

GTO를 사용한 새로운 방식의 전류원 인버터

A New GTO Current Source Inverter

曹圭亨* · 朴善淳**

(Gyu-Hyeong Cho, Sun-Soon Park)

Abstract

A New CSI which is belived to be much advantageous than ASCI is proposed. The new CSI operates in a much wider frequency range with much lower voltage stresses on the motor terminals and power devices compared with ASCI. Simulation results show that the new CSI is about factor of four times superior to ASCI in operating frequency range or in voltage stress. The experimental results are shown for a 5HP induction motor.

1. 서 론

교류 전동기 구동을 위하여 가장 잘알려지고, 또 널리 사용되고 있는 인버터는 ASCI(Auto-Sequentially Commutated Invertor)방식이다. ASCI 방식은 견고하고, 퓨우즈없이 보호가 가능하며, 또 4상한 동작이 가능하다는 등, 많은 장점을 지니고 있다.^{1), 2)} 그러나, ASCI 방식은 다음과 같은 몇 가지의 단점을 가지고 있다.^{3), 4)} 즉

- 1) 6 개의 고전압, 고주파교류 캐패시터의 필요,
- 2) 고전압 다이리스터와 전력용 다이오드의 필요
- 3) 전동기 단자에서의 고전압 스트레스
- 4) 상한 동작 주파수의 제한, 등

그러므로, ASCI 방식은 고전압 스트레스와 동작 주파수 범위를 적절히 절충하여 설계되지 않으면 안 된다. 그러한 제한에도 불구하고 제어의 단순성과 견고성으로 말미암아, ASCI방식은 현재까지도 가

장 널리 선택 되고 있다.

이 논문은 ASCI 방식보다 월등한 장점을 지닌 새로운 환류 방식을 제안한다. 이 새로운 환류 방식은 전동기 단자와 전력용 반도체 소자에 ASCI 방식보다 낮은 전압 스트레스로서, 보다 넓은 동작 주파수 범위를 지닌다.

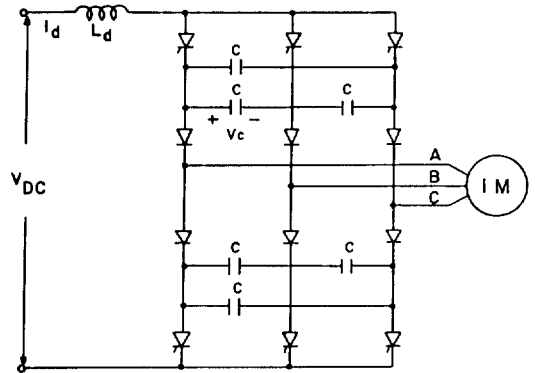


그림1. ASCI 인버터
Fig 1. ASCI inverter

2. 전압 제한 ASCI의 한계

ASCI의 단점은 전력회로의 부분적인 수정에 의하여 다소 보완될 수 있다.^{3), 4)} 한 예로서 보이고

* 正會員 : 韓國科學技術院 電氣및 電子工學科 副教授 · 工博
 ** 正會員 : 韓國科學技術院 電氣및 電子工學科 博士課程
 接受日字 : 1986年12月 1日
 1次修正 : 1987年 2月 26日

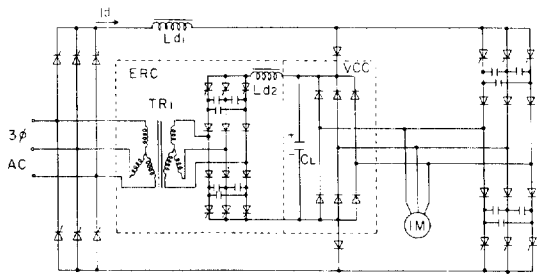


그림2. 전압 제한 회로를 포함한 ASCI 인버터
Fig 2. Voltage clamped ASCI inverter

있는 그림 2는 전압 제한 제로(Voltage Clamping Circuit ; 이하 VCC라 함)와 에너지 회생회로(Energy Recovery Circuit; 이하 ERC라함)를 포함하고 있다. 그림2와 같은 회로는 VCC의 역할에 의하여 비교적 낮은 전압 스트레스로서 상당히 넓은 주파수 범위에서 동작될 수 있으나 클램핑 에너지 회생을 위하여 부피가 크고 고가인 ERC가 요구된다.

ERC가 상당한 부피를 차지하는 이유중의 한 가지는 절연 변압기를 필요로 하기 때문이다. 만일 ERC에서 변압기를 제거하고 ac 입력단에 직접 연결하는 경우는, 인버터와 콘버터 사이에 순환 전류가 흐르게 된다. 이 순환 전류는 동작 주파수가 상승함에 따라 증가 하게되고, 부하 전류는 크게 왜곡되게 된다. 인버터의 환류동작이 반복됨에 따라 전압의 제속되는 상승을 막기 위하여 절연 변압기를 포함한 ERC를 제거하고 대신 소모회로(dissipation circuit)를 사용할 수 있다. 그러나 전부하, 고주파 동작에서의 인버터 효율이 크게 낮아지므로, 스파이크 클램프 전압을 높게 설정할 수 밖에 없으며, 그럴 경우 기존의 ASCI와 대차가 없게 된다.

3. 리액티브 에너지 회생 방법의 개선

클램핑 에너지를 ac입력단으로 회생시키는 대신에 전동기 자체로 회생시킨다면, 순환 전류는 존재치 않고, 또한 절연 변압기도 더 이상 필요치 않게 된다. 사실상, ASCI에서의 에너지 회생은 전동기 자체로 이루어진다. 환류 동작중, 캐패시터는 리액티브 에너지를 회생하고, 또 흡수하는 작용을 반복하게 된다. ASCI는 ERC를 필요로 하지 않는다는 장점을 지나나 서론에서 지적한 바와 같은 문제점을 가지게 된다.

ASCI의 낮은 동작 주파수의 한계를 결정하는 주요 원인은 기 충전되어 있던 캐패시터 에너지의 불

합리한 이용에 있다. ASCI의 환류 동작을 세밀히 관찰한다면, 에너지 회생과 전동기 단자 전류의 교번 동작은 환류의 첫 구간과 둘째, 구간으로 분리되어 발생함을 알 수 있다. 첫 구간에서의 캐패시터는 단순히 에너지를 전동기 권선에 회생 방전만 하게 되고, 둘째 구간에서의 캐패시터는 전동기 누설 인덕턴스에 축적된 에너지를 전부 흡수하게 된다. 이때, 캐패시터전압의 최종 값은 식(1)로 표시될 수 있다.⁵⁾

$$V_{co} = E + I_a \cdot 2L_e / 1.5C \quad (1)$$

여기서

E= 환류 순간의 전동기 단자간 역기전력

Le= 전동기의 상당 누설 인덕턴스이다.

ASCI의 환류 동작을 더욱 면밀히 관찰한다면, ASCI의 단순한 동작에 비해서 보다 효율적으로 회생 에너지를 이용하는 방법을 발견할 수 있다. 회생 에너지를 단순히 방전시키는 대신에 전동기의 다음 상(현재 상)전류를 증가(감소) 시키는데 이용한다면, 에너지 흡수 구간의 초기 전류를 절반($I_d/2$)으로 줄일 수 있다. 한편, 캐패시터 전압이 과부하에서 식(1)의 둘째 항에 의하여 결정됨을 고려할 때, ASCI에서와 동용량의 캐패시터를 사용하는 경우, 첨두 전압 스트레스는 약 절반으로 줄어 든다. 한편, 캐패시터를 저렴가로, 그리고 주파수 동작 영역의 회생없이 크게 증가시킬 수 있다면 첨두 전압 스트레스는 부하 전류에 따른 적절한 회생 구간의 제어에 의해 조절될 수 있다. 그러한 특징을 첨가한 인버터를, 캐패시터 에너지의 회생과 전동기 선 전류의 환류가 동시에 시작된다는 의미에서, 동시회생 환류 방식의 인버터(Simultaneous Recovery and Commutation Inverter ; 약해서 SRCI라 함)라 칭하기로 하겠다.

4. 새로운 GTO SRCI

제안된 SRCI는 몇가지 방법으로 구성될 수 있다. 이 논문에서는 그림 3에서 보이는, GTO를 사용하여 구성한 SRCI에 대해 설명한다. 일견, SRCI의 전력회로는 ASCI와 크게 다르게 보이나, 실제 식(1)의 리액티브 에너지의 회생과 흡수의 관점에서 볼 때, SRCI의 Cr은 ASCI의 C에 해당된다. 그러나, SRCI의 Cr은 작은 크기로 큰 용량을 가질 수 있는 직류 캐패시터이기 때문에 SRCI의 첨두

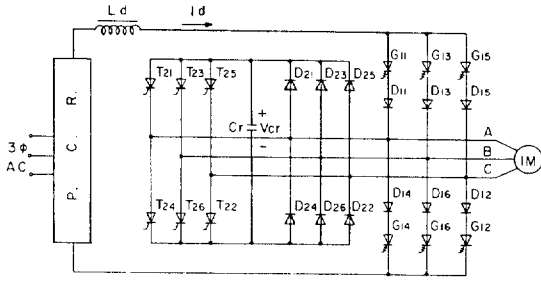


그림3. 새로운 SRCI 인버터
Fig 3. New SRCI inverter

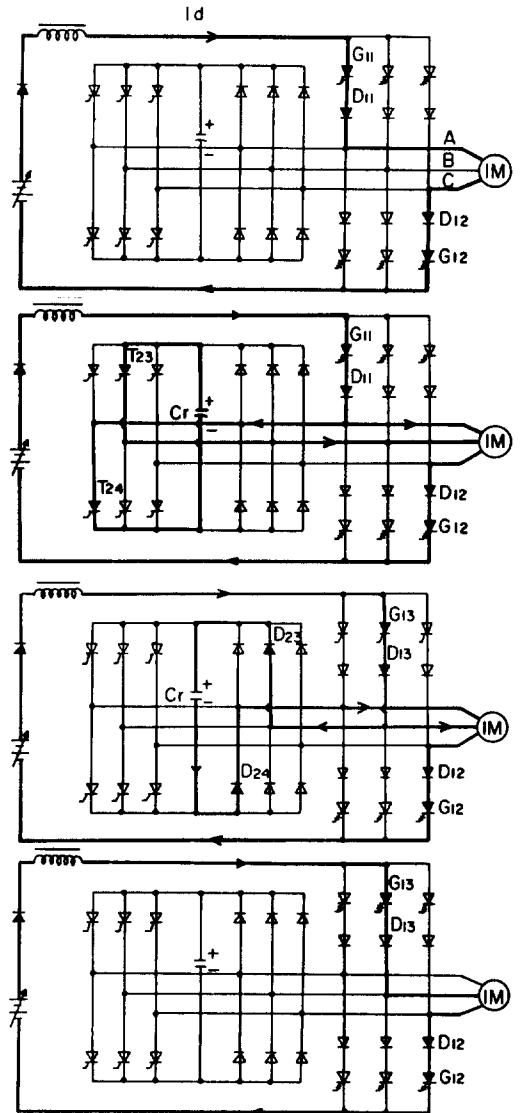
전압 스트레스는 식(1)에 의거하여 크게 낮출 수 있다. 더우기 동시 회생 환류 방식의 특징을 결합한다면, 그 감소량은 더욱 커진다. 사실상 Cr은 스파이크 클램퍼로서 작용하고 클램프 전압 값은 자유로이 선택될 수 있다. 물론, 인버터를 높은 주파수로 동작 시킬 경우, 클램프 전압은 높아져야만 하나, 그 전압 상승량은, 후에 설명 하겠지만, ASCI에 비해 크게 감소된다.

SRCI의 전력 회로는 주 인버터와 보조 인버터로 구성되고, 그 각각의 출력은 유도전동기에 병렬로 연결된다. 주인버터는 자기 소호 능력(Self commutation capability) 가져야만 하나 보조 인버터는 자연 소호(natural commutation)하게 된다. 그러므로, 그림 3에서와 같이 주 인버터는 GTO(G₁₁—G₁₆)를 사용하였고, 보조 인버터는 다이리스터(T₂₁—T₂₆)를 사용하였다. 다이오드(D₁₁—D₁₆)는 인버터의 환류 동작과 회생 제동 구간에서 역 전압 항복을 막기 위하여 사용되었다. 한편, 보조 인버터의 구동 전력은, 전동기의 세단자에 연결된 다이오드(D₂₁—D₂₆)와 필터캐시터(Cr)를 통하여 공급된다.

5. 새로운 GTO SRCI의 동작

그림 4에서 보이는 바와 같이 새로운 SRCI의 동작모드는 G₁₁과 G₁₂가 도통된 상태에서 시작 된다. G₁₁에서 G₁₃로의 환류 구간 동안 전형적인 전압과 전류의 파형은 그림 5와 같다. 각 환류 모드의 설명은 아래에 보인다.

환류 모드II(에너지 회생 구간)는 G₁₁과 G₁₂가 도통된 상태(모드 I)로 부터 보조 인버터의 다이리스터 T₂₃와 T₂₄를 도통 시킴으로써 시작된다. 직류측으로부터 G₁₁과 D₁₁를 통하여 흐르는 전류는 캐패시터(Cr)에 충전된 전압에 의하여 단자A에서 전동기 측과 보조 인버터 측으로 나뉘어 흐르기 시작



가) 모드 I 나) 모드II
a) Mode I b) ModeII
다) 모드III 라) 모드IV
c) Mode III d) Mode IV

그림4. SRCI 인버터의 동작 방식
Fig 4. Operation modes of SRCI inverter

한다. 이 구간동안, 캐패시터는 방전하고, 그 에너지는 전동기 권선으로 회생 된다.

이구간동안, A상과 B상의 전류 및 캐패시터 전압은 식(2)~식(4)로 표시 된다.

$$i_b = (V_r / Z_e) \sin \omega_d t \tag{2}$$

$$i_a = I_d - i_b \tag{3}$$

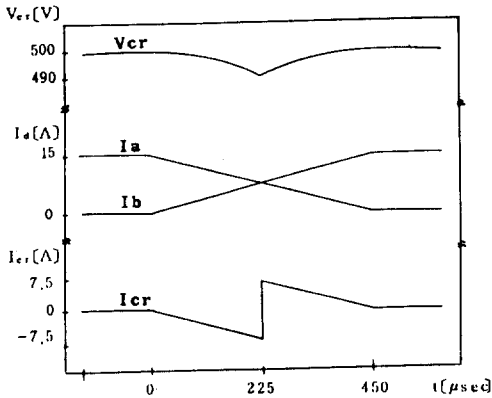


그림5. SRCI의 환류 동작구간의 각 파형
Fig. 5. Waveforms during commutation interval of SRCI

$$V_{cr} = V_{co} - V_r(1 - \cos \omega_d t) \quad (4)$$

여기서

$$\begin{aligned} V_{co} &= V_{cr}(0) \\ V_r &= V_{co} + E_1 \\ E_1 &= \frac{1}{Z_r} \int_0^{\tau_r} e_{ab} dt \\ Z_e &= \sqrt{2L_e/C_r} \\ Wd &= 1/\sqrt{2L_e C_r} \text{ 이다.} \end{aligned}$$

일정시간, τ_r 이 지난후, G_{13} 를 도통시키고 G_{11} 을 차단시킴으로써 모드III(에너지 흡수 구간)는 시작된다. 이때 전동기의 누설 인덕턴스로 인하여 A상으로부터 B상으로의 환류는 급격히 일어나지 않고 여전히 정해진 전류 감소율(증가율)을 가진다. 따라서, 직류측으로부터 공급되는 전류의 일부는 모드II와는 반대로, 캐패시터를 충전시키는 방향으로 흐르게 된다. 이 캐패시터 전류는 다이오드 D_{23} 와 D_{24} 를 통하여 캐패시터에 공급되므로 D_{23} 와 D_{24} 에 역병렬로 연결된 다이리스터 T_{23} 와 T_{24} 는 역전압이 걸려 자동적으로 차단된다. 이 구간 동안 A상과 B상의 전류 및 캐패시터 전압은 식(5)~(7)로 표현될 수 있다.

$$i_b = (V_r/Z_e) \sin \omega_d t + I_d(1 - \cos \omega_d(t - \tau_r)) + (\Delta E/Z_e) \sin \omega_d(t - \tau_r) \quad (5)$$

$$i_a = I_d - i_b \quad (6)$$

$$V_{cr} = V_{co} - V_r(1 - \cos \omega_d t) + Z_e I_d \sin \omega_d(t - \tau_r) + \Delta E(1 - \cos \omega_d(t - \tau_r)) \quad (7)$$

여기서

$$\Delta E = E_1 - E_2$$

$$E_2 = \frac{1}{\tau_r} \int_{\tau_r}^{2\tau_r} e_{ab} dt \text{ 이다.}$$

환류 동작이 끝나는 모드IV는 전동기 A상의 누설 인덕턴스에 축적되어 있던 에너지가 모두 방전되면서, 즉 A상의 전류가 영이되고 B상의 전류는 직류측 전류 I_d 와 같아지면서 시작된다.

상술한 바와 같이, C_r 의 회생 방전과 전동기 단자 전류의 환류는 모드II가 시작됨과 동시에 개시된다. 일견, 캐패시터로부터 회생 방전하는 에너지는 모드II의 길이(τ_r)에 비례하는 것 같이 보인다. 그러나, 회생 방전하는 에너지는 부하 변동과 같은 과도 상태 외에는 τ_r 과 무관하게 된다. 환언하면, 정상 상태에서 C_r 의 회생 방전 에너지는 τ_r 과 관계없이 일정하게 된다. 그리고, 모드II가 종료될 때 B상의 전류는 A상에서 감소된 전류량과 같게되며 직류측 전류 I_d 의 절반 정도가 된다. 또한 정상 상태 동작에서, 모드III의 기간은 모드II의 기간(τ_r)과 거의 일치하게 된다.

모드 II의 길이, 즉 τ_r 의 조정은 최대동작 주파수에 대한 캐패시터의 제한 전압을 결정하는데 밀접한 관계를 갖는다. 여기서 τ_r 은 거의 임의로 결정될 수 있으며, 따라서 최대동작 주파수 역시 임의로 결정될 수 있다. 그러나, 정상 상태에서의 캐패시터 전압은 τ_r 에 반비례하고, 부하 전류에 비례하는 경향을 나타내므로, 최대 동작 주파수와 캐패시

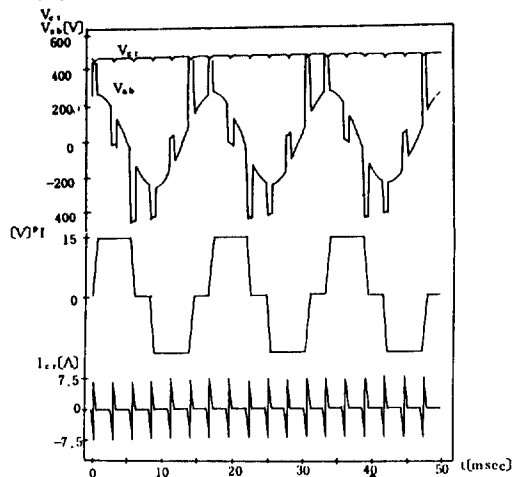


그림 6. SRCI의 정상상태 동작시 파형
Fig. 6. Waveforms of steady state operation of SRCI

터 제한 전압간에는 절충이 이루어져야 한다. 그러나, 캐패시터는 직류 캐패시터로서 그 용량은 충분히 크게 선택될 수 있고, 충전 시작시 A상의 전류는 절반 정도로 감소되어 있으므로, 최대 스파이크 전압은 ASCI에 비하여 크게 낮아지게 된다.

C_r 의 역할을 좀더 살펴보면, 캐패시터 C_r 은 충분히 크게 선택될 수 있기때문에 C_r 에 걸리는 전압은 거의 일정하게 유지될 수 있으며, 환류 구간 동안의 리플 전압은 매우 작게 된다. 따라서, C_r 은 마치 직류 전압원과 같이 작용하여 전동기 단자전압 스파이크를 클램프하는 역할을 한다.

결과적으로 스위칭 소자와 전동기 단자 침두 전압 스트레스는 캐패시터 양단의 전압으로 제한되며, 이 전압은 낮게 유지될 수 있다. 이것이 SRCI의 또다른 장점이다. 그림 6은 정상 상태에서의 캐패시터 전압, 선간 전압, 선 전류 및 캐패시터 전류의 시뮬레이션 파형을 보여준다.

6. 정상 상태 동작

정상 상태에서 SRCI의 환류 동작을 살펴 봄으로써 SRCI의 특성을 좀더 잘 이해할 수 있다. SRCI의 환류 동작이 정상 상태에 달했을 때, 식(7)의 캐패시터전압은 식(4)의 초기 전압과 일치하게 된다. 즉

$$V_{Cr} | t_c = V_{co} \tag{8}$$

또한 환류 동작 종료후 B상 전류의 최종치는 다음식으로 주어진다.

$$i_b | t_c = I_d \tag{9}$$

상술한 식(5), (7), (8) 및 (9)로부터 총 환류 시간 t_c 와 모드II의 에너지 회생시간 τ_r 과의 관계는 근사적으로 다음과 같이 표시될 수 있다. 즉

$$t_c \cong 2 \tau_r \tag{10}$$

식(10)으로부터, 정상 상태에서의 에너지 회생기간 τ_r (모드II)은 에너지 흡수기간(모드III)과 거의 일치함을 알 수 있다. 또한, 캐패시터 전압 V_{co} 는

$$V_{co} \cong -E_1 + \left(\frac{I_d}{2}\right) \sqrt{2Le/Cr} / \sin \omega_p \tau_r \tag{11}$$

와 같이 근사적으로 주어질 수 있다.

여기에서 τ_r 이 감소함에 따라 SRCI의 전압 스트레스가 증가 한다는 사실을 제외 한다면, 식(11)은 식(1)과 유사한 경향을 보이고 있다. 그러나 τ_r 과 C_r

의 값이 적절히 조정된다면, SRCI의 전압 스트레스는 ASCI의 전압 스트레스에 비하여 낮아질 수 있게된다. 특히, C_r 이 충분히 크고 $W_{dr} \tau_r$ 이 작은 범위(예로서 τ_r 이 1 ms 이내)에 있다면, 식(11)은 근사적으로 식(12)로 표시될 수 있다.

$$V_{co} \cong -E_1 + I_d I_a / \tau_r \tag{12}$$

윗식에서 보이는 바와같이 캐패시터 전압은 I_d 에 비례하고 τ_r 에 역비례하게 된다. 환언하면, C_r 이 충분히 클 때 I_d 에 비례해서 τ_r 을 증가시킴으로써 V_{co} 는 I_d 에 무관하게, 일정한 값으로 유지될 수 있고, 이럴경우, V_{co} 는 더 이상 C_r 의 함수가 아니다. 이렇듯 큰 용량의 C_r 을 사용하는 경우, 마치 캐패시터는 침두 전압 스파이크 클램퍼로서 작용한다. 그러나, 환류 구간동안의 캐패시터 전압리플 크기는 캐패시터 값에 반비례한다. 즉 식(4)와 식(11)로부터, 근사적인 캐패시터 전압치플 크기는 식(13)으로 표시될 수 있다.

$$\Delta V_{Cr} \cong (Le / 4 V_r) (I_a^2 / Cr) \tag{13}$$

그러나, C_r 을 적절히 선정 함으로써 최대 직류전류 I_d 에 대한 전압 리플 ΔV_{Cr} 은 V_{co} 에 비해 무시될 수 있다. 또한, 식(11)과 식(2)로 부터 얻은 식(14)는 이미 상술한 특성중의 하나를 확인 시켜주고 있다. 즉

$$I_{b1} \cong I_d / 2 \tag{14}$$

여기서

$$I_{b1} = i_b(\tau_r) \text{ 이다.}$$

즉, 식(14)는 τ_r 과 무관하게 얻어지며, 캐패시터 회생 에너지는 τ_r 의 장단에 관계없이 전동기 누설 인덕턴스에 축적된 에너지의 절반 정도임을 나타내고 있다. 환언하면, 캐패시터 전압은 자동적인 자체적 조절 능력에 의하여 적절히 조정되고, 따라서 캐패시터의 회생 방전에너지와 흡수되는 에너지는 결국 균등하게 됨을 의미한다.

7. SRCI의 환류 동작 시뮬레이션

환류 구간동안 SRCI의 동작에 대한 컴퓨터 시뮬레이션은 5 HP 유도 전동기를 부하로하여 수행하였다. 이 유도 전동기에 대한 각 파라메터는 아래에 주어진 바와 같다.

정격 실효 선간 전압 $V_{rr} = 220V$
 정격 실효 선 전류 $I_r = 14A$

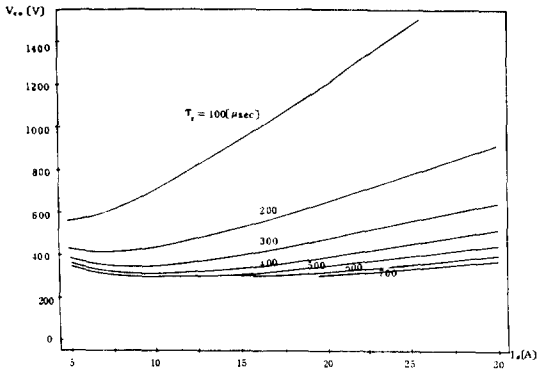


그림 7. 60HZ 운전시, τ_r 의 값들에 대한 직류측 전류와 캐패시터 전압간의 함수 관계
Fig 7. Capacitor Voltage versus dc-link current of several values of τ_r at 60 Hz operation

정격 실효 자화 전류 $I_m = 4.5A$
 정격 주파수 $f_b = 60Hz$
 정격 속도 $N_r = 1735rpm$
 상당 누설 인덕턴스 $L_e = 5.6mH$

그림 7은 정상 상태에서, τ_r 이 $100\mu s$ 부터 $700\mu s$ 까지 7개의 값에 대하여 직류측 전류 I_d 의 함수로서 V_{co} 의 변화를 보이고 있다. 이 그림은 C_r 을 $100\mu F$ 로 선택하고 전동기를 60Hz의 인버터 주파수로 구동시키고 있다는 가정하에 얻은 결과이다. 또한 이 그래프는, τ_r 을 증가 시킬때 캐패시터의 철두 전압이 감소 되고, I_d 가 증가됨에 따라 캐패시터 전압이 증가됨을 보이고 있다.

그림 8은 V_{co} 가 500V로 유지 된다는 가정하에, I_d 와 C_r 의 함수로서 캐패시터의 전압 리플을 보이

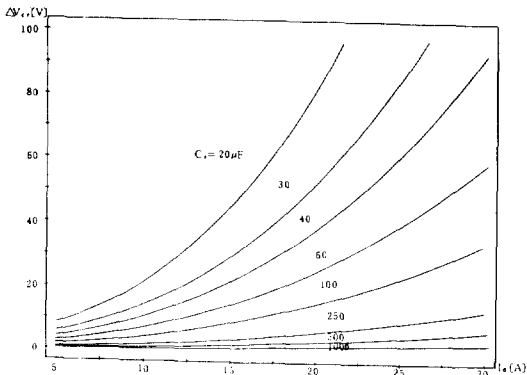


그림 8. 캐패시터의 리플 전압
Fig 8. Capacitor ripple voltage

고 있다. 그림에서 보이듯이, 리플 전압 ΔV_{cr} 은 I_d 에 대해서는 증가 함수이나 C_r 에 대해서는 감소 함수이다. 그러나 C_r 이 $50\mu F$ 보다 크다면, 리플 전압의 크기는 200% 부하까지도 V_{co} 의 10%이하로 제한 된다.

그림 9는 전동기가 정격 부하 정격 정격주파수로 구동될 때, 환류 구간동안의 캐패시터 전압 파형을 보이고 있다. 이 시뮬레이션은 τ_r 을 $220\mu s$ 로 고정시키고 C_r 은 $20\mu F$ 로부터 $1000\mu F$ 까지 변화시키며 수행 하였다. 이 파형들로부터, 리플의 크기는 작

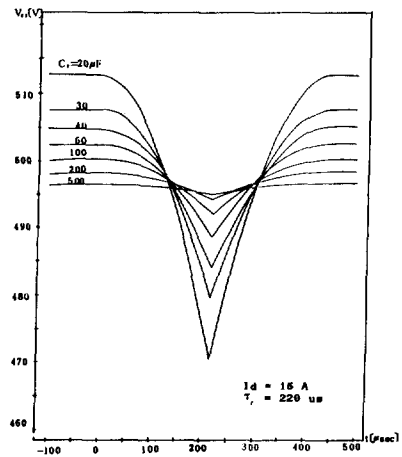


그림 9. 환류기간 동안의 캐패시터 전압 파형
Fig 9. Capacitor voltage waveforms during commutation interval

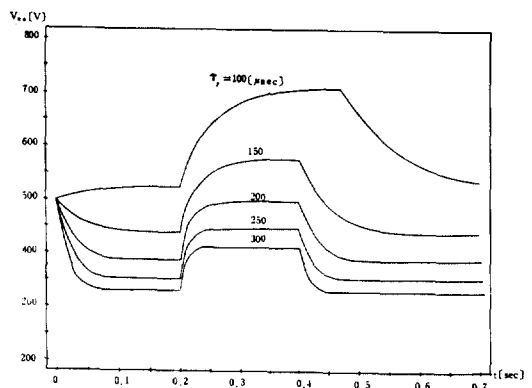


그림 10. 부하 전류가 10A에서 15A 사이 급격한 변화에 따른 캐패시터 전압파형
Fig 10. Capacitor voltage waveforms during abrupt load current transient in between 10A and 15A

은 캐패시터 용량에 대해 증가하기는 하나 넓은 C_r 의 범위에 대해서도 첨두 전압 V_{co} 는 매우 적은 범위에서 변함을 알 수 있다.

그림10은 C_r 을 $100\mu F$ 로 고정시키고 유도 전동기를 60Hz의 인버터 주파수로 구동하고 있을때, 부하가 갑작스럽게 변화(I_d 가 10A에서 15A까지) 하는 과도상태에서의 캐패시터 첨두 전압을 보이고 있다. 그림10에서 모드II의 구간은 고정되었기 때문에 과도상태 동안의 캐패시터 전압 변화는 모드III의 구간 길이의 변화에 기인한다. 점차 정상 상태에 달하면 모드III의 구간은 다시 모드II의 구간 τ_r 과 거의 일치하게 된다.

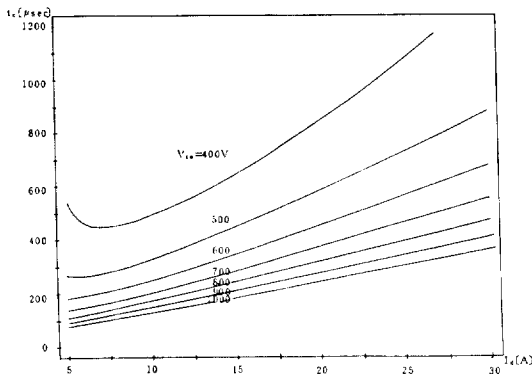


그림11. 캐패시터 전압을 일정하게 유지하기 위한 직류측 전류와 회생시간과의 관계
Fig 11. Recovery interval versus dc-link current for several capacitor voltage

때때로 인버터가 최대 동작 주파수 근처에서 동작하고 있을때, 부하 전류가 갑자기 상승하는 과도 상태에서는 인버터의 환류기간 t_c 가 길어져 인버터의 환류 동작이 실패할 수 있다. 또 하나의 문제점은, 기존의 ASCII의 경우와 유사하게 I_d 의 함수로서 첨두 전압 스트레스가 변화하는 것이다. 이 두 문제점은 I_d 의 함수로 τ_r 을 조절 함으로써 완전히 해결할 수 있다. 그림11은 최대 첨두 전압을 특정 값으로 유지시키기 위한 τ_r 과 I_d 의 관계를 나타내고 있다. 이 경우, 전동기는 60Hz로 운전되고 C_r 은 $100\mu F$ 로 선택 되었다. 이 곡선은 V_{co} 를 500V이상의 일정 값으로 유지하는 경우, τ_r 과 I_d 의 관계가 거의 직선성을 나타내고 있음을 보인다. 따라서 V_{co} 를 일정 값으로 유지시키기 위한 I_d 의 변화에 따른 τ_r 의 제어는 간단해 진다.

8. SRCI와 ASCII의 최대 동작 주파수 비교

기존 ASCII의 최대 동작 주파수 제한은 무부하 상태에서 온다. 그 원인을 살펴보면, 무부하에서는 단지 적은 자화전류만에 의해, 매 환류 구간동안 캐패시터를 완전히 방전시키고 다시 역 충전 시켜야 하기 때문이다. 따라서 환류기간은 대단히 길어질 수 밖에 없다. 그러나 SRCI의 최대 동작 주파수 제한은 무부하에서 오는것이 아니고, 독특한 동작 원리에 의해 최대 부하 조건에서 온다.

SRCI와 ASCII와의 또 다른 차이점은 허용 가능한 최소한의 환류 기간에 있다. 이 최소 환류 시간은, ASCII의 경우, 무부하에서 최대 동작 주파수 주기의 1/5을 가져야만 하나, SRCI의 경우는, 최대 부하에서 최소 주기의 1/5을 요구 한다. 두 인버터의 명확한 비교는 아래 시뮬레이션 결과를 보인다.

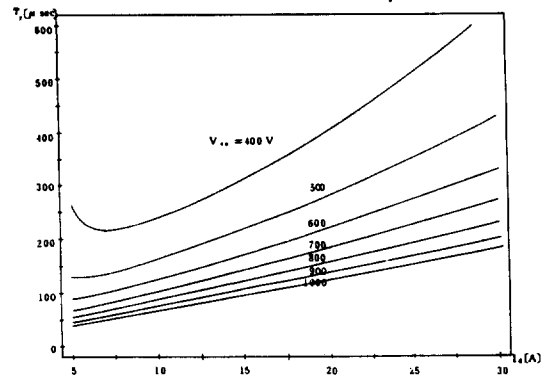


그림12. 각 캐패시터 전압에 대하여, 직류측 전류와 SRCI의 총 환류시간과의 함수 관계
Fig 12. Total commutation time of SRCI versus dc-link current for several capacitor voltage

그림12는 정격 부하의 200% 과부하까지 캐패시터 전압을 일정하게 유지하기 위하여 요구되는 환류 기간을 표시한 것이다. 이 그래프는 C_r 로서 $100\mu F$ 의 직류 캐패시터가 사용되었을때, V_{co} 가 400V에서 1000V범위내의 각각 값으로 안정하게 유지되도록 하기 위하여 I_d 값에 따라 요구되는 총 환류기간 t_c 를 표시한 것이다. 이에따라, 최대 동작 주파수의 최소 주기는 그림12에 주어진 최대의 환류기간 t_c 의 6배에 해당되므로 SRCI의 최대동작 주파수 곡선은 그림13으로 표시 된다.

한편, SRCI와 똑같은 과부하 범위에서 SSCI에

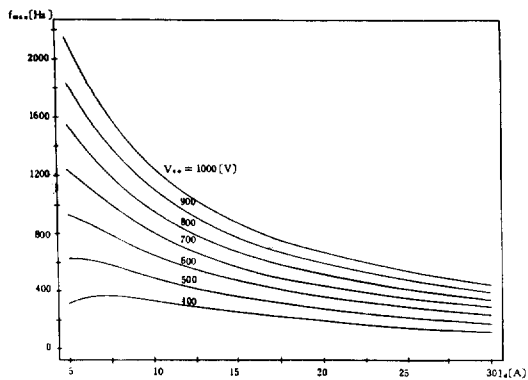


그림 13. SRCI의 최대 동작 주파수 곡선
Fig 13. Maximum operating frequency curves of SRCI

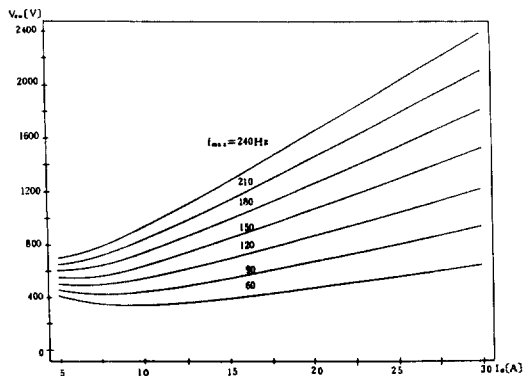


그림 14. ASCI의 최대 동작 주파수의 곡선
Fig 14. Maximum operating frequency curves of ASCI

대한 부하 전류의 함수로 컷두 캐패시터 전압 V_D 를 표시한 것이 그림14이다. 이 그림은, 정격 주파수 (60Hz) 이상에서 약계자로 인한 자화 전류 감소를 고려한 경우, 최대 동작 주파수가 60Hz부터 240Hz 까지 변화함을 보이고 있다. 약계자의 영향과 허용 가능한 환류 시간을 고려할 때, 최대 환류 캐패시터의 용량은 그림15에 주어 진다.

더욱더 명확한 비교를 위하여 표1과 표2를 첨부 하였다. 표1은 컷두 전압스트레스를 각각 500V, 750V 및 1000V로 제한 하고자할 때, 100% 및 200% 부하에서까지 안정한 동작을 할수있는 SRCI와 ASCI의 최대 동작 주파수를 비교한 것이다. 한편, 표2는 각각 60Hz, 120Hz 및 240Hz 까지 안정하게 동작하도록 설계하고자 할때, 100% 및 200% 부하 상태에서 ASCI와 SRCI가 감수 해야만할 컷두 전

압 시트레스를 비교한 것이다.

시뮬레이션 결과를 간략히 요약하면, SRCI는 최대 동작 주파수 또는 컷두 전압 스트레스 면에서 볼 때, ASCI에 비하여 거의 4 배이상 우수함을 보인다.

표 1. 전압 스트레스를 특정 값으로 제한 할때의 동작 가능한 최대 동작 주파수 비교

Table 1. Comparison at fixed voltage stress

Peak Voltage stress	max. operating frequency at 100% load ($I_d=15A$)		max. operating frequency at 200% load ($I_d=30A$)	
	ASCI	SRCI	ASCI	SRCI
500V	80 Hz	370 Hz	0 Hz	190 Hz
750V	135 Hz	630 Hz	71 Hz	327 Hz
1000V	185 Hz	885 Hz	97 Hz	457 Hz

표 2. 최대 동작 주파수가 결정될때 허용해야할 컷두 전압 스트레스

Table 2. Comparison at fixed operating frequencies

Load	max. operating frequency	Peak Voltage Stress	
		ASCI	SRCI
100% ($I_d=15A$)	60 Hz	400 V	400 V
	120 Hz	690 V	400 V
	240 Hz	1270 V	400 V
200% ($I_d=30A$)	60 Hz	635 V	400 V
	120 Hz	1219 V	400 V
	240 Hz	2385 V	590 V

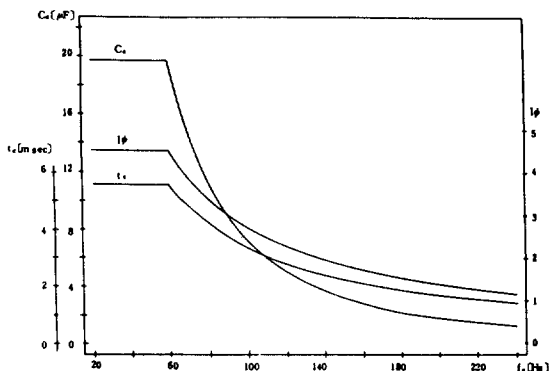


그림 15. 그림14 곡선을 얻기 위한 ASCI에서의 파라메타 변화

Fig 15. Parameter variations considered to obtain ASCI curves of Fig 14.

9. 실험 결과

제안된 SRCI의 실험은 컴퓨터 시뮬레이션시 사용한 파라미터를 갖는 유도 전동기를 구동시키며 수행하였다. 직류캐패시터 전압은 식(12)에 따라 에너지 회생시간 τ_r 을 조정 함으로써 인버터 주파수에 근사적으로 비례하게 조절 하였다. 따라서, 정격 주파수 이하에서의 침두 전압 스트레스는 그 이하로 낮게 하는 것도 가능하다. 그림16은 미리 정해진 값으로 V_{co} 를 제어하기 위하여, 인버터 주파수와

I_d 의 함수로서, τ_r 에 대한 이론적인 값과 실험적인 결과를 비교한 것이다. 여기서 최대 전압은 500 V로 제한 하였으며, 이 값은 직선성의 제어를 위한 최소 전압이다. 이 결과는 I_d 의 전 범위에 걸쳐 잘 일치하고 있다. 단지, I_d 가 적은 범위에서, 얼마간의 오차는 전동기 역기전력의 근사적인 계산으로 인한다.

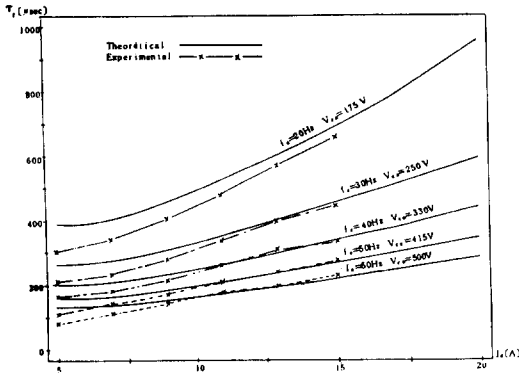


그림16. 각 주파수에 대한 I_d 의 함수로서의 τ_r 의 이론적 값과 실험적값과의 비교

Fig 16. Comparisons between theoretical and experimental values of τ_r versus I_d for several frequencies

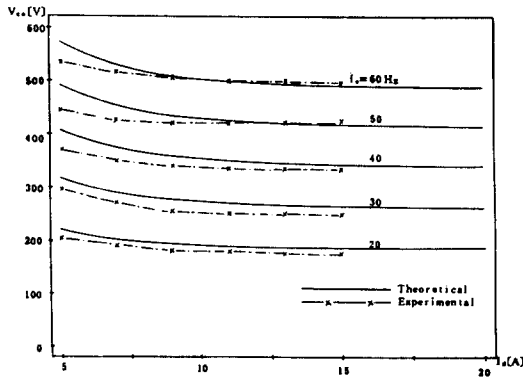
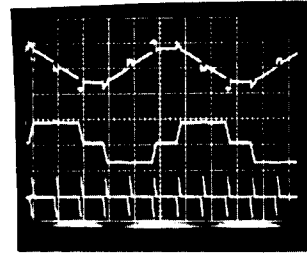
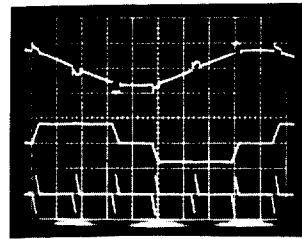


그림17. 각 주파수에 대한 V_{co} 의 이론적 값과 실험적 값과의 편차

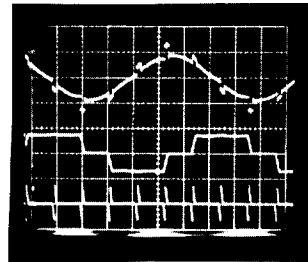
Fig 17. Variations of V_{co} between theoretical and experimental values for several frequencies



가) 30Hz 운전 : 5ms/div
a) 30Hz operation : 5ms/div



나) 60Hz 운전 : 2ms/div
b) 60Hz operation : 2ms/div



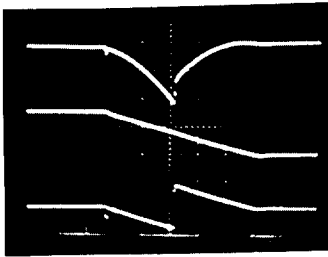
다) 90Hz운전 : 2ms/div
c) 90Hz operation : 2ms/div

그림18. 각 동작 주파수에 대한 선간 전압, 선 전류 및 캐패시터 전류의 오실로그램

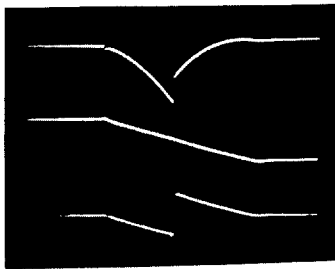
Fig 18. Oscillograms of line-to-line voltage, line current and capacitor current for three different operating frequencies

인버터 주파수의 몇몇 값에 대하여 τ_r 을 그림 16과 같이 제어할 때, 그림 17은 I_d 의 넓은 영역에서 V_{co} 가 거의 일정하게 유지됨을 보이고 있다. 실제로 I_d 가 10A이하에서의 오차는 그림 16에서와 같은 원인으로 기인한다.

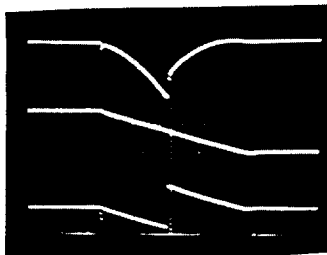
그림 18(a)는 인버터를 30Hz, I_d 를 15A로 동작시킬 때, 전동기의 선간 단자 전압, 선 전류 및 직류



가) 30Hz 운전 : 200 μ s/div
a) 30Hz operation : 200 μ s/div



나) 60Hz 운전 : 100 μ s/div
b) 60Hz operation : 100 μ s/div



다) 90Hz 운전 : 100 μ s/div
c) 90Hz operation : 100 μ s/div

그림 19. 각 주파수에 대한 환류구간 동안, 캐패시터 전압(상단), 선 전류(중단) 및 캐패시터 전류(하단)의 오실로그램

Fig 19. Oscillograms of capacitor voltage(top), line current(middle) and capacitor current(bottom) during commutation interval for three different frequencies

캐패시터 전류를 나타내고 있다. 여기서 첨두 스파이크 전압은 V_{co} 와 같은 250V로 클램프되고 있다. 그림 18(b)는 60Hz 동작시의 실험 결과이며, 이때 첨두 전압 스파이크는 500V로 클램프되고 있다. 그림 18(c)는 90Hz로 동작 하고 있을 때이며, 첨두 전압 스파이크는 60Hz 동작시와 같은 값으로 클램프되고 있다. 그 이유는 60Hz 이상에서는 약계자 운전에 의해 연기전력이 일정 값으로 고정되어 유지되기 때문이다. 그림 19(a)는 인버터를 30Hz로 운전시킬 때, 환류 구간 동안의 캐패시터 전압 V_{cr} , 선 전류와 캐패시터 전류 파형을 상세히 보이고 있다. 이 결과는 그림에서 보이는 시뮬레이션 결과와 잘 일치하고 있다. 그림 19(b)와(c)는 각각 60Hz와 90Hz에 대한 환류 구간 동안에 파형들이다. 실험 결과와 시뮬레이션 결과간의 차이는 보조 인버터의 스너버(snubber)회로와 직류 캐패시터의 등가 직렬 저항으로 인한다. 그러나 시스템을 적절히 설계할 때 그 효과는 거의 무시될 수 있다.

10. 결 론

본 논문은 새로운 SRCI 방식의 전류원 인버터를 제안 하였고, 그 동작 과정을 실험적으로 입증 하였다. SRCI의 명확한 장점은 전력용 반도체 소자와 전동기 단자에의 낮은 전압 스트레스와 높은 동작 주파수, 그리고 좋은 안정도 등을 들수 있다. 또한 SRCI는 단지 하나의 직류 캐패시터만을 요구한다. 이런 장점들로 인하여 전체 시스템의 원가는 크게 낮아지게 되며, 환류 에너지는 모두 부하에 반환되기 때문에 전체적인 효율 또한 매우 높다. SRCI의 한가지 단점은 ASCI방식에 비하여 제어의 복잡성을 들수 있겠으나, 실제에 있어서는 큰 문제가 되지 않는다.

참 고 문 헌

- 1) K. P. Phillips, "Current source converter for ac motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-6 pp. 679-683, Nov / Dec. 1972.
- 2) W. farrer and J. D. Miskin, "Quasi-sinewave fully regenerative inverter", Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 120, pp. 969-976, Sep, 1973
- 3) G. H. Cho and S. B. Park, "Novel six-step and twelve-step current source inverters with dc-side commutation and energy rebound", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-17, pp. 524-532, Sep. / Oct. 1981.
- 4) Rassappa g. Palaniappan, "Voltage Clamping Circuits

for CSI / IM Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 2, March / April 1985.
5) A Abbondanti, "Determination of the commutation

capacitor in current source inverter drives using Auto-sequential commutation", Westinghouse R & D Report No. 82-1G2-SYSTD-R1