

멀티코드 DS/CDMA 시스템을 위한 비선형왜곡 보상

정회원 김연수*, 유흥렬*, 표현명*, 박경호**, 김동인**

Compensation of Nonlinear Distortion for Multicode DS/CDMA Systems

Yeon-soo Kim*, Heung-ryeol You*, Hyun-myung Pyo*, Kyoung-ho Park**,
Dong-in Kim** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 낮은 백오프의 전력증폭기로 인한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 기법으로써 결합보상 방식을 제안한다. 결합보상 방식은 전력증폭기를 선형화하고 송신기의 비선형성을 이용하여 기대되는 수신 심볼 시퀀스를 추정한 후 ML방법에 의해 유사도가 큰 심볼 시퀀스를 검출하기 때문에 전력증폭기의 멀티코드 신호에 대한 비선형 왜곡과 데이터 심볼에 대한 비선형왜곡을 효과적으로 보상할 수 있다. 시뮬레이션을 통해 본 방식이 AWGN 및 페이딩 채널에서 전력증폭기의 비선형왜곡을 2.5 - 3.5 dB 정도 보상할 수 있음을 보여준다.

ABSTRACT

This paper presents a combined compensation method as a technique of compensating the nonlinear distortion caused by the power amplifier operated at low backoff level in the multicode DS/CDMA systems. The combined compensation method can effectively compensates the nonlinear distortion of multicode signal and data symbol by the power amplifier, because it linearizes the power amplifier and, after the estimating of the expected received symbol sequences using by the nonlinearity of transmitter, detects the symbol sequence with the maximum value of likelihood based on ML scheme. Simulation shows that in AWGN and fading channel this scheme can compensate the nonlinear distortion of the power amplifier in the order of 2.5 - 3.5dB.

I. 서론

미래의 무선통신 시스템은 음성서비스는 물론이고 TV 전화, 영상회의, 고해상의 동영상과 같은 고품질의 다양한 서비스를 대상으로 하고 있어 가변 전송율하에서 수 Mbps까지의 고속 데이터 전송이 요구된다. 이를 위해 무선 채널에서 효율적인 고속 데이터 전송방식이 연구되어 왔다. 그중 최근에 등장한 멀티코드 DS/CDMA 시스템^{[1][2]}은 전송 데이터를 저속의 코드채널로 직렬화 변환하고 각 코드 채널의 데이터를 서로 다른 직교성 확산코드로 변

조해 전송함으로써 채널특성의 영향을 완화시키면서 고속 전송을 할 수 있는 장점을 가지고 있다. 이 방식은 또한 기존의 협대역 DS/CDMA 시스템의 채널구조를 바탕으로 하고 있어 시스템 확장이 용이한 면도 있다. 그러나 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전송신호는 각 코드채널 신호의 중첩이기 때문에 각 코드채널에 대한 신호의 진폭이 일정하다 하더라도 전체 합인 진폭이 상당히 변화하는 멀티레벨 특성을 나타내게 된다. 이러한 멀티레벨 특성을 갖는 멀티코드 DS/CDMA 신호는 전력증폭기의 비선형성에 의해 심하게 왜곡되고 시스템의 성능을

* 한국통신 가입자망연구소

** 서울시립대학교 전자공학과

논문번호 : 98183-0427, 접수일자 : 1998년 4월 27일

열화시키는 결과로 이어지며, 비선형왜곡에 의한 성능열화는 고속 전송을 위해 코드채널의 수를 증가시킬 때 더욱 크게 나타난다. 따라서 비선형 왜곡에 따라 열화된 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 성능을 개선하기 위해서는 전송신호의 비선형성 왜곡이 보상되어야 한다. 비선형 증폭에 따른 성능열화를 줄이기 위해 전력증폭기가 갖는 선형특성을 이용하는 것이 바람직하다. 선형특성은 멀티레벨의 멀티코드 신호를 완전하게 증폭할 수 있어서 전력증폭기의 비선형왜곡을 방지하고 전송신호의 대역특성을 보존할 수 있기 때문이다. 그런데 비선형 전력증폭기는 충분한 레벨의 백오프를 통해 동작점을 선형영역으로 이동시킴으로써 선형특성을 얻을 수 있지만⁵⁾ 사용된 백오프는 또한 전력증폭기의 전력효율을 떨어뜨리고 출력전력을 감소시킬 수 있기 때문에 시스템 성능열화의 다른 형태로 간주된다. 그렇기 때문에 이동 단말기나 위성 중계기 등과 같이 높은 전력효율이 요구되는 전력 제한된 시스템에서는 백오프를 사용하여 전력증폭기의 선형특성을 얻는 방법은 적합하지 않다. 따라서 본 논문에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기의 전력효율을 유지하면서 그의 비선형 왜곡을 보상하는 기법에 대해 기술한다.

전력증폭기의 비선형왜곡을 보상하는 하나의 방법으로 전력증폭기의 선형화가 많은 관심을 받고 있다^{6,7)}. 증폭기의 선형화는 전력증폭기에서 비롯되는 왜곡을 제거하여 전력증폭기의 출력 신호가 전송신호와 같아지게 하는 것으로서 전치왜곡이 효과적이다. 전치왜곡은 전력증폭기의 입력에 삽입되어 전력증폭기의 비선형성을 제거하는 역할을 하며 유한차수의 비선형성을 제공하는 다항식의 형태를 갖는다. 따라서 많은 방법은 전치왜곡이 전력증폭기의 응답에 대한 역응답에 해당되는 응답특성을 갖도록 하는데 역점을 두고 있다. 근사화된 전력증폭기의 응답으로부터 전치왜곡 응답을 구하는 방법^{6,7)}이 한 가지다. 이 방법은 전력증폭기의 실제응답인 AM/AM, AM/PM 특성에 대해 복소수 계수를 갖는 유한차수의 다항식으로 근사화하고 이것과 동일한 차수의 전치왜곡 응답을 구하는 것이다. 그러나 이 방법은 전치왜곡에 있어서 전력증폭기의 비선형왜곡의 일부만이 고려되고 또한 2가지 응답을 통합해 하나의 복소수 응답으로 나타내기 때문에 결과적으로 전치왜곡과 전력증폭기의 합성응답이 나타내는 비선형성중에서 유한 차수의 비선형성만이 제거되므로 증폭기 출력에 비선형성의 잔여성분이 나타나는 단

점이 있다. 다른 방법으로써 전치왜곡 응답에 전력증폭기의 실제 응답특성이 이용되는 것인데, 전력증폭기의 역응답특성을 해석적으로 구한 다음 근사화정합을 통해 전치왜곡 다항식을 얻는 경우이다⁹⁾. 이것은 전력증폭기의 응답특성을 모두 전치왜곡 응답으로 변환하기 때문에 유한차수일지라도 좀더 정확한 전치왜곡 응답을 얻을 수 있고 또 전치왜곡의 AM/AM, AM/PM 응답 각각이 독립적으로 제공하고 있어서 정확한 선형화가 가능한 잇점이 있다⁸⁾.

전치왜곡으로 선형화되더라도 낮은 백오프의 전력증폭기에는 또다른 왜곡이 존재한다. 이것은 낮은 백오프로 전력증폭기가 포화점 근처에서 동작됨에 따른 것인데 동작범위를 벗어나는 일부의 멀티코드 신호가 전력증폭기의 포화전력으로 억압되기 때문이다. 낮은 백오프는 전력효율을 개선시키기도 하지만 이처럼 멀티코드 신호를 직접적으로 왜곡시켜 채널 잡음 등과 같은 전송채널상의 외부원인과 더불어 전송 데이터심볼의 왜곡을 심화시키는 경향이 크다. 결과적으로 이것은 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 성능을 열화시키는 주된 요인으로 작용한다. 이러한 왜곡을 보상하는 최적의 기법이 최우시퀀스추정(MLSE) 방법이다¹²⁾. 그러나 이 방법은 코드채널의 수가 증가함에 따라 복잡도가 증가하는 문제가 있고 송수신 특성 등 왜곡원인을 고려하지 않아 잡음 및 간섭에 민감해지는 경향이 있다.

본 논문에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 낮은 백오프의 전력증폭기로 인한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 기법으로써 전치왜곡과 추정검출이 결합된 방식을 고려한다. 결합보상방식은 전치왜곡으로써 유한차수의 다항식으로 이루어지며 전력증폭기의 역응답 특성을 제공한다. 해석적 변환을 통해 전력증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 응답에 대한 역응답이 구해지고 최소자승법에 의해 각각의 특성이 실수계수의 다항식으로 근사화된다. 수신기에서는 수신된 심볼시퀀스에 가까운 추정 심볼시퀀스를 제공한다. 추정검출은 전송 심볼시퀀스로부터 송신기의 비선형성과 멀티코드를 이용하여 수신 가능한 심볼시퀀스를 추정하고 수신된 심볼시퀀스간의 유사도 평가에서 최대 값을 나타내는 심볼시퀀스를 결정한다. 이때 전송 심볼시퀀스로는 수신 심볼 시퀀스와 단지 한 비트가 다른 심볼시퀀스만 선택할 수 있어 복잡도를 큰 폭으로 줄일 수 있다¹⁰⁾. 본 방식을 통해 전력증폭기의 비선형성으로 인해 멀티코드 신호에 나타나는 비선형왜곡과 데이터심볼에 나타나는 비선형왜곡을 효과적으로 보상할 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 제 II 장에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템 모델을 기술하고, 제 III 장에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에 사용되는 전력증폭기 모델과 그의 비선형 특성에 대해 살펴본다. 그리고 제 IV 장에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템을 위한 비선형왜곡 보상방식에 대해 기술한다. 제 V 장에서는 시뮬레이션 및 결과를 고찰하고, 제 VI 장에서 결론을 맺는다.

II. 멀티코드 DS/CDMA 시스템 모델

멀티코드 DS/CDMA 시스템은 일반적인 DS/CDMA 시스템을 이용하여 구성할 수 있으며 블록도는 그림 1과 같다. 그림 1에서 K는 코드채널의 갯수를 나타낸다. 송신기에서 심볼 간격이 T_s 인 입력 데이터 심볼 시퀀스는 심볼 구간이 $T=KT_s$ 인 K개의 심볼 시퀀스로 직병렬 변환된다. 직병렬 변환후 저속의 코드채널상의 데이터 심볼은 각각 독립적으로 직접 시퀀스 확산변조된다. 이로 인해 저속의 코드채널상의 데이터 심볼은 본래의 전송데이터에 비해 K배 정도의 확산이득이 얻어진다. 따라서 멀티코드 DS/CDMA 시스템은 DS/CDMA의 장점을 유지하면서 고속의 데이터 전송을 할 수 있다. 확산변조는 확산코드에 의해 이루어지고 코드채널에 대한 식별이 가능해야 하므로 확산코드는 서로간에 직교성을 가져야 한다. 이를 위한 코드로써 월쉬코드가 사용된다. 확산변조된 멀티코드 DS/CDMA 신호는 RF를 통해 다경로 채널로 전송되기 전에 병렬의 코드채널의 출력을 선형적으로 결합, 즉 부호다중화(code multiplexing)되고 이어서 공통의 PN 코드 시퀀스에 의해 랜덤하게 혼합된다.

따라서 데이터변조와 확산변조로써 QPSK를 고려하는 경우, k번째 코드채널의 출력 $x_k(t)$ 은 기저대역 등가신호의 표현에 따라

$$x_k(t) = \sqrt{P} W_k(t) \{d_{Ik}(t)L_I(t) + jd_{Qk}(t)L_Q(t)\} \quad (1)$$

와 같이 쓸 수 있다. 여기에서 P는 k번째 코드채널의 신호전력이고, $d_{Ik}(t)$, $d_{Qk}(t)$ 는 각각 k번째 코드채널의 I, Q 이진 데이터 비트로써

$$d_{vk}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n^{(k)} p_r(nT, (n+1)T) \quad (2)$$

로 나타낸다. $b_n^{(k)} \in \{1, -1\}$ 이고 $\Pr(b_n^{(k)} = -1) = \Pr(b_n^{(k)} = 1) = 1/2$ 이다. V는 I 또는 Q를 의미한다. $W_k(t)$ 는 k번째 코드채널을 위한 확산 코딩이며 다음과 같다.

$$W_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w_n^{(k)} p_r(nT_c, (n+1)T_c) \quad (3)$$

여기에서 $w_n^{(k)} \in \{-1, 1\}$ 이고 주어진 N과 모든 n 및 k에 대해 $w_n^{(k)} = w_{n+N}^{(k)}$ 이다. N은 확산코드의 최소주기이다. 침주기 T_c 는 $T_c = T/N$ 로 주어진다. 그러므로 데이터 심볼당 시퀀스는

$$W_k = \{w_0^{(k)}, w_1^{(k)}, \dots, w_{N-1}^{(k)}\} \text{이다. } L_I(t), L_Q(t) \text{는}$$

$$L_V(t) = \sum_{n=1}^N a_n^{(V)} p_r(nT_c, (n+1)T_c) \quad (4)$$

와 같이 쓸 수 있고, 각각 I채널 및 Q 채널을 위한 PN 코드를 나타낸다. 식(2)-(4)에서 $p_r(t_1, t_2)$ 는 구간 $[t_1, t_2]$ 에 존재하는 펄스형태를 나타낸다. 구형펄스를 고려하면 $p_r(t)$ 는 $0 \leq t \leq T_p$ 에서 1이고 그 외는 0이다. T_p 는 데이터 및 칩 펄스에 대해 각각 T와 T_c 이다.

따라서 전력증폭기에 입력되는 멀티코드 DS/CDMA 신호 $x(t)$ 는

$$x(t) = \sum_{k=1}^K W_k(t) \{d_{Ik}L_I(t) + jd_{Qk}L_Q(t)\} \quad (5)$$

와 같이 쓸 수 있고, 전력증폭기를 통해 비선형적으로 왜곡된 신호 $s(t)$ 로 출력된다.

채널 모델은 페이딩 레이트가 데이터 심볼 레이트에 비해 느리고 지연전력밀도가 지수함수적으로 감소하는 다경로 페이딩 채널이 고려된다. m 번째

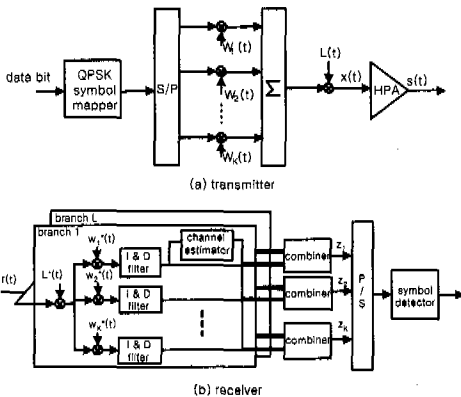


그림 1. 멀티코드 DS/CDMA 시스템 모델

사용자를 위한 복소 채널 임펄스 응답은 다음과 같이 등가의 기저대역 표현으로 쓰여질 수 있다.

$$h_m(t) = \sum_{i=1}^L g_{m,i}(t)\delta(t-\tau_{m,i}) \quad (6)$$

여기에서 L 은 전파경로의 갯수이다. $g_{m,i}(t)(= a_{m,i}e^{j\phi_{m,i}})$ 는 m 번째 사용자 채널의 i 번째 경로이득을 나타내는 평균이 0, 분산이 σ_i^2 인 복소수 가우시안 랜덤변수이고, a_i , τ_i , ϕ_i 는 각각 i 번째 경로의 크기, 지연시간, 위상이며, $\delta(t)$ 는 Dirac-delta 함수이다. 따라서 a_i 는 가지경로가 존재하지 않을 때 독립적인 레이어이 분포를 갖는 랜덤변수이고, 경로 위상 ϕ_i 는 $[0, 2\pi]$ 에서 고르게 분포하는 독립적인 랜덤변수이다. 실제적인 다경로 채널에서는 길이가 긴 경로 신호의 평균전력은 짧은 길이의 경로 신호의 평균전력보다 작다. 따라서 지연이 클수록 평균전력이 감소되는 지수형의 전력 지연 프로파일을 나타낸 대[3]. 채널의 페이딩 프로세스에 대한 전력지연 프로파일은 식(6)으로부터 $p(t) = \sum_{i=1}^L \sigma_i^2 \delta(t-\tau_i)$ 와 같이 표현할 수 있다. 전체 전력밀도를 단위 에너지로 정규화하면, $\sum_{i=1}^L E[\sigma_i^2] = 1$ 이고 $E[\sigma_i^2]$ 은 순잔전력 σ_i^2 의 평균이며, $\sigma_i^2 = \sigma_1^2 e^{-(i-1)\delta}$ 이다. 여기서 δ 는 연속적인 경로에 대한 전력 감쇄율을 결정하는 파라미터이고, $\sigma_1^2 = \frac{1-e^{-L\delta}}{1-e^{-\delta}}$ 으로 주어진다.

다경로 페이딩채널을 통해 수신된 m 번째 사용자의 신호 $r_m(t)$ 는 다음과 같이 표현된다. 다른 사용자에 대한 채널이 독립적이고 동일하게 분포되어 있다고 가정하면

$$r_m(t) = h_m(t) \otimes s_m(t) + n(t) \quad (7)$$

여기에서 \otimes 는 컨볼루션을 나타내고, $n(t)$ 는 전력밀도가 N_0 인 가산성 백색 가우시안 잡음이다.

그림 1에서 멀티코드 RAKE 수신기는 $L \times K$ 개의 상관기를 가지고 있고 K 개의 데이터 심볼을 동위상으로 검출한다. 수신된 신호는 K 개의 채널코드로 상관되고 경로이득의 추정치 $\hat{g}_i(t)$ 에 의해 가중된다. 가중치 $\hat{g}_i(t)$ 는 심볼구간만큼 지연된 상관기의 출력으로부터 최근에 판정된 데이터 심볼을 이용해 추정된 값 $\tilde{g}_i(t)$ 에 대해 관측구간 W_s 동안 이동평균되는 채널추정기에서 추정된다. 이동평균은 경로

이득의 추정치 $\tilde{g}_i(t)$ 에 미치는 자기간섭과 다중사용자 간섭, 채널잡음 등의 영향을 줄일 수 있어서 $\hat{g}_i(t)$ 에 대한 보다 정확한 추정이 가능하다.

$$\hat{g}_i(t) = \frac{1}{W_s} \sum_{n=0}^{W_s-1} \tilde{g}_i(t-n) \quad (8)$$

상관기의 채널코드는 확산변조의 경우와 같으며 스크램블링을 위한 PN코드와 연결된 것이다. 이같은 과정은 RAKE의 모든 가지에서 독립적으로 이루어진다. 최대비 결합을 갖는 RAKE 수신기에서 가중된 L 개의 가지출력은 코드 채널별로 결합되어 데이터 심볼로 출력된다. 따라서 k 번째 코드채널의 i 번째 가지 출력은 다음과 같이 쓸 수 있으며,

$$z_{k,i} = \int_0^T r(t-\tau_i) W_k^*(t-\tau_i) \{L_i(t-\tau_i) - jL_Q(t-\tau_i)\} dt \quad (9)$$

RAKE의 MRC 출력은

$$z_k = \sum_{i=1}^L \hat{g}_i^*(t) z_{k,i} \quad (10)$$

이다. 검출된 신호는 원하는 심볼신호 외에 자기간섭과 다중사용자 간섭, 잡음 신호를 포함한다.

III. 전력중복기의 비선형성

본 장에서는 비선형 전력중복기 모델과 그의 특성에 대해 개략적으로 기술된다. 비선형 전력중복기는 대역통과 비선형성의 특징을 갖는 비메모리 소자로 모델링될 수 있다. 전력중복기에 입력되는 신호, 즉 멀티코드 DS/CDMA 신호 $x(t)$ 가 크기 $\rho(t)$ 와 위상 $\theta(t)$ 을 갖는 복소신호로 표현되면

$$x(t) = \rho_x(t) \exp[j\theta_x(t)] \quad (11)$$

이고 전력중복기를 통해 비선형 왜곡된 출력신호는 식(12)과 같이 표현될 수 있다.

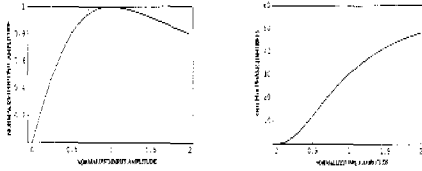
$$s(t) = A[\rho_x(t)] \exp(j\{\theta_x(t) + \theta[\rho_x(t)]\}) \quad (12)$$

식(12)을 입력신호에 대해 정리하여 다시 쓰면

$$s(t) = x(t) \frac{A[\rho_x(t)]}{\rho_x(t)} \exp(j\{\theta[\rho_x(t)]\}) \quad (13)$$

이며 전력중복기의 출력은 입력신호가 전력중복기의

응답함수로 스케일링된 결과로 볼 수 있다. 여기에서 $A(\rho)$ 와 $\Phi(\rho)$ 는 각각 비선형 증폭기의 AM/AM 변환특성과 AM/PM 변환특성을 나타낸다.



(a) AM/AM (b) AM/PM

그림 2. 전력증폭기의 정규화 특성

그림 1의 멀티코드 DS/CDMA 시스템을 위한 전력 증폭기로서 본 논문에서는 Salhe의 비메모리 TWT를 고려한다^[4]. AM/AM 및 AM/PM 변환 특성은 다음과 같으며 그림 2는 이것을 나타낸 것이다.

$$A(\rho) = \frac{2\rho}{1+\rho^2} \quad (14)$$

$$\Phi(\rho) = \Phi_0 \cdot \frac{2\rho^2}{1+\rho^2} \quad (15)$$

여기에서 ρ 는 입력신호의 순간적인 크기이고, Φ_0 는 $\pi/6$ 라디안이다. 입력신호의 크기는 전력증폭기의 출력신호의 최대크기, 즉 포화점의 크기로 정규화된 것이다.

증폭기의 동작점은 백오프(backoff)로 주어진다. 입력 백오프와 출력 백오프는 다음과 같이 정의된다.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{i,sat}}{P_{i,avg}} \quad (16)$$

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{o,sat}}{P_{o,avg}} \quad (17)$$

여기에서 $P_{i,avg}$ 와 $P_{o,avg}$ 는 각각 전력증폭기의 입력 및 출력에서의 평균전력이다. $P_{o,sat}$ 는 포화출력전력이고, $P_{i,sat}$ 는 포화점에 대응하는 입력전력이다. 비선형 전력증폭기를 갖는 디지털 시스템에서는 성능척도로서 $\Delta + OBO$ [dB]으로 정의되는 총열화(total degradation)가 사용된다. Δ 는 비선형증폭기를 사용하여 주어진 BER을 얻는데 있어서 선형증폭기를 사용할 때 요구되는 신호전력에 비해 상대

적으로 더 요구되는 신호전력 E_b/N_0 이고, OBO는 이때 전력증폭기가 갖는 출력 백오프이다.

식(16)과 식(17)에서 알 수 있듯이 OBO는 시스템의 성능열화에 상반된 결과를 가져온다. OBO가 큰 경우 전력증폭기는 선형영역에서 동작하므로 $\Delta \approx 0$ 이 되어 성능열화는 OBO으로 결정된다. 반면에 OBO가 작은 경우는 전력증폭기의 비선형성이 커져서 주어진 BER을 얻는데 요구되는 E_b/N_0 가 상당히 증가하게 되므로 성능열화는 거의 Δ 로 결정된다. 그리고 OBO가 일정 범위의 값을 갖는 경우, 성능열화는 OBO가 점차 증가함에 따라 단조 감소하다가 다시 단조 증가하는 특성을 나타내기도 한다. 이처럼 OBO가 시스템의 열화의 일부로써 전력증폭기에서 추가로 요구되는 전력이라는 점과 무선 통신 시스템의 전력 대부분이 전력증폭기에서 소모된다는 점 등 전력효율에 비추어 전력제한된 시스템에서 큰 OBO는 바람직하지 않다. 본 논문에서는 전력증폭기의 백오프로서 OdB를 고려한다.

시스템 모델에서 전력증폭기에 입력되는 멀티코드 DS/CDMA 신호는 복소수 형태인 여러 개의 칩신호가 선형적으로 결합된 것으로써 동일위상에서 최대값을 가지고 그 외는 낮은 값을 갖는 AMPM 형태의 멀티레벨 특성을 나타낸다. 멀티레벨 신호의 변동량을 나타내는 척도는 보통 다음과 같이 C_f (crest factor)로 정의된다.

$$C_f = \frac{|x(t)|_{peak}}{|x(t)|_{avg}} \quad (18)$$

양변에 log함수를 사용하면, 식(18)는

$$20 \log_{10} C_f = 20 \log_{10} \left(\frac{|x(t)|_{peak}}{|x(t)|_{avg}} \right) \quad (19)$$

으로 다시 쓸 수 있다. 식(19)에서 $|x(t)|_{peak}^2$ 가 $P_{i,sat}$ 와 같다고 하면 $|x(t)|_{avg}^2$ 는 $P_{i,avg}$ 이므로 $20 \log C_f$ 는 식(16)의 IBO과 같은 값으로 얻어질 수 있다. 이러한 결과는 입력신호가 전력증폭기를 절단없이 통과하기 위해 최소한의 백오프 레벨로써 $20 \log C_f$ 을 필요로 하며, 신호의 C_f 가 클수록 높은 백오프 전력이 요구됨을 의미한다. 멀티코드 DS/CDMA 신호에 있어서 C_f 는 \sqrt{K} 이므로 K 가 증가함에 따라 큰 백오프 레벨이 필요하게 된다^[11]. K 는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 사용되는 코드채널수이다.

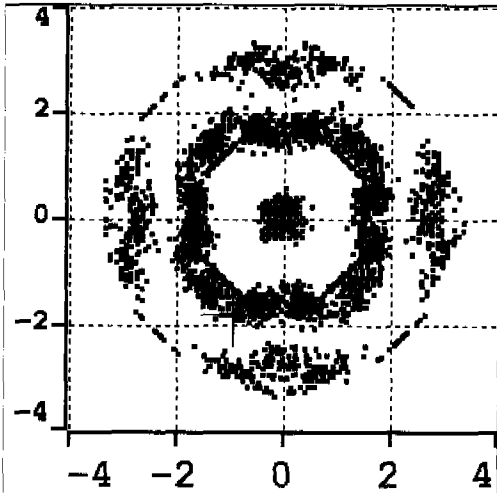


그림 3. 0dB IBO 전력증폭기의 출력에서 멀티 코드 신호(K=4)의 성좌

이처럼 멀티레벨 특성의 멀티코드 신호는 전력증폭기의 선형성을 요구한다. 그런데 식(14)과 식(15)로 나타내는 전력증폭기의 응답특성은 그림 2와 같이 단조성향을 띄고 있지만 크기특성과 위상특성에서 모두 비선형적인 특성을 나타내고 있다. 이러한 특성은 멀티코드 DS/CDMA 신호에 대한 왜곡으로 나타난다. AM/AM 특성은 크기절단과 신호점의 불균일분포 및 확산효과같은 비선형왜곡을 발생시킨다. 절단왜곡의 경우 식(19)에서처럼 낮은 백오프로 인해 전력증폭기의 포화전력이 $|x(t)|_{peak}^2$ 이하로 낮아져 $\sqrt{P_{i,sat}}$ 이상의 신호가 $\sqrt{P_{i,sat}}$ 으로 억압되어 출력되면서 멀티코드 DS/CDMA 신호에 나타나는 왜곡의 형태이다. 그림 3은 이러한 왜곡의 결과를 분명하게 보여주고 있다. 이것은 전력증폭기의 출력으로 나타나는 멀티코드 DS/CDMA 신호의 분포가 반경이 포화점의 크기인 원내로 제한되고 있음을 의미한다. 또한 응답곡선의 비선형성으로 인해 작은 크기의 신호는 크게 증폭되고 큰 신호는 작게 출력되는 등 전력증폭기의 입력력 비율이 신호의 크기에 반비례하는 특성이 나타나고, 이에 대한 결과로써 증폭기의 출력신호는 포화점에 가까울수록 신호점간의 간격이 조밀해지는 분균일 분포를 나타내고 있다. 그리고 신호점을 중심으로 주위에 넓게 퍼져 나타나는 것도 전력증폭기의 비선형성에 따른 왜곡 현상의 하나이다. 전력증폭기의 AM/PM 특성은 멀티코드 DS/CDMA 신호의 성좌를 일정하게 회전시키는 비틀림(warping) 왜곡을 발생시킨다. 이것은

입력되는 신호의 크기가 커짐에 따라 위상천이량도 일정하게 늘어나는 단조증가 특성으로 나타나는 현상이다. 즉, 입력된 멀티코드 DS/CDMA 신호는 모두 동일한 비율로 위상천이가 일어나고 결과적으로 출력된 모든 신호점은 원점을 중심으로 일정한 각도 만큼 회전된 신호평면에 존재하게 되는 비선형 왜곡이다.

IV. 비선형왜곡의 결합보상

전력증폭기의 비선형성은 III 장에서 기술한 바와 같이 여러가지의 왜곡형태로 멀티코드 신호에 영향을 주고 나아가 데이터 심볼을 왜곡시키는 결과를 초래한다. 특히 낮은 백오프에서의 비선형성은 보다 심각한 왜곡을 야기시키기 때문에 이를 위한 효과적인 보상방법이 요구된다. 본 장에서는 낮은 백오프의 전력증폭기에 의한 비선형성 왜곡을 보상할 수 있는 결합보상방식을 제안한다. 본 방식은 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기에 의한 멀티코드신호에 대한 왜곡과 데이터심볼에 대한 왜곡을 효과적으로 보상한다. 이를 위해 전치왜곡에 의한 전력증폭기의 선형화를 통해 비틀림 왜곡 등 비선형성을 제거하고, 수신기에서는 ML 검출방법에 바탕한 심볼시퀀스 검출로써 데이터 심볼에 대한 비선형 왜곡을 보상함에 있어서 유사도 평가를 위해 선택된 전송심볼시퀀스에 대해 송신기의 비선형성과 멀티코드를 이용하여 기대되는 수신심볼시퀀스를 추정한다.

1. 전치왜곡

전치왜곡은 입력되는 신호를 왜곡시킴으로써 전력증폭기의 비선형성을 제거할 수 있기 때문에 비선형성으로 인한 멀티코드 DS/CDMA 신호에 대한 비선형왜곡을 보상할 수 있다. 따라서 완전한 선형성을 확보하기 위해서는 전치왜곡기의 응답이 전력증폭기의 역응답 특성이 같아야 한다. 즉 전력증폭기에서 출력되는 신호가 전송코자 하는 신호와 같도록 전치왜곡기의 진폭 및 위상응답특성이 보장되어야 한다.

전치왜곡기가 전력증폭기의 완전한 역응답 특성을 갖는다고 하면, 전치왜곡기와 전력증폭기가 연결된 전체 AM/AM응답은 선형식으로 주어진다. 이때 전력증폭기의 AM/AM 특성은 입력신호의 모든 크기 ρ 에 대해 일대일 함수가 아니므로 다음과 같은 선형 근사식이 된다.

$$\rho_s = \rho_x, \quad \rho \leq 1 \quad (20)$$

$$= 1, \quad \rho > 1$$

그리고 전체 AM/PM 응답은 0이 된다. 즉

$$\theta_s = \theta_x \quad \rho_x \geq 0 \quad (21)$$

여기에서 ρ_x, θ_x 는 각각 전치왜곡기에 입력되는 멀티코드 신호의 크기와 위상이다.

식(20)과 식(21)에서 표현의 편의를 위해 ρ_s, θ_s 를 변형하면,

$$\rho_s^2 = A_2(\rho_y) \quad (22)$$

$$\theta_s = \theta_y + \phi(\rho_y) \quad (23)$$

으로 쓸 수 있다. 여기에서 $A_2(\rho) = A^2(\rho)$ 이다. 이상적인 전치왜곡기의 입출력 응답은 전력증폭기 응답의 역특성과 같아야 하므로 이들의 역변환은 각각

$$\rho_y = A_2^{-1}(\rho_s^2) \quad (24)$$

$$\theta_y = \theta_s - \phi(\rho_y) \quad (25)$$

이다. A_2^{-1} 은 A_2 의 역변환을 의미한다. 식(24), 식(25)로부터 이상적인 전치왜곡기의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$y(t) = A_2^{-1}(\rho_x^2) \exp(j[\theta_x - \phi(\rho_y)]) \quad (26)$$

$$= x(t) \frac{A_2^{-1}(\rho_x^2)}{\rho_x} \exp\{-j\phi[A_2^{-1}(\rho_x^2)]\}$$

전치왜곡기의 AM/AM 및 AM/PM 응답을 각각 $R(\rho^2), \Psi(\rho^2)$ 이라고 하면 식(26)은

$$y(t) = x(t)R(\rho_x^2)\exp[-j\Psi(\rho_x^2)] \quad (27)$$

으로 쓸 수 있다. 이것은 식(11)과 식(12)로부터 해석적으로 구해지며 다음식과 같이 기술된다.

$$R(\rho_x^2) = \begin{cases} \frac{1 - \sqrt{1 - \rho_x^2}}{\rho_x^2}, & \rho_x^2 \leq 1 \\ \frac{1}{\sqrt{\rho_x^2}}, & \rho_x^2 > 1 \end{cases} \quad (28)$$

$$\Psi(\rho_x^2) = \begin{cases} \frac{\pi}{6}(1 - \sqrt{1 - \rho_x^2}), & \rho_x^2 \leq 1 \\ \frac{\pi}{6}, & \rho_x^2 > 1 \end{cases} \quad (29)$$

전치왜곡기의 구현은 실수함수 $R(\rho^2)$ 과 $\Psi(\rho^2)$

에 대한 다음과 같은 유한 차수의 다항식 근사화보다 용이해진다.

$$\hat{R}(\rho^2) = a_0 + a_1\rho^2 + a_2\rho^4 + \dots + a_n\rho^{2n} \quad (30)$$

$$\hat{\Psi}(\rho^2) = \beta_0 + \beta_1\rho^2 + \beta_2\rho^4 + \dots + \beta_n\rho^{2n} \quad (31)$$

여기서 n 은 다항식들의 차수를 나타내며, a_i 와 β_i 는 다항식의 계수이다. 이들 계수에 의해 전치왜곡기의 비선형 특성이 결정되므로 정확한 계산을 필요로 한다. 다항식의 계수를 얻기 위해 본 논문에서는 최소자승법을 이용한다. 먼저 식(30)의 다항식 계수는 선형화하고자 하는 구간 $\rho \in (\rho', \rho'')$ 에서 함수 $A(\rho)$ 를 유한개의 균등간격으로 샘플링한 샘플값 $A(\rho_i), i=1, \dots, N_s$ 을 얻고, 식(28)로부터 대응되는 값 $R(\rho_i)$ 을 구한 후 식(32)의 2차 함수에 대해 그 값이 최소가 되는 계수 a_i 를 구할 수 있다.

$$C = \sum_{i=1}^{N_s} w(\rho_i^2)[R(\rho_i^2) - \hat{R}(\rho_i^2)]^2 \quad (32)$$

여기에서 가중치 $w(\rho_i^2)$ 는 ρ_i^2 의 확률밀도함수의 평균이다. 식(31)의 다항식 계수 β_i 는 상기의 계수 a_i 를 구하는 방법과 동일하게 구할 수 있다. 이들 계수는 구간 (ρ', ρ'') 과 차수 n 에 따라 달라진다. 예로써, $n=2$ 이고 $\rho \in (0, 1)$ 에서 20개의 샘플을 이용하여 최소자승법을 적용한 경우 근사식은 다음과 같다.

$$\hat{R}(\rho^2) \equiv 0.2813\rho^4 + 0.0207\rho^2 + 0.5078 \quad (33)$$

$$\hat{\Psi}(\rho^2) \equiv 0.1995\rho^4 + 0.2065\rho^2 + 0.0032 \quad (34)$$

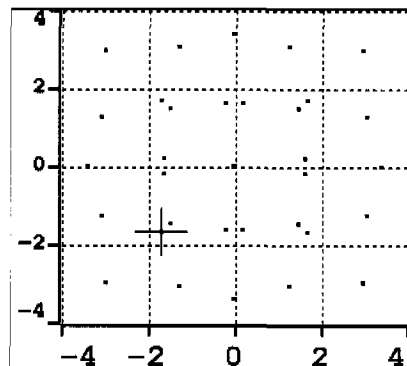


그림 4. 전치왜곡된 전력증폭기의 출력에서 멀티코드 신호(K=4)의 성좌

그림 4는 식(33)과 식(34)를 이용한 식(27)의 전치왜곡이 적용된 경우에 전력증폭기의 출력에서 얻

어진 멀티코드 신호의 성좌이다. 이 성좌는 전체적으로 감쇄된 멀티코드 신호를 나타내고 있지만 비틀림왜곡 등의 비선형 왜곡이 전치왜곡기에 의해 모두 보상되고 있음을 보여준다.

2. 시퀀스 검출

송신기에서의 전치왜곡에도 불구하고 절단왜곡 등의 비선형성 왜곡은 전치왜곡에서 제거되지 않고 채널상의 왜곡과 더불어 데이터 심볼을 왜곡시키는 결과를 초래한다. 따라서 데이터 심볼에 대한 왜곡 보상이 뒤따라야 한다. 이를 위해 결합보상은 심볼시퀀스를 ML방법으로 검출하는데 있어서 선택된 전송심볼시퀀스에 대해 송신기의 비선형성과 멀티코드를 이용하여 기대되는 수신심볼시퀀스를 추정하고 보상된 시퀀스를 결정한다.

QPSK 심볼 $d_k (= d_{rk} + jd_{ok})$ 로 구성된 심볼 시퀀스 $S (= d_1, d_2, d_3, \dots, d_K)$ 가 전송된다고 가정하면 심볼시퀀스 검출기는 유사도를 측정하기 위해 전송 신호에 대응하는 수신신호 $\hat{z}_k(t)$ 를 추정한다. 송신기의 멀티코드 및 비선형성은 이 과정에서 이용될 수 있다. 멀티코드로 확산변조된 심볼 시퀀스는 비선형 소자에 입력되고 송신기에서와 동일한 정도의 왜곡을 받아 출력된다. 송신기의 비선형성은 전치왜곡으로 선형화된 전력증폭기에 의해 발생하는 것이기 때문에 전치왜곡기와 전력증폭기의 합성모델은 $x(t) \leq 1$ 에서 $y(t) = cx(t)$ 이고 $x(t) > 1$ 에서 $y(t) = c$ 인 정규화 응답특성을 갖는다고 할 수 있다. 여기에서 계수 c 는 1보다 작은 상수이다. 따라서 비선형소자는 상기의 응답으로 절단왜곡을 일으키는 리미터로 볼 수 있다. 왜곡된 멀티코드 DS/CDMA 신호 $\hat{s}(t)$ 는 동일한 멀티코드에 의해 역확산되고 채널 임펄스 응답의 추정치를 적용한 선형결합을 통합함으로써 채널영향이 고려된 수신신호로 얻어진다. 이것은 RAKE 수신기에 대응되는 결과이다. 따라서 심볼검출기에서 시퀀스 S에 대한 k번째 심볼의 추정치는 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{z}_k(S) = \sum_{i=1}^K |\hat{g}_i|^2 \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{s}(n) w_n^{(k)} a_n^* \right) \quad (35)$$

여기에서 \hat{z}_k 는 복소수로 표현되는 QPSK 심볼로써 $\hat{z}_{rk} + j \hat{z}_{ok}$ 이다. 심볼 검출기는 상기 방식으로 전송가능한 모든 시퀀스에 대한 추정치를 구하고 이들에 대해 유사도를 계산한다. 유사도는 두 시퀀스간의 일치성을 나타내는 척도로써 식 (36)으로 주

어지는 제곱된 유클리드 거리가 사용된다.

$$d(S) = \sum_{k=1}^K |z_k - \hat{z}_k(S)|^2 \quad (36)$$

심볼시퀀스 검출기는 이 중에서 유클리드 거리가 최소인 심볼시퀀스, 즉 다음 조건을 만족하는 심볼 시퀀스 \hat{S} 를 결정한다.

$$d(\hat{S}) = \min_S d(S) \quad (37)$$

일반적인 ML 검출방식은 BER 성능에 최적이지만 코드채널수 K가 증가함에 따라 계산량이 기하급수적으로 증가된다. 즉, K개의 코드채널을 갖는 2^M레벨 변조 시스템에서 유사도 평가에 요구되는 심볼 시퀀스는 2^{MxK}개이므로 코드채널수가 2배 증가하면 심볼시퀀스는 2^{MxK}배로 증가된다. 따라서 이러한 계산량을 줄이기 위해 방법이 요구된다. 임의의 시퀀스가 (M x K)개의 비트를 갖는다고 가정하자. 수신된 시퀀스는 전송링크상의 왜곡에 의해 전송된 것과는 다르게 검출될 수 있고, 검출된 시퀀스는 N_c (1 ≤ N_c ≤ MK)개를 포함한다. 그런데 RAKE 출력에 존재하는 왜곡은 랜덤성을 갖기 때문에 검출된 시퀀스는 랜덤오류에 민감하며 대부분의 검출 시퀀스는 1을 포함한 적은 수의 오류비트를 갖게 된다. 즉 N_c (→c)를 c와 이것에 가까운 정수라면, 오류공간에서 발생빈도는 N_c (→1)개의 오류비트를 포함하는 시퀀스가 가장 크고 N_c (→MK)개의 오류비트를 갖는 시퀀스가 가장 작다. 오류비트 N_c를 포함하는 시퀀스의 발생확률 P(N_c)을 이용하면 오류 시퀀스사이에 개략적으로 성립하는 관계를 P(1) > P(2) > ... > P(MK)와 같이 표현할 수 있다. 따라서 중심제한이론을 따르는 무한한 시퀀스가 전송될 때는 오류발생확률순에 따른 유사도 평가를 통해 높은 확률의 시퀀스만을 고려함으로써 ML과 유사한 결과를 얻을 수 있다. 나아가 이 순서를 따라 모든 대상 시퀀스를 고려하게 되면 ML의 결과를 얻을 수 있다. 여기서는 수신된 심볼시퀀스와 단지 1비트만 다른 심볼시퀀스들에 대해 유사도를 평가한다. 이 경우 왜곡보상은 (MxK+1)개의 심볼시퀀스만을 고려하게 된다. 이러한 시퀀스검출에 의한 왜곡보상은 K개의 심볼단위로 전송하는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 효율적으로 적용될 수 있으며 직교주파수다중변조(OFDM) 시스템^[10]에서도 성능개선을 보여주고 있다.

결합보상기의 시퀀스검출 블록도는 그림 5에서 보여진다. 그림 5에서 입력신호는 직접 판정에 의해 데이터 심볼 \hat{z}_k 로 검출된다. 심볼시퀀스 검출기에 입력되는 신호는 멀티코드 RAKE 수신기에서 동기 복조된 심볼 신호이다. 검출된 시퀀스 $\hat{S}^{(0)}$ 는 $\hat{S}^{(0)}$ 와 오직 1비트만 다른 심볼시퀀스 MK개를 발생시키는 시퀀스 발생기에 입력된다.

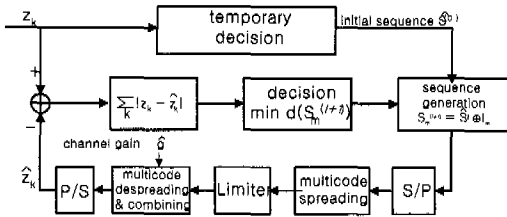


그림 5. 결합보상기의 추정검출 블록

$S_m^{(i+1)}$ 은 $S^{(i)}$ 와 오직 m번째 비트만이 다르고 길이가 K인 심볼시퀀스라 하자. 여기에서 심볼 시퀀스는 $\{\hat{z}_1, \hat{z}_2, \dots, \hat{z}_K\}$ 이고 심볼 \hat{z}_k 는 $\hat{z}_{2k+j} \hat{z}_{2k}$ 이므로 m이 2k일 때 두 시퀀스는 \hat{z}_{2k} 만이 다른 값을 갖게 된다. 발생된 시퀀스 $S_m^{(i+1)}$ 와 본래의 시퀀스 $S^{(i)}$ 는 다음에 상기에서 설명된 바와 같은 추정과정을 통해 $S_m^{(i+1)}$ 과 $S^{(i)}$ 에 대응하는 수신신호로 출력된다. 심볼시퀀스 검출기는 z_k 와 $\hat{z}_k(S_m^{(i+1)})$ 및 $\hat{z}_k(S^{(i)})$ 간의 유클리드 거리를 계산하고 유클리드 거리가 가장 작은 시퀀스 $S^{(i+1)}$ 를 선택한다. 이렇게 선택된 시퀀스는 최적이지 아닐 수 있다. 따라서 선택된 시퀀스 $S^{(i+1)}$ 을 이용하여 위에서 언급된 절차를 반복 수행함으로써 ML결과에 동등한 BER 성능을 얻을 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 장에서는 멀티코드 DS/CDMA 시스템을 위해 앞서 제안된 비선형왜곡 보상방식의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 시뮬레이션에 사용되는 전송시스템은 칩레이트 $1/T_c$ 가 8.192Mcps이고 확산이득 N이 64인 DS/CDMA방식으로써 4개의 코드채널을 가지고 있는 멀티코드 DS/CDMA 시스템이다. 시뮬레이션을 위한 조건은 다음과 같다. 확산코드로는 코드 채널간 직교특성을 고려하여 연속된 인덱스의 윌쉬-

하다마드 코드가 사용된다. 송신기의 전력증폭기와 수신기의 비선형소자는 동일한 레벨의 입력 백오프, 즉 0 dB 및 3 dB 백오프를 갖는 것으로 한다. 멀티코드 DS/CDMA 시스템을 위한 비선형 왜곡보상기, 즉 결합보상기는 전치왜곡기와 추정검출기를 동시에 사용하는 방법이기 때문에 상대적인 성능비교가 필요하다. 이를 위해 전치왜곡기와 추정검출기가 각기 독립적으로 사용된 멀티코드 DS/CDMA 시스템을 고려한다. 전치왜곡기는 제 IV장에서 언급된 바와 같이 최소자승법의 근사화에 의한 유한 다항식으로 구현될 수 있으며 본 시뮬레이션을 위한 전치왜곡기로는 식(33)과 식(34)로 주어지는 다항식 모델이 사용된다. 추정검출기에서 시퀀스 검출시스템 i는 1이다. 즉, 1 회의 반복추정을 통해 가장 큰 유사도를 갖는 갖는 것으로 평가된 시퀀스 $S^{(i+1)}$ 가 왜곡 보상기에서 얻고자 하는 심볼시퀀스로 출력된다. 추정검출기만을 사용하는 시스템을 위해 그림 5의 리미터 블록은 전력증폭기 모델을 갖는 비선형소자 블록으로 대체된다. 전력증폭기 시뮬레이션을 통해 AWGN 채널과 다경로 페이딩 채널, 그리고 다사용자간섭채널에서 결합보상기에 따른 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 BER 성능이 각각 평가된다.

그림 6과 그림 7은 AWGN채널에서 입력 백오프로써 0 dB와 3 dB에서 각각 동작하는 전력증폭기와 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 E_b/N_0 에 대한 BER 성능이다. 그림에서 ■점선은 전력증폭기에 대한 왜곡보상이 없는 경우로써 멀티코드 RAKE 수신기의 BER 성능을 의미하고, ●점선은 전치왜곡기를 통해 전력증폭기의 왜곡보상이 된 경우로써 멀티코드 RAKE 수신기의 출력에서 BER 성능을 의미한다. 또한 ▲점선은 추정검출기인 왜곡보상기를 통해 전력증폭기의 비선형왜곡이 보상된 BER 성능이고, ▼점선은 결합보상기를 통해 전력증폭기의 비선형왜곡이 보상된 BER 성능을 의미한다. 그림 6에서 E_b/N_0 가 10 dB 인 경우 결합보상기에 따른 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 성능은 10^{-3} 의 BER이고, 보상없는 멀티코드 시스템은 10^{-2} 이다. 보상없는 시스템의 성능열화가 전력증폭기의 비선형 왜곡에 따른 것이라면 상기 결과는 결합보상기가 이러한 열화를 보상하고 있음을 보인 것이다. 결합보상기는 전치왜곡기와 추정검출기 각각에서의 성능 3×10^{-3} 과 2×10^{-3} 의 BER에 비해서도 상당히 개선된 결과를 나타내고 있다. 또한 2×10^{-3} 의 BER에서 요구되는 E_b/N_0 가 왜곡보상이 없는 멀티코드

시스템에서 11.2 dB이고 결합보상기의 멀티코드 시스템에서 8.7 dB를 나타내고 있어 결합보상기에 의해 2.5 dB의 성능열화가 보상되고 있음을 알 수 있다. 같은 BER에서 전치왜곡기와 추정검출기의 경우 각각 10 dB, 9.3 dB의 E_b/N_0 가 요구되는 것에 비추어 결합보상기는 이들보다 1.3 dB와 0.6 dB정도 성능개선을 얻는 것으로 보인다.

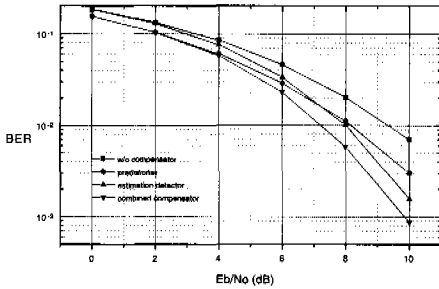


그림 6. AWGN 채널에서 0dB 백오프 레벨의 BER 성능

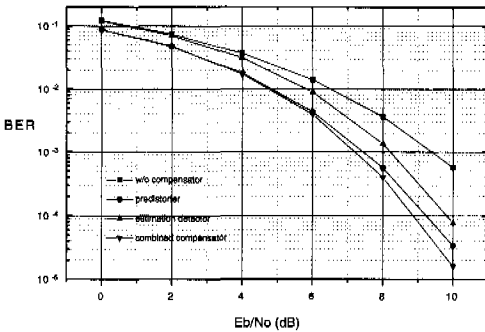


그림 7. AWGN 채널에서 3dB 백오프 레벨의 BER 성능

비슷한 결과가 3dB 백오프 레벨에서도 얻어질 수 있음을 그림 7은 보여준다. 따라서 백오프 레벨에 상관없이 제안된 결합보상기는 AWGN 채널에서 어느정도의 성능개선에 따른 왜곡보상효과가 있음을 확인할 수 있다.

그림 8과 그림 9는 다경로 페이딩채널에서 0 dB 및 3dB 백오프인 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 E_b/N_0 에 대한 BER 성능이다. 다경로 페이딩 채널은 경로수 L 이 2이고 감쇄상수 δ 는 0.3인 다경로 레일리 채널로 고려된 것이다. $BER = 10^{-3}$ 에서 결합보상기는 전력증폭기의 비선형왜곡에 의한 성능 열화를 3.5 dB 정도 보상하고, 전치왜곡기 및 추정

검출기에 비해서도 각각 2 dB와 0.8 dB의 성능개선을 얻고 있다.

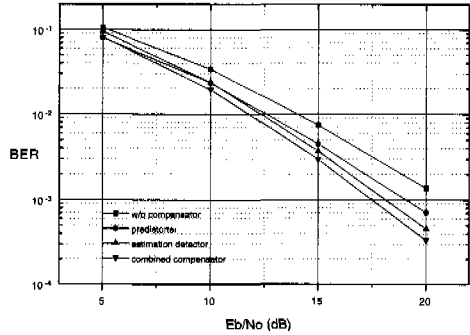


그림 8. 페이딩채널에서 0dB 백오프 레벨의 BER 성능

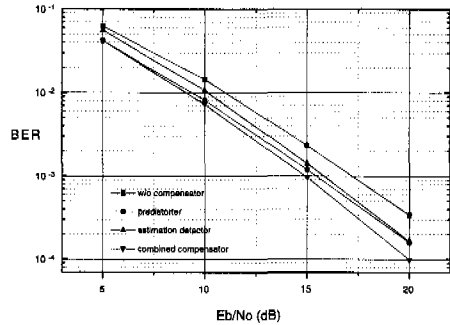


그림 9. 다경로 페이딩채널에서 3dB 백오프 레벨의 BER 성능

시뮬레이션에 따르면 결합보상기는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기의 비선형왜곡에 의한 성능열화를 2.5-3.5 dB 보상하는데 이중에서 전치왜곡으로 1.2-1.5 dB를 보상하고 추정검출으로 1.3- 2 dB를 보상한다. 이러한 결과는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기의 비선형성 및 비틀림왜곡보다는 절단왜곡에 의해 더 많은 성능열화가 발생되고 있음을 나타내며, 전력증폭기의 비선형성 및 비틀림 왜곡이 결합보상기의 전치왜곡에 의해 보상되고, 전력증폭기의 절단왜곡이 결합보상기의 추정검출에 의해서 보상되고 있음을 의미한다. 또한 전력증폭기의 비선형성이 전치왜곡을 통해 보상되고 있지만 낮은 백오프로 인한 절단왜곡은 결코 보상되지 않으며 시스템의 성능을 열화시키는 주된 원인을 상기 결과는 나타내고 있다. 따라서

절단왜곡에 따른 열화가 보상되지 않으면 앞된다. 절단왜곡에 의한 성능열화는 충분한 백오프를 통해서도 감소시킬 수 있다.

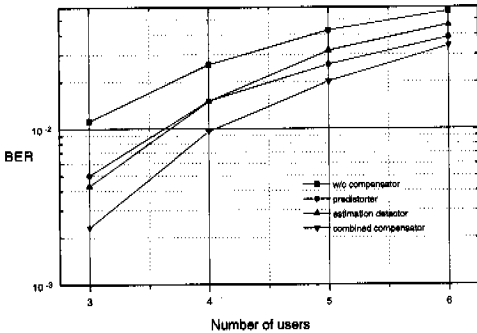


그림 10. MAI에서 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 BER 성능

그러나 시스템 성능에 있어서 백오프 전력은 또 다른 형태의 열화일 뿐만 아니라 전력증폭기의 전력효율을 감소시키는 결과를 가져온다. 그렇기 때문에 백오프에 의해 절단왜곡을 감소시킨다는 것은 그다지 바람직하지 않아 보인다. 결합보상기는 이러한 열화를 보상하고 있으며 결과적으로 전력효율을 감소시키지 않으면서 전력증폭기의 비선형왜곡을 보상함을 확인할 수 있다.

그림 10은 다사용자간섭이 존재하는 채널에서 0 dB 백오프인 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 사용자 수에 대한 BER 성능이다. 여기에서 다사용자간섭은 코드채널이 4개인 멀티코드 DS/CDMA 시스템에 의한 것이고 모든 사용자로부터 동일한 크기의 간섭이 발생되는 경우이다. 그리고 다사용자간섭에 따른 성능을 평가하기 위해 멀티코드 시스템은 충분히 큰 E_b/N_0 를 사용한 것이다. 그림 10은 절단왜곡과 더불어 다사용자간섭에 의해 충분한 BER 성능을 얻지 못하는 멀티코드 DS/CDMA 시스템의 경우에도 결합보상기가 AWGN 채널과 동일한 조건에서 비선형왜곡에 의한 성능열화를 충분히 보상하고 있고, 사용자가 증가함에 따라 BER 성능이 감소되는 경우에도 그러한 열화를 보상하고 있음을 보이고 있다. 또한 사용자가 많은 경우에도 결합보상기에 의한 멀티코드 시스템의 성능열화가 보상되고 있으며 전치왜곡기 또는 추정검출기에 비해 나은 결과를 나타내고 있다. 따라서 다사용자간섭에 있어서도 결합보상기는 비선형왜곡을 보상할 수 있다.

이상의 결과를 통해 볼 때, 결합보상기는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기에 의한 비선형 왜곡을 충분히 보상할 수 있고 전치왜곡기 또는 추정검출기에 비해서도 시스템의 성능을 상당히 개선시킬 수 있다.

VI. 결론

고속데이터 전송에 효율적인 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 전력증폭기는 멀티코드신호를 왜곡시켜 시스템의 성능열화를 초래한다. 특히 고전력 효율을 위해 낮은 백오프에서 동작하는 경우는 더욱 심각해진다. 본 논문에서는 이러한 전력증폭기를 사용하는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 발생하는 비선형 왜곡을 보상하기 위해 전치왜곡과 추정검출로 이루어진 결합보상방식을 적용하였다. 제안된 방식은 전력증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 특성에 대한 역특성함수에서 최소자승법을 이용해 얻은 유한차수의 다항식으로 비선형성을 선형화하고, 수신기에서 복조된 수신 심볼시퀀스로부터 송신기의 비선형성과 멀티코드를 이용하여 추정 심볼시퀀스를 얻기 때문에 전력증폭기의 비선형성으로 인해 멀티코드 신호에 나타나는 비선형왜곡과 데이터심볼에 나타나는 비선형왜곡을 모두 보상할 수 있다.

시뮬레이션에 있어서 결합보상방식은 4개의 코드 채널을 갖는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에 적용되었고, AWGN 및 페이딩채널, MAI에 대한 각각의 BER 성능을 고찰하였다. 시뮬레이션 결과 0dB 백오프 레벨에서의 결합보상방식은 AWGN과 페이딩 채널에서 2.5-3.5 dB의 성능열화를 보상하였고, 전치왜곡기 또는 추정검출기에 비해 0.6-2 dB 정도의 멀티코드 DS/CDMA 시스템 성능이 개선되었다. MAI에 있어서도 비선형왜곡에 의한 성능열화를 상당히 보상하고 있고 다른 왜곡보상기에 비해 보다 개선된 결과를 얻을 수 있었다. 시뮬레이션을 통해 결합보상방식은 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 비선형왜곡을 충분히 보상할 수 있고, 전치왜곡기와 추정검출기보다 개선된 성능을 얻고 있음을 확인할 수 있었다. 결합보상방식은 낮은 백오프의 전력증폭기를 사용하는 멀티코드 DS/CDMA 시스템에서 비선형왜곡 영향을 감소시키는데 효과적으로 이용될 수 있을 것이다.

