

DS-CDMA 방식에서 최적 칩 파형의 해석적 근사화와 통신 성능 분석

Analytical Approximation of Optimum Chip Waveform and Performance Evaluation in the DS-CDMA System

이 재 은 · 정 락 규 · 유 흥 균

Jae-Eun Lee · Rag-Gyu Jung · Heung-Gyoon Ryu

요 약

DS-CDMA 시스템에서 제한된 대역내에 최소의 MAI(Multiple-Access Interference) 값을 갖는 chip waveform design과 그에 대한 성능 평가는 중요하다. 본 논문에서는 참고문헌 [1]에서 제안된 최적화된 칩 파형 4가지를 근사화하여 해석적 형태로 제시하였고, rectangular, half-sine, raised-cosine 등의 세 가지 기존 파형과 MAI 특성을 비교하여 제안한 칩 파형이 우수함을 확인하였다. 그리고 DPSK 변조방식을 사용한 DS-CDMA 시스템이 Rayleigh와 Nakagami-m 페이딩 채널에서 각 칩 파형의 BER과 throughput을 분석하였다. 10^{-3} 의 요구 BER에서 수용 가능한 사용자 수를 비교해 보면 제안한 4가지 칩 파형 중 waveform 1의 칩 파형이 기존의 우수한 성능을 갖는 raised-cosine 파형보다 약 20 % 성능 개선된다. 또한 offered traffic이 30이고 패킷당 비트 수 N_d 가 14인 경우, 최대 throughput을 비교하면 raised-cosine 파형에 비해 최적 waveform 1이 약 18 % 더 우수한 성능을 갖는다.

Abstract

It is important to design and evaluate the chip waveform with the minimum MAI under the bandwidth constraint in the interference-limited DS-CDMA system. In this paper, by approximation we present the analytical chip waveforms that are proposed and optimized in the reference^[1]. Their performances are compared with performances of three conventional chip waveforms: rectangular, half-sine and raised-cosine. Waveform 1 of the proposed chip waveform outperforms the conventional ones. BER and throughput performance are evaluated in the Rayleigh and Nakagami-m fading channels when DPSK modulation is used. When the required BER is 10^{-3} in two fading channels, the capacity of the waveform 1 is improved about 20 % rather than raised-cosine one. When the offered traffic is 30 and the number of packet per bit(N_d) is 14, maximum throughput of the waveform 1 is better than raised-cosine chip waveform about 18 % in two fading channels.

Key words : DS-CDMA, Chip Waveform, MAI, DPSK, BER and Throughput Performance

I. 서 론

일반적으로 CDMA 통신시스템은 대역효율 개선과 주어진 BER(Bit Error Rate)를 유지하면서 사용

자의 수를 증가시키는 것이 중요하다. 그러나 MAI가 신호의 품질과 통신의 용량을 결정한다. MAI는 칩 파형의 형태에 따라 다른 값을 갖기 때문에 MAI가 최소값을 갖도록 하는 칩 파형 디자인은 매우 중

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20030102-002

· 수정완료일자 : 2003년 3월 27일

요하다.

2001년에 Ozturk와 Atkin은 순환 알고리즘과 FIR 필터를 사용하여 제한된 대역(bandwidth)내에 MAI의 값이 최적화된 칩 파형을 설계하여 기존의 rectangular, sine, raised cosine의 bandwidth와 MAI, BER 성능을 분석하였다^[1]. 순환 반복적인 알고리즘을 사용하여 최적화된 계수를 사용하여 FIR 필터를 통과시킨 칩 파형에 대한 연구를 하였으나, 이 칩 파형을 해석적 형태로 제시하지 않았다. 또한 BER 성능의 경우 Rayleigh 페이딩 채널에서의 성능을 분석하지 않았다. Dallas와 Pavlidou가 Rayleigh, Nakagami-m 분포의 주파수 선택적 페이딩에서 기존의 칩 파형의 시스템 용량에 대한 연구를 하였다^[2]. 이 논문에서 기존 칩 파형으로 half-sine, raised cosine, Kaiser and Blackman waveform을 사용하였다. 그리고 Kok과 Do는 Rician 주파수 선택적 페이딩 채널에서 칩 파형의 성능에 대해 연구하였다^[3].

본 연구에서는 참고문헌 [1]에서 제시한 FIR 필터링 기법으로 최적화된 칩 파형을 근사화시켜 해석적 형태를 제시하였고, 기존 Rectangular, half-sine, raised-cosine 등의 세 가지 칩 파형과 비교하여 특성이 우수함을 확인한다. 근사화 오차판별기준 네 가지의 계산, 비교 과정을 수 차례에 걸쳐 반복함으로써 근사화 신뢰도를 확보하였다. 그리고 DPSK 변조방식을 사용하는 DS-CDMA 통신 시스템의 Nakagami-m 주파수 선택적 페이딩 채널에서의 BER과 시스템 throughput을 분석하여 기존의 칩 파형과 특성을 비교한다.

II. 시스템과 채널 모델

DPSK 변조를 사용하는 하는 시스템에서 각 사용자는 각각의 고유 시퀀스를 가지고 있고, 통신을 하고자 하는 사용자 수(active user)가 K 명 일 때, k 번째 사용자의 송신 신호는

$$S_k(t) = \sqrt{2P} c_k(t) b_k(t) \cos[w_c t + \phi_k] \quad (1)$$

여기에서 P 는 송신되는 신호의 평균 전력이고, w_c 는 반송 주파수, ϕ_k 는 k 번째 사용자의 위상이다. 위상 ϕ_k 는 $[0, 2\pi]$ 로 균일하게 분포되었다고 가정한다. 그리고 k 번째 사용자 시퀀스, $c_k(t)$ 는

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_{k,j} \Psi_{c,t-jT_c}, \quad c_{k,j} \in \{-1, 1\} \quad (2)$$

그리고 사용자의 데이터, $b_k(t)$ 는

$$b_k(t) = b \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_{k,j} \Psi_{b,t-jT_b}, \quad b_{k,j} \in \{-1, 1\} \quad (3)$$

여기에서 T_c , T_b 는 각각 칩 주기(chip duration)와 데이터 비트의 주기(data bit duration)이다. $C_{k,j}$ 는 k 번째 사용자의 j 번째 직접 시퀀스(direct-sequence), $b_{k,j}$ 는 k 번째 사용자의 j 번째 데이터 비트(data bit)이다. 여기에서 직접 시퀀스의 길이는 $N=T_b/T_c$ 이다. $\Psi_c(t)$ 는 주기가 T_c 이다. $\Psi_b(t)$ 는 칩 파형이다.

수신기에 수신된 신호는

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \beta_k^l c_k(t - \tau_k^l) b_k(t - \tau_k^l) \cos(w_c t + \theta_k^l) + n(t) \quad (4)$$

여기에서 L 은 resolvable 경로의 개수, θ_k^l 는 k 번째 사용자의 l 번째 경로 위상으로 서로 독립적이며, $[0, 2\pi]$ 로 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도(power spectrum density)가 $\eta_o/2$ 인 부가성 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다. 각 경로지연(path delay) τ_k^l 또한 $[0, T_b]$ 에 균일하게 분포되어 있고 독립적인 랜덤변수(random variable)이다. 본 논문에서의 수신기는 수신된 신호 중 상관 값이 가장 큰 신호를 선택하는 M ($1 \leq M \leq L$)차의 selection diversity와 DPSK 복조기를 포함한다. M 차 selection diversity는 M 개의 상관기로 수신된 신호 중 상관 값이 가장 큰 신호를 선택한다.

무선 이동 통신 시스템에서 채널 모델은 시간적으로 변화하지 않고(time-invariant), 다중경로(multipath) 채널을 많이 사용한다. k 번째 사용자에 대한 채널의 임펄스 응답은

$$h_k(\tau) = \sum_{l=1}^L \beta_k^l e^{j\theta_k^l} \delta[\tau - \tau_k^l] \quad (5)$$

여기에서 resolvable 경로 수, L 은

$$L = \lfloor \frac{T_m}{T_c} \rfloor + 1 \quad (6)$$

여기에서 $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 같거나 작은 정수이고, 채널의 최대 지연 시간(maximum delay spread) T_m 은 심볼간 간섭(intersymbol interference, ISI)을 제거

하기 위해 비트 주기 T_b 보다 훨씬 작다고 가정한다.

Nakagami-m 페이딩 채널을 가정하면, 경로이득 β_k' 의 확률 밀도 함수(probability density function, pdf)는

$$P_{\beta}(r) = 2 \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m \frac{r^{2m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right), \quad r > 0. \quad (7)$$

여기에서 m 은

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)]^2} \geq 0.5, \quad \Omega = E[r^2]. \quad (8)$$

그리고 $\Gamma(m)$ 은 gamma function이다. Nakagami-m 페이딩 채널에서는 $m = \infty$ 일 때 Rayleigh 페이딩 채널, $m = \infty$ 는 AWGN을 나타낸다. 그리고 $m = 0.5$ 는 최악의 페이딩 채널을 의미한다. 그리고 $m > 1$ 인 경우는 Rician 페이딩 채널이다. 일반적으로 Rician 계수 R (average direct power / average scattered power)은 m 과 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{R}{1+R}\right)^2}. \quad (9)$$

III. 최적 칩 파형의 해석적 형태와 근사화 오차

보다 간단한 해석을 하기위해 칩 파형 $\psi_c(t)$ 는 $[0, T_c]$ 구간으로 time-limited 되고 T_c 의 에너지를 갖도록 정규화 되었다고 가정한다. 본 논문에서는 기존의 대표적 칩 파형으로 식 (10)~(12)를 고려한다.

(1) Rectangular :

$$\psi_c(t) = u(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (10)$$

(2) Half sine :

$$\psi_c(t) = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi t}{T_c}\right) u(t). \quad (11)$$

(3) Raised cosine :

$$\psi_c(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{T_c}\right) u(t) \right] \quad (12)$$

그림 1과 2에서 단위 평균 전력을 갖는 4개의 칩 파형을 보인다. 그림 1은 시뮬레이션을 통해 얻어진 FIR 필터링에 의한 최적 칩 파형이고, 그림 2

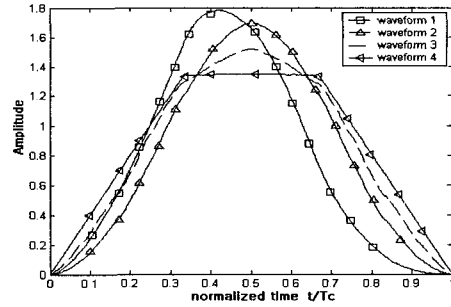


그림 1. FIR 필터링에 의한 칩 파형^[1]

Fig. 1. Chip waveforms of the ref.^[1].

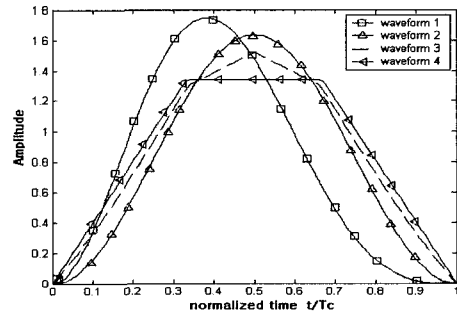


그림 2. 근사화시킨 해석적 칩 파형

Fig. 2. Approximated analytical chip waveforms.

는 본 논문에서 제시하는 근사화 된 해석적 칩 파형이다. 다음으로 참고문헌 [1]에서 제시한 최적화된 칩 파형의 근사화 된 해석적 형태를 식 (13)~(16)에서 보인다. 식 (13)~(16)을 통해 제시한 수학적 모델은 유사함수를 사용하여 계수 조정 과정을 수 차례 반복함으로써 근사화 하였다. 또한 제시한 칩 파형의 근사화 정도를 확인하기 위해 위상 연속성, envelope variation, MAI, power-bandwidth 등의 네 가지 평가기준을 사용하였다^[8]. 또한 각각의 평가기준에 대한 Ozturk와 Atkin의 특성과의 근사화 오차를 백분율로 표시하였다.

(1) Waveform 1

$$\psi_c(t) = \alpha_1 (1 - \cos(2\pi t/T_c)) (T_c - t) e^x u(t) \quad (13)$$

여기에서 $x = \sin(T_c - t)$ 이다.

(2) Waveform 2

$$\psi_c(t) = \alpha_2 (1 - \cos^2(\pi t/T_c)) u(t) \quad (14)$$

(3) Waveform 3

$$\Psi_c(t) = \begin{cases} a_3 t \sin c\left(\frac{\beta T_c}{2} - t\right) \cdot u(t) & 0 \leq t < \frac{T_c}{3} \\ (a_4 t + \gamma) \cdot u(t) & \frac{T_c}{3} \leq t < \frac{T_c}{2} \\ (a_4 (T_c - t) + \gamma) \cdot u(t) & \frac{T_c}{2} \leq t < \frac{2T_c}{3} \\ (a_3 (T_c - t) \sin c\left(\frac{\beta T_c}{2} - (T_c - t)\right) \cdot u(t) & \frac{2T_c}{3} \leq t < T_c \end{cases} \quad (15)$$

(4) Waveform 4

$$\Psi_c(t) = \begin{cases} a_5 t \cdot u(t) & 0 \leq t < \frac{T_c}{3} \\ \xi \cdot u(t) & \frac{T_c}{3} \leq t < \frac{2T_c}{3} \\ a_5 (T_c - t) \cdot u(t) & \frac{2T_c}{3} \leq t < T_c \end{cases} \quad (16)$$

$\alpha_1 \sim \alpha_5, \beta$ 은 평균전력을 normalize하기 위해 사용하는 계수이다. 식 (15), (16)의 γ, ξ 는 근사화한 chip waveform의 평편도를 조절하기 위한 계수이다.

3-1 Phase 연속성 비교

Continuous phase transition 특성을 분석한다. 위상의 연속성은 envelop 특성과 관련이 된다. 만약 위상이 연속성이 나쁜 신호가 어떤 필터를 거치게 되면 출력되는 신호는 envelope 특성이 커지게 된다. 따라서 maximum transient phase는 아래와 같이 정량화된다.

$$\Delta \phi = \left| \tan^{-1} \left[\frac{\Psi_c(0^+)}{\Psi_c(-\frac{T_c}{2})} \right] + \tan^{-1} \left[\frac{\Psi_c(T_c^-)}{\Psi_c(\frac{T_c}{2})} \right] \right| \quad (17)$$

여기에서 0^+ 과 T_c^- 는 $t \rightarrow 0^+$ 과 $t \rightarrow T_c^-$ 이다. 식 (16)에서, $\Psi_c(0) = \Psi_c(T_c) = 0$ 이라면 $\Delta \phi = 0$ 이다. 표 1에서는 phase의 연속성을 평가하는 것으로 근사화한 파형의 경우 첫 번째 파형을 제외하고 0° 값을 가짐으로써 연속 위상이다.

3-2 Envelope Comparison

envelope variation, Δe 는 다음과 같다.

$$\Delta \phi = \frac{\max(e(t)) - \min(e(t))}{\max(e(t)) + \min(e(t))} \times 100 \quad (\%) \quad (18)$$

표 1. 위상 연속성 비교

Table 1. Phase continuity comparison.

	Waveform of the ref. ^[1]	Proposed Analytical waveform
Waveform 1	0.01 ⁰	0.32 ⁰
Waveform 2	0 ⁰	0 ⁰
Waveform 3	0.28 ⁰	0 ⁰
Waveform 4	2.27 ⁰	0 ⁰

여기에서

$$e(t) = \begin{cases} \sqrt{\Psi_c^2(t) + \Psi_c^2(t+1/2T_c)}, & 0 \leq t < \frac{1}{2} T_c \\ \sqrt{\Psi_c^2(t) + \Psi_c^2(t-1/2T_c)}, & \frac{1}{2} T_c \leq t < T_c \end{cases} \quad (19)$$

T_c 는 chip duration이다. envelope variation은 전력 증폭기의 전력 효율적인 동작을 하기 위해서 작은 값을 가져야 한다. 큰 envelope variation의 신호는 비선형 증폭기의 영향에 의해 spectrum regrowth가 발생되어 성능을 저하시킨다. 따라서 표 2는 envelope의 특성을 비교한 것으로 근사화한 것 중 네 번째 칩 파형이 FIR 필터링한 파형보다 최대 17% 높은 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 나머지 세 파형의 경우에는 5% 미만의 envelop 특성을 갖는다.

3-3 MAI(Multiple-Access Interference)의 비교

정규화된 MAI(multiple-access interference), I_n 은 칩 파형의 자기 상관 함수를 사용하여 구한다. 즉, I_n 은 다음과 같다^[1].

$$I_n = \frac{1}{2T_c} \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi_c(f)|^4 df \quad (20)$$

표 3에서는 MAI를 비교하였다. MAI 경우 비교 대상과 최대 3.19%의 작은 오차를 갖는다.

3-4 Power Bandwidth 비교

칩파형의 전력 스펙트럼 밀도(PSD)의 inband

표 2. Envelope 비교

Table 2. Envelope comparison.

	Waveform of the ref. ^[1] [%]	Proposed Analytical waveform [%]
Waveform 1	99.82	100
Waveform 2	98.14	100
Waveform 3	94.23	100
Waveform 4	83.06	100

표 3. MAI(multiple-access interference)의 비교

Table 3. MAI(multiple-access interference) comparison.

	Waveform of the ref. ^[1]	Proposed Analytical waveform	Approximation error [%]
Waveform 1	0.2117	0.2158	1.94
Waveform 2	0.2337	0.2405	2.91
Waveform 3	0.2667	0.2752	3.19
Waveform 4	0.2886	0.2891	0.17

표 4. 전력 대역폭 비교

Table 4. Power bandwidth comparison.

	Waveform of the ref. ^[1] (99 %)	Proposed analytical waveform (99 %)	Approximation error [%]
Waveform 1	1.69	1.51	0.11
Waveform 2	1.50	1.31	14.3
Waveform 3	1.31	1.14	15.61
Waveform 4	1.13	1.10	2.42

power bandwidth를 적용한다.

$$\frac{\int_{-W}^W S(f)df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f)df} = 1 - \eta \quad (21)$$

표 4에서는 99 % 전력 대역폭을 비교한 결과이다. 여기에서는 수식을 통해 얻어지는 근사화 칩 파형의 대역폭이 최대 오차가 15 % 정도로 작다.

IV. BER과 처리율 분석

Nakagami-m 분포 채널 [4]의 BER은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{er}(k) = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\gamma_b) \left\{ M \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} (-1)^i \right\} \times \left\{ \exp\left(\frac{-m i \gamma_b}{\gamma_c}\right) \left[\sum_{p=0}^{m-1} \frac{(m \gamma_b / \gamma_c)^p}{p!} \right]^i \right\} \times \left\{ \exp\left(\frac{-m \gamma_b}{\bar{\gamma}_b}\right) \left[\sum_{j=0}^{m-1} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_c}\right)^{j+1} \frac{\gamma_b^j}{j!} - \sum_{j=0}^{m-1} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_c}\right)^j \frac{j \gamma_b^{j-1}}{j!} \right] \right\} d\gamma_b. \quad (22)$$

평균 신호 대 잡음비, $\bar{\gamma}_c$ 는

$$\bar{\gamma}_c = [(kL-1)\epsilon_k^2 + N_0 / (E_b \rho)]^{-1} \quad (23)$$

여기에서 E_b 는 비트 에너지, $\rho = (1/2)E[\beta^2]$ 는 각 경로에서의 1/2 평균 전력이다.

간섭 성분 ϵ_k^2 는 식 (22)과 같이 정의된다^{[4]-[6]}.

$$\epsilon_k^2 = 2 \left\{ \frac{1}{(NT_c)^2} [\mu_{k1}(0)m_{\phi} + \mu_{k1}(1)m_{\phi}'] \right\}. \quad (24)$$

$\mu_{k1}(0)$, $\mu_{k1}(1)$ 은 다음 식과 같이 PN 시퀀스의 비주기 상호 상관 함수로부터 구한다.

$$\mu_{k1}(n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k1}(l)C_{k1}(l+n). \quad (25)$$

첫번째 사용자와 k 번째 사용자 사이의 PN 시퀀스 비주기 상호 상관은 식 (26)이다.

$$C_{kk}(n) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-n} a_j^k a_{j+n}^1, & 0 \leq n \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+n} a_j^k a_{j+n}^1, & -(N-1) \leq n \leq 0 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (26)$$

정규화된 mean square partial chip correlation,

$$m_{\phi}, m_{\phi}' \text{ 은} \quad m_{\phi} = \int_0^{T_c} R_{\phi}^2(\tau) d\tau \quad (27)$$

$$m_{\phi}' = \int_0^{T_c} R_{\phi}(\tau) \overline{R_{\phi}}(\tau) d\tau \quad (28)$$

여기에서 칩 파형의 자기상관 함수는

$$\overline{R_{\phi}}(\tau) = \int_{\tau}^{T_c} \psi_{\phi}(t) \psi_{\phi}(t-\tau) dt. \quad (29)$$

$$R_{\phi}(\tau) = \overline{R_{\phi}}(T_c - \tau), \text{ for } 0 \leq \tau \leq T_c. \quad (30)$$

정규화된 throughput은 시간 슬롯 당 성공적으로 수신되는 패킷의 평균 개수로 정의되고, 시스템 용량 S에 의해 정규화된 값이다^[2].

$$T = \frac{1}{S} \sum_{k=1}^S k P_k P_{cor}(k). \quad (31)$$

여기에서 패킷 성공 확률 $P_{cor}(k)$ 는

$$P_{cor}(k) = [1 - P_e(k)]^{Nd}. \quad (32)$$

P_e 는 평균 BER이다.

그리고, k 명의 동시 사용자가 있을 확률 P_k 는

$$P_k = \binom{S}{k} \left[\frac{G}{S} \right]^k \left[1 - \frac{G}{S} \right]^{S-k} \quad (33)$$

G 는 offered traffic 비율, S 는 시스템 용량, 그리고 N_d 는 패킷 당 data의 비트수이다.

V. 수치 결과 및 분석

확산코드로는 길이 N이 127인 골드 시퀀스를 사용하고, $T_c=1$ 이라 가정하였다. 그리고 $E_b/N_0=30$ dB, DPSK 변조 방식을 사용하였다. 세 가지 기준

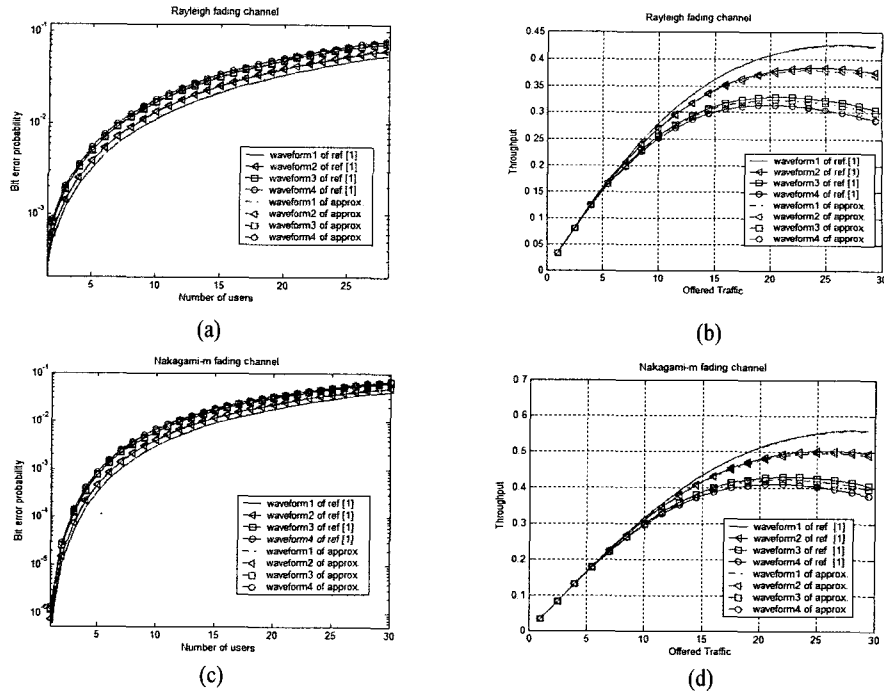


그림 3. $E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=14$ 일 때

- (a) Rayleigh 페이딩 채널의 BER
- (b) 처리율
- (c) Nakagami-m fading에서 BER
- (d) 처리율

Fig. 3. When $E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$ and $N_d=14$.

- (a) BER in Rayleigh fading channel
- (b) Throughput in Rayleigh fading channel
- (c) BER in Nakagami-m fading
- (d) Throughput in Nakagami-m fading

칩 파형(Rectangular, Half-sine, Raised-cosine)과 수식적 근사화된 파형에 대해 BER 성능과 Throughput 성능을 비교한다.

그림 3은 두 가지 채널 형태(Rayleigh와 Nakagami)에서의 참고문헌 [1] 파형의 BER 성능과 처리율, 그리고 해석적 파형의 BER 성능과 처리율을 비교하였다. 그림 4과 5에서 두 가지 채널 형태(Rayleigh와 Nakagami)에서의 BER을 보여준다. 그림 4는 $m=1$ (Rayleigh 페이딩)인 다중 경로 페이딩에서 BER 성능이다. 결과에서 보듯이 사용자수가 작을 때는 BER이 10^{-5} 근처의 낮은 BER을 갖는다. 그러나 사용자수가 증가함에 따라 증가하는 형태를 보이며 사용자수가 10명 이상에서는 10^{-3} 이상의 큰 값을 갖는다. 또한 그림 4의 결과에서 근사화된 칩 파형 waveform 1이 가장 우수한 성능을 지닌 raised-cosine보다 개선된 BER 성능을 보인다. 그림 5에서는 Nakagami 채널($m=2$)에서의 BER 성능을 보여준다. waveform 1을 사용한 시스템일 때, 10^{-3} BER에

서 그림 4의 Rayleigh 페이딩과 비교했을 때 $m=2$ 인 Nakagami 페이딩의 경우 동시에 사용 가능한 사용자수가 약 10명으로 2명 증가한다. 이것은 Raician factor에 의한 직접파 성분이 시스템 성능을 향상시키도록 영향을 주기 때문이다. 그림 6는 다중 경로 페이딩 파라미터 $m=1$ (Rayleigh 페이딩)인 경우에 offered traffic rate G 에 따른 throughput 성능을 보인다. $G=30$ 에서 기존의 가장 좋은 성능을 보이는 raised-cosine과 비교해 보면 제안한 파형은 0.58, raised-cosine은 0.49의 throughput을 갖기 때문에 약 18%의 성능 개선이 이루어진다. 그림 5와 그림 6을 비교하면, 같은 조건에서 패킷의 데이터 비트수가 증가함에 따라 모든 칩 파형의 throughput은 감소한다. 그림 8, 9에서는 Nakagami-m 채널($m=2$)의 경우 throughput을 보여준다. Nakagami 채널에서도 제안한 waveform 1의 throughput 성능이 약 25% 개선된다. 또한 패킷의 길이가 증가함에 따라 파형의 throughput이 감소한다. 즉, offered traffic과 페이딩 파라미터가

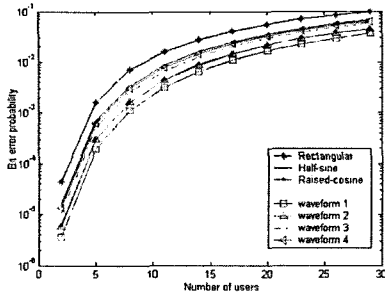


그림 4. Rayleigh fading에서 BER($E_b/N_0=30$ dB, $L=5$, $N=127$, $M=5$)

Fig. 4. BER in the Rayleigh fading channel($E_b/N_0=30$ dB, $L=5$, $N=127$, $M=5$).

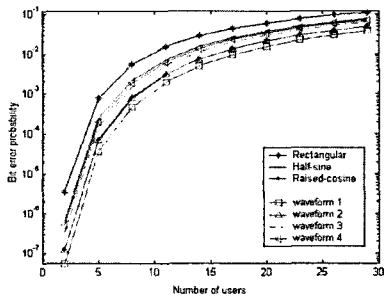


그림 5. Nakagami-m fading에서 BER($E_b/N_0=30$ dB, $L=5$, $N=127$, $M=5$, $m=2$)

Fig. 5. BER in the Nakagami-m fading channel ($E_b/N_0=30$ dB, $L=5$, $N=127$, $M=5$).

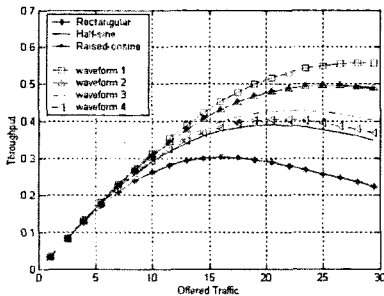


그림 6. Rayleigh fading에서 처리율($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=14$)

Fig. 6. Throughput in the Rayleigh fading channel ($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=14$).

주어졌을 때, 패킷의 길이를 조절하여 throughput 성능을 개선시킬 수 있다. 결론적으로 그림 4, 5, 6, 8에서 BER과 throughput 성능 비교를 하면 기존 칩 파형과 제안한 칩 파형들 중 waveform1의 성능이 가장 우수한 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

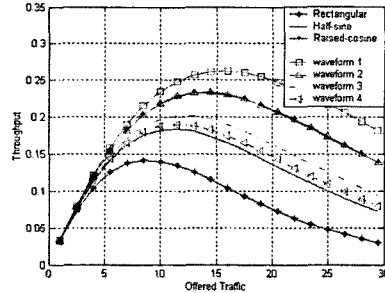


그림 7. Rayleigh fading에서 처리율($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=28$)

Fig. 7. Throughput in the Rayleigh fading channel ($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=28$).

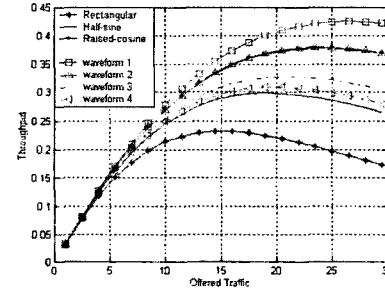


그림 8. Nakagami-m fading에서 처리율($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=14$, $m=2$)

Fig. 8. Throughput in the Nakagami-m fading channel($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=14$, $m=2$).

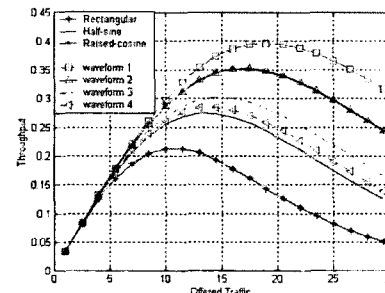


그림 9. Nakagami-m fading에서 처리율($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=28$, $m=2$)

Fig. 9. Throughput in the Nakagami-m fading channel($E_b/N_0=30$ dB, $L=3$, $N=127$, $M=2$, $N_d=28$, $m=2$).

본 논문에서는 [1]에서 제안한 최적화한 칩 파형을 해석적 근사화하였고 Nakagami-m 주파수 선택적 채널에서의 BER과 throughput 성능을 분석하였다. 칩 파형의 근사화는 다섯 가지의 평가기준으로 근사화 오차를 구하였다. 수치결과로부터 Rayleigh

와 Nakagami-m, 두 페이딩 채널에서 BER 10^{-3} 의 요구 BER에서 수용 가능한 사용자 수를 비교하면 제안한 waveform 1의 칩 파형이 raised-cosine 파형보다 약 20 % 개선된다. 또한 offered traffic이 30이고 패킷당 비트수가 14인 경우 최대 throughput을 비교하면 최적화 waveform 1이 약 18 % 더 우수한 성능을 갖는다. 즉, 제안한 칩 파형을 사용함에 따라 시스템 성능을 개선시킬 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Ertan Ozturk, G. E. Atkin, "Error performance of optimum chip waveforms for DS-CDMA using wavelets", *2001 12th IEEE International Symposium, on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, 2001.

[2] P. I. Dallas, F. N. Pavlidou, "Innovative Chip Waveforms in Microcellular DS/CDMA Packet Mobile Radio", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 44, pp. 1413-1416, Nov. 1996.

[3] B. K. Kok, M. A. Do, "Effects of spreading chip waveform pulse-shaping on the performance of DS-CDMA indoor radio personal communication systems in a frequency-selective Rician fading channel", *IEEE ISCE97*, pp. 198-201, 1997.

[4] M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System Analysis", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 795-799, Aug. 1977.

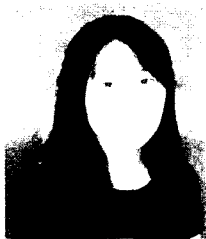
[5] M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access communication Part II: Code Sequence Analysis", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 800-803, Aug. 1977.

[6] M. B. Pursley, "Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part II: Approximation", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-30, no. 5, pp. 985-995, May 1982.

[7] C. A. F. J. Wijffels, H. S. Misser and R. Prasad, "A micro-cellular CDMA system over slow and fast Rician fading radio channels with forward error correcting coding and diversity", *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 42, no. 4, pp. 570-580, Nov. 1993.

[8] Mohamed A. Landolsi, Wayne E. Stark, "DS- CDMA chip waveform Design for minimal Interference Bandwidth, Phase, and envelop Constants", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 47, no. 11, Nov. 1999.

이 재 은



2002년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 (공학사)
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] CDMA 통신, 무선 LAN 시스템, OFDM 통신시스템 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
 [주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

정 락 규



1993년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 3월: 충북대학교 전자공학과 박사학위 과정
 현재: ㈜파워콤 중부지역본부 네트워크 2팀장

[주 관심분야] OFDM, 무선LAN, CATV