

## 피드포워드 증폭기의 오차보정에 관한 연구

정종혁\* · 김남호\*\* · 양규식\*

### A Study on the Feedforward Amplifiers with Error Correction

J. H. Jeong · N. H. Kim · G. S. Yang

**Key words** : Feedforward error correction(피드포워드 오차 보정), Feedforward amplifier(피드포워드 증폭기)

#### Abstract

In this paper, a feedforward amplifier with error correction is designed and implemented. This amplifier is composed of operational amplifier, the performance of which is compared with that of the reference amplifier without feedforward error correction. As a result, the secondary harmonics level is improved about 10[dB]. Therefore it is shown that the proposed feedforward amplifier network is to be adopted able for wide - band amplifiers.

#### 1. 서 론

오늘날 연산증폭기는 여러 정수의 값들이 이상적인 특성을 갖는 것으로 취급해도 좋을 정도로 발전되어 있으나, 완전한 이상적인 특성을 갖는 연산증폭기는 개발되어 있지 않으며, 이는 제조기술이 발전된다 하더라도 이상적인 특성을 얻기란 용이치 않다. 따라서 연산증폭기를 사용하여 증폭회로를 구성할 경우, 소자특성의 한계성 때문에 잡음 및 왜곡을 효율적으로 제거하기란 어려운 실정에 있다.

최근 이러한 잡음 및 왜곡을 효율적으로 제거키 위해 피드포워드 증폭기(feedforward amplifier)

가 사용되고 있다<sup>1)</sup>. 이 증폭기는 오차신호를 증폭하여 두 번째 신호경로에 인가한다. 오차신호는 주경로의 입력과 출력간의 차이로 정의되며, 보조경로의 출력은 주경로의 출력신호와 결합되고, 주경로에서 생기는 오차는 부하단에서 제거된다. 이 방법은 VHF(very high frequency)대 증폭기에서 고조파 왜곡을 개선키 위해 적용되고 있다<sup>2)~4)</sup>.

따라서 본 논문에서는 고조파 왜곡특성을 개선하고, 소자의 한계성을 극복하기 위한 방법으로 피드포워드 오차 보정(feedforward error correction)방법을 도입하여 저주파 대에서 증폭기의 왜곡과 잡음지수를 효율적으로 개선하는 피드포워드 증폭회로를 설계하고 구현하였다. 피드포워드

\* 한국해양대학교 전자통신공학과

\*\* 부경대학교 제어계측공학과

증폭회로는 연산증폭기를 사용하여 구성하였고, 피드포워드 오차 보정이 없는 기준 증폭회로와 제시한 피드포워드 증폭회로의 왜곡 특성을 비교하였다. 그 결과 제 2 고조파성분은 약 10[dB] 정도 개선되었다.

### 2. 피드포워드 증폭기

피드포워드 증폭기의 구성은 그림 1과 같으며, 출력 가산회로는  $R_1, R_2, R_L$ 로 구성된다.

그림 1에서 출력 가산회로의 출력전압( $v_o$ )을 중첩의 정리를 이용하여 구하면 다음과 같다.

$$v_o = \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L} \quad (1)$$

여기서  $g_1 = 1/R_1, g_2 = 1/R_2, g_L = 1/R_L$ 이고,  $v_1$ 과  $v_2$ 는 각 증폭기의 출력신호이다.

그리고 저항분배기에 걸리는 전압은 다음과 같다.

$$v_1 - v_o = v_1 - \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L} = \frac{g_L v_1}{g_1 + g_2 + g_L} + \frac{g_2 (v_1 - v_2)}{g_1 + g_2 + g_L} \quad (2)$$

$$v_2 - v_o = v_2 - \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L} = \frac{g_L v_2}{g_1 + g_2 + g_L} + \frac{g_1 (v_2 - v_1)}{g_1 + g_2 + g_L} \quad (3)$$

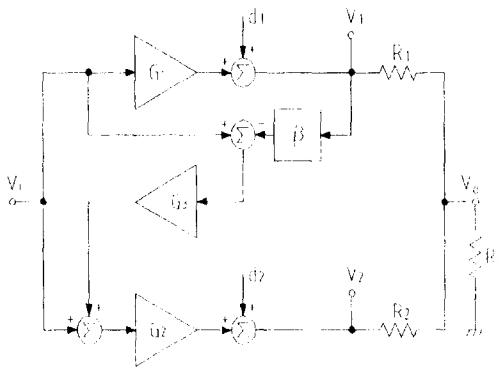


Fig. 1. Blockdiagram of a feedforward amplifier with a passive parallel output summing network.

일반적으로  $R_1$ 에서의 전력소비를 최소화하기 위하여,  $R_1$ 은  $R_L$ 보다 최소한 3배 정도 적게 선택되어야 한다. 증폭경로의 상호부하를 방지하기 위해  $R_2$ 는  $R_L$ 보다 크게 선택되어야 한다. 이러한 조건하에서 보조증폭기로 부터 요구되는 전압스윙은 너무 커서 전체시스템이 비효율적이다.

이에 반하여 증폭기의 출력전압이 거의 같을 때 ( $v_1 \approx v_2$ ), 식(2)와 식(3)의 우변의 둘째 항들은 작아지며, 따라서,  $R_1$ 과  $R_2$ 의 전력소비는 최소가 된다. 피드포워드 증폭기는 반드시 동일한 증폭경로의 쌍이 요구되며, 증폭경로들의 오차가 같다면, 오차 제거의 정도를 개선할 수 있다.

### 3. 피드포워드 오차 보정 (feedforward error correction)

병렬 출력 가산기를 가진 피드포워드 증폭기의 기본적인 구조는 그림 1과 같다. 그림 1에서  $v_i$ 은 입력신호,  $G_1$ 과  $G_2$ 는 각 증폭기의 이득,  $d_1$ 과  $d_2$ 는 각 증폭기의 왜곡을 나타낸다. 만약  $g_1 = 1/R_1 = 1/R_2$ 이면, 피드포워드 증폭기의 최종 출력신호는 다음과 같다.

$$v_o = \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L} = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{1}{1 + g_L/2g_1} \quad (4)$$

그림 1에서  $v_1$ 과  $v_2$ 는 다음과 같다.

$$v_1 = v_i G_1 + d_1 \quad (5)$$

$$v_2 = [v_i + G_3(v_i - \beta v_1)] G_2 + d_2 = [v_i + G_3(v_i - \beta v_i G_1 - \beta d_1)] G_2 + d_2 \quad (6)$$

여기서  $\beta$ 는 감쇄정수,  $G_3$ 는 보정 증폭기의 이득이다. 식(5)와 식(6)을 식(4)에 대입하면

$$v_o = \frac{v_1 + v_2}{2} \frac{1}{1 + g_L/2g_1} = \frac{1}{2 + g_L/g_1} [(v_i G_1 + d_1) + [v_i + G_3(v_i - \beta v_i G_1 - \beta d_1)] G_2 + d_2] = \frac{v_i}{2 + g_L/g_1} [G_1 + G_2(1 + G_3) - \beta G_1 G_2 G_3] + \frac{1}{2 + g_L/g_1} [d_1 + d_2 - \beta d_1 G_2 G_3] \quad (7)$$

이 된다.

증폭기가 동일( $G_1=G_2$ ,  $d_1=d_2$ ,  $\beta G_1=1$ )하다고 가정하면 식(7)의 왜곡 항들은 소거된다. 그러므로  $v_o$ 는 다음과 같다.

$$G_3=2/\beta G_2 \quad (8)$$

$$v_o = \frac{v_i}{2+g_L/g_1} \left[ G_1+G_1\left(1+\frac{2}{\beta G_2}\right)-G_1\frac{2}{\beta G_1} \right]$$

$$+ \frac{1}{2+g_L/g_1} \left[ 2d_1-\beta d_1 G_1\frac{2}{\beta G_1} \right]$$

$$= \frac{2G_1}{2+g_L/g_1} v_i$$

만약 식(8)을 유지하려면, 출력신호는  $v_1=G_1v_i+d_1$ ,  $v_2=G_1v_i-d_1$ 이 되어야 한다.

따라서, 주신호는 증가되고 왜곡항들은 제거되어 출력신호는 식(9)와 같이 된다.

$$v_o = \frac{v_1+v_2}{2} \frac{1}{1+g_L/2g_1}$$

$$= \frac{v_1+v_2}{2} \frac{1}{1+R_7/2R_L}$$

$$v_o = \frac{G_1}{1+g_L/2g_1} v_i \quad (9)$$

#### 4. 비반전 피드포워드 증폭기

연산증폭기를 사용한 비반전 피드포워드 증폭

기는 그림 2와 같다.

그림 2에 나타난 증폭기의 출력전압( $v_o$ ,  $v_1$ ,  $v_2$ )은 다음과 같다.

$$v_o = \frac{v_1+v_2}{2} \frac{1}{1+R_7/2R_L} \quad (10)$$

$$v_1 = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} v_i \quad (11)$$

$$v_2 = \left[\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)v_i - \frac{R_5}{R_6}v_1\right] \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} - \frac{d_2}{1 + \beta_2 A_2} \quad (12)$$

식(11)과 식(12)를 식(10)에 대입하여 출력전압을 구하면 다음과 같다.

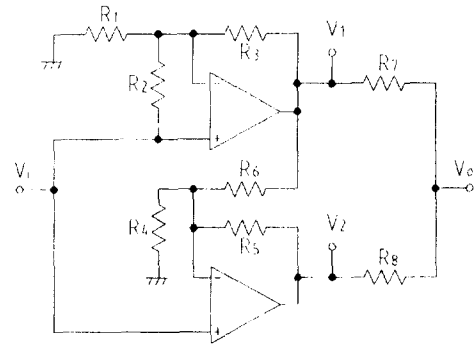


Fig. 2 Practical circuits of noninverting feedforward amplifier.

$$v_o = \frac{1}{2+R_7/R_L} [v_1+v_2]$$

$$v_o = \frac{1}{2+R_7/R_L} \left[ \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} v_i - \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} + \left[ \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)v_i - \frac{R_5}{R_6}v_1 \right] \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} - \frac{d_2}{1 + \beta_2 A_2} \right]$$

$$v_o = \frac{v_i}{2+R_7/R_L} \left[ \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} + \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} - \frac{R_5}{R_6} \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} \right]$$

$$+ \frac{v_i}{2+R_7/R_L} \left[ \frac{R_5}{R_6} \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} - \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} - \frac{d_2}{1 + \beta_2 A_2} \right] \quad (13)$$

식(13)의 기본항의 계수들은 증폭경로의 출력전압을 거의 동일한 값을 얻기 위해서 수정되어야 하고, 오차항의 계수들은 반드시 0이 되어야 한다. 따라서  $\beta_1=\beta_2$ ,  $A_1=A_2$ ,  $d_1=d_2$ ,  $R_6=R_5/2$ ,  $R_4=R_5/(3G-3)$ ,  $R_2=R_3/2G$ 이고, 여기서  $G=1+R_3/R_1$ 이다.

식(13)을 간단히 하면 다음과 같이 된다.

$$v_o = \frac{v_i}{2+R_7/R_L} \left[ G \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} + (3G-2) \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} - 2G \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right]$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2+R_7/R_L} \left[ 2 \frac{d_1}{1+\beta_1 A_1} \frac{\beta_1 A_1}{1+\beta_1 A_1} - \frac{2d_1}{1+\beta_1 A_1} \right] \\
 & = \frac{Gv_i}{1+R_7/2R_L} \left[ \frac{2\beta_1 A_1 + (\beta_1 A_1)^2}{(1+\beta_1 A_1)^2} - \frac{1}{G} \frac{\beta_1 A_1}{1+\beta_1 A_1} \right] - \frac{1}{1+R_7/2R_L} \left[ \frac{d_1}{(1+\beta_1 A_1)^2} \right] \\
 v_o & = \frac{1}{1+R_7/2R_L} \left[ G\epsilon v_i - \epsilon' v_i - \frac{d_1}{(1+\beta_1 A_1)^2} \right] \tag{14}
 \end{aligned}$$

오차함수  $\epsilon$ 는 식(15)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \epsilon & = \frac{2\beta_1 A_1 + \beta_1^2 A_1^2}{(1+\beta_1 A_1)^2} \\
 \epsilon' & = \frac{\beta_1 A_1}{1+\beta_1 A_1} \tag{15}
 \end{aligned}$$

연산증폭기의 개루프 이득을 단일극점모델 ( $A_1(s)=\omega_c/s$ )로 표현하면, 오차는 다음과 같다.

$$\epsilon = \frac{1+2s\tau}{1+2s\tau+s^2\tau^2} \tag{16}$$

여기서  $\tau=1/\beta_1\omega_c$ 이고,  $\omega_c$ 는 연산증폭기의 단위 이득 주파수이다. 식(16)의 오차함수는 진폭과 위상오차로 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 \gamma & \equiv |\epsilon(j\omega)| - 1 \simeq \omega^2\tau^2 \\
 \Phi & \equiv \arg |\epsilon(j\omega)| \simeq -2\omega^2\tau^2 \\
 \omega\tau & \ll 1 \tag{17}
 \end{aligned}$$

이러한 진폭과 위상오차들은 2차항과 3차항이므로 무시할 수 있다.

일반적으로 기존의 부귀환 증폭기들은  $(1+\beta_1 A_1)$ 항에 의해 왜곡항이 감소되는 것에 반해, 식(14)에 보인 바와 같이 피드포워드 증폭기에서는  $(1+\beta_1 A_1)$  제곱 항에 의해 왜곡항이 감소된다. 이것은 기존의 부귀환 증폭기에 비해서 크게 개선되는 것을 알 수 있다. 또한 오차가 제거되면서 위상과 시간의 지연에 대한 보상도 같이 이루어진다. 귀환감쇄항은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \beta_1 & = R_1 R_2 / (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3) \\
 & = R_4 R_6 / (R_4 R_5 + R_4 R_6 + R_5 R_6) \\
 & = R_1 / 3(R_3 + R_1) = \beta_2 \tag{18}
 \end{aligned}$$

그림 2에 제시한 증폭기에서 귀환감쇄항은 피드

포워드 오차 보정이 없는 증폭기보다는 3배 정도 낮다. 만약  $\beta_1 A_1 > 3$ 이라면 식(14)의 왜곡항들은 오차 보정이 없는 증폭기보다 왜곡항이 현저히 감소된다.

## 5. 구현 및 결과

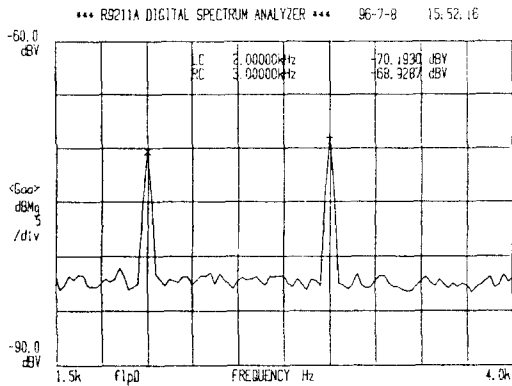
비반전 피드포워드 증폭기의 설계 및 구현은 Dual type 연산증폭기(LM747CN)를 사용하였고, 회로소자의 값들은  $R_1=3[k\Omega]$ ,  $R_2=1.364[k\Omega]$ ,  $R_3=R_5=30[k\Omega]$ ,  $R_4=1[k\Omega]$ ,  $R_6=15[k\Omega]$ ,  $R_7=R_8=510[\Omega]$ ,  $R_L=5.1[k\Omega]$ 을 사용하며, 귀환감쇄항( $\beta_1$ )을 0.0303, 전체 이득을 11로 하였다.

제시한 증폭기의 성능을 평가하기 위해, 기준 증폭기(범용 비반전 증폭기)와 비반전 피드포워드 증폭기에 주파수가 각각 1, 2, 3, 4[kHz]인 입력신호를 인가시, 증폭기의 고조파 왜곡특성을 Spectrum 분석기(ADVANTEST R9211A)로 분석하였다. 표 1은 측정된 결과이며, 특히 입력신호가 2, 3[kHz]에서는 기준증폭기에 비해 비반전 피드포워드 증폭기의 2, 3차 고조파왜곡은 약 10[dB] 정도 개선되었다.

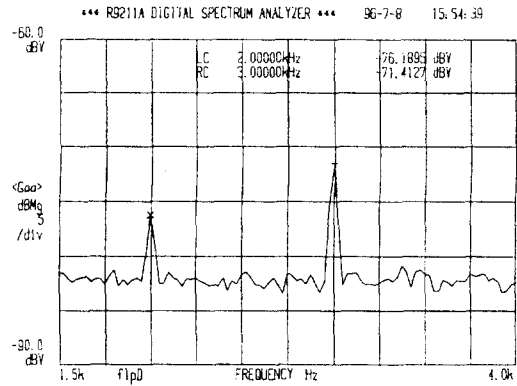
그림 3(a), 4(a), 5(a), 6(a)는 주파수가 각각 1, 2, 3, 4[kHz]인 입력신호를 인가시 기준 증폭기의 2, 3차고조파 왜곡특성을 측정된 것이고, 그림 3(b), 4(b), 5(b), 6(b)는 주파수가 각각 1, 2, 3, 4

**Table 1. The performance comparison of the reference amplifier vs. the feedforward amplifier.**

Input signal	Second harmonics	Noninverting reference amplifier [dB]	Noninverting feedforward amplifier [dB]
	Third harmonics		
1 [kHz]	2 [kHz]	-70.1930	-76.1895
	3 [kHz]	-68.9287	-71.4127
2 [kHz]	4 [kHz]	-67.1243	-78.6531
	6 [kHz]	-68.4939	-75.3270
3 [kHz]	6 [kHz]	-64.5620	-74.1405
	9 [kHz]	-65.1362	-75.9493
4 [kHz]	8 [kHz]	-62.0906	-69.6336
	12 [kHz]	-60.0697	-68.8007

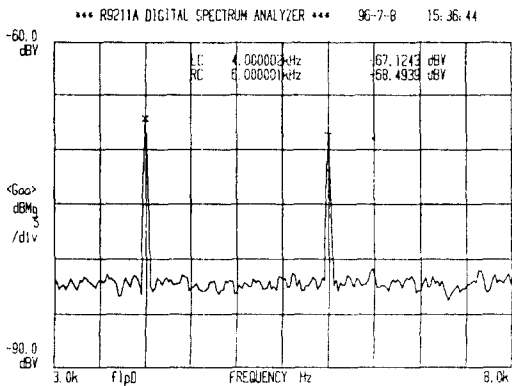


(a) Noninverting reference amplifier

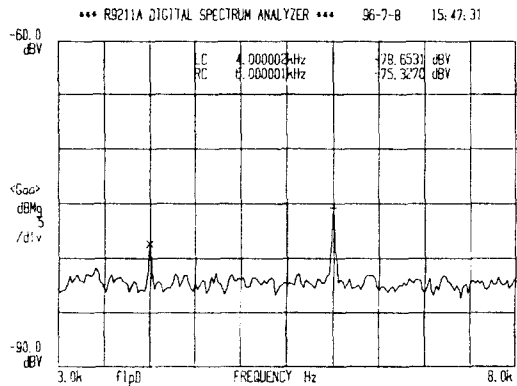


(b) Noninverting feedforward amplifier

**Fig. 3 Spectrum of second & third harmonics.**  
(Input signal 1 [kHz], output level 10 [Vp - p])

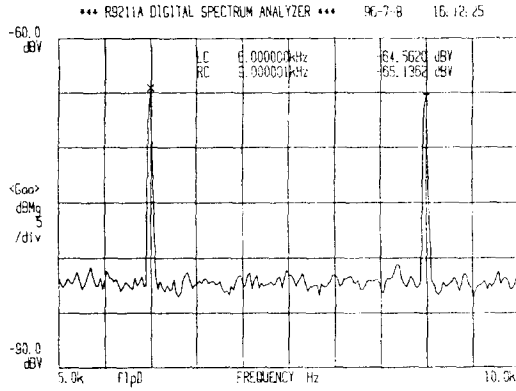


(a) Noninverting reference amplifier

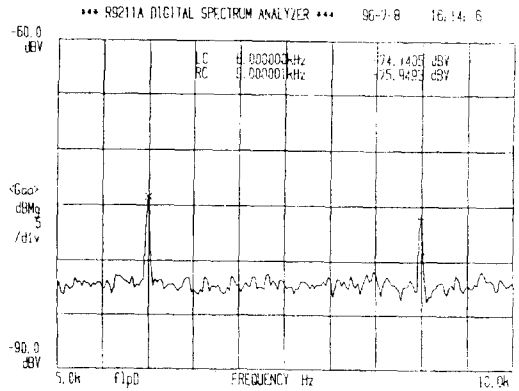


(b) Noninverting feedforward amplifier

**Fig. 4 Spectrum of second & third harmonics.**  
(Input signal 2 [kHz], output level 10 [Vp - p])

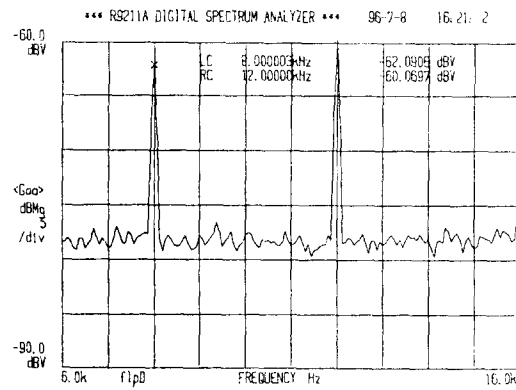


(a) Noninverting reference amplifier

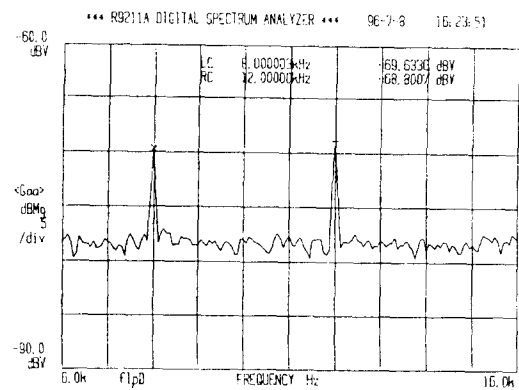


(b) Noninverting feedforward amplifier

**Fig.5 Spectrum of second & third harmonics.**  
(Input signal 3 [kHz], output level 10 [Vp - p])



(a) Noninverting reference amplifier



(b) Noninverting feedforward amplifier

**Fig. 6 Spectrum of second & third harmonics.**  
(Input signal 4 [kHz], output level 10 [Vp - p])

[kHz]인 입력신호를 인가시 비반전 피드포워드 증폭기의 2, 3차고조파 왜곡특성을 측정 한 결과이다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 출력 가산기 회로를 가진 피드포워드 증폭기를 설계하고 구현하였다. 제시한 증폭기의 성능을 평가하기 위해, 기준 증폭기(범용 비반전 증폭기)와 피드포워드 증폭기에 1, 2, 3, 4 [kHz]의 입력신호를 인가하여 증폭기의 고조파 왜곡특성을 Spectrum 분석기로 분석하였다. 그 결과 입력신호가 2, 3[kHz]에서는 기준증폭기에

비해 비반전 피드포워드 증폭기의 2, 3차 고조파 왜곡은 약 10[dB] 정도 개선되었다. 제시된 증폭기의 피드포워드 오차보정방법은 고조파 왜곡항의 제거에 우수한 특성을 가짐을 알 수 있고, 광대역 증폭기에도 역시 적용될 것으로 사료된다.

## 참고문헌

- 1) H Shield, "Microwave feedforward experiment," Bell Syst. Tech. J., vol. 50, pp. 2879 - 2916, Nov. 1971.
- 2) K. B. Klaassen, R. J. de Kok, and J. C. L. van Peppen, "Signal - error - feedforward - controlled

- amplifiers," *Electron. Lett.* vol. 11, pp. 250 - 251, June 12, 1975.
- 3) M. A. Reddy, "Operational amplifier circuit with variable phase shift and their application to high - Q active RC - oscillators," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS - 23, pp. 384 - 389, June, 1976.
  - 4) B. B. Bhattacharyya and S. Natarajan, "An improved design of the voltage follower circuits using operational amplifier," in *Proc. 21st Midwest Symp. Circuit and Systems*, pp. 188 - 192, Aug., 1978.
  - 5) A. Budak, G. Wullink, and Geiger, "Active filters with zero transfer function sensitivity with respect to the time constants of operational amplifier," *IEEE Trans. Circuit Syst.*, vol. CAS - 27, pp. 849 - 854, Oct., 1980.
  - 6) C. J. Savant, Martin S. Roden, Gordon L. Carpenter, "Electronic Design," The Benjamin/Cummings Publishing Company, Inc., 1992.
  - 7) Roland E. Thomas, Alfert J. Rosa, "The analysis and design of Linear Circuits," Prentice - Hall, Inc, 1994.
  - 8) Richard C. Dorf, James A. Svoboda, "Electronic Circuits", John Wiley & Sons, Inc, 1996.