

## 싸이리스터 PWM 정류기를 이용한 유도가열장치

한 병문, 최영도, 이경빈  
영지대학교 전기정보제어공학부

### Induction Heating System with Thyristor PWM Rectifier

Byung-Moon Han, Young-Do Choy, Kyung-Bin Lee  
Myongji University

**Abstract**-This paper proposes a new induction heating system composed of a thyristor PWM rectifier with a resonant commutation circuit. The operation of proposed system as first analyzed by a theoretical approach with equivalent circuits. And its verification was performed by computer simulations with EMTP. The proposed system can provide a solution for the power factor problem of the existing high-power induction heating system, which uses the line-commutated thyristor bridge in rectifier side.

#### 1. 서 론

유도가열장치는 Faraday의 전자유도현상을 이용하여 가장 효율적으로 전기에너지를 열에너지로 바꾸는 장치로 철강가공회사에서 널리 사용되고 있다. [1,2,3] 유도가열장치에 사용되는 전력변환기는 60년대 이후 많은 연구가 진행되어 왔으며 최근에는 100KHz 정도의 높은 주파수에서 동작하는 다이오드정류기와 전압원인버터를 결합한 방식도 발표된 바 있다. [4,5]

그러나 아직도 산업체에서 가장 많이 사용하고 있는 대용량 유도가열장치에서는 선전류 3상 싸이리스터 정류기와 단상 싸이리스터 인버터를 결합한 전력변환기를 주로 사용하고 있다. 그런데 이 시스템의 경우 부하의 양이 줄어 인버터로 유입하는 전류를 조절하려면 정류기로 사용하는 싸이리스터 정류기의 점호각을 증가시켜야 하는데 이에 따라 정류기 교류입력단의 역률이 저하하는 문제가 야기된다. 현재 산업체에서는 역률개선을 위해 정지형무효전력보상기나 캐패시터뱅크의 설치를 고려하고 있으나 전자의 경우 고가이므로 비용면에서 타당성이 없고 후자의 경우 전자에 비해 저가이나 실시간 연속보상이 안 되는 단점을 갖는다. 또한 역률이 개선된다 해도 입력전류의 고조파 레벨이 높은 단점을 갖는다. [6,7]

본 논문에서는 기존 유도가열장치용 전력변환기 중 정류기로 사용하는 싸이리스터 브리지의 직류단에 커패시터용 공진회로를 부착하여 PWM 모드로 동작시켜 역률 보상과 동시에 전류의 파형을 개선하는 새로운 유도가열장치용 전력변환기를 제안한다. 제안하는 시스템의 동작을 검증하고 성능을 분석하기 위해 본 논문에서는 등가회로에 의한 이

론적 접근과 EMTP에 의한 컴퓨터 시뮬레이션을 싸이리스터 PWM 정류기를 이용한 유도가열장치 실시하였다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 시스템 구성

그림 1은 대용량 유도가열 장치에 사용되고 있는 전력변환기를 나타낸 것이다. 이 전력변환기는 12펄스 선전류(Line Commutation)형 3상 싸이리스터 정류기와 단상 부하 공진형 싸이리스터 인버터로 구성되어 있다.

이 전력변환기의 입력 측에 있는 싸이리스터 컨버터는 인버터의 부하의 변동에 따라 싸이리스터의 점호각  $\alpha$ 를 조절해서 직류전류를 조절한다. 그런데 저 전류 시 점호각이 증가하면서 교류 입력 측에 역률 저하라는 문제가 발생한다. 또한 변압기에 의해 입력전류를 12펄스 형태로 구성하나 13차 이상의 고조파 전류를 함유한다.

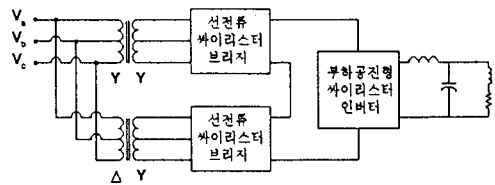


그림 1. 저주파 유도가열기 전력변환기

이러한 약점을 보완하기 위해 본 논문에서는 선전류형 싸이리스터 컨버터를 공진형 PWM 싸이리스터 컨버터로 대체하는 것을 제안한다.

제안하는 싸이리스터 PWM 부하 공진형 정류기를 이용한 유도가열장치의 시스템 구성도를 그림 2에 나타내었다. 시스템은 세 부분으로 구성되는데 교류 입력을 직류로 변환시키는 PWM 싸이리스터 컨버터부와 유도가열기로 교류전류를 공급하는 부하공진 인버터부, 그리고 가열기로 구성된다. 제안

하는 사이리스터 컨버터는 공진회로의 커뮤테이션 동작에 의해서 PWM으로 동작이 가능하다. 따라서 직류전류를 변화시키기 위해서 점화각  $\alpha$ 와 변조율 MI를 독립적으로 조절 가능하여 유도가열에 필요한 전류의 양을 조절함과 동시에 역률보정을 수행할 수 있다.

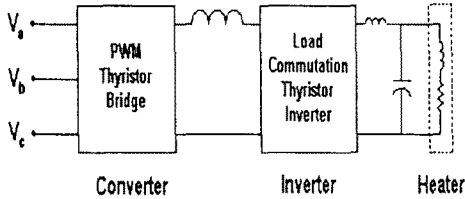


그림 2. 제안하는 전력변환기

## 2.2 사이리스터 PWM 컨버터

그림 3은 유도가열을 위한 사이리스터 PWM 컨버터부 회로도를 나타낸 것이다. 그림에 보인 바와 같이 사이리스터 브리지의 직류 단에 PWM 모드로 동작시키기 위해 커뮤테이션용 공진회로가 부착된 구조를 갖고 있다. 브리지회로의 구조는 위상제어정류기와 동일하고 병렬로 연결된 커뮤테이션 회로는 LC공진회로와 이에 병렬로 연결된 사이리스터  $T_{1,2}$ 와 직렬로 연결된  $T_{1,1}$ 으로 구성되어 있다. 여기서  $T_{1,1}$ 은 공진전류를 흘리는데  $T_{1,2}$ 은 공진 캐패시터의 극성을 반전 시키는데 사용된다.

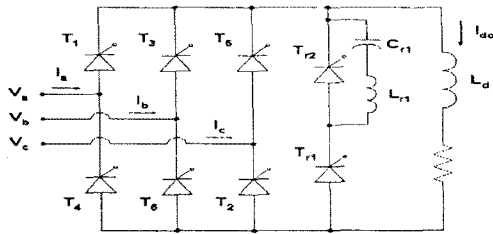


그림 3. 사이리스터 PWM 컨버터

그림 4는 사이리스터 컨버터 주 스위치에 공급될 PWM 펄스를 생성하는 원리를 나타낸 것이다. 반송파로는  $0 \sim \pi/3$ 와  $2\pi/3 \sim \pi$ 에 삼각파가 대칭으로 존재하고  $\pi/3$ 와  $2\pi/3$  사이에는 공백인 형태를 사용하였다. 기준신호로는  $\pi/3$  간격을 갖는 대칭형 사다리꼴 파형이 사용된다. 펄스는  $\pi/3$  간격으로 기준신호를 반송파와 비교하여 기준신호가 큰 곳에서 생성되는데, 이 때 펄스 폭은 모듈레이션 계수를 변경하므로 조절된다. 모듈레이션 계수는 기준신호 진폭과 반송파 진폭의 비를 의미하며 전류원의 경우 이 계수가 0이라도 출력전류는 0이 아닌 낮은 값을 갖는다. 일반적으로 모듈레이션 계

수가 증가하면 직류 전류의 크기가 증가하고 교류 전류의 고조파 수준이 감소한다.

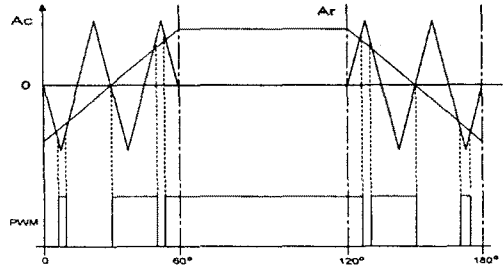
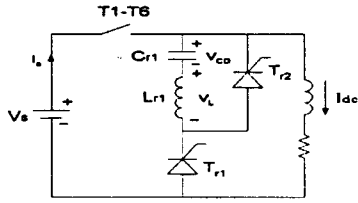


그림 4. PWM방식의 사이리스터 컨버터

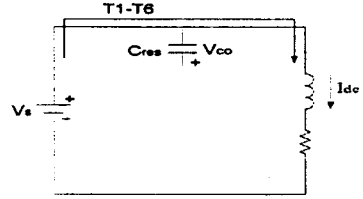
그림 5는 공진형 사이리스터 컨버터의 커뮤테이션 동작을 모드별로 나타낸 것이다. 그림 5(a)는 회로의 초기상태를 나타낸 것으로 먼저 공진회로의 캐패시터는 초기전압  $V_{c0}$ 로 충전되어 있는 것으로 하고 사이리스터 컨버터 브리지의 사이리스터  $T_1$ 과  $T_6$ 가 오프상태인 것으로 가정한다. 또한 입력교류전압  $V_s$ 의 주기는 PWM 동작을 위한 커뮤테이션 주기에 비해 대단히 길기 때문에 편의상 직류전원  $V_s$ 로 가정하였다.

그림 5(b)는 첫 번째 동작모드로 컨버터 스위치  $T_1$ 과  $T_6$ 가 닫히면서 에너지저장용 리액터에 전류가 흐르는 것을 나타낸다. 이 모드에서 공진캐패시터는 예상되는 링크전압보다 훨씬 더 높은 정방향 전압으로 충전되어 있다. 그림 5(c)의 모드 2는 사이리스터  $T_{1,1}$ 이 온이 되면서 시작된다. 공진캐패시터에 저장된 에너지는  $T_{1,1}$ ,  $L_{r1}$ ,  $C_{r1}$ , 그리고  $I_{dc}$  전류원으로 구성되는 바이패스 회로에 의해 공진전류를 증가시킨다.  $i_c(t)$ 가  $I_{dc}$ 에 도달하면 인버터 스위치  $T_1$ 과  $T_6$ 는 손실없이 자연스럽게 전류가 오프되어 그림 5(d)에 보인 모드 3으로 동작한다.

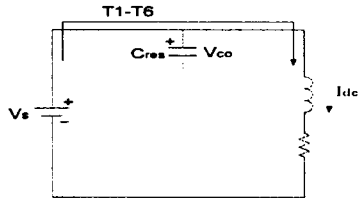
모드 3에서 에너지저장 리액터는 공진캐패시터를 역방향으로 충전시키는 동작을 한다. 에너지저장 리액터의 자기에너지는 공진캐패시터로 옮겨져 캐패시터의 전압은 서서히 상승한다. 인버터브리지의 다른 쌍의 스위치들이 턴온이 되면 그림 5(e)와 같이 2개의 전류루프가 존재하는데 공진캐패시터가 완전히 충전되었을 때 인버터로부터 전류  $I_{dc}$ 가 에너지저장 리액터로 흘러 사이리스터  $T_{1,1}$ 은 그림 5(f)와 같이 오프되고 캐패시터는 충전상태를 유지한다. 이 시점에서 공진캐패시터의 전압은 극성이 그림 5(b)와 반대인 것을 제외하고는 동일한 상태이다. 그림 5(g)는 이 캐패시터 전압을 모드 1의 상태로 반전시키기 위한 동작모드로  $T_{1,2}$ 을 턴온시켜 공진특성을 이용한다.



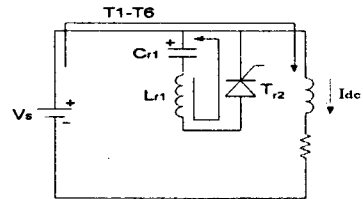
(a) 초기상태



(f) 모드 5

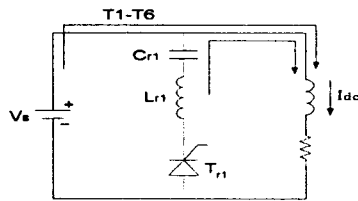


(b) 모드 1



(g) 모드 6

그림 5. 커뮤테이션 동작 모드



(c) 모드 2

각 동작모드의 전류와 전압의 관계를 구하기 위해서는 회로방정식의 유도가 필요한데 먼저 모드 2의 동작동안 회로방정식은 다음과 같다.

$$V_s = v_c(t) + v_L(t) = \frac{1}{C_n} \int i_c(t) dt + L_n \frac{di_c(t)}{dt} \quad (1)$$

방정식 (1)을 캐패시터 전류  $i_c(t)$ 에 대해 풀면 다음 관계를 얻는다.

$$i_c(t) = -\frac{1}{\omega L_n} (V_s - V_{co}) \sin \omega t \quad (2)$$

$$\text{여기서, } \omega = 1/\sqrt{L_n C_n}$$

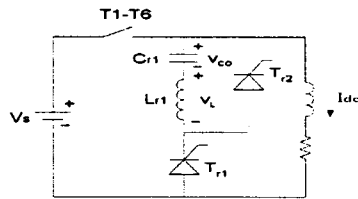
한편 Kirchhoff의 전류법칙에 의해 다음식이 유도된다.

$$i_s(t) = I_{dc} - i_c(t) \quad (3)$$

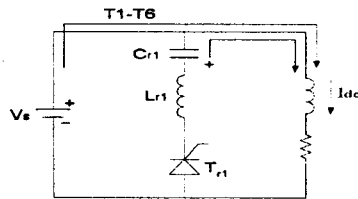
전원에서 공급되는 전류  $i_s(t)$ 는 식(2)와 (3)에 의해 다음식으로 표현된다.

$$i_s(t) = I_{dc} - \sqrt{\frac{C_n}{L_n}} (V_s - V_{co}) \sin \omega t \quad (4)$$

전류  $i_s(t)$ 를 0보다 작게 만들기 위해서는 방정식 (4)의 우변을 영보다 작거나 같게 해야 한다. 따라서  $\omega t = \pi/2$ 일 때 다음 관계가 유도된다.



(d) 모드 3



(e) 모드 4

$$\sqrt{\frac{C_n}{L_n}}(V_{co} - V_s) \geq I_{dc} \quad (5)$$

$$V_{co} \geq I_{dc} \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} + V_s \quad (6)$$

만일  $V_{co}$ 가 충분히 클 경우 입력 전류의 감쇠는 빠르지만 이 감쇠시간은 인버터브리지에 있는 싸이리스터의 턴오프시간과 역회복시간 보다 커야 한다. 따라서 최소 역회복시간  $t_p$ 에 대해 방정식 (4)는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$I_{dc} + \sqrt{\frac{C_n}{L_n}}(V_s - V_{co}) \sin \omega t_p \leq 0 \quad (7)$$

$$V_{co} \geq \frac{I_{dc}}{\sin \omega t_p} \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} + V_s \quad (8)$$

그림 6은 5개의 펄스로 동작되는 싸이리스터 컨버터의 PWM 펄스 파형과 커뮤테이션 회로의 공진 펄스를 발생시키는 원리를 나타낸 것이다.

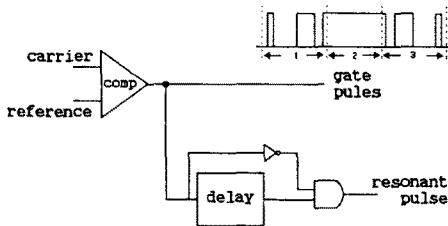


그림 6. PWM 펄스 발생기

캐리어와 기준 레퍼런스 신호를 비교하여 싸이리스터 컨버터에 공급되는 각각의 PWM 펄스(1, 2, 3)를 생성한 다음 주 사이리스터  $T_1$ 의 게이트 펄스로 공급한다. 이것을 다시  $60^\circ$  씩 지연시켜 컨버터의 나머지 사이리스터에 ( $T_2 \sim T_6$ )의 PWM 펄스로 공급한다. 이 게이트 신호들은 상호  $60^\circ$  의 지연뿐만 아니라 상하단신호 상호간에 오버랩이 없이 구성된다. 직렬 싸이리스터  $T_{11}$  과 병렬 싸이리스터  $T_{12}$ 에 공급할 펄스는 PWM 펄스의 하강점을 검출하여 이 점을 기준으로 공진 펄스를 생성한다.

### 2.3 시뮬레이션

싸이리스터 PWM 정류기에 의한 유도 가열 장치의 동작을 검증하기 위해서 EMTP를 이용하여 시뮬레이션을 실시하였다. 그림 7은 5.4KW 용량을 갖는 유도 가열기의 시뮬레이션 모형을 나타낸 것이다. 실제 유도 가열기는 10-20MW 용량을 가지나 향후 하드웨어 구현의 타당성을 검증하기 위해 축소모형을 제작할 것에 대비하여 시뮬레이션 용량을

이에 부합하도록 하였다.

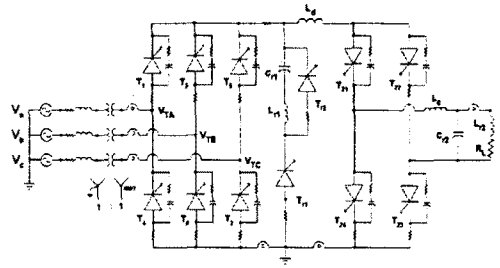


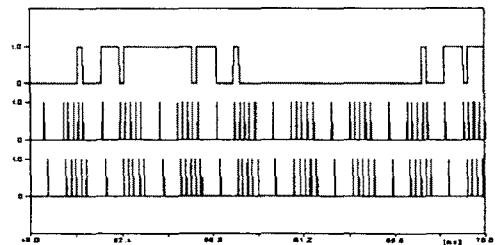
그림 7. 시뮬레이션 모형

표 1. 시뮬레이션 회로정수

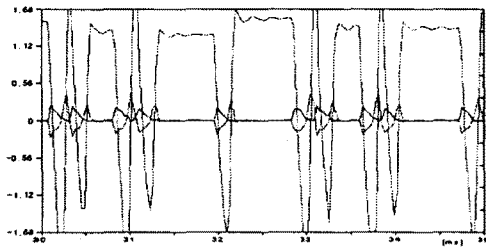
| 교류 입력전압(V <sub>LL</sub> ) |                           | 220V    |
|---------------------------|---------------------------|---------|
| 컨버터부                      | 공진 캐패시터(C <sub>r1</sub> ) | 1uF     |
|                           | 공진 리액터(L <sub>r1</sub> )  | 0.75mH  |
|                           | 저장 리액터(L <sub>d</sub> )   | 150mH   |
| 인버터부                      | 스위칭주파수                    | 250Hz   |
|                           | 공진 캐패시터(C <sub>r2</sub> ) | 1910uF  |
|                           | 필터 리액터(L <sub>c</sub> )   | 0.02mH  |
|                           | 가열코일(L <sub>r2</sub> )    | 0.212mH |
|                           | 부하저항(R <sub>L</sub> )     | 0.033Ω  |

그림 8(a)는 펄스 발생기에서 생성된 PWM 펄스와 커뮤테이션 회로의 싸이리스터에 공급할 게이트 펄스를 나타낸 것이다. 컨버터의 싸이리스터를 강제 전류(Commutation)시키기 위해서는  $T_{11}$ 의 게이트 펄스가 정확히 PWM 펄스의 오프시간에 주입되어야 하고, 커뮤테이션 동작후 캐패시터를 초기상태의 극성으로 반전시키기 위해서  $T_{12}$ 의 게이트 펄스가 일정한 간격으로 주입되어야 한다.

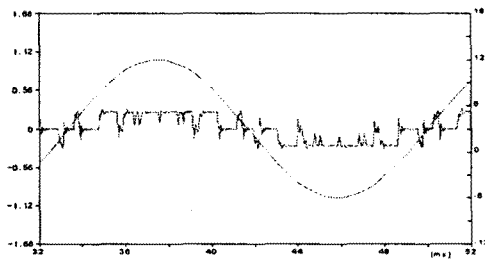
그림 8(b)는 싸이리스터 컨버터의 커뮤테이션 동작시 공진 캐패시터에 걸리는 전압과 흐르는 전류 그리고  $T_{11}$ 의 게이트 펄스를 나타낸 것이다. 그림 8(c)는 교류입력 전압과 전류의 A상 파형을 나타낸 것이다. 교류입력 필터 C를 제외하였기 때문에 전류가 5펄스 형태를 갖음을 알 수 있다.



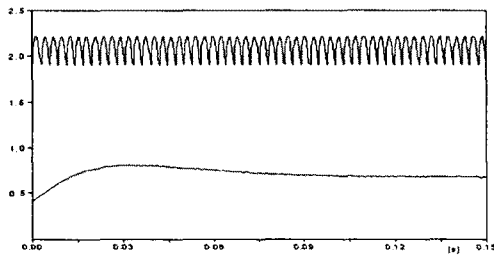
(a) 생성된 게이트 펄스



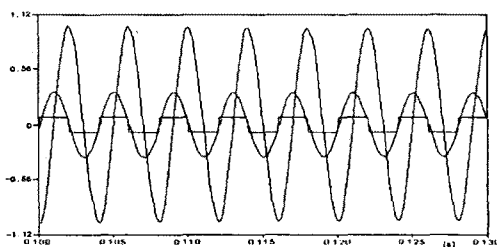
(b) 공진캐패시터 전압 전류



(c) 컨버터 교류입력 전압 전류



(d) 컨버터 출력 DC 전압 전류



(e) 인버터 출력 전압 전류

그림 8. 시뮬레이션 파형

그림 8(d)는 220V 교류입력 선간전압을 변조율 MI 0.9로 동작시킨 컨버터 DC출력의 전압 전류

파형을 나타내고 있다. 그림 8(e)는 저주파 부하공진형 인버터 출력 전압과 흐르는 전류 그리고 싸이리스터  $T_{21}$ 의 전류 파형을 나타낸 것이다. 250Hz의 인버터 스위칭 주파수로 부하의 가열코일과 병렬로 연결된 공진 캐패시터를 이용하여 병렬공진 상태에서 부하전류(Load Commutation)시킴으로 출력파형을 얻을수 있다.

### 3. 결 론

본 연구에서는 유도가열기용 전력변환기로 위상제어형 싸이리스터 정류기를 공진형 PWM 싸이리스터 컨버터로 대체하는 것을 제안하였다. 제안하는 공진형 PWM 싸이리스터 컨버터는 위상제어형 싸이리스터 브리지의 직류단에 커뮤테이션을 위한 공진회로를 부착하여 5개의 PWM 펄스로 동작한다. 제안하는 싸이리스터 PWM 컨버터의 동작을 해석하기 위해 EMTF 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션 결과 제안하는 시스템은 입력측의 역률보상과 고조파저감에 효과적임을 알 수 있었다. 또한 시뮬레이션 모형은 실제 하드웨어를 개발하는데 효과적으로 활용 가능하고 시스템 설계에 유효하게 사용될 것으로 보인다. 앞으로의 과제는 하드웨어 구현의 타당성을 검증하기 위해 축소모형을 제작하여 실험을 실시하고 시뮬레이션 결과와 비교하는 것이다.

### 【참고문헌】

- [1] B. R. Pelly, "Latest Development in Static Frequency Power Source for Induction Heating," IEEE, Trans. on I.E.C.I17, pp. 297-312, June, 1970.
- [2] H. Omori, H. Yamashita, M. Nakaoka, T. Maruhashi, "A Novel Type Induction-Heating Single-Ended Resonant Inverter Using New bipolar Darlingtion-Transistor," IEEE PESC Conf. Rec., pp. 590-599, 1985.
- [3] S. Nagai, et al., "A New Phase-Shiftion PWM Regulated-Mode Resonant Inverter Using Staic Induction Power Devices for Induction-Heating and Melting Application", EPE Conf. Rec. pp. 347-352, 1989
- [4] S. Botton, L. Malesani, and P. Tenti, "High Frequency 200kHz inverter for induction Heating Applications" IEEE-PESC Conf. Rec., pp. 308-316, 1985
- [5] S. Nagai, H. nagura and M. Nakaoka, "High - Frequency inverter with Phase-Shifted PWM and Load-Adaptive PFM Control Strategy for Industrial Induction-Heating", IEEE-IAS Conf. Rec., Vol. 3, pp. 2165-2172, 1993
- [6] W. E. Frank, "New Developments in High-Frequency Power Sources", IEEE Trans. On Ind. and Gen. Appl., Vol. IGA-6, No.1, pp.29-35, Jan./Feb., 1970.
- [7] K.B. Zhao, P. C. Sen, and G. Premchandran, "A Thyristor Inverter for Medium-Frequency Induction Heating", IEEE Trans. On Ind. Elec., Vol. IE-31, No.1, pp.34-36, Feb., 1984.