

전압형 PWM 컨버터의 교류입력측 LCL필터 설계

노재석, 최재호

충북대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부

Design of AC Input LCL Filter for Voltage Source PWM Converter

Jaeseok Noh and Jaeho Choi

School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University

ABSTRACT

In this paper, a design method of LCL filter at the AC input side of a voltage source PWM converter is proposed. Effective method to prevent pollution of the utility caused by high frequency current ripple is to use a LCL filter instead of the L filter. The C elements in the filter provide a low impedance path for the high frequency component, preventing them from entering the utility. A resistor in series with a capacitor is used for damping the resonance in the filter. The design examples are shown and the validity of the proposed design method is verified through the PSIM simulation.

1. 서 론

PWM 컨버터의 약 2kHz~15kHz의 스위칭주파수에 따른 스위칭 리플전류는 동일전원의 EMI에 민감한 타 부하나 장비에 장애를 일으키는 요인이 되고 있으며 특히 정격이 수십 kVA에서 수백 kVA인 시스템에서는 필터의 가격과 THD가 시스템 설계시 매우 중요한 사항이다.^[1] 이러한 문제를 효과적으로 해결하기 위해 LCL필터구조에 의해 스위칭 고조파 전류를 억제하는 방법이 이용되고 있으나 컨버터 입력단 전류를 전원전압과 동상으로 제어하는 L필터구조의 컨버터에서 L을 대신해서 LCL필터를 설치하면 전원전류가 진상이 되고 경우에 따라서는 공진 현상이 발생하여 오히려 특정고조파가 증대되는 경우가 발생할 수가 있다. 따라서 여러 가지 제어기법들에 관한 선행연구로 이를 극복하고자 하였으나^[1~2] 수동 LCL필터의 설계에 대해서는 연구가 거의 이루어지지 않았다. 이의 근본적인 이유는 PWM 컨버터의 교류입력측 고조파

및 전류제어 특성은 컨버터의 파라미터들이 상호 복합적으로 작용하여 적정 값을 설계하는데 어려움이 있어서 종래에는 경험적인 방법에 의존하여 설계하고 이에 따르는 오차는 제어기로써 극복하고자 하였기 때문이다. 이상적으로 추가된 LC필터가 스위칭 고조파 전류만 억제하고 기본파 전류에 대해서는 크기나 위상의 영향을 미치지 않는다면 기본파주파수에서는 커패시터에 대한 영향을 무시할 수 있으므로 기본파의 동특성으로 결정되는 제어기는 LCL필터의 경우와 L필터구조 PWM 컨버터의 제어 토폴로지가 동일하다. 따라서 본 논문에서는 기존의 L필터구조 컨버터의 파라미터 설계 및 제어 토폴로지를 바탕으로 이상적인 경우에 근사하도록 최적의 LCL필터 파라미터 설계기법을 제시한다.

2. PWM Converter

2.1 컨버터 모델링

교류입력측의 스위칭 고조파전류를 억제하기 위해서 부착된 LC필터가 기본파에 대해서는 영향을 미치지 않고 고조파 전류만 억제하는 이상적인 경우에는 시스템의 기본파 모델링이 기존의 L필터구조 컨버터의 경우와 동일하다. 즉, 그림 1에서 필터 커패시터를 무시하면 $L_s + L_x = L, R_s + R_x = R$ 의 파라미터 값을 가지는 L필터구조 컨버터가 된다.

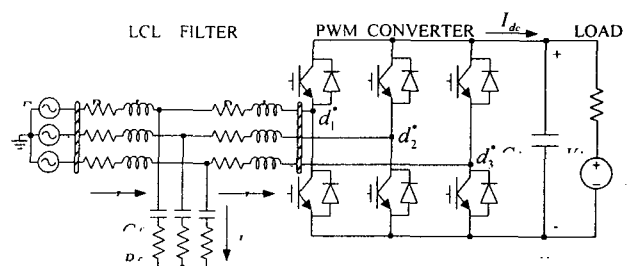


그림 1 LCL 필터구조 PWM 전압형 컨버터

불연속적인 스위칭 함수 $d_k(k=1,2,3) \in (1,0)$ 로 표현되는 L필터구조 컨버터의 상태방정식을 푸리에 급수를 전개하면 전원 기본주파수(60Hz) 상태방정식과 스위칭 고조파 상태방정식을 얻을 수 있다. d_k 의 평균치, 즉 듀티비 d_k 는 그림 2에서 다음과 같이 표현한다.

$$d_k = \frac{m}{2} \cos\left\{ \omega t - \phi - (k-1)\frac{2\pi}{3} \right\} + \frac{1}{2} \quad (1)$$

기본파 상태방정식을 d_k 로 표현하면 다음과 같다.

$$Z\dot{x} = Ax + Bu \quad (2)$$

여기서

$$x = [i_a \ i_b \ i_c \ v_{dc}]^T \quad (3)$$

$$Z = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{dc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -(d_1 - \frac{1}{2}) \\ 0 & -R & 0 & -(d_2 - \frac{1}{2}) \\ 0 & 0 & -R & -(d_3 - \frac{1}{2}) \\ d_1 & d_2 & d_3 & -\frac{1}{r_L} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/r_L \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$u = [e_{sa} \ e_{sb} \ e_{sc} \ e_L]^T \quad (7)$$

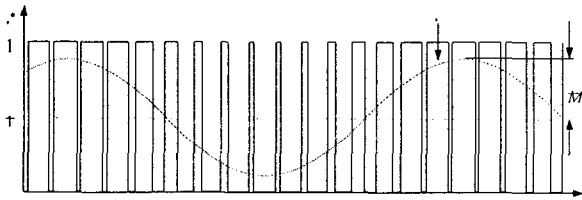


그림 2 SPWM 제어시 스위칭 함수

2.2 교류입력측 기본파 정상상태 해석

그림 3(a)는 L필터구조 컨버터의 기본파 등가회로이다. 여기서 선로의 누설저항 R은 대부분의 경우 인덕터의 리액턴스에 비해 매우 작기 때문에 정상상태 해석과 파라미터 설계시 그 영향이 미비하므로 해석의 편의상 이후로는 R을 생략하기로 한다. 등가회로로부터 컨버터의 동작목적인 교류 입력단의 단위역률 제어 및 직류 출력전압 제어는 d_k 의 크기 M과 위상 ψ 에 의해 제어됨을 알 수 있다. 그림 3(b)는 L필터구조 컨버터의 정상상태에서 교류입력단의 a상에 대한 페이저도이며 크기는 실

효치를 위상은 코사인을 기준 페이저로 한다. 기본파 상태 방정식으로부터 전원의 중성점 O를 기준으로 a상의 컨버터 입력단 전압은 다음과 같다.

$$V_{pA} = (d_1 - \frac{1}{2})V_{dc} = \frac{MV_{dc}}{2\sqrt{2}} \angle -\psi \quad (8)$$

교류입력전류는 다음과 같다.

$$I_a = \frac{E_{sa} - V_{pA}}{Z} = \frac{E_{sa} \angle 0^\circ - V_{pA} \angle -\psi}{\Omega L \angle 90^\circ} \quad (9)$$

크기와 위상은 각각 다음과 같다.

$$I_a = \frac{\sqrt{(E_{sa} - V_{pA} \cos \psi)^2 + (V_{pA} \sin \psi)^2}}{\Omega L} \quad (10)$$

$$\phi = 90^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{V_{pA} \sin \psi}{E_{sa} - V_{pA} \cos \psi} \right) \quad (11)$$

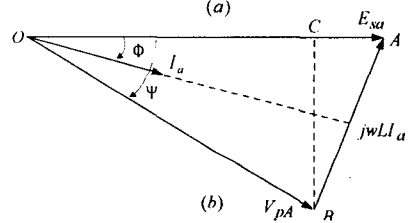
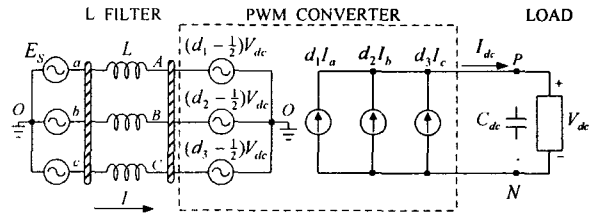


그림 3 L필터구조 컨버터
(a) 기본파 등가회로 (b) 기본파 페이저도

2.3 ψ, M 의 제어범위와 V_{dc}, L 의 선택

역률 ϕ , 직류출력전압 V_{dc} , 그리고 교류입력전류 I_{abc} 를 제어변수인 M과 ψ 로 나타내면 시스템이 단위역률 및 원하는 직류출력전압으로 제어될 때 M과 ψ 의 제어범위와 경제적인 관점에서 V_{dc} 와 L을 설계할 수 있다. 그림 3(b)에서 \overline{AB} 는 I_a 와 수직이고 \overline{BC} 는 E_{sa} 와 수직이다. 따라서

$$|\overline{BC}| = \Omega L I_a \cos \phi = \frac{MV_{dc}}{2\sqrt{2}} \sin \psi \quad (12)$$

이므로 역률 ϕ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\phi = \tan^{-1} \frac{|\overline{AC}|}{|\overline{BC}|} = \tan^{-1} \left(\frac{E_{sa} - \frac{MV_{dc}}{2\sqrt{2}} \cos \psi}{\frac{MV_{dc}}{2\sqrt{2}} \sin \psi} \right) \quad (13)$$

단위역률로 운전될 때 V_{dc} 는 다음과 같다.

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}E_{sa}}{M \cos \psi} \quad (14)$$

식 (12)로부터 이 때의 교류입력전류는 다음과 같다.

$$I_a = \frac{MV_{dc}}{2\sqrt{2}\Omega L} \sin \psi \quad (15)$$

또는 식 (14)를 식 (15)에 대입하면 다음과 같다.

$$I_a = \frac{E_{sa}}{\Omega L} \tan \psi \quad (16)$$

정격조건에서 L의 피상전력은 다음과 같다.

$$S_L = I_{an}^2 \Omega L = \frac{E_{sa}^2}{\Omega L} \tan^2 \psi_n \quad (17)$$

아래첨자 n은 정격조건(nominal condition)을 나타낸다. 전원의 피상전력을 기준으로 S_L 를 P. U. 단위로 나타내면 다음과 같다.

$$S_L(P.U.) = \frac{S_L}{E_{sa} I_{an}} = \tan \psi_n \quad (18)$$

이 식은 ψ_n 이 클수록 L의 용량이 커져야 됨을 보여준다. 따라서 실제 시스템에서의 $S_L(P.U.)$ 은 0.1~0.3정도가 적당하며 ψ_n 은 $5.7^\circ \sim 16.7^\circ$ 이다. ψ_n 이 결정되고 나면 식 (14)로부터 V_{dc} 는 M에 반비례하여 결정된다. 입력전류를 정현파로 유지시키는 선형영역에서의 동작영역은 $M \leq 1$ 이므로 V_{dc} 의 최소값은 다음과 같다.

$$V_{dc \min} = \frac{2\sqrt{2} E_s}{\cos \psi_n} \quad \text{at } M = 1 \quad (19)$$

많은 경우에 V_{dc} 는 시스템의 원활한 동작을 위해 $V_{dc \min}$ 보다 20%~30% 정도 높게 설정한다. ψ_n 과 V_{dc} 가 결정되면 식(14)에 의해 M이 계산되고 식 (16)으로부터 L은 다음과 같다.

$$L = \frac{E_{sa}}{\Omega I_{an}} \tan \psi_n \quad (20)$$

2.4 시스템 설계예시

교류선간전압 440[V]으로부터 용량 200[kVA], 직류출력전압 1000[V], 그리고 단위역률로 운전되는 L필터구조 3상 PWM 전압형 컨버터의 설계는 다음의 순서와 같다.

1. 식 (18)로부터 $S_L(P.U.) = 0.1995$ 으로 한다.
2. $\psi_n = \tan^{-1} S_L(P.U.)$ 으로부터 $\psi_n = 11^\circ$ 이다.
3. 식 (20)에서 $L = \frac{E_{sa}}{\Omega I_{an}} \tan \psi_n = 0.5[mH]$ 이다.
4. 식 (15)로부터 $M_n = \frac{2\sqrt{2} E_{sa}}{V_{dc} \cos \psi_n} = 0.73$ 이다.
5. 식 (2.41)으로부터 $V_{\mu A} = \frac{MV_{dc}}{2\sqrt{2}} = 258.1[V]$ 이다.

스위칭 주파수 F_s 와 직류 커패시터 C_{dc} 는 고조파 정상상태해석으로부터 구할 수 있다.^[3]본 시스템에서는 교류입력전류의 THD_i 가 3%이하를 만족하도록 $F_s = 6900[Hz]$ 으로 설정하고 직류출력전압의 변동치가 1[V]이하가 되도록 $C_{dc} = 5800[\mu F]$ 으로 설정한다.

3. LCL 필터

3.1 전달함수

앞서 설계된 L필터구조 컨버터 교류입력측의 L값을 L_s 와 L_x 로 나누고 병렬로 커패시터 C_f 를 추가적으로 설치하여 LCL필터를 구성한다. 그림 4(a)는 LCL필터구조 컨버터 교류입력단의 기본파 등가회로이며 페이저도는 그림 4(b)와 같다. 중첩의 원리를 적용한 각각의 전달함수는 다음과 같다.

$$H_1(S) = \frac{S^2 + 2\zeta_1 \omega_{n1} S + \omega_{n1}^2}{2\zeta_1 \omega_{n1} S + \omega_{n1}^2} \quad \text{at } V_{\mu A} = 0 \quad (23)$$

$$H_2(S) = \frac{2\zeta_2 \omega_{n2} S + \omega_{n2}^2}{S^2 + 2\zeta_2 \omega_{n2} S + \omega_{n2}^2} \quad \text{at } E_{sa} = 0 \quad (24)$$

여기서 ω_n 과 ζ 는 다음과 같으며 R_f 는 공진을 억제하기 위한 댐핑저항이다. 그리고 고조파 등가회로는 $E_{sa} = 0$ 인 기본파 등가회로와 같으므로 전달함수는 $H_2(S)$ 와 같다.

$$\omega_{n1} = \frac{1}{\sqrt{L_x C_f}}, \quad \zeta_1 = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_x}} \quad (25)$$

$$\omega_{n2} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_f}}, \quad \zeta_2 = \frac{R_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_s}} \quad (26)$$

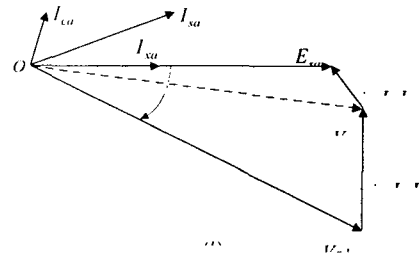
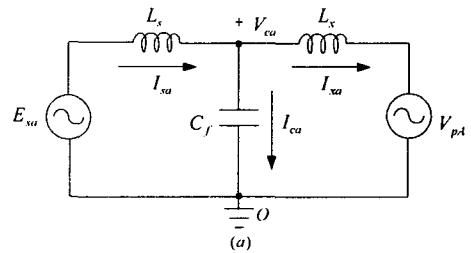


그림 4 LCL필터구조 컨버터의 교류입력단
(a) 기본파 등가회로 (b) 기본파 페이저도

3.2 설계순서

기본파 주파수 ω_e 와 스위칭 주파수 ω_s 에서의 전달함수의 크기에 대한 설계조건은 다음과 같다.

$$\text{조건 1. } \frac{1}{a} \leq |H_1(j\omega_e)|$$

$$\text{조건 2. } |H_2(j\omega_e)| \leq a$$

$$\text{조건 3. } |H_2(j\omega_s)| \leq b$$

여기서 a가 1에 가까울수록, b가 작을수록 설계 사양을 엄격해진다. $a = 1.01$, $b = 0.1$ 이며 컨버터 입력측 전류의 $THD_{ix} \leq 5\%$ 를 만족하는 파라미터 설

계는 2.4절을 참고하여 다음순서에 따른다.

1. 2.4절에서 $THD_i \leq 3\%$ 를 만족하는 L 은 $0.5[mH]$ 이므로 $THD_{ix} \leq 5\%$ 를 만족하는 $L_x \approx \frac{3}{5} L = 0.3[mH]$ 이다.
2. $L_s = L - L_x = 0.2[mH]$ 이다.
3. $\zeta_2 = 0.2$ 일 때 $w_{n2} \leq 9185[rad/sec]$ 이면 조건 3을 만족한다.
4. $\zeta_2 = 0.2, w_{n2} = 9185$ 일 때 $|H_2(jw_e)| = 1.002$ 는 조건2도 만족함을 알 수 있다.
5. 식 (26)으로부터 C_f, R_f 는 다음과 같다.

$$C_f = \frac{1}{L_s w_{n2}^2} = 60[\mu F], R_f = 2\zeta_2 \sqrt{\frac{L_s}{C_f}} = 0.73[\Omega]$$

6. 식 (25)로부터 $w_{n1} = 7453[rad/sec], \zeta_1 = 0.16$ 이다.
7. w_{n1}, ζ_1 값을 식 (23)에 대입하면 $|H_1(jw_e)| = 0.997$ 이 되어 조건 1을 만족시켜 파라미터 설계가 끝난다.

4. 시물레이션

표 1은 시물레이션에 사용된 파라미터 값이며 설계예시의 값과 동일하다. 전체 시스템은 예측제어를 통해 동특성이 빠르고 구현이 쉽도록 하였다.^[3] 그림 5는 정상상태에서 I_{xu}, I_{su} 의 파형이다. I_{xu} 의 스위칭 고조파 전류 I_{xah} 와 I_{su} 의 스위칭 고조파 전류 I_{sah} 를 I_{sa} 에 대해 주파수영역에서 정규화 시킨 그림 6에서 $THD_{ix} \approx 5\%$ 이며 $THD_{is} \approx 0.5\%$ 이다. 그림 7은 컨버터가 정류동작일 때 부하 정격전류 I_{dc} 에서 0.2초시에 $-I_{dc}$ 의 회생동작으로 될 때의 I_{sa} 파형을 보여준다.

표1 시물레이션에 사용된 시스템 파라미터

Parameter	Value	Parameter	Value
Power	200[kVA]	V_{dc}	1000[V]
E_s	440[Vrms]	L, R	0.5[mH], 0.12[Ω]
F	60[Hz]	L_s, R_s	0.2[mH], 0.048[Ω]
F_s	6900[Hz]	L_x, R_x	0.3[mH], 0.072[Ω]
C_{dc}	5800[μF]	C_f, R_f	60[μF], 0.73[Ω]

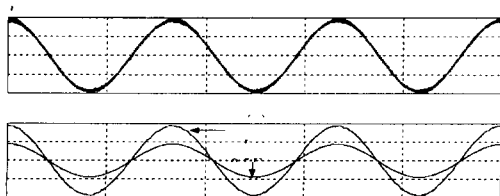


그림 5 정상상태 파형

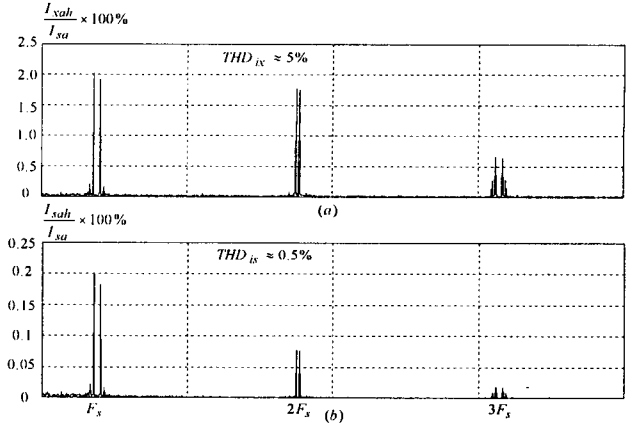


그림 6 주파수 영역에서 정규화된 파형

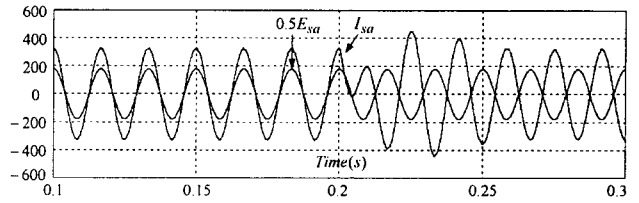


그림 7 정격 정류모드에서 회생모드 변환시 파형

5. 결론

본 논문에서는 교류입력측이 L필터구조인 기존의 전압형 PWM 컨버터에 의해 전원계통으로 흘러 들어가는 스위칭 고조파전류를 억제하기 위해 새로이 사용되는 LCL필터구조 PWM 컨버터의 설계기법을 제시하였다. 설계사양을 만족하는 범위 내에서 컨버터 입력단의 스위칭 고조파 전류는 필터 커패시터로 흐르도록 하고 컨버터 입력단 기본과 전류성분만 교류전원계통으로 흐르게 하는 최적의 필터값들을 설계하였다. 200[kVA] 3상 LCL필터구조 PWM 컨버터를 설계하고 시물레이션을 통해 제안한 이론의 타당성을 입증하였다.

참고 문헌

- [1] V. Blasko and V. Kaura, "A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC filter of a Three-Phase Voltage Source Converter," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 2, pp. 542-550, 1997, March/April.
- [2] M. Lindgren and J. Svensson, "Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filtering," *IEEE PESC '98 Rec.*, Vol. 1, pp. 229-235, 1998.
- [3] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, "Analysis of a PWM ac to dc Voltage Source Converter under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 4, pp. 756-764, 1991, July/August.