

論文2000-37TC-4-5

길쌘부호화를 바탕으로 한 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템

(An Orthogonal Multicarrier DS/CDMA System Based on Convolutional Coding)

金倫希*, 李姓美*, 宋翊鎬*, 金洪吉*, 金碩燦*

(Yun Hee Kim, Ju Mi Lee, Ickho Song, Hong Gil Kim, and Suk Chan Kim)

요약

이 논문에서는 길쌘부호화한 비트들을 서로 직교하며 겹치는 부채널로 보내는 다중반송파 방식을 제안한다. 제안한 시스템, 곧 길쌘 부호화 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템이 주파수 다양성을 쓰는 시스템보다 훨씬 뛰어난 성능을 가짐을 보인다. 그뿐만 아니라 정보율과 쓸 수 있는 대역폭이 같으면 제안한 시스템이 거의 겹침이 없는 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템보다 좋은 성능을 가짐을 보인다.

Abstract

In this paper, we propose to transmit convolutionally coded DS waveforms over orthogonally overlapped subchannels. It is shown that the proposed system, the convolutionally coded orthogonal multicarrier DS/CDMA system, significantly outperforms the system using frequency diversity combining. It is also shown that the proposed system has better performance than the convolutionally coded almost non-overlapped multicarrier DS/CDMA system under the condition that the information rate and total available bandwidth are the same.

I. 머리말

자료를 높은 전송률로 보낼 때 대역 효율, 주파수 다양성, 간섭 줄임과 같은 특성 때문에 다중반송파^[1-6] 전송이 부호분할 다중접속 (code division multiple access: CDMA) 시스템에 쓰이고 있다. 이러한 방식은 유사 잡음 부호화 열개인 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 부호분할 다중접속 시스템과^[1] 주파수 영역에서 협대역

직접수열 파형을 나란히 보내는 방식인 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템으로^[2-4] 나눌 수 있다. 둘째 묶음에 속하는 시스템들은 주파수 선택적 채널의 영향을 줄이는 갈퀴수신기의 (rake receiver) 대안으로 제안되었다^[3, 4]. 한편, 최대 비율 결합된 겹침 없는 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 [3]에서 제안하였는데, 이 시스템에서는 부반송파 간격이 부채널 대역폭의 정수배였다. 이러한 방식을 쓰면 다른 부채널로부터의 간섭을 없앨 수 있다. 또한, [2]에서는 길쌘부호를 쓸 때 이 시스템의 성능을 분석하였다. 그러나, [2]에서 얻은 비트 오류율 상한은 모의실험 결과와 매우 다르기 때문에 시스템 성능을 알아보는데 알맞지 않다. 다른 한 편으로는 똑같은 이득 결합을 (equal gain combining) 쓰는 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 [4]에서 제안하였는데, 이 시스템에서는 부반송파 간격이 부채널 대역폭 절반

* 正會員, 韓國科學技術院 電子電算學科
(Department of Electrical Engineering and Computer Science Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST))

接受日字:1999年3月15日, 수정완료일:2000年3月31日

의 정수배였다.

무선 채널에서는 심볼 오류율이 높기 때문에 정보를 믿을만 하게 주고 받으려면 채널 부호화방법을 써야 한다. 채널 부호는 크게 길쌈 부호와 블록 부호로 나눌 수 있는데 대표적인 블록 부호인 리드솔로몬 부호는 확률 오류와 (random error) 연접 오류 (burst error) 모두를 고칠 수 있고 채널 상황이 좋을 때 성능이 뛰어나다. 한편, 길쌈 부호는 (convolutional code) 채널 상태가 좋지 않을 때 그 성능이 뛰어나고 부호기를 쉽게 구현할 수 있으며, 비터비 복호기라는 최대우도 복호 방법을 써서 쉽게 연관정할 수 있다는 장점을 지니고 있다. 그러므로, 채널 상태가 좋지 않은 무선 감쇄 (fading) 채널에서는 블록 부호화 방식보다 길쌈부호화 방식이 더 효과적이라고 할 수 있다.

이 논문에서는 시간 제한 비동기 채널에서 길쌈 부호화 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 (줄여서, 길직다) 시스템을 생각한다. 길직다 시스템에서는 정보 비트 하나마다 $1/M$ 부호율로 길쌈 부호화하여 나오는 M 부호 심볼을 M 부채널로 나란히 보낸다. 길직다 시스템 상관계 출력의 통계학적 특성을 분석하고 레일리 감쇄 채널에서 모든 채널 보조 정보를 이상적으로 쓸 수 있을 때 비트 오류율 상한을 (upper bound) 얻는다. 이 상한은 비트오류율이 낮아지면 모의 실험 결과와 거의 같기 때문에 모의실험으로 얻기 힘든 낮은 비트오류율에서의 길쌈부호화 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 쉽게 알아볼 수 있다.

길직다 시스템의 성능을 채널 보조 정보 조건에 따라 알아보고, [4]에서 쓰인 다양성 결합 (diversity combining) 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 (줄여서, 다직다) 시스템의 성능과 견주어 본다. 제안한 길직다 시스템의 성능을 정보율과 전체 주파수 대역폭을 일정하게 두었을 때, [2]의 시스템을 시간 제한 채널로 바꾼 시스템인 길쌈 부호화한 거의 겹침이 없는 (convolutional coded almost non-overlapped) 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 (줄여서, 길겹다) 시스템과 견주어 본다. 제안한 길직다 시스템이 다직다 시스템이나 길겹다 시스템보다 성능이 더 좋음을 볼 수 있다.

II. 시스템 모형

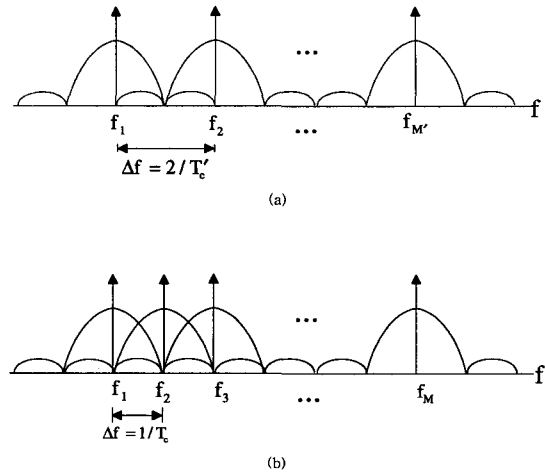


그림 1. 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 전력 스펙트럼 밀도
(a) 길겹다 시스템의 신호 파형의 전력 스펙트럼 밀도
(b) 길직다 시스템의 신호 파형의 전력 스펙트럼 밀도

Fig. 1. The psd of multicarrier DS/CDMA systems
(a) Psd of almost non-overlapped multicarrier DS waveforms
(b) Psd of orthogonal multicarrier DS waveforms.

그림 1은 칩 파형이 구형파일 때 길직다 시스템과 길겹다 시스템의 전송 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 보인 것이다. 겹침이 거의 없는 다중반송파 직접수열 신호를 쓰는 길겹다 신호의 전력 스펙트럼 밀도는 그림 1(a)에 보였는데, 이 시스템의 칩 주기를 T_c 라고 하면 부반송파 사이 간격은 $2/T_c$ 이다. 부반송파 수가 M' 일 때, 전체 전송 대역폭 B_T 를 0에서 0까지의 대역폭으로 정의하면 $B_T = 2M'/T_c$ 이다. 한편, 그림 1(b)는 부반송파 수가 M 이고 칩 주기가 T_c 인 직교 다중반송파 직접수열 신호를 쓰는 길직다 시스템의 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸 것으로, 여기서 부반송파 사이 간격은 $1/T_c$ 이고 전체 전송 대역폭은 $B_T = (M+1)/T_c$ 이다.

이 논문에서 제안한 길직다 시스템의 시스템 모형은 그림 2에 보였다. 주기가 T_b 인 정보 비트 흐름 $\{b_k^i\}$ 는 $1/M$ 길쌈부호화기에서 부호화되고, 시각 i 에서 부호화된 이진 심볼 $x_{k,m}^i, m=1,2,\dots,M$ 은 주파수 다양성을 얻도록 M 부채널로 배정된다. 이때, 주파수 다양성뿐만 아니라 시간 다양성도 얻을 수 있도록 부호화

된 심볼들을 끼워 넣기 (interleaving) 한다. 그리고, 칩 주기가 $T_c = T_b/N$ 인 쓰느이 서명수열 (signature sequence) 파형 $c_k(t)$ 로 확산된다. 여기서, N 은 부채널 마다 전송되는 직접수열 파형의 처리 이득이다.

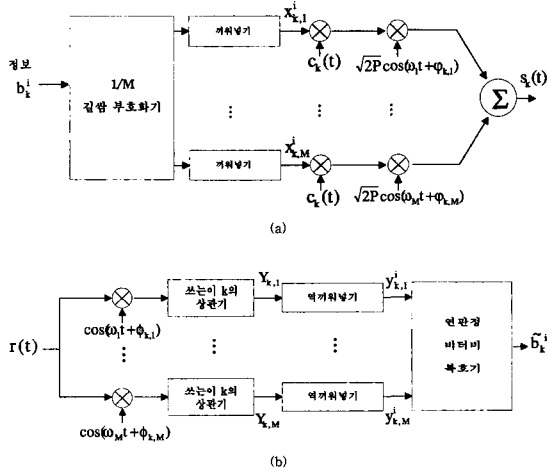


그림 2. 제안한 시스템 모형
(a) 송신기
(b) 수신기

Fig. 2. System model of the proposed system
(a) Transmitter
(b) Receiver

그러면, 쓰느이 k 의 전송 신호는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M x_{k,m}^i c_k(t - iT_b) \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}). \quad (1)$$

여기서, P 는 전송 전력이고, 부반송파 위상 $\{\phi_{k,m}\}$ 은 서로 독립이고 모두 $[0, 2\pi)$ 에 고르게 퍼져있는 확률 변수이며, $\omega_m = 2\pi f_m$ 은 m 째 부채널의 반송파 각 주파수이고,

$$c_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{k,n} p(t - nT_c) \quad (2)$$

이다. 식 (2)에서 $\{c_{k,n}\}$ 는 그 값이 ± 1 인 확산 칩들이고, $p(t)$ 는 칩 파형이다. 이 논문에서 $p(t)$ 는 $[0, T_c)$ 의 구간에서 1이고 다른 구간에는 0인 네모파라고 둔다. 채널은 주파수 선택적인 레일리 감쇄 채널이고 한 비트 주기동안 통계적 특성이 바뀌지 않는다고 둔다. 이때 [3]에서처럼 부반송파 수를 알맞게 고르면 부채널들은 주파수 선택적이 아니라고 볼 수 있다. 그러면, 쓰느

이 k 의 부채널들의 복소 바탕대역 (complex base-band) 충격 응답은 다음과 같이 모형화할 수 있다.

$$h_{k,m}(t) = a_{k,m} e^{j\beta_{k,m}} \delta(t), \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (3)$$

여기서, 감쇄 크기 $\{a_{k,m}, m = 1, 2, \dots, M\}$ 은 일반적으로 상관되어 있으나 시간 영역에서 부호 심볼들을 잘 끼워 넣기 하면 서로 독립이고 분포가 같은 레일리 확률 변수로 볼 수 있다. 위상 $\{\beta_{k,m}, m = 1, 2, \dots, M\}$ 또한 서로 독립이고 모두 $[0, 2\pi)$ 에 고루 퍼져있는 확률 변수이다.

한 세포에 쓰느이들이 K 사람 있고 전력을 제어한다고 둔다. 그러면 기지국에서 수신한 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M a_{k,m} x_{k,m}^i c_k(t - \tau_k - iT_b) \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) + n(t). \quad (4)$$

여기서, 전송 지연 $\{\tau_k\}$ 는 서로 독립이고 모두 $[0, T_b)$ 에 고르게 퍼져있는 확률 변수이고, $\{\phi_{k,m} = \varphi_{k,m} + \beta_{k,m} - \omega_m \tau_k \text{을 } 2\pi \text{로 나눈 나머지}\}$ 또한 서로 독립이고 모두 $[0, 2\pi)$ 에 고르게 퍼져있는 확률 변수이다. 한편, $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 덧셈잡음 흰 빛 정규 잡음이다 (additive white Gaussian noise).

수신 신호를 부반송파로 위상이 맞게 복조한 뒤 쓰느이 서명수열로 상관시킨다. 첫째 쓰느이가 바라는 쓰느이이고, $\tau_1 = 0$, 현재 비트가 $x_{k,m}^0$ 라고 하자. 그러면, 바라는 쓰느이의 q 째 부반송파의 상관기 출력은 다음 식과 같다.

$$Y_q = \int_0^{T_b} r(t) c_1(t) \cos(\omega_q t + \phi_{1,q}) dt. \quad (5)$$

끼워 넣기를 없앤 뒤 상관기 출력 Y_q 는 채널 보조 정보에 따라 알맞게 가중되어 연판정 비터비 복호기로 복호된다.

부반송파 간격을 빼고는 길쭉다 시스템도 비슷하게 설명할 수 있다. 길쭉다 시스템과 길직다 시스템의 대역폭 확장 비율을 다음과 같이 고정한다.

$$F \triangleq \frac{\text{시스템의 전체 대역폭}}{\text{부호화와 확산이 없는 시스템의 대역폭}} = \frac{M+1}{2} N = MN. \quad (6)$$

여기서, $N = T_b/T_c$ 은 길쌈다 시스템의 처리이득이다.

$$= \frac{PT_b^2}{12N^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} \quad (11)$$

III. 성능 분석

1. 상관기 출력의 분석

이제, q 제 부채널의 상관기 출력을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y_q = S_q + U_q + A_q + N_q. \quad (7)$$

여기서,

$$S_q = \sqrt{\frac{P}{2}} T_b \alpha_{1,q} x_{1,q}^0 \quad (8)$$

은 바라는 신호 성분이고,

$$U_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \cos(\Delta\phi_q^{k,1}) [x_{k,q}^- R_{k,1}(\tau_k) + x_{k,q}^0 \tilde{R}_{k,1}(\tau_k)] \quad (9)$$

는 같은 부채널에 있는 다른 쓰는이들로 말미암아 일어나는 간섭 성분이다. 또한,

$$A_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M [x_{k,m}^- \int_0^{\tau_k} c_k(t-\tau_k) c_1(t) \cos(\Delta\omega_{m,q}t + \Delta\phi_{m,q}^{k,1}) dt + x_{k,m}^0 \int_{\tau_k}^{T_s} c_k(t-\tau_k) c_1(t) \cos(\Delta\omega_{m,q}t + \Delta\phi_{m,q}^{k,1}) dt] \quad (10)$$

은 다른 부채널들로부터의 간섭 성분이고, N_q 는 덧셈 풀 흰 빛 정규 잡음의 상관기 출력이다. 식 (9)에서, $\Delta\phi_q^{k,1} = \phi_{k,q} - \phi_{1,q}$ 이고 $R_{k,1}(\tau)$ 와 $\tilde{R}_{k,1}(\tau)$ 은 [7]에서 정의한 연속 시간 부분 교차상관 함수이며, (10)에서 $\Delta\omega_{m,q} = \omega_m - \omega_q$ 이고, $\Delta\phi_{m,q}^{k,1} = \phi_{k,m} - \phi_{k,1}$ 이다.

한편, U_q 는 그 평균이 모두 0이고 서로 상관없음을 쉽게 보일 수 있다. 이제, $\tau_k = l_k T_c + \epsilon_k$ 라고 하자. 여기서, $\{l_k\}$ 는 서로 독립이고 모두 $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수이고, $\{\epsilon_k\}$ 는 서로 독립이고 모두 $[0, T_c)$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수이다. 그러면, U_q 의 분산은

$$E\{U_q^2\} = \frac{P}{2T_b} \sum_{k=2}^K E\{a_{k,q}^2 \cos^2(\Delta\phi_q^{k,1})\} \int_0^{T_s} (R_{k,1}^2(\tau) + \tilde{R}_{k,1}^2(\tau)) d\tau$$

인데, 여기서 $E\{a_{k,q}^2\} = 1$ 이라고 두었고 $r_{k,i}$ 는 [7]에서 정의한 평균 간섭 매개변수이다.

결에 있는 부채널에서의 간섭 A_q 의 분산을 얻을 수 있도록 (10)을 다시 쓰면

$$A_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M a_{k,m} \cos\left(\frac{\Delta\omega_{m,q}\epsilon_k}{2} + \Delta\phi_{m,q}^{k,1}\right) \frac{2}{\Delta\omega_{m,q}} \sin\left(\frac{\Delta\omega_{m,q}\epsilon_k}{2}\right) \times [x_{k,m}^- \{C_{k,1}(l_k+1-N) - C_{k,1}(l_k-N)\} + x_{k,m}^0 \{C_{k,1}(l_k+1) - C_{k,1}(l_k)\}] \quad (12)$$

인데, 여기서 $C_{k,i}(n)$ 은 [7]에서 정의한 이산 비주기 교차 상관 함수이다. 따라서,

$$E\{A_q^2\} = \frac{P}{2NT_c} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \int_0^{T_c} \frac{4}{\Delta\omega_{m,q}^2} \sin^2\left(\frac{\Delta\omega_{m,q}\epsilon_k}{2}\right) d\epsilon_k = \frac{P}{NT_c} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \sum_{m=1}^M \frac{1}{\Delta\omega_{m,q}^2}. \quad (13)$$

여기서,

$$\mu_{k,i}(n) = \sum_{l=-N}^{N-1} C_{k,i}(l) C_{k,i}(l+n) \quad (14)$$

이다[7]. 덧셈 풀 흰 빛 정규잡음의 상관기 출력 분산은

$$E\{N_q^2\} = \frac{N_o T_b}{4} \quad (15)$$

이다. 상관기 출력을 간단히 나타낼 수 있도록 다음과 같이 정규화하자.

$$y_q = \sqrt{\frac{2}{P}} \frac{Y_q}{T_b} = \alpha_{1,q} x_{1,q}^0 + I_q. \quad (16)$$

여기서

$$I_q = \sqrt{\frac{2}{P}} \frac{1}{T_b} (U_q + A_q + N_q) \quad (17)$$

이다. 그러면, $\Delta\omega_{m,q} = 2\pi(m-q)/T_c$ 인 길직다 시스템에서 I_q 의 평균은 0이고 분산은

$$\sigma_{I_q}^2 = \frac{1}{6N^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} + \frac{1}{2\pi^2 N^3} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \sum_{m=q}^M \frac{1}{(m-q)^2} + \frac{MN_o}{2E_b} \quad (18)$$

이다. 여기서, $E_b = MPT_b$ 는 비트 에너지이다. 비슷하게, 길직다 시스템에서는 (11)과 (13)에 N 을 N' 으로, M 을 M' 으로 바꾸고, $\Delta\omega_{m,q} = 4\pi(m-q)/T_c'$ 을 대입하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\sigma_{I_q}^2 = \frac{1}{6N'^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} + \frac{1}{8\pi^2 N'^3} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \sum_{m=q}^M \frac{1}{(m-q)^2} + \frac{MN'_o}{2E'_b} \quad (19)$$

서명수열로 확률 이진 수열을 (random binary sequence) 쓰고 이 때 중심 극한 정리를 (central limit theorem) 써서 I_q 를 정규 확률 변수로 둔다. 그러면, (18)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\sigma_{I_q}^2 = \frac{K-1}{3N} + \frac{K-1}{2\pi^2 N} \sum_{m=q}^M \frac{1}{(m-q)^2} + \frac{N_o}{2E_s} \quad (20)$$

여기서, 다른 쓰는이들이 있으면 I_q 의 분산이 q 를 따라 바뀔을 눈여겨 보자.

2. 복호 기준

이제, 연판정 비터비 복호기의 성능을 살펴보자. 먼저, $\mathbf{y} = \langle y_1^1, \dots, y_M^1, \dots, y_1^L, \dots, y_M^L \rangle$ 을 수신 부호어라고 두자. 여기서, y_q^i 는 끼워 넣기를 한 뒤 시작 i 에서 q 째 상관기 출력이다. 그러면, 모든 채널 보조 정보를 (모든 부채널에서의 감쇄 크기와 잡음 분산) 쓸 수 있을 때 길 부호어 (path codeword) $\mathbf{x} = \langle x_1^1, \dots, x_M^1, \dots, x_1^L, \dots, x_M^L \rangle$ 의 최대 비슷함 (maximum likelihood) 복호 기준은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$m(\mathbf{y}, \mathbf{x}; \mathbf{a}, \sigma^2) = - \sum_{i=1}^L \sum_{q=1}^M \frac{|y_q^i - \alpha^i x_q^i|^2}{\sigma_{I_q}^2} \quad (21)$$

한편, 잡음 분산 정보를 쓸 수 없을 때는 아래 복호 기준을 생각할 수 있다.

$$m(\mathbf{y}, \mathbf{x}; \mathbf{a}) = - \sum_{i=1}^L \sum_{q=1}^M |y_q^i - \alpha^i x_q^i|^2 \quad (22)$$

끝으로, 감쇄 크기도 잡음 분산도 알 수 없을 때에는, 다음과 같은 복호 기준을 쓸 수 있다.

$$m(\mathbf{y}, \mathbf{x}) = - \sum_{i=1}^L \sum_{q=1}^M |y_q^i - x_q^i|^2 \quad (23)$$

채널 보조 정보가 있는 지에 따라 기준을 고른 뒤에 최대 비슷함 복호기는 기준 함수를 가장 크게 하는 부호화 수열을 고르게 된다.

3. 비트 오류 확률 한계

이 절에서는 채널 보조 정보를 모두 정확히 알고 있을 때, 곧 복호 기준 (21)을 쓸 때, 시스템 성능을 분석한다. 그런데, 정확한 비트 오류율을 얻기 어려우므로 [8]에서 제안한 방법을 써서 레일리 감쇄 채널에서 비트 오류율 한계를 얻는다.

조건 \mathbf{a} 에서 정확한 길 부호어가 \mathbf{x} 일 때 경쟁 길 $\hat{\mathbf{x}}$ 를 고를 짝 오류율은 (pairwise error probability)

$$P_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{a}) = P\left\{ \sum_{i=1}^L \sum_{q=1}^M \frac{y_q^i \alpha_q^i (\hat{x}_i - x_i)}{\sigma_{I_q}^2} > 0 \right\} = Q\left(\sqrt{\sum_{(i,q) \in \eta} \sum_{\eta} (\alpha_q^i)^2 / \sigma_{I_q}^2} \right) \quad (24)$$

여기서, η 는 $x_q^i \neq \hat{x}_q^i$ 를 만족시키는 (i, q) 의 집합이고 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} dx$ 이다. 이제, \mathbf{a} 는 레일리 확률 변수이므로 (24)를 평균하면 짝 오류율

$$P_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty Q(\sqrt{2}d(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{a})) P_a(a_1^1) \dots P_a(a_M^L) d\mathbf{a} \quad (25)$$

를 얻는다. 여기서, $d(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{a}) = \sqrt{\sum_{(i,q) \in \eta} \sum_{\eta} (\alpha_q^i)^2 / 2\sigma_{I_q}^2}$ 이고, $a > 0$ 일 때 $P_a(a) = 2ae^{-a^2}$ 이다.

이제, 새로운 벡터 \mathbf{a} 를 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{a} = \langle a_1^1, \dots, a_M^1, \dots, a_1^L, \dots, a_M^L \rangle \quad (26)$$

여기서, $a_q^i = \alpha_q^i \sqrt{1 + \bar{\gamma}_q}$ 이고 평균 신호 대 잡음비는 (SNR) $\bar{\gamma}_q = 1/2\sigma_{I_q}^2$ 이다. 그러면

$$P_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) = \prod_{(i,q) \in \eta} \prod_{\eta} \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_q} \int_0^\infty \dots \int_0^\infty [Q(\sqrt{2}d(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{a})) \cdot e^{\alpha^T \mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}^T \mathbf{a}} P_a(a_1^1) \dots P_a(a_M^L)] d\mathbf{a} \quad (27)$$

을 얻는다. 이때, $d(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{a}) = \sqrt{\sum_{(l,q)} \sum_{\eta} (a_q^{(l)})^2 w_q^2}$ 이다. 평균 신호 대 잡음비는 두 끝 부채널에서 가장 높고 가운데 부채널에서 가장 낮기 때문에, $\bar{\gamma}_q$ 의 최소값은 $\bar{\gamma}_{\min} = \bar{\gamma}_{\lfloor \frac{M+1}{2} \rfloor}$ 이고, 최대값은 $\bar{\gamma}_{\max} = \bar{\gamma}_1$ 또는 $\bar{\gamma}_M$ 이다. 여기서, $\lfloor t \rfloor$ 는 t 보다 크지 않은 가장 큰 정수이다. 따라서, 다음 식을 얻는다.

$$w_{\min}^2 z \leq d(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{a}) \leq w_{\max}^2 z. \quad (28)$$

여기서, $w_{\min} = \sqrt{\bar{\gamma}_{\min} / (1 + \bar{\gamma}_{\min})}$, $w_{\max} = \sqrt{\bar{\gamma}_{\max} / (1 + \bar{\gamma}_{\max})}$, 그리고 $z = \sum_{(l,q)} \sum_{\eta} (a_q^{(l)})^2$ 이다. 한편, z 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다^[8].

$$P_Z(z) = \frac{1}{(l_\eta - 1)!} z^{l_\eta - 1} e^{-z}, \text{ for } z > 0. \quad (29)$$

여기서, l_η 은 집합 η 의 원소 수이다. 따라서, 두 길의 짝 오류율은 다음과 같이 제한된다.

$$P_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) \leq K(l_\eta, w_{\min}) \prod_{(l,q)} \prod_{\eta} \frac{1}{1 + \gamma_q}. \quad (30)$$

여기서,

$$K(l_\eta, w) = \int_0^\infty Q(w\sqrt{z}) e^{-w^2 z} P_Z(z) dz = \frac{1}{2^{l_\eta} (l_\eta - 1)!} \sum_{j=1}^{l_\eta} \frac{B_j^{(l_\eta)}}{(1+w)^j} \quad (31)$$

이다. 식 (31)에서 $B_j^{(l_\eta)}$ 는 다음 순환 식으로 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} l_\eta = 1 \text{ 일 때, } & B_1^{(1)} = 1, \\ l_\eta \geq 1 \text{ 일 때, } & B_1^{(l_\eta)} = B_2^{(l_\eta)} = (2l_\eta - 3)!! = (2l_\eta - 3)(2l_\eta - 5) \cdots 3 \cdot 1, \\ & B_j^{(l_\eta)} = 2[B_{j-1}^{(l_\eta)} - (l_\eta - 1)B_{j-2}^{(l_\eta-1)}], \quad j = 3, 4, \dots, l_\eta. \end{aligned} \quad (32)$$

식 (30)에서 $K(l_\eta, w)$ 는 l_η 를 따라서 단조 감소하고, $l_\eta \geq d_{\text{free}}$ 이므로 (d_{free} 는 길쌈 부호의 자유 거리) 다음 식을 얻는다.

$$P_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) \leq K(d_{\text{free}}, w_{\min}) \prod_{(l,q)} \prod_{\eta} \frac{1}{1 + \gamma_q}. \quad (33)$$

식 (33)을 써서 비트 오류율의 상한을 얻으려면 길쌈 부호의 전달 함수를 알아야 한다. 전달 함수는 0이 아닌 비트들의 수를 알려줄 뿐만 아니라 부채널들 사이

에 부호 심볼이 어디에 지정되는 지도 보여준다. 이제, D_q 를 q 째 부채널에 배정된 0이 아닌 부호 비트라고 하고 I 를 정보 심볼이라고 하면 비트 오류율 상한은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_b \leq K(d_{\text{free}}, w_{\min}) \frac{\partial T(D_1, D_2, \dots, D_M, I)}{\partial I} \Big|_{I=1, D_q = \frac{1}{1 + \gamma_q}}. \quad (34)$$

여기서, $T(\cdot)$ 는 [2]에서와 같이 얻을 수 있는 길쌈 부호의 전달 함수이다.

IV. 성능 평가

이제, 해석적으로 얻은 비트 오류율 상한을 계산하고 모의 실험 결과를 얻어 길직다 시스템의 성능을 알아보자. 이 논문에서는 성능을 견주어 볼 때 정보율과 전체 대역폭을 고정하여 (6)에서 정의된 대역폭 확장이 다음과 같이 일정하도록 한다.

$$F = N \left(\frac{M+1}{2} \right) = NM = 480. \quad (35)$$

모의 실험에서는 몬테 카를로 방법을 썼고, 비트 오류율이 10^{-4} 보다 높을 때는 1백만번, 비트 오류율이

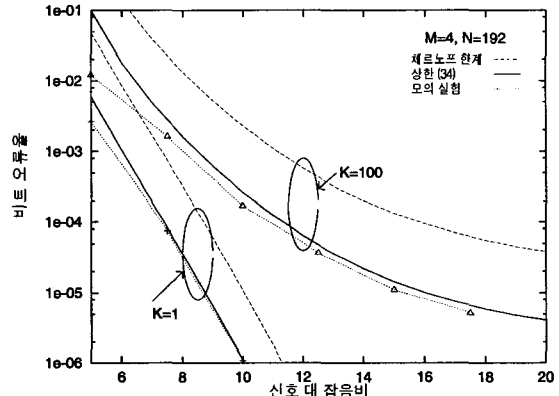


그림 3. 채널 보조 정보를 모두 이상적으로 쓸 수 있고, $F=480$, $M=4$, $K=1, 100$ 일 때 길직다 시스템의 비트 오류율

Fig. 3. The BER curves versus E_b/N_0 of the convolutionally coded orthogonal multi-carrier DS/CDMA system when all the CSI is available and ideal, $F=480$, $M=4$, and $K=1$ and 100.

10^{-4} 보다 낮을 때는 5천만번 반복하여 한 점을 얻었다. 길쌈부호로는 제한 길이가 (constraint length) 3이고 비율이 $1/M$ 인 최대 자유 거리 길쌈 부호를 썼다.

그림 3은 채널 보조 정보를 이상적으로 모두 쓸 수 있고, $M=4$, $N=192$, 쓰는이 수 K 가 1과 100일 때, [2]에서 얻은 체르노프 한계를 쓸 때와 상한 (34)를 쓸 때 길쌈 시스템의 비트오류율 상한과 모의 실험 결과를 함께 보인 것이다. 레일리 감쇄 채널에서는 신호 대잡음비가 높더라도 체르노프 한계를 믿을 수 없지만 (34)는 매우 믿을만함을 알 수 있다.

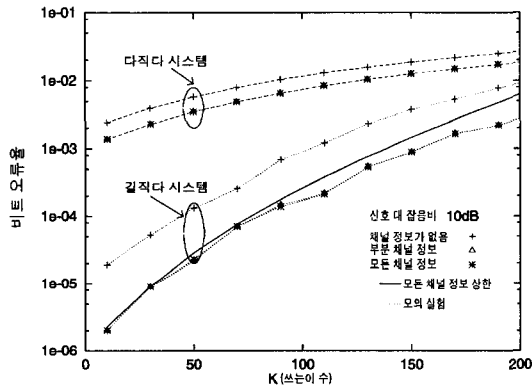


그림 4. $F=480$, $M=4$ 이고, 신호 대 잡음비가 10 dB 일 때, 길쌈 시스템과 다직다 시스템의 비트 오류율

Fig. 4. The BER curves versus K of the convolutionally coded orthogonal multicarrier DS/CDMA and diversity combining orthogonal multicarrier DS/CDMA systems when $F=480$, $M=4$, and $E_b/N_o=10$ dB.

그림 4는 $M=4$, $N=192$, $E_b/N_o=10$ dB일 때 세 가지 채널 정보 조건에 따라 다른 복호 기준을 쓰는 길쌈 시스템과 채널 정보에 따라 다른 결합 기법을 쓰는 다직다 시스템의 비트 오류율을 쓰는이 수에 따라 보인 것이다. 이 그림에 보인 다직다 시스템의 결합 방식은 부록에서 설명하였다. 이 그림으로 직교 다중반송과 직접수열 다중화 방식에서 길쌈 부호를 씌워서 얻을 수 있는 성능 이득을 알 수 있으며, 부채널마다의 잡음 분산 정보는 시스템 성능에 영향을 거의 미치지 않음을 볼 수 있다. 한편, 채널 보조 정보를 모두 쓸 수 있고 또 이상적일 때 길쌈 시스템에서 비트 오류율을 10^{-3} 로 두면 150 사람쯤이 쓸 수 있고, 비트 오류율을 10^{-5} 로 두면 30 사람쯤이 쓸 수 있음을 알 수 있다.

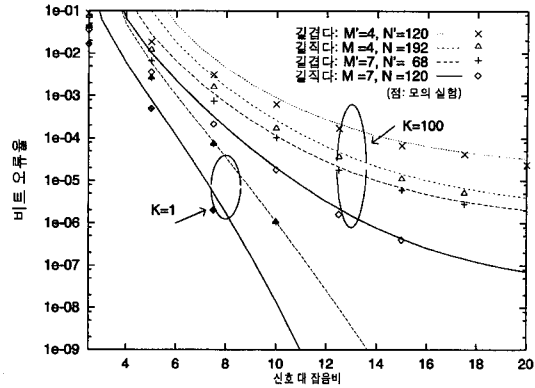


그림 5. $F=480$ 이고 $K=1$ 또는 100일 때, 길쌈 시스템과 길쌈 다 시스템의 비트 오류율 (채널 보조 정보가 모두 있을 때)

Fig. 5. The BER curves versus E_b/N_o of the convolutionally coded orthogonal multicarrier and convolutionally coded almost non-overlapped multicarrier DS/CDMA systems when $F=480$ and $K=1$ and 100.

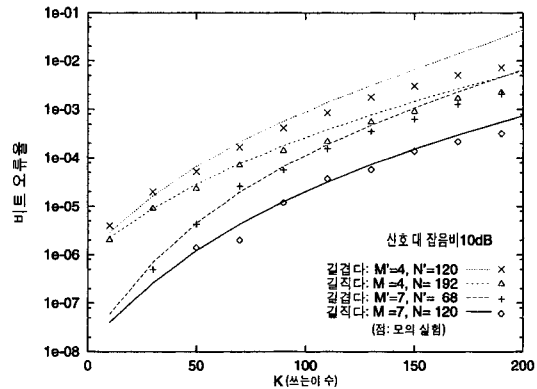


그림 6. $F=480$ 이고 $E_b/N_o=10$ dB일 때, 길쌈 시스템과 길쌈 다 시스템의 비트 오류율 (채널 보조 정보가 모두 있을 때)

Fig. 6. The BER curves versus K of the convolutionally coded orthogonal multicarrier and convolutionally coded almost non-overlapped multicarrier DS/CDMA systems when $F=480$ and $E_b/N_o=10$ dB.

그림 5와 6은 대역폭 확장 비율 F 가 480으로 고정되어 있고 부반송파 수가 4와 7이며, 채널 보조 정보가 모두 이상적일 때 길쌈 시스템과 길쌈 다 시스템의 성능을 비트 오류율 상한과 모의 실험 결과로 보인 것이다. 그림 5는 쓰는이 수 K 가 1과 100일 때 E_b/N_o

에 따른 비트오류율을 나타낸 것이고, 그림 6은 E_b/N_0 을 10 dB로 두었을 때 K 에 따른 비트 오류율을 보인 것이다. 전체 전송 대역폭을 같게 두었기 때문에 부반송파 수가 같을 때에는 길직다 시스템의 칩 수가 길직다 시스템의 칩 수보다 많으며, 따라서 쓰는 이 수가 많아질수록 길직다 시스템에 견준 길직다 시스템의 성능이 더욱 커진다. 한편, 두 시스템의 칩 수를 일정하게 두면 (보기로 $N=N'=120$) 길직다 시스템은 부반송파를 4개 쓸 수 있으나 길직다 시스템은 부채널을 7개 쓸 수 있다. 이는 길직다 시스템을 쓰면 부채널을 더 많이 쓸 수 있으므로 성능을 더 좋게 만들 수 있음을 나타내는 것이다. 바꾸어 말하면, 길직다 시스템이 주파수 대역을 적게 쓰면서 길직다 시스템과 비슷한 성능을 보일 수 있다는 것을 뜻한다.

V. 맺음말

이 논문에서는 길쌈부호화 심볼들을 서로 직교하며 겹쳐진 부채널들로 보내는 길쌈부호화 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 생각하였다. 상관기 출력들의 통계학적 특성들을 분석하였고, 채널 보조 정보를 모두 이상적으로 쓸 수 있을 때 레일리 감쇄 채널에서 복호된 출력의 비트 오류율 상한을 얻었다. 채널 보조 정보가 이상적이 아닐 때에는 모의실험으로 제안한 시스템의 성능을 살펴보았다. 길쌈 부호화 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템은 다양성이 결합된 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템보다 매우 성능이 좋음을 볼 수 있었다. 그뿐만 아니라 정보율과 쓸 수 있는 대역폭이 고정되었을 때는 제안한 길쌈부호화 직교 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템이 길쌈부호화 겹침이 거의 없는 다중반송파 직접수열 부호분할 다중접속 시스템보다 성능이 좋음을 보였다.

부 록

똑같은 이득 결합을 쓴 [4]의 다직다 시스템에 대한 몇 가지 다른 다양성 결합 방식을 살펴보자. 다양성 결합을 쓰는 시스템에서는 여러 부채널들로 같은 정보 비트들을 동시에 보내게 된다. 이 때, 바라는 쓰는이의 정보비트를 b_i^q 이라 하면, 정규화된 상관기 출력은 $y_q = a_q b_i^q + I_q$ 로 쓸 수 있다. 결합 방식의 결정 변수는

다음과 같이 얻을 수 있다.

$$T = \sum_{m=1}^M w_m y_m. \quad (36)$$

최대 비율 결합에서는 $\mathbf{a} = \langle a_1, a_2, \dots, a_M \rangle^t$ 를 조건으로 하여

$$\frac{E\{T\}^2}{E\{T^2\}} = \frac{\left(\sum_{m=1}^M w_m a_m\right)^2}{\sum_{m=1}^M w_m^2 a_m^2 \sigma_{I_m}^2} = \frac{\mathbf{w}^t \mathbf{a} \mathbf{a}^t \mathbf{w}}{\mathbf{w}^t \Lambda \mathbf{a}} \quad (37)$$

을 가장 크게 해야 한다^[9]. 여기서, $\mathbf{w} = \langle w_1, w_2, \dots, w_M \rangle^t$, Λ 는 m 째 대각 원소가 $\sigma_{I_m}^2$ 인 $M \times M$ 대각 행렬이고, t 는 전치를 뜻한다. 식 (37)을 가장 크게 하는 \mathbf{w} 는 슈바르츠 부등식에서 $\mathbf{w} = \Lambda^{-1} \mathbf{a}$ 로 얻을 수 있다. 따라서, 최대 비율 결합을 쓸 때는 부채널들의 잡음 분산을 추정해야 한다. 부채널들의 잡음 분산을 모를 때에는 $\mathbf{w} = \mathbf{a}$ 를 쓸 수 있다. 따라서, 결정 변수는 채널 보조 정보가 없을 때에는

$$T = \sum_{m=1}^M y_m \quad (38)$$

이고, 채널 보조 정보를 조금 쓸 때에는

$$T = \sum_{m=1}^M a_m y_m \quad (39)$$

이며, 채널 보조 정보를 모두 쓸 때에는

$$T = \sum_{m=1}^M \frac{a_m}{\sigma_{I_m}^2} y_m \quad (40)$$

이다.

참 고 문 헌

- [1] N. Yee, J.P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E77-B, pp. 900-904, July 1994.
- [2] D.N. Rowitch and L.B. Milstein, "Convolutional coding for direct sequence multicarrier CDMA," *Proc. MILCOM*, pp. 55-59, San Diego, USA, Nov. 1995.
- [3] S. Kondo and L.B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA Systems," *IEEE Trans.*

- Commun.*, vol. 44, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [4] E.A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 356-367, Mar. 1996.
- [5] 유영환, 강성진, 강창언, "Detection performance of MC-CDMA parallel acquisition with reference filter in a multipath fading channel," *한국통신학회논문지*, 23권, 893-900쪽, 1998년 4월
- [6] 김윤희, 박소령, 송익호, 김홍길, 김석찬, "정보 전송률과 대역폭 확장이 일정할 때 부호화 직교 주파수분할 다중 계통의 성능," *한국통신학회논문지*, 24권, 4호, 532-537쪽, 1999년 4월
- [7] 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.
- [8] S.B. Slimane, T. Le-Ngoc, "A tighter upper bound on the error probability of coded modulation schemes in Rayleigh fading channels," *Proc PIMRC*, pp. C2.2.1-C2.3.1, Yokohama, Japan, Sep. 1993.
- [9] J.G. Proakis, *Digital Communications, Third ed.*, McGraw-Hill, Inc., Singapore, 1995.

저 자 소 개

金 倫 希(正會員)

1974년 1월 29일 태어남. 1991년 3월~1995년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1995년 3월~1997년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1997년 3월~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정(전기 및 전자공학 전공). 주관심분야 : 이동통신, 변복조방식.

李 姪 美(正會員)

1974년 12월 8일 태어남. 1993년 3월~1998년 2월 : 이화여자대학교 수학과 이학사. 전자공학과 공학사. 1998년 2월~2000년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사(전기 및 전자공학 전공). 2000년 3월~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정(전기 및 전자공학 전공)

金 碩 燦(正會員)

1971년 4월 5일 태어남. 1993년 3월~1993년 2월 : 부산대학교 전자공학과 공학사. 1993년 3월~1995년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1995년 3월~2000년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 박사(전기 및 전자공학 전공). 2000년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 위촉연구원. 주관심분야 : 이동통신, 배열신호처리, 여러쓰는이 검파.

宋 翊 鎬(正會員)

1960년 2월 20일 태어남. 1978년 3월~1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학사(준최우등). 1982년 3월~1984년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학석사. 1984년 1월~1985년 8월 : 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사. 1985년 9월~1987년 5월 : 펜실베니아대학교 전기공학과 공학박사. 1987년 3월~1988년 2월 : 벨 통신연구소 연구원. 1988년 3월~1991년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수. 1991년 9월~1999년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수. 1998년 9월~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 교수. 1995년 1월~현재 : 한국통신학회 논문지 편집위원. 1996년 1월~현재 : 한국음향학회 영문논문지 편집위원. 1998년 1월~현재 : *Jorn. Comm., Networks* 편집위원. 1991년 11월, 1996년 11월 : 한국통신학회 학술상 받음. 1993년 11월 : 한국통신학회 LG학술상 받음. 1999년 11월 : 대한전자공학회 해동논문상 받음. 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회원 ; IEE 회원 ; IEEE 선임회원. 주관심분야 : 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신.

金 洪 吉(正會員)

1972년 7월 20일 태어남. 1991년 3월~1995년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 공학사. 1995년 3월~1997년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1997년 3월~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정(전기 및 전자공학 전공). 주관심분야 : 검파이론, 부호획득