간접전류제어 PWM 전압형 CONVERTER의 과도응답 개선

박 민 호　　이 진 우　　박 영 상°
서울대학교 전기공학과

Improvement on transient response of a Indirect Controlled Current PWM - VSC

Min Ho Park　　Jin Woo Lee　　Young Sang Park°
Dept. of Electrical Eng.　Seoul National Univ.

Abstract

From the careful analysis of the transformed dq system equations of a PWM Voltage Source Converter (PWM - VSC) , a novel voltage control is proposed which is based on the derivative of in-phase current component of line currents and the relation between dc-link voltage and in-phase current component.

A simple logical algorithm to implement the proposed scheme is also presented at transient state. The sinusoidal PWM is adopted at steady state. The simulation results show good transient characterrestics.

1.서론

PWM / Voltage source converter (PWM - VSC)는 Inverter와 같이 주로 직류전원을 필요로 하는 곳에 원하는 직류를 공급하기 위한 교류/직류 전력 변환 장치이다.

3 상 교류로 부터 원하는 직류의 공급은 여러 가지 방법으로 실현할 수 있으며 다이오우드 정류기나 제어정류기가 대표적인 전력 변환 장치이다. 그러나 이러한 장치는 스위칭으로 인해 발생하는 무효전력과 고조파를 제거하면서 동시에 전력 변환 업무를 수행하기는 어렵다.

PWM - VSC 는 이런 무효전력과 고조파를 거의 발생시키지 않고 원하는 정현파 모양의 상전류가 흐르도록 전류를 제어할수 있다. 이 장치에 있어 대부분의 제어기법은 고가이며 고정도의 전류 측정장치를 사용하여 전류의 직접 측정을 필요로한다. 요즘 활발히 연구되고 있는 전류의 간접제어 방식은 이런 직접 측정장치 없이 정현파/삼각파 비교방식으로 전류를 제어한다. 삼각파 비교방식에 의한 간접제어는 측정 장치의 제거로 인한 비용의 절감과 고조파 분석이 용이하다는 면에서 장점을 가지고 있으나 과도특성이 직접제어에 비해 훨씬 뒤떨어지기 때문에 상당한 문제점을 가지고 있었다.

본 연구는 이런 과도 응답을 개선하여 간접제어의 장점을 살리고 단점을 보완하여 직접제어 방식에 비해 조금도 뒤떨어짐이 없는 제어능력을 갖는 제어기법을 제안하였다. 과도응답개선을 위한 기본 이론 및 이에의한 스위칭 벡터의 선택, 그리고 정상상태에서 삼각파 비교방식에 의한 제어 기법을 제시하였다.

Simulation의 결과는 보상후의 응답이 훨씬 더 개선되었음을 잘 나타내고 있다.

2.정상상태 제어

직류측 전압이 거의 변동없이 허용오차 범위값내에 있을때의 교류측 전류제어가 정상상태 제어이다.

A. 기본원리 및 수학적 표현

그림 5 과 같은 PWM-VSC 의 각 상의 기본파에 대한 전압방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$L\frac{di_a}{dt} = V_a - E_a - Ri_a$$

$$L\frac{di_b}{dt} = V_b - E_b - Ri_b$$

$$L\frac{di_c}{dt} = V_c - E_c - Ri_c$$

$$E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c = V_{dc} I_l$$

위 방정식을 동기 좌표축에 의한 dq 변환 행렬을 사용하여 3 상에 대한 전압방정식 표현을 dq 전압방정식으로 나타낼수있다.

$$C_{dq} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$E_q = V_q - L\frac{di_q}{dt} - Ri_q + \omega L i_d$$

$$E_d = V_d - L\frac{di_d}{dt} - Ri_d - \omega L i_q$$

$$E_d i_d + E_q i_q = V_{dc} I_l$$

위 관계식에서 우리는 적절한 스위칭에 의해 부하가 요구하는 전류를 공급하면서 I_d 값도 임의로선택되게 E_d , E_q 를 만들 수 있다. 즉 임의의 역율값을 가질수 있도록 스위칭 할 수 있다

역율 1 의 상태에서 운전할때는 다음처럼 훨씬 간략화된 방정식을 얻을수 있으며,정상상태에서 식 (1),(2)에 의한 벡터 diagram은 그림 1 과 같다.

$$E_d = -\omega L i_q \qquad (1)$$

$$E_q = V_q - L\frac{di_q}{dt} - Ri_q \qquad (2)$$

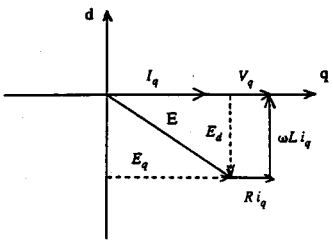


그림 1. Vecter diagram

위 관계식과 벡터도에서 V_q,R,L 값은 쉽게 알 수 있으며 고정된 값이다. 그러므로 제어를 위해 요구되는 I_q 만 주어진다면 위의 관계로 부터 E_d , E_q 를 전류의 직접 측정 없이도 만들수 있고 dq 변환의 역변환을 통해 E_a , E_b , E_c 도 알 수 있다.

$$E_a = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}(E_d\cos\theta + E_q\sin\theta) \qquad (3)$$

$$E_b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\left\{E_d\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + E_q\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})\right\} \qquad (4)$$

$$E_c = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\left\{E_d\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) + E_q\sin(\theta - \frac{4\pi}{3})\right\} \qquad (5)$$

B.Sinusoidal PWM제어

기준정현파와 삼각파 비교방식(SPWM)의 제어에서 modulating wave인 정현파가

$$E_m = \sqrt{2}V_m(E_d\cos\theta + E_q\sin\theta)$$

로 표시될때 이를 삼각파와 비교하여 그 교점에서 스위치의 on / off 신호를 발생한다. 이 스위칭에 의해 만들어진 전압을 Fourier 급수로 전개하여 기본파 성분과 고조파 성분으로 나누어 다음과 같이 표현할 수 있다.[7]

$$E_h = \frac{\sqrt{2}}{2}\frac{V_m}{V_{T_{peak}}}V_{dc}(E_d\cos\theta + E_q\sin\theta) + \textit{Bessel function harmonic terms} \qquad (V_m < V_{T_{peak}})$$

여기서 고조파를 제거한 그 기본파만을 (3),(4),(5)식 중 하나와 비교해 보면 E_a , E_b , E_c 를 얻기위해서 필요한 modulating wave를 계산할 수 있다.

$$\sqrt{2}V_m\frac{V_{dc}}{2}V_{T_{peak}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \qquad V_m = \frac{2V_{T_{peak}}}{\sqrt{3}V_{dc}}$$

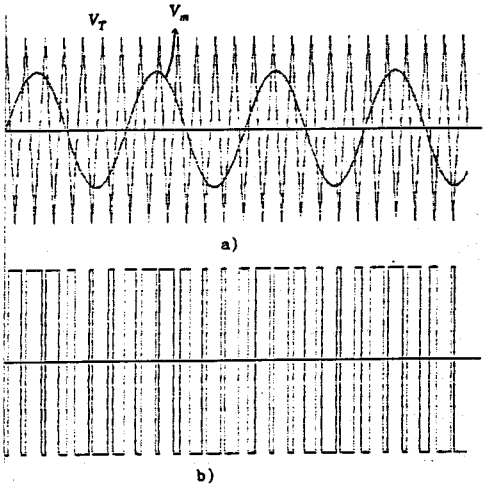


그림 2. a) Vt:carrier wave , Vm:modulating wave
b) Switched voltage

3.과도 상태 제어

부하변동에 의해 직류측 전압이 갑작스런 변화를 일으켜 허용 오차값을 벗어날 때 그때의 전류제어가 과도상태 제어이다.

식 (2) 에서 값이 작은 저항 R 을 무시하고 (6)처럼 다시 표현할 수 있다.

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_q - E_q}{L} \qquad (6)$$

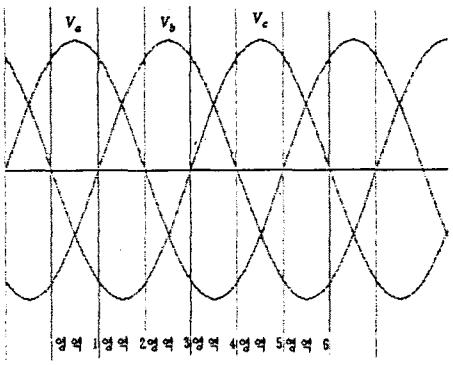
여기서 V_q 는 가장 가까운 방향의 E_q 가 선택되도록 스위칭을 하면 I_q는 가장 빨리 감소하고, V_q 의 반대 방향에 가장 가까운 스위칭 벡터가 선택되면 I_q 는 가장 빨리 증가한다.

$V_{err} > V_{band}$ 전류의 빠른 증가 필요 $-V_q$ 방향의 E_q 선택 필요

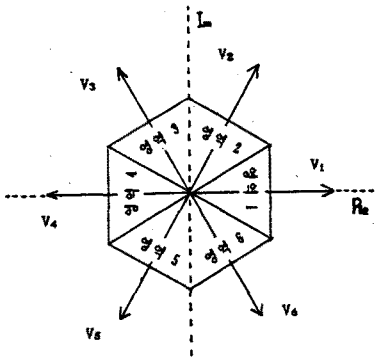
$V_{err} < -V_{band}$ 전류의 빠른 감소 필요 V_q 방향의 E_q 선택 필요

($V_{err} = V_{dcR} - Vdc$, V_{dcR}:기준전압, V_{band}:V_{dcR} 에 대한 V_{dc} 의 허용오차)

V_a, V_b, V_c 에 의해 만들어지는 벡터는 임의 인데 비해 스위칭에 의해 만들어 질 수 있는 전압 벡터는 8개이며 그중 E_q 값이 0 인 2개의 스위칭을 제외 하면 선택할 수 있는 스위칭 상태는 6개 뿐이다. 직류측 전압의 오차에 따라 V_q 와 가장 가까운 방향의 E_q 가 선택되어야 할 것인가 아니면 그 반대방향의 E_q 가 선택되어야 할 것인가를 결정한다. 그리고 아래의 벡터 diagram 과 V_a , V_b , V_c 파형 으로부터 전압 벡터의 존재 영역을 찾는다. 이로 부터 6개의 스위칭 벡터중 어느 것이 V_q 와 가장 비슷한 방향인가 혹은 가장 반대 방향인가 알 수 있다. [2]



a) 3 상 전원전압



b) voltage space 벡터

그림 3. Vq 벡터의 존재영역에 따른 voltage space 벡터의 선택

table 1

전압벡터의 존재영역		1	2	3	4	5	6
(a) 선택되어야할 스위칭 벡터	$V_{err} > V_{band}$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
(b)	$V_{err} < -V_{band}$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6

4.SIMULATION

직류측의 전압오차로부터 I_q 을 구성하여,이를 전류의 기준으로 삼아 제어하는 직접제어(a)와 이로부터 modulating wave를 구성하여 SPWM제어만을 하는 간접제어(b)와 새로운 제어기법으로 과도특성을 개선한 간접제어 (c)를 비교하고 있다.

$$I_q = Kp * V_{err} + K2 * I_{dc}$$

(a)의 직접제어는 Hysteresis three dependent 제어방식을 사용하여 기준값을 0.8[A]의 band 폭 내에서 추종하도록 하였다. (b)의 간접제어 방식은 -10[A]로 떨어지는 부하변동에 대해 신속하게 응답하지 못하고 있으나 (c)의 보상후 응답은 (a)의 직접제어와 별다를 바 없는 빠른 과도응답을 보여주고 있다.

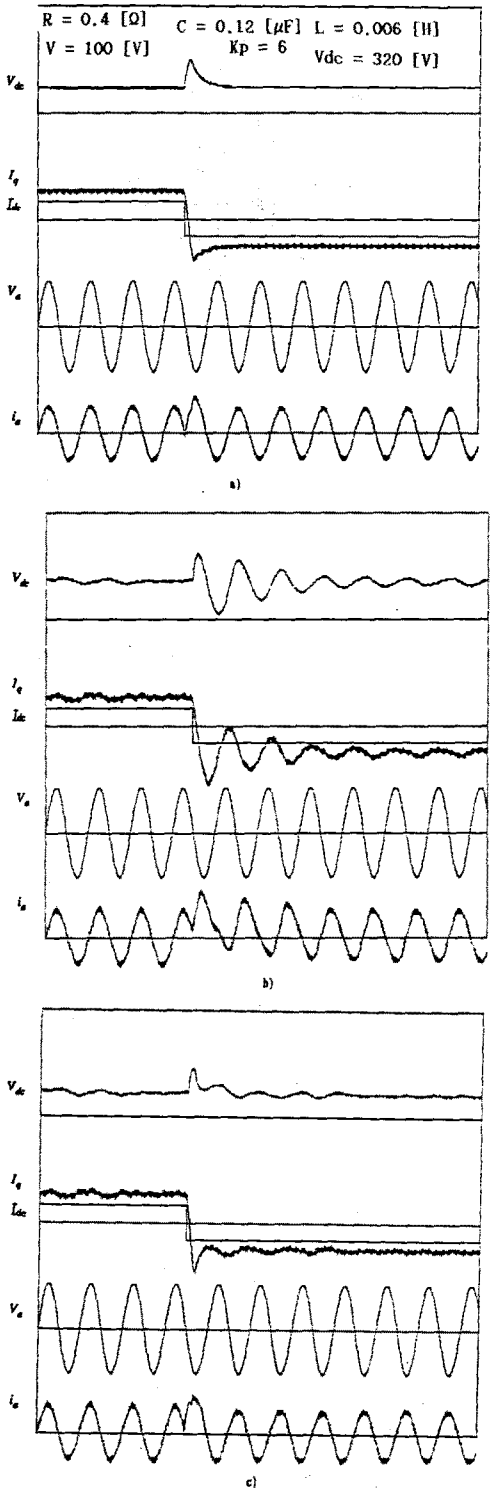


그림 4. Simulation 결과
a) 직접제어
b) SPWM 간접제어
c) 과도응답이 개선된 간접제어

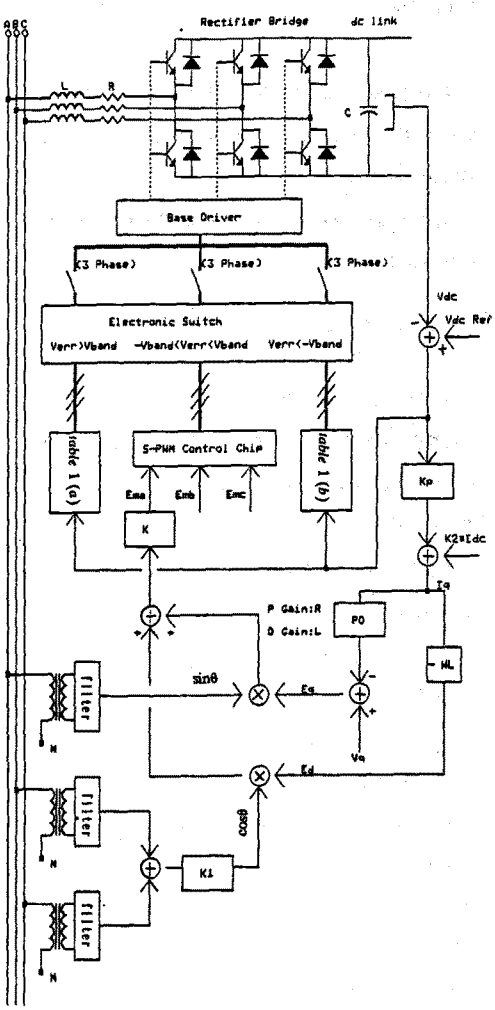


그림 5. Block diagram

5. 결론

간접전류 제어에 있어 보다 빠른 응답을 얻을수 있는 전류제어기법의 사용으로 다음과 같은 특성을 가지는 PWM - VSC를 구현할수 있다.

1.과도상태의 제어기법에의한 장치의 구성은 아주간단하며 빠른 응답으로 기준전압의 변화를 잘 추종할 수 있다.

2.고정밀도 이며 고가의 전류 측정 장치를 사용하지 않고도 원한는 전류제어를 할수있어 비용의 절감을 얻을수 있다.

3.정상 상태에서 삼각파 비교방식에의한 제어로 고조파 분석이 용이하다.

6. 참고문헌

[1] B.T Ooi, J.C. Salmon, J.W. Dixon and A.B. Kulkarni, " A 3 - Phase controlled current pwm converter with leading power factor ", IEEE Ind. Appl.Conf. Record, 1985,pp. 1008 - 1014

[2] D.M Brod and D.W. Novotny, " Current control of VSI - PWM inverter ", IEEE Ind. Appl.Conf. Record,1984,pp. 418 - 425

[3] G Pfaff.A. Wescgta, and A.Wick. " Design and experimental results of a brushless ac servo drive ", in IEEE - IAS Conf.Rec.1982, pp. 692 - 697

[4] A.Nabae, S.Ogasamara,H.Akagi, " A Novel control scheme of current controlled pwm inverter ", IEE - IAS Conf. Rec. 1985

[5] J.W. Dixon and B.T.Ooi, " Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boosty type 3 - phase rectifier " accecpted to IEEE Transactions on Industrial Electronics

[6] J.W. Dixon and B.T.Ooi, " Dynamically stabilized indirect current controllled spwm boost type 3 - phase rectifier ", IEEE Ind, Appl. Soc. Annual Meeting,1986 pp. 700 - 705

[7] B.K.Bose,Power Electronics and AC Drives.Englewood Cliffs, NJ:Prentice Hall,1986,pp.140 - 152