DBpia

논문 01-26-6A-2 한국통신학회논문지 '01-6 Vol.26 No.6A

라이시안 페이딩 채널에서 공간 다이버시티를 적용한 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 성능 분석

정회원 노 재 성*, 오 창 헌**, 김 언 곤***, 조 성 준****

Performance Analysis of Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier CDMA BPSK System with Space Diversity in Rician Fading Channels

Jae-Sung Roh*, Chang-Heon Oh**, Eon-Gon Kim***, Sung-Joon Cho**** *Regular Members*

요 약

Multi-Carrier CDMA 시스템에서 불완전한 채널 예측과 다중사용자 간섭은 시스템의 성능 저하를 유발한다. 본 논문에서는 역방향 링크에서 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 예측하는 Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템에서 불완전한 채널 예측과 다중사용자 간섭의 영향을 연구하였다. 더욱이, 라이시안 페이딩 채널의 역방향 링크에서 최대비 합성 공간 다이버시티와 선택 합성 공간 다이버시티 기법을 적용한 성능 개선에 대하여 연구하였다.

수치계산 결과, 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 예측하는 Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 BER 성능은 등가 잡음 대역폭의 분산(σ_c^2)에 매우 민감하나 무선 채널에서의 신호 전력 대 잡음 전력비에는 그리 심하지 않았다. 불완전한 채널 예측에 의한 BER 열화와 파일럿 심볼 간격의 최적화는 라이시안 페이딩 채널에서 Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 BER 계산을 통하여 얻을 수 있었다. 그리고 불완전한 채널 예측에 의한 BER 열화는 신호 전력 대 잡음 전력비와 채널 예측 필터의 등가 잡음 대역폭에 관계하고 있음을 알 수 있었다.

ABSTRACT

Imperfect channel estimation and multiple access user interference of Multi-Carrier CDMA system in mobile radio channel causes the degradation of system performance. In this paper, we investigate the effects of imperfect channel estimation and multiple access user interference on the performance of the Multi-Carrier CDMA BPSK system reverse link with pilot symbol assisted channel estimation. Moreover, we consider the maximum ratio combining (MRC) and selection combining (SC) space diversity scheme to improve the reverse link performance in Rician fading channel.

Numerical examples show that the BER performance of Multi-Carrier CDMA BPSK system with pilot symbol assisted channel estimation is very sensitive to variation of equivalent noise bandwidth (σ_c^2), and the impact of channel SNR is less crucial. The BER loss due to imperfect channel estimation and the optimization of pilot symbol spacing are based on BER calculation of Multi-Carrier CDMA BPSK system in Rician fading channel. The presented approach provides analytical calculation of pilot symbol spacing. The BER loss due to imperfect channel estimation depends exclusively on the signal-to-noise power ratio, and the equivalent noise bandwidth of the channel estimation filters.

* 서일대학 정보통신과 (jsroh@seoil.ac.kr)
** 한국기술교육대학교 정보통신공학과 (choh@kut.ac.kr)
*** 국립한밭대학교 정보통신컴퓨터 공학부(egk8996@hanbat.ac.kr)
**** 한국항공대학교 전자 · 정보통신 · 컴퓨터공학과(sjcho@mail.hangkong.ac.kr)
논문번호 : 00062-0215, 접수일자 : 2000년 2월 15일

www.dbpia.co.kr

I. 서 론

다중경로 페이딩이 존재하는 협대역 무선 채널에서 협대역 신호는 심벌 주기가 지연 확산보다 더 크기 때문에 심벌간 간섭에는 민감하지 않다. 그러나 신호의 대역폭이 동기 대역폭보다 작기 때문에 심한 주파수 비선택성 페이딩을 겪게된다. 이러한 주파수 비선택성 페이딩을 극복하기 위하여 CDMA 방식이 사용될 수 있으나 이 방식은 심볼의 주기가 짧아져 심벌간 간섭을 일으키기 쉽다[1],[2]. 만약 확산된 대역폭을 부 채널로 나누어 각각의 부 채널을 협대역으로 고려한다면 심벌간 간섭과 주파수 비선택성 페이딩에도 강하게 되는데 이러한 특성을 이용한 것이 Multi-Carrier CDMA 방식이다. 초기의 Multi-Carrier CDMA 시스템은 FDMA의 방식의 개념을 이용하여 전체 신호의 대역폭을 중첩되지 않는 다중 반송파 개수의 부채널로 분할하여 사용했다. 이에 반하여 직교 다중 반송파(Orthogonal Multi-Carrier) 시스템은 인접 부 채널들의 스펙트럼을 중첩함으로써 동일한 대역폭 내에서 Multi-Carrier 방식일 경우보다 약 두배 정도의 부채널수가 더 많아진다. 이 경우 부 채널들을 분리하기 위해서는 부반송파 사이의 직교성이 존재하여야 한다[3]-[6].

이동통신 채널 환경이 열악한 경우에는 페이딩 왜곡을 효과적으로 극복할 수 있는 보상 방법으로 파일럿 톤(Pilot tone)이나 파일럿 심볼(Pilot symbol)을 이용하고 있다. 파일럿 톤을 이용하는 방법 중에는 TTIB(Transparent tone in band)가 스펙트럼 효율이 좋고, 파일럿 톤의 왜곡과 페이딩 변화 사이에 연관성이 높다는 장점이 있으나 복잡한 신호 처리와 시간 지연 보상이 필요하고, 변조신호의 최고치를 증가시켜 송신기 전력 증폭기가 효과적으로 동작하는 것을 방해하는 단점이 있다. 반면 파일럿 심볼을 이용하는 방법은 복잡한 신호 처리를 필요로 하지 않으며 또한 변조 신호의 최고치를 증가시키지 않는다는 장점이 있다[7]-[12].

수신단에 있어서 페이딩에 대한 대책으로서는 크게 채널 등화기와 다이버시티 수신 기법이 많이 사용되고 있다. 이 중에서 채널의 지연확산이 크지 않는 경우에는 페이딩의 영향을 경감시키는 기술로써 서로 독립적인 2개 이상의 페이딩 수신파를 이용하는 다이버시티 수신 (diversity reception) 기법을 많이 사용하고 있다[2].

이동통신 시스템에서 고속으로 데이터를 전송하기 위한 Multi-Carrier BPSK 신호는 BER과 전력 효율면에서 효과적인 변조 방식으로 알려져 있다. 하지만 페이딩 채널에서 동기검파 방식으로 신뢰성 있는 전송을 하기 위해서는 적절한 파일럿 신호의 삽입이 필요하다. 파일럿 신호를 이용한 방법으로는 파일럿 채널을 이용한 전송방식 (Pilot channel assisted scheme)과 파일럿 심볼을 이용한 전송방식 (Pilot symbol assisted scheme)이 있다. 파일럿 채널을 이용한 전송방식은 CDMA 시스템의 하향 링크에서 제안되어 시스템의 성능이 분석되었다[7]. 파일럿 심볼을 이용한 전송방식은 레일리 페이딩 채널에서 부호화를 하지 않은 BPSK 신호의 BER 성능이 분석되었다[8]-[11]. 논문에서 채널 예측 필터는 도플러 스펙트럼에 따라서 Wiener 필터를 사용한다고 라고 가정하였으며 파일럿 심볼 간격을 나타내는 파라미터는 시스템의 BER 분석을 통하여 최적화할 수 있다. 또한, DS/CDMA 시스템에서 파일럿 심볼을 적용한 BPSK 시스템의 성능은 이미 분석되었다[9]-[11]. 참고문헌 [9]에서는 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널에서 차동 검파기와 파일럿 심볼을 이용한 검파기를 적용한 KARE 수신기의 구조에 대한 연구를 수행하였다. 그리고 참고문헌 [10]에서는 DS/CDMA 시스템의 역방향 링크에서 파일럿 심볼을 이용한 동기 검파에 대한 연구를 수행하여 최적의 파일럿 심볼 간격에 대한 대략적인 값만이 제시되었다. 하지만 Multi-Carrier CDMA 시스템에서 파일럿 심볼을 이용한 검파기를 적용한 시스템 성능에 관한 연구와 최적의 파일럿 심볼 간격에 대한 연구는 아직 수행되지 않았으며, 페이딩의 보상 기법으로 다이버시티를 함께 적용한 연구는 아직 이루어지지 않은 상태이다.

다중경로에 의한 신호 왜곡을 추정하고 보상하기 위하여 파일럿 심볼을 이용하여 송신 신호의 진폭과 위상에 대한 기준을 제공하고 수신단에서 파일럿 심볼의 진폭과 위상이 페이딩에 의해서 얼마나 변했는가를 관찰한다. 그리고 전송 채널의 추정과 보상에 사용되는 파일럿 심볼은 개수가 많을 수록 성능이 좋아지지만, 이에 따른 전력소비가 증가하므로 전력이 제한된 시스템에서는 파일럿 심볼의 수를 제한하여야 한다.

본 논문에서는 Multi-Carrier CDMA 시스템에서 불완전한 채널 예측을 통한 성능 열화를 분석적으로 해석하였으며, 라이시안 페이딩 채널에서 최대비 합성 및 선택 합성 다이버시티를 이용한 Multi-

www.dbpia.co.kr

Carrier CDMA BPSK 시스템의 최적 파일럿 심볼 간격에 대한 연구를 수행하였다. 또한 협대역 이동 통신 채널에서 발생하는 라이시안 페이딩 왜곡을 파일럿 심볼을 이용한 보상방법을 적용하여 고찰하였다. 수치해석을 통하여 불완전한 채널 예측하에서 Multi-Carrier CDMA BPSK 신호의 오율 성능을 구하였고 성능 개선 기법으로 선택 및 최대비 공간 다이버시티를 적용하여 성능 개선의 정도를 구하였다. 라이시안 페이딩 채널에서 페이딩에 의한 왜곡을 줄이기 위해 주기적으로 파일럿 심볼 삽입 방법을 적용한 경우, 이로 인하여 발생하는 전력 손실과 최적의 프레임 길이를 구하고, 그 최적의 프레임 길이에서 E_b/N_o에 따른 Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 BER 성능을 구하였다.

Ⅱ. Pilot Symbol Assisted Orthogonal Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 성능

그림 1은 송·수신부에서 파일럿 심볼을 삽입하고 추출하는 방법을 나타낸다. 송신부에서는 파일럿 심볼 삽입기를 첨가하고 수신부에서는 페이딩 추정기를 첨가함으로서 구성할 수 있다. 파일럿 심볼 삽입은 프레임의 맨 처음에 주기적으로 삽입한다. 페이딩 왜곡으로 수신 신호의 진폭과 위상이 모두 변하게 되면 이를 추정하기 위하여 주기적으로 파일럿 심볼을 삽입함으로써 수신 신호의 페이딩 왜곡을 추정하는 기준으로 삼는다.

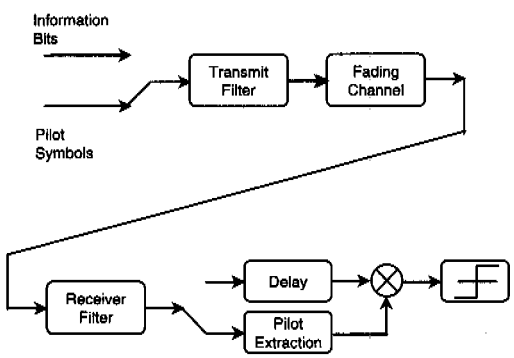


그림 1. 송·수신부에서 파일럿 심볼의 삽입 및 추출

협대역 무선 채널에서 수신 신호를 복소 기저 대역 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$x(t) = \sqrt{\frac{E_S}{T}}\, g(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i\, p(t-iT) + n(t) \qquad (1)$$

여기서 c_i는 송신 심볼, $p(t)$는 심볼 펄스, E_S는 하나의 심볼 펄스의 에너지, T는 심볼 주기, $n(t)$는 양측파대의 스펙트럼 밀도가 N_o인 복소 AWGN, 그리고 $g(t)$는 평탄한 페이딩 채널에서의 왜곡 성분이다. 임펄스 응답이 $p^*(-t)$인 정합 필터를 거치고, 그 출력을 $t=kT$마다 표본화를 거친 신호의 이산적인 표현은 다음과 같다.

$$x_k = g_k c_k + n_k \qquad (2)$$

여기서 n_k는 분산이 σ_n^2인 복소 백색 가우스 잡음이다. Interpolation 필터를 사용하여 기준 심볼을 완전하게 추출할 수 있다고 가정하면, 기준 신호는 다음과 같다.

$$y_k = g_k + u_k \qquad (3)$$

여기서 u_k는 백색 가우스 잡음을 필터링한 것으로 기준 신호 내에 있는 잡음이다. 기준 신호 y_k가 판단부를 거치면 다음과 같은 판단 변수를 얻을 수 있다.

$$D = x_k y_k^* + x_k^* y_k \qquad (4)$$

BPSK 신호의 전송시, 송신 심볼이 $c_k=1$ 이면, 에러는 판단 변수가 $D<0$ 인 경우에 발생한다. 식 (2)와 식 (3)에서 $g_k=1$ 인 AWGN 채널에서의 오율은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{eg} &= p[D<0] \\ &= Q(a,b) - \frac{1}{2} I_0(ab)\, e^{-\frac{a^2+b^2}{2}} \end{aligned} \qquad (5)$$

여기서 $I_o(\cdot)$는 0차의 베셀 함수이고, $Q(a,b)$는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(a,b) = e^{-\frac{a^2+b^2}{2}} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^n I_n(ab) \qquad (6)$$

그리고 a, b는 다음과 같다.

$$a = \sqrt{\gamma_1} - \sqrt{\gamma_2} \qquad (7)$$

$$b = \sqrt{\gamma_1} + \sqrt{\gamma_2} \qquad (8)$$

여기서 γ_1은 수신 신호 x_k의 신호 전력 대 잡음비이고 γ_2는 기준 신호 y_k의 신호 전력 대 잡음비를 나타낸다.

www.dbpia.co.kr

그림 2에서는 비트 구간 시간이 T_b인 이진 데이터 심볼들이 시간적으로 다중화되는 구조를 나타낸다. 파일럿 심볼은 수신단에서 알려져 있다고 가정한다. 파일럿 심볼 간격은 M으로 나타내며 2개의 연속적인 기준 심볼 사이의 심볼 수이다. 파일럿 심볼의 삽입으로 인해 다중화된 심볼의 변조 시간 간격 T_S는 다음과 같다.

$$T_S = \frac{M-1}{M} T_b \tag{9}$$

여기서, M은 심볼 간격, T_b는 비트 구간 시간이다.

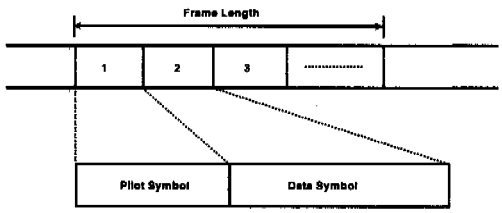


그림 2. 이진 데이터 심볼의 시간적 다중화

BPSK 신호의 정진폭 특성을 유지하기 위하여 기준 심볼의 전력과 정보 심볼의 전력이 같다고 가정한다. 이 경우, 정보 신호의 신호 전력 대 잡음 전력비 γ_1와 기준 신호의 신호 전력 대 잡음 전력비 γ_2는 다음과 같다.

$$\gamma_1 = \frac{M-1}{M} \gamma_{bMC} \tag{10}$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{M} \frac{\gamma_{bMC}}{\sigma_{ec}^2} \tag{11}$$

$$\sigma_{ec}^2 = 2 f_D T_b = 2 f_D T_S \frac{M}{M-1} = \sigma_c^2 \frac{M}{M-1} \tag{12}$$

여기서 σ_{ec}는 비트 구간 동안에 일반화된 채널 예측 필터의 등가 잡음 대역폭이고 f_D는 cut-off 주파수이다.

식(12)를 이용하여 식 (11)을 정리하면 다음과 같다.

$$\gamma_2 = \frac{M-1}{M} \frac{1}{M\sigma_c} \gamma_{bMC} \tag{13}$$

여기서 σ_c는 변조 구간 동안에 일반화된 채널 예측 필터의 등가 잡음 대역폭이다.

논문에서 CDMA 동일채널간섭을 Gaussian 잡음으로 간략화하여 Multi-Carrier CDMA 시스템의 등가 신호 전력 대 잡음 전력비를 구하면 다음과 같다. 랜덤한 신호열을 고려한다면 Multi-Carrier CDMA 시스템에서 간섭의 분산 평균치 $E[Var\{I^{(1,k)}\}]$는 다음과 같다[5].

$$E\left[Var\{I^{(1,k)}\}\right] = \frac{PT_s^2}{4\pi^2 M_c}\left\{\left[\sum_{n=1}^{M_c}\sum_{i=1,i\neq n}^{M_c}\frac{3n^2+i^2}{(n^2-i^2)^2}\right]+\frac{2\pi^2}{3}\right\} \tag{14}$$

모든 사용자로부터의 간섭을 독립적이라고 가정하면, 전체의 간섭전력은 식 (14)에서 제시한 각각의 $Var\{I^{(1,k)}\}$의 합이 된다. 따라서 식 (14)를 모든 사용자에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$E[Var\{I\}] = \frac{(U-1)PT_s^2}{4\pi^2 M_C}\left\{\left[\sum_{n=1}^{M_C}\sum_{i=1,i\neq n}^{M_C}\frac{3n^2+i^2}{(n^2-i^2)^2}\right]+\frac{2\pi^2}{3}\right\} \tag{15}$$

그리고 잡음 성분의 분산은 $M_c N_o T_s/4$이다. 그러므로 다중 사용자 사이의 전력제어가 이루어진 경우, 모든 사용자로부터의 간섭과 잡음을 고려한 Multi-Carrier CDMA 시스템의 등가 신호 전력 대 전체 잡음 전력비 γ_{bMC}는 다음과 같다.

$$\gamma_{bMC} = \frac{M_C PT_s^2/2}{\frac{(U-1)PT_s^2}{4\pi^2 M_C}\left(A^* + \frac{2\pi^2}{3}\right)+\frac{M_C N_0 T_s}{4}}$$

$$A^* = \left[\sum_{n=1}^{M_C}\sum_{i=1,i\neq n}^{M_C}\frac{3n^2+i^2}{(n^2-i^2)^2}\right] \tag{16}$$

식 (16)에서 분모와 분자를 정리하면 Multi-Carrier CDMA를 적용한 시스템에서 등가 신호 전력 대 전체 잡음 전력비 γ_{bMC}는 다음과 같이 얻어진다.

$$\gamma_{bMC} = \left(\frac{U-1}{2M_c^2\pi^2}\left(A^* + \frac{2\pi^2}{3}\right)+\frac{N_0}{2E_b}\right)^{-1} \tag{17}$$

여기서 E_b는 하나의 심볼 구간 T_s동안에 전송되는 신호의 에너지이고, U는 다중사용자의 수, M_c는 Multi-Carrier의 수이다.

www.dbpia.co.kr

Ⅲ. 라이시안 페이딩 채널에서 공간 다이버시티에 의한 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 성능 개선

다이버시티 수신은 빠르고 깊은 페이딩의 효과를 최소화하는데 가장 유용한 기술중의 하나이다. 다이버시티 방식 중에서 공간(Space) 다이버시티 기법은 구현이 용이하고 추가적인 주파수 대역폭을 필요로 하지 않으므로 널리 사용되고 있다. 실제적인 다이버시티 시스템은 안테나의 수가 증가함에 따라서 성능 개선의 정도가 감소하며 시스템이 더욱 복잡해지기 때문에 안테나 수를 3개 이상을 사용하는 경우는 드물다.

다이버시티 시스템에서 여러 개의 안테나에서 수신된 페이딩 신호들 사이의 상관 관계를 안테나간 거리의 함수로써 수식화하였을 경우, 0.7이상의 큰 상관 계수를 갖는 경우, 성능의 열화는 상대적으로 적음을 알 수 있다[2]. 따라서 신호간 상관 관계를 완전히 없앨 필요가 없다. 현재 이동체의 수신단에서 다이버시티 수신을 위한 안테나간의 거리는 0.5 파장 정도가 사용된다. 공간 다이버시티 수신 기법은 공간적으로 충분히 떨어진 2개 이상의 수신 안테나를 사용하는 방법으로 수신국이 이동국일 경우 사용 주파수의 반파장 ($\lambda/2$) 의 정수 배로 안테나를 분리시키면 서로 무상관에 가까운 독립된 페이딩 수신파를 얻을 수 있다.

공간 다이버시티 방식은 수신된 신호를 합성하는 방법에 따라 최대비 합성 (Maximal Ratio Combining), 등이득 합성 (Equal Gain Combining), 선택 합성 (Selective Combining) 다이버시티 등이 있다.

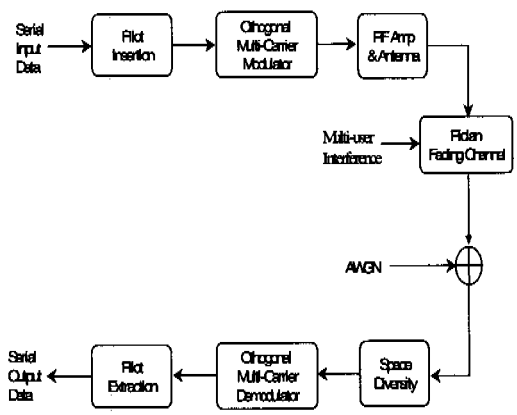


그림 3. 성능 해석 블록

본 논문에서는 이중 성능 향상이 가장 큰 것으로 알려진 최대비 합성과 최대비 합성에 비해 성능은 떨어지나 구현이 쉽기 때문에 널리 사용되는 선택 합성 다이버시티에 대하여 해석한다. 본 논문에서는 그림 3에서 나타낸 성능 해석 블록도를 기준으로 Multi-Carrier CDMA 시스템의 성능을 분석한다.

3.1 선택 합성 다이버시티

그림 4는 선택 합성 다이버시티 기법의 기본적인 구조를 나타내며 서로 무상관에 가까운 페이딩 수신파로부터 페이딩의 영향을 적게 받은 수신파를 선택하는 방법이다. 따라서 위상 검출기가 필요없으며 동일한 신호를 2개 이상의 가지 (branch) 로 수신하였을 때 주기적으로 각 가지의 입력 순시 신호 전력 대 잡음 전력 비를 비교하여 페이딩의 영향을 적게 받은 신호를 선택하는 검파 후 합성 다이버시티 기법으로 수신 구조가 다른 기법에 비해 간단하다는 장점이 있어 현재 가장 많이 사용되고 있다.

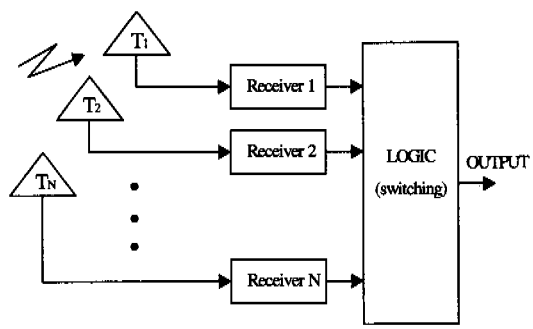


그림 4. 선택 합성 다이버시티 기법의 기본적인 구조

라이시안 페이딩 채널에서 열화된 수신 신호가 B_S-branch의 수신 안테나에 들어오는 경우, 각 가지의 입력 신호는 서로 독립이고 무상관으로 가정한다. 이 경우 선택 합성 다이버시티 기법으로 신호를 수신 할 때 다이버시티 출력 순시 신호 전력 대 잡음 전력비 γ 는 다음과 같다.

$$\gamma = \max(\gamma_1, \gamma_2, \cdots, \gamma_N) \tag{18}$$

여기서, γ_N 는 N-번째 가지의 입력 순시 신호 전력 대 잡음 전력비이다.

따라서 라이시안 페이딩 환경하에서 선택 합성 다이버시티 수신시, 출력 순시 신호 전력 대 잡음 전력비 γ 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

www.dbpia.co.kr

$$f_{SC}(\gamma) = B_S\left(\frac{K_R+1}{\Gamma_{Sav}}\right)\cdot\exp\left[-\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma_{Sav}}-K_R\right]\cdot I_0\left(\sqrt{\frac{4K_R(K_R+1)\gamma}{\Gamma_{Sav}}}\right)\cdot\{1-\exp(-K_R)\cdot\sum_{n=0}^{\infty}\frac{K_R^n}{n!}\frac{\Gamma\left(n+1,\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma_{Sav}}\right)}{\Gamma(n+1)}\}^{(1-B_S)} \quad (19)$$

여기서, B_S는 SC 다이버시티 가지수, K_R은 라이시안 페이딩 파라미터, γ는 순시 신호대 잡음 전력비, Γ_{Sav}는 SC 다이버시티의 평균 신호대 잡음 전력비, $I_0(\cdot)$는 0차의 제1종 변형 베셀 함수, $\Gamma(\cdot,\cdot)$는 불완전 감마함수 (Incomplite Gamma function), $\Gamma(\cdot)$는 감마함수 (Gamma function)이다.

또한 라이시안 페이딩 채널에서 선택 합성 다이버시티의 출력 순시 신호의 확률밀도함수를 정규화하여 나타내면 다음과 같다.

$$f_{SC}(\rho)=\left|\frac{d\gamma}{d\rho}\right| f_{SC}(\gamma)=2\rho B_S(K_R+1)\exp(-K_R)\exp(-(K_R+1)\rho^2)I_0\{2\rho\sqrt{K_R(K_R+1)}\}\cdot\left\{1-\exp(-K_R)\sum_{n=0}^{\infty}\frac{K_R^n}{n!}\frac{\Gamma(n+1,(K_R+1)\rho^2)}{\Gamma(n+1)}\right\}^{B_S-1} \quad (20)$$

여기서 $\rho^2=\gamma/\Gamma_{Sav}$ 이다.

라이시안 페이딩 채널에서 2-번째 가지의 선택 합성 다이버시티를 적용하였을 경우, 정규화된 출력 순시신호의 확률밀도함수의 곡선은 그림 5와 같다.

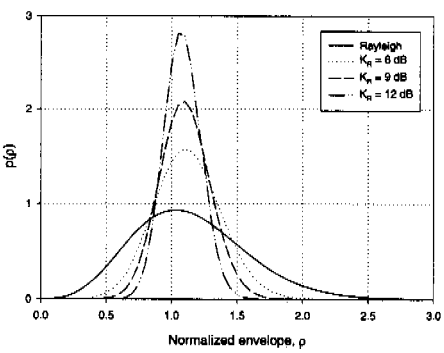


그림 5. 선택 합성 다이버시티

3.2 최대비 합성 다이버시티

그림 6은 최대비 합성 다이버시티 기법의 기본적인 구조를 나타내며 수신기 앞단에 위상 검출기가 있어서 각 다이버시티 가지 입력의 위상이 동상으로 되도록 조정한 다음 각각의 포락선에 비례하여 신호 대 잡음 전력비가 클수록 증폭기의 증폭 가중치 (weight)를 크게 하고 신호 대 잡음 전력비가 작은 것은 가중치를 적게 하여 합성하는 검파전 최대비 합성 다이버시티 수신 기법으로 그 성능이 다른 기법에 비해 우수하다.

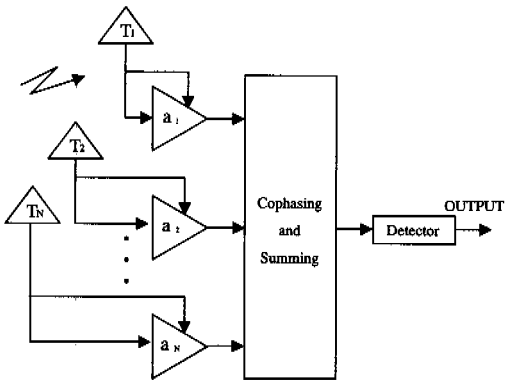


그림 6. 최대비 합성 다이버시티 기법의 기본적인 구조

서로 독립적인 B_M-번째 가지의 다이버시티의 수신파가 무상관일 때 라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 수신시 출력 순시 신호 대 잡음 전력비 γ는 다음과 같다.

$$\gamma = \sum_{N=1}^{B_M}\gamma_N \quad (21)$$

여기서 γ_N는 N-번째 가지의 입력 순시 신호 대 잡음 전력비이다.

따라서 라이시안 페이딩 환경하에서 최대비 합성 다이버시티 수신시 출력 순시 신호 대 잡음 전력비의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$f_{MRC}(\gamma) = \frac{K_R+1}{\Gamma_{Mav}}\left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R B_{MRC}\Gamma_{Mav}}\right)^{\frac{B_{MRC}-1}{2}}\cdot\exp\left[-\frac{(K_R+1)\gamma}{\Gamma_{Mav}}-K_R B_{MRC}\right]\cdot I_{B_{MRC}-1}\left(2\sqrt{\frac{B_{MRC}K_R(K_R+1)\gamma}{\Gamma_{Mav}}}\right) \quad (22)$$

여기서, B_M는 MRC 다이버시티 가지수, K_R은 라이시안 페이딩 파라미터, γ는 순시 신호대 잡음 전력비, Γ_{Mav}는 MRC 다이버시티의 평균 신호대 잡음 전력비, $I_n(\cdot)$는 n차의 제1종 변형 베셀 함

www.dbpia.co.kr

수이다.

또한 라이시안 페이딩 환경하에서 최대비 합성 다이버시티의 출력 순시신호의 확률밀도함수를 정규화하면 다음과 같다.

$$f_{MRC}(\rho) = \left|\frac{d\gamma}{d\rho}\right| f_{MRC}(\gamma) = 2\rho^{B_M}(K_R+1)^{(B_M+1)/2}(K_R B_M)^{-(B_M-1)/2} \exp\{-K_R B_M - \rho^2(K_R+1)\} \cdot I_{B_M-1}(2\rho\sqrt{K_R(K_R+1)B_M}) \quad (23)$$

여기서 $\rho^2 = \gamma / \Gamma_{Mav}$ 이다.

라이시안 페이딩 채널에서 2-번째 가지의 최대비 합성 다이버시티를 적용하였을 경우, 정규화된 출력 순시신호의 확률밀도함수의 곡선은 그림 7과 같다.

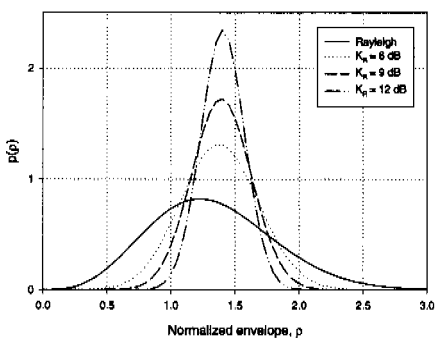


그림 7. 최대비 합성 다이버시티

라이시안 페이딩 채널에서 선택 및 최대비 합성 다이버시티를 적용한 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 BER 성능은 다음과 같이 구해진다.

$$P_{eDiv} = \int_0^\infty P_{eg} \cdot f_i(\gamma)\, d\gamma,\ i = SC,\ MRC \quad (24)$$

여기서 P_{eg} 는 AWGN 채널에서 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 BER 성능을 나타낸다.

Ⅳ. 수치 계산 및 검토

그림 8과 그림 9는 다이버시티 기법으로 $B_M=2$ 인 MRC 다이버시티와 $B_S=2$ 인 SC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 라이시안 페이딩 파라미터 K_R 에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 시스템의 오율 성능을 나타낸다. 그리고 동일하게 $\sigma_C^2=0.1$, $M=10$, $M_C=127$ 인 시스템 구조이며 다중사용자 수 $U=10$ 인 환경이다. 그림 8과 그림 9를 비교시, 오율 성능 측면에서 MRC 다이버시티가 SC 다이버시티보다 성능이 우수하였으며, 페이딩이 약한 채널보다 페이딩이 심한 채널에서 다이버시티에 의한 이득이 큼을 알 수 있다.

그림 10과 그림 11은 다이버시티 기법으로 $B_M=2$ 인 MRC 다이버시티와 $B_S=2$ 인 SC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 Multi-Carrier의 수 M_C 에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 시스템의 오율 성능을 나타낸다. 그리고 동일하게 $\sigma_C^2=0.1$, $M=10$, $K_R=10$ dB 인 시스템 구조이며 다중사용자 수 $U=10$ 인 환경이다. 그림 10과 그림 11을 비교시, 오율 성능 1×10^{-6} 이하를 얻기 위하여 Multi-Carrier의 수 $M_C=31$ 이고 MRC 다이버시티가 적용된 경우에는 $E_b/N_o=8.5$ dB 가 요구되며, Multi-Carrier의 수 $M_C=31$ 이고 SC 다이버시티가 적용된 경우에는 $E_b/N_o=13.5$ dB 가 필요함을 알 수 있다. 또한 오율 성능 1×10^{-8} 이하를 얻기 위해서는 MRC 다이버시티가 적용된 경우에는 $E_b/N_o=20$ dB 가 필요한 반면, SC 다이버시티가 적용된 경우에는 error floor 현상으로 오율 성능 1×10^{-8} 이하를 달성할 수 없음을 알 수 있다.

그림 12는 MRC와 SC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 파일럿 간격 M과 σ_C^2 에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi- Carrier BPSK 시스템의 오율 성능을 나타낸다. 그리고 $E_b/N_o=15dB$, $K_R=10$ dB, $U=10$ 인 환경이다. σ_C^2 에 따라서 최적의 파일럿 간격 M을 얻을 수 있다. $B_M=2$ 인 MRC 다이버시티와 $\sigma_C^2=0.05$ 인 경우는 M=8에서 최적의 성능을 얻을 수 있고, $\sigma_C^2=0.1$ 인 경우는 M=6에서 최적의 성능을 얻을 수 있다. 또한 $B_S=2$ 인 SC 다이버시티와 $\sigma_C^2=0.05$ 인 경우는 M=9에서 최적의 성능을 얻을 수 있고, $\sigma_C^2=0.1$ 인 경우는 M=6에서 최적의 성능을 얻을 수 있다.

그림 13과 그림 14는 라이시안 페이딩 채널에서 $B_M=2$ 인 MRC 다이버시티와 $B_S=2$ 인 SC 다이버시티를 적용한 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 시스템의 오율 성능을 σ_C^2 에 따라서

www.dbpia.co.kr

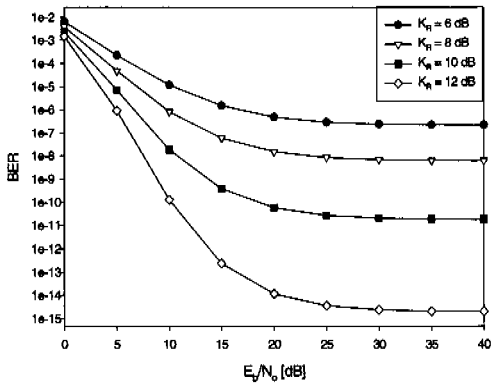


그림 8. MRC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 페이딩 파라미터에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능
($B_M=2$, $\sigma_C^2=0.1$, $M=10$, $M_C=127$, $U=10$)

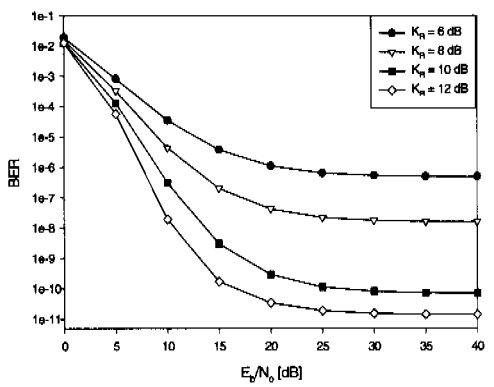


그림 9. SC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 페이딩 파라미터에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능
($B_S=2$, $\sigma_C^2=0.1$, $M=10$, $M_C=127$, $U=10$)

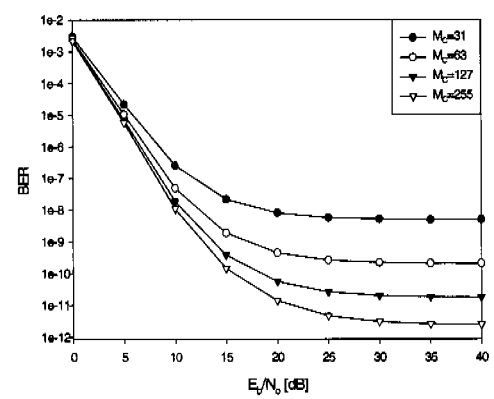


그림 10. MRC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 Multi-Carrier의 수에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능
($B_M=2$, $\sigma_C^2=0.1$, $M=10$, $K_R=10$ dB, $U=10$)

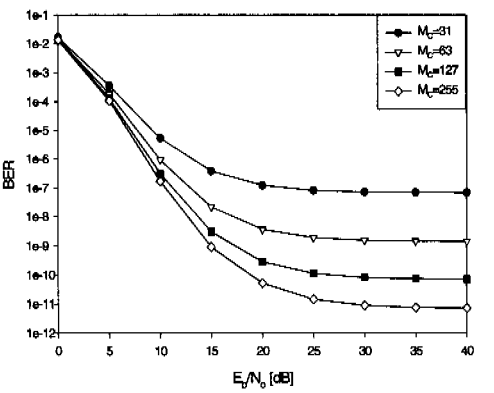


그림 11. SC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 Multi-Carrier의 수에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능
($B_S=2$, $\sigma_C^2=0.1$, $M=10$, $K_R=10$ dB, $U=10$)

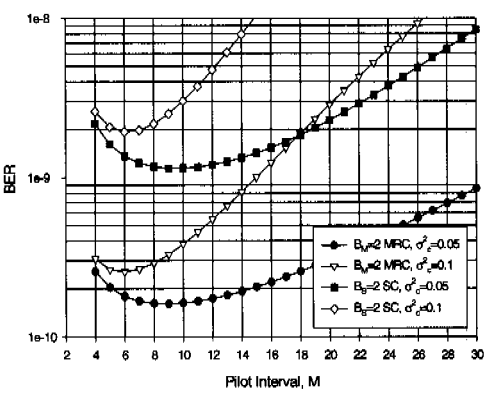


그림 12. MRC/SC 다이버시티를 적용한 라이시안 페이딩 채널에서 파일럿 간격에 따른 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능
(E_b/N_o =15 dB, $K_R=10$ dB, $U=10$)

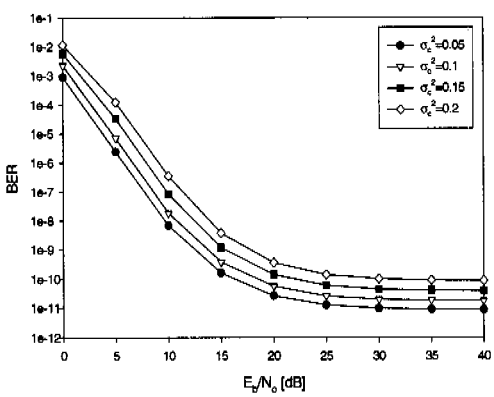


그림 13. 라이시안 페이딩 채널에서 σ_C^2에 따른 MRC 다이버시티를 적용한 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능
($B_M=2$, $M=10$, $K_R=10$ dB, $U=10$)

www.dbpia.co.kr

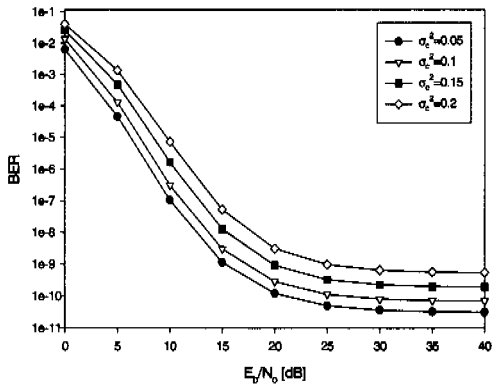


그림 14. 라이시안 페이딩 채널에서 σ_C^2에 따른 SC 다이버시티를 적용한 Pilot Symbol Assisted Multi-Carrier BPSK 신호의 오율 성능 ($B_S=2$, $M=10$, $K_R=10$ dB , $U=10$)

나타내고 있다. 여기서 $M=10$, $K_R=10$ dB , $U=10$ 인 환경이다. σ_C^2가 커짐에 따라서 오율의 성능은 열화되었으며, MRC 다이버시티를 적용한 경우보다 SC 다이버시티를 적용한 경우에 σ_C^2에 따른 오율 성능의 변화폭이 큼을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 협대역 이동통신 채널에서 발생하는 라이시안 페이딩 채널에서 다이버시티와 파일럿 심볼을 이용한 성능 보상 기법에 대한 연구를 수행하였다. 수치해석을 통하여 불완전한 채널 예측하에서 Multi-Carrier CDMA BPSK 신호의 오율 성능을 구하였고 성능 개선 기법으로 파일럿 심볼을 이용한 방법과 선택 및 최대비 공간 다이버시티를 함께 적용하여 성능에 따른 파라미터의 영향을 분석하였다. 라이시안 페이딩 채널에서 페이딩에 의한 왜곡을 줄이기 위해 주기적으로 파일럿 심볼 삽입 방법을 적용한 경우, 이로 인하여 발생하는 전력 손실과 최적의 프레임 길이를 구하였고, 그 최적의 프레임 길이에서 E_b/N_o에 따른 Multi-Carrier CDMA BPSK 시스템의 BER 성능을 구하였다.

수치계산 결과, 오율 성능 측면에서 MRC 다이버시티가 SC 다이버시티보다 성능이 우수하였으며, 페이딩이 약한 채널보다 페이딩이 심한 채널에서 다이버시티에 의한 이득이 큼을 알 수 있었다. 그리고 MRC/SC 다이버시티를 적용시, σ_c^2에 따른 최적의 파일럿 간격 M을 얻을 수 있었다. 또한 σ_C^2가 커짐에 따라서 오율의 성능은 열화되었으며, MRC 다이버시티를 적용한 경우보다 SC 다이버시티를 적용한 경우에 σ_C^2에 따른 오율 성능의 변화폭이 커짐을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] R. Prasad, *Universal wireless personal communications*, Artech House Publishers, 1998.

[2] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997.

[3] R. Prasad and S. Hara, "An overview of multi-carrier CDMA," *Proc. of IEEE ISSSTA '96*, pp. 107-114, 1996.

[4] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Perofrmance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-44, pp. 356-367, March 1996.

[5] T. F. Ho, "Performance evaluation for multicarrier CDMA system," *Proc. IEEE VTC '96*, pp. 1101-1105, 1996.

[6] K. Fazel and G. P. Fettweis, *Multi-Carrier Spread-Spectrum*, Kluwer Academic Publishers, 1997.

[7] P. Schramm and R. R. Muller, "Pilot symbol assisted BPSK on Rayleigh fading channels with diversity : Performance analysis and parameter optimization," *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-46, pp. 1560-1563, Dec. 1998.

[8] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686-693, Nov. 1991.

[9] C. D'Amours, M. Moher, A. Yongacoglu, and J.Wang, "Rake receiver structures for differential and pilot symbol-assistedd detection of DS-CDMA signals in frequency- selective Rayleigh fading channels," in *IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBE COM)*, pp. 1798-1802, 1993.

www.dbpia.co.kr

[10] F. Ling, "Coherent detection with reference-symbol based channel estimation for direct sequence CDMA uplink communications," in *Proc. Vehicular Technology Conf. (VTC)*, pp. 400-403, 1993.

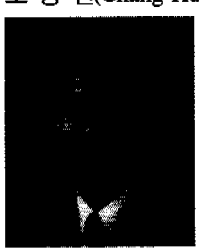
[11] T. A. sexton and F. Ling, "Implementation of a coherent reverse channel 900 MHz CDMA receiver with reference symbols," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Communications (ICC)*, pp. 1024-1028, 1995.

[12] M. Li, J. P. McGeehan, and A. Bateman, "Theoretical performance comparison between reference-based coherent BPSK and BCH coded differential BPSK," in *Proc. of IEEE ISSSTA* '96, pp. 1791-1796, 1996.

노 재 성(Jae-Sung Roh) 정회원

1990년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업 (공학사)
1992년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 졸업 (공학석사)
2000년 8월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학박사)
1990년 1월~1997년 5월 : (주) 한화정보통신 연구소 무선가입자망 연구그룹
1999년 3월~2000년 8월 : 강원도립대학 정보통신과 전임강사
2000년 9월~현재 : 서일대학 정보통신과 전임강사
<주관심 분야> Mobile IP, Ad Hoc 네트워크, IMT-2000 시스템 성능 평가

오 창 헌(Chang-Hun Oh) 정회원

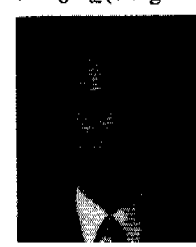


1988년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업 (공학사)
1990년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 졸업 (공학석사)
1996년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 졸업 (공학박사)
1993년~1999년 2월 : 삼성전자 CDMA 개발팀
1999년 3월~현재 : 한국기술교육대학교 정보통신공학과 조교수
<주관심 분야> IMT-2000, 이동통신, 무선통신

김 언 곤(Eon-Gon Kim) 정회원

1982년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)
1985년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학석사)
1997년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)
1984년 12월~1995년 1월 : 삼성전자 통신연구소 선임연구원
1995년 2월~현재 : 국립한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 부교수
<주관심 분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학

조 성 준(Sung-Joon Cho) 종신회원



1969년 2월 : 한국항공대학교 졸업 (공학사)
1975년 2월 : 한양대학교 대학원 졸업 (공학석사)
1981년 2월 : 오사카대학교 졸업 (공학박사)
1972년 8월~현재 : 한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부 교수
<주관심 분야> 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학

www.dbpia.co.kr