

# 誘導電動機 驅動을 위한 電流形 인버터의 轉流回路 最適設計에 관한 연구

盧 彰 注\* · 洪 淳 一\*\*

Optimum Design on the Commutation Circuit of a Current Source Inverter  
feeding on Induction Motor

C. J. Noh, S. Y. Hong

## Abstract

With the advent of thyristors having large peak inverse voltages, current-source inverters are becoming very popular to feed induction motors. But it is very difficult to analysis the commutation. Since the actual variation of current during commutation is neither instantaneous nor linear and is effected by many parameters.

Minimized bias-time of reverse voltages during commutation is expressed in term of machine paramaters, capacitor voltage, load current and so on. The minimized bias-time is computed with  $y$  and  $z$  and also the commutation mechanism is tested on 2.2kw induction motor.

The computed results are compared with the experimental results, and the results give a good information for designing the commutation mechanism.

## 1. 序 論

높은 逆阻止 전압을 갖는 다이리스터의 개발과 더불어 電流形인버터는 誘導電動機 電源用 電力變換장치로 널리 사용되고 있다. 다이리스터 인버터는 B. D. Bed ford씨등에 의해서 研究가 시작되어 지금 세계 각국에서 연구가 진행되고 있다.<sup>1), 2)</sup> 그 制御回路의 구성이나 그 구조면에서 交流電動機 驅動에는 電壓形보다 電流形인버터가 더 간편하므로 電流形이 널리 사용된다.<sup>3), 5)</sup> 그러나 이 인버터에서 도통중인 소자를 必要한 시점에서 소호시키는 轉流制御가 제일 문제다. 轉流실패를

하면 직류측 단락 사고가 생기기 때문이다. 轉流方法에는 電壓 逆바이어스 방법과 보조 다이리스터를 사용하는 電流 逆바이어스 방법이 연구되어 왔다.<sup>1), 2), 8)</sup> 여기서는 구성이 간편한 電壓 逆바이어스 방법에 관하여 연구한다. 電壓 逆바이어스 방법은 미리 콘덴서 C를 充電시켜 두었다가 強制消弧시켜야 할 時點에서 轉流리액터 L를 통해서 放電시킴으로써 構成되는 L-C轉流回路(진동회로)를 利用하여 도통중인 SCR의 양-음극사이에 역전압을 인가하는 방식이다.<sup>1), 6)</sup> 그러나 轉流時 轉流回路의 電流변화는 짧은시간(數 $\mu$ s)동안 이므로 그 해석이 어렵다.

그러나 근래에 와서 負荷電流의 크기를 따라

\* 正會員, 韓國海洋大學

\*\* 正會員, 釜山開放大學

미터로 하여 轉流回路를 해석하며 설계하고 있다. 따라서 본 연구의 목적은 誘導電動機의 供給 電力 변환장치인 電流形인버터의 轉流回路를 해석하고 여러 파라미터의 변화에 대해서 轉流실패가 생기지 않는 轉流回路를 설계하는 것이다. 轉流形 인버터의 轉流과정을 해석하는데 있어서 해석을 쉽게 하기 위해서 다음의 가정을 두었다.

- (가) 인버터에 사용된 다이오드와 다이리스터는 이상적인 스위치이다.
- (나) 공급되는 직류전원은 리플없이 일정하다.
- (다) 轉流오버랩(over laps)이 생기지 않는다.

本 研究에서는 電動機 電源用 전력변환장치인 電流形 인버터의 轉流回路를 LC共振 回路方式으로 구성하고 이 轉流回路를 해석하여 設計한다. 그 方法으로 인버터용 SCR을 소호시킴에 있어서 SCR의 順方向 負荷電流, 轉流要素 L, C의 값, 轉流콘덴서의 초기 충전 전압등을 파라미터로 하여 最小逆電壓 바이어스 시간을 이론적으로 해석하고 轉流에 必要한 最適 LC의 값을 구한다. 또 실제 3φ 2.2kw 電動機에 적용하여 實驗을 통해 비교 검토한다.

## 2. 轉流理論

### 2.1 電流形 인버터의 개요

Fig. 1은 電流形 인버터에 의해서 驅動되는 電動機의 基本 回路圖이다. 인버터부의 構成은 고속 SCR 6개를 브리지형으로 연결하였으며 轉流回路는 轉流補助 다이리스터를 사용하는 방식과 LC공진에 의한 방법이 있는데 여기서는 구조가

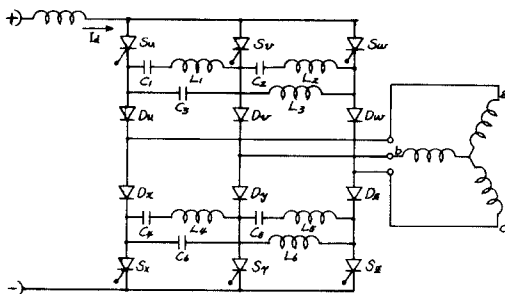


Fig. 1. Current source inverter feeding a 3-phase induction motor

간편하고 轉流制御回路의 構成이 간편한 후자를 택했다.  $C_1L_1 \sim C_6L_6$ 가 轉流 回路이다.  $D_u \sim D_x$ 는 直列다이오드로서 轉流콘덴서에 충전된 電荷가 電動機를 통하여 放電하는 것을 防止하는 역할과 電動機 自動現象을 막고 電動機 運轉을 安定하게 한다.

여기서 싸이리스터 인버터는 싸이리스터를  $S_u \rightarrow S_v \rightarrow S_w \rightarrow S_x \rightarrow S_y \rightarrow S_x$ 의 順序에 따라 순차적으로 점호해 줌으로써 직류전류  $I_d$ 를  $120^\circ$ 폭의 方形波 3相交流電流( $I_u, I_v, I_w$ )로 변환하여 電動機에 供給한다.

이때 轉流는 싸이리스터의 애노드 캐소드간에 콘덴서에 충전된 역바이어스 전압에 의해서 실행된다.

### 2.2 轉流原理

인버터가 正常運轉을 하기 위해서는 다이리스터가 오프 動作을 확실히 하는것이 必要하다. 따라서 싸이리스터를 턴 오프시키기 위해서는 충분히 큰 逆바이어스 전압을 가하는 것이 必要하다. 이때 역바이어스가 가해지는 시간을  $\omega t_q$ 라 하면  $\omega t_q$ 가 다이리스터 자신의 턴오프 시간보다 짧으면 싸이리스터는 턴 오프 할수 없고 轉流 실패하여 直流側은 短絡이 된다. 電流가 轉流하고 나서  $\omega t_q$ 시간후에 콘덴서 전압의 극성이 反轉하므로 인버터가 앞선 역률로 動作하는 것을 알수 있다. 즉  $\omega t_q$  시간만큼 앞선 역률이 되지 않으면 싸이리스터를 충분히 逆바이어스 할수 없다.

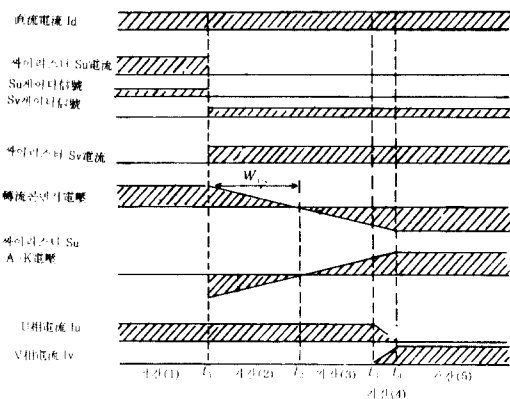


Fig. 2. Time charts during  $S_u \rightarrow S_v$  commutation

Fig. 2는 Fig. 1의 3상 전동기 驅動인버터 動作중  $S_u$ 에서  $S_v$ 로 強制轉流를 說明한다. 負荷로 사용된 誘導電動機는 일반적으로 지연된 역률이 기 때문에 誘起電壓이 電流보다 앞선 位相이 되고 自然轉流가 되지 않으므로 여기서는 콘덴서의 충전전압을 逆바이어스로 하여 素子를 턴오프시키는 強制電流 방식을 채택하였다.

Fig. 2는  $S_u \rightarrow S_v$ 轉流時의 타임차트로서 다이리스터  $S_u$ 가 턴온하는 시점을  $t_1$ , 轉流콘덴서  $C$ 의 電壓이 0이 되는 시점을  $t_2$ ,  $C$ 가 充電을 시작하여서 充電電壓이 線間電壓  $V_{uv}$ 와 같을때 까지의 時間을  $t_3$ ,  $C$ 가 充電완료시기가  $t_4$ 이다. 이를 설명하면 다음과 같다.

(1)  $t_1$ 이전

$S_u$ 가 通電되고 轉流콘덴서  $C$ 는 Fig. 3와 같은 극성으로 충전된다.

(2)  $t_1 \rightarrow t_2$ (역바이어스기간)

여기서 싸이리스터  $S_v$ 가 점호되면  $S_u$ 에는  $C$

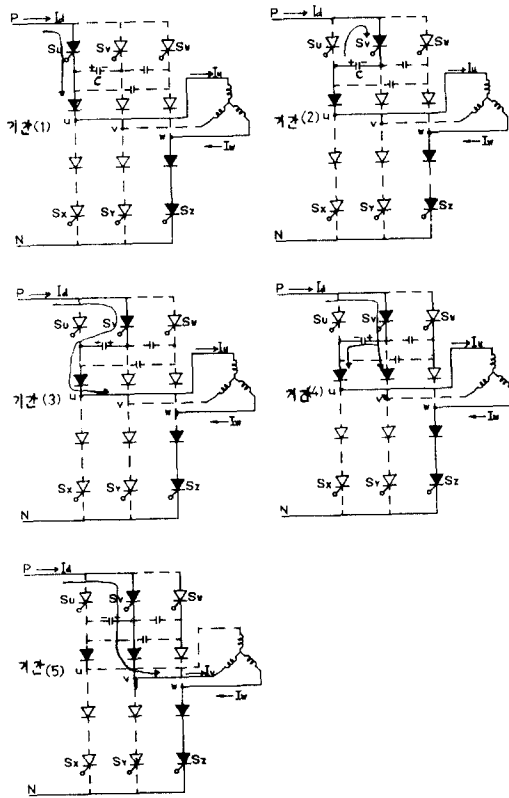


Fig. 3. Operating modes of the  $S_u \rightarrow S_v$  commutation

에 충전된 전하가 逆電壓과 더해져서  $S_u \rightarrow S_v \rightarrow C \rightarrow S_u$ 의 폐회로로서  $S_u$ 를 턴 오프한다.  $C$ 의 전압이 0이 될때까지  $S_u$ 는 역바이어스 된다.

(3)  $t_2 \rightarrow t_3$

그리하여  $C$ 의 充電電壓의 극성은 負荷의 無効電力에 의해 축적되는 電磁에너지에 의해  $S_v \rightarrow C \rightarrow D_u$ 로 電流가 흐르고 反轉된다.

(4)  $t_3 \rightarrow t_4$ (중복기간)

$C$ 의 電壓이 反轉하여 線間出力電壓  $e_{uv}$ 와 같아지는 시점  $t_3$ 로  $I_a$  電流가  $S_v \rightarrow C \rightarrow D_u$ 와  $S_v \rightarrow D_v$ 로 分流하기 시작한다. 이 기간은 부하의 잔류전자 에너지는 소멸하여  $D_u$ 의 전류가 0으로 되는 시점  $t_4$ 까지 지속한다.

(5)  $t_4$  이후

$D_u$ 의 電流가 0이 되면  $U$ 상은 완전히 이동하여 轉流가 완료 된다.

### 2.3 轉流解析

본 연구에서는 強制轉流회로는 LC공진회로를 구성하여  $C$ 에 충전된 전하가 공진회로를 통해 턴오프 시킬려는 素子에 逆바이어스 되도록 하였다. Fig. 4는 구성된 強制轉流回路이다.

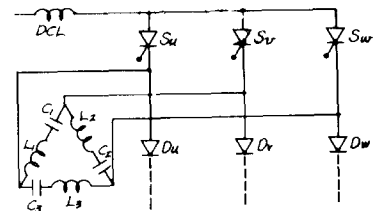


Fig. 4. Commutating mechanism

Fig. 5은 轉流過程을 설명하는 그림이다.

$S_u$ 가 on하면 負荷電流  $I_L$ 는  $S_u$ 를 통하여 負荷에 흐른다. 또 콘덴서  $C_1$ 에는  $S_u \rightarrow C_1$ 으로 충전 전류가 흘러 Fig. a와 같이  $C_1$ 은 충전된다. 다음  $S_v$ 를 on하면 콘덴서  $C_1$ 은  $S_u \rightarrow S_v \rightarrow L_1 \rightarrow C_1$ 의 閉回路로서 放電電流가 흐른다. 이  $C_1$ 의 放電電流  $i_c$ 가  $S_u$ 를 흐르고 있는 負荷電流  $I_L$ 을 상쇄하고  $S_u$ 를 off시킨다(Fig. b). 이로서  $S_u$ 에서  $S_v$ 로 轉流를 完了한다(Fig. c) 여기서  $C_1$ 에서의 放電電流  $i_c$ 를 구한다.

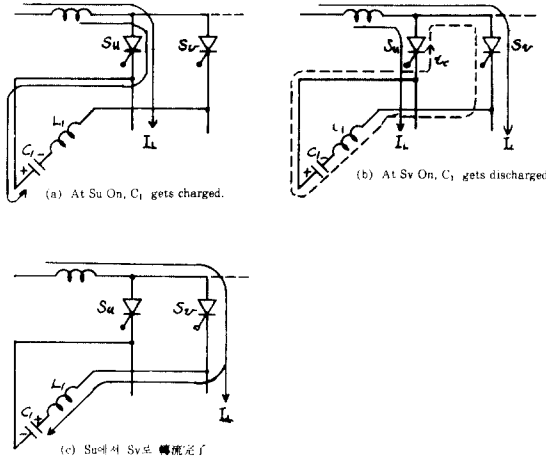


Fig. 5. Commutating cycle.

$$L_1 \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_c dt = \frac{q_0}{C_1} (\because \frac{q_0}{C_1} = E) \quad (1)$$

위 식을 라플라스 변환하여 정리하면

$$I_c(S) = \frac{\frac{q_0}{C_1 L_1}}{S^2 + \frac{1}{L_1 C_1}} \quad (2)$$

다시 정리하면

$$I_c(s) = \frac{E}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}} \cdot \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}\right)}{S^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}\right)^2} \quad (3)$$

$I_c(s)$ 를 라플라스 역 변환하면

$$i_c = \frac{E}{\sqrt{L_1/C_1}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} t = \frac{E}{\sqrt{L/C}} \times \sin \frac{1}{\sqrt{LC}} t \quad (4)$$

이 식이 轉流回路의 放電電流를 나타내는 일반식이다.

#### 2.4 轉流回路 設計最適條件

轉流回路에 흐르는 電流  $i_c$ 와 負荷 電流  $I_L$  關係는 여러 패턴이 있으나 어느 경우나  $i_c \geq I_L$ 의 期間이  $t_q$  (다이오스터 턴 오프시간)보다 크게 하는 것이 必要하다. 따라서 Fig. 1의 負荷  $I_L$ ,  $i_c$  및 턴 오프시간의 關係에서 轉流가 되기 위한 最小 조건은

$$I_L = I_m \cos \omega \frac{t_q}{2} \text{ 이므로}$$

$$\cos \frac{\omega t_q}{2} = \frac{I_L}{I_m} \quad (5)$$

이다. 여기서  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 이다.

이 식에서 最小 역 바이어스 시간  $\omega t_q$ 는

$$\omega t_q = 2 \cos^{-1} \frac{I_L}{E} \sqrt{L/C} \text{이다.}$$

여기서  $\frac{I_L}{E} = y$ ,  $z = \sqrt{L/C}$ 라 놓으면

$$\omega t_q = 2 \cos^{-1} yz \quad (6)$$

결국 轉流回路의 最小 역바이어스 시간 (轉流여유각)은  $y$ 와  $z$ 의 함수로 주어짐을 알 수 있다.

(6)식의 結果를 이용하는 最小 역바이어스 시간을 구하기 위한 프로그래밍을 하기 위해 다음과 같이 식을 변경하였다.

$$\omega t_q = 2 \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - (yz)^2}}{yz} \quad (7)$$

본 연구에서는  $y$ 를 파라메타로 하여  $z$ 의 변화에 대한  $\omega t_q$ 의 해를 전자 계산기로 구하여 그 결과를 Fig. 10에 나타내었다.

즉 (7)식은 轉流回路에서 轉流실패가 생기지 않는 最少 역바이어스 시간(轉流여유각)을 나타내는 일반적인 식이 된다. 여기서  $L, C, E, I_L$  등의 파라메타 정수에 관계됨을 알 수 있다. 따라서 轉流메카니즘 設計時 이시간이 素子 자신의 턴 오프 시간보다 커야 安定한 轉流가 된다. 또한 制御 整流素子를 턴 오프 시키기 위해서는 轉流回路가 供給하는 에너지는

$$W = \frac{1}{2} L \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} C E_c^2 \quad (8)$$

$$W = \frac{1}{2} \sqrt{LC} I_m E_c \quad (9)$$

( $\therefore E_c$ : 콘덴서 초기 충전 電壓)

(8)에 (6)식을 代入

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_L}{I_m}\right)} = \frac{t_q \cdot E_c I_L}{4 \cos^{-1} \left(\frac{I_L}{I_m}\right) \cdot \left(\frac{I_L}{I_m}\right)}$$

여기서

$$\frac{I_L}{I_m} = \frac{1}{x} \text{이라 하면 (10)식이 된다.}$$

$$W = \frac{t_q \cdot E_c \cdot I_L \cdot x}{4 \cos^{-1} \frac{1}{x}} \text{이고}$$

$$\frac{W}{E_c I_L t_q} = \frac{x}{4 \cos^{-1} \frac{1}{x}} = h(x) \quad (10)$$

또 (5)식에서

$$\frac{t_q}{\sqrt{LC}} = 2 \cos^{-1} \frac{1}{x} = g(x) \quad (11)$$

함수  $h(x)$ 에서 轉流에너지가 最小値가 되는  $x$ 의 값은 Newton approximate method에 의해서 구하면  $x=1.53$ 이다.

여기서 대응하는  $g(x)$ 는 (11)식에서  $g(x)=1.68$ 이다.

이상에서

$$\frac{I_L}{I_m} = \frac{1}{1.5} \quad (12)$$

$$\sqrt{LC} = \frac{t_q}{1.68} \quad (13)$$

轉流回路를 設計할때  $E_c$ 가 最小로  $I_L$ 가 最大의 경우에도  $t_q$ 가 確保되지 않으면 안된다. 그 條件은 (8)(10)(12)에서

$$\frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} \frac{E_c \cdot I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right)} \quad \text{에서}$$

$$L = \frac{E_c \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot I_m} \quad \text{이다.}$$

$$I_m = 1.5 I_L \quad \text{이므로}$$

$$L = \frac{E_c \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) 1.5 I_L} \div 0.4 \frac{E_c \cdot t_q}{I_L}$$

따라서 구하는 轉流리액터는

$$L = 0.4 \frac{E_{cmin} \cdot t_q}{I_{Lmax}} \quad (14)$$

또 轉流콘덴서는

$$\frac{1}{2} C E_c^2 = \frac{1}{2} \frac{E_c \cdot I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right)} \quad \text{에서}$$

$$C = \frac{E_c \cdot I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) E_c^2} = \frac{1.5 I_L t_q}{2 \cos^{-1} \left( \frac{I_L}{I_m} \right) \cdot E_c}$$

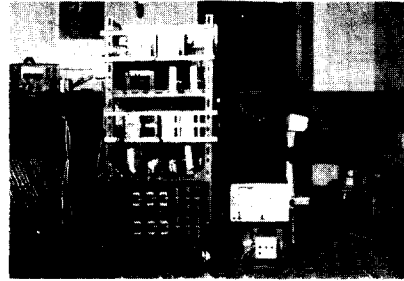
$$\therefore C = 0.89 \frac{I_{Lmin} \cdot t_q}{E_{cmin}} \quad (15)$$

以上에서 구한 (13)(14)식이 轉流回路의 리액터와 콘덴서設計에 기초가 될 最適條件이다.

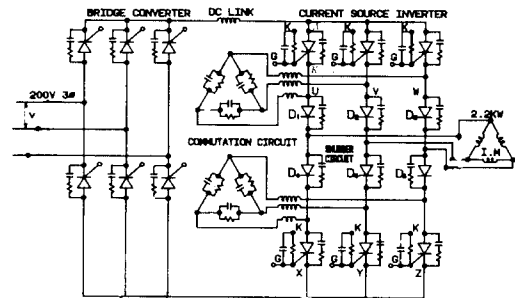
### 3. 實驗結果 및 考察

#### 3.1 實驗장치와 實驗圖

아래 Fig. 6은 電流形 인버터에 전동기 負荷를



(a) Experimental equipments



(b) Experimental circuit

Fig. 6. Experimental equipments and circuits  
current 1A/cm, time 2ms/cm

연결한 실제도와 그 回路圖이다.

Table.1의 (a)는 電流形 인버터에 부하로 사용한 電動機정격을 나타내고 (b)는 인버터에 사용된 고속 SCR, SH30J13A의 定數이며 (c)는 (13), (14)식에 의해 계산한 轉流回路定數이고 (d)는 부하조건이다.

Table 1. Parameters of Motor, SCR, Load and Commutation circuits

(a) 電動機 3φ, 2.2kw, 200V, 50Hz $I_1=9(A)$ , 4극 최대과부하전류 $I_{max}=15[A]$	(b) 素子定數 내압 600V, $t_g: 15\mu s$ 히용전류 30(A)
(C) 轉流回路 定數 계산값 $C=2\mu F$ $L=40\mu H$	(d) 기타 부하 조건 $I_{Lmax}=15(A)$ $E_{cmin}=100(V)$

3.2 各部 측정파형과 역바이어스 시간측정

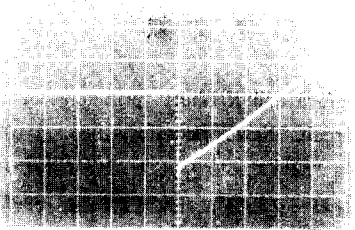
Fig. 7-a는  $E=100V$  전동기 入力주파수  $50Hz$  전류  $I_L=2A$ ,  $y=\frac{1}{50}$ ,  $L=120\mu H$ ,  $C=4\mu F$  조건에서 電流波形으로 理論파형과 일치한다.

Fig. 7-b는 같은조건에서 측정한 역바 이어스 시간으로  $t_q=60(\mu s)$ ,  $\omega t_q=3.0(rad)$ 으로 측정 되었다. 이론식 (7)식에서 구한 값과 잘 일치한다.

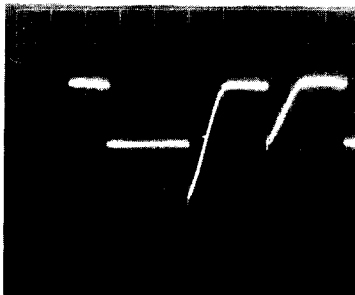
Fig. 8는 회로조건 및 부하조건이  $E=50V$ ,  $I_L=$



current 1A/cm, time 2ms/cm  
Fig. 7-a. Load current



Voltage 50A/cm, time 20 s/cm,  
Fig. 7-b. Waveforms to calculate reverse bias-time in the circuit of fig 6, A-K



voltage 50v/div, time 2ms/div,  
Fig. 8. Waveforms of SCR  $S_u$  in the circuit of Fig 6 A-K

2.5(A).  $y=\frac{1}{20}$ 일때 다이리스터  $S_u$ 의 아노드 캐소드간 전압파형을 관측한 것으로 기준선에서 負쪽의 전압이 역바이어스 전압이고 그 간격이 역바이어스 시간이다.

3.3 轉流콘덴서와 轉流리액터 설계예

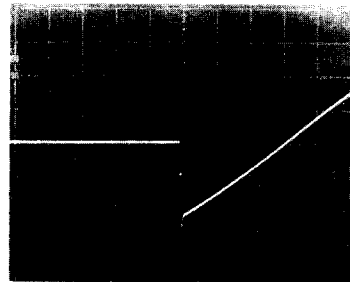
本 研究에서는 시험한 電流形인버터에 사용 한 싸이리스터의 턴오프 시간은  $t_q=15\mu s$ 이고 使用電動機  $3\phi IM$  2.2kw 定格電流  $10[A]$ 이다. 따라서 負荷電流  $I_L=15[A]$ (과부하 150%)까지 흐를 수 있으므로 轉流콘덴서는 (15)식에서,

$$C \doteq 0.89 \frac{15 \times 15 \times 10^{-6}}{100} = 2\mu F$$

轉流리액터  $L$ 는 (14)식에서,

$$L = 0.4 \frac{100 \times 15 \times 10^{-6}}{15} = 49\mu H$$

로서 계산된다. 이 값이 理論에 의해서 구한 값 이나  $L$ 의 값이 너무 적으므로 실제리액터를 제작하는데 오차가 많이 발생하여 轉流가 불안정 하였다. 따라서 여기서는  $L=120\mu H$ 로 하고  $C=6[\mu F]$ 하므로써  $\sqrt{L/C}$ 의 비가 일정하도록 하여 실험한 결과 양호한 轉流가 행하여졌다. 정격 속도 정격전류에서 轉流여유(역바이어스시간)가  $60[ms]$ 임을 Fig.9에서 알수 있다.



voltage 50v/div, time 20 s/div  
Fig. 9. Measurement of reverse bias-time.

3.4 逆바이어스 時間의 理論曲線과 實驗曲線 비교

역바이어스 시간  $\omega t_q$ 의 理論曲線은 (7)식에서 황측을  $z=\sqrt{L/C}$ 라 두고  $y=I_L/E$ 를 파라메타로 하여 작성하였다. 이때 회로요소는 다음과 같이

정하였다. 파라미터  $y = \frac{1}{5}, \frac{1}{19}, \frac{1}{20}, \frac{1}{50}$ 로 정하고 실제 轉流用  $L, C$ 의 값은  $L=0.1 \sim 10[mH]$   $C=0.1 \sim 10[\mu F]$  사이이므로  $z=3 \sim 20$ 사이로 정하면 충분하다.

이상과 같은 조건하에서 계산기에 의해서 계산하여 얻은 곡선이 理論曲線이고 逆바이어스 시간의 측정은 Fig. 6-b의 회로에서 A-K(SCR의 아노드와 캐소드)사이에서 오실로 스코프로 관측하여 산정하였다. 이때  $L$ 의 값은 가변하기 어려워  $40[\mu H], 120[\mu H]$ 로 고정하고, 각각의 경우에 대하여  $C$ 의 값을  $2.4.6.8.10[\mu F]$ 로 바꾸어  $z$ 를 변화 시켰다. Fig. 10-a, b는 위와 같은 조건하에서 전자계산기에 의해 역바이어스 시간을 구한 곡선이 이론 곡선이고 실험곡선은 오실로스코프로 역바이어스 시간을 관측하여 [rad]단위로 환산한 곡선이다. 이때 이론값과 실험값이 거의 일치하고 있으며  $y$ 가 적을수록 역바이어스 시간이 크다. 즉 轉流여유가 큰 것을 알 수 있다. 또 이 이론곡선은 轉流기구를 설계할때 좋은 자료가 됨을 알 수 있다.

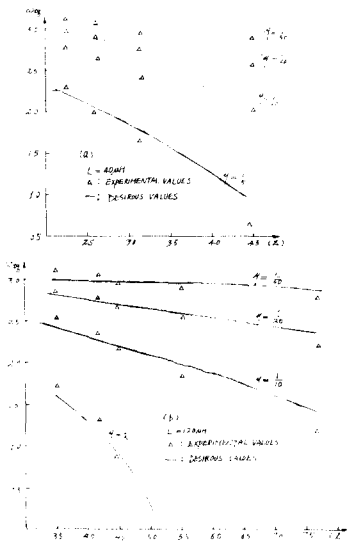


Fig. 10-a, b.  $\omega T_q$  versus  $z$  with  $y$  as parameters

#### 4. 結 論

끝으로 本 研究에서는 박용등 일반 산업현장에서 널리 사용되는 3相交流 電動機 制御를 위

한 電流形인버터의 轉流回路에 대하여 LC공진 회로의 逆電壓 바이어스 방식에 의해서 행한 強制轉流식의 理論인 해석과 實驗을 통해 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) LC공진에 의한 強制轉流 回路에서 SCR를 소호시키는데 必要한 最小逆바이어스時間을 구하는 理論式을 確立하고  $z$ 의 변화에 대한 理論曲線을 계산하여 轉流回路 設計에 기초 자료를 제공하였다.
- 2) 이 유도된 식으로부터 轉流回路의 負荷電流 인버터의 直流供給電壓, SCR의 턴오프 시간 등이 결정되면 轉流에너지가 最小로 되는 轉流回路의  $L, C$ 값을 결정할 수 있는 설계 最適條件式을 率立하였다.
- 3) 특히  $z = \sqrt{L/C}$ 가 2.0~8.0인 범위내에서는 轉流의 안정범위이고 理論値와 실험치가 잘 일치한다.
- 4) 本 研究에서 實驗한 2.2[kw], 3 $\phi$ , 교류 전동기에서는 轉流回路의  $L, C$  最適값이  $120[\mu H]$ 와  $6[\mu F]$ 임을 알 수 있었다.

#### 參 考 文 獻

- 1) B. D Bedford and R. Ghoft "principles of inverter circuit" New York wiley 1964, p. 182.
- 2) 松井景樹 "轉流効率改善した PWM用 サイ리스타インバータ回路" 日本電氣學誌, B99卷 7號 p. 481~487, 1980.
- 3) 洪淳一, "磁氣結合型 SCR轉流回路의 最適設計에 관한 研究" 부산대학 석사 학위 논문, 1981.
- 4) J. B Klaassens "Analysis of a commutation Circuit for design of thyristor inverter" IEEE Trans Electronics. vol IECl No3 p. 125~129. 1973, Aug.
- 5) Vodam Subrahmanyam "Analysis on commutation of a current source inverter feeding an induction motor, using 2-axis variables" IEE Proceedings Vol 130 pt B No5 Sept' 1983
- 6) James. W. A Wilson "Tolerance Analysis of idealized impulse commutation" IEEE Vol IECl-25 No2 p. 191~192 may' 1978