

轉流에너지 2중 궤환방식 새로운 전류형 GTO 인버터의 특성

최 상원*, 김 진표*, 이 종하*

○.* 충북대학교 전기공학과

The Characteristics of New Current Source GTO Inverter with Double Recovery Path of Commutation Energy

Sang-Won Choi, Jin-Pyo Kim, Jong-Ha Lee

Dept. of Electrical Engineering, Chungbuk National University

Abstract - In order to develop the three phase GTO CSI with double recovery path of commutation energy by passive devices (LCD), we studied the clamping circuit to protect switching device and energy recovery circuit to recover absorbed energy of capacitor and DC link inductor.

In this paper, we investigated how DC input power is increased or decreased according to energy recovery path with or not in the three phase GTO current source inverter. we used a induction motor as the load of inverter, and controlled a induction motor with V/F constant control.

Experimental results show that dissipated DC power is decreased and capacitor voltage V_c is effectively suppressed by double recovery path.

1. 서 론

전류형 인버터는 전압형 인버터에 비하여 환류 다이오드가 필요 없고, 입력측의 직류 링크 인덕터로 인하여 부하 단락시 퓨즈 없이 장치의 보호가 가능하며, 4상한 동작이 가능하다는 등의 장점을 가지고 있으나, 직류를 교류로 변환하여, 유도전동기 등 인덕턴스 부하를 가변주파수 운전하는 경우 스위칭 소자의 턴-오프 동작시 부하 양단의 인덕턴스에 축적된 에너지를 흡수하는 회로가 필요하다. 이러한 축적에너지는 입력측의 직류 링크 인덕터 및 유도전동기의 인덕턴스에서 인버터의 스위칭 주파수가 증가할 수록 증가하게 되어 결국은 이러한 무효전력의 증가는 인버터의 효율을 감소시키는 요인으로 작용하며 또한, 전류시에 발생하는 스파이크 전압의 상승은 스위칭 소자에 스트레스를 주게되어 그 동안 이 문제점을 개선시키기 위한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다^[1-10].

본 논문에서는 CSI에서 전류시에 발생하는 무효전력을 처리하기 위하여 사용된 각종의 전류에너지 흡수회로 (voltage clamping circuit; VCC) 및 반환/궤환회로 (energy recovery circuit; ERC)의 장·단점을 비교함과 동시에 축적된 에너지를 전원이거나 부하로 반환시키지 않고 소모하는 회로와 이를 다이오드를 통하여 부하측으로 궤환하는 회로, 아울러 부하 및 전원측으로 궤환시키는 새로운 제한한 2중 궤환방식 회로를 3상 전류형 GTO 인버터에 적용시키고 부하로 유도전동기를 이용하여 실험적으로 인버터 및 부하의 입·출력 특성을 비교 검토하여 인버터의 효율개선 및 안전성 면에서 그 타당성을 입증하고자 하였다.

2. 3상 전류형 GTO 인버터의 구성

참고문헌 [1]~[16]에서 제시하는 VCC 및 ERC를 검토해 보면 다음과 같은 몇 가지 개선사항을 요약할 수 있다.

(1) 인버터의 주회로에 사용한 스위칭 소자를 SCR에서 GTO로 바꾸게 되면 전류 커패시터를 제거할 수 있어 인버터의 부피가 작아지게 되며 전류시간도 상당히 짧게 된다.

(2) GTO CSI에서는 부가적으로 무효전력 에너지 흡수회로가 필요하게 된다.

(3) 다이오드 브리지 정류기만으로 궤환시키는 방법은 부하측에 고조파 성분을 많이 포함하기 때문에 커패시터에 충전시킨 후 부하나 전원측으로 반환하는 방법이 효과적이다. 커패시터를 접속하는 경우 커패시터의 값을 적절하게 선정하면 CSI와 VSI를 겸용할 수 있다^[17].

(4) 커패시터에 충전된 전압을 부하나 전원측으로 반환시킬 때 스위칭 소자를 이용하는 경우는 복잡한 제어회로가 요구되나 다이오드를 이용하면 스파이크 전압을 항상 충전전압과 같게 할 수 있으며 회로구성도 매우 간단하여 경제적으로 유리하게 된다.

(5) 주회로의 사이리스터가 턴-온, 턴-오프시에 직류 링크 인덕터에서 발생하는 무효전력은 인버터 부하의 증가 및 구동주파수의 증가에 따라 크게 되는데 이의 처리방법이나 회로가 제시되고 있지 않다.

따라서 본 연구에서는 위의 검토 내용을 바탕으로 아래와 같이 3가지 시스템을 구성하여 입·출력 특성을 특히, 전류에너지의 흡수 및 궤환량 등을 실험적으로 측정·비교하여 정량화 하고자 하였다.

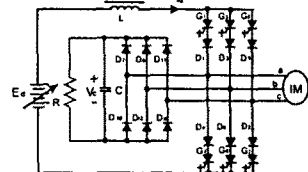


그림 1. VCC-1의 회로도

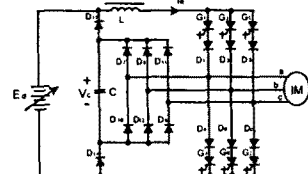


그림 2. VCC-2의 회로도

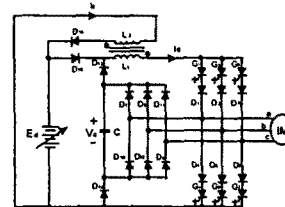


그림 3. VCC-3의 회로도

2.1 R-C 방전회로를 갖는 인버터 (VCC-1)

그림 1은 주 사이리스터로 GTO를 사용하였으며 이 때문에 전류 커패시터를 제거할 있다. R-C 정수를 낮추면 커패시터 충전되는 전압은 낮출 수 있지만, 저항에서 소비전력의 이 증가로 인하여 장치의 효율이 감소하므로 방전용 저항은 250Ω, 전류에너지 흡수용 커패시터는 230 μF로 선정하였다.

2.2 직렬 다이오드 개환방식 인버터 (VCC-2)

그림 2는 참고문헌 [4]와 유사한 구성이며, 단지 시스템의 안7전상 VCC의 DBR양단에 2개의 다이오드를 접속하였다.

2.3 새로운 2중개환 방식 인버터 (VCC-3)

축적에너지 2중 개환방식 3상 전류형 GTO 인버터를 그림 3과 같이 인버터부는 GTO (G₁-G₆)로 구성하였으며, 축적에너지 회생부는 유도전동기의 단자에서 발생하는 과도전압을 흡수하기 위하여 3상 DBR (D₇-D₁₂)와 커패시터 C로 구성되어 있는 VCC 및 흡수된 에너지를 회생하기 위하여 D₁₃ 및 D₁₄의 다이오드를 사용하였으며, 또한 직류 인덕터 L₁에 축적된 에너지를 부하 및 전원으로 개환시키기 위한 L₂ 및 D₁₆으로 구성하였다. L₁과 L₂는 1:1의 권수비를 가지며 그 값은 200mH이다.

3. 시스템의 동작

VCC-3 시스템의 주요 동작은 1사이클 동안의 6개의 같은 형태 동작이 순차적으로 일어나므로 1/6주기 즉, a상에서 b상으로의 전류주기에 대해서만 설명하기로 한다.

◆ 모드 1: G₁ 및 G₂가 도통상태로 시작되며, 직류 링크전류 i_d가 D₁₅, L₁, R_{al}, G₁, D₁, a상, c상, D₂, G₂를 통하여 직류전원 E_d로 흐른다. 이 모드는 V_c > E_a가 될 때까지 존재한다.

◆ 모드 2: 모드 1의 단류기간 상태에서 G₁을 소호시키고 G₃를 점호시키면 VCC와 부하사이에서 부하전류 증척기간이 생긴다. 이때 a상 전류는 감소하며 b상전류는 부하인덕턴스 때문에 서서히 증가한다. 그림 4 (b)와 같이 E_a, D₁₅, L₁, R_{al}, G₁(G₃), D₁(D₃) a상(b상), c상, D₂, G₂ 회로가 구성되며 이때 그림 4 (c)에서와 같이 발생한 과전압 e_{ba}는 b상, D₉, C, D₁₀, a상을 통하여 커패시터에 흡수되고, e_{bc}는 b상, D₃, C, D₈, c상을 통하여 커패시터에 흡수되며, 이때 순간 선간전압 e_{bc}는 e_{ba}보다 일찍 V_{c2} (즉 V_c > E_a일 때)를 초과한다. e_{ba}가 C에 흡수되는 에너지이다.

◆ 모드 3: b상에서 유기한 과전압은 C의 클램프 작용에 의하여 제한되며 V_{c2}, L 및 R에 의해 b상에서의 전류변화율이 결정된다. b상 전류가 I_d에 도달하게 되면 유기한 전압은 발생하지 않고, 그림 4 (d)와 같은 E_a, D₁₅, L₁, R_{al}, G₃, D₃, b상, c상, D₂, G₂의 회로가 구성되는 단류기간으로 복귀된다.

◆ 모드 4: a상에서 b상으로 전류가 일어날 때 모드 2와 병행하여 커패시터 충전전압이 직류전원 전압보다 높게 되면 다이오드 D₁₃ 및 D₁₄가 도통상태로 되고, 전류 i_d는 순간적으로 차단되며, 커패시터 충전 전압 V_c가 C, D₁₅, L₁, R_{al}, G₁(G₃), D₁(D₃), a상(b상), c상, D₂, G₂, D₁₄를 통하여 부하로 방전되므로 전류에너지 회생기간이 되며 그림 4 (e)와 같이 회로가 구성되어 커패시터 전류 i_c가 흐른다. 이때 커패시터 충전전압은 다음 식과 같이 하강 (즉 V_c = E_a일 때)하며 식의 우변 2번째 항이 부하로 개환되는 양이다. 여기서 V_{c2}은 모드 2의 끝부분에서 커패시터에 충전된 전압이다.

$$v_c = v_{c2} - \int i_c dt \quad (1)$$

◆ 모드 5: 인버터를 구성하는 6개의 GTO 사이리스터가 스위칭할 때마다 직류링크 인덕터에서 발생하는 유기 기전력을 직류전원 및 부하로 개환시키는 모드로 그림 4 (f)에 나타난 것이다. 이때 유기전압은 L₂, D₁₆, E_d의 직류전원으로 개환되는 회로와 L₂, D₁₆, D₁₃, L₁, R_{al}, 인버터 및 유도전동기 부하로 개환되는 회로로 구성된다. 직류 링크 인덕터 L₁과 L₂의 권수비는 1:1이며 이때의 인덕터에 유기되는 전압은 다음과 같다.

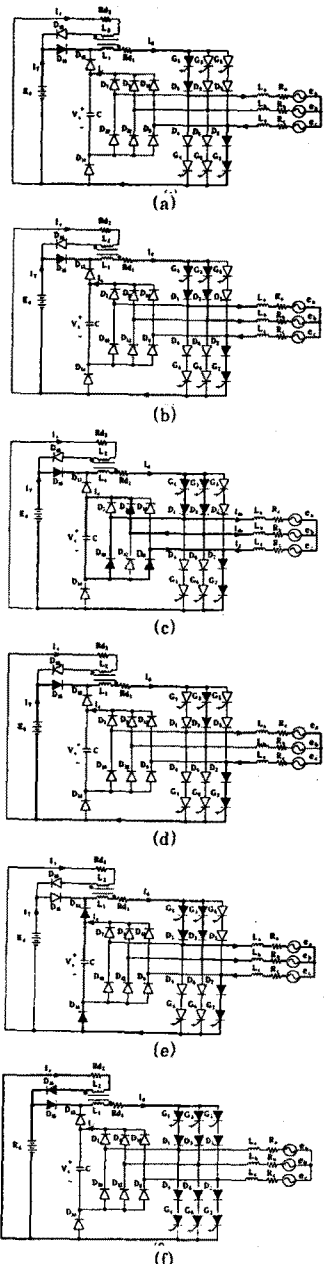


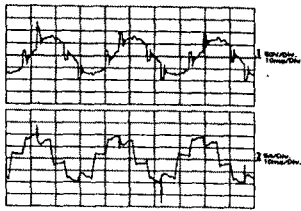
그림 4. 각 모드에서의 동작

$$e = L_1 \frac{di_d}{dt} + L_2 \frac{di_r}{dt} - M_{12} \frac{di_d}{dt} - M_{21} \frac{di_r}{dt} \quad (2)$$

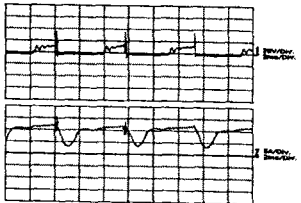
4. 실험결과 및 고찰

그림 1, 2 및 3의 회로를 이용하여 3상 전류형 GTO 인버터를 구성하였으며 인버터 부하로는 정격전압 220V, 4극, 60Hz, 1750rpm, 5HP의 유도전동기를, 또한 유도전동기의 부하로는 직류발전기를 사용하여 V/F 일정제어에 의하여 실험하였다.

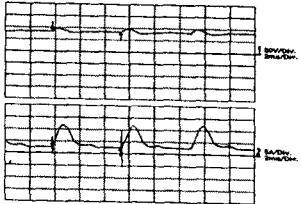
그림 5은 VCC-3를 이용하여 30Hz로 유도전동기를 구동하였을 때 인버터 출력 전압·전류파형 (그림5의 (a)), 직류링크 인덕터 L₁단의 전압·전류파형 (그림의 5(b)), 커패시터 C단의 전압·전류파형 (그림 5의 (c)) 및 L₁단의 전압·전류파형 (그림 5의 (d))을 나타낸 것이다.



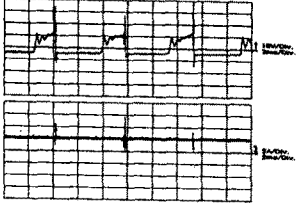
(a) 인버터 출력전압 및 전류파형



(b) 직류 링크단 전압 및 전류파형



(c) 커패시터 C단 전압 및 전류파형



(d) L2 단의 전압 및 전류파형

그림 5. VCC-3 인버터의 전압 및 전류파형

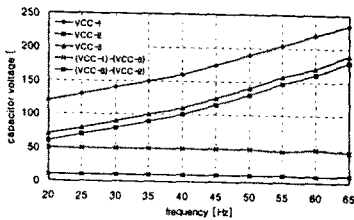


그림 6. 주파수에 따른 커패시터 전압특성 비교

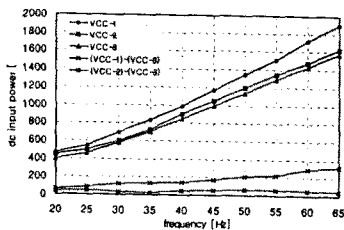


그림 7. 주파수에 따른 소비전력 비교

그림 6은 각 주파수에 따라 유도전동기 부하를 일정하게 했을 때, 각각의 회로에서 커패시터에 충전된 전압특성을 비교한 그래프이다. 1 주파수가 증가할 수록 직류 입력전압을 증가시키는 V/F 일정제어 및 과전압의 발생빈도가 많아지기 때문이다.

그림 7은 각 주파수 및 각각의 회로에서 직류 입력전력을 측정한 그래프이다. 직류 입력측 소비전력은 전동기의 동일 부하에서 VCC-1에 비하여 약 14~23% 정도 소비전력을 낮출 수 있었으며, VCC-2에 비해서는 약 7~9% 정도 낮출 수 있었다. VCC-2와 VCC-3의 소비전력 차이가 결국 L_2 에 의해서 전원 및 부하로 변환되는 양임을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 부하 인덕턴스에서 전류시 발생하는 무효전력 및 직류 인덕터에 축적되는 에너지를 부하 및 전원으로 회생하는 2중 궤환방식을 3상 전류형 GTO 인버터에 적용하여 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) V/F 일정제어에 의하여 유도전동기의 속도를 직선적으로 변화시킬 수 있었으며, 무효전력을 2중 궤환시켰을 경우와 그러하지 않은 경우의 직류 입력전압을 동일 부하에서 10~20V 정도 낮출 수 있었다. 또한 VCC-3의 커패시터 충전전압은 VCC-1에 비하여 약 50V 정도 낮출 수 있었으며, VCC-2에 비해서는 약 10V 정도 높게 되었다.

(2) 각각의 주파수에 대하여 유도전동기에 동일한 부하를 인가하였을 때 2중 궤환시켰을 경우와 그러하지 않은 경우의 직류 입력측의 소비전력을 비교해 보면 전자의 경우가 인버터의 출력 주파수에 따라 VCC-1에 비해서는 약 14~23%, VCC-2에 비해서는 약 7~9% 정도 낮출 수 있었다.

(3) VCC 및 ERC에 수동소자인 L, C, D를 사용함으로써 인버터의 경제성 및 견고성을 지향할 수 있다.

위의 결과로부터 VCC의 커패시터 내압과 GTO인가되는 스트레스를 낮출 수 있었으며, 또한 장치의 효율화를 기할 수 있었다. 새롭게 제안한 인버터는 대용량 고주파 운전용을 하는 인버터 및 유도전동기로의 응용에 적합하다 생각된다.

[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-sine-wave fully regenerative inverter", *Proc. IEE. Inst. Elec. Eng.*, Vol. 120, No. 9, pp. 969-976, Sept. 1973.
- [3] 大野榮一, *パワーエレクトロニクス入門*, オム社, pp. 229,
- [4] 飯田祥二, *サイリスタ回路の基礎*, 東京電機大學出版局, 1975. pp. 169-171
- [5] G. H. Cho and S. B. Park, "Novel six-step and twelve-step current source inverters with dc side commutation energy rebound", *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. IA-17, No. 5, pp. 524-532, Sept./Oct. 1981.
- [6] K. Shinohara and S. Nonaka, "Current source inverter with a new commutation circuit", *IPEC-Tokyo '83*, pp. 192-203
- [7] R. G. Palaniappan, "Voltage clamping circuit for CSI/IM drives", *IEEE Trans. Appl.* Vol. IA-21, No. 2, pp. 429-447, March/April, 1985.
- [8] 任達鎮, 松欄貞規, 李鍾夏, "電流形 GTO Inverter와 그 基本特性", *電氣學會論文誌* 第36卷 第1號, pp. 3-8, 1987年 1月
- [9] K. Matsuse, H. Kubota, "Performance of PWM-controlled thyristor rectifier operating at unity Fundamental power factor in PWM current source GTO inverter system for induction motor drives", *IEEE* pp. 355-364, 1992.
- [10] B. Wu, G.R. Slemon, S. B. Dewan, "Analysis and Design of GTO CSI Induction machine Drive System", *IEEE IAS*, pp. 602-612, 1983.