

유도전동기 구동을 위한 새로운 동시 회생 환류방식의 전류원 인버터
(A New Current Source Inverter with Simultaneous Recovery
and Commutation for Induction Motor Drive)

박 선 손*

한국과학기술원

조 규 형

전기및 전자공학과

서론

대용량 유도전동기 구동을 위한 ASCI
(autosequentially commutated inverter)

(1)의 심각한 한계점은 높은 첨두전압 스트레스와 낮은 동작주파수에서 온다. 이 논문은 ASCI와 비교하여 많은 장점을 갖는 새로운 전류원 인버터를 제안한다.

우리는 이 새로운 전류원 인버터를 동시 회생 환류방식의 인버터(SRCI; simultaneous recovery and commutation inverter)

(2)라 명명한다. 이 SRCI는 전동기 단자와 전력스위칭소자에의 낮은 첨두전압 스트레스를 보장하면서도 매우 넓은 범위의 동작주파수를 갖는다.

ASCI가 한계점을 갖는 중요한 이유중의 하나는 환류용 캐패시터에 이미 충전되어 있는 에너지를 비효율적으로 이용하는 데서 기인된다.(3) ASCI의 환류동작을 살펴보면, 캐패시터 에너지의 회생방전과 충전동작은 필연적으로 환류동작의 첫 구간과 둘째 구간으로 나뉘어져 발생함을

알 수 있다. 즉, 첫 구간에서 캐패시터는 전동기 권선을 통해 단순히 회생방전만 하고, 둘째 구간에서는 전동기 권선 누설 인덕턴스의 유도성 에너지를 캐패시터에 전부 충전하면서 단자전류를 전환한다.

그러나, 회생 에너지를 단순히 방전시키는 대신에 전동기의 다음 상전류로 전환하는 데 이용한다면, 충전구간의 초기전류를 절반정도로 줄일수 있다. 그러므로, ASCI에 비교하여 동량의 환류용 캐패시터를 사용하더라도 캐패시터 최대 첨두전압을 절반까지 감소시킬 수 있다. 만일 캐패시터를 동작주파수 영역의 회생없이 충분히 충전시킬수 있다면, 최대 첨두전압 스트레스는 단지 부하전류에 상관되는 회생방전(또는 충전시간)의 조절에 의해 제어될수 있다. 이러한 개념을 이용한 인버터는, 캐패시터 에너지의 회생방전과 동시에 전동기의 선간 환류가 시작되기 때문에, 동시 회생환류방식의 인버터(SRCI)라 부른다.

SRCI의 구성과 동작

이 SRCI는 몇가지 방법으로 구성될 수 있으며, 본 논문에서는 그림1과 같이 GTO를 사용하여 구성하였다. GTO SRCI의 주 전력회로는 ASCI와 크게 다르게 보이나 리액티브 에너지의 회생방전 및 흡수의 관점에서 볼때 캐패시터 Cr은 ASCI의 환류용 캐패시터에 해당한다. SRCI의 캐패시터 Cr은 작은 크기, 큰 캐패시턴스를 갖는 직류 캐패시터를 사용할 수 있으므로 첨두전압 스트레스를 현저하게 감소시킬 수 있다. 또한 이미 상술한 바와 같이 동시회생환류방식을 사용하므로써 첨두전압 스트레스는 더욱 더 감소된다.

새로운 SRCI의 환류동작은, 직류측 전류 Is가 Ld- G11- D11- 단자A- 전동기- 단자 C- D12- G12- P(-) 통해 흐르는 상태에서 보조 인버터의 T23, T24를 도통시켜줌으로서 시작된다. 단자 A와 B 사이에 가해진 캐패시터 전압으로 인해 A상 전류는 감소하기 시작하고 B상 전류는 증가하기 시작한다. 이 기간동안 캐패시터는 전동기 권선을 통해 회생방전하게 된다. 환류동작이 시작된지 어떤 정해진 시간 Tr(일반적으로 정상상태에서는 A상 전류가 절반으로 감소되는 시간) 후 주 인버터 G11을 차단시키고 G13를 도통시킨다. 이때, 전동기의 누설인덕턴스 Le로 인해 A상으로 부터 B상으로의 전류전환은 급격히 일어나지 않고 여전히 정해진 전류 감소율(증가율)로서 A상의 전류는 감소

(B상 전류는 증가)한다. 따라서 직류측으로 부터 공급되는 전류의 일부는 D23와 D24를 통해 캐패시터를 충전하게 되고, D23와 D24에 각각 역병렬로 연결된 T23, T24는 자동적으로 차단된다. 환류동작은 A상 전류가 "0"이 되고 B상 전류가 직류측과 같게 될때, 다이오드 D23와 D24가 차단되면서 완료된다.

정상상태에서 최대전압스트레스(즉, 최대 캐패시터 전압)와 회생방전시간은 식(1)과 (2)로서 표시된다.

$$V_{co} \approx E_1 + (ZeId/\sin Wd \cdot Tr)/2 \quad (1)$$

$$r = \arcsin(ZeId/(V_{co}-E_1))/Wd \quad (2)$$

여기서

$$E_1 = \frac{1}{Tr} \int E_{ab} dt$$

$$Zd = \sqrt{2Le/Cr}$$

$$Wd = 1/\sqrt{2LeCr}$$

한편, 전체 환류시간(commutation time)은 회생방전시간의 거의 두배가 된다.

컴퓨터 시뮬레이션과 실험결과

SRCI로서 220V, 5HP 유도 전동기를 구동한다는 가정하의 컴퓨터 시뮬레이션 결과는 SRCI의 특성을 잘 보여주고 있다. 그림 2는 SRCI 동작의 몇 주기동안에 대한 전동기 선간전압, 선전류와 캐패시터의 전류, 전압을 보여주고 있다. 그림 3은 정상상태에서 직류측 전류 Id와 회생방전시간 Tr의 함수로서 캐패시터 전압 Vcr을 보여주고 있으며 이 그림은 Cr=100μF이고 유도전동기가 인버터 주파수 60Hz로 운전되고 있다는 가정하에 얻은 것이다. 그림 4는 정상

상태에서 정격부하, 정격주파수로 동작하는 전동기에 대해 인버터의 환류동작 구간 동안의 캐패시터 전압을 보인 것이다. 여기서 V_{cr} 은 C_r 을 $20\mu F$ 부터 $1000\mu F$ 까지의 값을 갖게 하고, τ_r 을 $260\mu Sec$ 로 고정시켰을 때의 값이다.

새로 제안된 SRCI와 기존의 ASCI와의 비교는 표1과 표2를 관찰함으로써 명료하게 알 수 있다. (2)(4) 표1은 최대첨두전압 스트레스를 각각 500V, 750V 및 1000V로 제한하고자 할때, 각각 100% 및 200% 부하까지 안정한 동작을 할 수 있는 SRCI와 ASCI의 최대동작주파수를 비교한 것이다. 표2는 각각 60Hz, 120Hz까지 안정하게 동작하도록 설계하고자 할때, 각각 100% 및 200% 부하 상태에서 SRCI와 ASCI가 허용해야 할 최대첨두전압 스트레스를 비교한 것이다. 결과적으로 SRCI는 ASCI에 비해 대단히 우수함을 보인다.

표 1. 정해진 값으로 최대전압 스트레스를 제한하고자 할때의 최대동작주파수

최대전압 스트레스	100% 부하에서 최대동작주파수		200% 부하에서 최대동작주파수	
	ASCI	SRCI	ASCI	SRCI
500V	70 HZ	250HZ	0 HZ	130HZ
750V	105 HZ	420HZ	56 HZ	220HZ
1000V	148 HZ	580HZ	78 HZ	320HZ

그림 5와 그림 6은 220V, 5HP 유도 전동기를 정격부하에서 각각 60Hz 및 90Hz로 운전시킬 때의 실험 결과이다. 그림5는

표 2. 최대동작주파수가 결정될때의 허용해야할 최대전압 스트레스

부하율	최대 동작주파수	최대전압스트레스	
		ASCI	SRCI
100% ($I_d=14A$)	60Hz	460 V	400V 이하
	120Hz	850 V	400V 이하
	240Hz	1600 V	490 V
200% ($I_d=28A$)	60Hz	800 V	400 V
	120Hz	1500 V	480 V
	240Hz	2900 V	790 V

몇 주기 동안의 유도 전동기 선간 전압 AB , 상전류 I_A , 캐패시터 전류 I_{cr} 을 보여준다. 그림6은 환류동작구간 동안의 캐패시터 전압, A상의 전류전환, 그리고 캐패시터 전류를 나타낸다. 실험결과는 대체적으로 컴퓨터 시뮬레이션 결과와 일치함을 알 수 있다. 한편 실험 결과에서 캐패시터 전압이 시뮬레이션 결과와 같이 방전시와 똑같은 형태로 충전되지 않고 캐패시터가 충전되기 시작하는 순간에 갑작스럽게 상승하는 이유는 직류 캐패시터에 있는 0.47Ω 정도의 ESR로 인한 것이다.

결론

제안된 새로운 SRCI의 이론적해석, 컴퓨터 시뮬레이션, 그리고 실험적 결과로서 다음과 같은 SRCI의 장점을 확인할 수 있었다.

- 1) 낮은 전압 spike에 의하여 반도체 소자 및 전동기에 스트레스를 주지 않는다.
- 2) 특히 고전압 대전류 부하시, 반도체

소자의 직렬 연결에 유리하다.

3) 높은 최대 동작 주파수를 가지므로 고속은전이 필요한 부하에 대단히 유리하다.

4) 단지 작은 직류 캐패시터만이 요구되므로 고주파용 대전류, 고전압 교류 캐패시터를 사용하는 ASCI에 비해 유리하다.

5) 환류구간이 짧고 또 손실도 적으므로 PWM 동작을 시킬 경우 더욱 유리하다.

그러나 보조 인버터 다이오드의 dv/dt 제한을 위한 snubber size가 약간 증가하나 큰 단점은 되지 못한다. 앞으로 이 시스템의 신뢰도를 계속적으로 검토 증가시켜야 할 과제가 남아 있다.

참고 문헌

1. K.P.Phillips, "Current source converter for ac motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl. Nov./ Dec. 1972.
2. 박 선순, "유도전동기 구동을 위한 새로운 동시 회생 환류방식의 전류원 인버터" 한국과학기술원 석사학위 청구논문, 1986.
3. W.Furnner and J.D.Miskin, "Quasi-sine wave fully regenerative inverter", Proc. Inst. Elec. Eng. Sept. 1973.
4. A.Abbondanti, "Determination of the commutation capacitor in current source inverter drives using ASCI",

westinghouse R & D Report No. 82-1G2-SYSTD-RI

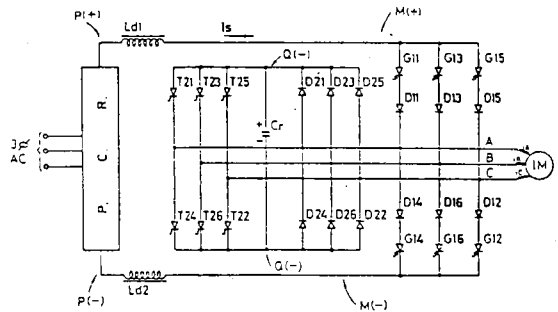


그림 1. 새로운 GTO SRCI의 구성

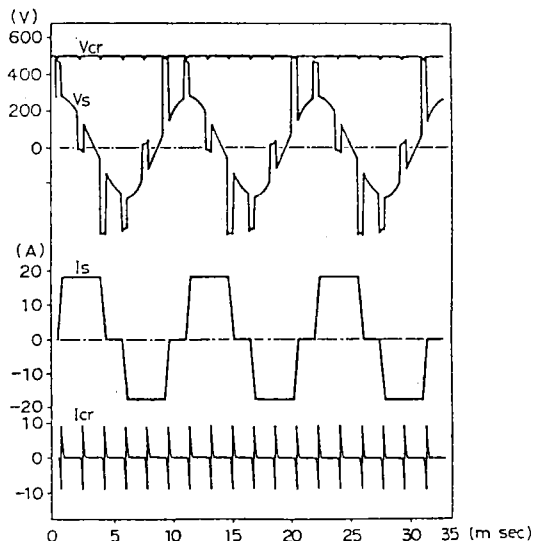


그림 2. 정상상태에서, 상단으로 부하 캐패시터 전압, 선간전압, 상전류 캐패시터 전류파형

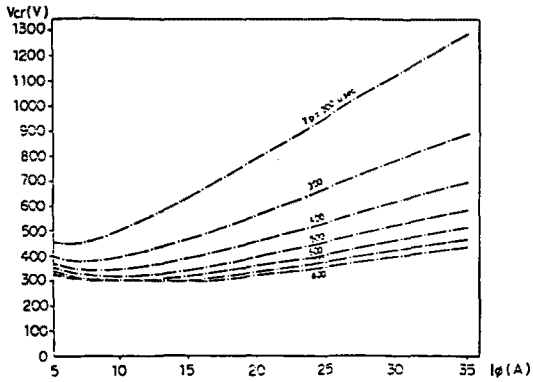


그림 3. 주어진 γ_r 에 대한 I_θ 의 함수로서 V_{cr}

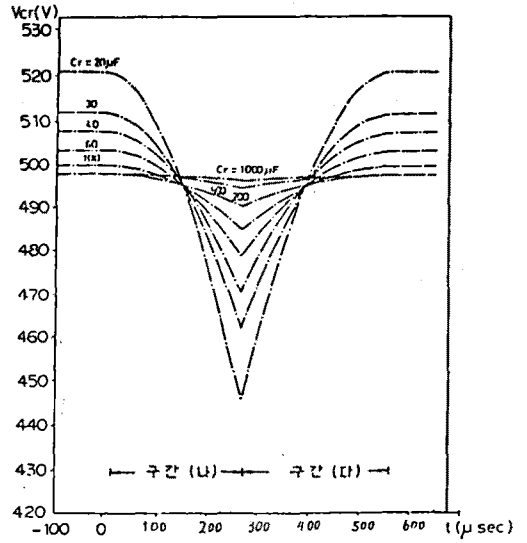
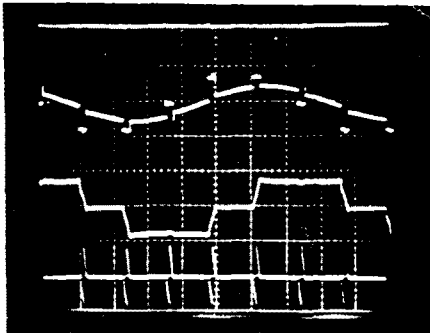
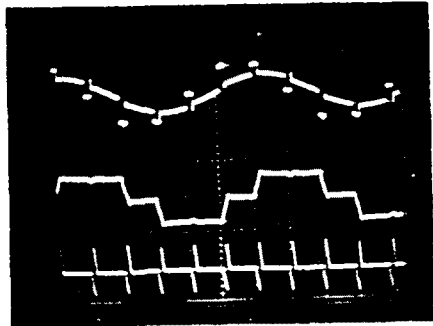


그림 4. γ_r 를 320 sec로 고정시켰을 때, 각각의 캐패시언스에 대한 환류 구간동안의 캐패시언스에 대한 환류 구간동안의 캐패시언스 전압



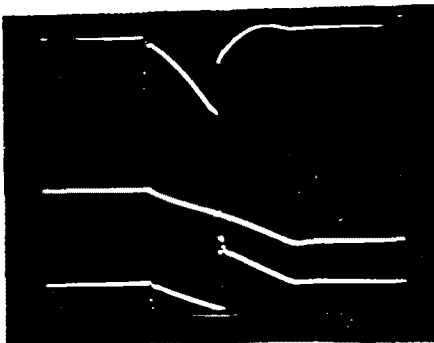
60 Hz에서
상단: v_{AB} 500 V/div 하단: I_{cr} 10 A/div
중단: I_A 20 A/div time: 2 m sec/div

5-가.



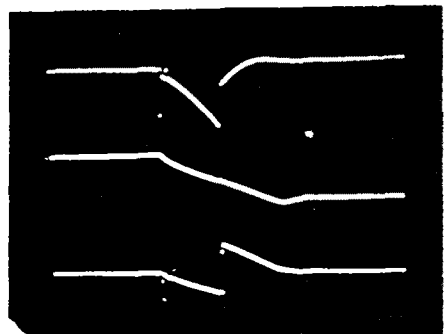
90 Hz에서
상단: v_{AB} 500 V/div 하단: I_{cr} 10 A/div
중단: I_A 20 A/div time: 2 m sec/div

5-나.



60 Hz에서
상단: ΔV_{cr} 5 V/div 하단: I_{cr} 10 A/div
중단: I_A 10 A/div time: 100 μ sec/div

6-가.



90 Hz에서
상단: ΔV_{cr} 5 V/div 하단: I_{cr} 10 A/div
중단: I_A 10 A/div time: 100 μ sec/div

6-나.