

GTO强制轉流를 병용한 他勵式인버터의 PWM制御

PWM Control of Line Commutated Inverter With GTO Forced Commutation

鄭 然 澤* · 成 世 鎭** · 沈 在 明***
(Yon-Tack Chung · Se-Jin Seong · Jae-Myung Shim)

요 약

본 논문은 GTO강제전류를 갖는 타어식인버터에 관해 기술하였다. 제시된 회로는 일반 싸이리스터 타어인버터의 직류측에 삽입된 1개의 바이패스 스위치 GTO를 갖고 있다. 1개의 GTO전류를 침부함에 따른 擴張轉流範圍를 명확히 했다. 또한, 轉流에 대한 고조파영향을 줄이기 위해서 새로운 PWM 패턴을 제시했다. 교류측 고조파를 감소시키기 위한 교류필터를 설계하는 데 따른 범위가 주어졌다. 제안된 회로는 시뮬레이션과 실험결과를 통해 회생전력응용에 적합함을 알 수 있었다.

Abstract- The line commutated inverter with GTO forced commutation is described in this paper. The presented circuit has one bypass GTO inserted in DC power side line commutated thyristor inverter. The extended commutation region with additional one GTO-commutation is clearly shown. Also, a new PWM pattern is presented to decrease the effects of harmonics for commutation. A criterion for designing the AC filter parameters to decrease harmonics of AC part is given. The simulation and experimental results clearly show that the proposed circuit can be adapted in the application of regeneration.

1. 서 론

스위칭소자로 싸이리스터를 이용하는 他勵式인버터는 손실이 적고 소자수가 적다는 경제적 잇점

과 대용량화가 용이하다는 것등으로 인해서 회전기 구동분야와 계통에 전력을 회생시키는 분야에 많이 이용되어 왔다.

他勵式인버터를 전력회생에 이용할 때 電流는 통상 120도 도통형 인버터의 경우에는 구형파인 관계로 고조파가 발생하는데 이 때문에 인버터의 轉流動작에 나쁜 영향을 준다. 또한 전압조정이 위상제어에 의해 이루어지기 때문에 역류가 나빠 지는 단점을 가지고 있다. 이와같은 결점들을 극복하기 위해서는 고조파를 제거해야 하는데 그 대

*正 會 員：明知大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員：忠南大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 ***正 會 員：大田工業大 電氣工學科 副教授
 接受日字：1988年 12月 21日
 一次修正：1989年 4月 14日
 二次修正：1989年 7月 5日

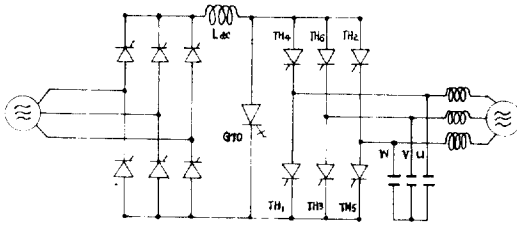


그림 1 주회로
Fig. 1 Main circuit

책으로 多重化가 행해지기도 한다. 그리고 역을 개선책으로는 직류측에 바이패스 스위치를 두고 초퍼작용을 시켜 역을을 높인채로 전압조정 기능을 갖는 방법도 제안되고 있다. [1,2] 그러나, 직류측에 强制電流회로나 초퍼를 설치해서 자유도를 높이는 것이 보고되고 있으나 그에 따른 동작범위 확대나 회로전수에 관한 일반적인 검토는 행해지고 있지 않은 실정이다. [3]

본 연구에서는 他勵인버터의 직류측에 바이패스 스위치를 그림1과 같이 설치해서 强制轉流를 병용하는 경우에 따른 轉流동작과 轉流領域, 高調波에 따른 인버터의 동작조건을 해석하고 高力率운전을 위한 PWM패턴을 제안하고 시뮬레이션과 실험을 통해 제반사항을 검토하고자 한다. [4,5,6]

2. 轉流동작과 轉流領域

그림2는 인버터동작에 관한 고찰을 3상대칭성에 의해 1/6주기만을 고려해서 TH6, TH1의 도통모드에서 TH2, TH1모드로 轉流되는 동작을 보여주고 있다. 여기서 그림(a)는 他勵轉流동작을 의미하고, 그림(b)는 GTO를 이용하는 素子强制轉

流動作을 나타내고 있다.

2.1 他勵轉流方式

TH6가 온상태에서 TH2에 게이트펄스를 공급하게 되면 그림 2(a)와 같이 轉流조건 $V_v > V_w$ 가 만족되는 경우 TH6는 역바이어스 되어 소호된다.

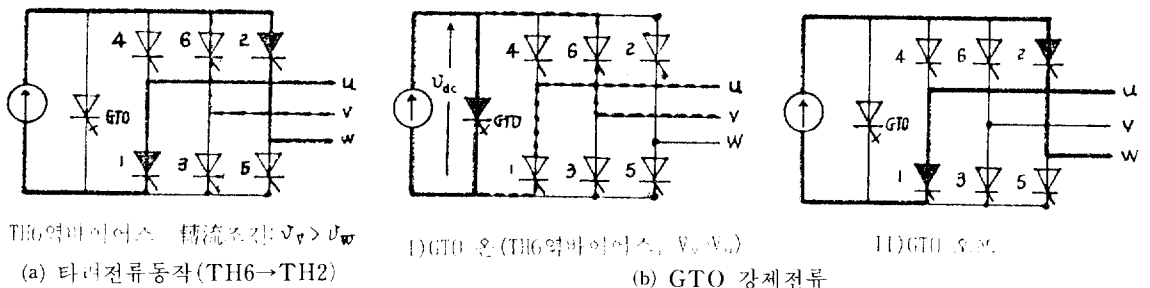
2.2 强制轉流

소자 강제전류는 다음 두가지 단계로 이루어지는 동작을 한다. GTO가 온하면 지금까지 온되고 있던 TH6, TH1은 그림 2에 (1)와 같이 역바이어스 되어 소호되고 직류측은 GTO에 의해 바이패스 된다.

이 사이에 TH2, TH1에 게이트신호를 공급해 놓고 GTO를 오프하면서 TH2, TH1은 도통되고 TH6, TH1에서 轉流가 달성된다. GTO를 점화하기 위해서는 GTO가 순바이어스될 필요가 있다. 즉, $V_{dc} > 0$ 이 되어야 한다. 이 값은 교류측 $V_v > V_w$ 값이 되는 셈이다. GTO를 온하는 기간은 SCR의 역바이어스 기간에 게이트신호가 안정되는 시간을 보탠 시간이 최소한 필요하다. 이 轉流를 이용하는 방법에는 두가지가 있다. GTO를 轉流보조로서 생각하고 도통 기간을 최소한으로 설정하는 방법과 GTO도통방법을 영벡터로 해서 적극적으로 이용하는 방법이 있다.

2.3 轉流領域

이상의 轉流방식 및 조건과 그때의 동작을 정리하면 표 1과 같고, TH6에서 TH2로의 轉流점이 존재할 수 있는 영역을 표시한 것이 그림 3과 같다. GTO 1개를 추가하므로서 轉流領域이 $0 < \alpha < 180$ 도에서 $0 < \alpha < 240$ 도 까지 확장됨을 보여주고 있다. 따라서 기본과역을 "1"로서 인버터 동작도 가능하다. [3]



TH6역바이어스 轉流조건: $V_v > V_w$
(a) 타려전류동작(TH6→TH2)

1)GTO 온(TH6역바이어스, $V_v > V_w$)
(b) GTO 강제전류

1)GTO 오프

그림 2 轉流작동(TH6→TH2)
Fig. 2 Commutating operating.

표 1 轉流의 종류(TH6, TH1→TH2, TH1)

Table 1 Kind of commutating.

轉流方式	轉流動作	轉流條件
1) 他勵轉流	TH2를 점호해서 TH6를 역바이어스 한다.	$V_v > V_w$
2) 強制轉流	1) GTO를 온해서 TH1, TH6를 역바이어스.	$V_{ac} > 0$ ($V_v > V_u$)
	2) TH1, TH2에 게이트 신호를 주고 GTO를 소호시킨다.	

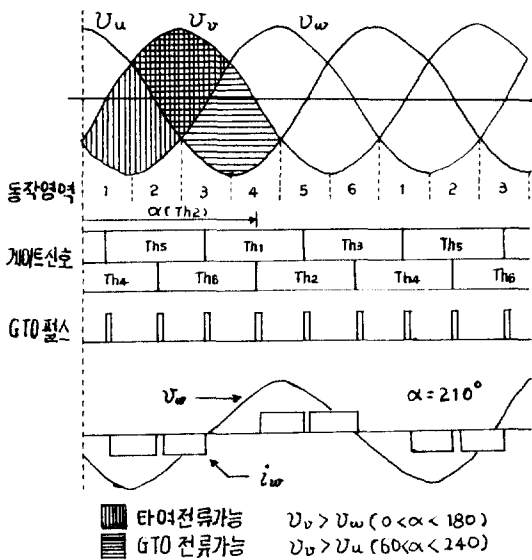


그림 3 게이트신호와 轉流可能領域
Fig. 3 Gate signal and possible commutating region.

3. 高調波를 고려한 인버터의 동작조건

교류측에 LC공진회로를 고려한 그림 4와 같이 부가한다. 여기서 콘덴서 목적은 교류측의 인덕턴스에 따른 세지전압의 억제역할 및 고조파제거 필터작용을 한다. 또한 진상콘덴서로서 교류측부하의 역률을 보상한다.

3.1 교류측회로의 모델링과 응답

교류측회로를 해석함에 있어서 손실분을 나타내는 저항이 삽입되지만 여기서는 고려치 않는다.

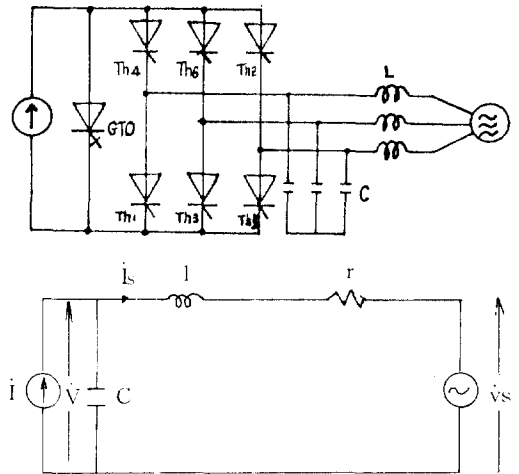


그림 4 L, C를 부가한 주회로와 1상분등가회로
Fig. 4 Per phase equivalent circuits including LC.

또한 고조파성분을 인버터에서만 발생하는 것으로 간주한다. 주파수와 시간을 다음과 같이 규격화한다.

$$\Omega = \omega\sqrt{LC}$$

$$T = t/\sqrt{LC}$$

다음에는 회로를 기술하는 함수를 구해 보자. 먼저 기본파에 대해 구해 보면 다음과 같다.

$$\dot{Z}_{n1}(j\omega) = \dot{V}_1 / \dot{I}_1 |_{V_{s0}=0} = j\omega L / (1 - \omega^2 LC) = [j\Omega / (1 - \Omega^2)] \sqrt{L/C} \quad (3.1)$$

$$\dot{H}_{c1}(j\omega) = \dot{I}_{s1} / \dot{I}_1 |_{V_{s0}=0} = 1 / (1 - \omega^2 LC) = 1 / (1 - \Omega^2) \quad (3.2)$$

$$\dot{H}_{v1}(j\omega) = \dot{V}_1 / \dot{V}_s |_{I_{10}=0} = 1 / (1 - \omega^2 LC) = 1 / (1 - \Omega^2) \quad (3.3)$$

$$\dot{Y}_{s1}(j\omega) = -\dot{I}_{s1} / \dot{V}_s |_{I_{10}=0} = j\omega C / (1 - \omega^2 LC) = [j\Omega / (1 - \Omega^2)] \sqrt{C/L} \quad (3.4)$$

또한, 고조파에 대해서 구해보면 (3.5), (3.6) 식과 같이 된다.

$$\dot{Z}_{in}(j\omega) = (jn\Omega / (1 - n^2\Omega^2)) \sqrt{L/C} \quad (3.5)$$

$$\dot{H}_{cn} = 1 / (1 - n^2\Omega^2) \quad (3.6)$$

인버터단자전류의 제 $(6m \pm 1)$ 차 조파를 $I_{6m \pm 1}$ 로 하면 인버터전류를 다음식으로 주어진다.

$$i(\Omega T) = I_1 \sin \Omega T + \sum_{m=1}^{\infty} i_{6m \pm 1} \sin (6m \pm 1)\Omega T \quad (3.7)$$

또 V_s 는 I 와의 위상차를 θ 로 하면 다음식으로 주어진다.

$$V_s(\Omega T) = V_s \sin (\Omega T + \theta) \quad (3.8)$$

다음에 모델화한 교류측회로에 대해서 중첩의 정리를 이용해서 V, i_s 의 응답을 구해본다.

$$V(\Omega T) = Z_{L1} I \sin (\Omega T + \phi_1) + H_{v1} V_s \sin (\Omega T + \theta) + \sum Z_{Ln} I_n \sin (n\Omega T + \phi_n) \quad (3.9)$$

$$i_s(\Omega T) = H_{c1} I_1 \sin (\Omega T + \phi_1) - Y_{s1} V_s \sin (\Omega T + \theta) + \sum H_{cn} I_n \sin (n\Omega T + \phi_n) \quad (3.10)$$

식 (3.1)~(3.4)에서 알 수 있는 바와 같이 특정주파수에서 회로함수는 발산한다. 이때 v, i_n 의 고조파성분이 크게 증가하므로 소자최대정격의 증가 및 轉流동작에 나쁜 영향을 준다. 따라서 공진주파수에 일치하는 성분을 포함하지 않도록 할 필요가 있다. 식 (3.9), (3.10)에서 ϕ_1, ϕ_n 는 임피던스전압강하분과 전류원 I 와의 기본파 및 n 차 고조파간의 상차각을 의미하고, ϕ_1, ϕ_n 는 전류원 I 와 교류측전류 i_s 와의 기본파 및 n 차 고조파와의 상차각을 나타낸다.

3.2 고조파전압의 찌그러짐이 轉流동작에 미치는 영향

그림 4에서 TH6, TH1→TH2, TH1의 동작을 고려해보면 필요한 전압 v_{wv} 는 다음식과 같다.

$$v_{wv}(\Omega T) = \sqrt{3}A \cos (\Omega T + \phi) \pm \sqrt{3} \sum Z_{Ln} \cos (n\Omega T + \phi_n) \quad (3.11)$$

$$A = \sqrt{Z_{L1}^2 I_1^2 + H_{v1}^2 V_s^2 + 2Z_{L1} H_{v1} I_1 V_s \cos \theta}$$

$$\phi = \tan^{-1} \sin \theta / (\cos \theta + Z_{L1} I_1 / H_{v1} V_s)$$

강제전류시 GTO에 순방향으로 가해진 전압을 轉流전압으로 부른다. 전류가 탈성되기 위해서는 전압의 부호가 양이 되어야 한다. 이것을 구하기 위해 120° 도통의 轉流점의 위상, $\Omega T = \pi/6$ 를 대입해 다음식을 얻는다.

$$v_{wv}(\pi/6) = \sqrt{3}A \cos (\pi/6 + \phi) \pm \sqrt{3} \sum Z_{Ln} \cos (n\pi/6 + \phi_n) \quad (3.12)$$

여기서 n 차 고조파가 공진점에 일치하는 $\Omega \rightarrow 1/n$ 일 때 $\phi_n \rightarrow 0$ 로 된다. 또 (3.12) 식은

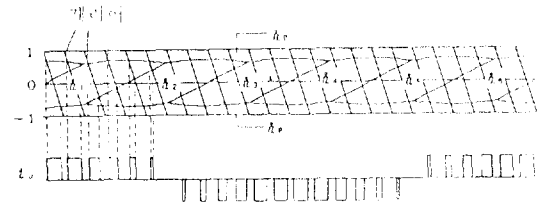
$$\lim_{\Omega \rightarrow 1/n} v_{wv}(\pi/6) = \sqrt{3}A \cos (\pi/6 + \phi) \pm 3\sqrt{3} \lim_{\Omega \rightarrow 1/n} \sum |1/(1 - n^2 \Omega^2)| I_o / n\pi \quad (3.13)$$

으로 된다. 여기서 제1항은 기본파에 따른 轉流전압이고, 제2항은 고조파성분이다. $\Omega \rightarrow 1/n$ 일 때 제2항은 무한대로 되지만 그 부호는 $n=6m-1$ 일 때는 음이다. 고로 음일 때는 강제전류가 되지 않는다. 따라서 필터의 공진주파수를 인버터의 주파수 $6m \pm 1$ 배를 피하도록 설계하거나 PWM제어로 고조파전류를 억제할 필요가 있다.

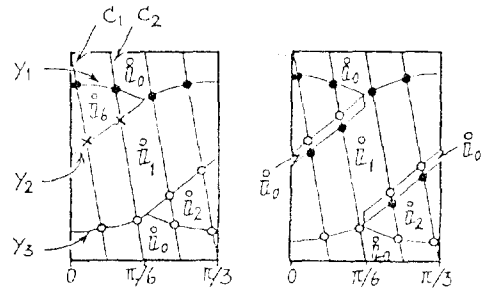
4. PWM패턴과 교류필터

4.1 PWM패턴

轉流형 PWM변환기에서 파형을 개선하기 위해서는 GTO단락기간을 적당히 설정하는 것이 필요하다. 본 인버터에 적류바이패스용 GTO는 轉流보조로서만이 아니고 적극적으로 단락기간을 만들기 위해서도 사용한다. 여기서 방법은 문헌 (6)에 제시된 방법을 기초로 한다. 이 패턴은 自動인버터



(a) 기본패턴



(b) 패턴수정법

C_1, C_2 : 캐리어 주파수, \hat{u} : 영벡터, r : 변조율
 $Y = r \cos \theta, Y = \sqrt{3}r \sin \theta, Y = -r \cos \theta$

그림 5 PWM패턴발생법
 Fig. 5 Method of PWM pattern generation.

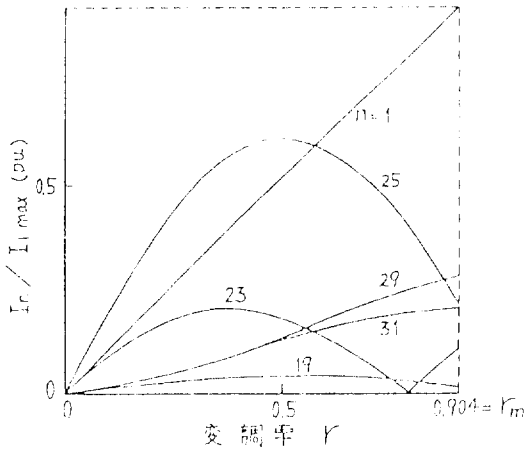


그림 6 전류고조파성분
Fig. 6 Component of current harmonics.

표 2 전류벡터
Table 2 Current vector.

벡터명	도통하는 소자
i_0	GTO
i_1	TH4, TH5
i_2	TH6, TH5
i_3	TH6, TH1
i_4	TH2, TH1
i_5	TH2, TH3
i_6	TH4, TH3

에 이용되는 것이기 때문에 본 인버터에서는 실현할 수 없는 천이가 포함된다. 따라서, 본 논문에서는 수정을 가해서 그림 5(b)처럼 GTO를 轉流補助로 이용하는 기간을 삽입한다. 그리고, 변조율의 최대치는 GTO가 한 캐리어내에서 두 번 스위칭하므로 다음식으로 표현된다.

$$\gamma_{max} = 1 - 2t_{off}f_c$$

여기서 t_{off} 는 GTO턴오프시간이다. 그림 6은 캐리어주파수 f_c 를 1.44kHz(24차)로 했을 때 전류고조파성분을 표시한다. 이 패턴법에서 특히 삼각파 비교방식보다 저차고조파가 적어짐을 알 수 있다(6). 고차고조파는 교류측 필터로 제거가 가능하므로 큰 문제는 없다. 한편 전류벡터는 표 2와 같이 정의된다. 문헌(3)에 제시된 바와같이 일반 PWM제어서보다는 역율조정 범위가 $-\pi/6 < \phi < \pi/6$ 으로 되어 역율개선에 효과가 있음을 알 수 있다.

4.2 교류필터정수의 영향

전원시스템의 전압 V_s 와 인버터단자전류의 최대기본파실효치 I_{1max} (직류측전류 I_o , 최대변조율 γ_{max} 에서 결정된다)을 이용한다. 이 기준을 이용하면 LC의 규격화 임피던스, 어스미턴스를 각각 X_L , X_C 라하고, 규격화공진주파수를 n_o 라 하면 다음식이 주어진다.

$$X_L = \omega L_{1max} / V_s \quad (4.2)$$

$$X_C = \omega C V_s / I_{1max} \quad (4.3)$$

$$n_o = 1 / \sqrt{X_L X_C} \quad (4.4)$$

또 인버터에서 본 필터임피던스 및 轉流傳達함수는, 고조파차수를 n 라 하면,

$$(n) = 1 / (1 - (n/n_o)^2) \sqrt{X_L / X_C} \quad (4.5)$$

$$H_c(n) = (1 / (n/n_o^2)) \quad (4.6)$$

식으로 주어진다.

4.3 필터용량과 회생전류 및 轉流전압

회생전류의 찌그러짐, 필터의 용량은 변조율 r 에 따라 변한다. 여기서 $0 < r < s_{max}$ 에서의 최대치를 규격화한 회생전류의 왜형과 실효치 H_{1s} , 규격화한 필터피상전력용량을 S_L , S_C 로 하면 다음과 같이 된다.

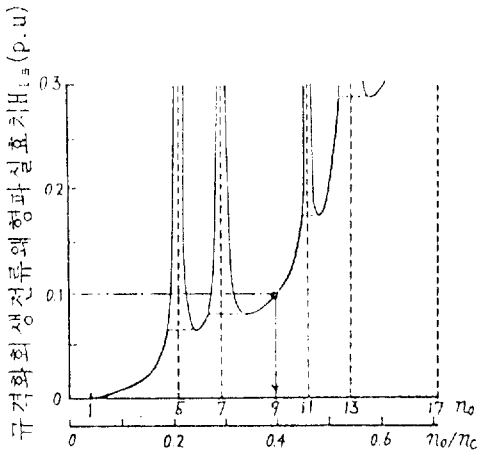
$$H_{1s} = \max \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} I_s n^2} \quad (4.7)$$

$$S_L = \max \sum_{n=5}^{\infty} n X_L I_s n^2 \quad (4.8)$$

$$S_C = \max \sum_{n=5}^{\infty} n X_C E n^2 \quad (4.9)$$

여기서, H_{1s} 는 PWM패턴과 공진차수 n_o 가 주어지면 구해진다. 식 (4.5)에 의해 임피던스는 LC의 비에도 의존하기 때문에 轉流전압을 고려할 때는 LC는 배분도 고려해 넣을 필요가 있다. [7, 8]

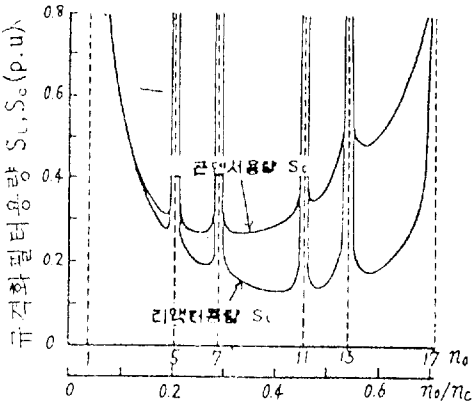
그림 7은 공진차수와 회생전류의 찌그러짐과의 관계를 나타내고 있다. 여기서 캐리어차수를 n_c 를 0.1로 억제하기 위해서는 $n_o/n_c < 0.4$ 가 필요하다. 또한 그림 7(b)는 $X_L = X_C$ 의 경우 S_b , S_c 와 n_o 의 관계이다. 공진차수가 캐리어 주파수에 가까워짐에 따라서 피상용량이 증가하고 있다. 그리고 공진차수가 작아져 기본파성분 근처에서도 容量은 증대한다. 그림에서 보는바와 같이 필터용량이 최소로 되는 것은, 캐리어차수를 n_c 라 할 때 n_o/n_c 는 $0.3 < n_o/n_c < 0.5$ 부근임을 알 수 있다. 따라서 n_o/n_c 는 공진차수를 피해서 0.4정도로 선택하는



필터공진차수 n_0

(a) 공진차수와 회생전류평균치 $(X_L, X_C$ 는 임의값)

($0 < r < 0.004$ 에 대한 최대치)



필터공진차수 n_0

(b) 공진차수와 S_L, S_C 의 관계 ($X_L = X_C$)

그림 7 공진차수와 회생전류 및 필터용량과의 관계

Fig. 7 Resonant frequency order, regeneration current and filter size.

것이 좋다고 생각한다.

5. 實驗結果 및 시뮬레이션

PWM패턴은 그림 5에 기초를 두고 계산된 결과를 ROM에 이식하고 단자전압에 동기해서 읽어내게 된다. 전원 주기를 12비트(4096스텝) 분할하기 때문에 분해능은 $4.9\mu s$ 로 했다. 실험조건은 아

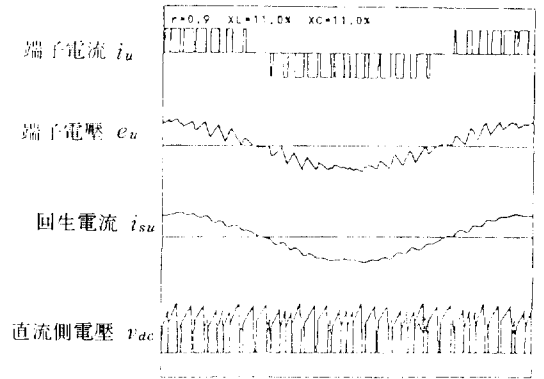


그림 8 각부 시뮬레이션과형

Fig. 8 Simulation results of each part.

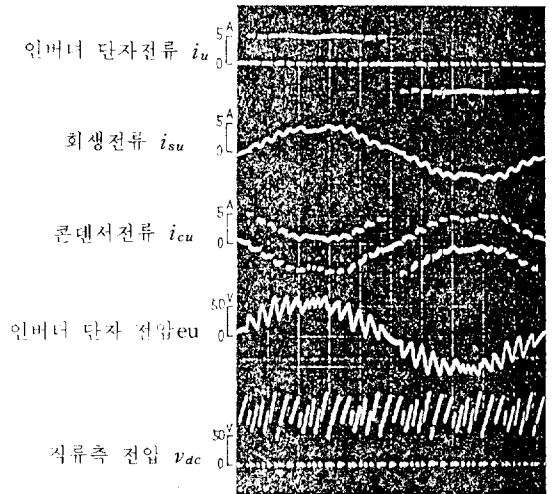


그림 9 각부실험과형

Fig. 9 Measured experimental results of each part.

래와 같다.

상전압진폭 $\sqrt{2}V_s : 50(V)$, 직류전류 $I_o : 5(A)$
 $L=4.1(mH)$ $X_L : 11\%$, $C=30\mu F$ $X_C : 11\%$
 필터공진차수 $n_0 : 9.1$ 차, 캐리어차수 $n_c : 24$ 차
 (1.44kHz)

변조율 : 0.9, 주파수 $f_s : 60(hz)$

실험결과 및 시뮬레이션결과는 그림 8, 9와 같다. 이들 그림에서 알 수 있는 바와 같이 회생용 PWM패턴을 응용해서 검토한 결과, 캐리어주파수 1.44kHz(기본파에 대해서 24차)를 적용한 회생전류는 冚形이 적은 것을 알 수 있다.

6. 결 론

他勵式인버터의 직류측에 바이패스 스위치 GTO를 두고 他勵轉流와 强制轉流를 병용한 경우에 轉流조건, 고조파에 따른 轉流조건에 미치는 영향에 관해 살펴보고 이에따른 대책으로 새로운 PWM제어법을 제시하고 교류측필터의 정성적해석과 컴퓨터시뮬레이션을 통해 회생전력에 적용할 때 필요한 각부파형을 구하고, 실험을 통해 얻는 결과로부터 다음을 알 수 있었다.

- 1) GTO를 轉流補助로서 적극적으로 이용하는 경우 他勵式인버터는 점호 각 α 는 180° 에서 240° 까지 연장됨을 알 수 있다.
- 2) 고조파제거를 위해 도입한 새로운 PWM제어법이 기존의 삼각파캐리어 제어법보다 지차고조파를 줄일 수 있어 교류필터용량을 축소시킬 수 있었다.
- 3) 타러식인버터에 강제전류를 이용하여 전류범위의 확대를 가져와서 역율개선 효과가 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 田島, "力率改善回路 制御方法," 日本電氣學會全國大會, no. 611, 1981.
- [2] 谷口, "サイリスタセルピウスにおける力率變換電氣波形の改善," 日本電氣學會論文誌, vol. 100-B, no. 9, p. 572, 1980.
- [3] 鄭 然澤, 成 世鎮, 沈 在明, "電源轉流와 素子轉流를 併用한 PWM인버터," 電氣電子學術大會論文, pp. 130-132, 7, 1988.
- [4] T. Ohnishi. and H. Okitu, "A Novel PWM Technique for Three-Phase Inverter/ Converter." in Conf. Rec. of IPEC-Tokyo, pp. 384-395, 1983.
- [5] S. Fukuda, "PWM Current Source Rectifier with Sinusoidal Line Current," in Conf. Rec. of the IEEE Ind. Annual Meeting, pp. 679-684, 1987.
- [6] 大山, 大上, 吉田, 上廣, "誘導機驅動用 轉流制御形 インバータ의PWM制御法," 日本電氣學會論文誌, vol. 105-B, no. 11, p. 893, 1985.
- [7] 安岡, 常廣, "誘導機 驅動用 轉流制御形 インバータ의轉流 콘덴サ容量의決定法," 日本電氣學會論文誌, vol. 94B, no. 7, p. 335, 1974.
- [8] K.R. Jardan, S.B. Dewan and G.R. Slemon, "General Anaysis of Three Phase Inverter," IEEE. Trans. Ind. Gen. Appl. vol. 1GA-5, no. 2, pp. 672-679, December, 1969.