

터보 인버터 알고리즘을 탑재한 유도가열 조리기 구현에 관한 연구

°이민기, 고강훈*, 권순걸*, 이현우*
 °LG 전자 조리기기 연구실, 경남대학교*

A Study on about Implementation to Induction Cooker that load Turbo Inverter algorithm

°Min-Kie Lee, Kang-Hoon Koh*, Soon-Kurl Kwon*, Hyun-Woo Lee*
 °LG Electronics CA Division, Kyungnam University*

ABSTRACT

The voltage resonating inverter has a defect in switching element that works at 5 or 6times higher than input voltage. Especially, it is very difficult to choose the switching device is very high for the 220[V]commercial voltage.

In this paper, it is proposed the optimum method to realize the turbo 2000[W] power for induction cooker that is employed the 900[V] IGBT with decreasing operating voltage of the switching component by making the 220[V],1500[W] inverter through the clamp mode voltage resonating inverter.

1. 서 론

전압공진형 인버터는 스위칭소자에 상용전압의 약 5~6배의 높은 전압이 인가되는 단점이 있다. 특히 상용전압 220[V]에서는 이 방식의 경우 스위칭 소자에 걸리는 전압이 매우 높게되므로 1500[W] 이상의 출력에는 스위칭 소자의 선정이 매우 어렵게 된다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 클램프 방식이 대두 되었다. 그러나 기존의 클램프 방식에 있어서는 IGBT의 에미터 전위가 서로 다르므로 제어에 어려움이 있었다.

본 논문에서는 기존의 클램프 방식의 문제점을 해결하기 위하여 IGBT의 에미터 전위를 동일하게 함으로서 제어를 용이하게 하였다. 그리고 제안된 클램프방식의 전압공진형 인버터로 220[V],1500[W]의 터보2000[W]의 출력을 실현하기 위한 최적제어를 실현하고자 한다.

실험적으로 터보출력은 입력전압이 231[V]이하이고, 스위칭 소자의 방열판 온도가 70°C이하일 때 가능하다.

2. 유도가열 조리기

2.1 기존의 클램프방식

그림 1에서는 기존방식의 클램프 회로를 나타내었다. 스위칭 소자 Q_1, Q_2 의 에미터전위가 서로 달라서 Q_2 를 제어하는데 어려움이 많았으며 신뢰성있는 정확도를 유지하기 어려웠다.

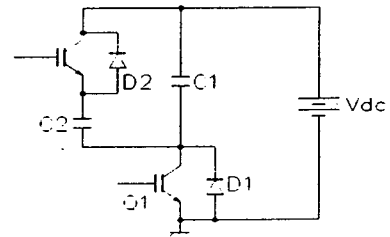


그림 1 기존방식의 클램프회로
 Fig. 1 Clamp circuit of Conventional methode

2.2 제안하는 클램프방식

본 제안회로는 스위칭 소자 Q_1 과 Q_2 의 에미터를 공통 접지하므로써 Q_2 의 제어를 용이하게 할 수 있는 특징이 있으며 Q_1 의 공진전압이 600[V]상이 되면 트랜지스터 Q_3, Q_4 가 턴-온되어 Q_2 를 턴 온시킨다.

회로구성이 매우 간단하면서 안정성이 높은 클램프회로를 구성할 수 있는 장점이 있다. 그림 2에 제안된 회로를 나타내었다.

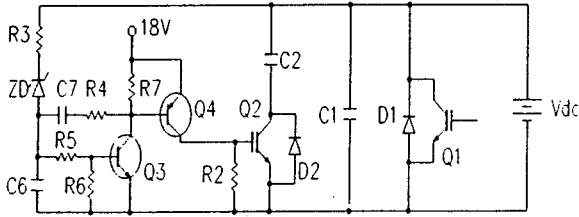


그림 2 제안하는 클램프회로
Fig. 2 proposed Clamp Circuit

2.3 제안하는 클램프방식을 사용한 유도가열 조리기

클램프 모드 전압공진형 인버터를 채용한 유도가열 조리기의 구성을 그림 3에 나타내었다. 상용전원 220V를 브릿지 다이오드(BD)에 의해 정류하고 콘덴서 C3에 의해 평활되어진다. 초크코일 L1, 평활콘덴서 C4를 거쳐 유도가열 코일 L2에 직류전원이 공급되어진다. 스위칭소자로는 IGBT(Q1)을 사용하였고, IGBT의 콜렉터, 에미터 양단에는 공진콘덴서 C1이 접속되어진다. 공진 콘덴서 양단에 콘덴서 C2, 스위칭소자 Q1으로 구성된 클램프회로가 접속되어져 있다.

인버터 제어부는 전원입력단에 다이오드 D1, D2를 거쳐 정류된 신호가 전원장치에 입력되어 인버터 제어부의 동작용 전원으로 사용되어진다. 전원의 한단자에 변류기(CT)를 거쳐, 입력전류를 감지하고, 유도가열코일 L2의 양단전압을 비교하여 IGBT(Q1)의 온신호를 제어하기 위한 스위칭 제어 1, 그리고 클램프 회로의 IGBT(Q2)를 동작시키기 위한, 스위칭 제어 2가 있다. 마이컴 제어 신호는 전원분리하여 입력전력을 제어하게 하고, 인버터의 신호를 마이콤에 제한시키기 위한 신호 제어부로 구성되어 있다.

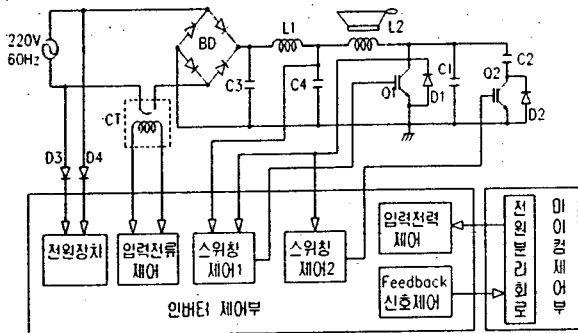


그림 3 클램프모드 전압공진형 유도가열 조리기의 구성도
Fig. 3 Configuration of Clamp mode voltage resonant Induction cooker

2.4 터보출력 알고리즘

그림 4에 터보출력 알고리즘을 나타내는 플로우 차트를 나타내었다. 상용입력전압과 스위칭 소자의 온도가 낮을때만 터보출력이 가능하다.

실험적으로 입력전압이 231[V]이하이고 스위칭 소자의 방열판 온도가 70°C이하 일 때 터보출력이 가능하다. 터보출력 제어시는 입력전력제어 듀티신호를 90%로 제어하고 1500[W](일반출력) 경우에는 듀티를 70%로 제어한다.

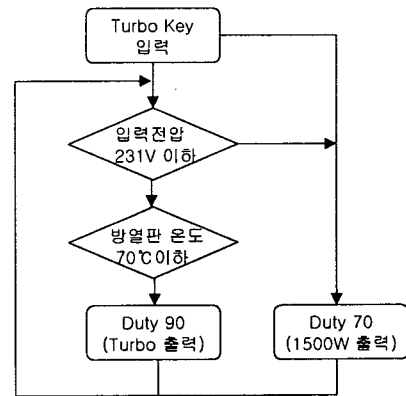


그림 4 터보알고리즘 플로우차트
Fig. 4 Turbo algorithm flowchart

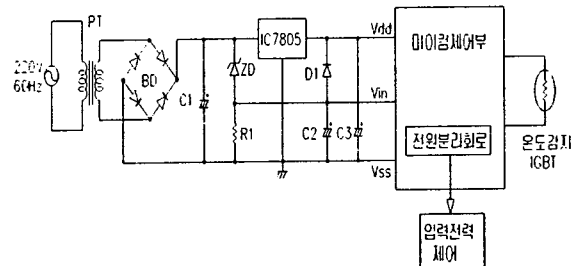


그림 5 터보알고리즘 구성회로
Fig. 5 Configuration circuit of turbo algorithm

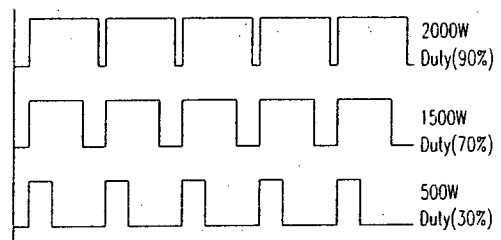


그림 6 터보알고리즘 입력전력 제어신호
Fig 6 Input power control signal of turbo algorithm

그림 5는 입력전압을 감지하고 방열판 온도를 감지하기 위한 회로구성을 나타낸 것이다.

그림 6은 입력전력제어신호를 터보출력과 상시출력(1500[W])의 나타내었다.

2.5 인버터 회로 설계

가. IGBT 턴-온, 턴-오프 시간결정

인버터의 발진 주파수 40kHz로 설정할 때 주기 t_f

$$t_f = \frac{1}{f} = \frac{1}{40 \times 10^{-3}} = 25[\mu s]$$

$$t_f = t_{on} + t_r + t_d$$

여기서 t_{on} : IGBT 턴-온 시간

t_r : IGBT 턴-오프 시간

t_d : 댐핑 다이오드 도통 시간

전압공진형 인버터에서 $t_{on} = 10[\mu s]$, $t_r = 13[\mu s]$, $t_d = 2[\mu s]$ 로 설정하였다.

나. 가열코일(L2)의 인덕턴스와 평활콘덴서(C4)의 용량결정

$$\begin{aligned} \text{입력전력 } p_i &= \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} [V_i(t)I_c(t)]dt \\ &= \frac{V_i^2(t)}{2t_f L_2} (t_{on}^2 - t_d^2) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 V_i : 평균입력전압

L_2 : 가열코일의 인덕턴스

$$i_c(t) = \frac{V_i(t)}{L_p} t_{on} \quad (2)$$

IGBT가 턴온되어 평활콘덴서에 축적된 에너지가 가열코일로 이동하게 될 때 $V_{cc}(t)$ 의 전압은 감소하게 되고 $E_C = 3.56E_L$ 로 하였을 때 $V_{cc}(t)$ 는 약 28%로 감소하게 되며 이때의 $V_{cc}(t)$ 의 평균입력전압 $V_i(t)$ 는

$$V_i(t) = \frac{V_{cc}(t)(1+0.72)}{2} = 0.86 V_{cc}(t)$$

$$\therefore V_{cc}(t) = 220 \times 0.86 = 189.2(V)$$

가 된다.

2000[W] 기준 가열 코일의 인덕턴스를 구하면

$$L = \frac{V_i^2(t)}{2t_f \times P_i} (t_{on}^2 - t_d^2) = 34.4[\mu H]$$

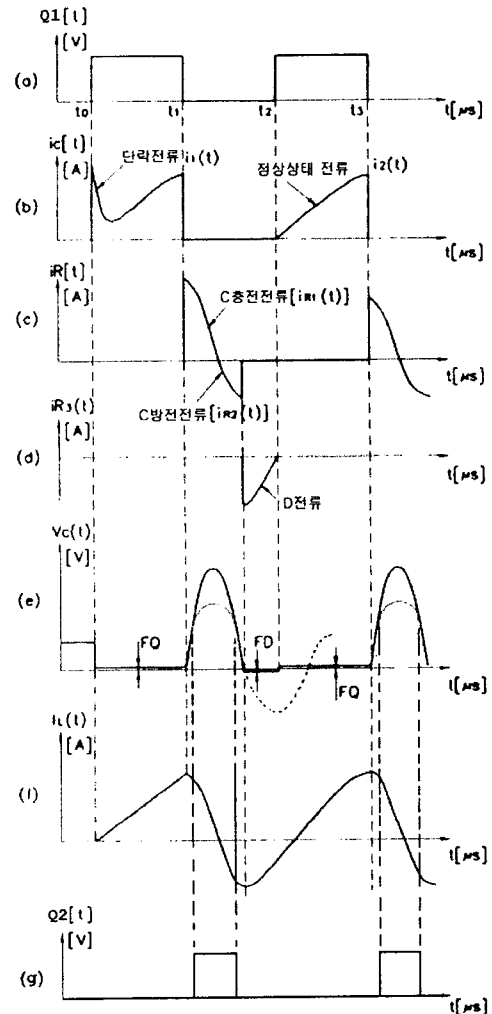


그림 7 클램프모드 전압공진형 인버터 파형
Fig. 7 Inverter waveform of clamp mode voltage resonant

이때 가열 코일의 저항값은 $4.3[\Omega]$ 으로 측정되었다. (40kHz기준)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, t = \frac{1}{f_0} \text{ 가열코일저항성분에 의해}$$

감쇄진동하며, t_r 은 통상 $\frac{2}{3} t$ 기준하면

$$t_r = \frac{4}{3} \pi\sqrt{LC}$$

$$C = \left(\frac{3}{4\pi} t_d \times 10^{-6}\right)^2 \frac{1}{L} = 0.238[\mu F]$$

$C_1 = 0.1[\mu F], C_2 = 0.4[\mu F]$ 으로 선정한다.

IGBT의 턴-온시간을 $10[\mu s]$ 로 했을 때 콜렉터 전류 첨두치는 $i_c(t)_{peak}$

$$i_c(t) = \frac{V_{cc}}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) = 65[A]$$

그림 7은 제안된 클램프 방식의 전압·전류파형을 나타낸 것이다.

3. 실험 결과

표 1은 제안된 클램프모드 전압공진형 인버터를 채용하여 터보출력기준 입력전압을 가변시켰을 때 IGBT의 공진전압·전류와 입력전력을 실험한 측정값이다.

표 1 제안된 유도가열 조리기의 특성
Table 1 Characteristics of proposed Induction cooker

입력전압[V]	198	220	242
발진주파수[kHz]	41.04	39.78	36.91
공진전류[A]	61.8	65.3	68.0
공진전압[V]	584	624	670
출력[W]	1850	2000	1950 (입력전압 감지회로제 거기준)

그림 8, 9, 10은 전압가변시의 IGBT의 전압·전류파형을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 전압이 증가 할 수록 주파수는 감소하고 공진전압·전류는 증가하고 있음을 알 수 있다.

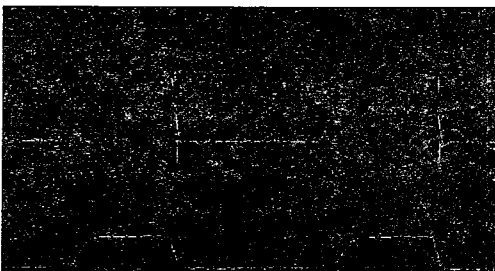


그림 8 IGBT 전압, 전류파형(198V)
Fig. 8 IGBT Voltage, Current waveform(198V)

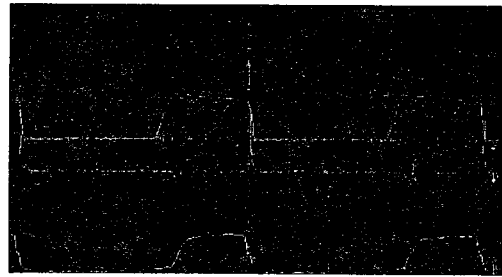


그림 9 IGBT 전압, 전류파형(220V)
Fig. 9 IGBT Voltage, Current waveform(220V)

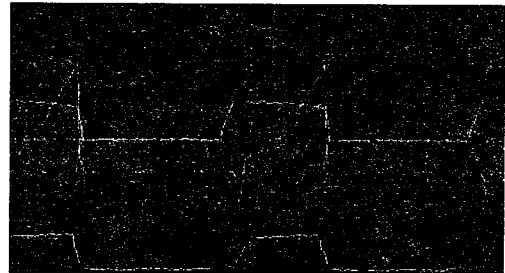


그림 10 IGBT 전압, 전류파형(242V)
Fig. 10 IGBT Voltage, Current waveform(242V)

4. 결 론

본 논문에서는 기존의 클램프 방식의 문제점인 IGBT의 에미터 전위차에 의한 제어의 신뢰성의 저감 문제를 해결하기 위하여 IGBT의 에미터 전위를 동일하게 함으로써 제어를 용이하도록 한 회로를 제안하였다.

이 회로를 이용하여 범용 IGBT 900[V], 60[A]를 이용하여 터보출력 2000[W]를 실현하였으며, 전압 변동 10%에서 출력의 안정성을 확인하였다.

본 연구는 한국과학재단 특정기초연구
(1999-2- 302-014-3)지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] W.E.Frank et. al: " New Induction Heating Transformers", IEEE, Vol. MAG 18, No. 6, pp 175 2~1755, 1982
- [2] M.K.Kazimierzczuk : "Class-D Voltage Switching MOSFET Power Amplifier", IEE ProcB. Vol. 138, No. 6, pp. 285~296, 1991.
- [3] 민병재, 노채균, "ZVS를 이용한 고주파 공진 인버터 (SEPP형)의 특성해석과 설계", 전력전자학회, pp. 1 9~27, 전력전자학회 논문지 권 2권 제 4호, 1997.
- [4] 김희준, "공진형 컨버터의 기술현황 및 향후과제", 전력전자학회지, pp. 2407~2418, 1998