

고속전철용 단상능동필터의 기준고조파전류 발생 방법

성기석*, 송중호**, 최익**, 최주엽**, 김광배**, 김권호**, 임묘택*
고려대학교*, 한국과학기술연구원**

Harmonic Current Reference Generation of Single-Phase Active Filter for the Converter-Fed Locomotives

Ki-Suk Sung*, Joong-Ho Song**, Ick Choy**, Ju-Yeop Choi**, Kwang-Bae Kim**
Kwon-Ho Kim**, Myo-Taeg Lim*
Korea Univ.*, KIST**

Abstract

PWM controlled line-side converters of modern ac traction locomotives inject harmonic currents into the feeding overhead line. This causes problem of electromagnetic interference. Passive and Active filters are usually provided for a reduction of the line harmonics. Active filters are more reasonable than passive filters in terms of weight and space of the filters. Successful control of active filters requires an accurate harmonic current reference. A technique to generate the harmonic current reference is proposed in this paper. The analysis is performed in frequency domain and its effectiveness is verified by simulation.

1. 서 론

일반적으로 차량시스템(Railway System)은 PWM에 의해 구동되는 컨버터와 인버터로 구성되어진 전력변환시스템을 갖추고 있다. 이러한 PWM에 의해 발생하는 전류의 고조파 성분은 역으로 집전기(pantograph)를 거쳐 가공선(Overhead Line)으로 흘러 들어가게 된다. 본 논문에서 다루는 시스템의 고조파 전류의 크기는 기본파에 비해 매우 적지만 어느 특정 고조파 전류성분들은 가공선의 인덕턴스 성분과 공진을 일으켜 그 크기가 증폭되어 철도 주변의 통신선 등에 EMI문제를 증가시키게 된다[4][5]. 실제로 전화선과 같은 통신선의 경우에는 1~3 kHz, 그리고 철도신호선의 경우는 0.8~3 kHz사이의 주파수 대역에서 간섭을 일으킨다.

ICE(German InterCity Express)에서는 이러한 전류 고조파를 억제하기 위해 집전기와 입력 변압기 1차측 사이에 수동소자로 구성된 하모닉 필터를 설치

하는 방법을 택하고 있다. 그러나 본 논문에서 다루는 고속전철과 같이 소모하는 전력의 량이 수 MW에 이르는 경우에는 사용되는 수동소자, 즉 인덕터, 커패시터, 저항의 무게가 상당히 커진다. 이에 비해 능동필터를 사용하게 되면 수동소자를 사용할 때에 비해 무게를 크게 줄일 수 있다.

능동필터 제어 시 가장 문제가 되는 것은 능동필터의 제어에 사용될 기준 고조파 전류를 정확히, 즉 크기와 위상의 왜곡 없이, 만들어내기가 어렵다는 것이다. 본 논문은 보다 효과적인 기준 고조파 발생방법을 제시한다.

2. 능동필터의 구성

다음의 그림(1)은 수동필터와 능동필터를 사용하여 고조파전류를 억제하는 열차의 전력변환시스템 구성도이다.

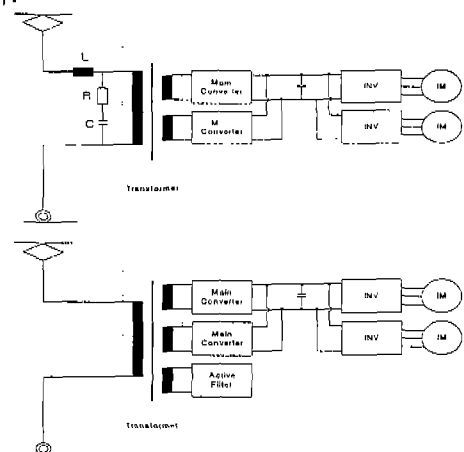


그림 (1) 수동필터를 사용한 경우(上)와 능동필터를 사용한 경우(下)

그림(1)에서 능동필터부분의 등가회로는 다음과 같다;

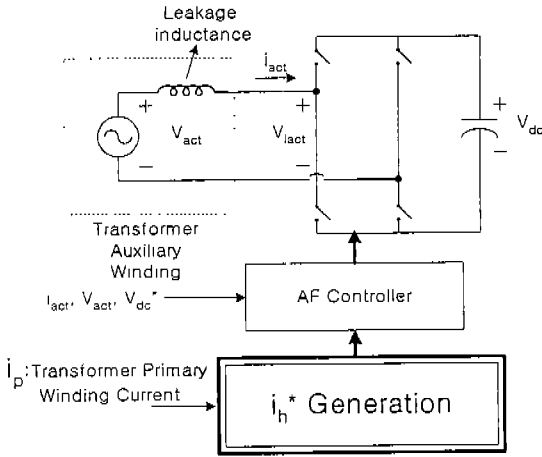


그림 (2) 능동필터의 등가회로와 제어블럭도

위 그림(2)에서 보이는 바와 같이 능동필터 구조는 주 컨버터의 구조와 동일하다. 능동필터의 제어는 DC측 전압제어와 AC측 전류제어로 나뉘어진다. 여기서 주 컨버터와 다른 점은 전류제어루프에 기준고조파의 역상분이 추가된다는 점이다. 이는 마치 무부하 조건에서 동작하는 컨버터로서 DC측 커패시터가 충전이 끝나면 AC측 전류는 기준 고조파의 역상 성분만 흐르게 된다. 본 논문은 그림(2)의 제어에 사용되는 기준전류고조파를 발생시키는 방법에 대하여 초점을 맞추고 있다.

3. 기준전류 발생방법에 대한 비교

- Case I

LPF 사용하여 기준고조파를 발생시키는 방법은 다음의 그림과 같다;

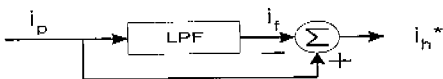


그림 (3) LPF를 이용하여 기준전류를 발생시키는 방법에 대한 블럭도

LPF를 4-th order ButterWorth LPF를 사용한다고 가정하면 전체의 그림(3)의 전달함수는 다음과 같다;

$$\frac{i_h^*}{i_p} = H_1(s) = 1 - \frac{w_c^4}{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s^2 + a_3 w_c^3 s + w_c^4}$$

$$= 1 - \frac{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s^2 + a_3 w_c^3 s}{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s^2 + a_3 w_c^3 s + w_c^4} \quad [식1-a]$$

$$|H_1(jw)| = \frac{([w^4 - a_2 w_c^2 w^2]^2 + [a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3]^2)^{\frac{1}{2}}}{([w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2]^2 + [a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3]^2)^{\frac{1}{2}}} \quad [식1-b]$$

$$\angle H_1(jw) = \tan^{-1} \frac{a_3 w_c^3 - a_1 w_c w^2}{w^3 - a_2 w_c^2 w} - \tan^{-1} \frac{a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3}{w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2} \quad [식1-c]$$

이 방법으로 i_h^* 를 만들어내는 것은 기준고조파의 위상오차를 고려하는 측면에서 유리하지만 필터의 출력 i_f 가 실제 i_p 의 기본파 성분, i_{p1} 과 위상오차가 커서 이로 인해 i_h^* 에 부가적인 기본파 성분이 포함되게 된다. 이는 능동필터의 전류크기를 증가시키며 능동필터 DC측의 용량을 증가시키는 요인이 된다. i_f 와 i_{p1} 사이의 위상오차를 줄이는 것이 핵심이다.

- Case II

Case I의 경우는 본 논문에서의 경우처럼 대용량의 전력전달체계에서는 적합하지 못하다. 그림(4)처럼 직접 HPF를 사용해서 기준전류를 만들어내는 방법이 더 좋은 결과를 보여준다.



그림 (4) HPF를 사용하여 기준전류를 발생시키는 방법에 대한 블럭도

그림(4)에서의 전달함수는 다음과 같다;

$$\frac{i_h^*}{i_p} = H_2(s) = \frac{s^4}{s^4 + a_1 w_c s^3 + a_2 w_c^2 s^2 + a_3 w_c^3 s^2 + a_3 w_c^3 s + w_c^4} \quad [식2-a]$$

$$|H_2(jw)| = \frac{w^4}{([w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2]^2 + [a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3]^2)^{\frac{1}{2}}} \quad [식2-b]$$

$$\angle H_2(jw) = -\tan^{-1} \frac{a_3 w_c^3 w - a_1 w_c w^3}{w^4 + w_c^4 - a_2 w_c^2 w^2} \quad [식2-c]$$

여기서는 HPF를 Case I과 같은 차수의 ButterWorth filter를 사용하되 HPF를 직접 사용하는 경우이다. 이 경우 차단주파수를 기본파주파수(60Hz)에서 충분히 크게 잡아 원하는 만큼 기본파 성분을 감쇠시켜 능동필터 전류의 크기를 최소화 할 수 있다. 그러나 이 방법의 단점은 보상되어야 할 고조파 전류성분들의 위상오차가 능동필터의 성능을 떨어뜨린다는 것이다.

기준고조파의 위상오차를 줄이기 위해서는 차단주파수를 낮추어야 하지만 이 경우 기본파 성분의 감쇠율이 낮아져 필터링이 제대로 이루어지지 않는다.

- Case III

결과적으로 놓고 보면 Case I, II의 경우가 가지는 한계는 기본파성분의 크기의 최소화와 기준고조파의 위상오차를 최소화하는 데 조절할 수 있는 변수인 차단주파수가 하나뿐이므로 가지는 한계라고 말할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 필터의 구조는 다음과 같다;

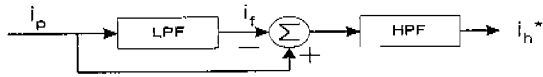


그림 (5) LPF와 HPF를 동시에 사용하여 기준전류를 발생시키는 경우

이 방법의 장점은 설계 및 적용이 간단한 저 차의 LPF, HPF를 사용해도 보다 우수한 결과를 얻어낼 수 있다는 것이다. 이는 LPF의 차단주파수와 HPF의 차단 주파수를 각각 조절 할 수 있다는 데에 기인한다. 즉 그림 (5)에서, i_f 의 입장에서 보면 i_p 의 성분 중 보상 고조파의 위상오차보다는 기본파성분의 크기만 충분히 감소시키는 입장에서 차단주파수를 결정하고, i_h^* 의 입장에서 보면 Case II와 비교하여 볼 때, " $i_p - i_f$ "가 " i_p "보다는 기본파 성분의 크기가 작으므로 기준고조파의 위상오차를 최대한 고려해서 차단 주파수를 결정할 수 있기 때문이다. 다음은 LPF, HPF를 각각 2차의 ButterWorth LPF, HPF로 사용했을 때 전달함수이다.

$$H_3(s) = \left(1 - \frac{w_{CL}^2}{s^2 + bw_{CL}s + w_{CL}^2}\right) \frac{s^2}{s^2 + bw_{CH}s + w_{CH}^2}$$

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

$$= \frac{s^4 + bw_{CL}s^3}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + w_{CL}^2w_{CH}^2} \quad [식3-a]$$

$$|H_3(jw)| = \frac{([w^4]^2 + [-bw_{CL}w^3]^2)^{\frac{1}{2}}}{([w^4 - b_2w^2 + w_{CH}^2w_{CL}^2]^2 + [b_3w - b_1w^3]^2)^{\frac{1}{2}}} \quad [식3-b]$$

$$\angle H_3(jw) = \tan^{-1} \frac{-bw_{CL}}{w} - \tan^{-1} \frac{-b_1w^3 + b_3w}{w^4 - b_2w^2 + w_{CH}^2w_{CL}^2} \quad [식3-c]$$

where $b = \sqrt{2}$, $b_1 = bw_{CH} + bw_{CL}$, $b_2 = w_{CH}^2 + b^2w_{CH}w_{CL} + w_{CL}^2$
 $b_3 = bw_{CH}^2w_{CL} + bw_{CH}w_{CL}^2$

다음절에서 구체적인 필터의 설계 예를 들고 각 경우 별로 나타나는 차이에 대해 설명하도록 한다.

3. 필터의 설계 및 주파수 응답분석

필터의 사양을 기본파 성분의 크기가 1% 이하로 줄어들도록 설계하고자 할 때, 즉 $|H(j2\pi \cdot 60)| \leq 0.01$ 의 조건을 만족시키는 차단주파수의 값을 [식1-b], [식2-b], [식3-b]에서 찾아낼 수 있다. Case I의 경우 [식1-b]에서, $f_c = 98500[Hz]$ 의 값을 구할 수 있으며 이 값은 통과시켜야 할 대역(1860~3060Hz)을 초과하므로 적용시킬 수 없다. 이는 Case I의 필터구조에서 4-th order 필터로는 본 시스템에서 설정하는 필터의 사양을 만족시키지 못함을 의미한다. 설정 가능한 최대 주파수, $f_c = 1860[Hz]$ 을 적용한다고 하면 기본파 성분의 크기가 8%가 포함되게 되며 이는 본

논문에서 다루는 대용량의 시스템에서 무시할 수 없는 부가적 전류를 능동필터에 흐르게 한다. 그림(6)에서의 주파수 응답은 $f_c = 1200[Hz]$ 에서 나타낸 것이다 Case II의 경우 [식2-b]에서 차단주파수가 190Hz이상이면 가능하다. 이 f_c 의 값을 [식2-c]에 대입해서 3차 고조파성분의 위상오차를 계산해보면 0.2669rad의 값이 얻을 수 있으며 이는 4.25%의 위상오차에 해당한다. Case III의 경우 [식3-b]에서 $w_{CL} = 2\pi \cdot 600[rad/sec]$ 으로 설정하고 w_{CH} 에 대해서 정리하면 다음과 같다.

$$20.02 \times 10^{10} w_{CH}^4 - 8.16 \times 10^{22} \geq 0 \quad [식 4]$$

위 식에서 구한 값은 $w_{CH} = 1417.68[rad/sec]$ $f_c = 225[Hz]$ 이며 이 값을 식[3-c]에 대입해서 31차 고조파성분의 위상오차를 계산해보면 0.2150[rad]의 값이 나오며 이는 3.42%의 오차에 해당한다. 이는 기본파 성분이 같은 감쇠율을 가지면서 Case II에 비해서 좀 더 나은 결과를 가져올 수 있다. 다음의 그림(6)은 3가지 경우에 대한 보드선도이다.

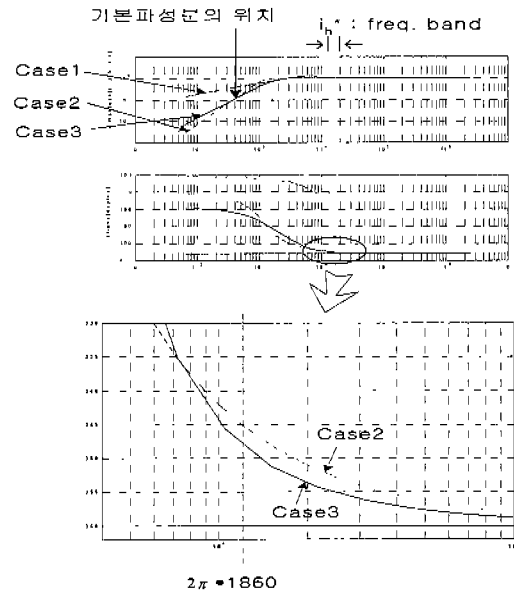


그림 6) 각 Case에 대한 보드선도

그림(6)에서 보이는 바와 같이 보상하려고 하는 고조파 대역에서 Case III의 경우가 II의 경우보다 위상오차가 줄어들고 있음을 확인할 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

지금까지는 능동필터가 기준고조파전류를 완벽하게 따라간다는 가정 하에서 기준전류에 따른 보상성능을 논하였다. 그러나 능동필터도 컨버터와 마찬가지로 스위칭소자로 구성되어 있으며 스위칭 주파수의 제한을 받는다. 이는 능동필터의 실제전류가 기준고조파전류를 따라가는 데 한계가 있음을 의미한다. 실제로

른 논문에서 다루는 전력전달 시스템에서는 스위칭 주파수가 수 kHz로 제한된다. 또한 능동필터의 스위칭 주파수는 보상시키려는 고조파대역보다 같거나 커야 한다[3]. 본 논문에서는 보상하고자 하는 주파수 대역이 1860~3060Hz 이므로 스위칭 주파수는 최소한 3 kHz 이상이어야 한다. 다음은 3절에서 계산된 결과를 이용하여 시뮬레이션을 수행한 결과이다.

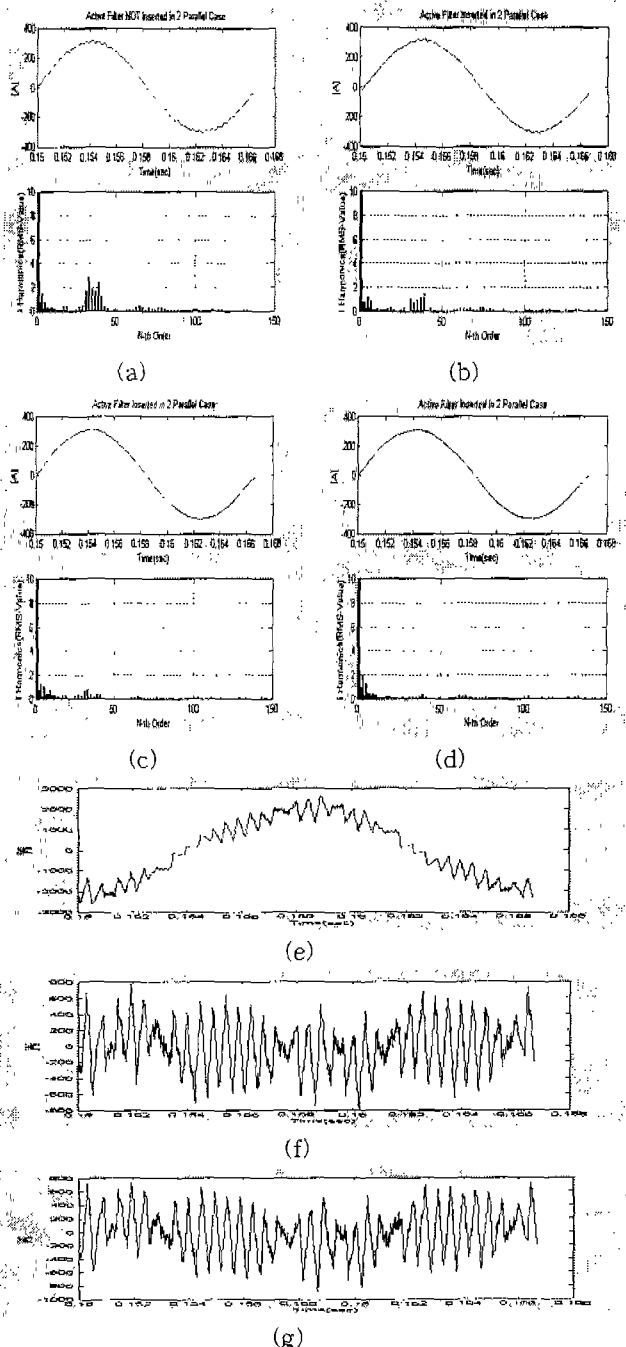


그림 (7) 보상되기 전 변압기 1차측 전류(a), Case I에 의해 보상된 전류(b), Case II에 의해 보상된 전류(c), Case III에 의해 보상된 전류(d), Case I에 의해 능동필터에 흐르는 전류(e), Case II에 의해 능동필터에 흐르는 전류(f), Case III에 의해 능동필터에 흐르는 전류(g)

그림(7)(e) 결과에서 보이는 바와 같이 Case I의 경우는 능동필터의 전류의 크기가 크게 증가함으로써 능동필터의 설계에 여러 가지 문제점이 나타나게 된다. 이는 앞에서도 살펴보았듯이 LPF를 통해서 나오는 기본파 성분의 전류가 원래 입력전류의 기본파 성분과의 위상오차에 의해 발생하는 것으로서 능동필터를 설계하는 데 있어 나쁜 영향을 미친다. Case II, III의 경우를 적용하여 시뮬레이션을 수행한 결과로서 능동필터에 흐르는 실제전류, 그림(7)(f), (g)를 (e)와 비교하여 보면 전류의 크기가 매우 크게 줄어들고 있음을 볼 수 있다. 또한 그림(7)(c), (d)를 비교하여 보면 본 논문에서 제안하는 필터의 성능이 더 나은 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

능동필터 구동을 위해 기존 고조파 전류 발생을 위한 필터를 설계함에 있어 더 복잡하지 않으면서도 더 나은 성능을 보이는 방법을 제안하였다. 이러한 방법은 기존의 방법들에 비해 단순하면서도 본 논문에서 다루고 있는 대용량의 전력전달 시스템에 적합하다고 생각된다. 향후 실험실 수준에서 가능한 실험을 통해서 현재의 시뮬레이션 결과를 입증해 보이겠다.

6. 참고 문헌

- [1] Sami Valiviita and Seppo J. Ovaska "Delayless Method to generate Current Reference for Active Filter" IEEE Trans. Ind. Electron., vol 45, pp 559-567, Aug. 1998.
- [2] TOMOKI WATANABE, TAKASHI MAEDA and HIROHISA UENO, "Single Phase Power Active Filter for High Order Harmonics Compensation", JIASC '95, pp E-35 ~ E-40.
- [3] V. Soares and Verdelho, "Analysis of Active Power Filters in Frequency Domain Using the Fast Fourier Transform", EPE '97, pp. 4.804 ~ 4.809.
- [4] Joachim Holtz and Heinz-Jurgen Klein, "The Propagation of Harmonic Currents Generated by Inverter-Fed Locomotives in the Distributed Overhead Supply System", IEEE Trans. Power Electron., vol. 4, no. 2, April 1989, pp. 168~174.
- [5] Joachim Holtz and Heinz-Jurgen Klein, "Total Compensation of Line-Side Switching Harmonics in Converter-Fed AC Locomotives", IEEE Trans. Ind. App, vol. 31, no. 6, 1995, pp. 1264~1273.
- [6] S. D. Round and D. M. E. Ingram, "An Evaluation Techniques for Determining Active Filter Compensating Currents in unbalanced system", EPE '97, pp. 4.767 ~ 4.772.
- [7] GYU - HA CHOE and MIN - HO PARK, "Analysis and Control of Active Power Filter with Optimized Injection", IEEE Trans. Power Electron. vol. 4, no. 4, October 1989, pp. 427 ~ 433.