

전압형 무효전력 보상장치의 선형제어방식에 대한 연구

A Study on Linear Control Method of Voltage Type Reactive Power Compensator

鄭 勝 基* · 崔 載 昊** · 崔 圭 夏***
 (Seung-Gi Jeong, Jae-Ho Choi, Gyu-Ha Choe)

Abstract - This paper proposes a novel control method of voltage type current-controlled reactive/harmonic compensator. The proposed method does not rely on the explicit computation of load power, but indirectly controls the compensation current by regulating dc link voltage of the converter. It is shown that the system can be modeled as a simple linear system that facilitates an analytical approach to the system characteristics. With the model, the effects of the controller gains on the dynamic and steady state response of the system are investigated. Experimental results show that the proposed control method works well in spite of the simplicity of control circuitry.

1. 서 론

계통 내 비선형 부하의 사용이 많아짐에 따라 이들로부터 파생되는 고조파전류가 계통에 미치는 영향에 대한 관심이 점점증하고 있다. 과거 고조파 전류의 보상을 위하여 사용되었던 수동소자에 의한 필터는 고조파성분의 불확정성, 가변성에 대응하기 어려울 뿐 아니라 설치비용의 부담이 크다는 약점을 안고 있어 근래에는 이들을 대체하는방안으로서 소위 능동형 전력필터(Active power filter)에 관한 연구가 활발히 진척되고 있다[1~7].

능동형 전력필터의 기본적인 기능은 계통 내에

서 부하측으로 흐르는 전류 중 기본파성분을 제외한 고조파 성분만을 추출, 그 성분을 전원 대신 부하측으로 흘려주어 상위계통이 고조파의 영향을 받지 않도록 하는 데에 있다. 따라서 능동형 전력 필터에는 시간에 따라 변화하는 임의의 파형을 순시적으로 만들어 내는 기능이 필수적으로 요구되는데 이를 살려 전류의 고조파성분 뿐만 아니라 기본파 성분 중 전류의 무효분까지를 보상하게끔 할 수도 있다[8]. 일반적으로 전류의 고조파 성분은 기본파의 무효성분과 함께 무효전력의 발생원으로서 간주된다. 따라서 이들을 함께 보상하는 경우 기본파만의 무효전력에 국한하지 않고 보다 확장된 의미로서의 무효전력 보상장치로 간주하는 것이 타당한 것으로 보인다. 따라서 이하에서는 기본파 무효전력 보상과 능동형 전력필터의 기능을 합친 의미로서 무효전력 보상장치, 혹은 단순히 보상장치라 부르기로 한다.

*正 會 員 : 光云大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博
 **正 會 員 : 忠北大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 ***正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 接受日字 : 1991年 4月 16日
 1次修正 : 1991年 7月 10日

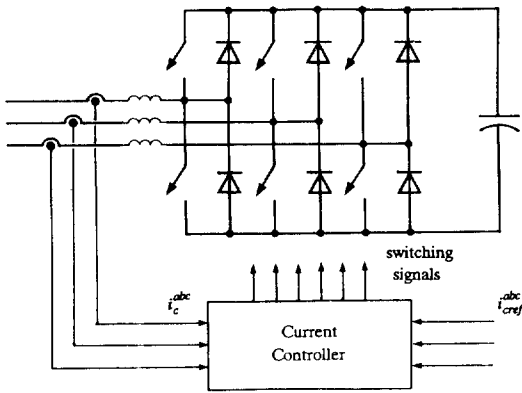


그림 1 전류제어형 전압형 브릿지 컨버터
 Fig. 1 Current-controlled voltage type bridge converter

무효전력보상장치는 구조에 따라 전압형과 전류형으로 나뉘어진다. 이들은 각자 나름대로의 독특한 특징을 지니고 있으나 현재의 기술수준으로는 전압형 쪽이 제어의 용이성에 비추어 보다 유리한 것으로 판단된다. 전압형이라 함은 역병렬 다이오드를 지닌 스위칭소자로 구성되는 브릿지형태의 컨버터를 지칭하며 그 일반적인 형태는 그림1에 보인 것과 같다. 무효전력보상에 사용되는 경우 전압형 컨버터는 보통 교류측 전류가 주어진 기준파형을 추종하도록 하는 전류제어형 PWM(Current-Controlled PWM)방식을 채용하는데 이 때 기준파형은 부하전류에서 기본파 유효성분의 파형을 뺀 것에 해당한다. 그 결과 보상 후의 전원측 전류파형은 전원전압과 동상의 정현파, 즉 기본파 유효성분만의 파형으로 된다.

따라서 보상장치 제어의 요체는 기본파 유효성분의 값을 이하히 알아내는가에 있다고 할 수 있는데 여기에 하나의 기본적인 문제점이 존재하고 있다. 이는 유효전력과 무효전력의 개념이 주기적 파형에서의 평균치에 기반을 두고 있는 반면 보상장치에서는 보상하여야 할 전류의 순시적인 제어가 요망된다는 점이다. 다시 말해서 순시전력으로부터 평균전력(유효전력)을 예측하여야 하는 어려움이 따르게 된다. 가장 간단한 방법으로서 순시전력을 매 주기마다 평균하여 다음 주기의 전류파형을 결정하는 방법이 있으나 이는 부하의 변동시 응답특성이 늦고 매우 불규칙하게 매 주기마다 파형이 변화하는 경우에는 적용할 수 없다. 좀 더 이론적인 접근방법으로서 순시무효전력의 개념을 도입, 수학적인 연산을 통해 보상전류의 파형을

예측해 내는 방법이 제안되었는데[4, 5] 거둘 수 있는 효과에 비해 제어회로가 복잡하다는 단점을 안고 있다.

본 연구에서는 이러한 점을 감안하여 전력을 직접 계산해 내지 않고 전압형 컨버터의 직류측 콘덴서의 전압을 측정, 부하 유효전력의 변동을 간접적으로 알아냄으로써 비교적 간단한 제어를 통해 과도상태를 포함한 고조파 및 무효전력보상을 행하는 방법을 제안하였다. 또한 제안된 제어시스템이 간단한 선형모델로 표현됨을 보이고 그 모델을 기반으로 하여 제어시스템의 특성해석이 가능하도록 하였다.

2. 시스템의 구성

그림 2는 본 연구에서 제안한 전류제어형 전압형 컨버터를 사용한 무효전력 보상시스템의 전체적인 구성을 보여주고 있다. 여기서 각 변수의 워침자 abc는 3상의 변수를 표현하며 워침자의 순서대로 배열된 열벡터로 간주한다. 예컨대

$$i_c^{abc} = [i_{ca}, i_{cb}, i_{cb}]^t$$

이다. 또 아랫첨자에서 s는 전원측의 변수임을, L은 부하측, 그리고 c는 보상장치 측의 변수임을 나타내며 ref는 해당변수에 대한 제어기에서의 기준치를 표현한다.

그림 2에서 보상장치는 그림 1에 나타내었던 전류제어형 전압형 컨버터로서 본 연구에서는 스위칭 소자로서 전력용 트랜지스터를 사용하였고 전류제어기로는 가장 보편적으로 사용되고 있는 히

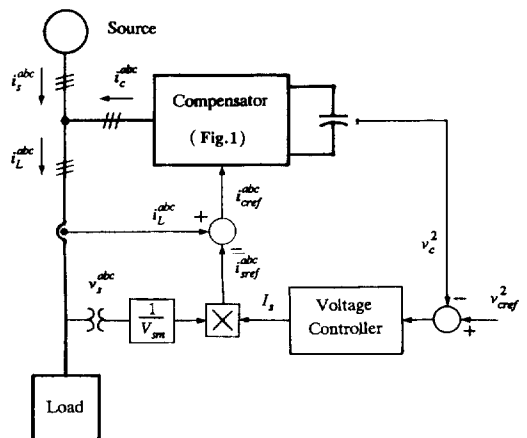


그림 2 보상시스템 제어 루우프의 구성
 Fig. 2 Control loop of compensator system

스테리시스 전류제어방식을 채용하였다. 제어회로에서는 컨버터의 직류링크 전압을 피드백하여 전압의 기준치와 비교한 다음 그 오차가 전압제어기에 입력된다. 전압제어기의 출력 I_s 를 전원전류의 크기로 간주하고 거기에 전원 상전압의 파형을 곱하여 전압과 동상인 전원측 전류의 기준파형을 만들어 낸다. 이 기준전류의 파형과 실제의 부하전류파형간의 차이를 구하면 보상장치가 출력하여야 할 보상전류의 기준파형이 얻어진다. 그림 1의 보상장치에서는 전류제어기에서 적절한 스위칭신호를 발생, 컨버터의 교류측 전류가 기준파형을 추종하도록 한다.

제안된 제어회로가 동작하는 원리는 다음과 같다. 먼저 보상장치의 동작이 적절히 이루어져서 전원전류는 기본과 유효성분만이고 부하에서의 기본과 무효성분 및 고조파성분은 보상장치로부터 정상적으로 공급되고 있다고 가정한다. 어느 순간 부하가 증가하여 유효전력의 요구량이 증가하였다고 하자. 이때 그림 2에서 전압제어기의 출력이 그 이전의 값을 유지하고 있다면 전원전류의 크기가 변화하지 않으므로 부하의 증가량에 해당하는 만큼 보상전류가 증가한다. 즉 전원측에서 공급되고 있는 유효전력과 부하에서 소비되는 유효전력의 차이를 보상장치가 공급하게 된다. 그 결과 컨버터의 직류측 콘덴서에 저장된 에너지가 빠져나가므로 콘덴서 양단의 전압이 감소한다. 전압제어기에서는 이러한 콘덴서전압의 변동에 응답, 이를 보상하기 위하여 전원측전류의 크기 I_s 를 증가시키며 최종적으로는 전원전류가 부하전류의 변동에 대응한 크기로 귀착된다. 부하가 감소하였을 경우에는 이와 반대의 현상이 나타난다. 그러나 부하의 유효전력이 아닌 무효전력, 혹은 고조파전류만이 변화하였을 경우에는 콘덴서의 전압변동을 야기하지 않으므로 전압제어기의 출력은 변화하지 않고 보상기의 대응은 거의 즉각적으로 이루어진다. 그리고 어느 경우에서건 전원전류의 파형은 항상 전원전압과 동상인 정현파를 유지한다.

그림 2의 방식이 기존의 보상장치 제어와 근본적으로 다른 점은 필요한 전원전류의 크기 I_s 를 얻기 위해 전력의 계산을 직접적으로 행하지 않는다는 점이다. 대신에 콘덴서의 전압을 피드백, 기준전압에서부터의 변동량을 관찰함으로써 부하전력의 변동을 간접적으로 측정하고 있다. 기존의 방식에서는 전력의 계산이 전체적 제어회로의 중심역할을 하고 직류측전압의 제어가 보조적 역할을 하였던 반면 여기서는 전압제어기가 전체 시스템의 동작에 지배적이 영향력을 지니고 있음을 볼

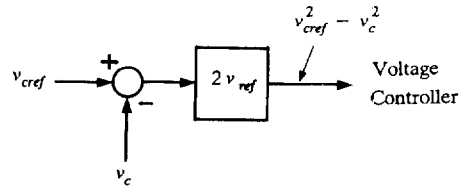


그림 3 전압제어의 근사적 구현
Fig. 2 Approximated realization of voltage control

수 있다. 제안된 방식의 또 한가지 특징은 전압제어의 변수가 전압 그 자체가 아니라 전압의 자승이라는 점이다. 콘덴서에 축적되는 에너지의 양은 전압의 자승에 비례한다. 따라서 여기에서와 같은 변수의 사용은 콘덴서의 전압을 제어한다기 보다는 콘덴서에 축적된 에너지의 양을 제어하기 위한 것으로 볼 수 있다. 이러한 제어방식을 채택한 이유는 다음 절에서 설명하고 있듯이 시스템을 수학적 모델로 표현할 경우 선형 모델을 얻을수 있기 때문이다.

실제에 있어 전압 자승의 제어를 구현하는 데에 승산기를 사용하면 제어회로가 복잡해진다. 이를 피하기 위해 다음의 근사식을 사용하도록 한다.

$$v_{cref}^2 - v_c^2 = 2v_{cref}(v_{cref} - v_c) - (v_{cref} - v_c)^2 \approx 2v_{cref}(v_{cref} - v_c) \quad (1)$$

즉 그림 3에 보인 바와 같이 전압의 오차에 기준전압의 2배를 곱하여 주는 방식을 사용한다. 일반적으로 보상장치 시스템에서는 기준전압의 크기가 항상 일정한 값으로 주어지므로 그림 3에서 $2v_{cref}$ 는 그림 2의 전압제어기의 이득으로 포함시켜 생각할 수 있다. 물론 이러한 근사식은 콘덴서전압이 기준치에서 그리 크게 벗어나지 않는다는 가정하에서만 유효하다. 만일 전압의 오차 $v_{cref} - v_c$ 가 v_{cref} 의 10% 이내의 범위로 유지된다면 식(1)이 갖는 오차는 약 5% 이내임을 쉽게 확인할 수 있다.

3. 시스템의 모델링

해석의 편의를 위해서 그림 2의 전류제어형 컨버터의 동작이 이상적으로 이루어지는 것으로 가정한다. 이는 컨버터의 스위칭에 의해 발생하는 리플 성분을 무시함을 의미하며 그 결과 전류의 기준파형과 실제의 전류 파형이 정확히 일치하는 것으로 된다. 이러한 가정 하에서 근사적으로 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\begin{aligned} i_c^{abc} &= i_{cref}^{abc} & (2a) \\ i_s^{abc} &= i_{sref}^{abc} & (2b) \end{aligned}$$

한편 컨버터가 갖는 동특성은 보상전류와 직류축 전압 간의 관계로 주어지는데 컨버터에서 출력되는 순시전력 p 는

$$p = (v^{abc})^t i_c^{abc} \quad (3)$$

로 표현되고 콘덴서전압은 그 초기전압을 V_{cref} 라 할 때

$$v_c^2 = V_{cref}^2 - \frac{C}{2} \int p dt \quad (4)$$

이 되므로 콘덴서전압이 보상전류의 함수로 주어진다.

식 (3), (4)로 표현되는 컨버터의 동특성과 식 (2)의 근사식을 그림 2에서의 제어루우프에 적용하면 시스템의 전체적인 모델이 구해진다. 이에 앞서 모든 교류의 변수를 직류값으로 표현하기 위해 전원의 각속도로 회전하는 좌표축상의 변수로 치환하는 dp 변환을 행한다. 변환행렬을 다음과 같이 정의하면

$$S = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5)$$

모든 변수에 대한 변환값은 다음과 같이 된다.

$$f^{qd} = \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = S f^{abc} \quad (6)$$

$t=0$ 인 시점에서 전원전압의 a 상이 q 축과 일치하도록

$$v_{sa} = V_{sm} \cos \omega t \quad (7)$$

로 놓으면

$$v_{sa} = a V_{sm}, v_{sd} = 0 \quad (a = \sqrt{3}/2) \quad (8)$$

이 된다. 전원축 전류는 전원전압과 항상 동상이 되도록 제어되므로 식(2)가 성립한다는 전제 하에 전압과 마찬가지로

$$i_{sq} = a I_s, i_{sd} = 0 \quad (9)$$

의 식으로 표현된다. 따라서 dq 축상에서 보상전류와 전원전류, 그리고 부하전류 간에는 다음의 관계가 있다.

$$i_{cq} = i_{Lq} - i_{sq} = i_{Lq} - a I_s \quad (10)$$

$$i_{cd} = i_{Ld} - i_{sd} = i_{Ld} \quad (11)$$

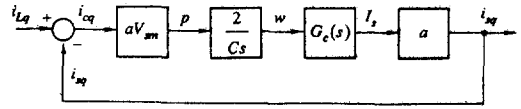


그림 4 보상시스템의 간소화된 모델
Fig. 4 Simplified model of compensator system

식(8)-(10)의 관계식을 사용, 식(3)의 전력에 대한 표현식을 다시 쓰면

$$\begin{aligned} p &= v_{sq} i_{cq} + v_{sd} i_{cd} \\ &= a V_{sm} (i_{Lq} - i_{sq}) \end{aligned} \quad (12)$$

로 나타내어진다.

이상의 논의로부터 그림 2의 시스템을 q 축과 d 축에 대한 등가시스템으로 각각 나타낼 수 있다. 여기서 시스템이 입력은 부하전류 i_{Lq} 와 i_{Ld} 가 되는데 식(11)에서 보듯이 부하전류의 d 축 성분에 대해서는 보상이 어떤 동적 상관관계도 거치지 않고 즉각적으로 반응한다. 그 이유는 식(12)에서 볼 수 있듯이 시스템의 유효전력이 d 축 성분과는 무관하기 때문이다. 따라서 시스템의 전체적인 동특성은 q 축 성분에 의해서만 좌우된다.

그림 4에 q 축 성분으로 표현된 시스템의 등가모델을 보였다. 여기서 새로 도입된 변수 w 는 다음의 값을 나타낸다.

$$w = v_{cref}^2 - v_c^2 \quad (13)$$

그림4에서 전원전류 i_{sq} 는 i_{Lq} 의 변화에 따라 그 값을 추종하는 시스템의 출력으로서의 역할을 하며 $G_c(s)$ 는 전압 제어기의 전달함수를 나타내고 있다. 전체적으로 시스템이 선형의 모델로 표현되므로 이를 통해 주어진 조건 하에서 그 동특성을 규명해낼 수 있다.

4. 시스템의 동특성

본 연구에서 제안된 시스템이 구조상 매우 간단하다는 장점이 있지만 실제 적용에 있어서는 몇가지 고려해야 할 사항이 있다. 전술한 바와 같이 부하의 유효전력이 변화할 경우에는 과도상태 중 보상장치가 그 변동분을 방출, 혹은 흡수하여야 하는 관계로 직류축 전압의 변동이 필연적으로 수반된다. 일반적으로 전류제어형 전압형 컨버터는 그 안정한 동작을 보장하기 위해서 직류축 전압이 교류축 선간전압의 최대치보다 커야 한다[8]. 따라서 과도상태 전압의 하락시 최저전압이 이 한계를 벗어나지 않도록 하여야 한다. 한편 전압이 상

승하는 경우에 있어서는 컨버터의 스위칭주파수가 직류측 전압에 따라 증가하는 특성이 있으므로 사용되는 소자의 스위칭주파수가 한계치를 넘지 않도록 그 최고전압이 제한될 필요가 있다. 요컨대 컨버터의 직류전압이 기준치에서 되도록 크게 벗어나지 말아야 한다.

다음으로 고려해야 할 사항은 전원전류의 잔류고조파이다. 여기서 잔류고조파라 함은 컨버터의 스위칭 리플성분에 의한 것과 부하의 비선형성에 의한 특성고조파 중 후자를 지칭한다. 일반적으로 고조파전류는 유효전력에는 기여하지 않지만 순시 전력에서의 맥동성분을 야기한다. 이 맥동전력이 컨버터를 통하여 공급되므로 컨버터의 직류측 전압은 정상상태에서도 맥동하게 된다. 그 결과 정상상태에서도 전압제어기의 출력 I_s 에 맥동성분이 실려 전원전류는 그 맥동주파수로 진폭변조된 파형이 된다. 따라서 전원전류의 파형은 온전한 정현파가 되지 못하고 진폭변조의 측대파에 해당하는 잔류고조파를 포함하게 된다. 고조파전류의 보상이 성공적으로 이루어지기 위해서는 이 잔류고조파의 양이 부하의 고조파에 비해 훨씬 작은 값이 되도록 제어되어야 한다.

과도상태에서의 최대 직류전압의 변동(maximum voltage deviation)과 정상상태에서의 전원의 잔류고조파(residual harmonics), 이 두가지와 함께 부하변동시 시스템의 응답속도(response time)가 시스템의 성능을 결정하는 지표라 할 수 있다. 이들은 물론 본 연구에서 제안된 시스템에만 국한되는 것이 아니라 전력의 계산을 직접적으로 행하는 기존의 방식들에서도 마찬가지로 문제시되는 사항들이다. 그러나 여기서는 전압 제어기가 제어 루우프 전체에서 차지하는 중요성에 비추어 제어기 이득과의 관련성이 중요하게 고려되어야 할 것이다.

그림 4에서의 전압제어기를 PI제어기로 하고 그 전달함수를

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (14)$$

라 하면 부하의 q 축 성분의 변화에 대한 전원측 전류의 응답과 컨버터 직류측 전압변동의 전달함수는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$G_1(s) = \frac{I_{sq}(s)}{I_{Lq}(s)} = \frac{K_{1s} + K_2}{s^2 + K_{1s} + K_2} \quad (15)$$

$$G_2(s) = \frac{W(s)}{I_{Lq}(s)} = -\frac{1}{aK_p} \frac{K_{1s} + K_2}{s^2 + K_{1s} + K_2} \quad (16)$$

여기서

$$K_1 = \frac{3V_{sm}}{C} K_p \quad (17)$$

$$K_2 = \frac{3V_{sm}}{C} K_i \quad (18)$$

식(15), (16)의 전달함수를 이용하면 시스템의 응답특성을 해석적으로 구할 수 있다. 먼저 전압의 변동을 표현하기 위해 전압변동지수 η 를 다음과 같이 정의한다.

$$\eta = \frac{V_{cres} - V_c}{V_{cres}} = 1 - \frac{1}{V_{cres}} (V_{cres}^2 - W_m)^{1/2} \quad (19)$$

여기서 W_m 은 식(13)으로 표현되는 전압변동 w 의 최대치를 나타낸다. 그림 5(a)에 제어기의 비례이득과 적분이득의 변화에 따른 전압변동지수를 나타내었다. 그림에서 점선으로 표현된 곡선은 시스템의 응답특성에서 감쇠율 ζ 가 1인 상태, 즉 임계감쇠의 상태를 나타낸다. 식(15), (16)의 전달함수와 (17), (18)의 관계로부터 이 곡선은

$$K_i = \frac{1}{4} K_p^2 \quad (20)$$

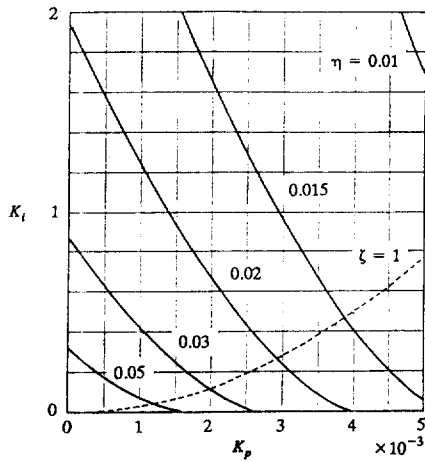
로 주어지며 곡선의 위쪽이 부족감쇠, 아래쪽이 과감쇠의 영역에 해당한다.

시스템의 응답속도는 그림 4에서 i_{Lq} 가 계단식으로 변화하였을 때 i_{sq} 가 추종하는데 있어 최종치의 90%까지 이르는 시간으로 전원의 한 주기 T 에 대한 비율로써 나타낸다. 그림 5(b)에 그 특성을 보였다.

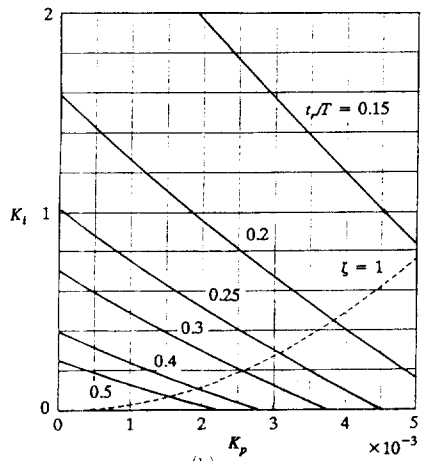
끝으로 잔류고조파의 특성인데 고조파성분을 포함한 부하전류를 dq 변환하면 기본파성분은 직류값으로 나타나지만 고조파성분은 3배수주파수의 맥동성분으로 됨을 보일수 있다. 예를 들면 부하전류의 2차 및 4차 고조파는 3차고조파 성분으로, 5차 및 7차 고조파는 6차 고조파 성분으로 된다. 이는 그림 4의 i_{Lq} 에 3배수 맥동성분이 중첩되어 있는 것으로 취급할 수 있으며 이러한 맥동성분 입력의 i_{sq} 의 출력에 대한 영향은 시스템 전달함수의 주파수 특성으로써 파악할 수 있다. 따라서 고조파의 잔류율 ν 를 다음과 같이 정의한다.

$$\nu = \frac{|I_{sq}(j3k\omega)|}{|I_{Lq}(j3k\omega)|} = |G_1(j3k\omega)| \quad (k=1, 2, 3, \dots) \quad (21)$$

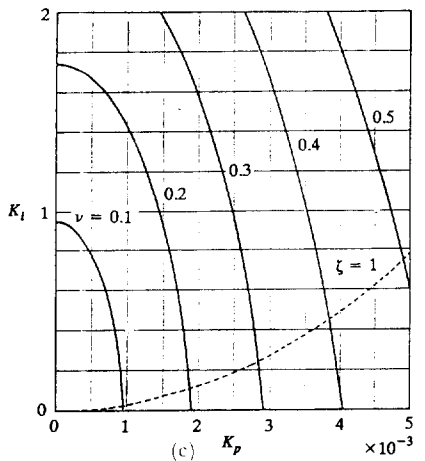
식(15)와 (21)에 의해 계산한 일정 잔류율의 곡선을 그림 5(c)에 보였다. 이는 $k=1$ 의 경우에 대한 곡선으로서 $k=2, 3$ 등에 대해서는 잔류고조파의 비율이 훨씬 감소한다.



(a)



(b)



(c)

그림 5 제어기의 이득에 따른 시스템 특성의 변화

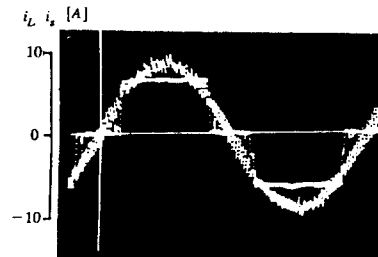
Fig. 5 System characteristic curves

그림 5를 전체적으로 검토하여 보면 제어기의 이득을 증가시키기에 따라 전압의 최대변동률과 응답시간은 감소하나 잔류고조파의 비율은 증가함을 알 수 있다. 따라서 제어기의 이득은 이들 요소를 고려하여 적절한 값으로 설정되어야 한다. 또한 시스템을 구성하는 제 상수도 특성에 영향을 미치는데 이 중 가장 중요한 것은 콘덴서의 정전용량이다. 그림 5는 정전용량을 $4400\mu F$ 로 하였을 경우이며 정전용량을 키워주면 세가지의 지표가 모두 향상된다.

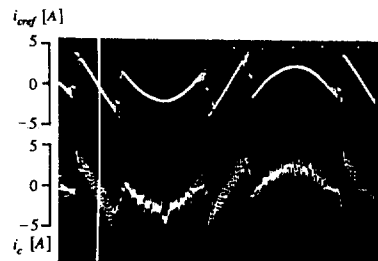
5. 실험 결과

제안된 시스템의 특성을 확인하기 위하여 실험을 행하였다. 고조파 및 무효전력의 발생원으로서 는 유도성 부하에 전력을 공급하는 3상 제어정류기가 사용되었다.

그림 6(a)는 정상상태에서의 부하전류와 보상된 전원전류의 파형이며 이때의 보상장치 기준전류와 출력전류를 그림 6(b)에 보였다. 이로부터 정상상태에서의 제어가 잘 이루어지고 있음을 알 수 있다. 그림 6이 제어정류기의 점호각을 0도로 한 경



(a)



(b)

그림 6 정상상태 실험결과 ($\alpha=0^\circ$)

Fig. 6 Experimental waveforms in steady state ($\alpha=0^\circ$)

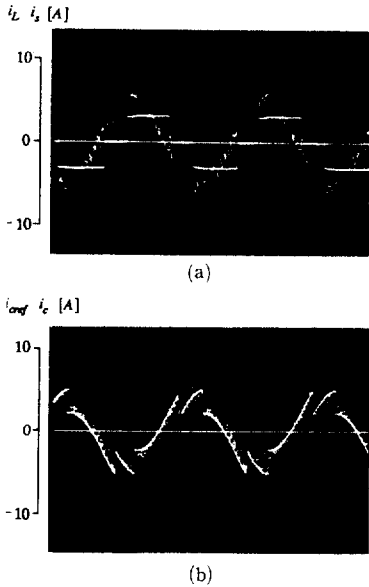


그림 7 정상상태 실험결과 ($\alpha=60^\circ$)
 Fig. 7 Experimental waveforms in steady state ($\alpha=60^\circ$)

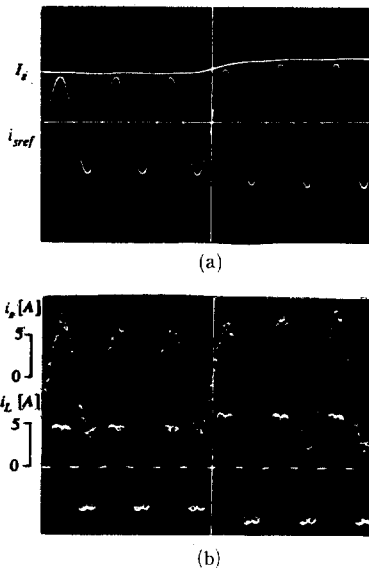


그림 8 부하 증가시의 응답특성
 Fig. 8 Transient responses to the increase in load

우인데 반해 그림 7은 점호각을 60도로 하였을 경우이다. 이 때에도 보상된 전원측 전류는 전압과 동상으로 유지되므로 부하전류의 고조파와 기본파 무효전력이 함께 보상되고 있다.

과도상태의 실험결과를 그림 8에 보였다. 그림

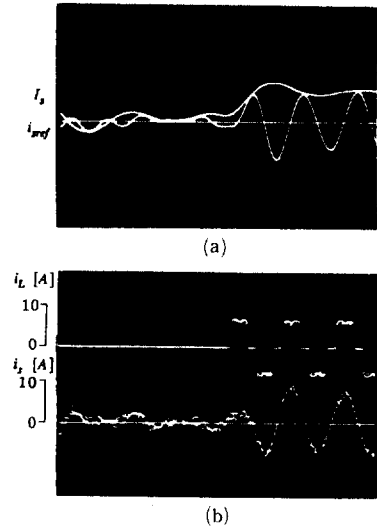


그림 9 부하 급증시의 응답특성
 Fig. 9 Responses to abrupt increase in load

8(a)는 부하전류가 계단적으로 증가하였을 때 제어루우프 내에서 주어지는 전원전류의 크기 I_s 및 기준파형을 나타내며 그림 8(b)는 이에 대응한 전원전류 및 부하전류의 변화이다. 한편 그림 9의 (a)와 (b)에서는 부하전류가 전혀 없는 상태에서 갑자기 급증한 경우의 응답특성을 보여주고 있다. 이들로부터 과도상태에 하에서도 원활한 제어가 이루어지고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

전류제어형 전압형 컨버터에 의한 고조파 및 무효전력의 보상은 제어성이 우수하고 구현이 용이하므로 고조파에 의한 전원오염 등의 문제가 점차 심각하여지고 있는 현재의 추세에 미루어 장차 실제 현장에서의 적용이 보편화 될 것으로 예상된다. 본 연구에서는 이러한 보상장치의 구현에 있어서 하나의 과제가 되고 있는 전력의 측정 문제를 직접적인 계산을 통하지 않고 우회적인 방법을 택함으로써 극복할 수 있음을 보였다. 매우 간단한 제어루우프를 사용하면서도 그 특성이 기존의 방식에 뒤떨어지지 않는 보상장치의 새로운 제어 방식을 제안하였다.

제안된 시스템을 선형의 수학적 모델로 표현함으로써 보상장치의 설계에 있어서 해석적인 접근의 통로를 마련하였으며 특히 직류측 전압의 변동과 잔류고조파의 특성에 관하여 제어기의 이득이 미치는 영향을 살펴보았다. 이러한 시스템의 모델

링 및 해석의 방법론은 앞으로 유사한 시스템의 특성을 해석하는 데에 유용할 것으로 사료된다. 끝으로 실험을 통하여 제안된 시스템이 정상상태 및 과도상태에서도 잘 동작함을 확인하였다.

본 연구는 학술진흥재단의 자유공모과제로서 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] C.H. Choe and M.H. Park, "A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter," *1985 IECON Conf. Rec.*, pp. 666~671.
- [2] F. Harashima, H. Inaba and K. Tsuboi, "A closed loop control system for the reduction of reactive power required by electronic converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control instruments*, Vol. IECI-23, No. 2, pp. 162~166, 1976.
- [3] D.E. Steeper and R.P. Stratford, "Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power system using thyristor converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-12, No. 3, pp. 232~253, 1976.
- [4] H. Akagi, Y. Kanajawa and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage componets," *IEEE Trans. on Industry applications*, Vol. IA-20, No. 3, pp. 625~645, 1984.
- [5] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 3, pp. 460~465, 1986.
- [6] J.H.R. Enslin and J.D. Vand Wyk, "A new control philosophy for power electronic converters as fictitious power compensators," *IEEE PESC'88 Record*, pp. 1188~1196, 1988.
- [7] I. Takahashi, "Analysis of instantaneous current and power using space switching function," *IEEE PESC'88 Record*, pp. 42~49, 1988.
- [8] B.T. Ooi, J.C. Salmon, J.W. Dixon and A.B. Kulkarni, "A 3-phase controlled current PWM converter with leading power factor," *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 1008~1014, 1985.