

Single-Phase Active Power Filter for Higher-order Harmonic Current Compensation

成基錫* · 禹明豪** · 宋重鎬*** · 崔 翼*** · 林 畝澤§
 (Ki-Suk Sung · Myung-Ho Woo · Joong-Ho Song · Ick Choy · Myo-Taeg Lim)

Abstract - Basic design for single-phase active power filter, which aims at railway applications provided with PWM-controlled converters, is comprehensively studied and its performance is presented in this paper. Active power filters are used to compensate railway signaling and public telecommunication interference due to the high-order harmonic currents generated in railway traction locomotives. A type of hybrid digital filter which is composed of low pass filter and high pass filter is proposed so that the desired harmonic reference current with accurate magnitude and phase shift can be extracted from catenary line current. A design criteria to determine input inductor L and output capacitor C is also described, considering voltage, current, PWM pattern, and switching frequency of the main converters. Finally, computer simulation and DSP-based experiments resulted from laboratory test are presented.

Key Words : Railway signaling and telecommunication interference, High-order harmonics, Active power filter, Harmonics reference current generation

1. 서 론

전력전자 기기의 사용에 따른 입력 고조파 전류의 발생에 대한 보상 및 억제 기술에 대해서는 많은 연구가 이루어지고 있다. 고조파 입력 전류에 대한 대책 기술은 우선 ac/dc 변환 장치 자체에서 발생하는 고조파 전류가 적도록 대처하는 것이 보다 중요할 것이다. 이러한 대처에도 불구하고 여전히 존재하게 되는 고조파 성분을 제거하기 위한 대책으로서 장치의 입력단에 R-L-C로 구성되는 수동필터를 설치하거나, 대상 장치와 직, 병렬로 입력단에 능동필터(Active Power Filter, APF)를 설치 운용하게 된다. 일반적인 산업용 및 전력계통 응용을 목적으로 하는 능동필터에 대한 연구는 많은 결과들이 보고되고 있다 [1,2]. 이러한 응용의 경우는 보상 대상 고조파의 차수가 낮은 것이 일반적이다.

최근 전철의 급전선에 흐르는 전류의 전력품질을 향상시키기 위하여 능동필터를 전철에 설치하는 기술응용이 관심을 끌고 있다 [3-8]. 이러한 연구 움직임은 독일, 일본, 이태리 등의 국가에서 기존의 수동필터 성능을 능동필터로써 대체하

려는 연구로 나타나고 있다. 전철의 전력변환장치들은 GTO, IGBT등을 이용하여 PWM모드로 동작하는 ac/dc 컨버터가 주로 사용되고 있을 뿐만 아니라, 발생 고조파 전류를 줄이는데 유효한 컨버터의 병렬운전이 일반적으로 채택되고 있다. 따라서 급전선에 흐르는 입력전류의 dominant harmonics group은 수 kHz 대역에 분포하게 된다. 이러한 상대적으로 높은 차수의 고조파전류는 public telephone interference나 전철의 track signal interference를 유발시키기 쉽다. 이것이 일반 산업용 및 전력계통용 능동필터와 전철용 능동필터의 기본적인 차이점이 된다.

직렬형 능동필터를 사용하기 위해서는 견인용 및 능동필터용 변압기가 각각 요구될 뿐만 아니라 견인용 컨버터가 단락될 경우에는 단락전류가 모두 능동필터를 통해 흐르는 단점을 지니고 있어 고속 철도용 고조파 보상장치로 적합하지 않은 것으로 보고되고 있다 [5]. 병렬형 능동전력필터의 제어 방식으로는 견인용 컨버터의 교류 출력전압에 포함된 고조파 성분을 제거하기 위해 견인용 컨버터의 PWM 신호를 필요로 하는 방식이 제안되었다 [4]. 견인용 컨버터의 고조파 성분 전압을 추출, 능동필터를 통해 이를 보상하는 방식을 채택하고 있다 [7]. 특정 고조파 전류만을 제거하기 위한 notch filter를 구성하여 능동필터를 적용한 방식도 발표되었다 [8].

본 논문은 전철에 응용하기 위한 단상 능동필터의 설계, 해석 및 실험 결과에 관한 것이다. 그 대상 기본회로의 구성은 다음 그림 1과 같이 팬터그래프, 변압기, 병렬 연결된 컨버터, 병렬로 연결된 능동필터로 되어 있다고 가정한다. 전력 변환회로는 단상 PWM-controlled full bridge converter로 되어 있다. 능동필터의 기본 전력회로는 다음 그림 2와 같다.

* 準 會 員 : 高麗大 電氣工學科 碩士
 ** 正 會 員 : 韓國科學技術研究院 Post-doc. 課程 · 工博
 *** 正 會 員 : 韓國科學技術研究院 責任研究員 · 工博
 § 正 會 員 : 高麗大 電氣工學科 副教授 · 工博
 接受日字 : 2000年 2月 17日
 最終完了 : 2000年 5月 12日

여기서, 인덕턴스 L 은 능동전력필터가 연결된 변압기 보조 권선의 2차측 누설 인덕턴스를 나타낸다.

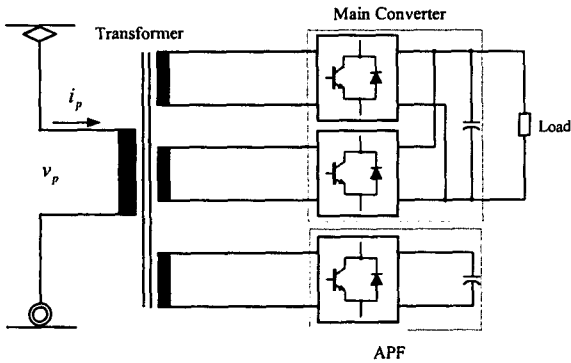


그림 1 전력변환장치
Fig. 1 Power converter for railway traction locomotives

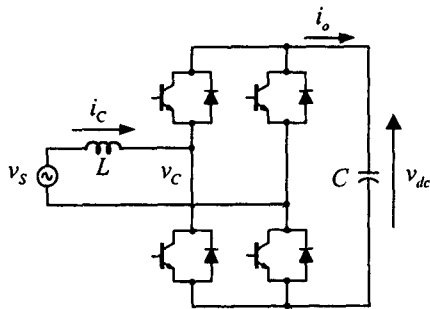


그림 2 능동전력필터의 회로도
Fig. 2 Power circuit for active power filter

본 논문에서는 능동필터의 보상 고조파전류 기준치 발생을 위한 필터의 구성 방법과, 능동필터 전력회로의 입력 리액터와 출력 캐패시터의 값을 결정하는 design criteria가 중심이 되어 기술되고 있다. 기준전류 발생 필터의 경우, 동일 차수의 다른 필터 구성법에 비하여 1차측 입력전류로부터의 기준전류 추출 성능이 우수한 필터구성 방법을 제안한다. 컨버터의 전압, 전류, PWM 패턴, 스위칭 주파수등을 고려하여 능동필터의 전력회로의 인덕터와 커패시터의 값을 결정하는 design criteria를 아울러 제안하고 있다. 끝으로 컴퓨터에 의한 모의실험과 DSP에 의한 실증실험을 통해 본 논문에서 제안한 능동전력필터 시스템의 타당성을 검증한다. 본 논문의 연구결과들은 전철용을 위한 실용량 시스템의 적용을 목표로 하여 축소 제작한 실험실 set-up에 대한 결과를 정리한 것이다.

2. 고조파 기준전류 발생

그림 3에 전철용 2병렬 PWM 컨버터에 의한 변압기 1차측 전류의 예를 나타내었다. 이 그림은 상대적으로 적은 고조파 함유량을 보여주고는 있지만, 서론에서 말한 바와 같이 1~3 kHz 대역의 고조파 전류성분은 telecommunication 및 track signal 간섭문제를 일으킬 수 있다. 따라서 이 대역의 고조파 전류를 정확히 추출하는 것이 필요하다.

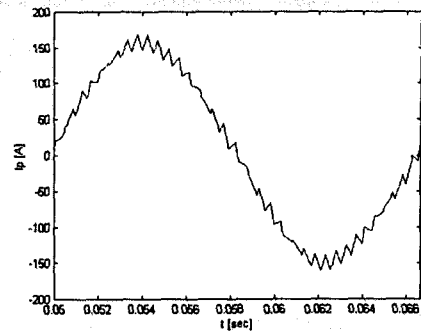


그림 3 2병렬 PWM 컨버터에 의한 변압기 1차측 전류
Fig. 3 Transformer primary-side current of 2-parallel PWM converters

기준 고조파에 기본파 성분이 포함되어 있을 경우, 능동 전력필터의 용량을 불필요하게 증가시켜야 하는 단점을 초래할 수 있기 때문에 고차 고역통과필터(High Pass Filter, HPF)를 사용하는 것이 일반적이다. 그러나 고차 디지털 필터를 사용할 경우, 통과대역 신호의 위상오차 증가 현상이 발생할 뿐만 아니라 디지털 제어기에 의한 실제 구현시 연산시간의 증가때문에 능동전력필터의 고조파 보상성능을 크게 저하시키는 요인이 된다. 그러므로 감쇠대역의 감쇠율과 통과대역의 위상오차 발생정도 그리고 실제 시스템의 구현 능력을 고려하여 HPF 필터의 차수를 결정하는 것이 바람직하다고 할 수 있다. 감쇠대역에서의 감쇠율의 경우, 본 연구에서는 감쇠영역에서 기본파 성분이 1% 미만 되도록 HPF를 설계하였다. 동일 차수의 디지털 필터를 설계할 경우, 동일 원형(Prototype)의 HPF를 어떻게 구성하는가의 방법상의 차이에 따라 기준 고조파전류 추출 특성이 달라지게 된다. 따라서 본 논문에서는 구성방법을 3가지로 대별하여 그에 따른 추출 특성 변화를 고찰하였다. 이를 바탕으로 하여 동일 차수의 디지털 필터로서 기본파 성분에 대해 거의 동일한 감쇠율을 가지면서도(1% 미만) 위상오차를 최소한으로 줄일 수 있는 방법을 제안하였다.

[방법 1]

그림 4는 저역통과 필터(Low Pass Filter, LPF)를 이용하여 HPF 구조를 형성, 기준 고조파 전류를 추출하는 방법이다.

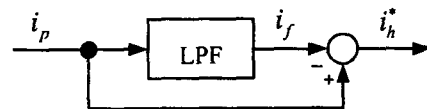


그림 4 LPF를 이용한 기준전류의 발생(방법 1)
Fig. 4 Harmonics reference current generation using LPF (case 1)

그림 4에 사용된 LPF의 원형으로는 4차 ButterWorth 필터가 사용되었으며 식 (1)에 4차 ButterWorth 필터의 전체 전달함수를 나타내었다.

$$H_1(s) = 1 - LPF(s) \tag{1-a}$$

$$= \frac{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s}{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s + w_c^4}$$

$$|H_1(jw)| = \sqrt{\frac{(w^4 - a_2 w_c^2 w^2)^2 + (a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3)^2}{(w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2)^2 + (a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3)^2}} \tag{1-b}$$

$$\angle H_1(jw) = \tan^{-1} \frac{-a_1 w_c w^2 - a_3 w_c^3}{w^3 - a_2 w_c^2 w} - \tan^{-1} \frac{-a_1 w_c w^3 + a_3 w_c^3 w}{w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2} \tag{1-c}$$

이 방법은 통과대역의 위상오차가 매우 작기 때문에 기본파 성분이 고조파 성분의 크기에 비해 크지 않을 때 유리하다고 할 수 있다. 그러나 본 논문의 경우처럼 고조파 성분이 기본파 성분에 비해 매우 작은 경우는 감쇠대역에서 충분한 감쇠율을 나타내지 못하는 단점을 지니고 있다.

[방법 2]

그림 5에서와 같이 4차 ButterWorth HPF만을 사용하여 기준 고조파 전류를 추출하는 방법이며 사용된 필터의 전체 전달함수를 식 (2)에 나타내었다.

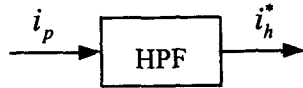


그림 5 HPF를 이용한 기준전류의 발생(방법 2)
Fig. 5 Harmonics reference current generation using HPF (case 2)

$$H_2(s) = HPF(s) \tag{2-a}$$

$$= \frac{s^4}{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s + w_c^4}$$

$$|H_2(jw)| = \frac{w^4}{\sqrt{(w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2)^2 + (a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3)^2}} \tag{2-b}$$

$$\angle H_2(jw) = -\tan^{-1} \frac{-a_1 w_c w^3 + a_3 w_c^3 w}{w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2} \tag{2-c}$$

이 방법은 감쇠대역에서의 감쇠율이 방법 1에 비해 매우 크기 때문에 기본파 성분의 감쇠 측면에서는 매우 유리하지만 통과대역에서의 위상오차가 큰 단점을 지니고 있다.

[방법 3]

본 논문에서 제안하는 방법으로서 필터의 구조는 방법 1 및 방법 2를 혼합한 것으로서 기본 구성은 그림 6에 나타나 있다.

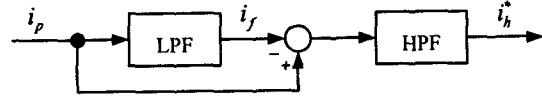


그림 6 LPF와 HPF 혼용한 기준전류의 발생(방법 3)
Fig. 6 Harmonics reference current generation using LPF and HPF(case 3)

이 방식의 감쇠율 특성은 방법 2와 거의 동일하며 위상오차 특성은 방법 1 보다 우수한데 그 이유는, 방법 1의 경우 필터 설계시 조절 가능한 차단 주파수가 하나인데 비해 방법 3은 LPF와 HPF의 차단주파수를 각각 설정할 수 있기 때문이다. 즉, 그림 6에서 기본파 성분 i_f 를 추출하기 위해 위상오차 특성이 우수한 저차 LPF를 사용하므로써 변압기 1차측 전류 i_p 중 보상 고조파 전류의 위상오차를 고려하지 않고 그 크기만 충분히 감쇠시키는 측면에서 LPF의 차단주파수를 결정한다. 다음 HPF에서는 i_h^* 의 입장에서 볼 때 " $i_p - i_f$ "가 i_p 보다는 기본파 성분의 크기가 작으므로 기준 고조파의 위상오차를 최대한 고려하여 HPF의 차단주파수를 설계할 수 있다.

그림 6에 나타낸 혼합 필터의 전체 차수를 4차로 할 경우, LPF, HPF를 각각 2차 ButterWorth 필터의 구조를 사용하게 되면 식 (3)과 같은 전달함수를 얻을 수 있다.

$$H_3(s) = [1 - LPF(s)] \cdot HPF(s) \tag{3-a}$$

$$= \left[1 - \frac{w_{CL}^2}{s^2 + \sqrt{2}w_{CL}s + w_{CL}^2} \right] \cdot \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}w_{CH}s + w_{CH}^2}$$

$$= \frac{s^2 + \sqrt{2}w_{CL}s}{s^2 + \sqrt{2}w_{CL}s + w_{CL}^2} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}w_{CH}s + w_{CH}^2}$$

$$|H_3(jw)| = \sqrt{\frac{(w^4)^2 + (-\sqrt{2}w_{CL}w^3)^2}{(w^4 + b_2 w^2 - w_{CH}^2 w_{CL}^2)^2 + (-b_1 w^3 - b_3 w)^2}} \tag{3-b}$$

$$\angle H_3(jw) = \tan^{-1} \frac{-a_1 w_{CL}}{w} - \tan^{-1} \frac{-b_1 w^3 - b_3 w}{w^4 + b_2 w^2 - w_{CH}^2 w_{CL}^2} \tag{3-c}$$

where

$$a_1 = 2.613$$

$$a_2 = 3.4137$$

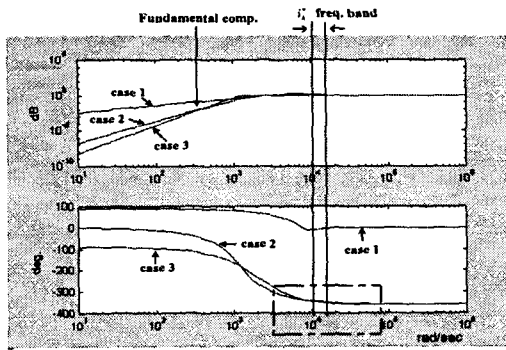
$$a_3 = a_1$$

$$b_1 = \sqrt{2}w_{CH} + \sqrt{2}w_{CL}$$

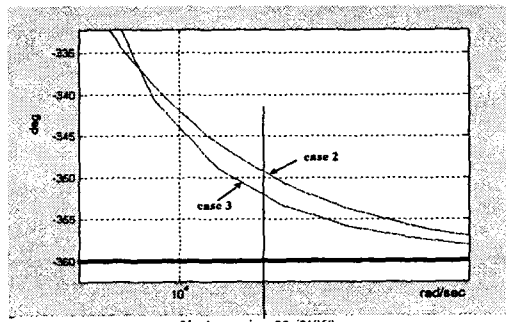
$$b_2 = w_{CH}^2 + 2w_{CL}w_{CH} + w_{CL}^2$$

$$b_3 = \sqrt{2}w_{CH}^2 w_{CL} + \sqrt{2}w_{CH} w_{CL}^2$$

기본파 성분을 1% 미만으로 억제하는 각 방법의 필터 설계를 구하여 주파수 응답 특성을 구해보면 그림 7과 같다. 그림 7(a)에 나타낸 것처럼 방법 1은 기본파 성분을 원하는 만큼 감쇠시키지 못함을 알 수 있다. 방법 2와 3을 비교하면 방법 3이 기본파 성분에 대해서는 방법 2와 거의 동일한 감쇠율을 가지면서 통과대역의 주파수 성분들이 더욱 빨리 -360° , 즉 0° 에 수렴함을 그림 7(b)에서 볼 수 있다.



(a)



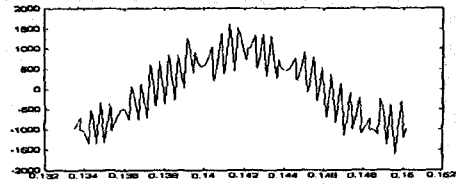
(b)

그림 7 각 방법에 따른 주파수 응답특성(보드선도)
Fig. 7 Frequency responses representing each cases

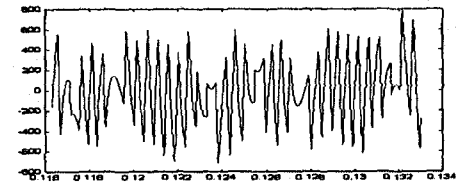
그림 8에 방법 1~3에 의해 추출된 능동전력필터 고조파 기준전류의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 8(a)는 방법 1에 대한 결과로서 그림 7(a)의 보드선도에서 보였던 것처럼 4차 ButterWorth LPF를 사용할 경우, 큰 기본파 성분이 잔류하고 있음을 알 수 있다. 이 기본파 성분은 능동전력필터의 용량을 불필요하게 증가시키는 요인으로 작용할 것임을 예측할 수 있다. 그림 8(b)와 (c)는 각각 방법 2, 3에 의한 기준 고조파 전류로서 그림 8(a)에 비해 기본파성분 감쇠특성이 매우 우수함을 알 수 있다. 또한 그림 8(b)와 (c)를 비교하면 거의 동일한 기본파 잔류 특성을 나타내고 있으나 그림 7(b)에서 알 수 있는 것처럼 고조파의 위상오차 측면에서 그림 8(c)의 기준 고조파가 고조파 전류 정보를 좀 더 정확하게 표현한다는 것을 알 수 있다.

3. L 및 C값의 선정

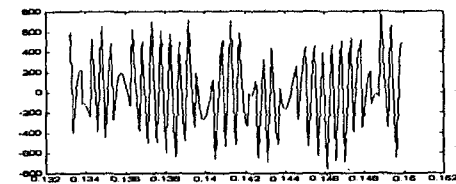
능동전력필터와 같은 응용 분야에서 교류측 인덕턴스 및 직류측 커패시턴스의 결정은 전력회로 설계 측면에서 매우 중요하다. 특히, 고차 고조파 기준 전류를 추종해야하는 능동 전력필터의 경우, 교류측 인덕턴스는 교류측 입력 전류의 기울기를 결정하여 전류추종 능력을 결정하는 중요요소이므로 이에 대한 적절한 설계가 선행되어야 한다.



(a)



(b)



(c)

그림 8 각 방법별 필터 통과후의 파형
(a) 방법1, (b) 방법2, (c) 방법3
Fig. 8 Filter outputs of (a) case 1, (b) case 2, (c) case 3

[L 값 상한(Upper Limit)의 결정]

먼저 그림 2에 나타낸 능동전력필터의 전력회로에서 교류측의 저항성분을 무시할 경우, 교류측 전압 및 전류 관계식은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$L \frac{di_c}{dt} = v_s - v_c \quad (4)$$

여기서 i_c 는 능동전력필터의 입력전류, v_s 는 입력전압, v_c 는 능동전력필터의 출력전압을 각각 나타낸다.

식 (4)에서 샘플링 주기동안 기본파 성분이 일정하다고 가정하면 식 (4)의 di_c 는 전류 리플(ripple)의 peak-to-peak 값이 된다. 즉 $di_c \rightarrow \Delta I_C$ 로 근사화시킬 수 있다. 한편 Unipolar SPWM 방식의 Switching에서 스위칭 한 주기 동안 전류 기울기의 방향이 4번 변하므로 식 (4)에서 dt 는 $T_S/4$ 로 근사화시킬 수 있다. 또한 $v_s - v_c$ 는 인덕터 양단에 걸리는 전압, ΔV_L 로 근사화할 수 있다. 따라서 식 (4)는 식 (5)와 같이 근사화시켜 표현할 수 있다.

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_L}{4f_s \cdot L} \quad (5)$$

식 (5)에서 ΔI_C 는 능동전력필터가 추종해야 할 전류 리플의 크기를 의미한다. 한편 전류 리플의 평균주기를 알 수 있으므로 식 (5)에서 계산되어진 전류크기 정보로부터 능동전력필터가 추종해야 할 기준전류의 기울기는 $(2 \cdot \Delta I_{ref}') / T_{ref}$ 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $\Delta I_{ref}'$ 는 능동전력필터 보조권선에 해당하는 변압비를 고려한 전류 리플의 크기이며 T_{ref} 는 전류 리플의 평균주기를 나타낸다.

한편 능동전력필터 입력전류가 기준전류를 추종하기 위해서는 능동전력필터 전류의 기울기가 기준 전류의 기울기보다 같거나 커야 하므로 식 (6)과 같은 관계가 성립한다.

$$\frac{\Delta I_C}{T_s} \geq \frac{\Delta I'_{ref}}{T_{ref}} \quad (6)$$

식 (6)에서 ΔI_C , T_s 는 능동전력필터 전류리플의 크기 및 스위칭 주기를 각각 의미한다. 또한 식 (5)와 (6)으로부터 식 (7)을 유도해 낼 수 있다.

$$L \leq \frac{\Delta V_L}{\Delta I'_{ref} \cdot 2f_{ref}} \quad (7)$$

식 (7)에서 계산된 값은 능동전력필터 L 값의 상한을 의미한다. 즉 이 상한을 초과하는 L 값에서는 능동전력필터가 기준 전류를 제대로 추종하지 못하게 된다.

[L 값 하한(Lower Limit)의 결정]

Unipolar SPWM 방식에서 전류 리플의 기울기는 곧 삼각파와 비교하여 스위칭 함수를 만들어내는 변조파 리플의 기울기와 같다. 이러한 SPWM 방식에서 일정 주파수 스위칭을 보장하기 위해서는 전류의 기울기가 반송파인 삼각파의 기울기보다 작아야 한다. 한편 그림 9에 나타낸 삼각파로부터 식 (8)과 (9)의 관계식을 얻을 수 있다.

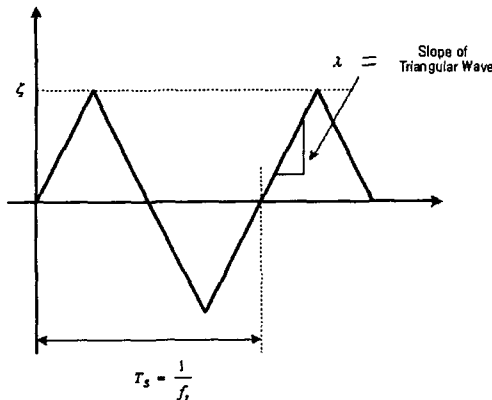


그림 9 Unipolar SPWM 방식에 사용된 삼각파
Fig. 9 Carrier of the unipolar SPWM

$$\lambda = \frac{\Delta I_{ref}'}{T_{ref}} = \frac{4\zeta}{T_{ref}} \quad (8)$$

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{v_s - v_C}{L} = \frac{\Delta V_L}{L} \quad (9)$$

또한 능동전력필터 입력전류의 기울기는 능동전력필터의 제어에 사용되는 삼각파의 기울기보다 작아야 하므로, 즉 $\lambda > \frac{di_C}{dt}$ 을 만족해야 하므로 식 (8), (9)에서 식 (10), 즉 능동전력필터 L 값의 하한을 구할 수 있다.

$$L \geq \frac{\Delta V_L}{4 \cdot \zeta \cdot f_s} \quad (10)$$

식 (7)에서 보면 능동필터 L 값의 상한은 능동필터의 스위칭 주파수와는 관계가 없으며 단지 보상해야 할 고조파 전류의 크기와 주파수 그리고 능동전력필터의 출력전압의 크기에 의해 결정되어짐을 알 수 있다. 또한 L 값의 하한(식 (10))은 능동전력필터의 스위칭 주파수와 관계가 있으며 이는 단지 능동전력필터의 일정 주파수 스위칭을 보장하기 위한 조건임을 알 수 있다.

L 값이 작을수록 전류의 기울기가 커지기 때문에 전류의 추종속도가 빨라지는 반면 능동전력필터 스위칭에 의한 스위칭 리플도 커지게 되어 전체적인 보상성능을 저감시키는 결과를 가져오게 된다. 그러므로 최적의 L 값은 상한과 하한 사이의 범위에서 실제 시스템의 시뮬레이션을 통하여 결정되어야 한다.

[C 값의 결정]

C 의 값은 기본적으로 능동전력필터의 용량에 의해 결정되며, 이 값에 따라 직류측 전압 리플의 크기가 좌우된다. 그림 2에 나타낸 것처럼 직류 출력 전류, i_0 는 입력전류 i_C 와 스위칭 함수에 의해 결정되며 펄스 형태의 전류파형을 가지게 된다. 여기서 스위칭에 의해 커패시터를 거치지 않고 스위치를 통해 다시 전원으로 환류하는 전류 성분을 무시하면 인덕터에 흐르는 전류가 커패시터에도 그대로 흐른다고 가정할 수 있다. 그림 10에 실제 능동전력필터 직류측 커패시터에 흐르는 전류 예를 나타내었다.

또한 능동전력필터는 기본적으로 무부하 상태이므로 정상 상태에서 입력전압과 동일위상의 기본파 전류성분은 없다고 할 수 있다. 그러므로 기준 고조파를 추종하는 교류측 전류 자체를 커패시터의 전압, 직류측 전압 리플에 기여하는 성분으로 볼 수 있게 된다. 그림 11의 개념도에 나타낸 커패시터에 흐르는 전류와 전압 리플로부터 식 (11)과 같이 관계식을 얻을 수 있다.

$$\Delta V_{dc} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_C}{2} \frac{T_{ref}}{2} \quad (11)$$

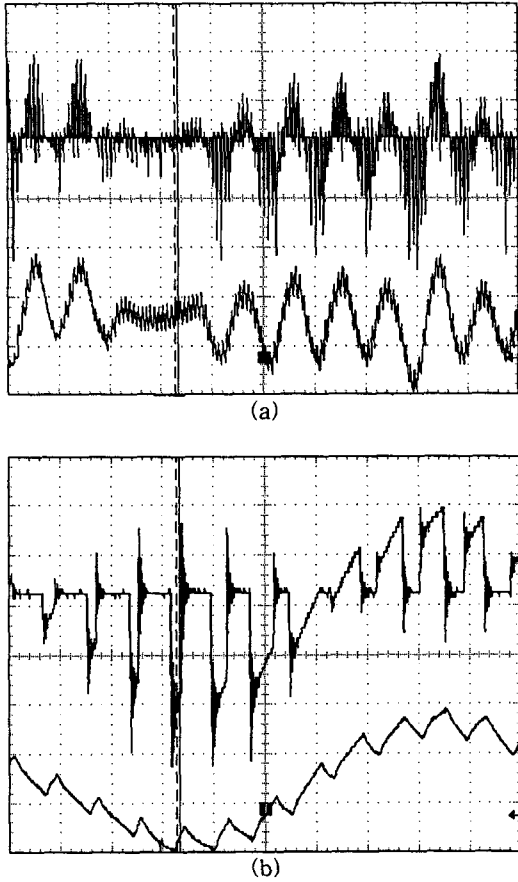


그림 10 (a) 능동필터 인덕터에 흐르는 전류(下)와 커패시터에 흐르는 전류(上), (b) (a)의 일부분을 확대한 그림

Fig. 10 (a) APF input current(Lower trace) and capacitor current(Upper trace) (b) Enlargement of (a)

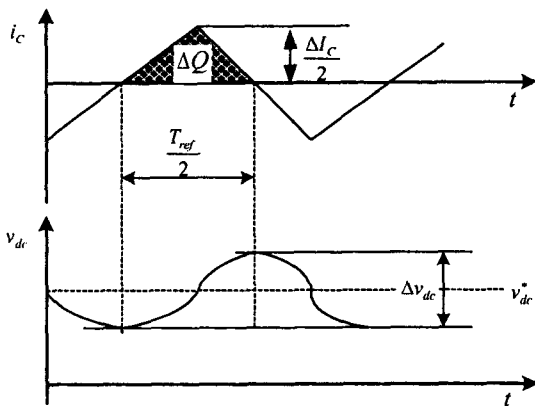


그림 11 커패시터에 흐르는 전류와 전압 리플과의 관계
Fig. 11 Relationship between capacitor current and voltage ripple

식 (5)를 통해 기준 고조파 전류의 크기, ΔI_C 와 평균 주기를 알 수 있으며, T_{ref} 는 주 컨버터의 스위칭 주파수와 병렬대수, 그리고 PWM 스위칭 방법으로부터 계산해 낼 수 있

다. 또한 V_{dc} 는 항상 입력 교류전압의 최대값, \hat{v}_S 보다 커야 하는 조건으로부터 ΔV_{dc} 에 대해서 식 (12)와 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\Delta V_{dc}}{2} \leq V_{dc}^* - \hat{v}_S \quad (12)$$

식 (12)의 조건으로부터 커패시터 값의 하한을 결정하는 식 (13)을 얻을 수 있다.

$$C \geq \frac{\Delta I_C}{16 \cdot f_{ref} \cdot (V_{dc}^* - \hat{v}_S)} \quad (13)$$

식 (13)에서 계산된 값은 커패시턴스 값의 하한으로서 이 값 이상의 실제 적용이 가능한 커패시턴스 값을 사용하면 된다.

[설계 예]

식 (7), (10), 그리고 (13)을 사용하여 능동전력필터의 L 및 C 값의 설계 예는 다음과 같다. 이 때 4장의 표 1에 나타난 전력변환장치의 파라미터가 사용되었다. 먼저 식 (7)의 $\Delta I_{ref}'$ 을 구하기 위해 컨버터 교류측의 인덕터 양단전압을 스위칭 상태에 따라 구하면 다음과 같다.

SW on :

$$\Delta V_{L|_{conv}} = |\hat{v}_S|_{conv} - V_{dc|_{conv}} = |50\sqrt{2} - 100| = 29$$

SW off :

$$\Delta V_{L|_{conv}} = |\hat{v}_S|_{conv} - V_{dc|_{conv}} = |50\sqrt{2} - 0| = 71 \quad (14)$$

본 연구에서는 인덕터 양단전압으로서 스위칭 상태에 평균치를 사용하였으며 이 값을 사용할 경우, $\Delta I_{ref}'$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta I_{ref}' = \frac{1}{4} \frac{1}{540} \frac{50}{3.6 \times 10^{-3}} \frac{50}{14} = 22.96 \quad (15)$$

또한 식 (14)와 동일한 방법으로 구한 능동필터 교류측 인덕터의 양단전압과 식 (15)의 값을 식 (7)에 대입하면 L값의 상한값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L \leq \frac{25}{22.96 \times 2 \times 2 \times 10^3} = 0.27\text{mH} \quad (16)$$

또한 식 (10)에 의한 하한값은 다음과 같이 용이하게 구할 수 있다.

$$L \geq \frac{25}{2 \times 50 \times 12 \times 10^3} = 0.02\text{mH} \quad (17)$$

끝으로 식 (13)에 의해 C값은 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$C \geq \frac{22.96/2}{16 \cdot 2 \times 10^3 \cdot (50 - 14\sqrt{2})} = 12\mu\text{F} \quad (18)$$

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

능동전력필터의 제어기는 그림 12와 같이 크게 고조파 기준전류 발생부, 직류측 전압제어부, 전류제어부로 구성되어 있다. 기준전류 발생부는 능동전력필터의 잔류(residual) 고조파 특성과 능동전력필터의 kVA 용량에 직접적인 영향을 미치는 부분으로서 2장에서 이미 다루었으며, 디지털 제어기에 의한 샘플링 오차 및 연산시간에 의한 제어출력 지연현상을 고려한 기준전류의 연산 알고리즘이 필요하다. 직류 전압제어부는 비교적 용이하게 수행할 수 있는 부분으로서 직류측이 무부하로 구성되어 있기 때문에 주로 스위칭 소자 및 커패시터의 누설전류에 의한 손실분을 보상하는 역할을 수행한다. 전류제어부는 고조파 기준전류 추출부와 함께 고조파 보상 성능에 크게 영향을 미치는 부분으로서 예측전류제어기를 사용하였다.

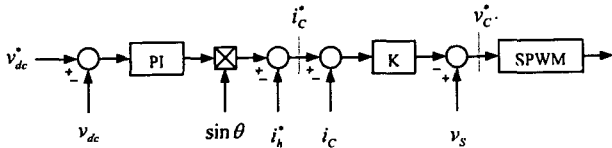


그림 12 제어 블록 다이어그램
Fig. 12 Control block diagram

실증 실험은 TMS320C31로 만들어진 DSP Control unit에 의해 능동전력필터가 제어되며 전체 시스템의 구성도는 그림 13과 같다.

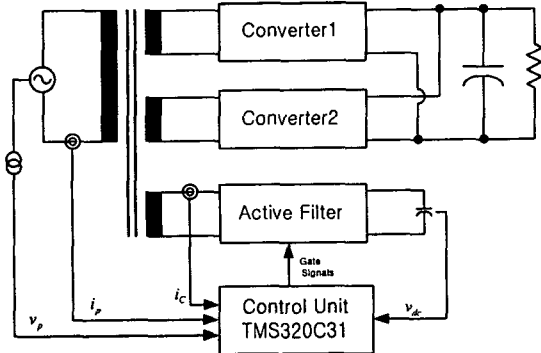


그림 13 실제 시스템의 구성도
Fig. 13 Overall system configuration

주 컨버터는 그림 1과 같이 540 Hz 스위칭 주파수로 구동되는 2 병렬 시스템으로 구성하였으며 컨버터 권선 외에 별도로 보조권선에 능동전력필터가 설치되었다. 주 컨버터 시스템의 제어는 Unipolar 방식의 PWM으로 전류 및 전압제어가 행하여지며 각각의 컨버터는 Interlacing 기법에 의한 전류제어를 행함으로써 변압기 1차측에 나타나는 고조파의 특성은 그림 3과 같이 스위칭 주파수가 컨버터 대 수 만큼 증가한 스위칭 리플의 형태를 보인다. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 전체 시스템 파라미터를 표 1에 나타내었다.

표 1 시스템 사양

Table 1 System parameters

변압기 1차측 권선 전압	100 Vac
변압기 2차측 권선 전압 (주 컨버터 AC 입력 권선)	50 Vac
변압기 3차측 권선 전압 (능동필터 AC 입력 권선)	14 Vac
주 컨버터 2차측 권선의 누설 인덕턴스	3.6 mH
능동 필터 3차측 권선의 누설 인덕턴스	0.2 mH
주 컨버터 DC-Link 커패시턴스	3300 μF
능동필터 DC-Link 커패시턴스	470 μF
주 컨버터 DC-Link 전압	100 Vdc
능동필터 DC-Link 전압	50 Vdc
주 컨버터 스위칭 주파수	540 Hz
능동필터 스위칭 주파수	12 kHz

그림 14는 능동전력필터로 고조파를 보상하기 전과 보상된 후의 변압기 1차측 전류의 시뮬레이션 파형이다.

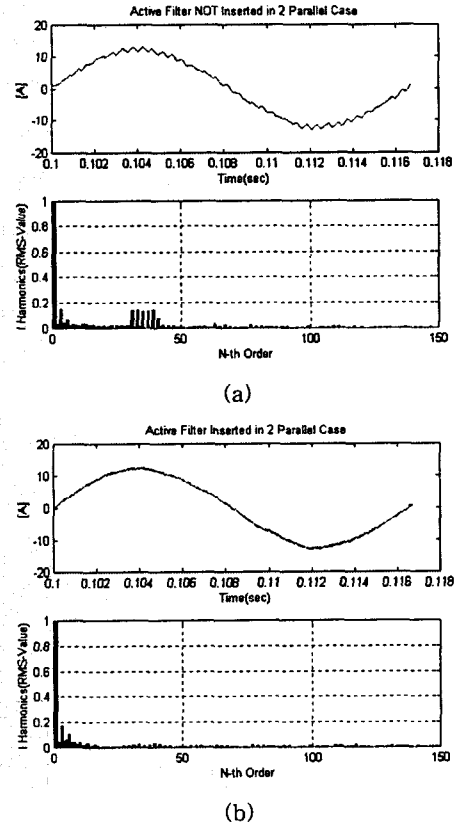


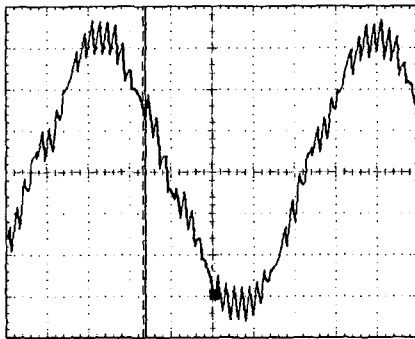
그림 14. 변압기 1차측 전류 시뮬레이션 파형 (a) 능동필터로 보상하기 전 (b) 능동필터로 보상한 후
Fig. 14 Simulation results of transformer input current (a) before compensation (b) after compensation

그림 14(a)의 스펙트럼 분석 결과에서 알 수 있는 것처럼 2*2*540 Hz의 주변 영역에 고조파가 집중적으로 발생하며 그림 14(b)의 결과로부터 능동전력필터에 의해 이 영역의 고조파가 억제되고 있음을 볼 수 있다. 이를 확인하기 위해 다음과 같이 psophometric 전류 표현식을 사용한다. 단, 식 (19)에서 $P_f(n)$ 은 각 차수별 가중치를 나타낸다.

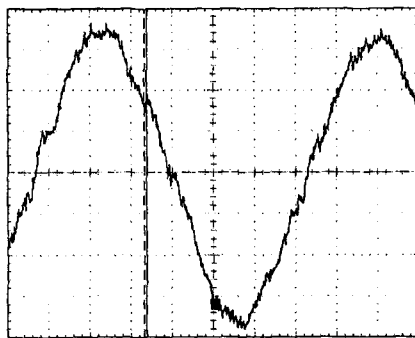
$$I_{psopho} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} [P_f(n) \cdot I_c(n)]^2} \quad (19)$$

이 식을 사용할 경우, 그림 14(a)의 psophometric 전류는 약 53 mA이며 그림 14(b)의 경우는 약 7 mA로 고조파 보상 성능이 개선되었다.

각각의 컨버터와 능동전력필터 교류 입력측의 L값은 변압기 2차 및 3차측의 누설값을 이용하였으며 그림 15, 16에 실험결과를 나타내었다. 그림 15(a)와 (b)에서 보이는 바와 같이 발생 고조파(Target Frequency)영역에서 고조파의 억제가 잘 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.



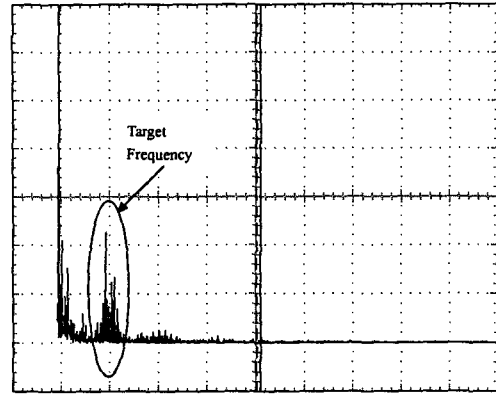
(a)



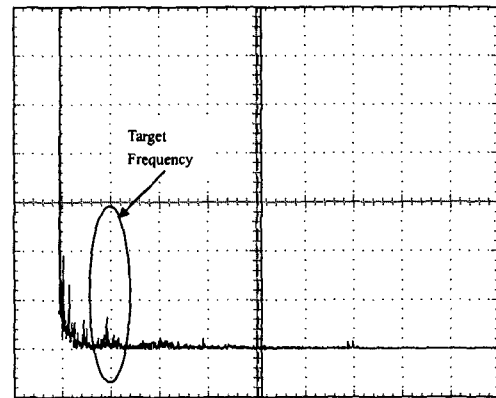
(b)

그림 15 보상 전(a)과 후(b)의 변압기 1차측 전류 실험 파형 (2.5 ms/div, 5 A/div)

Fig. 15 Experimental results of the transformer input current (2.5 ms/div, 5 A/div) (a) before compensation (b) after compensation



(a)



(b)

그림 16 보상 전(a)과 후(b)의 변압기 1차측 전류 FFT결과 (2 kHz/div)

Fig. 16 Experimental spectrum results of the transformer input current (2 kHz/div) (a) before compensation (b) after compensation

5. 결 론

본 논문에서는 전철에 응용하기 위한 단상 능동전력필터의 설계방법을 다루었다. 고차 고조파 전류를 효과적으로 추출해내기 위하여 LPF와 HPF를 2단으로 구성한 hybrid filter를 제안하여, 위상오차를 최소화시키면서 기준 고조파전류를 정확하게 발생시키는 방법을 제안하였다. 컨버터의 전압, 전류, PWM 패턴, 스위칭주파수 등을 고려하여 능동전력필터의 중요한 회로정수인 L과 C값을 설계하는 design criteria를 제시하였다. 이러한 결과를 이용하여 psophometric 전류를 약 1/7수준으로 보상할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad, and Amrish Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement", *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol.46, no. 5, May 1999, pp 960~971.
 [2] David A. Torry, Adel M. A. Al-Zamel, "Single-Phase Active Power Filter for Multiple Nonlinear Loads",

- IEEE trans. power electron.*, vol.10, no. 3, May 1995, pp 263~272.
- [3] Joachim Holtz, Heinz-Jurgen Klein, "The Propagation of Harmonic Currents Generated by Inverter-fed Locomotives in the Distributed Overhead Supply System", *IEEE trans. power electron.*, vol. 10, no. 2, April 1989, pp 168~174.
- [4] Jens-Onno Krahn and Joachim Holtz, "Total Compensation of Line-Side switching Harmonics in Converter-Fed AC Locomotives", *IEEE trans. Ind. App.* pp., vol.31, no. 6, May 1995, pp 1264~1273.
- [5] Markus Meyer, "Active Power Filters for Inverter Locomotives - a concept for improved efficiency and low distortion currents", *PESC*, 1992 pp. 389~396.
- [6] Sami Valiviita, Seppo J. Ovaska, "Delayless Method to Generate Current Reference for Active Filters", *IEEE trans. Ind. App.*, vol.31, no. 6, May 1995, pp 1264~1273.
- [7] Takashi Maeda & Tomoki Watanabe, Katsuyoshi Hoshi & Masanao Sekimoto, "Compensation of Line-Side Switching High Order Harmonics in Converter-fed High Speed Train", *JIASC* 1996 pp. E-26~E-31.
- [8] Tomoki Watanabe, Takashi Maeda, Hirohisa Ueno, Abdallah Mechi, and Katsuji Iida, "Single-Phase Power Active Filter for High Order Harmonics Compensation", *JIASC* 1995 pp. E-35~E-40.

저 자 소 개



성기석 (成基錫)

1970년 8월 22일생. 1998년 고려대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 삼성 SDI CRD FPT Lab. 연구원

Tel : 0331-210-7864

E-mail : sks8948@samsung.co.kr



우명호 (禹明豪)

1966년 3월 1일생. 1990년 2월 광운대 전기공학과 졸업(학사). 1992년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1998년 8월~1999년 10월 한국전기연구소 산업전기연구

단 위촉연구원. 1999년 11월 - 현재 KIST 지능제어연구센터 Post-Doc.

Tel : 958-5748

E-mail : mhwoo@amadeus.kist.re.kr



송중호 (宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1993년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1982~1985년 이화전기 기술개발부 근무. 1995~1996년 Univ. of Wisconsin-

Madison Visiting Scholar. 1985~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원

Tel : 02-958-5756, Fax : 02-958-5748

E-mail : jhsong@amadeus.kist.re.kr



최익 (崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1982~현재 한국과학기술연구원 지능제어 연구센터 책임연구원

Tel : 958-5755

E-mail : ick@amadeus.kist.re.kr



임묘택 (林畝澤)

1963년 3월 26일 생. 1985년 고려대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 미국 Rutgers Univ. 졸업. 1994년 미국 Rutgers Univ. 졸업(공학). 1994년 7월~1995년 2월 삼성종합기술연구원 Mechatronics 연구실 선임연구원. 1995년 3월~1996년 8월 창원대 제어계측공학과 전임강사. 1996년 9월~현재 고려대 전기전자전파공학부 부교수

Tel : 3290-3243

E-mail : mlim@elec.korea.ac.kr