

새로운 Quasi-Resonant DC Link 인버터

이정준^o 이진우 박민호
서울대학교 전기공학과

A New Quasi-Resonant DC Link Inverter

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

ABSTRACT

A new quasi-resonant dc link inverter is suggested, which can operate at the constant peak dc link voltage irrespective of the magnitude of load current. The inverter is analyzed by using the topological analogy between the proposed inverter and the resonant DC/DC converter. Based on the analysis, an appropriate current controller is developed, which results in low current stress to the resonant capacitor and also enjoys the inherent capability of the current initialization of resonant inductor.

For the purpose of confirming the inverter characteristics, some simulation results are presented.

1. 서론

전력변환 장치의 크기와 무게를 감소시켜서 전력밀도를 증가시키기 위해서는 스위칭주파수를 증가시켜야 한다. 스위치모드 콘버터의 경우에는 스위칭주파수를 증가시키면 스위칭손실이 증가하므로 스위칭주파수를 높이는 데 한계가 있다. 그래서 스위칭하는 순간에 전류나 전압을 영으로하여 스위칭손실을 없애려는 시도에서 여러가지 시스템이 연구되었다. 특히 공진형 DC/DC 콘버터에 대한 많은 연구가 진행되었으며 인버터에 공진개념을 도입한 공진형 DC 링크 인버터가 발표되었다.[1]

공진형 DC 링크 인버터는 부하전류에 따라 DC 링크 전압이 2Vs 이상으로 상승하는 문제가 있다. 이런 현상을 감소시키기 위하여 인버터 외부에 회로를 첨가하여 DC 링크의 초과전압을 흡수하거나, 공진이 시작될때 공진 인덕터의 초기전류를 조절하는 연구가 진행되었다.[2,3]

본 논문에서 DC 링크 전압이 2Vs로 제한되는 새로운 Quasi-Resonant DC 링크 인버터를 제안하고, Quasi-Resonant DC/DC 콘버터의 동작을 이용하여 해석하며, 적합한 전류제어 방법을 제안하고, 시뮬레이션을 통해 제안한 인버터의 동작특성을 확인하고자 한다.

2. 3-PHASE QUASI-RESONANT DC LINK 인버터

새로운 Quasi-Resonant DC 링크 인버터 회로는 그림 1과 같다.

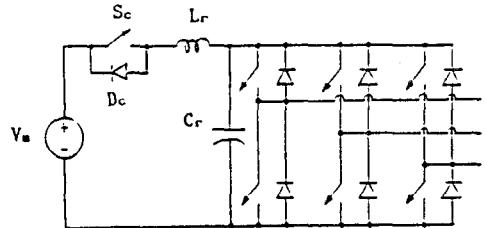


그림 1. 새로운 Quasi-Resonant DC 링크 인버터 회로

그림 1의 인버터를 해석하기위해 공진형 DC/DC BUCK 콘버터의 동작을 살펴보자.

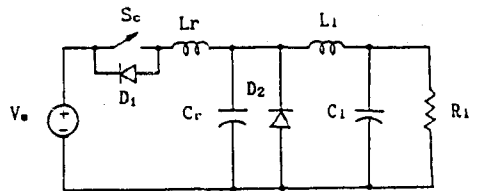


그림 2. 공진형 DC/DC BUCK 콘버터

그림 2의 콘버터에서 $L_1 \gg L_r$ 이란 가정하에서 4개의 동작모드로 구분하면, 다음과 같이 분류할 수 있다.[4]

그림 3-(a) : Inductor charging stage : Sc 가 도통하여 I_{L1} 이 직선적으로 증가하는 구간.

그림 3-(b) : Resonant stage : $I_{Lr} > I_o$ 인 관계가되어

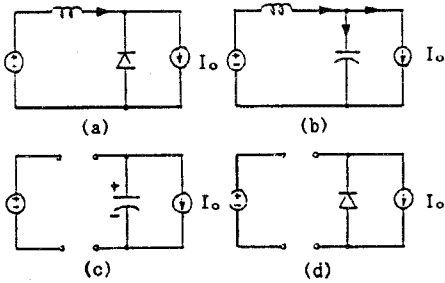


그림 3. 공진형 콘버터의 동작모드

C_r 과 L_r 을 통해 공진하는 구간. I_{Lr} 이 음수가 되었을때 S_o 는 비도통의 상태가 되고 다이오드 D_1 을 통하여 계속 공진된다.

그림 3-(c): Capacitor Discharging stage : I_{Lr} 이 공진하여 음에서 양으로 바뀌는 순간 D_1 이 오프 되면서 공진은 끝나고, C_r 의 전압이 부하전류 I_o 에 의해 방전되는 구간.

그림 3-(d): Free-wheeling stage : C_r 의 전압이 영으로 방전된 후 D_2 를 통해 I_o 가 흐르는 구간.

그림 3-(b)의 구간을 주목하면 항상 $I_{Lr} = I_o$ 가 될때 공진을 시작하므로 공진을 일으키는 커패시터의 전압이 $2V_o$ 이상으로 상승하지 않는다. 이것과 유사한 방식으로 공진형 인버터를 구성하고 동작 시키면 DC 링크 전압이 $2V_o$ 이상 되는것을 개선할 수 있을 것이다.

제한된 인버터가 앞의 DC/DC 콘버터의 경우에서처럼 동작되고 해석될 수 있으려면 공진 커패시터의 전압과 인버터의 전류가 영인 상태에서 부하전류가 D_2 를 통해 흐르는 Free-wheeling stage의 동작이 공진형 DC 링크 인버터에서도 가능해야 한다.

일반적으로 3상 인버터의 경우 하나의 전류방향에 대해 존재할 수 있는 스위칭의 상태는 모두 8가지이다. 편의상 인버터의 바깥쪽으로 향하는 전류의 방향을 (+) 라하고,

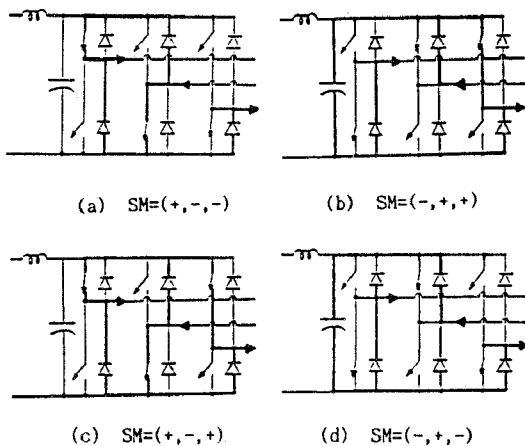


그림 4. 스위칭 상태와 전류 경로

각상 leg의 윗쪽 SW가 도통하면 (+), 아래쪽 SW가 도통하면 (-) 라고 표현할때 S_{oi} 이 오프 된 상태에서 A,B,C 상의 전류가 각각 (+, -, +)인 경우에 가질 수 있는 스위칭의 상태를 생각해 보자.

그림 4에 4개의 스위칭 상태에 대한 예를 보이고, 가능한 전류의 경로를 표시하였다. 굵은 선으로 표시한 것은 해당되는 스위칭 상태에서 전류가 흐를 가능성이 있는 경로를 표시한 것이고, 실제 전류는 이러한 가능한 경로의 일부분 혹은 전체를 통해 흐르게 된다.

나머지 4개의 스위칭 상태에 대해서도 그림 4와 같이 생각 할 수 있으며, Free-wheeling stage에 대응하는 동작을 할수있는 5가지의 스위칭 상태와 부하전류가 공진 커패시터를 충전하여 Free-wheeling stage에 대응하는 동작을 할 수 없는 3 가지의 스위칭 상태로 분류할 수 있다. Free-wheeling stage를 구성하는 5개의 스위칭 상태중 (+, +, +), (-, -, -)의 스위칭 상태는 공진형 DC/DC 콘버터와 동일한 동작을 반복하지 못하는 경우이므로, 하나의 전류 방향에 대해서 Free-wheeling stage를 가질 수 있는 스위칭 상태는 3 가지이다.

위에서 예를 든 경우 이외의 일반적인 경우에도 3상 부하전류의 방향과 스위칭 방법의 부호가 2개이상 같으면 Free-wheeling stage가 존재하며, 표 1과 같다.

전류의 방향			스위칭 상태		
A상	B상	C상	A상	B상	C상
+	-	+	+	-	+
			+	-	-
			-	-	+
			(a)		
+	+	-	+	+	-
			-	+	-
			+	-	-
			(b)		
-	+	-	-	+	-
			+	+	-
			-	+	+
			(c)		
			⋮		
			⋮		

표 1. 전류의 방향과 허용 스위칭 상태

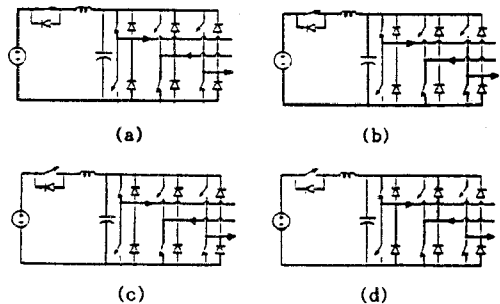


그림 5. 공진형 인버터의 동작모드

위의 고찰을 바탕으로 제안된 인버터는 Free-wheeling stage가 존재하는 스위칭상태를 이용하면 공진형 DC/DC 컨버터와 동일하게 동작모드를 분류할 수 있다. 부하의 인덕턴스가 공진 인덕턴스보다 아주 크다면 공진 한 주기 내에서는 부하의 전류는 일정 전류원으로 생각할 수 있고 동작모드는 다음과 같다.

그림 5-(a) : Inductor charging stage (T_0, T_1)
 $t=T_0$ 에서 S_c 가 온 되면 $V_a=L_r di_{L_r}/dt \dots (a)$ 의 관계식으로 전류는 증가한다.

그림 5-(b) : Resonant stage (T_1, T_2)
 I_{L_r} 이 증가하여 $t=T_1$ 에서 $i_{L_r}=I_a$ 가 되면 공진이 시작되며 이때의 방정식은 (b), (c) 와 같다.

$$V_a = L_r di_{L_r}/dt + V_{Cr} \dots (b)$$

$$dV_{Cr}/dt = (i_{L_r} - I_a) \dots (c)$$

$I_{L_r}=I_a$, $V_{Cr}=0$ 을 사용하여 (b), (c)의 방정식을 연립해서 풀면 해는 (d), (e) 의 형태로 주어진다.

$$i_{L_r} = (V_a/Z_r) \sin(\omega t) + I_a \dots (d)$$

$$V_{Cr} = V_a(1 - \cos(\omega t)) \dots (e)$$

$$Z_r = \sqrt{L_r/C_r}, \omega r = 1/\sqrt{L_r C_r}$$

I_{L_r} 이 음수가 되면 S_c 를 오프시키고 전류는 Dc를 통해 계속 공진하며 $t=T_2$ 에서 I_{L_r} 이 다시 양의 값으로 바뀌는 순간 공진은 끝나며 식 (e)에서 볼 수 있는 바와 같이 V_{Cr} 의 최대값은 $2V_a$ 로 제한된다.

그림 5-(c) : Capacitor discharging stage (T_2, T_3)
 $t=T_2$ 에서 공진이 끝났을때 V_{Cr} 은 항상 양의 값을 가지며, 이 커패시터 전압이 부하전류에 의해 방전되는 구간.

그림 5-(d) : Free-wheeling stage (T_3, T_4)
 $V_{Cr}=0, I_{L_r}=0$ 인 상태에서 부하의 전류는 인버터를 통해 Free-wheeling 한다.

그림 5에서 Inductor charging stage 와 Resonant stage 가 구분되는 T_2 시점에 대하여 살펴보자. 공진형 DC/DC 컨버터의 경우 I_{L_r} 이 증가하여 부하전류 I_o 와 동일하게되면 공진이 시작되지만 제안된 인버터의 경우 Inductor charging stage 에서 Resonant stage 로 바뀌기 위하여 증가해야하는 공진인덕터의 전류의 크기는 스위칭의 상태에 따라 3상 부하전류의 하나로 결정된다. 그림 5의 경우에는 I_{L_r} 이 I_a 의 크기와 같을때 공진이 시작되며, 일반적인 경우에 대해서 각상의 스위칭상태를 관찰했을때 나머지 2개의 상과 스위칭부호가 다른 상의 전류 크기가 공진이 시작될때의 인덕터 전류의 크기이며, 표

2와 같다.

(A)	(B)
A상 B상 C상	$I_{L_r}(T_2)$
+ - -	$ I_a $
+ + -	$ I_c $
- + -	$ I_b $
- + +	$ I_a $
- - +	$ I_c $
+ - +	$ I_b $

표 2. 스위칭상태에 따른 공진인덕터의 공진 초기전류

(A): 스위칭 상태

(B): 공진이 시작될때 공진인덕터 전류의 크기

그림 5에서는 하나의 전류 방향과 스위칭 상태에 대해 예를 들어 표시하였지만 임의의 부하전류 방향에 대해 전류 방향과 스위칭 상태의 부호가 2개이상 일치하여 Free-wheeling을 구성할 수 있는 스위칭 상태를 이용한 다면 DC/DC컨버터 와 동일한 동작을 반복할 수 있고 직류속 전압의 초과 상승 문제는 해결될 수 있다.

4. 전류제어 방법

앞에서 살펴본 바와 같이 제안된 인버터는 하나의 전류 방향에 대해 3가지의 스위칭 상태가 가능한데 이를 이용한 전류제어에 대해서 살펴보자. 표 1의 허용스위칭 상태에서 한상의 스위칭 상태가 (+)와(-) 가 모두 나타나는 경우가 항상 2상 존재한다. 이것은 해당하는 상전류가 제어가능함을 의미하며, $i_a+i_b+i_c=0$ 라는 관계를 생각하면 다른 한상의 전류도 제어가능함을 알 수 있다. 따라서 주어진 전류상태에서 3가지로 제한된 스위칭 상태를 이용하더라도 전류제어가 가능함을 알수있다.

제안된 공진형 인버터는 각상의 전류를 제어하기 위하여 공진 커패시터의 전압이 영인 상태에서 스위칭 상태를 바꾸며, 이를 고려하여 그림 6 과 같은 전류제어기를 구성할 수 있다. 그림 6에서 i_{abc} 의 부호는 허용 스위칭

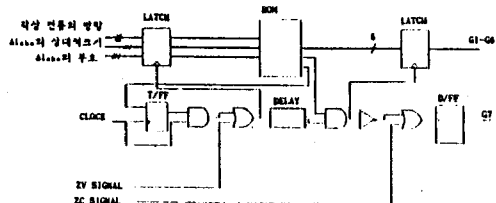


그림 6 Synchronized discrete current regulator

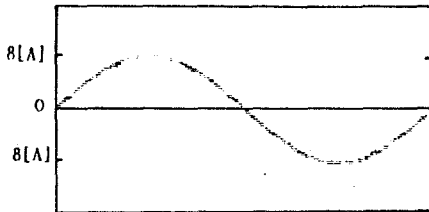
상태를 결정하며, Δi_{abc} 의 부호와 상대적인 크기에 따라 허용 스위칭 상태중의 하나로 스위칭 상태가 결정된다. 그러나 허용스위칭 상태가 선택되지 않으면 기존의 상태를 유지한다.

5. 시뮬레이션 결과 및 검토

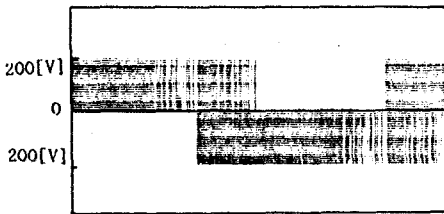
제안된 공진형 인버터의 운전 특성을 고찰하기 위하여 표 3에 주어진 조건에서 3상 Y 접선의 부하를 연결 하였을때의 시뮬레이션 결과를 그림 7 과 그림 8 에 나타내었다.

표 3. 시뮬레이션 조건

항목	값
공진주파수	50[KHz]
공진인덕턴스	28.65[μ H]
공진 커패시턴스	0.354[μ F]
부하저항	3 [Ω]
부하인덕턴스	3.3[mH]
출력주파수	60 [Hz]
특성임피던스(Z_r)	9 [Ω]



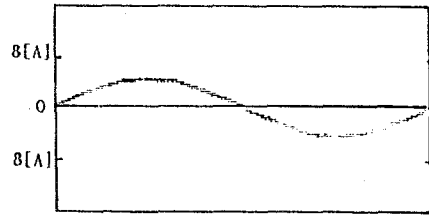
(a) 전류파형 (i_a)



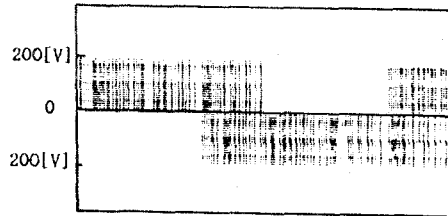
(b) 선간 전압파형 (V_{AB})

그림 7. 부하전류 및 전압파형 ($I_R = 6 [A]$)

그림 7 과 그림 8 의 선간전압 파형으로 부터 인버터의 DC 링크 전압의 최대치가 부하전류의 크기에 관계없이 2Vs 로 일정하게 됨을 알 수 있으며, Quasi-Resonant DC/DC 컨버터와 같이 부하전류의 증가에따라 스위칭주파수가 증가하는 것을 볼수있다. 한편 전류파형으로부터 제안된 전류제어기의 성능이 우수함을 알수있다.



(a) 전류파형 (i_a)



(b) 선간 전압파형 (V_{AB})

그림 8. 부하전류 및 전압파형 ($I_R = 3 [A]$)

6. 결론

본 논문에서는 제안한 3-phase Quasi-Resonant DC Link 인버터가 부하전류의 크기에 관계없이 DC 링크전압이 일정하게 됨을 DC/DC 컨버터를 이용하여 해석하고 적합한 제어방법을 제시하였다.

제안한 제어방법은 부하전류가 DC 링크전압을 충전시키지 못하도록 하므로 커패시터의 전류 스트레스를 감소시며, 공진이 시작할때의 공진 인덕터의 초기전류 문제를 자연스럽게 해결하였다.

본 논문은 제안된 시스템의 Inverting 동작에 관한 연구이며, 앞으로 Rectifying 동작에 대한 연구가 진행되어야 할 것이다.

REFERENCE

[1] D.M Divan "The Resonant DC Link Converter- A New Concept in Static Power Conversion.", *IEEE-IAS Annual Meeting*, pp.648-656, 1986

[2] 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

[3] D.M Divan "Zero Switching Loss Inverter for High Power Applications.", *IEEE-IAS Annual Meeting*, pp.627-634, 1987

[4] F.C.Lee "High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies.", *IECON*, pp.509-521 1988