

델타 변조 방식을 이용한 전류형 무효전력 보상장치

Current-Fed Reactive Power Compensator Using Delta Modulation Technique

白 亨 來* · 金 漢 星**
(Hyung-Lae Baek · Han-Sung Kim)

Abstract - This paper describes a reactive power compensator using current-source delta modulation converter, which compensates the reactive power in the ac sides of 3-phase rectifier. In the conventional current control methods for the current-type reactive power compensators, it is usual to compare the reactive reference current signal with the triangular wave and hence to generate the ON-OFF signals for the reactive power compensator. To improve the response as well as the control capability, the delta modulated current control technique is used in this paper. As a result, the input power factor is improved close to unity and both simulation and experimental results show good compensating performances.

Key Words : Delta Modulation(델타 변조) · Reactive Power Compensator(무효전력 보상장치)
· Active Power Filter(전력용 능동 필터)

1. 서 론

전력전자기기등 비선형부하는 교류전력 계통에 무효전력 및 고조파 발생원이 되어 무효전력은 역율을 저하시키고 선로의 전압안정도를 감소시키며 고조파 전류는 제어시스템의 오동작을 야기시키는 일이 많아지고 있다. 따라서 전력계통을 안정하고 경제적으로 운영하기 위해서는 역률개선이나 고조파 억제 등 전력변환기술의 개발이 중요하다[1, 2, 3].

비선형부하나 시변부하에 의해 발생한 영향에 대한 보상이 필요함에 따라 오랜기간동안 L-C 동조필터가 AC Line에 Harmonics를 억제하기 위해 사용되어 왔다. 그러나 이러한 수동필터에서는 동조주파수가 필터정수에 의해 고정되어 있고 선로의 인덕턴스와 필터의 커패시턴스 사이에 병렬 공진에 의해 고조파 증폭현상이 일어날 가능성이 있으며 계통에 고조파가 증가하면 과부하로 되며 진상 무효전력을 발생하는 결점이있다. 한편 무효전력 보상은 계통선과 병렬로 커패시터를 연결하여 보상하였으며 이 커패시터는 실제로 많은 양의 에너지를 저장하기 때문에 크고 고가로 되었다.

이러한 문제점들을 해결하기 위해 전력용 능동

*正 會 員 : 朝鮮大 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 教授 · 工博
接受日字 : 1991年 9月 17日
1次修正 : 1991年 12月 30日

필터 (Active Power Filter, APF)에 관심이 쏠리게 되었고 그에 관한 연구가 활발해 졌다[4, 5, 6]. 수동 보상기와 비교해서 이러한 능동 보상기는 많은 에너지의 저장이 필요없기 때문에 그 크기가 상당히 축소되며 기타 수동필터나 진상 커패시터가 갖는 많은 결점을 보완할 수 있는 장점이 있다. PWM 인버터를 이용한 전류주입식 APF는 직류 전원으로서는 전류원을 사용하는 전류원 APF와 전압원을 사용하는 전압원 APF가 있다. 전압원 APF는 DC커패시터의 손실이 전류원 APF에서의 DC리액터의 손실보다도 훨씬 적은 장점 때문에 많은 연구가 행해지고 있지만 전류원 APF도 장래에 초전도체 코일을 사용하게 되므로서 DC리액터의 손실을 없앨 수 있어 기대 효과가 크게 되며 우수한 제어능력과 빠른 응답과 보호가 용이하므로 높은 신뢰성을 갖고 있다[7, 8]. 본 연구에서는 APF의 기능을 도입하여 전체 시스템의 구성을 간단하게 하고 응답을 빠르게 하여 부하의 임의의 변동에 대한 대응능력을 향상케 하기 위하여 제어 기법으로 델타 변조를 이용 고조파억제와 동시에 무효전력을 주 대상으로 제어하는 무효전력 보상 장치를 구성하여 보상원리와 보상특성에 관해 연구하였으며 보상장치의 우수성을 입증하기 위해 컴퓨터시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

2. 무효전력 해석

무효전력 보상특성을 구현하기 위해서 본 연구에서는 그림 1과 같이 보상장치를 구성하여 보상 전류 i_c 를 교류 전원측으로 주입시켜 줌으로서 역할을 1로 할 수 있다.

무효전력원 발생원으로 그림 2(a)와 같은 3상 브리지 정류회로를 사용하였다. 정류기의 직류 부

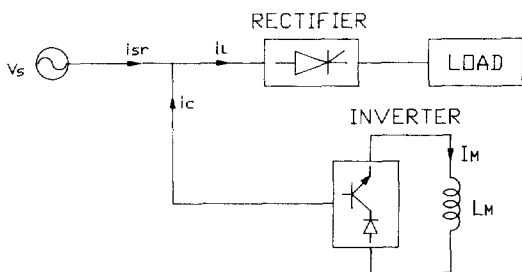


그림 1 무효전력 보상장치의 기본구성
Fig. 1 Basic configuration of reactive power compensator

하측의 인덕턴스 L_d 가 상당히 커서 일정전류 I_d 가 흐르고 교류전원측은 내부임피던스를 무시한 대칭 전압원이라는 가정하에서 $i_L(\theta)$ 는 그림 2(b)와 같이 흐르게 된다.

교류 입력 구형파전류를 푸리에 급수로 표시하면

$$i_L(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta) \tag{1}$$

가 되고 $\alpha=0^\circ$ 일 경우는

$$i_L(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{n0} \sin n\theta + b_{n0} \cos n\theta) \tag{2}$$

로 되며 기본파 위상각 ϕ_{10} 는 다음식과 같이 주어진다.

$$\phi_{10} = \tan^{-1}(b_{10}/a_{10}) \tag{3}$$

임의의 α 일 경우 계수 a_n 과 b_n 은

$$\begin{aligned} a_n &= a_{n0} \cos n\alpha + b_{n0} \sin n\alpha \\ b_n &= -a_{n0} \sin n\alpha + b_{n0} \cos n\alpha \end{aligned} \tag{4}$$

로 나타낼 수 있다.

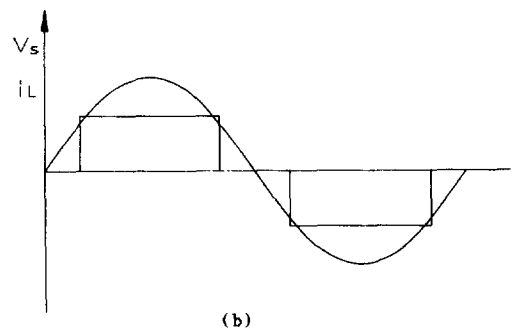
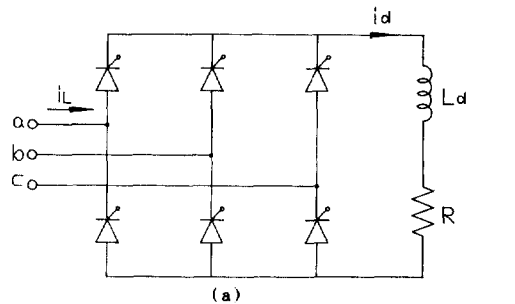


그림 2 (a) 3상 제어정류기
(b) 전원 전압과 부하전류 파형
Fig. 2 (a) 3-phase controlled rectifier
(b) Source voltage and load current waveforms

그리고 이때의 기본파 위상각 ϕ_1 은

$$\phi_1 = \tan^{-1}(b_1/a_1) = \phi_{10} + \alpha \quad (5)$$

로 유도된다.

입력전류가 그림2(b)에서와 같이 이상적인 구형파에 가깝다고 하면 사분파 대칭성이므로 $a_{10} \gg b_{10}$ 되어

$$\phi_{10} \cong 0^\circ \quad (6)$$

로 된다. 따라서 기본파 위상각 ϕ_1 은

$$\phi_1 \cong \alpha \quad (0 < \phi_1 \leq \pi) \quad (7)$$

로 되므로 (4)식의 계수 a_n, b_n 은 근사적으로

$$a_n = a_{n0} \cos n\alpha \quad (8)$$

$$b_n = -a_{n0} \sin n\alpha$$

로 표현되며 $i_L(\theta)$ 는 다음과 같이 된다.

$$i_L(\theta) = a_1 \sin \theta + b_1 \cos \theta + i_{hn}(\theta) \quad (9)$$

이상과 같이 α 를 변화시키면 교류측 전류의 기본파 위상각은 점호각과 같게되고 이에 상응한 무효전력이 발생하게 된다. 이때 발생한 무효전력은 (9)식과 같이 $b_1 \cos \theta$ 인 성분과 고조파 성분 $i_{hn}(\theta)$ 로 되어 있음을 알 수 있다.

즉 정류기의 점호각 $\alpha=0^\circ$ 일때 기본파 위상각 $\phi_1=0^\circ$ 가 되므로 기본파 무효전력은 발생되지 않고 고조파 무효전력만 발생하여 $\alpha>0^\circ$ 는 고조파 무효전력 뿐만 아니라 상차에 대한 기본파 무효전력도 발생하게 된다.

비선형 부하특성에 의해 전원측에 발생하는 무효전력 성분을 외부에서 보상하여 줌으로서 전원측에서는 부하측으로 유효전력만 공급하도록 한다. 이 결과로 전원측에는 전원전압과 동상의 정현파 전류인 유효전류 성분만 흐르게 되어 역률 1로 할 수 있게 된다.

3. 무효전력 보상장치

3.1 3상 무효전력 보상원리

무효전력 보상장치는 그림 3과 같이 부하와 병렬로 접속한다.

3상 입력전류 $i_{La}(\theta), i_{Lb}(\theta), i_{Lc}(\theta)$ 로 부터 고조파 성분과 무효전류 성분을 구하기 위해 2상 변환시키면 유효전류 $i_p(\theta)$ 와 무효전류 $i_q(\theta)$ 는

$$\begin{bmatrix} i_p(\theta) \\ i_q(\theta) \end{bmatrix} =$$

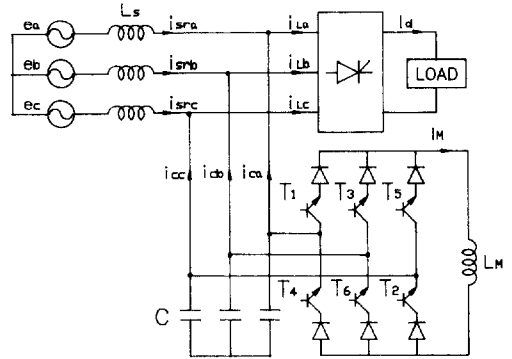


그림 3 무효전력 보상장치의 전력회로
Fig. 3 Power circuit of reactive power compensator

$$\begin{bmatrix} \sin \theta \sin(\theta - 2\pi/3) \sin(\theta - 4\pi/3) \\ \cos \theta \cos(\theta - 2\pi/3) \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La}(\theta) \\ i_{Lb}(\theta) \\ i_{Lc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (10)$$

로 된다.

교류 입력전류가 구형파일 경우 전류가 고조파를 함유하고 $\phi_1=0^\circ$ 일때 $i_p(\theta)$ 는 직류성분과 교류성분이 존재하고, $i_q(\theta)$ 는 직류성분은 없고 교류성분만 존재한다. 그리고 $\phi_1>0^\circ$ 일때는 $i_q(\theta)$ 는 직류성분만 존재한다.

따라서 $i_p(\theta), i_q(\theta)$ 는 식(11)과 같이 직류성분과 교류성분의 합으로 나타낼 수 있으며 직류성분은 3상 전류의 기본파성분에 해당하고 교류성분은 고조파성분에 해당한다.

$$\begin{aligned} i_p(\theta) &= \bar{i}_p(\theta) + \tilde{i}_p(\theta) \\ i_q(\theta) &= \bar{i}_q(\theta) + \tilde{i}_q(\theta) \end{aligned} \quad (11)$$

고조파를 제거하기 위해서는 $i_p(\theta)$ 의 고조파성분 $\tilde{i}_p(\theta)$ 와 $i_q(\theta)$ 의 고조파성분 $\tilde{i}_q(\theta)$ 를 선택하고 무효전력 보상은 $\phi_1=0^\circ$ 일 때만 나타나는 $i_q(\theta)$ 의 기본파성분 $\bar{i}_q(\theta)$ 를 선택한다.

보상전류 $i_{pc}(\theta), i_{qc}(\theta)$ 는

$$\begin{bmatrix} i_{pc}(\theta) \\ i_{qc}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_p(\theta) \\ \bar{i}_q(\theta) + \tilde{i}_q(\theta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

이 된다.

(12)식의 보상전류를 교류전원측으로 주입시켜 줄 이상적인 3상 보상전류(기준보상전류) $i^*_{ca}(\theta), i^*_{cb}(\theta), i^*_{cc}(\theta)$ 로 변환시키면

$$i^*_c(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} \sin\theta & \cos\theta \\ \sin(\theta-2\pi/3)\cos(\theta-2\pi/3) \\ \sin(\theta-4\pi/3)\cos(\theta-4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_p(\theta) \\ \bar{i}_q(\theta) + \bar{i}_d(\theta) \end{bmatrix} \quad (13)$$

이 되며, $i^*_c(\theta) = [i^*_{ca}(\theta) i^*_{cb}(\theta) i^*_{cc}(\theta)]^T$ 이다.
따라서 (13)식과 같은 3상의 기준보상전류를 교류전원측으로 주입시키면 교류입력전류는 순수한 정현파로 되어 고조파 무효전력 뿐만 아니라 기본파 무효전력까지 보상할 수 있게 된다.

3.2 전류 제어기법

전류주입식 능동 필터에 있어서 전력변환기의 제어를 위한 제어방법은 필터의 성능 및 효율에 큰 영향을 주게 된다. 펄스폭 변조방법을 개선하기 위한 많은 연구가 발표 되었으나 그 중에서 가장 일반적으로 많이 응용되고 있는 삼각파 변조방법은 제어를 순시적으로 할 수 있으나 상당히 많은 펄스수 즉 스위칭에 의해 고조파 제거가 가능하며 최적 주입방법은 비선형 연립 방정식인 고조파 방정식의 계산에 의해 펄스폭을 구하므로 고조파 제거효율을 높으나 응답속도가 느린 단점이 있다.

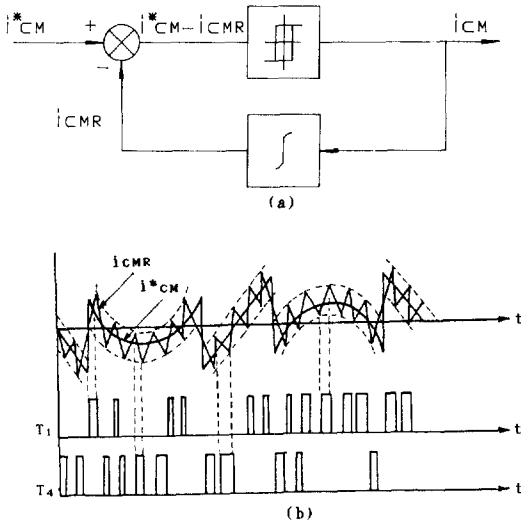


그림 4 델타변조 제어기법
(a) 기본원리도 (b) 스위칭 파형
Fig. 4 The technique of delta modulation current control
(a) basic principle diagram
(b) switching waveform

따라서 본연구에 이용하려고 하는 그림 4와 같은 델타변조 제어기법은 기존의 방법에 비해 전체 제어시스템의 구성이 간단해지며 복잡한 계산을 행하지 않으므로 응답이 빨라 부하의 임의의 변동에 대한 필터의 응답능력이 뛰어나 우수한 필터의 제어성능을 발휘할 수 있으므로 특히 전류형 능동필터에 적합하다. 전류형 능동필터는 전력계통의 불필요한 전력성분들을 상쇄시켜야 하고 특히 응답성이 좋아야 하므로 델타변조 제어기법의 특성을 적용함으로써 필터의 제어능력을 고도화 할 수 있다.

델타변조 제어기법은 그림 4(a)와 같이 아날로그 입력신호 i^*_{CM} 이 델타변조에 의해 펄스신호로 encoding된다. 이 펄스들은 적분기에 의해 i_{CMR} 아날로그 파형으로 decoding되어 입력신호에서 그 파형을 뺀 error로 되어 그 극성에 의해서 +1과

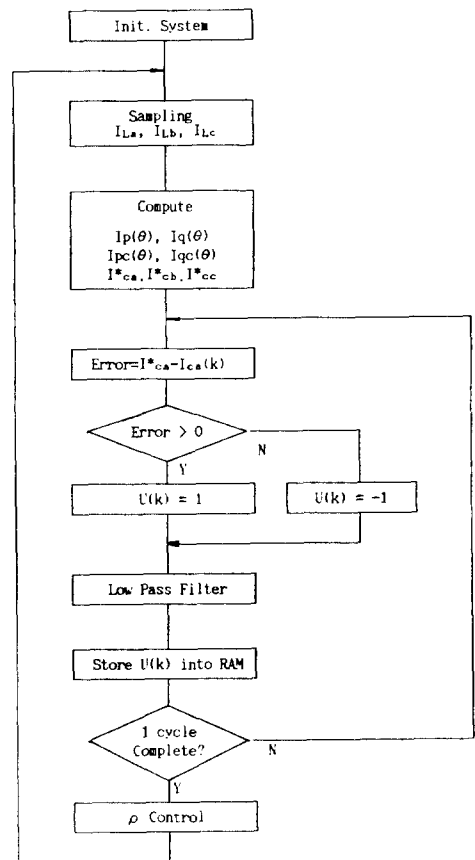


그림 5 시뮬레이션 흐름도
Fig. 5 Simulation flow chart

-1의 출력을 얻게된다. 델타변조의 close-loop 배열은 i_{CMR} 이 입력신호 i_{CM} 을 추적하게 되는 error signal의 부호에 의해 펄스의 극성이 제어된다.

그림 4(b)에 변조된 파형의 Cycle당 펄스수와 펄스위치는 다음 방정식에 의해 결정된다. [9, 10, 11]

$$t_k = \frac{2\Delta I + A t_{k-1}}{A} + \frac{i_{CM}^* \sin \omega_r t_{k-1} - i_{CM}^* \sin \omega_r t_k}{(-1)^k A} \quad (14)$$

$$\theta_k = \omega_r t_k \quad (15)$$

t_k : k차 펄스 종료시간

A: 캐리어 파형의 Slope

ΔI : 밴드폭

i_{CM}^* : 변조되는 파형의 전류

ω_r : 변조되는 파형의 주파수

θ_k : k차 펄스 위치각(rad)

무효전력의 보상특성을 검토하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션의 실행순서는 그림 5와 같이 기준보상전류 검출부, 계산부 및 제어부로 구성되었다.

검출부에서는 0.3ms로 샘플링하여 얻어진 data를 메모리에 저장하고 계산부에서는 보상해야 할 유효전류와 무효전류 $i_{pc}(\theta)$ 와 $i_{qc}(\theta)$ 를 계산한다음 기준보상전류 $i_{ca}^*(\theta)$, $i_{cb}^*(\theta)$, $i_{cc}^*(\theta)$ 를 계산하여 제어부에서 델타변조기법을 이용하여 +1, -1의 pulse signal을 얻어내 RAM에 저장시키고 한 주기가 끝나게 되며 리액터 전류의 보상제어도 함께 행한다.

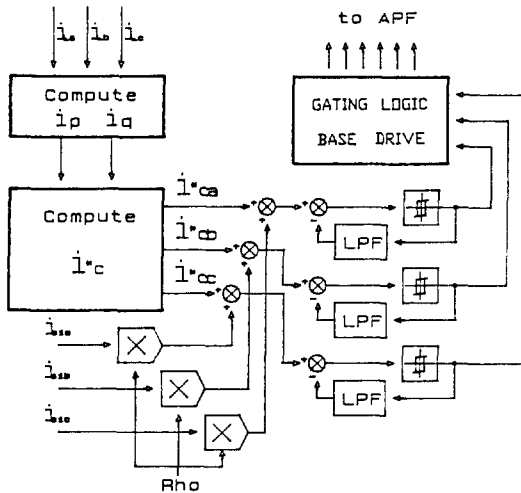


그림 6 무효전력 보상장치의 제어계통
Fig. 6 Control System of reactive Power Compensator

3.3 제어계통의 구성

무효전력 보상장치의 제어계통은 그림 6과 같이 유효전류와 무효전류 검출부와 기준보상전류 계산부 및 전류제어부로 구성되었다. 유효전류와 무효전류를 검출하여 부하에서 요구되는 무효전력을 공급하기 위해 기준보상전류 계산부에서 보상전류를 구한다. 기준보상전류 계산부에서 얻어진 3상 기준보상전류 $i_{ca}^*(\theta)$, $i_{cb}^*(\theta)$, $i_{cc}^*(\theta)$ 는 전류제어 회로에 입력되어 실제보상 전류 $i_c(\theta)$ 가 기준보상 전류 $i_c^*(\theta)$ 를 추적해 가는 델타변조 방식을 이용하였다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

무효전력 보상장치를 이용하여 교류전원측에 무효전력 보상에 관한 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

그림 7은 위상제어 정류기의 점호각 α 를 30° 와 60° 로 하고 FFT(Fast Fourier Transform) 차수 M을 9로 하였을 경우 각 부의 파형을 나타낸다. 앞에서 제시한 원리에 대해서 무효전력을 보상하

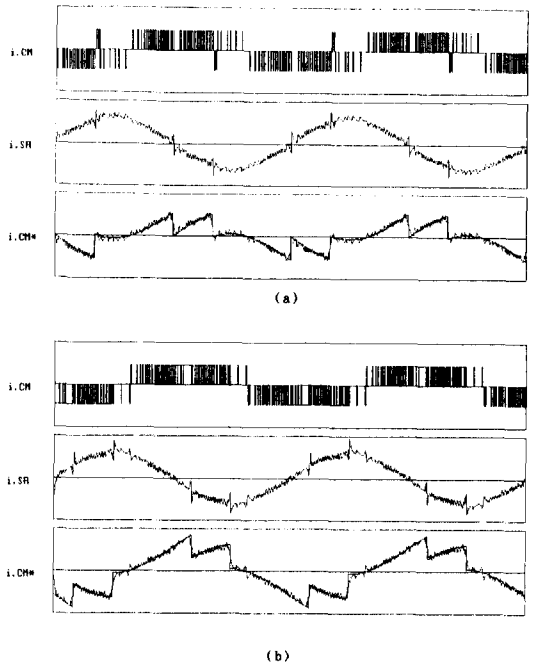
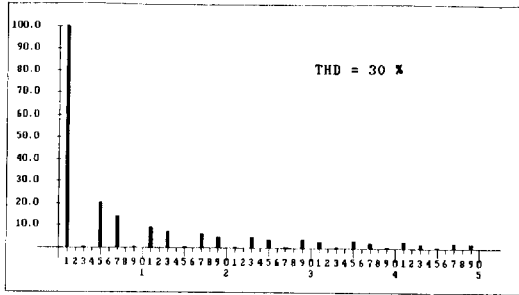
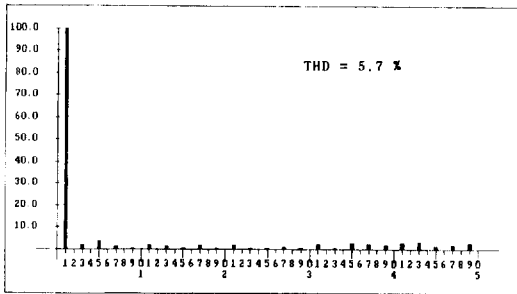


그림 7 시뮬레이션 결과
(a) $\alpha=30^\circ$ (b) $\alpha=60^\circ$
Fig. 7 Simulation results
(a) $\alpha=30^\circ$ (b) $\alpha=60^\circ$



(a)



(b)

그림 8 고조파 스펙트럼 분석

(a) 보상전 (b) 보상후

Fig. 8 Harmonic spectrum analysis

(a) before compensation

(b) after compensation

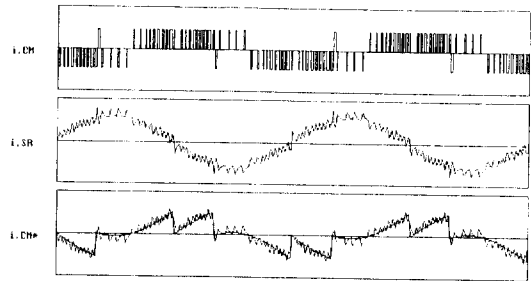
여 줌으로써 전원전류의 파형이 전원전압과 거의 동상의 정현파로 역률이 0.99까지 개선됨을 알 수 있었다.

그림 8은 $\alpha=30^\circ$ 일때의 보상 전후의 전원전류 파형의 스펙트럼 분석결과와 총 고조파왜형률 (Total Harmonic Distortion Factor, THD)를 구 하였다.

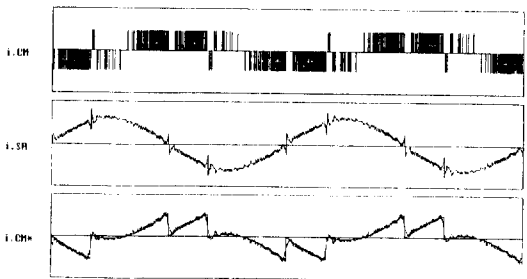
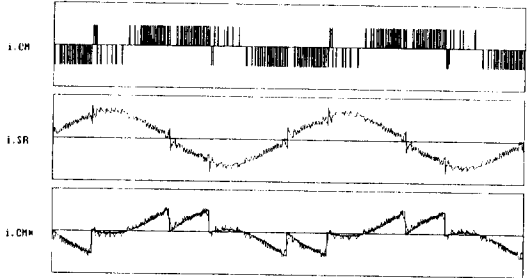
보상전의 전원전류의 THD는 30%였으나 보상 후의 전원전류의 THD는 5.7%로 현저히 개선되었음을 알 수 있다.

그림 9와 그림 10은 점호각 $\alpha=30^\circ$ 이고 FFT order M 을 8, 9, 10으로 하였을 경우 각 부의 파형과 스펙트럼 분석결과로서 샘플링 주파수가 높을수록 THD가 더욱더 감소됨을 알 수 있다.

그림 11은 $M=9$ 이고 α 와 밴드폭을 변화시켰을 경우 역률을 나타낸 것이다. 밴드폭이 변화해도 역률은 0.99정도로 개선되었음을 알 수 있고 밴드폭이 8%일 경우 점호각 α 에 관계없이 비교적 일



(a)



(c)

그림 9 FFT order의 변화에 따른 시뮬레이션 결과

(a) $M=8$ (b) $M=9$ (c) $M=10$

Fig. 9 Simulation results according to FFT order variation

(a) $M=8$ (b) $M=9$ (c) $M=10$

정한 역률개선 특성을 보여주고 있다.

그림 12는 밴드폭은 $BW=5\%$ 로 하고 FFT order M 을 변화시켰을 때의 역률을 나타낸 것이다. $M=8$ 일 경우 지연각에 따라 역률개선 특성의 변화가 약간 있는 것을 알 수 있고 샘플링 주파수가 클수록 역률개선 특성의 변화가 거의 일정한 것을 알 수 있다.

무효전력 보상장치를 이용하여 교류전원 측에서의 무효전력 보상실험을 한 결과 그림 13(a)는 $\alpha=30^\circ$ 일 경우와 그림 13(b)는 $\alpha=60^\circ$ 일 경우 각 부의 파형이고, 그림 14(a)는 $\alpha=30^\circ$ 일 경우 보상 전 스펙트럼 결과이고 그림 14(b)는 보상 후의 스

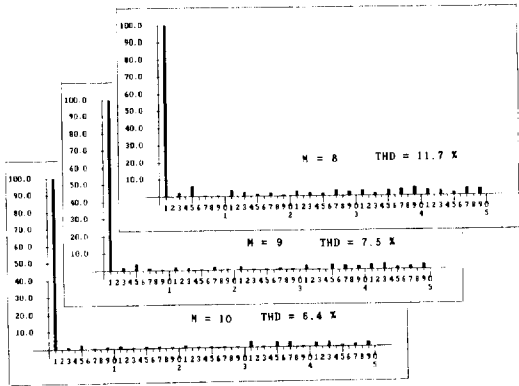


그림 10 FFT order의 변화에 따른 고조파 스펙트럼 분석
 Fig. 10 Harmonic spectrum analysis according to FFT order variation

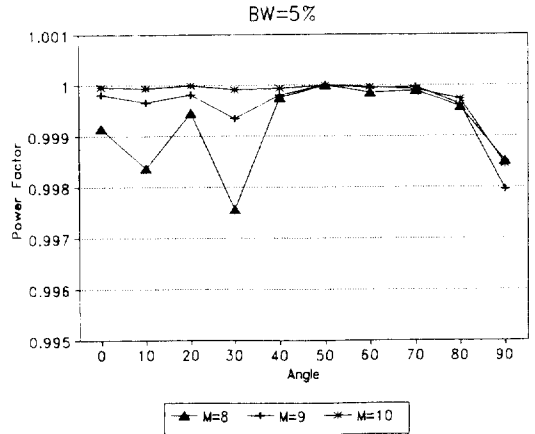


그림 12 M변화에 대한 역률
 Fig. 12 Power factor to variation of M

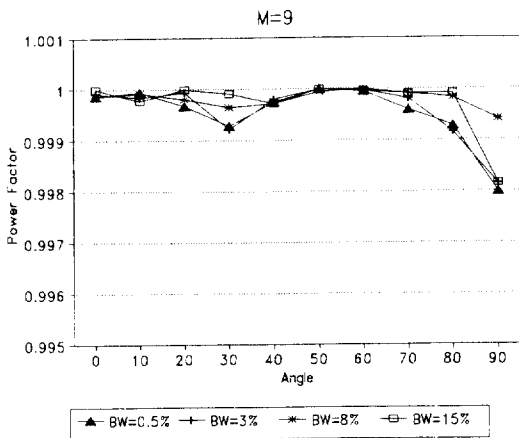
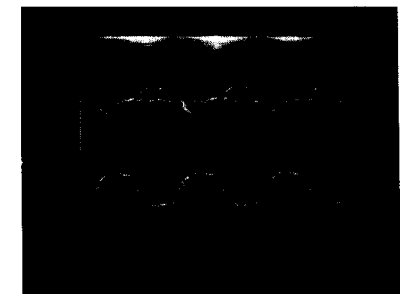
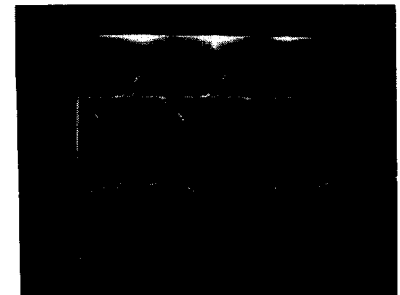
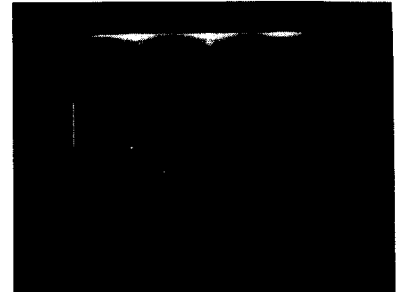


그림 11 α 와 BW에 대한 역률
 Fig. 11 Power factor to α and BW

펙트럼 분석결과로 시뮬레이션 결과와 같이 점호 각 α 의 변화와 무관하게 보상된 전류는 상전압과 동상으로 되어 우수한 보상특성을 확인 할 수 있다. 보상후의 역률은 $\alpha=30^\circ$ 일 경우 0.994, $\alpha=60^\circ$ 일 경우 0.998로 개선됨을 알수 있었다.

이때 보상후 입력전류에 약간의 맥동이 있고 스파크가 나타나는데 이것은 기준 보상전류가 순간적으로 급격히 변화하여 실제 보상전류가 순간적으로 추종하지 못하기 때문이다. 이러한 문제는 수동필터로서 개선할 수 있을 것으로 생각된다.



(a)

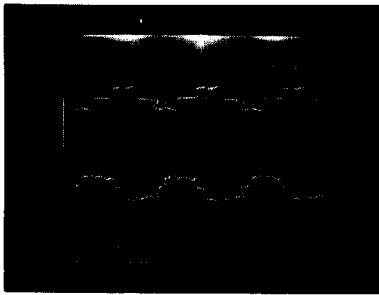
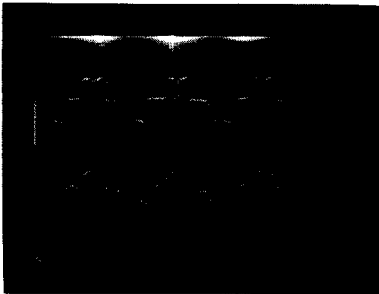
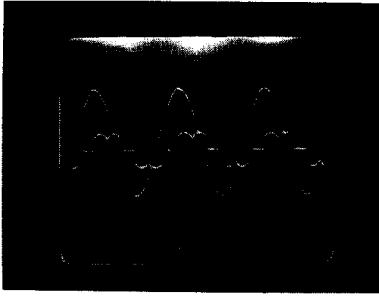


그림 13 실험파형

(a) $\alpha=30^\circ$ (b) $\alpha=60^\circ$

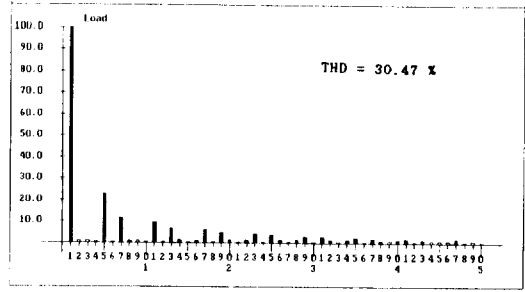
Fig. 13 Experimental waveforms

(a) $\alpha=30^\circ$ (b) $\alpha=60^\circ$

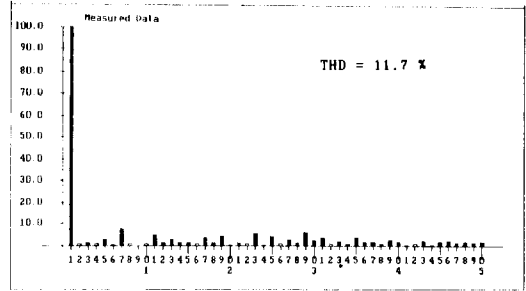
5. 결론

본 연구에서는 전력용 능동필터의 기능을 도입하여 델타변조에 의한 전류제어 기법을 이용한 무효전력 보상장치를 구성하고 시뮬레이션과 실험을 통하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 기본파와 전류의 위상지연에 따른 무효전류 성분을 보상하여 역률이 거의 1로 전원전압과 동상의 정현파 전류를 얻을 수 있었다.
- (2) 델타변조 제어기법을 이용하므로써 전체시스템의 구성이 간단해 지며 응답이 빠른 우수한 제어 성능을 얻을 수 있었다.



(a)



(b)

그림 14 스펙트럼 분석 실험결과

(a) 보상전 (b) 보상후

Fig. 14 Experimental results of spectrum analysis

(a) before compensation

(b) after compensation

- (3) THD 개선으로 무효전력 보상뿐만 아니라 고조파도 동시에 제거 할 수 있었다.

이상의 결과로 부터 무효전력 보상장치의 실용화 가능성이 기대되며 추후 연구과제로 급격히 변화하는 기준보상전류에 의해 나타나는 스파이크에 대한 대책과 비정현파전원전압일 경우에 대한 보상적용 방법이 연구되어야 하겠다.

참고 문헌

- [1] Hideo saotome, et al, "Instantaneous Reactive Power Control for Random Load Process" IECON 90, pp. 1068~1072, 1990.
- [2] 野中作太郎, 金新民, "電流型 PWM 컨버터를 이용한 무효電力補償裝置의 新電流制御法," 九州大學工學集報, Vol. 62, No. 1, pp. 25~31, 1989.
- [3] Sjoerd W.H. de Haan, et al, "A Pulse

- Modulated Low-Volume Reactive Power Compensator," European Conference on Power Electronics and Applications pp. 1175~1179, 1989.
- [4] Hirofumi Akagi, et al "A Practical Approach to Connection of Passive and Active Filters," IEEE. IAS Conf. Rec., pp. 1107~1112, 1990.
- [5] Gyu-Ha Cheo, et al, "A Study on the Three-Phase Active Power Filter Using Voltage-Source PWM Converter," Trans. KIEE. Vol. 38, No. 5, pp. 370~379, 1989.
- [6] Cheul-U kim, et al. "Static Var Compensator Using Current Source PWM Converter," Trans. KIEE. Vol. 39, No. 11, pp. 1183~1190, 1990.
- [7] Shoji Fkada, Masaru Yamaji, "Design and Characteristics of Active Power Filter Using Current Source Converter," IEEE. IAS, Conf. Rec., pp. 965~970, 1990.
- [8] L. Malesani, et al, "Active Power Filter with Hybrid Energy Storage," PECS '89 Records, pp. 385~391, 1989.
- [9] M. Azizur Rahman, et al, "Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverter," IEEE. Trans. on Power Electronics, Vol. PE-2, No. 3, pp. 227~223, 1987.
- [10] Carlos F. Christiansen, et al. "A Synchronization Technique for Static Delta-Modulated PWM Inverter," IEEE. Trans. on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 4, pp. 502~507, 1988.
- [11] R.K. Srivastava, et al. "Microcomputer Implementation of Delta Modulation Technique for Inverter Operation, IEEE. IAS Conf. Rec., pp. 856~862, 1987.

저 자 소 개



백형래(白亨來)

1946년 5월 14일생. 1971년 조선대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 조선대 공대 전기공학과 부교수



김한성(金漢星)

1931년 8월 20일생. 1955년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1979년 숭실대 대학원 전자공학과 졸업(공학). 현재 건국대 공대 전기공학과 교수. 당학회 평의원.