

이중 부궤환에 의한 고효율 광대역 D급 오디오 증폭기

정 재훈, 성환호, 이정환, 조규형
한국과학기술원 전기 및 전자공학과

Class D Audio Power Amplifier with High Efficiency and Wide Bandwidth by Dual Negative Feedback

Jae-Hoon Jeong, Hwan-Ho Seong, Jeong-Han Yi, Gyu-Hyeong Cho
KAIST Electrical Engineering

ABSTRACT

The pulse width modulated class D power amplifier has the highest efficiency among various class amplifiers but the performances, such as bandwidth, distortion and stability are inferior to the conventional ones. In this paper, a new class D amplifier design is presented employing dual feedback loops namely current and voltage feedback. The new design provides wide full-power bandwidth and stability at any load with high efficiency.

1. 서론

일반적인 증폭기는 낮은 효율로 인하여 많은 열이 발생되므로 지난 수년간 고효율의 증폭기에 대하여 많은 관심을 갖고 있어왔다. 고효율 증폭기의 용도는 고효율 자동차 증폭기, 서보 증폭기, MRI gradient 드라이버 등이 있으며 이러한 고효율 증폭방식에는 C, D, G, H 급 등 많은 방식이 있다[1,2]. D급 방식을 제외한 다른 방식은 소출력에서 대출력 까지의 효율이 80%를 넘지 못한다. 이론적으로 D급 방식은 100%의 효율을 얻을 수 있으나 스위칭 손실등으로 인하여 이보다 낮은 효율을 얻는다.

일반적으로 A, B급 증폭기에서 광대역, 저왜율을 얻기 위하여 전압 부궤환을 사용한다. 그러나 D급 증폭기에서 전압 부궤환을 사용하면 무부하시에 허수축상의 두 극에 의하여 발전을 하게 되므로 전압 부궤환의 단독 사용은 적당하지 않다.

전류 부궤환은 스위칭 전원의 좋은 레귤레이션 및 안정성을 위하여 널리 이용 되고 있다[3,4]. 전류 부궤환의 큰 장점 중의 하나는 출력단의 인덕터에 의한 극을 없앨 수 있다는 것이다. 이것은 출력단에 큰 용량의 캐패시터가 부착되고 주파수 범위가 수 KHz 이내인 스위칭 전원 설계를 편하게 해준다. 그러나, 20KHz 이상의 주파수 특성을 갖고 출력단에 수 μ F 용량이 부착된 D급 증폭기에서는 출력단의 캐패시터에 의한 극을 무시할 수 없으므로 설계가

까다로워진다. 그 결과 시스템은 두 극을 갖으며 부하가 인덕터, 캐패시터, 저항 등이 복합적으로 구성될 경우는 전체 시스템은 두 극 이상이 있으므로 설계에 신중을 기하여야 한다.

본 논문에서는 이중 부궤환을 사용하여 어떠한 부하에서 안정한 고효율, 광대역 D급 증폭기를 설계하고 자동차용 오디오 증폭기로 구현을 하였다.

II. 부궤환 루프의 설계

이론적으로 D급 증폭기의 효율은 100%이나, 실제로는 스위칭 손실과 도통 손실에 의하여 이보다 낮은 값을 갖는다. 그림 1은 부궤환이 없는 D급 증폭기의 구성도이다. 기본적으로 D급 증폭기의 캐리어 스위칭 주파수는 최대 입력 신호 주파수의 열배 이상이 되어야 한다. 입력 신호는 캐리어 스위칭 주파수에 의해 PWM신호로 변환 되며 이 PWM신호는 출력 LC필터에 의하여 고조파신호를 제거한다. 그러나, 이 출력 신호에는 아직도 많은 고조파와 스위칭 신호가 존재한다. 고조파는 캐리어 스위칭 주파수를 올릴수록 적어지나 스위치의 on/off 시간 때문에 1MHz 이상 올리가 어렵다[1]. on/off 시간은

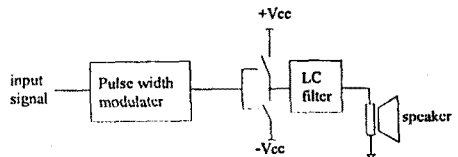


그림 1. 일반적인 D급 증폭기의 구성도

고조파를 발생시키는 또 다른 요인이며 스위칭 손실을 야기한다.

그림 2는 이중 부궤환을 적용한 제안된 D급 증폭기의 구성도이다. 전류 부궤환은 안쪽 루프이고 전압 부궤환은 전류 부궤환의 기준을 삼기 위하여

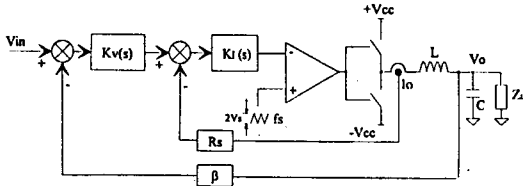


그림2. 이중 부채환을 적용한 제안된 D급 증폭기의 구성도

바깥쪽 루프로 구성하였다. 바라는 오디오 증폭기의 성능은 주파수 특성이 20KHz이상이고 복합적인 RLC 부하에 안정해야 하는 것이다. 그림3-1과 3-2는 스피커의 주파수에 대한 임피던스와 위상을 본 것으로 그림3-1은 2way 콘 스피커이고 그림3-2는 저음용과 중저음용은 콘 스피커, 중고음과 고음용은 리본형 스피커로 구성된 스피커이다. 그림3에 나타났듯이 대부분의 스피커는 비선형 특성을 갖고 있으므로 특정 주파수내에서 R+C, R+L, R/L//C, R+L+C 중의 하나로 모델링을 할 수 있다. 보다 간단한 모델링을 위하여 R/L//C는 R/C와 R/L로 간단히 모델링이 되고 R+L+C는 R+C와 R+L로 간단히 모델링이 될 수 있다.

그림 2에서 $K_I(s)$ 의 기본 이득 K는

$$K \leq \frac{f_s L V_s}{V_{cc} R_s} \dots\dots\dots(1)$$

으로 정해진다. 단 f_s 는 스위칭 주파수, L은 출력 필터의 인덕터 값, V_s 는 스위칭 주파수의 크기, V_{cc} 는 전원 전압, R_s 는 전류채환용 저항값이다.

트랜스콘덕턴스 I_o/V_{ref} 는

$$\frac{I_o}{V_{ref}} = \frac{e^{-j\theta} V_{cc} / V_s}{1 + e^{-j\theta} K_I(s) V_{cc} R_s / V_s} \dots\dots\dots(2)$$

이며 $e^{j\theta}$ 는 스위치 소자들의 지연시간으로 캐리어 주파수보다 약 열배 적은 값이므로 무시하고 $K_I(s)$ 에 영점과 극 없이 기본 이득만을 가하면 (1)식에 의하여 (2) 식은

$$\frac{I_o}{V_{ref}} = A \cdot \frac{1}{Z_L + f_s L} \quad \text{단 } A = \frac{f_s L}{R_s}, \quad Z_L = \text{부하} \dots\dots\dots(3)$$

으로 표시된다. 바깥쪽 전압 루프 이득은

$$L(s) = \beta K_V Z_L I_o / V_{ref} \dots\dots\dots(4)$$

이다. 부하에 따른 각 식은 다음과 같이 정리된다.

(1) 부하가 $R_L // C_L$ 과 R_L 인 경우

트랜스콘덕턴스 I_o/V_{ref} 는

$$\frac{I_o}{V_{ref}} = \frac{1 + sR_L(C + C_L)}{2f_s L + R_L + sL(1 + 2f_s R_L(C + C_L)) + s^2 L R_L(C + C_L)}$$

전압루프이득은

$$L(s) = \frac{\beta K_V R_L}{2f_s L + R_L + sL(1 + 2f_s R_L(C + C_L)) + s^2 L R_L(C + C_L)}$$

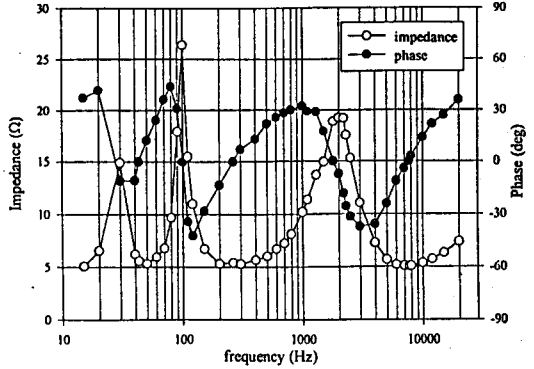


그림3-1. 2way 스피커의 주파수대 임피던스 및 위상특성

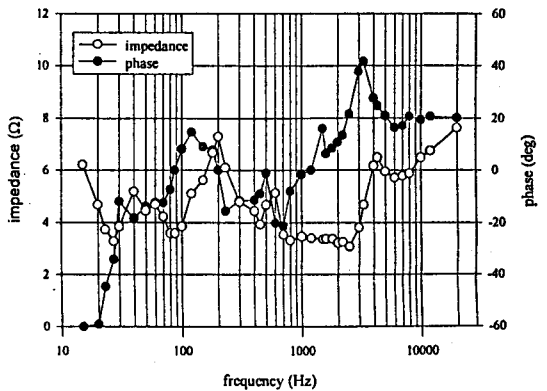


그림3-2. 4way 스피커의 주파수대 임피던스 및 위상특성

이 경우는 부하의 C_L 이 증폭기의 출력필터의 캐패시터 C 보다 작으면 저항부하 R_L 로 생각할 수 있다.

(2) 부하가 $R_L // L_L$ 인 경우

트랜스콘덕턴스 I_o/V_{ref} 는

$$\frac{I_o}{V_{ref}} = A \cdot \frac{R_L + sL_L + sC_L R_L}{2f_s R_L + s((L + L_L)R_L + 2f_s L L_L) + s^2 L L_L(1 + 2f_s C R_L) + s^3 C L L_L R_L}$$

전압루프이득은

$$L(s) = \frac{\beta K_V L_L R_L}{2f_s L_L R_L + s(2f_s L L_L + (L + L_L)R_L) + s^2 L L_L(1 - 2C f_s R_L) + s^3 C L L_L R_L}$$

(3) 부하가 $R_L + C_L$ 경우

트랜스콘덕턴스 I_o/V_{ref} 는

$$\frac{I_o}{V_{ref}} = \frac{A s(C + C_L + sC_L R_L)}{1 + s(C_L R_L + 2f_s L(C + C_L)) + s^2 L(C + C_L + 2C C_L f_s R_L) + s^3 C C_L R_L R_L}$$

전압루프이득은

$$L(s) = \frac{AK_V(1 + sC_L R_L)}{1 + s(C_L R_L + 2f_s L(C + C_L)) + s^2 L(C + C_L + 2C C_L f_s R_L) + s^3 C C_L R_L R_L}$$

(4) 부하가 $R_L + L_L$ 인 경우

트랜스컨덕턴스 I_o/V_{ref} 는

$$\frac{I_o}{V_{ref}} = \frac{A(1+sCR_L+s^2CL_L)}{2Lf_s+R_L+s(L+L_L+2Cf_sR)+s^2CL(2f_sL_L+R_L)+s^3CLL_L}$$

전압루프이득은

$$L(s) = \frac{\beta K_v(R_L+sL_L)}{2Lf_s+R_L+s(L+L_L+2Cf_sR)+s^2CL(2f_sL_L+R_L)+s^3CLL_L}$$

이상의 네 종류 부하에 대한 트랜스컨덕턴스와 전압회로의 안정도를 확인하기 위하여 Routh-Hurwitz 반발법에 의하면 트랜스컨덕턴스의 극은 부하의 값에 무관하게 음의 값을 갖으며 특성식의 근도 부계환 양(β)와 부하의 값에 무관하게 음의 값을 갖으므로 항상 안정하다.

부하가 R_L 일 경우 지배극이 스위칭 주파수 근처에 있으므로 지배극(dominant pole)을 20KHz 근처에 설정하고 위상 여유폭을 위하여 100KHz에 영점을 설치한다. 이 극과 영점은 전류 부계환 루프내에 삽입하였다. 그림3에 의하면 스피커의 모델링이 저항과 캐패시터 혹은 인덕터로 될 경우는 저항값의 범위는 2-50 Ω 이고 캐패시터 와 인덕터의 값은 주파수의 역에 비례하며 범위는 수 μ F(H)에서 수mF(H)의 값을 갖는다. 이 경우 회로의 극은 저항일 때와는 다른 값이나 그 주파수에서 나타내는 모델의 캐패시터 와 인덕터의 값보다는 보다는 높은 주파수에 회로의 극이 생성되므로 모든 부하의 값에 안정되게 증폭된다.

III. 실험 결과

이중 부계환을 갖는 D급 증폭기를 확인 하기 위하여 300KHz 스위칭 주파수를 갖고 4 Ω 부하에 85W의 출력을 갖는 자동차용 증폭기로 구현하였다. 주파수 특성은 8Hz에서 25KHz이다. 그림 4는 부하가 R, R+L, R+C의 경우 입출력의 전압 파형이다. 4 Ω 부하에서 82W의 출력시에 81%의 효율을 얻었다. $\pm 30V$ 의 전원에서 부계환이 없을 경우는 최소

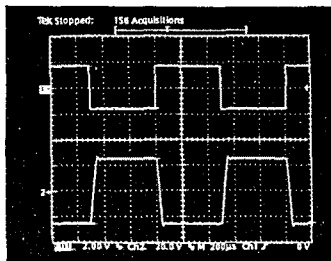


그림4-1. R부하 경우 입출력의 전압 파형

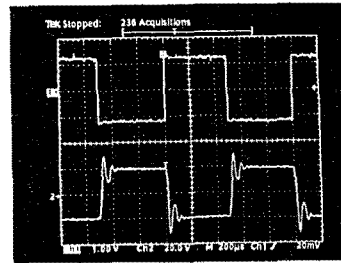


그림4-2. R+L부하 경우 입출력의 전압 파형

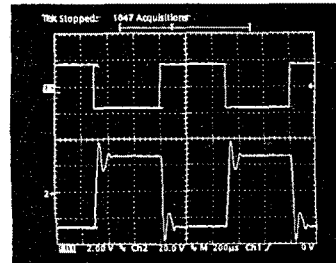


그림4-3. R+C부하 경우 입출력의 전압 파형

필스폭에 의하여 40V_{pp}의 출력 진폭을 얻을 수 있으나 이중 부계환을 적용한 경우는 56V_{pp}를 얻었다. 부계환이 없는 경우는 1W, 1KHz에서 4.7%의 왜율이 나오나 이중 부계환이 적용된 본 증폭기에서는 0.05%의 적은 왜율이 나타난다.

IV. 결론

본 논문에서는 이중 부계환을 갖는 D급증폭기를 자동차용 오디오 증폭기로 설계하여 구현하였다. 광대역 저왜율을 얻기 위하여 전류 전압 부계환을 사용하였다. 이중 부계환을 갖는 D급증폭기는 고출력 오디오 증폭기, 서보앰프, MRI gradient 드라이버등의 적용에 유용할 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] J. A. Jensen, "A new principle for a high-Efficiency Power Audio Amplifier for use with a Digital Preamplifier," J. Audio Eng.Soc. 1987 Dec.pp984-993.
- [2] H. Nakagaki, N. Amada, S. Inoue. "A High Efficiency Audio Amplifier," J. Audio Eng.Soc. Vol..31.No.6. 1983 Jun. pp984-993.
- [3] S. Hsu, A. Brown, L.Rensink, R.D. Middlebrook, "Modeling and Analysis of Switching DC-to-DC Converters in constant Frequency Current Programmed Mode," IEEE PESC Proc. 1979
- [4] R. D. Middlebrook, "Topic in Multiple Loop Regulators and Current-Mode Programming," IEEE PESC Proc. 1985 Jun
- [5] L. Dixon, "Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual," 1991 Unitrode Corp.