

# 길쌘부호화 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 성능

준회원 이 주 미\*, 정회원 송 익 호\*, 준회원 권 형 문\*, 김 병 윤\*

## Performance Analysis of Convolution Coded Multicarrier DS/CDMA Systems

Jumi Lee\* Associate Member, Iickho Song\* Regular Member

Hyoungmoon Kwon\*, and Byoung Yun Kim\* Associate Members

### 요 약

이 논문에서는 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 적응 부호율 길쌘부호화 방법을 살펴본다. 여러 가지 부호율을 쉽게 다룰 수 있고 부호기와 복호기 열개가 간단하도록 부호율 호환 구멍 뚫은 길쌘부호를 (rate compatible punctured convolutional code: RCPC code) 쓴다. 데이터 처리량이 가장 많아지도록, 신호 대 간섭과 잡음비 추정을 바탕으로 하는 적응 부호율 시스템을 제안한다. 제안한 적응 부호율 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 쓰면 주파수 대역 효율을 높이고 주파수 다양성을 얻을 수 있음을 보인다.

### ABSTRACT

In this paper, an adaptive convolutional coding method in multicarrier direct sequence code division multiple access (DS/CDMA) systems is considered. In order to accommodate a number of coding rates easily and make the encoder and decoder structure simple, we use the rate compatible punctured convolutional (RCPC) code. To achieve maximum data throughput, an adaptive rate system based on the channel state information (the SINR estimate) is proposed. We show that the proposed adaptive rate convolution coded multicarrier DS/CDMA systems can enhance spectral efficiency and provide frequency diversity.

### I. 머리말

이동하는 물체들의 무선 연결은 시간을 따라 바뀌는 여러길 감쇄로 특징지어지며 이것은 전송 품질이 시간을 따라 바뀌게 만든다. 이 때, 채널 상태 정보를 송신기에 알려 주면 채널을 좀 더 효율적으로 쓸 수 있다. 보기를 들어, 채널 상태가 좋으면 부호율을 높여 더 많은 정보를 보낼 수 있고, 채널 상태가 나쁠 때에는 전송 서비스 품질을 유지하려면 부호율을 낮춰야 한다. 수신기에서 주는 채널 정보를 바탕으로 송신기에서 부호율을 적응적으로 바

꾸는 열개는 감쇄 채널에서 높은 처리량을 얻는데 쓸모 있다<sup>[1],[2]</sup>.

직접수열 부호분할 다중접속은 감쇄 강인성, 간섭 제한 능력, 다중접속 용량 때문에 흥미 있는 다중접속 신호처리 방법이다. [3]에서는 반송파가 하나인 직접수열 부호분할 다중접속 시스템과 견줄만한 전체 대역폭을 갖도록  $M$  반송파로 거듭 부호화한 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 제안하여, 이 시스템이 여러길 감쇄에 강인하면서 협대역 간섭을 효과적으로 줄인다는 것을 보였다. 이러한 여러 반송파 시스템에서는 여러길 다양성이 주파수 다양성으로 바뀐다. [4]에서는 여러 반송파

\* 한국과학기술원 전자전신학과 통계학적신호처리 연구실 (i.song@ieee.org)  
 논문번호 : 000015-0206, 접수일자 : 2001년 2월 6일

시스템에 오류 정정 부호를 적용하면 그 성능이 거듭 부호화 시스템의 성능보다 훨씬 좋음을 보였다.

서로 다른 비트 오류율을 필요로 하는 것은 부호율을 바꾸면서 적응적으로 오류를 정정하는 것을 뜻한다. 게다가 채널은 시간을 따라 바뀌고 쓸 수 있는 채널 정보도 충분하지 않으므로 융통성 있는 채널 부호화와 적응 복호기가 필요하다. 따라서, 이 논문에서는 부호율을 바꿈으로써 데이터의 종류와 채널의 상태를 따라 오류를 정정하는 능력을 바꾸고자 한다. 실제 시스템을 구현할 때 부호율을 따라 부호기와 복호기를 바꾸는 것이 아니라, 그 바탕 열개는 바꾸지 않고 여러 가지 부호율을 만들어내는 하나의 부호기와 복호기를 쓰려 한다.

이 논문에서는 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 적응 부호율 길쌈부호화 방법을 살펴본다. 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 여러 가지 부호율의 데이터 처리량을 알아보고 그 처리량을 가장 크게 하는 부호율을 찾는다. 채널 상태 정보를 쓰는 적응 부호율 열개에서 [5]에서 제안한 부호율 호환 구멍 뚫은 길쌈 부호를 (rate compatible punctured convolutional code: RCPC code; 줄여서, 부구 길쌈 부호) 쓴다.

## II. 시스템 모형

### 1. 송신기

이 논문에서 제안하는 적응 부호율 길쌈부호화 직교 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 송신기를 그림 1에 보였다. 쓰는이  $k$ 의 정보 비트  $\{b_k^i\}$ 는 주기가  $T_b$ 이고 부구 길쌈 부호기를 거쳐 부호율  $r$ 로 부호화 된다. 여기서, 부채널 수를  $M$ 이라 할 때, 부호화한 이진 심볼 주기  $T_s$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$T_s = rMT_b. \quad (1)$$

부호화된  $M$  심볼들은 주파수 다양성을 얻고자  $M$  부채널에 배정된다. 이 심볼들은 주파수 다양성뿐만 아니라 시간 다양성도 얻고자 끼워 넣기를 거친 뒤, 칩 주기가  $T_c = T_s/N$ 인 서명 수열  $c_k(t)$ 로 확산된다. 여기서,  $N$ 은 부반송파로 변조된 직접수열 현대역 파형의 처리 이득이다. 길쌈부호화 직교 여러 반송파 시스템에서는 전체 대역폭을  $B_T$ , 채널 대역폭을  $B_S$ 라 두었을 때  $M = (2B_T/B_S) - 1$ 이다.

이 논문에서는 부채널 대역폭  $B_S$ 를 (또는, 심볼

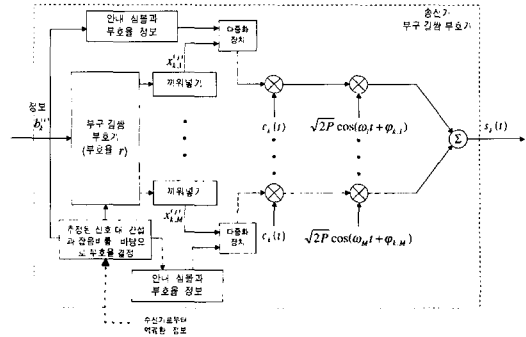


그림 1. 적응 부호율 길쌈부호화 직교 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 쓰는이  $k$ 의 송신기 모형

주기  $T_s$ 를) 고정하였으므로 부호율  $r$ 이 바뀌면 (1)을 따라  $T_b$ 도 바뀐다.

이제, 쓰는이  $k$ 의 전송 신호  $s_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M [x_{k,m}^j c_k(t - jT_s) \cdot \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m})]. \quad (2)$$

여기서,  $P$ 는 한 부반송파의 전송 전력이고,  $x_{k,m}^j$ 는 끼워넣기 된 다음  $m$ 째 부채널에 배정된  $k$ 째 쓰는이의  $j$ 째 부호화 심볼이며,  $\omega_m = 2\pi f_m$ 은  $m$ 째 부채널의 반송파 각주파수이다. 또 부반송파의 확률 위상  $\{\varphi_{k,m}\}$ 는 서로 독립이고 모두  $[0, 2\pi)$ 에서 고르게 퍼져있는 확률 변수이며,

$$c_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{k,n} b(t - nT_c) \quad (3)$$

이다. 식 (3)에서,  $\{c_{k,n}\}$ 는  $\pm 1$ 을 그 값으로 하는 확산 칩이며,  $b(t)$ 는  $[0, T_c)$ 에서 1이고 나머지 구간에서는 0인 사각 파형이다.

이 논문에서 제안한 적응 부호율 시스템 모형을 그림 2에 보였다.  $k$ 째 쓰는이의 정보 비트  $\{b_k^i\}$ 는 송신기의 부구 길쌈 부호기에서 부호화 되고, 출력  $s_k(t)$ 를 채널로 내보내게 된다. 송신기 출력은 이웃 부채널 간섭이나 같은 채널 안에서 다른 쓰는이에 게 받는 간섭의 영향을 받아 왜곡된다. 수신기에서는 채널 출력인  $r(t)$ 가 역확산되고 수신기의 부구 길쌈 복호기에서 복호 된다. 이와 함께 신호 대 간섭과 잡음비를 추정한다. 이렇게 추정된 신호 대 간섭과 잡음비를 송신기에 알려주고 알맞은 서비스 품질을 유지하고자 이 채널 정보를 바탕으로 부호율을 결정한다.

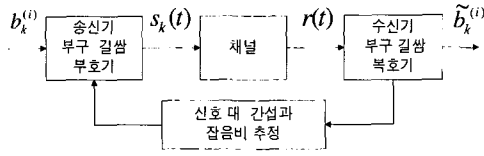


그림 2. 적응 부호율 시스템 모형

채널은 주파수 선택적 레일리 감쇄 채널이라 두었다. 또 채널은 한 심볼 주기 안에서 바뀌지 않는다고 두었다. 한편, 채널의 최대 지연 확산을  $T$ 라 할 때

$$MT_c \geq T \quad (4)$$

를 만족시키도록  $M$ 을 골라, 각 부채널들은 주파수 선택적이지 아니라고 두었다. 그러면 쓰는이  $k$ 의 복소 부채널 응답은 다음과 같이 모형화 할 수 있다.

$$h_{k,m}(t) = \alpha_{k,m} e^{j\beta_{k,m} t} \delta(t). \quad (5)$$

여기서,  $\alpha_{k,m}$ 는 감쇄 크기이고,  $\beta_{k,m}$ 는  $m$ 째 ( $m=1, 2, \dots, M$ ) 부채널의 확률 위상이다. 위상 ( $\beta_{k,m}$ )은 서로 독립이고, 모두  $[0, 2\pi)$ 에서 고르게 퍼져있는 확률 변수들이다. 일반적으로 감쇄 크기 ( $\alpha_{k,m}$ )는 상관이 있으나, 시간 영역에서 부호화 심볼들이 정확히 끼워넣기 되면, 서로 독립이고 똑같은 레일리 분포를 갖는 확률 변수라고 둘 수 있다. 그뿐만 아니라, 주파수 다양성과 시간 다양성을 함께 쓰기 때문에 반송파가 하나인 시스템과 전주어 불 때 끼워넣기 크기를 줄일 수 있다.

이 논문에서는 데이터를 묶음 단위로 보낸다고 둔다. 이러한 묶음 단위 전송은 이동 통신 시스템에서 전형적인 방법이다. 길이가  $T_f$ 인 한 묶음은 길이가  $T_b$ 인 머리와 길이가  $T_d$ 인 데이터 심볼 묶음으로 이루어져 있다. 곧,  $T_d = N_s T_s$ 이고  $T_b = N_b T_s$ 인데, 여기서,  $N_s$ 는 데이터 심볼 수이고,  $N_b$ 는 보통 8-10쯤이다. 머리부분은 안내 (pilot) 심볼과 채널 상태와 부호율 정보로 이루어져 있다.

### 2. 수신기

이 논문에서 제안한 적응 부호율 길쌈부호화 직교 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템 수신기를 그림 3에 보였다. 한 세포에는 쓰는이가  $K$ 사람 있고 전력제어가 되어있다고 둔다. 그러면, 수신기에서 받은 신호는 다음과 같다.

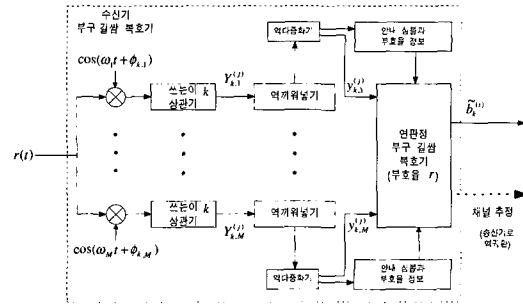


그림 3. 적응 부호율 길쌈부호화 직교 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 쓰는이  $k$ 의 수신기 모형

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M [\alpha_{k,m} x_{k,m}^j c_k(t - \tau_k - jT_s) \cos(\omega_m t + \phi_{k,m})] + n(t). \quad (6)$$

여기서, 전송지연 ( $\tau_k$ )는 서로 독립이고 모두  $[0, T_b)$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수들이며, ( $\phi_{k,m} = (\varphi_{k,m} + \beta_{k,m} - \omega_m \tau_k) \bmod 2\pi$ )도 서로 독립이고 모두  $[0, 2\pi)$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수들이다.  $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이  $N_0/2$ 인 덧셈 풀 흰빛 정규 잡음이다.

받은 신호는 부반송파 마다 위상이 맞게 복조 되고 쓰는이 서명 수열로 역확산 된다. 반송파 차감계산 (offsets) 추정으로 위상이 맞도록 복조 한다. 첫째 쓰는이를 바라는 쓰는이라 하고  $\tau_1 = 0, j=0$ 으로 둔다. 그러면, 바라는 쓰는이의  $q$ 째 부반송파 상관기 출력은 다음과 같다.

$$Y_q = \int_0^{T_s} r(t) c_1(t) \cos(\omega_q t + \phi_{1,q}) dt. \quad (7)$$

(식 (7)에서부터는  $Y_{1,q}^0$ 에서 쓰는이 표시 1과 상관기 표시 0을 쓰지 않도록 한다.) 상관기 출력  $Y_q$ 를 역끼워넣기 한 뒤 비터비 알고리즘을 써서 연관정 부구 길쌈 복호기로 복호 한다.

## III. 부호율 적응

### 1. 부구 길쌈부호

부구 길쌈 부호는 어미부호라 불리는 길쌈부호에 구멍을 뚫어 만든다<sup>[5]</sup>. 어미부호의 부호율을  $R=1/n$ 이라 두고, 제한 길이를  $L_c$ 라 두자. 그러면 어미부호는  $n$  생성 다항식  $G(D) = g_0^i + g_1^i D + \dots + g_{L_c-1}^i D^{L_c-1}, j=1, 2, \dots, n$ 으로 나타낼 수 있

다. 여기서,  $g_i' \in (0, 1)$ 이다. 원소 값이 0이나 1이고 크기가  $n \times p$ 인 구멍 뚫음 행렬  $P$ 는 구멍을 뚫어야 하는 위치들을 나타낸다. 여기서,  $p$ 는 구멍 뚫는 주기이다.  $t$ 라는 순간에  $P(j, t \bmod p) = 1$ 이면  $G(D)$ 의 출력이 전송되고 그렇지 않으면 구멍을 뚫는다. 여기서,  $P(a, b)$ 는 행렬  $P$ 의  $a$ 행  $b$ 열 원소를 뜻한다. 이 때,  $p$ 는 얻을 수 있는 부호율 수를 결정한다. 일반적으로 어미부호 부호율을  $1/n$ 이라 두면 다음과 같이 서로 다른 부호율을  $(n-1)p$ 개 얻을 수 있다.

$$r = \frac{p}{np}, \frac{p}{np-1}, \dots, \frac{p}{p+1} \quad (8)$$

부구 길쌈 부호의 부호율은 한 비트를 전송할 때마다 바뀌줄 수 있고 그에 따라 서로 다른 오류 정정 능력을 얻을 수 있다<sup>[5]</sup>. 그러나, 이 논문에서는 데이터를 묶음 단위로 전송한다고 두었으므로 비트마다 부호율을 바꾸지 않고 한 데이터 묶음마다 부호율을 바꾸도록 한다. 한편, 거듭 부호화는 구멍 뚫은 길쌈부호보다 그 성능이 나쁘다<sup>[6]</sup>. 구멍 뚫은 길쌈부호에서는 낮은 부호율 부호기의 출력 심볼 가운데 특정한 심볼들을 주기적으로 없애주어 높은 부호율을 얻을 수 있다<sup>[7]</sup>.

## 2. 채널 상태 추정

상관기 출력 (7)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$Y_q = S_q + U_q + A_q + N_q. \quad (9)$$

여기서,

$$S_q = \sqrt{\frac{P}{2}} T_s a_{1,q} x_{1,q}^0 \quad (10)$$

은 바라는 신호이고,

$$U_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \cos(\phi_{k,q} - \phi_{1,q}) \cdot \sum_{j=-\infty}^{\infty} x_{k,q}^j \int_0^{T_s} c_k(t - \tau_k - jT_s) c_1(t) dt \quad (11)$$

은 같은 부채널 안에서 다른 쓰는이에게 받는 간섭이며,

$$A_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1, m \neq q}^M \alpha_{k,m} \sum_{j=-\infty}^{\infty} x_{k,m}^j \cdot \int_0^{T_s} [c_k(t - \tau_k - jT_s) c_1(t) \cos((\omega_m - \omega_q)t + \phi_{k,m} - \phi_{1,q})] dt \quad (12)$$

는 가까이 있는 부채널 때문에 생기는 간섭이고,

$$N_q = \int_0^{T_s} n(t) c_1(t) \cos(\omega_q t + \phi_{1,q}) dt \quad (13)$$

은 덧셈꼴 흰빛 정규잡음의 상관기 출력이다<sup>[4]</sup>. 같은 채널 간섭인  $U_q$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$U_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \cos(\Delta\phi_q^{k,1}) \cdot [x_{k,q}^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + x_{k,q}^0 \bar{R}_{k,1}(\tau_k)]. \quad (14)$$

여기서,  $\Delta\phi_q^{k,1} = \phi_{k,q} - \phi_{1,q}$ 이고  $R_{k,1}(\tau)$ 와  $\bar{R}_{k,1}(\tau)$ 는 [8]에서 정의된 연속 시간 부분 교차 상관 함수이다.  $\{\alpha_{k,q}\}$ ,  $\{\Delta\phi_q^{k,1}\}$ ,  $\{x_{k,q}^i\}$  모두 서로 독립이고 분포가 같은 확률 변수들이므로  $\{U_q\}$ 는 평균이 0이고 상관성이 없다. 이제,  $\{\tau_k = l_k T_c + \varepsilon_k\}$ 라고 두자. 이때,  $\{l_k\}$ 은 서로 독립이고 모두  $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수이고,  $\{\varepsilon_k\}$ 는 서로 독립이고 모두  $[0, T_c)$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수이다. 그러면,  $U_q$ 의 분산은 다음 식과 같다.

$$E\{U_q^2\} = \frac{P}{2T_s} \sum_{k=2}^K E\{\alpha_{k,q}^2 \cos^2(\Delta\phi_q^{k,1})\} \cdot \int_0^{T_s} (R_{k,1}^2(\tau) + \bar{R}_{k,1}^2(\tau)) d\tau = \frac{PT_s^2}{12N^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1}. \quad (15)$$

여기서,  $E\{\alpha_{k,q}^2\} = 1$ 라고 두었고,  $r_{k,h}$ 는 [8]에서 정의된 평균 간섭 매개변수로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_{k,h} = \sum_{l=0}^{N-1} \{C_{k,h}^2(l-N) + C_{k,h}(l-N) \cdot C_{k,h}(l-N+1) + C_{k,h}^2(l-N+1) + C_{k,h}^2(l) + C_{k,h}(l) C_{k,h}(l+1) + C_{k,h}^{2(l+1)}\}. \quad (16)$$

식 (16)에서  $C_{k,i}$ 는 이산 비주기 교차 상관함수로 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$C_{k,h}(l) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-l} c_{k,n} c_{k,n+l}, & \text{for } 0 \leq l \leq N-1, \\ \sum_{n=0}^{N-1+l} c_{k,n-l} c_{k,n}, & \text{for } 1-N \leq l < 0, \\ 0, & \text{for } |l| \geq N. \end{cases} \quad (17)$$

이와 비슷하게  $A_q$ 의 분산은 다음과 같다.

$$E\{A_q^2\} = \frac{PT_s^2}{4\pi^2 N^3} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \cdot \sum_{m=1}^M \frac{1}{(m-q)^2}. \quad (18)$$

여기서,  $\mu_{k,h}(n) = \sum_{l=1}^{N-1} C_{k,h}(l)C_{k,h}(l+n)$  이다<sup>[4]</sup>.  
 덧셈꼴 흰빛 정규잡음의 상관기 출력 분산은

$$E(N_q^2) = \frac{N_o T_s}{4} \quad (19)$$

이다. 상관기 출력을 상수로 나누어도 성능은 바뀌지 않으므로 상관기 출력을 [4]에서와 같이 다음 식처럼 정규화 할 수 있다.

$$y_q \triangleq \sqrt{\frac{2}{P}} \frac{Y_q}{T_s} = \alpha_q x_q^0 + I_q \quad (20)$$

여기서,

$$I_q = \sqrt{\frac{2}{P}} \frac{1}{T_s} (U_q + A_q + N_q) \quad (21)$$

이다. (쓰는이를 뜻하는 첨자를 생략했다.)  $I_q$ 의 평균은 0이고 분산은

$$\sigma_{I_q}^2 = \frac{1}{6N^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} + \frac{1}{2\pi^2 N^3} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq q}}^M \frac{1}{(m-q)^2} + \frac{N_o}{2E_s} \quad (22)$$

이고, 이때  $E_s = PT_s$ 는 반송파 하나가 보내는 길쌈 부호 심볼 에너지이다.

확산 수열로 확률 수열을 쓰고  $K$ 와  $N$ 이 매우 크면 중심 극한 정리를 따라  $I_q$ 는 정규 확률 변수라고 둘 수 있다. 따라서, (22)는 [4]에서처럼 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\sigma_{I_q}^2 = \frac{K-1}{3N} + \frac{K-1}{2\pi^2 N} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq q}}^M \frac{1}{(m-q)^2} + \frac{N_o}{2E_s} \quad (23)$$

이 논문에서는 (1)에서  $E_b = E_s/(r^2 M)$ 임을 알 수 있다.

이제,  $\mathbf{y} = \langle y_1^I, \dots, y_M^I, \dots, y_1^W, \dots, y_M^W \rangle$ 를 한 데이터 묶음에 해당하는 받은 부호어라고 두자. 여기서  $y_q^j$ 는 끼워넣기를 한 뒤 시각이  $j$ 인 순간  $q$ 째 상관기 출력이다. 또  $W=1/T_d$ 는 한 데이터 묶음에 들어 있는 부호 심볼 수이다. 모든 채널 정보를 (감쇄 크기와 모든 부채널의 잡음 분산) 이상적으로 쓸 수 있으면 길 부호어  $\mathbf{x} = \langle x_1^I, \dots, x_M^I, \dots, x_1^W, \dots, x_M^W \rangle$ 의 최대 비슷함 부호 기준을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$m(\mathbf{y}, \mathbf{x}; \mathbf{a}, \boldsymbol{\sigma}^2) = \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M \frac{|y_q^w - \alpha_q x_q^w|^2}{\sigma_{I_q}^2} \quad (24)$$

여기서,  $\mathbf{a} = \langle a_1, a_2, \dots, a_M \rangle$ 이고  $\boldsymbol{\sigma} = \langle \sigma_{I_1}^2, \sigma_{I_2}^2, \dots, \sigma_{I_M}^2 \rangle$ 이다. 그러나, 실제 시스템에서는 이상적인 채널 상태 정보를 쓸 수 없고, 데이터 묶음에 들어 있는 안내 신호를 써서 감쇄 크기와 같은 부분 채널 상태 정보를 믿을 만 하도록 추정할 수 있다. 따라서, 부채널들의 잡음 분산이 크게 다르지 않으므로 다음과 같은 복호 기준을 쓸 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$m(\mathbf{y}, \mathbf{x}; \hat{\mathbf{a}}) = \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M |y_q^w - \hat{a}_q x_q^w|^2 \quad (25)$$

여기서,  $\hat{\cdot}$ 는 추정값을 뜻한다.

이제,  $\{\hat{x}_q^w\}$ 를 복호기에서  $\{x_q^w\}$ 를 추정할 값이라 두자. 그러면, 쓸 수 있는 채널 정보가 이상적일 때, 다시 말해  $\hat{a}_q = a_q$ 일 때, 다음을 얻는다.

$$\begin{aligned} & \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M |y_q^w - \hat{a}_q x_q^w|^2 \\ &= \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M |\alpha_q x_q^w + I_q - \hat{a}_q x_q^w|^2 \\ &= \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M |\alpha_q (x_q^w - \hat{x}_q^w) + I_q|^2. \end{aligned} \quad (26)$$

복호기에서 제대로 복호하면  $\alpha_q(x_q^w - \hat{x}_q^w)$ 는 0이 된다. 또한, 복호기에서 제대로 복호하지 못하는 것은  $a_q$ 가 작을 때 일어나므로 이 때도  $\alpha_q(x_q^w - \hat{x}_q^w)$ 가 작아 이를 무시할 수 있다. 따라서, 다음 결과를 얻게 된다.

$$\begin{aligned} & E \left\{ \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M |y_q^w - \hat{a}_q x_q^w|^2 \right\} \\ & \approx E \left\{ \sum_{w=1}^W \sum_{q=1}^M |I_q|^2 \right\} = WM \cdot E\{|I_q|^2\}. \end{aligned} \quad (27)$$

이 식을 신호 대 간섭과 잡음비 추정에 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\widehat{\text{SINR}} = 10 \log_{10} \frac{WM}{m(\mathbf{y}, \hat{\mathbf{x}}; \hat{\mathbf{a}})}. \quad (28)$$

### 3. 부호율 적응

이제, (28)을 써서 신호 대 간섭과 잡음비를 추정할 값을 따라 부호율을 바꿔주는 문턱값 바탕 적응 시스템을 제안한다.  $\theta_0 = -\infty, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_Q = \infty$ 를 신호 대 간섭과 잡음비 문턱값이라 둔다. 이때  $\theta_{j-1}$ 과  $\theta_j$ 사이에서 부호율  $R_j$ 가 가장 높은 처리량을 갖도록 문턱값들을 선택한다. 여기서,  $Q$ 는 가능한 부호율 수이다. 그러면, 송신기 적응 열개는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_{j-1} \leq \widehat{\text{SINR}} < \theta_j, \quad j=1, \dots, Q \text{ 이면}$$

부호율  $R_j$ 를 고른다.

제안한 방법에서는 되먹임 지연 때문에 비트마다 부호율을 맞추지 않고, 시간 간격  $T_a$ 마다 맞춘다. 이때,  $T_a$ 는 적어도 한 데이터 묶음을 전송할 만큼 길고 신호 대 간섭과 잡음비 변화를 충분히 따라갈 만큼 짧다. 송신기는  $\lceil (T_a/T_f) \rceil T_f$ 마다 부호율을 맞출 수 있다. 송신기가 신호 대 간섭과 잡음비 변화에 반응하는 속도는 신호 대 간섭과 잡음비 추정과 시스템의 되먹임 지연을 따른다.

#### IV. 모의실험 결과

이제, 부호율이 데이터 처리량에 미치는 영향을 살펴보고, 몬테 카를로 방법을 쓴 컴퓨터 모의 실험으로 적응 부호율 길쌈부호화 직교 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 알아본다. 모의 실험에서는 제한 길이가 각각  $L_c=5$ 와 9인 부호율 1/4 길쌈부호들을 어미부호로 썼다<sup>5)</sup>. 제한 길이가 바뀌면 잘못 정정 능력도 바뀌므로 두 가지 값의  $L_c$ 를 썼다. 반반송파 수  $M$ 은 4와 9로 두었다. 전체 대역폭은

$$B_T = \frac{N(M+1)}{T_s} \quad (29)$$

로 고정하였으므로, 처리 이득  $N$ 은  $M=4$ 일 때 192,  $M=9$ 일 때 96으로 둔다. 한 데이터 묶음에는 144개 심볼이 들어있고  $T_f=10$ ms라 둔다. 모의 실험을 간단하게 하고자 되먹임이 제대로 된다고 두어  $T_b=0$ 으로 생각한다.

$K$ 가 늘어날 때 얻을 수 있는 신호 대 간섭과 잡음비 크기가 줄고 특정한 값에 수렴하는 것을 알 수 있는데 이것은 (23)에서도 알 수 있다. 게다가,  $M$ 이 늘어날 때에도 다른 쓰는이들 간섭과 이웃한 부채널 간섭이 덧셈꼴 흰빛 정규잡음보다 더 중요해진다. 따라서, 쓰는이 수  $K$ 가 같더라도 부채널 수가 늘어날 때 얻을 수 있는 신호 대 간섭과 잡음비는 줄게 된다.

그림 4와 5에  $L_c=5$ 와 9일 때 각각 데이터 처리량 곡선을 보였다. 이 결과들을 살펴보면 데이터 처리량을 가장 크게 하는 부호율은 부채널 수의 역수가 아님을 알 수 있다. 신호 대 간섭과 잡음비가 아주 낮을 때는 비트 오류율이 부호율과 상관없이 거의 같다. 따라서, 부호율이 높은 쪽이 부호율이 낮은 쪽보다 데이터 처리량이 더 크다. 또 신호 대 간섭과 잡음비가 아주 높을 때는 부호율이 높은 쪽

이 비트 오류율도 높다. 그러나, 부호율이 높은 쪽이 더 많은 정보 비트를 보낼 수 있기 때문에 부호율이 낮은 쪽보다 데이터 처리량이 역시 더 많게 된다. 그림 5에서  $L_c=9$ 일 때,  $M=9$ 일 때나  $M=4$ 일 때 교차점이 4개 생기는 것을 볼 수 있다. 그러나, 데이터 처리량을 가장 크게 하려면 2.5dB와 5.5dB 근처에 생기는 교차점이 다른 두 교차점보다 더 중요하다. 따라서, 이 두 교차점을 문턱값으로 정하여 III.3에서 제안한 적응 부호율 시스템을 만들 수 있다. 그림 5에서 부호율 1/9인 부호는 부호율이 1/4인 어미부호에서 부호율 호환 길쌈부호를 거쳐 얻었다.

위에서 얻은 결과들을 바탕으로 길쌈부호화 직교 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 살펴보자.  $L_c=5$ 일 때는 그림 4에서 보았듯이 부

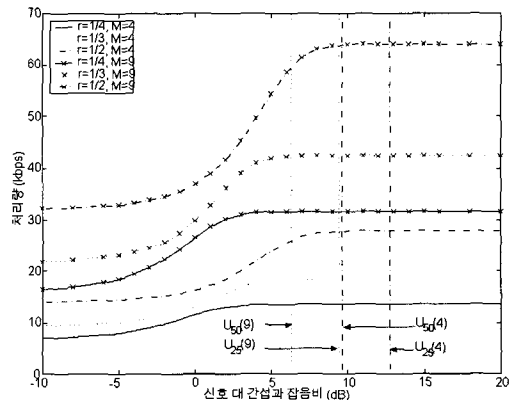


그림 4.  $L_c=5$ 일 때 데이터 처리량 곡선 ( $U_k(m)$ 은  $K=k$ 이고  $M=m$ 일 때 가장 크게 얻을 수 있는 신호 대 간섭과 잡음비이고  $U_i(m)=\infty$ 이다.)

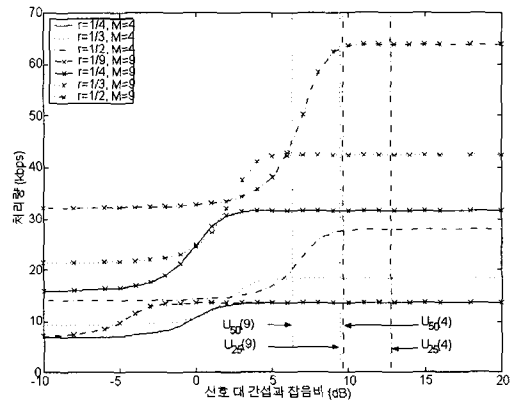


그림 5.  $L_c=9$ 일 때 데이터 처리량 곡선 ( $U_k(m)$ 은  $K=k$ 이고  $M=m$ 일 때 가장 크게 얻을 수 있는 신호 대 간섭과 잡음비이고  $U_i(m)=\infty$ 이다.)

효율을 1/2로 두는 것이 데이터 처리량을 가장 크게 하는 것임을 알 수 있는데, 그 결과를 그림 6에 보였다.  $L_c=9$ 일 때는 문턱값  $\theta_1=2.5\text{dB}$ 와  $\theta_2=5.5\text{dB}$ 를 써서 적응 부호율 시스템을 만들고 그 결과를 그림 7에 보였다. 그림 6과 7에는 부호율이  $1/M$ 으로 고정된 이제까지 시스템의 데이터 처리량도 함께 나타내었고, 적응 시스템의 데이터 처리량이 이제까지 시스템의 데이터 처리량보다 훨씬 큼을 알 수 있다.

### V. 맺음말

이 논문에서는 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 적응 부호율 길쌈부호화 방법을 살펴보았다. 여러 가지 부호율을 쉽게 만들면서 부호기와 복호기 열개를 간단하게 하도록 부호 길쌈 부호를 썼다. 여러 가지 부호율, 반송파 수, 제한 길이를 따라 데이터 처리량을 얻었다. 이 결과를 바탕으로 신호 대 간섭과 잡음비 관점에서 가장 높은 데이터 처리량을 갖는 부호율을 찾았다. 데이터 처리량을 가장 크게 하도록 신호 대 간섭과 잡음비 추정 값을 바탕으로 하는 적응 부호율 시스템을 제안하였다. 마지막으로, 제안한 적응 부호율 여러 반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템이 주파수 대역 효율을 높이고 주파수 다양성을 얻을 수 있음을 보였다.

### 참고 문헌

[1] 이범용, 윤원식, "무선 ATM 시스템에서 RCPCSCC (Rate Compatible Punctured Serial Concatenated Convolutional Codes)를 이용한 적응 하이브리드 ARQ 기법," 한국통신학회논문지, 24권, 1862-1867쪽, 1999년 12월.  
 [2] J. -L. Gauvreau, C. L. Despins, J. Yang, and G. Y. Delisle, "Optimal coding rate of punctured convolutional codes in multiservice wireless cellular systems," *IEEE Trans. Vehicular Techn.*, vol. 48, pp. 115-125, Jan. 1999.  
 [3] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 238-246, Feb. 1996.  
 [4] Y.H. Kim, I. Song, H.G. Kim, and J. Lee, "Design and performance analysis of the onvolutionally coded overlapping multicarrier DS/CDMA system," *IEEE Tr. Vehic. Techn.*,

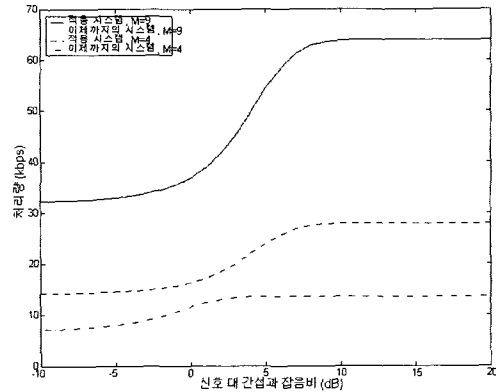


그림 6.  $L_c=5$  일 때 적응 시스템의 데이터 처리량과 이제까지 시스템의 데이터 처리량

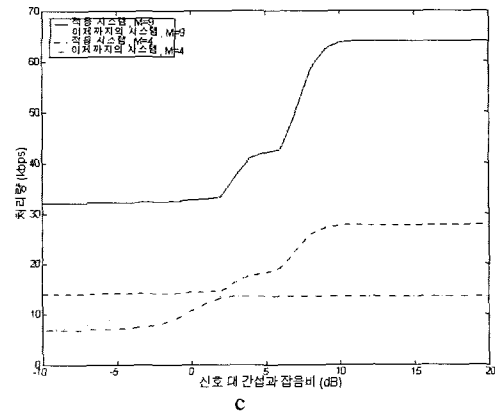


그림 7.  $L_c=9$  일 때 적응 시스템의 데이터 처리량과 이제까지 시스템의 데이터 처리량

vol. VT-49, pp. 1950-1967, Sep. 2000.  
 [5] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC Codes) and their applications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 389-400, Apr. 1988.  
 [6] S. Kallel and D. Haccoun, "Generalized type II hybrid ARQ scheme using punctured convolutional coding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, pp. 1938-1946, Nov. 1990.  
 [7] D. Haccoun and G. Begin, "High-rate punctured convolutional codes for Viterbi and sequential decoding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 1113-1125, Nov. 1989.  
 [8] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication - Part I: System analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 795-799,

Aug. 1977.

이 주 미(Jumi Lee)

준회원



1998년 2월: 이화여자대학교  
수학과, 전자공학과 졸업  
2000년 2월: 한국과학기술원  
전자전산학과 석사  
2000년 3월~현재:  
한국과학기술원  
전자전산학과 박사과정

<주관심 분야> 통계학적 신호처리, 이동통신

권 형 문(Hyoungmoon Kwon)

준회원



2000년 2월: 연세대학교  
기계전자공학부  
전기전자전공 졸업  
2002년 2월: 한국과학기술원  
전자전산학과 석사  
2002년 3월~현재: 한국과학기술원  
전자전산학과  
박사과정

<주관심 분야> 검파와 추정

송 익 호(Ickho Song)

정회원



1982년 2월: 서울대학교  
전자공학과 공학사  
(준최우등)  
1984년 2월: 서울대학교  
전자공학과 공학석사  
1985년 8월, 1987년 5월:  
펜실베이니아대학교  
전기공학과 공학석사, 박사

1987년 3월~1988년 2월: 벨 통신연구소 연구원  
1988년 3월~1991년 8월: 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과 조교수  
1991년 9월~1998년 8월: 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과 부교수  
1998년 9월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과  
교수  
1995년 1월~현재: 한국통신학회 논문지 편집위원  
1991년, 1996년 11월: 한국통신학회 학술상  
1993년 11월: 한국음향학회 우수연구상  
1998년 11월: 한국통신학회 LG 학술상  
1999년 11월: 대한전자공학회 해동논문상  
2000년 3월: 한국과학기술한림원 젊은 과학자상 대  
한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회  
평생회원; IEE 석학회원; IEEE 준석학회원  
<주관심 분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신  
호검파와 추정, 이동통신

김 병 윤(Byoung Yun Kim)

준회원



2001년 2월: 연세대학교  
기계전자공학부  
전기전자전공 졸업  
2001년 3월~현재:  
한국과학기술원  
전자전산학과 석사과정

<주관심 분야> 통계학적 신호처리, 통신이론, 이동  
통신