

# 비선형 전력증폭기로 인한 DS/CDMA 순방향 초기동기시스템의 성능분석

정회원 박 세 준\*, 종신회원 김 성 철\*\*, 정회원 차 균 현\*

## Performance of PN Code Acquisition in a DS/CDMA Forward Link with Nonlinear Power Amplifier

Se Jun Park\*, Seong-Cheol Kim\*\*, Kyun Hyon Tchah\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 디지털 정합필터에 기초한 비 선형 전력증폭기를 사용하였을 때의 DS/CDMA 순방향의 초기 동기 시스템의 성능을 분석하였다. 초기동기의 성능은 평균 동기획득시간, 검출확률, 오류 검출확률 등을 통해 나타내었다. 또한 이동통신환경을 적용하기 위해 증폭기의 선형, 비 선형영역에서의 다중 사용자 간섭과 상관창의 크기를 고려하였다. 전력 증폭기의 비 선형성은 홀수 다항식의 전개항으로 모델링 하였으며 전력증폭기의 출력 백오프와 상관 창에 따른 성능을 분석하여 결과를 나타내었다.

### ABSTRACT

In this paper, a DS/CDMA forward link PN code acquisition system based on the digital matched filter (DMF) with Nonlinear transmitter power amplifier is presented and the performance is evaluated in terms of the mean acquisition time, detection probability, and false alarm probability. To apply the system to DS/CDMA cellular environments, the MAI in linear and nonlinear distortions of amplifier and correlation window are taken into account in the analysis of the acquisition performance. The nonlinear characteristics of the transmitter power amplifier is modeled in the third order polynomial. The performance is presented with respect to the output backoff of the nonlinear amplifier and the correlation window.

### I. 서 론

무선통신에 있어서 앞으로는 음성서비스 뿐만 아니라 영상, 데이터 전송 등의 고속의 데이터 서비스가 요구된다. 그러나 현재의 IS-95 에 근간한 CDMA 시스템은 음성과 저속의 데이터 서비스에 최적화 되어있기 때문에 무선 멀티미디어 서비스를 유연하게 수용하기에는 한계가 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 다중반송파 전송 CDMA 방식이 고속데이터 전송을 위한 적절한 방법으로 많은 관심을 받고 있다. DS/CDMA뿐만 아니라 이러한 MC-CDMA시스템의 수신기에 있어서의 중요한 측면

면은 수신된 PN 신호와 수신기에서 국부적으로 발생된 신호와의 동기에 의한 역 확산을 통한 데이터의 복구에 있다. 한편 RF 측면에서 보면 스펙트럼의 효율을 고려할 경우 선형 전력증폭기를 사용하게 된다. 그러나 이러한 선형 증폭기의 경우 전력효율의 측면에 있어서는 단점으로 나타난다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 효율이 증가하면 비 선형성이 증가하게되어 이 특성을 보상하기 위한 장치가 필요하게 된다. 또한 이러한 비선형성은 스펙트럼의 확산을 가져오게 되며 이러한 성질은 다중 사용자 환경에서 성능의 저하를 가져오게 하는 요인이 된다. 한편 CDMA 시스템에 대한 다양한 연구

\* 고려대학교 전자공학과 통신연구실  
논문번호: 00384-1005, 접수일자: 2000년 10월 5일

\*\* 우송대학교 컴퓨터전자정보공학부 (kmin@lion.woosong.ac.kr)

가 제안되고 분석되고 있다<sup>[1][4]</sup>. 이러한 연구에서 특히 초기 동기 시스템의 성능분석에 있어서 전력 중폭기의 비 선형성으로 인한 영향은 거의 평가되지 않고 있는 실정이다. 따라서 본 논문에서는 다중 사용자 간섭 환경에서의 비 선형 전력중폭기로 인한 초기동기시스템의 성능에 미치는 영향을 중폭기의 출력 백오프와 상관창에 따른 성능을 분석하여 결과를 나타내었다.

## II. 시스템 모델

그림 1로부터 K 명의 사용자가 있다고 할 경우 각 사용자를 위한 송신신호는 다음과 같다.<sup>[5]</sup>

$$S_k(t) = \sqrt{2P}d_k(t)a_k(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_k) \quad (1)$$

여기서  $d_k(t)$ 는

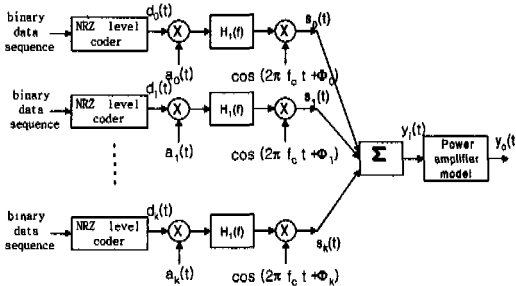


그림 1. DS/SS 송신기의 블록도

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d^{(k)}(i)P_T(t-iT) \quad (2)$$

와 같이 표현되는 데이터신호로  $d^{(k)}(i)$ 는 k번째 사용자의 i번째 심볼의 데이터로 1, 혹은 -1의 값을 가지며  $P_T(t)$ 는 크기가 1이며 지속시간이 T초인 구형 펄스이며 또한  $a_k(t)$ 는

$$a_k(t) = a_k(t-\tau_k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a^{(k)}(i)P_{T_c}(t-iT_c) \quad (3)$$

와 같이 표현되는 k번째 사용자에게 할당된 확산신호를 나타내며  $a^{(k)}(i)$ 는 k번째 사용자의 i번째 칩 데이터로 1, 혹은 -1의 값을 가지는 의사 잡음시퀀스를 사용한다.  $P_{T_c}(t)$ 는 크기가 1이며 지속시간이  $T_c$ 초인 구형 펄스이다. 또한  $H_1(f)$ 는 송신필터의 전달함수로  $\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = 1$  로 가정한다. 각각의

데이터는 S개의 칩에 의해 확산된다. 즉  $T = ST_c$ 이다. 여기서 PN 동기과정에서는 pilot 신호로 간주하여 모든 데이터는 1로 가정한다.

비선형 중폭기의 입력신호  $y_1(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_1(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K a_k(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_k) \quad (4)$$

또한 첫 번째 사용자의 코드 동기시스템은 그림 2와 같다. 수신기에서의 상관은  $T_b = MT_c$ 의 창의 크기로 부분상관을 수행한다. 사용자 1에 대한 수신기에서의 영향을 고려하면 수신기의 국부 인페이즈 신호와 쿼드러춰 신호는 다음과 같다.

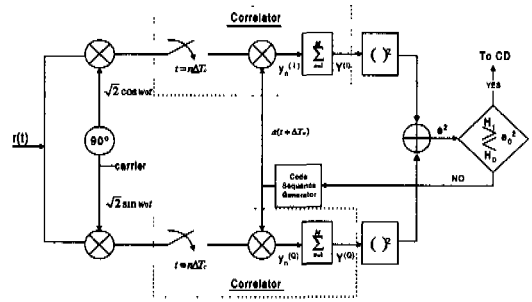


그림 2. DMF 초기동기 장치의 구조

$$I(t) = a_1(t + \hat{T}_1 T_c) \cos 2\pi f_c t$$

$$Q(t) = a_1(t + \hat{T}_1 T_c) \sin 2\pi f_c t \quad (5)$$

상관 수신기의 출력에서의 신호는 다음과 같다.

$$Y^{(I)} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} r(t) I(t) dt,$$

$$Y^{(Q)} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} r(t) Q(t) dt \quad (6)$$

결국 출력성분은 다음과 같이 원하는 출력 D와 배경잡음 N, 타 사용자 간섭  $MT_I$  로 표현된다.

$$Y^{(I)} = D + N + MT_I$$

## III. 전력중폭기의 비 선형성 해석

본 연구에서는 전력중폭기의 비 선형성에 대한 모델은 먹금수 전개식의 홀수 항으로 이루어진 3차 비 선형 모델을 적용하였다<sup>[6]</sup>. 즉 중폭기의 출력은 다음과 같다.

$$y_0(t) = ay_1(t) + by_2^3(t) \quad (7)$$

본 연구에서 사용한 증폭기는 Mini-Circuit 사의 ZHL-2010 전력증폭기로서 측정된 입출력 특성을 포화점의 출력에 대해 정규화 하였고 비선형 curve fit 방법을 이용하여 구한 계수 a, b를 적용한 입출력 특성은 그림과 같다.

결국 수신기에 도달하는 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \gamma_k a S_k(t + \Delta_k T_c) + b \gamma_k \left[ \sum_{k=1}^K S_k(t + \Delta_k T_c) \right]^3 + n(t) \quad (8)$$

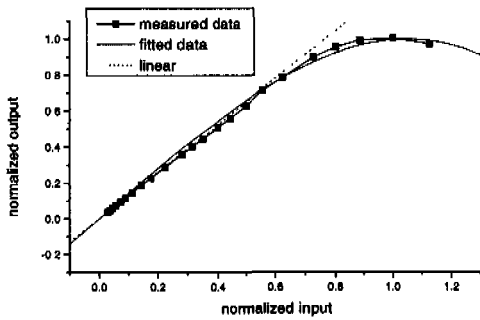


그림 3. 정규화된 전력증폭기의 입출력 특성

여기서  $\Delta_k$ : 전파지연,  $\gamma_k$ : 경로손실 이다. 이 두 신호는 시스템의 해석을 간단히 하기 위해 상수로 간주한다.

식 (8)을 전개하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) = & a \gamma S_1(t + \Delta_1 T_c) + a \gamma \sum_{k=2}^K S_k(t + \Delta_k T_c) \\ & + b \gamma S_1^3(t + \Delta_1 T_c) + b \gamma \left\{ \sum_{k=2}^K S_k^3(t + \Delta_k T_c) \right. \\ & + 3S_1^2(t + \Delta_1 T_c) \sum_{k=2}^K S_k(t + \Delta_k T_c) \\ & + 3S_1(t + \Delta_1 T_c) \sum_{k=2}^K S_k^2(t + \Delta_k T_c) \\ & + 3 \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, j \neq k}^K S_j^2(t + \Delta_j T_c) S_k(t + \Delta_k T_c) \\ & + 3S_1(t + \Delta_1 T_c) \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, j \neq k}^K S_j(t + \Delta_j T_c) S_k(t + \Delta_k T_c) \\ & \left. + \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, j \neq k}^K \sum_{l=2, k \neq l}^K S_j(t + \Delta_j T_c) S_k(t + \Delta_k T_c) S_l(t + \Delta_l T_c) \right\} \quad (9) \end{aligned}$$

위 식과 부록의 식을 이용하면 사용자 1의 원하는 신호성분 D는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} D &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} P_d a_1(t + \Delta_1 T_c) \cos(2\pi f_c t + \phi_1) R(t) dt \\ &= P_d R_c(\delta_1) \cos \phi_1, \quad \delta_1 = |(\Delta_1 - \widehat{\Delta}_1) T_d| \quad (10) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} R_c(\delta) &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} a_1(t + \Delta_1 T_c) a_1(t + \widehat{\Delta}_1 T_c) dt \\ &= \begin{cases} 1 - \delta & \delta < 1 \quad (H_1 \text{ 상태}) \\ 0 & \delta > 1 \quad (H_0 \text{ 상태}) \end{cases} \quad (11) \end{aligned}$$

부록의 식과 고조파 항은 여파기에 의해 제거된다고 하면 상관기의 출력에서의 증폭기의 비 선형성으로 인한 상호변조 왜곡신호 성분은 식 (12)와 같다.

$$MT_I = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \sum_{m=1}^6 h_m(t) a_1(t + \widehat{\Delta}_1 T_c) \cos 2\pi f_c t dt \quad (12)$$

위 성분의 분산은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{MT_I}^2 &= E[MT_I^2] \\ &= \sum_{m=1}^6 MT_{I_m} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} \widehat{MT}_{I_m} &= E \left[ \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} h_m(t) h_m(s) a_1(t + \widehat{\Delta}_1 T_c) \cdot \right. \\ & \left. a_1(s + \widehat{\Delta}_1 T_c) \cdot \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c s) dt ds \right] \quad (14) \end{aligned}$$

$h_1(t)$  성분에 의한 타 사용자 간섭신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} MT_k &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} P_1 \sum_{k=2}^K a_k(t + \Delta_k T_c) \cos(2\pi f_c t + \phi_k) R(t) dt \\ &= \frac{P_1}{2} \sum_{k=2}^K \cos \phi_k Z_k \quad (15) \end{aligned}$$

여기서 k번째 사용자의 원하는 신호의 PN 코드 간의 부분 교차상관함수인  $Z_k$  는

$$Z_k = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} a_k(t + \Delta_k T_c) a_1(t + \widehat{\Delta}_1 T_c) dt \quad (16)$$

이다. 이때 정규화 된 두 코드의 위상 지연을 식 (17)과 같이 표현하면 교차상관함수는 참고문헌에서와 같이 식(18)과 같이 표현된다.<sup>[7]</sup>

$$|\Delta_k - \widehat{\Delta}_1| = \eta_k + \delta_k, \quad \eta_k: \text{정수}, \quad 0 \leq \delta_k < 1 \quad (17)$$

$$\begin{aligned} Z_k &= \frac{1}{M} \left[ (1 - \delta_k) \sum_{n=0}^{M-1} a_{1,n} a_{k,n-\eta_k} \right. \\ & \left. + \delta_k \sum_{n=0}^{M-1} a_{1,n-1} a_{k,n-\eta_k} \right] \quad (18) \end{aligned}$$

여기서  $a_{1,n}$  과  $a_{k,n}$  은 균일 확률분포를 갖는 +1,-1 의 값을 갖는 독립 랜덤변수이므로  $M \gg 1$  일 때 중앙 극한정리에 의해  $Z_k$  는  $E[Z_k]=0$  이고 분산  $\sigma_{z_k}^2 = E[Z_k^2] \approx \frac{2}{3M}$  을 갖는 Gaussian 분포를 갖는다. 또한  $\phi_k$  는  $[0, 2\pi]$  영역에서 균일한 분포를 가지므로  $MT_1$  는 평균이 0이고 분산이 식 (19) 와 같은 값을 갖는 Gaussian 랜덤변수이다.<sup>[8]</sup>

$$\sigma_{MT_1}^2 = E[MT_1^2] = \frac{P^2}{2} \sum_{k=2}^K \frac{1}{3M} \quad (19)$$

유사한 방법으로 계산하면

$$\widehat{MT}_{I_2} = P_2^2 \sum_{k=2}^K \frac{5}{12M} \quad (20)$$

$$\widehat{MT}_{I_3} = \frac{P_3^2}{2} \sum_{k=2}^K \frac{1}{T_p^2} \int_0^{T_p} R(\tau, \delta) d\tau \quad (21)$$

$$\widehat{MT}_{I_4} = P_4^2 \sum_{k=2}^K \frac{5}{12M} \quad (22)$$

$$\widehat{MT}_{I_5} = \frac{3P_5^2}{2} \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K \frac{1}{T_p^2} \int_0^{T_p} R_j(\tau) R_k(\tau) R(\tau, \delta) d\tau \quad (23)$$

$$\widehat{MT}_{I_6} = \frac{3P_6^2}{2} \sum_{j=2}^K \sum_{i=2, i \neq j}^K \sum_{k=2, k \neq i, k \neq j}^K \frac{1}{T_p^2} \int_0^{T_p} R_i(\tau) R_j(\tau) R_k(\tau) d\tau \quad (24)$$

여기서

$$R_i(\tau) = E[a_i(t + \Delta_i T_c) a_i(s + \Delta_i T_c)] \quad (25)$$

$$R(\tau, \delta) = E[a_1(t) a_1(t - \tau) a_1(t + \delta T_c) a_1(t - \tau + \delta T_c)] \quad (26)$$

이다. 여기서  $\tau = t - s$  이고 이때  $M \gg 1$ ,  $\delta \geq 0$  일 때  $R(\tau, \delta)$  는 참고문헌으로부터 다음과 같은 식을 갖는다.<sup>[7]</sup>

$$\begin{aligned} R(\tau, \delta) &= (1 - 2\delta) + \delta \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Lambda(\tau - nT_c + \delta T_c) \\ &\quad + \delta \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Lambda(\tau - mNT_c + \delta T_c), \quad 0 \leq \delta \leq 1/2 \\ &= (1 - \delta) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Lambda(\tau - nT_c, T_c - \delta T_c) \\ &\quad + \delta \sum_{m=-\infty}^{\infty} \Lambda(\tau - mNT_c + \delta T_c), \quad 1/2 < \delta \leq 1 \\ &= R_d^2\left(\frac{|d|}{T_c}\right), \quad \delta > 1 \end{aligned} \quad (27)$$

여기서

$$\Lambda(\tau, B) = R_d(|d|/B), \quad B > 0 \quad (28)$$

마지막으로 배경잡음의 분산 N은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} N_I &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} n_c(t) \cos(2\pi f_c t) a_1(t + \widehat{\Delta}_1 T_c) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \frac{1}{2T_p} \int_0^{T_p} n_c(t) a_1(t + \widehat{\Delta}_1 T_c) dt \end{aligned} \quad (29)$$

결국 배경잡음은 분산이  $\frac{N_0}{4T_p}$  인 가우시안 랜덤 변수이다.

#### IV. 정합 필터를 사용한 초기동기 시스템의 해석

초기동기 과정은 그림 2의 시스템에 참고문헌<sup>[1]</sup>과 같은 상태 변화도를 이용하여 모델링하였다. 코드의 위상 오프셋이 최악의 상태인 경우의 평균초기동기 시간은 식(30)과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{T_{ACQ}} &= \left(\frac{P_{ACQ}}{P_D}\right) \tau_d \{ (K+1)P_D + \overline{T}_M P_{ACQ} \\ &\quad + (v-1) \overline{T}_0 [P_D + P_{ACQ}(1 - P_D)] / (1 - P_{FA}) \} \end{aligned} \quad (30)$$

여기서,  $\overline{T}_0$ 는  $\tau_d$ 로 정규화된  $H_0$  셀당 평균시간을 의미하고,  $\overline{T}_M$ 은  $\tau_d$ 로 정규화된  $H_1$  셀에서 동기 획득을 실패할 평균 시간이다.

$\overline{T}_0$ 와  $\overline{T}_M$ 은 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \overline{T}_0 &\equiv \tau_d^{-1} H_0(1) \\ &= (1 - P_{FA_0}) + (K+1)P_{FA_0}(1 - P_{FA_1}) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \overline{T}_M &\equiv \tau_d^{-1} H_M(1) \\ &= (1 - P_{D_0}) + (K+1)P_{D_0}(1 - P_{D_1}) \end{aligned} \quad (32)$$

여기서  $P_{D_0}$ 는 탐색모드에서의 검출확률이고  $P_{D_1}$ 은 확인모드에서의 검출확률이다. 또한  $P_{FA_0}$ 는 탐색모드에서의 오류확률이고  $P_{FA_1}$ 은 확인모드에서의 오류확률로서 다음과 같이 표현된다.

$$P_F = \int_0^\infty f_{H_0}(V) dV = \exp^{-\theta/2\sigma_1^2} \quad (33)$$

$$P_D = \int_0^\infty f_{H_1}(V) dV = \int_{\theta/2\sigma_1^2}^\infty e^{-(x+\lambda)} I_0(2\sqrt{\lambda x}) dx \quad (34)$$

여기서  $I_0$ 는 0차 수정된 베셀 함수이고  $x = \frac{V}{2\sigma_1^2}$ .

$\lambda = \frac{E^2}{2\sigma_1^2}$  이다.

검출기에 입력되는 신호  $V$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$V = Y^{(I)^2} + Y^{(Q)^2} \quad (35)$$

그 자승평균(squared mean)은

$$E^2 = \mu_I^2 + \mu_Q^2 = P_d^2 R_c^2(\delta_1) \quad (36)$$

이다. 그리고 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_1^2 = 2 \sigma_{MT}^2 + \sigma_{N_r}^2 = 2 \sum_{m=1}^M MT_{1m} + \frac{N_0}{4T_p} \quad (37)$$

### V. 시뮬레이션 결과

증폭기의 비 선형성으로 인한 전력 스펙트럼의 분석을 위하여 단일 사용자 신호가 비선형 증폭기를 통과할 때의 특성을 분석하였다. 기저대역 신호의 여파는 36탭의 FIR LPF를 이용하였다. 대역 외 방사성분과 스퓨리어스 성분을 관찰하기 위하여 분해 대역폭을 30kHz로 하여 평균전력을 측정하였다. 비 선형 전력 증폭기를 사용하였을 때(output backoff -5dBm)의 증폭기 입출력에서의 전력스펙트럼밀도를 그림 4에 나타내었다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 증폭기가 비 선형 영역에서 동작하기 때문에 여파된 측대파 신호의 재생 현상이 심하게 나타남을 볼 수 있다. 반면에 전력증폭기가 선형영역에서 동작할 때의 경우 증폭기 입출력에서의 전력스펙트럼밀도는 그림 5와 같다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 증폭기가 선형영역에서 동작할 경우 측대파 재생현상은 거의 일어나지 않음을 알 수 있다.

두 결과를 살펴보면  $\pm 1.98\text{MHz}$ 에서의 대역외 방사성분은 선형 전력증폭기에 비해 비 선형 전력증폭기의 경우 약 3-4dB 이상이 증가하였으며 스퓨리어스 성분의 경우 비선형 영역에서 동작하였을 경우 선형 영역에 비해 약 15dB이상의 측대파 재생이 큰 것을 알 수 있다.

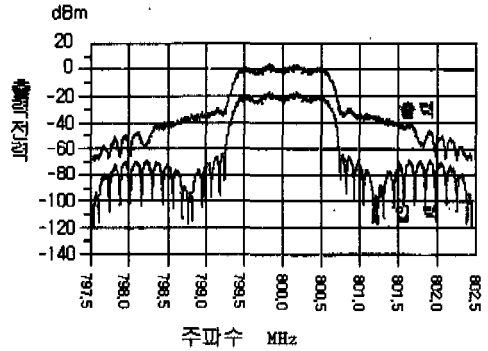


그림 4. 증폭기의 비선형 영역에서의 입출력 전력스펙트럼

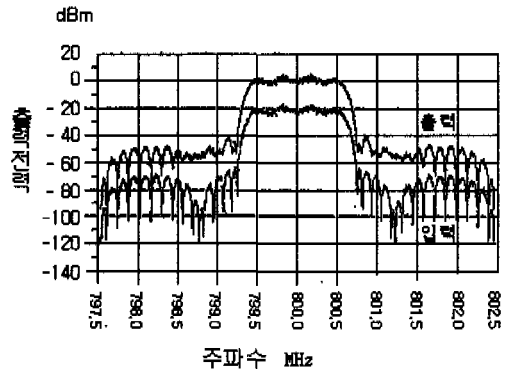


그림 5. 증폭기의 선형 영역에서의 입출력 전력스펙트럼

결과적으로 증폭기가 비선형 영역에서 동작할 경우 스퓨리어스 성분의 재생으로 인한 인접채널 및 다른 서비스영역에 미치는 영향이 심함을 알 수 있다. 이러한 측대파 재생 현상은 AM-AM 비 선형성의 특성으로 인해 발생된다. 그림 6 는 전력증폭기의 비 선형성의 측정 파라미터인 출력 back off(포화 전력 대 출력 평균전력신호의 비)에 따른 출력스펙트럼을 관측한 것이다. A의 경우는 back off가 8dBm 인 경우의 출력 스펙트럼이고 B, C는 각각 back off 가 0dBm, -4dBm인 경우의 전력스펙트럼을 나타낸 것이다. 결과를 보면 알 수 있듯이 측대파 재생으로 인한 co-channel, 이웃채널간섭의 영향을 줄이기 위해서는 증폭기의 최대출력으로부터 최소한 4-5dB 떨어진 영역에서 동작을 시켜야 함을 볼 수 있다. 또한 디지털 정합필터를 사용한 초기동기장치의 성능을 분석하기 위해 PN 신호의 주기는  $2^{15} - 1 = 32767$  (IS-95 표준)으로 하였고, 한 칩의 시간  $T_c$ 는  $0.814\mu\text{sec}$  이다.

본 시뮬레이션에서 성능분석을 위해 다루게 되는 지는 파라미터는 신호 대 잡음비, 상관기의 레지스

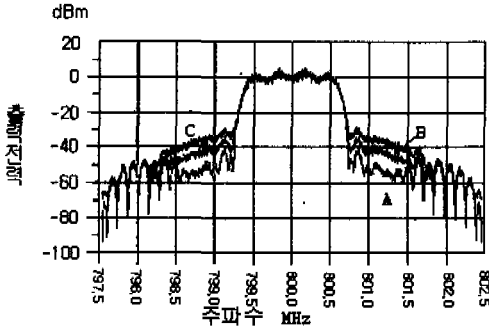


그림 6. 증폭기의 출력 back off 에 따른 전력스펙트럼

터의 수  $M$ , 타 사용자의 수  $K$ , 증폭기의 출력 백 오프 등이다. 그림 7은 증폭기의 정규화된 평균 입력 전력( $P_{avg}$ )에 따른 타 사용자 간섭 신호로 인한 신호 대 잡음비를 사용자의 수에 따라 나타낸 것이다. 정규화 된 입력 평균전력이 작을 때 즉 그림3 으로부터 알 수 있듯이 증폭기의 동작 특성이 입력 전력에 선형적으로 변할 때이다. 한 편  $P_{avg}=1$  인 경우는 증폭기가 비 선형 영역에서 동작하게 된다. 결과를 보면 알 수 있듯이 선형, 비 선형 영역에서 동작 할 때에 타 사용자가 적을 경우는 신호 대 잡음비는 큰 차이가 없으나 사용자가 증가할수록 비 선형 영역에서 동작할 때의 타 사용자의 간섭신호가 급격하게 증가함을 볼 수 있다.

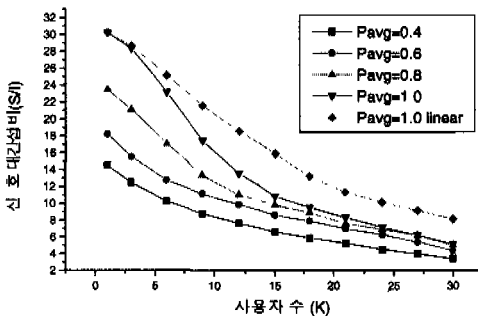


그림 7. 원 신호와 타사용자 간섭신호 전력비

또한 그림 8에 상관 창  $M$ 을 파라미터로 하여 타 사용자수에 따른 검출확률을 나타내었다. 타 사용자가 적을 때는 상관 창 크기가 성능향상에 크게 영향을 미치지 않음을 볼 수 있다. 또한 선형 영역에서와 비 선형 영역(출력 백오프 2 dB)에서 동작할 때의 검출확률을 그림 9에 나타내었다.

결과를 보면 알 수 있듯이 사용자수가 적을 경우에는 상관 창이나 비 선형성이 성능에 크게 영향을

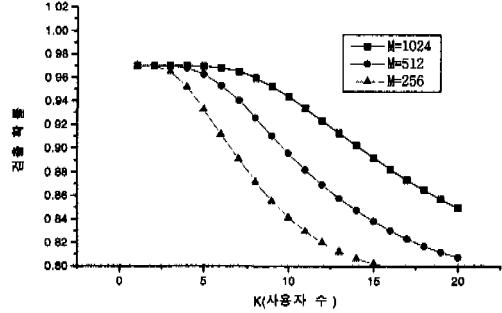


그림 8. 사용자수에 따른 검출확률

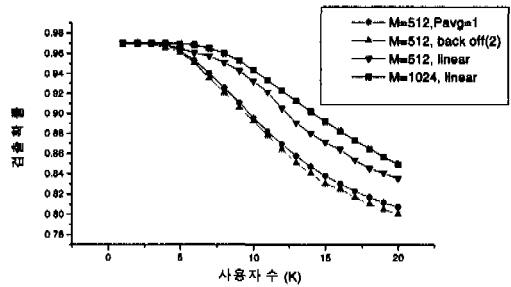


그림 9. 증폭기가 선형, 비선형 영역에서 동작할 때의 검출 확률

미치지 못하나 사용자수가 증가함에 따라 비 선형 성에 의한 성능의 저하가 두드러지게 나타남을 볼 수 있다. 이는 사용자가 증가함에 따라 증폭기의 비 선형성에 의한 사용자들의 간섭신호가 크게 증가하기 때문인 것으로 생각된다. 또한 사용한 증폭기가 선형 영역에서 동작하도록 즉 포화영역에서 백오프 시켜서 동작할 경우 출력전력의 손실로 인한 성능 저하가 나타남을 볼 수 있다.

마지막으로 사용자수에 따른 평균 초기동기 시간을 구한 결과를 그림 10에 나타내었다.

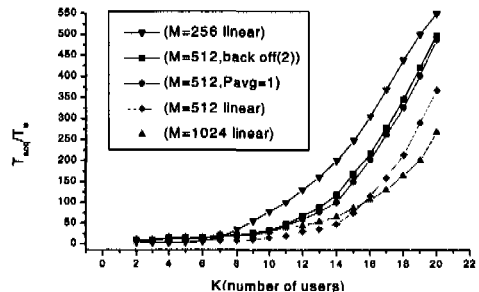


그림 10. 증폭기가 선형, 비선형 영역에서 동작할 때의 평균 초기동기 획득시간

결과를 보면 알 수 있듯이 사용자수가 적을 때는 M=256일 때 가장 성능이 좋으며 성능에는 큰 차이가 나타나지 않음을 알 수 있다. 사용자가 늘어날 수록, 상관 값이 커짐에 따라 성능이 나아진다.

이는 상관시키는 칩의 개수가 늘어남을 의미하며, 결과적으로 사용자의 간섭신호에 비해 원하는 신호의 상관 값이 커짐으로서 나타나는 성능의 향상으로 생각된다. M=512인 경우의 성능을 비교하면 비선형의 경우 사용자의 수가 증가함에 따라 급격하게 초기동기시간이 늦어짐을 볼 수 있다.

### VI. 결론

비 선형 전력증폭기를 사용함에 따른 초기동기 시스템에 미치는 영향을 분석하기 위해 전력증폭기의 비 선형성에 대한 모델링을 하고 증폭기가 선형, 비 선형영역에서 동작할 때의 출력 전력스펙트럼을 관찰함으로써 이웃채널, Co-channel에 미치는 영향을 분석하였으며 초기동기 시스템에 미치는 영향을 분석하기 위해 타 사용자의 수에 따른 선형영역에서와 비 선형성으로 인한 간섭신호에 대한 간섭 전력을 계산하였으며 사용자수에 따른 평균 초기동기 획득시간, 검출확률, 오류경보 확률 등을 수신기에서의 상관 값을 매개변수로 하여 시뮬레이션한 결과를 분석하였다. 결과를 보면 비 선형 영역에서 동작할 경우 선형영역에 비해 성능의 저하비율이 사용자 수가 증가함에 따라 급격하게 나타남을 볼 수 있었다. 또한 사용자수가 적을 경우는 상관치의 크기가 초기동기획득시간에는 그다지 큰 영향을 미치지 않음을 볼 수 있었다.

### VII. 부 록

수신된 신호를 전개하면 다음과 같다.

- 사용자1 의 원하는 신호

$$D = \{a\gamma\sqrt{2P} + 3/2bP\gamma\sqrt{2P} + 3(K-1)b\gamma P\sqrt{2P}\} \cdot a_1(t + \Delta_1 T_c) \cos(\omega_c t) \quad (a.1)$$

- multiuser interference

$$h_1(t) = \{a\gamma\sqrt{2P} + 3/2\gamma P\sqrt{2P}b\} \cdot \sum_{k=2}^K a_k(t + \Delta_k T_c) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (a.2)$$

$$h_2(t) = 3bP\gamma\sqrt{2P} \sum_{k=2}^K a_k(t + \Delta_k T_c) \cdot [\cos(\omega_c t + \phi_k) + \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \phi_k)] \quad (a.3)$$

$$h_3(t) = 3bP\gamma\sqrt{2P} a_1(t + \Delta_1 T_c) \sum_{k=2}^K \cos(\omega_c t + 2\phi_k) \quad (a.4)$$

$$h_4(t) = 3bP\gamma\sqrt{2P} \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K a_k(t + \Delta_k T_c) \cdot [\cos(\omega_c t + \phi_k) + \frac{1}{2} \cos(\omega_c t + 2\phi_j - \phi_k)] \quad (a.5)$$

$$h_5(t) = 3bP\gamma\sqrt{2P} \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K a_1(t + \Delta_1 T_c) a_j(t + \Delta_j T_c) \cdot a_k(t + \Delta_k T_c) [\cos(\omega_c t + \phi_j + \phi_k) + \cos(\omega_c t + \phi_j - \phi_k) + \cos(\omega_c t + \phi_k - \phi_j)] \quad (a.6)$$

$$h_6(t) = bP\gamma\sqrt{2P}/2 \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K \sum_{l=2, l \neq k, j}^K a_l(t + \Delta_l T_c) \cdot a_j(t + \Delta_j T_c) a_k(t + \Delta_k T_c) [\cos(\omega_c t + \phi_j + \phi_l - \phi_k) + \cos(\omega_c t + \phi_l - \phi_j + \phi_k) + \cos(\omega_c t - \phi_l + \phi_j + \phi_k)]$$

### 참 고 문 헌

- [1] A.Polydors and C. L Weber, "A Unified Approach to Serial Search Spread Spectrum Code Acquisition-Part I: General Theory," IEEE Trans. Commun., vol. COM-32, pp. 542-549, May 1984.
- [2] Walter R.Braun, "PN Acquisition and tracking Performance in DS/CDMA Systems with Symbol-Length Spreading Sequences," IEEE trans. Commun., vol. COM-45, no. 12, pp. 1595-1601, Dec. 1997
- [3] Yong-Hwan Lee and Sawasd, "Sequential Acquisition of PN Sequences for DS/SS Communications : Design and performance," IEEE Journal on SAC. Vol.10 no.4 may 1992.
- [4] Riccardo De Gaudenzi, "Payload Nonlinearity Impact on the Globalstar Forward Link Multiples part I: Physical Layer Analysis," IEEE Trans. on Veh. Tech., vol. 48, No.3, pp.960-976 May 1999
- [5] Joh G. Proakis, Digital Communications, McGraw Hill, New York, pp.702-739, 1983.
- [6] ADEL A. M. Saleh, "Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifier," IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp. 1715-1720, NOV. 1981.
- [7] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, Introduction to spread spectrum Communications, Prentice Hall, Englewood

Cliffs, chapter 3, appendix D, 1995.

[8] Athanasios Papoulis, Probability, Random Variables, & Stochastic Processes, McGraw Hill, New York, pp. 214-221, 1991.

박 세 준(Se Jun Park)

정회원



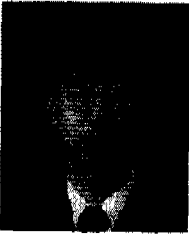
1985년 2월 : 고려대학교  
전자공학과 학사  
1988년 2월 : 한국과학기술원  
전기및전자공학과 석사  
1988년~현재 : 한국통신(주)  
근무

1998년~현재 : 고려대학교 박사과정

<주관심 분야 > IMT-2000

김 심 철(Seong Cheol Kim)

정회원



1987년 2월 : 고려대학교  
전자공학과 학사  
1989년 2월 : 고려대학교  
전자공학과 석사  
1989년~1994년 : 삼성전자(주)  
근무

1997년 : 고려대학교 전자공학과 박사

1997년~현재 : 우송대학교 컴퓨터전자정보공학부  
조교수

<주관심 분야> CDMA 이동통신, 통신이론, 차세대  
광대역 이동멀티미디어시스템

차 균 현(Kyun Hyon Tchah)

통신학회 25권 7호참조