순방향 링크 단일반송파 cdma2000 과 다중반송파 cdma2000 시스템의 성능 분석

°최지웅*, 이용환*, 김용호**
*서울대학교 전기공학부
**한국통신 가입자망연구소

Performance analysis of forward link single-carrier cdma2000 and multi-carrier cdma2000 systems

°Ji-Woong Choi* and Yong-Hwan LEE* and Yong-Ho Kim**
*School of Electrical Engineering, Seoul National University
**Access Network Laboratory Korea Telecom
e-mail : ylee@plaza.snu.ac.kr

요약

본 논문에서는 각 채널 경로가 칩 시간으로 양자화된 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널 환경하에서 채널의 도플러 주파수, 다중 경로수, 사용자수 변화에 따른 단일 반송파 cdma2000 시스템과 다중 반송파 cdma2000 시스템의 BER 성능을 분석한다. 도플러 주파수가 높거나 인터리버의 크기가 충분히 커서 수신 심벌간의 연관성이 작아질수록 BER 성능은 향상되며, 두 시스템은 diversity 측면에서 동일하게 되어 유사한 성능을 나타내게 된다. 그러나, 도플러 주파수가 낮아서 인터리버 출력 심벌간의 연관성이 증가할 경우에는 간섭 신호의 영향이 커져 BER 성능이 저하된다. 이러한 성능 저하는 부반송파 사이에 독립적인 페이딩 현상을 갖는 다중 반송파 cdma2000 시스템에서 보다 작게 발생한다. 또한, 채널의 다중 경로수가 증가함에 따라 diversity 효과에 의한 성능 향상 요인과 다중 경로 신호간의 직교성 상실로 인한 성능 저하 요인이 동시에 발생하며, 반송파 수, 도플러 주파수 등에 따라 BER 성능은 다른 경향을 나타낸다.

Ⅰ. 서론

높은 전송 용량과 편리한 다중 전송율 송수신 특성 등으로 인해 DS-CDMA 방식은 제 3 세대 무선 이동 통신 접속 규격인 IMT-2000 표준안에 채택될 것이 유력한 상태이다[1,2]. 현재 IMT-2000 개발은 크게 미국, 유럽 및 일본을 중심으로 활발히 진행되고 있다. 미국에서는 GPS 수신기를 이용한 동기 방식의 cdma2000(또는 cdmaOne)시스템을 제안하였고, 유럽과 일본은 전략적 제휴를 통해 비동기 방식의 W-CDMA 를 제안하였다. cdma2000 시스템은 주어진 대역을 하나의 반송파를 사용해 송수신하는 단일 반송파 방식과 기존의 IS-95 시스템과의 역방향 호환을 위해 전체 대역을 1.25MHz 만큼 나누어 각각의 반송파를 할당하는 다중 반송파 방식으로 나뉜다[3].

순방향 cdma2000 시스템의 성능 분석은 기존의 동기 방식의 DS-CDMA 의 성능 분석에서 출발한다. [4,5]에서는 이상적인 랜덤 시퀀스 또는 auto-correlation 과 cross-correlation 이 작은 PN 코드를 확산 코드로 사용했을 때, 수신기에 미치는 신호와 간섭 신호의 전력 측면에서 성능 분석을 수행하였다. 순방향 cdma2000 시스템에서는 Walsh 코드를 사용하여 각각의 채널들간에 직교성을 유지하며[3], 채널의 다중 경로수가 많아지거나 채널의 도플러 주파수가 커서 한 심벌 내의 채널 특성이 변화할 경우 직교성에 의한 이득은 줄어들게 된다. 또한, 인접 셀에서 사용되는 서로 다른 PN 코드의 offset 으로 인해 직교성이 상실되어 간섭이 증가하게 된다. [6]에서는 Walsh 코드를 사용한 동기 방식의 DS-CDMA 의 성능 분석을 채널 코딩이 사용되지 않은 경우에 대해 수행하였으며, [7]에서는 PN 코드를 다중 접속용 코드로 사용하고, 길쌈 부호기(convolutional coder)를 채택한 송수신기의 성능을 Rayleigh 페이딩 채널 조건에서 분석하였다.

본 논문에서는 Rayleigh 페이딩 환경에서 순방향 단일 반송파 cdma2000 (SC-cdma2000) 시스템과 다중 반송파 cdma2000 (MC-cdma2000) 시스템의 BER 성능을 사용자수, 채널의 다중 경로수, 도플러 주파수의 변화에 따라 분석하고, 두 방식에 있어서의 성능 차이를 비교한다.

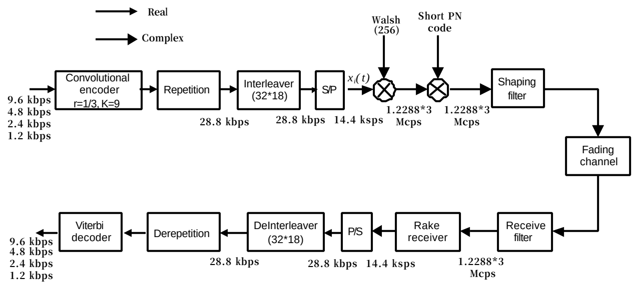
Ⅱ. cdma2000 시스템 모델링

그림 1 은 IS-95 시스템의 3 배에 해당하는 대역을 사용하는 cdma2000 시스템의 송수신단 기저 대역 블럭도이다. 입력 데이타 신호는 1.2k, 2.4k, 4.8k, 9.6kbps 의 속도로 QPSK 변조 방식을 사용하여 전송하며, 데이타 신호를 반복함으로써 인터리버의 입력단에서 28.8kbps 로 전송된다. 채널 코딩으로 구속장(constraint length) K가 9 이고 부호화율 r 이 1/3 인 길쌈 부호기(convolutional coder)를 사용하고 수신단에서는 Viterbi 복호기를 사용하여 데이타 신호를 복조한다. 20msec 길이의 블럭 인터리버를 통과한 데이타 신호는 SC-cdma2000 과 MC-cdma2000 방식에 있어 서로 다른 방식을 통해 확산된다. SC-cdma2000 에서는 인터리버를 거친 심벌이 직렬에서 병렬로 변환되는 QPSK 변조과정을 거친 뒤 IS-95 와 마찬가지로 사용자에게 할당된 Walsh 코드와 셀 고유의 PN 코드에 곱해져 확산된다. 반면, MC-cdma2000 의 경우 인터리버를 거친 심벌이 3 개의 경로로 분기되어 확산된 뒤 1.25MHz 간격으로 떨어진 반송파에 곱해져 전송된다.

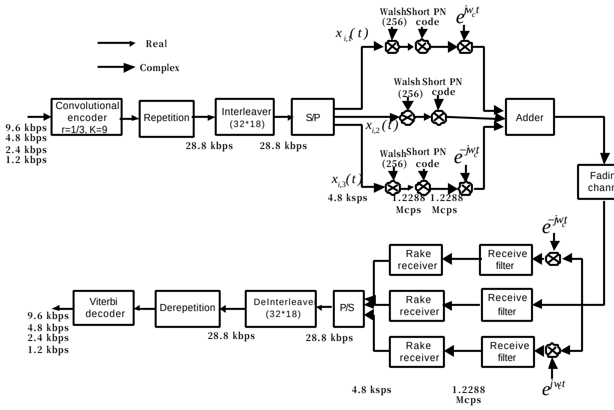
1. 송신부

그림 2 는 M 명의 사용자가 존재하는 단일 반송파 DS-

CDMA 기지국 송신단의 기저 대역 블럭도로, 입력된 데이터 심벌은 길쌈 부호기와 인터리버를 거쳐 확산된다. SC-cdma2000 의 경우 그림 2 와 동일한 구조를 가진다. MC-



(a)



(b)

그림 1. 순방향 cdma2000 시스템의 기저대역 블럭도
(a) 단일반송파 cdma2000 (b)다중반송파 cdma2000

cdma2000 시스템의 경우 그림 1 에서 알 수 있듯이 인터리버와 직렬/병렬 변환기를 거친 출력 심벌 $x_{i,u}(t)$ (u = 1,2,3)와 그림 2 에서의 $x_i(t)$는 동일하다. 또한, 각각의 경로 신호의 확산 과정도 단일 반송파 시스템의 경우와 동일하므로, 성능 분석을 위한 수식 전개의 통일성을 유지하기 위해 SC-cdma2000, MC-cdma2000 시스템 모두 단일 반송파 DS-CDMA 형태의 동일한 수식으로 분석할 수 있다.

M 명의 사용자가 동시에 신호를 전송하는 경우 전송되는 신호 $x(t)$는

$$x(t)=\sum_{i=1}^{M}x_i(t)c_i(t) \quad (1)$$

와 같이 표시할 수 있다. 여기서, $x_i(t)$, $c_i(t)$는 각각 i 번째 사용자의 확산 전 신호, 복소 확산 신호를 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$x_i(t)=\sqrt{\frac{E_S}{T}}\sum_{k=-\infty}^{\infty}x_{i,k}p_T(t-kT), \qquad x_{i,k}=m_{i,k}^{\;I}+j\,m_{i,k}^{\;Q}$$
$$c_i(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}c_i[n]p_{T_c}(t-nT_c), \qquad c_i[n]=w_i[n]q[n] \quad (2)$$

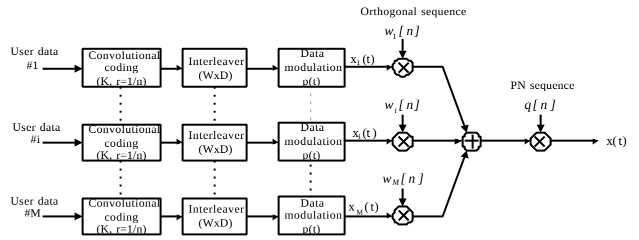


그림 2. 단일 반송파 DS-CDMA 시스템 기지국 송신단의 기저대역 블럭도

여기서, T_c와 T 는 각각 칩 지속 시간, 심벌 전송 시간을 나타내며, E_S는 심벌당 에너지, 그리고 $x_{i,k}$는 i 번째 사용자의 k 번째 시간에 코딩된 복소 심벌을, $m_{i,k}^{\;I}$, $m_{i,k}^{\;Q}$는 직렬/병렬 변환전의 데이타 신호로 1 또는 -1 의 값을 가진다. 또한, $p_T(t)$는 T 시간 동안 지속되는 직각 파형을 나타낸다. 처리 이득(processing gain)을 N 이라 하면 $T=NT_c$ 이고, $w_i[n]$는 칩 시간 $t=nT_c$ 에서의 i 번째 사용자의 직교 시퀀스이다. $q[n]$ 은 셀마다 고유한 복소 PN 시퀀스로 다음과 같이 표시된다.

$$q[n]=\frac{1}{\sqrt{2}}(q_I[n]+jq_Q[n])=e^{j\varphi[n]} \quad (3)$$
$$\varphi[n]=tan^{-1}\left(\frac{q_Q[n]}{q_I[n]}\right), q_I[n], q_Q[n]\in\{-1,1\}$$

2. 채널

기지국의 전송단에서 전송된 신호는 여러 경로를 거쳐 단말국에 수신되며, 각각의 경로 신호는 서로 다른 페이딩과 지연 시간을 겪게 된다. 각 경로의 페이딩 특성이 서로 독립이고 지연 시간이 칩 시간의 정수배라 가정할 경우, 시간에 따라 변하는 경로수가 L 인 채널의 임펄스 응답 $h(t,\tau)$는

$$h(t,\tau)=\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_l(t-d_lT_c)e^{j\phi_l(t-d_lT_c)}\delta(\tau-d_lT_c) \quad (4)$$

와 같이 표시될 수 있다. 여기서, $\alpha_l(t)$, $\phi_l(t)$는 시간 t 에 있어서의 l 번째 경로의 채널 이득과 위상으로, 각각 Rayleigh 분포와 uniform 분포를 갖는다. $\delta(t)$는 Dirac delta function 을 나타내며, d_l 은 음이 아닌 정수이다. 본 논문에서는 해석의 편리를 위해 등전력 모델을 가정한다.

$$E\{\alpha_l^{\,2}(t)\}=\frac{1}{L}\ ,\ 0\le l\le L-1 \quad (5)$$

3. 수신부

송신 신호 $x(t)$가 채널을 통과한 후의 신호를 $s(t)$라 하면, 수신단에 입력되는 신호 $r(t)$는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t)=s(t)+v(t)+n(t) \quad (6)$$

여기서, $v(t)$는 주변 셀로부터 들어오는 간섭 신호로 인접 셀의 개수를 W라 하면

$$v(t)=\sum_{w=1}^{W}v^{(w)}(t) \quad (7)$$
$$=\sum_{w=1}^{W}h^{(w)}(t,\tau)*x^{(w)}(t)$$

과 같이 표시할 수 있다. 여기서, $*$ 연산은 convolution 을

의미하며, $x^{(w)}(t)$, $h^{(w)}(t,\tau)$는 w번째 셀의 기지국 전송 신호와 채널의 임펄스 응답으로 다음과 같이 표현된다.

$$x^{(w)}(t)=\sum_{i=1}^{M^{(w)}} x_i^{(w)}(t)c_i^{(w)}(t)$$

$$x_i^{(w)}(t)=\sqrt{\frac{E_S}{T}}\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_{i,k}^{(w)}p_T(t-kT),\ \ x_{i,k}^{(w)}=m_{i,k}^{(w)I}+jm_{i,k,w}^{(w)Q} \tag{8}$$

$$c_i^{(w)}(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} c_i^{(w)}[n]p_{T_c}(t-nT_c),\ \ c_i^{(w)}[n]=w_i^{(w)}[n]q^{(w)}[n]$$

$$h^{(w)}(t,\tau)=\sum_{l=0}^{L^{(w)}-1}\alpha_l^{(w)}(t-d_l^{(w)}T_c)e^{j\phi_l^{(w)}(t-d_l^{(w)}T_c)}\delta(\tau-d_l^{(w)}T_c)$$

여기서, $m_{i,k}^{I(w)}, m_{i,k}^{Q(w)}\in\{-1,1\}$이고, $M^{(w)}, L^{(w)}$는 w번째 셀의 사용자 수와 다중 경로수를 의미한다. 또한, $n(t)$는 배경 잡음으로 평균이 0이고 단방향 전력 밀도가 N_o인 백색 가우시안 부가 잡음이다. 따라서, 수신된 신호 $r(t)$는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t)=\sum_{l=0}^{L-1}a_l(t-d_lT_c)e^{jf_l(t-d_lT_c)}x(t-d_lT_c) \tag{9}$$
$$+\sum_{w=1}^{W}\sum_{l=0}^{L^{(w)}-1}a_l^{(w)}(t-d_l^{(w)}T_c)e^{jf_l^{(w)}(t-d_l^{(w)}T_c)}x^{(w)}(t-d_l^{(w)}T_c)+n(t)$$

Rake 수신기에서는 수신 신호 $r(t)$를 다중 경로의 지연 시간에 맞는 확산 신호를 곱하여 역확산시킨 뒤, 채널 추정치를 곱하여 모든 경로의 출력값을 더하는 최대비 결합(maximal ratio combining)을 수행한다. 이 때, rake 수신기의 핑거는 각 경로에 하나씩 총 경로수만큼 할당한다고 가정한다. 최대비 결합을 통해 얻은 수신 심벌은 디인터리버를 거쳐 Viterbi 복호기로 전달되어 디코딩된다. 다중 반송파 시스템의 경우 rake 수신기가 각 부대역에 하나씩 존재하며, 각 rake 수신기의 출력값이 순서대로 디인터리버에 입력된다는 것만이 다를 뿐 다른 블럭들은 단일 반송파 시스템의 경우와 동일하다.

i번째 사용자의 k번째 심벌에 대한 rake 수신기의 출력 $Y_{i,k}$에서 실수 심벌을 $Y_{i,k}^{I}$라 하면, $Y_{i,k}^{I}$는 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$Y_{i,k}^{I}=\sum_{l=0}^{L-1}y_{i,k,l} \tag{10}$$

여기서, $y_{i,k,l}$는 l번째 경로의 수신 신호 성분으로

$$y_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}r(t+d_lT_c)c_i^*(t)\hat{\alpha}_l(t)e^{-j\hat{\phi}_l(t)}dt\right\} \tag{11}$$

와 같다. $\hat{\alpha}_l(t)$, $\hat{\phi}_l(t)$는 채널 추정기를 이용해 얻어진 시간 t에서의 l번째 경로의 채널 이득과 위상을 의미한다. 한 심벌내에 채널 특성이 변화하지 않는다고 가정하면 (11)은

$$y_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}r(t+d_lT_c)c_i^*(t)\hat{\alpha}_{k,l}e^{-j\hat{\phi}_{k,l}}dt\right\} \tag{12}$$

이 되고, 이상적인 채널 추정을 가정하면

$$y_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}r(t+d_lT_c)c_i^*(t)\alpha_{k,l}e^{-j\phi_{k,l}}dt\right\} \tag{13}$$
$$=s_{i,k,l}+i_{i,k,l}+m_{i,k,l}+u_{i,k,l}+v_{i,k,l}+n_{i,k,l}$$

와 같다. 여기서, $s_{i,k,l}$는 i번째 사용자의 원하는 신호 성분으로

$$s_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}x_i(t)|c_i(t)|^2\alpha_{k,l}^2dt\right\}=m_{i,k}^{I}\alpha_{k,l}^2\sqrt{E_sT} \tag{14}$$

으로 주어지며, $i_{i,k,l}$는 i번째 사용자 신호에 의한 다중 경로 간섭 신호 성분으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}\sum_{p=0,p\neq l}^{L-1}x_i[t-(d_p-d_l)T_c]c_i[t-(d_p-d_l)T_c]c_i^*(t)\alpha_{k,p}e^{j\phi_{k,p}}\alpha_{k,l}e^{-j\phi_{k,l}}dt\right\}$$
$$=Re\left\{\sum_{p=0,p\neq l}^{L-1}a_{k,p}a_{k,l}e^{j(f_{k,p}-f_{k,l})}\sum_{z=0}^{N-1}\sqrt{E_cT_c}\,x_{i,k}w_i[n_{k,p,z}]w_i[n_{k,l,z}]e^{j(j[n_{k,p,z}]-j[n_{k,l,z}])}\right\} \tag{15}$$

여기서, E_c는 chip 당 신호 전력으로 $E_c=E_s/N$ 이다. 한 심벌 구간 동안 $x_{i,k}$이 아닌 $x_{i,k-1}$또는 $x_{i,k+1}$에 해당하는 영역이 존재하지만, 역확산 과정에 의해 수신 신호의 확률적 특성이 변화하지 않기 때문에 $x_{i,k}$로 가정하고 전개하였다. $m_{i,k,l}$는 사용자 셀에 존재하는 다른 사용자에 의한 간섭 신호의 l번째 경로 성분으로 Walsh 코드의 직교성으로 인해 $m_{i,k,l}=0$ 이 된다. $u_{i,k,l}$는 사용자 셀에 존재하는 다른 사용자들의 l번째 경로가 아닌 다른 경로 신호들의 간섭 신호 성분으로

$$u_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}\sum_{q=1,q\neq i}^{M}\sum_{p=1,p\neq i}^{L-1}x_q[t-(d_p-d_l)T_c]c_q[t-(d_p-d_l)T_c]c_i^*(t)\alpha_{k,p}e^{j\phi_{k,p}}\alpha_{k,l}e^{-j\phi_{k,l}}dt\right\}$$
$$=Re\left\{\sum_{q=1,q\neq i}^{M}\sum_{p=0,p\neq l}^{L-1}\alpha_{k,p}\alpha_{k,l}e^{j(\phi_{k,p}-\phi_{k,l})}\sum_{z=0}^{N-1}\sqrt{E_cT_c}\,x_{q,k}w_q[n_{k,p,z}]w_i[n_{k,l,z}]e^{j(\varphi[n_{k,p,z}]-\varphi[n_{k,l,z}])}\right\} \tag{16}$$

이 된다. 인접 셀로부터 전송되는 간섭 신호 $v_{i,k,l}$는

$$v_{i,k,l}=Re\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}\sum_{w=1}^{W}\sum_{q=1}^{M^{(w)}}\sum_{p=0}^{L^{(w)}-1}x_q^{(w)}[t-(d_p^{(w)}-d_l)T_c]c_q^{(w)}[t-(d_p^{(w)}-d_l)T_c]c_i(t)\alpha_{k,p}^{(w)}e^{j\phi_{k,p}^{(w)}}\alpha_{k,l}e^{-j\phi_{k,l}}dt\right\}$$
$$=Re\left\{\sum_{w=1}^{W}\sum_{q=1}^{M^{(w)}}\sum_{p=0}^{L^{(w)}-1}\alpha_{k,p}^{(w)}\alpha_{k,l}e^{j(\phi_{k,p}^{(w)}-\phi_{k,l})}\sum_{z=0}^{N-1}\sqrt{E_cT_c}\,x_{q,k}^{(w)}w_q^{(w)}[n_{k,p,z}]w_i[n_{k,l,z}]e^{j(\varphi^{(w)}[n_{k,p,z}]-\varphi[n_{k,l,z}])}\right\} \tag{17}$$

와 같다. $n_{i,k,l}$ 는 배경 잡음으로 인한 간섭 신호로

$$n_{i,k,l}=\mathrm{Re}\left\{\int_{kT}^{(k+1)T}n(t+d_lT_c)c_i^*(t)a_{k,l}e^{-jf_{k,l}}dt\right\} \tag{18}$$

로 표시할 수 있으며, $Y_{i,k}^{I}$는 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$Y_{i,k}^{I}=\sum_{l=0}^{L-1}(s_{i,k,l}+i_{i,k,l}+m_{i,k,l}+u_{i,k,l}+v_{i,k,l}+n_{i,k,l}) \tag{19}$$
$$=S_{i,k}+I_{i,k}+U_{i,k}+V_{i,k}+N_{i,k}$$

사용자 신호 $S_{i,k}$는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$S_{i,k}=m_{i,k}^{I}\sqrt{E_sT}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{k,l}^2 \tag{20}$$

사용자의 수가 충분히 많다고 가정하면 원하는 사용자 신호 $S_{i,k}$ 를 제외한 나머지 간섭 신호 항들은 중심 극한 정리(central limit theorem)에 의해 각각 가우시안 확률 변수로 근사화할 수 있다. 따라서, 각 간섭 신호들의 평균과 분산값을 구해 통계적 특성을 계산한다. 원하는 사용자 신호의 다중 경로 간섭 성분의 평균은 0 이고, 각각의 분산은 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\mathrm{var}\{I_{i,k}\} = \frac{1}{2}E_cT_cN\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\sum_{s=0,s\neq l}^{L-1}a_{k,s}^{\ 2} + \frac{1}{2}E_cT_cN\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\sum_{s=0,s\neq l}^{L-1}a_{k,s}^{\ 2}$$

$$= E_cT_cN\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\sum_{s=0,s\neq l}^{L-1}a_{k,s}^{\ 2} \qquad (21)$$

$$\mathrm{var}\{U_{i,k}\} = E_cT_cN(M-1)\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\sum_{s=0,s\neq l}^{L-1}a_{k,s}^{\ 2} \qquad (22)$$

$$\mathrm{var}\{V_{i,k}\} = E_cT_cN\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\sum_{w=1}^{W}M^{(w)}\sum_{s=0}^{L^{(w)}-1}a_{k,s}^{\ (w)^2} \qquad (23)$$

$$\mathrm{var}\{N_{i,k}\} = \frac{N_o}{2}T_cN\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2} \qquad (24)$$

데이타 심벌의 허수부 $Y_{i,k}^{\ Q}$ 를 수신하는 경우도 위의 전개와 동일하며, $S_{i,k}$ 만 다음과 같이 변화한다.

$$S_{i,k} = m_{i,k}^{\ Q}\sqrt{E_sT}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{k,l}^{\ 2} \qquad (25)$$

Ⅲ. 순방향 SC-cdma2000 과 MC-cdma2000 의 성능 분석

1. SC-cdma2000 송수신기의 BER 성능

길쌈 부호기에서, 모든 codeword 들이 0 인 경로와 0 인 경로와 같은 노드에서 출발하여 다시 같은 노드에서 합쳐지는 경로를 형성하는 codeword 들이 에러를 유발한다. 따라서, 이 들 codeword 들이 유발하는 오류 확률을 각각의 Hamming 거리별로 합산함으로써 전체 오류 확률을 구할 수 있다[8]. Codeword 가 모두 0 인 경로 0 에 대한, Hamming 거리가 d 만큼 차이 나는 codeword 를 가진 임의의 경로 1 의 에러 확률을 P_d 라 하고, 경로 0 과 경로 1 의 metric 을 $CM^{(0)}$, $CM^{(1)}$ 이라 하면 P_d 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$P_d = Prob\left\{CM^{(1)} > CM^{(0)}\right\} \qquad (26)$$

$$= Prob\left\{\sum_{k=1}^{d}Y_{i,k}^{\ S}(\hat{m}_{i,k}^{\ S} - m_{i,k}^{\ S}) > 0\right\}$$

여기서 $Y_{i,k}^{\ S}$ 는 (19)로 주어지는 수신기 출력이며, S 는 실수성분 I 또는 허수성분 Q 를 의미한다. 또한, $m_{i,k}^{\ S}$, $\hat{m}_{i,k}^{\ S}$ 는 경로 0 의 codeword, 경로 1 의 codeword 중 서로 다른 값을 의미하며, $m_{i,k}^{\ S}$ = -1, $\hat{m}_{i,k}^{\ S}$ = 1 이다.

채널 경로의 이득 $\{\alpha_{k,l}\}$가 주어졌을 때 Hamming 거리 d 에 해당하는 조건부 비트 오류 확률은

$$p_d\left\{\{\alpha_{k,l}\}\right\} = Prob\left\{\sum_{k=1}^{d}Y_{i,k}^{\ S} > 0 \mid m_{i,k}^{\ S} = -1 \ \ ,\forall k\right\} \qquad (27)$$

$$= Q\left(\left(\sum_{k=1}^{d}S_{i,k}\right)^2 \Big/ \mathrm{var}\left\{\sum_{k=1}^{d}Y_{i,k}^{\ S}\right\}\right)$$

가 된다. 여기서, $Q(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{\lambda}^{\infty}exp(-\frac{x^2}{2})\,dx$ 이다. 채널의 도플러 주파수가 충분히 높고 인터리버의 크기가 커서 심벌을 충분히 분산시킴으로써 각 심벌의 채널 이득이 서로 독립인 특성을 가진다고 가정한 경우 (27)은 아래와 같아진다.

$$p_d(\{a_{k,l}\}) = Q\left(\left(\sum_{k=1}^{d}S_{i,k}\right)^2 \Big/ \sum_{k=1}^{d}\mathrm{var}\{Y_{i,k}^{\ S}\}\right) \qquad (28)$$

다중 사용자의 수가 충분히 많은 경우 일반적으로 다른 사용자 간섭 신호의 전력이 커서 배경잡음의 간섭을 무시할 수 있으므로

$$p_d(\{a_{k,l}\}) \approx Q\left(\left(\sum_{k=1}^{d}S_{i,k}\right)^2 \Big/ \sum_{k=1}^{d}\mathrm{var}\{I_{i,k}\} + \mathrm{var}\{U_{i,k}\} + \mathrm{var}\{V_{i,k}\}\right) \qquad (29)$$

$$= Q\left(\sqrt{N\left(\sum_{k=1}^{d}\sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\right)^2 \Big/ \sum_{k=1}^{d}\left\{M\sum_{l=0}^{L-1}\sum_{p=0,p\neq l}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}a_{k,p}^{\ 2} + \sum_{l=0}^{L-1}a_{k,l}^{\ 2}\sum_{w=1}^{W}(M^{(w)}\sum_{s=0}^{L^{(w)}-1}a_{k,s}^{\ (w)^2})\right\}}\right)$$

로 표시된다. Hamming 거리 d 에 해당하는 두 경로간의 평균 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_d = \int_0^{\infty}p_d(\{\alpha_{k,l}\})f_d(\{\alpha_{k,l}\})d\gamma \qquad (30)$$

여기서, $f_d(\{\alpha_{k,l}\})$은 $\{\alpha_{k,l}\}$이 발생할 확률을 의미한다. (30)은 closed form 으로 전개가 불가능하기 때문에 Monte Carlo 모의 실험을 통해 P_d 를 구할 수 있다. K=9 이고 r=1/3 인 길쌈 부호기의 비트 오류 확률 P_b 는

$$P_b \le \sum_{d=d_{free}}^{\infty}c_d\,P_d = 11P_{18} + 32P_{20} + 195P_{22} + \ldots\ldots \qquad (31)$$

과 같이 주어지며, SNR 이 높을 경우 $P_b \approx 11P_{18}$ 로 근사화 할 수 있다. 여기서 c_d 는 경로 1 에 해당하는 에러 비트수를 오류가 발생할 수 있는 모든 경로에 대해 합한 값을 의미한다.

2. MC-cdma2000 송수신기의 BER 성능

일반적인 페이딩 채널에 있어 부반송파 대역의 채널 특성이 서로 독립이며, 인터리버의 크기가 크고 도플러 주파수가 충분히 높아서 각 심벌의 채널 계수가 서로 독립이라고 가정할 수 있는 경우, 다중 반송파 시스템에 있어서도 식 (28)이 성립한다. 따라서, 다중 반송파의 평균 비트 오류 확률은 단일 반송파와 마찬가지로 구할 수 있다.

3. SC-cdma2000 과 MC-cdma2000 의 BER 성능 비교

3. 1. 심벌의 채널 계수가 독립인 경우의 BER 성능

그림 3 은 각 심벌의 채널 계수가 서로 독립이라고 가정한 경우의 SC-cdma2000, MC-cdma2000 송수신기의 BER 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 선으로 표시된 값들은 (30)에 대해 Monte Carlo 모의실험을 통해 얻은 것이며, 점으로 표시된 값들은 송수신기와 다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널을 블럭으로 구성하여 전산 모의 실험한 결과이다. 그림에서는 Monte Carlo 모의실험값을 Analysis, 전산 모의 실험값을 Simulation 이라 표기하였다. 인접 셀로부터의 간섭에 있어 다른 셀의 사용자수가 원하는 셀의 사용자수와 같다고 가정하였다. 또한, 가장 가까운 6 개의 채널에서 하나의 경

로써 총 6개의 페이딩 신호들이 원하는 사용자에 간섭을 미치며, 단말기에서 수신되는 간섭 신호의 평균 수신 전력은 사용자가 속해있는 셀이 전송한 신호의 평균 수신 전력과 같다고 가정하였다. 이 때, 식 (29)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p_d(\{\alpha_{k,l}\}) = Q\left(\sqrt{\frac{N\cdot\left(\sum_{k=1}^{d}\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{k,l}^{2}\right)^{2}}{\sum_{k=1}^{d}\left\{M\left(\sum_{l=0}^{L-1}\sum_{p=0,p\neq l}^{L-1}\alpha_{k,l}^{2}\alpha_{k,p}^{2}+\sum_{l=0}^{L-1}\alpha_{k,l}^{2}\sum_{w=1}^{6}\alpha_{k,0}^{(w)2}\right)\right\}}}\right) \quad (32)$$

또한, 결과값의 신뢰성을 유지하기 위해 20000 심벌에 해당하는 채널 이득과 경로를 생성하여 Monte Carlo 모의실험을 수행하였으며, 전산 모의 실험의 경우 300개의 비트 오류가 발생할 때까지 실험을 수행하였다. 또한, 전산 모의 실험의 경우 도플러 주파수 300Hz, 인터리버의 가로와 세로를 각각 500, 300으로 설정하여 각 심벌의 채널 계수가 독립으로 근사화 될 수 있도록 하였다.

그림에서도 확인할 수 있듯이 SC-cdma2000과 MC-cdma2000은 거의 동일한 성능을 나타내며, 경로수에 따른 diversity 이득보다 사용자간의 직교성 상실에 의한 영향이 크기 때문에 원하는 셀의 기지국 전송 신호가 겪는 채널 경로수가 증가함에 따라 BER 성능이 저하된다.

3. 2. 심벌의 채널 계수가 독립이 아닌 경우 BER 성능

그림 4는 인터리버 크기가 cdma2000 시스템에서 정해진 대로 가로 32, 세로 18로 설정된 상태에서 도플러 주파수가 50Hz일 경우의 SC-cdma2000 시스템의 블럭 전산 모의 실험 BER 성능을 나타낸 것이다. 이 경우 심벌의 채널

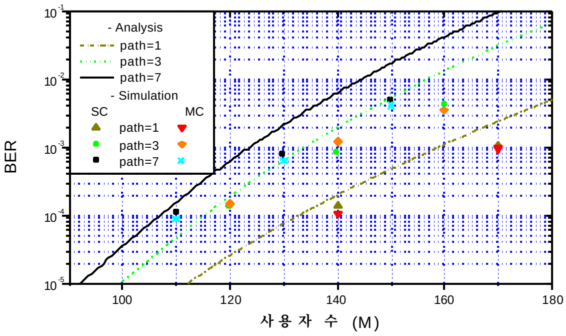


그림 3. 심벌의 채널 이득이 독립일 때의 cdma2000 시스템의 BER 성능

계수간에 연관성이 발생하여 (27)에서 (28)로의 변환이 불가능하며, (28)에 비해 간섭신호의 영향이 커지게 되어 성능 저하가 발생한다. 이는 그림 3과의 비교를 통해서 확인할 수 있다. 또한, 그림 3과는 달리 채널 경로수가 증가함에 따라 성능이 향상된다. 이는 심벌의 채널 이득이 독립이 아닐 경우 채널의 경로수 증가에 의한 diversity 효과가 Walsh 코드의 직교성 상실보다 수신기의 성능에 있어 더 큰 영향을 미치기 때문이다.

그림 5는 그림 4의 실험 환경과 동일한 상황하에서의 MC-cdma2000 시스템의 블럭 전산 모의 실험 BER 성능을 나타낸 것이다. SC-cdma2000 시스템의 경우와 마찬가지로 심벌의 채널 경로 이득간에 연관이 발생하여 성능이 저하됨을 볼 수 있다. 그러나, 각 부반송파 대역간의 독립적인 페이딩 특성으로 인해 정해진 인터리버 크기에 대해 단일 반송파 시스템의 경우보다 diversity 효과가 크게 나타났고, 그림 5와의 비교에서도 알 수 있듯이 동일한 경로수에 대해 MC-cdma2000 시스템의 BER 성능이 SC-cdma2000보다 우수함을 알 수 있다. 즉, 다중 반송파 시스템의 경우, 주파수 diversity 효과와 경로 diversity 효과가 동시에 발생하여 성능을 향상시키게 된다. 그러나, 이러한 성능 차이는 경로수가 증가함에 따라 줄어든다. 이는 경로수가 많아짐에 따라 SC-cdma2000 시스템의 경우에 있어서도 상당한 diversi-ty 효과를 얻을 수 있기 때문이다. 또한, 그림 5에서 채널 경로수 증가에 따른 성능 차이가 크지 않음을 볼 수 있다. 이는 경로수가 적은 경우에 있어서도 주파수 diversity는 존재하므로 경로수 증가에 따른 BER 성능 향상이 단일 반송파 시스템처럼 급격히 일어나지 않기 때문이다. 결국 MC-cdma2000 시스템에서는 경로수 증가에 따른 diversity 효과와 Walsh 코드의 직교성 상실에 의한 다중 경로 간섭이 비슷한 영향을 미쳐 경로수에 따른 성능 차이가 그다지 크지 않게 된다.

IV. 결론

다중 경로 Rayleigh 페이딩 채널 환경하에서 각각의 채널 경로가 칩 시간에 양자화되어 있는 경우, 다중 반송파 cdma2000 시스템과 단일 반송파 cdma2000 시스템 BER 성능은 도플러 주파수가 충분히 높고 인터리버의 크기가 커서 수신 심벌의 채널 이득 간의 연관이 작아질수록 향상되며, 두 시스템은 diversity 측면에서 동일하게 되어 유사한 성능을 나타내게 된다. 그러나, 도플러 주파수가 낮아서 인터리버 출력 심벌의 채널 이득간에 연관성이 증가할 경우에는 간섭 신호의 영향이 커져 BER 성능이 저하된다. 이러한 성능 저하는 채널 경로수가 적은 경우에도 부반송파 사이에 독립적인 페이딩을 거침에 따라 상당한 정도의 diversity 효과가 발생하는 MC-cdma2000 시스템에서 보다 작게 발생한다. 그러나, SC-cdma2000의 경우 MC-cdma2000보다 채널 경로의 분해능력이 우수하기 때문에 실내와 같이 경로

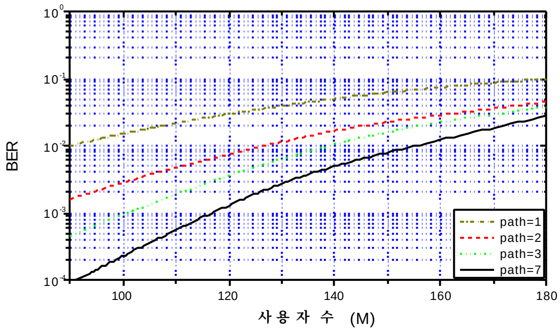


그림 4. 도플러 주파수 50Hz 일때의 SC-cdma2000의 블럭 전산 모의 실험 BER 성능

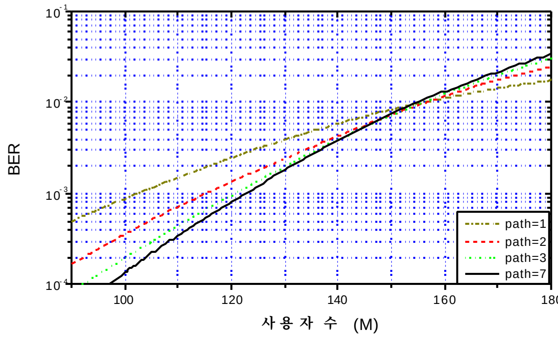


그림 5. 도플러 주파수 50Hz 일때의 MC-cdma2000의 블럭 전산 모의 실험 BER 성능

간 지연 간격이 짧은 채널 환경에서는 SC-cdma2000 의 성능이 향상될 것으로 예상할 수 있다. 또한, 채널의 다중 경로수가 증가함에 따라 diversity 효과에 의한 성능 향상의 요인과 신호간의 직교성 상실로 인한 성능 저하의 요인이 동시에 발생하며, 반송파의 개수, 도플러 주파수 등에 따라 BER 성능은 다른 경향을 보이게 된다.

참고 문헌

[1] K. S. Gilhousen, et al, “On the Capacity of a Cellular CDMA System,” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 40, pp.303-312, May 1991.

[2] T. Dohi, Y.Okumura, A. Higashi, K. Ohno and F. Adachi, “Experiments on coherent multicode DS-CDMA,” *IEICE Trans. Commun*., vol. E79-B, pp.1326-1332, Sept. 1996

[3] ITU-T, The cdma2000 ITU-R RTT Candidate Submission, TR 45.5, 1998.

[4] M. B. Pursley, “Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication - Part I: System Analysis,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 25, pp.795-803, AUG. 1977.

[5] E. A. Geraniotis and M.B. Pursley, “ Performance of Coherent Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications Over Specular Multipath Fading, Noisy Channels,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 33, pp.502-508, June 1985.

[6] F. Adachi, “Effects of Orthogonal Spreading and Rake Combining on DS-CDMA forward Link in Mobile Radio,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E80 B. No. 11, Nov. 1997.

[7] P. Schramm, “Tight Upper Bound on the Bit Error Probability of Convolutionally Encoded Spread Spectrum Communication Over Frequency-Selective Rayleigh-Fading Channels,” *Proc. of ICC’ 95*, pp.1727-1731, 1995.

[8] A. J. Viterbi and J. Omura, Principles of Digital Communication and Coding, *McGraw-Hill*, 1979.

* 본 논문은 한국통신 정보통신기초 연구과제 연구결과의 일부입니다. *