

LC공진회로를 이용한 유도가열용 PWM 제어형 사이클로컨버터

김 영 석 김 현 중

인하대학교 전기공학과

The PWM Controlled Cycloconverter with a Resonant Circuit for a Induction Heating

Kim, Young Seok Kim, Hyun Jung

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.

1. 서론

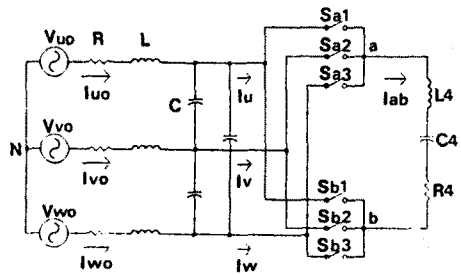
최근 유도가열용 전원으로서의 고주파 인버터가 널리 사용되어지고 있다. 그러나 인버터의 경우는 상용주파전력을 직류전력으로 변환하고, 그 직류전력을 고주파전력으로 변환하는 간접변환방식이므로 에너지 축적으로서 DC Link를 포함하고 있어 변환효율이 낮고, 입력측에 무효전력과 고주파 발생으로 입력 역률도 저하한다. 특히 이와 유사한 전력 변환기기의 사용이 날로 급증하게 됨에 따라 전력계통에 무효전력의 증대, 고주파 발생을 초래하여 전원설비의 용량 증대, 부하기기 및 선로손실의 증가 등의 심각한 문제점을 야기시키고 있다. 이러한 문제점에 대한 대책으로는 계통에 무효전력 보상장치를 부가하는 방법과 무효전력 및 고주파 발생이 거의 없는 전력변환기기를 개발하는 것 등이 있다.

현재에 이르기까지 PWM 사이클로컨버터에 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 2개의 선간전압을 사용하는 3상-3상 변환 방법을 제안하고 있다. [2][3][4][5]

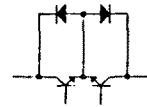
본 연구에서는 상용주파전력을 고주파전력으로 직접 변환하여 변환효율을 개선하고, 입력기본파역률이 1이며 입력 전류파형도 거의 정현파에 가깝고, 부하측을 직렬공진회로로 구성한 PWM 제어형 사이클로컨버터를 이용한 유도가열용 전원의 개발을 목표로 한다. 이에 시뮬레이션과 실험을 행하였다.

2. 주회로

그림 1 (a)는 PWM 제어 사이클로컨버터의 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 입력측 중성점 N에서 본 출력전압을 V_a, V_b, V_r 라 한다. r 은 filter 인덕터의 권선저항이고 l 은 filter 인덕턴스이다. 인덕턴스 l 및 filter 콘덴서 c 는 입력 filter를 구성하고 스위칭에 의한 고주파 전류를 흡수한다. 스위칭 주파수가 높은 경우에는 콘덴서 c 는 작게되기 때문이다. 이 입력 filter 이외에 에너지 축적적



(a)



(b)

그림 1 주회로

소를 가지고 있지 않는 것이 PWM 제어 사이클로컨버터의 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 및 제어회로의 구성

<제어함수의 유도>

PWM 제어 사이클로컨버터의 각 스위치 소자는 출력전압지령치 V_{ab} 를 얻기위하여 입력전압 V_u, V_v, V_w 를 PWM 제어한다. 또 필터에 의한 위상지연과 전압강하분을 무시하면 V_u, V_v, V_w 도 (1)식으로 표시할 수 있고 파형은 각각의 대소관계에 의해, 전원 1주기는 6개의 mode로 나눌 수 있다.

u 상의 전압이 최대가 되는 mode를 mode 1이라 하고, 이 mode를 예로들어 제어함수를 유도한다. 입력 선간전압이 부하측으로 전력을 공급하기 위해서는 입력전류를 정현파로

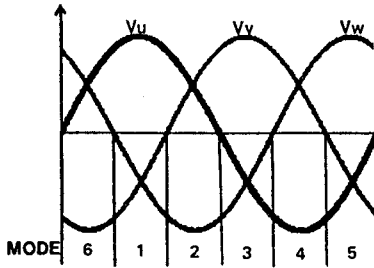


그림 2 입력전압파형과 mode 구분

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.

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

윗 식의 a_{12}, a_{23}, a_{31} 은 입력 선간전압 V_{uv}, V_{vw}, V_{wu} 를 샘플링 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 k 는 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} 는 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 스위칭으로 실현하는 방법을 고찰한다. 그림 2에 표시된 것과 같이 mode 1에 있어서의 u 상 전압이 최대이기 때문에 스위치 Sa1을 샘플링 기간 내에서 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_{vw} 이기 때문에 다음의 관계를 이용한다.

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

(6)식을 (2)식에 대입하면, 다음 식을 얻는다.

$$V_{ab} = (a_{12} - a_{23}) * V_{uv} + (a_{23} - a_{31}) * V_{vw} = a_0 * V_{uu} + a_2 * V_{uv} + a_1 * V_{vu} \quad (7)$$

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

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

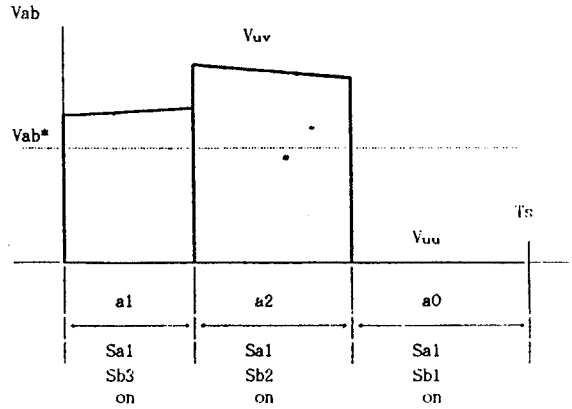


그림 3. 출력전압 V_{ab} 의 합성

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.

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

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

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

<제어원리>

제어원리는 양의 출력전류가 흐르는 기간은 출력전압지령치 V_{ab} 를 합성하고, 음의 출력전류가 흐르는 기간은 스위칭에 의해 $-V_{ab}$ 를 합성하게 한다. 이렇게 함으로써 부하에 교류가 인가되도록 한다. 그리고 큰 선간전압이 반주기내에서 부하전류가 물 때 인가되어 입력상전류가 거의 정현파에 가까운 형태를 가지게 한다. 또한 그림 2에서와 같이 부하전압의 한 주기는 6개의 구간이 되며, 각 구간마다 스위칭이 다르게 된다.

<제어회로의 구성>

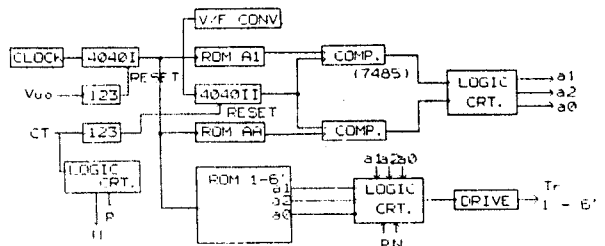


그림 4 제어회로의 블록도

다음은 제어회로의 구성에 대해 설명한다. 그림 4는 제어회로의 블록도이다. 이 블록도는 T_r 를 구동시키기 위한 블록도이다. 기준전원전압 1주기를 클럭수로 나눈 각 어드레스마다 mode별로 ROM A1, ROM AA에 각각 $(V_{vw} - V_{vu}), ((V_{vw} - V_{vu}) + (V_{uv} - V_{vw}))$ 의 값이 입력되어 있어 V/F 콘버터신호에 의한 4040 II의 카운트되는 값과 비교되어서 제어함수 a_1, a_2, a_0 를 출력한다. 이러한 a_1, a_2, a_0 는 ROM 1에서 ROM 6까지의 T_r 의 입력내용과 전류부호신호(P, N신호), 그리고 그림 4의 우측단부의 논리회로에 의해 드라이브 회로를 통해 T_r 들을 구동시킨다. 4040 I은 전원전압 V_{uo} 의 한 주기 마다 리셋트 되어 ROM 1부터 6까지의 어드레스신호

가 되며, 4040 II는 부하전류가 영점진출할 때 마다 리셋된다.

그리고 제어함수의 발생은 다음과 같다. 예로서 mode 1에서의 제어함수는 식 (9)와 같다.

$$a1 = \frac{(V_{vw} - V_{wu}) * V_{ab} * j}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2}$$

$$= (V_{vw} - V_{wu}) * j$$

$$a2 = \frac{(V_{uv} - V_{vw}) * V_{ab} * j}{V_{uv}^2 + V_{vw}^2 + V_{wu}^2}$$

$$= (V_{uv} - V_{vw}) * j$$

여기서 j는 Vab*와 (Vuv² + Vvw² + Vwu²)의 값의 함수이다. Vab*값이 변하지 않는 일정한 기간내에서는 j는 상수로 놓을 수 있으므로 a1은 (Vvw - Vwu)에 비례하게 되고, a2는 (Vuv - Vvw)에 비례하게 된다. ROM 1에는 전편전압 1 주기 동안의 (Vvw - Vwu) 값을 입력시키고, ROM 2에는 ((Vvw - Vwu) + (Vuv - Vvw)) 값을 입력시킨다. 여기서 a1, a2, a0가 출력되는 예를 살펴 본다. 그림 5와 같이 ROM A1의 한 번지에 100, ROM AA에 200이 입력되어 있다고 하면 4040 II와 비교기(7485)를 거쳐 100까지는 a1이 High가 되어 출력하고, 101이 되면 a1은 Low가 되나 a2는 High가 되어 200까지 High로 출력한다. 201부터는 a1, a2는 모두 Low이나 a0는 High가 되어 전류의 영점검출에 의해 4040 II가 리셋될 때까지 High를 출력한다.

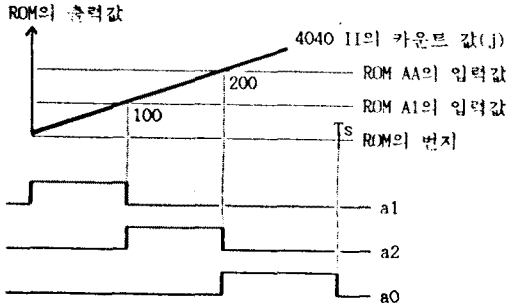


그림 5 함수신호의 발생

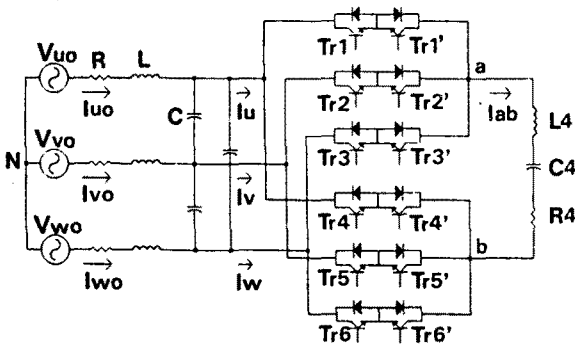


그림 6 스위치의 구성

그림 1의 주회로의 스위치는 그림 6과 같이 전력용 Tr.을 이용하여 구성하였고, 그림 6의 Iab 방향을 양이라 할 때 Tr.1, Tr.2, Tr.3, Tr.4', Tr.5', Tr.6'를 P군 Tr.이라 하고, Tr.1', Tr.2', Tr.3', Tr.4, Tr.5, Tr.6을 N군 Tr.이라 한다. 왜냐하면 Iab가 양이면 P군 Tr.에만 흐를 수 있고, Iab가 음이면 N군의 Tr.에만 흐를 수 있기 때문이다.

	Tr.1	2	3	4	5	6	Tr.1'	2'	3'	4'	5'	6'
Mode	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa	aaaaa
	12012	01201	20120	12012	01201	20120	12012	01201	20120	12012	01201	20120
1-1	111	100	000	000	011	100	000	000	000	010	101	100
1-2	111	100	000	000	111	100	000	000	000	110	000	100
2-1	010	100	000	010	101	100	000	011	000	000	000	011
2-2	100	010	000	110	000	100	010	000	011	100	000	011
3-1	000	111	100	000	000	011	100	000	100	000	010	100
3-2	000	111	100	000	000	111	100	000	010	000	100	100
4-1	001	010	100	000	010	101	100	000	111	100	000	000
4-2	001	100	100	000	110	000	100	000	111	000	000	100
5-1	000	000	111	100	000	000	011	100	010	100	100	000
5-2	000	000	111	100	000	000	111	100	000	100	100	100
6-1	100	000	010	101	100	001	101	000	000	111	100	000
6-2	010	000	110	000	100	001	100	000	000	111	100	000

그림 7 ROM 1,2,3,4,5,6의 입력내용

그림 7은 ROM 1,2,3,4,5,6의 전편 1 주기 동안의 동작 내용이다. '1'은 Tr.이 on 됨을 나타내고, '0'은 Tr.이 off 됨을 나타낸다. 한 mode는 선간전압의 크기에 따라 2 부분으로 나누었다. mode 1-1에서 예를 들면 부하전류 Iab가 양일 때 Tr.1과 Tr.6'는 a1 기간 동안, Tr.1과 Tr.5'는 a2 기간 동안, Tr.1과 Tr.4'는 a0 기간 동안 on 되고, 부하전류가 음일 때 Tr.4와 Tr.3'는 a1 기간 동안, Tr.4와 Tr.2'는 a2 기간 동안, Tr.4와 Tr.1'는 a0 기간 동안 on 되도록 스위칭 한다. 다른 mode도 같은 방법으로 스위칭이 행하여진다.

4. 시뮬레이션 및 실험

본 PWM 제어형 사이클로 콘버터는 스위치 Sa1-Sb3의 on, off에 따라 7 가지의 스위칭 mode가 존재한다. 이를 유형별로 대별하면 근본적으로 2 종류의 스위칭 mode로 분류할 수 있다.

첫번째는 환류 mode이며 이 경우의 회로의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} Ri_1 + Vc_1 - V_{uo} \\ Ri_2 + Vc_2 - V_{vo} \\ Ri_3 + Vc_3 - V_{wo} \end{bmatrix}$$

$$\frac{di_4}{dt} = - (Ri_4 + Vc_4) / L_4$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Vc_1 \\ Vc_2 \\ Vc_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3C} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

$$\frac{dVc_4}{dt} = i_4 / C_4$$

단 $i_1 = I_{uo}$, $i_2 = I_{vo}$, $i_3 = I_{wo}$, $i_4 = I_{ab}$
 Vc_1, Vc_2, Vc_3 : Y결선으로한 경우의 콘덴서 전압

두번째는 입력전원의 3상 중 어느 한 상이 부하에 연결되지 않은 mode이며 예로서 U상과 V상이 연결되고 W상이 연결되지 않은 경우를 가정하면 이 경우의 회로의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} Ri_1 + Vc_1 - V_{uo} \\ Ri_2 + Vc_2 - V_{vo} \\ Ri_3 + Vc_3 - V_{wo} \end{bmatrix}$$

$$\frac{di_4}{dt} = - (Ri_4 - Vc_1 + Vc_2 + Vc_4) / L_4$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Vc_1 \\ Vc_2 \\ Vc_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3C} \begin{bmatrix} i_1 - i_4 \\ i_2 + i_4 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

$$\frac{dVc4}{dt} = i4/C4$$

이상에 의한 시뮬레이션 및 실험은 아래의 조건에서 행하여 졌다.

입력필터부 L = 1.0 mH C = 10.0 uF
 부하부 R4 = 10.0 ohm L4 = 1.26 mH C4 = 5 uF
 출력주기 Tc = 500 us f = 2 kHz
 Vab = 50 V Vu0(rms) = 30 V

아래 그림 8은 부하전압과 부하전류의 파형이다 그림에서 알 수 있는 바와 같이 부하전류가 0일 때 선간전압이 인가됨을 알 수 있으며 선간전압이 큰 구간이 출력의 반주기내에서 출력전류가 클 때 인가됨으로 인해 큰 전압이 인가되는 동안 큰 전류가 흐르게 되어 입력 상전류는 정현파에 보다 가까운 형태를 가질 수 있으며 종합역률 또한 향상시킬 수 있다. 그림 9는 부하전압과 콘덴서전압으로 콘덴서전압이 90도 뒤짐을 알 수 있으며 그림 10은 전원전류와 전원전압파형으로 입력전류가 입력필터의 영향으로 다소 앞서지만 위상이 거의 일치하여 역률이 1에 가깝게 됨을 알 수 있다.

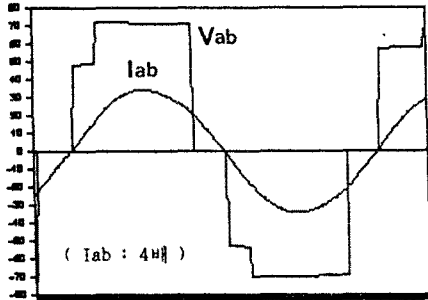


그림 8. 부하전압 및 부하전류

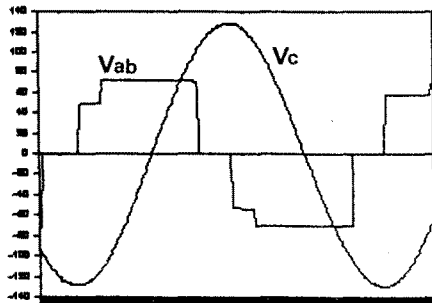


그림 9. 부하전압 및 콘덴서전압

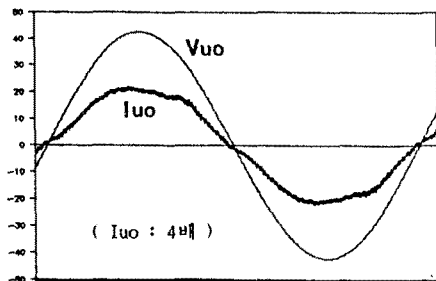
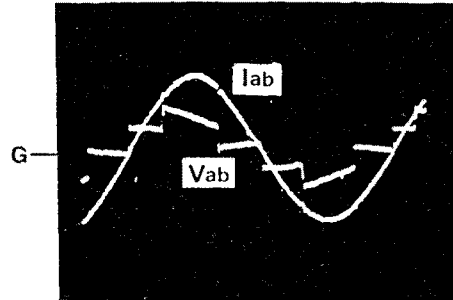


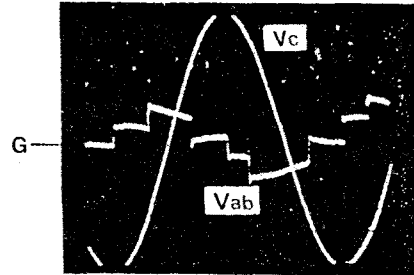
그림 10. 전원전류 및 전원전압

사진 1은 부하 전압과 부하전류의 파형으로 그림 8과 거의 유사한 파형을 알 수 있으며 사진 2와 사진 3 또한 전원전류와 전원전압의 파형으로서 그림 9 및 그림 10과 같음을 알 수 있다.



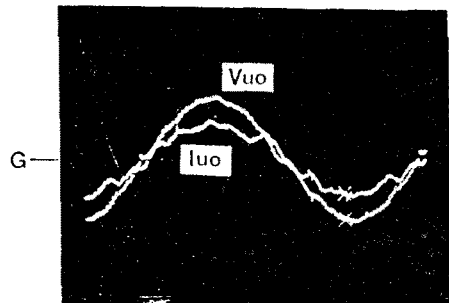
(Iab : 20A/div, Vab : 50V/div, T : 500us/div)

사진 1. 부하전압과 부하전류



(Vc : 50V/div, Vab : 50V/div, T : 500us/div)

사진 2. 부하전압과 콘덴서전압



(Vu0 : 20V/div, Iuo : 200mA/div, T : 2ms/div)

사진 3. 전원전류와 전원전압

이상에 의해 부하에 공급되는 전력에 관계없이 입력측에 발생하는 무효전력을 제거하여 입력전류가 거의 정현파가 됨을 보였고 전원전류와 전원전압의 위상이 일치하여 기본 파역률 및 종합역률이 1이 됨을 보였으며 부하측은 2kHz에서의 고주파전력임을 보였다.

5. 결론

본 연구에서는 PWM 사이크로컨버터를 이용하여 상용주파 전력을 고주파전력으로 직정변환하는 연구로 부하측을 직렬 공진회로로 구성하는 유도가열용 전원의 개발을 목표로 하여 제어합수를 유도하였고 시뮬레이션과 실험에 의하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

부하에 공급되는 전력에 관계없이 입력측에 발생하는 무효전력을 제어함으로써 입력전압과 입력전류의 위상이 거의 일치하여 입력기본파역률이 1이 됨을 알 수 있고, 입력전류도 정현파가 되어 종합입력역률이 거의 1이 됨을 알 수 있다. 제어회로를 하드웨어만으로 구성할 수 있으므로 연산시간이 짧아져 고주파로의 구동이 가능하고, 출력반주기내에서 출력전류가 클때 큰 선간전압이 인가되어 입력상전류를 보다 정현파에 가깝게 하여 종합역률을 향상시킬 수 있으며 출력역률을 1로 할 수 있다. 그리고 직전변환이므로 입력필터 이외의 에너지축적요소가 없어서 변환효율이 개선된다. 추후의 과제로는 스위칭 소자를 IGBT를 사용하여 수십kHz의 고주파전원으로 구동하여야 되겠고, 부하의 공진회로의 특성과 입력측의 고조파분석을 검토하여야 하겠다.

< 참고 문헌 >

- [1] M. Hashimoto와 1인 : 「유도가열에 있어서의 고주파스위칭 기술의 응용, 일본전기학회지, VOL.107, NO. 7, PP 656-658 (1987)
- [2] A.R.Daniels와 1인 : 「New Power Converter Technique Employing Power Transistors, Proc. IEEE, VOL.125, NO.2 PP 146-150 (1978)
- [3] A.R.Daniels와 1인 : 「Applications of Power Transistors to Polyphase Regenerative Power Converters, Proc. IEEE, VOL.125, NO. 7, PP 643-647 (1978)
- [4] A.Ishiguro와 3인 : 「입력선간전압을 이용한 PWM 제어 사이클로콘버터의 출력전압 제어법, 일본전기학회 산업응용부문 전국대회, PP 535-538 (1989)
- [5] K. Inagaki와 6인 : 「A New PWM Control Method for AC to DC converters with High-Frequency Transformer Isolation, IEEE, IAS, PP 783-789 (1989)
- [6] 김 영석외 1인 : 「공진회로를 이용한 유도가열용 PWM 제어형 사이클로콘버터에 관한 연구, 대한 전기학회 추계 학술대회 논문집, pp 283 - 286 (1990)

※ 이상은 과학재단의 지원으로 진행중인 연구의 일부임. ※