

인버터 용접기용 3상 SMR 의 운전특성에 관한 연구

채영민 고재석 최해룡 김진욱 최규하
(건국대학교 전기공학과)

A Study on Operation Characteristics of 3-phase SMR for Inverter Welding System

Y.M Chae, J.S Gho, H.R Choi, J.W Kim, G.H Choe
(Dept. of Electrical Engineering Kon-Kuk University)

Abstract - One of the drawbacks of using diode-bridge rectifiers in the unity interface, is the line-current harmonic distortion caused by the nonlinear nature of the rectifier operation. So, a PWM converter for the power factor correction is analysed in this paper. The proposed converter is selected for unity power factor as well as low cost design, which enable to meet the limits of international standards.

I. 서론

교류전력을 직류로 변환시키는 AC/DC 전력변환장치에는 크게 다이오드 정류기와 PWM컨버터 및 SMR(Switched Mode Rectifier)로 구분할 수 있다. 일반적으로 Diode 정류기는 저가형 전력변환장치라는 장점 때문에 현재 산업현장에서 가장 널리 사용되고 있으나 구조적으로 직류측 백동방지를 위한 큰 용량의 커패시터를 정류기 출력 측에 연결함으로써 입력 측에서 커패시터를 충전하기 위한 충전전류가 흐르게 되고 이러한 충전전류는 5,7,11,13차등 저차고조파를 다량으로 함유하므로 입력측 전압의 왜형을 초래한다. 또한 이러한 저차고조파는 전원계통에 연계되어 여타 기기에 오동작을 유발하고, 또한 장치의 역을 저하시켜 계통에서 공급해야하는 피상전력의 크기를 증대시킴으로써 시스템의 전체적인 효율을 저하시키는 단점이 있다. [1][2]

따라서 이상의 저차고조파를 제거하기 위하여 자기 소호소자를 사용하여 각상의 스위치를 ON/OFF하는 동작에 의해 전원전압과 동상으로 입력전류를 제어하는 PWM 컨버터가 개발되어 사용되고 있다. 이러한 PWM는 전원전압과 전류를 단위역율로 유지하는 것이 가능하고, 입력전류자체를 제어하므로 저차고조파의 함유량이 거의 없을 뿐만 아니라 전압제어기를 통하여 출력전

압을 항상 일정하게 유지시킬 수 있는 장점이 있으나 입력전류의 크기와 위상을 제어하기 위한 전류제어기와 컨버터 출력전압을 제어하기 위한 전압제어기가 각각 필요하므로 제어기 구성이 다소 복잡하고 3상의 경우 6개의 스위칭 소자를 사용해야 하므로 시스템의 단가를 상승시키는 요인으로 작용하므로 일반적인 산업현장에서는 거의 사용되지 않고 있다.[5][6]

따라서 본 연구에서는 기존의 다이오드 정류기가 가지는 저차 고조파의 발생을 최대한 억제하며 전원전류를 전원전압과 동상으로 유지시키는 SMR(Switched Mode Rectifier)의 운전특성에 관한 연구를 수행하였다.

3상 SMR의 기본구조는 다이오드 정류기와 DC링크단 커패시터에 사이에 자기소호 스위칭소자를 병렬로 연결하여 컨버터의 출력전압을 일정하게 승압하고 입력전류가 입력전압을 추종하도록 하는 스위칭 작용에 의해 단위역율을 유지하도록 하는 구조이므로 최근 전력전자 분야에서 증대한 관심사로 떠오른 고조파에 대한 국제 기준에 부합하는 것이 가능하고 제어기의 설계 및 제작이 간단하므로 저가형 PWM 컨버터 제작이 가능하다는 장점이 있다.

II. SMR 회로동작 및 입력전류 해석

2.1 SMR 구조

입력전류를 전원전압과 동상으로 유지하며 출력전압제어가 가능한 AC/DC전력변환장치인 SMR의 회로구성은 아래그림 1과 같이 다이오드 정류기와 입력전류 제어용 리액터, DC 링크 커패시터 및 스위칭소자로 구성되어 있으며, 이러한 SMR은 입력전류가 연속적으로 흐르는 CCM(Continuous Conduction Mode)과 불연속적으로 흐르는 DCM(Discontinuous Conduction Mode)으로 구분된다.[2],[3]

3상의 경우에는 단상과 달리 CCM의 경우에는 각상의 전류파형의 단위역율 유지가 용이하지 않고

THD(Total Harmonics Distortion)의 값이 크기 때문에 일반적으로 DCM으로 동작시킨다. 이러한 SMR의 DCM 회로동작은 아래 그림 2에서와 같이 단락회로의 구성을 통한 전류상승모드인 Boost Switch의 ON 모드와 DC링크단의 전압을 상승하기 위한 Boost Switch의 OFF모드의 두가지 운전 모드로 구분된다.

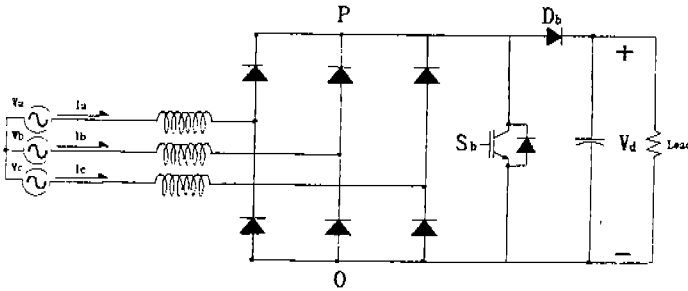
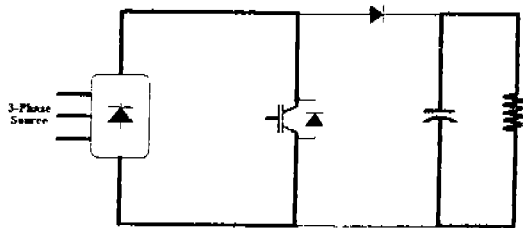


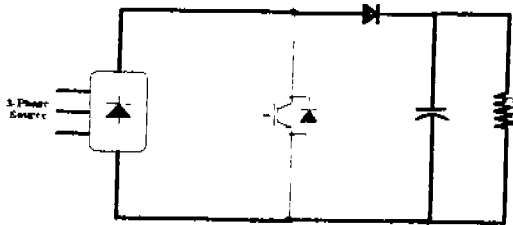
그림 1 SMR(Switched Mode Rectifier)

Boost Switch가 ON시에는 전원과 승압용 리액터 사이에 단락회로를 형성시키고 이때 리액터를 통하여 에너지가 저장되며, 저장된 에너지는 Boost Switch의 OFF시 DC링크단 커패시터를 충전하여 DC링크단의 전압을 상승시키게 된다.

기러한 스위칭 ON, OFF제어를 통하여 각상의 입력 상전류가 불연속적으로 흐르도록 제어하면 입력전류는 전원전압을 chopping한 형태로 흐르게 되고 선형적으로 전원전압과 비례하게 되므로 전류의 평균치가 전원 전압과 동상을 유지하게 된다.



(a) Switch ON시



(b) Switch OFF시

그림 2 Conduction Mode

그림 3은 한 스위칭 주기안에서의 각상의 전류파형으로써 각상의 평균전류는 Boost 스위치가 ON되었을때 형성된 단락회로를 따라 상전압의 순시치에 비례하여 상승하게 된다. 따라서 스위치 ON시에는 상전압과 상전류 사이의 선형관계가 유지되므로 단위역율이 유지되고, 저차 고조파가 거의 존재하지 않게 된다. 그러나 스위

치 OFF시에는 각상 전류가 불연속적으로 0으로 떨어지게 되므로 상전압과 상전류는 비선형 관계를 갖게 되고 이때 고조파를 발생시키게 된다.

그림 3은 이상과 같은 동작을 수행하는 SMR의 제어루프를 나타낸다. 전술한 바와 같이 SMR의 경우에는 PWM 컨버터와는 달리 전류제어 루프가 필요없으므로 단순한 구조임을 알 수 있다.

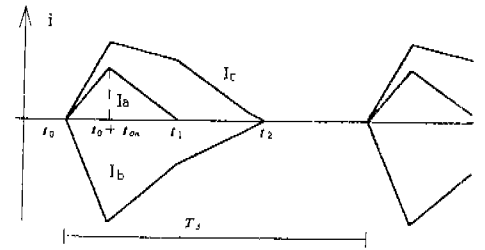


그림 3 스위칭 주기내에서의 각 상전류파형

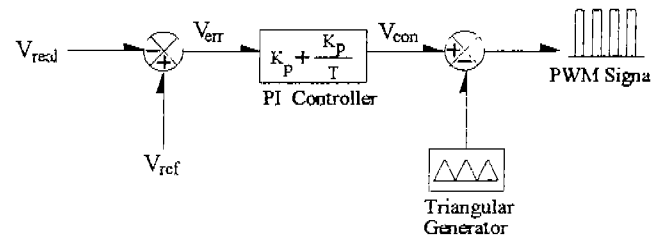


그림 4 SMR의 전압제어기 블록선도

2.2 3상 SMR 입력전류 파형해석

3상 SMR의 입력전류의 해석을 위하여 3상 평형전압과 평형전류를 가정하면 a상의 전류가 항상 사분파 대칭이므로 a상에 대한 $(0, \frac{\pi}{2})$ 기간동안의 입력전류파형의 해석을 통하여 한 주기에 대한 각상전류의 해석이 가능하다. 스위치 ON시 전압과 전류방정식은 아래식 (1), (2)와 같이 풀이된다.

$$V_{PO} = -L \frac{di_a}{dt} + V_a = -L \frac{di_b}{dt} + V_b = -L \frac{di_c}{dt} + V_c \quad (1)$$

$$i_a(T_{ON}) = \frac{V_a}{L} T_{ON}, i_b(T_{ON}) = \frac{V_b}{L} T_{ON}, i_c(T_{ON}) = \frac{V_c}{L} T_{ON} \quad (2)$$

또한 스위치가 OFF시 회로방정식은 다음과 같다..

$$V_{PO} = -L \frac{di_a}{dt} + V_a = V_d - L \frac{di_b}{dt} + V_b = -L \frac{di_c}{dt} + V_c \quad (3)$$

식(3)로부터 아래와 같은 식을 얻을 수 있고,

$$V_{FO} - V_b - V_c = -L \frac{di_a}{dt}$$

$$V_{FO} - V_a = -L \frac{di_a}{dt} \quad (4)$$

$$V_{FO} - V_c = -L \frac{di_a}{dt}$$

$$3V_{FO} - (V_a + V_b + V_c) - V_d = -L \frac{d}{dt}(i_a + i_b + i_c) \quad (5)$$

$$V_{FO} = \frac{1}{3} V_d \quad (6)$$

따라서 각상의 입력전류는 아래식과 같이 표현되고

$$\begin{aligned} i_a &= i_a(T_{ON}) + \frac{V_a - \frac{1}{3} V_d}{L} (t - T_{ON}) \\ i_b &= i_b(T_{ON}) + \frac{V_b + \frac{2}{3} V_d}{L} (t - T_{ON}) \\ i_c &= i_c(T_{ON}) + \frac{V_c - \frac{1}{3} V_d}{L} (t - T_{ON}) \end{aligned} \quad (7)$$

3상 대칭조건에 의하여 a상전류의 $(0, \frac{\pi}{2})$ 에서의 평균치는 다음과 같다.

$$i_A = \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{3}M - 3\sin(\omega t)} \frac{V_d T_{ON}^2}{2LT_{SW}} \quad (8)$$

$$(0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6})$$

$$i_A = \frac{M\sin(\omega t) + \frac{1}{2}\sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3})}{[\sqrt{3}M - 3\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})][M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \frac{V_d T_{ON}^2}{2LT_{SW}} \quad (8)$$

$$(\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{3})$$

$$i_A = \frac{M\sin(\omega t) + \sin(2\omega t + \frac{2\pi}{3})}{[\sqrt{3}M + 3\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})][M - \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})]} \frac{V_d T_{ON}^2}{2LT_{SW}}$$

$$(\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{\pi}{2})$$

식 8로부터 알 수 있듯이 각 상의 입력전류는 아래 식 (9)에 나타난 바와 같은 승압비와 스위치의 듀티비 및 입력측 리액터의 크기에 따라 결정됨을 알 수 있다. 식 (10)은 SMR이 정상상태에서 DCM모드로 동작하기 위한 경계조건 하에서의 듀티비를 나타낸다.

$$M = \frac{V_d}{\sqrt{3}V_{LV}} \quad (9)$$

$$\text{Duty}_{\text{boundary}} = \frac{M-1}{M} \quad (10)$$

2.3 입력측 전원필터의 설계

DCM모드로 동작하는 3상 SMR은 각상에 불연속적인 입력전류가 흐르므로 스위칭 주파수대에서 다량의 고조파가 발생한다. 따라서 이러한 불연속 전류에 의한 고조파를 저감하기 위해서는 입력전원측에 저역통과 특성을 가지는 필터를 연결하여야 한다.

그림 5는 전원측에서 발생하는 고조파를 전류원으로 가정하고 입력전원측 임피던스를 무시한 경우 저역통과 필터의 필터 회로도로서 이때 발생하는 고조파의 전달함수는 아래식 (11), (12)와 같이 풀이된다.

$$I_{sh} = \frac{\frac{1}{sC}}{sL + \frac{1}{sC}} \times I_h = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{LC}} I_h \quad (11)$$

$$\frac{I_{sh}}{I_h} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{LC}} \quad (12)$$

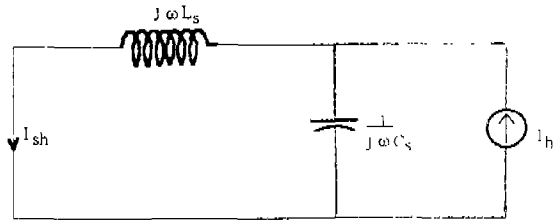


그림 5 저역통과 필터의 회로도

그림 6은 식(12)에 의해 얻어진 전달함수 표현식에서 필터 리액턴스와 커패시턴스를 각각 50uH, 20uF로 설정한 경우의 Bode 선도를 나타낸다.

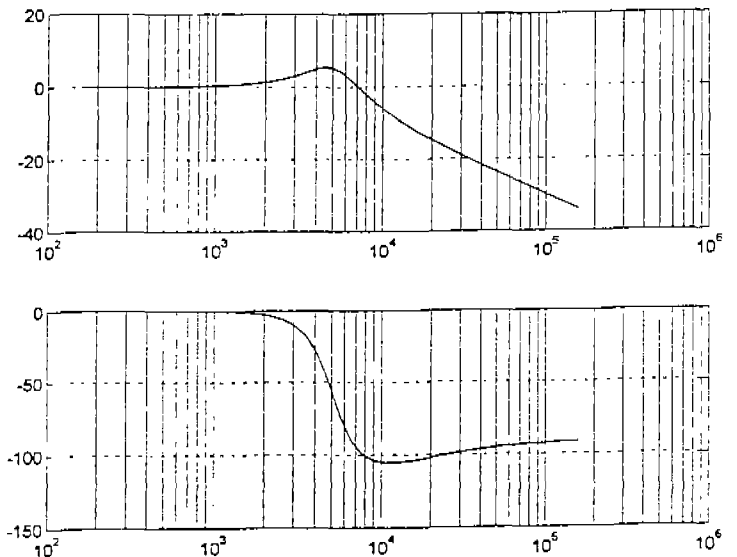


그림 6 전원측 저역통과 필터의 Bode선도

III. 범용 인버터 아크 용접기의 출력파형 특성

그림 7은 최대 정격출력이 15KW인 범용 인버터 아크 용접기의 출력전압과 출력전류 및 이때의 출력전력의 파형으로써 용접기의 경우에는 용융금속의 이행과정에 따라서 일정한 주기는 아니지만 주기적으로 단락과 아크가 반복됨에 따라서 그림의 용접기 출력전력파형과 같이 대략 20~30Hz 주기의 출력변동이 연속적으로 발생한다.

그림의 출력전압과 전류의 파형에서 출력전압이 0근처로 떨어지는 구간이 단락순간이고 다시 전압이 상승하는 구간이 아크의 구간이다. 따라서 용접기에 사용될 SMR은 입력전류와 전압간에 단위역율을 유지시킴과 동시에 출력전압을 항상 일정하게 유지시키며 출력 부하의 변동(50~100% 부하변동)이 생기는 과도상태가 연속적으로 나타나게 되므로 이에 대한 적절한 동특성을 지닌 제어기의 설계가 요구된다. 또한 SMR의 출력전압은 높을수록 역율과 THD측면에서 이로우나 출력전압의 크기가 증대되면 SMR의 부하인 인버터의 전압정격상승에 따른 소자 가격상승이 발생하므로 이를 고려하여 본 연구에서는 SMR의 출력전압을 400V로 설정하였다.

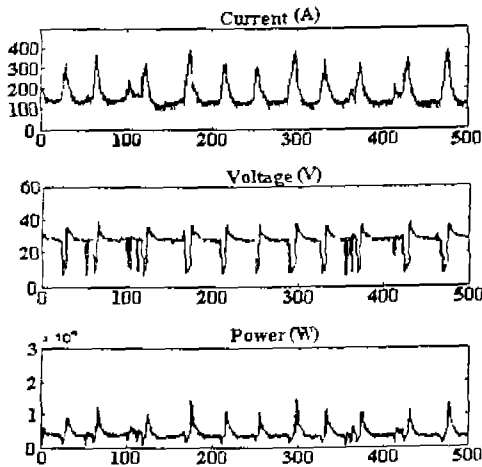


그림 7 인버터 아크 용접기의 출력특성

IV. 디지털 시뮬레이션 결과

본 결에서는 하나의 스위칭 소자를 사용하는 3상 SMR의 경우 전류제어용 필터리액턴스의 크기를 최소화 시키면서 출력전압이 정전압으로 제어되도록 전압제어기의 이득인 K_p 와 K_i 를 설정하고 필터리액턴스의 크기와 스위칭 주파수를 변화시켜가며 정상상태에서의 특성해석을 수행하였다. 아래 표 1은 AC/DC 전력변환 장치의 시뮬레이션에 사용된 각종 파라미터를 나타낸다.

표 1 시뮬레이션 파라미터

구분	Diode 정류기	S M R
전원필터차단주파수	사용없음	7 KHz
필터 리액턴스	1 mH	50 uH
스위칭 주파수		15 KHz
필터 커패시턴스	3300 uF	3300 uF
출력 전압	298 V	400 V
출력 전력	15 KW	15 KW
시뮬레이션 언어	PSIM	PSIM

그림 8은 기존의 다이오드 정류기 사용시의 역율 및 THD 특성으로써 그림에서 알 수 있듯이 다이오드 정류기의 경우 필터 리액턴스를 변화시켜도 최대 역율이 0.95이상 상승하지 않는다. 특히 리액터의 크기가 증가하여도 THD가 31%이상이므로 이는 기본과성분에 비하여 상대적으로 높은 전류 고조파가 다량으로 존재하며 이러한 전류 고조파에 의한 무효전력의 발생을 발생시킴을 알 수 있다. 그림 9는 스위칭 주파수를 15KHz로 고정하고 전류제어용 리액턴스의 크기를 변화시킴에 따른 SMR의 역율과 THD특성은 보여주고 있다. 그림(a)에서 알 수 있듯이 작은 리액터로도 0.98이상의 단위역율을 유지가 가능하며 그림(b)로부터 고조파 함유량을 나타내는 지표인 THD가 최소 14%이므로 다이오드 정류기에 비하여 현저하게 감소됨을 알 수 있다.

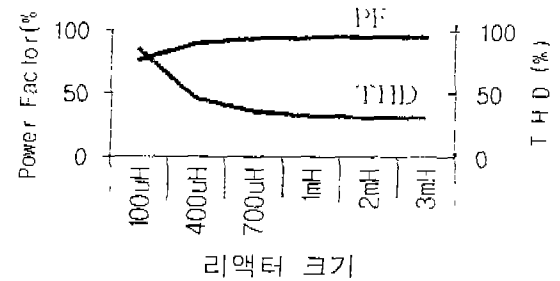


그림 8 리액터 변화에 따른 다이오드 정류기의 역율 및 THD특성

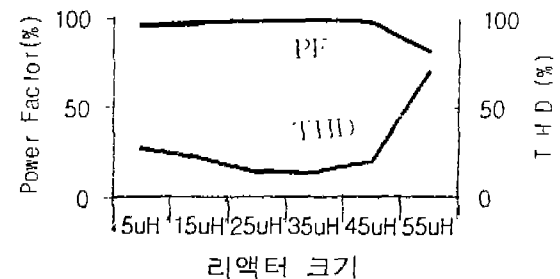


그림 9 리액터 크기 변화에 따른 SMR의

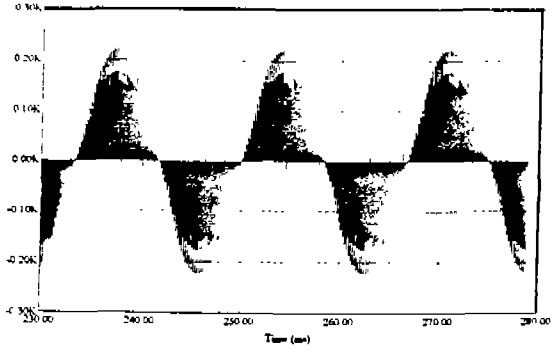
30uH로 설정하고 스위칭 주파수는 15KHz로 정하였다. 또한 SMR의 특성상 입력전류가 불연속적으로 chopping되어 흐르기 때문에 발생하는 스위칭 주파수에 따른 고조파를 저감하기 위하여 입력측에는 전원측 저역 통과 필터를 사용하였고 필터의 차단 주파수는 5KHz로 설정하였으며 전원측 필터 리액터와 커패시터는 각각 50uH와 20uF를 설정하였다.

그림 10은 정상상태에서의 입력전압과 전류의 파형으로 전원전압과 동상으로 전원전류가 제어됨을 보여주고 있으며 그림(b)는 이때의 입력전류의 고조파 스펙트럼으로써 다이오드 정류기와 비교시 기본파를 제외한 고조파가 현저하게 감소되었음을 알 수 있다.

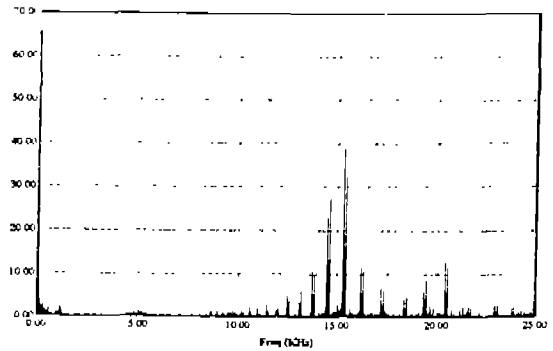
그림 11은 그림 10과 동일한 조건에서 전원측 저역 통과 필터를 사용하지 않은 경우의 입력전류 파형으로써 SMR이 DCM모드로 불연속적인 전류형태로 동작됨을 보여주고 있다.

그림 12는 정상상태에서의 SMR의 출력전압의 파형으로써 400V의 일정한 출력전압이 유지됨을 보여준다.

그림 13(a)은 부하를 7.5KW에서 13KW에서 변동시의 입력전압 및 전류의 파형으로 부하가 경부하에서 중부하로 변동됨에 따라서 입력전류의 크기가 증대됨을 보여주고 있다. 그림(b)는 이때의 출력전압의 파형으로 부하변동에 따라서 순간적인 전압강하가 보인다.



(a) 입력전압 및 전류파형



(b) 입력전류 스펙트럼파형

그림 11 입력측 필터 사용이전의 전압 및 전류파형

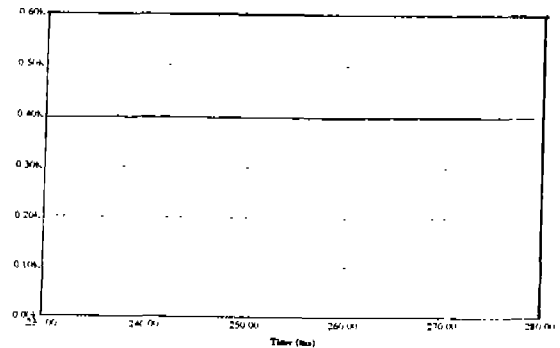
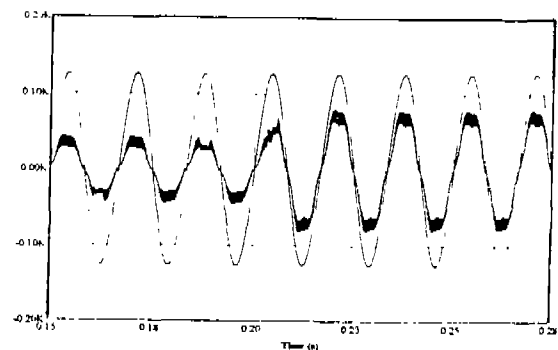
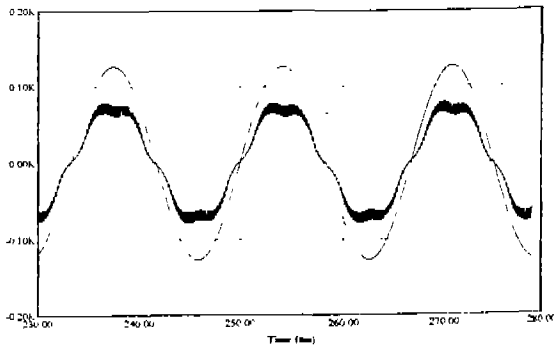


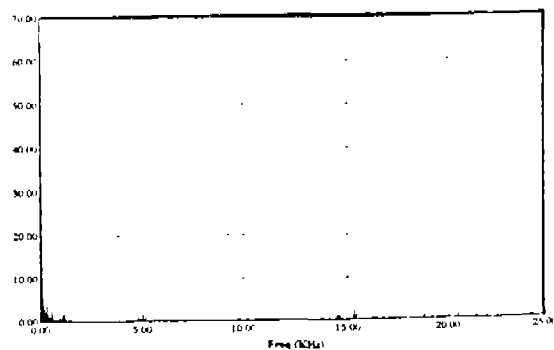
그림 12 출력전압파형



(a) 입력전압 및 전류파형

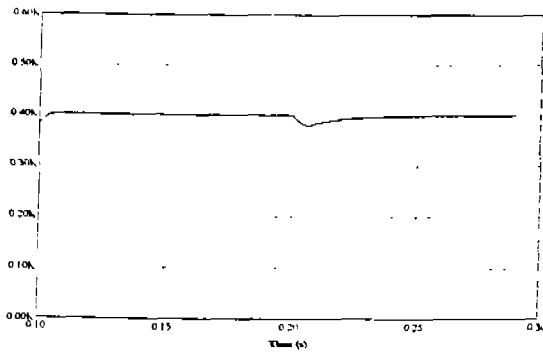


(a) 전압 및 전류파형



(b) 입력전류 스펙트럼파형

그림 10 입력전압 및 전류파형



(b) 출력전압 파형

그림 13 부하변동시 입력 및 출력파형

V. 결론 및 향후 연구과제

본 연구에서는 기존의 다이오드 정류기가 가지는 저차 고조파의 발생을 최대한 억제하며 전원전류를 전원전압과 동상으로 유지시키는 SMR(Switched Mode Rectifier)의 운전특성에 관한 연구를 수행하여 다음과 같은 결과를 얻는다.

1. 전원전압과 전원전류사이의 0.98 이상 단위역률 유지
2. 기존의 다이오드 정류기에 비해 현저한 THD 감소
3. 컨버터 출력전압의 정전압 유지
4. 단순한 제어구조

이상과 같은 3상 SMR의 향후 주요 연구과제로는 효율 개선을 위한 ZCS(Zero Current Switching)와 전원필터의 최적설계등에 관한 연구를 수행하고자 한다.

VI. 참고문헌

- [1] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias. "An active power correction technique for three phase diode rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, vol 6, No. 1, pp. 83-92, 1991.
- [2] Q. Huang, and F. C. Lee. "Harmonic Reduction in a Single - Switch, Three-Phase Boost Rectifier with High Order Harmonic Injected PWM", Proceeding of the Virginia Power Electronics Conference, pp, 24-26, 1995.
- [3] Mohammad Sadighy, Francis P. Dawson. "Single-Switched Three-Phase Power Factor Correction", IPEC- Yokohama, pp. 293-297, 1995.

[4] S. Manias and P. D. Ziogas, "SMR TOPOLOGY WITH SUPPRESSED DC LINK COMPONENTS AND PREDICTIVE LINE CURRENT WAVE SHAPING.", IEEE PESC, pp. 630-639, 1986.

[5] J. T. Boys, A. W. Green "Current-forced Single-Phase reversible rectifier", IEE. Proc. September, vol. 136, No. 5, pp. 205-211, 1989

[6] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, "A PWM AC-to-DC Converter with Fixed Switching Frequency" IEEE. IAS, September, vol. 26, No.5, pp 880-885, 1990.