

전류형 PWM 콘버터에 의한 정지형 무효전력 보상장치에 관한 연구

Static Var Compensator Using Current Source PWM Converter

金 喆 禹* · 權 純 在** · 金 光 泰**
(Cheul-U Kim · Soon-Jae Kwon · Kwang-Tae Kim)

요 약

최근 전력용 반도체소자의 기술개발로 인하여 대용량 전력변환장치가 등장함에 따라 고조파성분을 포함한 무효전력의 발생이 더욱 증가하고 있다.

본 연구에서는 순시무효전력의 개념을 도입하여 전압, 전류파형이 정현파인 경우나 비정현파인 경우 또는 과도적으로 변하는 비주기적인 파형에 대해서도 순시적으로 무효전력을 분리할 수 있음이 이론적으로 규명하였다.

또한 부하전류와 전압으로 부터 무효전력을 검출하고, 이 무효전력에 해당하는 보상전류를 발생시켜 주어진 보상전류를 순시 추종하는 정지형 무효전력보상장치의 국산화 개발을 도모하였다. 또한 보상장치의 동작을 이론적으로 해석하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 실용성을 확인하였다.

Abstract- In this paper, instantaneous reactive power compensation algorithm is proposed and analyzed. The static Var generator developed in this paper is the current source PWM converter using hysteresis comparator method, which compensates the reactive power by detecting each instantaneous phase voltage and line current, independently. Some aspects on the static Var compensator — such as inductance, capacitance, hysteresis width, and switching frequency, etc. — are discussed. The dynamic performances are examined through digital simulation and experimental test.

1. 서 론

최근 산업구조가 급격히 확대됨에 따라 전력 수

요가 크게 증가하였다. 따라서 교류전력의 효율적인 이용은 기존에너지의 절약이란 관점에서 중요한 문제로 대두되고 있다.

교류전력계통에는 유효전력과 무효전력이 존재하고 무효전력의 증가는 전력설비의 증대, 수전단에서의 전압변동 뿐 만 아니라 전력계통의 불안정 등의 원인이 되고 있다.

*正 會 員: 釜山大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員: 釜山大 大學院 電氣工學科 博士課程
 接受日字: 1990年 7月 24日
 1次修正: 1990年 10月 8日

이와같은 요인으로 전기기의 용량이 대형화되었고 종래부터 공업용 부하로 사용되어온 아이크 전기로나 각종 전기용접기의 용량이 크게 증가하여 역률저하와 전원교류의 비틀림을 발생시키기 때문이다. 또한 최근 전력용 반도체소자의 기술개발로 인하여 대용량의 전력변환장치가 등장함에 따라 고조파성분을 포함한 무효전력의 발생이 더욱 증가하기 때문이다.

종래부터 무효전력 보상장치로는 동기조상기 또는 전력용 콘덴서가 이용되었지만 동기조상기는 설비비용과 보수 및 고속제어의 응답성이 문제시되었고 전력용 콘덴서에 의한방식은 무효전력제어를 스위치의 개폐에 의해 행하기 때문에 연속제어가 곤란하였다. 그러나 1970년대부터는 전력용 반도체소자가 대용량화되고 저림화되면서 이들 무효전력 보상장치도 무점점 정지화되었다. [1~4]

이들 정지형 무효전력 보상장치에는 여러종류가 있으나 크게 나누면 a) 가변임피던스형, b) 전류원형, c) 전압원형, d) 하이브리드형 등으로 분류된다. [1]

가변임피던스형에는 콘덴서의 용량은 고정해두고 이와 병렬접속된 리액터에 반도체스위치를 직렬로 연결하여 제어하는 방식과 콘덴서와 리액터를 병렬접속하되 각각에 반도체스위치를 직렬로 연결하여 필요에 따라 연동제어하는 방식이 있다.

이 가변임피던스형은 전류(commutation)동작이 자연전류이기 때문에 신뢰성, 가격 및 고조파 발생의 저감이란 점에서는 좋으나 각 상마다 리액터와 콘덴서 등의 에너지 저장요소가 필요하다는 단점이 있다. 이에 대하여 전류원형과 전압원형은 3상분을 묶어서 에너지 저장요소가 리액터 또는 콘덴서 어느 하나만 필요하게 되고 전류동작은 강제전류가 된다. 그러나 전압원형은 DC/AC인버터에 의한 무효전력 보상방식으로 직류측과 교류측 전압의 크기를 조절하기 때문에 전류를 직접 제어하는 전류원형이 응답성에 있어서는 우수하다고 생각된다.

하이브리드형은 이론상 에너지 저장요소가 필요없으나 전류원과 전압원을 혼용한 사이클로콘버터로 구성하기 때문에 회로구성이 대단히 복잡하다. 그런데 최근에 와서는 전류형 콘버터에 의한 무효전력 보상장치에 관한 연구가 활발히 행해지고 있다. [5~10]

본 연구에서 Akagi씨등의 순시무효전력에 대한 이론[5]을 토대로 부하의 무효전류를 검출해 내고 이를 순시적으로 보상할 수 있는 히스테리시스 콤퍼레이터방식에 의한 전류제어형 무효전력 보상장

치의 구성원리를 살펴보았다. 또 이 보상장치의 동작특성을 동작모우드에 의한 등가회로로 해석하였다. 그리고 이 해석을 통하여 보상해야할 무효전류의 크기와 히스테리시스 폭에 따른 리액터와 콘덴서의 용량 및 콘버터에 사용되는 스위칭소자의 스위칭주파수와와의 관계를 규명하였다.

2. 무효전력 보상원리와 등가회로 해석

2.1 보상원리

영상분이 없는 평형 3상교류회로에서 3상전압 e_a, e_b, e_c 및 3상 평형 전류 i_a, i_b, i_c 를 직교좌표계의 α, β 축으로 3상-2상 변환하고 변환된 2상교류전압과 전류를 각각 e_{α}, e_{β} 및 i_{α}, i_{β} 라 하면

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

로 나타낼 수 있으며 순시 실전력 p 와 순시 허전력 q 는 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

식(2)에서 $e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2 \neq 0$ 이므로 이 식을 역변환하고 또 i_{α}, i_{β} 를 p 와 q 에 기인하는 성분으로 분리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 제거하려는 전류성분은 q 에 기인하는 성분이며 보상기에는 역상의 전류를 보내므로서 무효전류의 보상이 이루어지므로 보상기의 지령전류 성분은 다음 식과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_{c\beta} \\ i_{c\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -q \end{bmatrix} \quad (4)$$

식(4)를 2상-3상 변환시키면 $i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$ 이 얻어지며 이 전류가 보상전류 지령치가 된다.

그림 1은 이와같은 원리를 기초로 하여 구성된 무효전력 보상장치의 주회로도이며 무효전력 보상장치로는 PWM콘버터를 이용하였다. 무효전력 보상장치는 부하와 병렬로 연결하여 부하전력 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 로 부터 부하에서 발생시키는 무효전력에 해

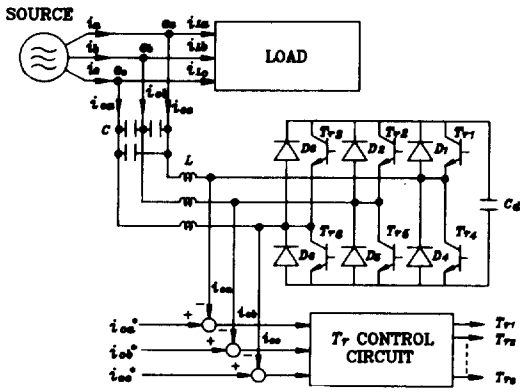


그림 1 무효전력보상장치의 주회로 구성도
Fig. 1 Main Circuit of Reactive Power Compensator

당하는 전류 i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^* 를 검출하고 보상장치에서는 그 역상의 무효전류 i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} 를 흘려보내 무효전력보상을 행하게 된다. 따라서 전원전류는 전원전압과 동상으로 된다.

제어회로는 보상기에 흐르는 실제의 보상전류를 히스테리시스 콤퍼레이터 방식에 의해 일정한 히스테리시스 폭을 가지고 그 지령치에 추종해가도록 구성한다.

그러므로 보상전류가 일정한 기울기로 증가하는 경우에는 히스테리시스 폭의 크기에 따라 스위칭 시간이 변하게 됨을 알 수 있다.

2.2 등가회로 해석

그림 2은 그림 1에서 보상기만을 추출한 회로이다. i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} 는 각 상에 대한 보상전류이고 R 과 L 은 각 상의 선로저항과 인덕턴스이며 C_d 는 콘버터의 직류전압을 확립하기 위한 콘덴서이다.

그림에서와 같은 화살표 방향을 정(+) 방향으로

가정한다. 각 스위칭소자의 통전상태는 스위칭소자가 턴-온상태를 유지하고 있을 때를 스위치 ON으로, 턴-오프상태를 유지하고 있을 때를 스위치 OFF로 간주할 수 있다.

그림 3는 이와같은 가정하에서 등가적으로 표현한 PWM 콘버터의 스위칭 가능한 동작을 모두 드별로 나타낸 것이다.

그림 3에서 OFF상태인 스위치는 단선으로 처리해 놓았다.

표1은 이 스위칭 모두드를 보상전류 i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} 의 방향과 턴-온되는 스위칭소자에 따라 분류한 것이다. 표1에서의 (+), (-)부호는 그림 2에서의 전류방향울 의미한다.

가령 표1에서의 첫번째와 같이 $i_{ca}(+)$, $i_{cb}(-)$, $i_{cc}(+)$ 인 경우에서 a상은 Tr_4 또는 D_1 , b상에서는 Tr_2 또는 D_5 , C상에서는 Tr_6 또는 D_3 가 통전하게 될 것이다.

지금 표 1에서 볼 수 있듯이 Tr_4, Tr_2, D_3 가 ON 상태, 나머지는 OFF상태로 유지된다면 a상과 b상의 전류는 증가하고 c상의 전류는 감소하게 된다. 만약 a상의 전류 i_{ca} 가 계속 증가하여 히스테리시스 폭의 상한치에 도달하게 되면 Tr_4 는 OFF, D_1 이 ON되도록 전류지령치가 변하게 된다. 그러나

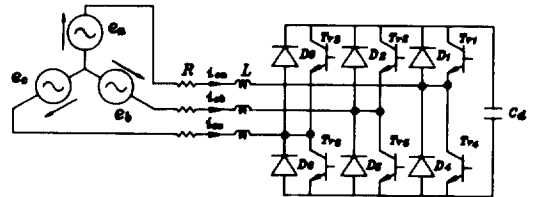


그림 2 교류전원이 접속된 PWM콘버터의 회로도
Fig. 2 Circuit of PWM Converter connecting AC Source

표 1 스위칭조건에 따른 콘버터의 동작모우드

Table 1 Converter Operating Mode according to Switching Condition

전류방향 모우드	$i_{ca}(-)i_{cb}(-)i_{cc}(+)$	$i_{ca}(+)i_{cb}(-)i_{cc}(-)$	$i_{ca}(-)i_{cb}(+)i_{cc}(-)$
모우드 A	Tr_4, Tr_2, D_3	Tr_4, Tr_2, Tr_3	Tr_1, D_2, Tr_3
모우드 B	D_1, D_5, Tr_6	D_1, D_5, D_6	D_1, Tr_5, D_6
모우드 C	Tr_4, D_5, D_3	Tr_4, D_5, Tr_3	Tr_4, Tr_5, Tr_3
모우드 D	Tr_4, Tr_2, Tr_6	Tr_4, Tr_2, D_6	Tr_4, D_2, D_6
모우드 E	D_1, Tr_2, Tr_6	D_1, Tr_2, D_6	D_1, D_2, D_6
모우드 F	D_1, D_5, D_3	D_1, D_5, Tr_3	D_1, Tr_5, Tr_3
모우드 G	Tr_4, D_5, Tr_6	Tr_4, D_5, D_6	Tr_4, Tr_5, D_6
모우드 H	D_1, Tr_2, D_3	D_1, Tr_2, Tr_3	D_1, D_2, Tr_3

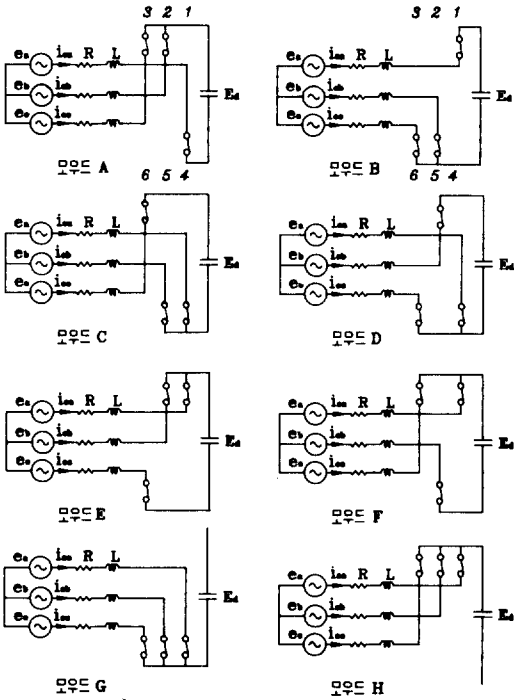


그림 3 PWM 컨버터의 등가동작모우드
Fig. 3 Equivalent Mode of PWM Converter Circuit

$i_{cb}(-)$ 와 $i_{cc}(+)$ 가 각각 전류상한치와 하한치에 도달하지 않았을 때에는 T_{r2} 와 D_3 는 그대로 ON 상태를 유지하게 된다.

이러한 상태는 표1의 모우드 H에 해당되며 스위칭 조건에 따른 컨버터는 8가지 모우드로 동작된다.

여기서 보상전류를 회로요소로 풀이하면 다음과 같다.

그림 3의 모우드 A의 경우에 보상전류의 방향을 그림2와 같다고 하면 다음 식이 성립한다.

$$\begin{bmatrix} 2LP+2R+1/C_dP & 0 & LP+R \\ 1 & 1 & 1 \\ LP+R & 0 & 2LP+2R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca}(t) \\ i_{cb}(t) \\ i_{cc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d+e_a-e_b \\ 0 \\ e_c-e_b \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 P 는 미분연산자 d/dt , E_d 는 콘덴서에 확립되어 있는 전압이다. 전력계통에서는 일반적으로 인덕턴스 성분이 많아 전류의 대부분은 계통전압보다 뒤진전류가 되므로 보상기에서는 이에 대해 $\pi/2$ [rad] 앞선 무효전류성분을 흘리면 된다.

본 식에서 계산상 보상전류지령치를 기준으로 전류를 정현파함수로 삼았을 때 전압은 $\pi/2$ [rad]만큼의 위상차를 갖게 되므로 상전압 e_a, e_b, e_c 는 각각 $-V \cos \omega t, V \cos(\omega t - 2\pi/3), -V \cos(\omega t + 2\pi/3)$ 로 표시할 수 있다.

그러므로 식(5)를 라플라스 변환하면 다음과 같다.

$$I_{ca}(S) = \frac{i_{ca}(0)S + 2E_d/3L}{S^2 + 2\delta\omega_n S + \omega_n^2} + \frac{VS^2/L}{(S^2 + \omega^2)(S^2 + 2\delta\omega_n S + \omega_n^2)}$$

$$I_{cb}(S) = -I_{ca}(S) - I_{cc}(S) \quad (6)$$

$$I_{cc}(S) = \frac{-I_{ca}(S)}{2} + \frac{i_{cc}(0) + i_{ca}(0)/2}{S + 2\delta\omega_n} + \frac{\sqrt{3}\omega V}{2L(S^2 + \omega^2)(S + 2\delta\omega_n)}$$

식(6)을 시간함수로 풀면 다음 식으로 주어진다.

$$i_{ca}(t) = e^{-\delta\omega_n t} [i_{ca}(0)\cos\omega_n\sqrt{1-\delta^2}t + (2E_d/3L\omega_n - \delta i_{ca}(0))\sin\omega_n\sqrt{1-\delta^2}t/\sqrt{1-\delta^2}] - (V/L_\Delta) [2\delta\omega_n\omega^2\cos\omega t + \omega(\omega^2 - \omega_n^2)\sin\omega t - e^{-\delta\omega_n t} \{2\delta\omega_n\omega^2\cos\omega_n\sqrt{1-\delta^2}t + (\omega_n\omega^2 - \omega_n^3 - 2\delta^2\omega_n\omega^2)\sin\omega_n\sqrt{1-\delta^2}t/\sqrt{1-\delta^2}\}]$$

$$i_{cb}(t) = -i_{ca}(t) - i_{cc}(t)$$

$$i_{cc}(t) = -i_{ca}(t)/2 + e^{-2\delta\omega_n t} \{i_{cc}(0) + i_{ca}(0)/2\} + \{e^{-2\delta\omega_n t} - \cos\omega t - 2\delta\omega_n \sin\omega t/\omega\} \sqrt{3}\omega V/2L(4\delta^2\omega_n^2 + \omega^2) \quad (7)$$

단, $\Delta = \omega^4 + \omega_n - 2\omega_n^2\omega^2 + 4\delta\omega_n^2\omega^2$, $\omega_n = \sqrt{2/3LC_d}$, $\delta = R\sqrt{3C_d}/8L$ 이다.

식(7)은 δ^2 의 크기에 따라 세가지 해로 나누어 지지만 보상전류의 히스테리시스 폭이 너무 좁아 초고속 스위칭이 요구되지 않는 한 δ^2 는 1보다 작은 범위 내의 해를 구하여 계산하여도 무방하다. 식(7)의 시뮬레이션에서도 시스템을 고려하여 δ^2 이 1보다 작은 경우의 해를 구하여 이를 계산하였다.

각 모우드에서 시간에 대한 전류변화의 식은 시간에 따른 전류의 증가나 감소의 정도를 나타내므로 전류가 전류상한치나 전류하한치에 도달하는 시간을 결정한다.

3. 시뮬레이션 및 실험

무효전력 보상장치는 순시적으로 무효전력에 해

당하는 보상전류를 추종하여 흘러야 한다. 그러므로 교류측의 리액터와 직류측의 콘덴서의 용량산정이 중요한 문제이다. 여기서는 먼저 콘덴서의 용량을 산정하고 보상전류의 크기와 히스테리시스 폭 및 회로정수에 따른 스위칭소자의 평균 스위칭 주파수와와의 관계를 시뮬레이션을 통해 알아본다.

3.1 콘덴서의 용량산정

그림 2에서의 콘덴서 C_d 는 그림 3의 스위칭모우드에 따라 충전 혹은 방전한다. 이러한 충방전 에너지의 콘덴서 저장에너지의 맥동을 유발시키고 직류전압을 맥동시키는 원인이 된다.

콘덴서 C_d 의 직류평균전압을 E_d , 그 평균저장에너지를 W_d 라 하면

$$W_d = \frac{C_d E_d^2}{2} \tag{8}$$

이다.

콘덴서의 에너지맥동에 따른 직류전압 E_{dmax} . 그 맥동율을 β 라 하면 맥동율 β 는 다음과 같다.

$$\beta = \frac{E_{dmax} - E_d}{E_d} \tag{9}$$

여기에서 콘덴서 맥동에너지의 순시치 ω_d 와 순시직류전압 e_d 와의 관계식을 구하면 다음 식이 얻어진다.

$$\omega_d = \frac{C_d (e_d^2 - E_d^2)}{2} \tag{10}$$

콘덴서의 용량 C_d 의 산정에서는 콘덴서 맥동에너지의 최대치 ω_{dmax} 를 고려해야 하기 때문에 콘덴서 맥동에너지의 최대치는 보상기에 흐르는 전류와 리액터의 용량에 따라 좌우된다.

보상전류가 최고치에 이르렀을 때의 전류를 i_{max} 시간 t 후의 전류를 i 라 하면 그 때의 에너지맥동은 최대가 되며 다음 식과 같다.

$$\omega_{dmax} = \frac{L(i_{max}^2 - i^2)}{2} \tag{11}$$

따라서 콘덴서의 용량산정은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$C_d = \frac{2\omega_{dmax}}{(\beta^2 + 2\beta)E_d^2} \tag{12}$$

무효전력맥동에 수반하는 리액터 중의 에너지맥동의 최대치를 고려하여 식(12)와 같이 콘덴서의 용량을 산정하였다.

3.2 등가회로의 시뮬레이션

실제 무효전력보상장치는 히스테리시스 콤포레

이터방식을 이용하여 전류제어가 행해지므로 인덕턴스 L , 저항 R , 히스테리시스 폭 ΔI 등이 스위칭 주파수에 영향을 주는 파라미터이다.

여기서 보상기의 손실을 줄이기 위해 보상기측 저항은 작게 하는 것이 좋다.

인덕턴스는 클수록 전류변화율을 제한하며 너무 커지면 전류변화를 제한하여 전류지령치에 추종하지 못하게 된다. 또한 히스테리시스폭은 클수록 실제전류가 상한치나 하한치에 도달하는 시간이 길어지고 너무 커지면 고조파 성분이 많아지게 된다.

반대로 인덕턴스의 크기와 히스테리시스 폭을 너무 작게하면 스위칭 소자의 스위칭 한계를 초과하므로 시스템은 제어하려는 의도대로 실행할 수 없게 된다.

콘덴서 확립전압은 3상 브릿지정류시의 전압으로 설정하여 계산하였고 콘덴서용량은 용량산정방법에 의해 충분히 큰 용량을 선택하였으며 정현파 전류를 시뮬레이션 대상으로 삼았다. 이 때의 선간전압은 3상 220[V]로 하였다.

그림 4는 보상전류의 최대치가 10[A]일 때의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 이것은 히스테리시스 폭을 달리 하였을 경우로서 히스테리시스 폭은 각각 보상전류의 2, 4, 6[%]로 하였다.

그림 4에서 알 수 있는바와 같이 히스테리시스 폭이 줄어들수록 스위칭 주파수는 증가하고 스위칭 시간은 감소한다.

여기서 전류에 나타나는 고조파성분은 스위칭 동작에 의해 발생하므로 이 스위칭동작에 따른 주파수성분을 스위칭주파수로 정의하면 스위칭주파수는 한 주기를 기준으로 하여 한 주기 동안의 스위칭 횟수에 전원주파수를 곱하여 구할 수 있다.

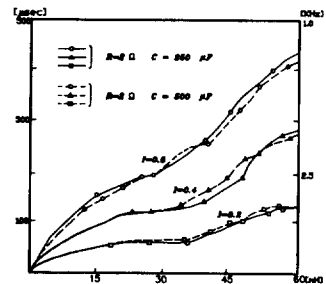


그림 4 보상전류 10[A]일 때의 L 과 스위칭주파수의 관계

Fig. 4 Relation of L and Switching Frequency of Compensating Current 10[A]

이 스위칭주파수에 의해 한 소자에 대한 평균 스위칭시간을 산출할 수 있으며 시간은 주파수와 역수의 관계가 있고 스위칭주파수의 한주기당 스위칭동작은 두번 일어나므로 평균 스위칭시간은 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$\text{평균 스위칭시간} = 1 / (\text{스위칭주파수} \times 2)$$

시뮬레이션을 행할 때는 계통주파수의 한 주기 동안의 스위칭회수를 평균하여 계산하였다. 그림 4는 다른 회로조건을 그대로 둔 채 콘덴서만을 변화시켰을 경우의 결과를 나타낸 것으로 콘덴서의 변화에 의한 스위칭주파수의 변화는 크지 않다. 그러므로 콘덴서의 용량은 콘덴서의 전압변동이 심하게 일어나지 않는 범위 내의 용량을 선정하여도 충분하다. 또한 인덕턴스의 크기가 증가함에 따라 스위칭 시간도 아울러 증가함을 알 수 있으며 저항의 변화에 대해서는 비교적 영향이 적고 저항성분의 증가는 보상의 손실을 증가시키므로 작게 선정하는 것이 바람직하다.

그림 5는 부하전류가 구형파일 때의 시뮬레이션 결과이다.

부하전류 i_L 는 제어각 α 의 변화에 따라서 그 크기는 같고 위상만 변한다. 그러나 보상된 후 선전류는 제어각 α 에 관계없이 기본파역률은 항상 1임을 알 수 있다. 또한 선전류가 완전한 정현파가 되지 않는 것은 순시허전력에 따른 순시무효전력을 발생시키는 무효전류만을 보상하고 고조파 유효전류 성분은 보상하지 않기 때문이다.

그림 6은 보상전후의 선전류의 전류조파성분을 시뮬레이션한 결과이다.

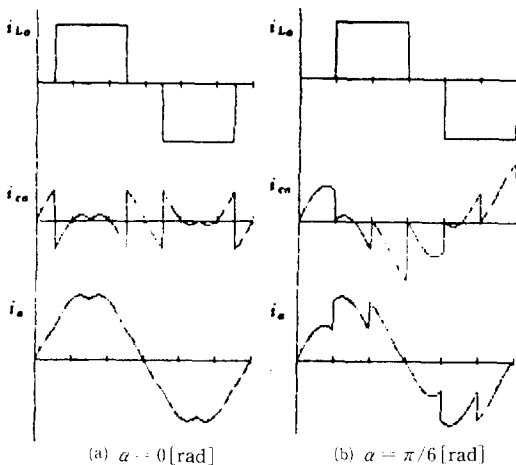


그림 5 i_L 이 구형파일 때의 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Simulation results of Rectangular wave i_L

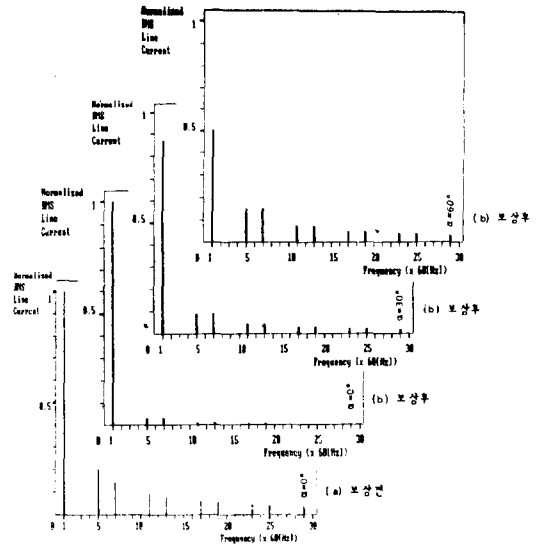


그림 6 보상 전후의 i_a 의 전류조파 시뮬레이션
Fig. 6 Harmonic Simulation results of i_a

그림 6에서 정규화 실효치 선전류(Normalized RMS line current)는 그림 5에서 $\alpha=0$ [rad]일 때의 선전류의 기본파 실효치를 1로 둔 값이다.

그림 6의 (a)에서와 같이 보상하지 않았을 때에는 $6k \pm 1$ (단, $k=1,2,3, \dots$)조파성분이 지수함수적으로 일정하게 포함되어 있으나 보상한 후에는(그림 6의 (b)) 제5, 7고조파가 주로 포함되어 있고 그 크기는 보상전에 비하여 제5고조파는 15, 제7고조파는 20% 정도이다.

또한 α 가 커질 수록 $6k \pm 1$ ($k=1,2,3, \dots$)조파성분은 줄어지나 그 최대파의 크기는 거의 같음을 알 수 있다.

3.3 실험결과

전력용 트랜지스터를 사용하여 뒤진 전류에 대해 실험하였고 그림 7은 그 결과를 나타낸 것이다.

부하로서는 R-L부하를 사용하였으며 그림 7의 (a)에서와 같이 L성분에 의해 부하전류가 $\pi/6$ [rad]만큼 뒤져있는 상태에서 보상기를 동작시킨 결과 그림 7의 (b)와 (c)같이 전원전류는 동상으로 보상되고 보상 후의 전류의 크기도 감소됨을 알 수 있다.

전력용 트랜지스터의 스위칭능력을 고려하여 시뮬레이션한 결과를 토대로 실험에서의 회로조건을 다음과 같이 선택하였다.

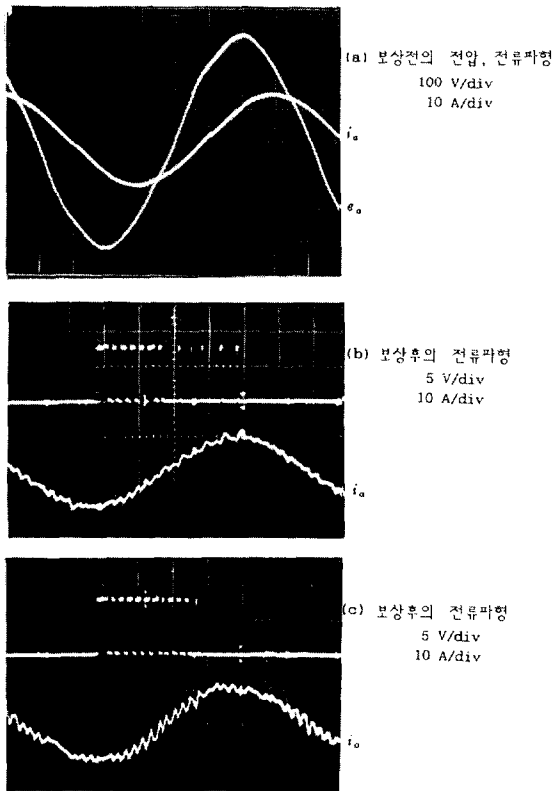


그림 7 부하 전류가 정현파일 때의 보상결과
Fig. 7 Compensation results of Sinusoidal wave i_L

구 분	그림 7의 (b)	그림 7의 (c)
저항	2[Ω]	2[Ω]
인덕턴스	46[mH]	38[mH]
콘덴서	250[μF]	250[μF]
히스테리시스 폭	0.6[A]	0.6[A]

이 때의 저항과 인덕턴스와 히스테리시스 폭은 실제 측정된 결과이다. 그림 7의 (b)와 (c)는 시뮬레이션 결과의 스위칭특성과 잘 부합됨을 보여 주고 있다.

그림 8은 부하전류가 구형파인 경우로서 4상한 동작 콘버터터를 부하로 사용하여 그 허전력 보상 결과를 나타낸 것이다.

그림에서와 같이 보상후의 전원전류는 상전압과 동상으로 기본파역율이 1이 되며 이론에 의한 시뮬레이션 결과와 일치함을 알 수 있다.

그림 9는 각각 무효전력의 보상전과 보상후 전원전류에 포함된 고조파 성분의 스펙트럼을 FFT 분석기로 실측한 것이며 그림 2의 (a)는 보상전의 경우로서 그림 6의 (a)에서 시뮬레이션하여 계산한 값과 거의 일치함을 알 수 있다. 다만 실측결과에서는 약간의 제3,9,15조파성분이 포함되고 있으나, 이것은 실제의 전원전류가 완전한 구형파상의 전류가 되지않기 때문이다. 그림 9의 (b)는 보상한 후의 경우로서 그림 6의 (b)의 시뮬레이션한 계산치와 거의 일치함을 알 수 있다.

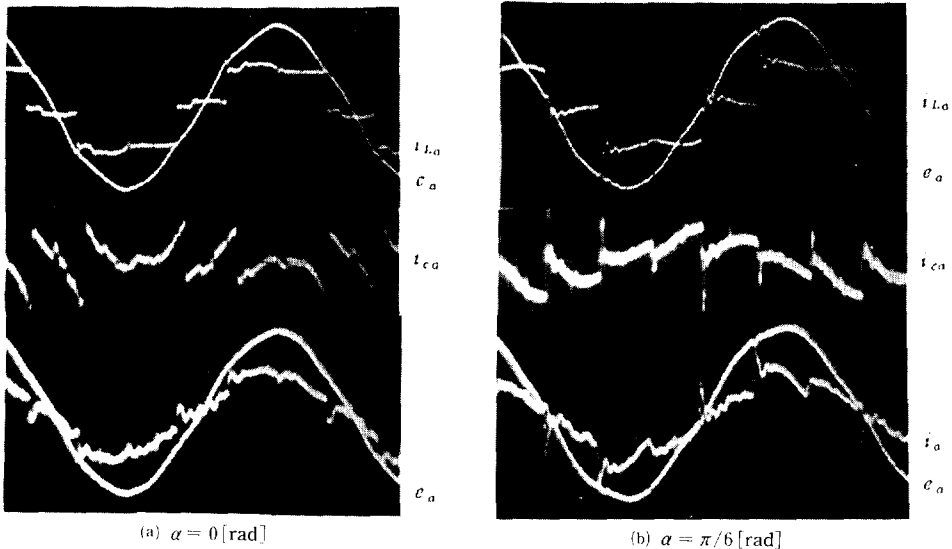


그림 8 부하 전류가 비정현파일 때의 보상결과
Fig. 8 Compensation results of Nonsinusoidal wave i_L

참 고 문 헌

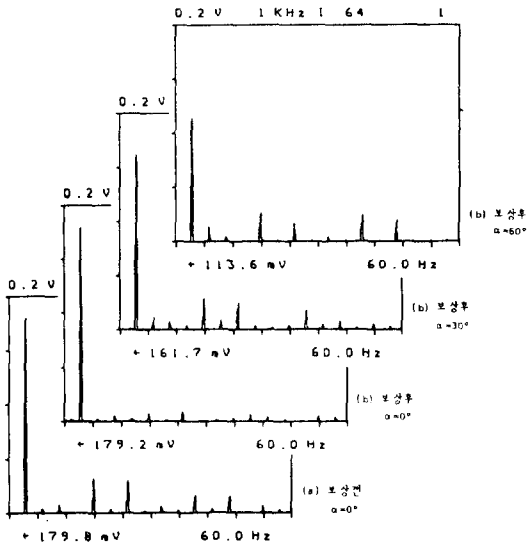


그림 9 보상전후의 i_a 의 전류조파 스펙트럼
 Fig. 9 Harmonic Spectrum of i_a

4. 결 론

본 연구는 PWM콘버터에 순시무효전력 보상 장치의 동작원리를 이론적으로 제시하고 PWM콘버터의 동작을 등가모우드에 의해 해석하였으며 실험을 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

1. 전원전류가 정현파이거나 비정현파인 경우에도 부하역률에 관계없이 항상 전원측 역율이 1이 되어 무효전력의 부상이 가능하였다.

2. 보상전류의 크기가 일정하고 회로요소의 크기가 같을 때의 스위칭주파수는 히스테리시스 폭 ΔI 의 영향을 크게 받는다.

즉, 히스테리시스 폭이 크면 스위칭주파수는 줄어들고, 반대로 히스테리시스 폭이 작아지면 스위칭주파수는 늘어난다.

3. 히스테리시스 폭과 다른 회로요소의 크기가 같다고 할 때, 인덕턴스가 증가하면 스위칭주파수는 줄어들며 인덕턴스가 감소하면 스위칭주파수가 늘어난다.

4. 콘덴서는 변화시켰을 때에는 스위칭주파수에 영향을 거의 주지 않는 요소임을 알 수 있었다.

5. 시뮬레이션에 의해 도출된 데이터를 기초로 시스템에 적용시킨 결과 우수한 보상특성을 얻을 수 있었다.

본 연구는 한국과학재단(871-0703-004-2)의 연구비 지원으로 수행되었으며 관계자 여러분께 감사드립니다.

[1] Laszlo Gyugi, "Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuit", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, Sept/Oct. 1979.

[2] I. Takahashi and A. Nabae, "Universal Power Distortion Compensator of Line Commutated Thyristor Converter", in Proc. IEEE/IAS Annu. Meeting, 1980.

[3] U.R. Stephanovic, "Power Factor Improvement with a Modified Phase-controlled converter," IEEE Trans. Ind., Appl., Vol. IA-15, No. 2, Mar. 1979.

[4] Hiroshi Kazuno, Niriaki Kiyohiro, "Circuits and actions of Contolled Rectifier Equipment and Synchronous Inverter Applying Compound PWM System." JIEE, Vol. 99, No. 2, 1979

[5] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa and Koetsu Fujita, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power and its Application." Trans. JIEE. Vol. 103, No. 7, 1983.

[6] Akira Nabae, H. Akage, et al., "Active Filters for Suppressing Harmonics Using Multiphase Voltage-Source PWM Converters", JIEE, Vol. 5, No. 7, 1985.

[7] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa and Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components." IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, May/June, 1984.

[8] Kazunobu Ohyyama and Yozuru Tsunehiro, "Staric Var Generator Using Thyristor Converter." Trans. JIEE. Vol. 103, No. 6, pp. 419~425, 1983.

[9] Masahiko Iwasaki, Kazunobu Ohyyama and Yuzuru Tsunehiro, "Current-Fed Inverter with Static Var Generator for Induction Motor Drive." Trans. JIEE. Vol. 103, No. 6, pp. 411~418, 1983.

[10] Yoshihira Kanazawa and Akira Nabae, "A Study on Analysis and Design of a Hamonic Reactive Power Compenastor." Trans. JIEE, Vol. 106, No. 4, 1986.