

GTO 인버터에서의 직류 링크 인덕터 및 클램핑 커패시터의 특성 고찰

전영건^o · 윤용기 · 이기태[·] · 김진표[·] · 최상원[·] · 이종하[·]

^o·충북대학교 전기공학과, [·]한국철도기술연구원, [·]국립과학사연구소, [·]한국산업안전공단 산업안전보건연구원

A Study on the DC Link Inductor and Clamping Capacitor in GTO Inverter

Young-Keon Jeon^o · Yong-Ki Yoon[·] · Gie-Tae Lee[·] · Jin-Pyo Kim[·] · Sang-Won Choi[·] · Jong-Ha Lee[·]
^o·Chungbuk National University, [·]Korea Railroad Research Institute, [·]National Institute of Scientific Investigation, [·]Industrial Safety & Health Research Institute, KISCO

Abstract - One of the limitations of conventional ASCI for high-power induction motor drives is the high voltage that is produced in the commutation capacitors during the current commutation from one phase to another. Since the capacitor voltage appears directly on the semiconductor components, it increases their required voltage ratings. Also, the high-voltage spikes generated at the motor terminals may cause damage to the motor insulation. And we investigated how dc input power is increased or decreased according to size of dc link inductor. In this paper, dc link inductor and clamping capacitor in GTO inverter suitable for induction motor drives are propose through experiment.

하로는 100[V], 4극, 1750[rpm], 2[kW]의 직류발전기를 사용하였으며, 또한 직류 입력전압 E_d 를 가변 시키기 위하여 125[V], 4극, 1750[rpm], 17[kW]의 직류발전기와 축전지를 직렬 접속하였다. 주 회로의 제어 방식은 유도전동기의 가변속 운전에서 현재도 범용 인버터에 많이 사용되고 있는 전압과 주파수의 비를 제어하는 V/f 일정제어 방식으로 인버터 부분에서 주파수만 제어하고, 컨버터 부분에서는 출력 전압을 제어하였다.

본 시스템의 장점은 전류 에너지를 흡수함과 동시에 곧바로 회생되기 때문에 VCC의 커패시터 충전전압이 최대 전동기 선간 전압으로 항상 유지된다는 것이며, 또한 전류에너지 및 스너버 회로에서 발생하는 손실을 저감시켜 효율을 향상시킨 시스템이다.

본 논문에서는 직류 링크 인덕터의 크기 변화에 의한 시스템의 특성을 고찰코자 표 1의 인덕터를 사용하였으며, 또한 VCC 시스템내 클램핑 커패시터의 용량을 결정하기 위해서 4500[μF]~10[μF]범위에서 실험을 실시하였다.

1. 서론

전류형 인버터는 그 특성상 인버터의 입력측에 직렬 접속된 직류 링크 인덕터로 인하여 부하의 단락시에도 소자를 보호할 수 있어 인덕터를 크게 하면 인버터의 특성 면에서 유리한 점이 있으나 이의 크기에 따라 인버터의 효율이 변하게 된다. 또한, 인버터 부하인 유도전동기에서 전류시에 발생하는 전류에너지 흡수용 커패시터는 이들 에너지를 회생하기 위한 회로를 사용하는 경우 커패시터의 크기에 따라 전류형 인버터의 부하를 병렬 운전이 가능케 한다.[1]~[6]

본 논문에서는 자기소호 소자인 GTO를 사용하여 전류형 인버터를 구성하고 직류 링크 인덕터 및 클램핑 커패시터의 크기에 따른 GTO CSI의 특성변화를 고찰한 후 경제성을 갖는 인덕터 및 커패시터의 값을 실험을 통하여 제시하였다.

2. 시스템의 구성

그림 2.1은 전류 및 스너버 에너지 손실을 저감시킨 고효율의 유도전동기 구동용 3상 GTO CSI 시스템을 나타낸 것이다. 인버터부는 GTO ($G_1 \sim G_6$)로 구성되어 기존의 ASCI 방식에서 전류 커패시터를 제거하였으며, 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 CERC로 구성하였다. 또한 직류 링크 인덕터 L_1 에 축적된 에너지를 회생하여 전원 및 부하로 회생시키기 위한 L_2 및 D_{15} 로 구성하였다. 그리고 기존의 RCD 스너버 회로에서 커패시터 및 저항을 통하여 손실되는 에너지를 회생하기 위하여 스너버 방전저항을 제거한 후, 스너버 커패시터 ($C_{S1} \sim C_{S6}$)의 충전전압을 권선비가 1:1인 CT (CT-a~CT-c)를 이용하여 부하 측으로 회생되도록 SERC를 구성하였다.

인버터의 부하로는 220[V], 4[p], 60[Hz], 1730[rpm], 3.7[kW]의 유도전동기를 연결하였으며, 유도전동기의 부

표 2.1 DC Link Inductor의 사양

Inductance ($L_1=L_2$) [mH]	200	150	100	50	25	10	5
Resistance (R_d) [Ω]	0.080	0.060	0.040	0.020	0.12	0.08	0.06
Rated Current [A]	50			20			
Ratio of Windings	1:1						

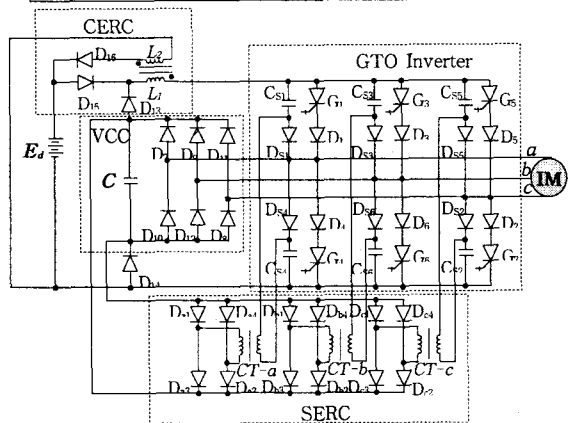


그림 2.1 GTO CSI의 구성도

3. 실험결과 및 고찰

그림 2.1의 인버터에서 유도전동기의 구동 주파수를 파라미터로 하여 출력부하가 동일한 조건 즉, 전동기의 슬립 s를 3.89, 직류 링크 인덕터는 200[mH], 클램핑 커패시터는 가변하여 사용하였을 때 인버터의 일정 구동

주파수 (35Hz)에 따라 인버터의 출력 전압 (그림 3.1), 인버터의 출력 전류 (그림 3.2)에 나타난 바와 같이 커패시터의 용량이 크면 클수록 스파이크 전압이 낮아지는 것을 알 수 있으며, 스위칭소자의 스트레소도 줄일 수 있다. 직류 입력 전압 (그림 3.3), 전류 (그림 3.4)에서도 커패시터 용량이 클수록 전압, 전류 파형이 개선되는 것을 알 수 있다.

그림 3.5 및 그림 3.6은 유도전동기의 구동 주파수 및 클램핑 커패시터를 파라미터로 유도전동기 부하를 일정하게 하였을 때 클램핑 커패시터에 충전되는 전압을 측정하여 나타낸 것이며, 이때 사용한 클램핑 커패시터는 4500[μF], 2500[μF], 1500[μF], 940[μF], 470[μF], 235[μF], 100[μF], 47[μF], 22[μF] 및 10[μF]이며, 직류 링크 인덕터는 200[mH]를 사용하였다. 클램핑 커패시터를 파라미터로 하여 클램핑 커패시터의 양단의 전압을 측정한 결과 커패시터의 크기가 작아질수록 스파이크 전압은 크게 되며, 또한 시정수도 짧게 된다.

그림 3.7은 클램핑 커패시턴스의 크기에 대한 스파이크 전압을 나타낸 것이다. 그래프에서 알 수 있듯이 커패시터 용량이 작아질수록 스파이크 전압이 높아지는 것을 알 수 있지만 실제 시스템에서 커패시터 용량을 무한히 증가시킬 수만은 없다. 스파이크 전압 등에서 경제성과 안정성을 고려한 커패시터의 값의 범위는 본 시스템에서 235[μF]~470[μF]임을 확인하였다. 아울러 커패시터의 대소에 관계없이 클램핑 전압은 거의 같은 값을 유지하였다.

클램핑 커패시터 값은 출력 주파수 범위, 정격출력 및 요구되는 리플률에 관계된다. 클램핑 커패시터는 전동기 누설 인덕턴스에 축적된 에너지를 흡수하며, 전류기간 중에 발생하는 스파이크 전압 V_p 는 식 (3.1)으로 나타난다. 식 (3.1)에서 알 수 있듯이 동일 부하 조건에서 클램핑 커패시터의 커패시턴스 값을 크게 할수록 스파이크 전압은 낮아지게 된다.

$$V_p = \sqrt{2}E_m \sin\phi + 2I_d \sqrt{\frac{L_l}{3C}} \quad (3.1)$$

여기서

- E_m : 전동기 선간 유기전압
- ϕ : 전동기 역률각
- L_l : 전동기 누설 인덕턴스
- C : 클램핑 커패시터의 커패시턴스

그림 3.8과 그림 3.9는 클램핑 커패시터의 값을 235[μF]로 일정하게 한 후, 직류 링크 인덕터의 값을 파라미터로 하여 유도전동기를 구동시켰을 때 직류 링크 인덕터의 2차측에 유기되는 전압파형을 나타낸 것이다. 인덕터가 작아질수록 유기되는 전압이 작아지는 것은 식 (3.2)과 같이 인덕터가 작을수록 2차측에 유기되는 전압 e 가 작아지기 때문이나 인덕터가 너무 작게 되면 CSI의 특성을 잃는 단점이 생기게 된다. 또한 인덕터의 크기에 관계없이 직류입력 전압과 거의 같게 나타나고 있는 이유는 본 시스템의 특성인 전류 에너지 발생과 동시에 회생되기 때문이다. 또한 인덕터의 크기가 작아질수록 그림 3.10 및 그림 3.11과 같이 입력측의 소비전력은 감소하였다. 이는 인덕터의 직류저항과 관계된다. 전류형의 특성을 유지하는 인덕턴스 값의 범위는 실험을 통하여 경제성과 시스템의 안전성을 고려하여 $5L_l < L_d < 10L_l$ 의 관계가 있음을 확인하였다. 여기서 L_l 은 전동기 누설 인덕턴스이다.

$$e = L_1 \frac{di_{r2}}{dt} + L_2 \frac{di_r}{dt} - M_{12} \frac{di_{r2}}{dt} - M_{21} \frac{di_r}{dt} \quad (3.2)$$

여기서

- L_1, L_2 : 직류 링크 인덕터의 1차 및 2차 인덕턴스
- M_{12}, M_{21} : 상호 인덕턴스
- di_r, di_{r1}, di_{r2} : 회생전류 (그림 2.1참조)

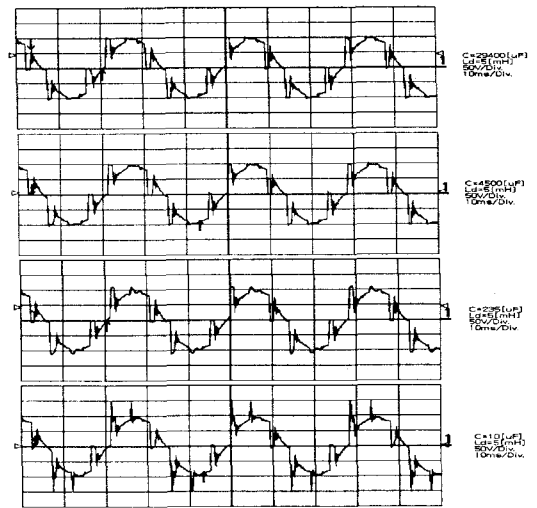


그림 3.1 인버터 출력 전압 파형

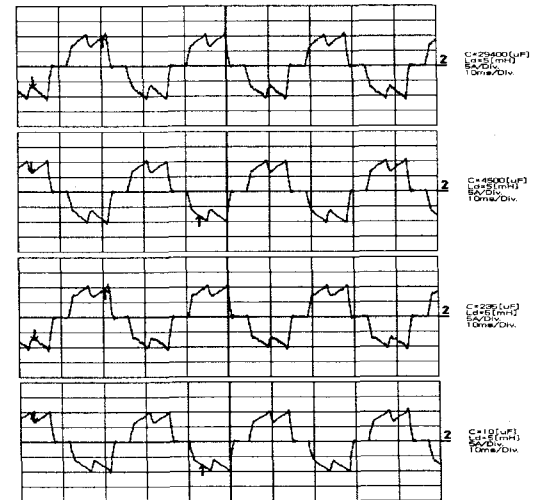


그림 3.2 인버터 출력 전류 파형

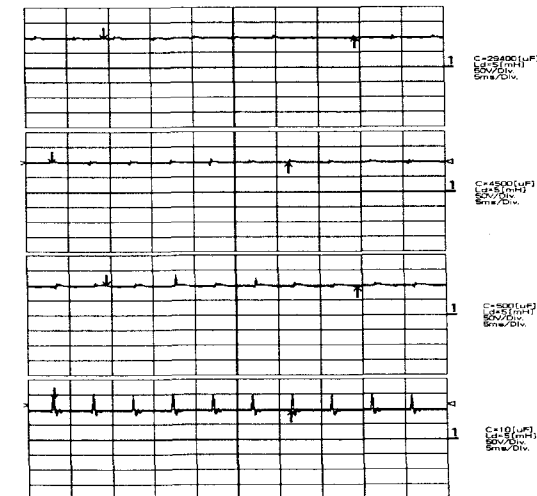


그림 3.3 직류 입력 전압 파형

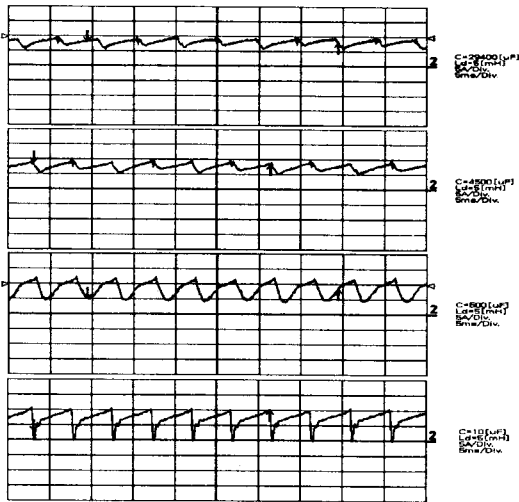


그림 3.4 직류 입력 전류 파형

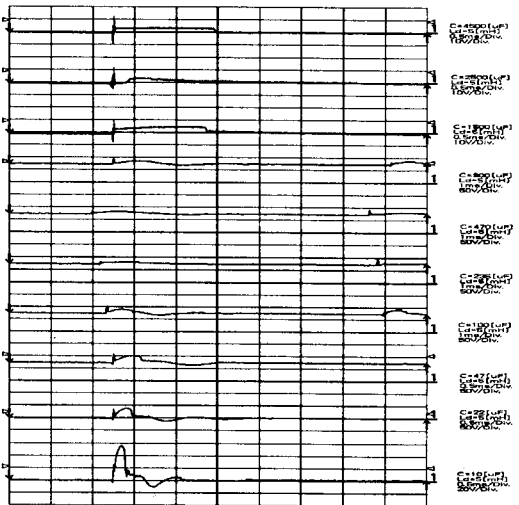


그림 3.5 클램핑 커패시터 양단의 전압 파형

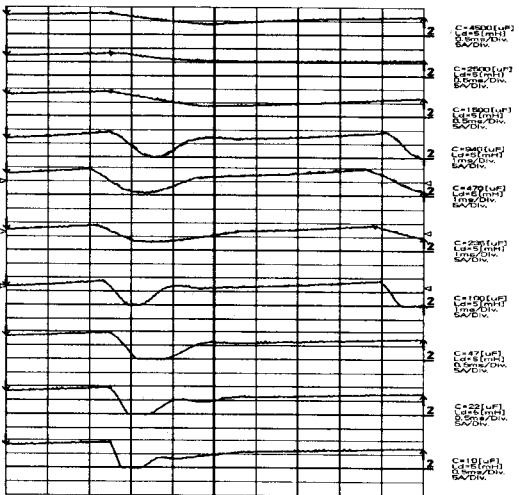


그림 3.6 클램핑 커패시터 단의 전류 파형

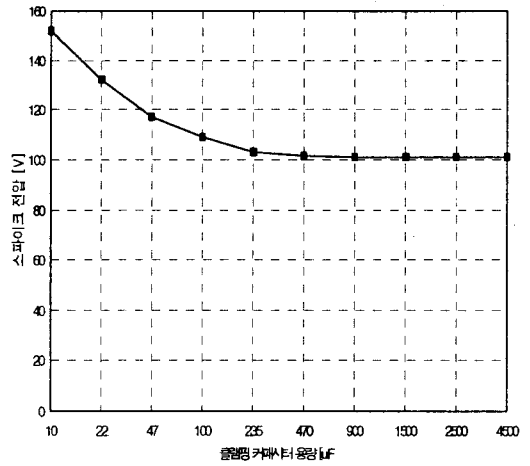


그림 3.7 커패시터 크기에 따른 스파이크 전압

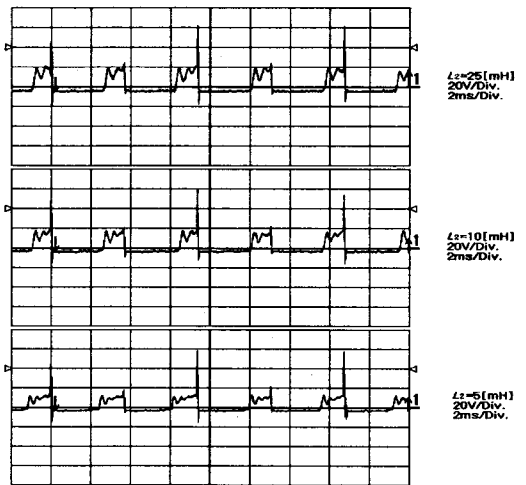


그림 3.8 인덕터 2차측의 전압파형-1

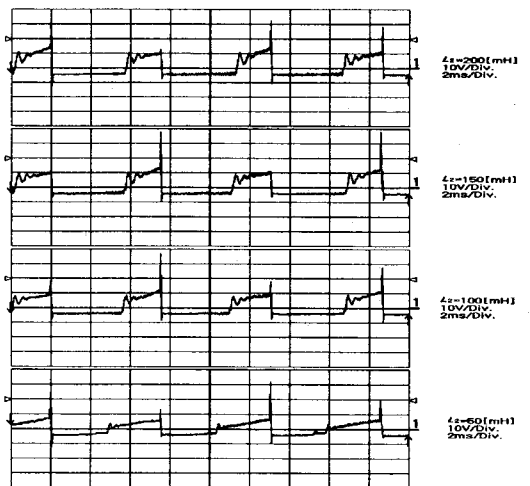


그림 3.9 인덕터 2차측의 전압파형-2

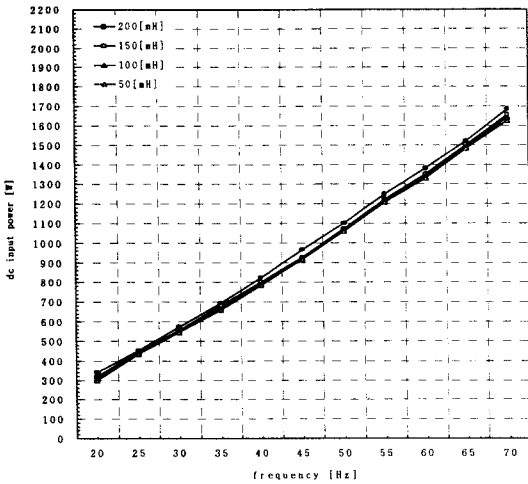


그림 3.10 인덕터의 크기에 따른 소비전력 비교 -1

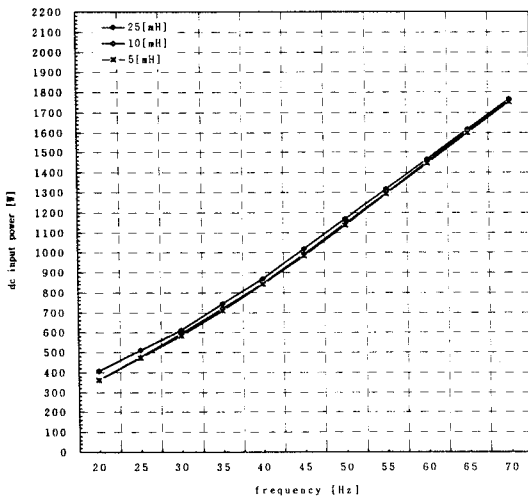


그림 3.10 인덕터의 크기에 따른 소비전력 비교 -2

4. 결 론

본 논문에서는 전동기 및 직류 링크 인덕터에서 발생하는 전류 에너지와 스너버 회로에서 발생하는 손실을 저감시킨 GTO CSI를 구성하였다. 유도전동기를 본 인버터의 부하로 하여 직류 링크 인덕터 및 클램핑 커패시터의 크기에 따른 시스템의 특성을 실험적으로 고찰한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

- (1) 수동소자를 사용하여 간단하게 무효전력을 부하 및 전원으로 동시 회생시킬 수 있었다.
- (2) 직류 링크 인덕턴스가 작을수록 입력측의 소비전력은 적어지게 되어 효율적이나 특성을 유지하는 그 값은 $5L_l < L_l < 10L_l$ 의 관계임을 확인하였다.
- (3) 누설 인덕턴스에 축적된 에너지를 효과적으로 흡수하는 커패시터의 값은 실험결과 235[uF]~470[uF] 사이가 본 시스템에서는 경제적인 최적값임을 알 수 있었다.
- (4) 동일한 직류 링크 인덕터에서 클램핑 커패시터를 변화시켜를 때 직류 입력측 전압, 전류 파형을 고찰해 보면 커패시터 값이 4500[uF]일 때는 직류 입력

측 전압 평활 상태는 아주 평탄하고 전류는 약간의 리플을 가지나 대략 이 값 이상에서는 부하를 병렬 운전할 수 있다고 판단된다.

향후 본 시스템에서 턴-오프시에 발생하는 스위칭 손실을 감소시키기 위한 부가회로 등의 연구와 스너버 및 전류 에너지를 GTO의 게이트 구동회로의 전원으로 사용할 수 있는 연구가 필요하다.

[참 고 문 헌]

- [1] Bin Wu, S. B. Dewan and Paresh C. Sen, "A modified current-source inverter (MSCI) for a multiple induction motor drive system", IEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No. 1, pp. 11~16, Jan. 1988
- [2] B. Wu, G. R. Slemon and S. B. Dewan, "Analysis and Design of GTO CSI Induction Machine Drive System", IEEE IAS, pp. 602-612, 1993.
- [3] Hisao Kubota, Kouki Matsuse and Jong-Ha Lee, "Analysis of New Current Source GTO Inverter - Fed induction Motor Drive", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. PE-1, No. 4, pp. 210-214, Oct. 1986.
- [4] Kouki Matsuse and Hisao Kubota, "Improved Current Source GTO Inverter-Fed Induction Motor Drives with PWM Controlled Thyristor Converter" IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 25, No. 2, March/April 1989.
- [5] Kouki Matsuse and Hisao Kubota, "Analysis PWM Current Source GTO Inverter with PWM -controlled Thyristor Rectifier for Induction Motor Drive" IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 25, No. 2, March/April 1990.
- [6] K. P. Phillips, "Current Source Converter for ac Motor Driver", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-6, pp. 679-683, Nov/Dec. 1972.
- [7] 김진표, 최상원, 이종하, "轉流에너지 2중 케환방식의 새로운 전류형 GTO 인버터", 대한전기학회 논문지, 제47권, 제4호, pp. 478~483, 1998. 4.
- [8] 최상원, 김진표, 이종하, "轉流 및 Snubber 에너지 손실을 저감시킨 전류형 GTO 인버터에 의한 유도전동기의 고효율 운전", 한국조명·전기설비학회, 第12卷 第11號, pp. 117~125, 1998年 2月