

원근문제와 나카가미 페이딩을 고려한 하이브리드 DS/FH-CDMA 방식의 성능 분석

Performance Analysis of Hybrid DS/FH-CDMA over Nakagami Fading Channels with Near-Far Problem

임태길 · 강희조

Tai-Gil Rim · Heau-Jo Kang

요 약

본 논문에서는 무선 채널 환경에서 원근문제와 다중경로 페이딩에 의한 부호분할 다원접속(DS/FH CDMA) 시스템의 성능을 분석하였다. 고려되는 부호분할 다원접속 시스템은 시스템의 성능을 향상시키기 위하여 최대비 합성 다이버시티 수신법과 BCH(Bose-Chau dhuri-Hocquenghem) 부호화 기법을 사용하였다. 유도한 오율식을 이용하여 부호분할 다원접속 시스템의 성능을 구하여, PN 코드 길이(N), 호핑수(q) 다중 사용자의 수(K), 다이버시티 가지의 수(M), 부호화 율(r) 그리고 비트에너지 대 잡음전력비(E_b/N_0) 등을 함수로 하여 그래프로 나타내고 분석하였다. 분석결과에 의하면 원근문제와 다중경로 페이딩의 영향을 억압하기 위해서는 DS 방식보다도 DS/FH 방식이 효율적임을 알 수 있었다. 그리고, MRC 다이버시티 기법이나 BCH 부호화 기법을 채용함으로써 큰 폭의 성능 개선을 얻을 수 있었다. 결과적으로 제안된 시스템의 구조는 원근문제와 페이딩이 존재하는 채널에서 음성 통신시스템으로서 적절하다고 예상된다.

Abstract

In this paper, error performance of DS/FH CDMA system has been analyzed in a radio channel which is characterized by near-far problem and multi-path fading. The DS/FH CDMA system adopts Maximum Ratio Combining(MRC) diversity and BCH(Bose-Chau dhuri-Hocquenghem) coding techniques to enhance system performance. Using the derived error probability equation, the error performance of DS/FH CDMA system has been evaluated and shown in figures to discuss as a function of PN code length(N), hopping rate(q), number of diversity branch(M), coding rate(r) and bit energy per noise power ratio(E_b/N_0). The results show that DS/FH system is more effective to restrain the affection of near-far problem and multi-path fading than DS system. And there is a substantial enhancement in performance by employing an MRC diversity or BCH coding techniques. Consequently, we expected that proposed system structure is reliable to the voice communication system in near-far problem and multi-path fading channel.

동신대학교 전자전기공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

· 논문 번호 : 990913-075

· 수정완료일자 : 1999년 11월 8일

I. 서 론

스펙트럼 확산에 기초한 부호 분할 다원 접속(CDMA : Code-Division Multiple-Access)은 복수의 유저가 다른 확산계열을 갖고, 같은 주파수대를 동시에 사용하여 통신을 행하는 방식이다. 이 방식은 다중경로 간섭에 강하고, 비동기의 다원접속이 가능한 등, 이동체 통신에 적당한 특징을 가지고 있고, 실용화를 향해 연구가 활발하게 이루어지고 있다^{[1]~[9]}.

스펙트럼 확산변조방식은, 보내고 싶은 신호(정보)가 갖는 주파수대역을 그것보다도 넓은 대역에 스펙트럼을 확산하여 정보를 전송하는 방식이고, 대표적인 변조방식으로서 직접확산 방식 및 주파수 도약 방식이 있다. DS방식은 정보신호에, 그것보다 광대역의 신호를 직접 곱하여서 스펙트럼 확산을 실현하는 방식이고, 비교적 용이하게 스펙트럼 확산을 실현하게 된다. 그렇지만 이 방식으로는, 거리가 다른(따라서 신호강도가 다르다) 복수의 송신국에서의 신호를 수신하는 것 같은 경우에는, 강도가 큰 신호에 의해 다른 신호가 가려지는 이른바 원근문제가 일어나고, 특성이 현저하게 악화되는 것이 알려져 있다^{[2]~[5]}. 일반적으로 DS방식에서는 원근문제를 막는 수단으로서 전력제어를 이용하는 방법이 알려져 있다. 그렇지만 이동국이 고속으로 이동하고, 전파전파 특성이 급격히 변화하는 경우와 페이딩이 발생하고 있는 환경 아래서는 고정밀도의 제어는 곤란하다고 여겨진다^{[2],[3]}. 특히, 광대역(대준)방식에서는 원근문제와 페이딩의 영향이 현저하게 되고, 직접확산방식의 적용은 어렵다. FH방식에서의 확산은, 정보로 변조된 신호의 반송주파수를, 어떤 패턴에 따라서 바꾸는 것으로 실현된다. 이 방식에서는, 신호강도의 큰 신호와 주파수가 일치하지 않으면 원근문제는 피할 수 있다. 그렇지만 페이딩과 간섭과에 의한 비트의 손실을 막기 위해서는, 충분한 확산이득을 얻기 위한 다수의 주파수를 합성 가능한 고

속의 주파수 합성기가 필요하고, 하드웨어의 면에 문제가 있다^{[2],[3],[7]}. 한편, 상술한 변조방식과는 다르게, 이것들을 조합시킨 하이브리드 방식이 있다. 대표적인 하이브리드 방식에, DS방식과 FH방식을 조합시킨 하이브리드형(DS/FH: Direct Sequence/Frequency Hopping) 스펙트럼확산 변조방식이 있다. DS/FH 방식은, 중심주파수가 주기적으로 도약하는 직접확산변조방식이다. 요컨대, 전 대역의 일부를 점유하는 직접확산신호가 각 순간에 나타나며, 다른 한편으로 보면, 신호전체로서는 주파수 도약의 패턴에 따른다는 것이다. 2개의 방식을 조합시키는 것에 의해, 첫째로 큰 처리이득과 넓은 스펙트럼 확산이 하드웨어 면에서 실현하기 쉽고, 둘째로 직접확산방식의 경우에 문제가 되는 원근문제의 완화가 기대된다. 셋째로 FH방식의 경우에 일어나는 비트의 손실을 막을 수 있는 등, DS 방식과 FH방식의 장점을 살리고, 단점을 보충하는 방식을 얻는 것이 가능하다. 종래, 단독의 DS방식, FH방식에 관해서는 많은 연구가 되어져 있고, DS/FH 방식을 이용한 다원접속에 대해서도 얼마간의 연구성과가 발표되어져 있다. 그렇지만, 그것들은 전력제어가 완전하다(원근문제가 없다)고 가정한 것으로서 검토되어져 있으며, 혹은 원근문제를 다루고 있어도 간섭과 회망파의 신호 레벨비가 모두 같다고 근사한 것이다. 또 원근문제와 페이딩의 양쪽이 존재하는 경우에 대해서, DS/FH방식의 특성을 밝히고 특성 향상책을 검토한 예는 없다. 본 논문은 이동체 통신에 CDMA를 적용하는 것을 상정하고, 확산변조에 DS/FH방식을 이용한 스펙트럼 확산변조방식에 대해서, 그 유효성을, 특히 나가가미 페이딩과 원근문제가 존재하는 경우에 있어서 시스템의 성능을 해석하고 분석한다. 또한, 원근문제 및 페이딩에 대한 문제점을 명확히 하고, 보상법으로써 여러 정정 부호와 다이버시티 기법을 채용하여, 그 효과에 대해서 검토한다.

II. 시스템 구성

여기서는 DS/FH/SSMA의 시스템 모델을 설정한다. 그것을 그림 1에 나타낸다. 그림 1에 있어서 총 사용자수 K 사용자가 연속적으로 송신하고 있는 상태를 가정하고 있고, 상단은 제 k 사용자의 송신기, 하단은 i 사용자(회망파 사용자)의 수신기이다.

2-1 송신기모델

제 k 사용자($1 \leq k \leq K$)의 송신기에서는, 최초로 진폭 1, 비트 폭 T 를 가진 방형파 계열로부터 만들어진 정보신호 $b_k(t)$ 에, 진폭 1, 칩폭 T_c 를 가진 방형파 계열로부터 만들어진 주기 N 의 직접 확산부호 $a_k(t)$ 를 곱한다. 이것에 의해, 대역제한되어 있지

않은 직접확산 DPSK 신호를 얻는다. 여기서 $T = NT_c$ 이고, 확산부호의 1주기 분이 1정보 비트에 할당되어 있는 것으로 한다. 이하에 직접확산신호 $a_k(t)$ 및 정보신호 $b_k(t)$ 를 나타낸다.

$$a_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{k,m} P_{T_c}(t - mT_c) \quad (1)$$

$$b_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_{k,m} P_T(t - mT) \quad (2)$$

$$a_{k,m}(t) = a_{k,m}(t) + N \quad (3)$$

여기서 계열 $b_{k,m}$ 은 제 k 사용자의 정보계열이다. 또 $a_{k,m}$ 은 제 k 사용자의 직접확산부호이고, 식 (3)에 나타낸 것처럼 그 부호길이는 N 이라고 한다. 어느 쪽의 계열도 ± 1 의 2값을 얻는 것으로 한다. 폭 T 의 고립 방형파 펄스 신호 $P_T(t)$ 는 식(4)와 같은 신호이다.

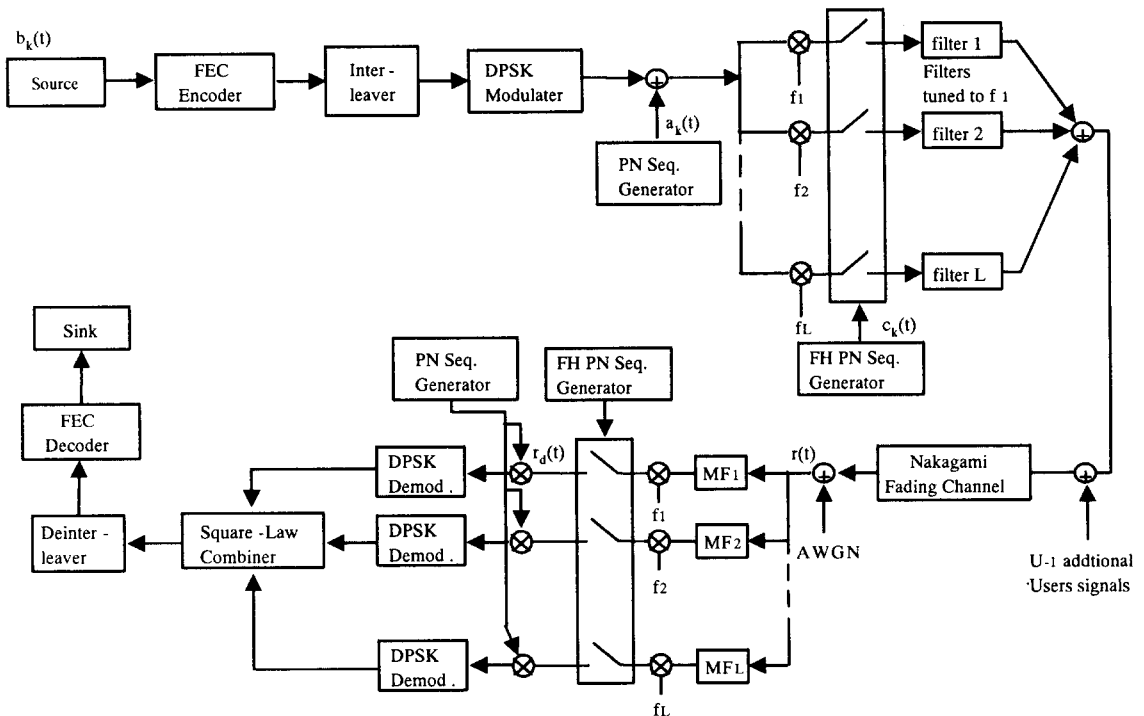


그림 1. DS/FH-CDMA의 송수신기 구성

Fig. 1. Transmitter and receiver configurations of DS/FH-CDMA.

$$P_T(t) = \left. \begin{array}{l} 1: |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0: otherwise \end{array} \right\} \quad (4)$$

다음으로 직접확산 신호를, 1칩 파형에 대응하는 나이퀴스트 필터로 파형을 정형한 후, 이상대역필터에 의한 대역제한을 한다. 그래서, 일단 중심주파수 ω_0 의 신호로 교환한다.

필터링 된 신호는, 주파수 합성기에서 출력되어진 국부발진신호와 곱하여져, 도약되어서 송신된다. 변환 가능한 반송파의 수는 전부 q 개다. 주파수 합성기에서는, 주파수 도약 계열(FH 계열)에 따라서 반송파가 합성되고, 출력신호는 다음과 같이 된다.

$$c_k(t) = \cos(\omega_k(t)t + \phi_k(t)) \quad (5)$$

$$\omega_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \omega_{k,m} \cdot P_{Th}(t - mT_h) \quad (6)$$

$$\omega_{k,m}(t) = \omega_{k,m}(t) + q - 1 \quad (7)$$

여기서 $\omega_{k,m}$ 은 제 k 사용자의 FH계열을 나타내고, 식 (7)에 나타난 것 같이, 주기는 $q-1$ 이다. 또 T_h 는 호핑의 시간간격이고, 본 논문에서는 호핑으로서는 하나의 주파수에 체재하는 사이에 N_b 비트의 정보를 전송하고, $T \leq T_h (= N_b T)$ 로 되는 저속 호핑을 가정하고 있다. $\phi_k(t)$ 는 제 k 사용자의 주파수 신서사이저에 의한 랜덤위상인 h 번째의 호핑 주파수에 체재하는 사이는 일정치 $\phi_h^{(k)}$ 를 얻는다. 직접확산 부호로써 3절과 5절에서는 상호상관 특성이 우수한 골드 계열을 이용하고, 또, 4절에서는 페이딩만을 고려하기 위해 자기상관 특성을 나타내기 쉬운 M계열에서 검토를 한다. FH의 부호에는 BCH 호핑 계열을 이용한다.

2-2 통신로 모델

페이딩은 고속 페이딩과 저속 페이딩으로 나눌 수 있는데 고속 페이딩은 주로 무선 통신에서 다중로 전파에 의해 발생되며 이로 인한 진폭의 변화는

레이리 분포를 따르고 저속 페이딩은 주로 기상이나 대기의 변화에 의해 발생되면 이로 인한 진폭의 변동은 로그-정규분포(log-normal distribution)를 따른다. 이러한 페이딩 현상은 서로 중첩되어 발생한다.

본 논문에서는 m 의 값에 따라서 레일리 페이딩과 라이시안 페이딩을 포함할 수 있는 나가가미 페이딩을 다루기로 한다. 나가가미 페이딩은 심도지표라고 부르는 m 의 값에 의해 중단파로부터 마이크로 파대에 이르는 무선통신로에서 발생하는 여러 가지 형태의 포락선 변동을 나타낼 수 있다.

나가가미 페이딩에서 m 은 페이딩의 심도를 나타내는데 페이딩 지수라고도 하며, 이 값의 범위는 $1/2 \leq m \leq \infty$ 이다. 나가가미 페이딩에서 m 의 값이 1일때를 레일리 페이딩이라 하고, $m > 1$ 일 때는 라이시안 페이딩으로 나타내어지며, 나가가미 페이딩을 받는 수신신호의 순시 진폭 R 에 대한 확률 밀도 함수는 다음과 같이 나타내진다^[10].

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega}\right) \quad (8)$$

$I(\cdot)$: 감마 함수, $\Omega/2$: 수신 평균전력,

$m(\geq 1/2)$: 페이딩지수

2-3 수신기 모델

수신측에서는 식 (8)으로 표현되어지는 통신로를 거쳐서 k 개의 신호를 수신한다. 수신신호는 잡음을 더해 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} \sum_{l=1}^{L_k} \text{Re}[\beta_{k,l} \cdot \exp(j\gamma_{k,l})] \\ &\cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{k,m} b_{k,m} g_{\gamma}(t - mT_{c} - \tau_{k,l}) \\ &\cdot \exp\{j\Phi_{k,l}(t - \tau_{k,l})\} + n(t) \end{aligned}$$

$$\Phi_{k,l}(t) = (\omega_o + \omega_k(t))t + \theta_k + \phi_k(t),$$

$$m = \left\lfloor \frac{m}{N} \right\rfloor. \quad (9)$$

여기서, 계열 $b_{k,m}$ 는 제 k 사용자의 m 번째 정보계열이고, $[x]$ 는 x 를 초과하지 않는 최대의 정수를 나타내는 함수이다. $a_{k,m}$ 은 k 사용자의 m 번째의 직접확산계열, R_k 는 신호 수신전력, $g\gamma(t)$ 는 송신 필터의 폭 T_c 의 방형파에 대한 응답 파형이다. 또 $\tau_{k,l}$ 은 간섭파 신호의 희망파 신호에 대한 지연시간이고, $\tau_{k,l} = \tau_{k,0} + t_{k,l}$ 이다. $n(t)$ 는 편측 전력밀도 N_o 의 백색가우스 잡음 성분이다. 또 θ_k 는 반송파의 초기 위상각, $\phi_k(t)$ 는 송신측에서 주파수 합성기에 의한 랜덤위상이다.

지금, i 번째 사용자의 ($1 \leq i \leq k$)의 d 번째의 멀티신호를 희망파로써 수신하는 경우로 고려한다. 수신기에서는 먼저 주파수 도약의 역 확산을 행하고, 신호를 중심주파수 ω_o 에 주파수로 변환한다. 이것은 수신신호와 수신기의 주파수 신서사이저에서 생성한 신호를 곱하는 것에 의하여 행하여진다. 그 위에 그 신호에 반송주파수 ω_o 의 반송파를 곱하여 베이스밴드로 떨어뜨린다. 수신신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_d(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{P_k}{8}} \beta_{k,l} \sum_{l=1}^{L_k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{k,m} b_{k,m} \cdot g(t - mT_c - \tau_{k,l}) \delta(w_k(t - \tau_{k,l}), w_i(t)) \cdot \cos(\Phi_{k,l}(t)) + n'(t)$$

$$\Phi_{k,l}(t) = \theta_k - (\omega_o + \omega_k(t - \tau_{k,l})) \tau_{k,l} + \phi_k(t - \tau_{k,l}) - \phi_i'(t) + \gamma_{k,l} \quad (10)$$

단, $g(t)$ 는 송신필터 $g_T(t)$ 와 수신필터 $g_R(t)$ 의 시간간격에서의 곱친 적분 $g(t) = g_T(t) * g_R(t)$ 이고, $\phi_i'(t)$ 는 희망국 수신측의 합성기에 의한 랜덤위상이다. 또 $\delta(\cdot, \cdot)$ 는 다음과 같은 관계를 나타내는 함수이다.

$$\delta(u, v) = \begin{cases} 1: u = v \\ 0: u \neq v \end{cases} \quad (11)$$

그래서 이 베이스 밴드로 떨어진 희망 신호에 대

해서 칩 레벨의 동기를 맞춰 각 칩의 중앙에서 신호의 표준화를 행하고 직접확산 부호를 곱하여 직접확산의 역 확산을 행한다. 표본화의 과정에서는 양자화는 하지 않고 아날로그 값 그대로 신호를 처리하는 것으로 한다. 직접확산의 역 확산은 다음과 같다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} \cdot y_n \quad (12)$$

희망신호에 대해서 직접확산의 역 확산을 행한 후의 출력성분은 동기가 이상적이라고 가정하면 (2), (3) $\tau_{i,d} = \Phi_{i,d} = 0$ 이 되는데 다음과 같이 된다.

$$Z_{i,d} = \sqrt{\frac{P_i}{8}} \beta_{i,d} \cdot b_{i,o} \quad (13)$$

희망국의 다중경로신호 성분은, 다음의 식으로 주어진다.

$$Z_{i,l} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{P_i}{8}} \beta_{i,l} a_{i,m} b_{i,m} \cdot a_{i,n} g(nT_c - mT_c - \tau_{i,l}) \cdot \delta(w_i(nT_c - \tau_{i,l}), w_i(nT_c)) \cdot \cos(\Phi_{i,l}(nT_c))$$

$$\Phi_{i,l}(t) = \theta_i - (\omega_o + w_i(t - \tau_{i,l})) \tau_{i,l} + \phi_i(t - \tau_{i,l}) - \phi_i'(t) + \gamma_{i,l} \quad (14)$$

같은 형태로, 제 k 사용자의 다중경로 성분은 다음 식과 같이 된다.

$$Z_{k,l} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{P_k}{8}} \beta_{k,l} a_{k,m} \cdot b_{k,m} a_{i,n} g(nT_c - mT_c - \tau_{k,l}) \cdot \delta(w_k(nT_c - \tau_{k,l}), w_i(nT_c)) \cdot \cos(\Phi_{k,l}(nT_c)) \quad (15)$$

$$\Phi_{k,l}(t) = \theta_k - (\omega_o + w_k(t - \tau_{k,l})) \tau_{k,l}$$

$$+ \phi_i(t - \tau_{k,l}) - \phi_i(t) + \gamma_{k,l}$$

따라서, 수신기단에서의 전 신호출력은 다음과 같이 된다.

$$Z = Z_{i,d} + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} Z_{k,l} + \sum_{l=1}^{L_i} Z_{i,l} + Z_{awgn,d} \quad (16)$$

단, $Z_{awgn,d}$ 는 가우스 잡음의 출력성분이고, 평균 0, 분산 $\sigma^2 = N_o/16NT_c$ 의 가우스 분포를 이룬다. 이렇게 해서 얻어진 수신출력 신호 극성의 정·부에 의해 송신된 부호를 결정한다.

2-4 하이브리드 DS/FH 시스템의 비트 오류

스펙트럼 확산 신호에서 처리이득은 스펙트럼 신호의 대역폭과 데이터 신호의 대역폭의 비로 주어진다. 직접 확산 방식에서 처리이득은 다음과 같다.

$$G_p = W_s/W = T/T_c = N$$

단, W : 데이터 신호의 대역폭,

W_s : 확산신호의 대역폭,

T : 데이터 신호의 지속 시간 길이,

T_c : 확산 신호의 지속 시간 길이,

N : PN 코드의 길이

주파수 도약 확산 방식에서의 처리이득은 $G_p = W_s/W = T/T_c = q$ 이고, 여기서 q 는 도약 가능한 주파수 슬롯의 개수이다.

사용중인 경로에 다른 사용자에 의해 충돌이 발생될 확률 P_h 는 다음과 같이 나타내진다^[11].

$$P_h = (1 - 2/N_b)/q : \text{하한} \\ (1 - 2/N_b)/q + (2/N_b)(2/q) \\ = (1 + 2/N_b)/q : \text{상한} \quad (17)$$

단, $N_b \gg 1$, N_b : hop당 송신된 비트수,

q : 주파수 호핑수

K 명이 동시에 전송할 때 k_h 의 충돌이 발생할 확률 $P(k_h)$ 는 다음과 같다.

$$P(k_h) = \binom{K-1}{k_h} P_h^{k_h} (1 - P_h)^{K-1-k_h} \quad (18)$$

부호화 기법을 도입하였을 경우에 충돌이 발생할 확률 \hat{P}_h 는 다음과 같이 나타내진다^[11].

$$\hat{P}_h = [1 - (2b+1)/N_b]/q : \text{하한} \\ [1 + (2b+1)/N_b]/q : \text{상한} \quad (19)$$

단, b : codeword의 비트 수

$$\hat{P}(k_h) = \binom{K-1}{k_h} \hat{P}_h^{k_h} (1 - \hat{P}_h)^{K-1-k_h} \quad (20)$$

III. 원근문제 존재 하에 있어서 특성

이동체 통신에 CDMA를 적용한 위에서 문제가 되는 것이 원근문제이다. 특히 직접 확산 방식에서는 복수의 사용자가 항상 동일한 주파수를 공유하는데 그 영향을 받기 쉽다. 한편, 하이브리드 방식에서는, 주파수 도약을 병용하고 있는데, 수신강도가 큰 신호와 주파수가 일치하지 않으면 원근문제를 피할 수 있게 되어, 직접 확산방식에 비교해 특성이 개선될 가능성이 있다. 그래서, 본 장에서는 원근문제가 존재하는 통신로를 가정하여, 전력제어를 행하지 않은 상태에서의 특성을 구해, 직접 확산 방식과 비교하여, 원근문제의 개선 효과에 대해서 분명히 한다. 즉, 여기서는 원근문제만이 존재하고, 페이딩은 고려하지 않는다.

원근문제가 존재하는 통신로로서는, 그림 2와 같이 기지국을 중심으로 한 반경 R의 원의 서비스에 리어 내의 이동국(사용자)이 하나의 형태로 분포하는 것 같은 모델을 고려한다. 서비스 영역 내에 $k-1$ 개의 간섭국과 희망국 한 개를 랜덤 하게 배치시켜, 희망국의 오류를 계산하고, 그것들을 평균화한 것을

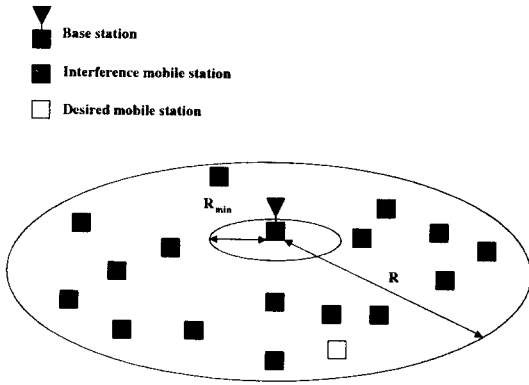


그림 2. 서비스 영역내의 이동국 분포

Fig. 2. Distribution of mobile station in a service zone.

평균 비트 오류로써 평가한다. 또, 원근문제가 현저하게 나타나는 예로써, 희망국이 영역의 경계부근에 있는 경우의 특성도 구하도록 한다. 더욱이, 실제로는 이동국이 기지국에 접근 가능한 거리에는 한계가 있는데, 여기서는 이동국과 기지국의 거리에 한계를 설정해, 이동국은 반경 $R_{min}(0.01R)$ 의 원내에는 존재할 수 없도록 가정한다.

본 논문에서는 랜덤 도약패턴을 사용하고, N_b 를 칩 당 데이터 비트 수라 할 때 $N_b \gg 1$ 인 경우를 고려하므로 K 명이 동시에 전송하는 하이브리드 DS/FH CDMA DPSK 시스템의 평균 비트 오류는 k_h ($k_h = 0, 1, \dots, K-1$)개의 충돌이 발생할 확률과 k_h 개의 충돌 발생시의 충돌 발생시의 조건부 오류확률을 곱한 값을 k_h 가 0일 때부터 $K-1$ 일 때까지 더하여 구할 수 있다.

원근문제만이 존재하는 채널 환경하에서 DPSK 시스템의 오류식은 다음과 같다.

$$P_{eG} = \frac{1}{2} \exp(-\gamma_b) \tag{21}$$

$$\text{단. } \gamma_b = \left[\left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + N_f \cdot \frac{2\{L_k \cdot (K-1) + (L_k-1)\}}{3N} \right]^{-1}$$

K : 사용자수, N : PN 코드길이,

N_b : 칩 당 데이터 비트 수,

E_b/N_0 : 비트 신호 전력 대 잡음 전력비,

L_k : 다중경로의 수,

N_f : 기준사용자와 기준사용자 이외의 사용자에 의한 경로의 평균전력

결국, 원근문제만이 존재하는 채널 환경 하에서 DS/FH CDMA DPSK 시스템의 오류식은 식 (18)과 (21)을 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$P_b(k_h) = \sum_{k_h=0}^{K-1} P(k_h) P_{eG} \tag{22}$$

그림 3에 DS 방식 및 DS/FH 방식의 사용자수가 $K=31$ 의 경우의 E_b/N_0 에 대한 평균 비트 오류를 나타낸다. 위 그림에는, 원근문제가 없는 경우의 특성도 나타나 있다. 그림에 의하면 원근문제가 있는 경우는, 없는 경우에 비해 양 방식 모두 특성 열화가 나타난다. 양 방식을 비교하면 원근문제가 존재하는 경우에 있어서는 DS/FH의 쪽이 특성이 좋아져 있는 것을 알 수 있다. 그림4에 사용자에 대한 DS 및 DS/FH의 평균 비트 오류를 표시한다. 동 그림으로부터 원근문제가 있는 경우, DS/FH 쪽의 특성이 좋은 것을 알 수 있다. 그렇지만 원근문제가 없는 경우에 비해 양쪽 식 모두 상당히 사용자수가 제한된다고 말할 수 있다. 그림 3과 4에서 원근문제 존재하에 있어서 DS/FH 방식은 직접확산 방식보다 특성은 좋지만, 충분한 개선 효과가 얻어진다고는 말할 수 없는 것을 알았다. 즉, DS/FH 방식은 직접확산 방식에 비하여 주파수 도약에 의해 신호강도가 높은 간섭파와 주파수가 일치하지 않을 경우와 간섭파의 신호 강도가 강한 경우에 높은 확률로 버스트 적인 오류가 생기고 만다. 그 때문에 평균적인 오류로써 보면, 직접확산 방식과 비교해 충분한 개선이 얻어지지 않는다. 그렇지만 주파수 도약 과정에서 생기는 버스트 에러를 정정 가능하다면 특성은 DS방식에 비교하여 크게 개선된다고 생각된다. 그래서 DS/FH

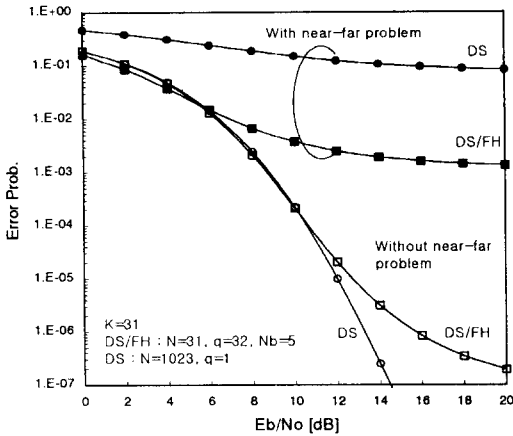


그림 3. E_b/N_o 에 대한 평균 비트 오류

Fig. 3. E_b/N_o vs. average BER.

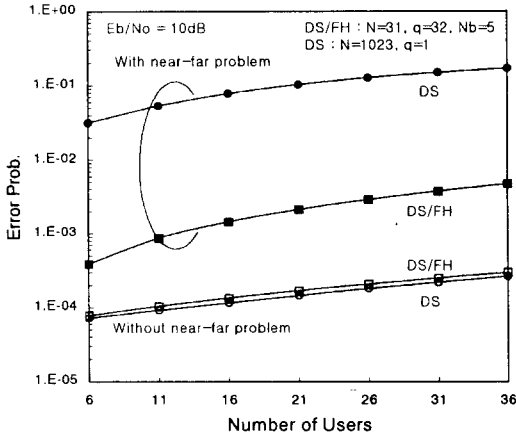


그림 4. 사용자수에 대한 평균 비트 오류

Fig. 4. Number of users vs. average BER.

방식에 있어서 일어나는 버스트 오류 보상으로써 에러 정정 부호를 도입하는 것을 생각해, 시스템에 에러 정정 부호를 부가하여 같은 형태로 검토를 행한다.

3-1 에러 정정 부호를 이용한 경우

본 논문에서는 에러 정정 부호로 부호화율 0.5, 에러 정정 부호의 부호 길이 3비트의(31,16) BCH

부호를 이용한다. 또, 에러 정정 부호를 도입한 DS/FH 방식에 있어서는 부호화율과 확산이득에 상관관계가 존재하고 부호화에 의해서 고유대역이 넓어지는 것을 막기 위해, DS/FH 방식에서는 도약 주파수 q 를, DS방식에서는 PN계열의 길이 N 을 각각 1/2로 한다. BCH 부호화를 행할 경우 수신측의 오율식은 다음과 같이 주어진다^[11].

$$P_b = \frac{1}{n} \sum_{i=r+1}^n i \binom{n}{i} P_e^i (1 - P_e)^{n-i} \quad (23)$$

단, P_e : 변조신호의 오율, n : 부호길이,

t : 에러정정 능력

결국, 에러 정정 부호를 이용한 경우 DS/FH-CDMA DPSK 시스템의 오율식은 식 (20)과 (23)을 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$P_b(k_h) = \sum_{k_h=0}^{K-1} \hat{P}(k_h) P_b \quad (24)$$

그림 6에 BCH 부호화를 이용한 경우의 시스템의 평균 오율 특성을 나타낸다. 그림 6에서, 하이브리드 방식이 오율 특성이 우수하고, 에러 정정 부호에 의해 직접확산 방식보다도 큰 성능 개선이 얻어지는 것을 알 수 있다.

그림 7에 사용자수에 대한 평균 비트 오류를 나타낸다. 동 그림에는 부호화하지 않은 경우의 특성

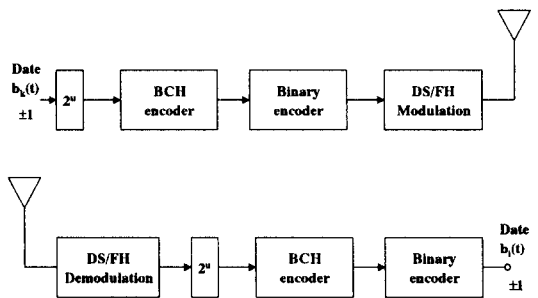


그림 5. 부호화 DS/FH-CDMA의 송수신기 구성

Fig. 5. Transmitter and receiver configurations of coded DS/FH-CDMA.

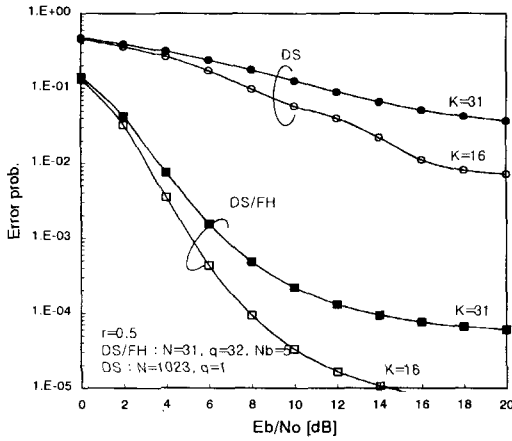


그림 6. 부호화 시스템의 평균 오류 특성
Fig. 6. Average BER performance of coded system.

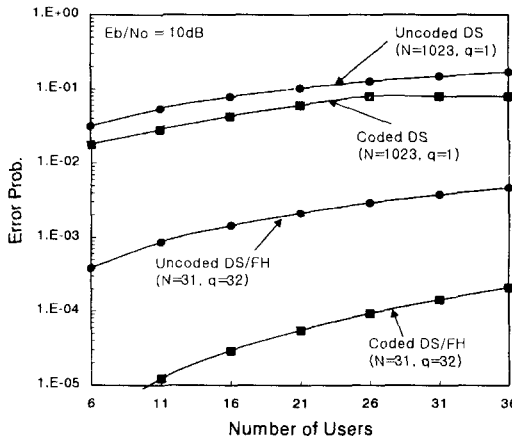


그림 7. 에러 정정 부호의 효과
Fig. 7. Effect of the error control code.

도 함께 나타내고 있다. DS/FH 방식은 부호화 하는 것에 의해, 특성이 크게 개선되고 있고, 다른 쪽 DS 방식은 에러 정정 부호를 이용하지 않은 경우가 특성이 좋으며, 에러 정정 부호의 효과가 나타나지 않는다. DS방식에서는, 항상 모든 사용자가 동일 대역을 사용하고 있으므로 하나의 파라도 희망파 보다 신호의 강도가 강한 간섭파가 존재한다면, 1부호어 내에서 정정 능력을 넘는 수의 에러가 일어나고 말 확률이 높아지고, 부호어 오류가 크게 악화된다. 이

러한 문제점에 대해 DS/FH 방식에서는 도약에 의한, 신호레벨이 큰 신호와의 충돌로 일어나는 에러가 1주파수(시간)에 제한되어지는데, 그 에러를 정정 부호로 제어하는 것으로서 DS방식과 비교하여 성능이 상당히 개선되어진다고 생각할 수 있다. 이상의 결과에서, 원근문제 존재 하에 있어서는, DS/FH방식에는 에러 정정 부호가 필요하고, 그래서 에러 정정 부호로써 BCH 부호를 부가하는 것에 의해, DS방식과 비교하여 충분한 특성의 개선이 얻어진다고 말할 수 있다. 본 논문에서는 보다 실제상황에 가까운 경우를 상정하고 그 위에서의 DS/FH의 오류를 밝히도록 하기 위해, 이후, 원근문제 모델로써는 희망국 존 내에서의 위치를 불규칙하게 결정된 경우의 모델로 한다.

IV. 페이딩 환경 하의 특성

여기서는 DS/FH 방식의 다중경로 페이딩 환경 하에 있어서는 특성에 대하여 검토한다. 페이딩 환경 하에서 DPSK 시스템의 오류식은 다음과 같다.

$$P_{ef} = \int_0^{\infty} P_{eG} \cdot p(R) dR$$

$$= \frac{1}{\sqrt{[\pi]}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m+1)} \left[\frac{1}{m \left(\sin \frac{\pi}{2M} \right)^2} \right]^m$$

단, M : 상수, m : 페이딩 지수 (25)

결국, 페이딩 환경 하에서 DS/FH CDMA DPSK 시스템의 오류식은 식 (18)과 식 (25)를 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$P_b(k_h) = \sum_{k_n=0}^{K-1} P(k_h) P_{ef} \quad (26)$$

4-1 다이버시티 수신을 하지 않은 경우

다중경로파의 영향을 분명하게 하기 위해서, 여기서는 두파 레일리 모델 ($L_i=2$)에 있어서 DS/FH방

식의 오율을 수치해석에 의해 구한다. PN계열에는 M계열을, 에러 정정 부호에는, 전장과 같은 BCH 부호를 이용한다. 이상의 조건을 기본으로 수치해석 결과를 그림 8에 나타낸다. 그림에는 단일 경로 레일리 페이딩의 이론 곡선도 함께 나타나 있다. 그림에 의하면, 잡음이 지배적인 영역에서는 부호화율이 낮을수록 특성이 나쁘고, 잡음의 영향이 작게 되는 것에 따라 특성은 역전되며, 부호화율이 0.3의 경우가 가장 부호화 이득이 크게 나타나 있다. 단일경로 레일리 페이딩의 곡선에 비교하여 특성이 악화되어 있는 것은, 지연파의 영향에 의한 것으로써, 지연파와 희망파의 상호상관이 0이 되지 않고, 없애는 것이 가능하지 않기 때문이라고 여겨진다. 즉, 잡음의 영향이 작은 경우에는, 에러는 선행파와 지연파의 신호 수신레벨에 지배적이고, 선행파의 레벨이 낮게 떨어지고, 지연파의 레벨이 높은 경우에는, 동기가 완전하다고 하여도, 특성이 현저하게 열화하며, 에러 정정 부호에 의해서도 회복되지 않는 상태로 빠져드는 것으로 생각되어진다. 따라서 멀티패스 페이딩 환경에서는, 에러 정정 부호만으로는 충분한 성능은 얻을 수 없고, 다른 페이딩 대책이 필요하다고 말할 수 있다.

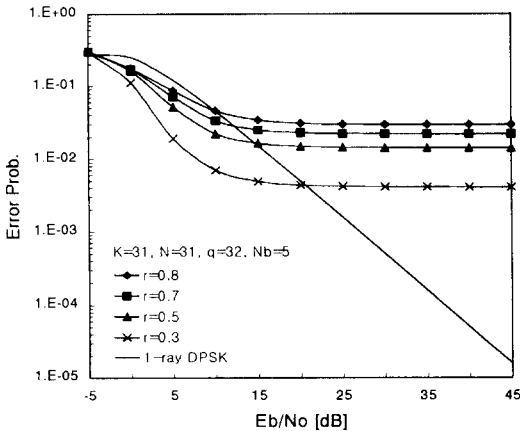


그림 8. 2-ray 모델내의 평균 오율 특성
Fig. 8. Average BER performance in 2-ray model.

4-2 다이버시티 수신을 행한 경우

다이버시티 수신 기법은 동일한 신호를 2개 이상의 가지(branch)로 수신하여 송신전력을 증가시키지 않으면서도 페이딩의 영향을 효과적으로 줄일 수 있다. 본 논문에 고려한 MRC 다이버시티 기법은 다이버시티 가지 입력의 위상을 모두 동상이 되도록 조정함과 동시에 각각의 포락선에 비례하여 가중치를 가하여 SNR이 큰 신호일수록 합성 SNR에 크게 기여하는 방식으로서 여러 다이버시티 기법중 가장 효과적이다.

본 논문에서는 다이버시티 수신 기법중 개선 효과가 가장 우수한 MRC 다이버시티를 채용하여 페이딩에 의한 성능 저하를 보상한다. 가지의 수가 M인 MRC 다이버시티 출력단의 SNR은 다음과 같다 [11].

$$\Gamma = \sum_{k=1}^M \Gamma_k \quad (27)$$

결국, 페이딩 환경 하에서 다이버시티 수신을 행한 DPSK 시스템의 오율식은 식 (28)과 같이 주어지며, 식 (18)과 식 (28)을 이용하여 다이버시티 수신을 행한 DS/FH CDMA DPSK 시스템의 오율식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{eM} = 1 - \frac{2}{\sqrt{[\pi]}} \frac{\Gamma(mM + \frac{1}{2})}{\Gamma(mM)} \left(\frac{m}{\gamma}\right)^{-0.5} \cdot {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, 1 - mM; \frac{3}{2}; \frac{\gamma}{m + \gamma}\right) \quad (28)$$

$$P_{eM}(k_h) = \sum_{k_h=0}^{K-1} P(k_h) P_{eM} \quad (29)$$

수치해석 결과를 그림 9에 나타낸다. 그림으로부터 분명한 것처럼, 다이버시티 기술을 이용하지 않은 경우보다도 다이버시티 효과에 의해 상당히 특성이 개선되고, 가지수 M이 클수록 특성이 좋아지고 있는 것을 알 수 있다.

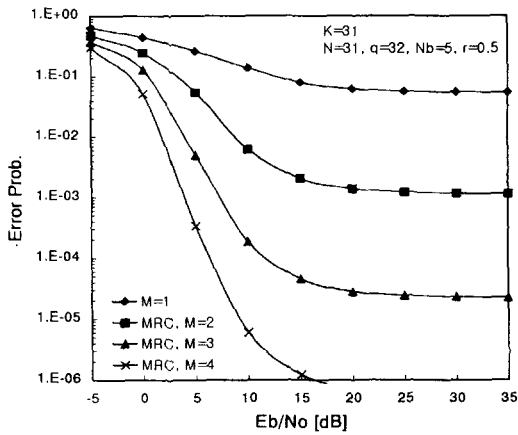


그림 9 4-ray 모델과 다이버시티 수신 기법 적용시 오율특성

Fig. 9. Average BER performance in 4-ray model with diversity reception.

V. 원근문제에 있어서 페이딩이 존재하는 경우의 특성

앞장까지의 결과를 고려하여, 여기서는 에러 정정 부호로서 BCH 부호를, 다이버시티 수신법으로써 MRC 기법을 이용한 시스템으로, 원근문제 및 페이딩의 양쪽이 존재하는 경우에 있어서 특성을 구한다. 원근문제에 대해서는 3절과 같은 통신로 모델(단, 회망국의 위치는 랜덤하다고 가정한다)을 적용하고, 또 페이딩에 관해서는 4절의 다중경로 레일리 페이딩을 상정한다. 각 사용자의 다중경로 파수 L_k 는 각 사용자가 위치한 주위의 환경에 의해 다르다. 그러나 여기서는 시가지에 있어서 서비스 존을 가정하고, 각 사용자의 다중경로 파는 같다고 가정한다. 수치 해석의 결과를 그림 10 및 11에 나타냈다. 다중경로의 수는 모든 사용자에게 대해 $L_k=4$ 로 하고 있으며, 다이버시티 수신의 합성법으로서, MRC 기법을, 에러 정정 부호로서, 부호화율이 0.5인 BCH 부호를 이용하고 있다. MRC 다이버시티 기법과 BCH 부호화 기법을 동시에 채용한 경우의 오율식은 식 (23)~(29)를 이용하여 다음과 같이 주어진다.

$$P_{b-MRC}(k_h) = \sum_{k_h=0}^{K-1} \hat{P}(k_h) P_{b-MRC} \quad (30)$$

그림 10은 평균 E_b/N_0 에 대한 평균 비트 오율, 그림 11은 사용자수에 대한 평균 비트 오율이다. 원근

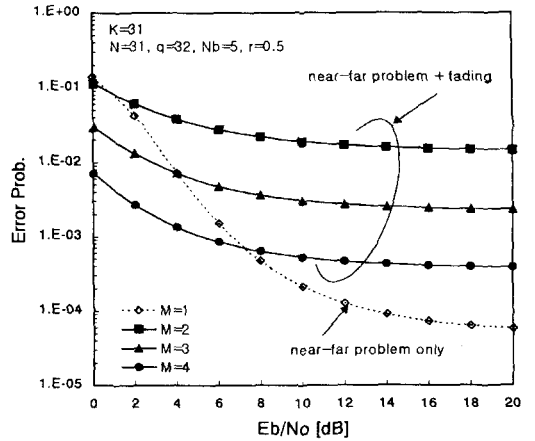


그림 10. 평균 E_b/N_0 대 평균 비트 오율(다이버시티: 최대비합성)

Fig. 10. Average E_b/N_0 vs. average BER(diversity: MRC).

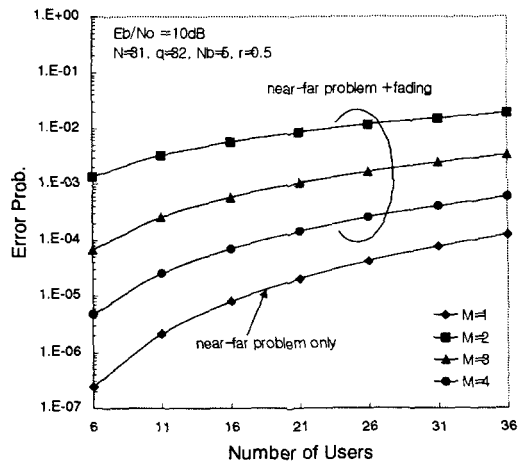


그림 11. 사용자수 대 평균 비트 오율(다이버시티: 최대비합성)

Fig. 11. Number of users vs. average BER(diversity: MRC).

문제 만이 존재하는 경우의 특성도 함께 나타내고 있다. 그림 10 및 그림 11로부터 분명한 것처럼 가지수 $M=4$ 의 경우가 가장 다이버시티 효과가 크고 특성도 좋으며, 원근문제 만이 발생하고 있는 경우의 특성과 비교하면 평균 E_b/N_0 가 크게 됨에 따라서 성능 열화가 현저하게 나타나 있다. 이것은, 자국의 신호에 대한 페이딩의 영향은 다이버시티 효과에 의해 막을 수 있으나, 다른 사용자의 간섭성분이 원근문제에 합쳐져 페이딩에 의해 증대하기 때문이다.

그렇지만, 그림 10과 그림 11은, 하이브리드 방식이 원근문제와 페이딩 양쪽이 존재하는 통신로에 있어서, 전력제어를 이용하지 않고서도, 에러 정정 부호와 다이버시티 기술을 이용하면, $BER=10^{-3}$ 을 달성 가능하고 하이브리드방식의 유효성이 높은 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는, 스펙트럼 확산 변조방식으로서 하이브리드 방식을 이용한 스펙트럼 확산시스템을 얻어, 하이브리드 방식을 이동체 통신에 적용한 것을 상정하고, 그 전송 특성에 대해서 검토를 행하였다. 먼저, 원근문제가 존재하는 통신로에 있어서, 직접 확산 방식에 대한 원근문제의 개선 효과에 대해서 검토했다. 여기서는 도약의 과정에서 일어나는 에러를 제거하기 위해 에러 정정 부호가 필요한 것을 기술하였고, BCH 부호를 에러 정정 부호로써 사용하여, 직접확산 방식과 비교하여 충분한 특성개선이 얻어지는 것을 보였다. 다음에, 페이딩 환경 하에 있어서 특성을 보이고, 에러 정정 부호만으로는 충분한 특성은 얻을 수 없으며, 다른 페이딩 대책이 필요하다는 것을 기술하였다. 그래서, 다이버시티 수신 효과에 대해서 확인했다. 마지막으로 원근문제 및 페이딩이 동시에 존재하는 통신로에 있어서 특성에 대해 검토하고, 전력제어가 곤란한 환경에서도, 에러 정정 부호 및 다이버시티 기법을 채용하는 것에 의해 의해 하이브리드 방식의 유효성이 높은 것

을 알았다. 그런데 실제의 자동차 전화와 같은 이동체 통신에의 적용을 고려한 경우, 레일리 변동만이 아니라 건물에 의한 대수정규분포에 따른 변동과 매우 빠른 페이딩에 추종하는 것이 가능한 반송파 재생 등도 고려하지 않으면 안 된다.

참 고 문 헌

- [1] E. A. Geraniotis : "Coherent hybrid DS-SFH spread spectrum multiple-access communications", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, SAC-3, pp. 695-705, Sept. 1985.
- [2] J. Wang and M. Moeneclaey : "Hybrid DS/SFH-SSMA with predetection diversity and coding over indoor radio multipath Rician fading channel", *IEEE Trans., Commun.*, vol. 40, no. 10, pp. 1654-1662, Oct., 1992.
- [3] J. Wang and M. Moeneclaey : "Hybrid DS/SFH-SSMA with predetection diversity and coding over indoor radio multipath Rician fading channel", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, SAC-10, pp. 705-713, May, 1992.
- [4] Y. C. Yoon, R. Kohon and H. Imai : "Cascaded co-channel interference cancelling and diversity combining for spread spectrum multi-access over multipath fading channels", *IEICE Trans. Commun.*, E76-B, pp. 163-168, Feb., 1993.
- [5] G. L. Turin : "Introduction to spread spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", *Proc. IEEE*, 68, 3, pp. 328-353, March, 1980.
- [6] 横山光雄 : "スペクトル擴散通信方式", 科技技術出版, 1998.
- [7] 河野隆二 : "スペクトル擴散通信の前景と課題—スペクトル擴散通信の研究開発動向と展望", 信學技報, IT93-61, Oct., 1993.

- [8] 中川正雄, 横山光雄: “移動通信とコンシューマ通信”, 新學技報(輕井尺 세미나“스펙트럼擴散とその應用”), SST91-7, April, 1991.
- [9] 眞梶康彦, 片山正昭, 小川 明: “DS/SSMA 방식における他チャネル 干涉について” 1992 年 電氣關係學會東海支部聯合大會講演論文集, p. 250, 1992.
- [10] M. Nakagami, “The *m*-distribution A general Formular of intensity distribution of rapid

fading.” In *statistical methods of radio wave propagation*, W.C. Hoffman Ed., New York : Pergamon Press, pp. 3-36, 1960.

- [11] Jiangzhou Wang and Marc Moeneclaey, “Hybrid DS/SFH spread spectrum multiple access with predetection diversity and coding for indoor radio,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 40, no. 10, pp. 1654-1662, Oct., 1992.

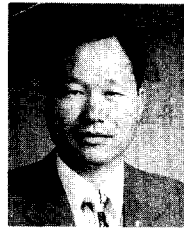
임 태 길



1949년 4월 5일 생
 1980년 2월: 조선대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1996년 8월: 동신대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1999년~현재: 동신대학교 대학원 전기전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 이동통신, 위성통신, 전파전파, 무선광통신, 밀리미터파통신, 무선통신

강 희 조



1986년 2월: 원광대학교 전자공학과(공학사)
 1988년 2월: 숭실대학교 대학원 반도체 공학과(공학석사)
 1994년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과(공학박사)
 1994년 7월~1995년 12월: 한국전

자통신연구소 위성망연구소 초빙연구원

1996년 8월~1997년 8월: 오사카대학교 공학부 통신공학과 객원교수

1998년 3월~현재: 한국전자과학회 호남지부 부지부장

1998년 3월~1998년 8월: 전자통신연구원 무선이동위성통신 시스템 연구소 초빙연구원

1997년 10월~현재: 세종실업주식회사 기술고문

1990년 3월~현재: 동신대학교 전기전자공학과 부교수

[주 관심분야] 통신시스템, 대역확산통신, 이동통신, 위성통신, EMI/EMC, 밀리미터파통신, 무선광통신, ITS 통신시스템, 평판 디스플레이