

Rayleigh 페이딩 채널에서의 Binary 직접 시퀀스 확산 대역 다중접근 통신에 관한 연구

(A Study on Binary Direct-Sequence Spread Spectrum Multiple Access Communications over Rayleigh Fading Channels)

許 文 箕,* 朴 尚 奎*

(Moon Ki Huh and Sang Kyu Park)

要 約

본 논문에서는 Rayleigh 페이딩과 백색 가우시안 잡음이 동시에 존재하는 채널에서의 비동기(asynchronous) Binary 직접 시퀀스 확산 대역 다중접근 통신 시스템에 관한 성능을 분석하였다.

부호계열에 따른 최악상태 비트 오류율과 여러가지 칩 파형에 따른 평균 신호대 잡음비로 성능측정을 하였다. 주기 31인 최대장 부호계열(maximal-length sequence : m-sequence)과 Gold 부호를 사용하였으며 칩 파형은 구형파, 정현파 및 여러가지 다른 파형을 사용하였다.

Abstract

This paper shows the performances of asynchronous binary direct-sequence spread-spectrum multiple access communication systems with Rayleigh fading and White Gaussian noise. The performance measures considered are worst-case bit error probability and average SNR depending on code sequences and chip waveforms. The code sequences used are m-sequence and Gold sequence with period 31. The chip waveforms employed are rectangular, sinusoidal and something other chip waveforms.

I. 서 론

확산 대역(spread spectrum) 통신방식은 송신하려는 정보의 대역폭보다 훨씬 더 넓은 전송 대역폭을 사용하여 통신하는 방식이다.¹⁾ 송신측은 확산부호, 즉 무작위 의사잡음(pseudo-noise : PN) 부호를 사용하여 송신신호의 대역폭을 확장시켜 전송하고 수신측은 동일한 확산부호를 사용하여 수신된 신호를 역확산시켜 확산시키기 이전의 변조신호로 만들어 복조한다.

본 논문에서는 확산 대역 통신에서 널리 사용되고 있는 직접 시퀀스(direct-sequence:DS) 방식을 사용하였다.^{1,2)} 직접 시퀀스 확산 대역 방식은 비트율(bit rate)이 정보 신호의 대역폭보다 훨씬 더 큰 디지털 부호 시퀀스인 PN 부호를 이용하여 전송대역을 확산하는 방식이다. 직접 시퀀스 확산 대역 다중 접근(direct-sequence spread spectrum multiple access: DS/SSMA) 통신방식은 전송대역을 확장시킴으로 인해 송수신기의 장치화가 복잡하고 부호분할 다중화에 따른 부호배분의 문제점이 있으나 이용자수의 증가, 잡음과 재밍에 대한 영향 감소, 정보의 비화성을 높여 주는 등 많은 장점이 있다.^{1,2,3)}

*正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)
接受日字 : 1989年 8月 22日

최근 몇 년 동안 다중 접근 방식의 하나로서 부호 분할 다중 접근 방식(code division multiple access : CDMA)에 대한 관심이 증대되고 있다. CDMA 방식은 종래의 시분할 다중 접근 방식(time division multiple access:TDMA) 또는 주파수 분할 다중 접근 방식(frequency division multiple access:FDMA)과는 달리 정확한 시간동기나 주파수 조정이 필요없이 특정 PN부호를 각각의 이용자에게 할당하는 확산 대역 다중 접근방식이다.^{3,4)}

SSMA 통신방식의 시스템 성능은 채널 잡음, 수신기 잡음, 그리고 다른 이용자로 인해 생기는 다중 접근 간섭(multiple access interference)의 영향을 받으며 일반적으로 CDMA방식을 이용한 DS/SSMA 통신방식의 성능은 시스템에 사용된 부호에 의해 결정되어진다.^{5,6)}

본 논문에서는 이동통신(mobile communication) 채널상에서 장애물과 이동체 속도에 따른 전계 강도의 변화에 의해 발생하는 Rayleigh 페이딩 채널^{7,8)}에서의 비동기 Binary DS/SSMA 통신 방식에 관한 성능을 분석하였다. 이를 위해 II장에서는 비동기 binary DS/SSMA 통신방식의 모델을 설명하고 III장에서는 부호의 종류와 이용자수에 따른 최악 상태(worst-case) 오율을 계산하였으며 IV장에서는 임의의 시간 제한된 칩 파형에 따른 평균 신호전력 대 잡음전력비(signal to noise ratio:SNR)를 비교하였다. 마지막으로 V장에서는 결론을 유도하였다.

II. 비동기 Binary DS/SSMA 통신방식의 모델

그림 1은 페이딩 채널에서 Binary DS/SSMA 시스템의 일반적인 모델을 나타내었다. DS/SSMA 시스템은 여러개의 비동기 신호를 동시에 같은 채널상에 보낼 수 있으며 많은 신호들이 같은 주파수대

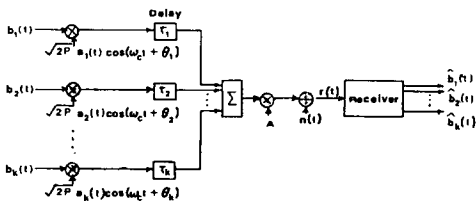


그림 1. 페이딩 채널에서의 Binary DS/SSMA 시스템 모델

Fig 1. Binary DS/SSMA system model with fading.

와 시간대를 공유하고 있다 할지라도 수신단에서 대역 확산된 신호들을 분리할 수 있도록 하는 통신방식이다.^{2,3)}

채널상에는 잡음과 페이딩이 동시에 존재하고 있으며 여기서 페이딩 모델은 Slow Rayleigh 페이딩이다. 각각의 송신기들은 시간동기(time synchronous)되어 있지않고 각 신호들에 대한 전송지연(propagation delay)도 같지 않다. 따라서 k번째 이용자의 전송신호는 식(1)과 같다.

$$S_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) b_k(t) \text{COS}(\omega_c t - \theta_k) \quad (1)$$

여기서

P : 신호의 전력

$a_k(t) = \sum_{j=0}^{\infty} a_j^{(k)} \psi(t-jT_c)$: k번째 이용자에게 할당된 부호파형

$a_j^{(k)} = a^{(k)}$: +1과 -1 값을 가지며 주기 $N = T_b/T_c$ 인 k번째 이용자의 부호시퀀스이고 T_b 는 데이터 비트 지속시간이고 T_c 는 칩 지속시간이다.

$\psi(t)$: 임의의 시간제한된 칩 파형, $0 \leq t \leq T_c$

$b_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b^{(k)} P_T(t-lT_b)$: k번째 이용자의 데이터신호이며 $b^{(k)} \in \{+1, -1\}$
 $P_T(t)$ 는 T_b 시간동안 진폭이 1인 펄스

θ_k : k번째 이용자의 반송파 위상

ω_c : 반송주파수

채널상에 가산 백색 가우시안 잡음(additive white gaussian noise : AWGN)과 Slow Rayleigh 페이딩이 존재할 때 이용자 수가 K인 수신신호 r(t)는 식(2)와 같다.

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K A \sqrt{2P} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \text{COS}(\omega_c t - \phi_k) \quad (2)$$

여기서 A는 Rayleigh 확률 밀도 함수를 갖는 랜덤

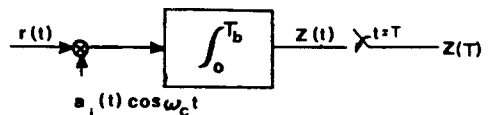


그림 2. 동기된 상관 수신기

Fig 2. Synchronized correlation receiver.

변수이고 $\phi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$ 이며 $n(t)$ 는 양측 전력밀도가 $N_0/2$ 인 가우시안 잡음이다.

그림 2는 binary DS/SSMA의 상관수신기 모델을 나타내었으며 i 번째 상관 수신기에서 $\theta_i = \tau_i = 0$ 라고 가정하면 i 번째 상관 수신기의 출력 $Z(T_b) = Z_i$ 는 식(3)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_i &= \int_0^{T_b} r(t) a_i(t) \cos \omega_c t \, dt \\ &= \eta_i + A\sqrt{P/2} \int_0^{T_b} b_i(t) \, dt \\ &+ \sum_{k \neq i} A\sqrt{P/2} \int_0^{T_b} [a_i(t) a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k)] \\ &\quad \cos \phi_k \, dt \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)에서 오른쪽 첫번째 항 η_i 는 평균이 0, 분산이 $N_0 T_b/4$ 인 가우시안 랜덤변수이고 식(4)와 같이 정의된다. 여기서 $\sum_{k \neq i}$ 는 $k \neq i$ 이고 $1 \leq k \leq K$ 인 모든 정수 k 에 대한 합(sum)을 나타낸다.

$$\eta_i = \int_0^{T_b} n(t) a_i(t) \cos(\omega_c t) \, dt \quad (4)$$

그리고 두번째항은 검출하고자 하는 원신호이며 세번째 항은 $K-1$ 명의 이용자 즉, $\{S_k(t) : 1 \leq k \leq K, k \neq i\}$ 인해 생기는 간섭성분이다. 만약 $K=1$ 이면 이 시스템은 다중접근(multiple access) 시스템이 아니며 마지막 항은 존재하지 않는다. 수신단에서 $f_c \gg T_b^{-1}$ 인 경우 $2f_c$ 주파수 성분은 무시할 수 있다.

그러므로 k 번째 신호에 의해 생긴 i 번째 상관 수신기의 간섭성분 $I_{k,i}$ 는 식(5)와 같다³⁾

$$\begin{aligned} I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k) &= T_b^{-1} [b_0^{(k)} R_{k,i}(\tau_k) \\ &+ b_{-1}^{(k)} \hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \cos \phi_k \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)에서 $R_{k,i}(\tau_k)$ 와 $\hat{R}_{k,i}(\tau_k)$ 는 식(6)과 (7)과 같이 정의되는 연속시간 부분 상호상관함수(continuous partial crosscorrelation function)이다.³⁾

$$R_{k,i}(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} a_k(t - \tau_k) a_i(\tau_k) \, dt, \quad 0 \leq \tau_k \leq T_b \quad (6)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau_k) = \int_{\tau_k}^{T_b} a_k(t - \tau_k) a_i(\tau_k) \, dt, \quad 0 \leq \tau_k \leq T_b \quad (7)$$

식(6)과 (7)에서 2개의 상호상관함수는 $0 \leq L T_c \leq \tau_k \leq (L+1) T_c \leq T_b$ 인 경우에 대해서 식(8)과 같이

나타낼 수 있다³⁾

$$\begin{aligned} R_{k,i}(\tau_k) &= C_{k,i}(L-N) T_c \\ &+ [C_{k,i}(L+1-N) - C_{k,i}(L-N)] (\tau_k - L T_c) \\ \hat{R}_{k,i}(\tau_k) &= C_{k,i}(L) T_c \\ &+ [C_{k,i}(L+1) - C_{k,i}(L)] (\tau_k - L T_c) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $C_{k,i}(L)$ 는 부호시퀀스 $a_j^{(k)}$ 와 $a_j^{(i)}$ 에 대한 불연속 비주기 상호 상관 함수(discrete aperiodic crosscorrelation function)이며 식(9)와 같이 정의된다.^(9, 10, 11)

$$C_{k,i}(L) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-L} a_j^{(k)} a_{j+L}^{(i)}, & 0 \leq L \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+L} a_{j-L}^{(k)} a_j^{(i)}, & 1-N \leq L \leq 0 \\ 0, & |L| \geq N \end{cases} \quad (9)$$

또한 $0 \leq L \leq N$ 인 경우 주기 상호상관 함수 $\theta_{k,i}(L)$ 와 기(odd) 상호 상관 함수 $\hat{\theta}_{k,i}(L)$ 는 식(10),(11)과 같다.^{2, 3)}

$$\theta_{k,i}(L) = C_{k,i}(L) + C_{k,i}(L-N) \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_{k,i}(L) = C_{k,i}(L) - C_{k,i}(L-N) \quad (11)$$

여기서 주기 또는 우(even) 상호상관함수는 $\theta_{k,i}(L) = \theta_{k,i}(N-L)$ 이고 기(odd) 상호상관함수는 $\hat{\theta}_{k,i}(L) = -\hat{\theta}_{k,i}(N-L)$ 인 특성을 갖고 있다.

그러므로 식(5)에서 L_k 가 $L_k T_c \leq \tau_k \leq (L_k+1) T_c$ 에 대해서 정수이고 만약 $b_0^{(k)} = b_{-1}^{(k)}$ 이면,

$$\begin{aligned} I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k) &= T_b^{-1} b_0^{(k)} \{ \theta_{k,i}(L_k) T_c \\ &+ [\theta_{k,i}(L_k+1) - \theta_{k,i}(L_k)] \\ &(\tau_k - L_k T_c) \} \cos \phi_k \end{aligned} \quad (12)$$

만약 $b_0^{(k)} \neq b_{-1}^{(k)}$ 이면,

$$\begin{aligned} I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k) &= T_b^{-1} b_0^{(k)} \{ \hat{\theta}_{k,i}(L_k) T_c \\ &+ [\hat{\theta}_{k,i}(L_k+1) - \hat{\theta}_{k,i}(L_k)] \\ &(\tau_k - L_k T_c) \} \cos \phi_k \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 그러면 i 번째 상관수신기의 출력 Z_i 는 식(14)와 같다.

$$Z_i = \eta_i + \sqrt{\frac{PT_b}{2}} A \{ b_0^{(i)} + L_i(\underline{b}, \underline{\tau}, \phi) \} \quad (14)$$

식(14)에서 $L_i(\underline{b}, \underline{\tau}, \underline{\phi}) = \sum_{k \neq i} I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 이고 $PT_b = E_b$ 즉 비트 에너지이다. $\underline{b} = (b_{-1}^{(1)}, b_0^{(1)}, b_{-1}^{(2)}, b_0^{(2)}, \dots, b_{-1}^{(k)}, b_0^{(k)})$ 는 데이터 심벌 ($b_L^{(k)} \in \{+1, -1\}$)인 벡터 표현이고 $\underline{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k)$ 는 시간 지연(time delay)의 벡터 표현이다. 그리고 $\underline{\phi} = (\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_k)$ 는 위상각에 대한 벡터 표현이다. 만약 $Z_i > 0$ 이면 수신기는 송신기에서 $b_0^{(i)} = +1$ 을 보낸것으로 판정하고 $Z_i < 0$ 이면 $b_0^{(i)} = -1$ 을 보낸것으로 판정된다.

III. 최악 상태(Worst-Case) 오율 특성

이 장에서는 최악 상태를 갖는 다중 접근 간섭에 대하여 고찰하고 주기 $N=31$ 인 m-시퀀스와 Gold 부호를 사용하였을 때 Rayleigh 페이딩 채널에서의 최악상태 오율을 계산한다.

이상적인 경우 오율 $P_r(Z_i > 0 | b_0^{(i)} = -1)$ 과 $P_r(Z_i < 0 | b_0^{(i)} = +1)$ 의 값은 부호 시퀀스 파라미터 ($\tau_k, \phi_k, b_{-1}^{(k)}, b_0^{(k)}$)의 모든 값에 대해 최소값을 갖는 부호를 찾아야만 한다. 임의의 부호에 대하여 두개의 확률은 최대치 오율 $P^{(i)}_{max}$ 값을 갖는다. 그러므로 부호를 선택할 때 $P^{(i)}_{max}$ 값이 최소값을 갖는 부호를 선택해야한다.

먼저 $b_0^{(i)}$ 가 +1이 전송되었다고 가정하면 오율은 식(15)와 같다.

$$P_{e,i}(\underline{b}, \underline{\tau}, \underline{\phi}) = P_r\{Z_i < 0 | b_0^{(i)} = +1\} = Q[\sigma_i^{-1}(1 + L_i(\underline{b}, \underline{\tau}, \underline{\phi}))] \quad (15)$$

식(15)에서 $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \text{EXP}(-y^2/2) dy$,

$$\sigma_i = \left[A \sqrt{\frac{PT_b}{2}} \right]^{-1} [\text{Var } \eta_i]^{-1/2} \text{이다.}$$

만약 $b_0^{(i)} = -1$ 인 경우 최악 상태 오율 $P_{max}^{(i)}$ 는 $k \neq i$ 인 모든 경우에 대하여 $L_i(\underline{b}, \underline{\tau}, \underline{\phi})$ 의 최대값에 의해 결정되며 식(12)와 식(13)으로부터 $I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 의 최대값은 τ_k 가 T_c 의 정수배인 경우와 $\phi_k = 0$ 인 경우 구해진다.

만약 $b_0^{(i)} = +1$ 인 경우 $P^{(i)}_{max}$ 는 $k \neq i$ 인 모든 경우에 대해 $I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 의 최소값과 일치하고 식(16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\min \{L_i(\underline{b}, \underline{\tau}, \underline{\phi})\} = -\max \{L_i(\underline{b}, \underline{\tau}, \underline{\phi})\} = -\sum_{k \neq i} \{ |I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)| \} \quad (16)$$

정해진 L값에 대하여 $U_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k) = I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)/T_c$ 라고 하면 $U_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 최대값은 $\pm \theta_{k,i}(L)$ 과 $\pm \hat{\theta}_{k,i}(L)$ 을 갖는다. 모든 L값에 대하여 $U_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 의 최대값은 $\lambda_{k,i} = \max \{ \gamma_{k,i}, \gamma_{k,i} \}$ 이고 여기서 $\gamma_{k,i} = \max |\theta_{k,i}(L)|$ 이고 $\gamma_{k,i} = |\hat{\theta}_{k,i}(L)|$ 로 정의되는 Peak상관 페르미터이며 최악 상태 오율을 구하는데 중요한 파라미터이다.^{3,9)}

$b_0^{(i)} = -1$ 인 경우 i번째 상관수신기의 최대치 오율은 $k \neq i$ 인 각 경우에 대하여 $U_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 의 최대값은 $\lambda_{k,i}$ 이고 $b_0^{(i)} = +1$ 인 경우 $P^{(i)}_{max}$ 는 $k \neq i$ 인 각 경우에 대하여 $U_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)$ 의 최소치, 즉 $\min U_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k) = -\lambda_{k,i}$ 이다. 그러므로 $b_0^{(i)} = 1$ 인 경우 $P^{(i)}_{max}$ 는 $\Lambda_i = \sum_{k \neq i} \lambda_{k,i}$ 가 최소화되면 최소값을 갖으며 식(17)과 같다.²⁾

$$P_{max}^{(i)} = Q \left\{ [1 - (\Lambda_i/N)] \sqrt{\frac{2E_b A^2}{N_0}} \right\} \quad (17)$$

i에 대해서 최대화 시키기 위하여 $P_{max} = \max P_{max}^{(i)}$, $\Lambda = \max \Lambda_i$ 로 정의하면 최악 상태 오율 P_{max} 는 식(18)과 같다.²⁾

$$P_{max} = Q \left\{ [1 - (\Lambda/N)] \sqrt{\frac{2E_b A^2}{N_0}} \right\} < Q \left\{ [1 - (K-1)(\lambda/N)] \sqrt{\frac{2E_b A^2}{N_0}} \right\} \quad (18)$$

식(18)에서 λ 는 $1 \leq i < k \leq K$ 인 모든 i와 k값에 대하여 $\lambda_{k,i}$ 의 최대값이다. P_{max} 를 Rayleigh 확률 밀도 함수에 대하여 평균값을 취하면 식(19)와 같다.

$$P_{max}^{(F)} = \int_0^\infty P(A) P_{max} dA = \int_0^\infty \frac{A}{\sigma^2} \text{EXP}(-A^2/2\sigma^2) Q \left\{ \left[B \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} A \right] \right\} dA = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{B^2 E/N_0}{1+B^2 E/N_0}} \right] \quad (19)$$

식(19)에서 P(A)는 Rayleigh 확률 밀도 함수이다. 그리고 $B = [1 - (k-1)(\lambda/N)]$ 이고 $E = 2\sigma^2 E_b$ 이다. 식(19)에서 보는 바와같이 Rayleigh 페이딩 채널에서의 최악상태 오율은 B값에 의해 결정되며 B값은 부호계열과 이용자 수 K에 의해 정해진다.

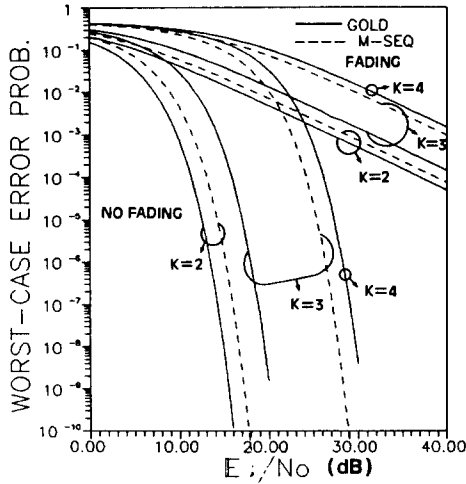


그림 3. m계열과 Gold부호의 성능 비교
Fig 3. Performance comparison of m sequence and gold code.

그림 3 에는 Rayleigh 페이딩이 존재할 때와 페이딩이 없는 각 경우에 대하여 주기 $N=31$ 인 LSE/AO m시퀀스와 Gold부호에 대하여 각각의 최악 상태를 오울을 비교하였다. 주기 $N=31$ 인 경우 LSE/AO m시퀀스의 Peak 상관 파라미터의 최대값 $\lambda=13$ 이고 Gold부호인 경우 $\lambda=9$ 이다.^[3,9]

최악 상태 오울 $P_{\max}^{(F)}$ 의 값은 m시퀀스나 Gold부호 모두 이용자의 수가 증가함에 따라 커지며 주기와 이용자 수가 같을 때 m시퀀스보다는 Gold부호가 최악상태 오울이 적음을 알 수 있다.

$P_{\max}^{(F)}$ 가 10^{-3} 일때 $K=2$ 인 m시퀀스와 Gold 부호인 경우 페이딩이 존재하지 않을 때 보다 각각 18dB 정도의 에너지가 더 필요로 한다. 그리고 $P_{\max}^{(F)}$ 가 10^{-3} 일때 m시퀀스는 Gold부호보다 $K=2$ 인 경우 약 2dB정도 $K=3$ 인 경우 약 7dB정도 에너지가 더 필요로 한다. 결국 Rayleigh 페이딩 채널에서의 최악상태 오울은 페이딩이 없을 때 보다 크게 증가하는 것을 알 수 있다.

IV. 칩 파형에 따른 평균 SNR 성능 분석 및 검토

이 장에서는 부호파형의 선택과 계산을 근거로 한 새로운 파라미터를 유도하여 다른 방식으로 DS/SS MA 시스템의 성능을 분석하였다. i 번째 상관 수신기의 출력단에서의 SNR_i 는 가장 중요한 성능 측정방

법 중의 하나이며 SNR_i 값은 수신신호의 전력과 잡음전력의 비로 구해진다. 여기서 위상편이(phase shift, ϕ_i), 시간지연(time delay, τ_i), 데이터 심볼(data symbol, b_i) 각각은 상호독립 랜덤변수이다. Rayleigh 페이딩 채널에서의 i 번째 상관 수신기의 SNR_i 는 식 (20)과 같다.

$$SNR_i = \frac{E(A^2) E(S_i^2)}{E(A^2 I_{k,i}^2(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)) + E(\eta_i^2)} \quad (20)$$

식 (20)에서 $E(\cdot)$ 는 평균치를 나타낸다. 여기서 $E[A^2] = 2\sigma^2$ 이다. 그리고 식 (20)을 계산하기 위해서 Z_i 값에 대한 자승의 평균값을 구하면 식 (21)과 같다.

$$E(Z_i^2 | b_0^{(i)} = +1) = \frac{N_0 T_b}{4} + E_b \sigma^2 T_b + E_b \sigma^2 T_b \sum_{k \neq i} \text{Var}[I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (21)$$

b_k, τ_k, ϕ_k 가 상호 독립 랜덤 변수이기 때문에 $E[I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)] = 0$ 이고 $\text{Var}[I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)]$ 에 대해서 고찰한다.

$$\begin{aligned} \text{Var}[I_{k,i}(\underline{b}_k, \tau_k, \phi_k)] &= \frac{1}{2T_b^3} \int_0^{T_b} [R_{k,i}^2(\tau_k) + \hat{R}_{k,i}^2(\tau_k)] d\tau_k \\ &= \frac{1}{2T_b^3} [m_{k,i} + \hat{m}_{k,i}] \quad (22) \end{aligned}$$

여기서 $m_{k,i} = \int_0^{T_b} R_{k,i}^2(\tau_k) d\tau_k$, $\hat{m}_{k,i} = \int_0^{T_b} \hat{R}_{k,i}^2(\tau_k) d\tau_k$ 이다. 그러면 $T_b^{-1} m_{k,i}$ 와 $T_b^{-1} \hat{m}_{k,i}$ 값은 $R_{k,i}(\tau_k)$ 와 $\hat{R}_{k,i}(\tau_k)$ 의 자승 평균(mean-square) 값이 된다. 식 (21)과 식 (22)에서 구한 값을 식 (20)에 대입하면 SNR_i 는 식 (23)과 같다.

$$SNR_i = \frac{E_b \sigma^2}{\frac{E_b \sigma^2}{2T_b} [m_{k,i} + \hat{m}_{k,i}] + \frac{N_0}{4}} \quad (23)$$

여기서 $m_{k,i}$ 와 $\hat{m}_{k,i}$ 값을 구하기 위해서는 연속시간 부분 상호상관 함수로부터 계산할 수 있다. 그러나 SNR_i 는 주기 시퀀스 $a_k(t)$ 의 연속 시간 부분 자기 상관함수로 부터 계산할 수 있다. 식 (6)에서 $R_{k,i}(\tau_k)$ 와 $\hat{R}_{k,i}(\tau_k)$ 은 식 (24), 식 (25)와 같이 정의된다.^[3]

$$\hat{R}_{k,i}(\tau_k) = C_{k,i}(L) \hat{R}_\psi(\tau_k - LT_c) + C_{k,i}(L+1) R_\psi(\tau_k - LT_c) \quad (24)$$

$$\begin{aligned} R_{k,i}(\tau_k) &= C_{k,i}(L-N) \hat{R}_\psi(\tau_k - LT_c) \\ &\quad + C_{k,i}(L+1-N) R_\psi(\tau_k - LT_c) \quad (25) \end{aligned}$$

식 (24), (25) 에서 $R_\psi(s) = \int_0^s \psi(t) \psi(t-s) dt$ 이고
 칩 파형의 자기상관 함수이며 $\hat{R}_\psi(s) = \int_0^{T_c-s} \psi(t) \psi(t+T_c-s) dt$ 이다. 그리고 $m_{k,i}$ 와 $\hat{m}_{k,i}$ 값은 식 (26) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{m}_{k,i} = \sum_{L=0}^{N-1} \{ C_{k,i}^1(L) \hat{m}_\psi + 2C_{k,i}^2(L+1) m'_\psi + C_{k,i}^3(L) m_\psi \}$$

$$m_{k,i} = \sum_{L=1-N}^N \{ C_{k,i}^1(L) \hat{m}_\psi + 2C_{k,i}^2(L) C_{k,i}^3(L+1) m'_\psi + C_{k,i}^4(L) m_\psi \}$$

(26)

여기서 $\hat{m}_\psi = \int_0^{T_c} \hat{R}_\psi^2(s) ds$, $m'_\psi = \int_0^{T_c} R_\psi(s) \hat{R}_\psi(s) ds$, $m_\psi = \int_0^{T_c} R_\psi^2(s) ds$ 이고 $\hat{R}_\psi(T_c-s) = R_\psi(s)$ 이기 때문에 $\hat{m}_\psi = m_\psi$ 는 같다.

식 (22)와 (26)을 이용하면 간섭 파라미터 $\sigma_{k,i}^2$ 은 식 (27)와 같다.

$$\sigma_{k,i}^2 = \text{Var}[I_{k,i}(b_k, \tau_k, \phi_k)]$$

$$= T^{-3} \{ U_{k,i}(0) m_\psi + U_{k,i}(1) m'_\psi \} \quad (27)$$

여기서 $U_{k,i}(n) = \sum_{L=1-N}^{N-1} C_k(L) C_i(L+n)$ 로 정의되
 는 부호간의 상관 파라미터이며 $C_k(L)$ 과 $C_k(L+n)$ 은 부호 시퀀스의 불연속 비주기 자기 상관함수이다. $U_{k,i}(n)$ 값은 K개의 자기 상관함수로 부터 계산할 수 있다.^{5,6)}

그러므로 i번째 상관 수신기의 SNR_i는 식 (28)과 같다.

$$\text{SNR}_i = \left(\frac{E_b \sigma^2}{\sigma^2 \sum_{k=1}^K T_b^{-3} \{ U_{k,i}(0) m_\psi + U_{k,i}(1) m'_\psi \} + 4/N_0} \right)$$

$$= \left(\sum_{k=1}^K \sigma_{k,i}^2 + \frac{N_0}{2E} \right)^{-1} \quad (28)$$

식 (28)에서 SNR_i는 $\sigma_{k,i}^2$ 에 따라 다른 값을 가지며 $\sigma_{k,i}^2$ 값은 부호에 따른 상관 파라미터 $U_{k,i}(n)$ 값과 칩 파형에 따른 m_ψ 와 m'_ψ 에 따라 결정되는 값이다. 그러므로 간섭 파라미터 값이 작을수록 SNR_i 값은 커진다.

본 논문에서는 임의의 시간제한된 여러가지 칩 파형에 대한 간섭 파라미터를 구하고 SNR_i 값을 비교하였다. 그림 4 에서는 4개의 각 칩 파형의 형태를 나타내었다.

간섭 파라미터 $\sigma_{k,i}^2$ 를 구하기 위해 각 칩 파형에 따른 m_ψ 와 m'_ψ 를 계산하여 식 (27)에 대입하여 계산하면 다음과 같다.

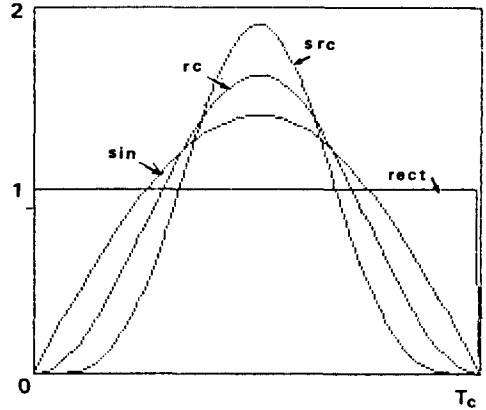


그림 4. 4가지 칩 파형의 형태
 Fig 4. Shape of 4 chip waveforms.

구형파의 경우, 칩 파형은 $\psi(t) = P_{T_c}(t)$, $0 < t < T_c$ 이고 간섭 파라미터 $\sigma_{k,i}^2 = (6N^3)^{-1} \{ 2U_{k,i}(0) + U_{k,i}(1) \}$ 이다.

정현파의 경우, 칩 파형은 $\psi(t) = \sqrt{2} \sin(\pi t/T_c) \cdot P_{T_c}(t)$, $0 < t < T_c$ 이고 $\sigma_{k,i}^2 = \beta_1 (6N^3)^{-1} \{ 2U_{k,i}(0) + \beta_2 U_{k,i}(1) \}$ 이다. 여기서 $\beta_1 = (4\pi^2)^{-1} (15 + 2\pi^2) \cong 0.88$ 이고 $\beta_2 = 2(15 - \pi^2) / (15 + 2\pi^2) \cong 0.2954$ 이다.

Raised Cosine 파인 경우, 칩 파형은 $\psi(t) = \sqrt{2/3} (1 - \cos(2\pi t/T_c)) \cdot P_{T_c}$, $0 < t < T_c$ 이고 $\sigma_{k,i}^2 = N^{-3} \{ aU(0) + bU(1) \}$ 이다.

- 표 1. (a) 주기 N=31인 AO/LSE m계열의 상관 파라미터 (K=3)
 (b) 주기 N=31인 LSE/AO m계열의 상관 파라미터 (K=3)

Table 1. (a) Correlation parameter AO/LSE m-sequence of period N=31. (K=3)
 (b) Correlation parameter LSE/AO m-sequence of period N=31. (K=3)

| k, i | $U_{k,i}(0)$ | $U_{k,i}(1)$ |
|------|--------------|--------------|
| 1, 2 | 967 | - 88 |
| 1, 3 | 1015 | - 40 |
| 2, 3 | 1015 | -120 |

(a)

| k, i | $U_{k,i}(0)$ | $U_{k,i}(1)$ |
|------|--------------|--------------|
| 1, 2 | 883 | - 60 |
| 1, 3 | 1003 | -116 |
| 2, 3 | 975 | - 48 |

(b)

여기서 $a=0.24055$, $b=-0.00945$ 이다.

Squared Raised Cosine 파인 경우, $\psi(t) = \sqrt{8/35} (1 - \cos(2\pi t/T_c))^2 \cdot P_{TC}$, $0 < t < T_c$ 이고 $\sigma^2_{k,1} = N^{-3} |cU(0) + dU(1)|$ 이다.

여기서 $c=0.18422$, $d=4.7539 \times 10^{-4}$ 이다.

표 1 에는 주기 31인 AO/LSE(auto-optimal/least side lobe energy)와 LSE/AO(least side lobe energy/auto-optimal) m계열의 상관파라미터 값을 나타내었다. 여기서 AO/LSE 위상이란 임의의 시퀀스를 발생시키는 쉬프트 레지스터의 위상을 변화시켜 기(odd) 자기 상관 파라미터 $\hat{\lambda}(T' \alpha) = \hat{\theta}_{AO}$ 가 최소값을 갖는 시퀀스의 위상을 찾은 다음 그 중에서 최소의 side lobe 에너지를 갖는 위상을 AO/LSE 위상이라 한다. LSE/AO 위상은 AO/LSE 위상과는 반대로 최소의 side lobe 에너지를 갖는 위상을 찾은 다음 그 중에서 Auto-Optimal 위상을 갖는 시퀀스의 위상을 말한다.

표 1 을 이용하여 구한 값 칩 파형에 따른 간섭 파라미터 값을 표 2 에 나타내었다. 표 2 에서 알 수 있듯이 구형파보다는 정현파 칩파형을 사용하였을 때 다중접근으로 인해 생기는 간섭의 영향을 약 10% 적게 받으며 Raised Cosine 파의 경우는 구형파보다 약 25%정도 간섭의 영향을 적게 받음을 알 수 있고

Squared Raised Cosine 파인 경우는 구형파보다 약 40% 정도 간섭의 영향을 적게 받음을 알 수 있다.

그림 5에는 표 2 를 이용하여 $N=31$ 인 AO/LSE와 LSE/AO m시퀀스를 사용하였을 때 각 칩 파형에 따른 $SNR = \min\{SNR_i : 1 \leq i \leq K\}$ 값을 비교하였다. 같은 부호를 사용하였을 때 칩 파형에 따른 간섭 파라미터 $\sigma^2_{k,1}$ 값이 작을수록 SNR 값은 향상되고 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

비동기(asynchronous) binary DS/SSMA시스템에서 가우시안 잡음과 Rayleigh 페이딩이 동시에 존재할 때 최악 상태오율과 평균 신호대 잡음비를 유도하였다. 그 결과로서 Rayleigh 페이딩과 같이 강한 페이딩이 존재하는 채널에서는 최악상태 오율이 현저하게 증가하였으며 Gold부호가 m시퀀스보다 다중접근 방식으로 인해 생기는 간섭의 영향을 적게 받았다.

각 칩파형에 따른 신호대 잡음비에 있어서도 구형파보다는 정현파가, 정현파보다는 Raised Cosine 파인 경우가, Raised Cosine 파인 경우보다는 Squared Raised Cosine 파인 경우가 다중 접근으로 인한 간섭의 영향을 적게 받아 신호대 잡음비가 개선되었다.

또한 본 논문에서 사용한 부호외에 보다 많은 이

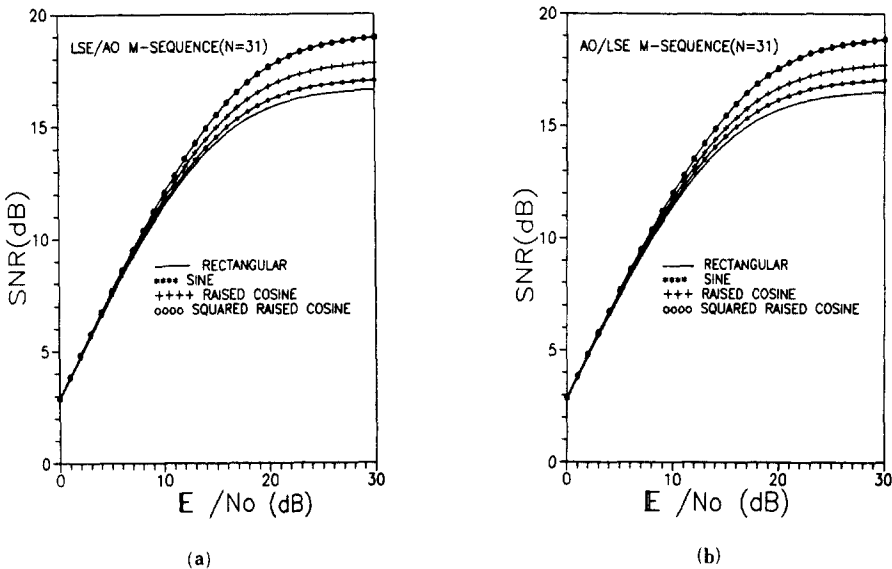


그림 5. (a) 칩 파형에 따른 신호대 잡음비(주기 $N=31$ 인 AO/LSE m-시퀀스)
 (b) 칩 파형에 따른 신호대 잡음비(주기 $N=31$ 인 LSE/AO m-시퀀스)
 Fig 5. (a) SNR for chip waveforms(AO/LSE m-sequence with period $N=31$).
 (b) SNR for chip waveforms (LSE/AO m-sequence with period $N=31$).

- 표 2. (a) 주기 $N=31$ 인 AO/LSE m 계열의 간섭 파라미터 ($K=3$)
 (b) 주기 $N=31$ 인 LSE/AO m 계열의 간섭 파라미터 ($K=3$)

Table 2. (a) Interference parameter of AO/LSE m -sequence with period $N=31$. ($K=3$)
 (b) Interference parameter of LSE/AO m -sequence with period $N=31$. ($K=3$)

| k, i | Rectangular | Sine | RC (Raised Cosine) | SRC |
|------|-------------|----------|--------------------|----------|
| 1, 2 | 0.010328 | 0.009393 | 0.007836 | 0.005978 |
| 1, 3 | 0.011133 | 0.009936 | 0.008208 | 0.006276 |
| 2, 3 | 0.010686 | 0.009820 | 0.008234 | 0.006275 |

(a)

| k, i | Rectangular | Sine | RC (Raised Cosine) | SRC |
|------|-------------|----------|--------------------|----------|
| 1, 2 | 0.009544 | 0.008607 | 0.007149 | 0.005459 |
| 1, 3 | 0.010574 | 0.009707 | 0.008136 | 0.006200 |
| 2, 3 | 0.010641 | 0.009530 | 0.007888 | 0.006028 |

(b)

용자가 사용할 수 있고 간섭의 영향을 적게 받는 PN부호에 관한 연구와 간섭의 영향을 줄일 수 있는 다양한 칩파형에 관한 연구가 요구되어진다.

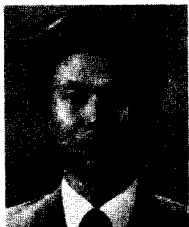
參 考 文 獻

[1] R.C. Dixon, "Spread spectrum systems 2ed," New York: Wiley, 1984.
 [2] C.S. Gardner, J.A. Orr, "Fading effect on the performance of a spread spectrum

multiple access communication system," *IEEE Trans. on Comm.*, pp. 143-179, Jan. 1979.

[3] E.A. Geraniotis, M.B. Pursley, "Performance of coherent direct sequence spread spectrum communication over specular multipath fading channels," pp. 502-508, June. 1985.
 [4] M.B. Pursley, "Evaluating performance of codes for spread spectrum multiple access communications," Preceding of the twelfth Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory, pp. 756-799, Aug. 1977.
 [5] M.B. Pursley, "Performance evaluating for phase-coded spread spectrum multiple access communication-part I: System analysis," *IEEE Trans. on Comm.*, pp. 795-799, Aug. 1977.
 [6] M.B. Pursley, "Performance evaluating for phase-coded spread spectrum multiple access communication-part II: Code sequence analysis," *IEEE Trans. on Comm.*, pp. 795-799, Aug. 1977.
 [7] M.B. Pursley, "Spread spectrum multiple access communication in multi-user communication systems, G. Longo, ed New York: Springer-Verlag, pp. 139-199, 1981.
 [8] M.B. Pursley, H.F.A. Roefs, "Numerical evaluation of correlation parameters for optimal phases of binary shift-register sequences," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-27, pp. 1597-1604, Oct. 1979.
 [9] D.V. Sarwart, M.B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudo random and related sequences," *Proceeding of the IEEE*, pp. 593-616, May. 1980.

著 者 紹 介



朴 尚 奎 (正會員)

1951年 10月 21日生. 1974年 서울대학교 전기공학과 학사. 1980年 미국 Duke Univ. 전기공학과 석사학위 취득. 1987年 미국 Univ. of Michigan 전기공학과 박사학위 취득. 1976年~1978年 국방과학연구소 연구원. 1987年~현재 한양대학교 전자통신공학과 조교수. 주관심분야는 디지털 통신 시스템, 확산대역 통신, 이동통신, 부호이론 등임.



許 文 箕 (正會員)

1965年 10月 15日生. 1988年 2月 제주대학교 통신공학과 졸업. 1988年~현재 한양대학교 대학원 전자통신공학과 석사과정 재학중. 주관심분야는 디지털통신 시스템, 확산대역 통신, 이동통신 등임.