

전압형 전력용 능동필터의 교류입력측 LCL 필터 설계

노재석 최재호

충북대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부

Design of AC Input LCL filter for Voltage Fed Active Power Filter

Jaesuk Noh and Jaeho Choi

School of Electrical and Computer Engineering, Chungbuk National University

ABSTRACT

In this paper, the design method of LCL filter at the AC input side of a voltage fed active power filter is proposed. The characteristics of harmonics suppression and current control performance of active power filter are described using the analysis of the relation of these characteristics and DC voltage, switching frequency, and AC inductor values. The design examples are shown and the validity of the proposed design method is verified through the PSIM simulation.

1. 서론

본 논문에서는 비선형 부하로부터 계통에 유입되는 고조파를 억제하기 위하여 적용되는 전력용 능동필터의 교류입력측 LCL 필터^{[1][2]}의 설계방법을 제안한다. 전력용 능동필터의 주회로인 전압형 PWM 컨버터는 교류 입력측 인덕터를 통하여 고조파 전류를 계통에 주입하는 과정에서 PWM 컨버터의 성능특성상 교류측에 잔류하여 계통에 유입되는 스위칭 고조파 전류가 존재한다. PWM 컨버터의 구형과 전압파형으로부터 정현파화 전류를 얻기 위해 부착하는 인덕터와 스위칭 주파수보다 상위 고조파를 제거하기 위한 수동필터를 조합하여 LCL 필터구조를 채택한다. 능동필터의 교류입력측 고조파 및 전류제어 특성은 능동필터의 DC전압, 스위칭 주파수, 교류측 인덕터의 값들에 직접적인 관련이 있다. 그러나 이들이 상호 복합적으로 작용하여 특성을 해석하고 적정값을 설계하는데 어려움이 있어서 종래에는 경험적인 방법에 의존하여 왔다. 따라서 본 연구에서는 이들의 상호관계를 규명하여 LCL 필터를 설계하는 기법을 제시한다. 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위하여 계통의 모델링과 해석을 수행하고 시뮬레이션을 행하였다.

2. 전압형 능동필터

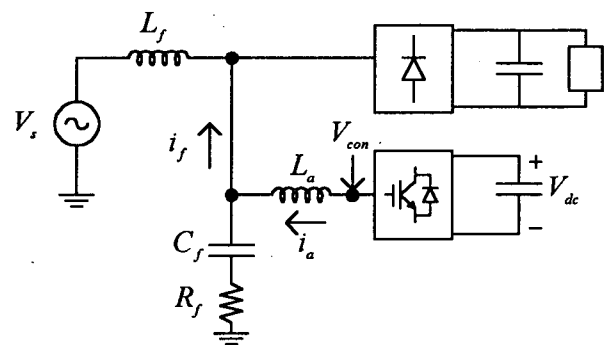


그림 1 전압형 능동필터

능동필터의 성능평가를 나타내는 중요한 지표는 전류 제어의 속응성과 보상후의 전원전류의 THD_i 이다. 전원 주파수에 비해 스위칭 주파수가 매우 크다면 한 스위칭 구간에서의 전원전압 v_s 와 DC전압 V_{dc} 는 일정하며 교류 인덕터를 통해 흐르는 전류 i_a 의 기울기 $\Delta i_a / \Delta t$ 는 능동필터의 속응성을 나타내며 변동폭 Δi_a 는 THD_i 를 직접 나타낸다. $\Delta i_a / \Delta t$ 와 Δi_a 는 식(1)에서와 같이 교류인덕터 L_{af} , DC전압 V_{dc} , 그리고 스위칭 주파수 f_s 에 의해 결정되어 진다.

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{v_s - v_{con}}{L_{af}}, \quad \Delta i_a = \frac{v_s - v_{con}}{L_{af}} \Delta t$$

$$v_{con} = S * V_{dc} \quad (1)$$

여기서 v_{con} 은 PWM 컨버터 입력단 전압이며 S 는 $\{-1, 0, 1\}$ 로 표현되는 스위칭 함수이다. L_{af} 는 능동필터의 설계에 있어서 가장 중요한 파라미터로서 컨버터와 계통전원간의 매개역할을 한다. 비선형 부하전류의 낮은 주파수 범위에서 $R_f C_f$ 1차 고역통과 필터의 임피던스가 전원의 등가임피던스보다 상대적으로 매우 크다면 1차 고역통과의 영향을 무시할 수 있으므로 L_f 는 능동필

터의 대역폭 내에서는 L_{af} 의 일부로 작용한다. 즉,

$$L_{af} = L_a + L_f \quad (2)$$

스위칭 주파수대의 높은 영역에서는 전원 등가임피던스가 증가하여 L_f 는 스위칭 리플전류를 차단하는 2차 저역통과 필터의 인덕터로 작용한다. L_{af} 의 누설저항을 고려하면 전류는 전압에 대해서 일종의 1차 지연요소로 작용하여 능동필터의 기준 보상전류를 추종하게 된다. 스위칭 주파수가 이론적으로 무한대가 되지 않는 이상 교류 인덕터에는 스위칭 리플을 함유한 전류가 흐르므로 보상전류의 지령치와 결코 동일할 수가 없으나 스위칭주파수가 일정한 상태에서 스위칭 리플전류는 추가적인 수동필터로 제거할 수 있다. V_{dc} 는 원활한 전류보상을 위해서 스위칭 손실, 커패시터 누설전류등으로 인한 직류측 커패시터 전압강하분을 보상하고 스위치의 전압스트레스를 고려하여 항상 계통전원의 피크치보다 1.2~1.5 배의 높은 값으로 일정하게 유지하도록 전압제어를 하는 것이 통상적이다. 이론적으로는 f_s 가 높을수록 속응성도 좋아지고 THD도 작아져서 이상적인 능동필터로 접근하지만 실제시스템에서는 스위칭 소자의 능력과 스위칭에 의한 손실을 고려해야 하기 때문에 f_s 를 제한해야 한다.

3. LCL 필터 설계

3.1 적응허용밴드 전류제어기

제안된 시스템은 능동필터와 수동필터의 설계를 용이하게 하고자 과도응답 특성이 우수하고 일정 스위칭 주파수를 가지는 적응 허용밴드 전류제어기^[3]를 사용하여 PWM 파형을 발생시킨다. 유니폴라 스위칭을 적용하여 바이폴라 스위칭보다 리플전류 크기를 작게하여 스위칭 손실과 THD를 작게 한다. 그림 2는 적용된 적응허용밴드 히스테리시스 제어기의 블록도이다. 반브리지 중의 하나가 전원주파수로 스위칭 되고 다른 하나가 스위칭 주파수로 스위칭 된다면 PWM 컨버터의 출력은 '0'과 V_{dc} 가 된다.

$$t_a = \frac{\Delta i_a L_{af}}{V_{dc} - |v_s|}, \quad t_b = \frac{\Delta i_a L_{af}}{|v_s|} \quad (3)$$

$$f_s = \frac{1}{t_a + t_b} = \frac{(V_{dc} - |v_s|)|v_s|}{\Delta i_a L_{af} V_{dc}} \quad (4)$$

스위칭 주파수를 일정하게 하기 위해서 리플전류 변동분 Δi_a 는 다음식과 같이 전원의 2배수 주파수로 변한다.

$$\begin{aligned} \Delta i_a &= \frac{(V_{dc} - |v_s|)|v_s|}{f_s L_{af} V_{dc}} \\ &= \frac{V_m(1 - m_a |\sin wt|) |\sin wt|}{f_s L_{af}} \end{aligned} \quad (5)$$

적응허용밴드제어는 리플전류의 밴드폭이 변함으로 인해

스위칭 주파수를 일정하게 하지만 스위칭 주기내에서 t_a 와 t_b 가 동일하지가 않아 속응성을 표현하는 $\Delta i_a / \Delta t$ 가 순시적으로 변하게 된다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_a}{t_a} &= \frac{V_{dc} - V_m |\sin wt|}{L_{af}} \\ \frac{\Delta i_a}{t_b} &= \frac{V_m |\sin wt|}{L_{af}} \end{aligned} \quad (6)$$

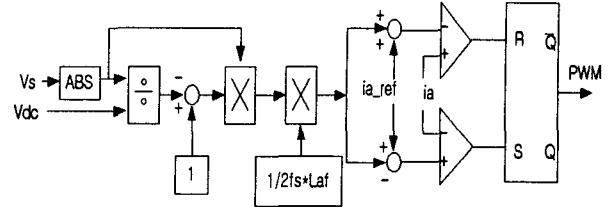


그림 2 전류제어기 블록선도

3.2 속응성 조건

능동필터가 급변하는 부하전류를 추종하여 비선형 부하전류의 저차수 고조파 성분 전류를 보상하도록 능동필터의 속응성이 좋기 위해서는 비선형부하의 변화량 di_L/dt 보다 능동필터의 보상전류 변화량 $\Delta i_a / \Delta t$ 가 항상 커야만 한다. 능동필터의 교류인덕터 L_{af} 의 크기가 작을수록 $\Delta i_a / \Delta t$ 가 증가하지만 스위칭주파수가 일정할 경우에는 리플전류의 변동치 Δi_a 도 증가하기 때문에 비록 능동필터가 속응성의 조건을 만족시키더라도 리플전류에 의해 THD가 나빠지게 된다. 부하전류 변화량의 최대치 di_L/dt_{max} 가 될 때의 $wt = \alpha$ 라고 하면 di_L/dt_{max} 보다 $\Delta i_a / \Delta t$ 가 크도록 하면 속응성을 만족시킬 수 있다. 즉,

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc} - V_m \sin \alpha}{L_{af}} &\geq \frac{di_L}{dt}_{max} \quad \text{for } \frac{di_L}{dt}_{max} \geq 0 \\ \frac{V_m \sin \alpha}{L_{af}} &\geq \left| \frac{di_L}{dt}_{max} \right| \quad \text{for } \frac{di_L}{dt}_{max} \leq 0 \end{aligned} \quad (7)$$

3.3 THD 조건

적응허용밴드 제어기에 의해 리플전류 $i_{a,ripple}$ 은 일정한 스위칭 주파수를 가지고 $\Delta i_a / 2$ 의 가변크기를 가지는 교류전류이다. 크기가 비록 전원주파수의 2배의 주기로 변하지만 스위칭 주파수는 전원의 2배수 주파수보다 충분히 크기 때문에 리플전류 $i_{a,ripple}$ 는 $\Delta i_{a,avg} / 2$ 의 크기를 가지고 양과 음을 스위칭 주파수로 교번하는 삼각파로 가정할 수가 있다.

$$\Delta i_{a,avg} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \Delta i_a = \frac{V_m}{f_s L_{af}} \left(\frac{4 - \pi m_a}{2\pi} \right) \quad (8)$$

삼각파를 푸리에 변환하여 기본파에 대해서만 실효치를 구하면 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$I_{a,ripple} \approx \frac{2\sqrt{2}\Delta i_{a,avg}}{\pi^2} = \frac{\sqrt{2}V_m(4-\pi m_a)}{\pi^3 f_s L_{af}} \quad (9)$$

여기서 m_a 는 V_m/V_{dc} 이다.

능동필터의 리플전류 $i_{a,ripple}$ 은 식 (9)로 부터 교류인덕터 L_{af} 의 함수로 표현된다. L_{af} 가 증가하면 $i_{a,ripple}$ 가 감소하여 THD가 작아지지만 속응성이 나빠지게 된다. L_{af} 를 충분히 작게 설계하여 속응성을 만족하도록 하면 리플전류만이 THD에 영향을 미치게 되는데 만일 설정된 L_{af} 에서의 THD가 5%이하가 된다면 속응성과 THD조건을 동시에 만족하게 된다.

$$THD_i = \frac{I_{a,ripple}}{I_{L_1}} = \frac{\sqrt{2}V_m(4-\pi m_a)}{\pi^3 f_s L_{af} I_{L_1}} \leq 0.05 \quad (10)$$

여기서 I_{L_1} 은 부하전류의 기본파 실효치이고 능동필터와 전원간의 유효전류는 무시하였다. 다이오드 정류기와 같이 di_L/dt_{max} 가 음의 값을 가지는 비선형 부하일 경우 식 (7), (10)으로 부터 속응성과 THD 조건을 동시에 만족시키기 위한 L_{af} 의 조건은 다음과 같다.

$$\frac{20\sqrt{2}V_m(4-\pi m_a)}{\pi^3 f_s I_{L_1}} \leq L_{af} \leq \frac{V_m \sin \alpha}{|di_L/dt_{max}|} \quad (11)$$

3.4 수동필터 설계

능동필터의 주동작으로 부하전류에 의한 저차수 고조파 전류를 보상하여 전원전류를 정현파가 되게끔 할 수 있지만 능동필터의 스위칭 동작으로 인해 전원전류에는 기본파 전류이외에 스위칭 리플전류가 존재하게 된다. 이는 저차수 고조파와는 다른 문제점을 계통에 동반하게 되므로 교류 입력측에 스위칭 리플 필터를 추가적으로 설치하여 계통의 EMI 전류를 줄인다. 제안하는 시스템은 변압기의 누설 인덕턴스가 대부분인 전원의 등가 인덕턴스 L_f 와 1차 고역통과 필터의 커패시터 C_f 와 댐핑저항 R_f , 그리고 고역통과 필터와 PWM 컨버터 사이의 인덕터 L_a 를 구성하여 비선형 부하의 고조파 전류는 PWM 컨버터로 구성되는 능동필터로 보상을 하고 인버터의 스위칭 전류는 수동필터로 제거하고자 한다. 수동필터의 설계조건은 아래와 같다.

1. 고려해야할 부하고조파의 최고차 주파수 f_h 까지의 능동필터의 보상전류는 전원쪽으로 모두 유입되어야 하므로 이득 $A_{dB} = 0$ 이고 위상은 지연이 없도록 $\theta(\omega) = 0^\circ$ 를 유지하여야 한다. 즉, f_h 까지는 능동필터가 무한대의 대역폭을 가져야 한다.

2. 스위칭 주파수 f_s 의 이득 $A_{dB}|_{\omega_s}$ 는 가능한 작아야 한다.

스위칭 주파수가 고정된 상태에서 차단주파수는 가능한

작게 하여 대부분의 스위칭 전류리플을 제거할 수 있도록 하는 것이 유리하다. 그러나 낮은 차단주파수는 능동필터가 부하의 저차수 고조파 전류를 위상지연없이 계통에 주입시킬 수 있는 무한대의 대역폭을 가진 능동필터의 밴드폭을 줄이는 효과를 초래하여 비록 스위칭 리플은 줄어들더라도 저차수 고조파전류가 계통전원에 잔류하여 오히려 THD_i 를 증가시킬 우려가 있다. 따라서 2차 저역통과 필터를 설계할 경우에는 능동필터의 밴드폭(차단주파수)과 스위칭 리플전류의 감쇠비 즉, $A_{dB}|_{\omega_s}$ 사이에는 상호절충이 필요하다.

4. 시뮬레이션

제안하는 능동필터의 동작과 성능을 분석하기 위해 컴퓨터를 이용하여 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 1, 2, 3에 나타내었다.

표 1 전원과 비선형 부하의 파라미터

전원	전압[V]	220
	주파수[Hz]	60
	L_f [mH]	0.5
Load (다이오드 정류기)	I_{L_1} [A]	15.2
	I_L [A]	21
	di_L/dt_{max} [A/sec]	-8×10^4
	CF	2.48
	f_h [Hz]	900

스위칭 주파수가 동일한 능동필터 APF1, 2, 3를 설계하여 성능특성을 살펴보고 APF 중에서 가장 우수한 APF에 수동필터 LPF 1, 2를 추가하여 스위칭 리플전류를 억제하였다. 그림 3은 비선형 부하의 전류와 전류변화율, 능동필터의 보상전류의 기울기, 그리고 전류의 적응 허용밴드 모양으로 APF를 설계하는데 필요한 일종의 특성곡선이다.

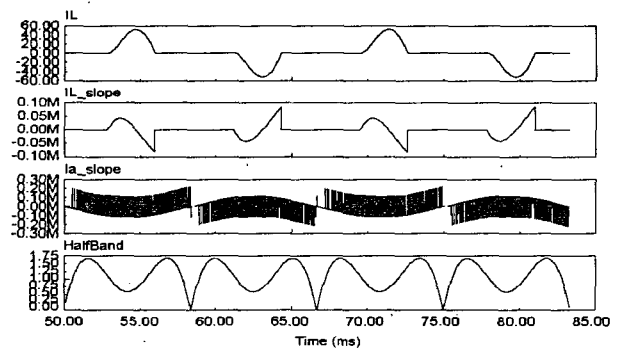


그림 3 특성곡선

그림 4는 APF1의 보상전류와 스위칭 리플전류, 그리고

APF1, APF2에 의해 보상된 전원전류의 파형을 보여주며 양자 모두 전원전류의 $THD_i \approx 5\%$ 이다. 적응허용 밴드의 특성상 전원전압의 제로크로싱에서 밴드폭이 '0'이 되기 때문에 그 구간에서는 전류제어가 이루어지지 않게 되지만 이는 역률이나 THD_i 의 관점에서는 그 영향이 미비하다.

표 2 능동필터의 파라미터

	APF1	APF2	APF3
f_s [Hz]	9540	9540	9540
m_a	0.9	0.85	0.7
L_{af} [mH]범위	$2.6 \leq L_{af} \leq 3.1$	$2.9 \leq L_{af} \leq 3.1$	조건 불만족
L_{af} [mH]	2.7	3.0	3.5

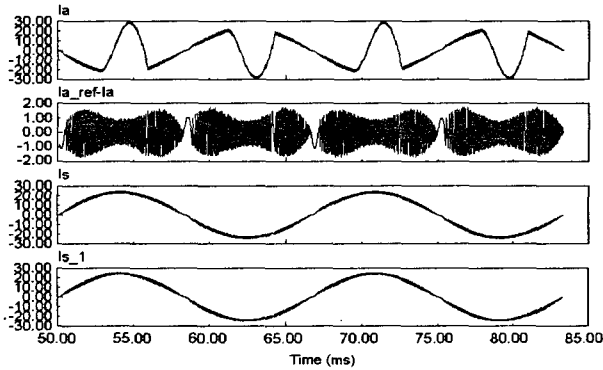


그림 4 APF1에서의 파형과 APF2에서의 전원전류(Is_1)

그림 5는 APF1, APF2와 같은 스위칭 주파수에서 m_a 가 작은 경우에 THD_i 조건을 만족시키는 L_{af} 가 속응성을 만족시키는 L_{af} 보다 크게 되어 속응성과 THD_i 조건을 둘 다 만족시키지 못하는 경우의 APF3의 파형을 나타낸 것으로 부하의 전류변화율이 능동필터의 보상전류의 변화율보다 큰 구간에서는 스위칭이 일어나지 않아 기준보상전류를 추종하지 못하며 또한 THD_i 는 L_{af} 가 작게 설계되어 있으므로 5%보다 크게 된다.

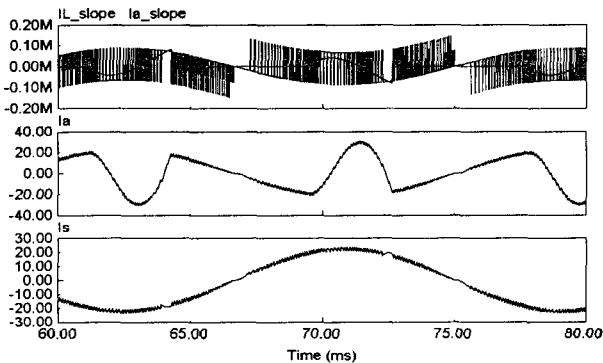


그림 5 APF3에서의 파형

그림 6은 LPF1을 설치한 경우의 APF1 파형과 LPF2를 설치한 경우의 APF1의 전원전류파형이다. 그림4와 비교했을 때 전원전류 i_s 의 스위칭 리플전류가 거의 20% 정도로 감소하였다.

표 3 수동필터 파라미터

	LPF1	LPF2
ζ	0.2	0.2
ω_n [rad/sec]	16965 ($3\omega_h$)	22620 ($4\omega_h$)
R_f [Ω]	3.4	4.52
C_f [μ F]	6.95	3.91

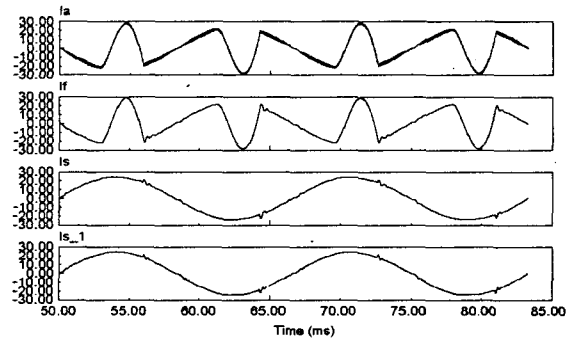


그림 6 LPF1을 설치한 경우의 APF1 파형과 LPF2를 설치한 경우의 APF1의 전원전류파형(Is_1)

5. 결론

본 논문에서는 적응허용밴드 전류제어기를 구성하여 비선형 부하를 보상하기 위한 전압형 전력용 능동필터의 파라미터들의 관계를 명확히 해석함으로써 이들을 설계하는 방법을 제시하였다. 또한 수동필터를 능동필터에 직렬로 설치하여 이른바 LCL 필터를 구성하여 능동필터의 스위칭에 의한 리플전류도 억제하였다. 시뮬레이션을 통해 제안한 방식의 타당성을 입증하였다.

참고 문헌

- [1] Vladimir Blasko, "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] E. Persson, N. Mohan, and B. Banerjee, "Adaptive tolerance-band current control of standby power supply provides load-current harmonic neutralization," IEEE PESC '92 Rec, Vol.1, pp. 320~326, 1992.