

# 강제 전류 싸이크로 컨버터를 이용한 무효 전력 보상

정연택\*, 서영수\*, 임영배\*\*, 김성기\*, 황준하\*

\* 명지대학교, \*\* 충남전문대학

## A Power Factor Compensator Using a Force-Commutated Cycloconverter

Yon-Tack Jung\*, Young-Soo Seo\*, Young-Bae Lim\*\*, Soung-Gi Kim\*, Jun-Ha Hwang\*

\* Myoung-ji university, \*\* Chung-nam Junior College

### ABSTRACT

This paper is a study of a reactive-power compensator. It make using Power-MOSFET that be little quantity driving-power, easy to control, and be passible to highspeed wich be capable to achieve a reactive power compensator, to get rid of harmonics. On account of having no particular control circuit, composing not need to energy storage element and feedback control compered the previous power transformer in the system organization. It efficiqntly used to be in power factor compensation variable load.

#### 1. 서론

최근 파워 일렉트로닉스 기술의 급속한 진보 및 에너지 절감으로, 트랜지스터나 다이리스터를 이용한 무효 전력 보상에 대한 다양한 연구는 고조파 전류를 제거하기 위해 액티브 필터에 관한 연구와 불평형 부하 보상을 위한 적응형 무효 전력 제어 장치 등 능동적인 역할 조정을 위해 진행되어 왔다. 이들 다양한 보상기는 에너지 축적 요소와 반도체 스위칭 소자로 이루어졌다. 보상은 부하의 원하지 않는 성분 제거하고, 컨버터 시스템 무효의 전원으로 부터 전류를 주입하므로 이루어졌다. 그러므로 빠르게 변동하는 무효 전력의 성공적 보상을 위해, 진보적 형태인 에너지축적요소가 없는 단위무효전력 발생기인 FCC (Force-Commutated Cyclo-converter)에 Gyugyi와 Pelly가 제안한 UFC(Unrestricted Frequnce Charger)를 채택하였다. UFC는 입력측에서 부하 위상각을 바꿔주는 단위 입/출력 컨버터 시스템의 역할을 연속적으로 유지할 수 있으므로 기존의 보상에 보다, 부하의 무효 전력의 보상이 빠르고, 완전히 달성할 수가 있다. 기본 개념의 확장은 출력 전압 제어와 더불어 역할 보상기의 발달을 이끌어 내었고, 고조파 제어를 위해 기존의 LC 필터를 효과적으로 사용할 수 있는 방법과 AC 스위칭의 확실한 강제 전류 기술을 제안하였다.

#### 2. 주회로의 구성과 기본원리

##### 2-1. 주회로

그림 1(a)의 주회로 구성은 (b)와 같이 Power-MOSFET 두 개를 역 직렬로 연결하여 양방향 제어를 용이하게 하였고, 고조파 저감을 위해 스위칭 구성은 PWM을 사용하여 3상 Power-MOSFET 싸이크로 컨버터를 위한 6-pulse 3상으로 구성되어 있으며, 출력 전압  $e_{o1}$ ,  $e_{o2}$ ,  $e_{o3}$ 은 상호 비역 전스를 경유하여 상용하는 전전전압  $e_0$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ 과 병렬로 연결되었다. 입력 전류에 포함되는 고조파를 줄이고 또한 power-MOSFET 전류 순간에 전원 인덕턴스에 포함되는 에너지를 적절하게 다루기 위해 L-C 필터가 입력측에 들어가 있다. 이 균형된 선형 부하를 연결하여 시뮬레이션을 하였다.

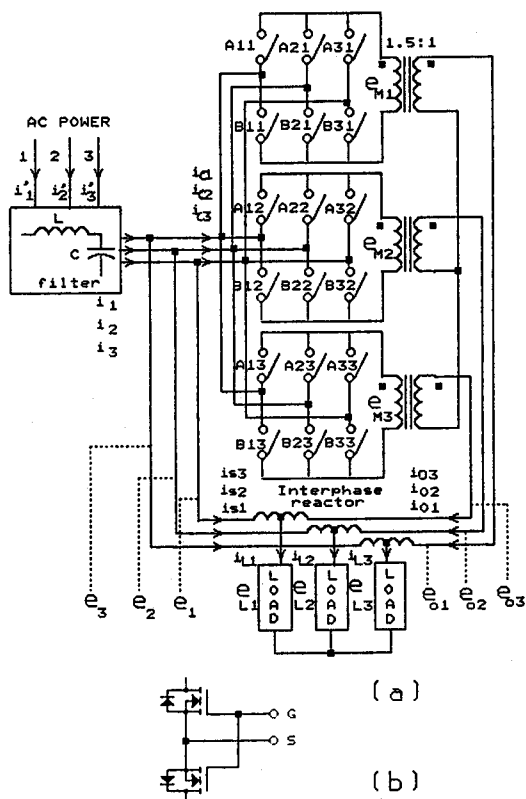


그림 1. 주회로

##### 2-2. 기본원리

###### (1) 보상 원리

본 논문에서 논의되는 역할 보상기는 UFC의 단위 특성에 밀접하게 관련된 보상 원리는 다음과 같다.

- 1) 전원 주파수 2배의 고정된 스위칭 주파수가 고조파를 무시하고, 출력 전압 주파수  $\omega$ 를 만든다.
- 2) 입력 전압에 대한 출력 전압의 위상의 간단히 게이트 펄스의 위상 이동시킴으로서 조절할 수 있다.
- 3) 입력 위상 각  $\phi_i$ 는 출력 위상각  $\phi_o$ 와 같다. 즉  $\phi_i = \phi_o$ .
- 4) UFC 구조의 단점인 원하지 않는 큰 입력 전류와 출력 전압 고조파를 초래하는 것은 L, C 필터와 PWM 제어로 개선할 수 있다.

(2) 단상 병렬 보상기

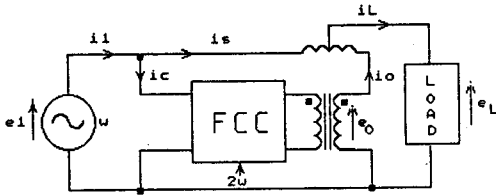


그림 2. 단상 병렬 보상기

단상 입력 전압  $e_1 = E_m \cos \omega t$  가정하면 부하 전압  $e_L = (e_1 + e_0) / 2 = E_m \cos \omega t$ 이다 ( $e_1 = e_0$ ) 부하 전류  $i_L = I_m \cos(\omega t \pm \phi_L)$ 로 표현한다. 여기서  $\phi_L$  출력 위상각이다. 상호 리액턴스의 동작에 의해  $i_L$ 의 반을 교류 전원에서부터 공급되고, 나머지 반은 사이크로 컨버터의 출력으로부터 공급된다. 즉  $i_c = i_L / 2$ , 위에서 언급된 UFC의 위상각 전달 특성을 위해 UFC의 입력 전류는  $i_c = (I_m / 2) \cos(\omega t \pm \phi_L)$ 이다. 그러므로 총 입력전류  $i_1$ 은  $i_1 = i_c + i_L = (I_m \cos \phi_L) \cos \omega t$ 이다.  $i_1$ 과  $e_1$ 의 비교에 의해 완전한 입력 역률 보상이 달성된다.

(3) 컨버터의 무효 전력 필요조건

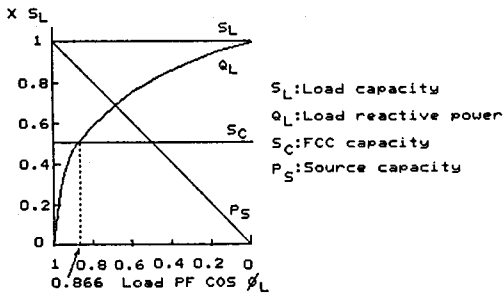


그림 3. FCC Capacity와 Load Capacity의 비교

$S_L$  [VA] Capacity와 더불어 ac 부하는  $Q_L = S_L \sin \phi_L$  (진상 또는 지상)의 무효 전력을 갖는다. 여기에서  $\phi_L$ 은 부하 위상각이다. 제안된 보상기가 완전하게 그의 입력측에서  $\phi_L$ 을 상쇄시킨다. 그러면 Source Capacity는  $P_S = S_L \cos \phi_L$ 로 감소된다. 만일 무효 전력 페루프 제어를 이용하면  $Q_L$  [VA]을 제어할 수 있는 무효원을 필요하며, 한편  $S_C = S_L / 2$ 의 FCC 특성이 새로운 방법에 필요하다. 이러한 것들이 그림 3에 설명되어 있으며 부하역률  $\cos \phi_L$ 이  $\sqrt{3}/2 = 0.866$ 보다 낮을 때마다 FCC Capacity는 항상 보상기 Capacity보다 낮다. 부하 역률 낮으면 낮을수록 그들 사이의 차이는 크게 된다. 보상되어지는 부하는 변동하는 낮은 역률 부하이다. 그러므로 보다 적은 교류 특성의 비교 장점은 명백하다. 또한 새로운 방법은 진상과 지상 부하 전류 모두를 다룰 수 있음을 보여준다. 오직 지상 전류를 공급할 수 있고, 교류를 반드시 종합적인 보상기 특성을 무시할 수 있게 증가시키는 캐패시터와 결합되어 사용해야만 한다.

2-3. 스위칭 함수

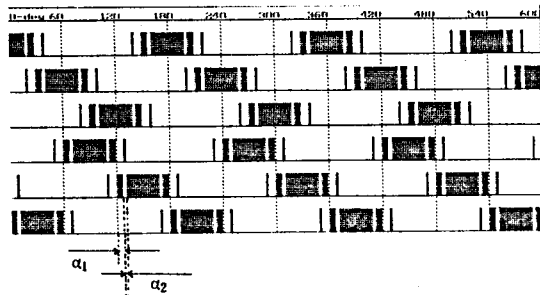


그림 4. PWM 스위칭 함수

스위칭 함수는 ON 기간의 비율만을 결정하는 함수이기 때문에 스위칭 소자의 ON 순서에 의해 입출력 전류의 리플 성분이 영향을 받는다. 본 논문에서는 그림 1에 있는 컨버터 1의 6개 양방향 제어 스위칭을 Power-MOSFET 역 직렬로 구성하여 그림 4에 나타난 제어 함수  $A_{11} - B_{11}$ 에 따라서 얻어진다.

$u = 1, 2, 3$ 에 대해  $A_{ul}, B_{ul}$ 의 Fourier 급수 확장은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$A_{ul}(2\omega t) = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} M_n \cos(2\omega t - u - 1 \frac{2}{3} \pi) \quad (1)$$

$$B_{ul} = A_{ul}(2\omega t - \pi) \quad (2)$$

$$M_n = 2 \cos n(\alpha_1 + \alpha_2) - 2 \cos n\alpha_1 + 1 \quad (3)$$

여기서  $u$ 는 입력상 지수이고  $M_n$ 의  $n$ 차 주파수분의 계수이다.  $e_{u2}, e_{u3}$ 를 만들기 위한 제어 함수는 스위프 함수로써 간단히 얻어진다. 그림 4에서  $\alpha_1, \alpha_2$ 를 5펄스 모드에서 고조파 5차 7차를 소거하기 위해서는 다음 식 (4) (5)에 만족해야 한다.

$$\cos 5(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos 5\alpha_2 + \frac{1}{2} = 0 \quad (4)$$

$$\cos 7(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos \alpha_2 + \frac{1}{2} = 0 \quad (5)$$

그러므로 이 3상 시스템에서  $\alpha_1, \alpha_2$ 는 각각 5.82, 16.25로 해야만 한다.

3. 전달 함수

3-1. 출력 전압

전원 전압을 다음과 같이 가정한다.

$$\begin{aligned} [e_1 \ e_2 \ e_3] &= [E_m \cos \omega t \\ E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ E_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})] \end{aligned} \quad (6)$$

그러면 사이크로 컨버터 출력 전압  $e_{m1}$ 은 다음과 같다.

$$e_{m1} = [e_1 \ e_2 \ e_3] \begin{bmatrix} A_{11} - B_{11} \\ A_{21} - B_{21} \\ A_{31} - B_{31} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$e_{m1}$ 의 기본 성분은 전원 전압  $e_1$ 의 상안에 있음을 식(6)에서 보여준다. 식 (6)을 계산함으로써 기본 성분  $M_1$ 에 대한 계수값이 0.933으로 얻어진다. 그림 5는  $e_{m1}$  전압 파형을 나타낸다.

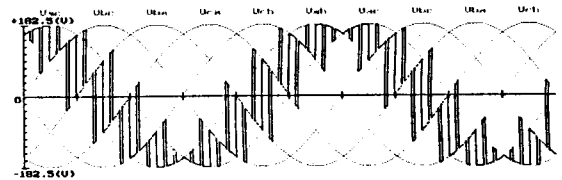


그림 5.  $e_{m1}$  전압 파형

그러므로 변압기 권선  $a$ 는 2차 전압  $e_{o1}$ 의 기본 성분과 전원 전압  $e_1$ 를 결정한다. 즉,

$$a = \frac{N_2}{N_1} = \frac{2}{(0.933 \times 3\sqrt{3})} = 0.648 \quad (8)$$

컨버터와 변압기 전압 강하를 무시하면 부하 전압  $e_{L1}$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_{L1} &= (e_1 + e_{o1})/2 \\ &= E_m \left( \cos \omega t + \frac{1}{2M_1} \sum_{k=2}^{\infty} \left[ \frac{M_{6k+1} \cos(12k+1)\omega t}{6k+1} - \frac{M_{6k-1} \cos(12k-1)\omega t}{6k-1} \right] \right) \end{aligned} \quad (9)$$

컨버터 자체에 의해 발생하는 고조파 전압의 크기의 반은 부하에 나타난다. 식 (6)에서 계산된 계수  $M_k$ 와  $m_k(k=1)$ 은 식 (9)로부터 제외되어진다. 따라서 간단한 필터로 개선될 수 있는 각각의 좋은 출력 전압 파형을 보상은 제공한다.

### 3-2. 입력 전류

만일 약간의 유도성 부하가 보상기 출력 측에 연결된다면 부하 전류의 기본 주파수가 정현파에 가까워진다. 가정된 지상 부하 위상각  $\phi_L$ 로, 부하 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3}] &= [I_{Lm} \cos(\omega t - \phi_L) \\ I_{Lm} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi_L) \\ I_{Lm} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi_L)] \end{aligned} \quad (10)$$

Phase 1에서  $i_{c1}$ 은 스위칭 함수를 사용하여 다음과 같이 표현한다.

$$i_{c1} = \frac{1}{2} a [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3}] \begin{bmatrix} A_{11} - B_{11} \\ A_{21} - B_{21} \\ A_{31} - B_{31} \end{bmatrix} \quad (11)$$

위 식 (11)의 첫번째 항은 UFC의 특성을 나타낸다. 식 (11)로부터 시스템 입력 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_1 &= \frac{i_{L1}}{2} + i_{c1} = I_{Lm} [\cos \phi_L \cos \omega t \\ + \frac{1}{2M_1} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{M_{k+1} \cos[(12k+1)\omega t + \phi_L]}{6k+1} \\ - \frac{M_{k-1} \cos[(12k-1)\omega t - \phi_L]}{6k-1}] \end{aligned} \quad (12)$$

$i_1$ 의 기본 성분은 식 (10)에 있는  $e_1$ 의 상에 있으므로  $I_{Lm} \cos \phi_L$ 의 크기를 갖는다. 그러므로 완전한 무효 전력 보상이 된다. 전권 주파수에 대한 상호 리액턴스 VA 비는 1.04x이므로 부하 VA의 1x보다도 적은 리액터 VA로 보상기를 꾸미기 충분하다.

### 4. 시뮬레이션 결과

스위칭 함수 패턴은 ROM에 저장되어 있으며 프로그램에 의해 스위칭 함수가 출력되도록 하였으며, PI 제어부에서 외란 전압에 대해서 보상을 주었다.

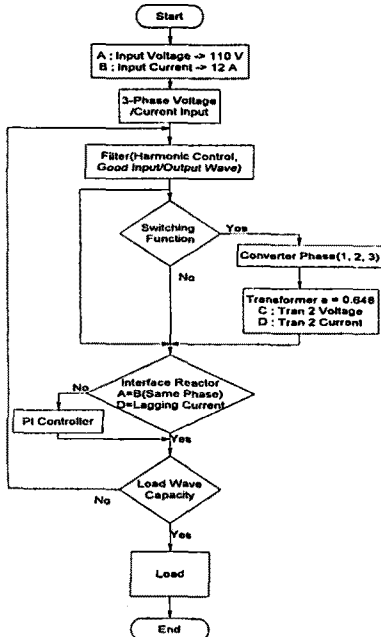


그림 6. 3φ 병렬 보상기 플로우 차트

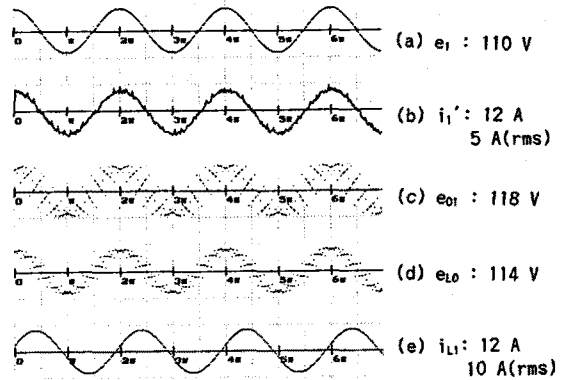


그림 7. 병렬형 보상기 시뮬레이션 결과 파형 ( $f = 60\text{Hz}$ ,  $\cos \phi_L = 0.5 \rightarrow$  유도성)

그림 7은 역률 0.5의 수동 유도성 부하에 대해 그림 1에 나타난 병렬 형태의 전형적인 입·출력 시뮬레이션 결과이다. PWM 채운을 위해 몇 x의 외형률을 가진 좋은 입력 전류 파형은 그림 1에 입력 필터와 PI 제어에서 외란 전압을 제어함으로써 얻을 수 있다.

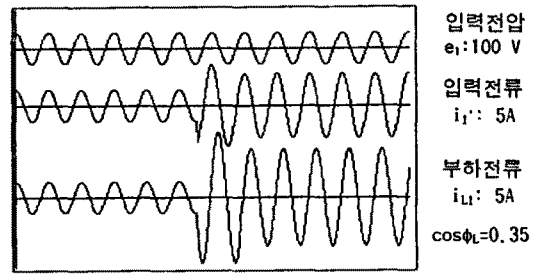


그림 8. 부하 전류 스텝 변화에 의한 입력 전류 파형

그림 8은 낮은 역률 부하 전류를 약 3번 스텝 변화하여 얻은 파형이다. 출력 파형을 스텝 변화해도 입력 파형은 변함이 없다.

### 5. 결론

병렬 형태 단위 무효 전력 보상기의 두가지 형태가 논의되었다. 그들은 강제 전류 사이크로 컨버터의 독특한 특성을 이용하는 개념에 기초를 두었다. 이 시스템의 시뮬레이션 결과, 다음의 장점을 얻었다.

1. 에너지 축적 요소가 없으며, 빠른 응답, 규모의 축소, 보다 높은 효율을 이끌어 내었다.
2. 부하 VA비의 반을 가진 컨버터는 부하에 무효 전력의 안전한 보상을 공급할 수가 있다.
3. 좋은 입력/출력 파형은 적은 필터와 간단한 제어기로 개선하여 얻을 수 있다.
4. 역률 보정 가능하고, 전압이 안정하므로 변동이 심한 무효 부하와 연결 가능하다.

그러나 위의 장점은 대전력 교류 스위치의 확실한 강제 전류 기술이 확립되지 않는 한 일어날 수 없으며, 대전력에서 입력/출력 파형은 개선하기 위해서는 새로운 필터의 방식을 채용하여야 한다.

### 참고 문헌

1. L. Gyugi and B. R. Pelly, Static Power Frequency Changers. New York: Wiley-Interscience, 1976.
2. P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Some improved forced commutated cycloconverter structures," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 5, 1985.
3. H. Nomura, K. Fujiwara, "A Power Factor Compensator Using a FCC" IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no.4, 1990.