

IH-Jar용 Class-D 인버터의 새로운 PWM 출력 제어 기법

최원석, 박남주, 이동운, 현동석
한양대학교 전기공학과

A New PWM Power Control Scheme of Class-D Inverter for Induction Heating Jar Application.

Won-Suk Choi, Nam-Ju, Park, Dong-Yun Lee, Dong-Seok Hyun
Department of Electrical Engineering HanYang University

ABSTRACT

In this paper, a simple power control scheme of Class-D inverter, which is varied duty cycle of fixed frequency to desired output power. It is more suitable and acceptable for high-frequency induction heating (IH) jar applications. The proposed control scheme has the advantages of not only wide power regulation range but also ease to control output power. Also it can achieve the stable and efficient Zero-Voltage-Switching (ZVS) in whole load range. The control principles of proposed method are described in detail and its validity is verified through simulations results on 38.5kHz IGBT for induction heating rated on 1.6kW with constant frequency variable power.

1. 서 론

최근 MOSFET이나 IGBT와 같은 전력용 반도체 소자의 발달과 소프트 스위칭, 제어기술에 관한 연구가 활발히 이루어짐에 따라 고주파동작과 고출력이 가능하게 되면서 적용 분야의 확대가 급속히 이루어지고 있다. 산업 현장뿐 아니라 가전제품에 널리 이용되어 지고 있으며, 산업설비, 사무자동화, 생활 가전용품에 눈부신 발전을 이루게 되었다^{[1] [15]}. 고출력 응용분야에 해당하는 유도 가열(IH)은 산업용의 Cooking, Melting, Surface Treatment 등의 응용에서부터 가전제품에 이르기까지 널리 이용되어 지고 있으며, 특히 고주파 인버터를 적용한 유도 가열(IH) 시스템은 안정성과 편리성은 물론 성능 및 효율 등에서 월등한 장점을 도모할 수 있다. 특히 IH-jar는 유도 가열(IH)의 응용분야로서 가전제품에서 IH 조리시스템으로 응용되어진다^{[3] [5]}.

이러한 IH-jar 인버터 시스템의 요구사항은 다음과 같다.

- 높은 스위칭 주파수
- 단위역률에 가까운 높은 역률
- 넓은 부하범위(10%-100)
- 고효율
- 저비용
- 안정성

일반적으로 IH-jar 시스템에서 Class-D 인버터가 사용된다. 이러한 Class-D 인버터는 각 스위치에 걸리는 전압이 입력 DC전압과 동일하므로, 유도 가열시 사용되는 여러 회로(Class-E, 준-공진형 인버터 등)에 비해 스위치 정격 면에서 훨씬 유리한 장점을 가지고 있으며,

대용량 응용으로의 확장이 용이하다^[1]. 일반적으로 대부분의 유도 가열(IH) 응용분야에서는 출력제어를 위해 부하와 주파수 가변에 적용되는 기본적인 제어기법으로서 주파수 변조 제어기법(PFM)을 사용한다^{[5] [6]} 그러나 이러한 제어 기법은 원하는 출력을 얻기 위해 스위칭 주파수를 조절해야 한다, 다시 말해 넓은 범위의 출력을 제어하기 위해 넓은 스위칭 주파수 범위가 필요하다. 특히 경부하에 대해 스위칭 주파수는 매우 높아져야 하는데 이것은 자기코어 손실과 제어회로의 설계시 문제점을 발생시킨다. 뿐만 아니라 소프트 스위칭 범위가 펄스폭 변조 제어 기법(PWM)에 비해 상대적으로 좁아지게 되며 또한 서로 다른 스위칭 주파수로 동작하는 두개 이상의 인버터가 동시에 동작할 때, 소음을 유발시키며, EMI를 제거하기 위해서 제어가 더욱 복잡해지고, 자기요소의 이용률이 낮아지게 된다. 이러한 주파수 변조기법의 여러 가지 문제점을 해결하고 노이즈 필터의 최적설계와 출력제어를 용이하게 하기 위한 방법으로 펄스폭 변조 제어 기법(PWM)이 이용된다^{[7] [11]}. 일정주파수로 동작하는 인버터는 주파수를 가변시키지 않고 출력을 제어하게 된다. 그러나 이러한 PWM 제어기법은 인버터 성능을 제한하는 일정주파수로 인해 동작특성이 복잡해 질 수 있고, 경부하에서 영전압스위칭(ZVS)이 보장되지 않는 문제점을 가지고 있다^{[13] [14]}. 따라서 본 논문에서는 전부하 범위에서 영전압 스위칭(ZVS)이 보장되며 간단하게 출력을 제어 할 수 있는 Induction heating(IH) jar용 Class-D의 PWM CFVP (Constant frequency Variable power) 출력 제어 기법을 제안하였다. 본 논문에서는 제안한 출력 제어 기법 및 이를 통한 Class-D 인버터 시스템의 특성을 해석하며 이론적인 분석과 시뮬레이션 결과를 통해 정상상태에서의 출력 제어 특성을 검증하였다.

2. Class-D 직렬공진형 인버터

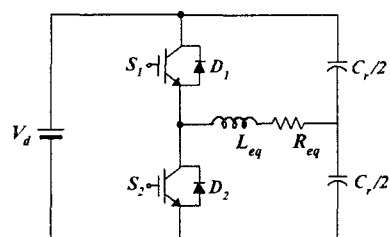


그림 1 Class-D 인버터 시스템
Fig. 1 Class-D inverter system for IH jar application

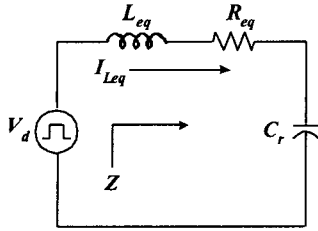


그림 2 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of Class-D inverter

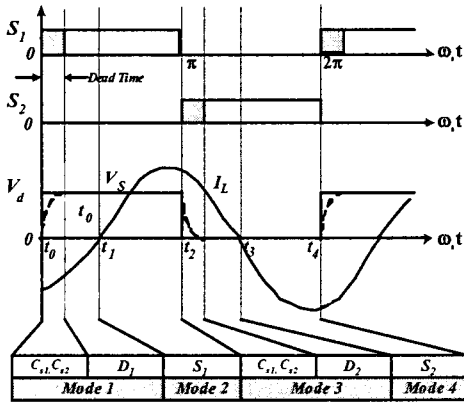


그림 3 Class-D 인버터의 이론적인 파형
Fig. 3 Theoretical waveforms of the Class-D inverter

그림 1은 본 논문에서 사용된 Class-D 인버터 시스템을 보여주고 있다. 인버터는 50%의 듀티를 가지고 동작하는 역병렬 다이오드 D_1, D_2 를 포함하는 스위치 S_1, S_2 와 공진 커패시터, 가열 코일 $C_r/2$ 과 피가열체 인용기를 등가화한 등가 인덕턴스 L_{eq} 와 등가 저항 R_{eq} 로 구성되어 있다. 그림 2는 Class-D인버터의 등가 회로를 나타낸다. 일반적으로 공진 주파수 이상에서 스위칭 함으로써 턴-온 (Turn-On) 시에는 손실이 발생하지 않는 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching)을 이룬다. 인버터는 기본적으로 공진 주파수 이상에서 동작하므로 인덕터 전류 I_L 와 부하전류가 출력전압 V_S 에 대해 위상이 뒤지는 유도성 부하로 동작하게 된다. 전류의 도통순서는 $C_{S1}, C_{S2} \rightarrow D_1 \rightarrow S_1 \rightarrow C_{S1}, C_{S2}, D_2 \rightarrow S_2$ 가 된다.

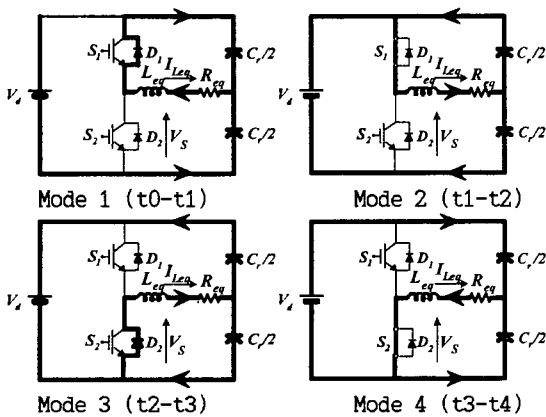


그림 4 Class-D 인버터의 동작모드
Fig. 4 Operation modes of the Class-D inverter

그림 3과 4는 Class-D 인버터의 정상상태 동작 과정과 동작모드를 보여주고 있다. 제안된 제어기법을 가지는 Class-D 인버터의 동작 모드를 정상상태 분석하기 위하여

다음의 가정을 한다.

- 모든 소자는 이상적이다.
- DC link의 입력전압은 스위칭 한 주기 동안 일정하다.
- 제안된 시스템은 정상상태에서 동작한다.
- Q (Quality factor)가 충분히 크기 때문에 부하전류는 정현적이다.

2.1 회로동작과 분석 (Mode1, Mode2)

모드 1에서는 I_{Leq} 전류는 $L_{eq} \rightarrow D \rightarrow V_d \rightarrow R_{eq}$ 를 통해 흐르게 된다. 즉, 데드 타임의 영향으로 모든 스위치가 턴 오프 된 상태에서 전류의 방향이 반대이므로, 다이오드를 도통하게 되며 순간 스위칭단에 걸린 전압은 거의 영에 가깝게 되므로 이때 스위치를 턴-온 시킴으로써 영전압 스위칭 (ZVS)을 이루게 된다. 모드 2에서는 부하전류의 방향이 반전되어 스위치를 통해 흐른다. 테브낭의 정리를 이용하면, 테브낭 저항 $Z_{TH} = 1/(2\pi fc)$ 와 테브낭 전압 $V_{TH} = +V_d/2$ 을 얻을 수 있다. 에너지가 스위치 S_1 을 통해 입력측에서 부하측으로 전달될 때, 등가회로의 전압과 전류는 다음과 같다.

$$\pm V_d/2 = R_{eq}i_{Leq} + L_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{Leq} dt \quad (1)$$

$$i_{Leq} = e^{-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}t} \left[I_1 \cos \beta t_1 + \left(\pm \frac{V_d}{2\beta L_{eq}} - \frac{V_1}{\beta L_{eq}} - \frac{R_{eq}}{2\beta L_{eq}} I_1 \right) \sin \beta t_1 \right] \quad (2)$$

$$\text{여기서 } \beta = \sqrt{(R_{eq}/4L_{eq})^2 - (1/L_{eq}C_r)}$$

V_1, I_1 : 등가회로에서 L_{eq} 를 통해 흐르는 초기전압, 전류

2.2 회로동작과 분석 (Mode3, Mode4)

모드 3, 4는 모드 1, 2에서 스위치에 일어났던 일련의 과정들이 동일하게에서 발생한다. 마찬가지로 테브낭 등가저항 $Z_{TH} = 1/(2\pi fc)$ 와 테브낭 등가전압 $V_{TH} = +V_d/2$ 을 얻을 수 있다. 여기서 공진 주파수는

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} \cdot C_r}} \quad (3)$$

규준화 스위칭 주파수는

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (4)$$

특성임피던스는

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} = \frac{1}{\omega_r C_r} = \omega_r L_{eq} \quad (5)$$

Quality Fator는

$$Q = \frac{\omega_r \cdot L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_0 R_{eq} C_r} = \frac{Z_0}{R_{eq}} \quad (6)$$

그림 2의 공진탱크의 입력임피던스는

$$\begin{aligned} Z &= R_{eq} + j \left(\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_r} \right) \\ &= R_{eq} \cdot \left(1 + jQ \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

$$|z| = R_{eq} \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2} \quad (8)$$

전류위상은

$$\Phi^{\circ} = \tan^{-1} \left(Q \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) \quad (9)$$

공진탱크의 입력전압 V_s 는

$$V_s = \begin{cases} V_d & \text{for } 0 < \omega_s t \leq \pi \\ 0 & \text{for } \pi < \omega_s t \leq 2\pi \end{cases} \quad (10)$$

Fourier 전개에 의한 입력전압 V_s 의 기본파 성분은 다음과 같이 얻어진다.

$$V_{s1} = V_m \cdot \sin \omega_s t \quad \text{for } 0 < \omega_s t \leq 2\pi \quad (11)$$

$$\text{여기서 } V_m = \frac{2 \cdot V_d}{\pi} \approx 0.637 \cdot V_d \quad (12)$$

공진탱크의 입력전류 I_{Leq} 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$i_{Leq} = I_m \cdot \sin(\omega_s t - \Phi) \quad (13)$$

여기서

$$I_m = \frac{V_m}{|Z|} = \frac{2 \cdot V_d}{\pi \cdot |Z|} = \frac{2 \cdot V_d \cdot \cos \phi}{\pi \cdot R_{eq}} \quad (14)$$

펄스폭 변조기법(PWM)을 이용한 IH-Jar용 Class-D 인버터의 원리를 알아보기 위하여 식 14에 의해 출력 P_{out} 식 15를 구했다.

$$P_{out} = I_m^2 \cdot \frac{R_{eq}}{2} = \frac{2 \cdot V_d^2 \cdot \cos^2 \phi}{\pi^2 \cdot R_{eq}} \\ = \frac{2 \cdot V_d^2}{\pi^2 \cdot R_{eq} \cdot \left(1 + Q^2 \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right)} \quad (15)$$

즉, P_{out} 은 Class-D 인버터에서의 일변성인 출력을 나타내며 이때 스위칭 주파수 f_s 를 고정했을때의 전부하 출력 P_{out} 이 P_{rated} 이다. 그림 5는 듀티비 D_{power} 를 0에서 1까지 가변 할 경우 출력전력의 변화를 나타내었다. 그림 5에서 알 수 있듯이 출력전력은 시비율에 따라 선형적으로 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 6은 듀티비 D_{power} 에 따른 부하전류 변화를 나타낸다. 여기서 시비율은 평균부하전류의 제공에 비례하는 것을 알 수 있다.

$$P_{desired} = D_{power} P_{rated} \\ = \left\{ I_m^2 \cdot \frac{R_{eq}}{2} \right\} D_{power} = \left\{ \frac{2 \cdot V_d^2 \cdot \cos^2 \phi}{\pi^2 \cdot R_{eq}} \right\} D_{power} \\ = \frac{I_{Leq}^2}{K^2} R_{eq} = \frac{I_{Leq}^2}{D_{power}} R_{eq} \quad (16)$$

이 때, $\omega_s = \omega_{rated}$, ω_{rated} 은 전부하시 스위칭 주파수

$$K = \frac{I_{Leq}}{I_{rated}} = \sqrt{D_{power}}, \quad D_{power} = \frac{P_{desired}}{P_{rated}}$$

즉, 식 15, 16을 통해 원하는 출력전력 $P_{desired}$ 를 얻기 위해 D_{power} 를 조절해야 함을 알 수 있다.

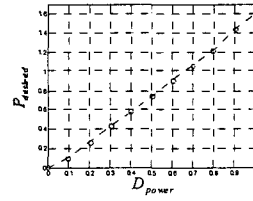


그림 5 출력제어 듀티비에 따른 출력전력
Fig. 5 Output power versus power control duty cycle

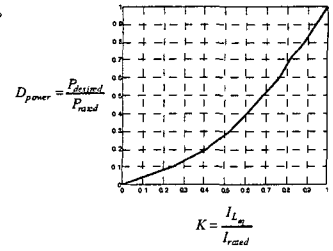


그림 6. 출력제어 듀티비에 따른 부하전류
Fig. 6. Load current versus power control duty cycle

3. 제안한 제어기법의 원리

3.1 제안한 제어기법의 전체 블록도

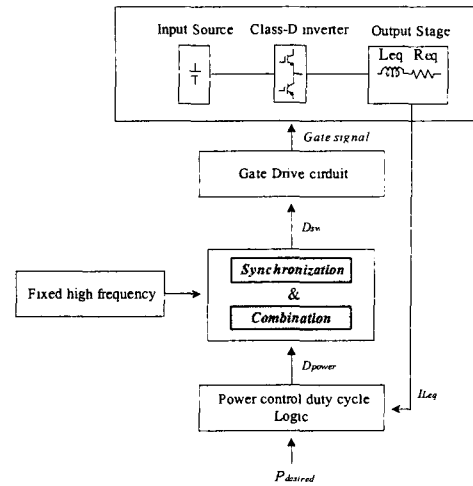


그림 7 제안한 Class-D 인버터의 제어 블록도
Fig. 7 Proposed Control Block diagram of the Class-D Inverter

유도가열(IH) jar용 Class-D 인버터에서 출력전력의 가변은 가장 중요한 요소이다. 본 논문에서 제안한 제어 기법은 저주파 신호를 고정된 주파수로 동작하는 스위칭 신호에 합성하여 저주파의 듀티비 D_{power} 를 가변함으로써 출력을 제어하는 방식이다. 즉, 저주파 신호가 high인 동안에만 일정 스위칭 주파수 f_s 로 동작하게 된다. 그림 7은 제안한 제어기법의 전체 블록도를 나타낸다. 제어블럭도는 출력을 제어하기 위한 저주파 신호의 듀티비 D_{power} 제어 부분과 저주파 신호와 고주파 스위칭 신호를 합성, 동기화하는 부분으로 나눌 수 있다. 첫 번째 제어루프는 부하전류 I_{Leq} 를 피드백 받아 제어기에서 원하는 출력 $P_{desired}$ 와 비교하여 D_{power} 를 조절하게 된다. 만약 D_{power} 를 낮추게 된다면 평균 부하전류 I_{Leq} 는 감소하게 된다. 출력제어를 위한 저주파 신호는 고주파 신호와 동기화하여 합성해야 한다. 경부하에서 중부하에 이르기까지 모든 부하범위에서 영전압 스위칭(ZVS) 조건을 보장하게 된다. 따라서 스위칭손실, EMI, 노이즈등을 줄일 수 있게 된다.

3.2 신호 동기 및 합성 제어기법

그림 8은 신호 합성 및 동기를 위한 제어블럭도를 나타낸다. 고주파 신호는 영전압 스위칭(ZVS)를 위해 회로의 파라미터에 의해 결정되어지는 공진 주파수 이상으로 결정된다. 듀티비 D_{power} 는 부

하 전류를 피드백 받아 가변한다. 그림 9에서 보듯이, 이렇게 발생한 일정 고주파 신호와 출력전력을 제어하기 위한 저주파 듀티비 D_{power} 는 플립플롭을 이용해 저주파 신호의 온-오프 시간에 고주파 신호를 동기화 시키며 AND게이트를 통해 두 신호를 합성한다. 두 신호는 데드타임을 갖고 서로 대칭적으로 동작을 하게 된다. 이렇게 함으로써 저주파 신호의 온-오프 시간에 생기는 전압 전류 스파이크를 제거할 수 있게 된다.

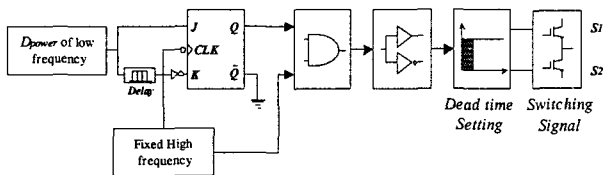


그림 8 신호 합성 및 동기화 제어블록도
Fig. 8 Control Scheme of Synchronization and Combination Logic Block.

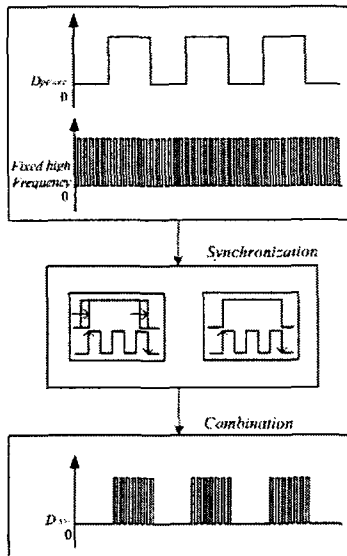


그림 9 합성 및 동기신호 파형
Fig. 9 Waveforms of Synchronized and Combined Signals

4. 시뮬레이션 결과

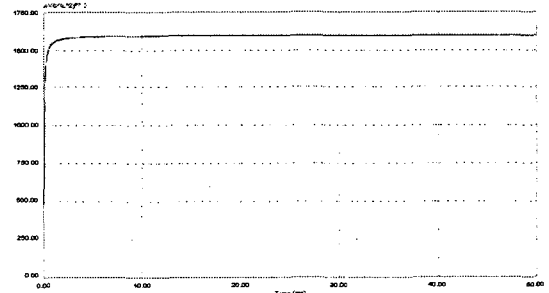
본 논문에서 제안한 제어기법이 사용된 Class-D 인버터의 타당성을 검증하기 위해 표1의 조건에서 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 또한 표1에서 알 수 있듯이 영전압 스위칭(ZVS)을 보장하기 위해 스위칭주파수는 공진주파수 보다 크게 설정하였다.

표 1 일정주파수 PWM 제어기법을 가지는 Class-D 인버터의 시뮬레이션 조건

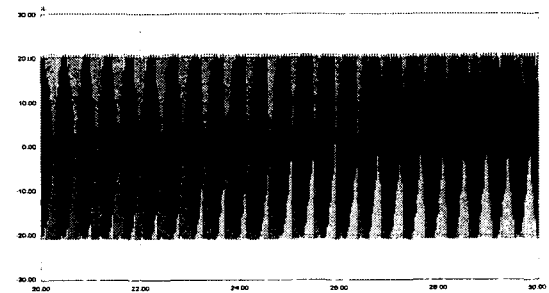
Table 1 Parameter of the Class-D inverter

V_d	Input voltage	311 VDC
P_{rated}	Rated output power	1.6kW
f_s	Switching frequency	38.5kHz
f_p	Power control frequency	1kHz
f_r	Resonant frequency	37.4kHz
L_{eq}	Equivalent inductor	114 μ H
R_{eq}	Equivalent resistor	7.3 Ω
C_r	Resonant capacitor	160 nF

제안한 기법을 이용한 Class-D 인버터의 시뮬레이션 조건은 10%-100%부하를 가변하여 실행하였으며, 전부하시 최대출력을 1.6kW로 하기 위해 스위칭 주파수는 38.5kHz로 선정하였고 출력제어를 위한 신호의 주파수는 1kHz이다. 그림 10(a)는 제안된 제어기법을 이용한 100%부하시(D_{power} : 1) 평균출력전력 파형을 나타낸다. 그림 10(b)는 이때의 부하전류 파형을 나타낸다. 그림 10(b)에서 알 수 있듯이 부하전류 I_{Leq} 가 연속적으로 흐르는 것을 알 수 있다. 그림 11(a)는 10%부하시의(D_{power} : 0.12) 평균전력을 나타내며, 이때 출력전력은 0.16kW이다. 그림 11(b)는 이때의 부하전류 파형을 나타낸다. 그림 11(b)에서 알 수 있듯이 출력제어 저주파 신호의 듀티비 D_{power} 를 감소시킬 수록 부하전류 I_{Leq} 는 불연속으로 흐르게 되는 것을 알 수 있다. 따라서 부하의 평균전류는 낮아지고 이로서 평균전력 또한 낮아지게 된다. 또한 파형에서 알 수 있듯이 두 신호의 동기화로 저주파 신호의 온-오프시에 전류 스파이크가 제거 된 것을 알 수 있다. 그림 11(c)는 10% 부하시의 스위치의 전압과 전류 파형을 나타낸다. 파형에서 알 수 있듯이 경부하시에도 영전압 스위칭(ZVS)이 보장 되는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 제안한 출력제어 기법을 이용한 Class-D 인버터는 모든 부하 범위에서 영전압 스위칭(ZVS)이 보장된다. 그림 12(a)는 D_{power} 를 0.5에서 1로 가변시켰을 때의 출력전력과 부하전류 I_{Leq} 의 파형을 보여주며, 그림 12(b)는 D_{power} 를 1에서 0.5로 가변시켰을 때의 출력전력과 부하전류 I_{Leq} 의 파형을 보여준다. 시뮬레이션 결과에 따라 제안한 출력제어기법을 이용한 Class-D는 모든 부하범위(10%~100%)에서 출력전력이 제어 되는 것을 알 수 있다.



(a) 출력전력 P_{out}
(a) Output power P_{out}



(b) 부하전류 I_{Leq}
그림 10 100% 부하 파형

(b) Load current I_{Leq}
Fig. 10 Waveforms in case of 100% load

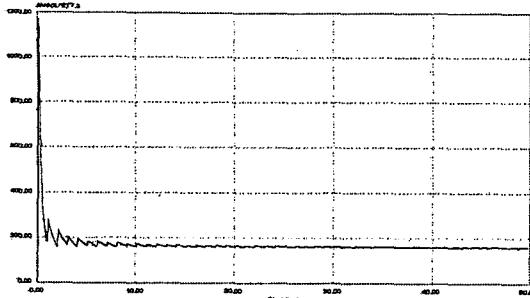
5. 결 론

본 논문에서는 유도가열 코일에 고주파의 전류를 공급하는 Induction heating(IH) jar용 Class-D의 간단한 CFVP(Constant Frequency Variable Power) 출력제어 기법을 제안하였고 제어기법에 대해 자세히 설명했다. 제안한 제어기법의 가장 큰 장점은 간단하게 출력제어 저주파 신호의 듀티비 D_{power} 를 가변함으로써 전 부하 범위에서 출력을 제어 때문에 스위칭 주파수를 가변하지 않는 것이다. 출력제어가 안정하게 유지되는 것을 시뮬레이션 결과를 통해 증명하였다. 제안한 제어기법은 다음과 같은 특징을 갖는다.

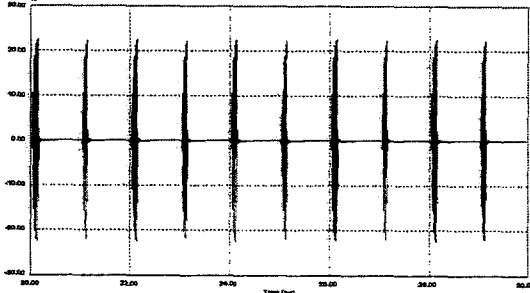
- ▶ 전부하 범위 출력제어 가능
- ▶ 전부하 범위에서의 영전압 소프트 스위칭 (ZVS)이 보장
- ▶ 제어의 용이성
- ▶ 스위칭 손실, EMI, 스트레스 감소

참 고 문 헌

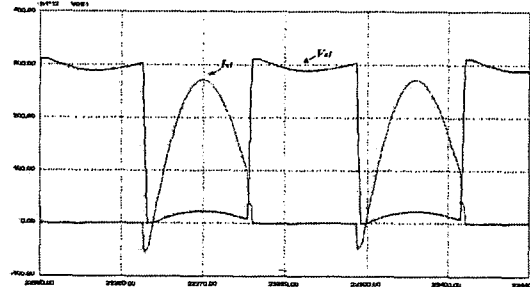
- [1] M. K. Kazimierzuk, et al. "Class-D Voltage-switching MOSFET power Amplifier", Proc. Inst. Elect. Eng., Nov, 1991. Vol. 138, No. 6, pp.285-296.
- [2] M. K. Kazimierzuk, et al. "Class-D Zero-Voltage-Switching Inverter with only One shut Capacitor", Proc. Inst. Elect. Eng., Sep, 1992. Vol. 139, No. 5, pp.449-456.
- [3] D. W. Tebb, "An induction heating power supply using high voltage MOSFET", in PIC Proceedings., 1987, pp.236-244.
- [4] TUDBURY, C.A., "Basics of Induction Heating", ED. John F. Rider, New York, U.S.A 1960.
- [5] Henry W. Koertzen, Jacobus D. van Wyk and Jan A. Ferreira. "Design of the Half-Bridge Series Resonant Converter for Induction Cooking", in Proceedings of the1995 Power Electronics Specialist conference, 95CH35818, pp.729-735.
- [6] M. K. Kazimierzuk, T. Nandakumar and Shang Wang. "Analysis of series-parallel resonant converter", IEEE Transaction of AES, Vol. 29, No1, Jan 1992, pp. 88-97.
- [7] Izaki, Y. Hirota, H. Yamashita, M. Kamli, H. Omori and M. Nakaoka, "New Constant-Frequency variable powered quasi-resonant inverter topology using soft switched type IGBTs for induction-heated cooking appliance with active power filter", in Proceedings of the1995 European Power Electronics conference, pp.129-134.
- [8] F.S Tsai, P.Materu, F.C Lee, "Constant Frequency-clamped Mode Resonant Converters", in Proceedings of PESC'87 Record, June 1987, pp.557-566.
- [9] P.Savary, M.Nakaoka, T.Maruhashi, "Resonant Vector Control Based High-Frequency Inverter", in Proceedings of PESC'85 Record, June 1985, pp.204-213.
- [10] W.J.Gu, K.Harada, "A New method to Regulate Resonant Converters", IEEE Trans. On Power Electronics Vol.3, No.4, Oct 1988, pp430-439.
- [11] J.-H . Cheng and A. F. Witulski, "A Generalized DC Model and Low Frequency Dynamic Analysis for the Class-D converter at Fixed Frequency", IEEE Power Electronic Specialist Conference Record. 1997, pp.217-223.
- [12] A.K.S Bhat, "Fixed Frequency PWM series-parallel resonant converter", IEEE Trans. Industrial Application, Vol. 28, No. 5, 1992, pp:10021009.
- [13] K.D.T. Ngo, "Analysis of a series resonant converter pulswidth modulated or current controlled for low switching loss", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, 1988, pp:5563.
- [14] Wu, T.-F.; Yang, H.-P.; Pan, C.-M, "Analysis and design of variable frequency and phase-shift controlled series resonant converter applied for electric arc welding machines", Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference, Vol 1, 1995, pp:656661.



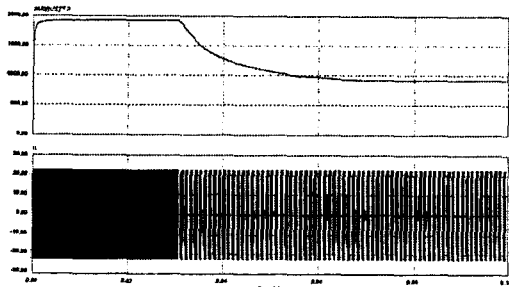
(a) 출력전력 P_{out}
(a) Output power P_{out}



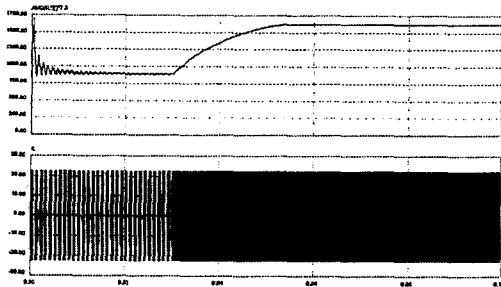
(b) 부하전류 I_{Leg}
(b) Load current I_{Leg}



(c) 스위치 전압 전류
그림 11 10% 부하 파형
(c) Switch voltage and current
Fig. 11 Waveforms in case of 10% load



(a) D_{power} 1에서 0.5로 가변시 출력전력 P_{out} 부하전류 I_{Leg}
(a) P_{out} and I_{Leg} (from 1 to 0.5 D_{power})



(b) D_{power} 0.5에서 1로 가변시 출력전력 P_{out} 부하전류 I_{Leg}
그림 12 D_{power} 가변시 파형
(b) P_{out} and I_{Leg} (from 0.5 to 1 D_{power})
Fig. 12 Waveforms at variation of D_{power} (at 100ms)