전력계통 시스템에서 고조파 저감을 위한 새로운 직렬형 능동전력필터의 제어법

論 文
50B-5-3

A New Control Algorithm of Series Active Power Filter for Harmonic Reduction in Power System

林 承 垣* · 韓 潤 錫** · 金 榮 石*** · 元 忠 淵§ · 崔 世 琓§§
(Seung-won Lim · Yoon-seok Han · Young-seok Kim · Chung-yuen Won · Se-wan Choi)

Abstract - In this paper, a new control algorithm of series active power filter is proposed to reduce harmonic generated from nonlinear load in power system. In conventional control algorithm, harmonic current must be calculated firstly, and then compensation voltage was calculated by using the results but the proposed control algorithm can calculate compensation voltage directly. Compensating principle of proposed control algorithm is presented in detail. A combined system of series active filter and passive filter is composed in order to experiment. Experiment was carried out to verify proposed control algorithm of series active filter and experimental results are analyzed.

Key Words : Series active filter, Harmonic reduction, Passive filter, Combined system

1. 서 론

전력계통에서 부하에 전력을 전달하는 과정에서 전동기 가변속 구동시스템, 스위치 모드 파워 서플라이, UPS, HVDC 송전 등과 같은 반도체 전력변환장치를 사용하는 부하에 의해 발생하는 고조파들은 전원전압의 왜곡, 발전기 송전선과 변압기 등의 전력계통 장치들의 VA용량 증대를 가져오며, 전기기기, 케이블 진상 콘덴서 등의 전력계통소자들에 열 및 소음을 발생시키고 더 나아가 절연파괴 또는 수명단축을 초래한다. 또한 컴퓨터, 계측장비등의 각종 전자장비의 오동작, 통신 시스템의 EMI현상을 야기시킨다. 따라서 고조파 발생에 대한 효과적인 대책이 필요하게 되었다.

종래에 고조파 저감대책으로는 수동필터가 주로 사용되었다. 인덕터와 캐패시터로 구성되는 수동필터는 특정 주파수의 고조파를 제거하기에는 우수한 성능을 갖고 있으나, 광범위한 차수의 고조파를 제거하기 위해서는 부피가 커져야 하는 단점이 있다. 또한 수동필터는 계통의 임피던스가 보상특성에 영향을 미칠 뿐만 아니라 계통과 수동필터 사이의 공진은 특정 주파수의 고조파 전류를 증가시키는 단점이 있다. 이러한 수동필터의 단점을 보완하기 위하여 능동전력필터의 연구가 활발히 진행되어 왔다[1-7].

능동전력필터는 부하측 전류의 고조파 성분과 같은 크기이며 위상이 반대인 고조파 전류를 계통 시스템에 주입하는 병렬형 방식을 기본으로 하여 발전되어 왔다. 연구초기의 병렬형 방식을 기본으로 하여 발전되어 왔다. 연구초기의 병렬형 능동전력필터는 용량이 크고, 비용이 많이 든다는 단점을 지니고 있었다. 그러나 고속용 반도체 스위칭 소자의 발전과 PWM 인버터를 이용한 능동전력필터의 연구로 이러한 단점이 많이 개선되었다. 또한 기존의 수동필터와 병렬형 능동전력필터를 함께 사용하여 능동전력필터의 용량을 더욱 줄이기 위한 연구가 진행되었다. 그러나 수동필터와 병렬형 능동전력필터의 병용시스템에서는 수동필터만 사용하는 시스템과 비교해 보았을 때 비용에 대한 단점과 능동전력필터에서 주입한 전류가 수동필터로 주입될 수 있는 단점이 있다[2-4].

병렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용시스템에서 능동필터에서 주입된 전류가 수동필터로 흐르는 단점을 보완하기 위하여 전압 보상형의 직렬형 능동전력필터 시스템이 제안되었다[2].

그림 1과 같은 직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용시스템에서 부하에 의해 발생하는 전류고조파는 수동필터에서 흡수되고 직렬형 능동전력필터는 계통 시스템에 직렬로 삽입되어 전원과 부하사이에서 고조파 차단장치의 역할을 한다[3].직렬형 능동전력필터의 고조파 차단역할로 고조파 보상시 계통상의 전원측 임피던스에 따른 영향을 받지 않으며, 수동필터와 전원측 임피던스의 공진을 방지할 수 있다.또한, 기존의 병렬형 능동전력필터 보다 작은 용량의 능동전력필터를 사용할 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용 시스템의 새로운 제어알고리즘을 제안한다. 기존의 직렬형 능동전력필터는 고조파 전류를 계산한 후 보상전압을 계산하여 제어하였으나 제안한 제어알고리즘은 보상전압을 직접 구할 수 있다. 제안한 능동전력필터의 제어알고리즘 이용한 직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용시스템을 구성하였다. 실험을 통해 제안한 직렬형 능동전력필터의 제어법의 타당성을 입증하였으며, 실험결과를 분석하였다

* 準 會 員 : 鮮一電機工業(株) 硏究員
** 正 會 員 : (주)아크로센스 先任硏究員 · 工博
*** 正 會 員 : 仁荷大 電子電氣컴퓨터工學部 敎授 · 工博
§ 正 會 員 : 成均館大 電子電氣컴퓨터工學部 敎授 · 工博
§§ 正 會 員 : 서울産業大 制御計測工學科 敎授 · 工博
接受日字 : 2000年 10月 24日
最終完了 : 2001年 5月 9日

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)

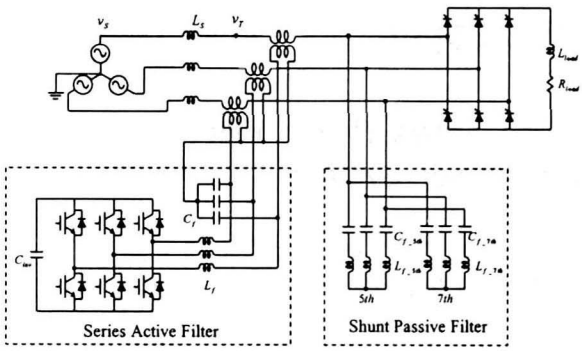


그림 1 직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용 시스템

Fig 1 A combined system of series active filter and passive filter

2. 직렬형 능동전력필터의 보상원리

그림 2는 그림 1의 직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용시스템을 간략화 시킨 단상 등가회로로서, 직렬형 능동전력필터를 이상적으로 제어 가능한 전압원 $\dot{V}_C$로, 고조파 전류를 발생시키는 3상 다이리스터 정류기를 전류원 $\dot{I}_L$로 나타내고, 병렬 수동필터를 등가 임피던스 Z_F로, 전원 임피던스를 $\dot{Z}_S$로 각각 나타내었다.

직렬형 능동전력필터는 기본파 주파수에 대해서는 임피던스로 작용하지 않고, 전원 또는 부하 고조파에 대해서는 큰 임피던스로 작용하도록 제어된다. 따라서, 그림 2의 등가회로는 중첩의 원리에 의해 기본파와 고조파에 대해서 각각 그림 3과 그림 4의 등가회로로 나타낼 수 있다. 그림 3에서 $\dot{V}_{Sf}$는 기본파 전원전압, $\dot{I}_{Lf}$는 기본파 부하전류를 나타내며, 그림 4에서 $\dot{V}_{Sh}$는 고조파 전원전압을 $\dot{I}_{Lh}$는 고조파 부하전류를 나타낸다.

그림 3에서 병렬 수동필터는 부하의 역률 개선 커패시터로 동작하지만 직렬형 능동전력필터는 어떠한 역할도 하지 않는

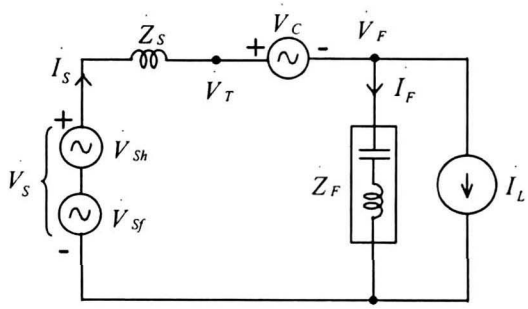


그림 2 [그림 1]의 단상 등가회로

Fig 2 Single phase equivalent circuit of fig 1

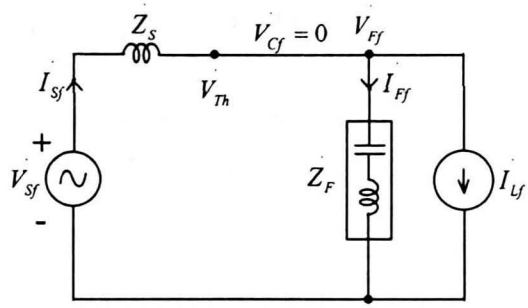


그림 3 기본파에 대한 등가회로

Fig 3 Equivalent circuit for fundamental frequency

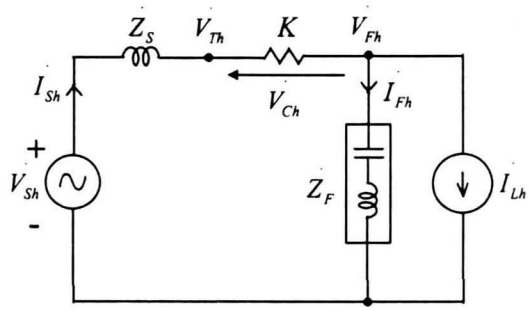


그림 4 고조파에 대한 등가회로

Fig 4 Equivalent circuit for harmonic frequency

다. 그림 4에서는 직렬형 능동전력필터가 전원과 부하사이에서 고조파 차단기로서의 역할을 함으로써 부하에 의해 발생한 고조파 전류가 전원측으로 유입되는 것을 차단한다.

3. 제안하는 직렬형 능동전력필터의 보상원리

그림 1과 같은 일반적인 전력계통 시스템에 대하여 상전압 v_a, v_b, v_c과 선전류 i_a, i_b, i_c는 다음과 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

순시전압벡터 $\boldsymbol{v}=[v_a \;\; v_b \;\; v_c]^t$ (1)

순시전류벡터 $\boldsymbol{i}=[i_a \;\; i_b \;\; i_c]^t$ (2)

순시 부하전압벡터 $\boldsymbol{v}_L$와 순시 전류벡터 $\boldsymbol{i}_S$를 식(1)과 식(2)와 같이 나타낼 수 있으며 3상 2상 변환을 통하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{v}_{L(\alpha,\beta,0)}=[v_{L\alpha} \;\; v_{L\beta} \;\; v_{L0}]^t,$$
$$\boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}=[i_{S\alpha} \;\; i_{S\beta} \;\; i_{S0}]^t \quad (3)$$

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)

여기서,

$$v_{L0} = \frac{1}{3}(v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc}),\quad i_{S0} = \frac{1}{3}(i_{Sa} + i_{Sb} + i_{Sc})$$

식(3)의 순시 전압벡터 $\boldsymbol{v}_{L(\alpha,\beta,0)}$ 과 순시 전류벡터 $\boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}$ 를 이용하여 순시유효전력 p 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p = \boldsymbol{v}^t_{L(\alpha,\beta,0)} \cdot \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} = v_{L\alpha} i_{S\alpha} + v_{L\beta} i_{S\beta} + v_{L0} i_{S0} \tag{4}$$

또한 순시무효전력 벡터 $\boldsymbol{q}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{q} = \boldsymbol{v}_{L(\alpha,\beta,0)} \times \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \\ q_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} v_{L\beta} & v_{L0} \\ i_{S\beta} & i_{S0} \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_{L0} & v_{L\alpha} \\ i_{S0} & i_{S\alpha} \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} v_{L\alpha} & v_{L\beta} \\ i_{S\alpha} & i_{S\beta} \end{vmatrix} \end{bmatrix} \tag{5}$$

식(5)은 기존의 pq 이론에서 정의된 무효전력값과 같은 값을 갖는다[1].

식(4)에서 식(5)와 다음의 식으로부터 순시유효전력을 발생하는 전압벡터 $\boldsymbol{v}_p$ 와 순시무효전력을 발생하는 전압벡터 $\boldsymbol{v}_q$ 를 다음과 같은 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{v}_{L(\alpha,\beta,0)} = \boldsymbol{v}_{p(\alpha,\beta,0)} + \boldsymbol{v}_{q(\alpha,\beta,0)}$$

$$(\boldsymbol{u} \times \boldsymbol{v}) \times \boldsymbol{w} = (\boldsymbol{u} \cdot \boldsymbol{w})\boldsymbol{v} - (\boldsymbol{v} \cdot \boldsymbol{w})\boldsymbol{u}$$

$$\boldsymbol{v}_{p(\alpha,\beta,0)} = Proj_p\, \boldsymbol{v} = \frac{\boldsymbol{v} \cdot \boldsymbol{p}}{\|\boldsymbol{p}\|^2}\boldsymbol{p}$$

$$= \frac{\boldsymbol{p}}{\boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} \cdot \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}}\, \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{v}_{q(\alpha,\beta,0)} = \frac{\boldsymbol{q}_{(\alpha,\beta,0)} \times \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}}{\boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} \cdot \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}} \tag{7}$$

식(6)과 식(7)의 전압성분으로 능동전력필터의 보상지령전압을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\boldsymbol{v}^*_{c(\alpha,\beta,0)} = \frac{\tilde{\boldsymbol{p}}}{\boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} \cdot \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}}\, \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} + \frac{\boldsymbol{q}_{(\alpha,\beta,0)} \times \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}}{\boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)} \cdot \boldsymbol{i}_{S(\alpha,\beta,0)}} \tag{8}$$

여기서, $\tilde{\boldsymbol{p}}$ 는 순시 유효전력의 맥동성분이며 $\boldsymbol{q}$ 는 무효전력 벡터의 기본파 성분인 $\bar{\boldsymbol{q}}$ 와 무효전력의 맥동성분인 $\tilde{\boldsymbol{q}}$ 의 합인 순시 무효전력성분 벡터이다.

식(8)에 의해 유도된 보상전압으로 부하단에서 발생한 고조파전류가 전원단으로 유입되는 것을 차단하게 된다.

그림 5의 블록도로 나타낸 기존의 직렬형 능동전력필터의

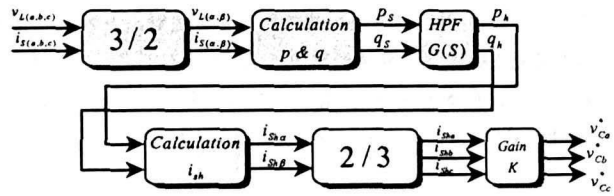


그림 5 기존의 능동전력필터의 제어 블록도

Fig 5 Conventional control block diagram of series active filter

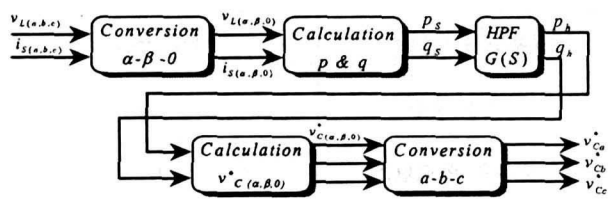


그림 6 제안하는 능동전력필터의 제어 블록도

Fig 6 Proposed control block diagram of series active filter

제어법은 유효전력과 무효전력을 계산하여 고조파 전류성분을 계산하거나, 부하전류에서 기본파 성분을 제거하여 고조파 전류성분을 얻은 후, 일정상수 게인(K)을 곱하여 능동전력필터의 보상지령전압을 계산하여 제어하였다. 그러나, 게인(K)값에 따라 보상전압이 달라지므로 보상특성이 달라질 뿐만 아니라 게인(K)값의 결정이 용이하지 않다. 또한, 전압과 전류의 영상성분을 고려하지 않으므로 3상 4선식 시스템으로의 확장은 불가능하다. 그림 6은 제안한 능동전력필터의 제어 블록도를 나타내고 있으며, 기존의 방법과 달리 순시 유효전력 p 와 순시무효전력 $\boldsymbol{q}$ 를 계산한 후 보상지령전압을 직접적으로 얻을 수 있다. 게인(K)의 설정이 필요없기 때문에 보상특성이 달라지지 않아 보상특성이 일정하며 영상분 전압과 영상분 전류를 고려하므로 3상 4선식 시스템에서도 적용이 가능하다.

본 연구에서는 3상 3선식 시스템에 대하여 무효전력을 발생하는 고조파 성분을 제거하기 위하여 $\tilde{p}$ 성분은 고려하지 않고, $\tilde{\boldsymbol{q}}$ 성분만을 고려하여 보상하도록 하였다.

4. 시스템 구성 및 실험결과

직렬형 능동전력 필터와 수동필터의 병용 시스템은 그림 1과 같이 직렬형 능동전력필터로써 전압형 3상 풀 브릿지 인버터로 구성되어있으며, 출력단에는 스위칭 리플 저감용 LC 필터가 연결되어있다. 또한, 5차, 7차 고조파 제거를 위해 시스템과 병렬로 수동필터가 연결되었다.

시스템의 부하로는 3상 풀 브릿지 다이리스터 정류기가 사용되었고, 시스템은 표1에 나타낸 회로정수로 구성하였다. 인버터와 전력계통시스템은 권수비가 1:1인 변압기를 사용하여

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)

연결하였다.

직렬형 능동전력 필터의 제어와 보상전압 연산을 위해 DSP(TMS320C31)를 사용하였고, 샘플링 시간은 143 μsec 이다. 시스템의 회로정수는 표1과 같고, 수동필터의 회로정수는 표2와 같다.

표 1. 시스템 파라미터 값

Table 1. System parameter values

전원전압	100 [V], 60 [Hz]
전원측 인덕턴스	0.1 [mH]
부하측 저항	30 [Ω]
부하측 인덕턴스	15 [mH]
인버터 DC Link 콘덴서	2350 [μF]
LC 필터 인덕턴스	2 [mH]
LC 필터 콘덴서	1 [μF]

표 2 수동필터 파라미터 값

Table 2 Passive filter parameter values

5차 수동필터	인덕터	2 [mH]
	커패시터	140 [μF]
7차 수동필터	인덕터	2 [mH]
	커패시터	70 [μF]

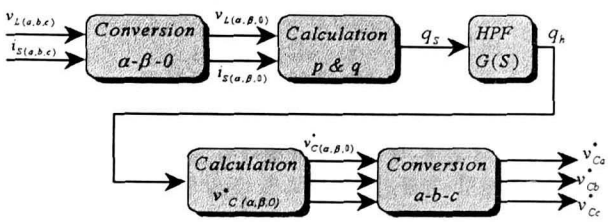


그림 7 실험에 적용된 제어 블록도

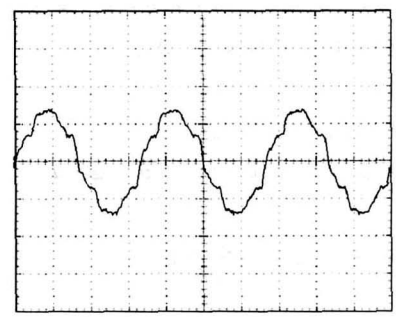
Fig 7 The control block diagram used in experimental system

실험에 사용된 제어 블록도는 그림 7과 같다.

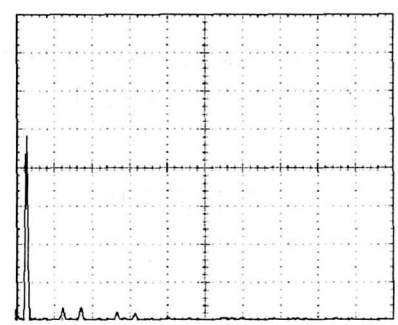
그림 8 (a)와 그림 9 (a)는 직렬형 능동전력필터와 수동필터에 의해 고조파 보상하기 전의 전원측 전압 V_T와 전원전류의 결과로서 비선형 부하에 의해 고조파가 포함된 것을 보여주고 있다. 그림 8 (b)와 그림 9 (b)는 보상전 전원전압과 전원전류의 FFT결과를 나타내고 있다. 전원측 전압 V_T에는 5고조파 5.8%, 7고조파 6.25%, 11고조파 3.8%, 13고조파 2.66%가 포함되어 있으며, THD는 9.37%이다.

전원전류는 5차고조파 19.01%, 7차 고조파 8.75%, 11차 고조파 3.8%, 13차 고조파 2.66%가 포함되어 있으며, THD는 21.43%이다.

그림 10 (a)와 그림 11 (a)는 직렬형 능동전력필터의 보상없이 수동필터로 보상한 경우의 전원측 전압 V_T와 전원전류의 파형을 나타낸다. 그림 10 (b)와 그림 11 (b)는 전원측 전압 V_T와 전원전류 각각의 FFT 결과를 나타내고 있다. 그림 12는 5차와 7차로 구성된 수동필터에서 각각의 전류를 나타낸다.



(a) Source side voltage (V_T)
[100V/div,5ms/div]



(b) FFT result of source side voltage [20V/div,250Hz/div]

그림 8 보상전 전원측 전압 (V_T)

Fig 8 Source side voltage waveform without compensation (V_T)

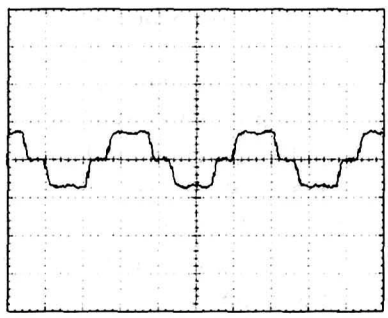
서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)

수동필터로 보상한 경우의 전원측 전압 V_T는 5고조파 0%, 7고조파 0%, 11고조파 0.7%, 13고조파 1.3%가 포함되어 있으며, THD는 3.1%이다. 전원전류는 5고조파 1.88%, 7고조파 0.7%, 11고조파 0.7%, 13고조파 0.7%가 포함되어 있고, THD는 4.2%이다.

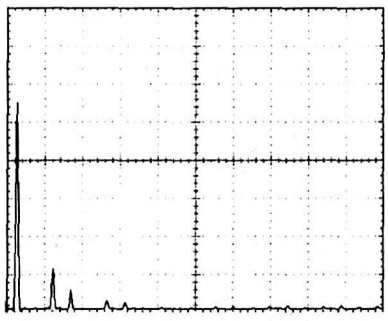
수동필터로 보상한 경우에 전원측 전압 V_T와 전원전류는 고조파가 현저히 감소하는 것을 FFT 결과로 알 수 있다. 그러나 수동필터만으로 보상한 경우에 전원측 임피던스와 수동필터의 공진에 의한 영향으로 17고조파와 19고조파가 전원측 전압 V_T의 경우 각각 1.3%와 1.7%로 증가하였으며, 전원전류의 경우에 각각 1.1%와 3.38%로 증가하여 보상특성을 저하되는 것을 볼 수 있다.

그림 13 (a)와 그림 14 (a)는 수동필터와 직렬형 능동전력필터로 보상한 후의 전원측 전압 V_T와 전원전류를 보여주고 있으며, 그림 13 (b)와 그림 14 (b)는 각각의 FFT 결과를 나타내고 있다.

직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용시스템으로 보상한 경우, 전원측 전압 V_T에는 5고조파 0.3%, 7고조파 0.3%, 11고조파 1.9%, 13고조파 0.38%가 포함되어 있으며, THD는 2%이다. 전원전류에는 5고조파 0.7%, 7고조파 0.38%, 11고조파 0.7%, 13고조파 0%가 포함되어 있으며, THD는 1.14%이다.



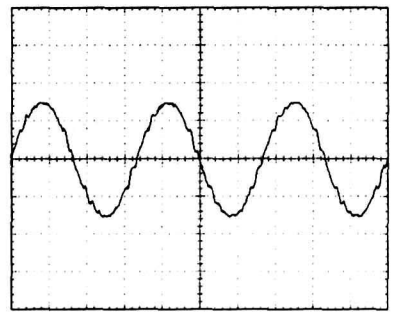
(a) Source current waveform
[10A/div, 5ms/div]



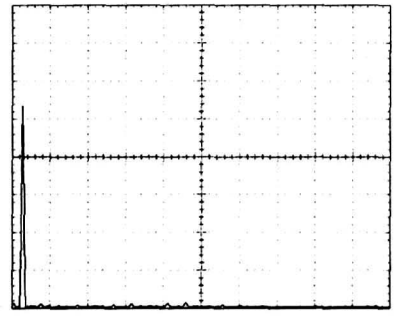
(b) FFT result of source current
[1A/div, 250Hz/div]

그림 9 보상전 전원전류의 파형

Fig 9 Source current waveform without compensation



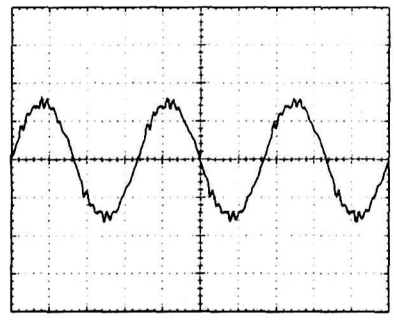
(a) Source side voltage (V_T)
[100V/div, 5ms/div]



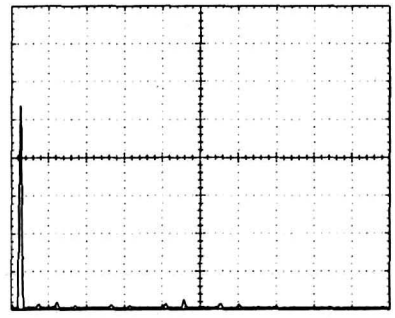
(b) FFT result of source side voltage
[20V/div,250Hz/div]

그림 10 수동필터로 보상한 경우의 전원측 전압 (V_T)

Fig 10 Source side voltage waveform with passive filter (V_T)



(a) Source current waveform
[10A/div, 5ms/div]

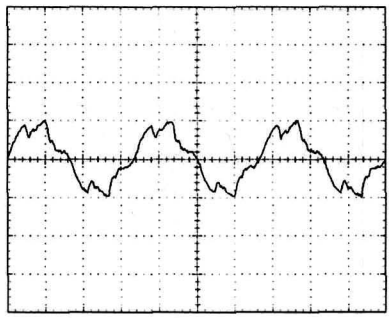


(b) FFT result of source current
[2A/div, 250Hz/div]

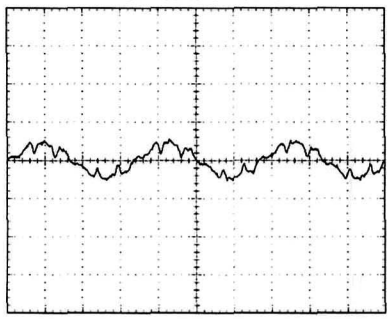
그림 11 수동필터로 보상한 경우의 전원전류 파형

Fig 11 Source current waveform with passive filter

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)



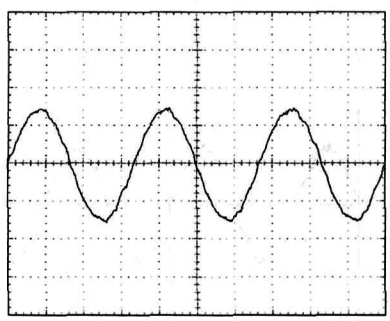
(a) 5th passive filter current
[10A/div. 5ms/div]



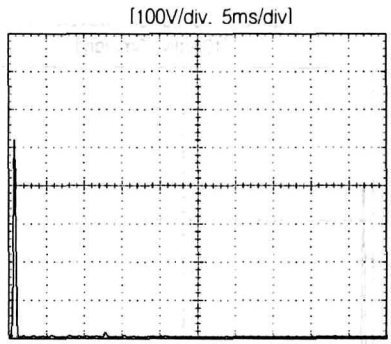
(b) 7th passive filter current
[10A/div, 5ms/div]

그림 12 5차와 7차 수동필터 전류

Fig 12 Current waveform of 5th and 7th passive filter



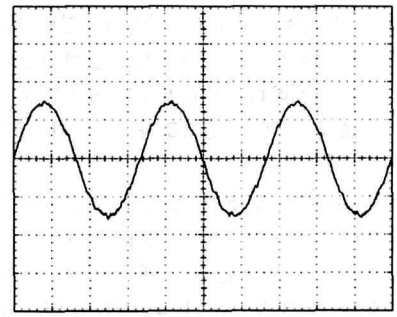
(a) Source side voltage (V_T)
[100V/div. 5ms/div]



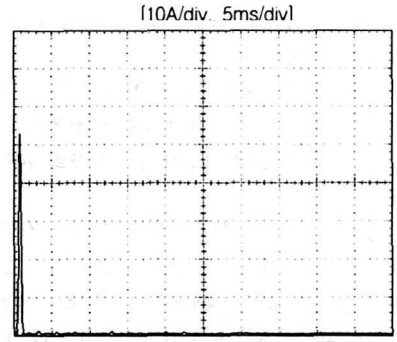
(b) FFT result of source side voltage
[20V/div, 250Hz/div]

그림 13 능동전력필터로 보상한 경우의 전원측 전압 파형 (V_T)

Fig 13 Source side voltage waveform with active filter (V_T)



(a) Source current waveform
[10A/div. 5ms/div]



(b) FFT result of source current
[2A/div, 250Hz/div]

그림 14 능동전력필터로 보상한 경우의 전원전류 파형

Fig 14 Source current waveform with active filter

그림 15는 직렬형 능동전력필터의 보상전압을 나타내고 있으며, 그림 16은 직렬형 능동전력필터를 동작한 경우에 5차, 7차 수동필터에 흐르는 전류를 나타낸다.

직렬형 능동전력필터로 보상한 후에 전원측 전압 V_T와 전원전류의 고조파는 수동필터만으로 보상한 경우에 비해 감소하였다. 이는 직렬형 능동전력필터가 전원과 부하사이의 고조파 차단기 역할을 함으로써 전원측 임피던스와 수동필터의 공진을 방지하였기 때문이다.

실제로 직렬형 능동전력필터에서 보상하는 고조파전압의 크기는 그림 15에서 나타낸 것과 같이 작기 때문에 능동전력필터로 사용되는 PWM인버터의 용량을 작게 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 비선형 부하에 의해 발생하는 고조파가 전원측에 유입되는 것을 방지하기 위해 직렬형 능동전력필터에 관한 연구를 수행하였다. 고조파 보상을 위해 직렬형 능동전력필터와 수동필터의 병용시스템을 사용하였다. 직렬형 능동전력필터의 제어를 위해 순시 유효·무효 전력이론을 바탕으로 하여 새로운 제어법을 제안하였다. 기존의 직렬형 능동전력필터의 제어법은 유효전력과 무효전력을 계산한 후, 부하전류의 고조파 성분을 계산하거나, 부하전류에서 기본파 성분을 제거한 후, 부하전류의 고조파 성분을 얻어 일정상수 게인을

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)

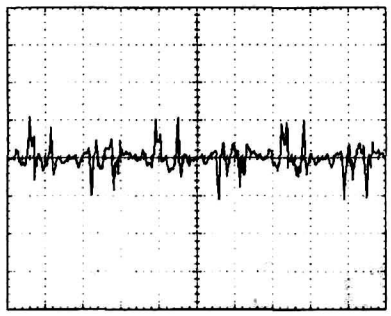
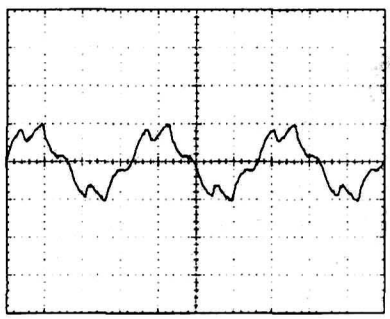
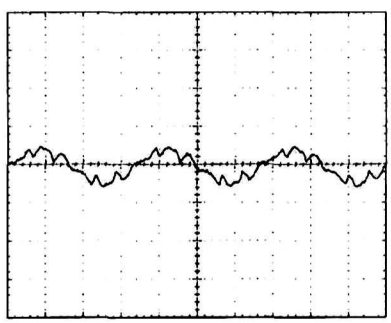


그림 15 직렬형 능동전력필터의 보상전압 [10V/div, 5ms/div]
Fig 15 Compensation voltage of series active filter [10V/div]



(a) 5th passive filter current [10A/div, 5ms/div]



(b) 7th passive filter current [10A/div, 5ms/div]
그림 16 병용 시스템에서 5차와 7차 수동필터에 흐르는 전류
Fig 16 Current waveform of 5th and 7th passive filter in combined system

곱하여 보상전압을 구해서 제어하였다. 그러나, 제안한 제어법은 유효전력과 무효전력을 계산한 후, 보상지령전압을 직접적으로 구하여 게인의 선정없이 능동전력 필터를 제어할 수 있다. 실험을 통하여 제어법의 타당성을 검증하였다.

감사의 글

본 연구(관리번호 98-중-03)는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었음

참 고 문 헌

[1] H.Akagi, Y.Kanazawa and A.Nabae "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components" IEEE Trans.Ind.Appl, vol.20 , pp625-630, 1984
[2] F.Z.Peng, H.Akagi and A.Nabae "A New Approach to Harmonic Compensation in Power System-A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters", IEEE Trans.Ind.Appl, vol.26 , pp.983-990, 1990
[3] S. Bhattacharya, D.M.Divan B. Banerjee "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter", EPE FIRECE Conf. Record, vol.3 , pp.30-35, 1991
[4] H.Akagi, Y.Kanazawa and A.Nabae "A New Approach To Harmonic Compensation In Power System",IEEE IAS, pp625-630, 1988
[5] F.Z.Peng, George W.Ott and Don J.Adams " Harmonics and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for 3-Phase 4-Wire Systems", PESC'97, pp.1089-1095, 1997
[6] Y.Komatsu, T.Kawabata " A Control Method of Active Power Filter in Unsymmetrical and distorted Voltage System", PCC-Nagaoka'97, pp.161-168, 1997
[7] F.Z.Peng et al.,"Compensation Characteristics of Shunt Active and Series Active Power Filters",T.IEE Japan, vol.113-D, no.1, pp.34, 1993.

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)

저 자 소 개

임 승 원 (林 承 垣)

1975년 5월14일 생. 1999년 인하대전기공학과 졸업. 2001년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 선일전기공업(주) 연구원.

한 윤 석 (韓 潤 錫)

1972년 8월5일 생. 1995년 인하대전기공학과 졸업. 1997년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2001년~현재 (주)아크로센스 선임연구원.

김 영 석 (金 榮 石)

1951년 6월 11일 생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대학원 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실 실장. 현재 인하대 전기공학과 교수.

원 충 연 (元 忠 淵)

1955년 5월 10일 생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1991~1992년 미국 테네시 주립대학 객원교수. 1988~현재 성균관대 전기전자 및 컴퓨터 공학부 정교수

최 세 완 (崔 世 琓)

1963년 3월 3일 생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 미국 Texas A&M Univ. 전기공학화 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공박). 1985~1990년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1996년~1997 삼성전기 종합연구소 수석연구원 1997~현재 서울산업대 제어계측공학과 조교수.

서울과학기술대학교 | IP: 117.17.198.*** | Accessed 2019/04/17 17:45(KST)