

論文98-35S-5-2

# 코드 위상차에 따른 이산 시간 CDMA 시스템의 성능 분석

## ((A Performance Analysis of the Discrete Time DS/CDMA System based on the Code Phase Difference))

安 炳 洋 \*

(Byungyang Ahn)

### 요 약

고속/광대역 데이터를 처리하는 DS/CDMA 시스템에서는 높은 코드 주파수가 요구되며, 이에 따른 수신기의 샘플링 빈도의 증가가 시스템 구현에 큰 부담으로 작용하고 있다. 이산 시간 CDMA 수신기에서는 송/수신 코드 위상차로 인한 시스템의 성능 감소가 샘플링 빈도를 증가시키는 직접적인 원인이 된다. 본 논문은 이산 시간 영역에서 구현되는 CDMA 수신기의 송/수신 코드 위상차에 따른 성능을 분석한 것이다. 성능 비교의 척도로써는 SIR (Signal to Interference Ratio)을 택한다.

본 논문의 결과는 저 샘플링 수신기 연구의 기초 자료로써 활용될 수 있을 것이다.

### Abstract

DS/CDMA Systems for the high speed communication require high code rates. In discrete time CDMA receivers, the performance degradation, caused by the phase difference between transmission code and reference code, increase the sampling frequency of the receiver.

This increment of the sampling frequency makes hard to implement high speed CDMA systems. This paper analyzes the SIR(Signal to Interference Ratio) performance of the discrete time DS/CDMA system, based on the code phase difference. The results of this paper may be useful to study a low-sampling CDMA receiver.

### I. 서 론

최근 이동 통신 사용자의 고속 데이터 통신에 대한 욕구가 크게 증가하고 있다. 고속 데이터를 처리하는 CDMA 시스템에서는 높은 코드 주파수가 요구되며, 이에 따른 수신기의 샘플링 빈도의 증가가 시스템 구현에 큰 부담으로 작용하고 있다. 따라서 수신기의 샘플링 빈도를 낮출 수 있는 방안이 절실히 요구된다. 본 논문은 이산 시간 영역에서 구현되는 CDMA 시스템에서 샘플링 빈도 증가의 직접적인 원인이 되는 송/

수신 코드 위상차에 따른 따른 성능 감소를 분석함으로써 저 샘플링 수신기 연구의 기초를 마련하고자 한다.

### II. 시스템 모델

#### 1. 송신기 모델

다음 그림 1은 QPSK DS/CDMA 송신기의 등가 저역 신호 모델로서,  $b(t)$ 는 송신 정보 신호,  $a(t)$ 는 복소 송신 코드 신호,  $h_T(t)$ 는 송신기 필터의 임펄스 응답이며,  $s(t)$ 는 송신 신호이다.

해석의 편리를 위하여 모든 송신 비트를 1이라 가정하면, 그림 1의  $b(t)$ ,  $a(t)$ ,  $s(t)$ 는 각각 다음 식으로

\* 正會員, 韓國電子通信研究院 信號技術研究室  
(Signal Technology Section, ETRI)

接受日字: 1997年3月19日, 수정완료일: 1998年4月22日

주어진다.

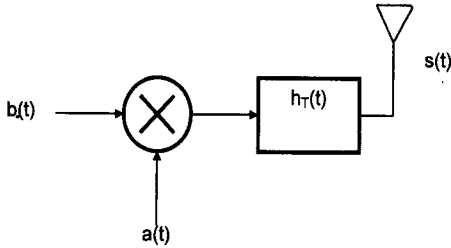


그림 1. QPSK DS/CDMA 송신기의 등가 저역 신호 모델

Fig. 1. The equivalent lowpass signal model of QPSK DS/CDMA transmitter.

$$b(t) = 1$$

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot \delta(t - k \cdot T_c) \quad (1)$$

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot h_T(t - k \cdot T_c) \quad (2)$$

여기서,  $a_k$ 는 복소 송신 코드 비트 열로서 실수부와 허수부는 상호 독립이고, 실수부와 허수부 각각의 값이  $\pm 1/\sqrt{2}$  일 확률이 1/2인 복소 랜덤 비트 열이며,  $T_c$ 는 코드 비트 지속 시간이다.

2. 수신기 모델

이산 시간 DS/CDMA 수신기의 등가 저역 신호 모델을 다음 그림 2에 보인다.  $h_R(t)$ 는 수신기 필터의 임펄스 응답,  $r(t)$ 는 필터 후단의 수신 신호,  $r[n]$ 은  $r(t)$ 를  $T_s$  간격으로 샘플링한 이산 시간 수신 신호,  $\tilde{a}[n]$ 은 이산 시간 복소 수신 코드 신호이며,  $Z$ 는 수신기의 결정변수이다.

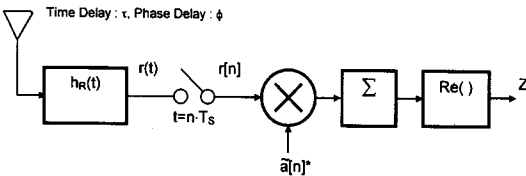


그림 2. QPSK DS/CDMA 수신기의 등가 저역 신호 모델

Fig. 2. The equivalent lowpass signal model of QPSK DS/CDMA receiver.

해석의 편리를 위하여 샘플링 주기  $T_s$ 를 단위 시간 1이라 하고,  $h(t)$ 를 다음과 같이 송신기 필터와 수신기 필터의 합성 임펄스 응답으로 정의한다.

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_T(\tau) \cdot h_R(t - \tau) d\tau$$

그림 2에서, 송신 신호가  $\tau$ 만큼 지연되고, 반송파 위상이  $\phi$ 만큼 지연되어 수신된다고 하면,  $r(t)$ 는 다음 식(3)으로, 이산 시간 수신 신호  $r[n]$ 은  $r(t)$ 를  $t=n$ 일 때 샘플링한 신호로서 식(4)로, 수신기의 이산 시간 복소 코드 신호  $\tilde{a}[n]$ 은 식(5)로 표현된다.

$$r(t) = e^{-j\phi} \int_{-\infty}^{\infty} h_R(\alpha) \cdot s(t - \tau - \alpha) d\alpha \quad (3)$$

$$= e^{-j\phi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot h(t - k \cdot T_c - \tau)$$

$$r[n] = r(t) | t=n \quad (4)$$

$$= e^{-j\phi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot h(t - k \cdot T_c - \tau)$$

$$\tilde{a}[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{a}_k \cdot \delta(n - k \cdot T_c) \quad (5)$$

여기서,  $\tilde{a}_k$ 는 복소 수신 코드 비트열로서 실수부와 허수부가 상호 독립이고, 허수부와 실수부 각각의 값이  $\pm 1/\sqrt{2}$ 일 확률이 1/2인 복소 랜덤 비트열이다.

결정 변수  $Z$ 는  $r[n]$ 과  $\tilde{a}[n]^*$ (complex conjugate)의 곱을 비트 주기  $T_b$ 동안 누적한 것의 실수부로서, 시스템의 Processing Gain을  $N_p$ 라 두면 다음과 같이 계산된다.

$$Z = \text{Re} \left[ \sum_{n=0}^{T_b-1} r[n] \cdot \tilde{a}[n]^* \right] \\ = \text{Re} \left[ e^{-j\phi} \sum_{n=0}^{T_b-1} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} a_m \tilde{a}_k^* \cdot h(n - mT_c - \tau) r(n - kT_c) \right]$$

여기서,  $n = u \cdot T_c + v$ 라고 두면,

$$Z = \text{Re} \left[ e^{-j\phi} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{T_c-1} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} a_m \tilde{a}_k^* \cdot h(uT_c + v - mT_c - \tau) r(uT_c + v - kT_c) \right]$$

윗 식에서,  $\delta(\cdot)$ 는  $u=k, v=0$ 에서만 값을 가지므로, 결정변수  $Z$ 는 다음 식 (6)으로 정리된다.

$$Z = \text{Re} \left[ e^{-j\phi} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} a_m \tilde{a}_k^* h((k-m)T_c - \tau) \right] \quad (6)$$

III. 신호 및 자체 간섭 에너지

기준 사용자와 다른 사용자가 동시에 통신을 하는 경우, 수신기의 결정변수  $Z$ 에는 기준 사용자 신호와 자체 간섭, 그리고 다른 사용자 간섭 등의 여러 성분

이 포함된다. 이들은 중첩의 원리에 의해 각각 독립적으로 해석될 수 있으므로 본 논문에서는 기준 사용자의 송신 신호에 의해 결정되는 신호 에너지 및 자체 간섭 에너지와 다른 사용자의 송신 신호에 의하여 결정되는 다른 사용자 간섭 에너지를 분리하여 해석한다.

먼저 기준 사용자의 송신 신호에 의해 결정되는 신호 에너지와 자체 간섭 에너지를 해석하기 위하여 수신기에서 기준 사용자 신호만을 수신한다고 가정하고, 이 경우의 결정변수를 구별하여  $Z_s$ 라 한다. 수신기에서는 기준 사용자의 코드를 추적할 것이므로 수신기의 코드 시퀀스는 기준 사용자의 코드 시퀀스와 동일하며,  $\tau$  만큼의 송/수신 코드 위상 차를 가진다. 해석의 편의를 위하여 반송파 위상  $\phi$  는 수신기에서 완벽하게 보상한다고 가정한다.

결정 변수  $Z_s$ 에 반영되는 사용자 신호 에너지를  $E_{sig}$ 라고 하면,  $E_{sig}$ 는 다음 식 (7)과 같이  $Z_s$ 의 평균 제곱으로 구해진다.

$$E_{sig} = \{E[Z_s]\}^2$$

$$= \left\{ \sum_{k=0}^{N_p-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[Re[a_m \cdot a_k^*]] \cdot h((k-m)tc - \tau) \right\}^2$$

$$= (N_p \cdot h(-\tau))^2 \tag{7}$$

그리고, 결정 변수  $Z_s$ 에 반영되는 자체 간섭 에너지를  $E_{si}$ 라고 하면,  $E_{si}$ 는  $Z_s$ 의 분산이 된다.  $Z_s$ 의 분산을 구하기 위하여 먼저  $Z_s$ 의 제곱 평균을 구하면,

$$E[Z_s^2] = \sum_{k_1=0}^{N_p-1} \sum_{m_1=0}^{N_p-1} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} \sum_{m_2=-\infty}^{\infty} \{ e[Re[a_{m_1} \cdot a_{k_1}^*] \cdot Re[a_{m_2} \cdot a_{k_2}^*]] \cdot h((k_1 - m_1)Tc - \tau) \cdot h((k_2 - m_2)Tc - \tau) \}$$

여기서,  $a_n A_n + j \cdot b_n$ 이라 두고,  $E[\cdot]$  부분을 따로 전개하면,

$$E[Re[a_{m_1} \cdot a_{k_1}^*] \cdot Re[a_{m_2} \cdot a_{k_2}^*]]$$

$$= E[A_{k_1} \cdot A_{m_1} \cdot A_{k_2} \cdot A_{m_2} + B_{k_1} \cdot B_{m_1} \cdot B_{k_2} \cdot B_{m_2}$$

$$+ A_{k_1} \cdot A_{m_1} \cdot B_{k_2} \cdot B_{m_2} + B_{k_1} \cdot B_{m_1} \cdot A_{k_2} \cdot A_{m_2}]$$

윗식은 다음의 경우에 한하여 값을 갖는다.

1)  $k_1=m_1, k_2=m_2$ 인 경우,  $E[\cdot] = 1$   
 이 경우의  $E[Z_s^2]$ 를 Term1이라 하면, Term1은 :

$$Term1 = \sum_{k_1=0}^{N_p-1} \sum_{k_2=0}^{N_p-1} \{ h((k_1 - k_1)Tc - \tau) \cdot h((k_2 - k_2)Tc - \tau) \}$$

$$= (N_p \cdot h(-\tau))^2$$

2)  $k_1=k_2, m_1=m_2, k_1 \neq m_1$  인 경우,  $E[\cdot] = 1/2$

이 경우의  $E[Z_s^2]$ 를 Term2라 하면, Term2는 :

$$Term2 = \frac{1}{2} \sum_{k_1=0}^{N_p-1} \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} h((k_1 - m_1)Tc - \tau) \cdot h((k_1 - m_1)Tc - \tau)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_p-1} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq k}}^{\infty} h((k - m)Tc - \tau)^2$$

$$= \frac{1}{2} N_p \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq k}}^{\infty} \{ h(kTc - \tau) \}^2$$

3)  $k_1=m_2, k_2=m_1, k_1 \neq k_2$ 인 경우,  $E[\cdot] = 1/2$

이 경우의  $E[Z_s^2]$ 를 Term3이라 하면, Term3은 :

$$Term3 = \frac{1}{2} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_2 \neq k_1}}^{N_p-1} h((k_1 - k_2)Tc - \tau) \cdot h(k_2 - k_1)Tc - \tau)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 0}}^{N_p-1} (N_p - |k|) \cdot h(kTc - \tau) \cdot h(-kTc - \tau)$$

따라서, 자체 간섭 에너지  $E_{si}$ 는 다음 식(8)과 같이 구해진다.

$$E_{si} = Term1 + Term2 + Term3 - \{E[Z_s]\}^2$$

$$= \frac{1}{2} \left[ N_p \cdot \sum_{k=0}^{N_p-1} h(kTc - \tau)^2 + \sum_{k=1}^{N_p-1} (N_p - |k|) \cdot h(kTc - \tau) \cdot h(-kTc - \tau) \right] \tag{8}$$

#### IV. 다른 사용자 간섭 에너지

이번에는 다른 사용자의 송신 신호에 의해 결정되는 다른 사용자 간섭 에너지를 해석한다. 수신기에서 다른 사용자 신호를 수신한 경우에는 송신 코드 시퀀스와 수신 코드 시퀀스가 상호 독립이며, 수신기에서 신호의 전파 지연이나 반송파 위상을 고려하지 않으므로,  $\tau$ 는 (0,  $T_c$ )사이이며,  $\phi$ 는 (0,  $2\pi$ ) 사이에 균일하게 분포하는 확률 변수로서 취급된다. 이 경우에 얻어진 결정변수를  $Z_o$ 라 하면,  $Z_o$ 의 평균 값은 0이므로 결정 변수  $Z_o$ 에 반영되는 다른 사용자 간섭 에너지  $E_{oui}$ 는  $Z_o$ 의 제곱 평균으로써 위와 유사한 과정을 통하여 식 (9)와 같이 구해진다.

$$E_{oui, \tau} = E[Z_o^2 | \tau]$$

$$= \sum_{k_1=0}^{N_p-1} \sum_{k_2=0}^{N_p-1} \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \sum_{m_2=-\infty}^{\infty} \{ E[Re[e^{-j\phi} \cdot a_{m_1} \cdot \hat{a}_{k_1}^*] \cdot Re[e^{-j\phi} \cdot a_{m_2} \cdot \hat{a}_{k_2}^*]] \cdot h((k_1 - m_1)Tc - \tau) \cdot h((k_2 - m_2)Tc - \tau) \}$$

$$= \frac{N_p}{2} \cdot \sum_{k=0}^{N_p-1} h(kTc - \tau)^2$$

$$E_{oui} = E[E_{oui, \tau}]$$

$$= \frac{N_p}{2T_c} \cdot \int_{-\tau}^{T_c} \sum_{k=0}^{N_p-1} h(kTc - \tau)^2 d\tau$$

$$= \frac{N_p}{2T_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(-\tau)^2 d\tau \tag{9}$$

V. SIR과 평균 비트 오류 확률

CDMA 시스템의 용량은 각 사용자의 신호에너지에 대한 총 간섭에너지의 양에 의해 제한된다는 것은 이미 널리 알려진 사실이다. 본 논문에서는 성능 분석의 척도로써 SIR을 택한다. SIR은 총 간섭 신호 에너지에 대한 신호 에너지의 비로서 정의되며, 총 간섭 에너지는 모든 다른 사용자들의 간섭 에너지와 자체 간섭 에너지의 합으로 주어진다. 따라서 전력 제어된 K명의 사용자가 동시에 존재하는 경우의 SIR은 식 (10)과 같이 간단하게 계산할 수 있다.

$$SIR = \frac{E_{SIG}}{E_{SI} + (k-1) \cdot E_{OUI}} \quad (10)$$

여기서 자체 간섭 에너지  $E_{SI}$ 는 일반적인 송/수신 필터를 고려할 경우, 다른 사용자 간섭에 비하여 적은 양이고 특히 사용자가 많은 경우에는 전체 간섭 에너지에 비하여  $E_{SI}$ 는 매우 적은 양이 되므로 SIR은 다음 식 (11)로 근사할 수 있다.

$$SIR \approx \frac{E_{SIG}}{K-1 \cdot E_{OUI}} \quad (11)$$

$$= \frac{2 \cdot N_p \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(-\tau)^2}{\frac{K-1}{T_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(-\tau)^2 d\tau}$$

또한 여러명의 사용자가 동시에 존재하는 경우, 수신기의 결정변수 Z는 독립된 여러 확률 변수의 합으로 주어지므로 중심 극한 정리에 의해 Z는 정규 분포에 가까운 확률 분포를 갖는다. 따라서 이 경우의 평균 비트 오류 확률은 식 (12)로 주어진다.

$$P_e \approx Q \left( \sqrt{\frac{2 \cdot N_p \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(-\tau)^2}{\frac{K-1}{T_c} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(-\tau)^2 d\tau}} \right) \quad (12)$$

VI. 수치 해석 및 컴퓨터 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 IS-95를 근간으로 한 디지털 셀룰라 시스템(CMS)의 수신기를 모델로하여 식 (7), (8) 및 식 (9)를 수치해석과 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 상호 검증한다. 이 검증 과정에서 사용한 송신기 및 수신기 필터의 임펄스 응답,  $h_T(t)$ 와  $h_R(t)$ 는 IS-95의 FIR 필터를 연속 시간 영역에서 보간(보간 방법은 참고문헌 [2]를 참조)하여 사용하며,  $N_p$ 는 64, 기준 사용자의 반송파 위상  $\phi$ 는 0 이라고 가정한다.

다음 그림 3, 4는 식 (7), (8) 및 식 (9)로 주어지는 신호 에너지와 간섭 에너지의 상대적인 크기를 수치 해석한 결과와 식 (6)을 컴퓨터 시뮬레이션한 결과를 도시한 것이다. 이 결과는 송/수신 코드의 위상이 정확히 일치할 때의 신호 에너지를 1로 정규화 한 것으로서, 곡선은 수치해석한 결과를 나타내며, 각 원은 10만개의 (결정 변수)샘플로부터 얻은 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

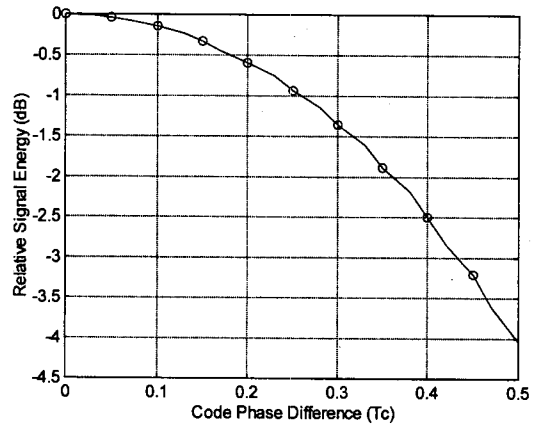


그림 3. 송수신 코드의 위상차에 따른 신호 에너지  
Fig. 3. The signal energies based on code phase difference.

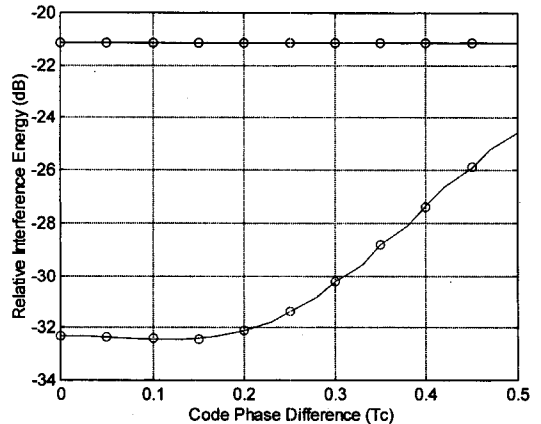


그림 4. 송수신 코드의 위상차에 따른 간섭 에너지  
(위: 다른 사용자 간섭, 아래: 자체 간섭)  
Fig. 4. The interference energies based on code phase difference (Top: other user interference, Bottom: self interference)

그리고 다음 그림 5, 6, 7은 시뮬레이션 과정에서 얻어진 결정변수들의 확률 분포를 도시한 것이다. 그림 5는  $\tau$ 가 0일 때 결정변수  $Z_s$ (즉 기준 사용자만

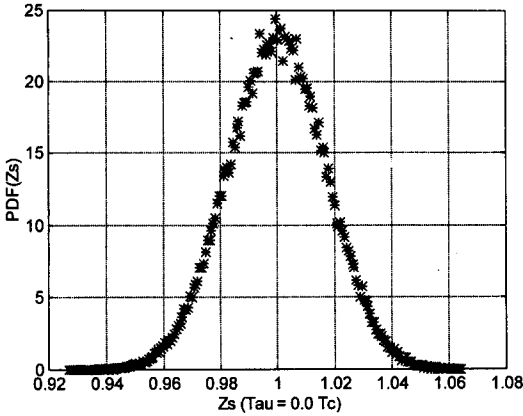


그림 5. Zs의 확률 분포( $\tau=0$ 인 경우)  
Fig. 5. The probability density of Zs(when,  $\tau=0$ ).

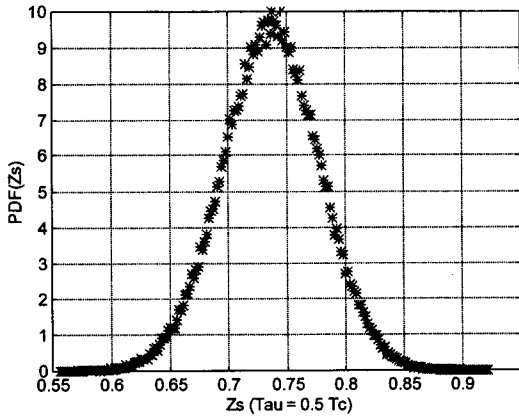


그림 6. Zs의 확률 분포( $\tau=0.5 Tc$ 인 경우)  
Fig. 6. The probability density of Zs (when,  $\tau =0.5 Tc$ ).

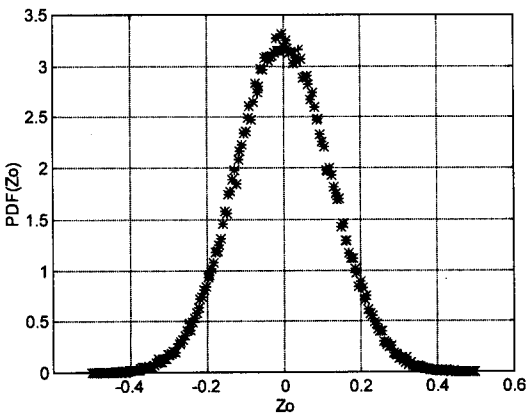


그림 7. Zo의 확률 분포  
Fig. 7. The probability density of Zo

존재할 경우)의 확률 분포, 그림 6은  $\tau$ 가 0.5 Tc일 때 Zs의 확률분포이며 그림 7은 결정변수 Zo(즉 다른 사용자 한 명만 존재할 경우)의 확률분포이다. 그림 7에 보인 바와 같이 Zo의 확률 분포는 시스템의 송/수신 필터의 영향으로 정규 분포와 아주 유사한 분포를 가지므로 여러 사용자가 존재하는 경우 결정변수 Z는 거의 완벽한 정규 분포가 될 것이라고 짐작할 수 있다.

### VII. 결 론

본 논문에서는 이산 시간 CDMA 수신기의 송/수신 코드 위상차에 따른 신호 에너지, 자체 간섭 에너지 및 다른 사용자 간섭 에너지를 해석하였다. 또한 이 해석 결과를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 그림 3, 4에서 보인 바와 같이 컴퓨터 시뮬레이션 결과는 본 논문의 해석 결과와 잘 일치하였다.

본 연구를 통하여, CDMA 시스템에서 송/수신 코드 위상차가 커짐에 따라 신호 에너지가 감소하고, 자체 간섭 에너지가 증가한다는 사실과, 당연한 결과이지만, 다른 사용자 간섭 에너지는 코드 위상차와는 무관함을 알 수 있었다. 또한 본 논문에서 상대적으로 가장 복잡하게 표현되는 자체 간섭 에너지는 신호 에너지나 다른 사용자 한 사람의 간섭 에너지에 비하여 아주 적으며, 특히 많은 사용자가 존재하고 송/수신 코드 위상차가 Tc에 비하여 적은 경우에는 무시할 수 있을 정도로 적은 양이 됨을 알 수 있다.

이산 시간 수신기에서는 이상적인 코드 추적이 이루어질 경우, 송수신 코드 위상 차이를 샘플링 주기의 반 이하로 유지할 수 있다. 따라서 그림 3으로부터, 샘플링 빈도가 코드 빈도의 8배인 경우에는 코드 위상 차이로 인한 성능 감소가 거의 없으며, 코드 빈도의 4배로 샘플링 할 경우에는 최악 조건에서 대략 0.3 dB, 2배로 샘플링 할 경우에는 최악 조건에서 대략 0.9 dB 정도의 성능 감소가 있음을 알 수 있다. 시스템의 응용분야에 따라 다르겠지만, 최악 조건에서 0.3dB 정도의 성능 감소를 가져오는, 코드 빈도의 4배로 샘플링하는 시스템은 충분히 실용성이 있다고 판단되며, 최악 조건에서 0.9dB 정도의 성능 감소를 가져오는 2배 샘플링 시스템은 그 실용성이 충분히 검토되어야 할 것으로 판단된다. 일반적으로 송/수신 코드의 위상차는 비트 주기에 비하여 상대적으로 느린 변화를 갖

게 되므로 상당히 많은 비트 주기 동안 계속적으로 송/수신 코드의 위상차가 최악 조건에 가까운 값을 가질 수 있기 때문이다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 안병양, 이경준, "샘플링 빈도에 따른 CDMA 수신기의 성능 분석", 대한 전자공학회 추계 학술대회 논문집 (A), pp 19-22, 1996.
- [2] Byungyang Ahn, "A study on fading channel model for a CDMA system simulation", MDMC 96, pp221-224, 1996.
- [3] Sang Kyu Park, Keun Bae Kim, Byung Yang Ahn, "Performance of Coded Cellular CDMA Systems over Fading Channel", APCC 93, Vol 2, pp-8A.1.1-8A.1.5.
- [4] E.G.Kanterakis, D.L.Schilling, "Error Probabilities for DS/SSMA Communications Using Random Sequences", IEEE ICC, pp.28.3.1-28.3.5.
- [5] J.G.Proakis, Digital Communication - 2nd ed, McGraw-Hill, 1988.
- [6] M.K.Simon, J.K.Omura, R.A.Scholts, B.K.Levitt, Spread Spectrum Communications, Vol II, Computer Science Press, 1985.
- [7] Rodger E. Ziemer, Roger L. Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum Systems, MACMILLAN, 1985.
- [8] Athanasios Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Process - 2nd ed, McGraw-Hill, 1984.
- [9] M.B.Pursley, "Spread Spectrum Multiple Access Communication in Multi-User Communication System - G.Longo ed", Springer-Verlag, 1981.

---

#### 저 자 소 개

安炳洋(正會員)

1986년 3월 ~ 1990년 2월 한양대학교 전자통신공학과.  
1990년 3월 ~ 1992년 8월 한양대학교 전자통신공학과 대학원(석사). 1992년 8월 ~ 현재 한국전자통신연구원 연구원