

3상 위상제어 컨버터의 저고조파 제거를 위한 제어기

(A Software-Based Controller Eliminating Low Frequency Harmonics from a 3ϕ Phase Controlled Converter)

洪性泰*, 裴英鎬**, 權純杰***, 李鉉雨***, 徐基永***

(Sung Tae Hong, Young Ho Bae, Soon Kurl Kwon, Hyun Woo Lee and Ki Young Suh)

要約

본 연구에서는 3상 위상제어 컨버터에 마이크로 프로세서를 적용하여 컨버터의 위상각 제어를 진상 또는 지상으로 자유롭게 제어함과 동시에 컨버터의 저고조파를 제거하기 위한 제어기의 실현을 시도하였다. 3상 위상제어 컨버터의 저고조파 제거를 위해서노치법을 적용시켰으며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 노치법으로 컨버터의 저고조파를 제거할 수 있음을 확인하였다. 그리고 3상 컨버터의 위상각 제어와 노치법의 정당성을 마이크로 프로세서를 이용한 제어회로와 실제 주회로를 제작하여 실험을 통해서 입증하였다. 실험된 제어기는 마이크로 프로세서를 이용하여 소프트웨어로 구현하였으므로 시스템의 융통성이 증대되었고 하드웨어가 간단하여졌으며 만족할 만한 성능을 발휘하였다.

Abstract

This study describes a software-based control methodology eliminating low-frequency harmonics from a 3ϕ phase-controlled converter. The converter topology used in the study is capable of the phase current lagging and delaying with respect to the phase voltage. Low order harmonics are eliminated in the dc output voltage by introducing notches. The good agreements between the simulation and experimental results show the validity of the proposed scheme. The use of the software-based control scheme results in a simple and flexible realization of the system.

1. 서론

*正會員, 永進專門大學 電子科
(Dept. of Elec. Eng., Yeungjin junior college)
**正會員, 慶北産業大學校 電氣工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Sanup Univ.)
***正會員, 慶南大學校 電氣工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungnam Univ.)
接受日字: 1994年 1月 12日

최근 다이리스터 등 전력용 반도체 소자들의 대용량화 고속화 및 저가격화에 힘입어 반도체 전력 변환 장치의 산업현장에서의 사용이 계속 확대되고 있으며, 그중 직류 전동기 가변속 제어, 고압직류송전 등의 응용분야에는 교류-직류 전력변환 장치인 다이리스터를 이용한 3상 컨버터가 핵심적으로 사용되고 있

다. 3상 컨버터에서 DC 전원측에 가변 전압이 요구되는 통신용 전원장치나 풍력발전, 태양광발전, 에너지 회생기능을 가지는 DC 모터제어, 가변주파수 전원의 상용주파수 전원 연계^[1] 또는 유도가열 장치 등의 속도제어 등에는 다이리스터를 이용하여 위상각을 제어하는 기법이^[2] 널리 사용되고 있다. 그러나 위상제어 컨버터는 점호각이 증가할수록 선간전류의 고조파가 상대적으로 증가하는 결점이 있다. 따라서 고조파 성분을 없애거나 최소화하기 위한 노력들이 계속되고 있으며 이 분야의 연구가 활발히 이루어지고 있다.^[3,4,5,6,7,8,9] 본 논문에서는 3상 위상제어 컨버터에서 마이크로 프로세서를 이용한 소프트웨어로 컨버터의 위상각 제어 및 컨버터의 저고조파를 제거하기 위한 제어기의 실현을 위하여 시도하였다. 저고조파 제거를 위해서는 노치법을 적용시켰으며, 노치각은 뉴튼랩슨(Newton Raphson) 방법의 비선형함수 해법을 이용해서 구하였고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 노치법으로 출력측의 저고조파를 제거할 수 있음을 확인하였다. 그리고 3상 컨버터의 위상각 제어와 저고조파 제거를 위한 제어기의 정당성을 마이크로 프로세서를 이용하여 소프트웨어로 구현한 제어기의 실험을 통하여 입증하였다. 또한 입력측의 저고조파 제거도 출력측의 저고조파 제거 방법과 같은 요령으로 제거할 수 있게 된다.

II. 컨버터 주회로

그림1은 본 연구에서 사용되는 MOSFET를 사용한 3상 브리지 컨버터 주 회로로서 매 60° 간격으로 점호되며, 이것의 출력 리플전압 주파수의 기본파 성분은 입력 전원 전압 주파수의 6배가 되므로 단상 또는 3상 반파 컨버터등에 비하여 출력 전압에 대한 평활 필요성이 줄어든다. 각 MOSFET의 점호 순서는 12, 23, 34, 56, 및 61의 순서로 점호가 되며 입력 교류전압은 다음과 같은 평형 3상전원이다.

$$v_a = V_m \sin(\omega t) \tag{1}$$

$$v_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{2}$$

$$v_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{3}$$

이때 선간 전압은

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \tag{4}$$

$$v_{bc} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \tag{5}$$

$$v_{ca} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + \frac{5\pi}{6}) \tag{6}$$

로 되고, 점호각이 α 인 경우 출력 전압은

$$V_{dc} = 1.35V \cdot \cos \alpha \tag{7}$$

로 되어 출력 전압은 제어각 α 에 비례한다. 여기서 V는 3상 전원의 선간전압 실효치이다. 이때 $\cos \alpha$ 는 거의 기본파의 역률과 같게 되므로 저전압 DC를 얻고자 할 때는 더 많은 무효전력을 교류 전원측에서 공급받아야 한다. 이에 따른 선로손실이나 피상전력량을 줄이기 위해서는 무효전력을 제어할 수 있는 DC 변환장치가 필연적으로 요구되는 바이다. 본 연구에서 사용되는 컨버터 회로는 진상, 지상 역률 제어가 가능하고 또한 노치를 쉽게 실현시킬 수 있는 잇점이 있다.

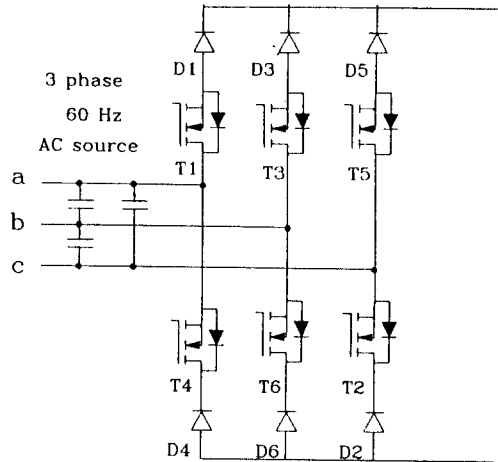


그림 1. 컨버터 주회로
Fig. 1. Converter topology.

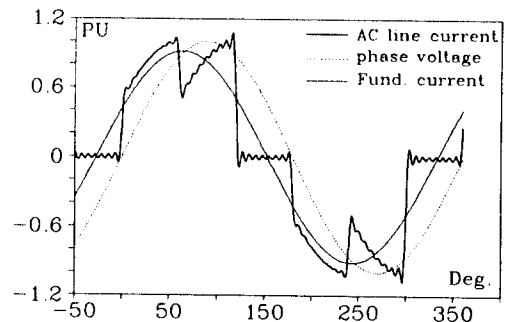


그림 2. 진상 동작 모드
Fig. 2. Leading operation mode. ($\alpha = -30^\circ$)

그림2는 그림1과 같은 컨버터회로를 사용하여 $\alpha = -30^\circ$ 로 제어할 때 진상 역률 제어가 이루어지는 모습이다.

Ⅲ. 저고조파 제거를 위한 노치각 및 시뮬레이션

3상 컨버터의 출력측 저고조파 성분의 기본파에 대한 위상을 구해 보면 집호각에 따라 변화하는데 그에 따른 출력측의 6고조파 성분을 없애기 위한 전류의 노치각 (θ_1, θ_2)도 달라져야 하며, 이 노치는 정류된 DC측의 DC성분의 크기 및 고조파 성분에 영향을 미치게 된다.

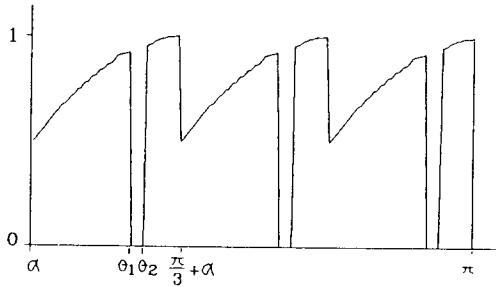


그림 3. 노치를 포함한 직류 출력 파형
Fig. 3. DC output waveform with notches.

그림3의 파형은 주기가 $T = \pi/3$ 로서 이것을 푸리에 급수로 전개하면 식 (8)과 같다.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t] \quad (8)$$

그리고 a_n 성분과 b_n 성분은 각각 식 (9), (10)과 같다.

$$a_n = \frac{6}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\theta_1} \sin x \cos 6nx \, dx + \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \sin x \cos 6nx \, dx \right] \quad (9)$$

$$b_n = \frac{6}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\theta_1} \sin x \sin 6nx \, dx + \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \sin x \sin 6nx \, dx \right] \quad (10)$$

식 (9), (10)에서 6차 하모닉을 제거하기 위한 노치각 θ_1, θ_2 를 구하기 위해서는 $n=1$ 에 대해 $a_n=0, b_n=0$ 의 조건이 만족되어야 하며, 이러한 조건을 만족시키는 θ_1, θ_2 를 구하기 위하여 뉴튼랩슨법을 사용하여 행렬로 표시하면

$$\begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j & \\ & j \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기서

$$J = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$j_{11} = \frac{\partial a_n}{\partial \theta_1} \quad (14)$$

$$j_{12} = \frac{\partial a_n}{\partial \theta_2} \quad (15)$$

$$j_{21} = \frac{\partial b_n}{\partial \theta_1} \quad (16)$$

$$j_{22} = \frac{\partial b_n}{\partial \theta_2} \quad (17)$$

이다. 이상을 만족하는 노치각 θ_1, θ_2 를 구하면 그림4와 같으며, 그림 4는 제어각 α 의 변화에 따른 각 노치각의 값들이다.

Notch angles

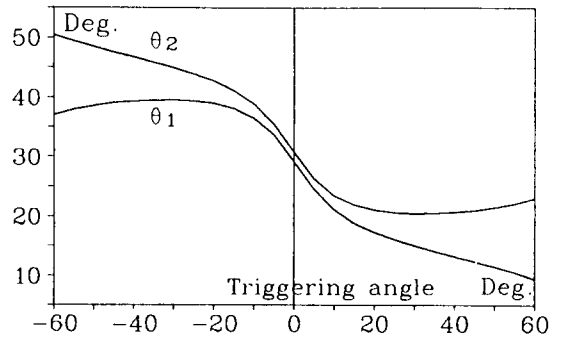
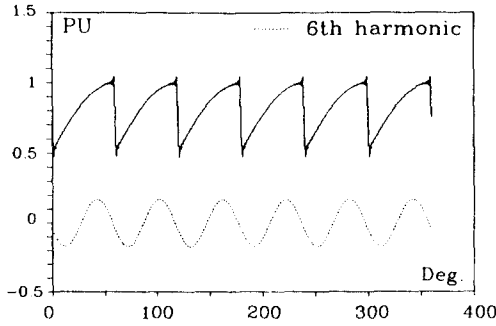
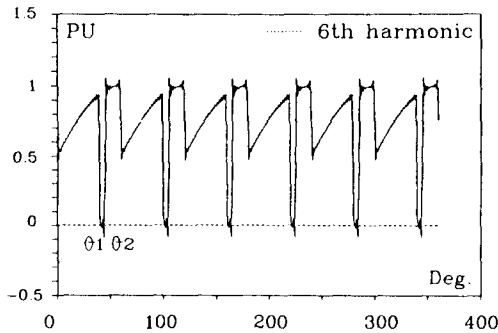


그림 4. 제어각의 변화에 대한 노치각
Fig. 4. Notch points VS. triggering angle.

그림 5(a)는 컴퓨터 시뮬레이션을 시킨 것으로서 -30° 로 위상제어된 컨버터의 DC측의 전압파형과 그때의 6고조파이다. 그림 5(a)에서 6고조파의 크기는 17%에 이르는 크기를 가지게 되므로 시스템에 대한 이의 부정적인 영향을 줄일 필요가 있다. 그림 5(a)에서 점선으로 표시된 파형이 6고조파에 해당하며, 이 6고조파를 제거하기 위한 노치각은 그림 4에서 $\theta_1 = 39.582, \theta_2 = 45.023$ 이다. 그림 5(b)는 6고조파를 제거하기 위해 θ_1, θ_2 로 노치를 시킨 컴퓨터 시뮬레이션 파형으로서 시뮬레이션 결과 6고조파가 완전히 제거되어졌음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 5. DC 출력 파형의 6고조파와 노치 ($\alpha = -30^\circ$)

(a) DC 출력 파형의 6고조파 (b) 노치

Fig. 5. 6th harmonic of DC output waveform and notches. ($\alpha = -30^\circ$)

(a) 6th harmonic of DC output waveform (b) notches

IV. 제어기 와 소프트웨어 제어

그림 6은 본 연구에서 제안한 노치법에 의한 저고조파 성분을 제거하기 위한 제어시스템의 블록선도이다.

그림6의 제어기동작은 다음과 같다. 3상전원의 a상에서 동기신호를 검출하여 OP AMP로 제로크로싱을 시킨다. 이렇게 하여 얻은 신호를 미분회로와 파형정형회로를 거쳐서 마이크로 프로세서의 인터럽트 신호로 사용한다. 마이크로 프로세서에서는 인터럽트 신호를 인지하면 I/O를 통하여 MOSFET의 게이트를 정확히 구동할 수 있는 신호를 출력시킨다. 한편 마

이크로 프로세서에서는 항상 출력측에 과전류가 흐르는지를 체크하여 과전류로부터 회로를 보호시킨다. 그리고 점호각의 변화는 A/D 컨버터를 통하여 마이크로 프로세서에 입력되어지며, 입력되어진 신호를 통하여 점호각을 만족시키는 T1, T3, T5, T2, T4, T6의 게이트 구동 신호는 I/O를 통하여 출력시킨다. 그리고 이때 하드웨어적인 시간 지연을 고려하여 어셈블리 언어로 프로그램을 작성하였다.

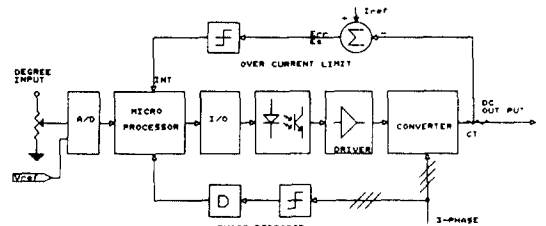


그림 6. 제어시스템의 블록 다이어그램

Fig. 6. Block diagram of control system.

그림 7은 제어기의 제어각 α 값이 -30° 일 때의 출력측의 6고조파를 제거하기 위한 노치각 $\theta_1 = 39.582, \theta_2 = 45.023$ 를 만족 시키는 T1, T3, T5, T2, T4, T6의 게이트 구동 스위칭 파형의 예이다.

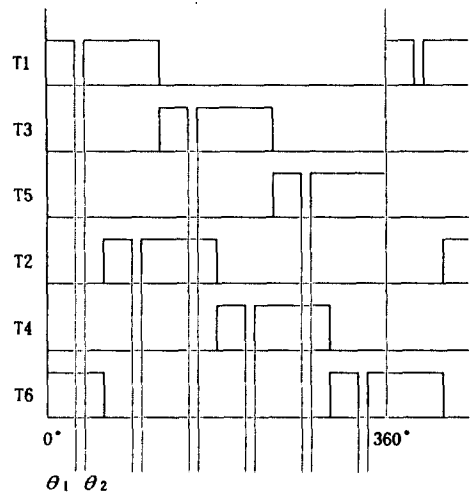


그림 7. 게이트 구동 스위칭 파형 ($\alpha = -30^\circ$)

Fig. 7. Gate drive switching waveform. ($\alpha = -30^\circ$)

제어기에 사용된 주 프로세서로는 마이크로칩 (Microchip)사의 pic16c5x 마이크로 프로세서를 이용하였다. 그림 8은 pic16c5x의 블록 다이어그램으로서 pic16c5x는 EPROM, RAM, I/O와 CPU가

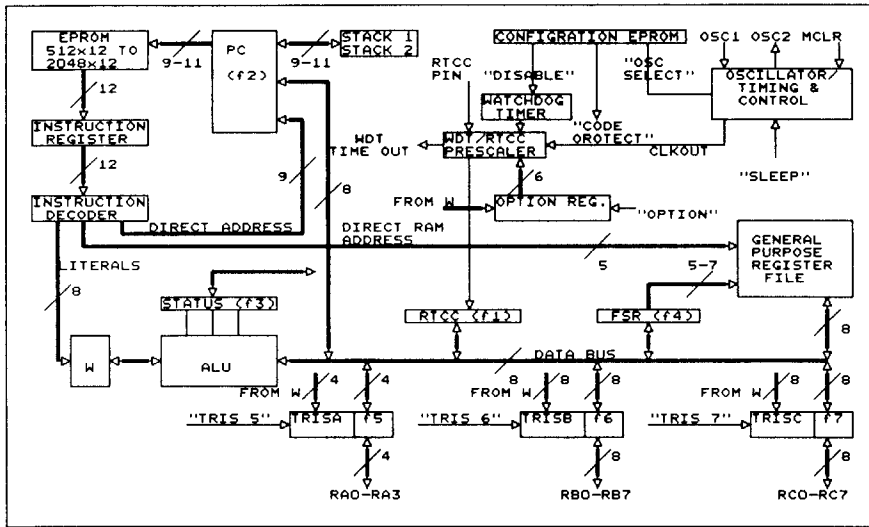


그림 8. Pic16c5x의 블록 다이어그램
Fig. 8. Block diagram of Pic16c5x.

모두 단일 칩에 집적된 저가격, 저전력 소모, 고속처리, 완전 스태틱(static)의 CMOS 마이크로 컨트롤러이다. 이 원칩은 하버드아키텍처로 구성되어서 데이터와 명령을 위한 분리된 버스와 함께 메모리의 레지스터 화일개념에 그 기초를 두고 있으며, 이러한 아키텍처로 인하여 고속의 명령 폐지와 실행 사이클이 중첩되는 상태로 고속으로 비트, 바이트, 레지스터 연산을 할 수 있는 강력한 것이다. 즉 명령이 실행되고 있는 동안에 다음 명령은 동시에 프로그램 메모리로부터 임혀지는 것과 같은 중첩 처리가 가능한 것이다. 그리고 RISC(reduce instruction set computer)와 유사한 구조를 채택하므로 인해 단지 33개의 명령어로 소프트웨어를 구사할 수가 있으며, 2사이클의 프로그램 분기 명령을 제외하고 모든 명령은 단일 명령사이클인 200nS로 동작을 하며, 비슷한 가격대의 다른 원칩들 보다 한층 더 차원높은 처리능력을 가지고 있다. 이러한 기능으로 인해 본 연구에서는 pic16c5x를 사용하여 컨버터의 스위칭 소자를 정확하게 고속으로 노치 구동시켰으며, 클럭을 위한 수정발진자는 20MHz의 크리스탈을 사용하였다.

제어프로그램의 흐름도는 그림9와 같다. 제어프로그램은 주루틴과 인터럽트루틴으로 나누어진다.

주 루틴에서는 시스템을 초기화시키고, I/O 포트를 설정한 뒤 인터럽트를 대기하면서 과전류에 대한 보호를 하게 된다. 그리고 인터럽트 루틴에서는 점호각을 체크한 뒤, 점호각에 맞는 섹터를 결정한다. 그리고 록업테이블을 검색하여 MOSFET의 게이트 구동

펄스를 발생시킨 후 메인 프로그램으로 복귀하게 된다. 이때 MOSFET의 게이트 구동 펄스를 발생시키는 수행시간은 약 16.6666(ms)이다.

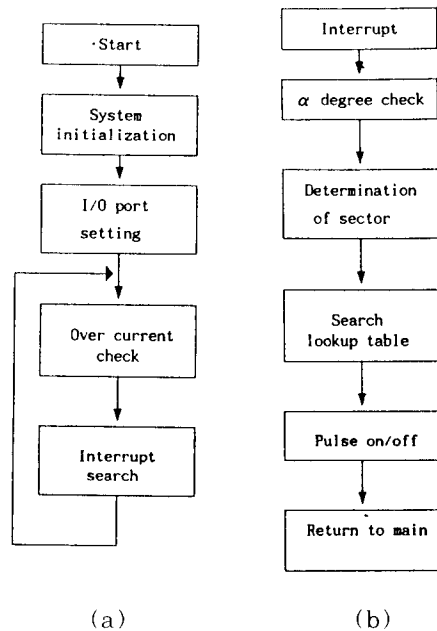


그림 9. 주 루틴과 인터럽트 루틴의 흐름도
(a) 주 루틴 (b) 인터럽트 루틴
Fig. 9. Main routine and interrupt routine
(a) Main routine, (b) Interrupt routine

V. 실험결과 및 고찰

이상과 같은 이론과 해석 그리고 시뮬레이션을 통하여 제안된 3상 위상제어 컨버터의 저고조파 제거를 위한 제어기를 실현하기 위하여 사용된 주 프로세서는 pic16c5x이고, 전력용 스위칭 소자는 축적 캐리어에 의한 스위칭 지연시간의 문제를 줄이기 위하여 스위칭 시간이 빠른 고속 MOSFET를 사용하였다. 이는 또 게이트 구동전력을 줄일 수 있으며 전원구성도 간소화할 수 있다. 본 연구에서 사용된 MOSFET는 IRF 460 500V, 20A를 사용하였으며 VGS(th)는 2.0V~4.0V, IDSS(게이트 단락시 드레인 전류)는 250μ A이다. 이는 또 상승시간이 81nS, 하강시간은 65nS이다. 한편 각소자의 스위칭 지연시간도 고려하여 MOSFET 게이트를 구동하여야 하며, 본 연구에서는 0.5°의 시간 지연을 고려하여 어셈블리어로 프로그램을 작성하였다. 그림10은 제어각 α의 값이 -30°일 때의 출력측의 제6고조파를 제거하기 위한 노치각 θ₁ = 39.582, θ₂ = 45.023을 만족하는 마이크로 프로세서의 스위칭 출력 파형으로서 이것은 컨버터 주 회로의 MOSFET의 T1에 공급되는 게이트 구동신호이고 나머지 MOSFET의 T3, T5, T2, T4, T6에 구동하여야 할 게이트 구동신호도 같은 요령으로 발생시켜 공급을 한다.

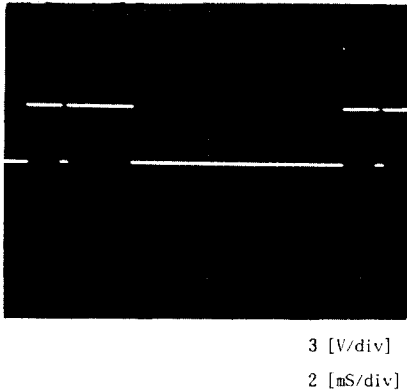


그림 10. 마이크로 프로세서의 스위칭 파형
Fig. 10. Switching waveform of microprocessor.

그림 11은 마이크로 프로세서에 의해 정확히 -30°로 α 각이 제어된 것이다. 그리고 그림12는 마이크로 프로세서에 의해 -30°로 α 각이 제어되어짐과 동시에 출력측의 제6고조파를 제거하기 위한 노치각 θ₁ = 39.582, θ₂ = 45.023으로 정확히 노치를 삽입한 실험결과 파형이며, 그림 13은 노치의 삽입으로 6고조

파가 깨끗이 제거되어진 모습이다.

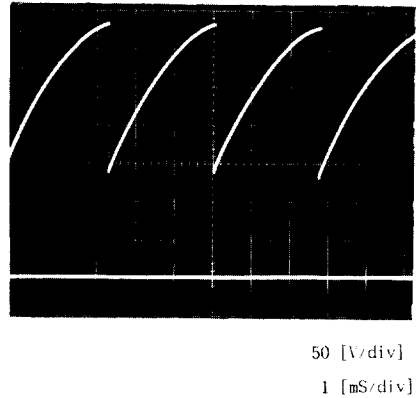


그림 11. 직류 출력 파형
Fig. 11. DC output waveform.

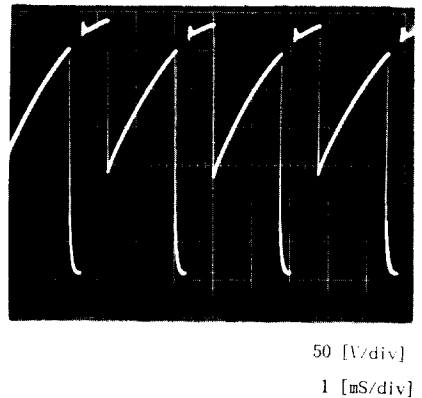


그림 12. 노치를 포함한 직류 출력 파형
Fig. 12. DC output waveform with notches.

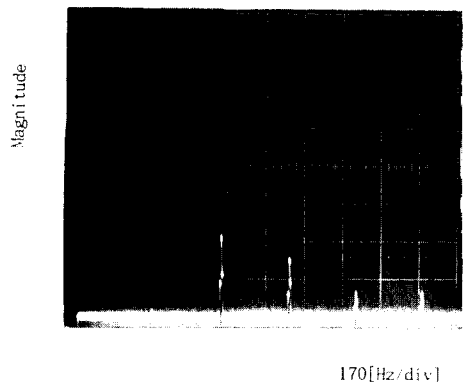


그림 13. 고조파 스펙트럼
Fig. 13. Harmonic spectrum.

위와 같은 방법으로 3상 위상제어 컨버터의 출력측 저고조파 제거를 시도한 결과 만족할 만한 실험결과를 얻었다. 또한 입력측의 저고조파 제거도 출력측의 저고조파 제거방법과 같은 요령으로 제거할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 3상 위상제어 컨버터에서 마이크로 프로세서를 이용한 소프트웨어로 컨버터의 위상각 제어를 진상 또는 지상으로 자유롭게 제어함과 동시에 컨버터의 저고조파를 제거하기 위한 제어기의 실현을 위하여 시도하였다. 3상 위상제어 컨버터의 저고조파 제거를 위해서 노치법을 적용시켰으며, 각 점호각에 따른 노치각(θ_1, θ_2)은 뉴튼랩슨(Newton Raphson) 방법의 비선형함수 해법을 이용해서 구하였고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 노치법으로 컨버터의 출력측의 저고조파를 제거할 수 있음을 확인하였다. 또한 입력측의 저고조파 제거도 출력측의 저고조파 제거방법과 같은 요령으로 제거할 수 있다. 그리고 3상 컨버터의 위상각 제어와 노치법의 정당성을 마이크로 프로세서를 이용한 제어회로와 실제 주회로를 제작하여 실험을 통해서 입증하였다. 실험된 제어기는 마이크로 프로세서를 이용하여 소프트웨어로 구현하였으므로 시스템의 융통성이 증대되었고 하드웨어가 간단하여졌으며 만족할 만한 성능을 발휘함을 보였다.

參 考 文 獻

- [1] R.Krishnan, and Geun - Hie Rim, " Modeling, Simulation and Analysis of Variable - Speed Constant Frequency Power Conversion Scheme with a Permanent Magnet BLDC Generator ", *IEEE Transactions on Industrial electronics*, Vol. 37, No.4, pp.291-296, AUGUST 1990.
- [2] Pei-Chong Tang, Shui-Shong Lu, and Yung-Chun Wu "Microprocessor - based design of a firing circuit for three-phase full-wave thyristor dual converter", *IEEE Transactions on Industrial electronics*, Vol. IE-29, No.1, pp.67-73, FEBRUARY 1982.
- [3] R. E. Owen, M. F. McGranaghan, J. R. Vivirito, "Distribution system harmonics : controls for large power converters," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 3, pp.644 - 652, March 1982.
- [4] A . R Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, "Passive input current waveshaping method for three - phase diode rectifiers," *Proc.IEEE*, Vol.139, No.6, pp.512 - 520, November 1992.
- [5] Hasmukh S. Patel and Richard G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part I-Harmonic Elimination, " *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-9, NO.3, pp.310-317, MAY / JUNE 1973.
- [6] William B.Lawrance and Wladyslaw Mielczarski "Harmonic current reduction in a three-phase diode bridge rectifier" *IEEE Transactions on Industrial electronics*, Vol.39, NO.6, pp.571-576, DECEMBER 1992.
- [7] 홍성태, 권순걸, 임근희, " 3상 컨버터의 NOTCH법에 의한 저고조파 제거에 관한 연구", 대한전기학회 전력전자 춘계 학술대회 논문집, pp.55-58, 1993년, 5월
- [8] 홍성태, 권순걸, 이현우, 서기영, 배영호, 김은수, 임근희, "3상 컨버터의 Passive Filter 와 Notch에 의한 저고조파 저감", 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, B 권, pp.856-859, 1993년, 7월
- [9] 홍성태, 권순걸, 배영호, 임근희, "3상 컨버터의 노치법에 의한 출력측 저고조파 제거의 해석", 전자공학회 전력 전자 연구회 / 회로 및 시스템 연구회 합동 학술발표회 논문집, 제15권 제1호, pp.62-66, 1993년, 10월

著 者 紹 介



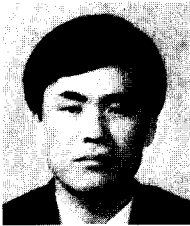
洪性泰(正會員)

1951年 5月 20日生. 1973年 2月 영남대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1980年 9월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1992年 3월 ~ 현재 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정 재학 중. 1980年 9월 ~ 현재 영진전문대학 전자과 부교수. 주관심 분야는 전력전자 및 마이크로프로세서 응용 등임.



裴英鎬(正會員)

1953年 9월 11日生. 1978年 2월 영남대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1978年 ~ 1979年 현대중공업(주) 근무. 1981年 2월 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1994年 8월 경남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1981年 3월 ~ 현재 경북산업대학교 전기공학과 부교수. 주관심 분야는 전력변환 및 전동기 제어 등임.



權純杰(正會員)

1951年 10월 19日生. 1973年 2월 영남대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1980年 2월 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1990年 2월 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1974年 10월~1979年 7월 해군사관학교 교수부 전기공학과(전임강사). 1983年 3월 ~ 현재 경남대학교 공대 전기공학과 부교수. 주관심 분야는 전력변환 및 전동기 제어 등임.



李鉉雨(正會員)

1953年 4월 28日生. 1979年 2월 동아대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1984年 8월 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1992年 8월 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1993年 대관공대 객원연구원. 1994年 현재 경남대학교 공대 전기공학과 부교수. 주관심 분야는 전동기제어, 전력전자 응용 및 해석 등임.



徐基永(終身會員)

1942年 4월 18日生. 1965年 2월 한양대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1980年 8월 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1988年 2월 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1983年 3월 ~ 현재 경남대학교 공대 전기공학과 교수. 주관심분야는 제어계측 및 전력전자 등임.