

외상변위 콘버터에 의한 역률 개선
(Power-Factor Improvement using
Phase-Shifting Converter)

저 어 택 명지대학교
시 영 수 명지대학교
기 영 홍* 명지대학교

1. 서 론

본 실험에 사용한 역률 개선 시스템은 대칭 외상 변위 변압기에 중간점 삼각리액터가 있는 3-펄스의 이중 콘버터를 사용하였다. 이 전류영 이중 콘버터는 부하단측에 접속된 전압전위차와 조합하여 역률을 1의 각각을 정도로 제어할 수 있는 특징이 있다. 다이리스터 비대칭 제어에 의한 인덕터릭 가변 제어하는 방법으로서, 무효전력의 변화에 대해 가변 인덕터릭 Var 보상기의 역할을 하여 역률이 개선되고, 발생하는 고조파를 억제시킬수 있으므로 효과적으로 고조파를 억제하도록 파형개선도 된다. 또 전류 제어법으로 제어의 자유도를 높일수 있고 리액터를 소규모로 할수 있다.

2. 회로구성 및 동작

그림 1은 콘버터 구성회로를 나타냈다. 입력 선전류 i_A , 변압기 T_1, T_2 의 입력 선전류 i_{A1}, i_{A2} , 전원전압 최대값 V_m , 변환기 리액터 L_d 의 전압 V_d , 전류 i_d

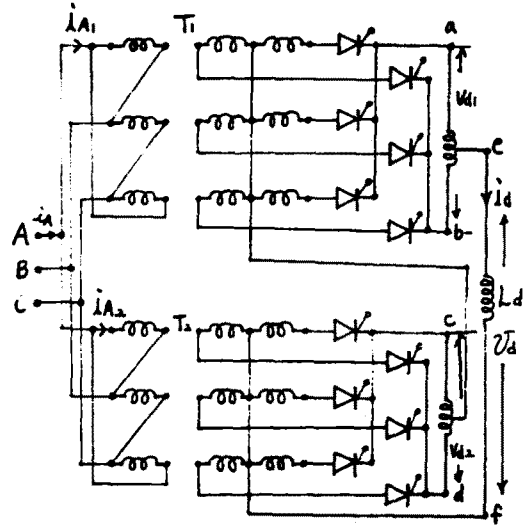


그림 1. 콘버터 구성 회로

이라고 하고 12펄스, 앞선 경우를 고려하면

$$V_d = (1 + 2 \cos \frac{\pi}{6}) V_m \sin \omega t \quad (1)$$

이때 $-\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$ 이다.

$$i_d = I_{d0} + \frac{V_m (1 + 2 \cos \frac{\pi}{6})}{\omega L_d} (1 - \cos \omega t) \quad (2)$$

$$I_d = I_{d0} + \frac{V_m (1 + 2 \cos \frac{\pi}{6})}{\omega L_d} (1 - \frac{12}{\pi} \sin \frac{\pi}{12}) \quad (3)$$

식 (3)에서

$$I_{d0} = I_d - \frac{V_m(1+2\cos\frac{\pi}{6})}{\omega L_d} (1 - \frac{12}{\pi} \sin\frac{\pi}{12}) \quad (4)$$

이므로 식 (2)의 i_d 는 다음과 같다.

$$i_d = I_d + \frac{V_m(1+\cos\frac{\pi}{6})}{\omega L_d} (\frac{12}{\pi} \sin\frac{\pi}{12} - \cos\omega t) \quad (5)$$

이상의 V_d , i_d , I_{d0} , 는 그림 2와 같다. 그림 2에서 ΔI_d 는

$$\begin{aligned} \Delta I_d &= i_d|_{max} - i_d|_{min} \\ &= \frac{V_m(1+2\cos\frac{\pi}{6})}{\omega L_d} (1 - \cos\frac{\pi}{12}) \end{aligned} \quad (6)$$

평균값 \bar{i}_r 는

$$\bar{i}_r = \frac{\Delta I_d}{I_d} = \frac{V_m(1+2\cos\frac{\pi}{6})}{\omega L_d I_d} (1 - \cos\frac{\pi}{12}) \quad (7)$$

평균값 \bar{i}_r 을 여유율 감안할 경우 인덕턴스 는 다음과 같이 얻어진다.

$$L_d = \frac{V_m(1+2\cos\frac{\pi}{6})}{\omega \bar{i}_r I_d} (1 - \cos\frac{\pi}{12}) \quad (8)$$

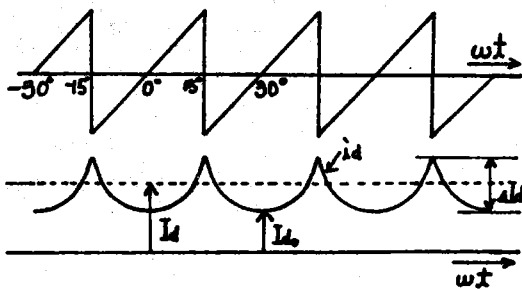


그림 2. V_d 와 i_d 의 관계

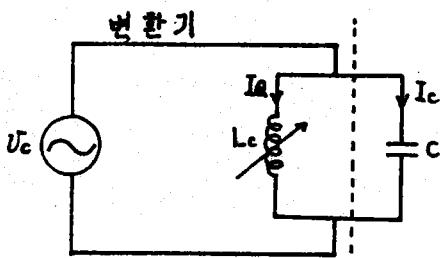


그림 3. 동 가 회로

C 는 전상콘덴서, 가변 전압원과 인덕턴스 L_c 로 놓을 때 1상본의 동 가 회로는 그림 3과 같다. 변환기의 자속순환전류 I_m 과 동 가 회로의 C 와 L_c 의 공진주파수 f_r 는 전원주파수에 따라 조정된다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

무효전류 I_Q 와 I_c 의 관계는

$$I_Q = \frac{V_c}{\omega_r L_c} = \omega_r \cdot C \cdot V_c = I_c \quad (10)$$

이고, I_m 은

$$I_m = \frac{V_c}{2 \cdot \bar{i} \sin\alpha \omega_r L_c} \quad (11)$$

$$\sin\alpha = \sqrt{1 - \cos^2\alpha} \quad (12)$$

$$\cos\alpha = \frac{V_d}{\bar{i} V_c} \quad (13)$$

주파수 ω_r 과 전압부호값 V_c^* 가 주어지면, 동 가 인덕턴스 L_c 와 제어각 α 가 결정된다. 따라서, I_m 의 전류가 흐른다. 제어회로의 구성은 그림 4와 같다.

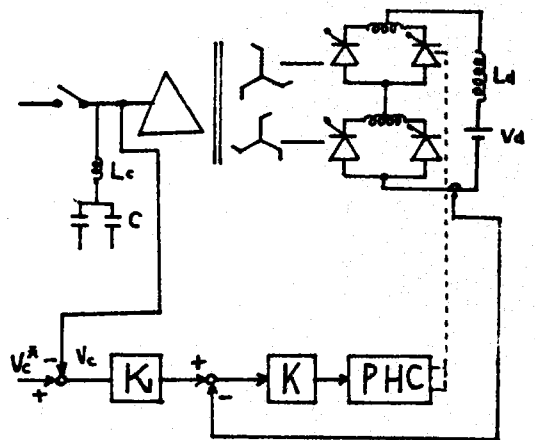


그림 4. 제 어 회로

제어시 동 주파형은 그림 5와 같다.

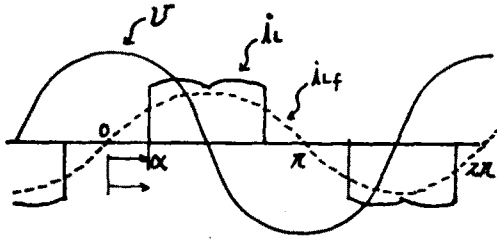


그림 5. 동작 파형

Frequency Converter using Autotransformer Connection " Vol 106-B, No. 4, IEEJ, 1986.

(5). Shigeru Tanaka : " Consideration on Circulating Current Control by Decoupling Control Theory " Vol 104-B, No. 10 , IEEJ , 1984.

3. 결 론

위상을 대칭으로 변위시켜서 6상 콘버터와 같다. 따라서 이 콘버터의 종속전속 또는 중부전속을 하면 12펄스로 되기 때문에 입력 파형은 거의 정현파로 되고 역률도 0.93 이상으로 유지할 수 있었다. 전압의 크기에 따라 각단 콘버터의 위상 변위를 필요에 따라 조절할 수 있는 기능에 대한 연구가 필요하다.

4. 참 고 문 헌

- (1). B.R.Polley : " Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverter " John Wiley & Sons, Inc , 1971.
- (2). B.M.Bird : " An Introduction to Power Electronics " John Wiley & Sons, Inc , 1983.
- (3). Isaso Takahashi : " Improved Power Factor External Commutation Thyristor Converter using Multi-Paralled Asymmetrical Control Method " Vol 105 B, No.50 , IEEJ , 1985.
- (4). Hisao Matsumoto : " Eighteen-Pulse