

주파수 변조 기법을 이용한 전압 클램프 특성을 갖는 유도가열용 Class-E 인버터의 새로운 제어에 관한 연구

論 文
52B-3-6

A Study on the New Control Scheme of Class-E Inverter for IH-Jar Applications with Clamped Voltage Characteristics Using Pulse Frequency Modulation

李 東 潤* · 崔 榮 德** · 玄 東 石***
(Dong-Yun Lee, Young-Deok Choi, Dong-Seok Hyun)

Abstract - In this paper, a new control scheme of Class-E inverter for Induction Heating (IH) Jar applications with clamped voltage characteristics using Pulse-Frequency-Modulation (PFM) is introduced. To reduce the voltage stress of switch, the proposed PFM control scheme doesn't need any auxiliary circuit in comparison to a family of Active Clamped Class-E (ACCE) inverter. It can decrease voltage stress of switch through modulation of switching frequency. The Class-E inverter using the proposed control scheme has the advantage of not only the same output power when it is compared with a Hybrid-Active Clamped Class-E (Hybrid-ACCE) inverter but also Zero-Voltage-Switching (ZVS), which are characteristics of conventional Class-E and ACCE inverter. The control principles and analysis of proposed method are explained in detail and its validity is verified through simulation and experimental results.

Key Words : A New Control Scheme, Class-E Inverter, Induction Heating (IH), Clamped Voltage Characteristics, Pulse-Frequency-Modulation(PFM)

1. 서 론

최근에 고주파수의 동작과 고출력을 얻기 위하여 MOS FETs 과 IGBTs와 같은 전력용 반도체의 개발뿐만 아니라 소프트 스위칭과 제어기술에 관한 연구가 활발히 이루어져 산업설비와 가전용품에 비약적인 발전을 이루게 되었다. 고출력 응용분야에 해당하는 유도가열(IH)은 산업현장과 가전용품에 넓게 사용되어 지고 있는데 이 중에서 IH-Jar가 폭넓게 사용되어지고 있다. 이러한 고출력 유도가열을 위해 Class-E와 Active Clamped Class-E(ACCE) 인버터가 IH-Jar의 주요 회로로 사용 되어지고 있다 [1]~[10]. 그림 1 과 그림 2는 소형 L_f , C_f 필터를 가지는 IH-Jar용 Class-E 인버터와 ACCE 인버터의 전체 시스템을 보여주고 있다. 여기서 R_{eq} 와 L_{eq} 는 각각 IH-Jar의 등가 저항과 working coil의 등가 인덕터를 나타낸다.

그림 1의 Class-E 인버터는 기존의 Class-D나 ACCE 인버터와 다르게 하나의 스위치만을 이용하여 동작이 이루어지므로 저가의 시스템 구현이 가능하며 턴-온(Turn-on)시 공진에 의한 스위치의 영전압 스위칭(Zero-Voltage Switching)을 이루는 장점을 지니고 있다. 하지만, 턴-오프(Turn-off)시 공진에 따른 스위치의 전압 스트레스는 소자의 전압정격을 증가시키게 되고 그에 따른 소자의 도통전압, V_{sat} ,의 증가에 의한 도통손실을 증가시킬 뿐만 아니라 스위치의 이용률을

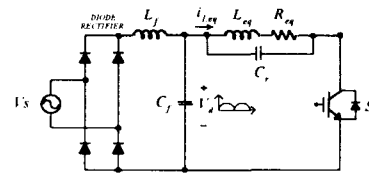


그림 1 IH-Jar 용 Class-E 인버터 시스템 회로도.
Fig. 1 Class-E inverter system for IH-Jar application.

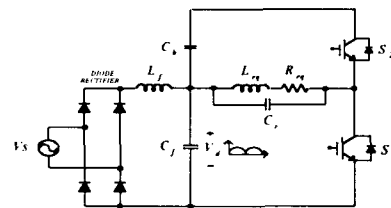


그림 2 IH-Jar 용 Active Clamped Class-E(ACCE) 인버터 시스템 회로도.
Fig. 2 Active-Clamped Class-E(ACCE) inverter system for IH-Jar application.

감소 시키는 심각한 문제점을 지니고 있다. 이로 인해 출력 전력을 증가시키기가 어렵다는 단점을 가지고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 그림 2의 ACCE 인버터가 제안되었다. 이것은 보조회로에 의한 주 스위치의 전압 클램핑 효과에 따른 전압 스트레스의 감소로 인하여 현재 DC-Link 인버터와 IH-Jar용 인버터에 많이 응용되어지고 있다 [2]~[4], [7]. ACCE 인버터는 클램핑 회로에 의해서 턴-오프 기간동안 등전전압이 클램핑 되므로 스위치 전압정격이 Class-E 인버터보다 낮아지게 되는 장점을 가지고 있다. 하지만 동일한 전력회로 및 제어를 수행하는 경우 Class-E 인

* 準 會 員 : 漢 陽 大 大 學 院 電 氣 工 學 科 博 士 課 程
** 正 會 員 : 漢 陽 大 大 學 院 電 氣 工 學 科 石 士 卒 業
*** 正 會 員 : 漢 陽 大 電 子 電 氣 工 學 部 教 授 · 工 博

接受日字 : 2002년 10월 22일
最終完了 : 2003년 1월 22일

버터보다 클램핑 회로에 의한 공진 에너지의 감소로 인해 출력전력이 더 낮아지게 되는 단점이 있다. 따라서 동일한 전력회로 및 제어로서 ACCE 인버터를 이용하여 Class-E 인버터와 동일한 출력을 얻기 위해서는 Class-E 인버터보다 훨씬 더 큰 스위치의 전류 스트레스를 요구하게 된다. 그 결과 인버터 시스템의 도통손실을 증가시키며 그로 인한 인버터 시스템의 전체 손실을 증가시키게 된다. 뿐만 아니라 스위치 이용률의 감소와 고가의 스위치를 요구하게 되는 문제점을 가지고 있다. 따라서 최근 주 스위치의 전압 스트레스를 증가시키지 않고 ACCE 인버터의 고효율을 얻기 위한 새로운 제어기법의 연구가 이루어졌다 [10]. 이 제어기법은 기존 ACCE 인버터를 이용하여 Class-E와 ACCE 인버터의 동작을 동시에 수행하도록 하는 하이브리드(Hybrid) 제어기법으로써 동일 전압정격의 스위치 사용시 ACCE 인버터보다 고효율을 이룰 수 있어서 스위치 이용률이 향상되는 장점을 가지고 있다. 또한 보조회로의 스위칭 감소에 의해 시스템 손실이 감소할 뿐만 아니라 EMI도 감소된다는 특징을 가지고 있다. 그러나 이러한 장점에도 불구하고 기존 Class-E 인버터 시스템보다 보조회로의 보조 스위치와 클램핑 커패시터의 추가로 인한 추가적인 가격상승의 문제점을 가지고 있다.

따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 저가이며 간단한 Class-E 인버터를 이용하여 Hybrid-Active Clamped Class-E(Hybrid-ACCE) 인버터의 장점을 유지하면서 스위치의 저 전압 스트레스를 갖는 새로운 제어기법을 제안하고자 한다. 제안된 제어기법은 스위칭 주파수를 가변하며 120Hz의 리플요소를 갖는 입력전압을 피드백 하여 스위칭 주파수의 가변 영역과 일정한 영역을 판별하게 되고 이로 인해 스위치의 전압 스트레스를 제어하게 된다. 또한 스위칭 주파수 가변에 의한 공진 인덕터의 변화를 예측하여 스위치의 턴-오프 시간을 가변함으로써 주 스위치의 영전압 스위칭(ZVS)을 보장하게 된다. 제안된 주파수 변조기법(PFM) 및 이를 통한 Class-E 인버터 시스템의 특성을 해석하며 턴-오프 시간의 가변 원리를 이론적인 분석과 실험을 통하여 각각의 타당성을 검증하였다.

2. 본 론

2. Class-E 인버터 시스템

2.1 회로 구성

본 논문에서 사용된 시스템의 주 회로 구성은 그림 1과 같이 기존 IH-Jar용 Class-E 인버터와 동일하다. 시스템의 구성은 입력측의 정류 다이오드 브리지와 소형 L_f , C_f 필터, 스위치, S, 공진 커패시터, C_r , IH-Jar의 등가 저항, R_{eq} ,와 working coil의 등가 인덕터, L_{eq} ,로 구성되어 있다.

2.2 동작원리

제안된 제어기법을 가지는 IH-Jar용 Class-E 인버터는 기존의 Class-E 인버터와 동작원리는 동일하다. 그림 1의 시스템은 턴-오프 시간을 확보하기 위해 공진 주파수 아래에서 동작하여서 턴-온시 영전압 스위칭을 이루어 시스템의 손실

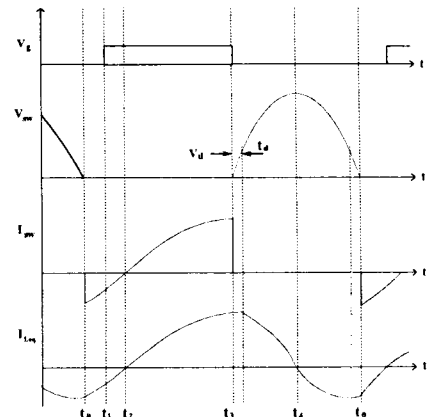


그림 3 Class-E 인버터의 이론적인 동작파형.

Fig. 3 Theoretical waveforms of the Class-E inverter.

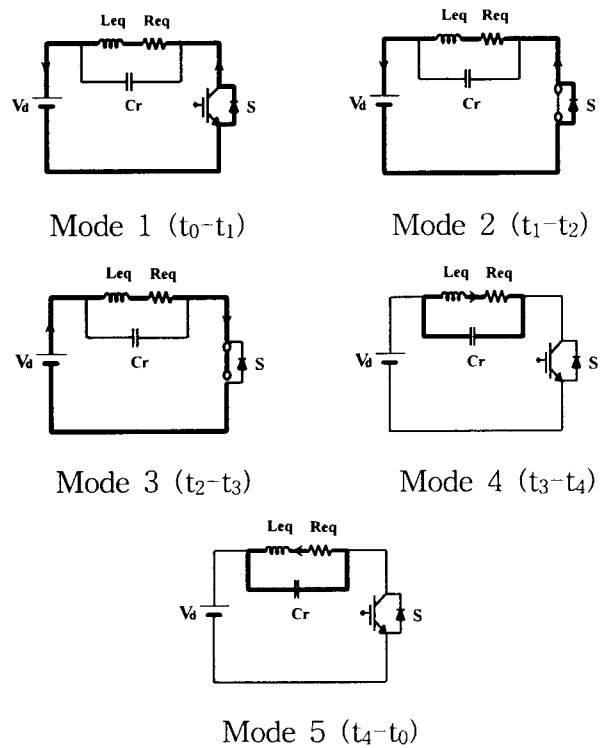


그림 4 Class-E 인버터 시스템의 동작 모드.

Fig. 4 Operating modes of the Class-E inverter.

이 감소되고 턴-오프시에는 등가 인덕터, L_{eq} ,와 공진 커패시터, C_r ,의 공진 현상을 이용하여 손실이 감소된다 [7]~[8].

제안된 제어기법을 가지는 Class-E 인버터의 동작 모드를 분석하기 위하여 다음의 가정을 한다.

- 모든 소자는 이상적이다.
- DC link의 입력전압은 스위칭 한 주기 동안 일정하다.
- 제안된 시스템은 정상상태에서 동작한다.

제안된 제어기법을 가지는 Class-E 인버터의 모드는 스위칭 턴-온과 턴-오프 과정으로 나누어 고찰 하였으며 그림 3, 4에서 Class-E 인버터의 동작모드와 동작파형을 나타내었다.

2.2.1 스위치의 턴-온 상태 (Mode 2, Mode 3)

부하전류, i_{Leq} ,는 스위치의 역병렬 다이오드를 통해 $L_{eq} \rightarrow V_d \rightarrow D \rightarrow R_{eq}$ 의 경로를 통해 흐르고 있으므로 영전압 턴-온 조건을 만족시키고 t_1 시점에서 스위치가 영전압 턴-온 된다. t_2 시점 이후에는 부하 전류는 입력 측으로부터 스위치, S, 를 통해 흐르게 되며 이때 스위치 턴-온시 전압, 전류 방정식은 식(1)과 (2)와 같다.

$$-V_d + L_{eq} \frac{di_{L_{eq}}}{dt} + R_{eq} i_{L_{eq}} = 0 \quad (1)$$

$$i_{L_{eq}}(t) = \frac{V_d}{R_{eq}} + \left(i_{o,L_{eq}}(t_1) - \frac{V_d}{R_{eq}} \right) e^{-\frac{L_{eq}}{R_{eq}}t} \quad (2)$$

2.2.2 스위치의 턴-오프 상태 (Mode4, Mode5, Mode1)

스위치, S,가 t_3 에서 턴-오프 되었을 때 스위치 전압, V_{sw} ,는 t_3 시점에서 입력전압, V_d ,의 크기가 되는 t_d 시점 까지 선형으로 증가하여 스위칭 손실이 감소된다. 부하전류, i_{Leq} ,는 t_d 시점에서 스위치 전압, V_{sw} ,가 입력전압, V_d ,보다 커지게 되면 비로소 감소하며 이때 working coil의 등가 인덕터, L_{eq} ,와 공진 커패시터, C_r ,이 서로 공진하기 시작한다. 모드 5이후 부하 전류는 스위치의 역병렬 다이오드, D,를 도통하여 영전압 스위칭의 조건을 만족하게 되며 다시 모드 1의 동작이 반복된다. 스위치 턴-오프시의 전압과 전류 방정식을 식 (3)과 식 (4)에 나타내었다.

$$-V_d + L_{eq} \frac{di_{L_{eq}}}{dt} + R_{eq} i_{L_{eq}} + \frac{1}{C_r} \int i_{L_{eq}} dt = 0 \quad (3)$$

$$i_{L_{eq}}(t) = k_1 e^{-\frac{a}{2}t} + k_2 e^{-\frac{b}{2}t} \quad (4)$$

여기서,

$$k_1 = \frac{L_{eq}}{2} i_{L_{eq}}(t_d) + \frac{2 V_d - i_{L_{eq}}(t_d) R_{eq}}{2 \sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq} C_r}}}$$

$$k_2 = \frac{L_{eq}}{2} i_{L_{eq}}(t_d) - \frac{2 V_d - i_{L_{eq}}(t_d) R_{eq}}{2 \sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq} C_r}}}$$

$$a = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} + \left(\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq} C_r}} \right)$$

$$b = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} - \left(\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq} C_r}} \right)$$

3. Class-E 인버터 시스템의 분석

주파수 변조기법을 이용한 전압 클램프 특성을 갖는 IH-Jar용 Class-E 인버터의 원리를 알아보기 위하여 식 (4)를 턴-오프 시간동안으로 적분하여 식 (5)를 구하였다.

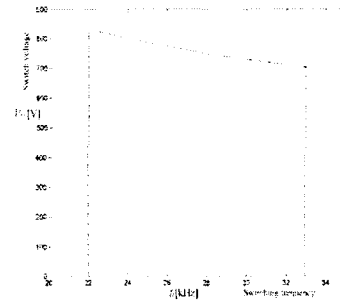
$$V_{sw}(t) = \frac{1}{2\pi f_s C_r} (1 - e^{1-t-t'}) \left[\frac{2}{a} k_1 e^{at} + \frac{2}{b} k_2 e^{bt} \right] + V_m \sin \omega t \quad (5)$$

여기서,

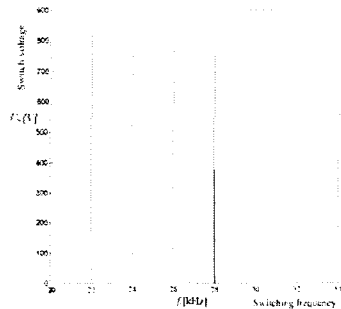
$$1 - t_{off} f_s = D$$

식 (5)를 이용하여 그린 그래프의 결과를 그림 5의 (a)~(c)에 나타내었다. 이때 공진 시간인 t_{off} 는 일정하다고 가정하였으며 입력전압, V_d ,와 스위칭 주파수, V_{sw} ,를 가변하는 경우와 일정한 경우에 대한 각각의 결과를 나타내었다.

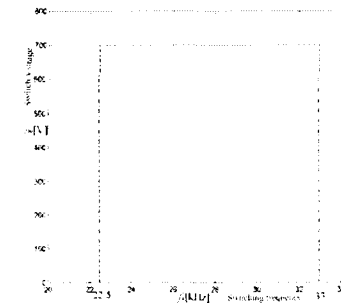
그림 5의 (a)는 입력전압, V_d ,가 일정하고 스위칭 주파수, f_s ,가 가변 할 경우 스위치 전압, V_{sw} ,의 변화를 나타내었다. 스위칭 주파수의 가변범위는 대략 가칭 주파수 대역 이상에서부터 스위치 전압이 약 700V가 걸리는 33kHz까지 정하였다. 식 (5)에서 알 수 있듯이 스위치 전압은 스위칭 주파수에 대해 반비례하여 스위칭 주파수의 증가에 따라 스위치 전압



(a) V_{sw} , 가변 f_s



(b) V_{sw} , 일정 f_s



(c) V_{sw} , 가변 f_s

그림 5 입력전압과 스위칭 주파수의 조건에 따른 V_{sw} 와 f_s 의 관계.

Fig. 5 The relation between switch voltage and switching frequency by conditions of input voltage and switching frequency.

이 감소함을 알 수 있다. 따라서 그림 5(a)에서도 보아 알 수

있듯이 Class-E 인버터는 입력전압, V_d 가 일정할 때 스위칭 주파수가 22kHz에서 33kHz로 커지게 되면 스위치 전압, V_{sw} ,는 감소하게 됨을 알 수 있다.

그림 5의 (b)는 앞에서 설명하였듯이 소형 필터에 의해 입력전압, V_d 가 120Hz의 리플을 가지며 가변될 때 스위칭 주파수, f_s ,가 일정한 경우의 결과로 모두 7개의 일정 스위칭 주파수에 대한 결과를 동일한 X, Y축 상에 함께 나타내었다. 이러한 경우에는 기존의 Class-E 인버터와 동일한 동작을 수행하는 것으로서 일정 스위칭 주파수로 동작한다면 스위치 전압은 입력전압의 전압 증폭비인 Q(Quality Factor)배에 비례하여 증가하게 된다. 따라서 그림 5의 (b)에서 알 수 있듯이 각각 일정 스위칭 주파수로 동작하게 되면 스위칭 주파수가 낮으면 낮을수록 Class-E 인버터의 스위치 전압, V_{sw} ,는 높은 전압 스트레스를 갖게 됨을 알 수 있다.

그림 5의 (c)는 입력전압, V_d 가 120Hz로써 가변될 때 스위칭 주파수, f_s , 또한 22kHz ~ 33kHz까지 가변 하는 경우의 결과가 그래프로 나타난 것이다. 두가지 요소가 모두 가변되면 스위치 전압, V_{sw} ,는 클램핑 되어 일정한 전압으로 유지됨을 알 수 있다.

이와 같이 그림 5를 통하여 그린 그래프에서 알 수 있듯이 스위치 전압의 클램핑 레벨을 결정하는 것은 스위칭 주파수로써 스위칭 주파수를 더욱 증가시키면 클램핑 레벨을 더 낮출 수가 있게 되어 보다 작은 전압정격의 소자를 사용할 수 있게 된다.

4. 제안한 제어기법의 원리

기존의 ACCE 인버터는 보조 스위치의 역병렬 다이오드를 도통시킴으로써 주 스위치의 전압을 일정하게 클램핑 하여 전압 스트레스를 감소 시켰으나 본 논문에서 제안된 제어기법을 사용한 Class-E 인버터는 보조회로를 사용하지 않고 단지 스위칭 주파수를 가변시킴으로써 스위치 전압을 일정하게 클램핑 하게 된다. 따라서 그림 5에서 언급한 것처럼 보조 회로를 사용하지 않고서도 스위치의 정격전압을 감소시킬 수가 있게 된다. 또한 본 논문에서 제안된 주파수 변조기법을 사용한 Class-E 인버터의 출력전력은 Hybrid 기법을 사용한 ACCE 인버터의 출력전력과 비슷하다. 그 이유는 클램핑 전압레벨 아래에서는 제안한 제어기법을 사용한 Class-E 인버터처럼 동작하기 때문이다. 그림 6은 제안된 제어기법의 전체 블록 다이어그램을 나타내고 있다. 두 가지 제어루프로 구성된 제안된 제어기법은 첫 번째 스위칭 주파수를 변조하는 제어부이고 두 번째는 스위치의 영전압 스위칭을 보장하기 위한 영전압 검출(Zero-Voltage Detector) 제어부이다.

4.1 주파수 변조(PFM) 제어기법

첫 번째 제어루프는 Class-E 인버터 시스템의 입력전압을 피드백을 받아 제어기에서 스위칭 주파수의 가변유무를 판단하여 스위칭 주파수를 가변하게 된다. 제안된 주파수 변조기법을 사용하여 입력전압의 변동에 따른 스위치 전압의 클램핑 원리를 개루프의 시뮬레이션 결과로부터 설명한다.

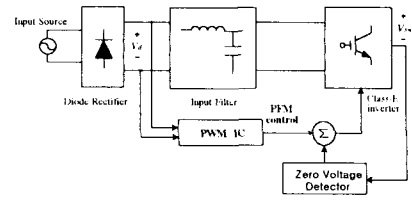
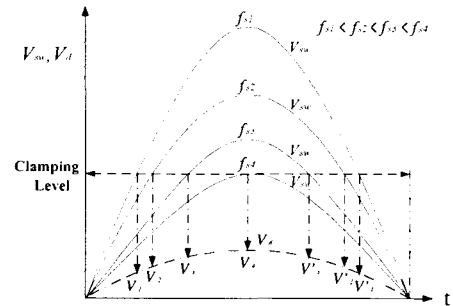
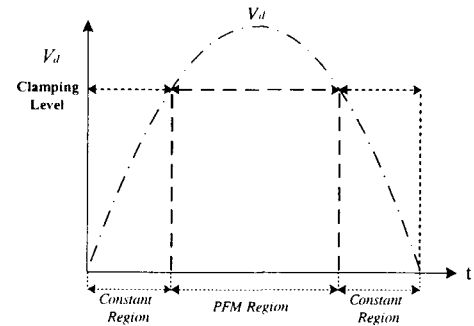


그림 6 새로운 제어기법을 추가한 Class-E 인버터 시스템의 제어 블록도.

Fig. 6 Block diagram of Class-E inverter system with new control schemes.



(a) 입력전압 한주기 내에서의 clamping 레벨에 따른 스위칭 주파수, f_s ,와 스위치 전압, V_{sw} .



(b) 입력전압 한주기 내에서의 clamping 레벨에 따른 이상적인 스위칭 주파수의 변화와 입력전압, V_d .

그림 7 주파수 변조기법(PFM)의 기본 원리.

Fig. 7 The basic control principle of the proposed PFM.

그림 7은 제안한 제어기법의 기본원리를 입력전압, V_d ,와 스위치 전압, V_{sw} , 그리고 스위칭 주파수, f_s ,를 이용하여 설명한 것이다. 그림 7(a)는 120Hz의 리플성분을 가진 정류된 입력전압, V_d ,를 이용하여 스위치 전압, V_{sw} ,가 클램핑 되는 원리를 스위치 전압, V_{sw} ,대 스위칭 주파수, f_s ,로 나타낸 그래프이다. 최초 일정 스위칭 주파수, f_{s1} ,으로 Class-E 인버터를 동작시키면 스위치 전압, V_{sw} ,가 입력전압에 비례하여 식 (3)에 의거하여 증가하게 되고 입력전압이 V_1 이 되는 시점에서 스위치 전압이 클램핑 레벨에 도달한다. 입력전압이 V_1 이 되는 시점 이후 계속 f_{s1} 으로 동작한다면 스위치 전압이 클램핑

레벨을 넘어가기 때문에 스위치 전압을 클램핑 레벨로 유지하기 위해서 스위칭 주파수를 f_{s1} 에서 f_{s2} 로 변환시켜야한다. 즉, 입력전압이 V_1 에서 V_2 로 증가하고, 다시 V_2 에서 V_3 로 증가할 때 스위칭 주파수, f_{s1} , 또한 f_{s1} 에서 f_{s2} 로, f_{s2} 에서 f_{s3} 로 각각 가변 시켜야 한다는 의미가 된다. 결국 입력전압이 최대치인 V_4 에 도달할 때 까지 스위칭 주파수, f_s , 또한 f_{s4} 까지 가변되어 스위치 전압이 일정한 클램핑 전압으로 유지되어지게 된다. 입력 1/2 사이클 이후 입력전압은 $V_4 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$ 으로 감소하게 되고 스위칭 주파수 또한 $f_{s4} \rightarrow f_{s3} \rightarrow f_{s2} \rightarrow f_{s1}$ 으로 점차 감소하게 된다. 따라서 입력전압이 V_1 보다 낮은 구간에서는 일정 스위칭 주파수 f_{s1} 으로써 기존의 Class-E 인버터와 동일하게 동작하게 된다. 그림 7(b)에서 알 수 있듯이 제안된 주파수 변조기법은 입력전압이 변하더라도 스위치 전압을 일정하게 클램핑 할 수 있게 한다. 그림 7(b)는 입력전압 한 주기 동안에 입력전압, V_d ,와 스위칭 주파수, f_s ,의 변화에 대하여 페루프 제어를 수행하였을 때의 이상적인 모습을 나타낸다. 그림 7(b)에서 나타내었듯이 스위치 전압이 클램핑 전압보다 아래인 구간은 본 논문에서 제안된 주파수 변조기법을 사용한 Class-E 인버터가 일정한 주파수으로써 동작하는 일정 주파수 구간(Constant Frequency Region)을 나타내며 그 이상의 구간에서는 Class-E 인버터가 주파수를 가변 하여 스위치 전압을 일정하게 클램핑 하는 주파수 변조구간(Variable Frequency Region)을 나타낸다. 이와 같이 본 논문에서 제안한 Class-E 인버터 시스템은 입력전압을 피드백 하여 클램핑 레벨 아래에서는 기존의 Class-E 인버터로써 동작하게 하고 클램핑 레벨 이상에서는 주파수를 가변하는 제어기법을 수행한다. 따라서 클램핑 레벨 아래에서는 기존 Class-E 인버터와 동일하게 동작하기 때문에 출력전력은 Hybrid 제어기법을 사용한 ACCE 인버터와 동일하게 얻을 수 있다. 클램핑 레벨 이상에서는 주파수가 가변 됨에 따라 입력전압은 증가하는 반면 입력전류는 감소하게 되어 일정한 전력을 얻을 수 있다.

4.2 영전압 스위칭(Zero-Voltage Switching) 제어기법

그림 6의 블록도에서 두 번째 제어루프는 영전압 검출기로서 영전압 스위칭을 위한 제어루프이다. 본 논문에서 제안한 IH-Jar를 위한 주파수 변조기법의 Class-E 인버터는 스위칭 주파수가 가변됨으로써 working coil의 등가 인덕터, L_{eq} ,와 IH-Jar의 등가 저항, R_{eq} ,값의 변동이 있게 되어 스위치의 턴-오프 공진 시간이 일정하지 않게 된다. 따라서 일정 턴-오프 제어를 이룬다면 스위치의 영전압 스위칭을 보장하지 못하게 된다. 결국 공진 시간의 변동에 따른 안정적인 영전압 스위칭을 이루기 위해서 스위치의 영전압을 검출하는 제어가 필요하게 된다. 이 영전압 검출기법은 스위치 전압을 피드백 하여 수행되며 이로 인해 스위칭 손실을 최소화 하였다. 그림 6의 Class-E 인버터는 본 논문에서 제안된 두 가지의 제어루프를 통해 스위치의 정격 전압을 감소시킬 수 있으며 안정된 영전압 스위칭을 이룰 수 있게 된다.

5. 시뮬레이션과 실험 결과

본 논문에서 제안한 주파수 변조기법이 사용된 Class-E 인버

터의 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션 및 실험을 수행하였으며 안정적인 회로의 동작과 제어를 수행하기 위해 표 1의 조건들을 사용하였다. 제안한 제어기법이 사용된 Class-E 인버터와 기존의 Class-E 인버터의 실험 결과를 비교하기 위해 스위치에 인가되는 전압의 크기를 동일하게 하여 두 시스템의 출력전력을 비교 하였다. 앞서 설명하였듯이 스위칭 주파수는 대략 가칭 주파수 대역 이상에서부터 스위치의 전압이 약 700V가 걸리는 33kHz까지 변환하였다.

그림 8은 기존의 Class-E 인버터와 주파수 변조기법이 사용된 Class-E 인버터의 평균 출력전력을 나타낸 시뮬레이션 결

표 1 PFM 제어기법을 가지는 Class-E 인버터의 시뮬레이션 및 실험 조건.

Table 1 Utilized parameters for experiment of the proposed Class-E inverter with PFM control scheme.

COMPONENTS	PARAMETERS
V_s	Input voltage 110Vac
f_s	Switching frequency 22.5kHz ~ 33kHz
f_r	Resonant frequency 77kHz ~ 88kHz
L_f	Input filter TDK EI-70 700uH
C_f	Input filter 3.3uF
L_{eq}	Equivalent resistor 106uH ~ 81uH
R_{eq}	Equivalent inductor 3.5Ω ~ 4.6Ω
C_r	Resonant capacitor 160nF
S	Switch IGBT F 90N60UFD

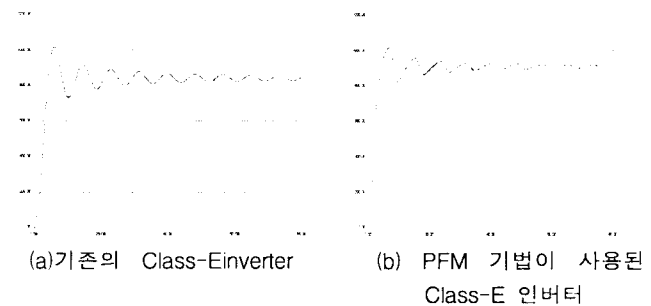


그림 8 평균 출력전력의 시뮬레이션 결과.

Fig. 8 Simulated result of average output power.

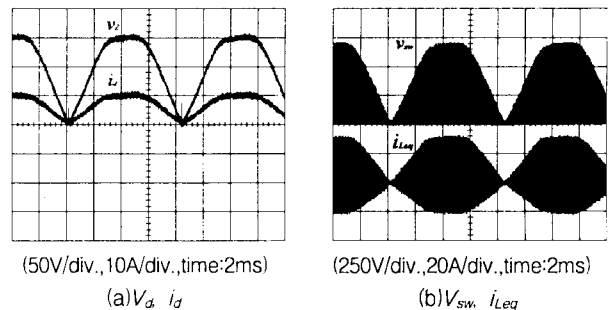


그림 9 기존의 Class-E 인버터 시스템의 실험결과.

Fig. 9 The experimental results of the conventional Class-E inverter system.

과이다. 그림 8에서 보아 알 수 있듯이 주파수 변조기법이 사용된 Class-E 인버터의 평균 출력전력은 기존의 Class-E 인버터보다 약 8%가 증가 되었음을 확인 할 수 있다.

그림 9는 기존의 Class-E 인버터를 스위칭 주파수 33kHz로 일정하게 하여 동작시킨 실험결과를 나타내고 있다. 그림 9(a)는 입력 전압, V_d 와 입력 전류, i_d 를 나타내고 있다. 파형으로부터 알 수 있듯이 작은 입력 필터에 의한 120Hz 입력리플을 포함하고 있다. 그림 9(b)는 스위치의 전압, V_{sw} ,와 부하전류, i_{Leq} 를 나타내고 있다. 입력전압, V_d 의 증가에 따라 스위치 전압, V_{sw} ,가 입력전압에 전압 증폭비인 Q배만큼 증가되어 스위치의 전압이 약 700V까지 인가되었음을 확인 할 수 있다. 이때 출력 전력은 약 840W로 측정되었으며 시뮬레이션 결과와 거의 동일함을 알 수 있다.

그림 10은 스위칭 주파수, f_s ,가 22.5kHz로부터 33kHz까지 가변되는 제안된 주파수 변조기법을 수행하는 Class-E 인버터의 실험결과를 나타내고 있다. 그림 10(a)는 입력 전압, V_d ,와 입력 전류, i_d 를 나타내고 있다. 파형으로부터 알 수 있듯이 입력전압, V_d ,가 점차 증가함에 따라 제안된 제어기법을 수행함으로써 입력전류, i_d ,가 감소하게 되며 이로 인한 입력전력이 일정하게 제어되는 것을 확인할 수 있다. 그림 10(b)는 스위치의 전압, V_{sw} ,와 부하전류, i_{Leq} ,의 파형이다. 그림 10(b)로부터 제안된 제어를 수행하는 동안에는 스위치 전압, V_{sw} ,가 700V로써 거의 일정하게 클램핑 되었음을 확인할 수 있다. 만약 제안한 제어기법을 사용하지 않았다면 스위치 전압은 700V 이상의 전압 스트레스를 가지게 되었을 것이다. 따라서 본 논문에서 제안한 제어기법을 사용한 Class-E 인버터는 스위치의 전압 스트레스를 현저히 감소시키게 됨을 확인할 수 있으며 뿐만 아니라 부하전류, i_{Leq} , 역시 입력전류,

i_d ,에 비례하여 약간 감소됨을 확인할 수 있다. 이것은 입력전압, V_d ,가 증가하는 동안 출력전력이 일정하게 유지 되고 있다는 것을 나타내는 것으로써 이것은 본 논문에서 제안된 주파수 변조기법을 이용한 Class-E 인버터 시스템의 큰 특징이라 할 수 있다. 그림 10(c)는 입력전압, V_d ,가 클램핑 레벨에 해당하는 전압 아래에서 동작하는 것으로써 일정한 스위칭 주파수인 22.5kHz로 동작하고 있을 때의 스위치의 전압, V_{sw} ,와 부하전류, i_{Leq} ,의 파형을 나타내고 있다. 파형으로부터 알 수 있듯이 클램핑 레벨 이하에서는 저주파수로서 동작하여 출력전력을 증가시키고 있음을 확인할 수 있으며 뿐만 아니라 턴-온 시 영전압 검출기로부터 영전압 스위칭이 안정적으로 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 그림 10(d)는 입력전압, V_d ,가 클램핑 레벨에 해당되는 입력값 이상인 최대치에 도달 한 경우의 동작파형 으로서 스위칭 주파수, f_s ,가 최대 33kHz까지 가변 되었음을 알 수 있다. 이때 스위치 전압, V_{sw} ,는 약 700V로써 기존의 Class-E 인버터를 수행하는 경우와 동일한 전압으로 클램핑 되었음을 알 수 있다. 뿐만 아니라 스위칭 주파수, f_s ,의 가변에도 불구하고 제안된 영전압 검출기의 안정적인 제어에 의해 스위치는 영전압 스위칭이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 따라서 그림 10(c)와 (d)로부터 알 수 있듯이 제안된 제어기법을 수행함에 있어서는 스위칭 손실이 거의 발생하지 않았음을 알 수 있다. 이때 출력전력은 약 900W로 측정되었으며 이 실험 결과로부터 알 수 있듯이 기존의 Class-E 인버터와 동일한 전압 스트레스를 갖는 경우 제안된 주파수 변조기법을 수행하는 Class-E 인버터의 출력전력이 기존의 Class-E 인버터 보다 약 7%정도 증가되어 측정되었다. 시뮬레이션의 결과와 차이가 나는 이유는 실험에서는 회로 선로상 에서의 손실이 포함되었기 때문에 출력전력이 약간 감소하여 나타나게 된 것으로 사료된다.

이상과 같이 모든 실험 결과는 이론적인 결과와 거의 동일한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 전압 클램핑 특성을 갖는 Class-E 인버터 시스템의 새로운 제어기법을 제안하였다. 제안한 제어부는 입력전압을 피드백하여 스위칭 주파수를 변조하는 제어부와 스위치의 안정적인 영전압 스위칭을 이루게 하는 제어부로 구성되었다. 제안한 제어기법이 사용된 IH-Jar를 위한 Class-E 인버터의 실현 가능성을 이론적인 해석과 시뮬레이션 및 실험을 통해서 그 타당성을 증명하였다. 이러한 결과로부터 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

- 동일한 스위치 전압 스트레스를 가질 경우 기존의 Class-E 인버터보다 고효율 을 가짐
- 주파수 변조기법(PFM)에 의한 스위치 전압 스트레스의 감소
- 보조회로의 생략으로 인한 저가의 시스템 구현
- 스위치의 영전압 스위칭(ZVS)

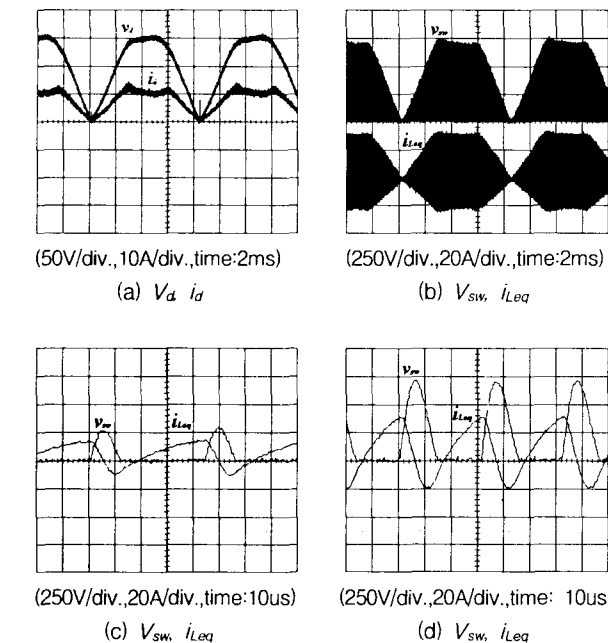


그림 10 제안된 PFM 기법이 사용된 Class-E 인버터 시스템의 실험결과.

Fig. 10 The experimental results of the Class-E inverter system with the proposed PFM control scheme.

참 고 문 헌

- [1] M. K. Kazimierzuk, et al., "Class-D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier", *IEE Proc.*, Vol. 139, No. 5, pp. 449-456, September, 1992.
- [2] M.K. Kazimierzuk, et al., "Class-D Zero-Voltage-Switching Inverter with only One Shunt Capacitor", *IEE Proc.*, Vol. 139, No. 5, pp. 449-456, September, 1992.
- [3] DEEPAKRAJ M. Divan, and GARY SKIBINSKI, "Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 25 no. 4, July/August, 1989.
- [4] H. J. Kim, C. S. Leu, R. Farrington, and F. C. Lee, "Clamp Mode Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Converters", *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 18-24. 1992.
- [5] Ying, Jianping and Heumann, Klemens, "Design and Application of Class-E Amplifier" *IEEE-IPEC Conf. Rec.*, pp. 1191-1196, 1995.
- [6] S. Nagai, et al., "A New Phase-Shifting PWM Regulated-Mode Resonant Inverter Using Static Induction Power Devices for Induction-Heating and Melting Application", *EPE Conf. Rec.*, pp. 347-352, 1989.
- [7] H. Omori, H. Yamashita, M. Nakaoka, T. Maruhashi., "A Novel Type Induction-Heating Single-Ended Resonant Inverter Using New bipolar Darlington-Transistor", *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 590-599, 1985.
- [8] B. Grzesik, W. Burlikowski, J. Junak and Z. Kaczmarczyk, "Levitation System for Melting with Class-E Inverter", *EPE Conf. Rec.*, Vol. 2, pp. 262-267, 1997.
- [9] Y. S. Kwon, S. B. Yoo and D. S. Hyun, "Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load-Adaptive PFM Control Strategy", *IEEE-APEC Conf. Rec.*, pp.575-581, 1999.
- [10] D. Y. Lee and D. S. Hyun, "A new hybrid Control Scheme Using Active-Clamped Class-E Inverter with Induction Heating Jar for High Power Application", *IEEE-APEC conf. Rec.*, Vol. 2, pp 1148-1153, 2002.

저 자 소 개



이 동 윤(李 東 潤)

1968년 8월 19일생. 1998년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1998년~현재 한국과학기술연구원 학생 연구원.

e-mail : dongylee@hanmail.net



최 영 덕(崔 榮 德)

1974년 5월 22일생. 2001년 대전대학교 전기공학과 졸업(학사). 2003년 한양대학교 대학원 전기공학과 석사졸업.

e-mail : naya225@hotmail.com



현 동 석(玄 東 石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984~1985년 미국 토레도대학 교환 교수. 1988년~1989년 문헌공대 교환 교수. 현재 한양대학교 전자전기공학부 교수.

e-mail : dshyun@email.hanyang.ac.kr