

다중경로 페이딩 채널하에서 Hybrid SC/MRC 다이버시티 기법에 관한 연구

김유식*, 김원섭*, 박진수*

*충주대학교 전자공학과

e-mail:kys77vic@hanmail.net

A Study of Hybrid SC/MRC Diversity Over Multi-path Fading Channels

Yu-Sik Kim*, Won-Sub Kim**, Jin-Soo Park*

*Dept of Electronic, Chong-Ju University

요 약

본 논문에서는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식을 DS/CDMA 시스템에 적용하였을 경우, 다중 경로 페이딩 채널환경에서 페이딩 지수와 다이버시티의 브랜치 수가 시스템의 BER성능에 미치는 영향을 MRC 다이버시티 방식과 비교, 분석하였다. 또한, 브랜치 수는 2,3,4인 경우를 고려하였으며, 브랜치 수에 따른 각 다이버시티 방식을 적용하였다.

실제 통신 환경이 열악한 경우 시스템의 복잡도를 줄이면서도 비슷한 성능을 얻을 수 있는 방법으로 각 브랜치 수에 수신되는 강도가 센 몇몇 신호를 가진 경로를 선택하는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 MRC 다이버시티방식을 대신할 수 있는 방식임을 입증하였다.

1. 서론

본 논문에서 나카가미 다중경로 페이딩을 결합한 채널 모델에 대해 논하고 동기 복조를 사용한 DS-CDMA 시스템에서 MRC 다이버시티 결합 방식을 중심으로 하이브리드 결합 방식을 적용하여 BER성능을 비교 분석하였다. 본 논문의 목표는 나카가미 페이딩이 존재하는 채널상에서 최적의 MRC 대신에 하이브리드 SC/MRC를 사용하여 DS/CDMA 시스템의 성능을 프로세싱 이득(N), 사용자수(K), 페이딩 지수(m)와 기준사용자로부터의 수신되는 경로수 L_p 를 고려하여 BER 성능을 분석하는 것이다.

2. 시스템 모델

본 논문에서는 사용된 DS/CDMA 시스템은 Milstein에 의해 제안된 모델이다.[1][2] K명의 사용자가 신호를 송신한다고 가정하고, 0번째 사용자를 기준사용자로 하였을 때, 채널을 통과하는 모든 사용자의 송신신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{2P_k} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) e^{j(\omega_0 t + \phi_k)} \quad (1)$$

식 (1)에서 τ_k 는 $(0, T)$ 의 범위에서 독립적으로 분포된 랜덤변수이며, $\tau=0$ 이다. $a_k(t)$ 는 주기가 T_c 인 k 번째 사용자에게 대한 PN 부호계열을 나타내고, $b_k(t)$ 는 주기가 T 인 k 번째 사용자의 데이터 비트를 나타낸다. P_k 는 k 번째 사용자의 전송전력을 나타내고, ω_0 는 반송파 각 주파수로 모든 사용자에게 대해 동일하며, ϕ_k 는 k 번째 사용자의 반송파 위상성분에 시간지연이 고려된 랜덤변수로 $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 분포된다.

주파수 선택적 다중경로 나카가미 페이딩 채널은 탭지연선을 이용하여 수학적으로 표현된다. k 번째 사용자에게 대한 채널의 다중경로 수는 $L_p^{(k)}$ 이고, 각 다중경로의 시간지연 간격은 확산부호의 칩주기 T_c 로 정한다. k 번째 사용자의 i 번째 경로에 대해 $\Psi_i^{(k)}$ 는 위상성분으로 $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 분포되는 랜덤변수이고, $a_i^{(k)}$ 는 가중치로 나카가미 분포의 확률밀도 함수를 갖는 독립적인 랜덤변수이다[3].

$$M(R, m, \Omega) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (2)$$

m 은 페이딩 지수로 모든 다중경로에 대해 동일한

본 연구는 과학기술부·한국과학재단지정 충주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것입니다.

값으로 가정하고, $\alpha_i^{(k)}$ 의 2차 모멘트는 $\Omega_i^{(k)}$ 로 정의한다. 도심지형에 적합한 것으로 알려진 지수함수의 MIP(Multipath Intensity Profile)을 고려하면 $\Omega_i^{(k)}$ 는 $\Omega_0^{(k)}$ 에 대해 $e^{-\delta i}$ 만큼 감소하며, δ 는 MIP의 감쇠지수이다.

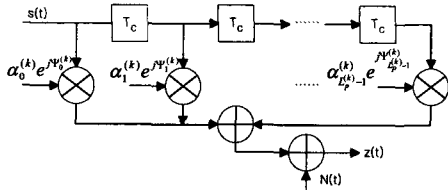


그림 1. 다중 경로 채널 모델

본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 RAKE 수신기를 사용하였으므로 입력되는 신호는 식 (3)과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{L_c-1} \sqrt{2P} a_n(t-nT_c-\tau_n) \cdot b_n(t-nT_c-\tau_n) a_n^{(k)} e^{j(\omega_n^{(k)} t + \theta)} + N(t) \quad (3)$$

전체 수신신호 $r(t)$ 가 정합필터와 RAKE 수신기를 통과한 후 샘플링 시간출력은 다음과 같다.

$$z(t) = U_s + U_{mp} + U_{mu} + U_N \quad (4)$$

식 (4)에서 U_s 는 신호성분, U_{mp} 는 다중경로 자기 간섭, U_{mu} 는 다른 사용자에게 의한 다중접속 간섭, U_N 은 AWGN을 각각 나타낸다. 조건부 비트에러확률을 구하기 위해 샘플링 출력 U_{mp} , U_{mu} , U_N 에 대한 분산을 구하면 다음과 같다[4].

$$\sigma_r^2 = \frac{1}{2} (\sigma_{mp}^2 + \sigma_{mu}^2 + \sigma_N^2) \quad (5)$$

$$\sigma_{mp}^2 \approx \frac{4E^2}{M} \Omega_0 [q(L_p, \delta) - 1] \sum_{n=0}^{L_c-1} \alpha_n^2 \quad (6)$$

$$\sigma_{mu}^2 \approx \frac{8E^2}{3M} \sum_{k=1}^K \Omega_0 [q(L_p, \delta) - 1] \sum_{n=0}^{L_c-1} \alpha_n^2 \quad (7)$$

$$\sigma_N^2 \approx 4E\gamma_0 \sum_{n=0}^{L_c-1} \alpha_n^2 \quad (8)$$

여기서 $E=PT$ 는 한 비트 당 평균 수신 에너지이고, M 은 한 비트 당 확산부호의 칩 수이며, $q(L_p, \delta)$, θ 는 다음과 같이 정의되며, 각 수신기에 대해 동일한 값을 가진다.

$$q(L_p, \delta) = (1 - e^{-\delta L_p}) / (1 - e^{-\delta}) \quad (9)$$

본 논문에서는 DS/CDMA 시스템의 정보전송을 분석에 조건부 비트에러확률을 구하기 위해 다음과 같이 새로운 변수를 적용한다.

$$S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_c-1} \alpha_n^2 \quad (10)$$

S 는 나카가미 분포의 랜덤변수들을 제공하여 더한 것이므로 역시 나카가미 분포로 근사화 된다. 식 (10)을 사용하면, 식 (11)과 같은 조건부 비트에러 확률을 구할 수 있다.

$$P_b(S) = \phi(-U_s/\sigma_r) = \phi(-\sqrt{\gamma S}) \quad (11)$$

$\phi(x)$ 는 식 (12)와 같이 가우시언 적분함수를 나타내며, γ 는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다[5].

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-(1/2)y^2} dy \quad (12)$$

$$\bar{\gamma} = \left[\frac{q(L_p, \delta) - 1}{2M} + \frac{Kq(L_p, \delta)}{3M} + \frac{\gamma_0}{2E\Omega_0} \right]^{-1} \quad (13)$$

3. 하이브리드 SC/MRC 수신기 출력의 집합 확률

입력되는 L 브랜치 중 SNR이 가장 큰 L_c 를 선택하는 SC를 고려하자. 브랜치 SNR은 랜덤 변수로 모델화 되어진다. 각 평균 전력 Ω 에서, $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L$ 이 SC 입력에 대하여 페이딩 진폭이라고 하자.

$$p_{\gamma_1, \dots, \gamma_L}(\gamma_1, \dots, \gamma_L) = L_c! \left(\frac{\gamma}{L_c} \right)^{L_c} \prod_{i=1}^{L_c} p_i(\gamma_i), \quad \gamma_1 \geq \dots \geq \gamma_L \geq 0$$

$p_i(\gamma)$ 은 γ 의 PDF이고 $P_i(\gamma) = \int_0^\gamma p_i(y) dy$ 는 일치하는 CDF이다. 이것은 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L$ 는 독립적이지 않다.

나카가미-m 페이딩 CDF $P_i(\gamma) = \int_0^\gamma p_i(y) dy$ 는 다음과 같이 측정되어진다.

$$P_i(\gamma) = \left(\frac{\gamma(m, \frac{m\gamma}{\gamma})}{\Gamma(m)} \right), \quad \gamma \geq 0 \quad (14)$$

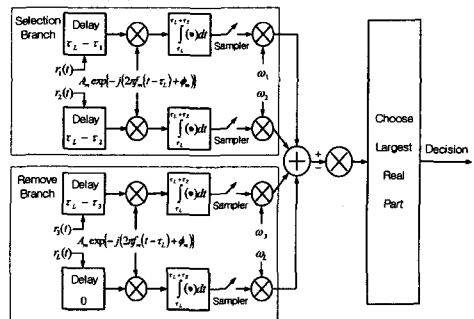


그림 2. 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식의 레이크 수신기

$\gamma(\cdot, \cdot)$ 은 불완전한 감파함수를 의미한다. 본 논문에서는, $L_c=2$ 와 $L=3$ 과 4의 특정한 경우는 다음과 같다.[6]

$$p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 6p_i(\gamma_1)p_i(\gamma_2) \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)}, \quad \gamma_1 \geq \gamma_2 (L_c=2, L=3) \quad (15)$$

$$p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 12p_i(\gamma_1)p_i(\gamma_2) \left[\frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} \right]^2, \quad \gamma_1 \geq \gamma_2 (L_c=2, L=4) \quad (16)$$

4. 하이브리드 SC/MRC-2/3 이진 수신기의 평균 BER

이진 신호와 수신기는 $L=3$ 이고 $L_c=2$ 인 하이브

리드 SC/MRC구조는 수신되는 브랜치중 가장 큰 신호를 가지는 두 개의 MRC 조합으로 구현되어진다. 페이딩 진폭상의 BER은 [7]에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$P_b(\gamma_t) = Q(\sqrt{2g\gamma_t}) \quad (17)$$

일반적으로 평균 BER은 γ_t 의 PDF에 의해 계산되어진다.

$$P_b(E) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2g\gamma_t}) p_{\gamma_t}(\gamma_t) d\gamma_t \quad (18)$$

식(15)와 식(17)을 위 식(18)에 대입하여 전개하면

$$P_b(E) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2g(\gamma_1 + \gamma_2)}) \cdot p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) d\gamma_1 d\gamma_2 \quad (19)$$

γ_1 와 γ_2 의 독립성으로 인해 (15)의 결합 PDF를 사용하여 두배의 적분이 필요하다. 나카가미-m 채널에 가우시안 Q함수의 두 표현에 기초하여 달리 표현한다[6].

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\psi}\right) d\psi, \quad x \geq 0 \quad (20)$$

결과적으로

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \int_0^\infty 6p_{\gamma_1}(\gamma_1)p_{\gamma_2}(\gamma_2) \cdot \frac{\chi(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g(\gamma_1 + \gamma_2)}{\sin^2\psi}\right) d\gamma_1 d\gamma_2 d\psi \quad (21)$$

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \frac{6p_{\gamma_1}(\gamma_1)}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g\gamma_1}{\sin^2\psi}\right) I(\gamma_1) d\gamma_1 d\psi \quad (22)$$

여기서 $I(\gamma_1)$ 은 다음과 같이 정의한다

$$I(\gamma_1) = \int_0^\infty p_{\gamma_2}(\gamma_2) \cdot \chi(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma}) \exp\left(-\frac{g\gamma_2}{\sin^2\psi}\right) d\gamma_2 \quad (23)$$

$$\chi(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma}) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(m+n)} \left(\frac{m\gamma_2}{\gamma}\right)^{m+n} \quad (24)$$

식(24)을 식(23)에 대입하고 적분식을 전개하면

$$I(\gamma_1) = \left(\frac{m}{\gamma}\right) \frac{1}{\Gamma(m)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(m+n)} \left(\frac{m}{\gamma}\right)^n \cdot \left(\frac{m}{\gamma} + \frac{g}{\sin^2\psi}\right)^{-2m-n} \chi(2m+n, \left(\frac{m}{\gamma} + \frac{g}{\sin^2\psi}\right)\gamma_1) \quad (25)$$

식(25)을 식(22)에 대입하여 γ_1 에 대해 전개하면

$$\int_0^\infty X \frac{6p_{\gamma_1}(\gamma_1)}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g\gamma_1}{\sin^2\psi}\right) I(\gamma_1) d\gamma_1 \quad (26)$$

$$= \frac{6}{\Gamma(m)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(m+n)(2m+n)} \frac{\Gamma(3m+n)}{2^{3m+n}} \cdot {}_2F_1\left(1, 3m+n; 2m+n+1; \frac{1}{2}\right) \left(1 + \frac{g\gamma}{m\sin^2\psi}\right)^{-3m-n}$$

식(26)에서 식(22)에 대입하여 ψ 에 대한 적분을 전개하기 위해 다음의 적분 공식을 이용한다.

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{c}{\sin^2\psi}\right)^{-m} d\psi = \frac{\sqrt{c/\pi}}{2(1+c)^{m+1/2}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m+1)} \quad (27)$$

$${}_2F_1\left(1, m+1/2; m+1; \frac{1}{1+c}\right)$$

식(26)과 식(27) 공식을 적용하여 식(22)에 전개하면

$$P_b(E) = \frac{3}{(\Gamma(m))^3} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \Gamma(3m+n+1/2)}{2^{3m+n} n!(m+n)(2m+n)(3m+n)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{3m+n} \quad (28)$$

$$\times {}_2F_1\left(1, 3m+n; 2m+n+1; \frac{1}{2}\right)$$

$$\cdot {}_2F_1\left(1, 3m+n+1/2; 3m+n+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right)$$

이것은 $m \geq 1/2$ 인 경우에 유용하다. ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 인 하이퍼 지오메트릭 함수를 나타낸다.

5. 하이브리드 SC/MRC-2/4 이진 수신기의 평균 BER

L_c 와 $L=4$ 인 경우 평균 BER도 동일한 방법으로 다음과 같이 나타낸다.

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \int_0^\infty 12p_{\gamma_1}(\gamma_1)p_{\gamma_2}(\gamma_2) \cdot \left[\frac{\chi(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)}\right]^2 \cdot \exp\left(-\frac{g(\gamma_1 + \gamma_2)}{\sin^2\psi}\right) d\gamma_1 d\gamma_2 d\psi \quad (29)$$

이를 전개하면 [4]

$$P_b(E) = \frac{6}{(\Gamma(m))^4} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+l} \Gamma(4m+n+l+1/2)}{2^{4m+n+l} n! l!(m+n)(m+l)(3m+n+l)(4m+n+l)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{4m+n+l} \cdot {}_2F_1\left(1, 4m+n+1+1/2; 3m+n+l+1/2; \frac{1}{2}\right) \cdot {}_2F_1\left(1, 4m+n+1+1/2; 4m+n+1+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right) \quad (30)$$

6. MRC수신기의 평균 BER

수학적인 결과로 최적의 MRC를 하이브리드 SC/MRC와 비교하기 위하여 MRC 수신기의 평균 BER을 구해보면 다음과 같다. MRC에서 조건부

SNR(신호대 잡음비)은 $\gamma_t = \sum_{l=1}^L \gamma_l$ 에 의해 주어지고,

γ_l 은 모든 브랜치 ($L_e = L$)의 확률을 포함하는 수신되는 브랜치 L에 랜덤하게 일치되어진다.

$$p(\gamma_t) = \left(\frac{m}{\gamma}\right)^{L_c m} \frac{\gamma_t^{L_c m - 1}}{\Gamma(L_c m)} \exp\left(-\frac{m\gamma_t}{\gamma}\right), \quad \gamma_t \geq 0 \quad (31)$$

Eng와 Milstein에 의해 얻어진 결과를 이용하여 평균 BER의 이상적인 결과를 얻었다. [4]

$$P_b(E) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \frac{\Gamma(L_c m + \frac{1}{2})}{\Gamma(L_c + 1)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{L_c m} \cdot {}_2F_1\left(1, L_c m + \frac{1}{2}; L_c m + 1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right) \quad (32)$$

7. 수학적인 결과

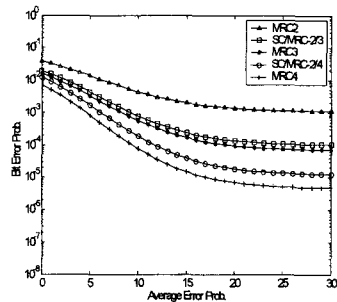


그림 3. $g=1, m=1, N=1023, L_p=4, K=30$ 인 경우의 P_e

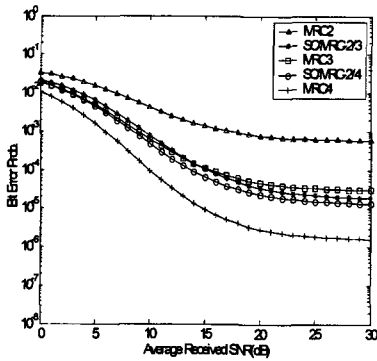


그림 4. $g=1, m=2, N=1023, Lp=4, K=30$ 인 경우의 $P(e)$

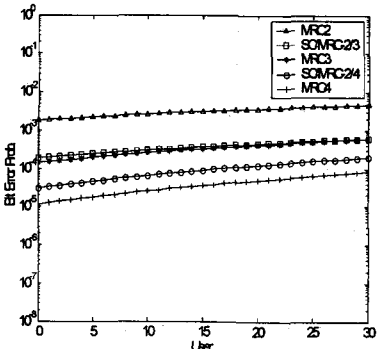


그림 5. $g=1, m=1, N=1023, Lp=4, br=10dB$ 인 경우의 K 에 따른 $P(e)$

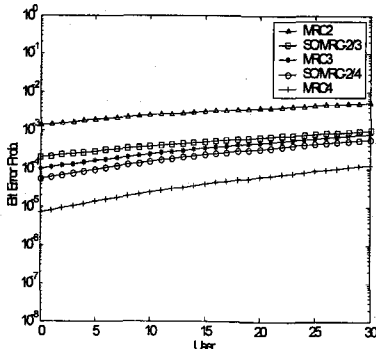


그림 6. $g=1, m=2, N=1023, Lp=4, br=10dB$ 인 경우의 K 에 따른 $P(e)$

본 논문에서는 레이크 수신기의 branch수(L)와 다중경로수(Lp)를 4로하고 기준 사용자를 제외한 사용자의 수(K)를 30으로 한 후 CDMA 시스템의 프로세싱 이득값(N)을 1023으로 설정했다.

8. 결 론

본 논문에서는 다중경로 페이딩 채널하에서 MRC

다이버시티 방식과 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식을 적용한 레이크 수신기를 이용하여 광대역 DS/CDMA 셀룰라 시스템에서 레이크 수신기의 브랜치 수와 다중경로수를 4로 하고 프로세싱 이득값을 1023으로 설정하여 나카가미 페이딩 지수와 사용자 수에 따른 성능분석을 하였다. 사용자가 30인 경우 페이딩 지수 m값이 $m=1, m=2$ 인 경우의 수신강도에 따른 다이버시티 방식의 에러율을 분석하였으며, 수신강도가 10dB인 경우 사용자 수에 따른 다이버시티 방식의 에러율을 분석하였다. 그 결과, 레이크 수신기의 브랜치가 동일할 경우 페이딩 환경이 열악한 경우에는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식의 레이크 수신기를 적용하는 것이 효율적이고, 페이딩 환경이 좋은 경우는 MRC 다이버시티 방식의 레이크 수신기를 적용하는 것이 효율적임을 알 수 있었다. 즉, 실제 통신 환경이 열악한 경우 시스템의 복잡도를 줄이면서도 비슷한 성능을 얻을 수 있는 방법으로 각 브랜치에 수신되는 강도가 센 몇몇 신호를 선택하는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 MRC 다이버시티 방식을 대신할 수 있는 방식임을 확인하였다.

이를 통해 기존에 사용하는 MRC 다이버시티 방식을 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식과 혼합하여 환경에 맞는 방식을 선택함으로써 효율적인 다이버시티 방식을 채택할 수 있다.

[참 고 문 헌]

- [1]N.Kong, T.Eng and L.B Milstein, " A selection Combining scheme for Rake receivers," in Proc. IEEE int. Conf. Univ. Personal Comm. ICUPC'95, Tokyo, Japan, Nov. 1995, pp.426-429
- [2]N.Kong, T.Eng and L.B Milstein, "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channel," IEEE Trans. Comm. vol.44, pp.1117-1129, Sept. 1996
- [3]M. Nakagami, "The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Wave Propagation. 1960, pp 3-36.
- [4]Mohamed-Slim Alouini, MarvinK. Simon, "Performance of Coherent Receiver with Hybrid SC/MRC over Nakagami-m Fading Channels", IEEE Tran. pp 1155-1164, 1999
- [5]M. B Pursely, " Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multi-Aeocss Communication" IEEE Trans. on comm, vol. COM-25,pp795-799 Aug. 1977
- [6]Marvin K.Simon and Mobamed-slim Alouini, Digital Communication over Fading Channels, Wiley, 2000.
- [7]M. K. Simon, S. M. Hinedi and W. C. Lindsey, Digital Communication Techniques-Signal Design and Detection. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.