

A New Control Algorithm for 3-Phase 4-Wire Series Active Power Filter System

金永祚* · 高守琰** · 金榮石***
(Young-Jo Kim · Soo-Hyun Ko · Young-Seok Kim)

Abstract - This paper presents a control algorithm for a 3-phase 4-wire series active power filter. This control algorithm compensates harmonics, input power factor and neutral line currents which are generated by balanced or unbalanced nonlinear loads. The advantage of this control algorithm is direct extraction of compensation voltage references. Therefore, the calculation time is shortened and the performance of the series active power filter is improved. The compensation principle of the proposed control algorithm is presented in detail. A 3KVA laboratory prototype of the three-phase four-wire series active power filter was built and experiments have been carried out. Experimental results are shown to verify the effectiveness of the proposed control algorithm.

Key Words :Series Active Power Filter, Power Factor, Harmonics, THD.

1. 서 론

최근, 다이오드 정류기나 사이리스터 정류기 등의 반도체 스위칭 디바이스를 사용하는 각종 장치들이 급속히 증가하고 있는데, 이러한 다이오드정류기나 사이리스터 정류기는 비선형 부하로 동작하여 전력품질을 저하시키는 주요한 원인이 되고 있다. 따라서, 이러한 비선형 부하의 증가에 따른 고조파 증가, 역율 저하, 부하 불평형에 따른 3상 전류의 불평형 발생 등 전력품질 저하에 대한 대책이 절실히 요구되고 있다.

PC, TV, 고효율의 전등과 같은 가정용 전자장비와 UPS, 대형 컴퓨터 시스템, HVDC 송전 시스템 등의 산업용 시스템들이 산업화와 정보화를 거치면서 널리 보급되게 되었고, 이러한 장치들은 전원단에 다이오드정류기나 사이리스터 정류기를 사용함으로써 비선형 부하로 동작하여 전력 품질을 저하시키는 주요한 요인이 되고 있다. 비선형 부하에 의해 발생된 고조파들은 전원전압을 왜곡시키고, 발전기나 송전선, 변압기 등의 전력계통 장치들의 VA용량 증대를 가져오게 된다. 또한, 각종 전기기기, 케이블, 진상콘덴서 등의 전력계통 소자들에 열 및 소음을 발생시키고 더 나아가 절연파괴 또는 수명단축을 초래한다. 이러한 비선형 부하에 의해 발생된 고조파 제거를 위해서 오래전부터 수동필터가 사용되어져 왔다. 수동필터는 동조된 특정차수의 고조파만을 제거할 수 있기 때문에 전원단에 발생할 수 있는 광범위한 차수의 고조파

제거를 위해서는 각각의 주파수에 동조된 수동필터들이 설치되어야만 한다. 따라서, 전원단의 광범위한 고조파를 모두 제거하고자 하는 경우에는 부피가 증가하게 되고, 비용도 커지게 된다. 또한, 전력시스템의 전원측 임피던스와 공진을 일으킬 위험성도 항상 내재하고 있다.[1]

이러한 수동필터의 결점을 보완하기 위해서 1970년대 말부터 능동전력필터에 대한 연구가 시작되었다. 능동전력필터는 수동필터보다는 고가이지만, 전원단에 발생할 수 있는 광범위한 고조파를 동시에 제거해 줄 수 있다는 장점을 가지고 있다. 이러한 능동전력필터의 형태에는 고조파 전류를 직접 주입해주는 병렬형 능동전력필터[2]와 결합 변압기를 통해서 보상전압을 주입하는 방식의 직렬형 능동전력필터[3], 기존에 설치된 병렬 수동필터와 함께 설치되는 병용방식[1][4][5] 등으로 나눌 수 있다. 일반적으로 다이오드정류기 정류기의 부하단에 인덕터 성분이 크면, 부하에 일정한 dc 전류가 흐르게 되고, 이러한 부하를 고조파 전류원으로 볼 수 있다. 이러한 고조파 전류원에 대해서는 병렬형 능동전력필터가 보상에 적합한 형태이고, 다이오드나 사이리스터 정류기의 부하단에 커패시터 성분을 갖는 고조파 전압원에 대해서는 직렬형 능동전력필터가 보상에 적합한 형태이다.

중성선이 없는 3상 3선식 시스템에 대한 능동전력필터는 오래전부터 많은 연구가 수행되어 성공적으로 개발되었고, 실제 산업현장에 적용되고 있다.[7] 그러나, 기존의 대표적인 3상 3선식 알고리즘인 Akagi의 순시무효전력이론[8]이나, 동기좌표계 이론[9]은 상업용이나 업무용 빌딩에 채택되는 3상 4선식 시스템에 대해서는 그 성능을 확실히 보장해줄 수가 없기 때문에 3상 4선식 시스템에 대한 새로운 알고리즘이 요구되고 있다.[10] 특히, 3상 4선식 배전계통에서는 부하의 불평형이 발생할 수 있기 때문에 이러한 불평형 전류를 동시에 제거해줄 수 있는 알고리즘이 필요하게 된다.

* 正 會 員 : 仁何大 工大 電氣工學科 博士課程
** 準 會 員 : 仁何大 工大 電氣工學科 碩士課程
*** 正 會 員 : 仁何大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
接受日字 : 2002年 8月 20日
最終完了 : 2002年 9月 30日

고조파나 부하 불평형 외에 업무용이나 상업용 빌딩등에 주로 채택되는 3상 4선식 배전시스템에서는 비선형 부하의 증가에 따라 중성선 전류가 크게 증가하게 된다. 이러한 중성선 전류의 증가는 중성선 자체 뿐만 아니라, 중성선에 연결된 변압기 등의 용량증대를 가져오게 되고 상전압이 불안정해지는 주요한 요인이 되기 때문에 정밀한 전원이 요구되는 시스템에 대해서 오동작의 원인이 되기도 한다. 따라서, 3상 4선식 시스템에서는 고조파와 역률 개선 뿐만 아니라, 중성선 전류를 제거하기 위한 알고리즘이 절실히 요구되고 있다.

특히, 최근에는 복사기, 형광등, 컴퓨터, 팩스, 에어컨 등, 고조파 전압원으로 동작하는 부하들이 빠르게 증가하고 있기 때문에 이와같은 고조파 전압원 형태의 부하에 대한 대책이 점점더 중요해지고 있다.

따라서, 본 논문에서는 고조파 전압원 부하를 가지는 3상 4선식 시스템에서 비선형 부하로부터 발생하는 고조파와 역률 저하를 보상하고, 상전류의 약 1.5배에 이르는 중성선 전류를 효과적으로 제거하기 위한 직렬형 능동전력필터의 제어알고리즘을 제안하였다. 그리고, 3kVA급의 3상 4선식 직렬형 능동전력필터를 구성하여 실험을 수행하였고, 실험결과를 통해서 제안된 알고리즘의 유효성을 입증하였다.

2. 3상 4선식 직렬형 능동전력필터의 보상원리

본 절에서는 고조파와 역률, 불평형 부하에 의해 발생하는 3상전류의 불평형을 동시에 보상해 줄 수 있는 3상 4선식 직렬형 능동전력필터의 제어알고리즘에 대해서 다룬다.

먼저 3상 전력시스템에서 3상 순시전압 v_a, v_b, v_c 와 3상 순시전류 i_a, i_b, i_c 는 각각 순시 공간벡터 v 와 i 로 나타낼 수 있고, 3상 부하의 순시전압 $v_{L(a,b,c)}$ 과 3상 순시전류 $i_{S(a,b,c)}$ 를 다음 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{L(a,b,c)} = \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix}, \quad i_{S(a,b,c)} = \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)의 순시 부하전압벡터 $v_{L(a,b,c)}$ 과 순시 전원전류벡터 $i_{S(a,b,c)}$ 를 3상/ $\alpha, \beta, 0$ 변환행렬인 식 (3)을 이용해서 식(2)와 같이 $\alpha, \beta, 0$ 좌표계 상의 3상 전압벡터 $v_{L(\alpha,\beta,0)}$ 과 3상 전류벡터 $i_{S(\alpha,\beta,0)}$ 로 변환시킬 수 있다.

$$v_{L(\alpha,\beta,0)} = [F] \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{L\alpha} \\ v_{L\beta} \\ v_{L0} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$i_{S(\alpha,\beta,0)} = [F] \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix}$$

여기에서 $[F]$ 는 3상/ $\alpha, \beta, 0$ 변환행렬을 나타낸다.

$$[F] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

식(2)의 순시 부하전압벡터 $v_{L(\alpha,\beta,0)}$ 과 순시 전원전류벡터 $i_{S(\alpha,\beta,0)}$ 를 이용하여 순시 유효전력 p 를 다음 식 (4)와 같이 내적을 이용하여 구할 수 있다.

$$p = v_{L(\alpha,\beta,0)} \cdot i_{S(\alpha,\beta,0)} \quad (4)$$

$$= v_{L\alpha} i_{S\alpha} + v_{L\beta} i_{S\beta} + v_{L0} i_{S0}$$

또한, 순시무효전력 벡터 $q_{L(\alpha,\beta,0)}$ 는 다음과 같이 순시 부하전압벡터 $v_{L(\alpha,\beta,0)}$ 와 순시 전원전류벡터 $i_{S(\alpha,\beta,0)}$ 의 외적으로 구할 수 있다.

$$q_{L(\alpha,\beta,0)} = v_{L(\alpha,\beta,0)} \times i_{S(\alpha,\beta,0)} \quad (5)$$

$$= \begin{bmatrix} q_{L\alpha} \\ q_{L\beta} \\ q_{L0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{L\beta} & v_{L0} \\ i_{S\beta} & i_{S0} \\ v_{L0} & v_{L\alpha} \\ i_{S0} & i_{S\alpha} \\ v_{L\alpha} & v_{L\beta} \\ i_{S\alpha} & i_{S\beta} \end{bmatrix}$$

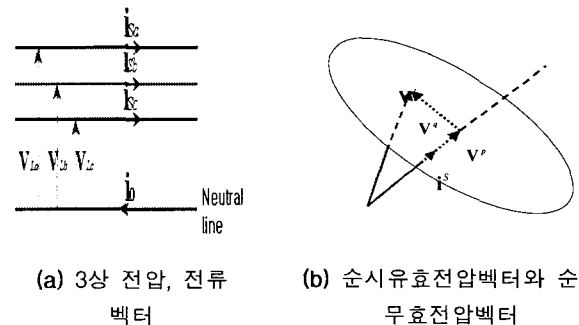


그림 1 3상 4선식 전력시스템에서의 순시 유효전압과 순시 무효전압 벡터의 정의

Fig. 1 Instantaneous active voltage and instantaneous reactive voltage vector in the 3-phase 4-wire power distribution system

식 (1)~(5)로부터 순시유효전력을 발생하는 전압 벡터 $v_{p(\alpha,\beta,0)}$ 와 순시 무효전력을 발생하는 전압 벡터 $v_{q(\alpha,\beta,0)}$ 를 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$v_{p(\alpha,\beta,0)} = \frac{p}{i_{S(\alpha,\beta,0)} \cdot i_{S(\alpha,\beta,0)}} i_{S(\alpha,\beta,0)} \quad (6)$$

$$v_{q(\alpha,\beta,0)} = \frac{i_{S(\alpha,\beta,0)} \times q_{L(\alpha,\beta,0)}}{i_{S(\alpha,\beta,0)} \cdot i_{S(\alpha,\beta,0)}} \quad (7)$$

식 (6), (7)과 그림 1에서 볼 수 있듯이 순시유효전압벡터와 순시 무효전압벡터는 3상 전류벡터성분에 대한 3상 부하전압벡터의 벡터 높을 이용해서 구할 수 있다. 즉, $v_{\mu(\alpha, \beta, 0)}$ 는 순시 전류벡터 $i_{S(\alpha, \beta, 0)}$ 에 평행한 성분을 나타내고, $v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)}$ 는 순시 전류벡터 $i_{S(\alpha, \beta, 0)}$ 에 수직인 성분을 나타낸다.

즉, 3상 순시부하전압벡터는 식 (8)과 같이 순시유효전압벡터 $v_{\mu(\alpha, \beta, 0)}$ 와 이 순시유효전압벡터에 수직인 성분인 순시 무효전압벡터 $v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)}$ 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$v_{L(\alpha, \beta, 0)} = v_{\mu(\alpha, \beta, 0)} + v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)} \quad (8)$$

식 (9)에서 볼 수 있듯이 순시유효전압벡터 $v_{\mu(\alpha, \beta, 0)}$ 는 순시 전류벡터 $i_{S(\alpha, \beta, 0)}$ 와 동일한 방향의 전압성분을 나타낸다.

$$\begin{aligned} v_{\mu(\alpha, \beta, 0)} &= \text{proj}_i v_{L(\alpha, \beta, 0)} \\ &= \frac{v_{L(\alpha, \beta, 0)} \cdot i_{S(\alpha, \beta, 0)}}{\|i_{S(\alpha, \beta, 0)}\|^2} i_{S(\alpha, \beta, 0)} \\ &= \frac{v_{L\alpha} i_{S\alpha} + v_{L\beta} i_{S\beta} + v_{L0} i_{S0}}{i_{S\alpha}^2 + i_{S\beta}^2 + i_{S0}^2} i_{S(\alpha, \beta, 0)} \\ &= \frac{p}{i_{S\alpha}^2 + i_{S\beta}^2 + i_{S0}^2} i_{S(\alpha, \beta, 0)} \end{aligned} \quad (9)$$

또한, 순시 유효전압벡터 $v_{\mu(\alpha, \beta, 0)}$ 에 수직인 순시 무효전압벡터 $v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)}$ 는 식 (10)-(13)과 같이 유도해 낼 수 있다.

$$q_{L(\alpha, \beta, 0)} = v_{L(\alpha, \beta, 0)} \times i_{S(\alpha, \beta, 0)} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} i_{S(\alpha, \beta, 0)} \times q_{L(\alpha, \beta, 0)} &= i_{S(\alpha, \beta, 0)} \times (v_{L(\alpha, \beta, 0)} \times i_{S(\alpha, \beta, 0)}) \\ &= (i_{S(\alpha, \beta, 0)} \cdot i_{S(\alpha, \beta, 0)}) v_{L(\alpha, \beta, 0)} \\ &\quad - (i_{S(\alpha, \beta, 0)} \cdot v_{L(\alpha, \beta, 0)}) i_{S(\alpha, \beta, 0)} \\ &= \|i_{S(\alpha, \beta, 0)}\|^2 v_{L(\alpha, \beta, 0)} - p i_{S(\alpha, \beta, 0)} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} v_{L(\alpha, \beta, 0)} &= \frac{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \times q_{L(\alpha, \beta, 0)}}{\|i_{S(\alpha, \beta, 0)}\|^2} \\ &\quad + \frac{p}{\|i_{S(\alpha, \beta, 0)}\|^2} i_{S(\alpha, \beta, 0)} \end{aligned} \quad (12)$$

(10)번 식의 좌변과 우변에 각각 전류벡터의 외적을 취하고, 우변을 외적과 내적의 관계식을 이용하여 전개하면 (11)식을 얻어낼 수 있다. (11)식에서 우변의 전류벡터 성분을 좌변으로 이항하고, 양변을 전류벡터의 높으로 나눠주면 (12)번 식이 유도된다. (12)번식의 우변 두 번째 항은 순시 유효전압벡터 $v_{\mu(\alpha, \beta, 0)}$ 이므로, (12)번 식 우변의 첫 번째 항이 순시 무효전압벡터 $v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)}$ 가 된다.

$$\begin{aligned} v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)} &= \frac{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \times q_{L(\alpha, \beta, 0)}}{\|i_{S(\alpha, \beta, 0)}\|^2} \\ &= \frac{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \times q_{L(\alpha, \beta, 0)}}{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \cdot i_{S(\alpha, \beta, 0)}} \end{aligned} \quad (13)$$

위의 식에서 $q_{L(\alpha, \beta, 0)}$ 는 기존의 p-q이론에서 정의된 무효전력값과 같은 값을 나타낸다. 식(6)과 식(7)의 순시 유효전압벡터 $v_{\mu(\alpha, \beta, 0)}$ 와 순시 무효전압벡터 $v_{\alpha(\alpha, \beta, 0)}$ 로부터 직렬형 능동전력필터의 보상 지령전압을 다음 식(14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{c(\alpha, \beta, 0)}^* &= \frac{\tilde{p}}{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \cdot i_{S(\alpha, \beta, 0)}} i_{S(\alpha, \beta, 0)} \\ &\quad + \frac{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \times q_{L(\alpha, \beta, 0)}}{i_{S(\alpha, \beta, 0)} \cdot i_{S(\alpha, \beta, 0)}} \end{aligned} \quad (14)$$

표 1 순시유효전력과 순시무효전력성분의 분리

Table 1 separation of instantaneous active power and instantaneous reactive power

\bar{p} and \bar{q}	부하전압과 상전류의 기본파 정상분에 의해 발생된 순시 유효전력과 순시 무효전력(dc 성분)
\tilde{p} and \tilde{q}	부하전압과 상전류의 기본파 역상분과 고조파성분에 의해 발생된 순시유효전력과 순시무효전력(ac 성분)

표 1에서 볼 수 있듯이 순시유효전력 p 와 순시무효전력 q 는 부하전압과 상전류의 기본파 정상분에 의해 발생된 순시 유효전력과 순시 무효전력(dc 값) \bar{p} 와 \bar{q} , 부하전압과 상전류의 기본파 역상분과 고조파성분에 의해서 발생된 순시 유효전력과 순시 무효전력(ac 값) \tilde{p} 와 \tilde{q} 로 분리할 수 있다. 따라서, 식 (14)에서 순시무효전력 q 를 순시 무효전력의 맥동분인 \tilde{q} 로 대체하게 되면 순시 유효전력의 ac 성분인 \tilde{p} 와 순시 무효전력의 ac 성분인 \tilde{q} 를 보상하는 새로운 보상기준 전압이 만들어지게 되는데, 이 경우에는 역을 제외한 고조파와 상전류의 불평형 보상이 가능하게 된다. 이와 같이 보상 목적에 맞는 보상기준전압을 표 1과 식 (14)에 의해서 새롭게 만들어 낼 수 있게 된다. 본 논문에서는 평형부하인 경우, 순시 유효전력의 ac 성분인 \tilde{p} 와 순시 무효전력 $q_{L(\alpha, \beta, 0)}$ 전체를 보상해 줌으로써 고조파와 역을 보상이 동시에 이루어지도록 실험을 수행하였고, 불평형 부하인 경우에는 순시 유효전력의 ac 성분인 \tilde{p} 와 순시 무효전력의 ac 성분인 $\tilde{q}_{L(\alpha, \beta, 0)}$ 를 보상하여 고조파와 상전류의 불평형 보상이 이루어지도록 하였다. 여기에서, 순시 유효전력과 순시 무효전력 연산에는 부하전압과 상전류의 정상분이 포함되어 있으므로, 부하 불평형이 발생하였을 경우의 불평형 상전류 보상이 가능하게 된다.

$\alpha, \beta, 0$ 좌표계상에서의 보상기준전압을 식 (14)에 의해서 구해낼 수 있고, 구해진 $\alpha, \beta, 0$ 좌표계상의 보상기준전압을 다시 3상좌표계로 변환시켜서 최종적인 보상기준전압을 만들어 내게 된다. 식 (16)은 $\alpha, \beta, 0/3$ 상 변환행렬이다.

$$v_{C(a,b,c)}^* = [F]^{-1} \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$[F]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

이상과 같이 기존의 직렬형 능동전력필터의 제어법에서는 상전류의 고조파를 연산해내고, 이 고조파전류에 특정한 계인을 곱하여 직렬형 능동전력필터의 최종적인 보상기준전압을 구해내었지만, 본 논문에서 제안하는 제어법에서는 이러한 계인을 찾아내는 어려움없이 부하단의 순시 유효전력과 순시 무효전력성분으로부터 직접 보상기준전압을 연산해 낼 수 있게 된다. 또한, 추가적인 알고리즘 없이 역상분과 영상분 보상도 가능해지게 된다.

그림 2에 전체 제어알고리즘에 대한 블록다이어그램을 나타내었다. 우선 3상 전압과 3상 전류를 $\alpha, \beta, 0$ 좌표계로 변환한 후에 순시유효전력과 순시무효전력을 연산해내게 된다. 그리고, high-pass filter를 통해 순시 유효전력의 맥동분을 추출해내고, 구해진 순시유효전력의 맥동분과 순시무효전력, 3상 전류성분을 (14)번식에 대입해서 $\alpha, \beta, 0$ 좌표계상의 보상기준전압을 얻어내게 된다. 이 보상기준전압성분을 다시 3상 좌표계로 변환시켜서 고조파와 역을 보상에 대한 기준전압을 얻어내게 된다. 그리고, 인버터의 dc-link 전압을 제어하기 위한 PI 제어기를 추가하였다. 인버터의 기준전압 V_{dc-imv}^* 와 인버터의 실제 dc-link 전압인 V_{dc-imv} 의 차 ΔV_{dc} 를 PI 제어기를 통해 feedback 시킴으로써 인버터의 dc-link 전압을 원하는 값으로 제어할 수 있게 된다. 그림에서 $i_{Saf}, i_{Sbf}, i_{Scf}$ 는 low-pass filter를 통해서 얻어낸 3상 전원전류의 기본파 성분을 나타낸다.

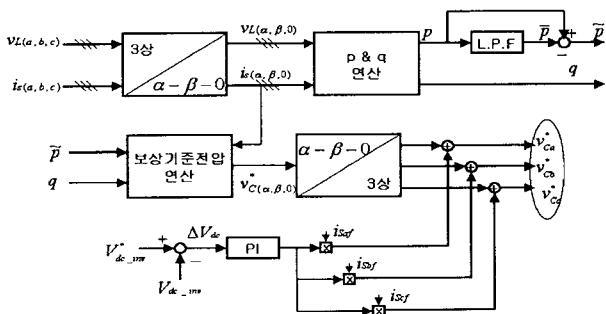


그림 2 전체 제어알고리즘에 대한 블록 다이어그램
Fig. 2 Block diagram of entire control algorithm

3. 시스템의 구성

3.1. 3상 4선식 직렬형 능동전력필터

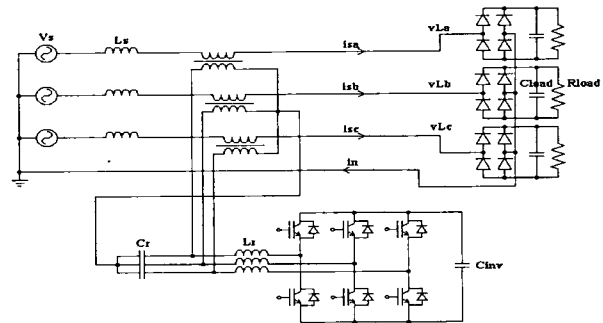


그림 3 3상 4선식 직렬형 능동전력필터 회로도
Fig. 3 3-Phase 4-Wire series active power filter circuit

그림 3에 실험에 사용된 3상 4선식 직렬형 능동전력필터의 회로도를 나타내었다. RC 부하를 갖는 단상 다이오드 정류기 세 개를 써서 부하를 구성하였다. 그리고, 3상 전압원 인버터를 변압기를 써서 계통에 직렬로 결합하여 3kVA급의 3상 4선식 직렬형 능동전력필터를 구성하였다.

전원전압은 110[V]의 실효치를 인가하였고, 전원축 인덕터의 인덕턴스 L_s 는 0.1[mH]이다. 그리고, 단상다이오드 정류기의 RC부하는 15[Ω], 2400[μF]를 사용하였다. 불평형부하 보상 실험에서는 A상 다이오드 정류기의 부하단에 30[Ω], 2400[μF], B, C상 다이오드정류기 부하단에 20[Ω], 2400[μF]의 불평형 부하를 구성해서 실험을 수행하였다. 인버터의 dc-link 전압은 150[V]로 제어하였고, 결합변압기의 권수비는 1:2로 시스템을 구성하여 실험하였다. 그리고, 0.5[μF], 4[mH]의 커패시터와 인덕터를 사용해서 인버터의 스위칭 리플저감을 위한 ripple filter를 구성하였다. 표 2는 시스템 구성에 사용된 회로정수 값들이다.

표 2 시스템 회로 정수

Table 2 System parameter가

전원전압	110[Vrms], 60[Hz]
전원축 인덕턴스(L_s)	0.1[mH]
결합변압기 권수비	1 : 2
부하 커패시터(C_{load})	2400[μF]
부하 저항(R_{load})	15[Ω](평형부하), 30(A),20(B,C)[Ω](불평형부하)
인버터 DC링크 콘덴서	2350[μF]
LC필터 인덕턴스(L_f)	4[mH]
LC필터 콘덴서(C_f)	0.5[μF]

3.2. 제어시스템

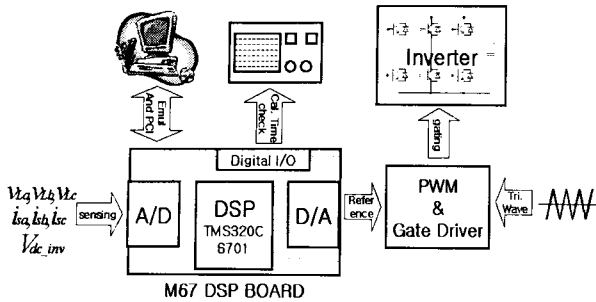


그림 4 3상 4선식 직렬형 능동전력필터 제어회로의 구성도

Fig. 4 Control circuit of 3-phase 4-wire series active power filter

그림 4에 3상 4선식 직렬형 능동전력필터에 대한 제어회로의 구성을 나타내었다. 실험에는 M67 DSP 보드를 사용하였다.

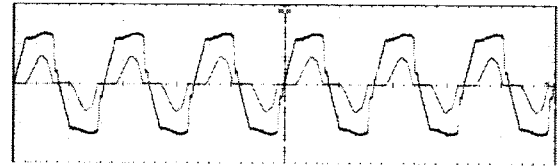
제어시스템의 구성을 살펴보면 먼저 M67 DSP 보드는 PCI 슬롯과 에뮬레이터를 통해서 PC와 통신을 수행한다. PT와 CT를 통해서 3상 전류와 3상 부하전압, 인버터dc-link 전압이 $\pm 10[V]$ 이내의 값으로 변환되고, 이 변환된 3상 전류와 3상 부하전압, 인버터 dc-link 전압은 A/D 컨버터를 통해서 16 bit의 디지털 값으로 변환되어 DSP로 입력되게 된다. 입력된 3상 전류, 3상 부하전압, 인버터 dc-link 전압값을 통해서 최종 보상기준전압이 계산되어지고, 이 보상기준전압은 다시 D/A 컨버터를 통해서 아날로그 값으로 PWM 발생회로로 넘겨지게 된다. 이 레퍼런스 전압은 삼각파와 비교되어 PWM 신호가 만들어지게 된다. 만들어진 PWM 신호는 dead time 회로와 IGBT drive IC로 구성된 gate 구동회로를 거쳐서 인버터를 구동시켜주게 된다. 그리고, dead time회로와 gate driver 사이에 하드웨어적인 보호회로를 구성하여 인버터에 과부하가 걸렸을 때 게이트 인가신호를 차단하도록 하였다. 인버터는 20[kHz]의 스위칭 주파수로 구동하였다.

4. 실험결과

3상 4선식 직렬형 능동전력필터에서 평형부하는 단상 다이오드 정류기의 dc 단에 $15[\Omega] - 2400[\mu F]$ 의 RC 부하를 병렬로 연결한 세 개의 동일한 단상 다이오드 정류기 부하를 사용하여 구성하였다. 그리고, 불평형 부하인 경우에는 A상의 단상 다이오드 정류기의 dc 단에 $30[\Omega] - 2400[\mu F]$ 의 RC 부하를 연결하였고, B상과 C상의 단상 다이오드 정류기의 dc 단에는 각각 $20[\Omega] - 2400[\mu F]$ 의 RC 부하를 병렬로 연결하여 상전류의 불평형율이 약 13%정도가 되도록 불평형 부하를 구성하여 실험을 수행하였다. 두가지 실험 모두 능동전력필터를 써서 보상하기 전과 보상한 후의 파형들을 비교함으로써 능동전력필터의 보상효과를 쉽게 볼 수 있도록 구성하였다.

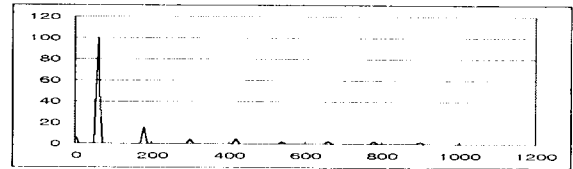
4.1 평형부하에 대한 실험결과

먼저, 그림 5에 평형부하인경우의 보상전 A상 전압, 전류 파형과 이 전압, 전류파형에 대한 스펙트럼을 나타내었다. 그림 5-(a)는 A상 전압전압과 A상 전류파형이다. 역율은 0.812이고, 그림 5-(b)는 A상 전압의 스펙트럼 파형으로 THD는 18.6%, 그림 5-(c)는 A상 전류의 스펙트럼 파형으로 THD는 51.1%이다. 그림에서도 볼 수 있듯이, 고조파 전압원 부하가 사용됨으로써 상전류 뿐만 아니라 전압전압파형 또한 크게 왜곡되고 있음을 알 수 있다.



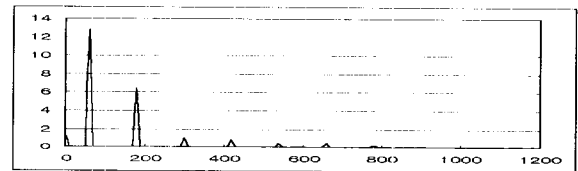
y: 50[V/div], 20[A/div], x: 10[ms/div]

(a) A상 전압, 전류



y: [V], x: [Hz]

(b) A상 전압의 스펙트럼



y: [A], x: [Hz]

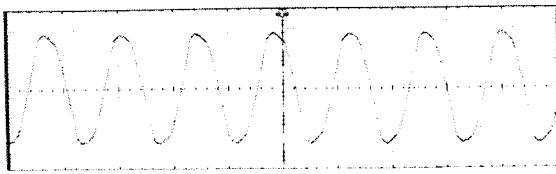
(c) A상 전류의 스펙트럼

그림 5 평형부하인경우의 보상전 A상 전압, 전류파형과 상 전압, 상전류의 스펙트럼

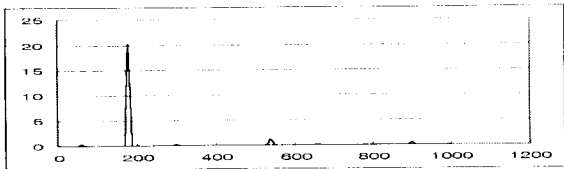
Fig. 5 A-phase voltage and current waveforms and their spectrum before compensating for symmetrical loads

그림 6-(a)는 평형부하인 경우 보상전의 중성선 전류파형을 보여주고 있다. 그리고, 그림 6-(b)는 중성선 전류의 보상전 스펙트럼이다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 보상전 중성선에는 3배수의 고조파들이 흐르고 있음을 알 수 있다. 중성선 전류 실효치의 크기는 상전류의 실효치 값과 비교해 봤을 때 약 1.4배에 달한다.

그림 7-(a)는 평형부하에서 보상후의 A상 전압파형과 A상 전류파형을 보여주고있고, 그림 7-(b)와 그림 7-(c)는 이 A상 전압과 전류의 스펙트럼을 보여주고 있다. 역율은 0.991로 거의 1에 가까운 값으로 개선되었고, A상 전류의 THD 역시 4.082%로 IEEE std. 519의 규제치를 만족하고 있다. 그림 7-(b)에 보인 A상 전압전압의 스펙트럼 역시 THD 2.584%로 보상전파형과 비교해 봤을 때 거의 정현파인 파형으로 개선되었다.



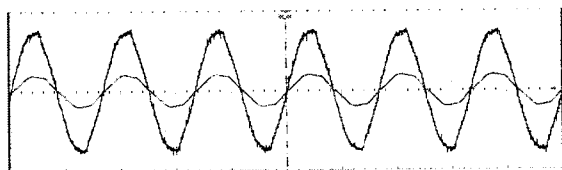
x: 10[A/div], y: 4[ms/div]
(a) 중성선 전류파형



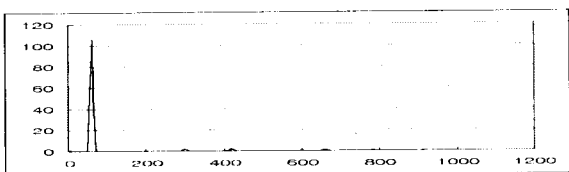
y: [V], x: [Hz]
(b) 중성선 전류의 스펙트럼

그림 6 평형부하인경우의 보상전 중성선전류파형과 중성선 전류의 스펙트럼

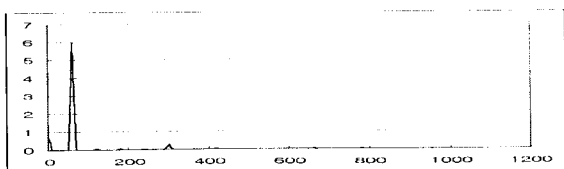
Fig. 6 Neutral line current waveform and its spectrum before compensating for symmetrical loads



y: 50[V/div], 10[A/div], x: 10[ms/div]
(a) A상 전압, 전류파형



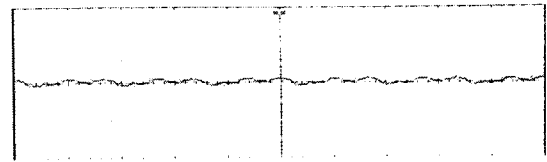
y: [V], x: [Hz]
(b) A상 전압의 스펙트럼



y: [A], x: [Hz]
(c) A상 전류의 스펙트럼

그림 7 평형부하인경우의 보상후 A상 전압·전류파형과 전압·전류의 스펙트럼

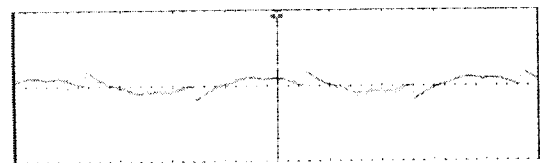
Fig. 7 A-phase voltage and current waveforms and its spectrum after compensating for symmetrical loads



y: 1[A/div], x: 10[ms/div]

그림 8 평형부하인경우의 보상후 중성선전류파형

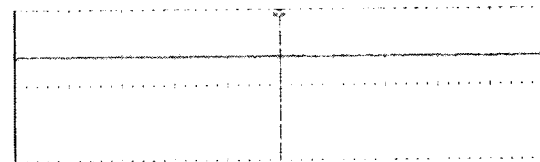
Fig. 8 Neutral line current waveform after compensating for symmetrical loads



y: 10[V/div], x: 4[ms/div]

그림 9 보상기준전압(4[ms/div], 10[V/div])

Fig. 9 Reference voltage waveform



y: 100[V/div], x: 0.4[s/div]

그림 10 인버터 dc-link 전압파형

Fig. 10 Inverter dc-link voltage waveform

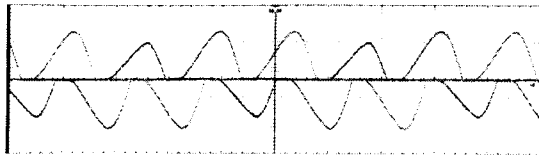
그림 8은 보상후의 중성선전류파형이다. 보상전의 중성선에는 20.3[A]의 실효치 전류가 흐르고 있었지만, 보상후에는 실효치가 0.13[A], 피크치가 0.43[A]로 줄어들고있음을 볼 수 있다. 보상전 중성선전류의 피크치는 그림 6-(a)에서 볼 수 있듯이 약 28[A]이고 보상후에는 0.43[A]로 보상전의 1.54%로 중성선전류가 거의 흐르지 않고 있다는 것을 알 수 있다.

그림 9는 D/A converter로 출력된 보상기준전압을 보여주고 있다. 그리고, 그림 10은 인버터의 dc-link 전압파형이다. 인버터의 dc-link 전압의 레퍼런스 $V_{dc-link}^*$ 를 150[V]로 설정했을 경우의 파형인데, 실제 인버터의 dc-link 전압이 reference 전압을 잘 따라가고 있음을 볼 수 있다.

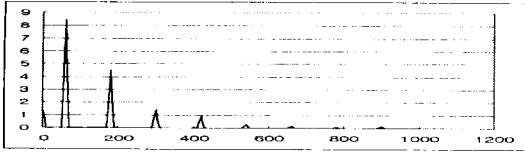
4.2. 불평형부하에 대한 실험결과

불평형 부하에 대한 보상실험에서는 식 (14)의 보상기준전압에서 $q_{L(a,\beta,0)}$ 를 $\tilde{q}_{L(a,\beta,0)}$ 대치 해서 상전류의 불평형과 고조파를 보상하도록 실험을 수행하였다.

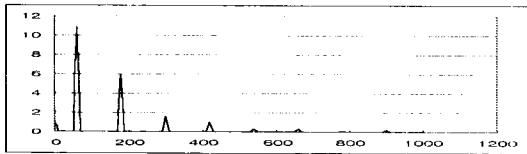
그림 11-(a)는 A상 부하에 30[Ω]-2400[μF], B상과 C상 부하에 각각 20[Ω]-2400[μF]의 불평형 부하를 연결했을 경



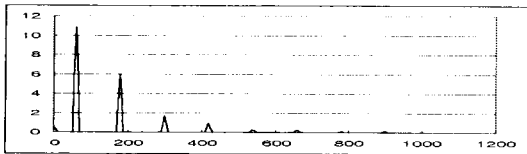
y: 10[A/div], x: 4[ms/div]
(a) 3상 전류파형



y: [A], x: [Hz]
(b) A상 전류의 스펙트럼



y: [A], x: [Hz]
(c) B상 전류의 스펙트럼



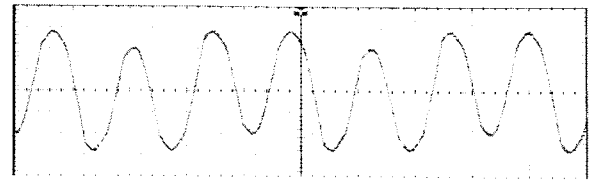
y: [A], x: [Hz]
(d) C상 전류의 스펙트럼

그림 11 불평형부하에 대한 보상전 3상전류파형

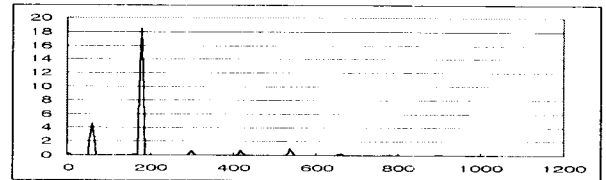
Fig. 11 Three-phase current waveforms before compensation when loads are unbalanced

위의 보상전 3상전류파형이고, 그림 11-(b),(c),(d)는 각상 전류의 스펙트럼을 보여주고있다. 3상전류의 불평형율은 12.95%이고, 3상전류의 THD는 A상 65.53%, B상 58.03%, C상 전류의 THD는 58.14%이다. A상의 역율은 0.795이다. 그리고, 각상전류의 THD차이가 나는 것은 단상 다이오드 정류기의 부하단에 사용된 저항의 크기가 다르기 때문이다. 여기에 사용된 불평형율은 정상분 전류에 대한 역상분 전류의 비를 의미한다.

그림 12-(a)는 불평형 부하시의 보상전 중성선전류파형을 보여주고 있다. 피크치는 약 28[A]이고 실효치는 19.2[Arms]이다. 그림 12-(b)는 이 중성선전류의 스펙트럼이다. 그림에서도 볼수 있듯이 중성선에 기본파 전류가 흐르고있는데, 이것은 3상전류의 불평형이 발생했기 때문이다. 상전류의 불평형이 발생해서 기본파가 모두 상쇄되지 못하고, 3고조파와 함께 기본파 성분도 중성선으로 흘러들어가고 있음을 볼 수 있다.



y: 10[A/div], x: 4[ms/div]
(a) 중성선 전류파형



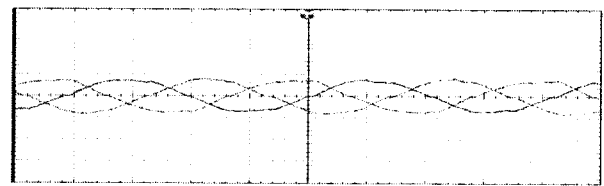
y: [A], x: [Hz]
(b) 중성선전류의 스펙트럼

그림 12 불평형 부하시 보상전 중성선 전류파형

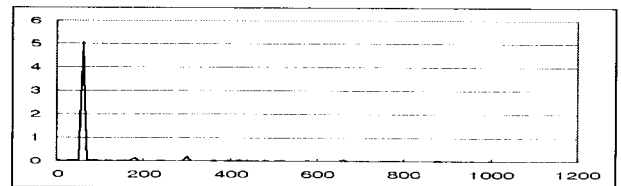
Fig. 12 Neutral line current waveform before compensating for asymmetrical loads

그림 13-(a)는 보상후의 3상전류파형이고, 그림 13-(a), (b), (c)는 각상전류의 스펙트럼이다. 보상후 3상전류의 불평형율은 12.95%에서 1.1%로 줄어들었다. A상전류의 THD는 4.695%, B상전류의 THD는 4.969%, C상전류의 THD는 6.439%이다.

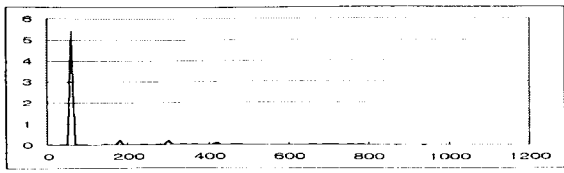
그림 14는 보상후 중성선 전류파형이다. 보상후 중성선전류의 실효치는 0.2[A]이고, 피크치는 0.6[A]로 평형부하일 때 보다는 약간 증가하고 있지만 보상전의 중성선전류 피크치의 2.14%로 줄어들고 있음을 알 수 있다.



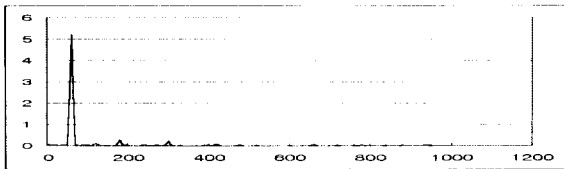
y: 10[A/div], x: 4[ms/div]
(a) 3상 전류파형



y: [A], x: [Hz]
(b) A상 전류의 스펙트럼



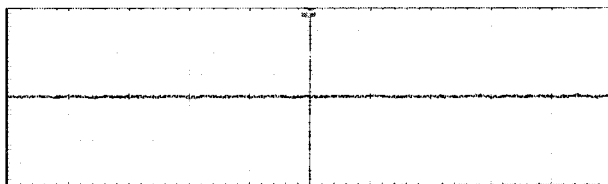
y: [A], x: [Hz]
(c) B상전류의 스펙트럼



y: [A], x: [Hz]
(d) C상 전류의 스펙트럼

그림 13 불평형부하시 보상후의 3상전류파형과 각상전류의 스펙트럼

Fig. 13 Three-phase current waveforms and its spectrum after compensating for asymmetrical loads



y: 5[A/div], x: 10[ms/div]

그림 14 불평형부하시 보상후의 중성선전류파형

Fig. 14 Neutral line current after compensating for asymmetrical loads

이상과 같이 고조파와 무효전력보상, 상전류의 불평형보상에 대한 실험결과들을 제시하였다. 상전류의 THD에 대해서는 IEEE std. 519에서 5%로 그 기준을 정해두고 있는데, 실험을 통해서 이 기준을 만족하는 결과를 얻을 수 있었다. 그리고, 중성선 전류 저감율은 고조파와 같이 구체적으로 명시된 기준이 없기 때문에 통상적으로 보상전과 보상후의 중성선 전류의 크기를 비교하여 그 성능을 나타내고 있다. 보통 보상전과 보상후의 중성선 전류의 크기가 1/20 이하가 되도록 하고 있는데, 실험결과 이 기준보다 훨씬 우수한 결과를 얻어낼 수 있었다. 마지막으로, 불평형율은 이상적인 경우 0이 되어야 하지만 본 논문에서는 상전류의 불평형율이 약 13%에서 약 1% 정도로 개선되어 비교적 양호한 보상결과를 얻을 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 고조파와 역률보상 뿐만아니라, 불평형부하에 의해 발생하는 상전류의 불평형을 동시에 보상할 수 있는

3상 4선식 직렬형 능동전력필터의 새로운 제어알고리즘을 제시하였다. 알고리즘의 유효성을 입증하기 위해서 3[kVA]급의 3상 4선식 직렬형 능동전력필터를 제작하고 실험을 수행하였다.

제안된 알고리즘은 3상 라인에 흐르는 고조파 전류를 구한 후에 일정 계인을 곱하여 보상전압을 구하는 기존의 방법에 비해 보상기준전압을 직접 유도해 낼 수 있기 때문에 시스템의 특성에 맞는 계인값을 찾아내는 어려움이 없어진다. 또한 역상분과 영상분 전류가 포함된경우에도 이러한 역상분과 영상분을 보상해 줄수 있기 때문에 3상 4선식 전력계통에서 빈번히 발생할 수 있는 전류 불평형의 문제를 해결할 수 있다. 상전류의 고조파는 보상전 약 51%에서 보상후 IEEE std. 519의 규제치를 만족하는 수준인 THD 5%미만으로 줄어들었다. 그리고 역율은 보상전 0.812에서 보상후 0.991로 개선되어 전원측 역율이 거의 1에 가까운 값을 보였다. 그리고, 불평형 부하에 대한 보상실험에서는 12.95%이던 3상 전류의 불평형율이 보상후 1.1%로 줄어들었고, 3상전류의 THD 역시 5% 정도의 상당히 양호한 보상특성을 나타내었다.

이상과 같은 실험결과를 통해서 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하였다. 그리고, 고조파, 역율저하, 부하불평형 등에 의해 야기되는 전력품질저하에 대한 여러 가지 문제들을 제안된 알고리즘의 직렬형 능동전력필터를 사용함으로써 쉽게 해결할 수 있을것으로 기대된다.

감사의 글

본 논문은 인하대학교 교수연구진흥비(22029)의 지원을 받아 연구되었습.

참 고 문 헌

- [1] 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 Filter", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 6, pp. 983 ~ 990, 1990
- [2] F.Z. Peng, Jih-Sheng Lai "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three Phase Power Systems", IEEE Trans. Instru. and Meas., vol. 45, No. 1, pp. 293 ~ 297, 1996
- [3] Zhaoan Wang, Qun Wang, "A Series Active Power Filter Adopting Hybrid Control Approach", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 3, pp. 301 ~ 310, 2001
- [4] S. Bhattacharya, D.M. Divan and B. Banerjee, "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter", EPE FRENZE Conf. Record, vol. 3, pp. 30 ~ 35, 1991
- [5] F. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae, "Compensation Characteristics of the Combined System of ShuntPassive and Series Active Filters", IEEE Trans.

- Ind. Appl., vol. 29, no. 1, pp. 144 ~ 152, 1993
- [6] F.Z. peng, et al. "A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters" IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 26, No. 6, pp 983 ~ 990, 1990.
- [7] Mauricio Aredes, et al. "Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 2, pp. 311~318, 1997, March
- [8] H. Akagi, et al. "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components." IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-20, No. 3, pp. 625~630, May/June 1984.
- [9] S. Bhattacharya, et al. "Parallel Active Filter System Implementation and Design Issues for Utility Interface of Adjustable Speed Drive Systems", IAS '96, pp.1032~1039, 1996.
- [10] F.Z. Peng, et al. "Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for 3-Phase 4-Wire Systems" PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, Vol. 2, pp 1089 ~ 1095, 1997.

저 자 소 개



김 영 조(金永祚)

1950년 1월 8일 생. 1972년 인하대 전기공학과 졸업. 1986년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 인하대 대학원 전기공학과 박사과정. 유한대학 컴퓨터 제어과 교수.

Tel : 02-2610-0831, Fax : 02-682-6080

E-mail : yjkim@yuhan.ac.kr



김 영 식(金榮石)

1951년 6월 11일 생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대 전자·전기공학부 교수.

Tel : 032-860-7397, Fax : 032-863-5822

E-mail : youngsk@inha.ac.kr



고 수 현(高守玓)

1974년 4월 11일 생. 2001년 2월 인하대 전자·전기·컴퓨터 공학부(전기 및 제어 전공) 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사 과정.

Tel : 032-860-7397, Fax : 032-863-5822

E-mail : bomongli@dreamwiz.com