

고조파 전류와 불평형 전원전압 보상을 위한 복합형 능동전력필터

論 文

51B-5-5

Hybrid-Type Active Power Filters for Compensating Harmonic Current and Unbalanced Source Voltages

李志明* · 李東椿**
(G-Myoung Lee · Dong-Choon Lee)

Abstract - In this paper, a novel control scheme compensating source voltage unbalance and harmonic currents for the combined system of series active and shunt passive power filter is proposed, where no low/high-pass filters are used in deriving the reference voltage for compensation. The phase angle and the reference voltages compensating for harmonic current and unbalanced voltage are derived from the positive sequence component of the unbalanced voltage set, which is simply obtained by using digital all-pass filters. In order to remove the phase delay in generating the reference voltage for compensation, the reference of 5th and 7th harmonic components is predicted one-sampling ahead. The validity of the proposed scheme has been verified for 3[kVA] proto-type active power filter system.

Key Words : Series active power filter, harmonic current, unbalanced source voltage, reference prediction.

1. 서 론

최근 전력용 스위칭소자를 이용한 전력변환 장치가 산업전반에 사용됨에 따라 전력품질에 관한 관심이 고조되고 있다. 전력의 품질은 무효전력 및 고조파전류의 원인인 비선형부하와 전원전압의 특성에 의해서 영향을 받는다. 특히 전원전압의 불평형은 회로에 저차고조파를 발생시켜 전력필터, 스위칭소자, 변압기 등의 용량을 증가시킬 뿐만 아니라 교류전동기의 출력을 감소시키고 토크의 리플을 증가시키는 등 수용가에 직접적인 피해를 입힐 수 있다[1, 2]. 이러한 현상은 출력단에 커패시터를 갖는 정류기 부하에서 더욱 심각해진다[3].

이러한 문제를 직렬 능동전력필터를 사용하여 해결하고자 하는 연구가 1990년대부터 활발히 진행되고 있다. 그 형태에 따라 직렬능동필터만의 단독 운전 방식, 직렬능동필터와 수동필터의 복합운전 방식, 두 대의 PWM 인버터를 이용하는 UPQC(unified power quality conditioner)방식 등으로 구분되며, 이들은 전원측 고조파전류를 보상할 수 있을 뿐만 아니라 병렬형에서는 불가능한 전원전압의 불평형도 보상할 수 있다는 장점이 있다[2,4]. 그러나 전원전압의 불평형을 고려할 경우 보상기준전압과 기준각의 계산이 용이하지 않기 때문에 불평형 보상에 관한 연구는 고조파 전류 보상에 비해 활발하지 않은 편이다[5]. 특히 보상기준전압의 검출에 사용되는 고차 및 저차 통과필터는 위상 편차와 크기의 감쇠를 야기할 뿐만 아니라 이로 인해 제어기의 안정도를 악화시킬 우려가

있다[6]. 이러한 문제점을 보완하기 위해 저역통과필터를 이용하여 기본파를 검출한 후 보상기준전압을 유도한 연구와 성능함수를 도입하여 좌표변환이나 상변환 없이 제어기를 구성한 연구가 있었다[6,7]. 그러나 보상기준전압의 산정에 기본파 영역의 시간지연을 발생시키는 디지털 필터가 요구되고 무효전력의 계산이 필요하며 전원불평형에 대한 보상 대책이 없다는 문제점이 있다.

본 연구에서는 기본파 영역에서의 위상 편차를 야기하는 저역 및 고역 통과필터의 사용 없이 전원의 전압불평형과 고조파 전류를 동시에 보상하는 새로운 기법을 제안한다. 전원전압의 정상성분으로부터 전원전압과 부하전압을 근사적으로 계산하고 그것의 순시치와의 차로부터 전압불평형과 고조파 전류의 보상 기준치와 전원전압의 위상각을 얻는다. 이때 전원의 정상성분 검출에 전차통과필터(all-pass filter)를 사용하는데 이는 단위의 크기응답(magnitude responses)을 주며 원하는 위상이동을 얻을 수 있다는 장점이 있다. 또한 비선형 부하에 따른 고조파전류의 특성이 보상기준전압에 반영된다. 고조파 전압원을 갖는 경우 부하전압과 그 기본파의 차로부터 기준전압을 얻고, 전류원 고조파를 갖는 경우 전원전류와 그 기본파의 차로부터 기준전압을 획득한다. 이때 전원전류의 기본파는 동기좌표계상의 평균치로부터 계산되며 매 5샘플링마다 갱신되도록 한다. 한편, 인버터 출력단 전류와 전압의 제어는 동기좌표계상에서 구현되며, 마이크로프로세서의 연산시간 등에 의한 보상전압의 위상편차를 줄이기 위해 예측제어 알고리즘이 적용된다. 이때 역상분, 5차 및 7차고조파만으로 보상기준전압이 구성되므로 불필요한 기본파의 영향이 배제되도록 한다.

병렬수동필터를 갖는 직렬형 능동전력필터에 제안한 알고리즘을 적용한 실험을 통하여 전원전압 불평형 보상과 고조파 전류의 보상이 적절히 이루어짐을 확인한다.

* 正 會 員 : 韓 國 科 學 財 團 新 進 研 究 員 研 修 過 程 · 工 博

** 正 會 員 : 嶺 南 大 學 校 電 子 情 報 工 學 部 副 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 2001年 9月 12日

最 終 完 了 : 2002年 3月 18日

2. 직렬형 능동필터

본 절에서는 직렬능동전력필터의 구조와 그 장단점을 간단히 언급한다.

그림 1은 직렬형 능동전력필터를 보인다. 비선형부하에 발생된 고조파전압을 능동필터에서 상쇄시켜 전원측 고조파전류를 제거한다. 이 방식은 직류링크단이 커패시터로 구성된 경우에 적합한 보상방식이나 보상기의 용량이 큰 것이 단점이다[8]. 보상 기준전압은 부하전압의 고조파성분인 $v_c^* = -v_{Lh}$ 이다.

그림 2는 UPQC로 알려진 병렬능동필터와 직렬능동필터의 조합을 보인다. 이는 전압형 고조파원에 대해 이상적인 보상 성능을 갖는 조합이다. 병렬능동필터는 고조파 전류를 주입하고 직렬능동필터는 고조파전류를 차단하여 정현파에 근접한 전원전류를 얻을 수 있다. 뿐만 아니라 직렬능동필터를 이용하면 부하전압의 기본파를 원하는 값으로 유지하는 것이 가능하다[9]. 그러나 두 개의 인버터 시스템이 필요하며 각 보상기의 용량이 수동필터를 동반하는 조합에 비해 커야 하므로 가격이 크게 상승하고 시스템의 제어가 복잡하다[4]. 보상기준치는 직렬형의 경우 부하전압의 고조파성분인 $v_c^* = -v_{Lh}$ 로, 병렬형의 경우 부하전류의 고조파 성분인 $i_c^* = -i_{Lh}$ 로 결정된다.

한편, 병렬수동필터의 고조파 보상 효과는 전원과 수동필터가 갖는 고조파 임피던스의 비에 비례하므로 전원측 임피던스가 클수록 보상효과가 크다. 그러나 일반적으로 전원의 임피던스는 매우 낮은 값을 갖고 정확히 추정하는 것이 쉽지 않다. 병렬수동필터의 이러한 단점은 그림 3의 직렬능동필터와 병렬수동필터의 조합으로서 보완할 수 있다[10]. 전원과 부하사이에 직렬능동필터를 삽입한 다음, 고조파영역에서는 고임피던스로, 기본파 영역에서는 영임피던스로 동작시키는 수동필터의 고조파 보상효과가 극대화된다. 가격 대 성능의 비가 우수하다는 장점이 있으며, 기준전압은 부하측 전류와 전압의 고조파성분인 $v_c^* = -ki_{LM(5,7)} - v_{LM(5,7)}$ 로 정해진다.

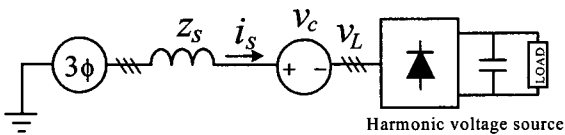


그림 1 직렬형 능동전력필터
Fig. 1 Series active power filter

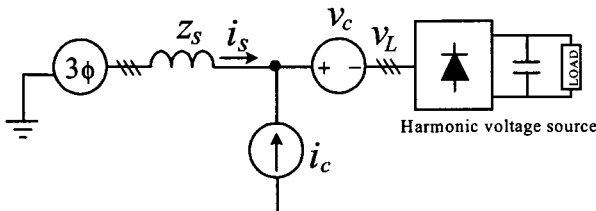


그림 2 통합형 능동전력필터
Fig. 2 UPQC system of series active and shunt active filters

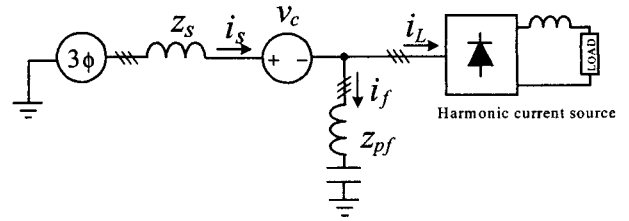


그림 3 직렬 능동필터와 병렬 수동필터의 복합형
Fig. 3 Hybrid system of series active and shunt passive filter

3. 전원의 불평형과 고조파 전류의 보상

그림 4는 5차, 7차 수동필터를 갖는 직렬형 능동필터를 보인다. 부하로는 출력단 커패시터를 갖는 3상 다이오드 정류기가 사용되며 전원측으로 고조파전류를 유입시킨다. 전원의 전압불평형과 고조파전류를 보상하는 전압은 PWM인버터에서 변조되며 LC필터에서 스위칭 리플성분을 제거한 후 직렬변압기를 통하여 전력선에 주입된다. 능동필터의 용량을 줄이기 위하여 5차 및 7차 수동필터가 병렬로 연결되며 고조파 전류에 대한 영임피던스 경로를 제공한다.

3.1 전원전압 불평형의 보상기준전압과 제어기준각

불평형이 포함된 전원전압 e_a, e_b, e_c 에서 정상성분과 제어 기준각을 검출하는 과정은 다음과 같다[11]. 먼저 전원의 정상성분을 표현하면 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} e_{a(+)} &= \frac{1}{3} \left\{ e_a - \frac{e_b}{2} - \frac{e_c}{2} \right\} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} \{ e_b - e_c \} \\ e_{b(+)} &= \frac{1}{3} \left\{ e_b - \frac{e_a}{2} - \frac{e_c}{2} \right\} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} \{ e_c - e_a \} \\ e_{c(+)} &= \frac{1}{3} \left\{ e_c - \frac{e_b}{2} - \frac{e_a}{2} \right\} - \frac{1}{j2\sqrt{3}} \{ e_a - e_b \} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 j 는 90° 위상이동을 의미하고 (2)의 전달함수를 갖는 전차통과필터를 이용하여 구현할 수 있다.

$$Y(s) = \frac{s^2 - bs + c}{s^2 + bs + c} X(s) \quad (2)$$

여기서, $b = 377[\text{rad/sec}]$, $c = \pi/2[\text{rad}]$ 로 선정된다.

정상성분 $e_{a(+)}, e_{b(+)}, e_{c(+)}$ 는 3상 평행이고 이를 정직좌표계 d-q축으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} e_{dq(+)} \\ e_{ds(+)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{a(+)} \\ (e_{c(+)} - e_{b(+)})/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (3)$$

위의 두 식으로부터 전원전압 정상성분에 동기된 위상각은 (4)로 표시된다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(-\frac{e_{ds(+)}}{e_{dq(+)}} \right) \quad (4)$$

이 방법은 기존의 저역통과필터나 대역통과필터를 이용하는 방법에 비해 위상 편차나 크기 감소의 문제를 피할 수 있는 장점이 있다.

한편, 전원전압의 불평형성분을 제거하기 위해서는 전원에

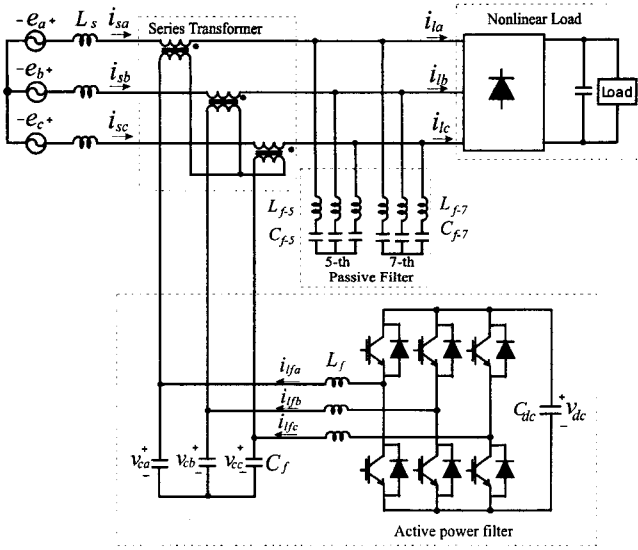


그림 4 병렬 수동필터를 갖는 복합형 능동필터의 전력회로도
 Fig. 4 Power circuit of hybrid system of series active and shunt passive filters

포함된 역상성분(본 연구는 3상 3선식을 고려함)을 검출한 후 이를 부하단에 보상해 주어야 한다. 이때 전원전압은 이의 정상성분과 역상성분의 순시적인 합으로 생각할 수 있다. 따라서 전원전압에 요구되는 기본파성분을 계산한 후 측정된 전원전압을 빼면 (5)의 보상기준전압을 검출할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{va}^* &= e_{a, bal} - e_a \\ v_{vb}^* &= e_{b, bal} - e_b \\ v_{vc}^* &= e_{c, bal} - e_c \end{aligned} \quad (5)$$

이때 전원전압에 요구되는 기본파 성분은 (1)을 이용하여 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_{a, bal} \\ e_{b, bal} \\ e_{c, bal} \end{bmatrix} = K_u \begin{bmatrix} e_{a(+)} \\ e_{b(+)} \\ e_{c(+)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 부하단 전압을 일정한 크기로 제어하기 위한 이득은 (7)과 같다.

$$K_u = E / e_{qe(+)} \quad (7)$$

여기서 E 는 요구되는 전원전압의 진폭을, $e_{qe(+)}$ 는 정상성분의 동기좌표계 q축 값을 의미하며 (8)식으로 계산된다.

$$\begin{bmatrix} e_{qe(+)} \\ e_{de(+)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{qs(+)} \cos \theta_e - e_{ds(+)} \sin \theta_e \\ e_{qs(+)} \sin \theta_e + e_{ds(+)} \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (8)$$

3.2 전원전류 고조파성분의 보상

먼저 고역통과필터의 위상지연이 고조파 보상에 미치는 영향을 검토하기로 한다. 그림 5는 복합형 능동필터의 고조파 등가회로를 나타낸다. 여기서 e_{sh} 와 v_{Lh} 는 전원과 부하전압의 고조파성분을, z_{sh} 는 전원의 고조파 임피던스를, v_c 는 보상전압을 각각 의미한다. 이때 보상전압을 이용하여 전원전류의 고조파성분인 i_{sh} 를 보상하기 위한 제어블록도는 그림 6과 같다.

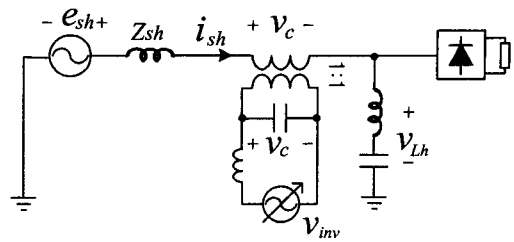


그림 5 고조파 등가회로
 Fig. 5 Harmonic equivalent circuit

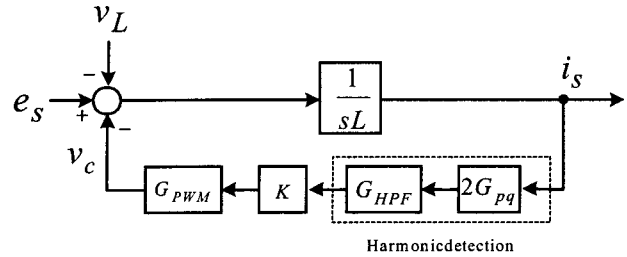


그림 6 고조파전류 보상을 위한 제어블록도
 Fig. 6 Control block diagram of harmonic current compensation

고역통과필터로부터 전원전류의 고조파 성분을 검출하고 이로부터 보상기준전압을 얻는다. 만약 전원과 직렬변압기의 임피던스를 ωL 로 표현한다면 고역통과필터를 포함하는 개방루프 전달함수는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{K}{sL} G_{PWM}(s) G_{HPF}(s) 2G_{pq}(s) \quad (9)$$

여기서 $G_{PWM}(s)$, $G_{HPF}(s)$, $2G_{pq}(s)$ 는 각각 PWM변조, 고역통과필터, p-q 변환을 의미하며 모두 1차 지연요소를 가진다. 이들의 시간지연의 합을 τ 로 나타낼 경우 (9)는 (10)으로 표현된다.

$$G(z) = \frac{K}{sL} e^{-s\tau} \quad (10)$$

(10)에 Nyquist 안정도 판별법을 적용할 경우 다음의 조건식이 얻어진다[6].

$$\frac{\pi}{2} \geq \frac{\tau K}{L} \quad (11)$$

즉, 고역통과필터에 의해 시간지연 τ 가 증가하면 안정영역의 여유가 줄어들어 적절한 제어이득을 갖는 K 를 구하는 것이 힘들어진다. 결국 전원전류의 고조파 성분을 검출하는 고역통과필터에 의해 제어시스템이 복잡해지고 제어기의 안정도가 악화된다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 연구에서는 부하전압과 전원전류의 순시치와 그 기본파성분의 차로 부터 보상기준전압을 유도한다. 먼저 비선형부하가 고조파 전압원으로 작용하는 경우 부하전압의 고조파성분을 이용하여 보상기준전압을 유도한다. 그림 5의 고조파 등가회로로부터 전원전류의 고조파성분을 계산하면 (12)와 같다.

$$i_{sh} = \frac{e_{sh} - v_c - v_{Lh}}{z_{sh}} \quad (12)$$

이때 전원전압에 고조파성분이 없다고 가정하고 보상기준전압을

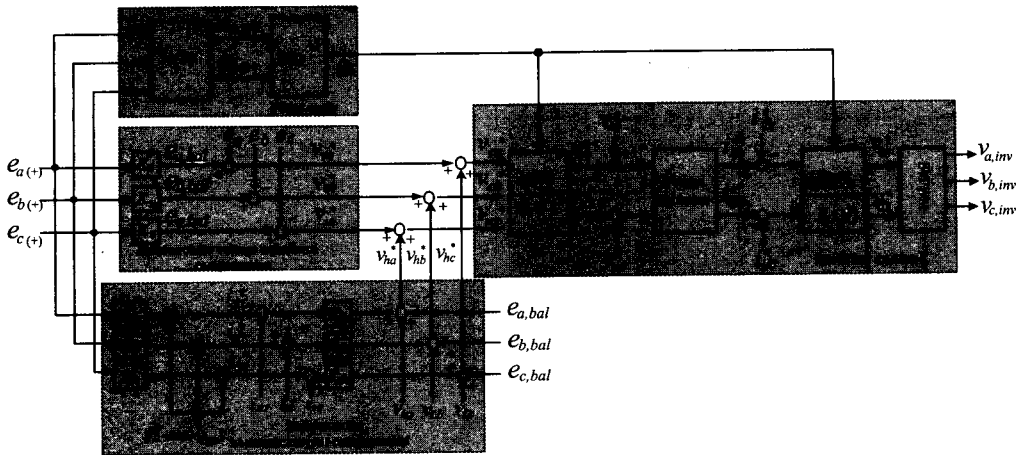


그림 7 전체 제어블럭도
Fig. 7 Overall control block diagram

(13)과 같이 선정할 경우 전원전류의 고조파성분이 영이 된다.

$$v_c^* = -v_{Lh} \tag{13}$$

한편, 전원의 임피던스가 매우 작고 보상전압에 기본파 성분 이 없다고 가정하면 (6)은 부하전압의 기본파와 동일하므로 부하전압의 고조파성분은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$v_{Lh} = e_{bal} - v_L \tag{14}$$

이때 부하전압의 순시치는 전원임피던스를 안다고 가정하여 (15)의 추정된 값을 이용함으로써 추가적인 전압센서의 사용을 피할 수 있다.

$$\hat{v}_L = e_s - v_c + i_s z_s \tag{15}$$

위의 방법을 따르면 고역통과필터나 저역통과필터를 사용하지 않고도 부하전압의 고조파성분을 순시적으로 얻을 수 있게 된다.

실제로, (14)에는 직렬변압기의 누설임피던스에서 발생하는 기본파 성분의 전압강하가 포함되어 있는데 이는 부하전압의 변동을 야기하므로 제거되어야 한다.

다음, 직류링크단에 인덕터가 연결될 경우를 고려하자. 이 때 다이오드 정류기는 고조파 전류원으로 동작하게 되는데 보상기 준전압은 부하전류의 고조파 성분으로부터 유도된다. 먼저 전원전류를 (4)의 제어기준값을 이용하여 동기좌표계로 변환한다.

$$\begin{bmatrix} i_{sq}^* \\ i_{sd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \tag{16}$$

이때 (16)의 평균치로부터 q축과 d축 전류의 직류성분인 $I_{sq\ mean}$ 과 $I_{sd\ mean}$ 를 얻을 수 있고 이를 이용하면 (17)과 같이 전원축 상전류의 기본파를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sq\ mean} \\ I_{sd\ mean} \end{bmatrix} \tag{17}$$

따라서 전원전류에 포함된 고조파 성분은 다음과 같이 구해진다.

$$i_{sh} = i_s^* - i_s \tag{18}$$

(13)과 (18)로부터 부하의 고조파 전압원 특성과 고조파 전류원 특성을 동시에 보상하는 기준전압은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_h^* = K_{sh}(i_s^* - i_s) + v_{Lh} \tag{19}$$

4. 보상기의 제어

그림 7은 전절에서 설명한 보상기준전압의 발생기법과 인버터 출력 전압 및 전류 제어기법을 블록도로 표현한 것이다. 필터 커패시터의 전압제어와 필터 인덕터 전류제어를 위해 이중루프구조를 채택하며 (4)의 위상가를 이용하여 동기좌표계상에서 제어를 수행한다.

4.1 5차 및 7차 고조파 보상전압의 검출

전절의 결과로부터 전원불평형과 고조파 전류를 제거하기 위해 직렬변압기를 통해 전력선에 주입되어야 할 보상전압의 기준치는 (5)와 (19)의 합으로 다음과 같다.

$$v_c^* = v_h^* + v_s^* \tag{20}$$

이는 인버터 출력단 필터 커패시터의 기준전압이 된다.

(20)식을 제어에 직접 적용할 경우 디지털 제어시스템의 연산시간에 기인하여 보상기준전압과 실제 보상전압 간에 위상 편차가 발생한다. 이러한 위상 지연을 줄이기 위해 한 샘플링만큼 앞선 시점의 보상전압 기준치를 예측할 필요가 있다. 이때 (20)의 기준전압에는 각주파수와 회전방향이 다른 성분의 고조파가 포함되어 있어 한 샘플링 앞선 시점의 값을 예측한다는 것은 매우 어려운 일이다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 보상기준전압에 포함된 역상분과 5차 및 7차 성분만을 취하여 이들의 한 샘플링 앞선 시점의 값을 예측한다. 기본파 성분의 경우, (14)를 유도하는 과정에서 무시한 직렬변압기의 기본파 전압강하가 보상기준전압의 기본파 성분으로 나타나 부하전압을 왜곡할 수 있으므로, 이 성분

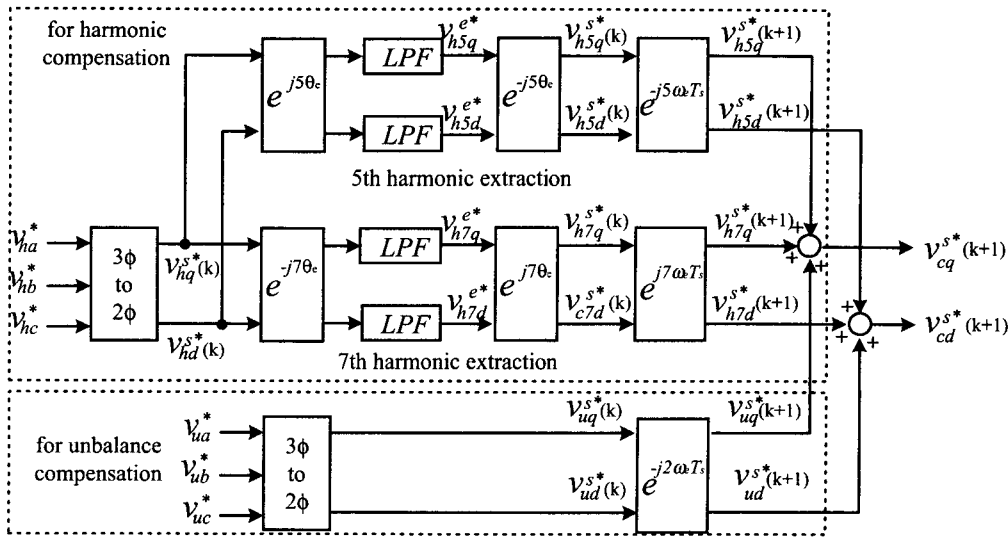


그림 8 5차 및 7차 고조파 보상기준전압의 예측
Fig. 8 Reference prediction of 5th and 7th harmonics

은 예측과정에서 배제되어야 한다.

5차와 7차 고조파의 검출 및 예측의 과정은 그림 8로부터 설명된다. 먼저 기준전압에 포함된 5차와 7차 고조파를 얻기 위해 (19)를 각각 다음과 같이 5차 및 7차 고조파의 회전좌표계로 변환한다.

$$v_h^{5e*} = e^{j5\theta_e} \cdot v_h^{s*} \quad (21)$$

$$v_h^{7e*} = e^{-j7\theta_e} \cdot v_h^{s*} \quad (22)$$

위 식에 의해 5차, 7차 고조파 성분을 직류로 변환하고 저역 통과필터를 이용하여 5차 고조파와 7차 고조파 성분의 크기를 다음과 같이 구한다.

$$v_{h5}^{e*} = e^{j5\theta_e} \cdot V_{h5} e^{-j(5\theta_e - \phi_5)} = V_{h5} e^{j\phi_5} \quad (23)$$

$$v_{h7}^{e*} = e^{-j7\theta_e} \cdot V_{h7} e^{j(7\theta_e - \phi_7)} = V_{h7} e^{-j\phi_7} \quad (24)$$

여기서 V_{h5} 와 V_{h7} 은 5차 및 7차 고조파 성분의 크기를, ϕ_5 와 ϕ_7 은 고조파의 위상각을 의미한다.

4. 2 기준전압의 예측

먼저 (23)과 (24)를 각각 $-5\theta_e$ 와 $7\theta_e$ 만큼 회전시키면 k 시점의 5차 및 7차 고조파를 보상하기 위한 기준전압을 정지좌표계상에서 얻을 수 있다.

$$v_{h5}^{s*}(k) = e^{-j5\theta_e} \cdot V_{h5} e^{j\phi_5} \quad (25)$$

$$v_{h7}^{s*}(k) = e^{j7\theta_e} \cdot V_{h7} e^{-j\phi_7} \quad (26)$$

다음, (25)를 $5\omega_e T_s$ 만큼 역방향으로, (26)을 $7\omega_e T_s$ 만큼 정방향으로 회전시키면 한 샘플링 앞선 $(k+1)$ 시점의 보상기준전압을 (27)로 구할 수 있다.

$$v_h^{s*}(k+1) = e^{-j5\omega_e T_s} \cdot v_{h5}^{s*}(k) + e^{j7\omega_e T_s} \cdot v_{h7}^{s*}(k) \quad (27)$$

그림 9의 위상도를 살펴보면 이를 쉽게 이해할 수 있다[10].

한편 역상분에 대한 보상기준전압은 정지좌표계상에서 (28)로 $(k+1)$ 시점의 값을 예측할 수 있다.

$$v_u^{s*}(k+1) = e^{-2\omega_e T_s} \cdot v_u^{s*}(k) \quad (28)$$

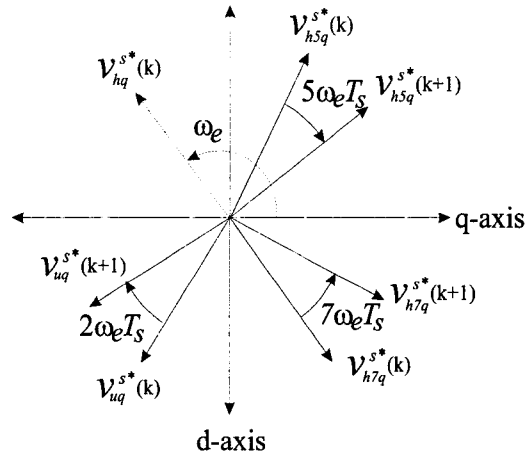


그림 9 고조파 전압 위상도
Fig. 9 Phasor diagram of harmonic voltages

따라서 정지좌표계상에서 표현되는 보상기준전압의 기준치는 최종적으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{cq}^{s*}(k+1) &= v_{h5q}^{s*}(k+1) + v_{h7q}^{s*}(k+1) + v_{uq}^{s*}(k+1) \\ v_{cd}^{s*}(k+1) &= v_{h5d}^{s*}(k+1) + v_{h7d}^{s*}(k+1) + v_{ud}^{s*}(k+1) \end{aligned} \quad (29)$$

5. 실험 및 검토

3상 다이오드 정류기 시스템에 제시한 보상기법을 적용한 실험을 수행하였다. 표 1은 실험에서 사용된 시스템의 파라미터를 나타낸다. 다이오드 정류기의 출력단은 고조파 전압원과 고조파 전류원의 특성을 모두 갖추도록 하기 위해 L-C 필터의 형태로 구성하였다. 그리고 고조파 전류를 원활히 보상하기 위해 수동필터의 커패시턴스 성분을 비교적 크게 선정하였다. 능동필터의 보상은 IGBT PWM 인버터로 구성되며 TMS320C31보드로 제어된다.

표 1 시스템 정수

Table 1 System parameters

Input voltage	100V(line-to-line)
5 th passive filter	L=1.4[mH],C=200[μF]
7 th passive filter	L=1.4[mH],C=100[μF]
DC link	C=2350[μF], L=5[mH]
Inverter output filter	L=1.4[mH], C=10[μF]
Switching frequency	f=3.5[kHz]

그림 10은 10%의 역상분이 포함된 전원 상전압과 전차통과필터로부터 취한 정상성분과 역상성분 그리고 정상성분에 서 검출한 위상을 보인다. 그림 (a)는 불평형 전원의 상전압을 보이며 다음과 같이 주어졌다.

$$\begin{aligned} e_a &= 110 \sin \omega t \\ e_b &= 90 \sin(\omega t - 130^\circ) \\ e_c &= 90 \sin(\omega t + 130^\circ) \end{aligned} \quad (30)$$

그림 (b)는 전원전압의 정상성분을 보인다. 3상 평형이며, 불평형이 없을 때의 전원전압의 크기인 100[V]의 최대치를 갖는다. 그림 (c)는 (a)의 불평형 전원전압과 이의 정상성분의 차로 부터 구한 역상성분을 보이며 불평형보상을 위한 기준전압이 된다.

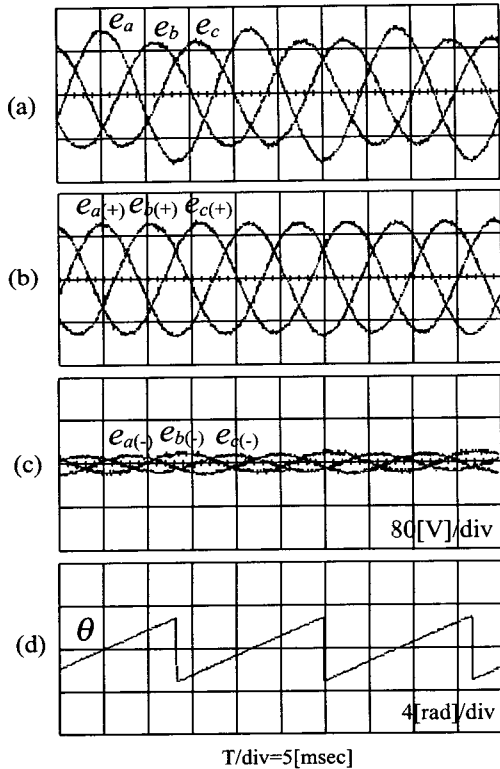


그림 10 전원전압 및 위상

(a)전원상전압 (b) 정상분전압 (c)역상분전압 (d) 위상각

Fig. 10 Source voltage and phase angle

(a) source voltage (b) positive sequence voltage (c) negative sequence voltage (d) phase angle

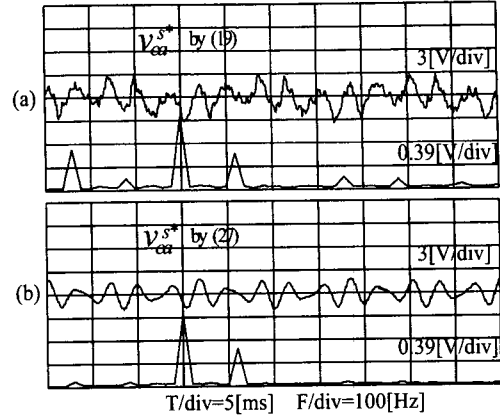


그림 11 고조파 보상기준전압

(a) (19)의 기준전압 (b) (27)의 기준전압

Fig. 11 Reference voltage for harmonic current compensation

(a) reference voltage in (19) (b) reference voltage in (27)

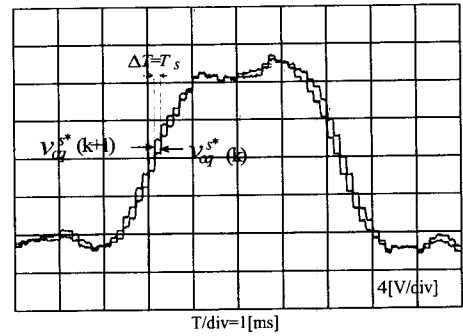


그림 12 보상기준전압의 예측

Fig. 12 Prediction of reference voltage for compensation

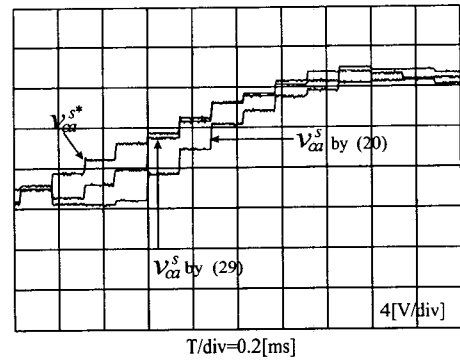


그림 13 예측기준전압에 의한 제어성능

Fig. 13 Control performance for predicted reference

그림 11은 (19)를 이용한 고조파 보상기준전압과 본 연구에서 제안한 (27)의 보상기준전압을 보인다. 그림 (a)의 경우 직렬변압기의 기본과 전압강하에 의한 기본과 성분과 11차 이상의 고조파성분이 기준전압에 포함 된 반면, 그림 (b)에서는 이들이 대부분 제거되었음을 고조파 스펙트럼으로부터 알 수 있다.

그림 12는 (k+1)시점의 예측된 기준전압을 보인다. k 시점에 대하여 한 샘플링 앞선 시점의 기준치가 얻어짐을 알 수 있다.

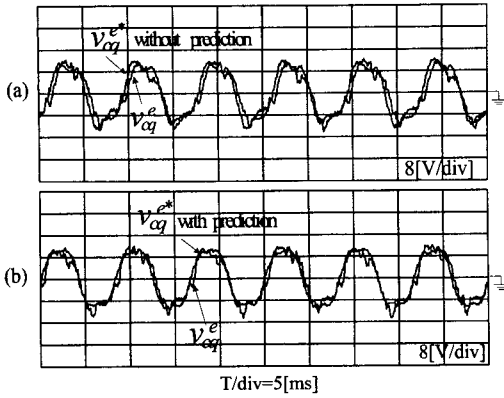


그림 14 보상전압의 제어성능(동기 좌표계)
 (a) 예측제어를 하지 않은 경우
 (b) 예측제어를 한 경우
Fig. 14 Control performance of compensation voltage (in synchronous reference frame)
 (a) without prediction
 (b) with prediction

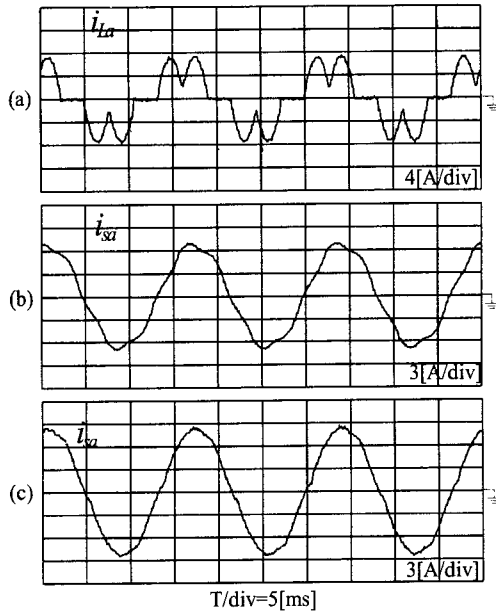


그림 15 전원전류의 보상(평형전원)
 (a) 부하전류
 (b) 수동필터로 보상한 경우
 (c) 복합능동필터로 보상한 경우
Fig. 15 Current waveform(balanced utility)
 (a) load current
 (b) source current with passive filter only
 (c) source current with hybrid active filter

그림 13은 예측기준전압에 의한 제어성능의 개선효과를 보인다. $(k+1)$ 시점의 기준전압을 적용한 경우 k 시점의 기준전압을 적용한 경우보다 대략 한 샘플링 정도 앞선 결과를 보인다. 이는 마이크로프로세서의 연산 지연에 의한 위상 지연 현상이 줄어든 것을 의미한다.

그림 14는 그림 13을 더 큰 영역에서 관찰한 파형이다. (20)

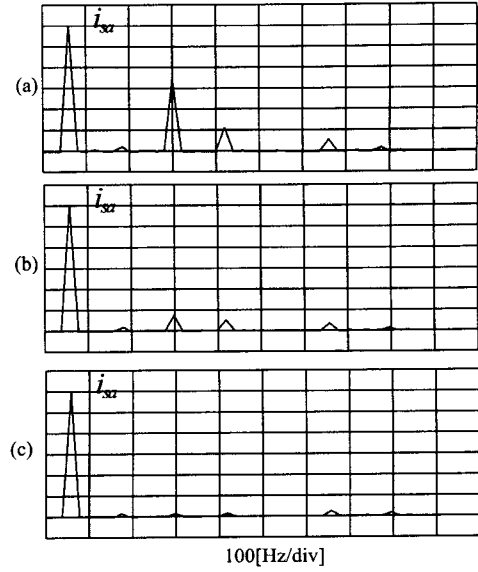


그림 16 고조파 분석
 (a) 부하전류
 (b) 수동필터로 보상한 경우
 (c) 복합능동필터로 보상한 경우
Fig. 16 Harmonic spectrum
 (a) load current
 (b) source current with passive filter only
 (c) source current with hybrid active filter

을 보상에 적용한 그림 (a)의 경우 보상전압의 위상 지연이 관찰되는 반면 (29)를 이용한 (b)의 경우 위상 지연 현상이 현저히 줄어들었음을 알 수 있다. 그러나 출력전압이 완벽하게 그 기준전압을 추종하지 못하는데 이는 다양한 주파수의 고조파에 대응하는 전압제어의 설계가 어렵기 때문이다.

그림 15는 전원이 평형인 경우 필터의 고조파 보상효과를 보인다. 그림 (a)는 부하의 비선형성에 의해 왜곡된 부하전류를 보이고 (b)는 수동필터에 의한 고조파 전류의 보상효과를 보인다. 수동필터의 커패시턴스를 비교적 크게 설계하였음에도 불구하고 부하전류의 고조파 성분이 충분히 보상되지 않았음을 알 수 있다. (c)는 수동필터와 능동필터에 의해 정현적으로 보상된 전원전류를 보인다. 그림 16은 그림 15에 대응되는 고조파 스택트럼을 보인다. 각각의 THD는 42%, 11%, 3%이다. 수동필터에서 대부분의 고조파 성분을 흡수하고 나머지 고조파는 직렬형 능동필터의 작용으로 제거되는 것을 알 수 있다. 이는 능동전력필터에 수동필터를 연결함으로써 능동필터의 부담이 크게 경감됨을 의미한다.

그림 17은 전원이 (30)과 같은 불평형인 경우, 불평형 고조파를 동시에 보상하는 파형을 보인다. (a)는 수동필터만으로 보상한 경우의 전원전류를 보인다. 전류의 불평형이 전압의 불평형보다 더 커진 것을 알 수 있다. 이는 전원전류의 불평형률이 전원전압의 불평형률과 직류단 커패시턴스의 곱에 비례하여 증폭되기 때문이다[3]. 그림 (b)는 복합형 능동필터에 제안한 기법을 적용한 경우의 전원전류를 보인다. 동기좌표계 상의 2고조파의 크기가 0.17[A]로 정상성분의 1.75%에 불과하다. 그림 (c)는 제안한 기법을 적용한 경우 부하단 전압을 보인다. 그 크기와 위상이 원래의 3상 평형 값

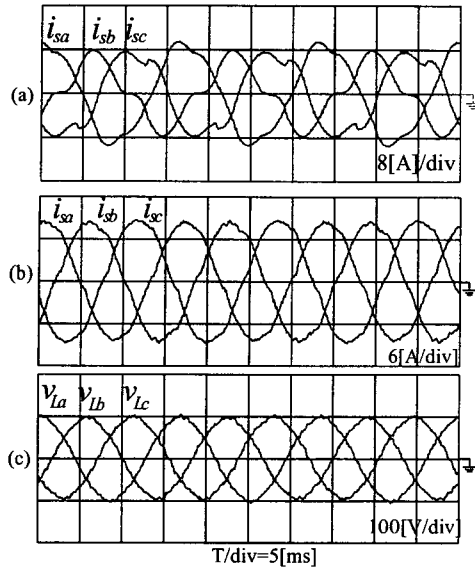


그림 17 전압과 전류의 파형(불평형 전원)
 (a) 수동필터로만 보상한 전원전류
 (b) 복합능동필터로 보상한 전원전류
 (c) 복합능동필터로 보상한 부하전압

Fig. 17 Current and voltage waveforms(unbalanced utility)
 (a) source current with passive filter only
 (b) source current with hybrid active filter
 (c) load voltage with hybrid active filter

으로 회복되었음을 보인다.

6. 결 론

본 연구에서는 전원전압의 정상분으로부터 전원 불평형 및 전원전류 고조파 보상 기준치 그리고 인버터 제어에 사용되는 전원의 위상을 검출하는 방법을 제시하였다. 독자적인 보상 기준치 및 위상검출 기법을 갖는 기존의 방식에 비해 제어기의 구조가 간단하며 기본과 영역에서의 위상 편차를 수반하는 고역 및 저역 통과필터의 사용을 억제할 수 있다는 장점이 있다. 한편 보다 안정되고 빠른 제어성능을 얻기 위해 고조파 성분 중 5차와 7차 고조파만으로 보상기준전압을 구성하였고 보상전압의 위상이동을 제거하기 위해 한 샘플링 앞선 시점의 기준전압을 예측하여 보상전압을 제어하였다. TMS320C31 DSP를 이용한 3[kVA] 복합형 직렬능동필터에 제안한 알고리즘을 적용한 실험을 통하여 전원전압의 불평형과 전원전류의 고조파 성분이 적절히 보상되었음을 확인하였다. 보다 정확한 보상기준전압을 구하기 위해 차후 전원임피던스 추정에 관한 연구가 뒤따라야 할 것으로 사료된다.

감사의 글

이 논문은 2000년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2000-041-E00158)

참 고 문 헌

- [1] A. Campos, G. Joos, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, "Analysis and Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-Phase VSI Operating with Unbalanced Switching Functions", IEEE Trans. on PE, vol. 9, no. 3, pp. 269-274, 1994
- [2] 목형수, 최규하, "3상 불평형 전원시스템의 새로운 위상각 검출기법을 이용한 순간전압보상기의 해석 및 제어," 전력전자학회논문지, 제 4권, 제 3호, p275-283, 1999년 6월
- [3] 정승기, 이동기, 박기원, "커패시터 필터를 갖는 3상 다이오드 정류회로의 불평형전원에서의 입력전류특성," 전력전자학회논문지, 제 6권, 제 4호, pp.348-361 2001
- [4] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", IEEE Trans. on IA., vol. 32, no. 6, pp 1312-1322, 1996
- [5] L. Moran, I. Pastorini, J. Dixon and R. Wallace, "Series Active Power Filter Compensates Current Harmonics and Voltage Unbalance Simultaneously", IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., vol 147, no. 1, pp. 31-36, 2000
- [6] S. Srianthumrong, H. Fujita, and H. Akagi, "Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier," IEEE Transactions on Power Electr., vol. 17, no. 1, pp. 117 124, 2002.S.
- [7] 우원명, 한윤석, 김영석, 원충연, 최세완, "직접보상전압 추출기법을 이용한 새로운 직렬형 능동전력필터," 전력전자학회논문지, 제 6권, 제 3호, pp.258-264, 2001
- [8] F. Z. Peng and D. J. Adams, "Harmonic Source and Filtering Approach," IEEE IAS Conf. Rec., pp. 448-455, 1998
- [9] H. Fujita and H. Akagi, "The Unified Quality Conditioner: The Integration of Series- and Shunt-Active Filters," IEEE Trans. on PE, vol. 13, no. 2, pp. 315-322, 1998
- [10] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "Compensation Characteristics of the Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters", IEEE. Trans. on IA, vol. 29, no. 1, pp. 144-152, 1993
- [11] S. S. Lee, J. K. Kang, and S. K. Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Condition in Power System", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 2167-2172, 1999
- [12] Seung-Gi Jeong and Myoung-Ho Woo, "DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control", IEEE. Trans. on IE, vol. 44, no. 3, pp. 329-336, 1997

저 자 소 개



이 지 명(李志明)

1970년 3월 23일 생. 1995년 경일대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2002년 동 대학원 졸업(공학박). 현재 한국과학기술원 지원 신진연구원 연수과정(경북대 전자전기공학부 전력전자연구실)

Tel : 053-810-1529

E-mail : ezmyoung@hanmail.net



이 동 춘(李東椿)

1963년 2월 20일 생. 1985년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1989년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문교수. 현재 영남대 공대 전자정보공학부 부교수.

Tel : 053-810-2582

E-mail : dclee@yu.ac.kr