

교류 철도 차량 시스템용 단상 PWM Converter 개발

민 성식*, 차 재덕, 홍 순욱, 김 송용, 박 영춘, 김 중한
효성중공업(주) 기술연구소

Development of Single Phase PWM Converter for AC Traction System

S.S. Min, J.D. Cha, S.W. Hong, S.W. Kim, Y.C. Park, J.H. Kim
R&D Institutes, Hyosung Industries Co. Ltd.

ABSTRACT : This paper describes an implementation of a single phase PWM ac/dc converter whose control scheme can be directly applied to the rectification of ac traction system. Power circuit using self-commutated switching devices(GTO) provides input power factor correction with dc voltage regulation. Effective compensation of load variations and line disturbance can be accomplished by real time instantaneous control of ac input current and dc link voltage using 32 bit floating point DSP.

Parallel operation of two converters reduces the input line current ripple. Experimental results of the two parallel converter system are shown in the 20KW range for the verification of the system.

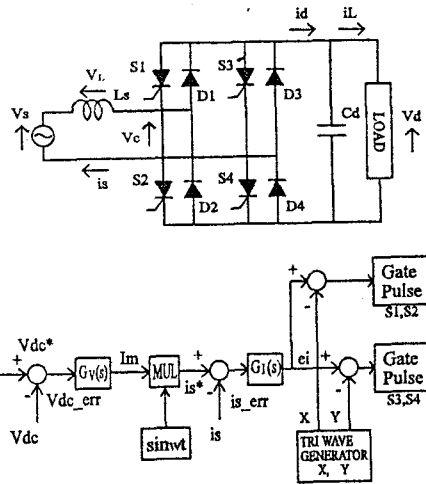


그림 1. PWM 컨버터 구성

1. 서 론

기존의 서술지하철 2,3,4호선은 직류 집전 방식을 채용하여 건입용 직류 전동기, 구동장치로는 DC Chopper 를 사용하고 있다. 최근 기술이 놀랄만하게 발전하여 기존에 실현곤란한 과제 로 생각되던 고성능 교류차량시스템도 실현되고 있다.

교류차량 시스템의 고성능화에 따라 구동전동기의 AC 화, 차 재 부분의 소형 경량화, 입력 역률의 개선, 고조파전류의 억제 등이 실현 되고, 직류 전동기를 교류 가변속 전동기로 대체함으 로써 구동 전동기의 소형 경량화를 이루고 출력이 증대 된다. 또한 종래의 발전 재동을 회생 제동으로 바꾸어, 저항기 등을 줄임으로써 차재 중량을 저감시키고, 동시에 에너지 회생을 이룰 수 있다.

현재 파천선은 교류 집전 방식을 채용한 대표적인 것으로 교류 집전 모선으로부터 탑재될 변압기를 통하여 전원 공급을 받아 컨버터에 의해 교/직변환을 행하고 VVVF 인버터 시스템으로 여러 대의 유도 전동기를 구동 제어 하고 있다.

본 논문은 상기 유도전동기의 구동용 전압형 인버터 장치의 전압원으로써 4상한 동작이 가능한 PWM 컨버터를 소개한다. 이 PWM 컨버터는 액티브 필터와 교/직 전력 변환기의 기능을 함께 갖고 있는 것으로서 입력 전류를 상시 전원 전압과 동상의 정현파(역률=1, 고조파 小)로 제어하고, 평활 콘덴서를 통하여 유도 전동기 구동 인버터 장치로 전력 공급 또는 전력 회생이 가능하다[1].

본 논문에서는 PWM 컨버터의 동작원리를 설명하고 제어에 의 전달계수와 시작모델의 실험결과를 검토한다.

2. 단상 PWM 컨버터의 동작원리

그림 1에 PWM 컨버터의 시스템 구성이 나타나 있다. 컨버터는 GTO S1~S4 및 Freewheeling Diode D1~D4로 구성되고 그 입력단자는 교류 리액터 Ls를 사이에 두고 단상교류전원 Vs에 접속되어 있다. 또 출력단자는 직류 평활 콘덴서 Cs에 접속되어 그 직류전압 Vc가 거의 일정하게 유지 되도록 입력전류 Is를 제어하고 있다. 부하로는 평활 콘덴서 Cs를 직류 전압원으로 하여 유도전동기를 구동제어하는 VVVF 인버터등이 고려될 수 있다. 단상교류전원 Vs로부터 교류리액터 Ls를 거쳐 교류전력이 공급된다. 그 교류전력을 PWM 컨버터에 의해 직류전력으로 변환하고 평활 콘덴서의 에너지 1/2Cv²로써 축적되어 직류부하는 그것을 소비한다. 역으로 부하가 전동기에서 회생브레이크를 거는 경우 일단 평활 콘덴서 Cs에 회생에너지를 축적하고, PWM 컨버터에 의해 교류전력으로 변환하여 전원으로 에너지회생이 가능하다[2].

직류전압 Vc 및 입력전류 Is의 제어동작은 다음과 같이 행할 수 있다. 우선 직류전압의 기준치 Vc*와 그 지령치 Vc를 비교하고 그 편차분 $e_v = V_c^* - V_c$ 를 전압제어 보상회로 $G_v(s)$ 에 입력하여 적분 또는 비례증폭한다.

$G_v(s)$ 의 출력 I_m 은 전원으로부터 공급되는 Is의 파고지령치로써 승산기 MUL에 의해 전원전압 Vs에 동기된 단위 정현파 sinwt와 곱해진다. 따라서 입력전류 Is의 지령치 Is*는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_s^* = I_m \sin \omega t \quad (1)$$

이 지령치 Is*와 입력전류검출치 Is를 비교하여 그 편차분 $e_i = I_s^* - I_s$ 를 전류보상회로 $G_i(s)$ 에 입력한다. $G_i(s)$ 는 반전증폭기이므로 그 출력 ei는

$$e_i = -K_i e_i \quad (2)$$

로 되고 다음의 PWM 제어회로에 입력된다. PWM 컨버터의 입력측(교류측)에는 상기 입력신호 ei에 비례하는 전압 Vc가 발생될 수 있다. 1) $I_s^* > I_s$ 경우 편차 e_i 는 양의 값이 되어 입력 ei를 음의 값으로 하여, 전압 Vc를 그림의 화살표와 반대 방향으로 증가시켜, 입력전류 Is를 그림의 화살표방향으로 증가시킨다. 역으로 2) $I_s^* < I_s$ 의 경우 $e_i < 0$ 로 되어 입력전류 Is를 감소시킨다. 따라서 입력전류 Is는 그 지령치 Is*에 항상 일치되도록 제어한다. 지령치 Is*를 (1)식과 같이 정현파형으로 변화시키면 실 전류 Is도 그것을 추종하는 정현파형으로 제어된다.

평활 콘덴서 Cs에 인가된 직류전압 Vc는 다음과 같이하여 일정하게 제어된다. 1) $V_c^* > V_c$ 의 경우, 편차 e_v 는 양의 값으로 되고, 파고치 지령 I_m 을 증가시킨다. 따라서 입력전류 Is는 그의 지령치 Is*에 따라서 증가하고 다음식으로 나타나는 유효전력 Ps를 교류전원 Vs로부터 평활 콘덴서 Cs에 공급한다.

$$\begin{aligned} P_s &= V_s \times I_s \\ &= V_m \sin \omega t \times I_m \sin \omega t \\ &= (V_m I_m / 2) \times (1 - \cos 2\omega t) \end{aligned} \quad (3)$$

따라서 평활 콘덴서 C_d 에는 에너지로써

$$P_{st} = \frac{1}{2} C_d V_d^2 \quad (4)$$

이 축적되고 직류전압 V_d 를 증가시킨다.

역으로 2) $V_d < V_d$ 로 되는 경우 편차분 E_v 가 음의 값으로 되고 파고치 I_m 을 부의 값으로 하여 유효전력 P_s 를 전원에 회생한다. 그 결과 직류 V_d 는 감소하고 최종적으로 $V_d = V_d^*$ 가 되도록 한다.

3. 제어계의 전달계수

3.1 입력전류 제어계

그림 2에 전원측 등가회로를 나타낸다. 그림에서 L_s, R_s 는 교류터의 인덕턴스와 저항 v_s, v_e 및 i_s 은 각각 전원전압, 컨버터입력전압 및 입력전류의 순시치를 나타내고 있다.

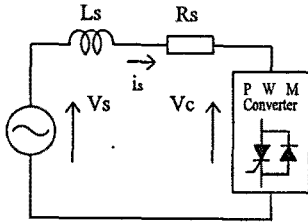


그림 2. 전원측 등가회로

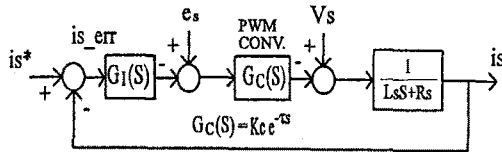


그림 3. 입력전류 제어계의 구성도

이로부터 전압 방정식을 다음과 같이 나타낼 수 있다. 단 S 는 미분연산자이다.

$$v_s - v_e = (L_s S + R_s) i_s \quad (5)$$

따라서 입력 전류제어계의 구성도는 그림 3과 같이 된다.

여기서 $G_c(s)$ 는 PWM 컨버터로서 변환정수 K_c , PWM 컨버터의 지연시간 τ 로하여 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$G_c(s) = K_c e^{-s\tau} \quad (6)$$

또한 $G_1(s)$ 는 전류제어 보상회로의 전달계수로서 비례정수를 K_i , 1차지연 시정수 T_i 로 한 경우 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_1(s) = \frac{-K_i T_i}{1 + T_i S} \quad (7)$$

이것을 정리하여 루우프 전달함수 $G_o(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$G_o(s) = \frac{K_i K_c e^{-s\tau} / R_s}{(1 + T_i S)(1 + L_s S / R_s)} \quad (8)$$

그림 3의 제어계에서 전원전압 v_s 는 외란으로 작용하고 그만큼 전류지령치 i_s^* 의 실전류 i_s 사이에 차가 발생한다. 이 외란항을 소개하기 위하여 다음식으로 표시되는 보상량 e_s 를 PWM 컨버터의 제어입력 e_c 에 가해져야 한다.

$$e_s = \frac{v_s}{K_c} = \frac{V_m}{K_c} \sin \omega t \quad (9)$$

입력전류제어계의 응답은 PWM 컨버터의 지연시간 τ 에 의해 크게 좌우된다. 반송파의 주파수를 f_c 로 할 경우 τ 는 다음식으로 근사 된다.

$$\tau = \frac{1}{4f_c} \quad (10)$$

입력 전류 제어계의 응답을 개선하기 위해서는 상기 반송파 주파수 f_c 를 높여 1차지연시정수 T_i 를 작게 하는 것이 필요하다.

3.2 직류전압 제어계

그림 1의 직류 측의 등가회로에서 그림의 i_d 는 컨버터 출력전류, i_L 은 부하전류, v_d 는 평활콘덴서 C_d 에 인가된 전압의 순시치를 나타낸다. 여기서 다음과 같은 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$v_d = \frac{1}{C_d} \int (i_d - i_L) dt \quad (11)$$

PWM 컨버터의 효율이 1이라고 가정할 때 교류측의 전력 $P_s = v_s \times i_s$ 는 직류 측의 전력 $P_d = v_d \times i_d$ 와 같게 된다. 그러므로 직류전압 v_d 의 변화가 적다고 하고 $v_d \approx V_d$ 라고 하면 직류전류 i_d 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_d = \left(\frac{v_s}{V_d} \right) i_s = \left(\frac{V_m}{V_d} \sin \omega t \right) i_s \quad (12)$$

여기서 입력전류지령치 i_s^* 에 대한 실요치 i_s 의 전달계수 $G_w(s)$ 를, (8)식의 루우프 전달함수 $G_o(s)$ 를 사용하여 나타내면 다음과 같이 된다.

$$G_w = \frac{i_s}{i_s^*} = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} \quad (13)$$

정상상태에서 $G_w \approx 1$ 로 생각할 수 있으므로 (12)식의 직류전류 i_d 는

$$i_d = \frac{V_m}{V_d} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} I_m \quad (14)$$

로 된다.

(14)식의 $\cos 2\omega t$ 는 단상전원의 전력변동분을 나타내는 것으로서 평균적으로는 $\cos 2\omega t = 0$ 로 취급할 수 있다. 과도적으로는 일종의 영차 Hold 요소로 동작하는 것으로서 지연시간 τ' 가 있는 것으로 생각할 수 있다.

이 지연시간 τ' 가 전원주파수 f_c 에 의존하여

$$\tau' = \frac{1}{4f_c} \quad (15)$$

로 된다. 즉 f_c 의 2배 주파수에서 변동하는 전력은 주기 $T = 1/(2f_c)$ 로 그 평균치가 결정되어 그의 주기 T 의 반이 상기의 영차 Hold 시간지연 τ' 으로 된다.

이상의 것들을 고려하여 직류전압제어계의 구성도를 표현하면 그림 4와 같이 된다.

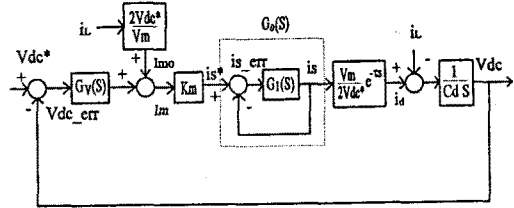


그림 4. 직류전압제어계의 구성도

여기서 $G_v(s)$ 와 전압제어 보상회로의 전달계수를 나타낸 것으로서 비례정수를 K_v , 1차 지연 시정수를 T_v 로 할 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_v(s) = \frac{-K_v}{1 + T_v S} \quad (16)$$

또한 점선으로 된 부분은 상기의 입력전류제어계의 전달계수 G_w 로 표시하고, K_m 은 승산기의 비례정수를 나타낸다. 그 결과 전압 제어계의 루우프 전달계수 $G_r(s)$ 는 다음식과 같이 된다.

$$G_r(s) = G_v(s)G_o(s) \frac{V_m}{2V_{dc}} e^{-s\tau} \frac{K_m}{C_d S} \quad (17)$$

직류전압제어계의 응답은 지연시간 τ' 에 크게 좌우된다. $f_c = 60\text{Hz}$ 의 경우 $\tau' = 1/240\text{s}$ 로 되어 전압제어계의 Cut off 주파수 ω_c 는 240rad/s 정도로 된다. 이 직류전압제어 응답을 개선하기 위해서 그림 4의 Feedforward (FF) 제어를 부가하고 있다.

즉 부하전류 i_L 을 검출 시 다음의 연산을 행함에 의해 입력 전류의 파고치지령 i_m 를 구한다.

$$i_m = \frac{2V_{dc}^*}{V_m} i_L \quad (18)$$

이 결과 직류전류 i_d 는 $i_m = i_m$ 함으로 인해

$$i_d = G_w(s) e^{-s\tau} i_L \quad (19)$$

으로 되고 전류제어계 $G_w(s)$ 의 지연 및 전력변동분의 지연시간 $e^{-s\tau}$ 가 있어 $i_d \approx i_L$ 이 되어 (11)식에서 나타내는 직류전압 v_d 는 불변하게 된다.

4. 컨버터 시스템 구성

4.1 제어기

그림 5는 2 병렬 컨버터 제어를 위한 Block Diagram을 나타낸다. 이 그림에서 전압 PI 제어기 G_v 와 전류 PI 제어기 G_n, G_m 는 3절에서 설명한 전압, 전류 제어기를 사용하였다. 그리고 제어기의 부담을 줄이기 위하여 v_s, i_L 의 Feedforward 항이 첨가

되었고, L_s 에 걸리는 전압을 보상하기 위하여 $\cos\omega t$ 를 측정하는 부분이 첨가되었다. 또한 입력 전압의 왜곡에 의한 전류의 왜곡을 줄이기 위하여 입력전압의 왜곡정도를 측정하여 보상해 주는 항이 첨가되었다.

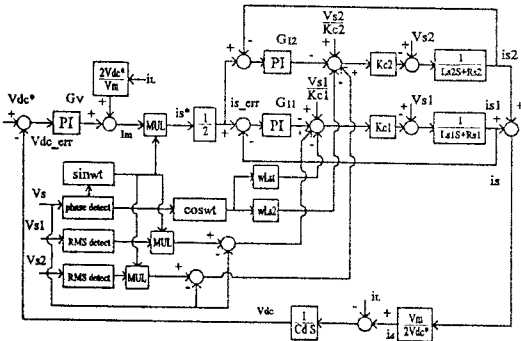


그림 5. 2 병렬 컨버터 제어를 위한 Block Diagram

그림 6에는 제어보드의 Block Diagram 을 나타내며 실험에 사용된 컨버터의 주 제어기는 32bit floating point DSP processor 인 TMS320C30이 사용되었고, 제어기 하드웨어 구성은 다양한 논리회로가 한개의 IC로 간단히 구현가능한 EPLD (Erasable Programmable Logic Device) 를 사용하여 구현 하였다.

각 EPLD의 기능은 다음과 같다.

표 1. EPLD 기능

EPLD 1	① Address Decoding
EPLD 2	① ADC/DAC Control ② MUX Control ③ 각종 Protection 기능 ④ LED 동작 제어
EPLD 3	① Gate Pulse 발생 (11 bit data) ② Dead Time 보상 : 전류방향 순시검출 입력으로 검출 ③ Timer Over 기능 : Time Interval에 따른 Gating Signal 차단 ④ 각종 Relay Control

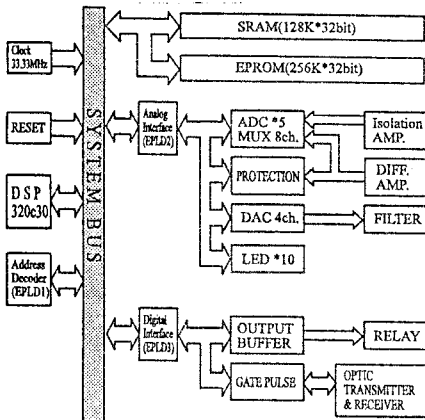


그림 6. Converter 제어 보드의 Block Diagram

4.2 2 병렬 컨버터

그림 7에는 실제 교류차량 구동 시스템을 나타내고 있다. 구동 차량에는 이와 같은 시스템이 두대로 구성되어 PWM 컨버터 4대(반송과 주파수 0°, 45°, 90°, 135° Shift Control), VVVF 인버터 2대가 유도전동기 8대를 구동한다. 본 실험장치는 PWM 컨버터 (반송과 주파수 0°, 90° Shift Control) 2대를 병렬 운전하였으며, 입력 역률 개선 및 입력 전류 고조파 저감, 출력 전압 Regulation을 구현하였다.

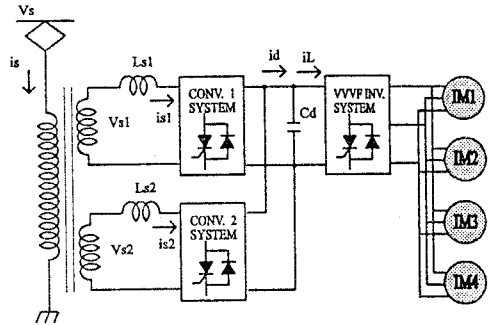


그림 7. 교류 차량 구동 시스템

5. 실험결과

표 2. 실험 사양 및 결과

사 양	값
입력 전압 (THD)	220 Vrms (2.85%)
빈압기	220Vrms / 170Vrms
주파수	60 Hz
Line Inductance	0.5 mH
DC Capacitor	5400 μF
Switching Freq.	540 Hz
정격 출력전압	300 Vdc
정격 출력전력	20 kW
입력 전류 (THD)	47.56 Arms (6.7%) (10kW)
역률	0.993
출력 전압 Ripple	5%pp
Switching Device	GTO (1400V/300A)
정격 출력전력/입력전력	89.82%

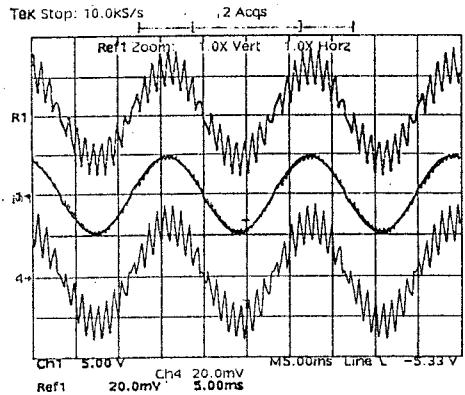


그림 8 병렬 운전시 입력 전압 전류 파형

Single Operation v.s. Parallel Operation

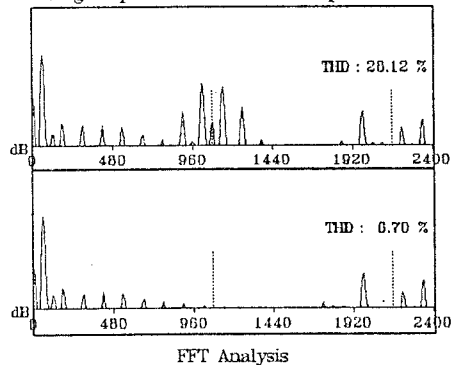


그림 9. 단독운전, 병렬운전시의 입력전류 FFT 결과

그림 8에는 컨버터 단독 운전시 입력 전류 파형과 병렬운전시 입력전류 파형이 입력 전압 파형과 비교되어 나타나고 있다. 단독 운전시 보다 병렬 운전시 고조파가 현격히 저감되고, 전압 파형과 일치하여 고 역율이 됨을 확인 할 수 있다.

그림 9는 그림 8의 컨버터 단독운전과 병렬운전시의 전류 파형을 FFT하여 THD를 구한 결과이다. 단독운전시에 비하여 병렬운전시에는 시스템의 주파수에 해당하는 1080Hz 근처에서 고조파가 현격히 감소하여 THD가 28.12%에서 6.70%로 감소를 확인할 수 있다.

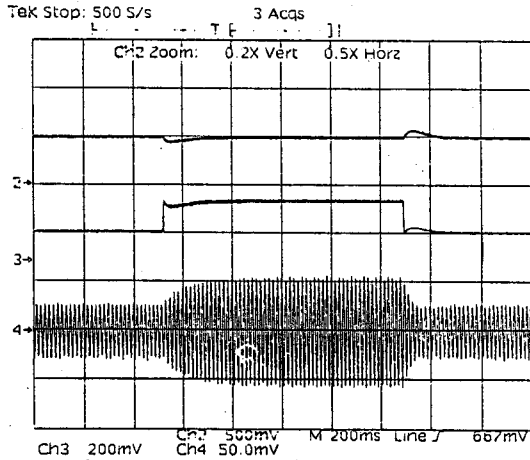


그림 10. 부하 급변시 출력 전압과도 응답 특성

그림 10은 부하 급변시 출력 전압의 과도응답 특성을 보인 것이다. 경부하에서 정격 부하로의 급변시에는 빠른 응답특성을 갖고 지정전압에 추종하여 전압 Regulation됨을 확인할 수 있다.

6. 결론 및 검토

본 논문에서는 단상 PWM 컨버터의 제어기 개발 및 시작품으로 제작된 20kVA급 컨버터의 구현 및 실험 결과에 대하여 소개하였다. 제작된 20kVA급 컨버터는 실제 교류 차량용 철도 시스템에서 사용하는 제어원리를 이용하여 축소된 모델로써 이에 사용되는 제어기는 실제 전철용으로 사용함을 목적으로 설계되었다.

위의 실험 결과로 전철에서 사용되는 4 병렬 컨버터가 시스템의 역율을 1로 제어함으로 전철시스템의 계통을 안정화시키고 탑재 변압기의 용량을 줄일 수 있으며 제동시 회생제동을 이용함으로써 에너지절감의 효과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한 직류전압을 일정하게 안정제어함으로써 직류집전 방식과 비교할 때 인버터단의 안정된 운전이 가능하게 되리라 예상된다.

본 연구의 실험 결과와 개발된 제어기는 실제 차량에 탑재될 수 있는 1.5 MVA급 PWM 컨버터 개발에 활용될 것이다.

본 논문은 한국산업은행의 생산기술개발사업계획의 일환으로 이루어진 연구결과 중 일부입니다.

참고 문헌

- [1] 石川 策, 田中 茂, 多田 限 進, 高原 英明, "PWM コンバータを用いた高性能交流車輪システムの検討", IEE Japan, Vol. 107-D, No. 3., pp.304~311. 1987
- [2] H. Sugimoto, S. Morimoto and M. Yano, "A High Performance Control Method of A Voltage Type PWM Converter", in PESC Rec., 1983, pp. 360-368