

論文98-35D-10-3

# 휘드휘워드 선형 전력 증폭기의 주 신호 제거회로 적응특성해석 (Analysis of the Adaptation Characteristics of the Nulling Loop Control Circuit for the Feedforward Linear Power Amplifier)

朴 一 \*, 李相高 \*\*

(Yil Park and Sang Seol Lee)

## 요 약

휘드휘워드 선형전력 증폭기에 사용하는 적응형 주 신호 제거회로의 주 신호 제거 특성을 해석하였으며 선형 증폭기의 특성을 개선하기 위한 주 신호 제거 오차 제어방법을 제안한다. 이 해석을 통해 정상상태에서 주 신호 제거 율을 정확하게 예측함으로써 부 증폭기의 규격조건 및 주 증폭기의 백 오프 조건 등을 계산할 수 있으며 효율 및 경제성을 고려한 휘드휘워드 선형 증폭기의 최적설계가 가능하다.

## Abstract

In this paper, we analyze the main-carrier cancellation characteristics of the nulling loop control circuit which is used for the main-carrier cancellation circuit of the feedforward linear power amplifier. A new nulling loop error control method is proposed to improve the linear power amplifier characteristics. With this analysis, the main carrier cancellation ratio can be estimated and the required specifications of the main and auxiliary amplifiers can be optimized for the economic and power efficiency.

## I. 서 론

최근 이동 통신 분야를 중심으로 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)이나 QPSK(Quadrature Phase-Shift Keying)과 같은 선형변조 방식을 이용한 통신이 활발하게 이용되면서 RF 전력 증폭기의 선형화 특성을 개선하기 위한 많은 노력이 이루어지고 있다<sup>[1-3]</sup>. 휘드휘워드 선형전력 증폭기는 가

장 널리 사용되는 선형화 방식으로서 이동 통신 기지국과 같이 다수의 캐리어에 대한 선형화 보상이 가능하며 타 방식에 비해 광대역 특성이 양호한 장점을 가지고 있다<sup>[4-7]</sup>.

휘드휘워드 전력 증폭기는 비 선형 증폭기의 출력으로부터 비 선형 신호만을 거출하여 출력 신호에서 이를 상쇄하는 방식으로 비 선형 신호 추출을 위한 주 신호 제거회로와 출력신호의 비 선형 성분을 제거하기 위한 오차 신호 제거회로로 구성된다(그림 1). 휘드휘워드 증폭기의 전체특성은 오차 제거회로의 오차에 비해 주 신호제거 회로의 오차에 대한 영향을 더 많이 받게 되며 주 신호제거 회로의 오차가 오차신호 제거회로의 오차와 결합하여 선형화 특성이 저하하게 된다<sup>[6],[7]</sup>. 또한, 주 신호 제거회로의 오차가 커지면 오

\* 正會員, LG情報通信(株) 研究所  
(LG Inform. & Comm. R&D Center)

\*\* 正會員, 漢陽大學校 電子電氣工學部  
(School of Electronic and Electrical Eng., Hanyang Univ.)

接受日字:1998年6月29日, 수정완료일:1998年9月24日

차신호 제거회로의 부 증폭기의 선형화 특성 정밀도가 높아야하고 증폭도가 커져야 하므로 경제성 및 효율이 떨어지게 된다<sup>[8]</sup>.

휘드휘워드 전력 증폭기는 주 신호에 비해 매우 작은 오차신호를 처리해야하고 그 구조가 개방 루프 형태이므로 각 소자의 특성 및 시간적 변화에 의한 시스템 특성의 변화가 매우 민감하다. 따라서 적절한 적응 처리 방식이 필요하다.

주 신호제거 회로의 오차는 주 증폭기의 출력신호에서 주 캐리어 신호를 감쇄시키는 과정에서의 이득 제거 오차와 위상제어 오차에 의해 발생한다. 일반적으로 주 신호제거회로의 적응제어는 주 신호 제거회로의 출력 전력의 기대치를 최소화하는 방향으로 주 신호의 위상과 이득을 제어하는 방식을 사용하는데 매우 작은 오차신호를 이용하므로 수렴속도가 매우 느리고 지터 특성이 떨어지는 단점이 있다. 최근에 제안된 적응형 주 신호제거 회로의 제어방식은 위상오차 및 이득오차 신호의 순시전력을 검출하여 주 신호제거회로의 위상 및 이득을 조정하는 방식이다<sup>[5]</sup>. 이 방식은 비교적 간단한 회로 구성으로 위상오차와 이득오차를 적응적으로 보상할 수 있는 장점이 있으나 실제 오차 신호의 크기가 작은 경우에만 검출신호가 실제 오차신호에 비해하므로 실제 오차 신호가 큰 경우에는 보상특성이 저하하게 된다.

또한 검출된 위상 오차 신호를 벡터 변조기의 제어 신호로 변환하는 과정에서 추가적인 제어 오차가 발생한다. 이에 따라 진폭 오차 신호는 움직이는 목표를 향해 적응 신호 처리 되므로 주 신호 제거 회로의 수렴특성이 저하하게 된다.

이 연구에서는 간단한 회로 구성으로 주 신호 제거 회로의 수렴 특성을 보장할 수 있도록 위상 오차 신호의 직교 좌표 변환 과정을 개선하는 방법을 제안하였으며 주 신호 제거 회로의 주 신호 제거 특성을 해석하고 그 결과를 이용한 휘드휘워드 전력 증폭기의 설계 방법에 대하여 고찰하였다.

II. 적응형 주 신호 제거 회로

휘드휘워드 선형 전력 증폭기는 그림 1과 같이 주 신호 제거회로(loop1)와 오차 신호제거회로(loop2)로 구성된다. 루프1에서는 주 증폭기의 출력 신호와 입력 신호의 차에 의하여 주 증폭기 출력의 비 선형 오차

신호 전압을 검출한다. 검출된 오차 신호는 루프2의 부 증폭기를 통해 증폭되어 주 증폭기의 출력 신호의 왜곡신호를 방향성 결합기를 통해 상쇄하므로써 선형화 전력 증폭특성을 갖게 한다.

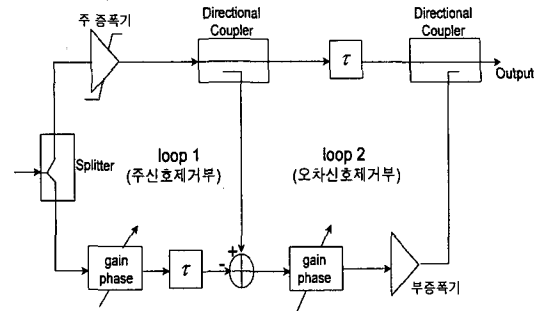


그림 1. 휘드휘워드 증폭기의 개념도  
Fig. 1. Blockdiagram of the feedforward amplifier.

주 증폭기를 포함한 각 소자의 진폭 및 위상 이득 특성은 온도 및 시간에 따라 변화한다. 또한 캐리어의 수에 의한 입력 전력의 변화나 전원 전압의 변화 등에 따라 급격하게 변할 수 있다. 이에 따라 발생하는 신호제거 특성의 오차를 보상하기 위해 각 루프의 위상 및 이득은 적응적으로 조절되어야 하는데 이 때, 루프 1의 수렴속도는 루프2에 비해 매우 빨라야 한다<sup>[4]</sup>. Eid 등이 제안한 적응 제어에 의한 주 신호 제거방식은 신호제거 과정에서 발생하는 위상 및 이득 신호 오차를 실시간적으로 보상해 줄 수 있으므로 주 신호 제거 회로에 사용하는 경우 급격한 특성 변화에 따른 오차를 줄일 수 있다<sup>[5]</sup>. 이 방식에서 주 신호 제거회로는 그림 2와 같이 지선 하이브리드 결합기(branch-line hybrid combiner)와 윌킨슨형 동상결합기로 구성되어있다.

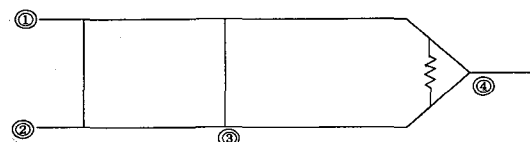


그림 2. 주 신호 제거회로용 결합기  
Fig. 2. Combiner for main signal cancellation.

단자1에는 비 선형 전력증폭기의 출력이 입력되고 단자2에는 주 신호성분이 입력되어 주 신호 성분이 완전히 제거되는 경우에는 출력단자 4를 통해 상호변조(intermodulation)신호만이 3dB 감쇄되어 출력된다.

실시간 보상을 위한 제어신호를  $\alpha$ ,  $\beta$ 라하고 각 단자의 순시전력을  $p_i$ 라 할 때  $\alpha$ ,  $\beta$ 는 각각 식 (1), (2)로 정의한다.

$$\alpha = p_1 - (p_2 + 2p_4) \quad (1)$$

$$\beta = p_1 + p_2 - 2p_3 \quad (2)$$

단자 1의 주 신호 성분 ( $A, \phi$ )과 단자 2의 신호 ( $A_2, \phi_2$ )와의 진폭 차와 위상 차가 각각  $\delta A, \delta\phi$ 이면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$A_2 = A + \delta A \quad (3)$$

$$\phi_2 = \pi + \phi + \delta\phi \quad (4)$$

단자 1과 단자 2 신호의 차이에 따라 발생하는 주 신호 제거오차의 크기를  $A^*$ 라 하면 벡터계산에 의해 다음과 같이 계산된다.

$$A^{*2} = A^2 + (A + \delta A)^2 - 2A(A + \delta A)\cos\delta\phi \quad (5)$$

단자 1의 상호변조 신호의 크기를  $B$ 라 하고 단자 4의 주 신호 성분의 크기를  $A_4$ 라 할 때 각 단자의 순시전력은 다음과 같다.

$$p_1 = A^2 + B^2 \quad (6)$$

$$p_2 = (A + \delta A)^2 \quad (7)$$

$$p_3 = \frac{1}{2}(A^2 + (A + \delta A)^2 + 2A(A + \delta A)\sin\delta\phi + B^2) \quad (8)$$

$$p_4 = \frac{1}{2}(A^{*2} + B^2) \quad (9)$$

식 (1), (2)와 식(6)-(9)로부터  $\alpha, \beta$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$\alpha = -2(A + \delta A)[A(1 - \cos\delta\phi) + \delta A] \quad (10)$$

$$\beta = -2A(A + \delta A)\sin\delta\phi \quad (11)$$

$\delta A$ 와  $\delta\phi$ 가 충분히 작을 때  $\alpha, \beta$ 는 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha \cong -2A\delta A \quad (12)$$

$$\beta \cong -2A^2\delta\phi \quad (13)$$

따라서  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 각각  $\delta A, \delta\phi$ 에 비례하므로 근사적으로 실시간 보상을 위한 제어신호로 사용할 수 있음을 알 수 있다.  $\alpha, \beta$ 는 벡터 변조기의 제어 신호로

사용되어 단자2의 진폭 및 위상을 제어한다.

각 단자의 순시전력은 다이오드 검출기에 의해 전압 ( $V_i$ )의 형태로 검출되고  $\alpha, \beta$ 의 크기는 그림 3과 같은 연산 증폭기 회로에 의해 연산 출력된다.

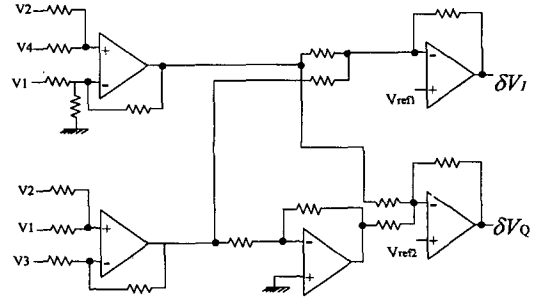


그림 3. 실시간 보상을 위한 제어회로  
Fig. 3. Adaptive control circuit.

$\alpha$ 와  $\beta$ 는 각각 진폭 및 위상 신호이므로 벡터 변조기 제어신호로 사용하기 위해서는 직교좌표신호 ( $I, Q$ )로 변환할 필요가 있다. Eid 등은 벡터변조기용 제어신호를 각각  $\delta V_I, \delta V_Q$ 라 할 때 식(14), (15)와 같은 방법으로 제어하는 방식을 제안하였다.

$$\delta V_I = Ma - N\beta \quad (14)$$

$$\delta V_Q = Ma + N\beta \quad (15)$$

### III. 위상 오차 제어 방식의 개선

식 (14), (15)와 같은 오차 신호 제어 방식은 직교좌표 변환과정에서 새로운 오차가 발생하므로 주 신호 제거 특성이 저하하게 된다.

벡터 변조기의 입력 신호를  $v_m$ 이라 하고 진폭 및 위상을 각각  $A, \phi$ 라 할 때  $v_m$ 은 식 (16)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_m = A \cdot e^{j\phi} = V_I + jV_Q \quad (16)$$

벡터 변조기의 출력 신호  $v_o$ 는 식 (17)과 같이 된다.

$$v_o = (V_I + Ma - N\beta) + j(V_Q + Ma + N\beta) = A' \cdot e^{j(\phi')} = (A + \alpha')e^{j(\phi + \beta)} \quad (17)$$

직교좌표 변환과정의 오차가 존재하지 않는 경우에는 식 (17)에서  $\alpha', \beta'$ 가 각각  $\alpha, \beta$ 의 부호 방향과

일치하여야 한다.

$$A' = A + \alpha' = \sqrt{(V_I + \delta V_I)^2 + (V_Q + \delta V_Q)^2} \quad (18)$$

$$\phi' = \phi + \beta' = \tan^{-1} \frac{V_Q + \delta V_Q}{V_I + \delta V_I} \quad (19)$$

식 (12)에 나타난 바와 같이 진폭 오차 제어신호  $\alpha$  는  $V_I, V_Q$ 의 부호 방향과 무관하므로 식 (18)에서  $\delta V_I, \delta V_Q$  부호 방향은  $V_I, V_Q$ 의 부호에 따라 변해야 함을 알 수 있다. Eid 등의 제어 방식에서  $\delta V_I, \delta V_Q$ 는 벡터 변조기의 감쇄기를 통해 제어되므로  $\alpha'$ 의 방향은  $V_I, V_Q$ 의 부호에 따라  $\alpha$ 와 동일한 방향으로 제어될 수 있다. 그러나 위상 제어신호  $\beta$ 은 그림 4에서 보는바와 같이  $V_I, V_Q$ 의 부호 방향에 따라서는  $\beta$ 의 제어 방향과 일치하지 않는 경우가 발생한다.

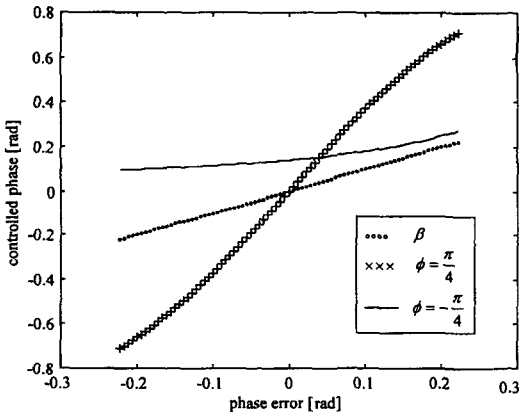


그림 4. 위상 오차 제어 신호의 변화 방향  
Fig. 4. Direction of the phase error control signal.

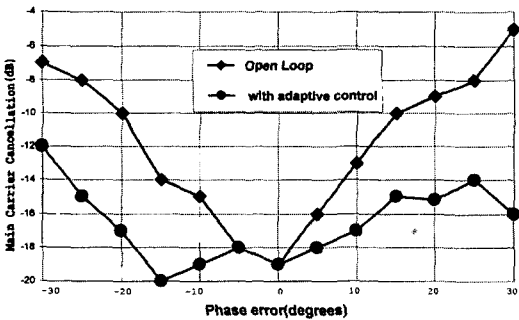


그림 5. 위상 오차에 대한 주 신호 제거 특성 (Eid. 실험결과)  
Fig. 5. Correction of phase errors. (Eid's experimental results)

이는 그림 5의 Eid 등에 의한 실험에서 보는 바와

같이 위상오차가 0일 때 최적의 오차 제거 특성을 보이지 않고 비대칭적인 주 신호 제거 특성이 나타나는 실험결과와 일치한다.

입력신호  $v_m$ 에 대한 위상 제어 신호가  $\beta$ 일 때 변조기의 출력 신호  $v_q$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_q &= (A + K_a \alpha) e^{j(\phi + K_\beta \beta)} \\ &= (A + K_a \alpha) e^{j\phi} \cdot e^{jK_\beta \beta} \end{aligned} \quad (20)$$

식 (20)에서  $e^{jK_\beta \beta}$ 를 Taylor 급수로 전개하면 식 (21)과 같다.

$$\begin{aligned} e^{j\beta} &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(jK_\beta \beta)^n}{n!} \\ &= 1 + jK_\beta \beta + \frac{(K_\beta \beta)^2}{2} + j \frac{(K_\beta \beta)^3}{6} + \dots \end{aligned} \quad (21)$$

$K_\beta \cdot \beta$ 는 매우 작은 신호이므로

$$e^{jK_\beta \beta} \approx 1 + jK_\beta \beta \quad (22)$$

로 되고  $v_q$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_q \approx (A + K_a \alpha) \cdot e^{j\phi} \cdot (1 + jK_\beta \beta) \quad (23)$$

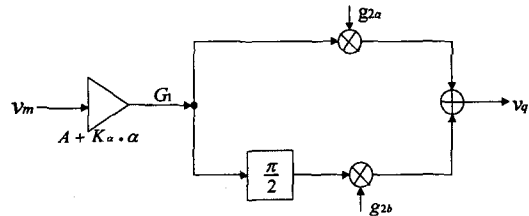


그림 6.  $G_1 \cdot G_2$ 의 등가 회로  
Fig. 6. Equivalent model for  $G_1 \cdot G_2$ .

식 (23)에서  $(A + K_a \alpha)e^{j\phi}$ 항을  $G_1$ ,  $(1 + jk_\beta \beta)$ 항을  $G_2$ 라하고  $G_1, G_2$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$G_1 = g_{1a} + jg_{1t} \quad (24)$$

$$G_2 = g_{2a} + jg_{2t} \quad (25)$$

이 때,  $G_1 \cdot G_2$ 는 그림 6과 같은 등가 모델로 표현할 수 있다.

따라서 그림 6과 같이 진폭 오차와 위상 제어 오차를 분리하여 제어할 수 있음을 알 수 있다. 이 때 진폭 오차제어는 Eid 등의 방식과 동일하게 제어하고 위상오차 제어는 그림 7과 같은 간단한 회로로 구현할 수 있다.

이 같은 위상 오차 제어 방식은 그림 8의 결과에서 알 수 있는 바와 같이 위상오차  $\beta$ 가 0인 근처에서  $\beta$ 와 실제 제어 신호  $\beta$ 의 부호 방향이 일치하므로 적응처리 과정상의 수렴 특성이 개선되므로 주 신호 제거 특성이 개선된다.

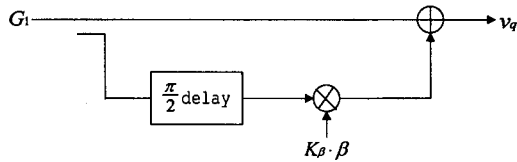


그림 7. 위상 오차 제어 회로  
Fig. 7. Phase error control circuit.

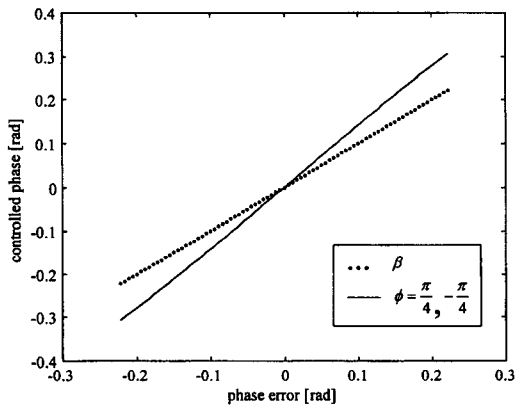


그림 8. 개선된 위상 오차 제어 신호의 변화  
Fig. 8. Direction of the phase error control signal with a new method.

#### IV. 주 신호 제거회로의 적응 특성

$\alpha$ 와  $\beta$ 는  $\delta A$ 와  $\delta\phi$ 가 커질수록 검출 오차가 증가하며 이에 따라 선형 증폭기의 선형특성이 저하한다. 또한 주 신호 제거특성에 따라 부 증폭기의 출력 및 선형특성조건이 결정되므로 설계과정에서 주 신호 제거율을 정확하게 예측할 수 있어야 한다.  $\delta\phi$ 와  $\delta A$ 가 0으로 수렴한 상태에서 위상 오차신호  $\beta$ 는 식 (11)에서 알 수 있는 바와 같이  $\delta A$ 의 검출오차에 의한 영향을 거의 받지 않는다. 그러나  $\beta$ 의 검출회로와 주 신호 제거회로 구성 소자의 백색잡음 등에 의해  $\delta\phi$ 의 지터가 발생하면 식 (10)에서와 같이  $\alpha$ 의 오차가 증가하게되어 주 신호 제거특성이 저하한다. 적응처리과정을 통해  $\alpha, \beta$ 가 수렴한 정상상태에서 주 신호 제거 특성은 다음과 같은 방법으로 해석할 수 있

다.

1)  $\beta$ 에 의한 주 신호 제거오차

그림 9에는  $|\delta\phi|$ 가 최소 값으로 수렴한 정상상태일 때 위상오차 제어회로의 선형등가회로를 나타내었다.

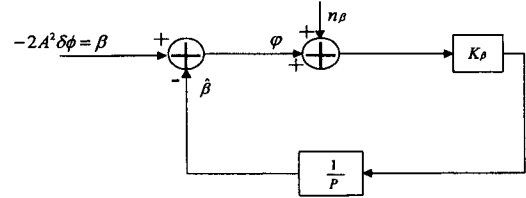


그림 9. 위상오차 제어회로의 선형 등가 모델  
Fig. 9. Linear equivalent model of the phase error control circuit.

그림 9에서  $\hat{\beta}$ 는  $\beta$ 의 추정치이며  $p$ 는  $p = d(\cdot)/dt$ 를 나타내는 연산자이다.  $n_\beta$ 는 회로에서 발생하는 백색잡음이며 주파수 영역에서  $N_0/2$ 의 잡음밀도를 갖는다. 이 제어회로의 상태방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\varphi = \beta - \hat{\beta} \tag{26}$$

$$\varphi = \frac{j2\pi f}{j2\pi f + K_\beta} \beta - \frac{K_\beta}{j2\pi f + K_\beta} n_\beta \tag{27}$$

$K_\beta/(j2\pi f + K_\beta)$ 를  $H_\beta(f)$ 라고 정의하면 식 (26)은 다음과 같이된다.

$$\varphi = [1 - H_\beta(f)] \cdot \beta - H_\beta(f) \cdot n_\beta \tag{28}$$

$1 - H_\beta(f)$ 와  $H_\beta(f)$ 는 각각 고역 통과 여파기와 저역 통과 여파기의 특성을 갖는다. 위상오차의 총 제곱평균오차(MSE)를  $\sigma_\varphi^2$ 라고 하면  $\sigma_\varphi^2$ 는 식 (29)와 같이  $\beta$ 에 의한 분산  $\sigma_\beta^2$ 과 잡음  $n_\beta$ 에 의한 분산  $\sigma_{n_\beta}^2$ 으로 구성된다.

$$\sigma_\varphi^2 = \sigma_\beta^2 + \sigma_{n_\beta}^2 \tag{29}$$

여기서  $\sigma_\varphi^2, \sigma_{n_\beta}^2$ 는 각각 다음과 같이 계산된다.

$$\sigma_\beta^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |1 - H_\beta(f)|^2 \cdot G_\beta(f) df \tag{30}$$

$$\sigma_{n_\beta}^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_\beta(f)|^2 df \tag{31}$$

식 (20)에서  $G_\beta(f)$ 는  $\beta$ 의 PSD(Power Spectral Density)이다.

$|1-H_\beta(f)|$ 는 주파수  $f$ 가 0일 때 0이 되므로  $\sigma_\beta^2$ 는 정상상태에서 0으로 된다. 따라서 위상오차의 지터는  $n_\beta$ 에 의해서만 주로 발생함을 알 수 있다. 잡음대역폭  $W_1$ 을 식 (32)와 같이 정의하면  $\sigma_{n_\beta}^2$ 는 식 (33)과 같다.

$$W_1 = \int_{-\infty}^{\infty} |H_\beta(f)|^2 df \quad (32)$$

$$\sigma_{n_\beta}^2 = \frac{N_0}{2} W_1 \quad (33)$$

이상에서 살펴본 바와 같이 정상상태에서 발생하는 위상오차 MSE는 잡음대역폭에 비례하여 커지게 되며 이 때  $\sigma_{n_\beta}$ 크기의 위상오차 제어신호  $\beta$ 의 지터가 발생한다. 잡음대역폭은  $K_\beta$ 가 커질수록 증가하므로 위상오차의 MSE를 줄이기 위해서는  $K_\beta$ 가 최소화 되어야한다.

2)  $\alpha$ 에 의한 주 신호 제거오차

$\delta\phi$ 의 지터가 존재하면 식(10)으로부터 진폭오차의 제어신호로 사용되는  $\alpha$ 는 다음과 같이 근사적으로 표현될 수 있다.

$$\alpha \cong -2A^2(1 - \cos \delta\phi) - 2A\delta A \quad (34)$$

$\alpha$ 의 오차신호를  $n_\alpha$ 라하고 실제의 진폭오차에 비례하는 순수제어신호를  $\alpha_1$ 이라 하면 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$n_\alpha \equiv -2A^2(1 - \cos \delta\phi) \quad (35)$$

$$\alpha_1 \equiv -2A\delta A \quad (36)$$

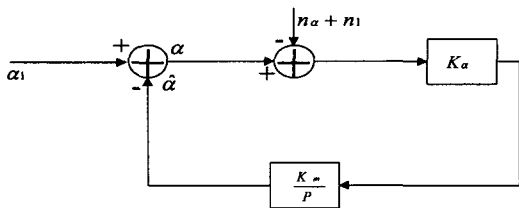


그림 10. 진폭 제어회로의 선형등가 모델  
Fig. 10. Linear equivalent model of amplitude control circuit.

$n_1$ 은 소자에 의한 주파수 영역에서의 잡음밀도가  $\frac{N_1}{2}$ 인 백색잡음이라고 가정할 때 정상상태에서  $\alpha$ 신호에 의한 진폭오차의 제어 과정을 나타내는 선형 등

가모델은 그림 10과 같다.

이 회로의 상태방정식은  $K_m$ 을 벡터 변조기의 이득이라고 할 때 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$a = \frac{j2\pi f}{j2\pi f + K} a_1 - \frac{K}{j2\pi f + K} (n_\alpha + n_1) \quad (37)$$

$$K \equiv K_\alpha \cdot K_m \quad (38)$$

$$H_a(f) \equiv \frac{K}{j2\pi f + K} \quad (39)$$

진폭오차의 제어 신호인  $\alpha$ 의 제곱오차의 평균(MSE)을  $\sigma_a^2$ 라 할 때

$$\sigma_a^2 = \sigma_{a_1}^2 + \sigma_{n_\alpha}^2 + \sigma_{n_1}^2 \quad (40)$$

$$\sigma_{a_1}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |1-H_a(f)|^2 \cdot G_{a_1}(f) df \quad (41)$$

$$\sigma_{n_\alpha}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H_a(f)|^2 \cdot G_{n_\alpha}(f) df \quad (42)$$

$$\sigma_{n_1}^2 = \frac{N_1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_a(f)|^2 df \quad (43)$$

이 된다. 위에서  $G_{a_1}(f)$ ,  $G_{n_\alpha}(f)$ 는 각각  $a_1$ ,  $n_\alpha$ 의 PSD이다.  $\sigma_{a_1}^2$ 은  $|1-H_a(f)|^2$ 가  $f=0$ 일 때 0이 되므로  $a_1$ 의 지터는 0이 된다. 따라서 정상상태에서  $\sigma_a^2$ 는  $\sigma_{n_\alpha}^2$ 과  $\sigma_{n_1}^2$ 의 합이 된다. 잡음대역폭  $W_2$ 를 식 (44)와 같이 정의할 때  $\sigma_{n_1}^2$ 은 식 (45)과 같이된다.

$$W_2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H_a(f)|^2 df \quad (44)$$

$$\sigma_{n_1}^2 = \frac{N_1}{2} W_2 \quad (45)$$

$n_\alpha$ 는 위상오차 제어신호  $\phi$ 의 지터에 의해 발생하는 위상신호 잡음이며 식 (29), (35), (42)로부터 계산할 수 있다.  $\phi$ 의 지터를 평균이 0이고  $\sigma_{n_\alpha}^2$ 의 분산을 갖는 가우시안 분포라고 가정하고  $A$ 를  $+A_0 \sim -A_0$  구간에서 균일 분포라고 가정하면  $\sigma_{n_\alpha}^2$ 은 식 (35)로부터 다음과 같이 계산되어 진다.

$$\sigma_{n_\alpha}^2 = E\{-2A^2(1 - \cos \phi)\}^2 - \overline{n_\alpha}^2 \quad (46)$$

식 (46)에서  $E[\cdot]$ 는 기대치를 의미하며  $\overline{n_\alpha}$ 는  $n_\alpha$ 의 기대치를 의미한다.  $\phi$ 가 충분히 작을 때  $\sigma_{n_\alpha}^2$ 은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\sigma_{n_s}^2 = \int_{-A_0}^{A_0} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2A^4}{A_0} (1 - 2 \cos \varphi + \cos^2 \varphi) \frac{e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_n^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} d\varphi dA - \bar{n}_a^2 \quad (47)$$

$$\bar{n}_a \cong \int_{-A_0}^{A_0} \int_{-\infty}^{\infty} -\frac{A^2}{A_0} (1 - \cos \varphi) \frac{e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_n^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} d\varphi dA \quad (48)$$

$\sigma$ 의 함수  $R_1(\sigma), R_2(\sigma)$ 를 식 (49), (50)과 같이 정의하면  $\sigma_{n_s}^2$ 은 다음과 같이 계산된다.

$$R_1(\sigma) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} (1 - \cos \varphi) \frac{e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma}} d\varphi \quad (49)$$

$$R_2(\sigma) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} (1 - \cos \varphi)^2 \frac{e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma}} d\varphi \quad (50)$$

$$\sigma_{n_s}^2 = A_0^4 \left( \frac{4}{5} R_2(\sigma) - \frac{4}{9} R_1^2(\sigma) \right) \quad (51)$$

따라서  $\sigma_a^2$ 은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \sigma_a^2 &= \sigma_{n_s}^2 + \sigma_{n_1}^2 \\ &= A_0^4 \left( \frac{4}{5} R_2(\sigma_{n_s}) - \frac{4}{9} R_1^2(\sigma_{n_s}) \right) + \frac{N_1}{2} W_2 \end{aligned} \quad (52)$$

3) 주 신호 제거회로의 주 신호 제거율 이상에서 살펴본 바와 같이 위상오차 제어신호  $\varphi$ 의 지터는 진폭오차 제어신호  $a$ 의 잡음 신호로 작용하며  $\varphi$ 와  $a$ 의 오차에 따라 회로의 주 신호 제거특성이 저하하게 된다.  $E[A]$ 가 0임을 고려할 때  $\varphi$ 와  $a$ 의 잡음에 의한 주 신호 제거율  $C_1$ 은 식 (5)로부터 다음과 같이 계산된다.

$$C_1 \equiv -10 \log \frac{E[A^*2]}{E[A^2]} = -10 \log \left[ 2 + \frac{\sigma_a^2}{E[A^2]} - 2E[\cos \varphi] \right] \quad (53)$$

### V. 선형 전력 증폭기의 설계

앞 절에서 유출한 주 신호 제거비  $C_1$ 은 휘드휘워드 선형 전력 증폭기 설계의 파라미터로서 유용하게 활용할 수 있다. 즉, 주 신호 제거 회로의 구조와 제어 방식에 의한 주 신호 제거 특성이 예측 가능한 경우, 이를 이용하여 선형 전력 증폭기의 설계조건을 만족하기 위한 주 증폭기와 부 증폭기의 선형 특성 요구조건을 결정할 수 있다. 휘드휘워드 선형 전력 증폭기의 선형화 특성은 일반적으로 주 증폭기의 비 선형성만을 고려하여 해석하고 있다.<sup>[4], [7]</sup> 실제에 있어서는 부 증폭기의 비 선형 특성에 의해 증폭기의 선형 특성이 저

하되며, 경제적인 회로 구성을 위해서는 설계 조건이 만족되는 범위 내에서 부 증폭기의 비 선형성을 어느 정도 허용할 수 있어야 한다. 캐리어 신호에 대한 상호 변조 신호비 ( $C/I$ )는 증폭기의 규격에 따라 결정되는 값이며 증폭기의 3차 교차점(Intercept Point (IP))으로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.<sup>[9]</sup>

$$C/I = 2IP - 2P_{carrier} \quad (54)$$

주 증폭기의 3차 상호변조 신호 전력을  $P_{M,IM}$ 라 하고  $P_M$ 을 주 증폭기의 주 신호전력,  $(C/I)_M$ 을 캐리어에 대한 상호 변조 신호 비라고 하면 식 (55)와 같이 된다.

$$P_{M,IM} = P_M \left( \frac{C}{I} \right)_M^{-1} \quad (55)$$

회로 내 결합기 및 선로 손실이 없다고 가정하면 주 신호 제거회로의 출력전력  $P_S$ 는 다음과 같다.

$$P_S = P_M \cdot 10^{-C_1/10} \quad (56)$$

$P_S$ 는 부 증폭기의 비 선형 특성에 의해 다시 왜곡이 되며 부 증폭기의 이득 및 캐리어에 대한 상호변조 신호 비를 각각  $G, (C/I)_A$ 라 할 때 부 증폭기에 의한 상호변조 전력  $P_{A,IM}$ 은 식 (57)과 같이 된다.

$$P_{A,IM} = P_S \cdot G \cdot (C/I)_A^{-1} \quad (57)$$

루프2의 IM 신호 제거율을  $C_2$ 라 할 때 이 값은 오차 신호 제거회로의 적응 신호 처리 구조 및 회로 구성의 불평형에 의해 결정된다. 오차 신호 제거회로에 의해 보상된 IM 신호의 크기를  $P_{2,IM}$ 이라 하면 루프2의 신호 제거율  $C_2$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$C_2 = \frac{P_{2,IM}}{P_{M,IM}} \quad (58)$$

$P_{2,IM}$ 은 일반적인 휘드휘워드 증폭기 특성 해석에 의해 계산되어 질 수 있다.<sup>[4], [7]</sup> 휘드휘워드 선형전력 증폭기의 총 IM 신호 제거율을  $C_T$ 라 하면 식 (59)과 같이 계산된다.

$$C_T = \frac{(\sqrt{P_{2,IM}} + \sqrt{P_{A,IM}})^2}{P_{M,IM}} \quad (59)$$

### VI. 결과 분석

식 (53)에서 주 신호 제거율은 위상 제어 신호인  $\varphi$

와 진폭 오차 제어 신호인  $a$ 의 분산에 의해 결정됨을 알 수 있다. 이 때  $\varphi$ 와  $\sigma_a^2$ 는  $\beta$ 의 지터인  $\sigma_\beta$ 의 함수이다.

그림 11에는 적응형 주 신호 제거회로에서 위상오차 제어신호의 지터에 의한 주 신호 제거율의 특성 변화를 나타내었다. 위상오차 제어신호의 지터가 증가함에 따라 주 신호 제거율이 감소함을 알 수 있다.

진폭오차 제어신호의 지터는 식 (47)에서 보는바와 같이  $A_0^4$ 에 비례하므로  $\sigma_a^2$ 에 의한 주 신호 제거율의 변화는  $A_0^2$ 에 비례한다. 따라서 주 신호 제거율은 증폭기의 백 오프에 의해서 영향을 받게된다. 그림 12에는 백 오프에 의한 주 신호 제거율의 변화를 나타내었다.

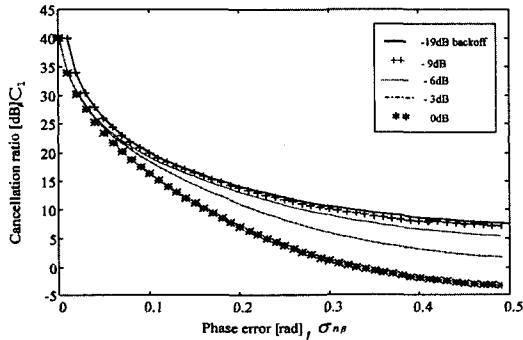


그림 11. 주 신호 제거율 특성  
Fig. 11. The characteristics of the main carrier cancellation ratio.

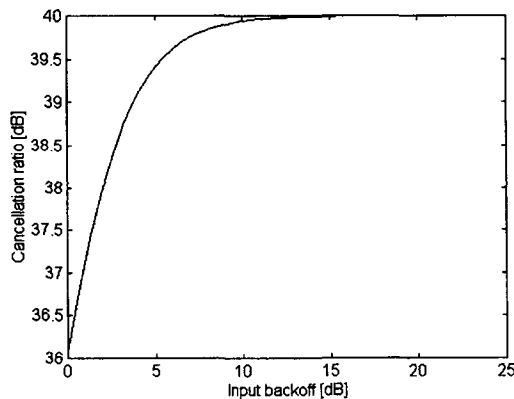


그림 12. 백 오프에 대한 주 신호 제거율의 변화  
Fig. 12. Cancellation-ratio characteristics with back-off.

그림 13에는 V 절의 결과를 활용하여 워드워드 선형 증폭기에서 부 증폭기의 C/I 특성에 따른 증폭기

의 IM 제거 특성을 나타내었으며 증폭기의 설계조건을 만족하는 부 증폭기의 C/I 특성 조건을 결정하는데 활용될 수 있다.

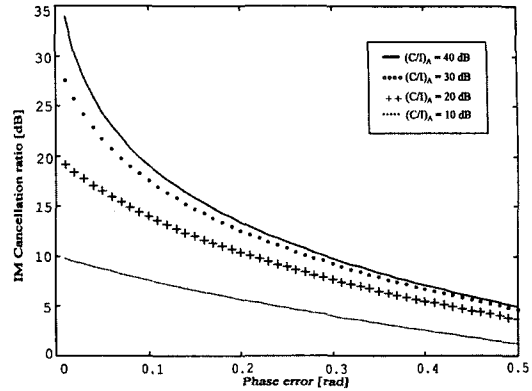


그림 13. 총 IM 신호 제거율  
Fig. 13. Total IM cancellation ratio.

VII. 결 론

주 신호 제거율을 개선하기 위한 위상 오차 제어 방법을 제안하였다. 워드워드 방식의 선형 전력 증폭기에서 적응형 주 신호 제거회로의 특성을 해석하였으며 주 신호 제거율은 위상제어 오차에 의해 가장 큰 영향을 받게되며 입력 전압의 백 오프가 커질수록 증가한다. 따라서 동일한 백 오프 조건하에서 선형화 특성을 개선하기 위해서는 위상 오차 제어 회로의 잡음을 최대한 억제하거나 보상하여 주는 회로의 설계가 필요함을 알 수 있다. 이 해석의 결과를 통해 주 신호 제거회로의 소자 특성에 따른 주 신호제거 특성을 정확하게 계산할 수 있으므로 워드워드 방식의 선형전력 증폭기의 설계 특성을 예측할 수 있다. 또한 이를 이용하여 선형전력 증폭기의 주어진 동작 요구 조건하에서 전력 효율 및 경제성 등을 고려한 회로의 최적화 설계가 가능하다.

참 고 문 헌

[1] A. A. M. Saleh and J. Salz, "Adaptive Linearization Amplifier in Digital Radio Systems," The Bell System Technical Journal, vol. 62, pp. 1019-1-33, Apr. 1983.  
[2] G. Karam an H. Sari, "Data Predistortion Techniques Using Intersymbol Interpo-



- lation." IEEE Trans. on Comm. vol. 38, pp. 1716-1723, Oct. 1990.
- [3] M. Benedetto and P. Mandarinini, "A New Predistortion Criterion with Application to High Efficiency Digital Radio Links.," IEEE Trans. on Comm., vol. 43, pp. 2966-2974, Dec. 1995.
- [4] J. K. Cavers, "Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Linearizer," IEEE Trans. on Vehicular Tech., vol. 44, pp. 31-40, Feb. 1995.
- [5] Eid E. Eid and Fadhel M. Ghannouchi, "Adaptive Nulling Loop Control for 1.7-GHz Feedforward Linearization Systems," IEEE Trans. on Microwave theory and techniques, vol. 45, pp. 83-86. Jan. 1997.
- [6] Hickson, M. T., Paul D. K., Gardner, P. & Konstantinou K., "High Efficiency Feedforward Linearizers", 24th European Microwave Conf., pp. 819, Sept. 1994.
- [7] 박 일, 이상설, "취드취워드 선형 전력증폭기의 특성개선," 대한전자공학회 논문지. 제34권, D편 제11호, 1997. 11
- [8] Kenington, P. B. and Benett, D. W., "Linear Distortion Correction Using a Feedforward System.," IEEE Trans. on Vehicular Tech., vol. 95, pp. 74-81, Feb. 1996.
- [9] Ha, T. T., "Solid-State Microwave Amplifier Design", John Wiley & Sons, 1981.

---

 저 자 소 개
 

---

朴 一(正會員) 第34卷 D編 11號 參照  
 현재 LG정보통신연구소 책임연구원

李 相 高(正會員) 第31卷 A編 11號 參照  
 현재 한양대학교 전자전기공학부 교수