

3-Phase Quasi-Resonant Inverter의 동작모드 확장

양 순배* 이진우 박민호
서울대학교 전기공학과

Expansion of Operating Mode of 3-Phase Quasi-Resonant
DC Link Inverter

S. B. Yang J. W. Lee M. H. Park
Dept. of Electrical Eng. , Seoul Nat'l Univ.

Abstract

This paper describes a 3-Phase Quasi-Resonant DC Link Inverter (3-Phase QRI), which has two operating modes, ie. inverting mode and rectifying mode. First the 3-Phase QRI is simplified and the resonant circuit is analyzed in comparison with two resonant DC-to-DC converters. This analysis shows that the maximum voltage of resonant capacitor is limited to twice the input voltage irrespective of operating modes. A new simple control method in rectifying mode is suggested, which does not require any other element in power circuit. The characteristic of 3-Phase Quasi Resonant Inverter has been verified by simulation using the proposed control method.

1. 서론

PWM 콘버터의 스위칭 주파수를 높이면 1) 출력 전류의 변동전류 감소 2) 인덕터와 같은 주변 소자의 크기 감소 3) 콘버터의 전력밀도 증가 4) 콘버터에 의한 소음의 감소와 같은 장점들이 있다. 그리고, 최근에는 스위칭 소자의 발달로 스위칭 주파수를 매우 높일 수 있다. 하지만 스위칭 주파수의 증가에 따라 소자에서 발생하는 스위칭 손실, 스너버(snubber)의 손실이 증가하기 때문에 실제 PWM 콘버터의 스위칭 주파수가 어느 정도의 한계를 갖게 된다. 따라서 스위칭 손실이 없다면 스위칭 주파수를 더 높이 올려서 더 나은 출력 특성을 얻을 수 있으므로 스위칭 손실을 줄이기 위한 연구들이 이루어져 왔다.

DC/AC 인버터에서도 스위칭 주파수를 올림으로써 위에 설명한바와 같은 장점들을 얻을 수 있으므로 높은 스위칭 주파수를 실현하는 방법으로 공진형 인버터가 발표되었다.[3] 공진형 인버터는 소자 양단의 전압이 영전

압, 또는 소자에 흐르는 전류가 영전류일 때 스위칭을 한다. 따라서 스위칭 손실이 최소화되어 스위칭 주파수를 높일 수 있지만 출력 전류의 방향에 따라 DC Link 전압이 전원전압의 2배 이상으로 올라가는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 공진커패시터의 전압을 clamp하는 회로, 공진 초기의 공진인덕터의 전류값을 적절한 값으로 조절하는 회로 등 여러가지 연구가 이루어졌으며 최근에는 좀 더 간단한 회로의 3-Phase Quasi-Resonant DC Link 인버터(3상 QRI)가 발표되었다.[4,5,6]

본 논문에서는 DC Link전압의 최고치를 직류 전원전압의 2배로 제한하는 3상 QRI의 특성을 유지하면서 3상 QRI의 동작모드를 인버팅모드만이 아닌 Rectifying 모드까지 확장시키는 새로운 제어방법을 제안하고 이를 시뮬레이션을 통하여 확인하고자한다.

2. 3-Phase Quasi-Resonant DC Link 인버터의 동작모드

2.0 3상 QRI의 동작회로

출력단의 인덕턴스가 인버터의 공진 인덕턴스보다 충분히 크다면 부하를 전류원으로 볼 수 있으며 이때의 3상 QRI의 회로는 그림1과 같다.

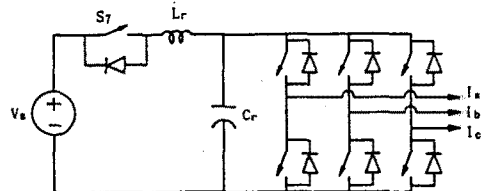


그림 1. 3-Phase Quasi-Resonant DC Link 인버터

또 3상 QRI를 설명하기 위한 Zero-Current-Switched

3-Phase Quasi-Resonant Inverter의 동작모드 확장

Quasi-Resonant Converter (ZCS-QRC) 와 Zero-Voltage Switched Quasi-Resonant Converter (ZVS-QRC) 의 회로는 각각 그림 2, 그림 3 과 같다. [1,2]

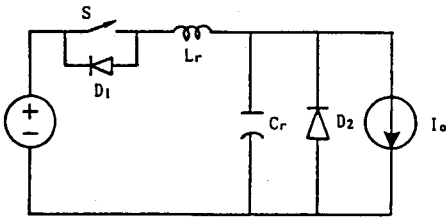


그림 2. ZCS-QRC

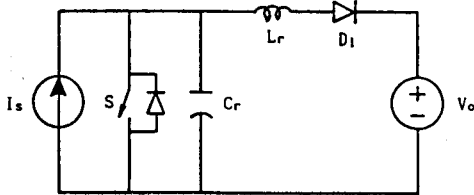


그림 3. ZVS-QRC

3상 QRI 회로를 ZCS-QRC, ZVS-QRC 와 비슷한 모양이 되도록 등가변환하면 그림 4 와 같이 나타낼 수 있다.

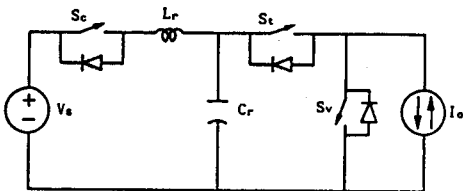


그림 4. 3상 QRI의 등가회로

여기서 그림4의 부하측 전류원이 상, 하의 방향으로 나타나지는 것은 같은 부하전류에서도 스위칭모드에 따라서 직류전원측에서 본 전류의 방향이 바뀌기 때문이다. 그 한 예를 들어본다면 그림 5와 같다. 그림 5-a)와 같은 경우는 전류원이 아래로 향하고 있는 경우이고 그림 5-b)와 같은 경우는 전류원이 위로향하는 경우라 하겠다.

이제 등가회로와 ZCS-QRC, ZVS-QRC 의 회로를 이용하여 3상 QRI의 동작을 알아보자.

2.1 3상 QRI의 인버팅모드 동작

직류측 전압원으로부터 교류측 전류원으로 전력이 전달되는 인버팅 동작은 ZCS-QRC와 유사하게 해석함으로써

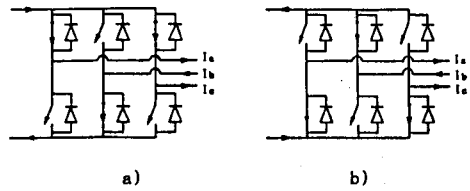


그림 5. 스위칭과 전류원의 방향

알 수 있다.

먼저 ZCS-QRC의 동작을 알아보자.

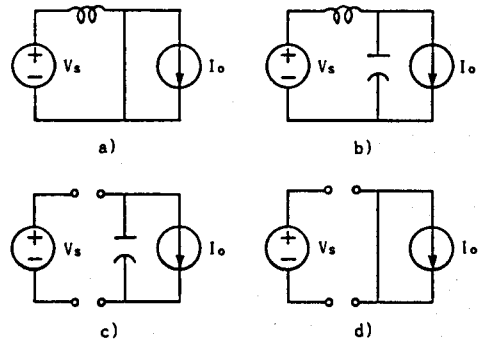


그림 6. ZCS-QRC의 동작 모드

ZCS-QRC의 동작은 그림 6 에 있는 4가지 모드로 나누어진다. 각모드의 설명은 다음과 같다.

그림 6-a) 인덕터 전류 충전구간 : 공진인덕터의 전류와 공진커패시터의 전압의 초기값이 영일때 스위치 S를 닫으면 공진인덕터의 전류가 $i_L=I_o$ 이 될 때까지 직선적으로 증가하는 구간이다.

그림 6-b) 공진구간 : $i_L > I_o$ 가 되는 순간부터 $i_L - I_o$ 만큼이 공진커패시터에 충전이 되면서 공진하는 구간이다. $i_L < 0$ 이 되면 스위치 S는 오프되고 전류는 D_1 을 통해 흐른다.

그림 6-c) 커패시터 방전구간 : 공진을 계속하여 다시 $i_L > 0$ 이 되는 시점에서는 스위치 S가 오프되어 있으므로 공진이 더 이상 일어나지 않고 커패시터의 전압이 부하로 방전된다.

그림 6-d) Freewheeling 구간 : 커패시터의 전압이 영이 되면 스위치 S를 다시 온시킬 때까지 부하전류가 D_2 를 통해 freewheeling 한다.

ZCS-QRC는 6-a) 부터 6-d) 까지의 과정을 반복함으로써 전력을 전압원에서 전류원쪽으로 보낸다. 이제 3상 QRI의 등가회로를 보자. 3상 QRI의 등가회로에서 전류원의 방향이 아래로 향하고 S_s 를 항상 온, S_v 를 항상 오프 되게 브리지를 스위칭하면 3상 QRI가 ZCS-QRC와 같은 동작을 할 수 있음을 알 수 있다. 이러한 동작을 할 수 있

는 브리지의 스위칭 모드는 부하전류의 방향에 따라 달라진다.

브리지에서 인버터의 바깥쪽으로 향하는 전류의 방향을 (+)로 정의하고 각상의 위쪽 스위치가 도통하면 (+), 아래쪽 스위치가 도통하면 (-)라 정의하자. 인버팅모드 스위칭의 예를 한가지 든다면 A B C 상의 전류가 (+, -, -)인 경우 A B C 상의 스위치가 (+, -, -), (+, -, +), (+, +, -)인 경우가 3상 QRI를 ZCS-QRC와 동일하게 동작하게끔 하는 스위칭모드이다. 인버팅모드가 되는 스위칭은 전류의 모드가 정해졌을 경우 스위칭 모드의 (+, +, +), (-, -, -)를 제외하고 스위칭모드가 전류모드와 부호가 같던지 하나의 부호가 다를 경우이다. 이러한 모드의 3상 QRI 동작을 인버팅모드라한다.

2.2 Rectifying Mode 동작

교류측 전류원으로부터 직류측 전압원으로 전력이 전달되는 Rectifying 동작은 ZVS-QRC와 유사하게 해석함으로써 알 수 있다.

먼저 ZVS-QRC의 동작을 알아보자. ZVS-QRC의 각 동작 모드는 그림 7의 a) - d) 와 같다.

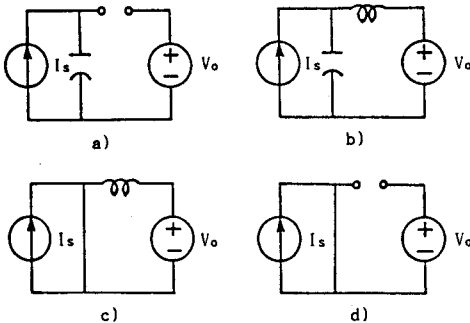


그림 7. ZVS-QRC의 동작 모드

그림 7-a) 커패시터 충전구간 : 공진인덕터의 초기 전류가 0 일때 스위치 S를 닫으면 공진커패시터의 전압이 V_o 가 될 때까지 직선적으로 증가하는 구간이다.

그림 7-b) 공진구간 : $V_{cr} > V_o$ 가 되면 D_1 이 도통하여 공진하는 구간이다.

그림 7-c) 인덕터 전류 방전구간 : $V_{cr} = 0$ 이 되면 스위치 S를 온 시킨다. 이때 인덕터에 흐르던 전류는 부하로 방전된다.

그림 7-d) Freewheeling 구간 : 인덕터의 전류가 영이 되면 D_1 이 오프되고 스위치 S가 다시 오프될 때까지 전원은 스위치 S를 통해 freewheeling 한다.

ZVS-QRC는 7-a) 부터 7-d) 까지의 과정을 반복함으로써 전력을 전달한다. 이제 3상 QRI를 가지고 ZVS-QRC와

같은동작을 하려고하면 3상 QRI의 등가회로에서 전류원의 방향이 위로 향하고 S_s 를 항상 온, S_c 를 항상 오프시키면 된다. 3상 브리지에서 부하전류가 커패시터를 충전하게하는 스위칭모드가 되면 이와같은 회로의 동작이 일어난다.

인버팅모드 스위칭은 커패시터가 부하전류에 의해 충전되지않고 freewheeling되게 하는 것이므로 (+, +, +), (-, -, -)를 제외한 인버팅모드의 동작이 아닌 스위칭모드는 Rectifying 모드의 스위칭모드인 것이다. 예를들면 A B C 상의 전류의 방향이 (+, +, -)인 경우 스위칭모드가 (+, +, -), (+, -, -), (-, +, -) 와 같은 경우는 인버팅모드 동작을 하게되고 (+, -, +), (-, +, +), (-, -, +) 와 같은 경우는 Rectifying 모드 동작을 하게한다.

3. Rectifying Mode의 제어.

그림 4의 등가회로를생각해보자. 이회로는 S_t 를 항상 온시키고 S_c 를 항상 오프시키면 Rectifying 모드로 동작한다. 이때 공진시의 공진인덕터의 초기전류는 0이 됨을 쉽게 알 수 있다. 그리고 공진커패시터의 초기전압을 V_{cr0} 라 하자. 일단 공진이 시작되면 회로는 그림 8과 같다.

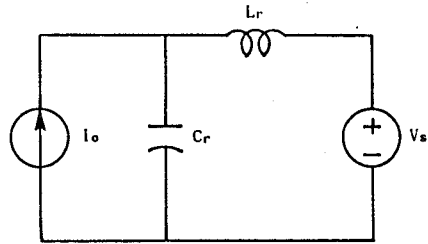


그림 8. 공진회로

이때의 회로방정식을 풀어보자.

$$I_o = i_{Lr} + C \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{cr} = V_s + L \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (2)$$

이 방정식을 v_{cr} 에 관해 풀면

$$v_{cr} = V_s + \sqrt{(V_{cr0} - V_s)^2 + (Z_r I_o)^2} \sin(\omega_r t + \phi) \quad (3)$$

$$\tan \phi = \frac{V_{cr0} - V_s}{Z_r I_o}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

항상 S_c 를 오픈시켜 놓으면 $V_{cr0}=V_s$ 에서 공진이 일어나기 시작한다. 이 경우 $V_{cr0}-V_s=0$ 이므로 V_{cr} 이 영전압이 되는 것을 보장하려면 $Z_r I_o > V_s$ 이어야하고 Z_r 은 회로의 소자여의해서 정해지는 값이므로 회로가 주어지면 일정한값이 된다. 이때문에 I_o 에 따라서 V_{cr} 의 최대값은 적어도 V_s 의 2배 이상이 된다.

이제 $V_{cr0}=V_s$ 가 아닌 적절한 시간에 S_c 를 닫아보자. 그러면 S_c 를 닫는 순간부터 공진이 일어나게 된다. 즉 S_c 를 닫음으로써 공진이 일어날때의 공진커패시터의 전압의 초기치 V_{cr0} 를 제어할 수 있다. 이러한 관점에서 V_{cr} 이 영이되는것을 보장하면서 V_{cr} 의 최대값, V_{crmax} ,를 최소로하는 V_{cr0} 의 값을 찾아보자.

식 (3)으로부터 식 (4)와같은 조건이되면 V_{crmax} 를 최소로하면서 V_{cr} 이 영이 되는것을 보장함을 알 수 있다.

$$V_s = \sqrt{(V_{cr0}-V_s)^2 + (Z_r I_o)^2} \quad (4)$$

식 (4)를 풀면 식 (5)와같이 된다.

$$V_{cr0} = V_s \pm \sqrt{V_s^2 - (Z_r I_o)^2} \quad (5)$$

식 (5)에서부터 식 (6), (7) 과같은 두가지 V_{cr0} 의 값을 얻을 수 있다.

$$V_{cr0} = V_s + \sqrt{V_s^2 - (Z_r I_o)^2} \quad (6)$$

$$V_{cr0} = V_s - \sqrt{V_s^2 - (Z_r I_o)^2} \quad (7)$$

이 두 식중에서 식 (6)과 같이 V_{cr0} 를 만들기 위해서는 S_c 양단의 역병렬 다이오드도 능동소자를 써야하므로 식 (7)과 같이 V_{cr0} 를 제어하는것이 좋다.

V_{cr} 값이 식 (7)의 V_{cr0} 가 되었을 때 S_c 를 온 시켜주면 공진이 일어나 DC Link 전압의 최대치는 V_s 의 2배로 제한되면서 공진커패시터의 전압이 0이 되게 할 수 있다. 그리고 다이오드를 통해 전류가 흐르는 동안 S_c 를 오픈 시키면 다시 원래의 ZVS-QRC와 동일한 동작을 한다.

4. 전류제어

이제는 Rectifying 모드에서도 DC Link 전압의 최대치를 V_s 의 2배로 제한할 수 있으므로 3상 QRI가 인버팅모드로 동작하는 스위칭모드만을 찾지않아도 된다. 따라서 I_{abc} 와 I_{abcref} 의 값을 비교하여 스위칭모드를 결정하고 이로부터 인버팅모드인지 Rectifying 모드인지 결정한다. 이러한 모드의 결정은 I_{abc} 와 스위칭모드의 부호가 같던지 하나의 부호가 다를 경우는 인버팅모드, 부호가 둘 또는 셋이 다르면 Rectifying 모드가 된다.

V_{cr} 이 0일 때 인버팅 모드로 판정되면 브리지의스위칭을 한후 S_7 의 스위칭을 함으로써 인버팅모드 동작이되고 다시 V_{cr} 이 0이 되었을 때 다시 스위칭모드를 판별한다. Rectifying 모드로 판정되면 먼저 브리지의 스위칭을 한후 V_{cr} 의 값이 식 (7)과 같이 되었을 때 S_7 을 온 시킨다. 그리고 $i_L < 0$ 되면 S_7 을 오픈시킨다. 이와같이하

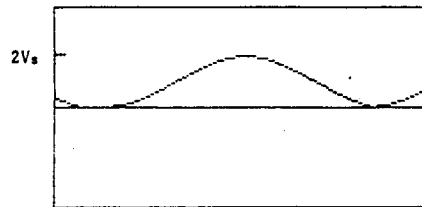
면 전원전력이 부하로 전달되기도하고 부하의 전력이 전원으로 반환되기도하면서 부하전류를 제어할 수 있다.

5. 시뮬레이션 및 검토

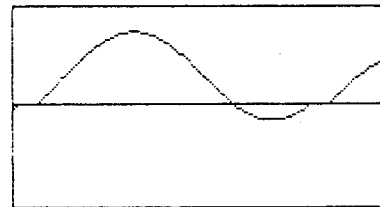
지금까지 제안한 제어방법의 타당성을 입증하기위해 표1과같은 회로를대상으로 시뮬레이션을 하였다. 전류는 실험치가 6[A]인 60Hz 정현파를 추종하게 하였다. 시뮬레이션 결과파형은 그림 9 - 그림 11 과 같다.

표 1. 시뮬레이션 조건

항목	값
공진 주파수	50[KHz]
공진 인덕턴스	28.65[μF]
공진 커패시턴스	0.354[μH]
부하 저항	3[Ω]
부하 인덕턴스	3.3[mH]
특성임피던스(Z_r)	9[Ω]



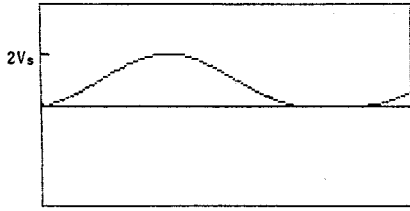
a) 전압 파형 V_{cr}



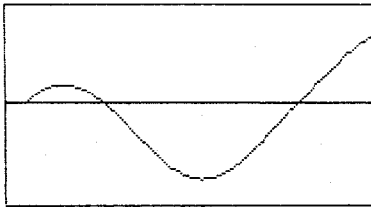
b) 전류 파형 i_L

그림 9. 인버팅 모드의 전압, 전류 파형

그림 9는 인버팅모드 한 사이클의 DC Link 전압과 전류의 파형이다. i_L 의 평균치가 0보다 큼을 볼 수 있고, 이로써 직류측에서 교류측으로 전력이 전달됨을 알 수 있다. 그림 10은 Rectifying 모드 한 사이클의 DC Link 전압과 전류의 파형이다. i_L 의 평균치가 0보다 작으므로

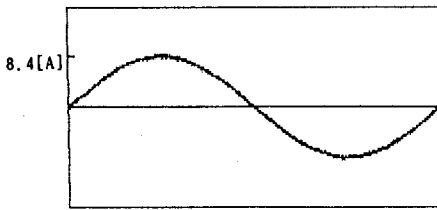


a) 전압 파형 v_{cr}

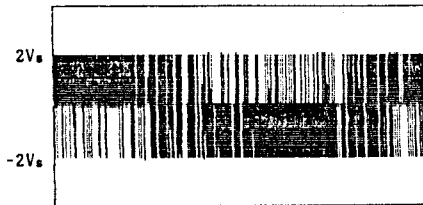


b) 전류 파형 i_l

그림 10. Rectifying 모드의 전압, 전류 파형



a) 전류 파형 (I_a)



b) 선간 전압 파형 (V_{ab})

그림 11) 부하 전류 및 전압 파형

직류측 전압원은 부하로 작용함을 알 수 있다. 그림 10-a)에 v_{cr} 의 파형이 보여지고 있으며 최대치가 입력전압의 2배로 제한됨을 볼 수 있다. 그림 11은 3상중 A상의 전류파형과 A상과 B상사이의 선간 전압 파형이며 그림 11-a)의 전류파형은 Reference 를 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.

또한 그림 11-b)의 선간 전압파형은 DC Link 전압이 전원전압의 2배로 제한 됨을 보여주고 있다.

6. 결론

3상 QRI의 Rectifying 모드 동작은 DC Link 전압이 전원전압의 2배이상 되는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하는 방법으로 회로에 새로운 소자의 첨가없이 공진커패시터의 공진초기전압을 제어하여 DC Link 전압을 전원전압의 2배로 제한하면서 Rectifying 모드 동작을 가능하게하여 3상 QRI의 동작모드를 Rectifying 모드까지 확장하였다. 또한 스위칭모드의 선택이 간단해짐으로써 제어회로의 설계가 더 간단해졌다.

참고 문헌

- [1] K.Liu, F.C.Lee "Resonant switches-topologies and characteristics," IEEE PESC, pp.106-116, 1985
- [2] K.Liu, F.C.Lee "Zero-voltage switching technique in dc/dc converters," IEEE PESC, pp.58-70, 1986
- [3] D.M Divan "The resonant dc link converter - A new concept in static power conversion," IEEE-IAS Annual Meeting, 1986, pp.648-656, 1986
- [4] Jih-Sheng Lai and B.K Bose "An improved resonant dc link inverter for induction motor drives," IEEE-IAS Annual Meeting, pp.742-748, 1988
- [5] D.M Divan "Zero switching loss inverter for high power applications," IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 627-634, 1987
- [6] 이 정준, 이 진우, 박 민호 "새로운 Quasi-resonant dc link 인버터," 대한 전기학회 하계 학술논문집, pp. 328-331, 1990