

공진회로를 이용한 유도가열용 PWM 제어형 사이크로콘버터에 관한 연구

김 영 석 김 진 수
 인하대학교 전기공학과

A Study on the PWM Controlled Cycloconverter with a Resonant Circuit for Induction Heating

Kim, Young Seok Kim, Jin Soo

Dept. of Electrical Eng., Inha University

Abstract

This paper presents a PWM controlled cycloconverter with a LC resonant circuit for induction heating. This cycloconverter converts commercial frequency power to high frequency power directly. So conversion efficiency improved. Controlling a input reactive power regardless of load power, it has sinusoidal input current waveforms as well as a input displacement factor at 1.

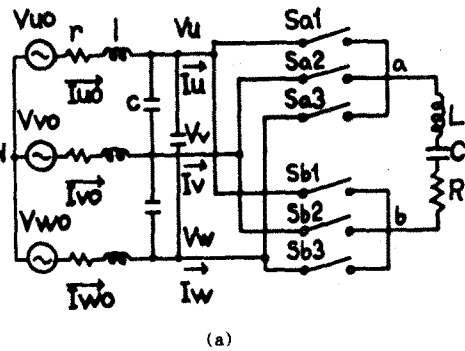
PWM 사이크로콘버터에 대한 연구는 활발히 진행되고 있다. 그 중에서 Daniels씨 등은 3상-단상, 3상-3상 변환에 있어서 3상의 전원 중에 선간전압이 가장 큰 2 상을 이용하여 순시전류제어 방법을 제안하고 있으며, Ishiguro씨 등과 K.Inagaki씨 등은 3상의 3개의 선간전압 중 가장 큰 2 개의 선간전압을 사용하는 3상-3상 변환 방법을 제안하고 있다[2,3,4,5]. 본 논문에서는 후자의 방법을 이용하여 상용주파전력을 고주파전력으로 변환함으로써 부하회로인 RLC 직렬공진회로에 고주파전력을 공급하고 있다. 이에 대한 시뮬레이션을 행하였다.

1. 서론

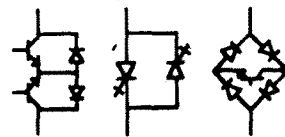
최근 전력용 반도체소자의 성능과 제조기술 및 그 응용 기술이 눈부시게 발달함에 따라 유도가열용 전원으로 전력용 반도체소자를 이용한 전력변환기가 사용되어지고 있다. 유도가열용 전원에 사용되는 주파수는 피가열물의 모양, 크기, 재질등에 따라 다르며, 60Hz의 상용주파수에서 수백KHz 까지 그 범위가 매우 넓다. 출력주파수가 10KHz이하에서는 다이리스터인버터가 사용되고 있고, 10KHz에서 수백 KHz의 출력 주파수에 있어서는 지금까지 사용되고 있는 진공관 발진기도 소형, 경량이고 효율이 좋은 Power Transistor, Power MOS FET, SIT 등 자기소호형 소자를 이용한 인버터로 대체되어가고 있다.[1]

그러나 인버터의 경우는 상용주파전력을 직류전력으로 변환하고, 그 직류전력을 고주파전력으로 변환하는 간접변환 방식이므로 에너지 축적요소로서 DC Link를 포함하고 있어 변환효율이 낮고, 입력측에 무효전력과 고주파 발생으로 입력 역률도 저하한다. 특히 이와 유사한 전력변환기의 사용이 날로 급증하게 됨에 따라 전력계통에 무효전력의 증대, 고주파 발생을 초래하여 전선설비의 용량 증대, 부하기기 및 선로손실의 증가 등의 심각한 문제점을 야기시키고 있다. 이러한 문제점에 대한 대책으로는 계통에 무효전력 보상장치를 추가하는 방법과 무효전력 및 고주파 발생이 거의 없는 전력변환기를 개발하는 것 등이 있다. 본 연구에서는 후자의 방법으로 상용주파전력을 고주파전력으로 직접 변환하는 방법으로 부하에 공급되는 전력에 관계없이 입력측에 발생하는 무효전력을 제어하고 입력전류도 거의 정현파로 하여 입력 기본 역률을 1로 하는 PWM 제어형 사이크로콘버터를 이용한 유도가열용 전원을 개발하고자 한다.

2. 주회로



(a)



(b)

그림 1 주회로 및 스위치

그림 1 (a)는 PWM 제어 사이크로콘버터의 주회로구성을 표시한다. 입력전압 및 입력전류를 각각 $V_{uo}, V_{vo}, V_{wo}, I_{uo}, I_{vo}, I_{wo}$ 라고 하고, 입력 filter후의 전압 및 전류를 각각 $V_u, V_v, V_w, I_u, I_v, I_w$ 라 한다. 또 입력속 증성점 N에서 본 출력전압을 V_a, V_b 라 한다. r은 filter 리액터의 권선저항이고 l은 filter 인덕턴스이다. 인덕턴스 l 및 filter 콘덴서 c는 입력 filter를 구성하고 스윗칭에 의한 고주파 전류를 흡수한다. 스윗칭 주파수가 높은 경우에는 콘덴서 c는 작게되기 때문이다. 이 입력 filter 이외에 에너지 축적소를 가지고 있지 않는 것이 PWM 제어 사이크로콘버터의 특징이다. 스위치 Sa1-Sb3는 그림 1 (b)에 표시한 것과 같이 역병렬 자기소호소자를 사용한다. 회로의 해석을 위해 입력 전원전압 V_{uo}, V_{vo}, V_{wo} 는 다음식으로 표시되는 대칭 3상 전원이라 한다

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

여기서 ω 는 전원의 각주파수, V_s 는 전원전압의 진폭이다.

3. 제어원리

< 제어함수의 유도 >

PWM 제어 사이크로콘버터의 각 스위치 소자는 출력전압 지령치 V_{ab} 를 얻기위하여 입력전압 V_u, V_v, V_w 를 PWM 제어한다. 또 filter에 의한 위상지연과 전압강하본을 무시하면 V_u, V_v, V_w 도 (1)식으로 표시할 수 있고 V_u, V_v, V_w 의 각 파형은 그림 2와 같이 표시할 수 있다. 여기서 V_u, V_v, V_w 의 대소 관계에 의해, 전원 1 주기는 6 개의 mode로 나눌수 있다.

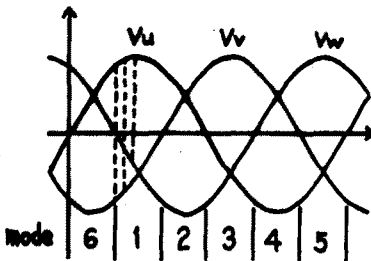


그림 2 입력전압파형과 mode 구분

u 상의 전압이 최대가 되는 mode를 mode 1 이라 하고, 이 mode를 예로들어 제어함수를 유도한다. 입력 선간전압이 부하측으로 전력을 공급하기 위해서는 입력전류를 정현파로 하는 것이 좋다. 그래서 본 논문에서는 입력전류를 정현파에 근사시키기 위하여 3 종류의 입력 선간전압 V_{uv}, V_{vw}, V_{wu} 를 사용하여 출력전압을 실현하는 방법을 고찰한다.

출력전압 지령치 V_{ab} 는 다음식으로 표시하는 3 종류의 입력 선간전압의 합성으로 볼 수 있다.

$$V_{ab} = a_{12} * V_{uv} + a_{23} * V_{vw} + a_{31} * V_{wu} \quad (2)$$

첫 식의 a_{12}, a_{23}, a_{31} 은 입력 선간전압 V_{uv}, V_{vw}, V_{wu} 를 샘플

링 기간 T_s 내에서 출력하는 비율을 표시한다. 이 비율을 입력 선간전압의 크기에 비례시킨다. 이렇게하면 각 상의 스위치의 on 기간은 입력상전압 진폭에 비례하게 되어 입력 역율이 1 이 된다. 따라서 a_{12}, a_{23}, a_{31} 은 다음 식으로 주어진다.

$$a_{12} = k * V_{uv}, \quad a_{23} = k * V_{vw}, \quad a_{31} = k * V_{wu} \quad (3)$$

여기서 k는 비례계수이다.

(3)식을 (2)식에 대입하면,

$$V_{ab} = k (V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2) \quad (4)$$

으로 되기 때문에, (3)식, (4)식으로부터 a_{12}, a_{23}, a_{31} 은 다음과 같다.

$$a_{12} = \frac{V_{uv} * V_{ab}}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2}$$

$$a_{23} = \frac{V_{vw} * V_{ab}}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2} \quad (5)$$

$$a_{31} = \frac{V_{wu} * V_{ab}}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2}$$

다음에 위의 제어법을 2상 스윗칭으로 실현하는 방법을 고찰한다. 그림 2에 표시된 것과 같이 mode 1에 있어서는 u 상 전압이 최대이기 때문에 스위치 Sa1을 샘플링 기간 내에 있어서 항상 on 시키고, Sb1, Sb2, Sb3의 on 기간을 제어하여 출력전압 지령치 V_{ab} 를 합성시킨다. 따라서 이 샘플링 기간 내에서 이용할 수 있는 입력 선간전압은 V_{uv}, V_{wu} 이기 때문에 다음의 관계를 이용한다.

$$V_{vw} = - (V_{uv} + V_{wu}) \quad (6)$$

(6)식을 (2)식에 대입하면, 다음 식을 얻는다.

$$V_{ab} = (a_{12} - a_{23}) * V_{uv} + (a_{23} - a_{31}) * V_{wu}$$

$$= a_0 * V_{uu} + a_1 * V_{uv} + a_2 * V_{wu} \quad (7)$$

$$\text{단, } a_0 + a_1 + a_2 = 1 \quad (8)$$

(8)식의 a_0 는 0 전압을 출력하고, 출력전압 조정을 위한 기간이다. 출력전압의 합성은 그림 3에 나타났다.

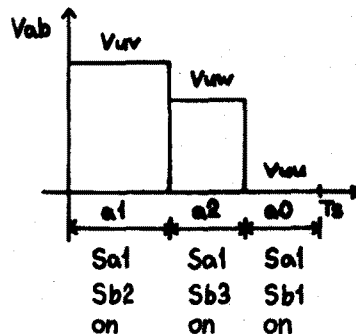


그림 3 출력전압 Vab의 합성 방법

여기서 a_0, a_1, a_2 가 제어함수가 되고 이것은 2 종류의 입력 선간전압을 샘플링 기간 T_s 내에서 출력하는 비율을 표시한다. 따라서 (5)식, (7)식으로부터 제어함수 a_1, a_2 는 다음과 같다.

$$a_1 = \frac{(V_{uv} - V_{vw}) * V_{ab}}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2}$$

$$a_2 = \frac{(V_{vw} - V_{wu}) * V_{ab}}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2} \quad (9)$$

다른 mode에 있어서의 제어함수 a_1, a_2 도 위와 같은 방법으로 구할수 있다.

4. 시뮬레이션

본 PWM 제어형 사이크로컨버터는 스위치 Sa1-Sb3의 on, off에 따라 9 가지의 스윗칭 mode가 존재한다. 이를 유형별로 대별하면 근본적으로 2 종류의 스윗칭 mode로 분류할 수 있다.

첫번째는 환류 mode이며, 두번째는 입력전원의 3상 중 어느 한 상이 부하에 연결되지 않는 mode이다.

이와같은 9 가지 스윗칭 mode는 다음의 제어알고리즘에서 subroutine이 된다.

그림 4 는 시뮬레이션을 위한 flow chart이다.

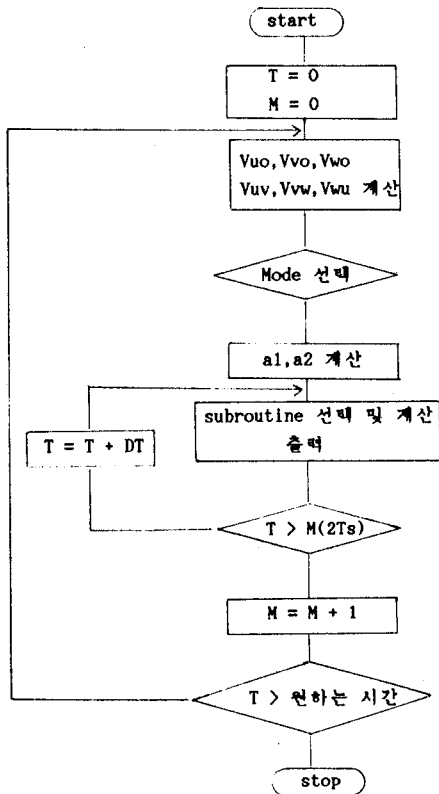


그림 4 flow chart

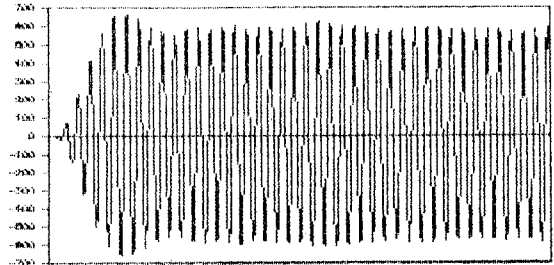


그림 5 부하의 콘덴서 전압 (V)

0.25 주기

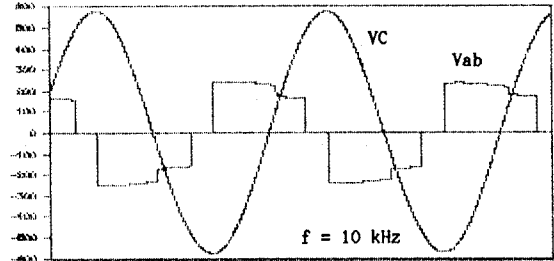


그림 6 VC: 부하의 콘덴서 전압 (V), Vab: 부하전압 (V)

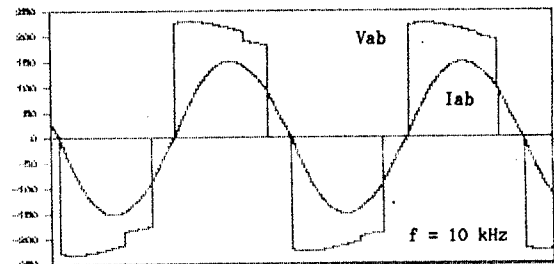


그림 7 Vab: 부하전압 (V), Iab: 부하전류(A, 4배)

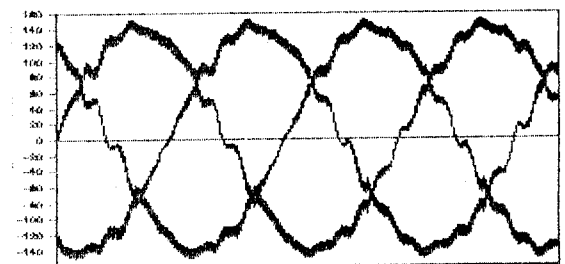


그림 8 입력 filter의 콘덴서 전압 (V)

1.4 주기

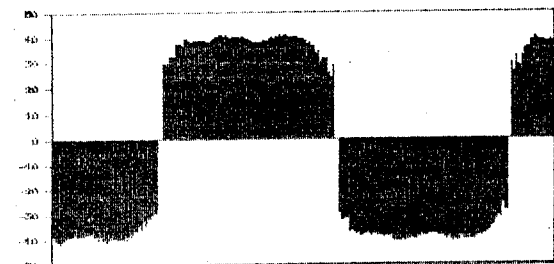
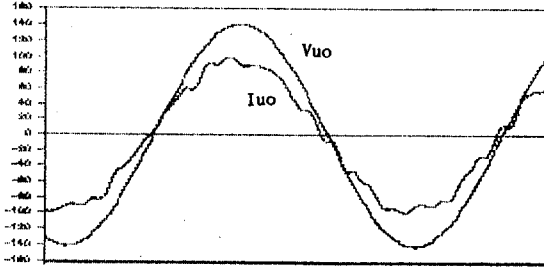


그림 9 Iu: 사이크로컨버터 입력전류 (A)

1.4 주기



1.4 주기

그림 10 Vuo: 전원전압 (V), Iuo: 전원전류(A,4배)

다음과 같은 조건에서 시뮬레이션을 하였다.

$$\begin{aligned}
 r &= 0.05 \text{ ohm} & R &= 6.37 \text{ ohm} & T_s &= 50 \text{ msec} \\
 l &= 1.0 \text{ mH} & L &= 0.25 \text{ mH} & V_{uo(\text{rms})} &= 160\text{V} \\
 c &= 10 \text{ uF} & C &= 1.0 \text{ uF}
 \end{aligned}$$

그림 5에서 그림 10은 시뮬레이션의 결과이다. 그림 5는 부하의 콘덴서 전압으로 600V 정도에서 공진함을 알 수 있고, 그림 6은 부하전압과 부하의 콘덴서 전압으로 콘덴서 전압이 90도 뒤지고 있음을 알 수 있다. 그림 7은 부하전압과 부하전류로서 부하전류가 0이 될 때 부하전압 즉 선간 전압이 인가됨을 알 수 있다. 이 경우에는 $V_{ab} = 160\text{V}$ 이고 주파수는 10 kHz이다. 그림 8은 입력 filter의 각 콘덴서 전압인데 때동하는 것은 고주파로 스컥칭하는 사이크로콘버터의 입력전류가 입력 filter에 의하여 filtering 되기 때문이다. 그림 9는 전원전류와 사이크로콘버터 입력전류로서 사이크로콘버터 입력전류가 일정하지 못한 것은 그림 7에서와 같이 작은 선간전압일 때 작은 전류가 나타나기 때문이다. 그림 10은 전원전압과 전류파형으로 입력전류가 filter 콘덴서의 영향으로 앞서지만 위상이 거의 일치하여 입력 기본파 역율이 거의 1이 됨을 알 수 있다.

5. 결론

본 연구에 대한 simulation에 의해 부하에 공급되는 전력에 관계없이 입력측에 발생하는 무효전력을 제거하여 입력 전류가 거의 정현파가 되고, 전원전압과 전원전류의 위상이 거의 일치하여 입력 기본파 역율이 1이 됨을 알 수 있고, 부하측은 10kHz의 고주파전력이 됨을 알 수 있다.

추후의 과제는 이와같은 simulation 결과를 실험을 통하여 확인하는 것이다.

< 참고 문헌 >

- [1] M. Hashimoto외 1인 : 「유도가열에 있어서의 고주파스 위칭 기술의 응용」, 일본전기학회지, VOL.107, NO. 7, PP 656-658 (1987)
- [2] A.R.Daniels외 1인 : 「New Power Converter Technique Employing Power Transistors」, Proc. IEEE, VOL.125, NO.2 PP 146-150 (1978)
- [3] A.R.Daniels외 1인 : 「Applications of Power Transistors to Polyphase Regenerative Power Converters」, Proc. IEEE, VOL.125, NO. 7, PP 643-647 (1978)
- [4] A.Ishiguro외 3인 : 「입력선간전압을 이용한 PWM 제어 사이크로콘버터의 출력전압 제어법」, 일본전기학회