

공진회로를 이용한 유도가열용 사이크로컨버터의 새로운 PWM 제어법에 관한 연구

김 현 중*, 김 영 석
인하대학교 전기공학과

A Study on the New PWM Control Method of the Cycloconverter with a Resonant Circuit for Induction Heating

Kim Hyun-jung* and Kim Young-seok
Dept. of Electrical Eng., Inha Univ.

Abstract

In this paper, we propose a new PWM control method of cycloconverter with a resonant circuit for induction heating. The proposed new PWM control method determines the switching duty ratio compared the integrated value of load current with the reference value of input current on sampling interval. By the proposed method, the displacement factor becomes 1.0 and the input current waveforms become sinusoid which is nearly 1.0 in terms of the input power factor. To confirm the validity of the proposed method, the simulations and experiments are carried out.

1. 서 론

전력용 반도체 소자의 성능, 제조기술 및 그 응용기술이 발달함에 따라 유도가열용 전원으로 전력용 반도체소자를 이용한 전력변환기가 널리 사용되고 있다. [1] 자기 소호형 소자를 이용한 유도가열용 인버터는 역률 개선용 캐패시터와 가열코일이 직렬로 연결되어 있는 직렬공진형 인버터가 널리 사용되고 있다. 그러나 인버터는 간접변환방식이므로 DC Link를 포함하고 있어서 변환효율이 좋지 못하며 무효전력 및 고조파 발생으로 입력역률도 저하된다는 단점이 있다. 또한 이와 유사한 변환기의 사용이 증가함에 따라 전력계통에 여러가지 문제점을 야기시키고 있다.

필자들은 본 연구에 앞서 이상과 같은 문제점을 해결하기 위하여 LC 공진회로를 이용한 유도가열용 PWM 사이크로컨버터에 관한 연구를 행한 바 있다[2]. 그 연구에서는 입력상전압의 크기에 비례하여 스위치의 동작기간을 결정하는 출력전압제어방식을 적용하여 입력역률을 거의 1에 가깝게 할 수 있었다. 그러나 부하측의 출력전류는 공진전류이므로 입력상전압의 크기에 비례하지 못하여 입력전류파형이 다소 정현파에 가깝지 못한 현상이 발생하였다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 본 연구에서는 부하전류를 고려한 입력전류제어가 가능하여 정현파에 가까운 입력전류를 얻을 수 있는 새로운 PWM 제어법을 제안한다. 이 새로운 PWM 제어법은 매 샘플링 기간마다 부하전류의 적분치와 입력전류지령치를 비교하여 스위치의 온 기간을 결정하는 방법이다.

이 새로운 PWM 제어법을 적용하여 시뮬레이션과 실험을 행하였으며 그 결과로 제안한 이론의 타당성을 입증하였다.

2. 주회로 구성

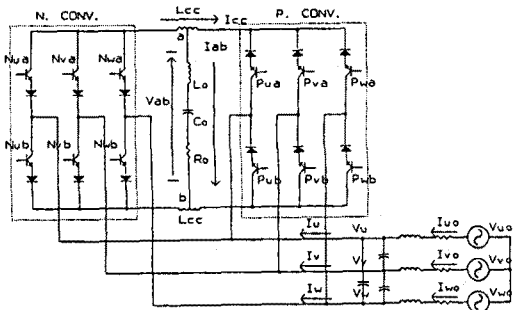


그림 1. 주회로도

그림 1은 본 연구에 적용한 부분순환전류형 사이크로컨버터의 주회로 구성이다. 3상상용전원, 입력필터, 부하회로, 그리고 부하전류 I_{ab} 를 기준으로 정(正)의 전류를 공급하는 정군(正群)콘버터부와 부(負)의 전류를 공급하는 부군(負群)콘버터부로 구성되어 있다. 입력필터부는 필터 인덕턴스의 권선저항 R과 인덕턴스 L, 그리고 필터 캐패시터 C로 구성되어 있으며 스위칭에 의한 고조파 전류를 흡수한다. 부하회로는 유도가열부하 R_o , L_o 와 역률개선용 캐패시터 C_o 로 구성되어 있다. 스위칭소자는 전력용 트랜지스터를 사용하였으며 소자에 걸리는 역전압으로부터 보호하기 위해 소자와 직렬로 FRD (Fast Recovery Diode)를 연결하였다. 또한 순환전류(循環電流)를 억제하기 위하여 부하 양단에 순환전류리액터 L_{cc} 를 접속하였다.

3. 제어원리

입력전원의 각 주파수를 ω , 전원전압의 진폭을 V_s 라 하면 입력전원전압 V_{uo} , V_{vo} , V_{wo} 는 식 (1)과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} V_{uo} \\ V_{vo} \\ V_{wo} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \text{-----(1)}$$

그리고 필터에 의한 위상지연과 전압강하분을 무시하여 필터후단의 전압 V_u , V_v , V_w 도 식(1)과 같다고 가정한다.

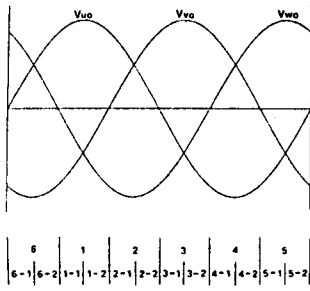


그림 2. 입력전압 모드 구분

그림 2는 입력전원 한주기를 각각의 대소관계에 의해 모드 구분한 것으로서 사이크로컨버터는 각 모드에 따라 입력전압 V_{u0} , V_{v0} , V_{w0} 를 PWM제어하여 출력전압 V_{ab} 를 얻는다. 출력전압 V_{ab} 는 이미 발표한 문헌에서와 같이 각 모드내에서 가장 큰 상전압과 다른 두상의 선간전압을 합성하여 출력한다^[3]. V_{ab} 는 모드 1-1을 예로 들어 다음과 같이 나타낸다.

$$V_{ab} = a_1 \cdot V_{uw} + a_2 \cdot V_{vw} + a_0 \cdot V_{vu} \quad \text{-----}(2)$$

$$\text{단, } a_1 + a_2 + a_0 = 1 \quad \text{-----}(3)$$

a_1, a_2, a_0 는 샘플링 기간동안의 출력비율이다. 샘플링 기간(출력 주기를) T_s 라 하고 출력비율을 시간함수로 표현하면

$$\begin{bmatrix} a_1' \\ a_2' \\ a_0' \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_0 \end{bmatrix} \quad \text{-----}(4)$$

$$\text{단, } a_1' + a_2' + a_0' = T_s \quad \text{-----}(5)$$

이다. a_1', a_2', a_0' 는 샘플링 기간 T_s 내에서의 출력기간이다. 식 (2)를 상전압 출력식으로 정리하면

$$V_{ab} = (a_1' + a_2')V_u + a_1'(-V_v) + a_2'(-V_w) \quad \text{---}(6)$$

로 된다. 식 (6)에서 알 수 있는 바와 같이 U상이 출력하는 기간은 $a_1' + a_2'$ 이고, V상은 a_1' , W상은 a_2' 이다. 식 (6)의 관계로부터 임의의 샘플링 시점을 $k \cdot T_s$ 라 하면 부하전류적분치와 입력전류지령치 $\overline{i_{uo}}^*$, $\overline{i_{vo}}^*$, $\overline{i_{wo}}^*$ 와의 관계식은

$$\frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{kT_s+a_1'} i_{ab} dt = -\overline{i_{uo}}^* |_{kT_s} \quad (7)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_{kT_s+a_1'}^{kT_s+a_1'+a_2'} i_{ab} dt = -\overline{i_{vo}}^* |_{kT_s} \quad (8)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{kT_s+a_1'+a_2'} i_{ab} dt = \overline{i_{wo}}^* |_{kT_s} \quad (9)$$

$$(i_{ab} = I_{ab} \sin \omega t, \omega_0 \text{는 출력 각주파수})$$

이다.

식 (6)(7)(8)(9)과 그림 3으로 부터 알 수 있는 바와 같이 $0 \leq \frac{1}{T_s} \int i_{ab} dt < -\overline{i_{uo}}^* |_{kT_s}$ 일 때 부하전류가 사이크로컨버터의 입력측 U상과 W상에 나타나고 V_{uw} 를 부하로 출력한다. 그리고 $-\overline{i_{uo}}^* |_{kT_s} \leq \frac{1}{T_s} \int i_{ab} dt$

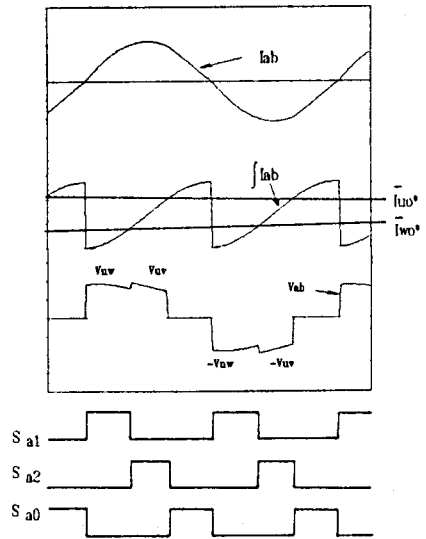


그림 3. 모드 1-1에서의 제어신호 출력패턴

$< \overline{i_{uo}}^* |_{kT_s}$ 일 때에는 사이크로컨버터의 U상과 V상이 나타나며 V_{vw} 를 출력한다. 다음 샘플링 기간 즉 부하전류 i_{ab} 가 다시 0이 될 때까지는 환류동작을 한다. 식 (7)(8)(9)로부터 a_1', a_2' 를 구해보면

$$a_1' = \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left(1 + \frac{\omega_0 T_s}{I_{ab}} \overline{i_{uo}}^* |_{kT_s} \right) \quad (10)$$

$$a_2' = \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left(1 - \frac{\omega_0 T_s}{I_{ab}} \overline{i_{vo}}^* |_{kT_s} \right) - a_1' \quad (11)$$

을 얻을 수 있다. 다른 모드에 있어서도 이상과 같이 제어함수기간이 결정된다.

본 사이크로컨버터의 동작은 부하공진주파수에 동조하여 각 모드별로 V_{ab} 와 $-V_{ab}$ 를 발생하여 부하에 교류가 인가되도록 하며 부하전류가 영인 시점에서 전압을 인가하여 스위칭 스트레스를 저감시킨다. 그리고 부분순환전류형으로 동작하므로 부하전류의 절환시점 부근에서는 순환전류형으로 동작하여 휴지기간 없이 안정된 절환동작을 시키고 그 이외의 기간에서는 비순환전류형으로 동작하여 순환전류로 인한 손실 및 소자의 부담을 경감시킨다^[2].

4. 모의실험 및 실험결과

본 연구에서 제안한 제어법의 타당성을 확인하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 행하였다.

시뮬레이션에 의하여 얻어진 결과는 다음과 같다. 그림 4는 입력전압과 사이크로컨버터의 입력전류파형으로 각 출력주기마다의 U상전류가 보이고 있다. U상 입력전압이 가장 큰 모드에서는 입력전류가 크게 나타나고 있으며 입력전압의 영점 부근에서는 작은 입력전류가 보이고 있다. 그림 5는 입력전압 및 입력전류의 파형이다. 입력전압과 입력전류의 위상이 일치하여 입력 기본파 역률이 1임을 알 수 있으며 입력전류파형도 정현파에 가까운 형태를 하고 있음을 확인할 수 있다. 그림 6은 입력전류의 스펙트럼 분석이다. 입력기본파 역률을 1로 볼 때 중합역률은 입력전류전체효율치에 대한 기본파효율치로 나타내어 0.9974이었다. 그림 7에서 그림 9까지는 실험에 의하여 얻은 결과

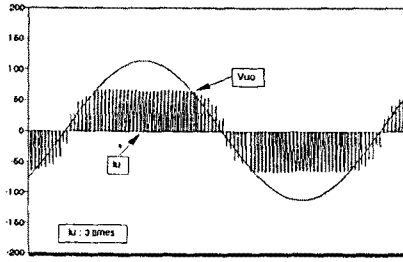


그림 4. 입력전압과 사이크로컨버터 입력전류

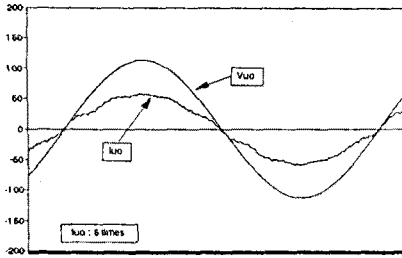


그림 5. 입력전압과 입력전류

Iuo SPECTRUM

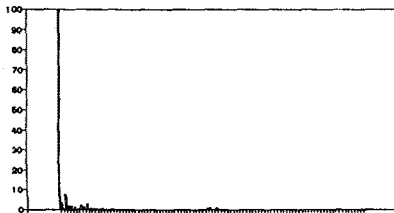
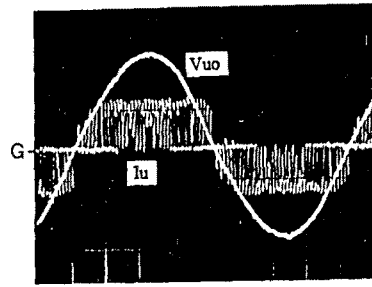
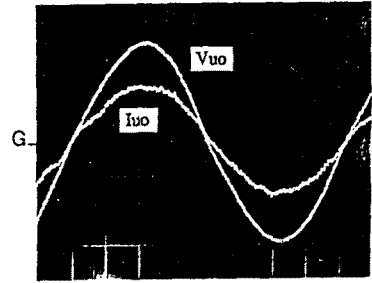


그림 6. 입력전류 스펙트럼



(Vuo : 50V/div, Iu : 10A/div, time : 1ms/div)
그림 7. 입력전압과 사이크로컨버터 입력전류



(Vuo : 100V/div, Iuo : 10A/div, time : 100us/div)
그림 8. 입력전압과 입력전류

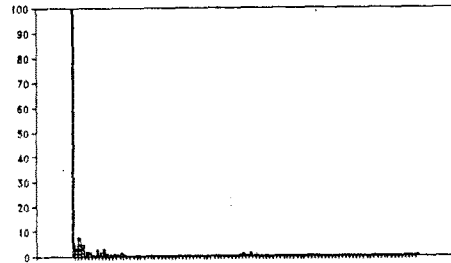


그림 9. 입력전류 스펙트럼

파형이다. 그림 7은 U상 입력전압과 사이크로컨버터 입력전류파형으로서 시뮬레이션과 마찬가지로 파형을 보이고 있다. 그림 8은 U상 입력전압과 입력전류파형으로서 입력전류와 입력전압의 위상이 일치하고 있으며 입력전류도 정현파에 가까운 형태를 하고 있다. 그림 9는 그림 8의 입력전류파형을 GPIB CARD를 이용하여 신호처리용 소프트웨어인 SPD에 의하여 얻어진 스펙트럼 분석결과이다. 시뮬레이션에서 얻은 결과와 마찬가지로 기본파 성분에 비해 고조파 성분은 거의 나타나지 않고 있음을 확인할 수 있으며 0.5% 이상만 고려한 입력중합 역률은 0.9953이었다.

5. 결 론

본 연구에서는 새로운 PWM 제어법을 제안하고 모의 실험 및 실험을 행한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 부하측의 공진전류를 고려하여 입력측에 발생하는 무효전력 및 고조파성분을 제거함으로써 입력기본파역률을 1로 할 수 있으며 또한 입력전류파형도 정현파에 가까우므로 입력중합역률도 거의 1이었다.

2) 부하전류가 0일 때 부하전압이 인가되므로 스위칭 스트레스를 저감시킬 수 있었다.

3) 제어회로를 하드웨어만으로 실현시킴으로써 고주파로의 구동이 가능하다.

참고문헌

- [1] M. Hashimoto 外 1人 : "誘導加熱における高周波スイッチング技術の應用", 日本電氣學會誌, Vol. 107, No.7, pp. 656-658 (1987)
- [2] R. Pelly : "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", Wiley (1970)
- [3] 김 영석 외 1인 : "유도가열용 PWM제어형 사이크로컨버터에 관한 연구", 인하대학교 산업과학기술연구소 논문집, Vol. 20, pp. 155-161 (1992)