하이브리드 SC/MRC-2/4기법을 적용한 직교 MC DS-CDMA 시스템의 위상 에러에 관한 연구

김 원 섭*

A Study on Phase Error of Orthogonal MC DS-CDMA Using Hybrid SC/MRC-2/4

Won-sbu Kim*

요 약

본 논문에서는 정규화 된 부반송파 간격과 확산 이득이 동일하고 각 부반송파의 직접 확산 코드가 직교하도록 하는 직교 MC DS-CDMA 시스템에 비트 동기와 위상 동기가 요구되지 않는 Hybrid SC/MRC-2/4 방식을 적용하였다. 다중 반송파 전송이 사용되는 광대역 무선 시스템에서는 가장 높은 부반송파 주파수와 가장 낮은 부반송파 주파수 차이 때문에 발생하는 도플러 주파수 천이가 발생하고 이로 인한 위상 에러을 보상하기 위하여 전체 시스템에 맞는 PLL이득 값을 조절하여 완전 동기 된 수신 신호가 되도록 직교 MC DS-CDMA 시스템을 분석하였다.

분석 결과, PLL이득 값을 증가시킴에 따라 완전 동기 된 경우에 근접함을 알 수 있지만 일정 값 이상에서는 그 간격의 변화가 매우 작아짐을 알 수 있다. 따라서 시스템에 맞는 적절한 PLL이득 값을 선택함으로써 Hybrid SC/MRC 방식이 적용된 직교 MC DS-CDMA 시스템을 설계할 수 있을 것이다.

ABSTRACT

In this paper, the Hybrid SC/MRC-2/4 method in which bit synchronization and phase synchronization were not required was applied to the orthogonal MC DS-CDMA system in which each normalized subcarrier interval and processing gain had the same value, respectively, and the direct sequence spread code of each subcarrier was orthogonal. In the broadband wireless system in which multi-carrier transmission was used, a Doppler frequency shift occurred, which was caused by the difference between the highest subcarrier frequency and the lowest subcarrier frequency. In order to complement phase error caused by the shift, the orthogonal MC DS-CDMA system was analyzed so that the receiving signal could be perfectly synchronized by adjusting the PLL gain suitable for the entire system.

As a result of simulations, as the PLL gain was increased, the change in the intervals was close to the case of perfect synchronization however, it became less when the PLL gain reached more than a certain value. Therefore, by selecting a proper PLL gain suitable for the system, the orthogonal MC DS-CDMA can be designed in which the Hybrid SC/MRC method is applied.

키워드

MC DS-CDMA, SC/MRC, Multi-fading, PLL

* 청주대학교 전자정보공학부

접수일자 : 2007. 7. 27

Ⅰ. 서 론

최근 무선통신의 관심이 광대역 시스템으로 옮겨가고 있으며 차세대 광대역 무선 시스템은 다양한 전파환경에 관계없이 고품질의 통신이 가능하도록 요구된다.

이러한 방식이 바로 광대역 부호분할 다중접속 방식인 W-CDMA (Wide-CDMA)이다.

이 방식에는 단일 반송파(캐리어)에 확산신호의 크기를 증대시켜 대역폭을 넓게 사용하는 단일 반송파 직접 확산 방식(SC DS-CDMA), 직교 주파수분할 방식(OFDM)과 결합한 개념으로 주파수 영역에서 확산을 수행하는 MC-CDMA(Multicarrier-CD MA) 방식과 각 부반송파 신호를 시간영역에서 직접 확산 방식을 적용하는 MC DS-CDMA (Multicarrier Direct Spread-CDMA)방식이 있다[1,2].

MC DS CDMA 방식이 SC DS-CDMA 방식이나 MC-CDMA 방식보다 적용 범위 및 두 방식의 trade-off를 해결할 수 있는 방식으로 제안되고 있다[3]. 직접 확산된 부반송파 신호를 사용한 MC DS-CDMA방식은 Multitone DS-CDMA 방식, 직교 MC DS CDMA 방식 및 부반송파가 오버래핑 되지 않는 MC DS-CDMA로 나눌 수 있다.

두 인접 부반송파 사이의 주파수 간격에 따라 사용되는 위의 3가지 MC DS-CDMA 방식은 임의의 두 방송파 간격에 따라 정의 되고 있다. 본 논문에서는 직교 MC DS-CDMA 시스템을 고려할 것이다. 다중 반송파를 이용하여 신호의 직병렬 변환기를 통해 병렬 데이터를 만든 후 각기 다른 부 반송파로 변조하여 전송하는 방식으로 각각의 캐리어 신호의 상관성을 이용하여 출력신호를 얻는 직교 MC-DS/CDMA 방식의 장점은 다중 경로 페이딩에 강하며, 협대역 간섭이 감소하는 효과가 있고 U개의 반송파를 가진 직교 MC DS/CDMA 시스템에서 시스템의 전체 대역폭은 동일한 주파수 대역폭을 가진 U개의 반송파로 나누어 짐으로 각각의 반송파 주파수는 단일 반송파 시스템의 U배 만큼의 칩 주기를 가진 확산 코드에 의해 변조되기 때문에 낮은 칩 율을 필요로 하는 장점을 가지고 있다[4]. 하지만 다중경로수와 위상에러를 해결하여야 한다. 차세대 광대역 무선 시스템의 목표는 수십에서 수백 MHz의 대역폭에서 양질의 다양한 서비스를 공급하는 것이며 이들 광대역 무선 신호는 채널의 동기 대역폭보다 더 넓은 대역폭을 가져야 하며 이는 주파수 선택적 영역에서 고려되어 진다. 더욱이 다중 반송파 전송이 사용되는 광대역 무선 시스템에서는 가장 높은 부반송파와 가장 낮은 부반송파 사이의 큰 주파수 차이 때문에 발생하는 도플러 주파수 천이가 발생한다. 이로 인해 발생하는 위상 잡음은 ICI(Inter-carrier Interface)를 증가 시키는 요인으로 작용한다. 이 위상 에러는 단일 반송파 시스템에서는 신호의 성상점을 회전시키는 요인으로 나타나며 채널 보상기에서 보상이 이루어 질 수 있다[5]. 그러나 다중 반송파로 구성된 시스템에서는 보상하기가 어렵다. 따라서 다중 반송파 시스템에서는 위상 에러의 영향으로 나타나는 현상을 정확하게 예측하고 분석하여 전체 시스템의 성능에 맞춰 PLL 값을 조정할 수 있도록 설계하여야 한다[6].

따라서, 본 논문의 목적은 MC DS-CDMA 방식에 하이브리드 다이버시티 기법을 적용하고 수신단의 각 브랜치에서 PLL 이득 값을 조절함으로써 최적의 방식이 되도록 하는 것이 목적이다.

Ⅱ. 시스템 모델

2.1. 직교 MC DS-CDMA 송신기 모델

일반적으로 직교 MC DS-CDMA는 다중 부반송파를 사용하여 시간영역에서 직접 확산된 신호를 전송한다[7]. 직교 MC DS-CDMA 방식의 원리는 시간영역의 확산이 추가된 주파수영역의 확산을 수행한다. 즉, 시간-주파수 영역 확산을 수행하는 것이다. 직교 MC DS-CDMA에서 시간 영역 부반송파 확산에 기초를 한 직접 확산은 각 부반송파 신호 할당되는 유효 확산 이득을 증가 할 수 있도록 한다. 또한 다수의 부반송파에서 주파수 영역에서의 확산은 전체 유효 확산이득을 증가시킨다.

따라서 전체 확산이득은 일반적으로 시간영역과 주파수 영역에서의 확산 요소의 곱에 의해 결정되어 진다.

BPSK 변조 방식이 사용된 직교 MC DS-CDMA의 전송 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다[3].

$$s_{MDC}(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=-M}^{M} \sum_{u=1}^{U} \sum_{j=0}^{N-1} b_u[i] d[j] \cdot p_{T_c}(t - iT_s - jT_c) \cos[2\pi(f_c + f_u)t] \quad (1)$$

직교 MC DS-CDMA의 직접 확산된 부반송파는 주파수 선택적 페이딩(Frequency Selective Fading)의 영향을

받는다.

두 인접한 부 반송파 주파수의 간격은 $\Delta = 1/T_c$ 로 나타낼 수 있으며 T_c는 직접 확산 코드의 칩 주기이며, 부반송파 주파수는 $f_0 + i/T_c$ 이다.

각각의 변조 신호 대역폭은 $2/T_c$의 대역폭을 차지하며 각각의 신호는 상관성을 유지한다.

따라서 부 반송파 간격은 $\Delta = \lambda/T_s$ $(\lambda = 1, 2, \ldots)$ 로 나타낼 수 있으며 λ는 두 부반송파 사이의 정규화 된 간격으로 정의된다. $\lambda = N_e$ 인 경우는 직교 MC DS-CDMA의 한 경우가 된다[10]. $N_e = T_s/T_c$ 는 MC DS-CDMA 시스템에서 부반송파 신호의 확산 이득을 의미한다. $U = T_s/T_b$는 부반송파의 수이며, $N_1 = T_b/T_{c_1}$는 SC DS-CDMA 시스템에서의 확산 이득에 해당하는 확산이득이다.

처리이득 (N_e)를 계산하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$N_e = \frac{2UN_1}{U+1} \tag{2}$$

부반송파(U)와 N_1 이 증가하면 확산 이득이 증가하여 성능이 개선된다.

MC DS-CDMA에서 전체 사용자수는 확산 코드의 상호 상관과 자기 상관뿐만 아니라 시간영역과 주파수 영역의 확산 요소에 의해 결정되어 진다.

2.2. 채널 모델

k 번째 송신기와 수신기 사이의 채널이 다중 경로 나카가미 페이딩 채널 일 경우, k 번째 사용자의 u 부반송파에 의한 표현 되는 임펄스 응답의 복소 저역 통과 수식은 다음과 같이 표현 할 수 있다[8].

$$h_{ku}(t) = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} a_{ul_p}^{(k)} \delta(t - \tau_{kl_p}) \exp(-j\phi_{ul_p}^{(k)}) \tag{3}$$

직교 MC DS-CDMA 시스템에서 $a_{ul_p}^{(k)}$ 는 나카가미 랜덤 변수이며 나카가미 랜덤 변수의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 표현 할 수 있다[9].

$$p(a) = M(a_{l_p}^{(k)}, m, \Omega_{ul_p}^{(k)}) \tag{4}$$

$$M(R, m, \Omega) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{(-m/\Omega)R^2} \tag{5}$$

RAKE 수신기에 다중경로 수 L_p개의 신호가 입력된다고 하면 $L_p = [T_m/T_c] + 1$로 나타낼 수 있다.

$\delta(t)$는 Kronecker-Delta 함수이며 T_m은 통신 채널상의 최대 지연 확산을 나타낸다.

SC DS-CDMA시스템에서의 경로는 다음과 같이 표현 가능하다[10].

$$L_1 = [T_m/T_{c_1}] + 1 \tag{6}$$

전체 선택 경로와 현재의 경로의 관계에서 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L_p = \left[\frac{2(L1-1)}{U+1}\right] + 1 \tag{7}$$

MC DS-CDMA 시스템에서 각 반송파는 모두 동일하고 독립적인 모델링이 가능하다고 가정한다.

2.3. 직교 MC DS-CDMA 수신기 모델

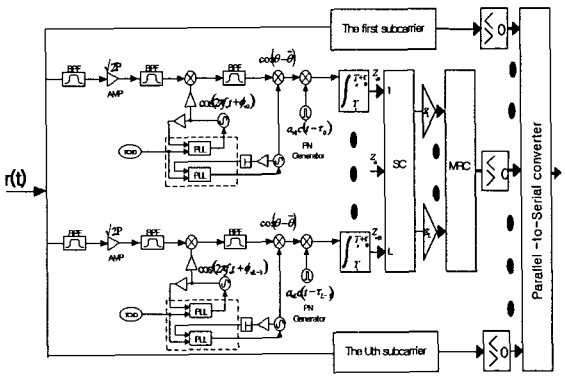

그림 1. 하이브리드 SC/MRC방식과 PLL이 적용된 직교 MC/DS-CDMA 시스템

Fig.1 Hybrid SC/MRC receiver block diagram of MC DS-CDMA system with PLL

주파수 선택적 나카가미 페이딩 환경에서 K명의 사용자를 가지는 MC/DS-CDMA 시스템의 수신 신호는 식 (8)으로 표현된다[10].

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{u=1}^{U} \sum_{l_p=1}^{L_p-1} \sqrt{2P} a_{ul_p} b_{ku}(t - \tau_{kl_p}) c_k(t - \tau_{kl_p}) \cdot \cos(2\pi f_u t + \phi_{ul_p}^{(k)} + n(t)_{ul_p} ul_p^{(k)}) \tag{8}$$

식(8)에서 $\phi^{(k)}_{ul,}$ 는 $\phi^{(k)}_{=\phi_{ku}-\phi^{(k)}_{-2\pi f_c\tau_{u,ul,}}ul,}$로 정의되며 $(0,2\pi)$에서 균일한 분포를 가지는 랜덤 변수를 가진다. τ_k는 k 번째 사용자의 전파 지연을 나타내며 n(t)는 영평균을 가지는 가우시안 분포의 $N_0/2$ 인 양측파대 전력 스펙트럼 밀도를 가진다. 그림 1과 같이 각각의 브랜치에 PLL을 적용함으로써 수신신호에서 발생한 위상 에러를 제거하기 위하여 위상에러를 고려하면 PLL의 출력위상 $\overline{\theta_l}$은 각각의 경로로 수신된 신호의 위상 θ_l과 위상에러 $\Delta\theta_l$의 합이고, 위상에러 $\Delta\theta_l$의 확률밀도 함수는 다음과 같다[9].

$$p(\Delta\theta_l)=\frac{\exp(\gamma_{lp}\cos\Delta\theta_l)}{2\pi I_0(\gamma_{lp})}: -\pi<\Delta\theta<\pi \tag{9}$$

$$SNR\equiv\gamma_{lp}=\frac{A^2}{_{cN_0B_{eq}}} \tag{10}$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 개선된 1종 0차 베셀함수이며 γ_{lp}는 PLL 루프내의 신호 대 잡음비이다. 수식 (7)에서 B_{eq}는 루프의 등가 잡음 대역폭이고, A_c 는 PLL에서 발생시킨 신호의 진폭을 의미한다. Tikhonov 분포로 불리는 이 확률분포는 $\gamma_{lp}=0$ 일 때 단위함수의 분포형태에서부터 $\gamma_{lp}=\infty$ 일 때 임펄스함수의 형태를 갖는다[10].

파라메터 γ_{lp}는 루프 내부에 존재하는 순간 SNR(Signal Noise Ratio)이며, γ_{lp}는 각각의 브랜치에 대한 탭 가중치 β_1^2 에 비례하기 때문에 지수함수 분포를 갖는 랜덤함수이다[9].

이러한 확률밀도함수를 표현하면 다음과 같다.

$$p(\gamma_{lp})=\frac{1}{\sigma_L}\exp\left(\frac{-\gamma_{lp}}{\sigma_L}\right) \tag{11}$$

여기서, $\sigma_L=E[\gamma_{lp}]$ 는 루프의 평균 SNR이고 모든 루프가 같다고 가정한다.

본 논문에서는 γ_l가 최소한 몇 비트 동안 상수로 취급되어지게 하기 위해서 감쇠대역폭이 PLL의 대역폭보다 훨씬 작다고 가정한다. 이 저속 페이딩에 대한 가정은 평균 BER(Bit Error Ratio) 계산을 간단하게 하고, 위상에러에 대한 Tikhonov 분포의 사용이 신호 진폭의 변화에도 유용 하도록 해 준다[10]. 이러한 상태로 고정되었을 때 랜덤 변수인 $\cos(\Delta\theta)$ 를 기대값으로 대치하여도 심각한 오류를 발생시키지 않는다. 그러므로 복조에 사용되는 수신기의 위상 기대값은 다음과 같이 표현된다.

$$e^{j\overline{\theta_l}}=E_{\Delta\theta}[e^{j(\theta_l+\Delta\theta_l)}] \tag{12}$$

여기서 $E_{\Delta\theta}$ 는 위상에러 $\Delta\theta_n$ 의 기대값으로 다시 표현된다[12].

$$E_{\Delta\theta}[\cos(\Delta\theta_l)]=\int_0^{2\pi}\cos(\Delta\theta_l)\frac{\exp(\gamma_{lp}\cos\Delta\theta_l)}{2\pi I_0(\gamma_{lp})}d\Delta\theta_l \tag{13}$$

수신기는 SC/MRC를 이용한 RAKE 수신기를 사용했으며 Matched Filter의 수는 주파수 합성기에서 발생하는 부반송파의 수와 같다. 수신기에서의 다이버시티 가지수는 $1\le L\le L_p$ 와 같은 조건을 만족한다. 필터에서 출력되는 SC/MRC에서의 Z 번째 데이터 비트 Z_v는 v 번째 사용자의 데이터 열로 표현하면 식(14)으로 정의된다[10].

$$Z_v=\sum_{l=0}^{L-1}Z_{vl}, \qquad v=1,2,\ldots,U \tag{14}$$

$$Z_{vl}=\int_{T_l}^{T_l+\tau_l}r(t)\cdot a_{vl}c(t-\tau_l)\cos(2\pi f_v t+\psi_{vl})\cos(\theta_n-\overline{\theta_n})dt \tag{15}$$

결정변수 Z_v, $v=1,2,\ldots,U$ 로 나타나며 v번째 부 데이터 열의 현재 데이터 비트는 0 아니면 1로 결정된다.

여기서 $\cos(\theta_n-\overline{\theta_n})$ 는 복조에 각 브랜치 간 상호 독립적으로 사용되는 수신기의 위상 기대값이며 $E_{\Delta\theta}[\cos(\Delta\theta_l)]$로 대체 될 수 있다[9].

지연시간 $\tau_l=0$으로 가정하고 결정 영역을 분석하면 Z_{vl} 은 다음과 같다.

$$Z_{vl}=\sqrt{\frac{P}{2}}T_s\left\{D_{vl}+N_{vl}+\sum_{l_p=0}^{L_p-1}I_1^{(s)}+\sum_{u=1}^{U}\sum_{l_p=0}^{L_p-1}I_2^{(s)}+\sum_{k=2}^{K}\sum_{l_p=0}^{L_p-1}I_1^{(k)}\sum_{k=2}^{K}\sum_{l_p=0}^{L_p-1}\sum_{u=1}^{U}I_2^{(k)}\right\} \tag{16}$$

여기에서 N_{vl}은 영 평균 가우시안 랜덤 변수와 분산값에 의해 영향을 받는다. 비트 당 에너지는 $E_b=PT_s$ 이며 D_{vl} 는 출력 신호를 나타낸다.

다중경로 간섭 MUI(multiuser interference)에서의 $I_2^{(k)}$는 영 평균을 가지는 가우시안 랜덤 변수로 근사화 될 수 있으면 분산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Var[I_2^{(k)}] = \Omega_{a_{vl}^2} N_e u 2\pi^2 (u-v)^2 \lambda^2 [1-\sin c(2\pi(u-v))]_p^{(k)} \quad (17)$$

$I_1^{(k)}$ 의 자기 간섭은 가우시안 함수로 근사화 하면 다음과 같다.

$$Var[I_1^{(k)}] = \frac{\Omega_{a_{vl}^2 \beta N_e I_p}^{(k)}}{} \quad (18)$$

식(14)에서 K=1로 놓고 각각의 칩 기간을 독립적이라 가정하고 가우시안 랜덤변수로 근사화 하면 $I_2^{(s)}$의 분산 값을 얻을 수 있다.

$$Var[I_2^{(s)}] = \frac{\Omega_{ul_p} a_{vl}^2 N_e}{2\pi^2 (u-v)^2 \lambda^2} [1-\sin c(2\pi(u-v))] \quad (19)$$

자기 간섭 $I_1^{(s)}$는 $\lim_{x=u-v\to 0}(Var[I_2^{(s)}])$ 으로 계산하여 영 평균 가우시안 랜덤 변수로 근사화시켜 분산 값을 얻을 수 있다.

$$Var[I_1^{(s)}] = \frac{\Omega_{vl_p} a_{vl}^2}{3N_e} \quad (20)$$

결과적으로 상관 출력값 Z_{vl} 은 $D_{vl} = b_v[0] a_{vl}^2$ 의 표준 평균값과 분산 값으로 나타난다.

$$Var[Z_{vl}] = \left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{a_{vl}^2 N_0}{2E_b}} + \sum_{l=0}^{L_p-1} var[I_1^{(s)}] + \sum_{u=1}^{U} \sum_{l=0}^{L_p-1} Var[I_2^{(s)}] \\ + \sum_{k=2}^{K} \sum_{l=0}^{L_p-1} Var[I_1^{(k)}] + \sum_{k=2}^{K} \sum_{l=0}^{L_p-1} \sum_{u=1}^{U} Var[I_2^{(k)}] \end{array} \right\} \quad (21)$$

I_s^*와 I_M^*은 $I_2^{(s)}, I_2^{(k)}$의 증가하는 기간동안 $\Omega_{ulp} a_{vl}^2$ 을 포함하는 평균으로 나타낼 수 있다. 부반송파 u 와 v를 고려하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_s^* = I_M^* = \frac{1}{U(U-1)} \sum_{v=1}^{V} \sum_{u=1}^{U} [1-\sin c(2\pi(u-v))] \quad (22)$$

Z_v는 L 개의 독립적인 가우시안 랜덤변수의 합으로 표준화 할 수 있으며 평균값은 다음과 같다.

$$E[Z_v] = b_v[0] \sum_{l=0}^{L_c-1} a_{vl}^2 \quad (23)$$

최종적으로 Z_v의 분산은 식(24)과 같이 표준화된다.

$$Var[Z_v] = \left[\left(\frac{2\Omega_0 E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(KL_p - 1) q(L_p, n)}{L_p} \cdot \left(\frac{1}{3N_e} + (U-1) I_M^* \right) \right] \cdot \Omega_0 \sum_{l=0}^{L_c-1} a_{vl}^2 \quad (24)$$

Ⅲ. 성능 분석

이진 신호의 수신기에서 L=4 이고 $L_c = 2$ 인 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 기법은 수신되는 3개 신호의 브렌치 중 가장 큰 신호를 가지는 두 개의 MRC 조합으로 구현되어 진다.

수신기의 각각의 하부 경로에 첨가된 PLL 루프들의 이득이 어떤 임계값(ρ)보다 큰 SNR를 갖는다고 가정하면 조건부 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b(\rho, \gamma_l) = Q\left(\sqrt{\frac{(E[Z_v])^2}{Var[Z_v]}} \right) = Q(\sqrt{2g\gamma_l}) \quad (25)$$

여기서, 선택된 경로의 신호 대 잡음비의 총 합은 $\gamma_t = \gamma \cdot \frac{a_{vl}^2}{\Omega_0}$ 이며[7], 각 채널당 평균 수신 신호 대 잡음비는 PLL 입력 단에서 다른 채널의 영향을 받지 않는다고 가정하면 $\gamma = \overline{\gamma} \cdot I^2(\rho)$과 같다[3].

$$\overline{\gamma} = \left[\left(\frac{2\Omega_0 E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(KL_p - 1) q(L_p, n)}{L_p} \cdot \left(\frac{1}{3N_e} + (U-1) I_M^* \right) \right]^{-1}$$

수신 시 SC에서 선택된 각각의 신호들에 대한 MRC에서의 접합 수식은 $\gamma_t = \gamma_1 + \gamma_2$가 된다. 이를 적용하여 총 신호의 평균 BER은 γ_t 의 PDF(Probility Density Function)에 의해 계산되어진다[11].

$$P_{(\rho,b)}(E) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2g\gamma_t}) p_{\gamma_t}(\gamma_t) d\gamma_t \quad (26)$$

수신기가 L 개의 입력 다이버시티 가지 중에서 가장 큰 신호를 갖는 L_c를 선택하고 그 신호 중에서 SNR이 좋은 신호만을 MRC 다이버시티로 가중치를 주어 성능을 개선한다[1].

비트 당 순시 SNR이 가장 큰 L_c의 결합 확률 밀도 함수는 식(27)과 같이 표현 할 수 있다[11].

$$p_{\gamma_1,\ldots,\gamma_{L_c}}(\gamma_1, .., \gamma_{Lc}) = L_c! \left(\frac{L}{L_c} \right) [P_\gamma(\gamma_{Lc})]^{L-Lc} \cdot \prod_{l=1}^{Lc} p_\gamma(\gamma_l), \quad \gamma_1 \geq \cdot \geq \gamma_{Lc} \geq 0 \quad (27)$$

본 논문에서 사용하는 하이브리드 SC/MCR 기법은 $L_c=2$, L=4인 경우의 접합 확률을 사용할 것이며 다음과 같이 정리할 수 있다[11].

$$p_{\gamma_1,\gamma_2}(\gamma_1,\gamma_2) = 12p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2)\left[\frac{\gamma(m,\frac{m\gamma_2}{\bar{\gamma}})}{\Gamma(m)}\right]^2 \quad (28)$$

이진 신호가 사용된 수신기에서 L=4 이고 $L_c=2$ 인 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 기법은 수신되는 4개의 신호 브렌치 중 가장 큰 신호를 가지는 두 개를 선택하여 MRC 조합으로 구현한다.

식(26)에 식(28)을 대입하여 전개하면 식(29)과 같다.

$$P_{(p,b)}(E)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2}\int_\infty^0\int_{\gamma_1}^0 12p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2)\cdot\left[\frac{\gamma(m,\frac{m\gamma_2}{\bar{\gamma}})}{\Gamma(m)}\right]^2\exp\left(-\frac{g(\gamma_1+\gamma_2)}{\sin^2\psi}\right)d\gamma_2\,d\gamma_1\,d\gamma_\psi. \quad (29)$$

Ⅳ. 시뮬레이션 결과

MC DS-CDMA 시스템에서는 동일 사용자가 다수의 반송파를 사용함으로 인하여 신호 성분을 평균으로 하고 분산 값은 나카가미 페이딩에 영향을 받는 다중 경로 자기 간섭과 다중 경로 상호 간섭, 다중 사용자간 상호 간섭과 다중사용자간 자기 간섭 및 AWGN에 의해 결정되어 질 것이다.

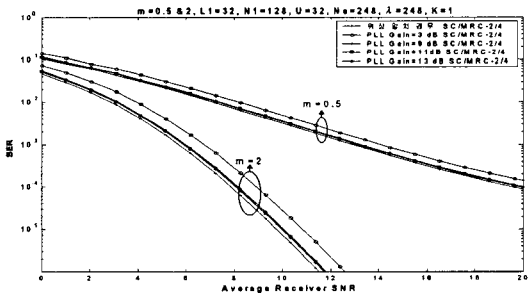

그림 2. PLL 이득에 따른 BER 특성 분석
Fig. 2. Average SNR versus BER with PLL Gain

그림 2에서는 부반송파의 수가 32인 경우 단일 사용자 간섭의 영향을 받는 직교 MC DS-CDMA시스템의 시뮬레이션 결과를 보여 주고 있다. 페이딩 환경이 열악한 m=0.5일 때 비트 오류 확률 10^{-2}를 얻기 위한 평균 수신 SNR 값은 위상 일치 경우 7.11dB이며 PLL이득이 3dB, 9dB, 11dB, 13dB인 경우와 비교하면 각각 10.7dB, 0.30dB, 0.24dB, 0.20dB의 차가 나는 것을 볼 수 있다. 또한, 페이딩 환경이 양호한 m=2일 때는 1.05dB, 0.29dB, 0.23dB, 0.19dB의 성능 차를 나타 낸다.

이와 같이 위상 일치 경우에 근접하기 위해 PLL 이득 값을 증가 시켜야 한다. 하지만 PLL이득 값의 증가에 비해 성능 개선의 정도는 선형적으로 증가 하지 않음을 알 수 있다. 따라서, 적절한 성능에 맞는 PLL 이득 값을 선택 하여야 한다.

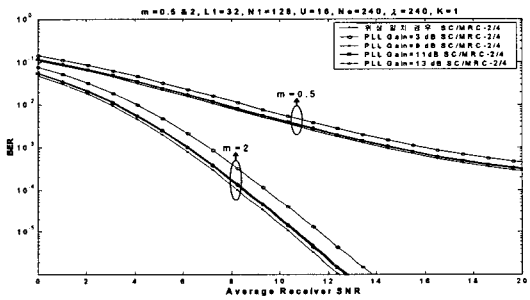

그림 3. PLL 이득에 따른 BER 특성 분석
Fig. 3. Average SNR versus BER with PLL Gain

그림 3에서는 부반송파의 수가 16인 경우의 시뮬레이션을 보여 주고 있다. 부반송파의 수에 따른 정규화 된 부반송파의 간격은 240이 되며 그때의 확산 이득도 240이 된다. 부반송파의 수가 32로 증가하면 정규화 된 부반송파의 간격은 248로 증가하여야 한다. 이는 직교 MC DS-CDMA 시스템에서 부반송파의 수가 증가하면 확산 이득이 증가하고 직교가 되기 위해 부반송파의 간격이 증가함을 의미하며 부반송파가 증가하면 확산 이득이 증가하고 다중 경로 간섭이 감소하여 시스템의 성능이 향상됨을 의미한다. 하지만 주어진 대역폭이 고정되어 있는 경우 부반송파의 수를 증가시키면 부반송파의 간격이 증가하고 필요한 대역폭이 더 많이 필요함으로 부반송파의 수는 주어진 대역폭을 고려하여 선택하여야 한다.

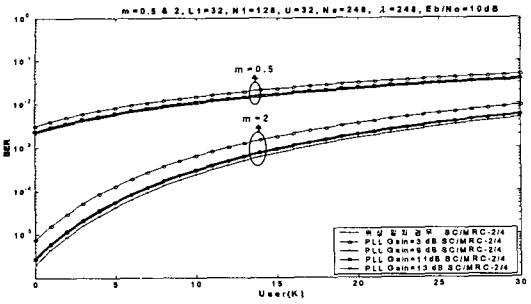

그림 4. 사용자수에 따른 BER 특성 분석
Fig. 4. Average SNR versus BER with User number

그림 4에서는 PLL이득 값의 변환에 따른 사용자수 대 비트 오류 확률을 시뮬레이션 하였다. 사용자가 증가함에 따라 성능이 나빠지는 것을 볼 수 있으며 PLL 이득 값에 따른 성능 곡선을 볼 수 있다. 따라서 사용자수 대 비트 오류 확률의 시뮬레이션 결과에서도 적절한 성능에 맞는 PLL 이득 값을 선택 하여야 함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 정규화 된 부반송파 간격과 확산 이득이 동일하고 각 부반송파의 직접 확산 코드가 직교하도록 하는 직교 MC DS-CDMA 시스템에 비트 동기와 위상 동기가 요구되지 않는 Hybrid SC/MRC-2/4 방식을 적용함으로써 SC/MRC (Selective Combining/ Maximum Ratio Combining)방식에서 유효 경로를 먼저 선택하고 이에 좋은 성능을 보여주는 최대 비 합성 방식을 적용함으로써 최적의 성능을 얻고 하였다. 다중 반송파 전송이 사용되는 광대역 무선 시스템에서는 가장 높은 부반송파 주파수와 가장 낮은 부반송파 주파수 차이 때문에 발생하는 도플러 주파수 천이가 발생하고 이로 인한 위상 에러을 보상하기 위하여 전체 시스템에 맞는 PLL이득 값을 조절하여 완전 동기 된 수신 신호가 되도록 직교 MC DS-CDMA 시스템을 분석하였다.

분석 결과, PLL이득 값을 증가시킴에 따라 완전 동기 된 경우에 근접함을 알 수 있지만 일정 값 이상에서는 그 간격의 변화가 매우 작아짐을 알 수 있다.

참고문헌

[1] Lajos .Hanzo et al.,Single and Multi-Carrier DS-CDMA : Multi-User Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation , Standards and Networking, IEEE Press-Wiley, June 2003,

[2] R.Prasad and Hara, " Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag.,Dec. 1997, pp126-133

[3] Lie-Liang Yang and Lajos Hanzo, "Multicarrier DS-CDMA : A Multiple Access Scheme for Ubiquitous Broadband Wireless Communications," IEEE Commun. Mag., October. 2003, pp 116-124

[4] Shiro Kondo and Laurence B. Milstein, "Performance of Multicarrier DS-CDMA Systems," IEEE Trans. Commun., vol. 44, No. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.

[5] Ana Garcia Armada,"Understanding the Effects of Phase Noise in OFDM," IEEE Transactions on Broadcasting,Vol.47,No.2, June2001, pp.153-159

[6] E. A. Sourour and M. Nakagawa, " Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in Multipath Fading Channel," IEEE Trans. Commun., vol.44, Mar.1996, pp.356-367

[7] John. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. New York, McGraw-Hill, 1995.

[8] Marvin K. Simo and Moharmed-Sim Aiouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 1st ed. New York, John wiley & Sons, Inc., 2000.

[9] Thomas Eng and Laurence B. Milstein, " Partially Coherent DS-SS performance in Frequency Selective Multipath Fading," IEEE Trans. Commun., vol. 45, No 1, pp. 110-118, Jan. 1997.

[10] William J. Weber, "Performance of Phase-Locked Loops in the presence of Fading Communication Channels," IEEE Trans. Commun., vol. 24, No. 5, pp. 487-498, May 1976.

[11] Mohamed-Slim Alouini and Marvin K. Simon, " Performance of Coherent Receivers with Hybrid SC/MRC over Nakagami-m Fading Channels," IEEE Trans. Commun, vol. 48, pp. 1155-1164, Aug. 1999.

저자소개

김 원 섭(Won-sub Kim)

1999년 2월 청주대학교
전자공학과 졸업(공학사)
2001년 2월 청주대학교
전자공학과 졸업(공학석사)
2005년 2월 청주대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
2007년 4월 ~현재 청주대학교 전임강사
※관심분야 : 해양위성통신, 부호이론, 대역확산 통신, 영상통신, Multimedia 통신