

GTO-직류전원을 병용한 부하轉流식 전류형 인버터에 관한 연구

목형수* 설승기

서울 대학교 전기공학과

A Study on the Load Commutated Current Source Inverter
assisted with A GTO-DC Source Forced Commutation.

Hyung-Soo Mok Seung-Ki Sul

Dept. of Electrical Eng. Seoul Natl' Univ.

ABSTRACT:

The load commutated current source inverter (LCCSI) with GTO - DC source forced commutation is described in this paper. GTO-DC source forced commutation assures the stability of commutation below critical frequency determined by output capacitor and it also gives the opportunity of PWM operation for reducing resonant harmonic components. The simulation results clearly show that the proposed commutation circuit works well in the resonance phenomenon between output capacitor and machine leakage inductance.

1. 서론

에너지 절감을 위한 대용량 유도전동기의 구동에는 전력회로가 비교적 간단하고, 과부하전류, 轉流실패 등에도 견고하고, 회생제동이 가능한 전류형 인버터가 많이 채택되어 왔다. 1970년대 초에 발표된 ASCI(Auto-Sequentially Commutated Current Source Inverter)는 비교적 간단한 방법으로 轉流가 가능한 장점이 있지만 고주파 영역에서 불안정한 특성을 갖고, 전력용량에 비례하는 교류 커패시터를 설치해야하는 단점이 있다. 이 이유해서 주로 저압용 소, 중용량 인버터에 적용되어 단일시스템으로는 약 1[MVA], 다중형일 경우에는 약 6[MVA]에서 사용되고 있다. [1]

그 이상의 용량을 갖는 Pump, Fan, Blower의 구동에는 출력측에 커패시터를 부착, 역률을 보상하여 轉流하는 부하 轉流식 전류형 인버터 (Load Commutated Current Source Inverter: LCCSI)가 사용된다. LCCSI는 인버터의 전력용 스위칭 소자로서 사이리스터를 사용하는 것과 GTO를 사용하는 시스템으로 크게 나눌수 있는데 경제성, 신뢰성, 손실의 측면에서 사이리스터 LCCSI가 유리한 반면 낮은 주파수 영역에서 轉流가 가능토록 하기위한 부가회로가 필요하다는 단점을 지니고 있다. 이의 해결을 위하여 낮은 주파수 영역에서는 강제 轉流를 수행하는 여러가지 방식, 특히 최소의 소자를 사용하는 一插轉流(DC-Side Commutation)제어방식에 대한 연구가 진행되어 왔다. 지금까지 (i) 직류링크 인덕터와 병렬로 보조회로를 연결하는 방법[2] (ii) 3차 고조파 (3rd Harmonic) 보조 轉流방법[3] (iii) 공진회로를 직류링크단에 설치하여 一插轉流하는 방식[4] (iv) GTO를 직류링크단에 병렬로 연결하여 바이패스(By-Pass)시키는 방법 등이 제시되었다. [5] (i)의 방법은 간단하지만 자기적으로 결합된 인덕터를 필요로하며 (ii)

의 방법에서는 증성점이 제공되는 시스템에서만 가능하고, 轉流용 커패시터의전압을 부하전류에 따라 제어해야만 한다. (iii)은 실용화되어 그 회로의 타당성이 입증되었지만 회생제동이 제한되는 단점을 지닌다. (iv)의 방법은 GTO로 직접 단락시켜 (iii)의 경우에 비해 轉流시간을 줄이는 것과, PWM운전이 가능하지만 역률보상용 커패시터와 교류전동기의 누설리액턴스에 의해 발생하는 공진에 의해 轉流자체가 불가능한 운전 영역이 존재한다. [2, 3, 4, 5]

본 논문에서는 교류전동기 구동을 위한 전력변환장치인 LCCSI에 관련하여 모든 영역에서 전류가 가능토록한 단일 GTO와 직류전원으로 구성된 새로운 일괄전류방식과 공진문제의 해결을 위한 PWM운전 방법에 대해 제시하고 시뮬레이션을 통해 제반사항을 검토하고자 한다.

2. 기본회로

사이리스터 LCCSI-유도전동기 시스템의 기본적인 전력회로는 그림 1과 같다. 여기에서 인버터 출력단에 있는 출력 커패시터는 유도전동기에서 필요로하는 무효전력을 공급함과 동시에 인가되는 전압, 전류를 평활시켜주고, 전류단속시 유도전동기의 누설리액턴스에 저장된 에너지를 흡수하는 역할과 부하역률을 보상하여 커패시터 용량에 의해 결정된 임계주파수 (fo) 이상에서 부하轉流가 가능하도록 한다. 임계주파수 (fo) 이하의 주파수 영역에서는 부하轉流가 불가능하므로 직류 링크단의 강제轉流회로를 설치하여 낮은 주파수 영역 운전시 인버터를 一插轉流 시킨다.

가. 一插방식에 의한 강제轉流

낮은 주파수 영역 운전시 TH1, TH6 에서 TH3, TH6으로 안정적인 轉流가 이루어지기 위해서는 직류링크단의 전압과 도통되고 있는 사이리스터, 커패시터 전압사이에 (1)과 같은 조건이 만족되어야 한다.

$$V_{com} > V_{ak1} + V_{ak6} \quad \text{----- (1)}$$

$$V_{com} = V_{ab} - V_{dc}$$

Vcom : 전류에 필요한 전압

Vdc : 직류링크단 전압

Vaki : THi의 양단전압 (i=1, 2, 3, 4, 5, 6)

Vab : 커패시터의 선간전압

그림 2는 유도전동기를 가속할 때 V_{com} 의 파형을 보여준다. 그림 2에서 알 수 있듯이 출력측 커패시터와 누설리액턴스간의 공진을 무시할 경우 (1)의 관계는 모든 동작 주파수 영역에서 만족하지만 공진이 발생하는 영역에서는 (1)의 관계가 만족되지 않는다. 따라서 임계주파수(Critical Frequency: f_0)이하에서 직접 직류링크단을 단락시켜 $V_{dc}=0$ 로 하고 커패시터의 선간전압 V_{ac} 로서 전류하는 방법의 적용은 공진 문제를 해결하지 않는 한 불가능하다. 공진시에도 一括轉流가 가능하도록 하기 위해 轉流회로에 그림 3.(b)처럼 직류링크단에 L-C공진회로를 부가하여 항상 C1의 2배전압을 轉流에 참여시키는 방법이 알려져 있다. 본 연구에서는 또하나의 해결책으로 그림 3 (c)에서처럼 GTO와 직류커패시터를 직렬로 연결하여 전류시키는 방법을 제시한다. 이 방법은 보조전원을 이용하여 공진시에 필요로 하는 직류전압을 항상 확보하도록 하고 GTO를 스위칭하여 一括轉流가 가능하도록 한다.

나. 轉流동작

그림 4는 제안된 회로의 동작에 관한 고찰을 3상 대칭성에 의해 1/6주기만을 고려하여 TH1, TH2의 도통모드에서 TH3, TH2 모드로 轉流하는 동작을 보여주고 있다. 여기서 그림 (a)는 부하轉流동작을 나타내고, 그림 (b)는 GTO와 직류전원을 이용한 一括轉流의 과정을 보여준다. TH1과 TH2를 일괄적으로 소호시키기 위해서는 먼저 GTO에 게이트 펄스를 가하여 도통시킨다. GTO의 도통에 의해 전류용 직류전압과 출력측 커패시터의 해당 선간전압에 의해 도통되고 있던 사이리스터는 소호된다. TH3, TH2를 점호하기 위해서는 먼저 해당 사이리스터에 점호신호를 인가한후GTO를 소호시킨다. 이때 직류링크 인덕터에 흐르던 전류는 GTO와 직류 전원을 통하여 바이패스된다.

3. PWM 운전

간접벡터제어에 의한 부하전류형 인버터에 의해 구동되는 유도전동기의 가속특성을 나타내는 그림 2에서 알수있는 바와 같이 인가주파수의 5, 7, 9, 11고조파 성분에 의해 공진현상이 나타나게 되고 출력커패시터의 전압에 공진성분이 포함되게 되어 일괄전류를 원할히 하기 위해서는 그 이상의 전압을 확보하여야한다. 공진이 나타나는 주파수에서의 입력전류크기에 따라서 공진전압의 크기가 결정되는데 정격전류로 가속하는 경우에는 최대 정격전압에 이른다. 본 연구에서 제안한 一括轉流방식을 사용할 경우에는 직류 커패시터의 전압, 정전용량이 커지게 되는 문제점을 갖게 됨으로 공진주파수에 해당하는

특정주파수를 제거하는 PWM운전을 통하여 이를 해결하고자 한다. 전류형 인버터의 PWM 운전에서는 역병렬 다이오드를 통해 전류경로를 제공하는 전압형 인버터와는 달리 그림 5와 같이 다른상의 사이리스터를 통해 전류가 흐르게 된다. 또한 사이리스터가 충분히 소호될 수 있도록 GTO의 도통시간을 확보해 주어야 하는 이유로하여 이에대한 영향도 PWM패턴을 구하는데 고려한다.

$$i(t) = \sum [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(\omega t)] \text{ -----(2)}$$

$$\text{여기에서 } A_n = 1/\pi \int_0^{2\pi} I_d \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$B_n = 1/\pi \int_0^{2\pi} I_d \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

대칭성에의해 $A_n = 0$ 이고 B_n 은 (3)식으로 표현된다.

$$B_n = \frac{4}{n\pi} [\cos n(\frac{\pi}{6} - \alpha) + t1) - \cos n(\frac{\pi}{6} - t1) + \cos n(\frac{\pi}{6} + \alpha) + t1) - \cos n(\frac{\pi}{2} - \alpha) - t1) + \cos n(\frac{\pi}{2} - \alpha) + t1) - \cos n(\frac{\pi}{2} - t1)] \text{ --- (3)}$$

(3)식에서 제거하고자 하는 고조파 성분을 0으로하여 공진 주파수 대역에서 구한 각도 α 를 그림 5에 나타내었다.

4. 시뮬레이션

제한한 一括轉流방식을 검증한 전류형 인버터의 특성을 살펴보기위해 그림 6에 나타낸 것과 같이 유도전동기의 과도상태 모델과 간접벡터제어 알고리즘을 사용하여 정지시부터 동기속도 근처까지 가속하는 과정을 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 7의 파형은 직류전원과 GTO에 의한 一括轉流만 수행한 경우의 속도, 토오크, 자속, 상전압, 상전류를 보여준다. 이때 轉流시의 轉流소요시간 동안의 과도상태는 무시하였고, 30[Hz]이하에서는 一括轉流, 이상에서는 부하轉流를 수행하였다. 또한 직류전압은 통상 사용하는 전해 콘덴서의 최대 동작 전압인 400[V]로 하였다. 5, 7고조파에 의한 공진영역에서는 PWM 운전이 없을 경우 一括轉流가 불가능함을 알수 있다.

그림 8에는 PWM운전을 수행하고, 30[Hz]이상에서는 부하

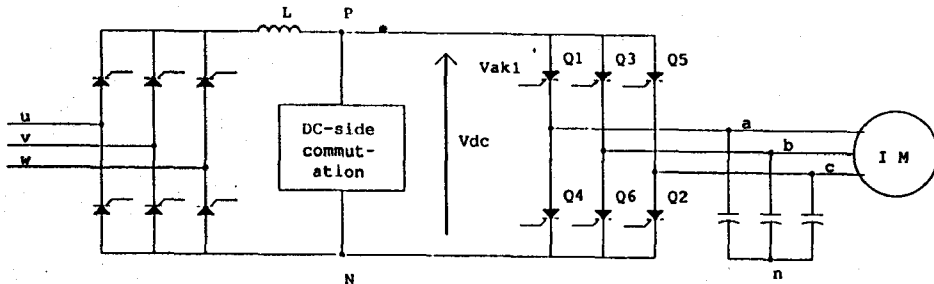


그림 1. 사이리스터 LCCSI-유도전동기 시스템의 기본회로

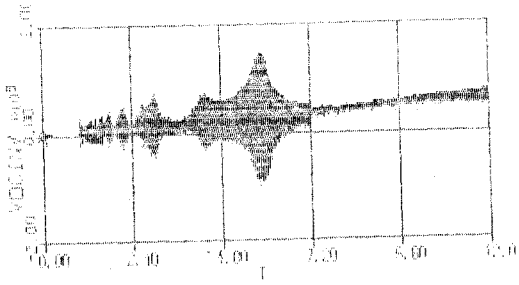
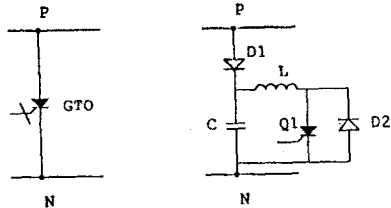
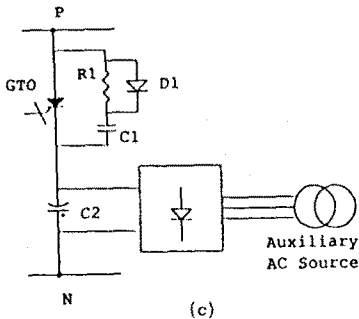


그림 2. 유도전동기 가속시 V_{com} 의 파형



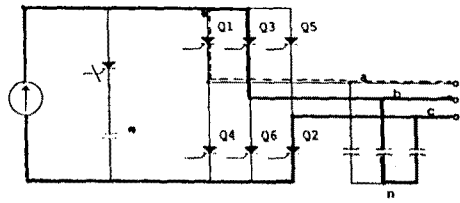
(a) (b)



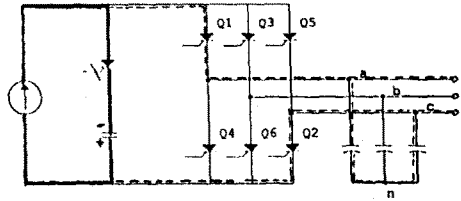
(c)

- (a) 단일 GTO에 의한 강제轉流회로
- (b) Ross-Hill 사의 강제轉流회로
- (c) 제안한 강제轉流회로

그림 3. 一括轉流방식



(a) 一括轉流



(b) 一括轉流

그림 4. 제안한 회로의 轉流과정

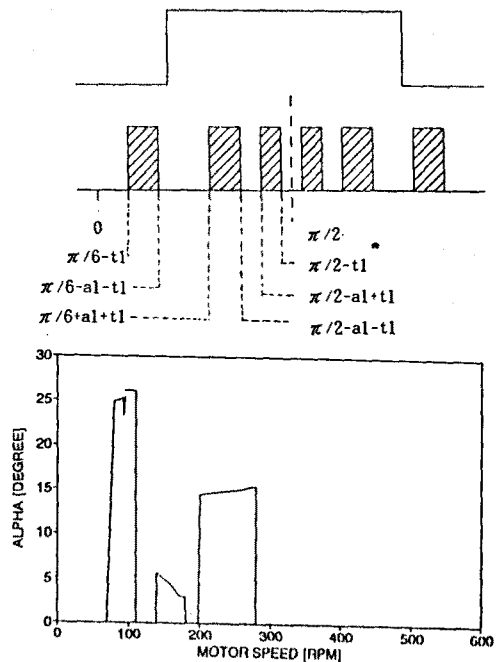


그림 5. 특정고조파 제거를 위한 PWM

轉流를 시행한 경우의 각부 파형을 나타내었다. (3)식에 의해 미리 계산된 각도를 가지고 공진주파수에 해당하는 고조파 성분을 선택적으로 제거하였다. (1)식에 의해 표현된 轉流가능 전압은 가장 공진이 극심한 곳에서도 약 80[V]의 여유가 있음을 확인하였고, 토오크, 자속등의 변동을 억제 할 수있어 PWM 운전을 통하여 평탄한 가속을 보장함과 동시에 안전성 확보에도 효과가 있음을 알 수 있다.

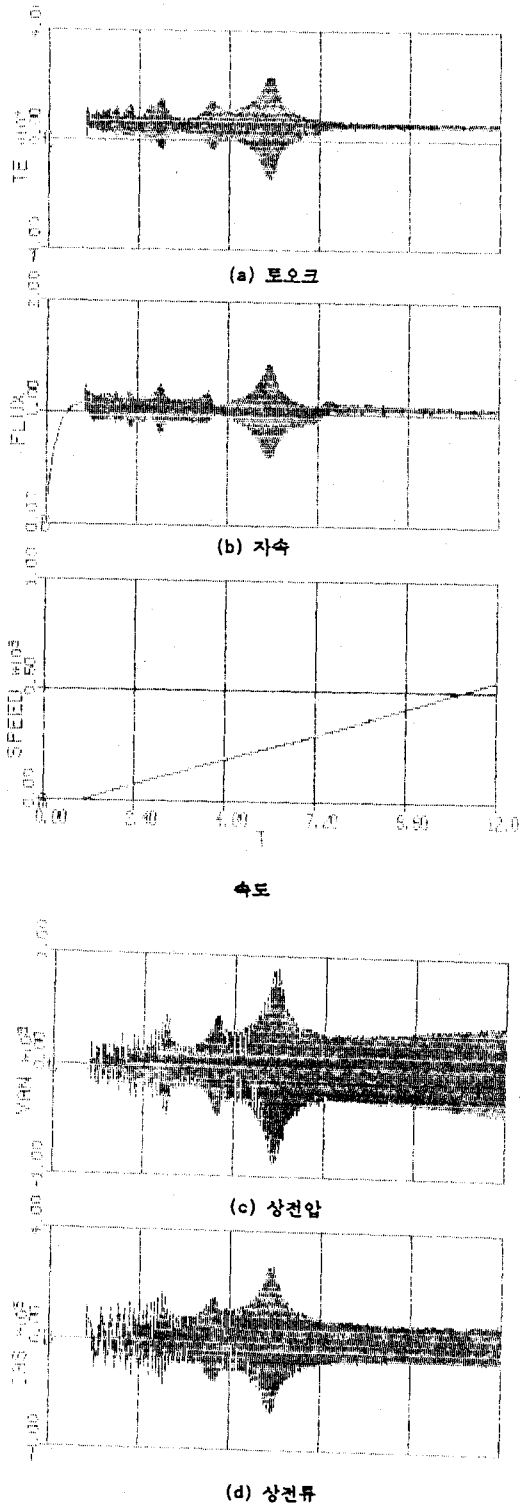
5. 결론

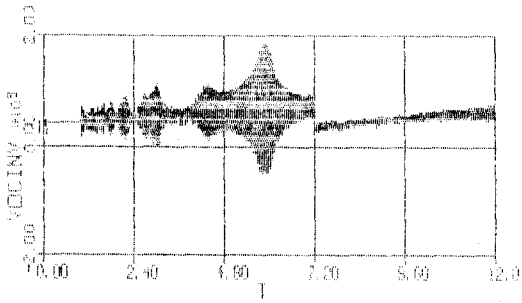
싸이리스터 LCCSI 시스템에서 GTO 및 직류전원에 의한 일괄전류방식을 제시하고 이에대한 타당성을 시뮬레이션을 통해 입증하였다. 직류링크측에 원하는 시점에 전류가 가능한 자유도를 확보하여 LCCSI-유도전동기 시스템에서 가속시 발생하는 공진문제에 대한 대책으로 선택적으로 고조파를 제거하는 PWM운전을 수행하여 일괄전류에 대한 신뢰성을 높일수 있고, 평탄한 가속을 갖도록 하는 것이 가능하다는 것을 확인하였다.

유도전동기 계 정수	
용량 : 3상 660V 60Hz 440kW	상호인덕턴스 : 37mH
극수 : 12	관성모멘트 : 1000 kgm ²
고정자저항 : 0.0104 Ω	출력커패시터 : 4000 μF
회전자저항 : 0.0151 Ω	
고정자 누설 인덕턴스 : 0.2034 mH	
회전자 누설 인덕턴스 : 0.2034 mH	

참 고 문 헌

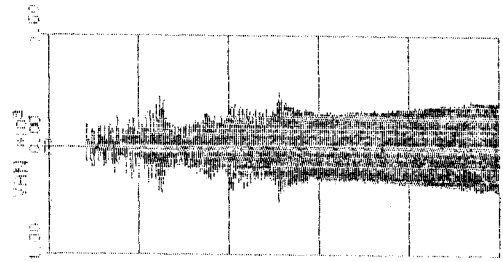
[1] J.M.D. Murphy and F.G.Turnbull, Power electronics control of AC motors, A. Wheaton, 1988.
 [2] R.Feuillet, et al., "A forced-commutation circuit through smoothing inductor for current source inverter" -pp. 666-670, -
 [3] R.L. Steigerward and T.A. Lipo, "Analysis of a novel forced-commutation starting scheme for a load-commutated synchronous motor drive", IEEE Trans. IAS, vol. IA-15, pp 14-24, 1979.
 [4] Ross-Hill system manual
 [5] M.Matsui, M.Segami, S. J. Seong, T. Flukao, "PWM thyristor inverter with one bypass GTO utilizing line and device commutations", PESC, pp 469-476, 1988.
 [6] K.Fujiwara et al., "A new method of a forced commutation for thyristor converters having ac source inductance", IPEC-Tokyo '83, pp 1396-1407, 1983.
 [7] I.D. Hassan, "A guide for selection and application of large adjustable speed drives", IEEE IAS Conf., 1987.
 [8] K.E. Bornhardt, et al., "New possibilities for DC-side commutated inverter circuits", EPE, pp. 549-554, 1989.
 [8] E.R.C. da Silva, "Forced commutation in thyristor bridge inverters", IECON Conf., pp. 271-275, 1985.
 [9] J.A.Oliver, M.J.Samotyi, "Proves criteria imperative to the application of ASDs to lager power plant motor systems", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 6, no. 1, 1991.



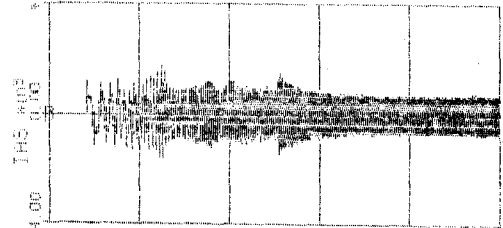


Vcom의 파형

그림 6. PWM을 수행하지 않았을 경우의 가속시 파형



(c) 상전압



(d) 상전류

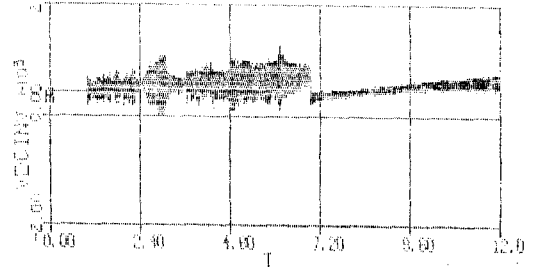
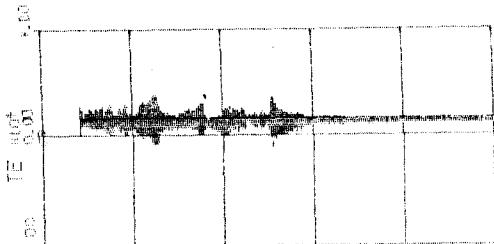
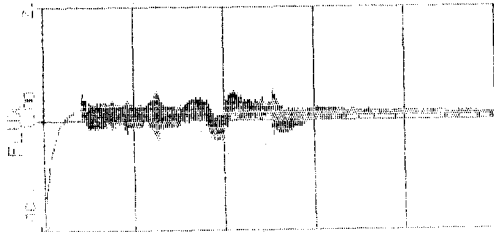


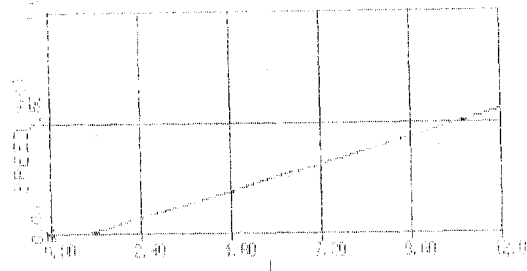
그림 7. PWM을 수행한 경우의 가속시 파형



(a) 토오크



(b) 자속



속도