

轉流 및 Snubber 에너지 손실을 저감시킨 전류형 GTO 인버터에 의한 유도전동기의 고효율 운전

(The High Efficiency Operation of Induction Motor by Current Source GTO Inverter with Low Loss Commutation and Snubber Energy)

최상원* · 김진표** · 이종하***

(Sang-Won Choi · Jin-Pyo Kim · Jong-Ha Lee)

요 약

본 논문에서는 전류시 유도전동기의 누설 인덕턴스 및 직류 링크 인덕터에서 발생하는 손실과 스너버 회로에서 발생하는 손실을 효과적으로 전원 및 부하로 회생하는 새로운 VCC-3를 제안하였으며, VCC-1, VCC-2 및 VCC-3를 3상 유도전동기에 적용하여 부하의 입·출력 특성과 궤환량 등을 측정, 비교·검토한 결과, VCC-3 방식의 GTO CSI가 효율개선 및 안전성 면에서 우수하다는 것을 입증하였다.

Abstract

In this paper, in order to develop the three phase GTO CSI of high efficiency IM drive with low loss commutation and snubber energy, we studied the energy recovery circuit to recover stored energy in clamping capacitor and DC link inductor(VCC-1 and VCC-2), and snubber capacitor(VCC-3). By using an induction motor as the load of inverter, experimental results show that dissipated DC power is decreased and capacitor voltage V_c is effectively suppressed by VCC-2 and VCC-3 system, and the validity of VCC-3 system with low loss commutation and snubber energy is proofed.

1. 서 론

국내 전기에너지의 2/3은 산업용 동력원으로 각종 전동기를 구동하는데 이용되고 있으며, 전동기 소비

전력의 80[%] 이상이 유도전동기 구동에 이용되고 있다. 또한 전동기 부하의 대부분은 팬, 펌프, 송풍기 등 유체 이송장치가 대부분을 차지하고 있으며, 이 유체 이송장치는 인버터에 의한 회전수 제어

*정회원 : 충북대 대학원 전기공학과 박사과정 수료

**정회원 : 충북대 대학원 전기공학과 박사과정 수료

***정회원 : 충북대 전기공학과 교수

접수일자 : 1997. 12. 17

인하여 과거의 고정식 제어에 비해 약 30~70[%]의 전기에너지 절감이 가능하다[1].

한편, 전류형 인버터(CSI)는 전압형 인버터(VSI)에 비하여 몇 가지 장점을 가지고 있으나, 유도전동기 등 인덕턴스 부하를 가변주파수 운전하는 경우 부하 양단의 인덕턴스에 축적된 전류에너지를 흡수하는 회로가 필요하며, 전류형 인버터의 특성인 입력측의 직류 링크 인덕터에서 발생하는 전류에너지의 손실은 인버터의 스위칭 주파수가 증가할 수록 증가하게 되어 결국 인버터의 효율을 감소시키는 요인으로 작용하며 또한, 전류시에 유도전동기의 인덕턴스에 의해 발생하는 스파이크 전압의 상승은 스위칭 소자에 스트레스를 주게 되어 그 동안 이 문제점을 개선시키기 위한 연구가 꾸준히 진행되어 이들 전류에너지를 회생시켜 인버터 효율을 향상시켰다[2].

CSI에서 GTO를 응용할 때 중요한 것은 턴-오프시 dv/dt 를 제한하는 스너버 커패시터가 필요하며, 이 커패시터는 순방향 최대 저지전압까지 충전되며 도통기간 중에 방전된다. 스너버 회로에서 발생하는 에너지 손실은 GTO가 턴-온시 스너버 커패시터에 충전된 전압이 저항을 통해서 방전되는 양으로, 이 에너지 손실은 동작 주파수, 동작전압, 턴-오프 전류가 상승할 수록 크게 되므로[3] 이러한 문제를 개선하기 위한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다[4~12].

본 논문에서는 GTO CSI의 효율개선을 목적으로 전류시에 발생하는 무효전력을 처리하기 위하여 사용된 전류에너지 흡수회로(전압제한회로;VCC) 및 이의 반환/궤환회로(에너지 회생회로;ERC)를 참고문헌 [2]에서 제시한 회로를 이용하고, 또한 기존의 RCD 스너버 회로에서 발생하는 손실을 저감시킨 고효율의 새로운 GTO CSI를 제안함과 동시에 이를 3상 유도전동기를 부하로 하여 인버터의 효율 개선 및 안전성 면에서 실험적으로 인버터 및 부하의 입·출력 특성과 궤환량 등을 측정, 비교·검토하여 그 타당성을 입증하고자 하였다.

2. 3상 전류형 GTO 인버터의 구성

그림 1은 전류 및 스너버 에너지 손실을 저감시킨 고효율 3상 GTO CSI 시스템을 나타낸 것이다. 인버터부는 GTO ($G_1 \sim G_6$)로 구성하였으며, 인버터의 전류 동작시 유도전동기의 단자에서 발생하는 과도전압을 흡수하기 위하여 3상 DBR ($D_7 \sim D_{12}$)와 커패시터 C로 구성되어 있는 VCC 및 흡수된 에너지를 부하로 회생하기 위하여 D_{13} 및 D_{14} 의 다이오드를 사용한 ERC로 구성된다(VCC-1). 또한 직류 인덕터 L_1 에 축적된 에너지를 회생하여 전원 및 부하로 궤환시키기 위한 L_2 및 D_{15} 으로 구성하였다(VCC-2). 그리고 기존의 RCD 스너버 회로에서 커패시터 및 저항을 통하여 손실되는 에너지를 궤환하기 위하여 VCC-1 및 VCC-2에서 스너버 방전 저항을 제거한 후, 스너버 커패시터($C_{s1} \sim C_{s6}$)의 충전전압을 권선비가 1:1인 CT ($CT-a \sim CT-c$)를 이용하여 부하측으로 궤환되도록 구성하였다(VCC-3).

본 회로의 장점은 커패시터의 충전전압이 최대 전동기 선간전압으로 항상 유지된다는 것이다. 즉 전류에너지를 흡수함과 동시에 곧바로 궤환한다는 것이며, 또한 기존의 스너버 회로에서 발생하는 손실을 저감시키기 위하여 이를 인버터의 입력 전원으로 반환시킨 후, 전동기 부하에서 소모되도록 하여 효율을 향상시킨 시스템이다. 스너버 회로의 에너지는 펄스 상태로 나타나며 이를 곧바로 부하로 궤환하면

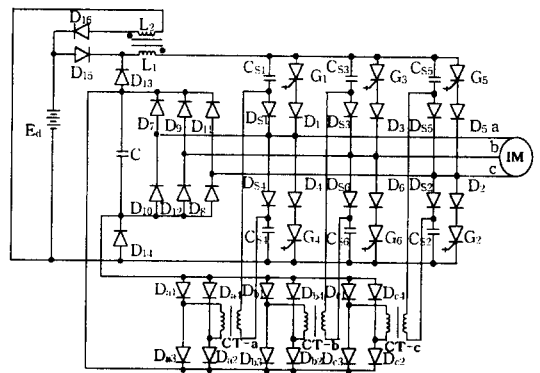


그림 1. 전류 및 스너버 에너지 손실을 저감시킨 고효율 3상 전류형 GTO 인버터의 회로도
Fig. 1. Configuration of the GTO CSI with low loss commutation and snubber energy

고조파 성분이 많이 포함되기 때문에 효과적이지 못하므로 VCC의 커패시터에 충전한 후 소모하는 것이 바람직하다.

주 회로의 제어방식은 유도전동기의 가변속 운전 에 현재도 저소음을 중요시하는 곳에서 범용 인버터 에 많이 사용되고 있는 전압과 주파수의 비를 제어 하는 V/F 일정제어 방식으로 인버터 부분에서 주파 수만을 제어하고, 컨버터 부분에서 출력의 전압을 제어하였다.

3. 시스템의 해석

3.1 해석을 위한 가정

VCC-3의 해석을 위한 가정은 다음과 같은 근거 에 기인하여 서로 다른 동작모드를 해석한다.

- (1) 전동기의 등가회로는 전동기 입력전류에서 모 든 고조파의 효과를 포함하는 회로를 이용한다 [13, 14].
- (2) 전압서지의 정확한 값을 산출하기 위하여 직렬 로 큰 직류인덕터를 접속한 CSI에 일정전압이 인가 되고 있다고 가정한다.
- (3) 각 전류사이클 동안 발생하는 시스템의 6가지 주요 동작모드는 1사이클 동안 6개의 같은 형태 동 작이 순차적으로 일어나므로 1/6주기 즉, a상에서 b상으로의 전류주기에 대해서만 설명하기로 한다.
- (4) 시스템은 정상상태 조건으로 해석되며 입력 제 어전류기는 직류 전압원으로 대치한다.

3.2 각 모드별 해석

◆ 모드 1

모드 1은 그림 2(a)에 나타낸 것과 같이 G_1 및 G_2 가 도통상태로 시작된다. 직류 링크전류 I_d 가 D_{15} , L_1 , R_{d1} , G_1 , D_1 , a상, c상, D_2 , G_2 를 통하여 직류전원 E_d 로 흐른다. 이 모드는 D_{13} 및 D_{14} 가 도통상태 즉, V_c 가 E_d 를 초과할 때까지 존재한다.

◆ 모드 2

모드 1의 상태에서 G_1 을 소호시키고 G_3 를 점호시 키면 VCC와 부하사이에 부하전류 중첩기간이 생긴 다. 이때 a상전류는 감소하며 b상전류는 부하 인덕

턴스 때문에 서서히 증가한다. 그림 2(b)와 같이 E_d , D_{15} , L_1 , R_{d1} , G_1 (G_3), D_1 (D_3) a상(b상), c상, D_2 , G_2 회로가 구성되며 이때 그림 2(c)에서와 같이 발생 한 과전압 e_{ba} 는 b상, D_9 , C, D_{10} , a상을 통하여 커패시터에 흡수되고, e_{bc} 는 b상, D_9 , C, D_8 , c상을 통 하여 커패시터에 흡수되며, 고정자 단자전압은 다음 과 같다.

$$e_a = v_a + L_a \frac{di_{da}}{dt} + R_a i_{da}$$

$$e_b = v_b + L_b \frac{di_{db}}{dt} + R_b i_{db} \quad (1)$$

$$e_c = v_c - L_c \frac{di_{dc}}{dt} + R_c i_{dc}$$

이때 순간 선간전압 e_{ba} 는 e_{bc} 보다 일찍 V_{c2} (즉 $V_c > E_d$ 일 때)를 초과한다. e_{ba} 가 C에 흡수되는 에너 지이다.

◆ 모드 3

b상에서 유기된 과전압은 C의 클램프 작용에 의 하여 제한되며 V_{c2} , L 및 R에 의해 b상에서의 전류 변화율이 결정된다. b상 전류가 I_d 에 도달하게 되고 a상 전류가 0으로 되면 유기전압은 발생치 않고, 그림 2(d)와 같은 E_d , D_{15} , L_1 , R_{d1} , G_3 , D_3 , b상, c상, D_2 , G_2 의 회로가 구성된다.

◆ 모드 4

a상에서 b상으로 전류가 일어날 때 모드 2와 병 행하여 커패시터 충전전압이 직류전원 전압보다 높 게 되면 다이오드 D_{13} 및 D_{14} 가 도통상태로 되고, 전 류 I_d 는 순간적으로 차단되며, 커패시터 충전 전압 V_c 가 C, D_{13} , L_1 , R_{d1} , G_1 (G_3), D_1 (D_3), a상(b상), c상, D_2 , G_2 , D_{14} 를 통하여 부하로 방전되므로 전류 에너지 회생구간이 되며 그림 2(e)와 같이 회로가 구 성되어 커패시터 전류 I_c 가 흐른다. 이때 커패시터 충전전압 V_c 가 E_d 와 같아질 때까지 다음 식과 같이 하강하며 식의 우변 2번째 항이 부하로 궤환되는 양 이다.

$$V_c = V_{c2} - \int_0^t I_c dt \quad (2)$$

여기서 V_{c2} 는 모드 2의 끝부분에서 커패시터에 충

전된 전압이다.

◆ 모드 5

모드 5는 G_1 을 소호시키고 G_2 를 점호시키는 모드 2의 기간중에서 L_2 에 유기된 전압이 직류 전원 전압 E_d 와 커패시터 충전전압 V_C 를 초과하게 되는 기간에 구성되는 모드로 이때 유기전압은 L_2, D_{16}, E_d 를 통하여 직류 전원으로 궤환되며, $L_2, D_{16}, D_{15}, L_1, G_1 (G_3), a상(b상), c상, D_2, G_2, R_{d2}$ 를 통하여 부하로 궤환되는 회로가 구성된다. 직류 인덕터 L_1 과 L_2 의 권수비는 1:1이며 인덕터에 유기되는 전압은 다음과 같다.

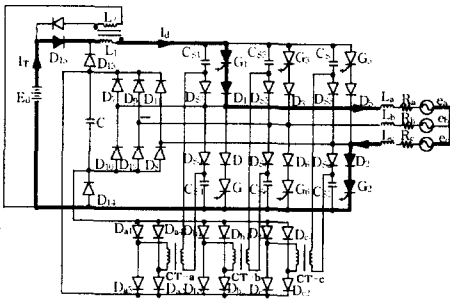
$$e = L_1 \frac{di_{l2}}{dt} + L_2 \frac{di_r}{dt} - M_{12} \frac{di_{l2}}{dt} - M_{21} \frac{di_r}{dt} \quad (3)$$

◆ 모드 6

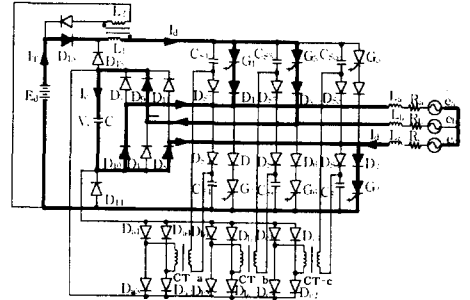
모드 6은 인버터를 구성하는 GTO가 턴-오프시 발생되어 스너버 커패시터 C_s 에 축적된 전하를 궤환 CT를 통하여 VCC회로의 커패시터로 다시 반환시키

는 모드로 그림 2(8)에 나타난 것이다. 모드 1의 상태에서 G_1 을 소호시키고 G_3 를 점호시키면 모드 3의 회로가 구성됨과 동시에 G_1 의 스너버 커패시터에 축적된 전하가 $C_{S1}, G_1, D_1, D_{S1}, C_{S1}, CT-a$ 의 1차측 권선을 통한 방전회로가 구성되며, $CT-a$ 의 2차측 권선, D_{a2}, C, D_{a1} 을 통하여 커패시터에 흡수되며, 커패시터 충전전압이 전원 전압보다 높게 되면 다이오드 D_{13} 및 D_{14} 가 도통상태로 되어 모드 4와 같은 동작을 하게 된다. 부가적으로 G_3 가 턴-온되면서 C_{S3} 에 축적된 전하도 마찬가지로 회로를 통하여 부하로 궤환된다. 이때의 궤환 에너지 PR은 누설 인덕턴스를 무시하면 다음과 같이 표시되며, 제1항은 턴-오프전에 주회로의 표류 인덕턴스에 축적된 자기 에너지이고, 제2항은 턴-오프시에 C_s 로부터 방전된 에너지이다.

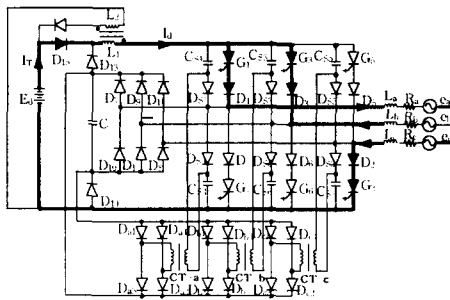
$$P_R = \frac{1}{2} (C_s \cdot E_d^2 + L_{S1} \cdot I_d^2) \cdot f \quad (4)$$



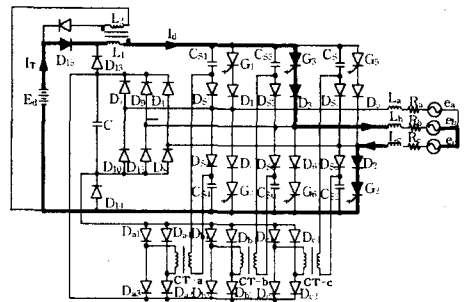
(a) 모드 1 (Mode 1)



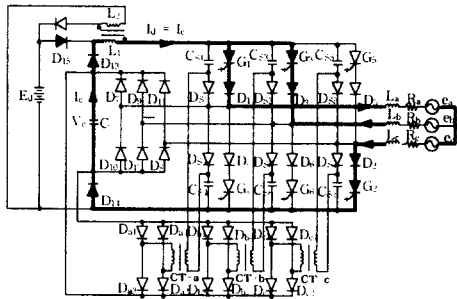
(b) 모드 2a (Mode 2a)



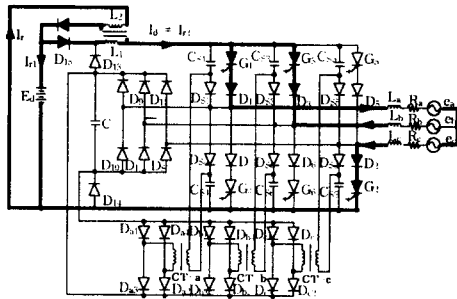
(c) 모드 2b (Mode 2b)



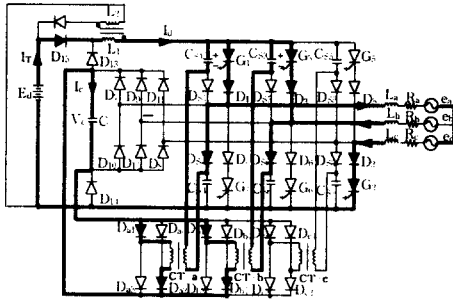
(d) 모드 3 (Mode 3)



(e) 모드 4 (Mode 4)



(f) 모드 5 (Mode 5)



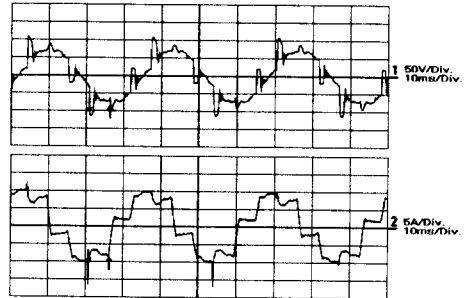
(g) 모드 6 (Mode 6)

그림 2. 각 모드에서의 동작
Fig. 2. Current paths during various intervals of VCC-3 - CSI/IM drive

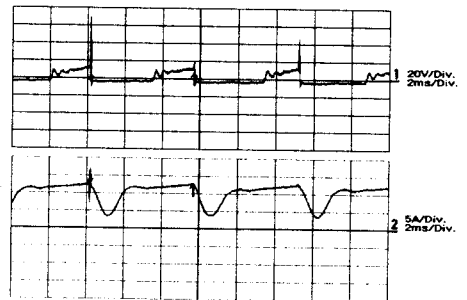
4. 실험결과 및 고찰

그림 1의 회로를 이용하여 3상 GTO CSI를 구성하였다. 인버터 부하로는 정격전압 220(V), 4극, 60(Hz), 1750(rpm), 5(HP)의 유도전동기를, 또한

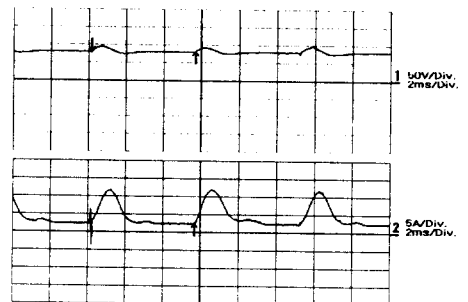
유도전동기의 부하로는 직류발전기를 사용하여 V/F 일정제어에 의하여 실험한 결과를 각각 그림 3, 4 및 5에 나타내었다.



(a) 인버터 출력전압 및 전류파형
(Waveforms of inverter output)



(b) 직류 링크단 전압 및 전류파형
(Waveforms of dc link)



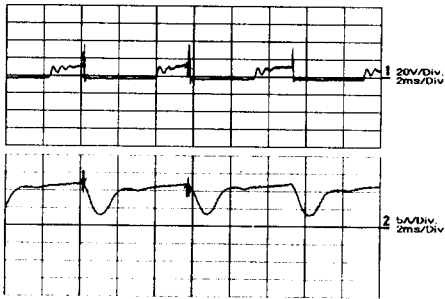
(c) 커패시터 C단 전압 및 전류파형
(Waveforms of capacitor)

그림 3. VCC-1 인버터의 전압 및 전류파형
Fig. 3. Voltage and current waveforms of VCC-1-CSI/IM drive

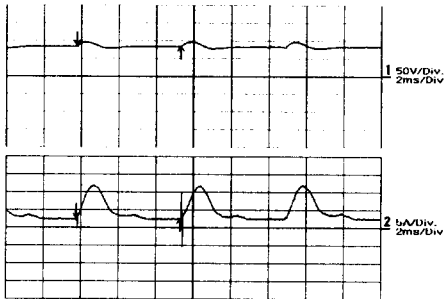
轉流 및 Snubber 에너지 손실을 저감시킨 전류형 GTO 인버터에 의한 유도전동기의 고효율 운전



(a) 인버터 출력전압 및 전류파형
(Waveforms of inverter output)



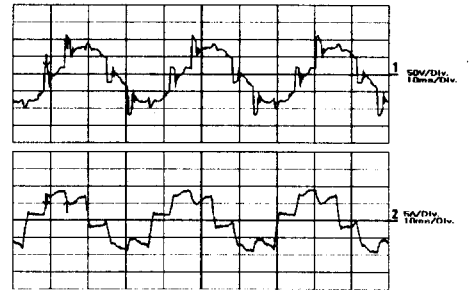
(b) 직류 링크단 전압 및 전류파형
(Waveforms of dc link)



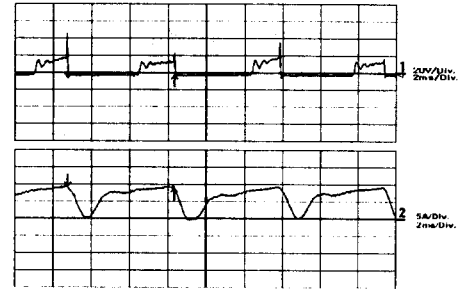
(c) 커패시터 C단 전압 및 전류파형
(Waveforms of capacitor)

그림 4. VCC-2 인버터의 전압 및 전류파형
Fig. 4. Voltage and current waveforms of VCC-2-CSI /IM drive

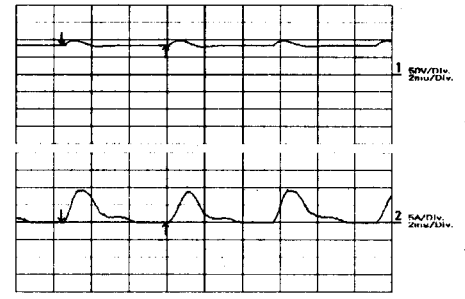
그림 3은 VCC-1을, 그림 4는 VCC-2를, 그림 5는 VCC-3을 이용하여 30Hz로 유도전동기를 구동하였을 때 인버터 출력 전압·전류파형 (그림 3, 4 및 5의 (a)), 직류링크 인덕터 L_1 단의 전압·전류



(a) 인버터 출력전압 및 전류파형
(Waveforms of inverter output)



(b) 직류 링크단 전압 및 전류파형
(Waveforms of dc link)



(c) 커패시터 C단 전압 및 전류파형
(Waveforms of capacitor)

그림 5. VCC-3 인버터의 전압 및 전류파형
Fig. 5. Voltage and current waveforms of VCC-3-CSI /IM drive

파형 (그림 3, 4 및 5의 (b)) 및 커패시터 C단의 전압·전류파형 (그림 3, 4 및 5의 (c))을 나타낸 것이다. 각 단에서의 전압·전류파형을 비교하여 보면 (1) 각 회로 모두 선전류는 빠르게 상승 및 하강을

하며 각각의 반주기의 중앙부분에서 전류는 C의 방전에 기인하여 약간 상승 및 하강한다. 또한, C에 충전 및 방전되는 전류는 펄스형태로 발생되며 직류 링크 인덕터에 유기되는 전압은 많은 맥동성분의 리플을 포함하고 있다.

(2) 전류시에 발생하는 스파이크 전압은 VCC-1의 경우 110[V]이며 VCC-2는 120[V]정도이며, VCC-3는 130[V]로 나타났다.

(3) 직류 링크 인덕터 L₁단의 전압·전류파형은 1주기 동안 6번의 전류동작이 반복되며, 이때 VCC-2의 경우 L₁에 축적된 에너지를 L₂를 통하여 직류 입력전원을 경유하여 그림 6의 전압 및 전류 양만큼 전원 및 부하로 재환된다. VCC-1 및 VCC-2 모두 커패시터의 방전전류에 따라 그 만큼 입력전류가 적게 흐르게 되므로 이 재환되는 양 때문에 결과적으로 직류 입력전류는 감소하게 되며, 재환되는 전류에는 고조파 성분이 포함되어 있기 때문에 직류 링크 입력단의 전류 맥동이 크게 된다.

(4) VCC-3는 스너버 커패시터에 축적된 전하가 각 GTO가 스위칭할 때마다 식 (4)의 양만큼 C에 반환된 후 다시 부하에서 소모되기 때문에 그림 7의 전압 및 전류만큼 입력측의 소비전력은 적게 된다.

(5) 커패시터 C단의 전압·전류파형에서 C에 충전된 전압 V_c가 직류 입력측 전압보다 높게 되면 D₁₃ 및 D₁₄를 통하여 부하로 재환되어 효과적으로 C에 충전된 전압을 억제할 수 있다. 그림에 나타난 바와 같이 C에 충전된 전압은 VCC-1은 80V, VCC-2는 90[V], VCC-3은 95[V]로 나타났다. 각 회로에서 C의 전압파형은 시스템의 루프 저항성분에 기인한 것이며 또한, 전류파형은 인덕턴스 성분에 기인한다.

그림 8는 각 주파수에 따라 부하를 일정하게 했을 때, 각각의 회로에서 커패시터에 충전된 전압특성을 비교한 그래프이다. VCC-3의 커패시터 충전전압은 VCC-2보다 약 5[V] 높게 나타났다. 그 이유는 스너버회로에서 소비되는 전력이 CT를 통하여 스파이크 전류가 커패시터에 재충전되기 때문이며 또한 VCC-2의 커패시터 충전전압은 VCC-1보다 약 10[V] 높게 나타났다.

그 이유는 L₂에 의해 재환된 스파이크 전류가 커패시터에 재충전 되기 때문이다. 또한 각 회로 모두 주파수가 증가할 수록 커패시터 충전전압이 증가한 이유는 주파수가 증가할 수록 직류 입력전압을 증가시키는 V/F 일정제어 및 과전압의 발생빈도가 많아지기 때문이다.

그림 9는 각각의 회로에서 주파수에 대한 직류 입력전력을 측정된 그래프이다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 직류 입력측 소비전력은 전동기의 동일 부하에서 VCC-3는 VCC-2보다 65[Hz]에서 최고 3[%], VCC-2는 VCC-1보다 약 7~9[%] 정도 낮출 수 있었다. VCC-2와 VCC-3의 소비전력 차이, VCC-1과 VCC-2의 소비전력 차이가 결국 CT 및 L₂에 의해서 전원 및 부하로 재환되는 양임을 알 수 있다. 또한, VCC-3, VCC-2, VCC-1의 순서로 인버터의 운전주파수 및 부하전류가 증가할 수록 L₂단 및 스너버회로에서의 많은 양의 에너지를 부하로 재환되어 장치의 효율을 증대되는 것을 알 수 있다.

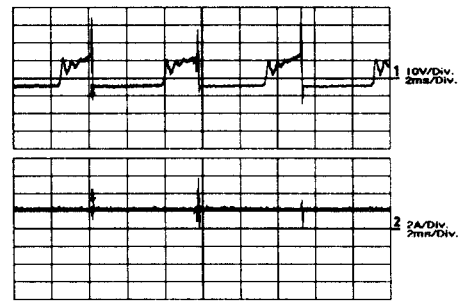


그림 6. L₂ 단의 전압 및 전류파형
Fig. 6. Voltage and current waveforms of L₂ terminal

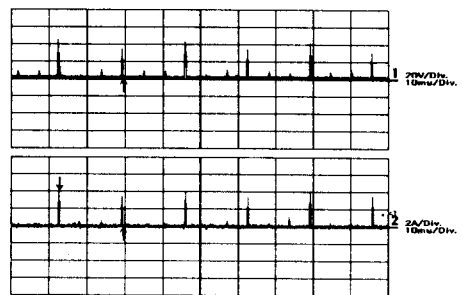


그림 7. CT의 2차측의 전압 및 전류파형
Fig. 7. Voltage and current waveforms of CT terminal

轉流 및 Snubber 에너지 손실을 저감시킨 전류형 GTO 인버터에 의한 유도전동기의 고효율 운전.

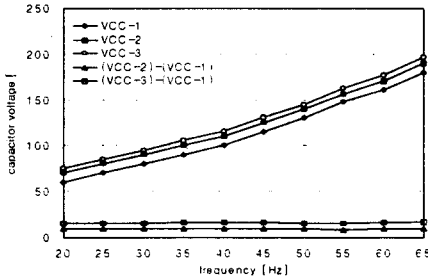


그림 8. 주파수에 따른 커패시터 전압특성 비교
Fig. 8. Capacitor voltage vs frequency

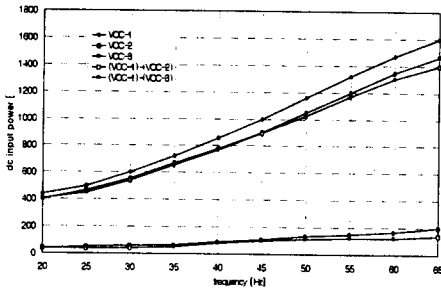


그림 9. 주파수에 따른 소비전력 비교
Fig. 9. DC input power vs frequency

5. 결 론

본 논문에서는 GTO CSI의 효율개선을 목적으로 전류시에 발생하는 전류에너지 및 기존의 RCD 스너버 회로에서 발생하는 손실을 저감시킨 고효율의 GTO CSI를 적용하여, 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) V/F 일정제어에 의하여 유도전동기의 속도를 직선적으로 변화시킬 수 있었으며, VCC-1의 경우 110[V]이며, VCC-2는 120[V] 정도이며, VCC-3는 130[V]로 나타났다.

(2) 각각의 주파수에 대하여 유도전동기에 동일한 부하를 인가하였을 때 직류 입력측의 소비전력을 비교해 보면 VCC-3는 VCC-2보다 65[Hz]에서 최고 3[%], VCC-2는 VCC-1보다 약 7~9[%] 정도 낮출 수 있었다.

(3) VCC 및 ERC에 수동소자인 L, C, D 및 CT를 사용함으로써 전류에너지를 흡수함과 동시에 고풀

바로 궤환시킬 수 있었으며, 또한 인버터의 경제성 및 견고성을 지향할 수 있다.

(4) 인버터의 주파수가 증가함에 따라 전류시 스너버 회로에서 발생하는 손실이 많기 때문에 이를 인버터의 입력측으로 궤환시킴으로서 장치의 효율을 증대시킬 수 있었으며, 이는 대용량의 고주파운전을 하는 인버터에 적합하다고 할 수 있다.

위의 결과로부터 VCC-3는 VCC-2와 VCC-1에 비하여 커패시터의 충전전압은 약간 높았으나 소비전력은 낮기 때문에 장치의 효율화를 기할 수 있으며 아울러 VCC-3의 시스템에서도 커패시터 내압과 GTO인가되는 스트레스를 낮출 수 있었다. 또한, 새롭게 제안한 인버터는 대용량 고주파 운전을 하는 인버터 및 유도전동기로서의 응용에 기대되며, 향후 본 GTO CSI에 적용하여 GTO 소자의 스위칭 손실을 저감시키기 위한 최적의 직류 인덕터 값 등의 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] 한국전력공사, 발전소용 대용량 GTO 인버터 설계 및 제조 기술개발 (저전압형), p. i, 1995. 4.
- [2] 김 진표, 최 상원, 이 중하, "轉流에너지 2중 궤환 방식의 새로운 전류형 GTO 인버터의 특성", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 435-437, 1997.
- [3] 電氣書院, ターンオフサイリス-GTOの原理と應用, pp. 106-119, 1983.
- [4] Tore M. Underland, "Snubbers for pulse width modulated bridge converters with power transistors or GTOs", IPEC-Tokyo '83, pp. 313-323, 1983.
- [5] Gert FREGINE, Hans Georg LANGER, Hans-Christoph SKUDELDNY, "A regenerative snubber for 200 KVA GTO-inverter", PESC '88 RECORD, pp. 498-505, 1988. 4.
- [6] H. H. Seong, D. J. Kim and G. H. Cho "ZCS-ZVS mixed mode PWM resonant converter for snubber energy recovery of 3-level GTO inverter", IEEE 1994, pp. 703-708.
- [7] Joachin Holtz and Samir F. Salama, "Megawatt GTO-inverter with three-level PWM control and regenerative snubber circuits", PESC '88 RECORD, pp. 1263-1270, 1988. 4.
- [8] X. He, B. W. Williams, S. J. Finney, Z. Quan, T. C. Green, "New snubber circuit with passive energy recovery for power inverters", IEE Proc-Elec.

- Power Appl., Vol. 143, No., 5, pp. 403-408, 1986. 9.
- [9] Reumen Petkov and Leslie Hobson, "Optimum design of a nondissipative snubber". IEEE, pp. 1188-1195, 1994.
- [10] P. H. Swanepsel and J. D. van Wyk, "Analysis and optimization of regenerative linear snubbers applied to switches with voltage and current tails", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 9, No. 4, pp. 433-442, 1994. 6.
- [11] William OFOSU-AMAAH, Shigeru TANAKA, Kazutoshi MIURA, "A current source based snubber energy recovery circuit for GTO inverters", PCC-Yokohama '93, pp. 49-54, 1993.
- [12] Angelo Brambilla and Enrico Dallago, "Snubber circuit design for GTO converters", IECON, pp. 668-673, 1991.
- [13] W. Farrer, and J. D. Miskin, "Quasi-sine-wave fully regenerative inverter", Proc. IEE. Inst. Elec. Eng., Vol. 120, No. 9, pp. 969-976, Sept. 1973.
- [14] B. Wu, S. B. Dewan and P. C. Sen, "A modified current-source inverter (MCSI) for a multiple induction motor drive system", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No. 1, pp. 10-16, Jan. 1988.

◇ 著 者 紹 介 ◇



최 상 원(崔相源)

1959년 3월 5일생. 1986년 대전산업대 공대 전자공학과 졸업. 1994년 충북대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 한국산업안전공단 산업안전연구원 선임연구원.



김 진 표(金振杓)

1967년 8월 3일생. 1990년 충북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 국립과학수사연구소 연구원

구원



이 종 하(李鍾夏)

1934년 7월 30일생. 1958년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1976년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 충북대 공대 전기공학과 교수.