

이진 검색 알고리즘을 이용한 Cartesian Feedback 송신기 불완전성의 자동보상

정희원 임영희*, 이병로**, 임동민*, 이형수***

Automatic Compensation for Cartesian Feedback Transmitter Imperfections Using the Binary Search Algorithm

Younghoe Lim*, Byeongro Lee**, Dongmin Lim*, Hyungsoo Lee***

Regular Members

요 약

본 논문에서는 전력증폭기 선형화를 위한 Cartesian feedback 방식의 케환 경로에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 자동적으로 보상하는 개선된 방식을 제안한다. Cartesian feedback에 의한 비선형 전력증폭기 왜곡성분의 감쇠 정도는 시스템 루프의 이득, 대역폭, 시간지연에 의해 결정된다고 알려져 있다. 그러나 케환 경로 각 소자에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상의 불일치로 인하여 송신기의 출력신호에 원하지 않는 반송파 성분과 이미지 신호가 발생하여 케환보상의 효과가 반감되는 결과를 초래한다. 본 논문에서는 디지털 신호처리 시스템 구조에서 이진 검색 (binary search) 알고리즘을 이용하여 케환 경로에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 자동적으로 보상하는 방식을 제안하고 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 방식의 성능을 분석한다. 모의 실험에서 고려된 환경에서 이진 검색 알고리즘을 이용한 보상 방식은 기존의 다중 스텝 검색 (multiple step search)을 이용한 방식에 비하여 동일한 정도의 DC offset과 이득 및 위상 불일치의 보상에 걸리는 시간을 평균적으로 40% 단축할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we propose an improved automatic compensation method for the DC offset and the gain/phase imbalance arising from the feedback path of the Cartesian feedback approach for linearizing power amplifiers. The suppression of nonlinear distortion components of the power amplifiers by the Cartesian feedback was shown to depend on the gain, the bandwidth and the time delay of the system loop. Due to the DC offset and the gain/phase imbalance of the devices along the feedback path, however, unwanted carrier component and image signals appear in the output signal of the transmitter, the result of which reduces the effectiveness of the feedback compensation. In this paper, we propose an automatic compensation method for the DC offset and the gain/phase imbalance arising from the feedback path which employs the binary search algorithm in the digital signal processing system structure, and analyze the performance of the proposed method by computer simulations. It was shown that the compensation method employing the binary search algorithm could save on average 40% of the processing time in compensating for the same degree of the DC offset and the gain/phase imbalance, compared with the previous method employing the multiple step search in the investigated simulation scenarios.

* 경상대학교 대학원 전자공학과 (sunlim@cecc-1.gsnu.ac.kr)

** 진주산업대학교 전자공학과

*** 한국전자통신연구원 전파기술연구부

논문번호 : 99259-0628, 접수일자 : 1999년 6월 28일

I. 서론

주파수 이용효율이 높은 선형변조 방식^[1]을 사용하기 위해서는 변조된 신호를 선형적으로 증폭하기 위한 전력증폭기의 선형화가 요구된다. 선형성이 좋은 전력증폭기는 전력효율이 매우 낮아 휴대용 통신기와 같이 전력 소비에 민감한 분야에의 적용은 어려우며, 반면 전력효율이 높은 전력증폭기는 선형성이 매우 나쁜 단점을 가지고 있다. 따라서 기존의 전력효율이 높은 비선형 전력증폭기의 특성을 부가적인 장치를 사용함으로써 개선시키는 여러 가지 방식이 제안되었다. 이러한 기법들은 feedforward^[2,3], linear amplification using nonlinear components^[1,4], Cartesian feedback^[1,5,6], adaptive predistortion^[7] 등으로 분류할 수 있다.

본 논문에서는 다루고 있는 Cartesian feedback 방식은 비교적 구현이 용이한 장점이 있으며 협대역 신호를 전송하기 위해 사용되는 전력효율이 우수한 비선형 전력증폭기의 선형성을 개선하는 효과적인 기술이다^[1,5,6]. Cartesian feedback의 경우 전력증폭기에서 발생하는 비선형 왜곡성분은 루프 이득에 비례하여 감소하나 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분은 출력에 그대로 반영되는 특성이 있다^[10]. 따라서 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분을 최대한 줄여야 궤환을 이용하여 전력증폭기에서 발생하는 왜곡성분을 감소시키려는 본래의 목적을 이룰 수 있다.

Cartesian feedback의 궤환 경로에서 발생하는 왜곡성분은 다음과 같이 구분할 수 있다^[10]. 첫째로 I/Q 복조기 (in-phase/quadrature demodulator)의 비선형성, 둘째로 궤환 경로에서 발생하는 잡음, 셋째로 I/Q 복조기와 연산증폭기의 DC offset, 마지막으로 궤환 경로의 I/Q 채널 사이에서 발생하는 이득 및 위상의 불일치 현상이다. I/Q 복조기에서 발생하는 비선형성은 I/Q 복조기의 선택에 있어 선형성이 우수한 부품을 사용함으로써 줄일 수 있으며 궤환 경로에서 발생하는 잡음은 저잡음 특성을 가진 부품을 사용함으로써 줄일 수 있다. 그러나 궤환 경로에서 발생하는 DC offset은 출력신호에 그대로 반영되며 Cartesian feedback 보상 방식의 성능을 저하시키는 주요 원인이 된다. 또한 궤환 경로에서 발생하는 이득 및 위상의 불일치 현상은 출력에 원하지 않는 이미지 신호를 발생시키는 원인이 된다. 디지털 신호처리를 이용하는 경우 입력신호를 미리

왜곡시킴으로써 송신기의 출력에서 원하지 않는 성분은 제거하는 방식을 비교적 간단히 구현할 수 있으며 I/Q 복조기에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 제거하는 여러 가지 방법들이^[7,8,9] 제안되었다.

본 논문에서는 Cartesian feedback의 궤환 경로에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 자동적으로 보상하는데 있어 소요되는 시간을 단축할 수 있는 이진 탐색 (binary search) 알고리즘을 적용하는 방식을 제안하며 그 성능을 분석한다. 제 2절에서는 Cartesian feedback 송신기의 기본 원리와 시스템 모델링에 대하여 간단히 설명하고 이어 제 3절에서는 궤환 경로에서 발생하는 DC offset의 모델링과 보상 방법을 기술하며 제 4절에서는 궤환 경로에서 발생하는 이득 및 위상 불일치의 모델링과 보상 방법을 기술한다. 제 5절에서는 제안하는 보상 알고리즘의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석하며 마지막으로 연구결과를 결론에서 정리한다.

II. 시스템의 모델링

Cartesian feedback은 협대역 신호를 전송하기 위해 사용되는 전력효율이 우수한 전력증폭기의 비선형성을 개선하기 위한 간단하고 효과적인 선형화 기술이며 시스템 구성도^[9]는 그림 1과 같다. Cartesian feedback의 기본 원리를 저주파 등가신호를 이용하여 설명하면 다음과 같다. 입력신호의 in-phase와 quadrature 성분을 각각 I, Q로 표시하는 경우 차동증폭기에서는 전력증폭기의 비선형성을 포함하는 궤환 경로의 신호와 입력 신호로부터 에러신호를 생성하며 이 신호는 전력증폭기의 비선형성을 자동제어의 궤환 원리에 의하여 보상하게 된다. 저역통과 필터는 에러신호에 포함되어 있는 고주파 성분을 제거하여 루프의 안정성을 확보하기 위한

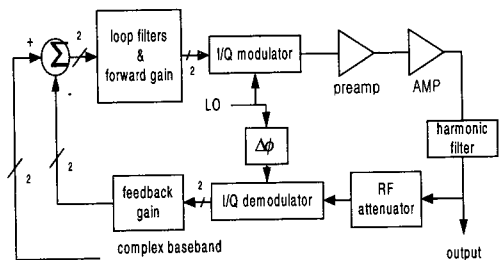


그림 1. Cartesian feedback 송신기의 구성도

것이다. I/Q 변조기에 의해 변조된 RF 신호는 일반적으로 여러 단의 전력증폭기에 의해 증폭되어 안테나를 통하여 전송된다. RF 신호의 일부는 케환되어 I/Q 복조기를 거쳐 저주파 신호로 변환되며 차동증폭기에 입력되어 케환 루프를 형성하게 된다. 위상 조정기는 I/Q 변조기와 I/Q 복조기 사이의 시간지연으로 인한 위상 오차를 보상하기 위하여 사용한다.

Cartesian feedback에서 입·출력의 관계식과 시스템의 안정성을 판별하기 위하여 그림 2와 같이 Cartesian feedback을 모델링하였다. 그림 2에서 입·출력 방정식은 루프의 이득, $M\beta \gg 1$ 일 경우 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$Y(t) \approx \frac{X(t)}{\beta} + \frac{d_A(t)}{M\beta} - d_f(t) \quad (1)$$

여기에서 β 는 케환 경로의 이득이고 M 은 순방향 경로의 이득이다. $d_A(t)$ 는 전력증폭기의 왜곡성분을 나타내며 $d_f(t)$ 는 케환 경로에서 발생하는 왜곡성분을 나타낸다. 식 (1)에서 전력증폭기의 비선형성 $d_A(t)$ 는 루프 이득만큼 감소하고 케환 경로에서 발생하는 왜곡성분 $d_f(t)$ 는 출력에 그대로 반영됨을 알 수 있다. 즉 케환 경로에서 발생하는 왜곡성분을 최대한 줄여야 케환을 이용하여 전력증폭기의 왜곡성분을 감소시키려는 본래의 목적을 달성할 수 있다.

전력증폭기의 비선형성이 크지 않은 경우에는 비선형성이 케환 시스템의 안정성에 미치는 영향이 크지 않으며 따라서 시스템의 안정성 분석을 위하여 전력증폭기를 선형시스템으로 가정할 수 있다. 먼저 1차 저역통과 필터와 전력증폭기를 포함하는 순방향 경로의 전달함수는 식 (2)와 같이 표시할 수 있다.

$$F_1(s) = \frac{M \cdot w_c}{s + w_c} \quad (2)$$

여기에서 w_c 는 저역통과 필터의 차단주파수이고 M 은 순방향 경로의 총 이득이다. 시스템 루프에서 시간지연과 위상오차가 존재한다고 가정하면 식 (3)과 같은 전달함수로 표현할 수 있다.

$$D(w) = e^{-j\omega t_1 + a} \quad (3)$$

여기에서 t_1 은 시간지연이고 a 는 위상오차이다. Cartesian feedback의 전체 전달함수 $T(s)$ 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (4)$$

여기에서,

$$G(s) = \frac{M \cdot w_c}{s + w_c} \quad (5)$$

$$H(s) = \beta \cdot e^{-j\omega t_1 + a} \quad (6)$$

이고 β 는 케환 경로의 총 이득이다.

식 (4)의 안정성 해석에는 루프전달함수 $G(s)H(s)$ 를 이용하는 Nyquist 선도, Bode plot, 대수크기·위상선도 등의 자동제어 기본 이론을 적용할 수 있다^[11]. 1차 저역통과 필터를 사용하는 시스템의 경우 시스템이 안정화하기 위한 조건은 루프 이득 (G), 저역통과 필터의 대역폭 (BW), 루프의 지연시간 (D) 사이의 관계로 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다^[10].

$$G \cdot BW \cdot D < 0.25 \quad (7)$$

또는,

$$M \cdot \beta \cdot w_c \cdot t_1 < \frac{\pi}{2} \quad (8)$$

비선형 시스템에 포함되어 있는 비선형 소자에 대한 모델링에는 각 소자의 특성에 따라 여러 가지 방식이 이용될 수 있다. 비선형 전력증폭기의 모델링에는 비기억성 모델 (memoryless model)의 적용이 가능하다^[12]. 비기억성 모델에서는 소자의 출력이 단지 현재의 입력에 의해서만 결정되며 따라서 그 특성이 주파수의 변화에 무관하다. 중심 주파수에

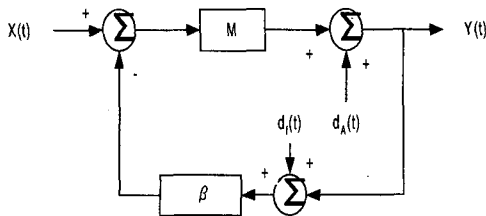


그림 2. Cartesian feedback의 기저대역 모델

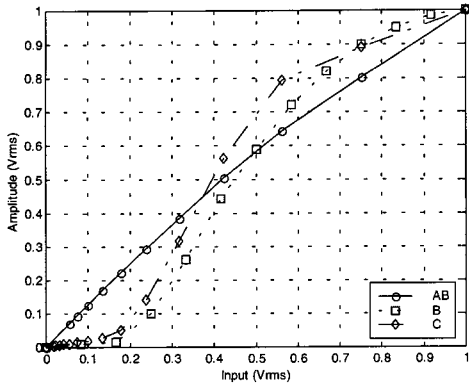


그림 3. 전력증폭기의 AM/AM 특성

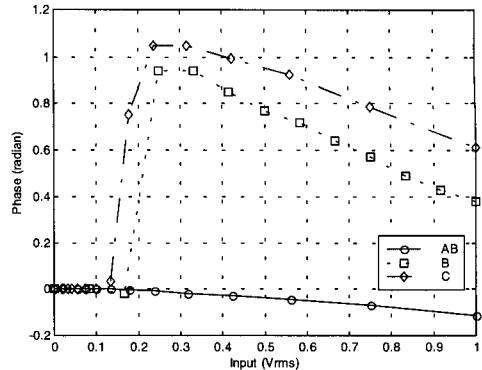


그림 4. 전력증폭기의 AM/PM 특성

비해 충분히 좁은 대역폭을 가지는 입력 신호를 가정하면 전력증폭기는 신호 대역폭 내에서 주파수에 무관한 특성을 나타내며 따라서 비기역성 모델을 이용할 수 있다.

컴퓨터 모의실험에서 사용하는 전력증폭기의 AM/AM, AM/PM 특성^[12]은 실제 사용하려고 하는 전력증폭기를 측정하여 구하는 것이 일반적이지만, 본 논문에서는 기존의 논문에 나타나 있는 220MHz 대역의 AB급^[5], 900MHz 대역의 B급^[7]과 C급^[6]에 대한 측정 자료를 이용하였다. 측정 자료를 컴퓨터 모의 실험에 이용하기 위하여 입력 및 출력 크기를 각각의 최대값을 기준으로 정규화 하여 전력증폭기의 AM/AM 특성은 그림 3에, AM/PM 특성은 그림 4에 도시하였다. 정규화 된 데이터는 lookup 테이블 형태로 저장하여 컴퓨터 모의실험에서 사용하였다.

III. DC offset

1. DC offset의 모델링

궤환 경로에서 발생하는 DC offset은 I/Q 복조기와 연산증폭기에 의해 발생한다. 이러한 DC offset은 입력 신호의 일 부분으로 간주되어 출력에 나타난다. 즉 그림 5와 같이 모델링할 수 있다. 여기에서 M 은 '순방향 경로 이득', β 는 궤환 경로 이득(궤환 경로에서의 기저대역 이득과 RF 감쇠를 포함한다), 그리고 K 는 전력증폭기의 이득을 나타내며 $A(\epsilon)$ 는 전력증폭기의 AM/AM 특성, $\phi(\epsilon)$ 는 전력증폭기의 AM/PM 특성을 나타낸다. I_{DC} , Q_{DC} 는 I/Q 복조기와 연산증폭기에서 발생하는 DC offset 값을 의미한다.

2. DC offset의 보상

궤환 경로에서 발생하는 DC offset를 보상하기 위하여 DC offset 양을 정확하게 측정할 수 있는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 전력증폭기의 출력을 포락선 검파 (envelope detection)를 한 후, 그 출력값을 보상기에서 사용하였다. 그림 5에서 전력증폭기의 출력, V_{out} 을 $I(t) + jQ(t)$ 라 할 때 포락선 검파된 출력은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} = \frac{A_1 K A(\epsilon)}{|1 + A_1 \beta K A(\epsilon) e^{j\phi(\epsilon)}|} \cdot \sqrt{[a(t) - I_{DC}]^2 + [b(t) - Q_{DC}]^2} \quad (9)$$

식 (9)에서 DC offset의 값인 I_{DC} , Q_{DC} 는 송신기의 입력신호 $a(t)$, $b(t)$ 에 감산하여 출력에 나타남을 알 수 있다. 즉 입력신호에 DC offset 값의 추정치인 I_{compDC} 와 Q_{compDC} 미리 더하여 입력하면 전력증폭기의 출력에서 DC offset을 보상할 수 있음을 알 수 있다.

I_{compDC} 와 Q_{compDC} 값의 추정은 입력에 두 가지 종류의 테스트 전압을 사용하여 계산할 수 있다. 그러나 이러한 테스트 전압을 사용하여 직접 계산하는 방식은 포락선 검파기의 비선형성 영향으로 입력 전압과 출력 전압의 관계가 선형적이지 못하기 때문에 요구되는 정확도를 가지는 결과를 얻기가 힘들게 된다. 따라서 포락선 검파기의 비선형성에 무관하게 정확한 값을 추정하기 위하여 반복적으로 최적치를 접근해 가는 방식을 근사적인 방법을 이용한다^[9]. 정확한 I_{compDC} , Q_{compDC} 값의 추정은 다음과 같은 절차를 통하여 결정한다. 우선 입력 $a(t)$, $b(t)$ 를 [0, 0]으로 입력한 후 포락선 검파를 통하여

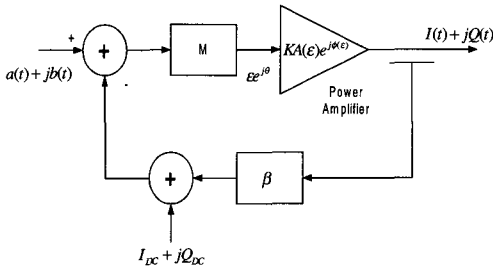


그림 5. 궤환 DC offset이 존재하는 송신기의 기저대역 구성도

출력 전압이 최소가 되는 I_{compDC} , Q_{compDC} 를 구한다. I_{compDC} 의 값을 구하는 방법은 Q_{compDC} 의 값을 0으로 고정한 후 I_{compDC} 의 값에 여러 가지 값을 대입하여 출력 전압이 최소가 되는 값을 구한다. 본 논문에서는 출력이 최소가 되는 I_{compDC} 의 값을 검색하기 위해 이진 검색 방법^[13]을 이용하였다. 예를 들어 궤환 DC offset 전압 I_{DC} 가 d일 경우 먼저 I_{compDC} 에 $C \times d$ 를 입력한 후의 출력값과 $-C \times d$ 를 입력한 후의 출력값을 비교한다. 여기에서 상수 C는 시스템의 특성에 따라 결정되어질 수 있다. 이 때 두 출력값들 중에서 큰 쪽은 원하는 I_{DC} 값에서 멀리 떨어진 값이므로 출력이 큰 쪽의 입력을 앞에서 입력한 두 수의 평균값으로 대입한다. 즉 $(C \times d - C \times d) / 2$ 를 새로운 입력값으로 설정한다. 새로운 값을 대입하여 나타나는 출력과 이전의 작은 출력값과 다시 비교하여 큰 쪽의 입력을 두 입력의 평균값으로 다시 대입한다. 즉 큰 쪽의 출력에 해당하는 입력을 두 입력의 평균치로 대치하는 방법이다. Q_{compDC} 를 구하는 방법은 I_{compDC} 를 구하는 방법과 동일하다. 즉 I_{compDC} 는 앞에서 구한 값을 고정하여 두고, Q_{compDC} 의 값은 앞에서 설명한 이진 검색 방법을 이용하여 출력 전압이 최소가 되는 값을 구한다. 이러한 DC offset을 보상하는 절차를 그림 6에 순서도로 도시하였다.

이진 검색 방법에서 정확한 오차에 해당하는 전압을 구하기 위해서 본 논문에서는 아래와 같은 방법을 이용하였다. 예를 들어 I_{compDC} 가 -0.5V에서 0.5V 사이에 존재한다고 가정한다. 추정 오차의 범위를 0.0001 이내로 정할 경우 -0.5V부터 0.5V까지 0.0001씩 증가시키며 10000개의 데이터를 생성한 후 생성된 데이터에서 전력증폭기의 출력이 최소가

되는 값을 검색하면 된다. 이렇게 생성된 데이터를 lookup 테이블로 만들면 많은 양의 메모리가 필요하게 된다. 이러한 단점을 보완하기 위해 본 논문에서는 가장 낮은 전압 (-0.5V)과 증가치 (0.0001) 그리고 색인 (index)을 이용하여 해당하는 전압을 추적하는 방식을 사용하였다. 해당하는 색인을 검색하는 방법은 이진 검색 방법을 사용하였다. 이진 검색 방법에서 중간값이 항상 존재하기 위해 색인의 수는 $2^N + 1$ 이어야 한다. -0.5V와 0.5V 사이에 증가치를 0.0001 이하로 만들기 위한 N의 최소값은 14이다. 즉 최저 색인 (V_{low})은 0이고 최고 색인 (V_{high})은 16384이다. 0부터 16384까지의 정수를 14번의 이진 검색하면 해당하는 색인값을 찾을 수 있다. 색인값에서 해당하는 전압값은 최저전압 (-0.5V) + 색인 × 증가치 (0.0001)로서 구할 수 있다. 이러한 계산식은 그림 6에서의 IND() 함수에 해당한다. 그림 6에서 1번 블록도는 2진 검색을 위하여 변수를 초기화하며 2번 블록도는 최저 색인과 최고 색인에 해당되는 전압을 입력으로 사용하여 각각의 출력값을 변수에 저장한다. 3번 블록도는 저장된 출력값을 비교하여 다음 검색 범위를 결정한다.

IV. 이득 및 위상 불일치

1. 이득 및 위상 불일치 모델링

Cartesian feedback에서 I/Q 변조기와 I/Q 복조기

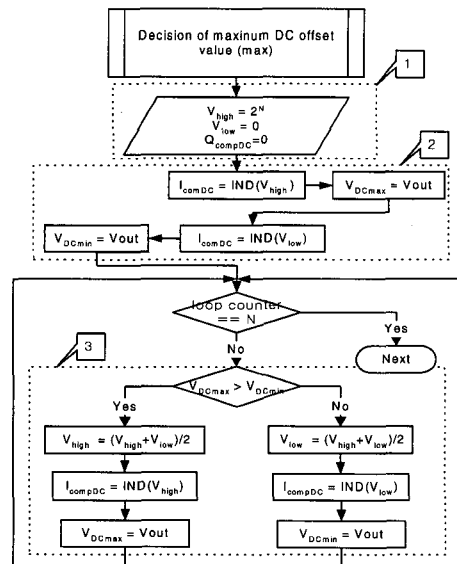


그림 6. DC offset의 보정 순서도

가 사용되는데 이득과 위상 불일치는 I/Q 복조기에
서 주로 발생한다고 가정할 수 있다. 발생하는 이득
과 위상 불일치를 각각 γ , α 라고 하면 I/Q 복조기
에 입력되는 반송파는 식 (10), (11)과 같다.

$$x_{LO,I}(t) = 2\cos(\omega_c t) \tag{10}$$

$$x_{LO,Q}(t) = 2\gamma\sin(\omega_c t + \alpha) \tag{11}$$

이 때 출력 $I'(t)$, $Q'(t)$ 에 대한 기저대역 신호는
식 (12), (13)과 같다.

$$I'(t) = I(t) \tag{12}$$

$$Q'(t) = \gamma I(t)\sin\alpha + \gamma Q(t)\cos\alpha \tag{13}$$

Cartesian feedback에서 이득과 위상 불일치가 발
생할 때 입력과 출력의 관계를 신호흐름선도^[11]로
나타내면 그림 7과 같다. 여기에서 루프이득
 $MBKA(\epsilon)$ 이 충분히 크다고 가정하고 신호흐름선도
로부터 Mason의 정리^[11]를 이용하여 입·출력 관계
식을 구하면 식 (14), (15)와 같이 표시할 수 있다
[9].

$$I(t) \approx \frac{a(t)}{\beta} \tag{14}$$

$$Q(t) \approx \frac{\sec\alpha}{\gamma\beta} b(t) - \frac{\tan\alpha}{\beta} a(t) \tag{15}$$

여기에서 $a(t)$, $b(t)$ 는 입력신호이며 β 는 폐환
이득, γ 는 이득 불일치, α 는 위상 불일치 값이다.
식 (14), (15)에서 원하는 출력 신호는 각각 $a(t)/\beta$
와 $b(t)/\beta$ 이므로 입력신호에 미리 보상된 신호인
[$a(t)$, $\gamma a(t)\sin\alpha + \gamma b(t)\cos\alpha$]를 사용하면 원하는 출
력 신호를 얻을 수 있다. 전체적인 DC offset과 이
득 및 위상 불일치 보상이 구성도는 그림 8과 같다.

2. 이득 및 위상 불일치 보상

이득과 위상 불일치는 다음과 같은 절차로 보상
할 수 있다. 먼저 그림 8과 같은 구조의 보상기에서
입력 $a(t)$, $b(t)$ 를 [D, 0]로 입력하면 전력증폭기
의 출력은 아래와 같다.

$$I(t) \approx \frac{D}{\beta} \tag{16}$$

$$Q(t) \approx \frac{\sec\alpha}{\gamma\beta} D \times k1 - \frac{\tan\alpha}{\beta} D \tag{17}$$

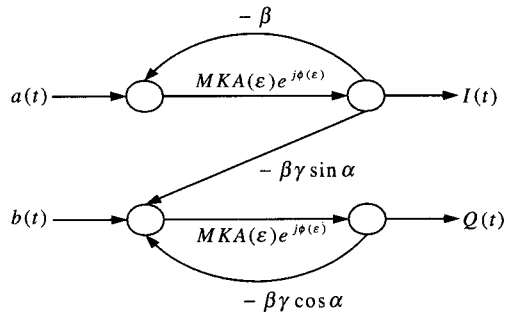


그림 7. 이득, 위상 불일치가 존재할 때 신호흐름선도

이 때 보상의 변수인 $k1$ 의 값을 변화시켜 포락
선 검파기의 출력전압이 최소가 되는 $k1$ 의 값을 구
한다. $k1$ 값의 검색 방법은 제 3절의 DC offset 보
상에 사용한 이진 검색 방식을 사용하였다. 다음으
로 입력 $a(t)$, $b(t)$ 를 [0, D]로 입력한 후 전력증
폭기의 출력은 아래와 같다.

$$I(t) \approx 0 \tag{18}$$

$$Q(t) \approx \frac{\sec\alpha}{\gamma\beta} D \times k2 \tag{19}$$

이 때 보상의 변수인 $k2$ 의 값을 변화시켜 포락
선 검파기의 출력전압이 $k1$ 이 선택되었을 때의 출
력전압과의 차이가 최소가 되는 $k2$ 의 값을 구한다.
 $k2$ 값의 검색 방법은 이진 검색 방식을 사용하였
다.

이러한 방식을 이용하여 보상기에서 사용되는 $k1$
과 $k2$ 의 값을 구하면 각각 $r\sin(\alpha)$, $r\cos(\alpha)$ 가 된
다. 그러나 DC offset이 존재할 때, 앞에서 구한 $k1$
과 $k2$ 의 값은 DC offset의 영향으로 $r\sin(\alpha)$,

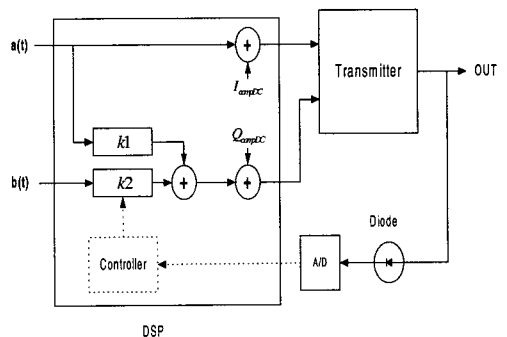


그림 8. 보상된 송신기의 구성도

$r\cos(a)$ 에서 벗어나게 된다. 보다 정확한 k_1 과 k_2 값은 DC offset 보상 방법과 이득 및 위상 보상 방법을 반복 수행함으로써 얻을 수 있으며 그림 9와 같은 이진 검색 방법을 이용하여 구할 수 있다. 그림 9에서 1번 블록도는 I_{compDC} 를 보상하는 부분이며 2번 블록도는 Q_{compDC} 를 보상하는 부분이다. 3번 블록도는 이득 불일치는 보상하는 부분이며 4번 블록도는 위상 불일치는 보상하는 부분이다.

3. 보상 오차 범위

보상기의 변수 I_{compDC} , Q_{compDC} , k_1 , k_2 의 추정 오차 크기에 따라 전력증폭기의 출력 스펙트럼에서 나타나는 원하지 않는 성분들의 크기를 이론적으로 분석한다. 먼저 I_{compDC} , Q_{compDC} 의 정확성에 따라 출력 스펙트럼에서 반송파에 해당하는 성분이 나타나게 된다. 이러한 원하지 않는 반송파의 감소 정도를 DC offset에 대한 추정 오차에 따라 표 1에 도시하였다. 이것은 원하는 입력 신호의 크기를 기준으로 원하지 않는 반송파 성분의 크기를 dB로 표시한 것이다. 예를 들어 반송파 성분을 -50dB 이하로 줄이고자 할 때 DC offset의 추정 오차들이 모두 0.002보다 작아야 한다. 다음으로 k_1 , k_2 의 추정 정확성에 따라 출력 스펙트럼에 영상(image) 성분이 나타나게 된다. k_1 , k_2 의 추정 오차에 따라 영상 성분의 감소 정도를 표 2에 도시하였다. 예를 들어 영상 성분을 -50dB 이하로 줄이고자 할 때는 k_1 , k_2 에 대한 추정 오차는 0.003보다 작아야 한다.

표 1. DC 보상 에러에 대한 반송파 누설의 감소(dB)

I_{compDC} \ Q_{compDC}	0.001	0.002	0.003	0.004	0.005
0.001	-57.0	-53.0	-50.0	-47.7	-45.9
0.002	-53.0	-51.0	-48.9	-47.0	-45.4
0.003	-50.0	-48.9	-47.4	-46.0	-44.7
0.004	-47.7	-47.0	-46.0	-44.9	-43.9
0.005	-45.9	-45.4	-44.7	-43.9	-43.0

표 2. k_1, k_2 추정 에러에 대한 이미지 신호의 감소(dB)

k_1 \ k_2	0.001	0.002	0.003	0.004	0.005
0.001	-60.9	-57.0	-54.0	-51.7	-49.8
0.002	-57.0	-54.9	-52.8	-51.0	-49.3
0.003	-54.0	-52.8	-51.4	-50.0	-48.7
0.004	-51.7	-51.0	-50.0	-48.9	-47.8
0.005	-49.8	-49.4	-48.7	-47.8	-47.0

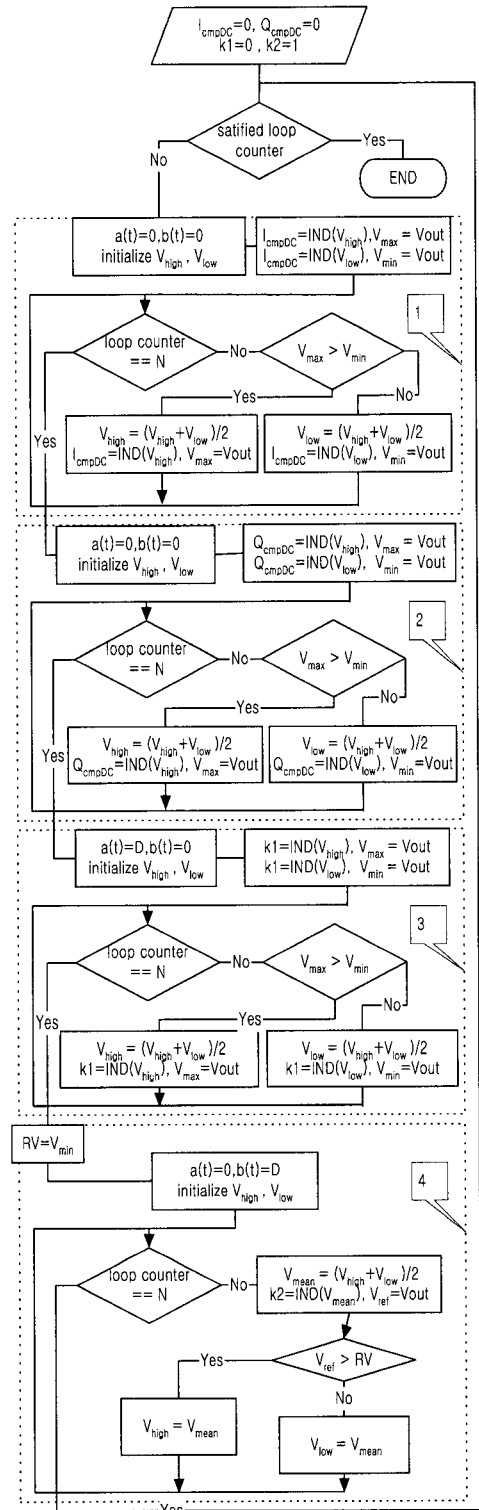


그림 9. 제환 DC offset과 이득, 위상 불일치 보상 순서도

V. 성능분석

위에서 제안된 알고리즘의 성능을 기존의 다중 스텝 검색 방법^[9]과 비교하여 분석하였다. 먼저 이론상으로 순차적으로 검색할 경우 전체 데이터의 수가 N 이면 평균 검색회수는 $N/2$ 이다. 이진 검색 방법의 경우 평균 검색회수는 $\log_2 N$ 이고 다중 스텝 검색의 경우 평균 검색회수는 $\sqrt[k]{N} \times k/2$ 가 된다. 여기에서 k 는 전체 데이터의 개수를 몇 회로 분할하여 검색할 것인가에 해당하는 분할 회수이다. 다중 검색 방법에서 N 이 16384일 경우 분할 회수에 따른 검색 회수는 표 3과 같다.

표 3. 분할 회수에 따른 검색 회수

k	1	2	3	4	5	6	7
searching times	8192	128	38.1	22.6	17.4	15.1	14
k	8	9	10	11	12	13	14
searching times	13.5	13.2	13.2	13.3	13.5	13.7	14

표 3에서 k 가 1인 경우는 순차적인 검색 방법에 해당하며 k 가 14인 경우는 이진 검색 방법의 경우이다. 다중 스텝 검색 방법의 분할 회수 k 가 증가함에 따라 요구되는 검색 회수가 감소함을 알 수 있으며 따라서 이진 검색 방법이 항상 다중 스텝 검색 방법 보다 검색 회수 면에서 유리함을 알 수 있다.

제안한 방법을 이용하여 Cartesian feedback에서 DC offset과 이득 및 위상 불일치의 보상 성능을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석하였다. 모의실험에서 Cartesian feedback의 루프이득, 루프의 대역폭, 루프 지연시간을 각각 48dB, 3kHz, 100ns로 가정하였다. 궤환 경로에서 발생하는 DC offset은 $I_{DC} = 0.21234V$, $Q_{DC} = 0.10389V$, 이득 불일치는 $\gamma = 82.162\%$, 위상 불일치 $\alpha = 10^\circ$ 인 경우를 고려하였으며 전력증폭기는 B급을 사용하였다. 전력증폭기의 출력은 입력신호를 인가한 후 정상상태에 도달한 후에 포락선 검파를 통하여 검출한다고 가정하였다. 두 가지 검색 방법의 성능을 비교하기 위해 추정 오차의 크기를 0.0001 이하로 정하면 다중 스텝 검색 방법의 경우는 스텝 크기를 [0.1 0.01 0.001 0.0001]로 하여 분할회수가 4회가 된다^[9]. 이 경우 평균 검

색회수는 20 ($10/2 \times 4$)이 된다. 이진 검색 방법을 사용하는 경우 추정 오차의 크기를 0.0001 이하로 만들려면 전체 색인의 수 2^k 가 16384가 되어야한다. 이 경우 이진 검색 방법의 평균 검색회수는 14가 되어 다중 스텝 검색 방법의 경우와 비교하여 검색회수가 40%로 감소한다. 이진 검색 방법의 경우 일회의 검색 과정은 다중 스텝 검색 방법의 경우와 거의 유사하므로 전체 소요시간은 검색회수에 비례한다. DC offset과 이득 및 위상 불일치를 반복적으로 보상하는 경우 컴퓨터 모의실험을 이용하여 반복회수에 따른 추정 오차와 총 검색회수의 변화 예를 표 4에 나타내었다. 이 경우 반복회수가 3이 되면 이진 검색 방법에 의한 추정 오차는 다중 검색 방법의 경우에 비하여 줄어들고 소요되는 누적 검색회수는 약 50%로 감소하였다.

표 4. 전체 루프 반복회수에 따른 정확성

	반복회수	1	2	3	4
샘플링 회수	다중스텝	123	243	367	461
	2진 검색	62	124	186	248
I_{compDC}	목표값	0.21234	0.21234	0.21234	0.21234
	다중스텝	0.1907	0.2117	0.2123	0.2123
	2진 검색	0.190674	0.211731	0.212341	0.212341
Q_{compDC}	목표값	0.10389	0.10389	0.10389	0.10389
	다중스텝	0.1009	0.1038	0.1039	0.1039
	2진 검색	0.100891	0.103821	0.103882	0.103882
$k1$	목표값	0.14267	0.14267	0.14267	0.14267
	다중스텝	0.1413	0.1416	0.1415	0.1415
	2진 검색	0.141296	0.141479	0.141602	0.141602
$k2$	목표값	0.80914	0.80914	0.80914	0.80914
	다중스텝	0.7483	0.8074	0.8090	0.8090
	2진 검색	0.748230	0.807434	0.809143	0.809143

추정 오차의 크기가 출력 신호에 반송파 성분과 영상 신호의 형태로 반영되는 정도를 분석하기 위하여 두 가지 주파수 (800Hz와 1.8kHz)의 톤을 SSB 변조한 후 입력 신호로 사용하였다. SSB 변조에는 Weaver 방식^[14]을 이용하였으며 변조된 신호는 최대치로 정규화하여 사용하였다. 그림 10은 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 보상하지 않은 상태의 출력 스펙트럼을 나타낸다. 그림에서 출력 스펙트럼에 원하지 않는 반송파 성분과 영상 신호 성분이 크게 나타나 있음을 알 수 있다. 그림 11과 그림 12는 각

각 다중 스텝 검색 방법과 제안된 이진 검색 방법을 이용하여 두 번 반복하여 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 보상한 경우의 출력 스펙트럼이다. 그림으로부터 반송파 성분과 영상 신호 성분이 톤 신호에 비하여 -60dB 정도로 감소됨을 알 수 있으며 제안된 방법을 이용하는 경우 동일한 보상 성능을 얻으면서 보상에 소요되는 시간을 줄일 수 있다.

VI. 결론

Cartesian feedback 방식은 전력증폭기의 선형성을 개선하는 비교적 구현이 용이한 방법의 하나이며 케환 특성상 협대역 신호 증폭에 주로 적용된다. 이 방식에 의한 비선형 전력증폭기 왜곡성분의 감쇠 정도는 시스템 루프의 이득, 대역폭, 시간지연에 의해 결정된다고 알려져 있다. 그러나 케환 경로 각 소자에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상의 불일치로 인하여 송신기의 출력신호에 원하지 않는 반송파 성분과 이미지 신호가 발생하여 케환 보상의 효과가 반감되는 결과를 초래한다. 본 논문에서는 케환 경로에서 발생하는 DC offset과 이득 및 위상 불일치를 이진 검색 알고리즘을 이용하여 자동적으로 보상하는 방식을 제안하고 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 방식의 성능을 기존의 방식과 비교하여 분석하였다. DC offset과 이득 및 위상 불일치에 대한 추정 오차를 0.0001 이하로 선정할 경우 출력 신호의 스펙트럼에서의 원하지 않는 반송파 성분과 영상 신호 성분은 입력 톤 신호를 기준으로 -60dB 정도로 감소하였다. 이 경우 제안된 이진 검색 방법은 기존의 다중 스텝 검색방법에 비하여 동일한 정도의 DC offset과 이득 및 위상 불일치의 보상에 걸리는 시간을 평균적으로 40% 단축할 수 있다.

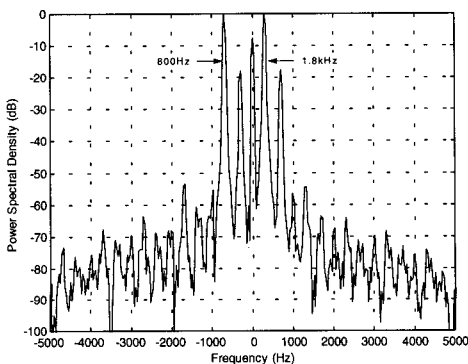


그림 10. 보상이 없는 시스템의 출력 스펙트럼

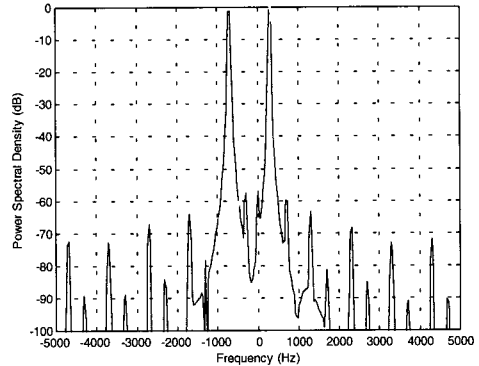


그림 11. 다중 스텝 방식을 이용한 시스템의 출력 스펙트럼

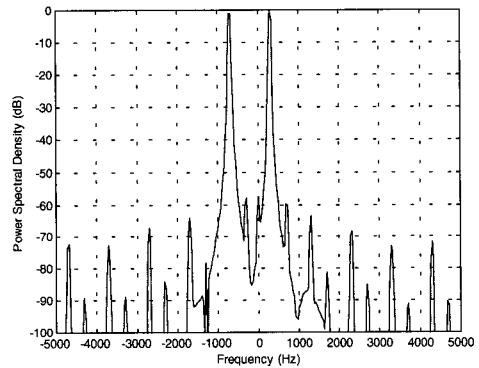


그림 12. 제안된 방식을 이용한 시스템의 출력 스펙트럼

참고 문헌

- [1] A. Batman, D. M. Haines, and R. J. Wilkinson, "Linear transceiver architectures," in *Proc. 38th VTC*, pp. 478 - 484, 1988.
- [2] W. E. Sabin and E. O. Schoenike ed., *Single-sideband systems and circuits*, McGraw-Hill, Inc., 1987.
- [3] R. J. Wilkinson, P. B. Kenington, and J. D. Marcill, "Power amplification techniques for linear TDMA base stations," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp. 74 - 78, 1992.
- [4] S. A. Hetzel, A. Bateman, and J. P. McGeehan, "A LINC transmitter," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 133 - 137, 1991.
- [5] M. Boloorian and J. P. McGeehan, "Linearization of frequency-hopped transmitters using Cartesian feedback," in *Proc. IEEE*

- VTC, pp. 520 - 524, 1995.
- [6] M. Johansson and T. Mattsson, "Transmitter Linearization Using Cartesian Feedback for Linear TDMA Modulation," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 439 - 444, 1991.
- [7] M. Faulkner and M. Johansson, "Adaptive linearization using predistortion - experimental results," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, vol. 43, pp. 323 - 332, May 1994.
- [8] M. Faulkner and T. Mattson, "Automatic adjustment of quadrature modulators," *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 214 - 216, Jan. 1991.
- [9] M. Bolorian and J. P. McGeehan, "Automatic remove of Cartesian feedback transmitter imperfections," *IEEE Proc. Commun.*, vol. 144, no. 4, pp. 281 - 288, August 1997.
- [10] M. Bolorian and J. P. McGeehan, "The frequency-hopped Cartesian feedback linear transmitter," *IEEE Treans. Vehi. Tech.*, vol. 45, pp. 688 - 706, Nov. 1996.
- [11] 박홍배, 이균경, *최신제어시스템*, 반도출판사, 1996.
- [12] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press: New York, 1992.
- [13] E. Horowitz and S. Sahni, *Fundamentals of Computer Algorithms*, Computer Science Press: Maryland, 1978.
- [14] Marvin E. Frerking, *Digital Signal Processing in Communication Systems*, Van Nostrand Reinhold, 1994.
- 이 병 로(Byeongro Lee) 정회원
1989년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
1988년~1992년: LG 전자
1995년 2월: 동아대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
1998년 2월: 경상대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
<주관심 분야> 멀티미디어 이동통신, 적응변조, 멀티캐리어 시스템
- 임 동 민(Dongmin Lim) 정회원
1986년 2월: 서울대학교 제어계측공학과 (공학사)
1988년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1992년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1992년 9월~현재: 경상대학교 전자공학과 부교수
<주관심 분야> 디지털 신호처리, 이동통신, 통신망 성능분석
- 이 형 수(Hyungsoo Lee) 정회원
통신학회논문지 제 23권 제 4호 참조
- 임 영 회(Younghoe Lim) 정회원
1996년 2월: 경상대학교 전자공학과 (공학사)
1998년 2월: 경상대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
1999년 3월~현재: 경상대학교 대학원 전자공학과 박사과정
<주관심 분야> 협대역통신, 전력증폭기선형화, 디지털신호처리