

비선형 전력증폭기를 사용한 DS/CDMA 이동국의 성능 저하 분석

正會員 吳正一*, 金 男*, 金南秀**, 金在錫***

Performance Degradation Analysis of a DS/CDMA Mobile Station using the Non-linear Power Amplifier

Jeong-Il Oh*, Nam Kim*, Nam-soo Kim**, Jaeseok Kim*** Regular Members

이 연구는 한국전자통신연구소의 연구비 지원에 의한 결과임

要 約

본 논문에서는, 비선형성을 갖는 전력증폭기를 사용할 때 발생하는 DS/CDMA 방식 휴대단말기 시스템의 성능저하를 분석하였다. 선형 변조방식을 사용할 때는 주파수 효율을 위하여 선형 증폭기가 요구되지만 DS/CDMA 시스템의 휴대단말기에서는 전력공급이 제한적이기 때문에 비선형 증폭기를 사용한다. 시뮬레이션에 적용한 전력증폭기의 모델은 AMPS 및 DS/CDMA 이중모드 전력증폭기로 최근에 개발된 GaAs 전력증폭기이다.

전력증폭기의 AM/AM특성으로 모델링 하여 입력 백오프에 따라서 시스템 열화에 미치는 영향과 스퓨리어스 방사에 대한 영향을 분석하였다. IS-95의 역방향 링크를 시뮬레이션한 결과 전력증폭기의 백오프 범위를 -2dB 부터 -9dB까지 하였을 때 평균 Eb/No는 1.55dB 부터 1.07dB 까지 열화되었다. 또한, 평균 Eb/No의 열화에 따른 시스템의 오율성능을 구하였다.

ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance degradation of a DS/CDMA mobile station using a non-linear power amplifier. While a linear modulation scheme requires a linear power amplifier for the spectrum efficiency, a DS/CDMA mobile station uses a non-linear power amplifier because of the limitation of the power supply. The simulation model of a power amplifier is based on the GaAs power amplifier that have recently developed for a AMPS and a DS/CDMA dual mode mobile station.

We have simulated the model of power amplifier in terms of the AM/AM characteristics, and have analyzed the effects of input backoff conditions on the performance degradation and spurious emission. In the results of the IS-95 reverse link simulation, we show that the average Eb/No is degraded from 1.55 dB to 1.07 dB when the range of input backoff condition of the power amplifier is from -2 dB to -9 dB. In addition, the system error performance caused by degradation of average Eb/No has been evaluated.

*충북대학교 정보통신공학과

**청주대학교 정보통신공학과

***한국전자통신연구소 VLSI 구조연구실장

論文番號 : 95282-0819

接受日字 : 1995年 8月 19日

I. 서론

최근 이동통신 시스템은 사용자의 수가 급증함에 따라 서 가입자 증대방안의 하나로 디지털 시스템으로 발전하고 있으며, 그 중에서도 가입자의 용량이 매우 큰 DS/CDMA (Direct Sequence / Code Division Multiple Access) 방식이 디지털 이동통신 방식 및 개인통신 방식으로 급격히 대두되고 있다⁽¹⁻⁴⁾. 현재 미국의 웰컴사가 제안하여 잠정규격화된 IS-95 이중모드 무선 인터페이스 규격은 DS/CDMA 방식의 변복조 방식, 채널 코딩, 송수신 프로토콜등을 기술하고 있는데 DS/CDMA 방식에서 채택하고 있는 변조방식은 스펙트럼 효율이 좋은 선형변 조방식인 PSK(Phase Shift Keying) 방식을 채택하고 있다⁽⁵⁾.

한편 선형변조된 신호는 전력증폭기를 통하여 자유공간으로 신호를 송신하는데, 스펙트럼 효율을 유지하기 위해서는 선형 전력증폭기를 사용하여야 한다. 그러나 셀룰라 휴대단말기는 전력을 배터리로부터 공급받기 때문에 선형 전력증폭기를 사용하면 사용시간이 매우 짧아지는 치명적인 단점이 있으므로 완벽한 선형 전력증폭기를 사용한다는 것은 비현실적이다.

그러므로 전력효율의 증가를 위해서 비선형 전력증폭기를 사용해야 하는데, 일반적으로 전력증폭기의 비선형성이 증가할 수록 전력효율은 증가하지만, 신호왜곡이 커지고 송신 스펙트럼이 넓어진다. 최근 미국 TDMA

시스템인 IS-54에 비선형 전력증폭기를 적용한 경우 시스템의 열화를 분석한 논문이 발표되고 있으나⁽⁶⁾, DS/CDMA 시스템에서의 비선형 전력증폭기의 영향은 연구되지 않았다.

그러므로 본 논문은 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기의 비선형성에 의한 시스템 열화를 평균 심볼간 간섭과 BER(bit error rate) 측면에서 분석하였고, 스펙터리스 전력방사도 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션은 기저국 전력증폭기에 비해 상대적으로 전력증폭기의 비선형성이 크고, 전력효율에 제한적인 IS-95 역방향 링크에 대해서 분석 하였다.

II. 시스템 모델

IS-95를 근거로한 역방향 링크의 송수신 모델을 그림 1에 나타내었다. 그림 1(a)의 송신부 모델은 64-ary 직교변조되는 DS/CDMA 시스템이다. 기저대역 신호는 I-채널과 Q-채널로 동시에 입력되며, 각 채널로 입력된 신호는 각각 I-채널, Q-채널 PN시퀀스를 곱하여 두 채널 신호를 구분한다. 여기에서 Q-채널 신호는 1/2 PN 칩인 406.9ns 지연된다. 먼저 기저대역 필터가 없다고 가정하면, I- 및 Q-채널의 신호는 직교변조된 후 합쳐진 신호로 전력 증폭기에 입력되는데 이 신호를 수식으로 표현하면 식(1)과 같다⁽⁷⁾.

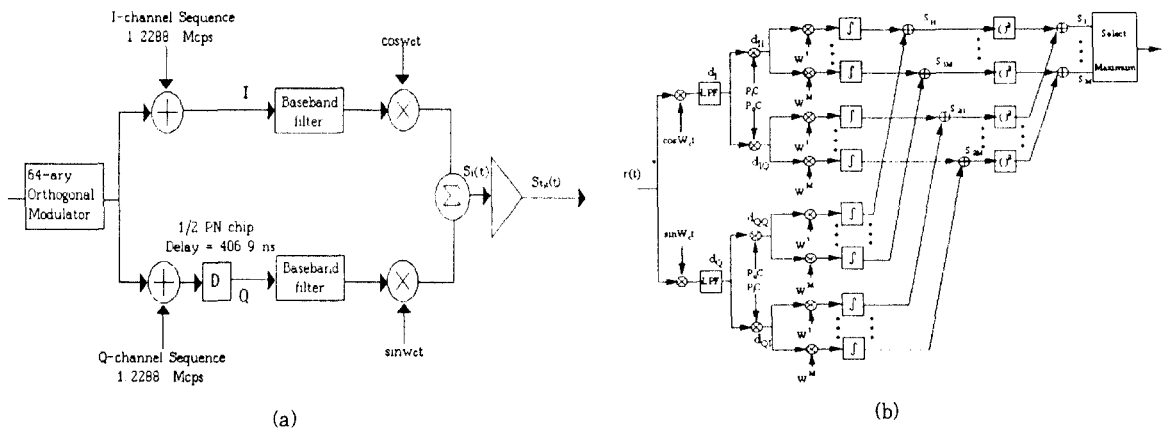


그림 1. 시스템 모델 (a) 송신부 (b) 수신부
Fig. 1. The system model (a) Transmitter (b) Receiver

$$s_i(t) = W^i(t)c_i(t)p_i(t)\cos w_c t + W^i(t-T_d)c_i(t-T_d)p_Q(t-T_d)\sin w_c t, \quad 0 \leq t \leq T_w \quad (1)$$

여기서, $W^i(t)$ 는 같은 에너지를 갖는 64-ary 직교심볼이고, j 는 64-ary 심볼중 j 번째 심볼을 의미하며 T_w 는 왈시심볼주기이다. $c_i(t)$ 는 i 번째 사용자 PN시퀀스이고, $p_i(t)$ 는 I-채널 PN시퀀스, $p_Q(t)$ 는 Q-채널 PN시퀀스, T_d 는 Q-채널 지연시간(= $T_c/2$)이고, T_c 는 PN칩의 주기이다. 위의 식(1)에서 $c_i(t)$, $p_i(t)$ 그리고 $p_Q(t)$ 는 주기 T_c 인 단위 진폭펄스의 열이며, ± 1 의 확률이 1/2로 균일하게 분포하는 랜덤변수이다. 한편, IS-95에 의하면 I- 및 Q-채널 데이터는 48차 기저대역필터를 통하여 대역제한된다⁽⁵⁾. 그림 2는 기저대역필터의 주파수 응답을 나타내었다. 그러므로 식(1)에서 I-채널의 진폭인 $W^i(t)c_i(t)p_i(t)$ 가 저역통과 필터를 통과한 후의 신호 포락선을 $R_I(t)$ 로, Q-채널의 진폭인 $W^i(t-T_d)c_i(t-T_d)p_i(t-T_d)$ 가 저역통과 필터를 통과한 후의 신호 포락선을 $R_Q(t-T_d)$ 로 놓으면, 전력 증폭기로 입력되는 신호는 식(1) 대신 식(2)로 다시 쓸 수 있다.

$$s_i(t) = R_I(t)\cos w_c t + R_Q(t-T_d)\sin w_c t, \quad 0 \leq t \leq T_w \quad (2)$$

기저대역 필터를 지난 신호는 전력 증폭기에 의하여 증폭된 후 송신되는데 선형 전력 증폭기인 경우에는 송신 신호는 식(2)에 상수 \sqrt{P} 를 곱한 형태로 식(3)과 같이 되지만, 비선형 전력 증폭기인 경우에는 상수 \sqrt{P} 를 곱한 형태로 나타낼 수 없고, 전력 증폭기의 비선형 특성이 고려된 함수로 나타내야 한다. 전력 증폭기의 비선형성에 의한 영향은 다음 절에서 상세히 다룬다.

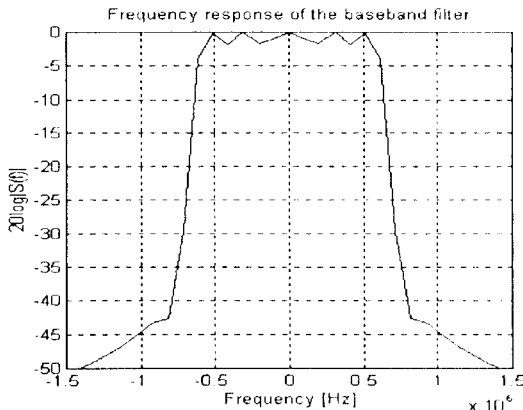


그림 2. 기저대역 필터의 주파수 응답
Fig. 2. Frequency response of the baseband filter

$$s_{i,i}(t) = \sqrt{P}R_I(t)\cos w_c t + \sqrt{P}R_Q(t-T_d)\sin w_c t, \quad 0 \leq t \leq T_w \quad (3)$$

한편, 기저국에서 수신되는 신호는 다른 셀로부터의 간섭이 없고, 동일한 셀내의 DS/CDMA 이동국은 전력 제어 되었다고 가정하면 식(4)와 같이 쓸 수 있다. 여기서 경로손실은 없다고 가정한다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^N s_{i,i}(t-\tau_i) + n(t) \quad (4)$$

$s_{i,i}(t)$ 는 송신 신호이며, N 은 동일 셀 내의 사용자 수, τ_i 는 i 번째 사용자의 랜덤 지연시간, 그리고 $n(t)$ 는 부가성 가우시안 잡음이다. 식(4)와 같이 수신된 신호는 그림 1(b)의 64-ary 직교 비코히어런트 복조기를 통하여 송신된 데이터를 복구한다. 이 복조기를 통하여 복조된 데이터의 비트 오류확률, P_b 는 식(5)와 같이 쓸 수 있다^(7,8).

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n+1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} \exp\left(-\frac{n\gamma_w}{2(n+1)}\right) \quad (5)$$

여기서 M 은 심볼수, γ_w 는 왈시 심볼에너지와 전체 잡음 전력과의 비이며, 식(6)과 같다.

$$\gamma_w = \left(\frac{N-1}{2L} + \frac{N_s}{2E_w}\right)^{-1} \quad (6)$$

N 은 사용자 수이며, $L=T_w/T_c$, T_w 는 왈시심볼주기이다. 그리고 $E_w = \log_2(M)E_b$ 이고, E_b 는 송신신호의 비트당 에너지로서 다음식으로 표현 할 수 있다.

$$E_b = PT_b \quad (7)$$

T_b 는 데이터 비트의 주기이다.

III. 필터와 전력 증폭기의 비선형성

일반적으로 전력증폭기의 특성은 AM/AM 변환과 AM/PM 변환으로서 나타낼 수 있다. 전력 증폭기를 통과한 신호는 진폭 및 위상이 변형되어 출력에 나타난다. 이때 증폭기의 AM/AM, AM/PM 전달특성을 입력 전압의 함수로 나타내면 식(8)과 같이 나타낼 수 있다⁽⁹⁾.

$$Z(r) = \alpha r^\nu / (1 + \beta r^2)^\nu \quad (8)$$

여기서 r 은 입력신호 전압진폭이고, $Z(r)$ 은 입력신호의 진폭에 따른 출력신호의 전압진폭 또는 위상이 된다. 그리고 α, β, n 및 v 는 전력 증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 특성 곡선에서 곡선정합 방법을 이용하여 구할 수 있는 상수값이다. 그러므로, 일반적인 비선형 전력증폭기의 AM/AM, AM/PM변환 특성곡선으로 부터 각각 α, β, n 및 v 값을 구한 후 식(8)에 대입하여 AM/AM 변환특성을 함수 $f(\cdot)$ 로 놓고, AM/PM 변환특성을 함수 $g(\cdot)$ 로 놓으면, 전력 증폭기를 통과한 신호는 식(3) 대신 식(9)와 같이 표현 할 수 있다.

$$s_{L,i}(t) = f[R_I(t)]\cos(\omega_c t + g[R_I(t)]) + f[R_Q(t-T_d)]\sin(\omega_c t + g[R_Q(t-T_d)]) \quad (9)$$

여기서, $R_I(t)$ 및 $R_Q(t)$ 는 저역통과 필터를 지난후의 신호 진폭이다. 식(9)에서 알 수 있는 바와 같이 신호의 포락선과 위상은 입력신호의 순시 진폭과 비선형 전력 증폭기의 특성에 따라서 왜곡정도가 달라지기 때문에 그 결과는 눈모양에서 심볼간 간섭으로 나타난다. 시뮬레이션 결과인 눈모양도에서 평균 심볼간 간섭은 식(10)을 이용하여 계산할 수 있다.

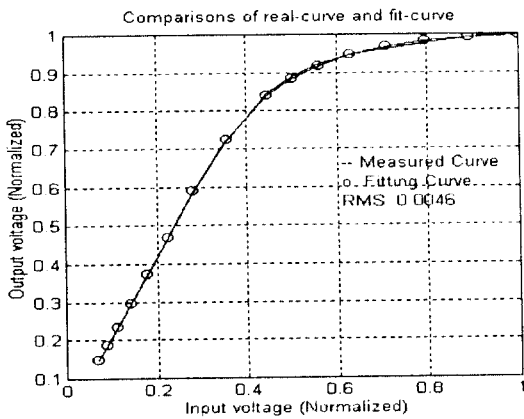
$$a = E[s_{L,i}(t-t_s)] / s_{L,i}^{\wedge}(t-t_s) \quad (10)$$

$E(s_{L,i}(t-t_s))$ 는 샘플링 순간 눈높이의 평균값이고, $s_{L,i}^{\wedge}(t-t_s)$ 는 모든 데이터를 '1'로 송신한 경우 눈높이의 값이다. 그러므로 a 는 기저대역 필터와 증폭기의 비선형성이 야기하는 신호왜곡에 의한 평균 심볼간 간섭으로서 $0 \leq a \leq 1$ 의 값을 갖는다. 기저대역 필터가 이상적이고 전력 증폭기가 이상적인 선형 전력증폭기라면 신호의 왜곡이 없고, 이때의 a 값은 1이다. 필터와 전력 증폭기에 의하여 신호의 왜곡이 발생하는 경우에는 식(7)의 E_b 는 전력 감쇠에 해당하는 a^2 을 포함하는 식(11)과 같이 변경하여야 한다.

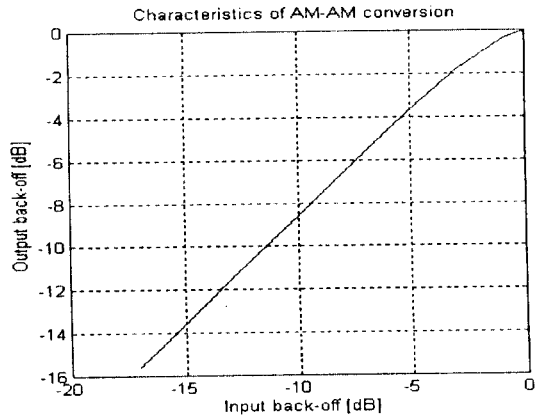
$$E_b = a^2 P T_b \quad (11)$$

IV. 성능 시뮬레이션

본 논문에서 전력 증폭기의 비선형성에 의한 시스템 성능저하를 고려하기 위하여 적합한 전력 증폭기는 한국 전자통신 연구소에서 CDMA/AMPS 이중모드(dual mode)용 전력 증폭기로 최근 개발한 GaAs 전력 증폭기를 사용하였다⁽¹⁰⁾. 이 전력 증폭기의 AM/AM 특성은 그림 3(a)와 같다. 여기서 실선은 비선형 전력증폭기의 실제 AM/AM 특성이고, 'o'는 곡선정합에 의하여 수



(a)



(b)

그림 3. 이중모드 전력증폭기의 AM/AM 특성과 백오프 특성.

(a) 측정된 AM/AM 특성 곡선과 정합 곡선 (b) 백오프 특성

Fig. 3. AM/AM and backoff characteristics of the dual-mode power amplifier.

(a) measured AM/AM curve and fitting curve (b) backoff characteristics

식화한 곡선으로 정규화된 입력전압이 0.3미만일때는 이상적인 선형특성을 갖기때문에 식(12)와 같이 나타낼 수 있고, 정규화된 입력전압이 0.3 이상에서는 비선형 특성을 갖기때문에 곡선 정합에 의하여 식(13)과 같이 나타낼수 있다. 이때 실제 곡선과 RMS(root mean square) 오차는 0.0046으로 아주 근사한 특성을 나타낸다.

$$f(r) = 2.0915r \tag{12}$$

$$f(r) = 1355r^{4.11}/(1+29.57r^2)^{2.11} \tag{13}$$

여기서, r은 전력 증폭기에 입력되는 입력신호 전압진폭이다. 그림 3(b)는 그림 3(a)로 부터 얻은 전력 증폭기의 백오프(backoff) 특성으로서 입력전력 대 1 dB 포화전력(input 1 dB gain compression point)의 비를 데시벨단위로 표시한 것이다.

본 논문에서는 GaAs 전력증폭기의 AM/PM 변환 특성을 실제측정한 데이터가 없기 때문에 AM/AM 변환 특성만 고려 하기로 한다. I-및 Q-채널에 입력되는 데이터는 주기 T_c 인 단위 진폭 펄스 열로 +1 과 -1 의 확률이 1/2로 균일하게 분포하는 랜덤변수이기 때문에, +1 과 -1 의 랜덤 데이터를 생성시켜서 시뮬레이션 하였다.

그림 4는 그림 1(a)의 송신부 모델에서 전력증폭기에 입력되는 신호의 눈모양을 나타내었다. 이 신호가 전력 증폭기의 입력 백오프 조건을 달리하면서 증폭기를 통과

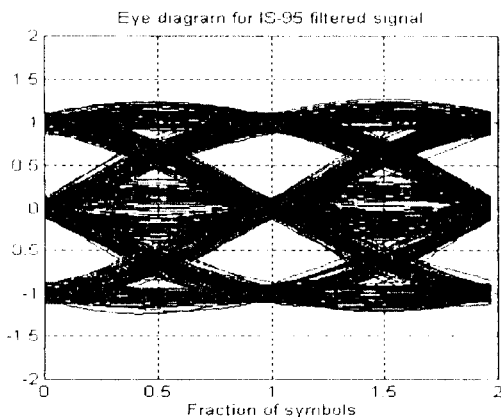


그림 4. 증폭기 입력신호의 눈모양
Fig. 4. Input eye diagram of the power amplifier

한 후의 눈모양을 그림 5와 그림 6에 나타내었는데, 이동국 제 III형의 출력으로 정해진 상한값과 하한값을 만족하기 위해서 입력 백오프를 각각 -2 dB와 -9 dB 로 하여 시뮬레이션 하였다. 이 결과에서 보는 바와 같이 전력 증폭기의 입력 백오프 조건을 달리함으로써 신호포락선의 왜곡정도가 다르다.

샘플링 순간의 기저대역필터에 의한 Eb/No 저하값은 0.7 dB이며, 전력 증폭기를 통과한 신호의 왜곡정도는 식(10)을 이용하여 a값을 구하고, $-20\log a$ 를 취하여 표 1과 같이 계산되었다. 이 표 1에서 보는 바와 같이 입력 백오프를 크게해서 증폭기의 선형구간에서 신호증폭을 하면 왜곡이 작아져서 Eb/No의 저하율이 낮고, 입력 백오프를 작게해서 증폭기의 비선형구간에서 신호 증폭을 하면 왜곡은 커져서 Eb/No의 저하율은 커짐을 알 수 있다.

한편, 송신기의 스퓨리어스 방사제한에 대한 규격은 송신 주파수로부터 주파수 오프셋(frequency offset) 900KHz에서 -42 dBc, 1.98MHz에서 -54 dBc를 만족하여야 하며, 이동국 제 III형의 출력전력은 0.2Watt 에서 1Watt의 범위를 만족 하여야 한다⁽¹¹⁾. 따라서 위의 규격을 만족하는지를 검토하기 위하여, 전력증폭기의 입력신호 전력 스펙트럼은 그림 7에 나타내었고, 입력 백오프 조건에 따른 출력 전력 스펙트럼은 그림 8와 그림 9에 나타내었다. 전력증폭기의 입력 백오프 조건은 정격 출력전력의 하한선과 상한선, 그리고 중간값에 해

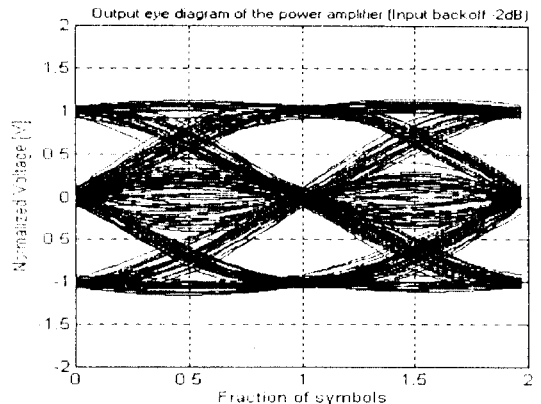


그림 5. 증폭기의 출력 눈모양 (입력 백오프 -2 dB)
Fig. 5. Output eye diagram of the power amplifier (input backoff -2 dB)

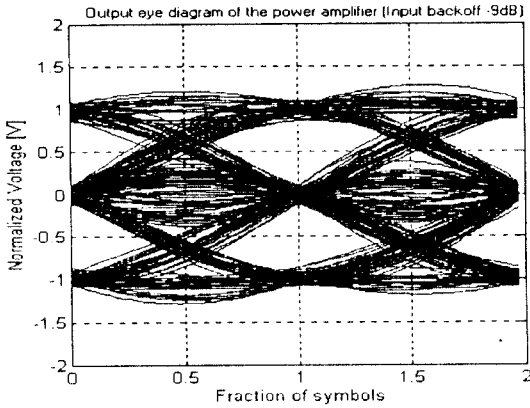


그림 6. 증폭기의 출력 눈모양 (입력 백오프 -9 dB)
Fig. 6. Output eye diagram of the power amplifier (input backoff -9 dB)

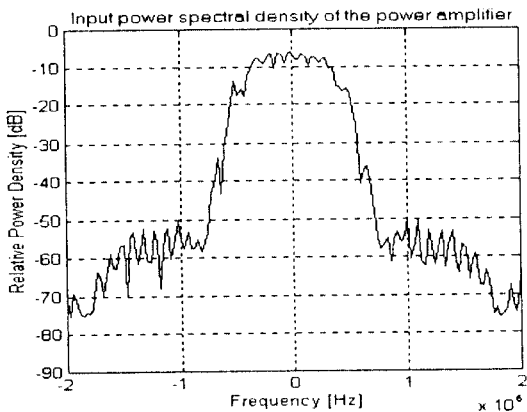


그림 7. 증폭기 입력신호의 전력 스펙트럼밀도
Fig. 7. Input power spectral density of the power amplifier

표 1. 입력 백오프에 따른 신호왜곡
Table 1. Signal distortion by the input backoff

입력 백오프 (input backoff)	-2 dB	-5 dB	-9 dB
신호왜곡	1.55 dB	1.08 dB	1.07 dB

표 2. Eb/No=7 dB에서 조건에 따른 평균 비트오율특성
Table 2. Average bit error probability different conditions at Eb/No = 7 dB

AWGN하 이상적인 경우	4.3×10^{-6}
IS-95 필터	1.35×10^{-5}
-9 dB Backoff	2.37×10^{-5}
-5 dB Backoff	2.4×10^{-5}
-2 dB Backoff	4.74×10^{-5}

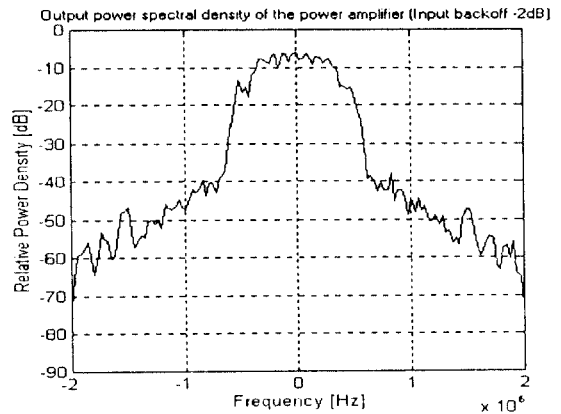


그림 8. 증폭기의 출력 전력스펙트럼 밀도 (입력 백오프 -2 dB)
Fig. 8. Output power spectral density of the power amplifier (input backoff -2 dB)

당하는 값으로 시뮬레이션 하였다. 그림 7에서와 같이 전력증폭기의 입력신호 전력 스펙트럼은 송신 주파수에서 주파수 오프셋 900KHz에서 -49 dBc, 1.98MHz에서 -62 dBc이다. 그림 8는 백오프를 -2 dB 시킨 것으로서 정격 출력전력의 상한선에 해당하며, 송신 주파수로 부터 900KHz 주파수 오프셋된 지점에서 -35 dBc, 1.98MHz에서 -56 dBc이다. 그림 9는 백오프를 -9 dB 시킨 것으로서 정격 출력전력의 하한선에 해당하

며, 송신 주파수로 부터 900KHz 주파수 오프셋된 지점에서 -49 dBc, 1.98MHz에서 -61 dBc이다. 그림 8와 그림 9을 비교해 보면, 백오프를 -9 dB 하여 선형적인 구간에서 증폭을 할 경우 보다 백오프를 -2 dB로 하여 비선형적인 구간에서 증폭을 할 경우가 주파수 오프셋 900 KHz 부근에서 스퓨리어스가 약 14 dB정도 올라간다.

그림 10은 $L=T_w/T_c$ (알시 심볼주기/PN 칩 주기) =

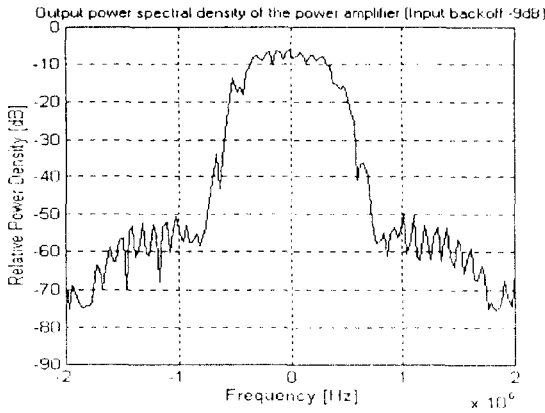


그림 9. 증폭기의 출력 PSD 비교 (입력 백오프 -9 dB)
Fig. 9. Output power spectral density of the power amplifier (input backoff -9 dB)

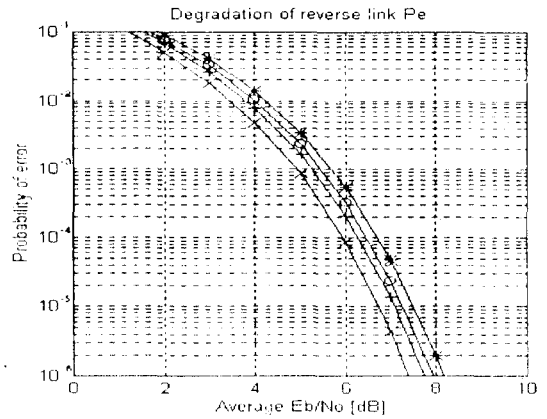


그림 10. 증폭기의 백오프에 의한 평균비트오율 특성
Fig. 10. Characteristics of average bit error probability under the different input backoff condition

256 일때 64-ary 직교 변조기의 수신오율을 전력 증폭기의 백오프 조건에 따라서 시뮬레이션 한 결과이다. 즉, 표 1에서 구한 평균 심볼간 간섭을 식(11)에 대입한 후 식(5)와 식(6)을 이용하여 얻은 결과이다. 이 그림에서 'x' 표시는 이상적인 시스템일때의 오율 특성곡선이고, 'o'는 IS-95 기저대역 필터에 의해서 지해되는 오율곡선이다. 그리고 'o'는 IS-95 기저대역 필터와 전력 증폭기를 -9 dB 백오프 시켰을때의 오율 곡선이며, '*'는 IS-95 기저대역 필터와 전력 증폭기를 -2 dB 백오프 시켰을때의 오율 곡선이다. 그림 10에 나타난 것과 같이 백오프를 -9 dB 했을 경우는 전력증폭기에 의한 열화가 거의 없음을 알 수 있다. Eb/No가 7 dB 일 경우에 그림 10의 입력 백오프에 따른 오율특성을 나타내면 표 2와 같다.

V. 결 론

본 논문에서는 DS/CDMA 시스템의 이동국에서 사용하는 전력 증폭기의 비선형성에 의한 시스템 열화를 분석하였다. 시스템 분석을 위하여 최근 한국 전자통신 연구소에서 AMPS 및 DS/CDMA 이종모드 전력 증폭기로 개발된 GaAs 전력 증폭기를 실제 적용모델로 하였다.

IS-95에 의하여 역방향 링크를 시뮬레이션한 결과,

IS-95 기저대역 필터에 의하여 생기는 평균 심볼간 간섭은 0.7 dB 이었다. 전력 증폭기의 입력 백오프를 -9 dB로 크게해서 증폭기의 선형구간에서 신호증폭을 하면 신호왜곡은 1.07 dB이며, 입력 백오프를 -2 dB로 작게해서 증폭기의 비선형구간에서 신호증폭을 하면 신호왜곡은 1.55 dB로 증가함을 알 수 있었다.

전력증폭기를 통과한 송신 스펙트럼은 입력 전력에 따라 달라지며 입력 백오프를 -2 dB로 하였을때 송신 주파수로 부터 900KHz 주파수 오프셋된 지점에서 -35 dBc, 1.98MHz에서 -56 dBc로서 송신 규격을 만족시키지 않았다. 입력 백오프를 -5 dB 및 -9 dB로 하였을때는 각각 송신주파수로부터 주파수 오프셋 900KHz 점에서 -45 dBc 및 -49 dBc, 1.98 MHz에서 -58 dBc, -61 dBc 로 송신 규격을 만족 시킨다. 따라서 전력증폭기의 입력을 크게하여 비선형 구간에서 동작 시킬수록 전력스펙트럼의 스퓨리어스가 증가함을 알 수 있다.

한편 저역필터 및 전력증폭기의 열화가 없을 경우 Eb/No가 7 dB에서 비트오율은 4.3×10^{-6} 이며, 비선형 전력증폭기를 사용하여 백오프를 -2 dB, -5 dB, 그리고 -9 dB로 점차 증가 시킬수록 선형구간에서 동작하게 되므로 이때의 비트 오율은 각각 4.74×10^{-5} , 2.4×10^{-5} , 그리고 2.37×10^{-5} 으로 감소하였다. 즉, 비선형 전력증폭기의 백오프를 크게하면 비선형성이 감소하여 오율이

감소하고, 백오프를 작게하면 비선형성이 커지므로 상대적으로 비트오율이 커진다. 그러므로 비선형 전력 증폭기를 사용할때에 전력효율과 시스템 열화도를 고려하여 백오프점을 결정 해야 할 것이다. 향후는 전력효율 및 선형도를 높일 수 있는 비선형 보상 선형전력증폭기(nonlinearity compensated power amplifier)에 대하여 계속 연구를 진행할 예정이다.

참고문헌

1. K. Gilhousen, et al., "On the capacity of a cellular CDMA system." *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, VT-40, pp.301-312, May 1991.
2. M. Heath and P. Newson, "On the capacity of spread spectrum CDMA for Mobile radio," *IEEE VTC'92*, Denver, pp.985-988, May 1992.
3. F. Simpson, et al., "Direct sequence CDMA power control, interleaving, and coding," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 11, no. 7, pp.1085-1095, Sep. 1993.
4. J. Avery, "A new standard for in-building microcellular personal communication service," *Proceedings of the third Annual WIRELESS Symposium*, pp.88-95, Feb. 1995.
5. TIA/EIA, IS-95 mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wideband

- spread spectrum cellular system, Feb. 1993.
6. J. Boccuzzi, "Performance evaluation of non-linear transmit power amplifiers for north american digital cellular portables," *IEEE Trans. on Veh. Tech.* vol. 44, no. 2, pp.220-228, May 1995.
7. K.I. Kim, "On the error probability of a DS/CDMA with a noncoherent M-ary orthogonal modulation," *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, pp.462-485, Denver, May 1992.
8. 정재훈, 조성호, 이영환, 홍진표, "길쌈부호화된 non-coherent DS/CDMA 시스템의 성능분석," *한국통신학회 논문지*, 제20권 2호, pp.372-381, 2월, 1995.
9. A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models on TWT amplifiers," *IEEE Trans on Comm.*, vol. COM-29, no. 11, pp.1715-1720, Nov. 1981.
10. S.J. Maeng, C.S. Lee, K.J. Yeon, J.L. Lee, and H.M. Park, "A 3.3V, 1.4W GaAs power amplifier for CDMA/AMPS dual-mode cellular phone," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 571-574, Orlando, May 1995.
11. TIA/EIA, IS-98 recommended minimum performance standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular mobile stations, Feb. 1994.



吳 正 一(Jeong-II Oh) 정희원

1971년 1월 30일
 1994년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업(공학사)
 1994년 3월~현재 : 충북대학교 대학원 정보통신공학과 석사과정

*주관심 분야 : 디지털통신, 대역확산통신

金 男(Nam Kim)

정희원

현재 : 충북대학교 정보통신공학과 교수
 한국통신학회 논문지 제20권 제6호 참조

金 南 秀(Nam-soo Kim)

정희원

현재 : 청주대학교 정보통신공학과 교수
 금월호 통신학회지 참조

金 在 鏞(Jaeseok Kim)

정희원

현재 : 한국전자통신연구소 VLSI 구조연구실장
 한국통신학회 논문지 제20권 제10호 참조