

전류링크를 갖는 PWM정류기의 전소프트웨어 제어

권 봉 환, °민 병 덕
포항공과대학 전자,전기공학과

A Fully Software-Controlled PWM Rectifier with Current Link

Bong-Hwan Kwon and Byung-Duk Min
Department of Electronic and Electrical Engineering POSTECH,

Abstract - A fully software-controlled pulse-width modulation (PWM) rectifier with current link is presented. Line power factor is controlled, while maintaining dc current. The input filter of the PWM rectifier is analyzed and its analysis shows that unity power factor is achieved with lagging of the input current of the PWM rectifier with respect to the source voltage. The PWM technique is developed using a space vector modulation and its implementation is carried out with a minimal control hardware structure based on one 16-bit single-chip microcomputer. It is shown via experimental results that the proposed scheme gives good performance for the PWM rectifier with current link.

PWM 정류기의 추회로는 그림 1과 같다. PWM 정류기는 부하와 3상전원을 연결하기 위해서 6개의 단방향 스위치를 사용한다. 스위칭 함수 d_k^* 를 다음과 같이 정의한다.

스위치 k가 켜졌을 때 $d_k^* = 1$

스위치 k가 꺼졌을 때 $d_k^* = 0$

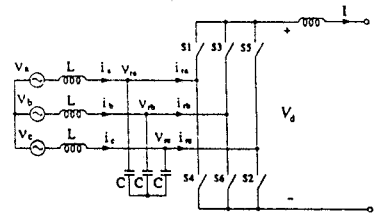


그림 1 전류링크를 가진 PWM 정류기.
Fig. 1. PWM rectifier with current link.

I. 서 론

대부분의 AC-DC 가변속 구동기에서 정류기는 제어할 수 없는 다이오드 또는 위상제어 사이리스터 (Thyristor)로 구성되어 있다. 그러나 이런 종류의 정류기는 점호각이 증가할수록 역률이 나빠지면 간전류의 고조파 (harmonics)가 상대적으로 크다. PWM 정류기를 사용하면 전력회로의 역률을 개선할 수가 있다 [1-11]. 그러나 PWM 정류기에서 고성능을 발휘하기 위해서는 보다 복잡한 제어가 요구된다. 이는 마이크로컴퓨터를 이용하여 복잡한 제어기능을 구현함으로써 극복되어질 수 있다. 전력전자시스템에서 마이크로컴퓨터를 사용함으로써 신뢰성과 유연성을 개선할 수 있으므로 상업적으로도 바람직하다. 단일칩 마이크로컴퓨터는 버스가 칩내부에 있으므로 상대적으로 외부노이즈에 강하다. 그러므로 이는 신뢰성이 요구되며 간단한 구동기를 요구하는 산업용장비제어에 매우 적당하다.

본 논문에서는 PWM 정류기의 직접디지털제어를 최소의 제어 하드웨어로구조로 구현한다. 공간벡터 변조방식을 이용한 PWM 파형 발생을 위한 전소프트웨어 제어 방법이 연구되어지며 이를 단일칩 마이크로컴퓨터를 이용하여 구현한다. 입력선간전류와 출력링크전류가 각각 단위역률과 일정한 출력을 가지도록 제어되어질 수 있다. 입력 LC(inductor - capacitor) 필터의 해석을 통하여 입력전원전압에 대해서 PWM 정류기의 입력전류가 지상일때 단위역률이 얻어짐을 보인다. 실험결과를 통하여 제안된 제어방법으로 원하는 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

II. 정류기의 PWM 알고리즘과 해석

어떤 한순간에 위쪽 스위치들 (S1, S3, S5)중 1개 그리고 아래쪽 스위치들 (S4, S6, S2)중 1개 만이 도통되는 것이 허용되므로 다음관계가 만족된다.

$$\begin{aligned} d_1^* + d_3^* + d_5^* &= 1 \\ d_4^* + d_6^* + d_2^* &= 1 \end{aligned} \quad (1)$$

입력교류전압은 다음과 같은 평형3상전원이다.

$$\begin{aligned} v_a &= V_m \cos(\omega t) \\ v_b &= V_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ v_c &= V_m \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 V_m 과 ω 는 각각 상전압의 파고치와 입력전원의 각주파수이다. 충분히 큰 필터인덕터로 인해 스위칭주기 T, 동안은 PWM 정류기의 출력전류는 일정하나 출력전압은 일정하지 않다고 가정한다. PWM 정류기의 선간전류는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} i_{ra} &= (d_1^* - d_4^*)I \\ i_{rb} &= (d_3^* - d_6^*)I \\ i_{rc} &= (d_5^* - d_2^*)I \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 I는 PWM 정류기의 링크전류이다. 스위칭주파수보다 훨씬 낮

은 주파수 범위에서는 스위칭 함수 d_i 는 스위칭 주기내에서 평균치 d_i 로 대체될 수 있다. 그러므로 PWM 정류기의 입력전류 식 (3)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i_{ra} &= (d_1 - d_4)I \\ i_{rb} &= (d_3 - d_6)I \\ i_{rc} &= (d_5 - d_2)I \end{aligned} \quad (4)$$

PWM 정류기에서는 단지 전류의 6개의 공간벡터 ($I_1 \sim I_6$)와 3개의 영벡터만이 존재한다. 전류의 양자화된 공간벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{2}{\sqrt{3}} I \exp\left[j(2n-1)\frac{\pi}{6}\right], \text{ for } n=1, 2, \dots, 6 \\ I_n &= 0, \text{ for } n=7, 8, 9 \end{aligned} \quad (5)$$

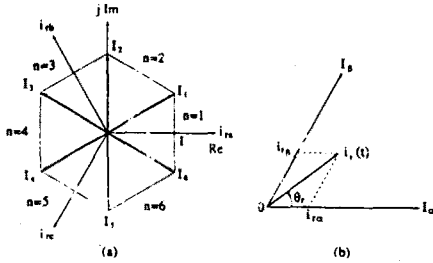


그림 2 상태공간벡터와 전류성분.
(a) 상태공간벡터. (b) 전류성분.
Fig. 2. State space vectors and current components.
(a) State space vectors. (b) Current components.

이들 공간벡터를 전류의 상태공간벡터라 부른다. 그림 2(a)는 이들 상태공간벡터를 보여주고 있다. 전류의 공간벡터 $i_r(t)$ 는 식 (5)의 상태공간벡터의 조합으로 표현되어질 수 있다. 요구된 공간벡터 $i_r(t)$ 를 얻기 위해서는 정류기스위치의 도통시간을 $i_r(t)$ 의 크기와 위상에 따라 변조시킨다. $i_r(t)$ 의 위상은 복소공간(complex plane)에서의 구간을 결정한다. 요구된 공간벡터 $i_r(t)$ 는 다음과 같이 변조된다.

$$i_r(t) = (T_\alpha I_\alpha + T_\beta I_\beta) \frac{1}{T_s} \quad (6)$$

공간벡터변조는 적당한 도통시간으로 두개의 인접한 공간벡터 I_α 와 I_β 를 이용하여 구현한다. T_α 와 T_β 는 각각 상태공간벡터 I_α 와 I_β 의 도통시간을 나타낸다. 식 (6)에서 $i_r(t)$ 의 실수성분과 허수성분은 다음과 같이 분리될 수 있다.

$$i_r(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} I \left[(T_\alpha + \frac{T_\beta}{2}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} T_\beta \right] \frac{1}{T_s} \quad (7)$$

그림 2(b)로부터 $i_r(t)$ 의 실수 및 허수성분은 다음과 같이 주어질 수 있다.

$$i_r(t) = \left(i_{ra} + \frac{i_{rb}}{2} \right) + j \frac{\sqrt{3}}{2} i_{rb} \quad (8)$$

여기서

$$\begin{aligned} i_{ra} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_r(t)| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \\ i_{rb} &= \frac{2}{\sqrt{3}} |i_r(t)| \sin\theta_r \end{aligned}$$

θ_r 과 $|i_r(t)|$ 는 각각 공간벡터 $i_r(t)$ 의 크기와 위상을 나타낸다. 식 (7)과 (8)로부터 2개의 인접한 상태공간벡터 I_α 와 I_β 의 도통시간 T_α 와 T_β 는 다음과 같이 구해진다.

$$T_\alpha = \frac{|i_r(t)|}{I} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \quad (9)$$

$$T_\beta = \frac{|i_r(t)|}{I} T_s \sin\theta_r$$

그러면 영벡터의 도통시간 T_0 는 다음과 같다.

$$T_0 = T_s - T_\alpha - T_\beta \quad (10)$$

식 (1), (9), 그리고 (10)의 조건으로부터 구간 ($n=1$)에서 스위칭의 스위칭함수는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} d_1 &= 1, \quad d_3 = 0, \quad d_5 = 0 \\ d_6 &= m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right) \\ d_2 &= m \sin\theta_r \\ d_4 &= 1 - d_6 - d_2 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 변조지수 m (modulation index, $0 \leq m \leq 1$)은 다음과 같이 정의된다.

$$m = \frac{|i_r(t)|}{I}$$

θ_r 의 구간에서 스위칭함수가 양이기 때문에 이 방법은 실현가능하다. 표 1은 모든 구간에서 6개 스위치의 스위칭함수를 보여준다. 이는 통속적인 정현파 PWM (sinusoidal PWM) 제어 방법보다는 구현시킴이 복잡하다. 식 (2)의 입력전원전압의 전압공간벡터 $v(t)$ 는 다음과 같다.

$$v(t) = V_m \exp(j\omega t) \quad (12)$$

	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$
d_1	1	$m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_r)$	0	$1 - d_1 - d_4$	0	$m \sin \theta_r$
d_2	$m \sin \theta_r$	1	$m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_r)$	0	$1 - d_1 - d_4$	0
d_3	0	$m \sin \theta_r$	1	$m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_r)$	0	$1 - d_1 - d_4$
d_4	$1 - d_1 - d_2$	0	$m \sin \theta_r$	1	$m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_r)$	0
d_5	0	$1 - d_1 - d_4$	0	$m \sin \theta_r$	1	$m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_r)$
d_6	$m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_r)$	0	$1 - d_1 - d_4$	0	$m \sin \theta_r$	1

표 1. 6개 스위치의 스위칭함수.
Table 1. Switching functions of the six switches.

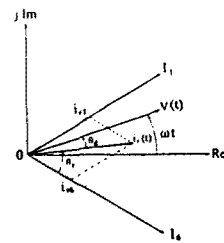


그림 3 전류링크를 가진 PWM 정류기의 위상 선도.
Fig. 3. Phasor diagram of the PWM rectifier with current link.

그림 3은 전압공간벡터 $v(t)$ 와 전류공간벡터 $i_r(t)$ 의 관계를 보여주고 있다. 그림에서 θ_r 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\theta_r = \omega t - \theta_d + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{3} n, \quad n=1, 2, \dots, 6 \quad (13)$$

여기서 θ_d 는 PWM 정류기의 입력전원전압 $v(t)$ 와 입력전류 $i_r(t)$ 사이의 위상차이다. 식 (1)과 (13)으로부터 다음 관계가 얻어진다.

$$\begin{aligned} d_1 - d_4 &= m \cos(\omega t - \theta_d) \\ d_3 - d_6 &= m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \theta_d) \\ d_5 - d_2 &= m \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \theta_d) \end{aligned} \quad (14)$$

식 (4)와 (14)로부터 PWM 정류기의 전류공간벡터 $i_r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$i_r(t) = m I \exp[j(\omega t - \theta_d)] \quad (15)$$

전류공간벡터 $i_r(t)$ 는 전압공간벡터 $v(t)$ 에 대해 위상차 θ_d 만큼 지연되어 속도 ω 로 회전하고 있다. 다음으로 캐리어주파수의 고조파를 제거하기 위한 입력 LC필터의 효과를 고려해 보기로 하자. 여기서 인덕터 L 은 전원인덕턴스를 포함할 수 있다. 공간벡터표현법을 이용하면 그림 1로부터 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$L \frac{di}{dt} = v - v_r \quad (16)$$

$$C \frac{dv_r}{dt} = i - i_r \quad (17)$$

여기서 i_r 과 v_r 은 PWM 정류기의 입력전압과 전류의 공간벡터를 표시한다. 식 (16)에서 식 (17)을 빼면 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$C \frac{dv}{dt} - LC \frac{d^2i}{dt^2} = i - i_r \quad (18)$$

정상상태에서 식 (18)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i &= \frac{i_r + j\omega C v}{1 - \omega^2 LC} \\ &= \frac{m I \exp[j(\omega t - \theta_d)] + j\omega C V_m \exp(j\omega t)}{1 - \omega^2 LC} \\ &= I_m \exp[j(\omega t + \phi)] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{\sqrt{m^2 I^2 + \omega^2 C^2 V_m^2 - 2m I \sin \theta_d}}{1 - \omega^2 LC} \\ \phi &= \tan^{-1} \frac{\omega C V_m - m I \sin \theta_d}{m I \cos \theta_d} \end{aligned}$$

위 관계로부터 $m I \geq \omega C V_m$ 인 경우 단위역률 ($\phi = 0$)을 얻기 위한 I_m 과 θ_d 에 대한 조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_m &= \sqrt{m^2 I^2 - \omega^2 C^2 V_m^2} \\ \theta_d &= \sin^{-1} \frac{\omega C V_m}{m I} \end{aligned} \quad (20)$$

$m I < \omega C V_m$ 인 경우는 최대역률 (maximum power factor)과 그때의 θ_d 가 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \text{max. p.f.} &= \frac{m I}{\omega C V_m} \\ \theta_d &= \sin^{-1} \frac{m I}{\omega C V_m} \end{aligned} \quad (21)$$

그러므로 식 (20)에서의 같은 값을 갖도록 θ_d 를 제어하면 단위역률을 얻을 수 있음을 알 수 있다. PWM 정류기의 입력전압 즉 커패시터전압 v_r 은 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} v_r &= v - L \frac{di}{dt} \\ &= V_m \exp(j\omega t) - j\omega L I_m \exp[j(\omega t + \phi)] \\ &= V_{cm} \exp[j(\omega t - \phi_c)] \end{aligned} \quad (22)$$

여기서

$$\begin{aligned} V_{cm} &= \sqrt{V_m^2 + \omega^2 L^2 I_m^2 + 2V_m I_m \sin \phi} \\ \phi_c &= \tan^{-1} \frac{\omega L I_m \cos \phi}{V_m + \omega L I_m \sin \phi} \end{aligned}$$

단위역률 ($\phi = 0$)을 위한 V_{cm} 과 θ_c 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} V_{cm} &= \sqrt{V_m^2 + \omega^2 L^2 I_m^2} \\ \phi_c &= \tan^{-1} \frac{\omega L I_m}{V_m} \end{aligned}$$

PWM 정류기의 출력전압은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d &= (d_1 - d_4)v_{ra} + (d_3 - d_6)v_{rb} + (d_5 - d_2)v_{rc} \\ &= \frac{3}{2} m V_{cm} \cos(\theta_d + \phi_c) \end{aligned} \quad (23)$$

식 (23)에서 보듯이 PWM 정류기의 DC 출력전압은 저차고조파의 영향을 받지 않으며 식 (19)에서의 입력전원전류는 $m I \geq \omega C V_m$ 인 경우 진상, 지상, 또는 단위역률을 임의로 얻을 수 있다. $m = 1$ 그리고 $\theta_c = -\phi_c$ 일 때 정류기에서 얻을 수 있는 최대전압이 얻어진다.

III. PWM 파형의 소프트웨어 제어

마이크로프로세서를 기초로한 제어시스템에 있어서 소프트웨어의 유연성으로 말미암아 시스템제어의 기술을 개발하고 개선시키기가 용이할 뿐만 아니라 높은 성능을 얻기 위한 현대제어이론을 도입하기가 가능해진다. 인텔의 80C196KC 16-bit 단일칩 마이크로프로세서는 우리의 목적에 잘부합한다. 앞에서 구한 스위칭 비율 이용해서 PWM 펄스를 실시간으로 구현할 수 있다. PWM 정류기의 기능에는 제어기능, 진단기능, 전원주파수 동기 기능 그리고 PWM 펄스 발생기능 등으로 나누어진다. 제어기능에서는 전류제어의 입력값을 출력전류전류를 제어하기 위해 처리하는 기능이다. 진단기능은 PWM 정류기의 과전류, 과열 등이 조사되어 모니터 시스템과 보호시스템에서 이용하게 하는 기능이다. 전원주파수 동기 기능은 전원 주파수와 일치하는 전류파형을 만들기 위해 필요하다. 그리고 PWM 펄스 발생기능은 인터럽트구간에서 수행된다. 그림 4는 각각의 흐름도를 보여주고 있다. PWM 펄스의 출력은 HSO단자를 통해 이루어진다. 펄스의 발생은 언제 어느단계가 켜지고 켜지는지를 예약함으로써 가능하게 된다. 인터럽트 수행시간은 약 70 [μs]이며 이는 최대 캐리어 주파수가 14.2 [KHz]가 됨을 의미한다.

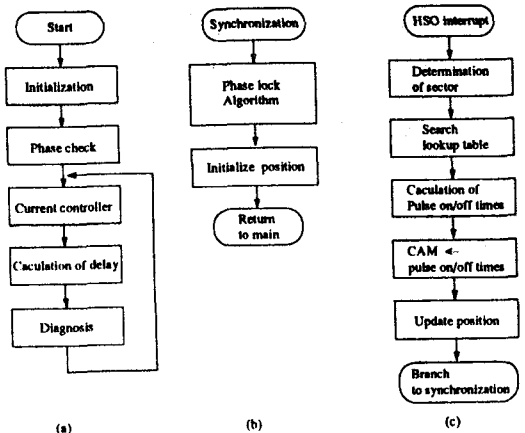


그림 4 주루틴, 동기루틴 및 인터럽트 루틴의 흐름도.
(a) 주루틴(우선순위 3), (b) 동기루틴(우선순위 2), (c) 인터럽트루틴(우선순위 1).
Fig. 4. Flowchart of main, interrupt and synchronization routines.
(a) Main routine (priority 3), (b) Synchronization routine (priority 2), (c) Interrupt routine (priority 1).

V. 예제 시스템

그림 5의 PWM 정류기의 전소프트웨어 제어의 구현에 사용된 변수들은 다음과 같다.

$$L = 0.12 \text{ [mH]}, C = 150 \text{ [\mu F]} \omega = 377 \text{ [rad/sec]}, V_m = 170 \text{ [V]}$$

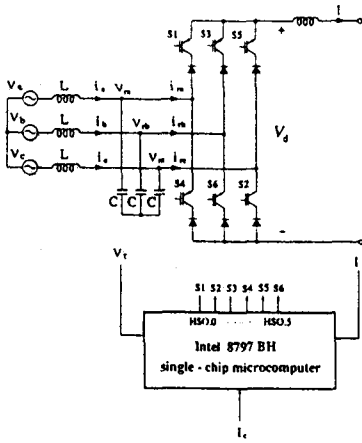


그림 5 단일칩 마이크로컴퓨터를 이용한 전소프트웨어 제어 PWM 정류기.
Fig. 4 Fully software-controlled PWM rectifier using one single-chip microcomputer.

스위치의 빠른 동작으로 인해 전원이거나 외부인덕턴스에 의한 과전압을 방지하기 위하여 3상필터 커패시터 C를 PWM 정류기의 입력쪽에 사용한다. 커패시터 C와 인덕터 L은 필터회로를 구성한다. 그림 6은 공간 벡터방식에서 발생된 PWM정류기의 입력전류파형, i_m 와 전원전압 v_s 를 보여 준다. 그림 7은 변조지수가 3/5, I가 50(A), θ_s 가 18°일 때의 정류기 입력파형 i_m 의 정류된 파형과 전원전압 파형을 보여 주고 있다. 여기서 단위 역률을 위해 정류기 입력전류의 파형이 전원 전압보다 위상이 뒤짐을 알 수가 있다.

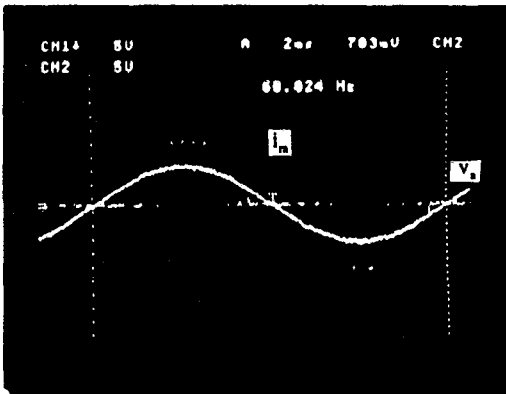


그림 6 PWM정류기의 입력전류파형과 전원전압파형 ($\theta_s = 0^\circ$).
Fig. 6 Waveforms of input current of PWM rectifier and source voltage ($\theta_s = 0^\circ$)

VI. 결 론

본 논문은 전체시스템이 소프트웨어로 제어되는 전류링크를 가진 PWM 정류기를 다루었다. PWM 펄스를 단일칩 마이크로프로세서를 이용하여 구현하였으므로 결과적으로 시스템의 유연성이 증대되었고 하드웨어가 간단해졌다. 선간전류의 역률과 링크전류가 각각 단위 역률과 직류전류를 얻기위해서 제어될 수 있음을 보였다. PWM 펄스

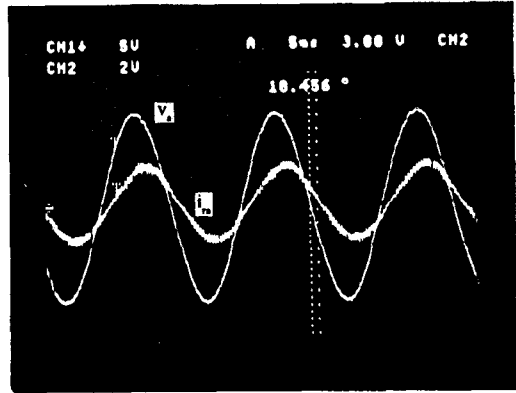


그림 7 정류기의 입력전류파형 ($m = 3/5, I = 50A, \theta_s = 18^\circ$).
Fig. 7 Waveform of input current of rectifier ($m = 3/5, I = 50A, \theta_s = 18^\circ$).

의 실시간발생을 위해서는 인터럽트가 사용되며 기본적인 기능들은 주프로그램에서 처리된다. 시스템 예제를 통하여 제안된 방식이 PWM 정류기에 있어서 만족할 만한 성능을 발휘함을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] B.T. Ooi, A.B. Kulkarni and M. Nishimoto, "An integrated ac drive system using a controlled-current PWM rectifier," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 64-71, Oct. 1988.
- [2] D.G. Holmes and T.A. Lipo, "Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix converter theory," in *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp.353-359, 1989.
- [3] J.W. Dixon and B.T. Ooi, "indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electro.*, vol. IE-35, pp. 508-515, 1988.
- [4] R. Wu, S.B. Dewan and G.R. Steman, "A PWM ac-to-dc converter with fixed switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-26, no. 5, pp. 880-885, Sept./Oct. 1990.
- [5] B.T. Ooi, J.C. Salmon, J.W. Dixon and A.B. Kulkarni, "A 3-phase controlled current control PWM converter with leading power factor," in *Conf. Rec. IEEE IAS*, pp. 1008-1014, 1985.
- [6] S. Manias and P.D. Ziogas, "A novel sinewave in ac to dc converter with high frequency transformer isolation," *IEEE Trans. Ins. Electro.*, vol. IE-32, no. 4, pp. 430-438, 1985.
- [7] P.D. Ziogas, Y.G. Kang and V.R. Stefanovic, "PWM control techniques for rectifier filter minimization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 5, pp. 1206-1213, Sept./Oct. 1985.
- [8] L. Malesani and P. Tenti, "Three-phase ac/dc PWM converter with sinusoidal ac currents and minimum filter requirements," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 1, pp. 71-77, Jan./Feb. 1987.
- [9] E. Wemckinck, A. Kawamira and R. Hoft, "A high frequency ac/dc converter with unity power factor and minimum harmonic distortion," in *Conf. Rec. IEEE PESC*, pp. 264-270, 1987.
- [10] Rodriguez, "A simple control method for a switching rectifier with