

Multi-Code CDMA 시스템에서의 비선형 전력 증폭기의 영향분석

정회원 권진만*, 종신회원 김상우**

Effects of Nonlinearity on the Performance of Multi-Code CDMA Communication Systems

Jin Man Kwon*, Sang Wu Kim** *Regular Members*

요약

최근들어 다양한 종류의 정보를 원하는 속도와 서비스품질(QOS)로 전송하고자 하는 Multi-Rate CDMA 시스템들에 대한 연구가 활발하다. 본 연구에서는 다양한 종류의 정보를 보내는데 있어서 쉽게 기존의 CDMA 시스템과 융화 될 수 있으며, 사용자가 요구하는 QOS와 전송 속도를 만족시킬 수 있는 Multi-Code CDMA 시스템에서 중요한 요소로 고려되고 있는 전력 증폭기의 비선형성을 고려하여 Multi-Code CDMA 시스템의 성능 분석하였다. 분석에 사용한 비선형 증폭기의 모델링에는 다항식을 사용하였으며, 분석 결과 특히 주파수 선택적 페이딩의 경우 비선형성에 의한 영향이 AWGN 채널에 비하여 훨씬 더 큼을 알 수 있었다.

ABSTRACT

Recently a number of multi-rate CDMA systems have been proposed for the third generation mobile communication system. Multi-Code CDMA (MC-CDMA) offers the system construction advantage of being able to use a single-rate receiver. But MC-CDMA suffers from the distortion due to the nonlinearity of the power amplifier. In this paper, we analyze the effect of the nonlinearity on the bit error rate performance of MC-CDMA systems. A polynomial model is used to represent the amplifier amplitude nonlinearities.

I. 서론

통신 이용자가 발생시키는 정보는 대표적으로 음성, 영상, 데이터를 들 수가 있다. 이 세가지 정보는 각 정보의 특성상 서로다른 비트 오류율, 시간 지연, 전송 속도를 요구한다. 예를 들어 음성 신호와 데이터를 비교해 보면, 음성 신호의 경우 허용되는 비트 오류율은 데이터에 비해 훨씬 높으나 허용되는 시간 지연은 데이터에 비해 훨씬 짧다. 또한, 이동 통신 채널은 그 상태가 시간에 따라 계속 변화하게 된다. 그리고 같은 정보를 같은 채널 상태에서 전송하더라도 사용자에게 따라 좀 더 높은 통신 품질을 요구할 수도 있다. 이와 같은 정보의 특성, 채널

의 상태, 사용자의 품질 요구를 만족 시키면서 제한된 주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있는 시스템을 설계하는 것은 매우 중요한 문제라 하겠다. CDMA방식을 기반으로 하는 시스템에서 이러한 요구를 만족시키기 위하여 Multi-Code CDMA 시스템이 제안되었다^[1]. Multi-Code CDMA 시스템은 어떤 사용자가 고속의 데이터를 전송할 필요가 있을 때 그 정보를 기본 속도로 정보를 전송하게 되는 M 개의 병렬 채널로 나누어 전송하는 시스템이다. 그림 1은 Multi-Code CDMA 시스템의 전송 구조를 나타낸다.

이러한 Multi-Code CDMA 시스템의 경우는 전송 속도가 높아지더라도 그 처리이득을 그대로 유지할

* 한국과학기술원 전기및전자공학과 (kjm@bada.kaist.ac.kr)

** 한국과학기술원 전기및전자공학과 (swkim@san.kaist.ac.kr)

논문번호: 99005-0106 접수일자: 1999년 1월 6일

수 있는 장점을 갖는다. 대신 Multi-Code CDMA는 전송 속도가 늘어남에 따라 병렬 채널 수가 늘어나므로 이로인한 간섭이 생기고, 이러한 병렬 채널간의 간섭을 줄이기 위하여 병렬 채널간에는 직교 부호를 사용하여 각 병렬 채널간의 상관성을 없애는 방법을 사용한다.

그러나, Multi-Code CDMA의 경우 병렬 채널을 합하여 증폭기를 거쳐 전송하는데 이 경우 일반 CDMA와는 달리 전송되는 신호가 다중레벨 신호가 되기 때문에 전력 증폭기의 비선형성에 많은 영향을 받게 된다. 이 문제점은 특히 이동 단말기에서 큰 단점으로 지적되고 있는데 이동 단말기의 경우 전력 효율 문제로 선형성이 뛰어난 A급 증폭기를 사용할 수 없기 때문이다.

본 연구에서는 다양한 종류의 정보를 보내는데 있어서 쉽게 기존의 CDMA 시스템과 융화 될 수 있으며, 사용자가 요구하는 QOS와 전송 속도를 만족시킬 수 있는 Multi-Code CDMA 시스템에서 중요한 요소로 고려되고 있는 전력 증폭기의 비선형성을 고려하여 Multi-Code CDMA 시스템의 성능을 AWGN 채널과 주파수 선택적 페이딩 채널에서 분석한다.

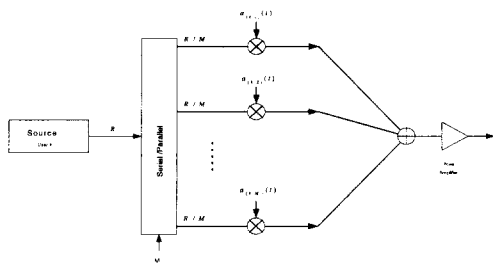


그림 1. Multi-Code CDMA 시스템 전송부

II. 시스템 모델

그림 1은 Multi-Code CDMA 시스템의 전송부이다. 사용자의 숫자는 K이고, 사용자가 정보를 전송할 때에 사용하는 병렬 채널의 수는 M이며, 이때의 처리 이득은 N이다. 그리고 사용자의 전송 속도는 R이며, 전송 전력은 F이다.

k번째 사용자의 i번째 병렬 채널에 대하여 확산 부호는 다음 식으로 나타내어 질 수 있고,

$$a_{(k,i)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{(k,i),m} P_{T_c}(t - IT_c) \quad (1)$$

데이터 신호는 다음 식으로 나타내어 질 수 있다.

$$b_{(k,i)}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_{(k,i),m} P_T(t - IT) \quad (2)$$

여기서 $P_T(t)$ 는 다음과 같은 함수이고

$$P_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

$\{a_{(k,i),d}\}, \{b_{(k,i),m}\}$ 는 i, k 따라 고유한 순열로, $\{a_{(k,i),d}\}$ 는 PN 순열과 직교 순열의 modulo-2 합에 의해 생성된 k번째 사용자의 i번째 병렬 채널의 확산에 사용되는 순열이고, $\{b_{(k,i),m}\}$ 는 데이터 순열이 직렬/병렬 변환기를 통과한 후 재정렬된 후의 k번째 사용자의 i번째 병렬 채널의 데이터 순열을 나타낸다.

따라서, 전송되는 신호는 다음과 같이 나타내어진다.

$$s_k(t) = B \left[\sum_{i=1}^M a_{(k,i)}(t) b_{(k,i)}(t) \right] \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (4)$$

여기서 B는 각 병렬 채널 신호의 크기를 나타낸다.

AWGN 채널의 경우 이 신호에 배경 잡음이 더해진 신호가 수신기에 수신된다. Multi-Code CDMA 시스템의 수신부는 다음의 그림 2와 같은 구조를 갖는다.

수신된 신호를 $r(t)$ 라 하면 일반적인 수신기의 경우에 k번째 사용자의 i번째 병렬 채널에서 복조된 신호는 다음과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$\tilde{b}_{(k,i),m} = \int_0^T r(t) a_{(k,i)}(t) \cos(\omega_c t + \theta_k) dt \quad (5)$$

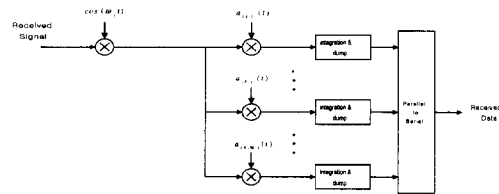


그림 2. 수신기 구조

주파수 선택적 페이딩 채널의 경우는 그림 3과 같이 Tapped delay line으로 모델링 될 수 있다^[2]. 채널을 거친 후 Rake 수신기를 통과하면 다음과 같

은 신호가 나온다.

$$\tilde{b}_{(k,i),m} = \int_0^T \sum_{l=1}^{L_k} \gamma(l) a_{(k,l)} a_{(k,i)}(t - \tau_{k,l}) \times \cos(\omega_c t + \theta_k + \phi_{(k,i)}) dt \quad (6)$$

이같은 신호를 얻은 후에는 앞의 AWGN 채널의 경우와 같이 병렬 채널들로부터 얻은 신호들을 직렬로 변환시켜 출력 시키게 된다.

III. 전력 증폭기의 비선형성

이동단말기에서 기지국으로 전송하는 경우와 같이 최대 전력의 한계값이 있을 때는 상대적으로 평균 전력을 높일 수 없고, 평균 전력을 높이게 되면 파워 앰프의 비선형 특성에 의하여 신호에 왜곡이 생기게 된다.

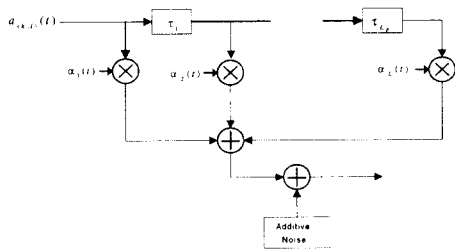


그림 4. 주파수 선택적 페이딩 채널

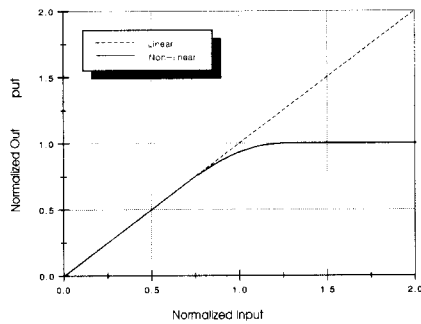


그림 5. 정규화된 전력 증폭기 특성

일반적으로 비선형 증폭기는 그림 4와 비슷한 입력 특성을 갖는다. 본 연구에서는 이러한 특성을 갖는 전력 증폭기의 입출력 특성을 다항식으로 근사화하여 모델링하고 그 모델을 이용하여 시스템의 비트 오류율을 계산한다. 즉 입력 신호를 $x(t)$, 출력 신호를 $y(t)$ 라고 하면 그 입출력 특성은

$$y(t) = \delta_1 x(t) + \delta_3 x^3(t) + \delta_5 x^5(t) + \delta_7 x^7(t) + \dots \quad (7)$$

로 나타내어 질 수 있고^{[4][5]}, 필요로 하는 모델링의 정확도에 따라 그 다항식의 차수를 결정하여 해석할 수 있다. 본 연구에서는 그 차수를 7로 하지만 필요한 경우 그 차수를 높여 비트 오류율을 계산할 수 있는 일반적인 계산 방법을 유도한다. 모델 파라미터인 $\{\delta_i\}$ 는 다항식으로 근사화하여 찾을 수 있으며 본 연구에서는 matlab을 통하여 그 값을 결정하였다.

식 (4)에서 나타내고 있는 전력 증폭기 입력 신호가 전송을 위한 전력 증폭기를 거치게 되면, 전력 증폭기의 출력 신호는 다음과 같은 식으로 나타내어 질 수 있다.

$$v_k(t) = \sqrt{2P} [\delta_1 s_k(t) + \delta_3 \{s_k(t)\}^3 + \delta_5 \{s_k(t)\}^5 + \delta_7 \{s_k(t)\}^7] \quad (8)$$

이 식은 bandpass filter에 의하여 고주파 성분이 제거 된다고 가정하고 수식 유도의 편의를 위해서 부록 A의 결과를 이용하면 다음과 같은 식으로 다시 표현 될 수 있다

$$v_k(t) = \sqrt{2P} [Z_1 Y_{(k;1)}(t) + Z_3 Y_{(k;3)}(t) + Z_5 Y_{(k;5)}(t) + Z_7 Y_{(k;7)}(t)] \quad (9)$$

여기서,

$$Y_{(k;n)}(t) = n! \sum_{i_1=1}^M \sum_{i_2=i_1+1}^M \dots \sum_{i_n=i_{n-1}+1}^M a_{(k,i_1)}(t) a_{(k,i_2)}(t) \dots a_{(k,i_n)}(t) \times b_{(k,i_1)}(t) b_{(k,i_2)}(t) \dots b_{(k,i_n)}(t) \quad (10)$$

이고, Z_n 는 M, B, δ 에만 관계있는 값으로 다음과 같이 나타내어 진다.

$$\begin{aligned} Z_1 &= 10\delta_5 B^5 - \frac{3}{2} \delta_3 B^3 - \frac{3675}{16} \delta_7 B^7 M^2 + \delta_1 B \\ &+ \frac{5145}{16} \delta_7 B^7 M + \frac{3675}{64} \delta_7 B^7 M^3 - \frac{595}{4} \delta_7 B^7 \\ &- \frac{75}{4} \delta_5 B^5 M + \frac{75}{8} \delta_5 B^5 M^2 + \frac{9}{4} \delta_3 B^3 M \\ Z_3 &= -\frac{25}{4} \delta_5 B^5 M - \frac{8575}{32} \delta_7 B^7 M + \frac{3}{4} \delta_3 B^3 \\ &+ \frac{3675}{64} \delta_7 B^7 M^2 - \frac{25}{2} \delta_5 B^5 + \frac{2695}{8} \delta_7 B^7 \end{aligned}$$

$$Z_5 = \frac{735}{64} \delta_7 B^7 M - \frac{1225}{32} \delta_7 B^7 + \frac{5}{8} \delta_5 B^5$$

$$Z_7 = \frac{35}{64} \delta_7 B^7 \quad (11)$$

IV. 성능 분석 : 비트 오류율

1. AWGN 채널

전송된 신호가 AWGN 채널을 통하여 수신기에 도달하면 수신기에서는 다음과 같은 신호를 수신한다.

$$r(t) = v_1(t - \tau_1) + \sum_{k=2}^K v_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (12)$$

수신기는 사용자 중 첫 번째 사용자의 신호를 수신하기를 원한다고 가정하면 위 식에서 첫 번째 항이 수신해야 할 신호이고 두 번째 항은 다른 사용자의 신호로 생기는 간섭, 마지막 항은 배경 잡음을 나타낸다. 수신된 신호는 복조기를 거쳐 다음과 같은 decision variable을 만들고 decision variable ϕ 는 다음과 같은 네 개의 항으로 나타내어 질 수 있다.

$$\phi = \int_0^T r(t) a_{(1,1),0}(t) \cos(w_c t) dt$$

$$= D + I_{self} + I_{MUI} + N_{AWGN} \quad (13)$$

첫 번째항 D 는 수신해야 할 신호이고 이 신호는 다음과 같이 나타내어 진다.

$$D = \sqrt{2P} \frac{Z_1}{2} b_{(1,1),0} T \quad (14)$$

두 번째 항인 I_{self} 는 첫 번째 사용자로부터 수신된 신호중 다른 병렬 채널로부터의 신호로부터 생기는 간섭인데 직교 순열을 사용하기 때문에 0이 된다.

다른 사용자로부터의 간섭신호는 다음과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$I_{MUI} = \sum_{k=2}^K I_k \quad (15)$$

여기서 I_k 는 다음과 같이 나타낼 수 있고

$$I_k = \frac{Z_k \sqrt{2P}}{2} \cos(\theta_k) \int_0^T Y_{(k,1)}(t - \tau_k) a_{(1,1)}(t) dt$$

$$+ \frac{Z_3 \sqrt{2P}}{2} \cos(\theta_3) \int_0^T Y_{(k,3)}(t - \tau_k) a_{(1,1)}(t) dt$$

$$+ \frac{Z_5 \sqrt{2P}}{2} \cos(\theta_5) \int_0^T Y_{(k,5)}(t - \tau_k) a_{(1,1)}(t) dt$$

$$+ \frac{Z_7 \sqrt{2P}}{2} \cos(\theta_7) \int_0^T Y_{(k,7)}(t - \tau_k) a_{(1,1)}(t) dt \quad (15)$$

이 I_k 의 분산을 구하기 위해 다음의 식을 이용한다.

$$E\left[\left\{\int_0^T Y_{(k;n)}(t - \tau_k) a_{(1,1)}(t) dt\right\}^2\right]$$

$$= n! M(M-1) \cdots (M-n+1) \frac{2T_c^2 N_1}{3} \quad (16)$$

이 식과 $E[\cos^2(\theta_k)] = \frac{1}{2}$ 을 이용하면 I_{MUI} 의 분산은

$$E\{I_{MUI}\}^2 = \frac{KPQ_7 T_c^2 N}{6} \quad (17)$$

$$Q_7 = [\{Z_1\}^2 M + \{Z_3\}^2 3! M(M-1)(M-2)$$

$$+ \{Z_5\}^2 5! M(M-1) \cdots (M-4)$$

$$+ \{Z_7\}^2 7! M(M-1) \cdots (M-6)] \quad (18)$$

으로 표시할 수가 있다.

마지막 N_{AWGN} 항의 분산은 다음과 같이 계산된다.

$$var\{N_{AWGN}\} = \frac{TN_0}{4} \quad (19)$$

그러므로, 다음의 식(20)을 이용하여 식(21)의 SIR을 구할 수 있다.

$$SIR = \frac{D}{\sqrt{var\{I_{self}\} + var\{I_{MUI}\} + var\{N_{AWGN}\}}} \quad (20)$$

$$SIR = \sqrt{\left\{ \frac{(K-1)}{3N_b} + \frac{N_0}{2E_b} \right\} G_{NLoss}}^{-1} \quad (21)$$

여기서 수신된 비트 에너지 $E_b = Q_7 PT / 2M$, N_b 는 칩율을 데이터 전송율로 나눈 값, 즉 병렬채널을 하나만 사용하는 경우의 처리 이득이다. 선형 시스템과 달라지는 부분은 G_{NLoss} 부분인데

$$G_{NLoss} = \frac{Q_7}{\{Z_1\}^2 M_1} \quad (22)$$

이고, AWGN 채널의 비트 오류율은 다음의 식을

사용하여 계산할 수 있다.

$$P_{ed} = Q \left(\sqrt{\left\{ \frac{(K-1)}{3N_b} + \frac{N_0}{2E_b} \right\} G_{NLoss}}^{-1} \right) \quad (23)$$

2. 주파수 선택적 페이딩 채널

레이리 페이딩 채널에서의 수신 신호는 다음과 같은 식으로 나타내어 질 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^{L_f} a_{1,l} v_1(t - \tau_{1,l}) + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_f} a_{k,l} v_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (24)$$

수신기는 첫 번째 사용자의 신호를 수신하기를 원한다고 가정하면 위 식에서 수신해야 할 신호는 첫 번째 항에 포함되어 있고, 두 번째 항은 다른 사용자의 신호로 생기는 간섭, 마지막 항은 배경 잡음을 나타낸다. 수신된 신호는 레이크 수신기를 거치게 된다. 레이크 수신기를 거쳐서 나온 신호는 복조기를 거쳐 다음과 같은 decision variable을 만들고 decision variable ϕ 는 다음과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$\phi = \sum_{l=1}^{L_f} \int_{\tau_{1,l}}^{\tau_{1,l}+T} r(t) a_{(1,l)} a_{(1,l)}(t - \tau_{1,l}) \times \cos(\omega_c t + \phi_{(1,l)}) dt \quad (25)$$

이 ϕ 는 앞에서의 AWGN 채널의 경우와 같이 네 개의 항으로 나뉘어 질 수 있다.

$$\phi = D + I_{self} + I_{MUI} + N_{AWGN} \quad (26)$$

주파수 선택적 페이딩의 경우 D 는 다음의 식으로 찍어질 수 있다.

$$D = \frac{Z_1 \sqrt{2P}}{2} b_{(1,1,0)} T \sum_{l=1}^{L_f} a_{1,l}^2 \quad (27)$$

두 번째 항인 I_{self} 는 자기 자신의 신호에 의한 간섭을 나타낸다. I_{self} 는 자기 자신의 신호 중에서도 같은 병렬 채널의 지연된 신호에 의한 간섭과 다른 병렬 채널의 신호에 의한 것이 있는데 다른 병렬 채널의 신호중 같은 지연을 겪는 신호는 각 병렬 채널간의 직교성에 의해 간섭이 없어지지만 다른 지연을 겪는 신호간에는 간섭이 생기게 된다.

$$I_{self} = \sqrt{2P} \sum_{l=1}^{L_f} \sum_{i=1, i \neq l}^{L_f} a_{1,i} a_{1,l} \cos(\phi_{(1,i)} - \phi_{(1,l)})$$

$$\begin{aligned} & \times \int_{\tau_{1,l}}^{\tau_{1,l}+T} \{ Z_1 Y_{(1,1)}(t - \tau_{1,l}) \\ & + Z_3 Y_{(1,3)}(t - \tau_{1,l}) + Z_5 Y_{(1,5)}(t - \tau_{1,l}) \\ & + Z_7 Y_{(1,7)}(t - \tau_{1,l}) \} \times a_{(1,1)}(t - \tau_{1,l}) dt \end{aligned} \quad (28)$$

세 번째 항인 다른 사용자의 신호는 다음과 같이 나타내어 질 수 있고,

$$\begin{aligned} I_{MUI} = & \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_f} \sum_{i=1}^{L_f} \sqrt{2P} a_{k,i} a_{1,l} \cos(\phi_{(k,i)} - \phi_{(1,l)}) \\ & \int_0^T \{ Z_1 Y_{(k,1)}(t - \tau_{k,i}) + Z_3 Y_{(k,3)}(t - \tau_{k,i}) + \\ & Z_5 Y_{(k,5)}(t - \tau_{k,i}) + Z_7 Y_{(k,7)}(t - \tau_{k,i}) \} \\ & \times a_{(1,1)}(t - \tau_{1,l}) dt \end{aligned} \quad (29)$$

이 각각을 AWGN 채널에서와 같은식을 사용하여 분산을 구해보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{var}(I_{self}) = \frac{P Q_7 T^2 N_1}{4} \sum_{l=1}^{L_f} \sum_{i=1, i \neq l}^{L_f} a_{1,i}^2 a_{1,l}^2 \quad (30)$$

$$\text{var}(I_{MUI}) = \frac{P Q_7 T^2 N_1}{6} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_f} \sum_{i=1}^{L_f} a_{k,i}^2 a_{1,l}^2 \quad (31)$$

본 연구에서는 모든 사용자의 delay profile이 같은 통계적 성질을 갖는다고 가정한다. 그러면

$$q(a) = \sum_{l=1}^{L_f} E\{ a_{k,l}^2 \} \quad (32)$$

라고 나타낼 수 있고 위의 식 (31)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\text{var}(I_{MUI}) = \frac{P Q_7 T^2 N_1}{6} (K-1) q(a) \sum_{l=1}^{L_f} a_{1,l}^2 \quad (33)$$

식 (30)의 자기 간섭의 경우 위의 식 그대로는 성능 분석을 하기가 어려우므로 참고문헌^[3]에서와 같이 다음 식으로 근사화 시킨다.

$$\text{var}(I_{self}) \approx \frac{P Q_7 T^2 N_1}{4} (q(a) - 1) \sum_{l=1}^{L_f} a_{1,l}^2 \quad (34)$$

식 (26)의 마지막 항인 N_{AWGN} 의 분산은 다음과 같다.

$$\text{var}(N_{AWGN}) = \frac{TN_0}{4} \sum_{l=1}^{L_f} a_{(1,l)}^2 \quad (35)$$

그러므로 $\{ a_{(1,l)} \}$ 이 주어졌다고 가정할 때의 비

트 오류율은 다음과 같이 나타내어진다.

$$P_{el} = Q \left(\sqrt{\frac{\sum_{l=1}^{L_f} \alpha_{1,l}^2 G_{NLoss}^{-1}}{\frac{q(\alpha)-1}{2N_b} + \frac{(K-1)}{3N_b} q(\alpha) + \frac{N_0}{2E_b}}} \right) \quad (36)$$

여기서 각 경로의 정규화된 SNR이 다음과 같다고 하고

$$\overline{\gamma}_l = E[\alpha_{1,l}^2] \quad (37)$$

π_l 을 다음과 같이 정의하면

$$\pi_l = \prod_{i=1, i \neq l}^{L_f} \frac{\overline{\gamma}_l}{\overline{\gamma}_l - \gamma_i} \quad (38)$$

비트오류율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^{L_f} \pi_l \left[1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_l SIR}{\overline{\gamma}_l SIR + 1}} \right] \quad (39)$$

$$SIR = \left\{ \left[\frac{q(\alpha)-1}{2N_b} + \frac{(K-1)}{3N_b} q(\alpha) + \frac{N_0}{2E_b} \right] G_{NLoss} \right\}^{-1} \quad (40)$$

V. 결과 및 토의

1. 비선형 앰프를 고려한 Multi-Code CDMA 시스템의 AWGN 채널에서의 성능

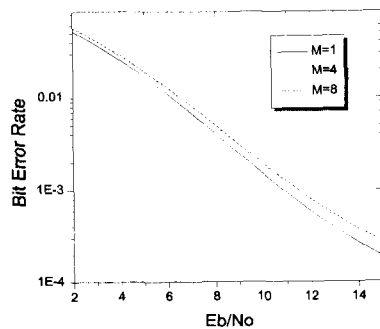


그림 5. BER vs. Eb/No (K = 20, Nb=100, 정규화된 입력 전력 = 1, AWGN 채널)

본 절에서는 비선형 앰프를 고려한 Multi-Code CDMA 시스템의 AWGN 채널에서의 성능을 보인다. 비선형 증폭기를 사용한 경우와 선형 증폭기를

사용한 경우를 비교해 보면 병렬 채널을 하나만 사용한 경우 양쪽의 성능은 같았다. 그리고 선형 증폭기를 사용한 경우는 병렬 채널의 개수를 늘이더라도 그 비트 오류율에 차이는 없었다. 그러나, 비선형 증폭기를 사용하는 경우는 병렬 채널의 개수가 늘어남에 따른 성능의 저하가 생김을 알 수가 있었다.

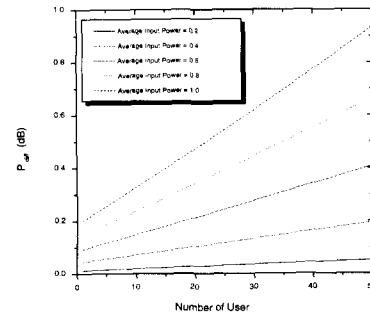


그림 6. 사용자 수에 따른 Pdiff의 변화 (Eb/No=10dB, Nb=100, M=4, AWGN 채널)

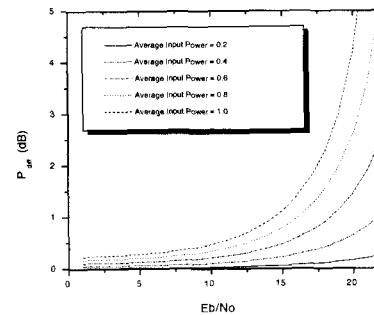


그림 7. Eb/No에 따른 Pdiff의 변화 (K=10, Nb=100, M=4, AWGN 채널)

그림 5는 이러한 비선형 증폭기를 사용하고 병렬 채널의 개수 M 이 1, 4, 8인 경우의 비트오류율을 나타내고 있다. 사용자가 20명 있고 비선형 전력 증폭기의 입력은 그 입력 신호의 정규화된 전력이 일정하게 유지한 경우에 대한 그래프이다. 이 경우 M 값이 커질수록 점점 입력 최대크기는 커지게 되고, 입력 크기가 커지게 되면 앰프의 비선형성에 의해 신호에 왜곡이 생기게되며, 그로인해 성능 저하가 생긴다. 본 연구에서 정규화된 입력이란 출력이 saturation 될 때의 입력 크기를 기준값인 1로 정하였을 때의 입력 크기를 말하며, 정규화된 전력이란

이러한 정규화된 입력 크기를 제공하여 평균을 취한 값을 나타낸다. 비선형성에 의해 생기는 성능 저하를 좀더 자세히 살펴보기 위해 P_{diff} 라는 변수를 정의한다. P_{diff} 는 선형 시스템과 비선형 시스템에서 같은 비트 오류율을 얻기위한 E_b/N_0 의 차이를 나타낸다. AWGN 채널의 경우 이 P_{diff} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{diff} = \frac{G_{NLoss}}{1 + \frac{2(K-1)}{3N_b}(1 - G_{NLoss})\frac{E_b}{N_0}} \quad (41)$$

여기서의 E_b/N_0 는 원하는 BER을 얻기 위해 선형 시스템에서 필요로 하는 E_b/N_0 를 나타낸다. 다른 사용자가 없는 경우, 즉 $K=1$ 인 경우 P_{diff} 는 G_{NLoss} 와 같아진다.

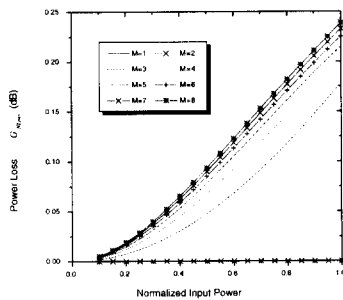


그림 8. 정규화된 입력 전력에 따른 Pdiff의 변화 (Eb/No=10dB, Nb=100, K=1, AWGN 채널)

그림 6은 G_{NLoss} 의 값을 여러 가지 M 값에 대하여 그린 것이다. 그래프에서 보듯이 병렬 채널의 개수가 1개인 때와 2개인 때는 그 성능이 같았다. 병렬 채널의 개수가 2개인 경우 그 성능의 저하가 없는 이유는 이 경우 그 출력 레벨이 -x, 0, x의 세 가지 레벨만을 갖기 때문에 실제 레벨의 크기에 정보가 실리지 않았기 때문이라 생각된다. 그러나, 병렬 채널의 개수가 늘어나면서는 그 성능의 차이가 확연하게 나타났다. 그림 7은 사용자의 숫자에 따른 P_{diff} 값의 변화를 그렸다. 그림에서 보듯이 사용자의 숫자가 늘어남에 따라 비선형성에 의한 성능 저하가 커짐을 알 수 있다. 이는 각 사용자 모두가 비선형성을 가지고 있기 때문에 사용자의 숫자가 늘어나면 전체적으로 비선형성에 의한 영향 역시 늘어나기 때문이라 생각된다. 그림 8은 E_b/N_0 의

변화에 따른 P_{diff} 값을 나타낸다. E_b/N_0 가 커진다는 것은 요구되는 BER 값이 작아진다는 것이고 이 경우 비선형성에 의한 성능차이가 더 크다는 것을 알 수 있다. 즉 고품질의 서비스를 제공하는데 있어서 비선형성 문제가 더욱 중요하다는 것이다.

2. 비선형 앰프를 고려한 Multi-Code CDMA 시스템의 주파수 선택적 페이딩 채널에서의 성능

본 절에서는 비선형 앰프를 고려한 Multi-Code CDMA 시스템의 주파수 선택적 페이딩 채널에서의 성능을 보인다. 페이딩 채널에서의 성능도 AWGN 채널에서의 경우와 그 경향은 거의 같았다. 그러나, 전체적으로 비선형성에 의한 성능 저하가 더 클 수 있었다. 그림 9는 이러한 비선형 증폭기를 사용하고 병렬 채널의 개수 M 이 1, 4, 8인 경우의 비트 오류율을 나타낸다. 주파수 선택적 페이딩 채널에서의 비선형성의 영향이 AWGN 채널에서의 영향보다 큰 이유는 페이딩 채널의 경우 여러개의 경로가 존재하고 전력 증폭기의 비선형성은 모든 경로에 영향을 주므로 그에 따라 경로의 수가 많은 경우 더 큰 영향을 받는 것이라 생각된다. 본 절에서도 앞의 AWGN 채널에서 정의한 것과 같이 P_{diff} 를 정의 하다면 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

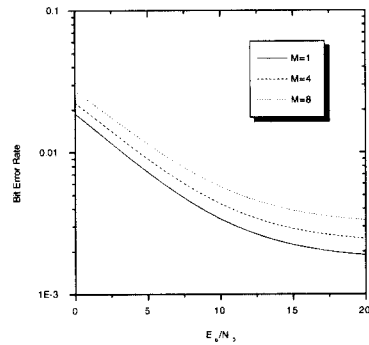


그림 9. BER vs. Eb/No (K = 20, Nb=100, 정규화된 입력 전력 = 1, 주파수 선택적 페이딩 채널)

$$P_{diff} = \frac{G_{NLoss}}{1 + \left\{ \frac{a(a)-1}{N_b} + \frac{2(K-1)a(a)}{3N_b} \right\} (1 - G_{NLoss}) \frac{E_b}{N_0}} \quad (42)$$

그림 10은 $K=1$ 인 경우의 P_{diff} 값을 여러 가지 M 값에 대하여 그린 것이다. AWGN 채널의 경우

와 거의 같은 경향을 나타냄을 볼 수 있다.

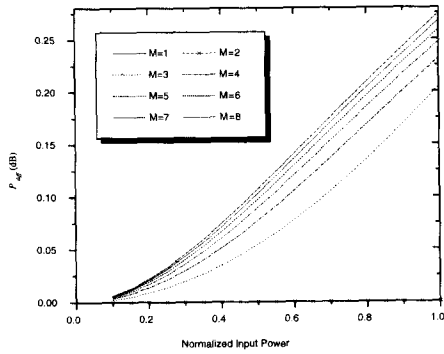


그림 10. 정규화된 입력 전력에 따른 Pdiff의 변화 (Eb/No=10dB, Nb=100, K=1, 주파수 선택적 페이딩 채널)

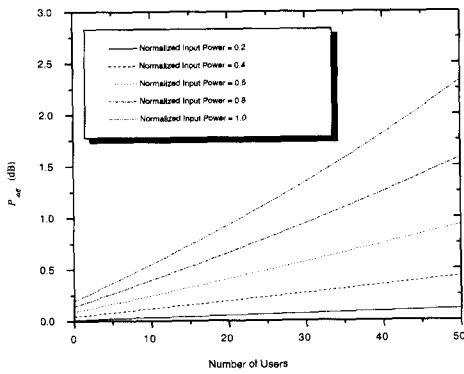


그림 11. 사용자의 수에 따른 Pdiff의 변화 (Eb/No=10dB, Nb=100, M=4, 주파수 선택적 페이딩 채널)

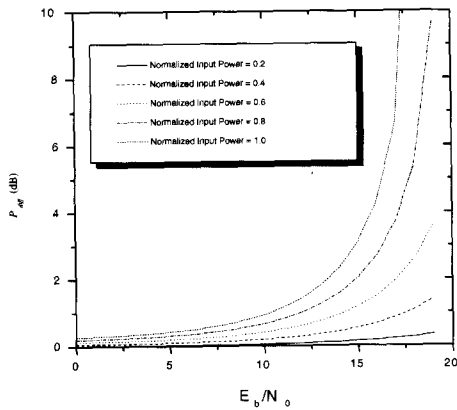


그림 12. Eb/No에 따른 Pdiff의 변화 (K=10, Nb=100, M=4, 주파수 선택적 페이딩 채널)

그림 11은 사용자의 숫자에 따른 P_{diff} 값의 변화를, 그림 12는 E_b/N_0 의 변화에 따른 P_{diff} 값을 나타낸다. 이 두 그림은 AWGN 채널의 경우와 비슷한 경향을 보이는 것을 알 수 있다. AWGN 채널과 비교해 볼 때 그 경향은 비슷하지만 전체적으로 비선형성에 의한 성능 저하는 더 큰 것을 확인할 수 있었다.

VI. 결론

본 연구에서는 다양한 종류의 정보를 보내는데 있어서 쉽게 기존의 CDMA 시스템과 융화 될 수 있으며, 사용자가 요구하는 QOS와 전송 속도를 만족시킬 수 있는 Multi-Code CDMA 시스템에 대하여 다루었다. 이러한 Multi-Code CDMA 시스템에서 중요한 요소로 고려되고 있는 전력 증폭기의 비선형성에 의한 Multi-Code CDMA 시스템의 성능 변화를 AWGN 채널과 주파수 선택적 페이딩 채널에서 분석하였다.

분석 결과 전력이 한정되어 있는 휴대 단말기의 경우 전력 증폭기의 비선형성에 의해 병렬 채널의 개수가 늘어날수록 성능의 저하가 생기는 것을 볼 수 있었으며, 비선형성에 의한 성능 저하는 사용자의 수가 많고 E_b/N_0 가 큰 경우 더 심각해진다. 특히 주파수 선택적 페이딩의 경우 비선형성에 의한 영향이 AWGN 채널에 비하여 훨씬 더 큼을 알 수 있었다.

VII. 부록 $\left\{ \sum_{i=1}^M a_{(k,i)}(t)b_{(k,i)}(t) \right\}^n$ 의 계산

$$X_k(t) = \sum_{i=1}^M a_{(k,i)}(t)b_{(k,i)}(t) \tag{a.1}$$

$$Y_{(k;n)}(t) = n! \sum_{i_1=1}^M \sum_{i_2=i_1+1}^M \cdots \sum_{i_n=i_{n-1}+1}^M \{ a_{(k,i_1)}(t)a_{(k,i_2)}(t) \cdots a_{(k,i_n)}(t) \times b_{(k,i_1)}(t)b_{(k,i_2)}(t) \cdots b_{(k,i_n)}(t) \} \tag{a.2}$$

이라고 하면

$$X_k(t) = Y_{(k;1)}(t) \tag{a.3}$$

이 되고

$$Y_{(k;n)}(t) \times Y_{(k;1)}(t) = Y_{(k;n+1)}(t) + n(M-n+1)Y_{(k;n-1)}(t) \tag{a.4}$$

의 관계를 갖는다. 그러므로 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\{X_k(t)\}^3 = Y_{(k;3)}(t) + (3M-1)Y_{(k;1)}(t) \quad (a.5)$$

$$\{X_k(t)\}^5 = Y_{(k;5)}(t) + (10M-20)Y_{(k;3)}(t) + (15M^2-30M+16)Y_{(k;1)}(t) \quad (a.6)$$

$$\{X_k(t)\}^7 = Y_{(k;7)}(t) + (21M-70)Y_{(k;5)}(t) + (105M^2-490M+616)Y_{(k;3)}(t) + (105M^3-420M^2+588M-272)Y_{(k;1)}(t) \quad (a.7)$$

이러한 관계를 이용하여 7차 이상의 $X_k(t)$ 의 고차항들도 $Y_{(k;n)}(t)$ 으로 표현할 수가 있으며, 전력 증폭기의 특성을 7차 이상의 고차 다항식으로 근사화 한 경우에도 4장에서 해석을 같은 방법으로 사용할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Chih-Lin I, Gregory P. Pollini, Larry Ozarow, and Richard D. Gitlin, "Multi-Code CDMA Wireless Personal Communications Networks," Proceedings ICC'95, Seattle, WA, pp. 907-911, June 18-22, 1995

[2] John G. Proakis, Digital Communications, second edition, McGraw-Hill

[3] Thomas Eng and Laurence B. Milstein, "Coherent DS-SS Performance in Nakagami Multipath Fading," IEEE Transactions on Communications, vol. 43, No. 2/3/4, pp. 1134-1143 February/March/April 1995

[4] Essam A. Sourour, "The Effect of Non-Linearity on the Performance of the Multi-Carrier CDMA System," Proceedings of IEEE VTS 46th Vehicular Technology Conference, Atlanta, GA, pp. 1853-1857, April 28 - May 1, 1996

[5] Je-Hong Jong, Wayne E. Stark "Performance of Nonlinearly Amplified Multicarrier Spread Spectrum Systems in the Presence of Multipath Fading," 48th IEEE Vehicular Technology Conference, Ottawa, Canada, pp. 2027-2031, May 18-21, 1998

권진만(Jin Man Kwon) 정회원
 1970년 3월 10일생
 1993년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학사)
 1995년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학석사)
 1995년 2월~현재 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사과정
 <주관심 분야> 통신시스템, DS/CDMA통신

김상우(Sang Wu Kim) 종신회원
 1958년 5월 21일생
 1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1983년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학석사)
 1987년 : Univ. of Michigan 졸업 (공학박사)
 1987년 6월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수
 <주관심 분야> CDMA 이동통신, 오류정정부호