

# 델타변조방식을 이용한 전류형 반도체 무효전력보상장치

백형래\*  
조선대학교

김한성  
전국대학교

## The Current Type Semiconductor Reactive Power Compensator Using Delta Modulation Method

Hyung-Lae Baek  
CHU-SUN UNIVERSITY

Han-Sung Kim  
KON-KUK UNIVERSITY

ABSTRACT-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 semiconductor reactive power compensator.

To improve the response as well as the control capability, the delta modulated current control technique is proposed in this paper and studied theoretically.

Passive 보상기와 비교해서 이러한 Active 보상기의 크기는 많은 에너지의 저장이 필요없기 때문에 상당히 축소되었다.

PWM 인버터를 이용한 전류주입식 APF는 직류전원으로서 전류원을 사용하는 전류원 APF와 전압원을 사용하는 전압원 APF가 있다.

### 1. 서론

전력전자기동 비선형부하는 교류전력 계통에 무효전력 및 고조파 발생원이 되어 무효전력은 역률을 저하시키고 선로의 전압안정도를 감소시키며 고조파 전류는 제어시스템의 오동작을 야기시키는 일이 많아지고 있다.

전력계통을 안정하고 경제적으로 운영하기 위해 역률개선이나 고조파 억제 등 전력변환기술의 개발이 중요하다.

비선형부하나 시변부하에 의해 발생한 영향에 대한 보상이 필요함에 따라 오랜기간동안 L-C 동조필터들이 AC Line에 Harmonics를 억제하기 위해 사용되어 왔다. 그러나 이러한 필터들은 동조주파수가 필터에 의해 고정되어 있고 선로의 인덕턴스와 필터의 커패시턴스 사이에 병렬 공진에 의해 고조파 증폭현상이 일어나고 계통에 고조파가 증가하면 과부하로 되며 진상 Var를 발생하는 결점이 있다.

무효전력 보상은 계통선과 병렬로 커패시터를 연결하여 보상하였으며 이 커패시터는 실제로 많은 양의 에너지를 저장하기 때문에 크고 고가로 되었다.

이러한 문제점들을 해결하기 위해 전력용 능동필터(Active Power Filter)에 관심이 쏠리게 되었고 그에 관한 연구가 활발해 졌다.

전압원 APF는 DC 커패시터의 손실이 전류원 APF에서의 DC 리액터의 손실보다도 훨씬 적은 장점 때문에 많은 연구가 행해지고 있지만 전류원 APF도 장래에 초전도체 크일을 사용하게 되므로 DC 리액터의 손실을 없앨 수 있어 기대 효과가 크게되며 우수한 제어능력과 빠른 응답과 보호가 용이하므로 많은 신뢰성을 갖고 있다.

기존의 APF는 고조파와 무효전력을 제어대상으로 하므로 주입전류의 증가분  $\rho$ 가 1 이상으로 되는 경우가 발생하여 APF의 용량이 증가하므로 본 연구에서는 APF의 기능을 도입하여 델타변조에 의한 전류제어기법을 이용하여 무효전력을 주 대상으로 제어하는 반도체 무효전력 보상장치(SRC)를 구성하려고 한다.

### 2. 무효전력 보상원리

무효전력보상기는 그림1 과 같이 부하와 병렬로 접속한다. 무효전력이 완전히 보상되는 이상적인 경우는 전원이 부하의 소모 평균전력을 공급하고 역률은 1 이 된다. 역률 1은 전원 선전류  $I_a$ 가 정현파형이고  $I_a$ 의 위상이 전원상전압의 위상과 동상임을 의미한다.

이상의 요구를 만족할수 있도록 보상전류  $i_o$ 를 보상기에서 발생하여 공급하므로써 무효전력을 보상 할수있다.  $L_a$ 와  $Y$ 결선의 콘덴서  $C$ 는 High Pass 입력 필터이다.

$$\begin{bmatrix} i_p(\theta) \\ i_q(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta-4\pi/3) \\ \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La}(\theta) \\ i_{Lb}(\theta) \\ i_{Lo}(\theta) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(1)$$

$i_{La}, i_{Lb}, i_{Lo}$  : 3상 입력전류  
 $i_p(\theta), i_q(\theta)$  : 2상 변환 유효·무효전류

(1) 정현파 입력전류일 경우

\* 부하의 위상각이  $\phi_1$ 일 경우 3상 입력전류는

$$i_{La}(\theta) = \sqrt{2} I \sin(\theta - \phi_1)$$

$$i_{Lb}(\theta) = \sqrt{2} I \sin(\theta - (2\pi/3) - \phi_1)$$

$$i_{Lo}(\theta) = \sqrt{2} I \sin(\theta - (4\pi/3) - \phi_1)$$

이 된다.

이것을 (1)식에 대입하면

$$i_p(\theta) = I_p(\phi) = (3\sqrt{2} I/2) \cos\phi_1$$

$$i_q(\theta) = I_q(\phi) = -(3\sqrt{2} I/2) \sin\phi_1$$

..... (2)

가 되며  $i_p$ 와  $i_q$ 는 일정한 직류성분만 존재한다.

(2) 구형파 입력전류일 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  $\phi_1 > 0$  일때는  $i_q(\theta)$ 는 직류성분만 존재한다.

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

$$i_p(\theta) = \bar{i}_p(\theta) + \tilde{i}_p(\theta)$$

$$i_q(\theta) = \bar{i}_q(\theta) + \tilde{i}_q(\theta)$$

..... (3)

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

보상전류  $i_{po}(\theta), i_{qo}(\theta)$ 는

$$\begin{bmatrix} i_{po}(\theta) \\ i_{qo}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_p(\theta) \\ \bar{i}_q(\theta) + \tilde{i}_q(\theta) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(4)$$

가 된다.

(4)식의 보상전류를 교류전원측으로 주입시켜줄 이상적인 3상 보상전류(기준보상전류)  $i^{*oa}(\theta), i^{*ob}(\theta), i^{*oc}(\theta)$ 로 변환시키면

$$i^{*oa}(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} \sin\theta & \cos\theta \\ \sin(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \sin(\theta-4\pi/3) & \cos(\theta-4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_p(\theta) \\ \bar{i}_q(\theta) + \tilde{i}_q(\theta) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(5)$$

가 되며,  $i^{*o}(\theta) = [i^{*oa}(\theta) \ i^{*ob}(\theta) \ i^{*oc}(\theta)]^T$  이다.

따라서 (5)식과 같은 3상 기준보상전류를 교류전원측으로 주입시키면 교류입력전류는 순수한 정현파로되어 고조파 무효전력 뿐만 아니라 기본파 무효전력까지 보상할수 있게된다.

### 3. 제어 시스템

제어시스템은 그림 2와 같이 구성되어 있으며 본 연구에 이용하려고 하는 그림 3과 같은 델터변조 제어기법은 기존의 방법에 비해 전체 제어시스템의 구성이 간단해지며 복잡한 계산을 행하지 않으므로 응답이 빨라 부하의 임의의 변동에 대한 필터의 응답능력이 뛰어나 우수한 필터의 제어능을 발휘 할수있어 특히 전류형 능동필터에 적합하다. 전류형 능동필터는 전력계통의 불필요한 전력성분들을 상쇄시켜야 하고 특히 응답성이 좋아야 하므로 델터변조 제어기법의 특성을 적용하므로써 필터의 제어능력을 고도화 할수있다.

### 4. 이론적해석 결과 및 검토

본 연구에서 이용한 델터변조 방식에 의해 무효전력 보상특성을 시뮬레이션 한 결과 그림 4에서 그림 6과 같은

결과를 얻었다.

그림 4(a), 5(a), 6(a)는 밴드 폭이 2%이고  $\alpha=0^\circ, \alpha=30^\circ, \alpha=60^\circ$ 일때 보상된 출력이고 (b)는 각각의 스펙트럼분석 결과로서 역률이 거의 1이 됨을 알 수 있으며 고조파 성분이 현저히 저감됨을 알 수 있다.

그림 7에서 그림 9는  $\alpha=0^\circ, \alpha=30^\circ, \alpha=60^\circ$ 일 경우 밴드 폭을 2%, 4%, 6%, 8%, 10%로 변화시켰을때 스펙트럼분석 결과로서 3배수의 고조파는 현저히 저감됨을 알 수 있으며  $\alpha=0^\circ$ 일 경우 밴드폭이 4%,  $\alpha=30^\circ$ 와  $\alpha=60^\circ$ 일 경우 8%로 할 때가 고조파의 저감효과가 큰 것을 알 수 있다.

### 5. 결론

본 연구에 대한 시뮬레이션에 의해 부하의 조건에 따라 입력측에 발생하는 무효전력을 보상하여 입력전류가 거의 정현파로 되고 역률이 거의 1이 됨을 알 수 있다.

또한 고조파의 저감특성을 알 수 있으며 밴드폭에 의해 최적의 스위칭 주파수를 구할 수 있다.

본 연구에서는 이와같은 시뮬레이션 결과를 실험을 통하여 입증하려고 한다.

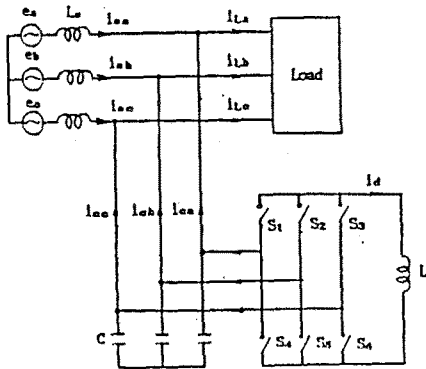


그림 1. 전류형 무효전력 보상회로

### 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, "電流形 PWM コンバータを用いた無効電力補償装置の新電流制御法 九州大學工學集報," Vol. 62, no. 1, PP. 25-31, 1989.
- [3] Shoji Fkada, Masaru Yamaji, "Design and Characteristics of Active Power Filter Using Current Source Converter," IEEE. IAS, PP. 965-970, 1990.
- [4] Cheul-U kim, et al. "Static Var Compensator Using Current Source PWM Conver," Trans. KIEE, Vol. 39, NO. 11, PP1183-1190, 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, 1989.
- [6] K. R. Rahman, V. V. Sastry, "An Three Phase Real-Time Optimal Reactive Power Compensator," PESC '90' PP. 305-308, 1990.
- [7] M. A. Rahman, et al. "An Analysis of Delta Modulated PWM Inverter," IEEE. PP. 214-129, 1985
- [8] M. A. Rahman, et al. "An Optimum Delta Modulation Strategy for Inverter Operation," IEEE. PP. 410-416, 1986.
- [9] R. K. Srivastava, et al. "Microcomputer Implementation of Delta Modulation Technique for Inverter Operation," IEEE. IAS, PP. 856-862, 1987.
- [10] Gyu-Ha Choe, Alan K. Wallace, Min-Ho Park, "Control Technique of Active Power Filter for Harmonic Elimination and Reactive Power Control," IEEE. IAS, PP. 859-866, 1988.

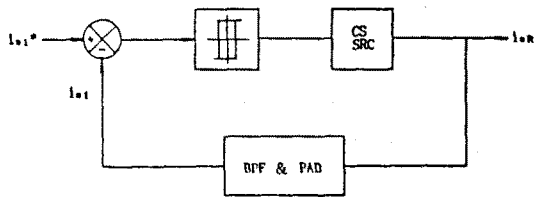


그림 2. 델터변조방식에 의한 블록선도

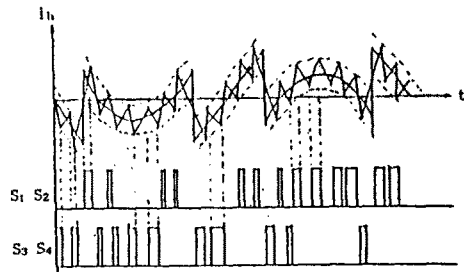


그림 3. 델터변조 제어기법

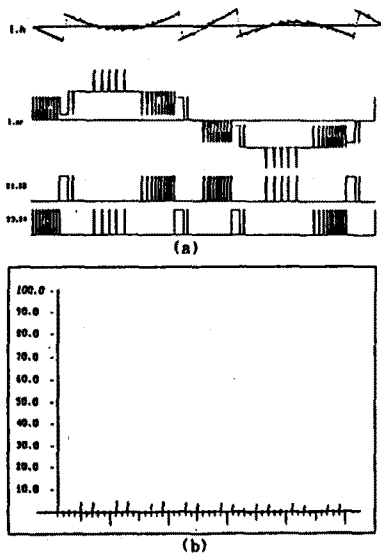


그림 4. 입력 보상전류와 고조파분석( $\alpha=0^\circ, BW=2\%$ )

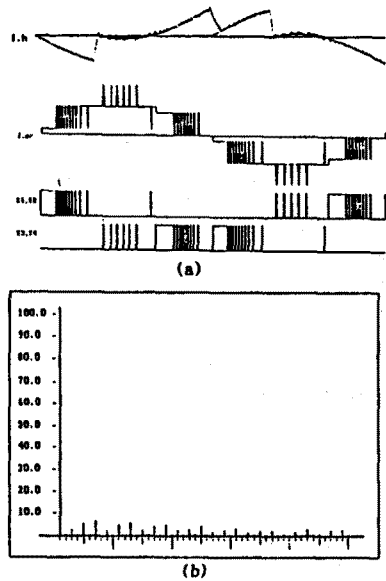


그림 5. 입력 보상전류와 고조파분석( $\alpha=30^\circ, BW=2\%$ )

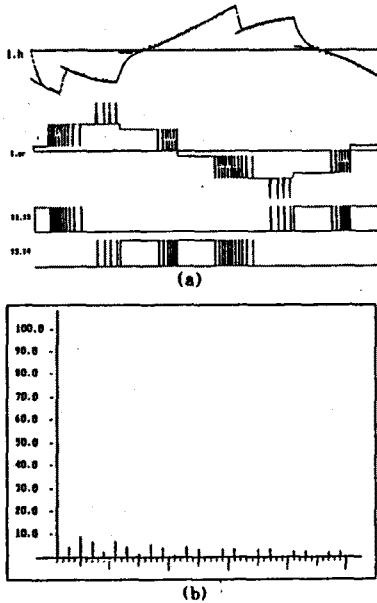


그림 6. 입력 보상전류와 고조파분석( $\alpha=60^\circ, BW=2\%$ )

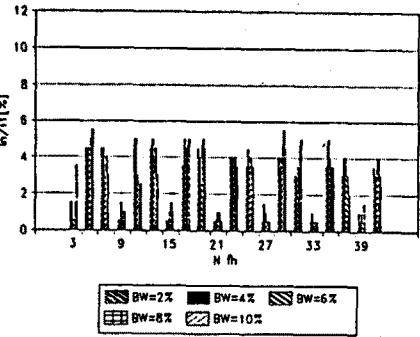
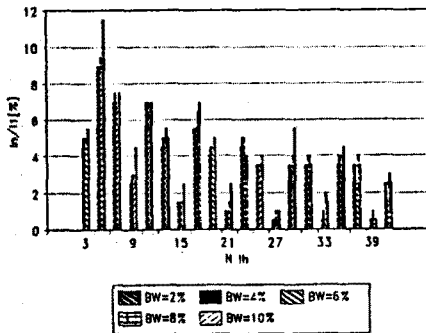


그림 7. 밴드폭 변화에 의한 고조파분석( $\alpha=0^\circ$ )

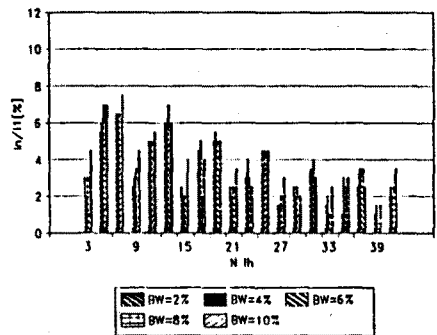


그림 8. 밴드폭 변화에 의한 고조파분석( $\alpha=30^\circ$ )

그림 9. 밴드폭 변화에 의한 고조파분석( $\alpha=60^\circ$ )