

부하측에 에너지 회생회로를 갖는 전류원 인버터

정 옹호 *^o

조 규형 **

금성 산전 연구소 *

한국 과학 기술원 **

New current source inverter with load-side energy recovery circuit

Y.H. Chung *^o

G.H. Cho **

GoldStar Industrial Systems Co. Ltd. *

KAIST **

Abstract

A new current source inverter (CSI) with dc-side commutation and load-side energy recovery circuit is proposed with analysis and explanation of the circuit operation. Proposed inverter overcomes the most drawbacks of the conventional CSI's - high device voltage stress, low operating frequency range, large commutation capacitance, etc. - by employing simultaneous recovery and commutation concept. The new CSI employs only one commutation capacitor and it can be built with considerably low cost. The commutation energies are temporarily stored into a large dc capacitor and recovered to the load side, thus the device voltage stress is low and the efficiency is high in the proposed inverter. Computer simulation results are given at the steady state, and a guideline determining the commutation circuit is given.

1. 서론

유도 전동기 구동에 사용되는 인버터중 전류원 방식이 전압원 방식이나 다른 방식의 전력 변환 방식에 대해 갖는 장단점은 널리 알려져 있고, 이 중에서도 특히 자동 순차 환류 방식의 전류원 인버터 (ASCI) 이 널리 이용되어 왔다. 그러나, ASCI 방식의 전류원 인버터 그 자체 만으로는 여러가지 문제가 있기 때문에 ASCI 회로를 수정 및 보완 함으로써 ASCI 기본회로가 갖는 제약점들을 어느정도는 해결할수가 있게 되었다. 이중 대표적인 것으로는 환류 구간중 발생하는 스파이크 전압을 재한시키면서 인버터의 최대동작 주파수를 증가시키기 위하여 에너지 회생회로 (혹은 스파이크 전압 제한회로) 가 사용되어 왔으나, 회생된 에너지를 어떠한 방식으로 처리하는가에 대한 방법에 대해서는 여전히 문제점으로 남아있다. 가장 간단한 방법은 회생된 에너지를 열로 소모시키는 경우이나, 인버터의 전반적인 효율을 감소시키고 발생한 열을 처리하는것도 입지가 않기 때문에 비 실용적이라 할수가 있다. 따라서, 회생된 에너지를 재 이용하는 방법으로써 DC-link 축이나 상용 전원측으로 되돌리는 방법이 알려져 있는데 [2], 전자의 경우에는 전동기의 선전류에 매등을 유기시키게 되고 후자의 경우는 인버터와 상용전원 사이에 순환 전류가 흐르는 것을 방지하기 위하여 절연 변압기가 필요로 하게되므로 전제적으로 가격이 상승 한다는 단점이 있다. 최근에 이러한 문제점을 해결 하기 위하여 회생된 에너지를 부하측으로 공급시키면서 회생과 방전 및 환류를 동시에 진행시키는 "동시 회생 환류형 인버터" 가 소개되었는데, 이 방식에서의 환류동작을 간단히 살펴보면 다음과 같다. 환류동작의 시작과 함께 그 이전 환류동작에서 회생된 에너지를 보조 전압원 인버터를 통하여 빼고저하는 전동기의 상에 공급함으로써 회생 에너지의 방전과함께 현재상 전류는 감소하기 시작하고, 다음상 전류는 증가하기 시작하는데, 다음상 전류값이 직류 리액터에 흐르는 전류의 절반이 될때 다음상에 연결된 스위치를 켜으로써 회생된 에너지의 방전은 종료시키고 전동기의 누설리액터스에 남아있던 저장되어 있던 에너지를 회생시킨다. 이러한 개념을 가진 전류원

인버터를 [1] 에서는 GTO (Gate Turn-off Thyristor) 를 사용하여 구성되었는데, 몇가지 문제점이 존재한다. 첫째로, 주 전력 소자가 GTO 이기 때문에 다이리스터 방식의 전류원 인버터에 비해 신뢰성이 떨어지고, 가격 상승요인을 내포하고 있다. 둘째로, 환류구간중 회생 에너지가 방전구간에서 회생구간으로 천이할때 보조인버터가 자기소호 (Natural commutation) 되어야 하는데 급격한 부하변동과 같은 상황에서는

환류가 실패할 가능성이 존재한다. 첫째번 문제점은 ASCI 와 같은 다이리스터 형태의 인버터를 사용하면 해결되지만, 두번째 문제점을 해결하지 못하며, 오히려 더욱더 환류실패 가능성이 높아지기 때문에 보조 인버터부분에 사용된 스위치가 강제 소호 기능을 가져야하는 불편이 존재한다. 뿐만 아니라, ASCI 와 같은 방식의 전류원 인버터를 주 인버터 회로로 채택한 경우에는 환류 구간중 주 다이리스터와 직렬로 연결된 다이오드의 전압 스트레스가 전동기의 선간 전압 스트레스의 두배로 증가하기 때문에 동시 회생 환류 방식의 인버터를 다이리스터로 구성시키기 위해서는 새로운 방식의 환류회로가 필요로 하게되는대 본 논문에서는 이러한 목적에 부합되는 인버터를 제안하고, 제안된 인버터의 간단한 동작 설명과 함께 환류 회로의 설계방법에 대해서 논하기로 한다.

2. 제안된 전류원 인버터의 환류동작

제안된 전류원 인버터의 주 회로도에는 그림-1에 도시되어 있는데, 6 개의 보조 다이리스터 (A21-A26) 와 6 개의 다이오드 (D21-D26) 및 한개의 전해 캐패시터 (Cr) 은 에너지 회생회로로 동작하며, 인버터의 주 다이리스터 (T11-T16) 의 상단부분에 위치한 3개의 다이리스터는 환류용 다이리스터 A31 과 A34 를 동시에 턴온 시키게 되면 소호되며, 하단의 주 다이리스터는 A32 와 A33 에 의해서 소호된다. 4 개의 환류용 다이리스터 (A31-A34) 와 2 개의 다이오드 (D31-D32) 및 3 개의 수동소자 (L,C,Rx) 로 구성된 환류회로는 보조 인버터 부분의 6 개의 다이오드 (D21-D26) 의 도움을 받아 주 다이리스터와 보조 인버터의 다이리스터를 소호 시키게 되는데 각 다이리스터에 인가되는 게이트 신호의 시간도는 그림-2 에 도시되어 있다. 그림-3 에 도시된 환류 순서도를 참고로 하여 환류 동작을 살펴보면 다음과 같다.

먼저 다이리스터 T11 과 T12 가 켜져있는 상태를 모우드-0 이라 정의하고, 현재상 (U상)의 전류를 0 으로 만들고 다음상 (V상) 에는 직류측 리액터 전류가 모두 흐르게 하기 위해서 먼저 보조 인버터 부분의 다이리스터 A23 과 A24 를 턴온 시킴으로써 회생용 캐패시터 (Cr) 에 저장되어 있던 에너지를 전동기의 다음상을 통해 흘러 주기시작한다. 약간의 시간이 경과된 후에 주 다이리스터를 소호시키기 위하여 환류용 다이리스터 A31 과 A34 를 턴온 시키게되면 환류용 캐패시터 C 에 저장되어 있던 초기 전하로 인하여 그림-3 의 (c) 에 표시된것 처럼 L,C,Rx 공진 회로가 형성되며, 이때 저항 Rx 양단의 전압강하는 주 다이리스터 T11 과 보조 다이리스터 A24 양단에 역방향 바이어스를 인가하게 되어, 두개의 다이리스터는 소호과정에

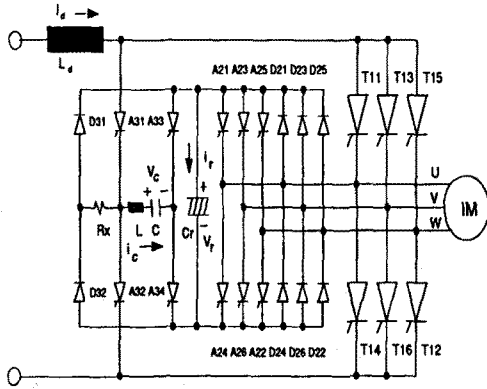


그림-1 제안된 전류원 인버터 회로도

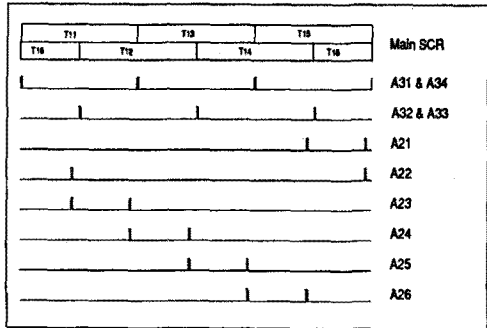


그림-2 제안된 인버터의 게이트 신호도

들어가고되고 전동기의 현재상에 공급되던 전류는 다이오드 D24에 의해 공급되게 되므로, 부하상태와 무관하게 보조 인버터측의 다이오드는 항상소호 시킬수가 있게되며 저항 Rx 를 충분히 작게 하면 다음상 스위치 (T13) 양단의 전압 스트레스는 회생용 캐패시터 Cr 양단의 전압으로 불수가 있으므로, ASCII 를 주 인버터로 사용한 경우와는 달리 스위칭 소자의 전압 스트레스는 증가되지 않는다.

한편, 모드-3 은 환류용 리액터에 흐르던 전류가 직류측 리액터 전류값과 같아지게 되면 종료되며, 저항 Rx 를 통한 폐 회로가 끊어지게 되어, 환류용 캐패시터 C 는 직류전류 Id 에 의해서 충전을 계속하는 모드-4 가 시작되며, 환류용 캐패시터 전압이 에너지 회생용 캐패시터 전압보다 커지게 되면 다이오드 T13 은 순방향 바이어스가 걸리게 되므로, 환류 시작과 동시에 인가한 펄스열 (pulse train) 으로 인하여, 턴온되면 모드-5 가 시작되고 이구간동안에는 캐패시터 Cr 이 방전상태에서 회생상태로 전이되며, 또한 보조 인버터 부분의 다이오드 A23 이 소호되게 된다. 모드-5 동안에는 환류용 캐패시터 C 가 상대적으로 매우큰 회생용 캐패시터 Cr 과 직렬로 연결된 공진회로가 형성되기 때문에 (그림-3 의 f) 환류용 리액터 L 에 저장되어 있던 에너지는 환류용 캐패시터 C 에 거의 모두 전달되면서 환류용 캐패시터를 통해 흐르는 전류는 곧 0 이 되며, 모드-6 이 시작된다. 모드-6 동안에는 전동기의 누설 인덕턴스에 남아있던 에너지가 회생용 캐패시터로 회생되며 회생의 종료와 함께 환류는 종료된다. 그림-4에는 환류구간동안 각점의 전압전류 파형이 주어졌다.

3. 환류 모드 해석

그림-3의 환류 모드도표를 이용하여 각 모드에 해당하는 방정식을 얻은다음, 환류구간 동안의 전동기 역기전력의 변화를 무시하고, 직류측 리액터에 흐르는

전류는 일정하다고 가정하며, 저항 Rx 크기가 충분히작아 그 영향을 무시하게되면, 다음과 같은 결과를 얻을수가 있게된다. 방정식의 형태를 간단히 하기위하여, 각 모드를 시작되는 시점을 t=0 라 가정했고, 유도 전동기는 정격 주파수 까지는 정자속 운동을 한다고 가정하며, 누설 리액턴스와 역 기전력 전압원의 직렬 연결로된 모델을 사용하였다[2].

3.1 모드-1

선전류 $i_v(t)$ 와 캐패시터 C_r 양단 전압에 대한 표현식은

$$i_v(t) = (V_{ro} - E_m \sin\phi)/Z_r \sin\omega_r t \quad (1)$$

$$v_r(t) = E_m \sin\phi + (V_{ro} - E_m \sin\phi) \cos\omega_r t \quad (2)$$

여기서, $Z_r = \sqrt{2L_e C_r}$, $\omega_r = 1/\sqrt{2L_e C_r}$ 이며, V_{ro} 는 캐패시터 C_r 의 초기 전압이다.

3.2 모드-2 와 모드-3

만약에 주 다이오드의 턴오프 과정을 무시하면, 환류용 캐패시터 C 양단의 전압 $v_c(t)$ 와 전류 $i_c(t)$ 에 대한 표현식은 다음과 같이 쓸수가 있다.

$$v_c(t) = -Z_x I_a \cos(\omega_x t + \phi_\alpha) \quad (3)$$

$$i_c(t) = I_a \sin(\omega_x t + \phi_\alpha) \quad (4)$$

여기서, $Z_x = \sqrt{L/C}$, $\omega_x = 1/\sqrt{LC}$, $I_a = \sqrt{I_d^2 + (V_{co}/Z_x)^2}$,

$$\phi_\alpha = \tan^{-1}(Z_x I_d / V_{co}).$$

3.3 모드-4

이구간 동안에는 환류용 캐패시터가 직류 리액터 전류에 의해서 충전되므로, 환류용 캐패시터의 전압과 전류에 대한 표현식은

$$v_c(t) = V_{c3} + I_d t / C \quad (5)$$

$$i_c(t) = I_d \quad (6)$$

모드-4는 환류용 캐패시터 전압이 회생용 캐패시터 전압과 같아질때 종료하므로, 모드-4 가 종료되었을때의 최종 조건식은 다음과 같다.

$$I_{v4} = (V_{ro} - E_m \sin\phi)/Z_r \sin\omega_r T_d \quad (7)$$

$$V_{r4} = E_m \sin\phi + (V_{ro} - E_m \sin\phi) \cos\omega_r T_d \quad (8)$$

$$V_{c4} = V_{r4} \quad (9)$$

3.4 모드-5 와 모드-6

이구간동안에 캐패시터 Cr은 방전상태에서 회생상태로 전이되며, 또한 환류용 캐패시터에 흐르던 전류는 급격하게 감소하는 특성을 보이는데, Cr양단의 전압 변동을 무시할때, 환류용 캐패시터 전압과 전류에 대한 표현식은 다음과 같이 쓸수가 있다.

$$v_r(t) = V_{r4} + Z_x I_d \sin\omega_x t \quad (10)$$

$$i_c(t) = I_d \cos\omega_x t \quad (11)$$

모드-5는 환류용 캐패시터에 흐르는 전류가 0 이 될때 종료되므로, 방정식 (11) 을 이용하면,

$$T_5 = 0.5\pi/\sqrt{LC} \quad (12)$$

한편, 모드-6은 모드-5와는 독립적으로 진행되며, 전동기 V상 전류와 캐패시터 Cr 양단의 전압에 대한 표현식은

$$v_r(t) = E_m \sin(\phi + \omega_s T_d) + Z_r I_\beta \cos(\omega_r t + \phi_\beta) \quad (13)$$

$$i_v(t) = I_d + I_\beta \sin(\omega_r t + \phi_\beta) \quad (14)$$

한편, 여기서

$$I_\beta = \sqrt{[(V_{r4} - E_m \sin(\phi + \omega_s T_d))/Z_r]^2 + (I_{v4} - I_d)^2} \quad (15)$$

$$\phi_\beta = \tan^{-1} \frac{Z_r (I_d - I_{v4})}{V_{r4} - E_m \sin(\phi + \omega_s T_d)} \quad (16)$$

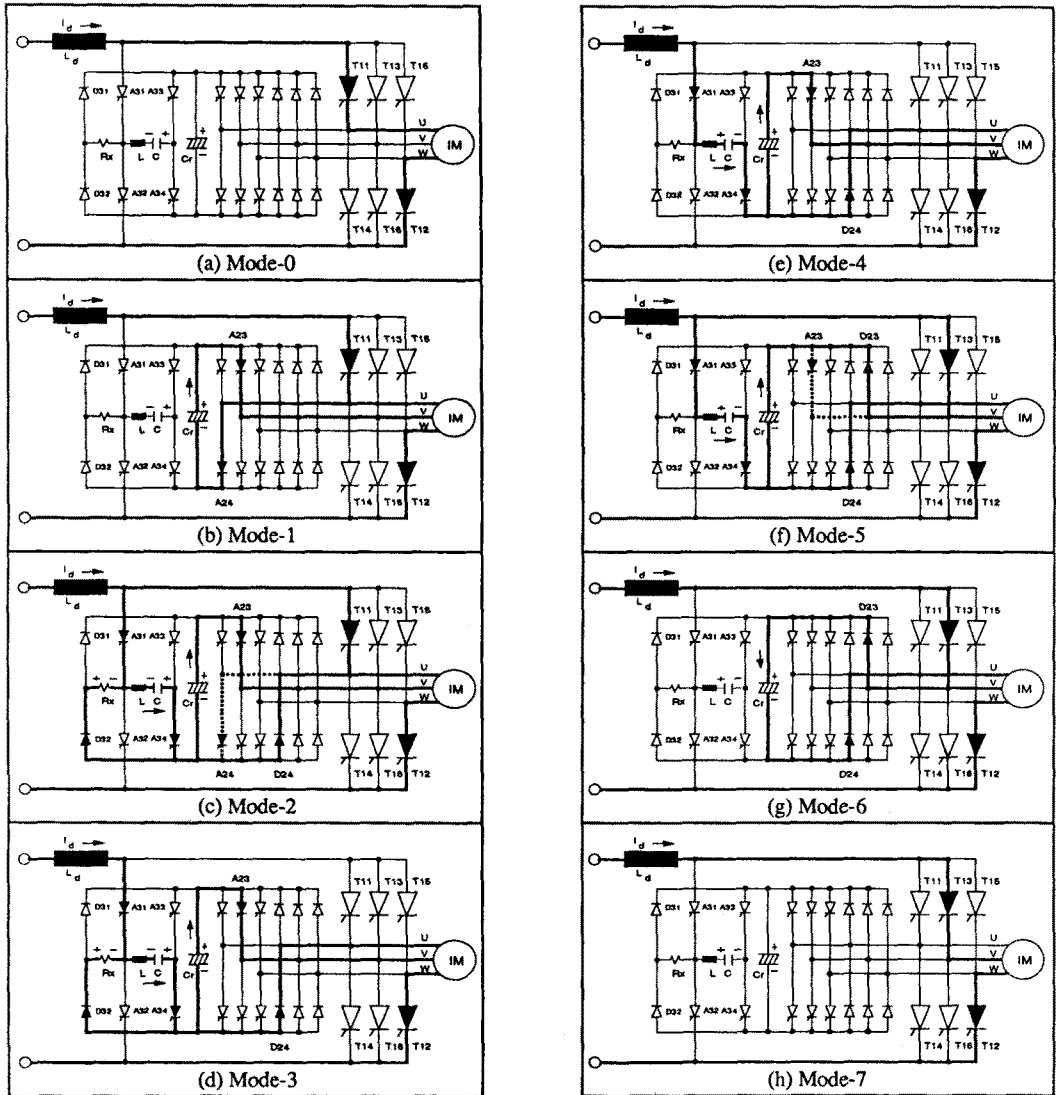


그림-3 인버터의 환류 순서도

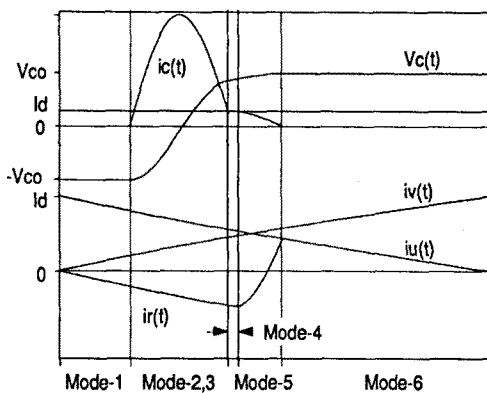


그림-4 환류 구간중 각부의 파형

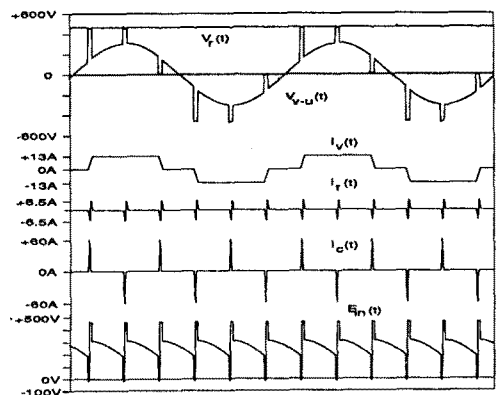


그림-5 정상 상태에서의 각점의 파형

사실상 모드-6은 V상 전류가 0 이되면 종료하므로, 최종 조건은 (15), (16) 식으로부터,

$$v_r(t)|_{t=T_r} = V_{ro} \quad (17)$$

$$i_r(t)|_{t=T_r} = I_d \quad (18)$$

3.5 정상 상태에서 캐패시터 전압과 환류구간의 길이

정상 상태 동작에서는 캐패시터 Cr 에 충전되는 전하량이 같아야 하므로, 방정식 (17) 과 (18) 식을 (7), (8), (9) 식과 연립하면, 다음과 같은 관계식을 얻을 수가 있다.

$$(V_{ro} - E_m \sin(\phi + \omega_s T_d)) \cos \omega_s T_r = E_m \sin \phi - E_m \sin(\phi + \omega_s T_d) + (V_{ro} - E_m \sin \phi) \cos \omega_s T_d \quad (19)$$

만약에 환류구간중의 역기전력 변화를 무시하면 방정식 (19)는 다음과 같이 근사화 시킬 수가 있다.

$$\cos \omega_s T_r = \cos \omega_s T_d \quad (20)$$

방정식 (20)으로부터 캐패시터 Cr 이 충전되는 구간과 방전되는 구간의 길이가 거의 같음을 알 수가 있다. 따라서 방정식 (20)과 방정식 (7), (8) 을 연립하면, 정상 상태에서의 방전구간의 길이 (Td) 와 회생용 캐패시터의 최종값에 대한 표현식은 다음과 같이 쓸 수가 있다.

$$T_d = \sqrt{2L_c C_r} \sin^{-1} \frac{Z_r I_d}{2(V_{ro} - E_m \sin \phi)} \quad (21)$$

$$V_{ro} = E_m \sin \phi + \frac{1}{2} \frac{Z_r I_d}{\sin \omega_s T_d} \quad (22)$$

방정식 (21) 과 (22)로 부터 Vro는 Td 의 함수임을 알 수가 있다. 따라서, Td 를 제어하게 되면, Vro 를 제어할 수가 있게 되는데, 사실상 주어진 환류회로에 대해서는 모드-1의 길이만을 제어할 수가 있기 때문에, 모드-1 의 길이를 제어함으로써 Vro를 제어할 수가 있게 된다. 만약에 캐패시터 Cr의 크기가 충분히 크게 되면, 방정식 (22)는 다음과 같이 근사화 시킬 수가 있게 된다.

$$V_{ro} = E_m \sin \phi + L_c I_d / T_d \quad (23)$$

즉 Vro값은 Cr의 크기와 무관하게 결정되며, 단지 방전시간 혹은 충전시간의 길이에 의해서만 변화되므로 부하의 함수로써 Td를 제어하게 되면, 부하상태와 무관한 Vro값을 얻을 수가 있게 된다.

그림-5는 정상 상태에서의 선간 전압과 서전류 및 환류회로의 전압전류 파형등을 보여주고 있는데, 이 파형으로부터 전동기의 선간전압은 캐패시터 Cr에 의해서 제한됨을 알 수가 있고, 또한 인버터의 입력단 전압을 보게 되면, 기존의 인버터와는 달리 제로 볼트근처에서부터 양의 peak 까지 스윙하게 되므로, dc link 리액터에 발생하는 리플전류의 크기가 격감되게 된다.

3.6 환류 회로의 설계방법과 제어방법

환류 회로의 모드 해석에 대한 결과와 정상상태 해석 결과를 이용하게 되면, 환류 회로에 사용된 소자값 (L,C,Rx) 을 쉽게 결정할 수가 있게 된다. 먼저 환류용 캐패시터 양단의 전압크기는 캐패시터 Cr 양단의 전압 리플의 크기를 무시할때 다음과 같이 쓸 수가 있다.

$$V_{co} = V_{r4} + Z_x I_D = V_{ro} + Z_x I_d \quad (24)$$

방정식 (24)으로 부터, 환류용 캐패시터 전압의 크기는 Vro 값의 크기에 Zx Ix 만큼 더해지게 되므로 가능한 한 Zx 를 작게 하는 것이 바람직 함을 알 수가 있다. 반면에 Zx 가 감소하게 되면, 모드-2와 모드-3 의 구간 길이가 짧아져서 주 다이리스터를 소호 시키지 못하는 경우가 발생되므로, Zx 의 크기는 적절히 선정되어야 한다. 만약 Vco 의 최대값이 Vro 최대값의 Kv 만큼 허용 한다고 하면, 주 다이리스터의 턴오프 시간의 함수로 회생용 캐패시터의 전압스트레스 (Vro), 환류용 캐패시터의 전압 스트레스 (Vco), 인버터의 최대 동작 주파수 (fmax) 등을 얻을 수가 있으며, 그림-6에 이들의 관계가 도시되어 있다. 즉, 예를들어 주어진 Toff 에 대해서 해당된 $\omega_s, Z_x, f_{max}, V_{ro}$ 등을 결정 할 수가 있게 되므로 이들을 이용하여 환류용 소자 (L,C,Rx) 등을 얻을 수가 있게 된다. 한편, 방전구간의 길이를 부하의 함수로 제어하는

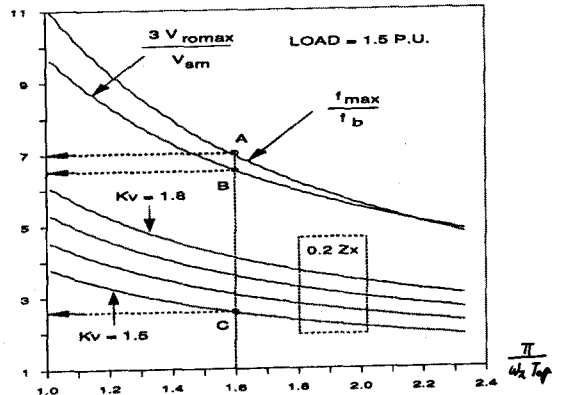


그림-6 환류 회로 설계 곡선

방법은 방정식 (23) 을 사용하여 Td 를 걸정한 다음에 적절히 모드-1의 길이를 제어하면 된다.

4. 결론

제안된 전류원 인버터는 기존의 ASCI 방식보다 훨씬 낮은 전압 스트레스, 넓은 동작 주파수 범위를 가지며, 다른방식의 에너지 회생 방식에 비하여 저렴한 가격으로 구상 시킬 수가 있으며, 회생과 환류가 동시에 발생되므로 환류 구간의 길이가 매우 짧아 직류측 리액터에 발생하는 리플전류의 크기를 최소화 시킬 수가 있다. 따라서, 본 인버터는 기존의 전류원 인버터 방식을 충분히 대체시킬 수 있으리라 생각된다.

5. 참고 문헌

- [1] G.H. Cho , S.S. Park, " A new current source inverter with simultaneous recovery and commutation ", IEEE-IAS Conf., Oct, 1987, pp691-698.
- [2] Rasappa G. Palaniappan, " Voltage clamping circuit for CSI/IM drives", IEEE Trans., Ind Appl. Vol. Ia-21, No.2, March/April, 1985.