

연산증폭기의 고조파 왜곡 개선에 관한 연구

鄭 涼 赫* · 梁 圭 植**

A Study on the Improved of the Harmonic Distortion of the Operational Amplifier

Jong-Hyug, Jeong · Gyu-Sik, Yang***

<목 차>	
Abstract	V. 반전 피드포워드 증폭기의 해석
I. 서 론	VI. 실험 및 고찰
II. 부귀환 증폭기의 구성	VII. 결 론
III. 피드포워드 증폭기의 구성	참고문헌
IV. 피드포워드 오차보정 원리	

Abstract

Generally, the distortion of the negative feedback amplifier is reduced by a factor equal to the return difference $(1 + \beta_1 A_1)$, but the proposed feedforward amplifier is reduced by a factor equal to the square of the return difference $(1 + \beta_1 A_1)$. In this paper, a feedforward amplifier with error correction is designed and implemented. So as to evaluate the characteristics of the harmonic distortion that the inverting feedforward amplifier is compared with that of the reference amplifier without feedforward error correction. It is confirmed that the proposed method should be able to reduce much greater than compared with a conventional negative feedback amplifier. Therefore it should be noted that the proposed feedforward amplifier network is also acceptable for wide-band amplifiers and the network which is demanded to improve the harmonic distortion.

I. 서 론

일반적으로 이상적인 증폭기에서는 입력이 정

현파일 경우 출력은 단일 주파수의 성분만을 가진 신호가 되어야 한다. 만일 왜곡이 일어났다면, 출력은 입력과 정확히 같은 형태가 되지 않을 것이다.

* 한국해양대학교 대학원 박사과정

** 한국해양대학교 부교수

왜곡이 발생하는 근본적인 이유는 능동소자의 특성이 이상적인 경우 선형성을 가진다고 보지만, 실제로는 비선형적인 특성을 가지기 때문에 발생한다. 이러한 현상은 모든 급의 증폭기에서 발생한다. AB급이나 B급에서 일어나는 왜곡은 주로 우수 고조파에 기인하는데 2차 이상의 고조파성분을 가지고 있어도 그중에서 2차 고조파가 가장 크다.

연산 증폭기의 비선형왜곡은 최종증폭단에서 신호가 교류부하선의 대부분에서 스윙할 때 발생한다. 즉, 신호가 증폭될 때 한주기 동안 개루프 전압이득이 변화되고, 이러한 전압이득의 변화가 비선형왜곡의 근원이 된다. 따라서 연산증폭기를 사용하여 증폭회로를 구성할 경우, 소자특성의 한계성 때문에 잡음 및 왜곡을 효율적으로 제거하기란 어려운 실정에 있다.

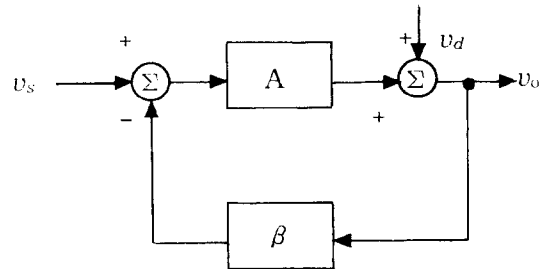
이러한 잡음 및 왜곡을 효율적으로 제거하기 위해 피드포워드 증폭기(feedforward amplifier)가 사용되고 있다¹⁾. 이 증폭기는 오차신호를 증폭하여 두 번째 신호경로에 인가한다. 오차신호는 주경로의 입력과 출력간의 차이로 정의되며, 보조경로의 출력은 주경로의 출력신호와 결합되고, 주경로에서 생기는 오차는 부하단에서 제거된다. 기존의 부귀환 증폭기들은 $(1 + \beta_1 A_1)$ 항에 의해 왜곡이 감소되는 것에 반해, 제안된 피드포워드증폭기에서는 $(1 + \beta_1 A_1)$ 제곱항에 의해 왜곡이 감소된다. 이러한 방법은 VHF(very high frequency)대 증폭기에서 고조파 왜곡을 개선키 위해 적용되고 있다^{2)~4)}.

따라서 본 논문에서는 고조파 왜곡특성을 개선하기 위한 방법으로 피드포워드 오차 보정(feed-forward error correction)방법을 도입하여 저주파대에서 증폭기의 왜곡과 잡음을 효율적으로 개선하는 피드포워드 증폭회로를 설계하고 구현하였다. 피드포워드 증폭회로는 연산증폭기를 사용하여 구성하였고, 피드포워드 오차 보정이 없는 반전 기준 증폭회로와 제시한 반전 피드포워드 증폭회로의 고조파 왜곡 특성을 비교하였다. 그 결과 제 2 고조파성분은 약 11[dB]이상 개선되는 우수한 특성을 나타내었다.

II. 부귀환 증폭기의 구성

연산증폭기는 보통 출력에서 입력으로 신호를 되돌리지 않는 오픈루프(open-loop)로 사용하면 전압이득이 매우 크므로, 연산증폭기가 이상(ideal)적인 동작을 하고 있을 경우라도 약간의 입력신호에 대해서 출력전압이 나타나며, 출력이 포화해 버린다. 실제의 연산증폭기에서는 내부의 오프셋전압 때문에 입력에 신호를 가하지 않은 때에도 출력에 큰 직류전압이 나타나며 증폭기로서는 사용이 불가하게 된다. 그러므로, 연산증폭기에서는 반드시 출력신호의 일부를 입력으로 되돌리는 회로를 부가하여 사용해야 한다.

귀환회로의 원리는 그림 1의 블록도로 나타낼 수 있다. 그림 1에서 인가되는 신호가 정현파이며, 그 진폭이 선형 범위를 조금 넘어 동작한다고 하면, 비교적 적은 양의 왜곡은 단순히 소자내에서 발생한 제 2 고조파로 구성된다. 이 왜곡전압을 증폭기의 출력에 인가되는 외부전압원 U_d 로 간주할 수 있다.

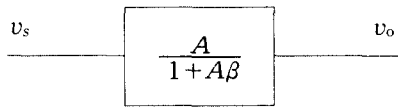


<그림 1> Blockdiagram of a feedback amplifier with a distortion.

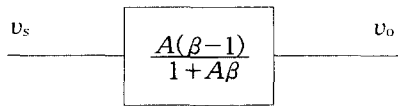
그림 1에서 v_s 는 입력신호, v_o 는 출력신호, A는 증폭기의 이득, β 는 귀환율이다. 부귀환의 경우 입력 출력간의 특성을 구하면 다음과 같다.

$$v_o = \frac{A}{1 + A\beta} v_s \quad (1)$$

블록의 윗부분은 큰 이득을 가지는 능동소자(active element)에 의해 구성되는 것이 보통이므로 $A \gg 1$, 아래부분은 증폭기능이 없는 수동소자(passive element)에 의해 구성되는 것이 보통이므로 $0 \leq \beta \leq 1$ 로 된다. ($\beta=0$ 은 오픈루프의 상태로 되어 있어서 부귀환이 되지 않은 상태를 의미한다.) 반전 및 비반전증폭기에 대한 그림 1의 등가 블록도는 다음과 같다.



(a) Noninverting amplifier



(b) Inverting amplifier

일반적으로 부귀환증폭기의 이득은 루프이득이 큰 경우 연산증폭기의 차동이득의 변화에는 둔감하고 귀환율의 변동에 대해서는 민감하다. 반전증폭기에서의 귀환율 β 는 $R_1/(R_1+R_2)$ 이므로, 증폭기의 이득(gain) G 를 10배로 할 경우에는 β 는 $1/11(=0.0909)$ 이 된다. 그러므로 반전증폭기에서 왜곡(distortion)을 포함한 출력수식은 다음과 같다.

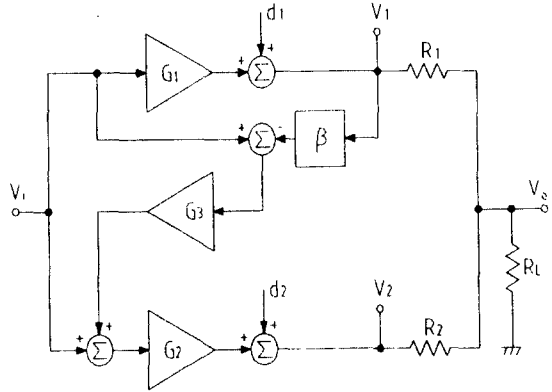
$$v_o = \frac{A(\beta-1)}{1+A\beta} v_s + \frac{v_d}{1+A\beta} \quad (2)$$

출력에서의 왜곡은 $(1+A\beta)$ 항에 의해서 감소됨을 알 수 있다. 연산증폭기의 차동이득 A 는 직류 신호나 주파수 10[Hz] 정도에서는 $10^5 \sim 10^6$ 으로 매우 크지만, 주파수에 비례해서 감소하므로 주파수 1[MHz] ~ 수 10[MHz]에서는 1로 된다. 따라서 주파수가 높아짐에 따른 왜곡항의 증가는 피할 수 없는 큰 문제점으로 된다.

따라서, 본 논문에서는 피드포워드증폭기를 사용하여 고조파 왜곡을 감소시키고자한다.

III. 피드포워드 증폭기의 구성

피드포워드 증폭기의 구성은 그림 2와 같으며, 출력 가산회로는 R_1, R_2, R_L 로 구성된다.



<그림 2> Blockdiagram of a feedforward amplifier with a passive parallel output summing network.

그림 2에서 출력 가산회로의 출력전압(v_o)을 중첩의 정리를 이용하여 구하면 다음과 같다.

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

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.

$$\begin{aligned} v_1 - v_o &= v_1 - \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L} \\ &= \frac{g_L v_1}{g_1 + g_2 + g_L} \\ &\quad + \frac{g_2 (v_1 - v_2)}{g_1 + g_2 + g_L} \end{aligned} \quad (4)$$

$$v_2 - v_o = v_2 - \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L}$$

$$= \frac{g_L v_2}{g_1 + g_2 + g_L} + \frac{g_1(v_2 - v_1)}{g_1 + g_2 + g_L} \quad (5)$$

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 보조증폭기로부터 요구되는 전압스윙은 너무 커서 전체시스템이 비효율적으로 된다.

이에 반하여 증폭기의 출력전압이 거의 같을 때 ($v_1 \approx v_2$), 식(4)와 식(5)의 우변의 둘째 항들은 작아지며, 따라서, R_1 과 R_2 의 전력소비는 최소화된다. 피드포워드 증폭기는 반드시 동일한 증폭경로의 쌍이 요구되며, 증폭경로들의 오차가 같다면, 오차제거의 정도를 개선할 수 있다.

IV. 피드포워드 오차 보정 원리

병렬 출력 가산기를 가진 피드포워드 증폭기의 기본적인 구조는 그림 2와 같다. 그림 2에서 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.

$$v_o = \frac{v_1 g_1 + v_2 g_2}{g_1 + g_2 + g_L} = \frac{v_1 + v_2}{2} \frac{1}{1 + g_L/2g_1} \quad (6)$$

그림 2에서 v_1 과 v_2 는 다음과 같다.

$$v_1 = v_i G_1 + d_1 \quad (7)$$

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

$$\therefore v_2 = [v_i + G_3(v_i - \beta v_i G_1 - \beta d_1)] G_2 + d_2 \quad (8)$$

여기서 β 는 감쇄정수, G_3 는 보정 증폭기의 이득이다. 식(7)과 식(8)을 식(6)에 대입하면

$$v_o = \frac{v_1 + v_2}{2} \frac{1}{1 + g_L/2g_1} = \frac{v_i}{2 + g_L/g_1} [G_1 + G_2(1 + G_3) - \beta G_1 G_2 G_3] + \frac{1}{2 + g_L/g_1} [d_1 + d_2 - \beta d_1 G_2 G_3] \quad (9)$$

이 된다.

증폭기가 동일($G_1 = G_2$, $d_1 = d_2$, $\beta G_1 = 1$)하다고 가정하면 식(9)의 왜곡 항들은 소거된다. 그러므로 v_o 는 다음과 같다.

$$G_3 = 2/\beta G_2 \quad (10)$$

$$v_o = \frac{v_i}{2 + g_L/g_1} [G_1 + G_1(1 + \frac{2}{\beta G_2}) - G_1 \frac{2}{\beta G_1}] + \frac{1}{2 + g_L/g_1} [2d_1 - \beta d_1 G_1 \frac{2}{\beta G_1}]$$

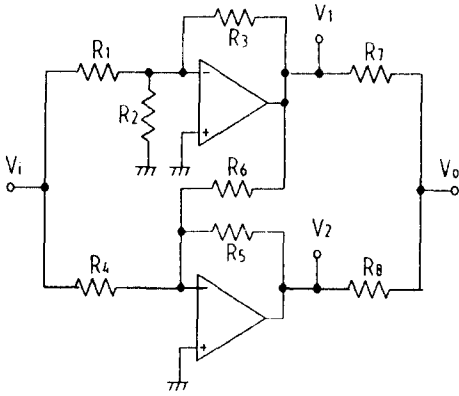
$$v_o = \frac{v_i}{2 + g_L/g_1} [G_1 + G_1 + \frac{2}{\beta} - \frac{2}{\beta}] = \frac{2G_1}{2 + g_L/g_1} v_i$$

만약 식(10)을 유지하려면, 출력신호는 $v_1 = G_1 v_i + d_1$, $v_2 = G_1 v_i - d_1$ 이 되어야한다. 따라서, 주신호는 증가되고 왜곡항들은 제거되어 출력신호는 식(11)와 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{v_1 + v_2}{2} \frac{1}{1 + g_L/2g_1} \\
 &= \frac{v_1 + v_2}{2} \frac{1}{1 + R_1/2R_L} \\
 v_o &= \frac{G_1}{1 + g_L/2g_1} v_i \quad (11)
 \end{aligned}$$

V. 반전 피드포워드 증폭기의 해석

연산증폭기를 사용한 반전 피드포워드 증폭기는 그림 3과 같다.



<그림 3> Practical circuits of inverting feed-forward amplifier.

그림 3에 나타낸 증폭기의 출력전압 (v_0, v_1, v_2)은 다음과 같다.

$$v_o = \frac{v_1 + v_2}{2} \frac{1}{1 + R_7/2R_L} \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
 v_1 &= -\frac{R_3}{R_1} \left(\frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right) v_i \\
 &\quad - \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} \quad (13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_2 &= \left(-\frac{R_5}{R_4} v_i - \frac{R_5}{R_6} v_1 \right) \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} \\
 &\quad - \frac{d_2}{1 + \beta_2 A_2} \quad (14)
 \end{aligned}$$

식(12)과 식(13)를 식(14)에 대입하여 출력전압을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{1}{2 + R_7/R_L} [v_1 + v_2] \\
 &= \frac{1}{2 + R_7/R_L} \left[-\frac{R_3}{R_1} \left(\frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right) v_i \right. \\
 &\quad \left. - \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} + \left[-\frac{R_5}{R_4} v_i \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \frac{R_5}{R_6} v_1 \right] \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} - \frac{d_2}{1 + \beta_2 A_2} \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{v_i}{2 + R_7/R_L} \left[-\frac{R_3}{R_1} \left(\frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{R_5}{R_4} \left(\frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{R_3}{R_1} \frac{R_5}{R_6} \left(\frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right) \left(\frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} \right) \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2 + R_7/R_L} \left[\frac{R_5}{R_6} \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} \frac{\beta_2 A_2}{1 + \beta_2 A_2} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} - \frac{d_2}{1 + \beta_2 A_2} \right] \quad (15)
 \end{aligned}$$

식(15)의 기본항의 계수들은 각 증폭경로의 출력전압을 거의 동일한 값으로 하기 위해서 조정되어야 하고, 오차항의 계수들은 0이 되어야만 하므로, 반드시 $\beta_1 = \beta_2$, $A_1 = A_2$, $d_1 = d_2$, $R_6 = R_5/2$, $R_4 = R_5/3G$, $R_2 = R_3/2G + 2$ 이 되어야 한다. 여기서 G 는 R_3/R_1 이다.

식(15)를 간단히 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{v_i}{2 + R_7/R_L} \left[-G \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right. \\
 &\quad \left. - 3G \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right. \\
 &\quad \left. + 2G \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2 + R_7/R_L} \left[2 \frac{d_1}{1 + \beta_1 A_1} \frac{\beta_1 A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{2d_1}{1 + \beta_1 A_1} \right]
 \end{aligned}$$

$$= \frac{-G v_i}{1 + R_7/2R_L} \left[\frac{2\beta_1 A_1 + (\beta_1 A_1)^2}{(1 + \beta_1 A_1)^2} \right] - \frac{1}{1 + R_7/2R_L} \left[\frac{d_1}{(1 + \beta_1 A_1)^2} \right]$$

$$\therefore v_o = \frac{-1}{1 + R_7/2R_L} \left[Gk v_i + \frac{d_1}{(1 + \beta_1 A_1)^2} \right] \quad (16)$$

$$k(\beta_1, A_1) = \frac{2\beta_1 A_1 + \beta_1^2 A_1^2}{(1 + \beta_1 A_1)^2} \quad (17)$$

식(17)에서 $k(\beta_1, A_1)$ 는 오차함수이다. 연산증폭기의 개루프 이득을 단일극점모델($A_1(s) = \omega_t/s$)로 표현하면, 오차는 다음과 같다.

$$k(\beta_1, A_1) = \frac{1 + 2s\tau}{1 + 2s\tau + s^2\tau^2} \quad (18)$$

여기서 $\tau = 1/\beta_1\omega_t$ 이고, ω_t 는 연산증폭기의 단위이득 주파수이다. 식(18)의 오차함수는 진폭과 위상오차로 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \gamma &\equiv |k(j\omega)| - 1 \approx \omega^2\tau^2 \\ \phi &\equiv \arg k(j\omega) \approx -2\omega^3\tau^3 \\ \omega\tau &< 1 \end{aligned} \quad (19)$$

이러한 진폭과 위상오차들은 2차항과 3차항이므로 무시할 수 있다.

일반적으로 기존의 부귀환 증폭기들은 $(1 + \beta_1 A_1)$ 항에 의해 왜곡량이 감소되는 것에 반해, 식(16)에 보인 바와 같이 피드포워드 증폭기에서는 $(1 + \beta_1 A_1)$ 제곱항에 의해 왜곡량이 감소된다. 이것은 기존의 부귀환 증폭기에 비해서 크게 개선되는 것을 알 수 있다. 또한 오차가 제거되면서 위상과 시간의 지연에 대한 보상도 같이 이루어진다. 귀환감쇄량은 다음과 같다.

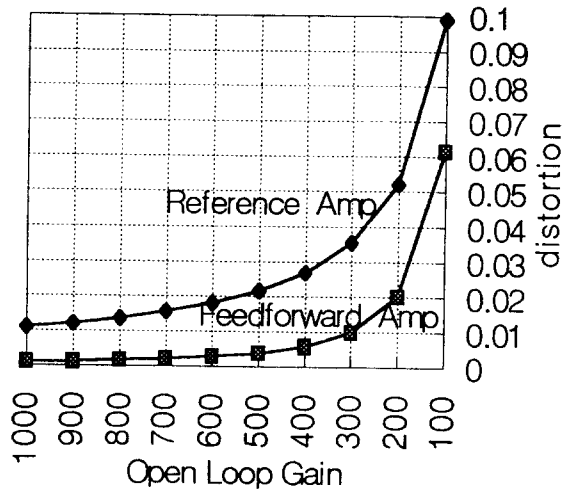
$$\beta_1 = R_1 R_2 / (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)$$

$$\begin{aligned} &= R_4 R_6 / (R_4 R_5 + R_4 R_6 + R_5 R_6) \\ &= R_1 / 3(R_3 + R_1) = \beta_2 \end{aligned} \quad (20)$$

그림 3에 제안된 증폭기에서 귀환감쇄량은 피드포워드 오차 보정이 없는 증폭기보다는 3배 정도 낮다. 만약 $\beta_1 A_1 > 3$ 이라면 식(16)의 왜곡항들은 오차 보정이 없는 증폭기보다 왜곡량이 현저히 감소된다. 그림 4에는 Open loop gain의 변화에 따른 왜곡의 크기를 식(2)와 식(16)을 사용하여 나타내었다. 이론적인 수식의 시뮬레이션결과에 의하면 왜곡량이 현저하게 감소됨을 알 수 있다.

VI. 실험 및 고찰

반전 피드포워드 증폭기의 설계 및 실험은 Dual type 연산증폭기(LM747CN)를 사용하였고, 회로소자의 값들은 1%저항을 사용했으며 $R_1 = 3[k\Omega]$, $R_2 = 1.364[k\Omega]$, $R_3 = R_5 = 30[k\Omega]$, $R_4 = 1[k\Omega]$, $R_6 = 15[k\Omega]$, $R_7 = R_8 = 510[\Omega]$, $R_L = 5.1[k\Omega]$ 이다. 귀환감쇄량(β_1)을 반전 피드포워드 증폭기에서는 0.0303으로 하였고, 전체 이득을 10으로 하였다.



<그림 4> The distortion products by the changes of the open loop gain.

비반전 피드포워드 증폭기의 설계시는 다음과 같은 관계를 이용한다. $R_6 = R_5/2$, $R_4 = R_5/3G - 3$, $R_2 = R_3/2G$ 이고, 여기서 $G = 1 + R_3/R_1$ 이다. 이론적인 수식전개 및 해석은 반전증폭기의 경우와 거의 동일하다.

제시한 증폭기의 성능을 평가하기 위해, 기준 증폭기와 피드포워드증폭기에 주파수가 각각 1, 2, 3, 4[kHz]인 입력신호를 인가하고, 각 증폭기의 고조파 왜곡 특성을 Spectrum Analyzer (ADVANTEST R9211A)로 분석하였다. 표 1은 제 2, 3차 고조파 왜곡특성을 측정된 결과값이다.

그림 5(a), 6(a), 7(a), 8(a)는 주파수가 각각 1, 2, 3, 4[kHz]인 입력신호를 인가시 반전 기준 증폭기의 제 2, 제 3 고조파 왜곡특성을 측정된 것이고, 그림 5(b), 6(b), 7(b), 8(b)는 주파수가 각각 1, 2, 3, 4[kHz]인 입력신호를 인가시 반전 피드포워드 증폭기의 제 2, 제 3 고조파 왜곡특성을 측정된 결과이다.

특히 입력신호 주파수가 3, 4[kHz]에서는 기준 증폭기에 비해 피드포워드 증폭기의 제 2 고조파왜곡은 약 11[dB] 이상 개선되었다.

표 1과 그림 5 ~ 8의 왜곡특성의 측정결과를 고찰해보면 제안된 증폭기의 피드포워드 오차보정방법은 고조파 왜곡항의 제거에 우수한 특성을 가짐을 알 수 있고, 그림 4와 식(16)에서 이론적으로 예측한 결과에 비해 다소 차이가 있는 것은 연산증폭기 내부의 개별적인 2개의 증폭기의 왜곡의 양이 정확하게 같지 않기 때문이다. 뚜렷한 설계문제는 역위상이 생기는 것과 오차요소를 예측할 수 있는냐에 놓여있다. 특히, 기존의 AB급과 B급 증폭기의 출력단에서 천이영역의 부정합과 그것의 온도의존성은 스위칭되는 왜곡 항의 제거를 제한하며, 다른 제한은 유한한 입력 임피던스와 출력 가산 회로망과 관련성이다.

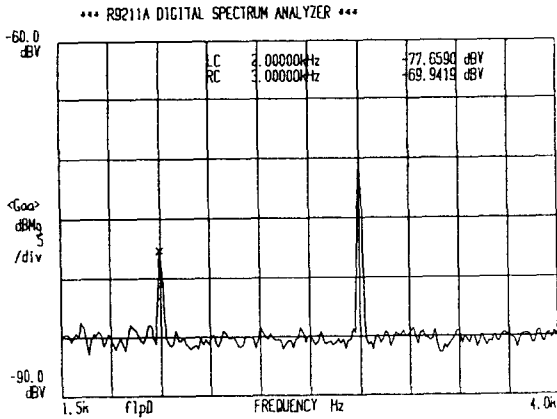
VII. 결 론

기존의 부귀환 증폭기들은 $(1 + \beta_1 A_1)$ 항에 의해 왜곡이 감소되는 것에 반해, 제안된 피드포워드

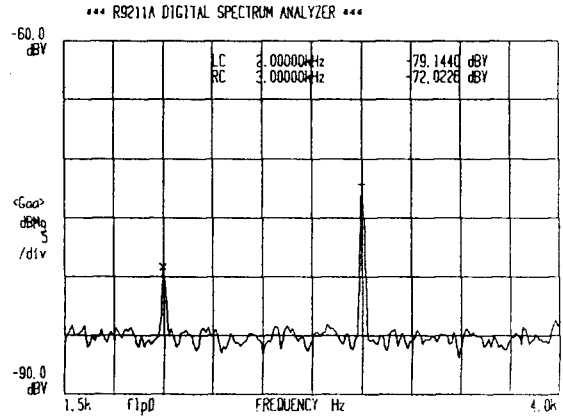
증폭기에서는 $(1 + \beta_1 A_1)$ 제곱항에 의해 왜곡이 감소된다. 따라서, 본 논문에서는 저주파 대에서 증폭기의 왜곡과 잡음지수를 효율적으로 개선하는 피드포워드 증폭회로를 연산증폭기를 사용하여 설계하고 구현하였다. 오차 보정 기능을 가진 제안된 피드포워드 증폭기는 고조파 왜곡항의 제거에 우수한 특성을 가짐을, 먼저 이론수식의 전개와 시뮬레이션을 통해 보였으며, 그리고 실험을 통하여 제안한 반전 피드포워드 증폭회로의 고조파 왜곡 특성과 기준 증폭회로의 고조파 왜곡 특성을 Spectrum Analyzer로 측정하여 비교 입증하였다. 그림 5~8에서 입력신호주파수가 3, 4[kHz]인 경우의 제 2 고조파성분은 약 11[dB]이상 개선되었다. 따라서 본 논문에서 제안한 증폭회로를 기초로 하면 광대역 증폭회로 및 고조파 왜곡의 개선이 필요한 회로에 역시 적용될 수 있을 것으로 보인다.

<표 1> The performance comparision of the inverting reference amplifier vs. the inverting feedforward amplifier.

Input signal	Second harmonics	Inverting reference amplifier[dB]	Inverting feedforward amplifier[dB]
	Third harmonics		
1 [kHz]	2 [kHz]	-77.6590	-79.1440
	3 [kHz]	-69.9419	-72.0226
2 [kHz]	4 [kHz]	-71.2246	-78.0534
	6 [kHz]	-70.8902	-74.2243
3 [kHz]	6 [kHz]	-66.9467	-78.4750
	9 [kHz]	-67.9140	-74.2281
4 [kHz]	8 [kHz]	-63.1192	-77.7673
	12 [kHz]	-63.6147	-67.0543

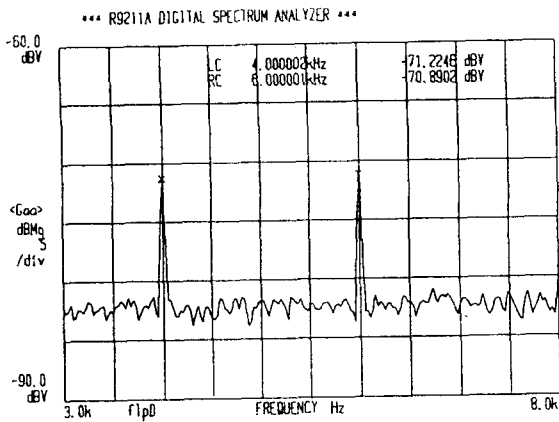


(a) Inverting reference amplifier.

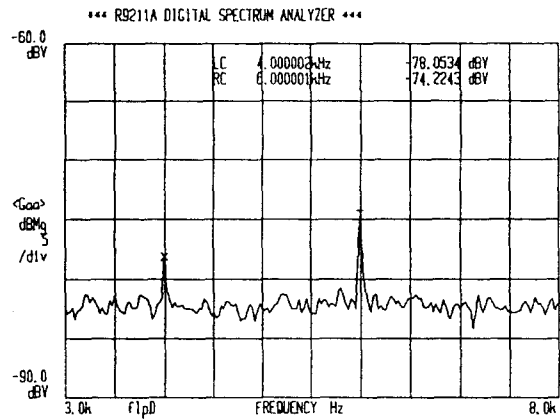


(b) Inverting feedforward amplifier.

<그림 5> Spectrum of second & third harmonics. (Input signal 1[kHz], output level 10[Vp-p].)

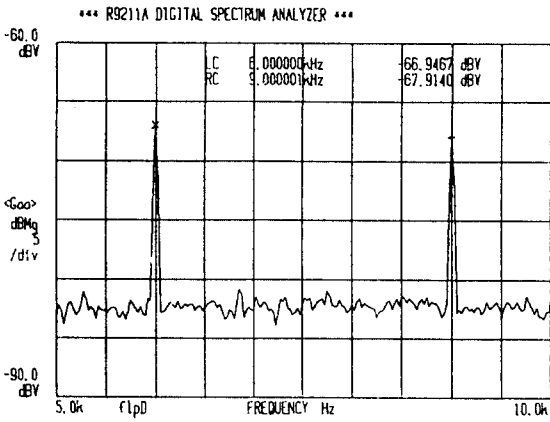


(a) Inverting reference amplifier.

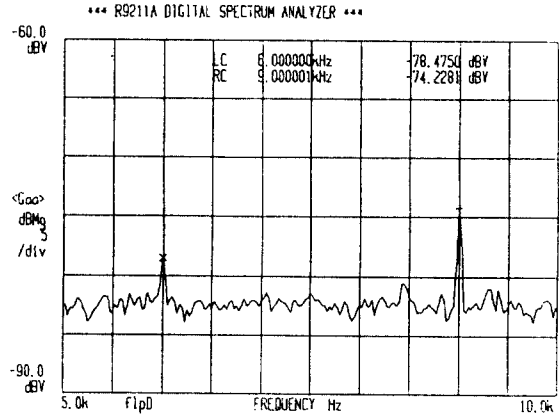


(b) Inverting feedforward amplifier.

<그림 6> Spectrum of second & third harmonics. (Input signal 2[kHz], output level 10[Vp-p].)

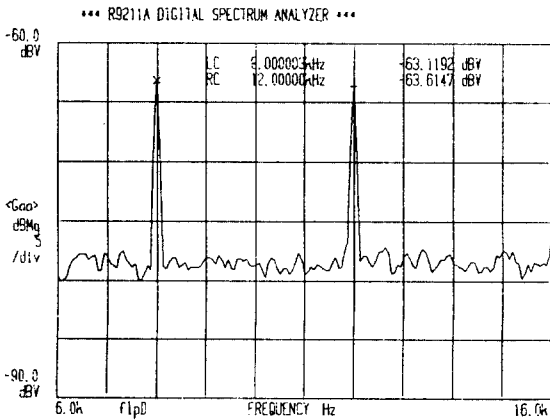


(a) Inverting reference amplifier.

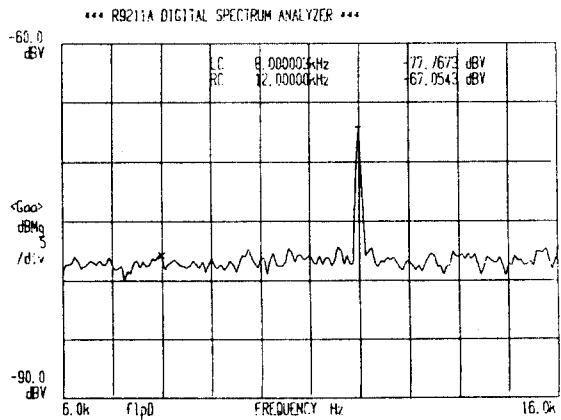


(b) Inverting feedforward amplifier.

<그림 7> Spectrum of second & third harmonics. (Input signal 3[kHz], output level 10[V_{p-p}].)



(a) Inverting reference amplifier.



(b) Inverting feedforward amplifier.

<그림 8> Spectrum of second & third harmonics. (Input signal 4[kHz], output level 10[V_{p-p}].)

참 고 문 헌

1. H. Shield, "Microwave feedforward experiment", Bell Syst. Tech. J., vol. 50, pp. 2879-2916, Nov. 1971.
2. K. B. Klaasen, 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.