

## PWM 인버터 전류제어에 의한 오디오급 앰프 구현

이을재\*, 권병헌\*\*, 이하철\*\*, 조규민\*\*  
이경산전(주)\*, 유한대학\*\*

### Implementaion of An Audio-Class Amplifier by Controlling the Current of PWM Inverter

Eul-Jae Lee\*, Byong-Heon Kwon\*\*, Ha-Cheol Lee\*\*, Kyu-Min Cho\*\*  
E-Kyoung Sys.\*, Yuhan College\*\*

#### Abstract

This paper presents a simple high power audio class amplifier which is controlled by a new current control switching method. Although this class D amplifier has an only one current control loop with the proposed switching method, a good performance can be obtained. And a novel switching strategy for driving stereo signal amplifier circuit with three phase full bridge is discussed also. With the simulation and experimental results, usefulness of the proposed amplifier is confirmed.

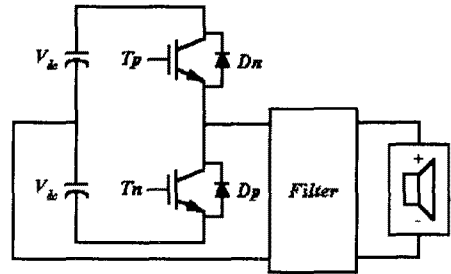


그림 1 D급 오디오 앰프 주회로  
Fig. 1 Main circuit configuration  
of class D audio amplifier

#### 1. 서 론

최소한 20 kHz 이상의 주파수 대역을 가져야 하는 오디오 앰프는 대부분 선형 트랜지스터를 사용한 선형 앰프로 구현된다. 그러나 선형 앰프의 특성상 매우 나쁜 효율을 가지게 된다. 이는 원음을 그대로 재생하여야 한다는 오디오로서의 기능적 측면을 고려할 때 감수해야 하는 필수적 사항이다. 최근 스위칭 반도체 소자의 성능이 향상되면서, 이러한 오디오 앰프의 고효율화를 위하여 스위칭 트랜지스터를 사용한 D급 증폭기를 오디오 앰프로 적용하기 위한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 이러한 D급 오디오 앰프는 효율의 측면에서는 선형 앰프에 비하여 월등히 좋지만 무한대의 스위칭 주파수를 갖지 않는 한 음질의 측면에 있어 선형 앰프에 비해 떨어질 수 밖에 없다. 따라서 이러한 D급 앰프의 성능을 향상시키기 위하여 스피커를 포함한 전체 시스템의 정확한 모델링에 의하여 설계된 고차의 수동필터들이 채용되기도 하며, 오디오 주 전력은 비교적 낮은 주파수 대역을 갖는 주 전력 증폭기로 공급하고 이를 보완하기 위하여 높은 주파수 대역의 소 용량 증폭기를 보상기로 채용하기도 한다. 일반적으로는 삼각파 비교 PWM을 채용하지만, 시그마 델타 변조법이나 PWM에 슬라이딩 모드 제어기법들을 도입하기도 하였다. 한편 국내 연구자들에 의해서도 전압부채환과 전류부채환을 동시에 사용하여 시스템 성능을 향상시킨 사례도 발표된 바 있다. [1-4] 이러한 D급 오디오 앰프들을 구현할 때 고도의 제어 기법과 고성능의 필터에 우선하여 스위칭 소자의 좋은 특성과 빠른 스위칭 기술은 필수적으로 요구되는 사항이다. 본 논문에서는 한 채널이 수십 W를 담당할 수 있는 대규모 공연장용 고출력 오디오 앰프의 개발을 위하여 개발된 새로운 고주파 스위칭 기술을 소개하고 3상 풀 브리지 인버터 회로를 스테레오 앰프로 사용하기 위한 스위칭 알고리즘을 제안하였으며, 제안한 스위칭 방법 및 회로를 적용한 컴퓨터 모의실험 결과와, 저가의 차량 탑재 가두 방송용 수백 W급 앰프를 제작하여 실제 음악 출력에 의한 20 kHz 이하의 주파수 영역에서 고찰된 실험 결과로서 제안한 앰프의 유용성을 입증하고자 하였다.

#### 2. 출력 전류제어 D급 앰프

하프 브리지 D급 오디오 앰프의 주회로를 그림 1에 나타내었다. 주 스위칭 소자로는 고주파 스위칭이 용이한 FET가 주로 사용된다. 직류 전압을 수백 kHz의 PWM 스위칭에 의하여 변조출력을 얻어 내기 때문에 스위칭 주파수대의 신호는 가청 주파수 범위를 넘어남으로 원리적으로는 필터링이 필요 없다. 그러나 무용한 고주파 전력의 소모를 방지하기 위해서는 필터링을 하는 것이 좋다. 또한 낮은 주파수대의 신호 재생시 변조에 의해 발생하는 고조파분은 가청 주파수 내에 있기 때문에 필터링을 해야 하는 것이 원칙이나 동일 주파수대의 원음 재생에 영향을 미치므로 필터링은 가청 주파수 이상의 신호에 대해서만 행하고 있다. 일반적으로 필터 설계시 스피커를 RLC 수동부하로 해석하여 필터를 설계한다. 그러나 엄밀하게는 스피커 탄력에 의한 역기전력도 고려되어야 한다. 특히 대용량 콘 스피커의 경우 스피커 탄력이 상당하다. 또한 앰프의 출력단에는 단순히 스피커만 연결되는 것이 아니고 저음, 중음, 고음용 스피커를 집합한 스피커 박스에는 스피커 박스 자체의 필터가 채용된 경우도 있다. 결국 역기전력을 포함하는 비선형 스피커와 스피커 박스의 필터까지 모두 고려한다면, 실제 앰프의 출력단에는 어떤 종류의 부하가 걸릴지는 모르므로 적정 필터의 설계는 상당한 해석과 복잡한 회로가 적용되어야 한다. 따라서 앰프가 필터 및 부하에 대한 의존성을 작게 갖도록 하는 것이 바람직하다. 본 연구에서는 단순한 직렬 인덕턴스만을 채용하였다. 또한 가능한한 스위칭 횟수를 줄이기 위하여 다소 큰 값의 인덕턴스를 사용하였다.

한편 모든 소리는 앰프내에서 전압신호로 처리된다. 따라서 대부분의 오디오 앰프는 출력단 전압이 프리앰프의 출력전압에 대하여 선형성을 갖도록 메인 앰프를 구동한다. 그러나 사실 스피커의 원리는 코일 전류를 비례하는 토크가 큰을 구동시켜 진동을 재생하는 것이며 이 코일이 가진 탄력에 의하여 역기전력이 발생하므로 이

러한 측면에서 스피커는 일종의 영구자석형 전동기와 유사한 특성을 가지게 된다. 따라서 본 논문에서는 프리앰프의 출력신호를 지령전류로 하여 출력단의 전류제어를 행하도록 메인 앰프를 구성하였다.

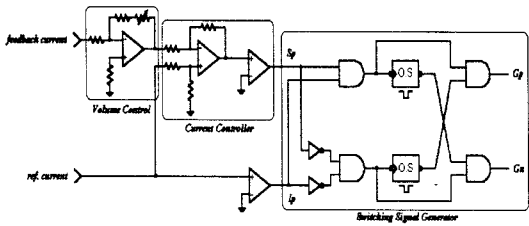


그림 2 메인 앰프 전류제어 전체 회로  
Fig. 2 Total circuit configuration for the current control of main amplifier

그림 2에 본 연구에서 적용한 전체 제어회로를 나타내었다. 출력 볼륨을 조절하기 위하여 전류 피드백 게인을 조절하는 부분과 OP Amp를 사용한 뱅킹 전류제어기, 본 논문에서 제안하는 고주파 스위칭 신호 발생부 등으로 구성되어 있으며 지령전류의 극성을 판별하는 비교기가 추가되어 있다. 전류 지령은 일정레벨 출력의 프리 앰프의 출력으로부터, 피드백 전류는 전류 검출용 CT로부터 신호를 받고 드라이브 회로로 스위칭 신호를 출력하게 된다.

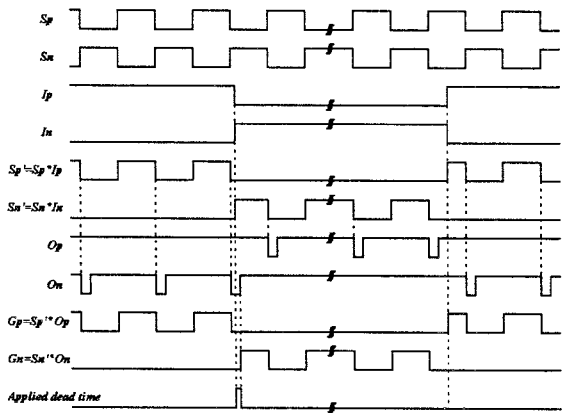


그림 3 스위칭 신호 발생기의 타임차트  
Fig. 3 Time chart of switching signal generator

통상의 경우 그림 1에 나타난 스위칭 소자  $T_p$ 와  $T_n$ 를 서로 상보적으로 동작시키기 때문에 두 소자에 의한 직류전원 단락 방지를 위하여 스위칭 소자의 턴 오프 시간 이상의 데드타임을 삽입하여 스위칭을 행한다. 그러나 사실 스피커의 전류가 양일 경우에는 스위칭 소자  $T_p$ 와 환류 다이오드  $D_n$ 에 의해 전류가 제어되고 스피커의 전류가 음일 경우에는 스위칭 소자  $T_n$ 와 환류 다이오드  $D_p$ 에 의해 전류가 제어되므로 본 연구에서는 전류가 양일 경우에는  $T_p$ 의 온 오프만 행하고, 전류가 음일 경우에는  $T_n$ 의 온 오프만 행하는 스위칭 방법을 적용하였다. 또한 전류의 극성이 바뀌는 부분에 있어서는 단락의 가능성이 있으므로 최소화된 데드타임이 적용될 수 있도록 스위칭 신호 발생기를 구성하였다. 그림 3에 본 논문에서 제안하는 고주파 스위칭을 위한 스위칭 신호 발생기의 타임차트를 나타내었다. 이와 관련된 기법은 참고문헌 [6]에 상세히 기술되어 있으므로 본 논문에서는 구체적인 설명을 생략하기로 한다.

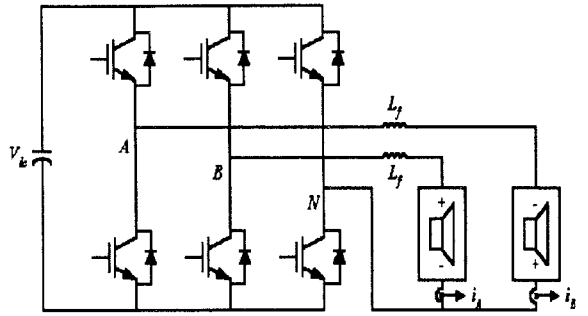


그림 4 3상 풀 브리지 인버터를 이용한 단일 전원 스테레오 앰프 구성도

Fig. 4 Configuration diagram of a stereo amplifier using three phase full bridge inverter with single source

### 3. 3상 풀 브리지 인버터를 이용한 스테레오 앰프

본 논문에서는 3상 풀 브리지 인버터를 스테레오 앰프로 구성하는 방법을 제안한다.

일반적으로 스테레오 앰프는 하프 브리지 인버터 앰프 2개의 채널을 이용한다. 또한 차량 탑재용의 경우에는 풀 브리지 인버터 앰프 2개의 채널을 이용해야 한다. 원래 3상 풀 브리지 인버터는 3상의 부하 구동을 위해 사용되는 것이기 때문에 그림 4에 표시한 것과 같은 부하의 구성은 3상 Y부하의 한 상이 단락된 상태 또는 3상  $\Delta$ 부하의 한 상이 개방된 것과 같은 상태이다. 따라서 일반적으로 3상 인버터를 구동하는 방법에 의하여 상기 회로를 동작시킬 수도 있음을 알 수 있다. 그러나 이 때 그림 4에 나타난 N상의 전류는 A, B상 전류의 합이 되므로 N상의 소자에 과부하가 걸리게 되므로 상기와 같은 회로의 응용은 적절하지가 못하다. 그러나 상기 회로를 스테레오 오디오 앰프에 적용하기에는 큰 무리가 없다. 스테레오 신호의 경우 두 채널의 분리도에 따라 틀리겠지만 일반적인 음악에 있어서는 두 채널 신호가 유사하다. 즉 큰 소리들의 경우에는 입체적인 에코 효과를 주기 위한 약간의 위상 차 정도이며, 높은 주파수 영역의 신호들만이 두 채널에 분리된다. 음악을 믹싱할 때 특정 약기의 소리를 한 채널에만 집중시키는 경우도 있지만 전반적으로는 두 채널의 사용은 유사하게 된다. 따라서 두 채널을 그대로 동작 시키면 N상의 전류는 나머지 상들의 전류의 합이 되어 곤란하다. 그러나 스피커에는 극성이 있으므로 그림 4에 표시한 것과 같이 한 채널의 스피커를 역극성으로 연결하고, 스테레오 신호의 한 채널은 반전시켜 제어하면 N상에는 결국 두 상 전류의 차만 흐르게 되므로 본 논문에서 제안하는 바와 같이 스테레오 앰프로의 응용에는 큰 문제가 되지 않는다. 그러나 긴 잔향 효과에서는 N상의 일시적인 과부하는 고려되어야 할 것이다. 결국 두 채널의 동일한 신호는 단상 풀 브리지 인버터의 부하 직렬 동작이 되고, 입체 효과를 위한 분리 신호는 각 채널에 분산시키는 것과 같다. 그러나 이는 평균적인 의미에서의 해석이며 실제로 두 채널의 전류를 제어하는 순시적인 입장에서는 직류 전원을 두 채널이 각각 독립적으로 이용할 수 있다. 그림 4의 회로를 일반적인 3상 전류제어 방법에 의하여 스위칭 하는 경우 출력 전압 벡터가 일반적인 3상 부하 시와는 다르게 된다. 표 1에 스위칭 함수에 따른 각 전압 벡터의 상태를 나타내었다. 일반적인 3상 전류와는 상이함을 볼 수 있다. 그러나 통상적인 3상 전류제어 시와 동일한 방법으로 제어를 행하는 것은 아무런 문제가 되지 않는다.

표 1 전압 벡터 테이블  
Table 1. Table of voltage vector

	S(A, B, N)	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_{AN}$	$V_{BN}$
$V_0$	0,0,0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
$V_1$	0,0,1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
$V_2$	0,1,0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$+V_{dc}$
$V_3$	0,1,1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}$	0
$V_4$	1,0,0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+V_{dc}$	0
$V_5$	1,0,1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-V_{dc}$
$V_6$	1,1,0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+V_{dc}$	$+V_{dc}$
$V_7$	1,1,1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	0

또는 3상 전류제어 방식에 의하지 않고 다음과 같이 스위칭 신호를 발생할 수도 있다.

먼저  $N$ 상의 스위치는  $N$ 상 전류의 극성에 따라 전류가 양일 경우에는 상압 스위치를 온으로 고정시키고, 전류가 음일 경우에는 하압 스위치를 온으로 고정시키는 방법을 고려할 수 있다. 이는 결국 전류가 양일 경우에는 표 1에 나타난  $V_1, V_3, V_5, V_7$ 만을, 전류가 음일 경우에는  $V_0, V_2, V_4, V_6$ 만을 이용하게 된다.

또한  $N$ 상의 스위칭 신호를 다음과 같이 얻어 내어 스위칭을 행할 수도 있다.

$$S_{Nb} = I / (S_A + S_B) \quad (1)$$

$$S_{Nn} = I / (S_A * S_B) \quad (2)$$

여기서  $S_{Nb}$ 와  $S_{Nn}$ 은  $N$ 상의 전류가 각각 양일 때와 음일 때의 스위칭 신호이다. 이는 전류가 양일 경우에는 표 1의  $V_1, V_3, V_5, V_7$ 만을 전류가 음일 경우에는  $V_1, V_2, V_4, V_6$ 만을 이용하는 스위칭 방법이 된다.

#### 4. 모의실험 및 실험 결과

그림 4에 5 [kHz] 정현파 입력에 대한 모의실험 결과를 나타내었다. 모의실험에 적용한 주요 상수들은 그림 상에 표시하였다. 500 [kHz]까지의 고조파 해석 결과로서 0.1756[%]라는 낮은 왜율을 가짐을 확인할 수 있었다.

다음은 본 논문에서 제안한 3상 풀 브리지 인버터를 스테레오 앰프로 활용하고 식 (1)과 식 (2)로 주어진  $N$ 상 스위칭 신호 발생 방법에 의한 모의실험 결과를 그림 5에 나타내었다. 지령전류는 컴퓨터 상에서 여러 주파수를 합성하여 발생시킨 것이며 그림 상에 지령전류와 함께 나타난 것이지만 실제전류와 겹쳐서 구분이 되지 않는다. 모의실험의 조건은 필터 인덕턴스가 0.2 [mH]인 것만 빼고는 그림 4의 모의실험 조건과 동일하다.

다음은 실험결과에 대한 고찰을 행하기로 한다. 차량 탑재용 프로토타입의 단일 채널 앰프를 구성하여 실험을 수행하였다. 직류전원은 24 [V] 배터리로 구동하는 경우의 전압강하를 고려하여 22 [V] 직류전원을 사용하였으며 주 소자로는 450 [V], 20 [A]의 IGBT 모듈을 사용하였다. 스피커는 200 [W], 8 [Ω]의 우퍼와 22 [μF]의 캐패시터와 직렬된 8 [Ω]의 스위퍼가 병렬로 연결된 스피커 세트를 사용하였다. 이와 더불어 앰프의 출력을 높이기 위하여 별도의 4 [Ω] 저항을 출력단에 병렬로 연결하여 최대출력 300 [W] 정도에서 실험

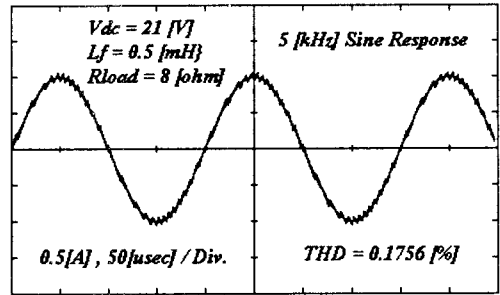


그림 4 제안한 방법의 모의실험 결과  
Fig. 4 Simulation results of proposed method

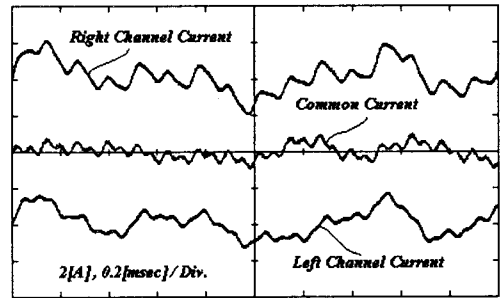


그림 5 제안한 스테레오 앰프의 모의실험 결과  
Fig. 5 Simulation results of proposed stereo amplifier

을 행하였다.

먼저 그림 6과 그림 7은 각각 필터 인덕턴스를 사용하지 않은 경우와 1 [mH]의 필터 인덕턴스를 사용한 경우로, 실제 음악을 재생하고 있는 상태의 전류추종 파형으로 CD플레이어의 출력을 프리 앰프의 출력으로 가정하여 지령전류로 사용하였다. 과도 상태에서 그 추종 성능이 우수함을 볼 수 있다.

다음은 입출력 특성을 고찰하기 위하여 수행된 입출력 신호 분석 결과를 고찰하기로 한다. 그림 8은 입출력 파형 및 이들의 비를 리사주도형으로 나타내는 것이다. 우수한 선형성이 유지됨을 알 수 있다. 그림 9는 입출력 파형의 스펙트럼을 비교한 것이다. 20 [kHz]이하의 주파수 영역에서는 거의 완벽하게 동일함을 볼 수 있다. 그림 10은 6.169 [kHz]까지의 옥타브 해석 결과의 비교이다. 반음 단위의 분석 결과로, 입력된 음정을 다치지 않고 재생하고 있음을 확인시켜 준다.

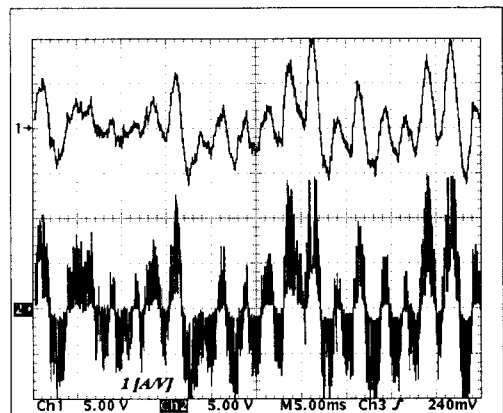


그림 6 필터가 없는 경우의 전류파형  
Fig. 6 Current waveforms in case of without filter

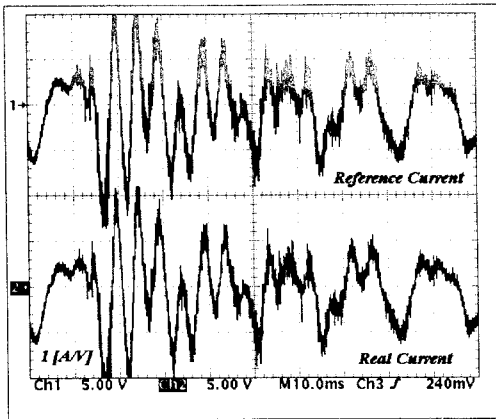


그림 7 필터를 사용한 경우의 전류파형  
Fig. 7 Current waveforms in case of using filter

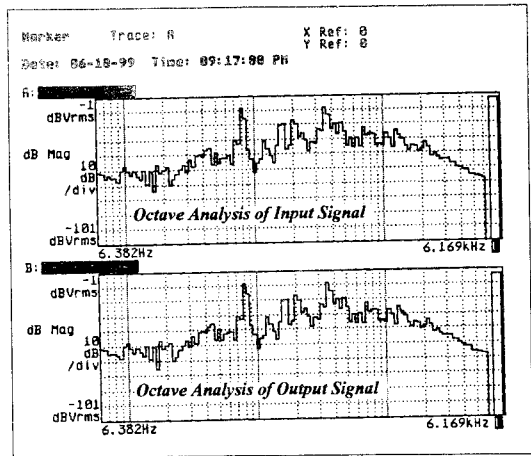


그림 10 입출력 신호의 옥타브 해석  
Fig. 10 Octave analysis of input and output signals

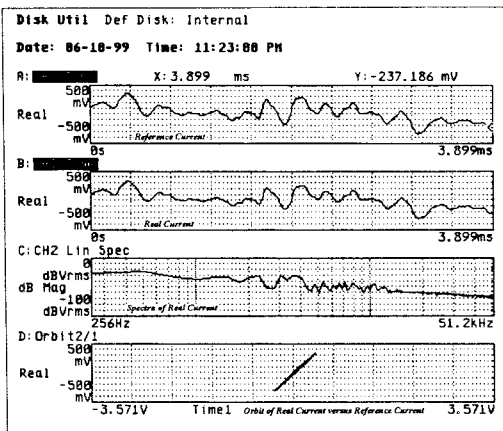


그림 8 입출력 신호의 리샤주 도형  
Fig. 8 orbit of input signal versus output signal

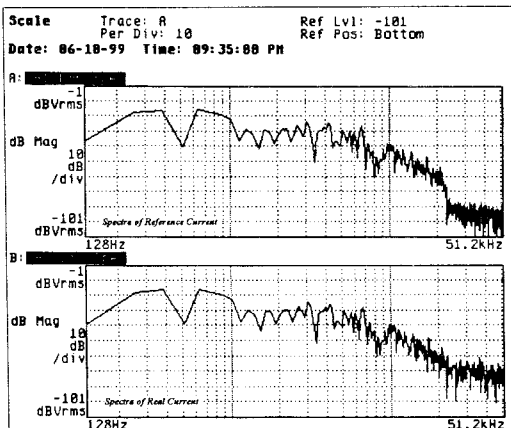


그림 9 입출력 신호의 스펙트럼  
Fig. 9 Spectra of input and output signals

## 5. 결론

본 논문에서는 새로운 고주파 스위칭 신호 발생 방법을 PWM 인버터의 전류제어에 적용하여 스피커의 전류를 직접적으로 제어하는 방식의 오디오급 앰프를 제안하였으며, 또한 3상 풀 브리지 인버터를 단일 직류전원 스테레오 앰프로 활용하는 것을 제안하고 이에 용이한 스위칭 방법을 제안하였다.

모의실험의 결과로써 제안한 방법들의 타당성을 검증하였으며, 최대출력 300 [W]의 실험결과로써 제안한 앰프의 유용성을 입증하였다.

추후 과제로는 단일 채널 수 십 [kW]급 공연장용 앰프를 구현하는 것과 3상 풀 브리지 인버터에 의한 스테레오 앰프의 구현 및 높은 주파수대의 능동 소음/진동 제어 등에 제안된 방법들을 적용하는 것이다.

## (참고 문헌)

- [1] F.A. Himmelstoss, K.H. Edelmoser, "High Dynamic Class-D Power Amplifier", IEEE Trans. CE, Vol. 44, No. 4, pp. 1329-1333, Nov. 1998.
- [2] K.M. Smith et al, "Intelligent Magnetic-Amplifier-Controlled Soft-Switching Method for Amplifiers and Inverters", IEEE Trans. PE, Vol. 13, No. 1, pp. 84-92, Jan. 1998.
- [3] R.C. Oliveira et al, "Switching Power Amplifiers with Soft Commutation for Audio Applications", IEEE Unknown Conf. Rec., pp.557-560, 1996.
- [4] J.F. Silva, "PWM Audio Power Amplifiers: Sigma Delta Versus Sliding Mode Control", IEEE Unknown Conf. Rec., pp.359-362, 1998.
- [5] 정재훈 외, "이중 부채환에 의한 고효율 광대역 D급 오디오 증폭기", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp. 141-143, 1994.
- [6] 유완식 외, "브리지 형태 PWM 변환기의 데드타임 최소화 방법", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 미정, 1999.
- [7] 강성훈, "응향 시스템 이론 및 설계", 기전연구사, 1999.

본 논문은 유한대학 학술 연구비 지원에 의하여 수행된 연구의 결과입니다. 학교 당국 및 연구소 관계자 분들께 감사드립니다.