

차단 적응 전송 기법을 쓴 부호분할 다중접속/주파수분할 방식의 내림 연결 성능

정희원 김 홍 직*, 준회원 오 중 호**, 정희원 윤 석 호***,
준회원 이 주 미**, 종신회원 송 익 호**

Forward Link Performance of CDMA/FDM Systems with Truncated Adaptive Transmission

Hong Jik Kim* *Reguler Member*, Jongho Oh** *Associate Member*,
Seokho Yoon*** *Reguler Member*, Jumi Lee** *Associate Member*,
Ickho Song** *Lifelong Member*

요 약

이동국에서 받은 되먹임 정보를 바탕으로 하는 차단 적응 전송 기법을 쓸 때, 여러 반송파 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식의(multi carrier code division multiple access/frequency division multiplexing: MC CDMA/FDM) 내림 연결 성능을 알아본다. 셀이 하나일 때 직교 서명수열을 쓰면, 제안한 기법은 여러 반송파 직접 수열/부호분할 다중접속(direct sequence/code division multiple access: MC DS/CDMA) 방식과 적응 주파수 뺨/직접 수열(frequency hopping/direct sequence: FH/DS) 방식보다 성능이 더 좋다. 셀이 여럿일 때에도 직교 서명수열이 나 확률 서명수열을 쓰면, 제안한 기법이 적응 주파수 뺨/직접 수열 방식보다 성능이 더 좋다.

Key Words : code division multiple access, adaptive transmission, truncated, frequency division multiplexing.

ABSTRACT

A hybrid multicarrier CDMA/FDM system with a truncated adaptive transmission scheme is analyzed in forward link, based on the feedback information from the mobile station. In the single cell environment, the proposed scheme outperforms the adaptive FH/DS system as well as the MC DS/CDMA system when orthogonal signature sequences are used. In the multiple cell environment also, the proposed scheme has better performance characteristics than the adaptive FH/DS system when orthogonal and random codes are used as spreading sequences.

I. 머리말

전송 비트율이 높으면, 칩 너비가 좁기 때문에 한 반송파 부호분할 다중접속 방식은 쓰기 어렵지만,

넓은 대역을 여러 개로 나누는 여러 반송파 부호분할 다중접속 방식은 칩 너비가 짧을 때에도 쓰인다. 또, 여러 반송파 부호분할 다중접속 방식은 여러 길 감쇄와 부분대역 간섭을 줄이는데 좋다[1, 2].

* LG전자 네트워크 연구소(hongjikkim@kaist.ac.kr)

** 한국과학기술원 전자전산학과(hongjikkim@kaist.ac.kr, {jh, jmlee}@Sejong.kaist.ac.kr, i.song@ieee.org)

*** 성균관대학교 정보통신공학부(syoon@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2004-12-327, 접수일자 : 2004년 12월 22일

※ 이 논문은 과학기술부가 지원하고 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구실 사업의 지원을 받아 연구한 것입니다.

셀이 하나일 때 최대 비율 모으기(maximal ratio combiner: MRC) 바탕으로 오름 연결에 알맞은 여러 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식을 [3]에서 제안하였다. 한편, [4]에서는 셀이 하나일 때 내림 연결에 알맞은 여러 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식과 혼합 여러 반송과 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식을 견주었다. 혼합 여러 반송과 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식에서는 부데이터 열을 확산하고 변조하여 서로 다른 부반송파로 실어 보낸다. 여러 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식은 주파수 다양성을 쓸 수 있기 때문에 혼합 여러 반송과 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식보다 성능이 더 좋다.

요즈음에는 혼합 여러 반송과 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식의 성능을 더 좋게 하고자 적용 전송 기법을 제안하고 있다 [5, 6]. 보기를 들면, [5]에서는 빈 곳 채우기를 바탕으로 적용 땀을 쓴 혼합 주파수 땀/직접 수열 부호분할 다중접속 방식을 오름 연결에 알맞게 제안하였다. 이 논문에서는 그런 방식을 적용 주파수 땀/직접 수열 방식이라고 부른다. 한편, [6]에서는 쓰느이의 좁은 대역 직접 수열 신호를 가장 좋은 부채널로 보내는 적용 주파수 땀/직접 수열 부호분할 다중접속 방식을 내림 연결에 알맞게 제안하였다. 부채널을 고르는 적용 주파수 땀/직접 수열 부호분할 다중접속 방식은 직교 서명수열을 쓸 때, 여러 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식보다 성능이 더 좋다.

한편, 대수정규 그림자효과가 느리고 길 손실이 일어나 레일리 감쇄가 빠르게 나타날 때, 한 반송과 직접수열/부호분할 다중접속 방식에 알맞은 차단 전력 제어를 [7]에서 제안하였다.

이 논문에서는, 내림 연결에서 [8] 혼합 여러 반송과 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식에 알맞은 차단 적용 전송 기법을 제안한다. 제안한 방식에서는 이동국이 어느 부채널의 감쇄 이득이 문턱 값보다 큰지 송신기에 알려 주고, 송신기는 그 부채널로만 데이터를 보낸다. 이때, 평균 전송 전력과 데이터 전송률을 유지할 수 있도록 전송 전력과 데이터 전송률을 높인다.

II. 계통 모형

2.1 계통 개요

여러 방식들의 전력 스펙트럼을 그림 1에 보였다. 대역을 제한한 한 반송과 직접 수열/부호분할 다중

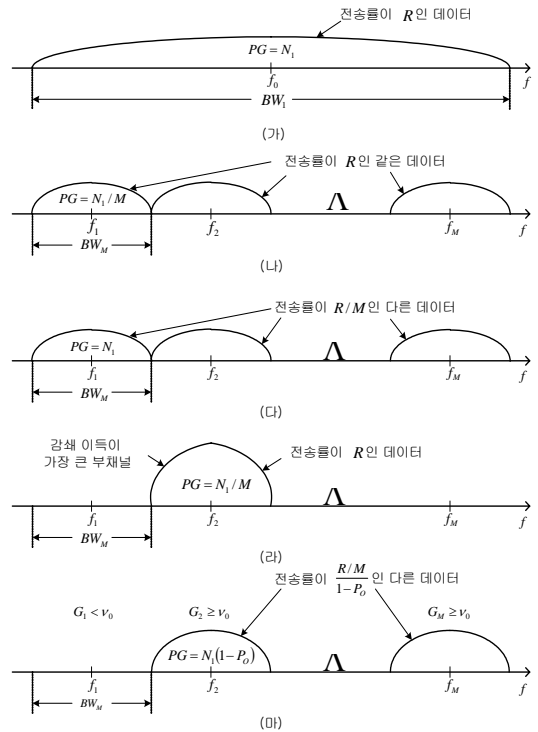


그림 1. (가) 한 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식의 전력 스펙트럼 (나) 여러 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식의 전력 스펙트럼 (다) 혼합 여러 반송과 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식의 전력 스펙트럼 (라) 적용 주파수 땀/직접 수열 방식의 전력 스펙트럼 (마) 제안한 방식의 전력 스펙트럼 (PG: 처리 이득)

접속 방식의 전력 스펙트럼은 그림 1(가)와 같다. 여기서, $BW_1 = (1 + \alpha) / T_{c,1}$ 은 대역 너비, $T_{c,1}$ 은 한 반송과 방식의 칩 너비, α 는 칩 과 성형 여파기의 굽음 계수이다. 데이터 전송률이 R , 비트 너비 $T_{b,1} = 1/R$ 일 때, 한 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식의 처리 이득은 $N_1 = T_{b,1} / T_{c,1}$ 이다.

그림 1(나)에서 볼 수 있듯이 여러 반송과 직접 수열/부호분할 다중접속 방식에서는 [3, 4] 전체 대역 너비 BW_1 을 부채널 수 M 으로 나눈 것이 부채널의 대역 너비이고, 부채널은 서로 겹치지 않는다. 그러면, 데이터 열을 부채널 M 개에 실어 보내고, 수신기에서 받은 신호는 최대 비율 모으기로 모은다. 여러 반송과 방식에서 부채널의 칩 너비는 $T_c = MT_{c,1}$ 이고, 부채널의 대역 너비는 $BW_M = BW_1 / M = (1 + \alpha) / T_c$ 이다. 부채널의 비트 너비는 $T_{b,1}$ 이므로, 처리 이득은 N_1 / M 이다.

전송률이 R 인 데이터 열을 전송률이 R/M 인 부데이터 열 M 개로 바꾸어 부데이터 열들을 서로 다

른 부채널로 실어 보내는 혼합 여러 반송파 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식의 [4, 9] 전력 스펙트럼을 그림 1(다)에서 보였다. 부채널의 비트 너비가 $MT_{b,1}$ 이므로 처리 이득은 N_1 이다.

채널 이득이 가장 큰 부채널로 좁은 대역 직접수열 신호를 보내는 적응 주파수 뿔/직접수열 부호분할 다중접속 방식의 [6, 10] 전력 스펙트럼을 그림 1(라)에 보였다. 이때, 부채널의 처리 이득은 여러 반송파 직접수열/부호분할 다중접속 방식과 마찬가지로 N_1/M 이다.

감쇄 이득이 문턱값보다 작을 확률이 곧, 차단 확률이 P_0 일 때, 제안한 방식의 전력 스펙트럼을 그림 1(마)에 보였다. 제안한 방식에서는 채널 이득 G_m 이 문턱값 v_0 보다 큰 부채널로만 좁은 대역 직접수열 신호를 보낸다. 그리고, 데이터의 평균 전송률은 여러 반송파 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식에서와 같이 R/M 이다.

2.2 채널 모형

그림 2에서 보인 여러 셀 환경에서 내림 연결을 생각해 보자. 부채널 이득은 길 손실과 느리게 바뀌는 주파수 레일리 감쇄의 곱이다. 여기서, 각 부채널의 감쇄 이득은 서로 독립이나, 부채널의 길 손실은 모두 같다고 둔다.

i 제 셀 기지국과 바라는이 (0제 셀의 첫째 쓰는 이) 사이의 m 제 부채널의 복소 낮은 대역 통과 응답은

$$g_m^{(i)}(t) = \sqrt{r_i^{-\lambda} G_m^{(i)}} e^{-j\beta_m^{(i)}} \delta(t - \tau_i) \quad (1)$$

이다. 여기서, r_i 는 바라는이와 i 제 셀 기지국 사

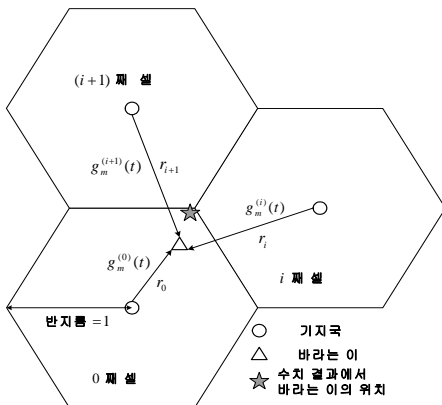


그림 2. 여러 셀 열개

이의 거리, λ 는 길 손실 지수, $G_m^{(i)}$ 와 $\beta_m^{(i)}$ 는 i 제 셀에서 오는 m 제 부채널의 감쇄 세기 이득과 위상, 그리고, τ_i 는 0제 셀 기지국과 i 제 셀 기지국의 길 지연 차이이다. 여기서, 위상 $\beta_m^{(i)}$ 는 $[0, 2\pi)$ 에서 고르게 퍼져있는 확률변수이고, 세기 이득 $G_m^{(i)}$ 의 확률밀도함수는 아래와 같다.

$$f_{G_m^{(i)}}(g) = \exp(-g), \quad g \geq 0. \quad (2)$$

곧, $E\{G_m^{(i)}\} = 1$ 이다. 또, $\{G_m^{(i)}\}$ 가 서로 독립이고 분포가 같다면, 차단 확률 P_0 는

$$P_0 = \Pr\{G_m^{(i)} < v_0\} = 1 - e^{-v_0} \quad (3)$$

이다. 곧, 문턱값은 $v_0 = -\ln(1 - P_0)$ 로 얻을 수 있다.

2.3 송신기 모형

0제 셀 기지국의 송신기는 전송률이 R/M 이고 직렬-병렬 변환한 부데이터 열을 완중기와 비율 제어 묶음에 넣는다. 0제 셀은 되먹임 채널로 k 제 쓰는이의 채널 상태 정보 $\{\Delta_{k,m}^{(0)}, m=1, \dots, M\}$ 을 k 제 이동국 수신기에서 받는다. 여기서, $G_m^{(0)} \geq v_0$ 이면 $\Delta_{k,m}^{(0)} = 1$ 이고, $G_m^{(0)} < v_0$ 이면 $\Delta_{k,m}^{(0)} = 0$ 이다. 곧, $\Delta_{k,m}^{(0)} = 0$ 이면, 송신기에서 m 제 부채널로는 신호를 보내지 않고, $\Delta_{k,m}^{(0)} = 1$ 이면, 송신기에서 m 제 부채널로 데이터를 보내는데, 이때 데이터 전송률은 $R_m = (R/M)/(1 - P_0)$ 이고, 칩 세기는 $E_{c,m} = \overline{E_c}/(1 - P_0)$ 이다. 곧, 부채널의 평균 데이터 전송률은 $R_m(1 - P_0) = R/M$, 평균 칩 세기는 $E_{c,m}(1 - P_0) = \overline{E_c}$ 라는 것을 쉽게 알 수 있다. 그러면, $G_m^{(0)} \geq v_0$ 일 때, 제안한 방식의 비트 너비가 $T_b = 1/R_m$ 이면, 처리 이득은 $N = T_b/T_c = N_1(1 - P_0)$ 이다. 여기서, 차단 확률 P_0 가 커질 때, 가장 큰 칩 세기와 평균 칩 세기 비와 데이터 전송률이 커진다는 것을 새겨두자.

0제 기지국에서 보낸 신호 $s^{(0)}(t)$ 는 아래와 같다.

$$s^{(0)}(t) = \text{Re} \left[\sum_{m=1}^M S_m^{(0)}(t) \sqrt{2} e^{j(2\pi f_m t + \Theta_m^{(0)})} \right]. \quad (4)$$

여기서, f_m 은 반송 주파수이고 $\theta_m^{(0)}$ 은 m 째 부채널 발진기의 반송 위상이다. 이제, 바탕 대역 신호 $S_m^{(0)}(t)$ 를 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$S_m^{(0)}(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{c,m} \Delta_{k,m}^{(0)}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{k,m,v}^{(0)} \cdot c_{k,l}^{(0)} e^{-j\Phi_{k,m}^{(0)}} h(t-lT_c) \quad (5)$$

여기서, $d_{k,m,v}^{(0)}$ 와 $c_{k,l}^{(0)}$ 은 각각 0째 셀에서 k 째 쓰는이의 m 째 부채널 데이터와 서명수열이고, $\Phi_{k,m}^{(0)}$ 은 $[0, 2\pi)$ 에서 고르게 퍼져 있는 k 째 쓰는이의 m 째 부채널의 위상이며 [4], $h(t)$ 는 칩 파 성형 여파기의 충격 응답, 그리고, v 는 l/N 보다 작거나 같은 가장 큰 정수이다. 데이터 비트 하나의 세기는 $E_b = E_{c,m}N = \overline{E_c}N_1$ 이다.

i 째 셀에서 모든 쓰는이가 쓰는 확률 수열이 $\{a_i^{(j)}\}$ 이고 i 째 셀에서 k 째 쓰는이가 쓰는 직교 서명수열 또는 확률 서명수열이 $\{b_{k,i}^{(j)}\}$ 일 때, $c_{k,i}^{(j)} = a_i^{(j)} \cdot b_{k,i}^{(j)}$ 이라고 두면, k, k', i , 그리고 i' 가 어떤 값이더라도 아래를 얻을 수 있다.

$$E\{c_{k,i}^{(j)} c_{k',i+j}^{(j)}\} = 0, \quad j \neq 0. \quad (6)$$

여기서, 확률변수 $\{b_{k,i}^{(j)}\}$ 는 아래 식을 만족시킨다.

$$E\left\{\left(\sum_{i=0}^{N-1} b_{k,i}^{(j)} b_{k',i}^{(j)}\right)^2\right\} = (1-\rho)N, \quad k \neq k'. \quad (7)$$

이때, $\{b_{k,i}^{(j)}\}$ 가 직교 서명수열의 묶음이라면 $\rho=1$ 이고, 확률 서명수열이라면 $\rho=0$ 이다. 따라서, $\{c_{k,i}^{(j)}\}$ 는 아래 식을 만족시킨다.

$$E\left\{\left(\sum_{i=0}^{N-1} c_{k,i}^{(j)} c_{k',i}^{(j)}\right)^2\right\} = \begin{cases} N^2, & i=i', \quad k=k' \\ (1-\rho)N, & i=i', \quad k \neq k' \\ N, & i \neq i'. \end{cases} \quad (8)$$

2.4 수신기 모형

바라는이가 받은 신호 $r(t)$ 는 아래와 같다.

$$r(t) = \sum_{i=0}^I \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \Delta_{k,m}^{(i)} \sqrt{2r_i^{-\lambda} G_m^{(i)} E_{c,m}} \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{k,m,v}^{(i)} c_{k,l}^{(i)} h(t-T_c-\tau_i) \cdot \cos(\omega_m t + \Theta_{k,m}^{(i)}) + n(t). \quad (9)$$

여기서, $\Theta_{k,m}^{(i)} = \theta_m^{(i)} + \Phi_{k,m}^{(i)} + \beta_m^{(i)}$, I 는 간섭 셀의 수, 그리고 $n(t)$ 는 두 방향 전력밀도가 $N_0/2$ 인 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음이다.

III. 성능 분석

3.1 칩 정합 여파기의 출력

이제, $G_m^{(0)} \geq v_0$ 일 때, 바라는이의 m 째 부채널 성능을 알아본다. 반송파, 부호, 그리고 비트 동기가 잘 맞았다고 하면 [4], m 째 부채널 가지의 바탕대역 여파기 출력 $y_m(t)$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$y_m(t) = S_{y_m}(t) + I_{y_m}^{SC}(t) + I_{y_m}^{OC}(t) + N_{y_m}(t). \quad (10)$$

여기서,

$$S_{y_m}(t) = \sqrt{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_{c,m}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{1,m,v}^{(0)} \cdot c_{1,l}^{(0)} x(t-lT_c) \quad (11)$$

은 0째 셀 기지국으로부터 바라는 신호,

$$I_{y_m}^{SC}(t) = \sum_{k=2}^K \Delta_{k,m}^{(0)} \sqrt{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_{c,m}} \cdot \cos \Phi_{k,m}^{(0)} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{k,m,v}^{(0)} \cdot c_{k,l}^{(0)} x(t-lT_c) \quad (12)$$

는 0째 셀 기지국으로부터의 간섭,

$$I_{y_m}^{OC}(t) = \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^K \Delta_{k,m}^{(i)} \sqrt{r_i^{-\lambda} G_m^{(i)} E_{c,m}} \cdot \cos \Phi_{k,m}^{(i)} \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_{k,m,v}^{(i)} c_{k,l}^{(i)} \cdot x(t-lT_c-\tau_i) \quad (13)$$

은 다른 셀 기지국으로부터의 간섭이고,

$$N_{y_m}(t) = L\{n_{\omega_m}^{(0)}(t) \sqrt{2} \cos(\omega_m t + \Theta_{1,m}^{(0)})\} \quad (14)$$

는 여파기를 거친 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음이다. 식 (11)-(13)에서, $\Psi_{k,m}^{(i)} = \Theta_{k,m}^{(i)} - \Theta_{1,m}^{(0)}$ 이고, $x(t) = F^{-1}\{X(f)\}$ 이다. 식 (14)에서, $n_{\omega_m}^{(0)}(t)$ 는 m 째 바탕대역 여파기를 거친 뒤의 잡음 성분이고, $L\{\}$ 은 낮은 대역 여파기를 거친다는 것을 뜻한다. 여기서,

$\tau_0 = 0$ 이라 두었다.

3.2 상관기 출력의 통계량

이제, m 제 상관기의 출력 Z_m 은 아래와 같다.

$$Z_m = \sum_{l=0}^{N-1} c_{1,l}^{(0)} y_m(l T_c) \tag{15}$$

$$= S_{Z_m} + I_{Z_m}^{SC} + I_{Z_m}^{OC} + N_{Z_m}$$

여기서, S_{Z_m} , $I_{Z_m}^{SC}$, $I_{Z_m}^{OC}$, N_{Z_m} 은 각각 (11)-(14)의 상관기 출력이다. 상관기 출력 Z_m 을 정규 확률변수로 어렵하고자 여러 쓰이는 간섭 $I_{Z_m}^{SC}$ 와 $I_{Z_m}^{OC}$ 를 정규 확률변수로 어렵한다. 그러면, $G_m^{(0)} \geq v_0$ 일 때, Z_m 의 조건부 평균은 아래와 같다.

$$S_{Z_m} = \sqrt{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_{c,m}} \cdot \sum_{l=0}^{N-1} c_{1,l}^{(0)} \sum_{l'=0}^{\infty} d_{1,m}^{(0)} v c_{1,l'}^{(0)} x[(l-l')T_c]$$

$$= \pm N \sqrt{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_{c,m}} \tag{16}$$

여기서, $|H(f)|^2$ 이 나이퀴스트 기준을 만족시키므로, $l \neq l'$ 일 때 $x[(l-l')T_c] = 0$ 이다.

이제, $\Lambda_{k,1}^{(0)}(0) = \sum_{l=0}^{N-1} c_{1,l}^{(0)} d_{k,m}^{(0)} v c_{k,l}^{(0)}$ 일 때, 0제 셀 기저국의 간섭은

$$I_{Z_m}^{SC} = \sum_{k=2}^K \Delta_{k,m}^{(0)} \sqrt{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_{c,m}} \cdot \cos \phi_{k,m} \Lambda_{k,1}^{(0)}(0) \tag{17}$$

이다. 이때, $k \neq 1$ 이면 (8)에서 $E\{(\Lambda_{k,1}^{(0)}(0))^2\} = N(1-\rho)$ 이고 $E\{\cos^2 \psi_{k,m}^{(0)}\} = 1/2$ 이라는 것을 새겨 두자. 그러면, $I_{Z_m}^{SC}$ 의 조건부 분산은 아래와 같다.

$$Var\{I_{Z_m}^{SC} | G_m^{(0)}\} = \frac{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} N E_{c,m} (1-\rho) \kappa_m^{(0)}}{2} \tag{18}$$

여기서, m 제 부채널에 간섭을 주는 0제 셀의 쓰이는 수는 $\kappa_m^{(0)} = \sum_{k=2}^K \Lambda_{k,m}^{(0)}$ 이다. 또, $b(x | n, p) = \binom{n}{x} p^x (1-p)^{n-x}$ 라 [11] 쓸 때, $\kappa_m^{(0)}$ 은 확률질량함수가 $f_{\kappa_m^{(0)}}(k) = b(k | K-1, 1-P_0)$ 인 이항 확률변수이다.

식 (6)에서 $l \neq u$ 일 때, $E\{c_{1,l}^{(0)} c_{1,u}^{(0)}\} = 0$ 이므로 다른 셀 기저국의 간섭 $I_{Z_m}^{SO}$ 의 분산은 아래와 같다.

$$Var\{I_{Z_m}^{OC}\} = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{u=0}^{N-1} E\{c_{1,l}^{(0)} c_{1,u}^{(0)}\} \cdot R_{I_{oc}}[(l-u)T_c] \tag{19}$$

$$= NR_{I_{oc}}(0)$$

여기서, $R_{I_{oc}}(\tau)$ 는 $I_{y_m}^{OC}(t)$ 의 자기상관함수이다 [3]. 이제, $I_{y_m}^{OC}(t)$ 의 전력밀도함수 $S_{I_{oc}}(f)$ 를 얻으면 아래와 같다 [12].

$$S_{I_{oc}}(f) = \sum_{i=1}^I r_i^{-\lambda} \frac{\kappa_m^{(i)} E_{c,m}}{2T_c} |H(f)|^4 \tag{20}$$

여기서, m 제 부채널에 간섭을 주는 i 제 셀에서 쓰이는 수는 $\kappa_m^{(i)} = \sum_{k=2}^K \Lambda_{k,m}^{(i)}$ 이다. 또, $\kappa_m^{(i)}$, $i=1, 2, i=1, 2, \dots, I$ 는 확률질량함수가 $f_{\kappa_m^{(i)}}(k) = b(k | K, 1-P_0)$ 인 이항 확률변수다. 그러면, $R_{I_{oc}}(0)$ 은 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$R_{I_{oc}}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{I_{oc}}(f) df \tag{21}$$

$$= \sum_{i=1}^I r_i^{-\lambda} \frac{\kappa_m^{(i)} E_{c,m}}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right)$$

여기서, $\alpha \in (0, 1)$ 은 상승 여현 여파기의 굽음 계수이다. 그러므로, $I_{Z_m}^{OC}$ 의 분산은 아래와 같다.

$$Var\{I_{Z_m}^{OC}\} = \sum_{i=1}^I r_i^{-\lambda} \frac{\kappa_m^{(i)} N E_{c,m}}{2} \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) \tag{22}$$

위와 비슷하게, 덧셈फल 흰빛 정규 잡음에서 N_{Z_m} 의 분산은 아래와 같다.

$$Var\{N_{Z_m}\} = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{u=0}^{N-1} E\{c_{1,l}^{(0)} c_{1,u}^{(0)}\} \cdot R_{N_m}[(l-u)T_c] \tag{23}$$

$$= \frac{NN_0}{2}$$

여기서, $R_{N_m}(\tau)$ 은 $N_{y_m}(t)$ 의 자기상관함수이고, $R_{N_m}(0) = N_0/2$ 이다.

끝으로, $I_{Z_m}^{SC}$, $I_{Z_m}^{OC}$, 그리고 N_{Z_m} 을 서로 독립이라

고 두면, $G_m^{(0)}$ 일 때, Z_m 의 조건부 분산은

$$\begin{aligned} \text{Var}\{Z_m|G_m^{(0)}\} &= \frac{NN_0}{2} \\ &+ \frac{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} NE_{c,m}(1-\rho) \kappa_m^{(0)}}{2} \\ &+ \sum_{i=1}^I r_i^{-\lambda} \frac{\kappa_m^{(i)} NE_{c,m} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right)}{2} \end{aligned} \quad (24)$$

이다.

3.3 비트 오류 확률

$G_m^{(0)} \geq \gamma_0$ 일 때, 신호대잡음비는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_m(G_m^{(0)}) &= \frac{E^2\{Z_m|G_m^{(0)}\}}{2\text{Var}\{Z_m|G_m^{(0)}\}} \\ &= \left\{ \frac{(1-\alpha/4)}{G_m^{(0)} N_1 (1-P_0)} \sum_{i=1}^I \kappa_m^{(i)} \left(\frac{r_i}{r_0}\right)^{-\lambda} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\kappa_m^{(0)}(1-\rho)}{N_1(1-P_0)} + \frac{N_0}{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_b} \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (25)$$

여기서, $E_b = NE_{c,m} = N_1 \bar{E}_c$ 이다. 이제, $\underline{\kappa}_m = \{\kappa_m^{(0)}, \kappa_m^{(1)}, \dots, \kappa_m^{(I)}\}$ 라 쓰면, 비트 오류 확률은 아래와 같다.

$$P_b(\underline{\kappa}_m) = \int_{\gamma_0}^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma_m(g)}) \cdot f_{G_m^{(0)}|G_m^{(0)} \geq \gamma_0}(g) dg. \quad (26)$$

여기서, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$ 이고, $G_m^{(0)} \geq \gamma_0$ 일 때, $G_m^{(0)}$ 의 확률밀도함수는 아래와 같다.

$$f_{G_m^{(0)}|G_m^{(0)} \geq \gamma_0}(g) = e^{-(g-\gamma_0)}, \quad g \geq \gamma_0. \quad (27)$$

그러면, 비트 오류 확률은

$$P_b = \sum_{k_0=0}^{K-1} \sum_{k_1=0}^K \dots \sum_{k_I=0}^K P_b(k_0, k_1, \dots, k_I) \cdot f_{\kappa_m^{(0)}}(k_0) f_{\kappa_m^{(1)}}(k_1) \dots f_{\kappa_m^{(I)}}(k_I) \quad (28)$$

이다.

이제, K 가 클 때, $\kappa_m^{(0)} = E\{\kappa_m^{(0)}\} = (1-P_0)(K-1)$ 이고, $i=1, 2, \dots, I$ 일 때 $\kappa_m^{(i)} \approx E\{\kappa_m^{(i)}\} = K(1-P_0)$ 이라 둘 수 있는데 이를 바탕으로 (25)를 아래와 같이 어림할 수 있다.

$$\gamma_m(G_m^{(0)}) \approx \left\{ \frac{(K-1)(1-\rho)}{N_1} + \frac{f_{oc} K(1-\alpha/4)}{G_m^{(0)} N_1} + \frac{N_0}{r_0^{-\lambda} G_m^{(0)} E_b} \right\}^{-1} \quad (29)$$

여기서, $f_{oc} = \sum_{i=1}^I (r_i/r_0)^{-\lambda}$ 는 다른 셀에서 오는 간섭을 뜻하는 매개변수이다. 끝으로, (28)에서 $\{\kappa_m^{(i)}\}$ 를 그 평균으로 어림하면, 비트 오류 확률은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$P_b \approx \int_{\gamma_0}^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma_m(g)}) f_{G_m^{(0)}|G_m^{(0)} \geq \gamma_0}(g) dg. \quad (30)$$

3.4 수치 결과

쓸 수 있는 대역너비가 같고, $N_1=512$, $M=4$, $\alpha=0.5$ 라 하고, 그림 2에 보였듯이 바라는이가 육각 셀 열개의 모서리에 있다고 두자. 또, 간섭을 일으키는 셀의 수 I 는 18, 길 손실 지수 λ 는 4라고 둔다.

제한한 방식의 차단 확률 P_0 가 1/2과 3/4이면 처리 이득 $N_1(1-P_0)$ 는 각각 256과 128이다. 적응 주파수 뿔/직접 수열과 여러 반송파 직접 수열/부호분할 다중접속 방식의 처리 이득은 모두 $N_1/M=128$ 임을 새겨두자. 또, 문턱값 $\gamma_0=0$, 곧, $P_0=0$ 이면, 제안한 방식의 처리이득은 $N_1=512$ 임을 새겨두자.

셀이 하나일 때 서명수열로 직교 부호를 쓸 때, 여러 방식의 성능을 그림 3에 보였는데, 제안한 방식이 적응 주파수 뿔/직접 수열 방식보다 성능이 더

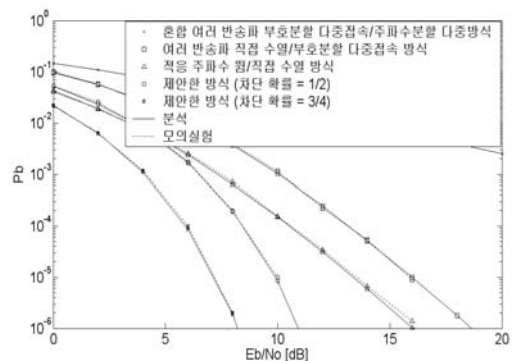


그림 3. $M=4$, $N_1=512$, 그리고, 직교 서명수열을 쓸 때, 셀이 하나인 환경에서 신호대잡음비와 비트 오류 확률

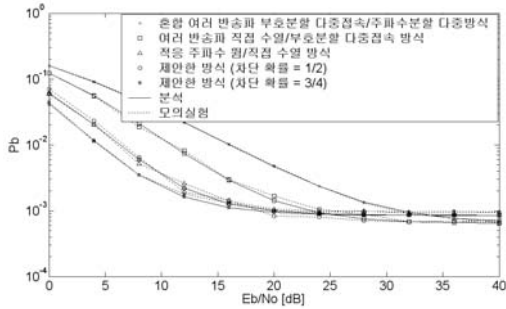


그림 4. $K=100$, $M=4$, $N_1=512$, 그리고, 확률 서명수열을 쓸 때, 셀이 하나인 환경에서 신호대잡음비와 비트 오류 확률

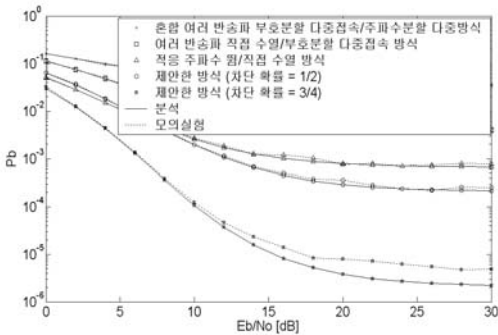


그림 5. $K=40$, $M=4$, $N_1=512$, 그리고, 직교 서명수열을 쓸 때, 셀이 여럿인 환경에서 신호대잡음비와 비트 오류 확률

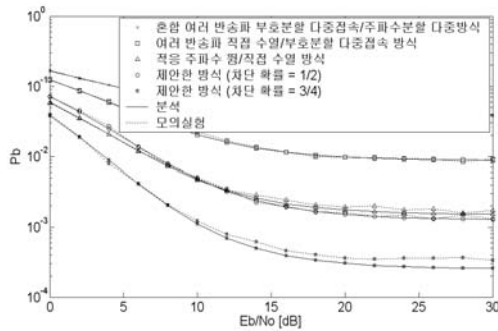


그림 6. $K=40$, $M=4$, $N_1=512$, 그리고, 확률 서명수열을 쓸 때, 셀이 여럿인 환경에서 신호대잡음비와 비트 오류 확률

좋다는 것을 볼 수 있다. 차단 확률이 점점 커지면, 제안한 방식의 성능도 더 좋아진다는 것을 눈여겨 보자. 적용 주파수 뺐/직접 수열 방식은 부채널들의 감쇄가 커도 그 부채널로 데이터를 보내지만, 제안한 방식은 채널 이득이 v_0 보다 작은 부채널로는 데이터를 보내지 않기 때문에 성능이 더 좋아진다. 차단 확률이 1/2인 제안한 방식의 처리 이득은 적용

주파수 뺐/직접 수열 방식의 처리 이득의 두 배이고, 차단 확률이 3/4인 제안한 방식의 처리 이득은 적용 주파수 뺐/직접 수열 방식의 처리 이득과 같다는 것을 새겨두자.

셀이 하나이고 확률 서명수열을 쓸 때 여러 방식의 성능을 그림 4에서 견주었다. 그림 3에서와 마찬가지로 신호대잡음비가 작을 때, 다른 방식의 성능보다 제안한 방식의 성능이 더 좋다는 것을 볼 수 있다.

여러 셀 방식에서는 다른 셀 기지국 때문에 일어나는 간섭 신호들의 감쇄가 바라는 신호의 감쇄와 서로 독립이기 때문에, 채널 이득이 더 높은 부채널로 데이터를 전송하면, 바라는 신호의 세기를 크게 하고, 다른 셀 기지국으로부터의 간섭 신호를 커지지 않게 한다. 따라서, 적용 전송 기법은 계통의 성능을 더 좋게 할 수 있다. 여러 셀 환경에서 직교 서명수열과 확률 서명수열을 쓸 때, 여러 방식의 성능을 각각 그림 5와 6에 보였다. 이 그림에서도 제안한 방식이 다른 방식보다 성능이 더 좋다는 것을 알 수 있다.

IV. 맺음말

이 논문에서는, 내림 연결에서 혼합 여러 반송파 부호분할 다중접속/주파수분할 다중방식에 알맞은 차단 적용 전송 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 이동국에서 받은 되먹임 정보를 바탕으로 채널 이득이 문턱값보다 큰 반송파로만 데이터를 보낸다. 셀이 하나일 때와 여럿일 때 제안한 계통의 성능을 알아보았다.

셀이 하나일 때 직교 서명수열을 쓰면, 제안한 방식은 적용 주파수 뺐/직접 수열 방식보다 성능이 더 좋고, 쓰는데 사이에 직교성을 유지하면서 적용 주파수 뺐/직접 수열 방식보다 쓰는데를 더 많이 받아들일 수 있다.

셀이 여럿일 때에도, 제안한 방식은 다른 셀 기지국의 간섭이 더 커지지 않게 하면서 바라는 신호 세기는 더 커지도록 하므로, 직교 서명수열이나 확률 서명수열 어느 것을 쓰더라도, 적용 주파수 뺐/직접 수열 부호분할 다중접속 방식과 여러 다른 방식보다 성능이 더 좋다.

참 고 문 헌

[1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multi-

carrier CDMA”, *IEEE Comm. Mag.*, vol. 35, pp. 126-133, Dec. 1997.

[2] 이주미, 송익호, 권형문, 김병윤, “길쌈부호화 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 성능“, 한국통신학회 논문지, 27권, 251-258쪽, 2002년 3월.

[3] S. Kondo and L. B. Milstein, “Performance of multicarrier DS CDMA systems”, *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, pp. 238-246, Feb. 1996.

[4] D. W. Lee and L. B. Milstein, “Comparison of multicarrier DS-CDMA broadcast systems in a multipath fading channel”, *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, pp. 1897-1904, Dec. 1999.

[5] Q. Chen, E. S. Sousa, and S. Pasupathy, “Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping for mobile radio systems”, *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 14, pp. 1852-1858, Dec. 1996.

[6] Y. H. Kim, I. Song, S. Yoon, and S. R. Park, “A multicarrier CDMA system with adaptive subchannel allocation for forward links”, *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, vol. 48, pp. 1428-1436, Sep. 1999.

[7] S. W. Kim and A. J. Goldsmith, “Truncated power control in code-division multiple-access communications”, *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, vol. 49, pp. 965-972, May 2000.

[8] 최지웅, 이용환, “순방향 링크에서의 랜덤 확산과 직교 확산 DS-CDMA 송수신기의 성능 분석“, 한국통신학회 논문지, 25권, 1979-1987 쪽, 2000년 12월.

[9] E. A. Sourour and M. Nakagawa, “Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel”, *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, pp. 356-367, Mar. 1996.

[10] 강태성, 김형명, “직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 다중경로 감쇄채널을 위한 미상 시공간 다중 사용자 검파기“, 한국통신학회 논문지, 27권, 1019-1027쪽, 2002년 11월.

[11] I. Song, J. Bae, and S. Y. Kim, *Advanced Theory of Signal Detection*, Springer-Verlag, 2002.

[12] S. Kondo and L. B. Milstein, “Multicarrier CDMA system with cochannel interference cancellation”, *Proc. 44th IEEE Vehic. Techn. Conf. (VTC)*, pp. 1640-1644, Stockholm, Sweden, June 1994.

김 흥 직 (Hong Jik Kim)

정회원



1995년 2월 포항공과대학교 전기 및 전자공학과(공학사)
1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과(공학석사)
2005년 2월 한국과학기술원 전자전산학과(공학박사)
2002년 9월~현재 LG전자 네트

워크 연구소 선임 연구원

<관심분야> 이동통신, 다중접속, 통신이론, 통신신호 처리

오 종 호 (Jongho Oh)

준회원



2004년 2월 한국과학기술원 전자전산학과(공학사)
2004년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과(석사과정)
<관심분야> 이동통신, 정보이론, 검파와 추정

윤 석 호 (Seokho Yoon)

정회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과(공학사, 최우등)
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과(공학석사)
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과(공학박사)
2002년 4월~2002년 6월 메사추

세츠공과대학교 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 받음.

<관심분야> 이동통신, 통계학적 신호처리, 적응 신호 처리

이 주 미 (Jumi Lee)

준회원



1998년 2월 이화여자대학교 수
학과(이학사), 전자공학과(공
학사)

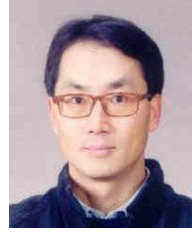
2000년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과(공학석사)

2000년 3월~현재 한국과학기술
원 전자전산학과 박사과정

<관심분야> 이동통신, 정보이론

송 익 호 (Ickho Song)

종신회원



한국통신학회 논문지
제 30권 5호 참조