

새도우드 라이시안 페이딩 육상이동 위성채널에서의 DS/CDMA 성능분석

正會員 김 홍 철*, 김 남**

Performance Analysis of DS/CDMA in Shadowed Rician Fading Land-Mobile Satellite Channel

Hong-Chill Kim*, Nam Kim** *Regular Members*

요 약

본 논문은 시골이나 교외지역에서의 위성채널을 새도우드 라이시안 페이딩 채널로 모델링하였으며 육상이동 통신시스템으로 DS/CDMA에 대한 성능을 분석하였다. 성능평가는 평균 비트에러율에 의하여 이루어지며 다중 사용자수와 다이버시티 branch수, 그리고 E_b/N_0 를 변수로 하여 분석을 한다. 성능분석 결과, 새도우잉에 의한 성능저하를 보상하기 위해서는 큰 E_b/N_0 가 필요하다는 것을 알 수 있었다. Light와 Average 새도우잉의 경우 branch수가 5이상에서 다이버시티 합성법 사이의 성능차이가 뚜렷해지고, 다중사용자수가 감소하고 E_b/N_0 가 증가함에 따라 성능이 개선되었다. 최대비 합성법이 예상대로 가장 좋은 성능을 보인 반면, 데이터 결정값과 채널상태 정보를 함께 고려하는 분포결정 합성법이 선택적 합성법 보다 나은 성능을 나타내었다. Heavy 새도우잉의 경우, 직접경로에 대한 새도우잉 효과로 인해 다중경로 성분이 주요한 수신성분을 구성하며 7이상의 branch수와 18dB이상의 큰 E_b/N_0 에서 다른 두 새도우잉일 때와 동일한 양상의 성능분포를 보였다. 또한, 다이버시티 합성법과 길쌈부호를 함께 사용한 경우가 다이버시티 합성만을 고려할 때 보다 성능향상면에서 더 효과적이었다.

ABSTRACT

In this paper, the satellite channel in rural and suburban environment is modeled by a shadowed Rician fading channel and we analyze a direct-sequence/code division multiple access(DS/CDMA) as a land-mobile satellite communication system. The performance is evaluated by the average probability of bit error and analyzed as to multi-user number, diversity number of branches, and E_b/N_0 . From the performance analysis, the results show that large amounts of E_b/N_0 is required to compensated for the combined effect of fading and shadowing.

*현대전자 단말기 연구소

**충북대학교 정보통신공학과

論文番號:96321-1011

接受日字:1997年 10月 11日

Performance difference among the diversity schemes in light and average shadowing is discretely seen as the number of branches increases more than five, and performance improvement is achieved with multi-user number decreasing and E_b/N_0 increasing. While the maximal ratio combining scheme yields the best result, the distributed decision combining using temporary data decision and channel state information is superior to the selection combining. For heavy shadowing, multipath signal component is the dominant factor. In the case of using the number of branches more than seven and the large amounts of E_b/N_0 more than 18dB, it is shown that the aspect of performance is similar to the case of others. Also, the composite use of diversity combining scheme and channel coding is efficient for advancing performance to the case considering only diversity combining scheme.

I. 서 론

정보화 사회의 진전으로 이동통신의 수요는 현저하게 증가하고 있으며 용량 증가와 다중경로 페이딩(multipath fading) 대응능력을 함께 갖춘 직접시퀀스/코드분할 다중화방식(DS/CDMA: direct sequence/code division multiple access)을 디지털 이동통신 시스템에 이용하고 있다. 또한, 개인휴대통신(PCS: personal communication service)의 사업자 선정과 더불어 저궤도 위성(LEO: low earth orbit)을 이용하는 육상이동 위성시스템(land-mobile satellite system)에 대한 관심이 한층 커지고 있는 실정이다. 일반적으로 육상이동 위성통신은 음성통신, 데이터 전송, 무선 페이징, 공중통신망과 접속 등을 포함한 폭넓은 서비스를 다양한 단말기를 통하여 제공한다¹⁾.

무선통신에서 송수신 시스템 사이의 채널특성에 대한 고려는 시스템 성능분석에서 대단히 중요한 것으로서 육상이동 위성통신에서도 채널에 대한 정확한 모델링과 채널특성을 분석하는 것이 필요하다. 이동통신 채널은 대개 직접신호 성분이 없는 레일라이 분포(Rayleigh distribution)로 모델링을 한다^{2, 3)}. 더 일반적인 모델로 스즈키 분포(Suzuki distribution)가 있는데, 이 채널모델은 레일라이 페이딩과 로그노말 분포(log-normal distribution)를 함께 고려한 것으로서 몇 번의 적분계산을 포함하기 때문에 레일라이 페이딩 보다는 다소 복잡해진다⁴⁾. 이와는 달리, 시골이나 교외환경(rural and suburban environment)의 위성 채널은 직접경로가 존재하는 라이시안 분포(Rician distribution)이며 새도우잉 효과로 인해 직접경로(line-of-sight) 신호가 로그노말 분포를 한다⁴⁾. 이러한 경우 새도우잉 효과는 직선경로상의 나뭇잎에 의한

감쇄, 집이나 작은 건물의 영향 등으로 이루어지며 다중경로 합성신호는 레일라이 분포를 한다. 이러한 육상이동 위성통신과 관련한 채널 모델링, 변조방식, 그리고 다이버시티 성능분석을 고려한 많은 논문들이 발표되었다⁴⁻¹⁰⁾.

본 논문에서는 새도우드 라이시안 페이딩 채널에서 BPSK 변조를 이용한 DS/CDMA 시스템 성능분석을 하고 페이딩과 새도우잉 효과로 인한 성능저하(performance degradation)를 개선하기 위한 대책으로 다이버시티 합성기법(diversity combining scheme)과 채널부호화(channel coding)를 이용한다. 다이버시티 합성기법으로는 선택적 합성법, 최대비 합성법, 분포 결정 합성법을 고려하여 합성법 사이의 성능비교와 분석을 하고, 채널부호화 방법으로 현재의 셀룰러 방식에서 사용하는 부호율 1/2의 길썬부호(convolution coding)를 적용하여 성능개선의 정도를 분석한다.

제 II장에서는 채널모델과 수신기 모델을 살펴보고, 제 III장에서는 새도우드 라이시안 페이딩 채널에서의 시스템 성능분석을 하고, 다이버시티 합성과 채널부호화를 고려한 성능분석을 한다. 제 IV장에서는 시뮬레이션 결과에 대하여 분석을 하고 제 V장에서 결론을 도출한다.

II. 육상이동 위성시스템 모델

2.1 채널모델

육상이동 위성채널은 새도우드 라이시안 채널로 모델링하며, 이 모델에서 직접경로 신호성분은 새도우잉 효과에 의하여 로그노말 분포를 하고 다중경로 신호성분은 레일라이 분포를 한다. 수신신호 포락선 r 은 페이딩과 새도우잉 영향으로 인해 확률밀도함수

(probability density function)는 다음과 같이 나타낸다^[4].

$$p_r(r) = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - \mu_0)^2}{2d_0} - \frac{(r^2 + z^2)}{2d_0}\right] \times I_0(rz/b_0) dz \quad (1)$$

여기서, r 은 신호 포락선($r > 0$), $I_0(\cdot)$ 는 1종 0차 수정 베셀함수(modified Bessel function of 1st kind and 0th order), b_0 는 다중경로 전력(multipath power), 그리고 μ_0 와 d_0 는 새도우잉 효과에 의한 평균과 분산이다.

수신신호 위상 ϕ 의 확률밀도함수는 가우시안 근사화(Gaussian approximation)에 의하여 다음과 같이 주어진다.

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi^2}} \exp\left[-\frac{\phi^2}{2\sigma_\phi^2}\right] \quad (2)$$

여기서, σ_ϕ^2 은 수신신호 위상의 분산이다.

위의 수신신호 포락선과 위상모델은 협대역 시스템(narrowband system)에서도 유효하다. 한편, 칩주기(chip duration)가 채널의 지연확산(delay spread)보다 더 작은 확산대역 변조(spread-spectrum modulation)를 이용하면 다중경로 전력은 수신기의 상관연산(correlation operation)에 의하여 부분적으로 감소하게 된다^[5]. 따라서, 확산대역 시스템의 경우 수신신호 포락선과 위상분포 함수는 협대역 시스템과 동일하지만 다중경로 전력 b_0 와 수신신호 위상의 표준편차 σ_ϕ 의 값은 감소하게 된다. 본 논문에서 채널 파라미터는 확산대역 변조를 이용한 경우의 결과로서 표 1에 나타내었으며 이를 적용하여 구정한 새도우드 라이시안 확률분포는 그림 1과 같다^[5].

표 1. 채널모델 파라미터.

Table 1. Channel model parameter.

새도우잉 파라미터	Light	Average	Heavy
b_0	0.023	0.018	0.009
μ_0	0.115	-0.115	-3.91
$\sqrt{d_0}$	0.115	0.161	0.806

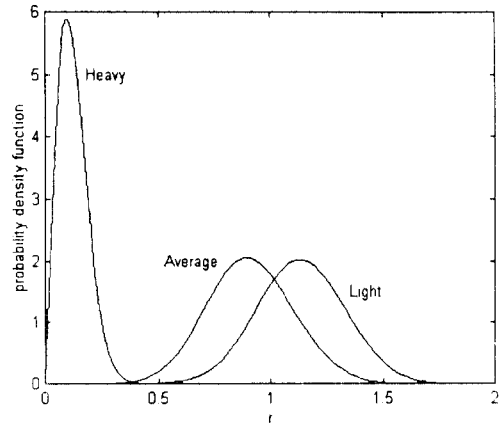


그림 1. 새도우드 라이시안 확률분포함수

Fig. 1 Shadowed Rician probability density function

2.2 수신기 모델

수신기는 총 L 개 branch를 갖는 다이버시티 합성 시스템이라고 가정한다. BPSK 변조를 이용한 DS/CDMA 시스템에서 branch $l(l=1, 2, \dots, L)$ 의 수신신호는 다음과 같다^[6].

$$r_l(t) = \sum_{k=1}^K A\beta_{l,k} a_k(t - \tau_{l,k}) b_k(t - \tau_{l,k}) \cos(\omega_c t + \phi_{l,k}) + n_l(t) \quad (3)$$

여기서, K 는 사용자수, A 는 송신신호 진폭으로 모든 사용자에게 동일한 것으로 가정을 하며, $\beta_{l,k}$ 은 식 (1)의 분포특성을 갖는 페이딩 포락선이다. 사용자 k 에 대하여, $\{a_k\}$ 는 대역확산 코드(spread-spectrum code), $\{b_k\}$ 는 데이터 시퀀스, $\tau_{l,k}$ 는 시간지연(time delay), $\phi_{l,k}$ 는 위상, ω_c 는 캐리어 주파수, 그리고 $n_l(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)가 $N_0/2$ 인 부가성 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white gaussian noise)이다.

사용자 1의 데이터 시퀀스가 $\{b_1\}$ 이라고 하면 임의의 branch l 에서 수신하고자 하는 사용자 1의 데이터에 일치하는 상관수신기(correlation receiver)의 출력은 하나의 랜덤변수로서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z_l = A\beta_{l,1} T_b b_1^0 \cos(\phi_{l,1}) + \sum_{k=2}^K A(b_k^{-1} X_{l,k} + b_k^0 \hat{X}_{l,k}) + n_l \quad (4)$$

여기서, 사용자 1에 대하여 시간지연 $\tau_{l,1}=0$ 으로 가정한다. 그리고,

$$\eta_l = \int_0^{T_b} a_l(t) \hat{n}_l(t) dt \quad (5)$$

이때, $\hat{n}_l(t)$ 는 $n_l(t)$ 의 하향변환(down-conversion) 형태이다. 그리고, $k=2, 3, \dots, K$ 인 경우

$$X_{l,k} = R_{1k}(\tau_{l,k}) \beta_{l,k} \cos(\phi_{l,k}) \quad (6a)$$

$$\hat{X}_{l,k} = \hat{R}_{1k}(\tau_{l,k}) \beta_{l,k} \cos(\phi_{l,k}) \quad (6b)$$

$$R_{1k}(\tau_{l,k}) = \int_0^{\tau_{l,k}} a_k(t - \tau_{l,k}) a_1(t) dt \quad (7a)$$

$$\hat{R}_{1k}(\tau_{l,k}) = \int_{\tau_{l,k}}^{T_b} a_k(t - \tau_{l,k}) a_1(t) dt \quad (7b)$$

이다. 식 (5)에서 η_l 은 평균이 0이고 분산이 $N_o T_b$ 인 가우시안 랜덤변수이고 b_k^{-1} 과 b_k^0 는 각각 $\{b_k\}$ 의 과거와 현재 데이터 비트이다. 위 식 (6)-(7)에서 $\tau_{l,k}$ 는 사용자 1과 다른 사용자 $k(k=2, 3, \dots, K)$ 사이의 시간지연의 차이이다. 사용자 1의 위상성분 $\phi_{l,1}$ 은 식 (2)의 가우시안 분포를 나타내고, 다른 사용자($k \geq 2$)에 대한 위상성분 $\phi_{l,k}$ 은 $[-\pi, \pi]$ 에서 균일분포(uniform distribution)이다.

III. DS/CDMA 시스템 성능분석

본 논문에서는 새도우잉이 존재하는 위성채널에서의 비트에러확률과 이의 성능개선 대책으로 다이버시티 합성법, 그리고 채널부호화를 고려하여 성능분석을 하였다.

3.1 새도우잉과 페이딩을 고려한 비트에러확률

수신하고자 하는 신호는 식 (4)에서 처럼 하나의 랜덤변수 z_l 로 표현하고 데이터 비트가 동일한 확률(equiprobable probability)을 갖는다고 가정한다. 위성채널의 특징인 새도우잉을 고려한 평균 비트에러확률 P_e 는 변조에 의한 비트에러율을 페이딩의 확률밀도함수로서 평균을 취하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_e = \int_{-\infty}^{\infty} p_e(x) p_u(x) dx \quad (8a)$$

$$\text{단, } p_e(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x_u}{\sigma_l \sqrt{2}}\right) \quad (8b)$$

여기서, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 는 상보에러함수(complementary error function), p_u 는 z_l 의 첫항에 영향을 주는 채널특성을 고려한 확률밀도함수, x_u 는 채널의 영향을 받은 신호 성분, 그리고 σ_l^2 은 전체 가우시안 잡음의 분산이다.

전체잡음은 다중사용자 간섭과 백색 가우시안 잡음의 합으로 나타낼 수 있으며, 다중사용자 간섭은 평균이 0이고 분산 σ_i^2 인 가우시안 분포이다. 따라서, 중심극한정리(central limit theorem)에 의하여 전체잡음은 가우시안 분포로 근사화할 수 있으므로 평균과 분산으로 표현된다. 이때, z_l 의 두번째 항 $\sum_{k=2}^K A(b_k^{-1} X_{l,k} + b_k^0 \hat{X}_{l,k})$ 은 다중사용자 간섭(I_l)항이며 Gold 코드를 가정할 때 다중사용자 간섭의 분산은 다음과 같다⁶⁾.

$$\sigma_i^2 = \frac{2A^2 T_b^2}{3N} (K-1) \left(b_0 + \frac{1}{2} \exp(2d_0 + 2\mu_0) \right) \quad (9)$$

따라서, 전체잡음 $\sigma_l^2 = I_l + \eta_l$ 의 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_l^2 &= N_o T_b + \sigma_i^2 \\ &= N_o T_b + \frac{2A^2 T_b^2}{3N_{code}} (K-1) \left(b_0 + \frac{1}{2} \exp(2d_0 + 2\mu_0) \right) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, N_{code} 은 대역확산 코드로 가정한 Gold 코드의 길이이다.

z_l 의 첫 항 $AT_b \beta_{l,1} \cos(\phi_{l,1}) b_k^0$ 을 원하는 임의의 사용자 수신신호라고 할때, 전체잡음인 식 (10)을 적용하면 수신신호에 대한 신호대 잡음비는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Gamma_l &= \frac{A^2 T_b^2 \beta_{l,1}^2 \cos^2(\phi_{l,1})}{\sigma_l^2} \\ &= \gamma \cdot \beta_{l,1}^2 \cos^2(\phi_{l,1}) \\ &= \gamma \cdot u_l^2 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, $E_b = A^2 T_b / 2$ 이라고 할 때

$$\gamma = \frac{3N_{code}}{3N_{code} (E_b/N_o)^{-1} + 2(K-1)[2b_0 + \exp(2d_0 + 2\mu_0)]} \quad (12)$$

이다.

수신신호 z_l 의 첫항에 대한 채널의 영향은 새도우드 라이시안 분포를 갖는 $\beta_{l,1}$ 과 가우시안 분포를 갖는 위상의 코사인 값과의 곱으로 이루어지며 $u_l = \beta_{l,1} \cos(\phi_{l,1})$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다^[5].

$$p_u(x) = 2 \int_{|x|}^{\infty} p_\beta(r) p_\phi(\cos^{-1}(x/r)) \frac{1}{\sqrt{r^2-x^2}} dr$$

$$= \int_{|x|}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi^2 d_0 \sigma_\phi^2}} \cdot \exp\left(-\frac{(\ln(z)-\mu_0)^2}{2d_0}\right) \cdot \frac{(r^2+z^2)}{2b_0} \frac{\cos^{-2}(x/r)}{2\sigma_\phi^2} \cdot \frac{I_0(rz/b_0)}{z \sqrt{r^2-x^2}} dz dr \quad (13)$$

만일, branch l 에서 수신기가 원하는 신호에 대하여 위상 동기를 이룬다고 가정할 때 확률밀도함수 p_u 는 새도우드 라이시안 확률밀도함수 p_β 와 동일한 분포가 된다. 이러한 경우 비트에러확률은 일정한 위상에러를 포함하게 된다. 하지만, 본 논문은 복잡도를 피하기 위하여 위상동기를 가정하고 위성채널의 포락선 페이딩만을 고려한다.

3.2 위성채널에서 다이버시티 합성법의 성능

다이버시티 수신은 페이딩에 의한 성능열화를 개선하기 위한 방법으로서 수신기 branch마다 페이딩의 영향이 독립적이라고 가정한다. 본 논문에서는 일반적인 선택적 합성법(SC: selection combining)과 최대비 합성법(MRC: maximal ratio combining)을 적용하고 다른 형태의 기법으로서 분포결정 합성법(DDC: distributed decision combining)을 고려한다.

1. 선택적 합성법과 최대비 합성법

선택적 합성(SC)이나 최대비 합성(MRC)과 같은 선형 다이버시티 합성기법에서 branch l 의 수신신호가 z_l 이고 각 branch($l = 1, 2, \dots, L$)에서의 가중치 계수(weighting coefficient)가 w_l 이라고 할 때, 수신신호의 선형결합은 Z_L 로 나타낸다. 그리고, 이것이 데이터 결정 프로세서(data decision processor)의 입력이라고 할 때, 수신비트를 결정하는 최적 결정법(optimal decision rule)은 LRT(likelihood ratio test)에 의해 이루어진다. 선형결합 신호 Z_L 은 식 (14)와 같고 LRT에 의하여 Z_L 이 0보다 크면 1로 하고 작으면 0으로 결정

한다.

$$Z_L = \sum_{l=1}^L w_l z_l$$

$$= \sum_{l=1}^L w_l \beta_{l,1} \cos \phi_{l,1} z_l \quad (14)$$

선택적 합성법은 가장 간단한 다이버시티 합성기법으로서 최대 신호대 잡음비를 갖는 branch의 z_m 에 대응하는 계수 w_m 은 1로 하고 다른 계수들 $w_j (j \neq m)$ 는 모두 0으로 한다. 이러한 경우 Z_L 은 $\beta_{m,1} \cos \phi_{m,1} z_m$ 이고 이 값에 대한 LRT에 의하여 0보다 크면 1로 하고 작으면 0으로 결정한다. 이때, 모든 branch의 페이딩 특성이 동일하다고 가정하면 채널의 영향을 조건으로 하는 평균 비트에러확률은 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma \cdot x^2}) \cdot Lp_u(x) \left(\int_0^x p_u(y) dy \right)^{L-1} dx \quad (15)$$

최대비 합성법은 계수 w_l 을 각 branch에 곱함으로써 데이터 결정값 Z_L 의 신호대 잡음비를 최대로 하는 방법이다. 각 branch의 신호대 잡음비를 $\hat{\Gamma}_l$ 라고 할 때 총 L 개 branch의 합성된 신호대 잡음비는 $\hat{\Gamma}_L$ 이고 합성 신호대 잡음비를 조건으로 하는 비트에러확률은

$p_e = 1/2 \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{\hat{\Gamma}_L})$ 이다. 최대비 합성법의 성능평가는 계산상의 복잡도를 피하기 위하여 상한(upper bound)을 이용한다. 즉, 부등 방정식 $\operatorname{erfc}(\sqrt{\hat{\Gamma}_L}) \leq \exp(-\hat{\Gamma}_L)$ 의 원리를 적용한 평균 비트에러확률은 다음과 같다^[6].

$$P_e \leq E \left[\frac{1}{2} \exp(-\hat{\Gamma}_L) \right]$$

$$= \frac{1}{2} \left[\int_0^{\infty} \exp(-\gamma \cdot x^2) p_u(x) dx \right]^L \quad (16)$$

2. 분포결정 합성법

분포결정 합성법을 이용한 다이버시티 기법은 그림 2에 나타내었고, 이때 각 branch는 하향변환기(down-converter), 코드정합필터(code-matched filter), 그리고 데이터 결정프로세서(data decision processor)로 구성된다. 이 합성법에서는 각 branch에서 복조를 하고 잠정적인 결정(temporary decision)을 한 후, 합

성기(combiner)에서 모든 branch의 결과를 수집하여 최종 데이터결정(final data decision)을 하게 된다^[11].

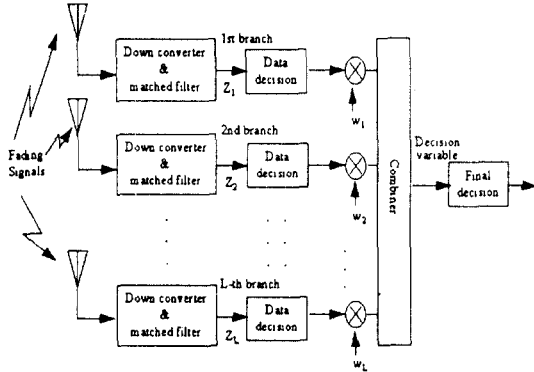


그림 2. 분포결정 합성법을 이용하는 수신기 블록도
Fig. 2. Block diagram of the receiver with distribution decision combining

branch l 에서 수신신호 z_l 에 대한 LRT에 의한 잠정적인 데이터 결정값 d_l 은 $\beta_l \cos \phi_{l,1} z_l$ 에 의해 평가되며 이 값이 0보다 크면 $d_l=1$ 로 하고 작으면 $d_l=-1$ 로 결정한다. 그 결과를 합성기 입력으로 한 최종 데이터 결정값은 $D_L = \sum_{l=1}^L w_l d_l$ 이며 D_L 이 0보다 크면 1로 하고 작으면 0으로 결정한다. 이때 각 branch l 에서의 평균 비트에러확률은 다음과 같다.

$$p_e^{(l)} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{f_l}) p_u(x) dx \quad (17)$$

채널상태정보가 없는 경우(DDC1)는 각 branch의 분포결정 결과가 통계적 독립이라고 가정할 때, 일시적인 분포결정 결과만을 합성기의 입력으로 하여 데이터 결정이 이루어지는 다이버시티 합성법이다. 최종 데이터결정은 D_L 에 대하여 수행하며 이때의 최적 가중치 계수는 다음과 같다.

$$w_l = \ln \frac{1 - p_e^{(l)}}{p_e^{(l)}} \quad (18)$$

여기서, $p_e^{(l)} < 1/2$ 이기 때문에 실제로 w_l 은 0보다는 크다. 이때, 데이터 비트의 신호확률과 모든 채널의 페이딩 특성($p_e^{(l)} = p_e$)하다고 가정하면 채널상태정보

가 없는 분포결정 합성법의 평균 비트에러확률은 다음과 같다^[6].

$$P_e = \begin{cases} \sum_{i=\frac{L+1}{2}}^L \binom{L}{i} p_e^i (1-p_e)^{L-i} & \text{if } L \text{ is odd} \\ \frac{1}{2} \binom{L}{L/2} p_e^{(L/2)} (1-p_e)^{(L/2)} \\ + \sum_{i=\frac{L}{2}+1}^L \binom{L}{i} p_e^i (1-p_e)^{L-i} & \text{if } L \text{ is even} \end{cases} \quad (19)$$

채널상태 정보가 있는 경우(DDC2)는 합성기가 각 branch에서의 일시적인 결정값과 채널상태 정보를 가지고 데이터 결정을 하는 다이버시티 합성기법이다. 이때에 각 채널상태를 조건으로 한 분포결정값은 통계적 독립이라고 가정한다. 각 branch에서의 가중치 계수는 다음 식 (22)와 같이 주어지고 최종데이터 결정은 D_L 에 대하여 수행한다.

$$w_l(u) = \ln \frac{1 - p_{e|u}(u)}{p_{e|u}(u)} \quad (20)$$

여기서, $w_l(u)$ 는 0보다 크며 u 는 식 (21)의 확률분포를 갖는다. 또한, 채널상태를 조건으로 한 branch l 의 비트에러확률은 $p_{e|u}(u) = 1/2 \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma \cdot u^2})$ 이다. 성능평가는 계산상의 복잡도 때문에 chernoff bound를 적용하며, 모든 branch의 채널 페이딩 특성이 동일 ($p_{e|u}(u) = p_e(u)$)하다고 가정할 때 평균 비트에러확률은 다음과 같다^[6].

$$P_e \leq 2^L \left[\int_0^{\infty} \sqrt{p_e(u)(1-p_e(u))} p_u(u) dx \right]^L \quad (21)$$

3.3 위성채널에서 채널부호화 성능

채널부호화가 시스템 성능개선에 미치는 영향에 대한 분석으로 hard decision을 가정하였을 때 길쌈부호(convolutional coding)를 고려한다. 길쌈부호화된 변조신호의 비트에러율 상한 P_b 는 다음과 같다^[12].

$$P_b < \frac{1}{m} \frac{dT(D, N)}{dN} \Big|_{N=1, D=2\sqrt{P_r(1-P_r)}} \quad (22)$$

여기서, m 은 심볼 비트수, $T(D, N)$ 는 길쌈부호기의 전달함수, 그리고 P_r 는 페이딩 채널에서의 평균 비트

에러확률이다. 그리고 식 (22)의 비트에러율식을 좀 더 상세하게 표현하면 다음과 같다.

$$P_b < \frac{1}{m} \sum_{d=d_{\min}}^{\infty} W_d [4 P_e (1 - P_e)]^{d/2} \quad (23)$$

여기서 d_{\min} 은 최소 free distance이고 $\{W_d\}$ 는 $N=1$ 일 때 $T(D, N)$ 을 미분하여 얻은 계수이다^[13]. 본 논문에서는 부호율이 1/2, 구속장이 9인 길쌈부호를 이용한 시스템 성능분석을 한다.

IV. 위성채널에서의 DS/CDMA 성능분석과 고찰

본 논문에서는 위성채널의 성능분석을 위하여 전체잡음 성분을 다중사용자 간섭과 백색 가우시안 잡음의 합을 이용하여 식 (10)과 같이 나타내었으며 각 branch에서의 신호대 잡음비는 식 (11)과 같이 나타내었다. 이때, 다중사용자 간섭은 가우시안 근사화를 가정하여 평균과 분산을 성능분석에 이용하였다. 다이버시티 합성법 중에서 최대비 합성법과 채널상태 정보를 이용하는 합성법은 비트에러확률의 상한을 이용한 성능분석을 하였다. 또한, 직접경로 신호성분이 Light, Average, 그리고 Heavy 새도우잉인 경우에 대하여 성능비교를 하였으며 분석에 이용한 채널 파라미터 b_0 , μ_0 , 그리고 d_0 는 표 1과 같고 대역확산 코드 $N_{\text{code}} = 4095$ 를 적용하였다. 그리고, 사용자수, branch 수, 그리고 E_b/N_0 에 대한 조건은 참고문헌 [6]의 값을 파라미터로 하여 시뮬레이션하였다.

그림 3은 E_b/N_0 를 파라미터로 하여 최대비 합성법에서의 평균 비트에러확률을 분석한 것으로 이상적인 BPSK를 적용한 결과를 세 새도우잉일 경우와 비교하였다. 이때 사용자수 $K=1$ 이고 branch수 $L=1$ 을 조건으로 하였으며, 이는 다중사용자 간섭이 없고 다이버시티 합성법의 성능개선을 고려하지 않은 경우로서 위성채널에서의 새도우잉과 페이딩에 의한 영향만을 고려한 결과이다. 비트에러확률이 10^{-3} 에서 비교하여 보면, Light 새도우잉은 이상적인 BPSK에서의 결과에 대하여 1dB 정도의 E_b/N_0 가 더 요구되며, Average 새도우잉의 경우는 4dB이상, Heavy 새도우잉인 경우는 이보다 월등히 큰 E_b/N_0 가 더 필요함을 확인할 수 있다. 그림 2에서의 결과에 비추어 새도우잉에 의한 성능저하는 Heavy한 경우 아주 두드러

지며 이를 고려하여 이후의 성능분석에서 아주 큰 E_b/N_0 로서 25dB를 조건으로 하였다.

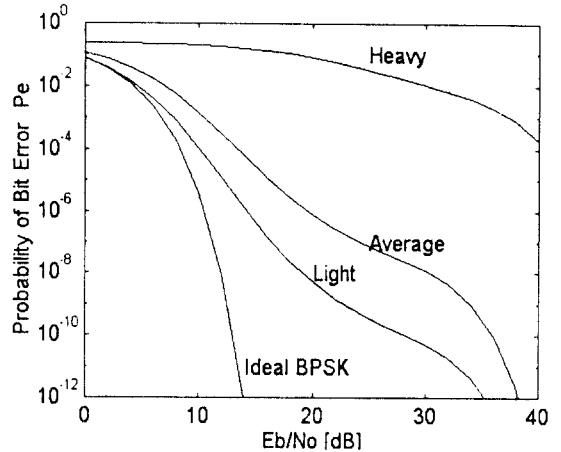


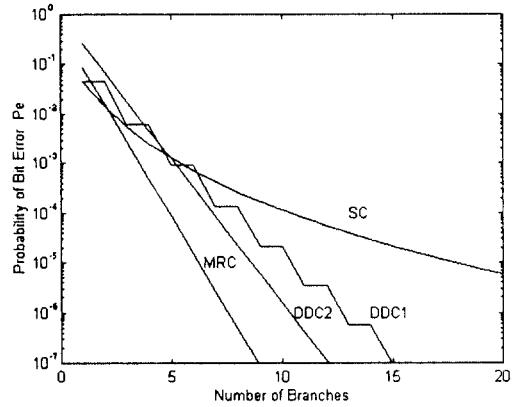
그림 3. 최대비 합성법의 경우 light, average와 heavy한 새도우잉을 갖는 위성채널의 E_b/N_0 에 대한 평균 비트에러율($L=1, K=1$, 그리고 $N_{\text{code}}=4095$).

Fig. 3. Bit error probability vs. E_b/N_0 for maximal ratio combining under light, average, and heavy shadowing in satellite channel ($L=1, K=1$, and $N_{\text{code}}=4095$).

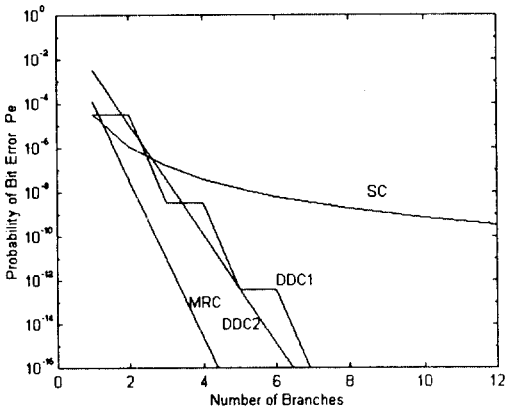
그림 4는 직접신호 성분이 Light, Average, 그리고 Heavy 새도우잉의 경우에 대하여 비트에러확률과 다이버시티 branch수 사이의 성능분석 결과이다. 여기서 E_b/N_0 는 25dB이고 사용자수 $K=400$ 이다. Light와 Average한 경우 branch수 L 이 5이상으로 커짐에 따라 각 합성법 사이의 성능 차이가 분명해지며, 이때 최대비 합성법이 가장 좋은 성능을 보인 반면 선택적 합성법은 성능이 가장 저조하였다. Heavy한 경우는 전반적으로 다른 두 새도우잉에 비하여 성능이 저조하며 branch 수가 7이상일 때 성능차이가 뚜렷해진다.

그림 5는 직접신호 성분이 Light, Average, 그리고 Heavy 새도우잉의 경우에 대하여 평균 비트에러확률과 다중사용자수 사이의 성능분석 결과이다. 여기서, E_b/N_0 는 25dB이고 branch 수는 그림 4의 결과에 비추어 각 다이버시티 합성법 사이의 성능차이가 대체로 명확해지는 $L=5$ 인 경우를 조건으로 하였다. 사용자수가 증가함에 따라 식 (9)의 다중사용자 간섭이 중

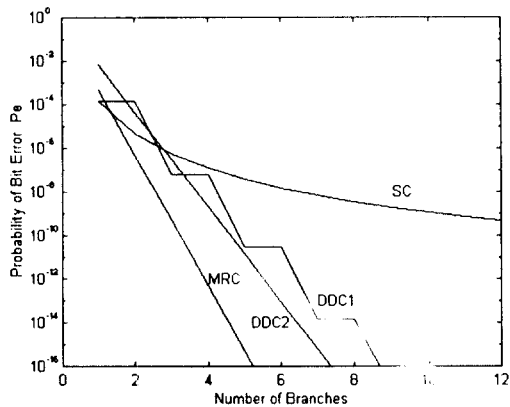
가하여 전체잡음 성분에 영향을 주게 된다. 이로 인해 전체 신호대 잡음비는 감소하고 전체성능이 저하됨을 확인할 수 있다. 사용자수가 Light는 400, Average는 500이하일 때 DDC2의 성능이 DDC1보다 우수하지만 사용자수가 증가에 따라 DDC1이 더 우수하였다. Heavy 새도우잉의 경우는 사용자수가 500이상일 때 선택적 합성법이 DDC1과 DDC2 보다 더 나은 성능을 나타내었다. 그 이유로는 원 수신신호에 대한 잠정적인 처리를 하는 분포결정 합성법이 데이터 손실이 있는 반면, 선택적 합성법은 수신신호를 그대로 데이터 결정에 이용하는 차이 때문이다.



(c)



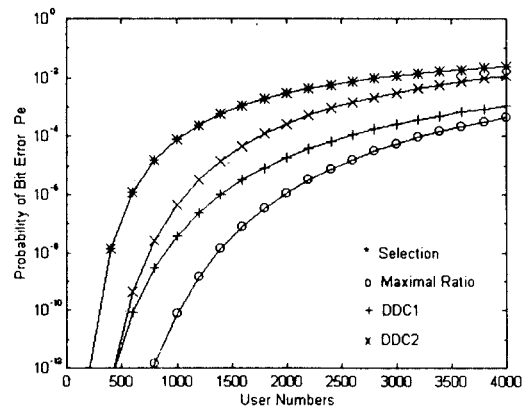
(a)



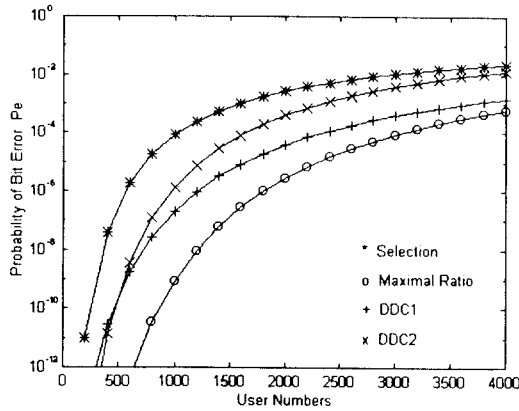
(b)

그림 4. 4가지 합성법에 대하여 새도우드 육상을 갖는 위성채널의 branch수에 대한 평균 비트에러율 ($K = 500$, $E_b/N_0 = 25\text{dB}$, 그리고 $N_{\text{code}} = 4095$). (a)light 새도우딩의 경우 (b)average 새도 우잉의 경우 (c)heavy 경우

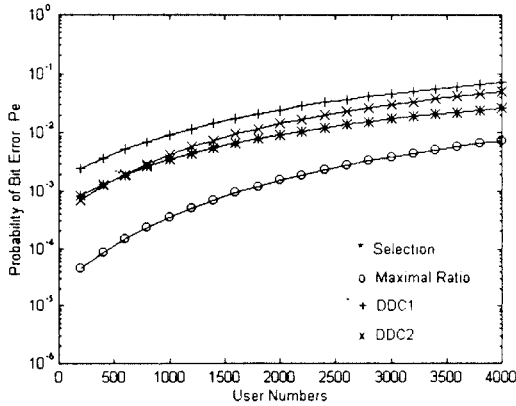
Fig. 4. Bit error probability vs. number of branches for four combing schemes in satellite channel($K = 500$, $E_b/N_0 = 25\text{dB}$, and $N_{\text{code}} = 4095$). (a)under light shadowing (b)under average shadowing and (c) under heavy shadowing



(a)



(b)



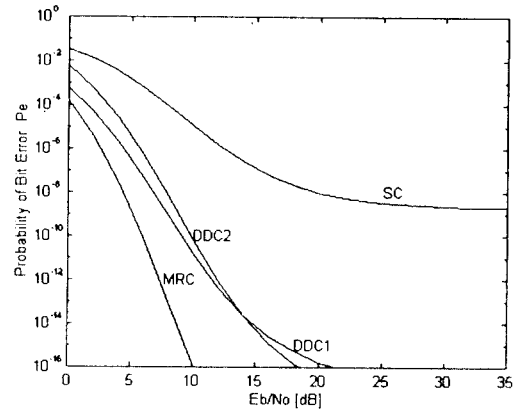
(c)

그림 5. 4가지 합성법에 대하여 새도우잉을 갖는 위성채널의 사용자수에 대한 평균 비트에러율 ($L=5$, $E_b/N_o=25\text{dB}$, 그리고 $N_{\text{code}}=4095$). (a) light 새도우잉의 경우 (b) average 새도우잉의 경우 (c) heavy 새도우잉의 경우

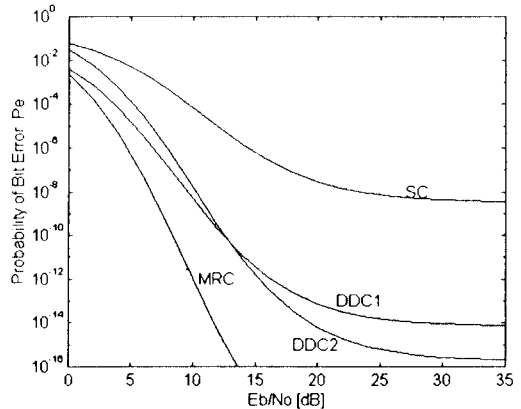
Fig. 5. Bit error probability vs. user numbers for four combining schemes in satellite channel ($L=5$, $E_b/N_o=25\text{dB}$, and $N_{\text{code}}=4095$). (a) under light shadowing. (b) under average shadowing. (c) under heavy shadowing.

그림 6은 직접신호 성분이 Light, Average, 그리고 Heavy 새도우잉의 경우에 대하여 평균 비트에러율과 E_b/N_o 사이의 성능분석 결과이다. 여기서, 다이버시티 합성 branch 수 $L=7$ 이고 다중사용자 수 $K=400$ 이다. 각 새도우잉의 경우 E_b/N_o 가 증가함에 따라

DDC2가 DDC1보다 더 나은 성능을 나타내었다. 특히, Heavy 새도우잉에서 E_b/N_o 가 18dB이하에서 선택적 합성법의 성능이 다른 합성법과 유사하며 오히려 DDC2 보다 나은 성능을 보였다. 하지만, 적용한 다이버시티 합성법에 모두에 대하여 E_b/N_o 가 증가함에 따라 Light와 Average 새도우잉의 경우와 같은 양상을 보였다. 비트에러확률을 10^{-3} 일 때를 비교조건으로 하면, Light와 Average 새도우잉의 경우 8dB 정도의 E_b/N_o 가 필요한 반면, Heavy 새도우잉에서는 약 20dB 이상을 필요로 하여 성능차이를 확인할 수 있었다. 그림 6의 결과에 의하면 직접경로 신호성분이 다중경로 성분보다 우월한 경우의 위성채널은 상대적으로 작은 E_b/N_o 만으로도 다이버시티 합성법에 의한 성능개선을 보였다.



(a)



(b)

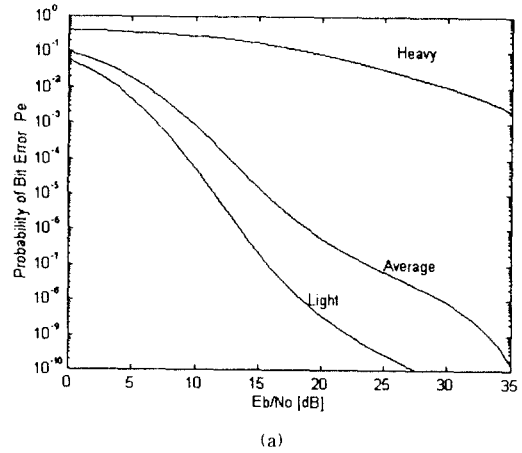
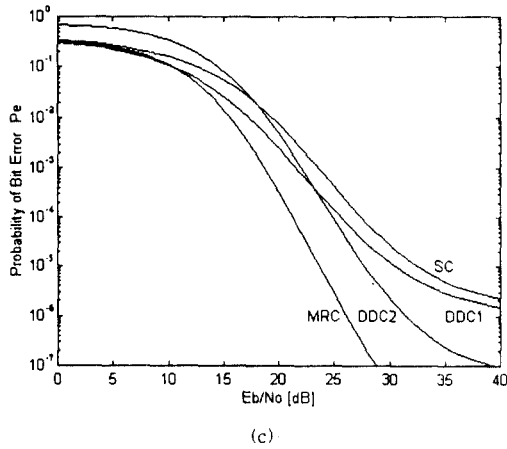


그림 6. 4가지 합성법에 대하여 새도우잉을 갖는 위성채널의 E_b/N_0 에 대한 평균 비트에러율 ($L=7$, $K=400$, 그리고 $N_{code}=4095$). (a)light 새도우잉의 경우 (b) average 새도우잉의 경우 (c)heavy 새도우잉의 경우

Fig. 6. Bit error probability vs. E_b/N_0 for four combining schemes in satellite channel($L=7$, $K=400$, and $N_{code}=4095$). (a)under light shadowing (b)under average shadowing (c)under heavy shadowing

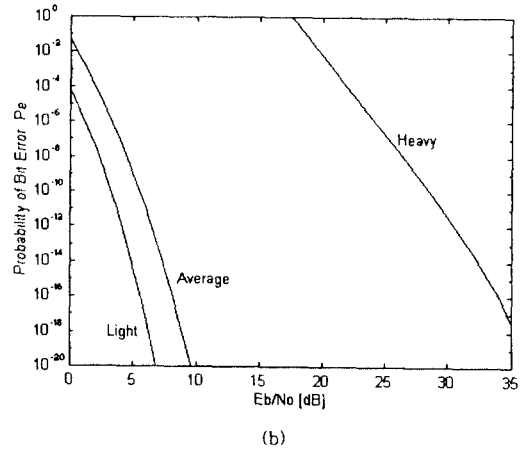


그림 7과 그림 8은 채널부호를 적용한 성능분석으로서 부호율이 1/2이고 구속장이 9인 길쌈부호를 적용한 분석결과이다. 그림 7은 가장 저조한 성능을 보이는 선택적 합성법일 때, Light, Average, 그리고 Heavy 새도우잉의 경우에 대하여 E_b/N_0 와 평균 비트에러확률 사이의 관계이다. 이때, branch수 $L=1$ 이고 사용자수 $K=1$ 이다. Heavy 새도우잉의 경우 E_b/N_0 가 24dB일 때, 채널부호를 적용하지 않은 경우의 평균 비트에러확률이 4.16×10^{-2} 인 반면 적용한 경우는 이 보다 개선된 1.78×10^{-6} 을 보였다. 그림 8은 직접경로 신호성분이 다중경로 전력 보다 작은 Heavy 새도우잉에 대하여 채널부호를 적용하고 그림 6의 (c)와 비교하였다. 여기서, branch수 $L=7$ 이고 사용자수 $K=400$ 이다. 최대비 합성법의 경우 평균 비트에러확률 10^{-5} 을 유지하기 위해서 채널 부호를 적용하지 않는 경우는 E_b/N_0 가 24dB가 필요한 반면 적용한 경우는 12dB로 채널부호화에 의한 성능개선을 나타내었다.

그림 7. 위성채널에서 선택적 합성법을 이용할 때, 채널부호화로서 길쌈부호화의 유무에 따른 E_b/N_0 에 대한 평균 비트에러율($L=1$, $K=1$, 그리고 $N_{code}=4095$). (a)채널 부호화를 이용 하지 않는 경우 (b) 채널부호화를 이용하는 경우

Fig. 7. Bit error probability vs. E_b/N_0 for selection combining scheme with or without convolutional coding as channel coding in satellite channel($L=1$, $K=1$, and $N_{code}=4095$). (a)without channel coding. (b) with channel coding.

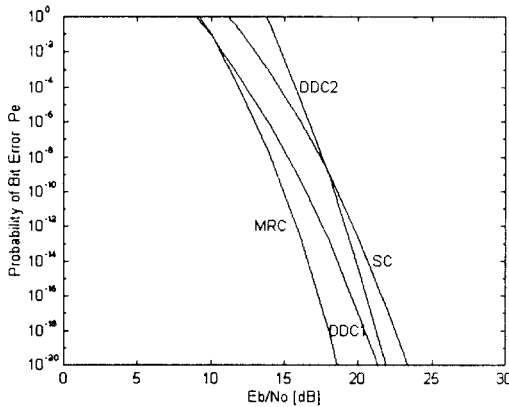


그림 8. 길쌈부호화를 이용할 때 heavy한 새도우잉을 갖는 위성채널의 Eb/No에 대한 평균 비트 에러율(L = 7, K = 400, 그리고 N_{code} = 4095).

Fig. 8. Bit error probability vs. Eb/No for four combining schemes with convolutional coding as channel coding under heavy shadowing in satellite channel(L = 7, K = 400, and N_{code} = 4095).

V. 결론

위성채널에서의 성능저하를 개선하기 위한 다이버시티 합성기법으로 선택적 합성법, 최대비 합성법, 그리고 분포결정 합성법을 고려했다. 그리고, 채널부호화로서 부호율이 1/2이고 구속장이 9인 길쌈부호를 고려한 성능분석을 하였다. 시스템 성능에 영향을 주는 요인으로는 다중사용자수와 다이버시티 branch 수, 그리고 Eb/No 등이 있으며 직접경로 신호성분에 대한 새도우잉 효과를 Light, Average, 그리고 Heavy 한 경우에 대하여 분석하고 시뮬레이션을 수행하였다.

성능분석의 결과에서 볼 때, 전반적으로 직접경로 신호성분이 클 때, 다이버시티 branch수가 클 때, 그리고 동시 사용자수가 작은 경우에 성능이 더 우수함을 확인할 수 있었다. 그러나, 다이버시티 branch의 증가는 시스템 복잡도를 초래하므로 적절한 선택이 필요하며 직접경로 신호성분이 위성채널의 수신성능에 주요한 요소임을 알 수 있었다. Light와 Average 새도우잉의 경우, 최대비 합성법이 가장 좋은 성능을 나타내었고 다음으로 분포결정 합성법의 성능이 좋았으며 선택적 합성법이 그 다음이었다. 한편, 분포결정 합성법에서 채널상태정보가 있는 경우는 chernoff

bound에 의한 성능분석을 하는 반면 채널상태정보가 없는 경우는 정확한 계산식을 이용하기 때문에 두 방법사이의 비교는 사실상 어렵다. 하지만, 채널상태정보가 있는 합성법이 Eb/No는 14dB이상, branch수는 5이상 증가하고 사용자수가 감소함에 따라 채널상태정보가 없는 합성법 보다 성능이 개선됨을 알 수 있었다. Heavy 새도우잉의 경우 branch수가 7이상일 때 합성법 사이의 성능차이가 분명해지고 사용자수가 증가함에 따라 DDC1과 DDC2보다 선택적 합성법의 성능이 우수함을 알 수 있었다. 채널부호화를 이용하는 경우, 다이버시티 합성만 이용할 때보다 성능개선이 효과적이었다. 또한, 다이버시티 합성법 중에서 가장 저조한 성능을 보이는 선택적 합성법을 이용할 때와 직접경로 신호성분이 아주 작은 Heavy 새도우잉이 존재할 때 모두 채널부호화에 의하여 두드러진 성능개선을 보였다.

참고 문헌

1. J. H. Lodge, "Mobile Satellite Communications Systems: Toward Global Personal Communications," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 24-30, Nov. 1991.
2. W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, John Wiley & Sons, Inc.: New York, 1993.
3. M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press: Boca Raton, 1993.
4. B. Vucetic and J. Du, "Channel Modeling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 8, pp. 1209-1218, Oct. 1992.
5. R. D. J. van Nee, H. S. Misser, and R. Prasad, "Direct-Sequence Spread Spectrum in a Shadowed Rician Fading Land-Mobile Satellite Channel," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 2, pp. 350-357, Feb. 1992.
6. Y. A. Chau and J. T. Sun, "Diversity with Distributed Decisions Combining for Direct-Sequence CDMA in a Shadowed Rician-Fading Land-Mobile Satellite Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 45, no. 2, pp. 237-247, May 1996.

7. R. D. J. van Nee and R. Prasad, "Spread-Spectrum Path Diversity in a Shadowed Rician Fading Land-Mobile Satellite Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 2, pp. 131-136, May 1993.
8. C. Loo, "Digital Transmission Through a Land Mobile Satellite Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 5, pp. 693-697, May 1990.
9. K. G. Johannsen, "Code Division Multiple Access Versus Frequency Division Multiple Access Channel Capacity in Mobile Satellite Communication," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, no. 1, pp. 17-26, Feb. 1990.
10. K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, and L. A. Weaver, "Increased Capacity Using CDMA for Mobile Satellite Communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, no. 4, pp. 503-514, May 1990.
11. A. D. Kot and C. Leung, "Optional Partial Decision Combining in Diversity Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 7, pp. 981-991, July 1990.
12. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, Inc.: New York, 1989.
13. J. Conan, "The Weight Spectra of Some Short Low-Rate Convolutional Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, no. 9, pp. 1050-1053, Sep. 1984.



김 홍 칠(Hong-Chill Kim) 정회원

1972년 8월 17일생

1995년 2월: 충북대학교 정보통신공학과 졸업(공학사)

1997년 2월: 충북대학교 대학원 정보통신공학과 졸업(공학석사)

1997년 1월~현재: 현대전자 이동통신 단말기 연구소 연구원

※주관심 분야: 디지털 이동통신, 위성통신, 무선 시스템



김 남(Nam Kim) 정회원

1959년 3월 20일생.

1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사).

1983년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사).

1988년 8월: 연세대학교 대학원

전자공학과 졸업(공학박사).

1992년 8월~1993년 8월: 미 Stanford대학 방문교수.

1989년 2월~현재: 충북대학교 정보통신공학과 부교수.

※주관심분야: 디지털 이동통신, 전파전파, EMI/EMC, 광통신 등