서 병렬 데

이더로 변환된 출력은 BPSK Mapper를 통해 부호화 되고 IDFT 과정을 거쳐서 직교 멀티캐리어 변조신호가 만들어진다. 다음으로, IDFT 출력을 LPF(Low Pass Filter)를 통과시킨 후 주파수를 RF(Radio Frequency)로 변환하기 위해 반송파 f_c 가 곱해진 신호는 BPF(Band Pass Filter) 거친 후 공간으로 전송된다. 전송된 신호 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} R [c_{ki} e^{i2\pi f_k(t-iT_s)}] f(t-iT_s) \quad (1)$$

여기서 f_k 는 k 번째 반송파 주파수로서

$$f_k = f_0 + \frac{k}{t_s} \quad (2)$$

가 되며, f_0 는 가장 낮은 반송파 주파수이고 $f(t)$ 는 펄스 파형으로서 다음과 같은 값을 갖는다.

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (-t_g \leq t \leq t_s) \\ 0 & (t < -t_g, t > t_s) \end{cases} \quad (3)$$

여기서 t_g 와 t_s 는 보호구간과 유효 심볼구간이고 심볼주기는 $T_s = t_g + t_s$ 로 나타낸다.

전송신호 $s(t)$ 는 다중경로 페이딩을 받고 부가성 백색 가우스 잡음(AWGN)에 의한 영향을 받게되므로 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$r(t) = \int_0^{\infty} s(t-\tau) h(\tau; t) d\tau + n(t) \quad (4)$$

여기서, $h(\tau; t)$ 는 시간 t 에서의 채널의 임펄스 응답이며, $n(t)$ 는 협대역 가우스 잡음을 나타낸다. 수신신호 $r(t)$ 는 국부 반송파에 의해 IF(Intermediate Frequency)로 변환된다. 다음으로 직교 멀티캐리어 복조를 하기 위해 DFT 과정을 거친 후 BPSK Demapper를 통과시켜 출력 데이터를 얻는다.

2.2 해석 모델

부호화 기법과 다이버시티 수신기법을 도입한 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 직교 멀티캐리어 시스템의 해석 모델을 각각 그림 2와 3에 나타내었다. 그림 2에서 입력 2진 데이터는 RS 및 컨벌루션 부호기에 의해서 부호화된 데이터는 직교 멀티캐

리어 송신기에서 변조된 후 공간에 방사되어 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로를 통과하여 전달된다.

페이딩을 받은 신호에 부가성 백색 가우스 잡음(AWGN)이 가해져서 수신기에 입력되고 직교 멀티캐리어 수신기에서 복조된 후 각각의 복호기에서 복호되어 정보 데이터가 출력된다.

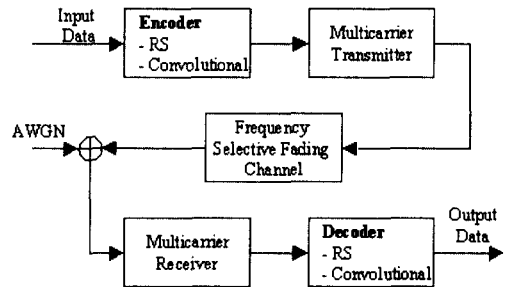


그림 2. 부호화 기법을 도입한 시스템의 해석 모델
Fig. 2 Analysis Model Adopting Coding Technique

또한 그림 3은 직교 멀티캐리어 송신기에서 변조된 후 공간에 방사되어 주파수 선택성 레일리 페이딩 통신로를 통과하여 전달된다. 이러한 페이딩을 받은 신호에 AWGN이 가해져서 다이버시티 수신기에 입력되고 직교 멀티캐리어 수신기에서 복조되어 정보 데이터가 출력된다.

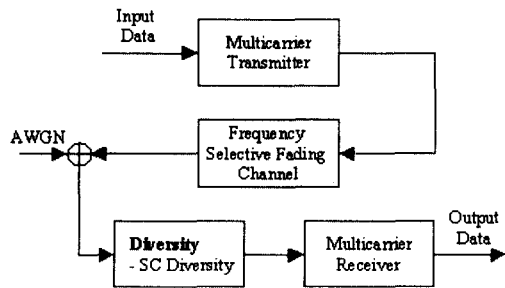


그림 3. 다이버시티 수신기법을 도입한 시스템의 해석 모델
Fig. 3 Analysis Model Adopting Diversity Reception Technique

III. 시스템의 오율 및 성능개선

3.1 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 오율

식(4)에서 주어진 시간 t 에서의 채널 임펄스응답은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다[7].

$$h(\tau; t) = \sum_{i=1}^{M_1+M_2} h_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (5)$$

여기서 M_1 은 보호 대역(guard band)내에 들어온 최대 다중경로 수, M_2 는 보호 대역과 심볼 주기내에 들어온 최대 다중경로 수, 및 $\delta(t)$ 는 Dirac의 delta 함수, h_i 은 1번째 수신된 신호의 응답 특성, τ_i 은 1번째 경로의 전파 지연을 나타낸다.

수신기의 출력시간 iT_s 에서 m 번째 반송파 출력 r_{mi} 는 식(1)과 식(5)의 컨벌루션에의해 다음 식과 같이 구해진다[8].

$$\begin{aligned} r_{mi} &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{i+T_s} r(t) e^{-j2\pi f_m(t-iT_s)} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{i+T_s} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} S(t-\tau) h(\tau; t) d\tau + n(t) \right\} e^{-j2\pi f_m(t-iT_s)} dt \\ &= \left\{ \sum_{i=1}^{M_1} h_i e^{-j2\pi f_m \tau_i} + \sum_{i=M_1+1}^{M_1+M_2} \frac{t_s - \tau_i + t_g}{t_s} h_i e^{-j2\pi f_m \tau_i} \right\} c_{mi} \\ &\quad - \sum_{i=M_1+1}^{M_1+M_2} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\tau_i - t_g}{t_s} h_i e^{-j2\pi f_m \tau_i - j \frac{\pi(k-m)(\tau_i - t_g)}{t_s}} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_i - t_g)}{t_s} \right) c_{ki} \quad (6) \\ &\quad + \sum_{i=M_1+1}^{M_1+M_2} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\tau_i - t_g}{t_s} \\ &\quad \times h_i e^{-j2\pi f_m (\tau_i - T_s) - j \frac{\pi(k-m)(\tau_i - t_g)}{t_s}} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_i - t_g)}{t_s} \right) c_{k(i-1)} \\ &\quad + n_{mi} \end{aligned}$$

여기서, c_{mi} ; m 번째 캐리어의 i 번째 심볼의 진폭, c_{ki} ; k 번째 캐리어의 i 번째 심볼의 진폭, $c_{k(i-1)}$; k 번째 캐리어의 $i-1$ 번째 심볼의 진폭, $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

식(6)에서 첫번째 항은 희망신호성분, 두번째 항은 채널간 간섭(ICI) 성분, 세번째 항은 심볼간 간섭(ISI) 성분, 네번째 항은 잡음 성분을 나타낸다.

그리고 $|c_{ki}| = |c_{k(i-1)}| = 1$ 로 하면 수신전력의 평균치 $E[r_{mi} r_{mi}^*]$ 는 다음 식과 같이 구해진다.

$$E[r_{mi} r_{mi}^*] = b_0 + \sigma_i^2 + \sigma_n^2 \quad (7)$$

여기서 b_0 는 희망 신호 전력, σ_i^2 은 간섭전력, σ_n^2 은 잡음전력을 나타내는데 희망신호 전력은 식(6)으로부터 다음 식과 같이 구해지며, p_1 은 1번째 수신경로를 통해 들어온 신호전력을 나타낸다.

$$b_0 = \sum_{i=1}^{M_1} p_1 + \sum_{i=M_1+1}^{M_1+M_2} \left(\frac{t_s - \tau_i + t_g}{t_s} \right)^2 p_1 \quad (8)$$

마찬가지로 간섭전력도 식(6)으로부터 다음 식과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \sum_{i=M_1+1}^{M_1+M_2} \left(\frac{\tau_i - t_g}{t_s} \right)^2 p_1 \\ &\quad \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \text{sinc}^2 \left(\frac{\pi(k-m)(\tau_i - t_g)}{t_s} \right) - \frac{1}{2} \right\} \quad (9) \end{aligned}$$

식(8)과 식(9)로부터 희망 신호 대 비희망 신호의 전력 분산치는 다음 식과 같이 구해진다[4],[7].

$$\sigma^2 = \left\{ \left(\frac{b_0}{\sigma_n^2} \right)^{-1} + \left(\frac{b_0}{\sigma_i^2} \right)^{-1} \right\}^{-1} \quad (10)$$

잡음환경에서의 BPSK신호의 오율식을 신호 대 잡음비 γ 에 의해 나타내면 다음과 같다.

$$P_{\text{BPSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (11)$$

그리고 채널에서의 수신신호의 γ 의 변화에 대한확률 밀도함수로 레일리 분포를 도입하면 $p(\gamma)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$p(\gamma) = \frac{1}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{\gamma}{\sigma^2} \right) \quad (12)$$

따라서 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서의 오율식은 식(10), (11), (12)에 의해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^{\infty} P_{\text{BPSK}} \cdot p(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\sigma^2}}} \right] \quad (13) \end{aligned}$$

3.2 부호화 기법에 의한 시스템의 성능개선

3.2.1 RS(Reed-Solomon) 부호화

잡음과 페이딩의 영향 및 타국신호의 간섭에 의해서 수신신호에 에러가 발생한다. 이러한 에러를 극복하기 위하여 수신측에서 에러를 정정하게 할 수 있는 에러 정정 부호화 (FEC) 기법이 쓰인다. 즉, 데이터에 여분의 비트를 함께 송신하여 에러가 발생하더라도 데이터가 가지고 있는 용량성으로 부터 올바른 데이터를 복원하는 기법이다[9]. RS 부호는 비 2원 BCH 부호의 일종으로 동일한 최소거리를 갖는 선형부호 중에서 검사기호의 수가 최소인 부호로서 일반적인 RS 부호의 오율은 근사적으로 다음 식과 같이 나타낼 수 있다[8].

$$P_s = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2(n-1)} \binom{n}{i} P_e^i (1-P_e)^{n-i} \quad (14)$$

여기서 P_s 는 부호 오율이고, P_e 는 주파수 선택성 페이딩 통신로를 통과한 신호의 오율 식(13)이다.

3.2.2 컨벌루션(Convolutional) 부호화

컨벌루션 부호화의 특징은 부가성 백색 가우스 잡음 (AWGN) 통신로에서 에러 정정 능력이 특히 우수하며 잡음이 연접특성을 갖는 채널에서도 인터리버/디인터리버를 이용하여 쉽게 연접에러를 정정할 수 있다. 본 논문에서는 부호율이 1/2이고 구속장이 7인 컨벌루션 부호를 이용한다. 2진 신호의 컨벌루션 부호화된 오율식은 다음 식과 같이 주어진다[9-10].

$$P_c \leq \frac{1}{2} (36D^{10} + 211D^{12} + 1404D^{14} + \dots) \quad (15)$$

여기서 D 는 Bhattachayya의 상한식으로서 다음과 같으며, M 은 ary의 수를 나타낸다.

$$D = 2\sqrt{\frac{P_c(1-P_c)}{M-1}} + \left[\frac{M-2}{M-1} \right] P_c \quad (16)$$

여기서, P_c 는 주파수 선택성 페이딩 통신로를 통과한 신호의 오율 식(13)이다.

3.2.3 선택합성 다이버시티 수신기법

선택 합성 다이버시티 수신기법은 서로 무상관에 가까운 페이딩 수신파로부터 페이딩의 영향을 적게 받은 수신파를 선택하는 수신기법으로서 동일한 신호를 2개 이상의 가지로 수신하였을 때 주기적으로 각

가지의 입력 순시 신호 전력 대 잡음 전력 비를 비교하여 페이딩의 영향을 적게 받은 신호를 선택하여 검파한 후 합성하는 다이버시티 수신기법으로 수신 구조가 다른 기법에 비해 간단하다는 장점이 있어 현재 가장 많이 사용되고 있다.

선택 합성 다이버시티 수신시의 출력 순시 신호 대 잡음 전력 비의 확률밀도함수는 다음과 같이 구해진다. 레일리 페이딩 채널에서 열화된 수신신호가 L-branch의 수신 안테나에 들어오는 경우 각 가지의 입력 신호는 서로 독립이고 무상관으로 가정한다. 이 경우 선택 합성 다이버시티 수신기법으로 수신할 때 다이버시티 출력 순시 SNR(Signal to Noise Ratio)은 γ_i 를 i-branch의 입력 순시 SNR이라고 하면 다음 식과 같이 나타내진다.

$$\gamma = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L) \quad (17)$$

레일리 페이딩 채널에서 선택 합성 다이버시티 수신시 출력 순시 SNR의 확률밀도함수는 다음 식과 같이 구해진다[5].

$$p(\gamma) = \frac{L}{\gamma_0} \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \right]^{L-1} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (18)$$

여기서 γ 는 순시 SNR, γ_0 는 평균 SNR, L은 다이버시티 가지수를 나타낸다.

따라서 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서의 SC 다이버시티 수신기법을 도입한 멀티캐리어 BPSK 시스템의 오율식은 잡음 환경에서 구한 오율식에 SC 다이버시티 수신시 출력 순시 SNR의 확률밀도함수를 이용하여 평균을 취하면 식(18)의 첫번째 항은 이항 정리 공식에 의하여

$$\left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) \right]^{L-1} = \sum_{n_0=0}^{L-1} (-1)^{n_0} \binom{L-1}{n_0} \exp\left(-\frac{n_0\gamma}{\gamma_0}\right) \quad (19)$$

식(19)가 되므로 SC 다이버시티 수신시의 평균 비트 오율은 다음 식과 같이 구해진다.

$$P_c = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \cdot \frac{L}{\sigma^2} \sum_{n_0=0}^{L-1} (-1)^{n_0} \binom{L-1}{n_0} \exp\left[-\frac{\gamma}{\sigma^2} (1+n_0)\right] d\gamma \\ = \frac{L}{2} \sum_{n_0=0}^{L-1} (-1)^{n_0} \binom{L-1}{n_0} \frac{1}{1+n_0} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1+n_0}{\sigma^2}}} \right) \quad (20)$$

IV. 수치 계산 및 검토

본 논문에서는 정규화된 보호구간, 정규화된 지연 시간, 희망 신호전력 대 지연된 비희망 신호전력 비를 파라미터로 하여 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 부호화 기법과 다이버시티 수신기법에 의한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 성능개선을 수치 계산하여 비교 및 검토한다.

그림 4는 정규화된 보호구간이 0.03이고 정규화된 지연시간이 0.05인 경우, E_b/N_0 의 변화에 따른 오울을 나타낸 그림으로서 DUR이 10dB인 경우, 오울 10^{-3} 을 유지하기 위해서는 RS 부호화 기법을 도입하지 않은 신호는 E_b/N_0 가 약 25dB 필요하지만, 도입한 신호는 약 10dB가 필요함을 알 수 있다. 또한 그림 5는 E_b/N_0 가 20dB인 경우, RS 부호화 기법을 도입하지 않은 신호와 도입한 신호를 정규화된 지연시간(τ/T_s)에 따라 비교한 그림으로서 DUR이 0dB, τ/T_s 가 0.1인 경우를 보면 RS 부호화 기법을 도입하지 않은 신호는 오울이 약 1.0×10^{-2} 이고 도입한 신호는 오울이 약 6.6×10^{-5} 이 되어 신호의 오울 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다.

그림 6은 정규화된 보호구간이 0.03이고 τ/T_s 가 0.05인 경우, E_b/N_0 의 변화에 따른 오울을 나타낸 그림으로서 DUR이 10dB인 경우, 오울 10^{-3} 을 유지하기 위해서는 컨벌루션 부호화 기법을 도입한 신호는 E_b/N_0 면에서 약 12dB가 요구됨을 알 수 있으며,

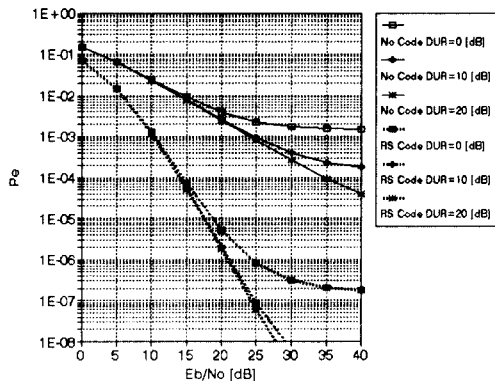


그림 4. RS(15, 11) 부호로 부호화한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 오울특성
Fig. 4 Error Performance of Orthogonal Multicarrier BPSK System with RS(15, 11) Coding.

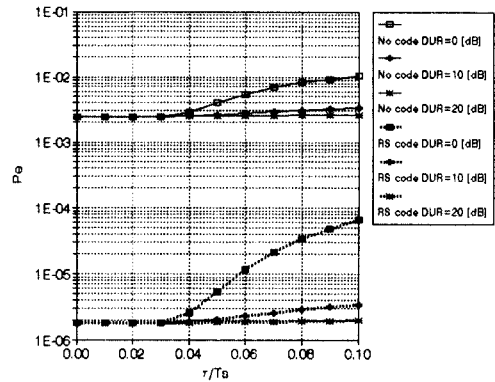


그림 5. RS(15, 11) 부호로 부호화한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 정규화된 시간지연의 변화에 따른 오울 특성 ($E_b/N_0 = 20$ dB)
Fig. 5 Error Performance of Orthogonal Multicarrier BPSK System with RS(15, 11) Coding by Variation of τ/T_s .

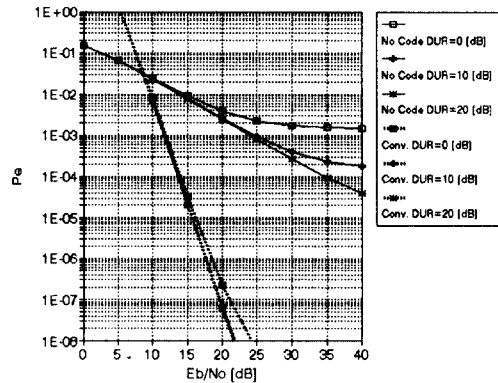


그림 6. 컨벌루션 부호화한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 오울 특성 ($R = 1/2, K = 7$)
Fig. 6 Error Performance of Orthogonal Multicarrier BPSK System with Convolutional Coding.

그림 7은 E_b/N_0 가 20dB인 경우, 컨벌루션 부호화 기법을 도입하지 않은 신호와 도입한 신호를 τ/T_s 에 따라 나타낸 그림으로서 DUR이 0dB, τ/T_s 가 0.1인 경우를 보면 컨벌루션 부호화 기법을 도입한 신호는 오울이 약 8.7×10^{-6} 이 요구됨을 알 수 있다.

그림 8은 정규화된 보호구간이 0.03이고 τ/T_s 가 0.05인 경우, E_b/N_0 의 변화에 따른 오울을 나타낸 그림으로서 DUR이 10dB인 경우 오울 10^{-3} 을 유지하기

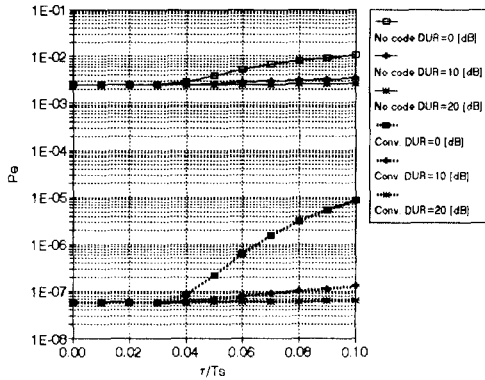


그림 7. 컨벌루션 부호화한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 정규화된 시간지연에 따른 오율 특성 ($R = 1/2$, $K = 7$, $E_b/N_0 = 20\text{dB}$)

Fig. 7 Error Performance of Orthogonal Multicarrier BPSK System with Convolutional Coding by Variation of τ/T_s .

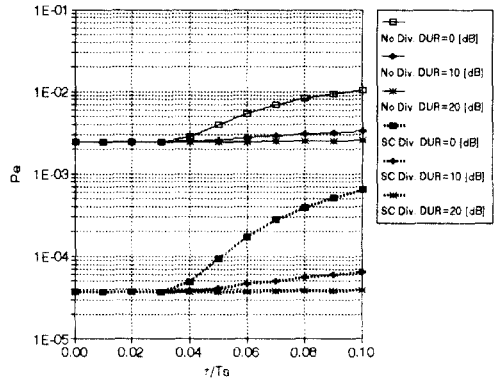


그림 9. 선택 합성 다이버시티를 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템에 있어서 정규화된 시간지연의 변화에 따른 오율 특성 ($E_b/N_0 = 20\text{dB}$, SC 다이버시티의 경우)

Fig. 9 Error Performance of Orthogonal Multicarrier BPSK System with SC Diversity Reception by variation of τ/T_s (In the case of 2-branch SC Diversity).

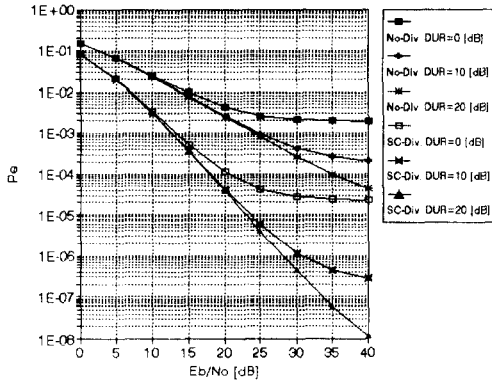


그림 8. 선택 합성 다이버시티를 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 오율 특성 (SC 다이버시티의 경우)

Fig. 8 Error Performance of Orthogonal Multicarrier BPSK System with SC Diversity Reception (In the case of 2-branch SC Diversity).

위해서는 2-branch 선택합성 다이버시티 수신기법을 도입한 신호는 약 12.5dB가 필요함을 알 수 있다. 또한, 그림 9는 E_b/N_0 가 20dB인 경우 2-branch 선택 합성 다이버시티 수신기법을 도입하지 않은 신호와 도입한 신호를 τ/T_s 의 변화에 따라 나타낸 그림으로서 DUR이 0 dB, τ/T_s 가 0.1인 경우를 보면, 2-branch 선택 합성 다이버시티 수신기법을 도입한 경우에는

오율이 약 6.4×10^{-4} 이 요구됨을 알 수 있다.

따라서 정규화된 보호구간이 0.03이고 정규화된 지연시간이 0.05인 경우, E_b/N_0 의 변화에 따른 오율을 DUR이 10 dB인 경우, 오율 10^{-3} 을 유지하기 위해서는 E_b/N_0 의 변화에 따라, 부호화 기법과 다이버시티 수신기법을 도입하지 않은 신호는 약 25dB, RS 부호화, 컨벌루션 부호화 및 SC 다이버시티 수신기법을 도입한 신호는 각각 약 10dB, 12dB, 12.5dB가 요구됨을 알 수 있다. 또한 E_b/N_0 가 20dB인 경우, 정규화된 지연시간 (τ/T_s)에 따라 변화하는 오율을 DUR이 0dB, τ/T_s 가 0.1인 경우를 보면, 부호화 기법과 다이버시티 수신기법을 도입하지 않은 신호는 오율이 약 1.0×10^{-2} , RS 부호화, 컨벌루션 부호화 및 SC 다이버시티 수신기법을 도입한 신호는 오율이 각각 약 6.6×10^{-5} , 8.7×10^{-6} , 6.4×10^{-4} 이 되어 신호의 오율 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템에 대해서 살펴보고 채널 부호화 기법과 다이버시티 수신기법에 의한 오율 성능의 개선에 대해 연구하였다. 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 RS 부호화와

컨벌루션 부호화 기법 및 선택 합성 다이버시티 수신 기법을 각각 도입하여 정규화된 지연시간 (τ/T_s), 비트 에너지 대 잡음전력 스펙트럼 밀도비 (E_b/N_0), 희망 신호전력 대 지연된 비희망 신호전력비 (DUR) 를 파라미터로 하여 오울을 수치 계산한 결과 시스템의 성능 개선 정도를 비교 및 검토하였다.

검토한 결과, 정규화된 보호구간이 0.03이고 정규화된 지연시간 (τ/T_s)이 0.05인 경우, E_b/N_0 의 변화에 따른 오울을 DUR이 10dB인 경우, 오울 10^{-3} 을 유지하기 위해서는 E_b/N_0 의 변화에 따라, RS(15, 11) 부호화, 컨벌루션(R = 1/2, K = 7) 부호화 및 2-branch 선택합성 다이버시티 수신기법을 도입한 신호는 각각 약 10dB, 12dB, 12.5dB가 요구됨을 알 수 있었다.

따라서 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 부호화 기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템의 경우가 다이버시티 수신기법을 도입한 직교 멀티캐리어 BPSK 시스템 보다 성능의 개선 정도가 크지만, 지연시간의 변화가 심할수록 오울의 변화하는 정도가 크다는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error rate performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission systems," IEICE Trans. Commun., vol. E76-B, no. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
2. J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Commun. Mag., vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
3. S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Trans. on Commun., Tech., vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
4. M. Ohkawa, R. Kohno, and H. Imai, "Orthogonal multi-carrier FH-CDMA schemes for frequency selective fading," 電子情報通信學會論文誌 B-II, vol. J77-B-II, no. 11, pp. 691-702, Nov. 1994.
5. W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, Wiley-Interscience Pub., 1974.
6. J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 3rd Ed., 1995.

7. S. Hara, K. Fukui, M. Okada, and N. Morinaga, "Multicarrier modulation technique for broadband in door wireless communication," Proc. 4th Int. Symp. PIMRC, Yokohama Japan, pp. E1.2.1-E1.2.5, 1993.
8. 한성운, 정재필, 박기식, 조성준, "주파수 선택성 레일리 페이딩 환경에서 연결 부호화 기법에 의한 직교 멀티캐리어 DPSK 시스템의 성능 개선," 한국통신학회 하계종합학술발표회, vol. 16, no. 1, pp. 75-79, 1997.
9. M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill, New York, 1996.
10. A. J. Viterbi, "Convolutional codes and their performance in communication systems," IEEE Trans. Commun., Tech., vol. COM-19, pp. 751-772, Oct. 1971.



정 재 필(Jae Pil Chung) 정회원
 1985년 2월: 단국대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 8월: 단국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1995년 3월~현재: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정
 1989년 8월~1990년 12월: (주)동양전자통신 중앙연구소
 1990년 12월~1992년 3월: (주)KEFICO 기술연구소
 1994년 2월~현재: 가천길대학 전자통신과 조교수
 <연구분야> 이동통신, 무선통신, 위성통신, 신호처리



박 기 식(Ki Sik Park) 정회원
 1991년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업(공학사)
 1991년 3월~1993년 2월: 일본경도대학 전기·전자공학과 연구생
 1996년 8월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 졸업(공학석사)
 1996년 9월~현재: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정
 <연구분야> 우주광통신, 무선통신, 위성통신



한 성 운(Sung Woon Han) 정회원

1996년 2월 : 호서대학교 정보통신
공학과 졸업(공학사)

1998년 2월 : 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학
과 졸업(공학석사)

1997년 10월 ~ 현재 : 에이스 테크
놀로지 기술연구소

<연구분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신



조 성 준(Sung Joon Cho) 종신회원

1969년 2월 : 한국항공대학교 항공
통신공학과 졸업(공
학사)

1975년 2월 : 한양대학교대학원 졸
업(공학석사)

1981년 3월 : 일본 오사카 대학교
대학원 통신공학과 졸
업(공학박사)

1969년 4월 ~ 1972년 7월 : 해군기술장교

1972년 8월 ~ 현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학
과 교수

<연구분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자
공학