

무손실 공진기를 가지는 전압형 PWM 컨버터의 전원전류 제어에 관한 연구

* 허태원*, 신덕웅*, 김구형*, 진해중*, 우정인*
동아대학교 전기공학과

A Study on Source Current Control of Voltage Source PWM Converter based on Lossless Resonator

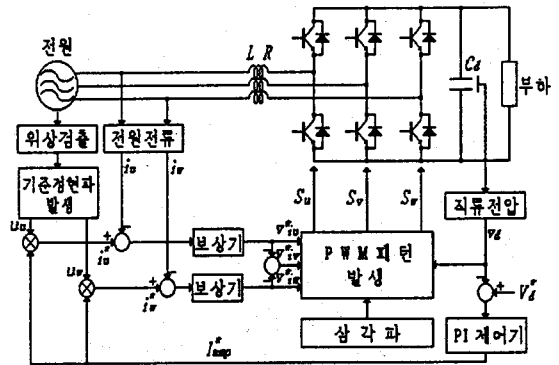
* T.W.Heo*, D.W.Shin*, G.H.Kim*, H.J.Jin*, J.I.Woo*
Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.

Abstract - A voltage source PWM converter based on lossless resonator and a source current control system are proposed in this paper.

It is proved that steady-state deviation reduces to zero from the transfer function of source current control system, owing to the lossless resonator. The system can be controlled by the feedback control only, because of no need to use a feedforward control in the proposed a source current control system. Therefore, as using lossless resonator, control system can be simply made up. Simulations are described in the case of difference between source current and source current reference.

2. 주회로 및 제어계의 구성

그림 1은 본 논문에서 제안하는 주회로와 제어계를 나타내고 있다. L, R 은 주회로의 교류측 리액터, C_d 는 직류측 콘덴서이다.



1. 서 론

삼각파 등의 고주파수 캐리어에 의한 비교방식으로 얻어지는 PWM패턴을 발생하는 전압형 PWM컨버터의 전원전류제어에 있어서, 전원전압에 결합된 필터리액터는 전압강하를 만들고 이를 보상하기 위해서 feedforward 제어에 의한 방식이 채택되고 있다. 그러나, feedforward 제어에 있어서는 정확한 회로정수를 필요로 하며, 그렇지 못할 경우 정상편차를 발생시키는 문제점을 야기시키므로 이러한 경우의 정상편차 저감 및 과도특성 개선을 목적으로 feedback 루프가 같이 사용된다.

본 논문에서는 전압형 PWM컨버터의 전원전류제어계의 정상편차 보상기로서 공진주파수가 전원주파수와 같은 무손실공진기를 사용함으로써 정상편차를 발생시키지 않도록 제어 가능하게 하고, 제어계를 간소화 시킨다.

그림 1 주회로 및 제어계

제어계를 보면, 먼저 U 상과 W 상의 전원전압 위상을 검출하여 단위진폭의 기준정현파 u_u 와 u_w 를 얻는다. 전원전류지령치 i_u^* 및 i_w^* 는 u_u, u_w 와 전원전류의 진폭지령치 I_{amp}^* 의 승산에 의해 구해지고, 전원전류지령치와 전원전류(i_u, i_w)의 편차가 보상기의 입력이 된다. 보상기의 출력은 교류측 상전압지령치로서 v_{iu}^* 와 v_{iw}^* 가 얻어지고, 두 값의 연산으로부터 v_{iv}^* 를 구한다. v_d 는 컨버터의 직류전압이고, V_d^* 는 직류전압지령치이다. 이 두값은 PI 제어기의 입력이 되고 그 출력이 I_{amp}^* 이다.

U, V, W 상의 스위칭 함수 S_u, S_v, S_w 는 $v_{iu}^*, v_{iv}^*, v_{iw}^*$ 와 삼각파 캐리어신호와 비교해서 얻는다.

3. 전원전류 제어계와 전달함수

3.1 전원전류 제어계의 구성

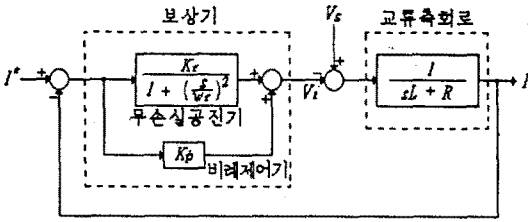


그림 2 전원전류 제어계의 블록선도

그림2는 무손실공진기를 가지는 전원전류제어계를 나타내고 있다.

I^* : 전원전류 지령치, I : 전원전류,

V_s : 전원 상전압, V_i : 컨버터 교류측 상전압

위의 네가지 성분은 각각 i^* , i , v_s , v_i 의 라플라스 변환값이다.

여기서, 무손실공진기의 전달함수는

$$G_r(s) = K_r / [1 + (\frac{s}{w_r})^2] \text{이다.}$$

K_r : 무손실공진기의 직류이득

w_r : 무손실공진기의 공진각주파수

전압형 PWM컨버터의 전원전류제어계에서 무손실공진기에 의해 정상상태에서 전원전류가 전원전류지령치에 편차없이 추종하도록 하고, 또한 양호한 과도특성을 얻기위해서 비례제어를 병용하여 보상기를 구성한다. 비례제어의 전달함수는 $G_p(s) = K_p$ 이다.

교류축회로의 L, R 은 교류측 리액터의 인덕턴스 및 저항 성분이고, 그 전달함수는 $1 / [sL + R]$ 이다.

3.2 전원전류 제어계의 전달함수

페루프계가 점근안정에 있는 경우, 각 상태량의 초기치는 제어량의 정상치에 영향을 주지 않기때문에 전달함수를 이용한 정상특성 해석이 가능하다. 제안한 전원전류제어계는 점근안정에 있다는 가정하에서 해석한다. 해석을 간단히 하기위하여 v_i 에 관해서는 스위칭의 영향을 고려해서 $v_i = v_i^*$ (교류측 상전압지령치)라고 본다.

먼저 그림2에 나타난 전원전류제어계에서 I^* 를 입력, I 를 출력으로한 경우 전달함수는 식(1)과 같다. 단, $V_s = 0$ 이라 한다.

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{-\frac{K_r}{1 + (\frac{s}{w_r})^2} \cdot \frac{1}{sL + R} - K_p \cdot \frac{1}{sL + R}}{1 - [\frac{K_r}{1 + (\frac{s}{w_r})^2} \cdot \frac{1}{sL + R} + K_p \cdot \frac{1}{sL + R}]}$$

$$= \frac{-K_p s^2 - w_r^2(K_r + K_p)}{Ls^3 + (R - K_p)s^2 + w_r^2 Ls + w_r^2(R - K_r - K_p)} \quad (1)$$

여기에서, $I(s)/I^*(s)$ 의 전원각주파수에 있어서의 정상특성을 구하기 위해서 식(1)에 $s = jw_r$ 을 대입하면 식(2)와 같다. w_r 은 무손실공진기의 공진각주파수이며, 이 경우 전원각주파수와 같다.

$$\frac{I(jw_r)}{I^*(jw_r)} = \frac{w_r 2K_p - w_r^2(K_r + K_p)}{-jw_r^3 L - w_r^2(R - K_p) + jw_r^3 L + w_r^2(R - K_r - K_p)}$$

$$= \frac{-w_r^2 K_p}{-w_r^2 K_p} = 1 \quad (2)$$

식(2)의 결과로부터 $i = i^*$ 임을 알 수 있다. 따라서, 정상편차는 0으로 된다.

다음은 전원상전압 v_s 가 전원전류 i 에 미치는 영향에 대해 검토하기 위한 V_s 를 입력, I 를 출력으로한 경우의 전달함수는 식(3)과 같다.

단, $I^* = 0$ 이라 한다.

$$\frac{I(s)}{V_s(s)} = \frac{\frac{1}{sL + R}}{1 - [\frac{K_r}{1 + (\frac{s}{w_r})^2} \cdot \frac{1}{sL + R} + K_p \cdot \frac{1}{sL + R}]}$$

$$= \frac{s^2 + w_r^2}{Ls^3 + (R - K_p)s^2 + w_r^2 Ls + w_r^2(R - K_r - K_p)} \quad (3)$$

식(3)에 $s = jw_r$ 을 대입하면 식(4)와 같다.

$$\frac{I(jw_r)}{V_s(jw_r)} = \frac{-w_r^2 + w_r^2}{-jw_r^3 L - w_r^2(R - K_p) + jw_r^3 L + w_r^2(R - K_r - K_p)}$$

$$= 0 \quad (4)$$

식(4)의 결과로부터, 입력 v_s 에 대한 출력 i 값은 0이다. 즉, v_s 는 i 에 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 그러므로 본 제어계는 전원전압강하 등 v_s 의 변동을 무시할 수 있고, 전원전압강하에 따른 보상을 위한 feedforward 제어는 할 필요가 없으며, feedback 제어 만으로 계의 안정화를 꾀할 수 있다.

식(5)와 식(6)은 전원각주파수가 w , 공진기의 공진각주파수가 w_r 로 서로 다른 경우 각각의 전달함수이다.

$$\frac{I(jw)}{I^*(jw)} = \frac{w^2 K_p - w_r^2(K_r + K_p)}{-w^2(R - K_p) + w_r^2(R - K_r - K_p) + jwL(w_r^2 - w^2)} \quad (5)$$

$$\frac{I(j\omega_r)}{V_c(j\omega_r)} = \frac{\omega_r^2 - \omega^2}{- \omega^2(R - K_p) + \omega_r^2(R - K_r - K_p) + j\omega L(\omega_r^2 - \omega^2)} \quad (6)$$

식(5)와 식(6)의 회로정수 값들은 아래의 시뮬레이션에 사용한 값들과 동일하다.

4. 시뮬레이션

공진기의 공진주파수는 60 Hz로 설정하고 전원주파수가 공진주파수와 같은 경우와 전원주파수가 65 Hz로 가변되었을 때 U상 전원전류치 전압인 보상기 출력파형은 같음을 보인다. 시뮬레이션에 사용된 회로정수는 표1과 같다.

Table 1 The parameter values of equivalent

교류측 리액터	$L = 6.28 [mH]$
	$R = 0.4 [\Omega]$
보상기	$K_r = 3 [\Omega]$
	$K_p = -3 [\Omega]$
전원전압 실효치	$V_s = 100 [V]$
직류전압 지령치	$V_d^* = 200 [V]$
직류측 콘덴서	$C_d = 500 [\mu F]$
PI 제어기	비례이득 $0.1 [\Omega^{-1}]$
	적분이득 $9.67 [\Omega^{-1}]$
공진 주파수	$f_r = 60 [Hz]$
스위칭 주파수	$f_c = 24 \times f_s [Hz]$

그림 3에서는 전원주파수가 60 Hz 일 경우 U상의 전원전류지령치파형 ①과 전원전류파형 ② 및 그 편차 ③ 그리고 보상기의 출력파형 ④을 나타낸다.

그림 4로부터는 전원주파수를 65 Hz로 변동시켰을 경우 전원전류 파형변화에 의한 정상편차의 발생과 보상기에 의해 출력파형이 보상됨을 알 수 있다.

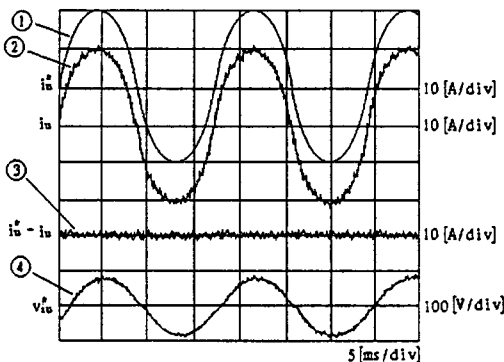


그림 3 전원주파수와 공진주파수가 같은 경우

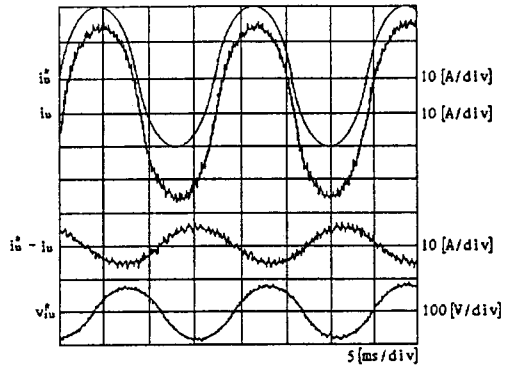


그림 4 전원주파수와 공진주파수가 다른 경우

5. 결 론

본 논문에서는 무손실공진기를 가지는 전압형 PWM컨버터의 전원전류제어계를 제안했고, 제어계의 전달함수와 시뮬레이션을 통해 다음과 같은 결론을 얻었다.

전원전류제어계의 전달함수로부터 공진주파수가 전원주파수와 같을 때 정상편차가 0이 됨을 알 수 있고, 전원전압의 변동은 전원전류에 영향을 끼치지 않음을 알았다. 따라서, 전원전압과 회로정수 값을 정확히 고려해야 하는 feedforward 제어를 할 필요 없이 feedback 제어만으로 계의 안정화가 가능하여 제어계를 간소화 할 수 있다.

그리고 시뮬레이션으로부터 전원주파수가 공진주파수와 다를 경우 무손실공진기에 의해서 정상편차가 보상됨을 알 수 있다.

[참 고 문 헌]

- [1] D.M Divan, "The Resonant DC Link Converter - A New Concept In Power Conversion", IEEE-IAS Annual Conference Records, pp.648-656, 1986
- [2] H. Sugimoto, etc, "A high performance control method of a voltage-type PWM converter", PESC, pp.360-368, 1988
- [3] V. Vorperian, R. Tymerski and F.C.Lee, "Equivalent Circuit Models for Resonant & PWM Switches", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.4, No.2, pp.205-214, 1989
- [4] S.Fukuda, Y.Iwaji and T.Aoyama, "Modelling and Control of Sinusoidal PWM Rectifiers", EPE.proc., pp.115-120, 1993