

직류측에 Commutation 회로를 갖는 영전압

스위칭 PWM 인버터

New DC/AC Soft Switched PWM Converter

Having a DC-Link Commutation Circuit

코오롱 엔지니어링

정진홍
J. H. Chung

박선순*
S. S. Park

구태홍
T. H. Goo

Abstract

A new dc/ac soft switched PWM convert having a dc-link commutation circuit is proposed. The commutation circuit implemented by utilizing a series resonant circuit while preparing for zero voltage switching of primary inverter. The converter provides both variable pulse width and position which is fundamentally different than converters.

In this paper, the operating principles, design and control considerations analysis of a such a soft switched converter is analyzed.

INTRODUCTION

최근 산업계에서는 전압용 소자의 ZVS (Zero Voltage Switching)에 의해 스위칭 손실을 저감시켜 고주파 스위칭을 가능하게 하는 soft switching 방식의 인버터에 많은 관심을 기울이고 있다. 이러한 방법은 특히 모터의 절연파괴 및 EMI의 원인이 되는 dv/dt 즉 전압 스트레스를 절감시킬 수 있다.

이러한 공진형 인버터는 DPM(Discrete Pulse Modulation)에 의하여 PWM 인버터의 경우 고조파 성분에 의한 문제점이 발생한다. 이러한 고조파 문제를 감소시키기 위하여 Resonant DC LINK Converter에 PWM을 실현시키는 방법들이 제시되고 있다. (1)-(7) 그러나 이러한 방법들은 좁은 폭의 DC LINK단 펄스를 발생할 수 없기 때문에 PWM 특성이 제한되거나(1)-(6) DC LINK 단의, 펄스 폭을 제어하지 않고 Single Phase Soft Switching(SPSS) 방법을 이용한 PWM 인 경우, 권력손실이 크고 소자의 전류 스트레스가 상당히 크기때문에 PWM 특성이 플레트 캐패시터의 charging balance 상태에 따라 크게 좌우되는 단점(7)등이 있다.

그림 1의 Soft Switching PWM 콘버터는 기존 Resonant DC Link 콘버터의 가변 펄스폭 및 고정된 펄스 position을 갖는 특징과 비교할 때 가변 펄스 position이 가능하여 다른 병렬 공진 DC Link 콘버터와 같이 최소 링크 펄스 폭이 제한되지않아도 PWM 특성이 크게 좋아진다.

그러나 대전력, 고전압분야의 실제 응용에서 Sa, Sb와 인버터의 병렬 캐패시터를 포함하는 레플루프에서의 stray 인덕턴스에 의하여 Sa, Sb 스위치 양단에 turn off 시에 상당히 높은 전압 스파이크를 유발한다.

이 논문에서는 ZVS를 위한 DC Link 를 갖는 새로운 DC/AC PWM 콘버터를 제안한다. (그림2) 이 콘버터에서는 Turn On, Turn Off시에 모두 ZCS가 이루어질 수 있고 결과로 stray inductance 를 무시할 수 있다. 이 콘버터는 그림 1에서의 세개의 Self-Commutation이 가능한 스위치 대신에 Self 및 Natural-Commutation이 가능한 스위치 두개를 첨가함으로써 이루어진다. 또한 직류 정류단에 연결하여 Soft Switching PWM Rectifier - Inverter 시스템에 적용이 가능하다.

이 논문에서는 제안하는 콘버터에 관하여 동작이론을 분석하고, 디자인시의 고려할 요소에 관하여 고찰하고, Simulation 을 통하여 이를 증명할것 이다.

Description of The Proposed Converter

인버터 스위칭 소자의 ZVS 를 이루기 위하여 dc link 단에 사이리스터에 의하여 브리치되는 L-C 회로공진회로를 이용한다. 스위치 S_L 은 인버터의 입력측과 DC 공급단을 분리시키며 이 때 DC LINK 단의 공진전류는 전류(Commutation) 기간 동안에 인버터의 소자를 통하여 흐른다.

실질적인 ZVS 인버터에서 active switch가 ZVS 상태 에서 Turn Off되므로 commutation circuit을 필요로 하지 않는다. 인버터 스위치의 turn off 파장은 그림 3와 같다.

제안하는 새로운 AC/DC 콘버터의 모드별 diagram은 그림 4와 같다. 스위칭시의 부하전류는 각상 인덕턴스에 의해 일정한 전류원으로 가정한다.

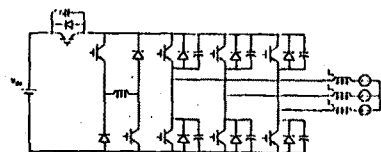


그림 1. 병렬 공진회로를 갖는 ZVS 공진형 인버터

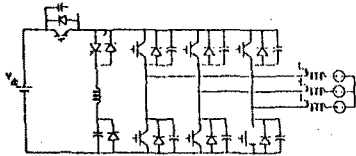


그림 2. 본 논문에서 제안하는 직렬공진회로를 갖는 새로운 인버터

MODE 0 (S_L on, T_a off)

초기에 출력전류는 스위치 S_L 의 역병렬 다이오드를 통하여 전류측으로 흐른다고 가정한다. Pre-Commutation에 의하여 모드2에서 S_L 의 turn off 전류가 부하전류보다 작은 값으로 감소한다. L_r - C_r 의 진압 및 전류는 다음의 초기값을 갖는다.

$$i_r(t_0) = 0$$

$$v_{cr}(t_0) = V_i > 0 \text{ or } v_{cr}(t_0) = 0 \quad (0)$$

공진 캐패시터의 초기 전압값은 positive 값으로 결정되며 정상상태에서는 류렐링 다이오드에 의하여 zero로 Reset 된다.

MODE 1 (S_L on, T_a on)

PWM 알고리즘에 따라 스위치 T_a 가 turn on 되면, 직렬 공진 회로에서 전류는 공진을 시작한다. 이 Mode에서의 공진 전류와 캐패시터 전압은 다음의 식으로 표현된다.

$$i_r(t) = \frac{V_{dc} - V_{cr}(t_0)}{Z_r} \sin \omega_d t$$

$$v_{cr}(t) = V_{dc} - (V_{dc} - V_{cr}(t_0)) \cos \omega_d t \quad (1)-1$$

$$Z_r = \sqrt{L_r C_r}, \quad \omega_d = 1/\sqrt{L_r C_r}$$

이 모드에서 t_1 은 부하전류보다 큰 $i_r(t_1) = I_i$ 의 상태로 부 터 결정된다.

$$t_1 = \sqrt{L_r C_r} \sin^{-1} \left(\frac{Z_r I_r(t_0)}{V_{dc} - V_i} \right) \quad (1)-2$$

MODE 2 (S_L off, T_a on)

인버터 양단의 스너비 캐패시터가 방전하며 공진전류에 의해 reset되는 동안, 스위치 S_L 의 캐패시터는 clamp되어 V_{dc} 에 이 르고 S_L 은 ZVS상태로 turn off 된다. 이때의 공진전류는 S_1 과 S_L 의 다이오드를 통해서 흐르게된다. 이때 S_1 은 ZCS상태 로 turn on된다. 공진전류 및 전압은 다음식으로 표현된다.

$$i_r(t) = I_r(t_1) \cos \omega_d t - \frac{V_{cr}(t_1)}{Z_r} \sin \omega_d t \quad (2)-1$$

$$v_c(t) = V_{cr}(t_1) \cos(\omega_d t) + Z_r I_r(t_1) \sin \omega_d t$$

이 식에서 $I_r(t_1)$ 과 $V_{cr}(t_1)$ 은 모드 1의 최종치이다. 모드 2의 최종 순간에 i_r 은 zero에 이르고 V_{cr} 은 최대치가 된다.

식 (0)-(2)에서 모드 2의 기간 t_2 는 다음식으로 표현된다.

$$t_2 \cong \sqrt{L_r C_r} \tan^{-1} \left(\frac{\sin \omega_d t_1}{1 - \cos \omega_d t_1} \right) \quad (2)-2$$

MODE 3

모드 2에서 공진전류의 방향이 역방향이 될때 모드 3으로 진 환된다. 공진전류 및 캐패시터의 전압은 다음식으로 표현된다.

$$i_r(t) = \frac{V_{cr}(t_2)}{Z_r} \sin \omega_d t \quad (3)$$

$$v_{cr}(t) = V_{cr}(t_2) \cos \omega_d t$$

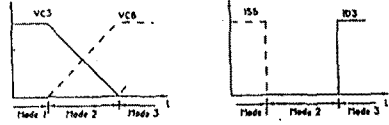
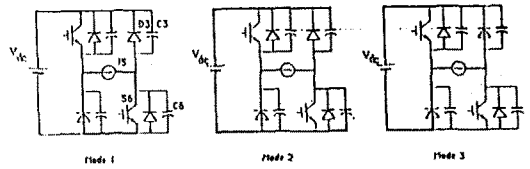


그림 3. ZVS 콘버터의 turn off 과정

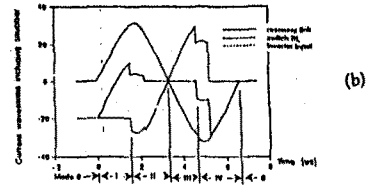
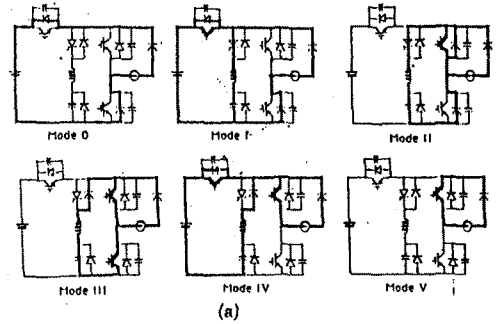


그림 4. (a) 제안한 콘버터의 각 모드별 회로 구성도

(b) 스위칭시의 각부 시뮬레이션 파형

MODE 4

모드 3 이후에 ZVS상태에서 S_4 가 turn off 되면서 Mode 4가 시작된다. 이 순간에서 S_4 의 캐패시터는 공진전류에 의하여 충전되며, S_L 의 스너비 캐패시터는 방전된다. 이 Mode의 마지막에서 S_L 의 스너비 캐패시터 전압은 zero가되며 S_4 의 전압은 DC LINK 전압에 의하여 클램프된다. 이 모드 동안의 공진전류 및 캐패시터의 전류는 다음식으로 표현된다.

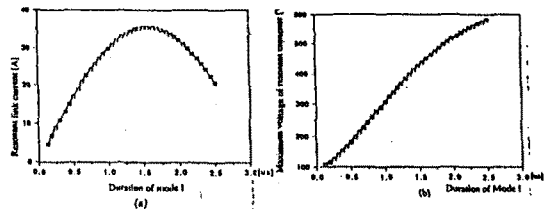


그림 5. 모드1의 기간에 따른 (a) Resonant Link Current, (b) Resonant capacitor 최대전압

$$i_r(t) = I_r(t_3) \cos \omega_d t + \frac{V_{dc} - V_{cr}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_d t \quad (4)$$

$$v_{cr}(t) = V_{dc} - (V_{dc} - V_{cr}(t_3) \cos \omega_d t + Z_r I_r(t_3) \sin \omega_d t$$

이식에서 $i_r(t_3)$ 와 $V_{cr}(t_3)$ 은 모드 3의 최종값이다. 공진 전류는 최종적으로 zero가 되며, 캐패시터 전압은 Mode 1의 초기값이 되며, L-J Link단의 Commutation 순환표현이다.

Considerations for Design and Control

콘버터의 안전한 동작을 위하여는 모드 1의 공진 링크 전류의 최종값은 부하전류 보다 커야한다. 그러므로 확실한 ZVS를 보장하기 위하여는 전류 $i_r(t_1)$ 값을 측정하거나, 계산해야 한다. 그림 5은 공진 Link 전류와 캐패시터 최대 전압 값을 보여주고 있다.

다음으로 중요한 고려사항은 공진 캐패시터 전압을 적절한 값으로 유지하는 문제이다. 이 캐패시터 전압은 모드 3의 기간을 조정함으로써 간단히 제어될 수 있다. 그림 6에서 모드 3의 기간 t_3 를 모드 2의 기간과 같은 값으로 결정할때, 공진 캐패시터 전압은 모드 1의 초기값에 도달한다.

모드 3의 기간을 매우 작은 값으로 선택하면 모드 1의 초기값보다 큰 캐패시터 전압의 최종값을 얻을 수 있다. 다시 말하면 다이오드에 의하여 Zero로 클램프되지 않고, 매우 큰 모드 3의 기간은 캐패시터의 초기값보다 훨씬 작은 값으로 캐패시터의 최종값을 결정한다. 이 경우에는 불필요한 어분의 전류(Commutation)시간이 존재한다. 모드 3의 최적 값은 명백히 모드 2의 값과 같다.

만약 t_2, t_3 가 같은 값으로 제어된다면 모드 4의 기간은 t_1 과 거의 같다. 만약 이 결과를 얻을 수 있다면 콘버터는 Hard Switched PWM Inverter와 같은 방법으로 동작될 수 있다.

Simulation Results

제한된 이론을 증명하기 위하여 삼상 유도전동기와 제한된 인버터의 동작 회로를 Simulation하였다. 이 Simulation에 사용된 파라미터 값은 식 (5)와 같다. 그림 7은 모드 3의 기간이 조정될 때의 공진 캐패시터의 전압 파형을 보여 주고 있다. 모드 3의 기간이 매우 작은 값으로 선택되었을때 공진 캐패시터 전압은 급격히 그림 7. (a)와 같이 정상상태 값으로 도달하는 것을 알 수 있다. 그러나 t_3 기간을 매우 길게 잡으면 문제점이 발생한다. 특히 C_r 과 병렬로 다이오드를 사용하지않은 경우 캐패시터 전압은 그림 7. (b)와 같이 진동하며 또한 콘버터의 안전한 동작이 실현되지 않는다. 그림 7. (c)는 공진 캐패시터 전압이 병렬 다이오드에 의하여 클램프되어 안정되게 동작됨을 알 수 있다.

$$L_r = 50\mu H, C_r = 0.2\mu F, C_s = 0.02\mu F, V_s = 300V. \quad (5)$$

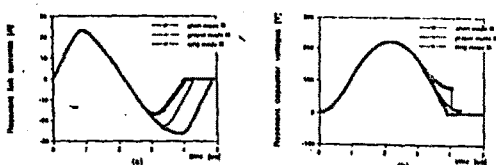


그림 6. $t_3=t_2$ 일 때의 (a) Resonant Link Current 파형 (b) Capacitor 전압 파형

결론

이 논문에서는 인버터 스위치가 ZVS 상태에서 전류(Commutation)하기 위한 직접 공진 회로를 갖는 새로운 소프트 스위칭 PWM 콘버터를 제안한다. 이 콘버터는 Hard 스위칭 인버터와 같은 실질적인 PWM을 실행할 수 있다.

DC LINK단의 스위치는 Pre-Commutation 모드에 의하여 전류 기간 동안에 부하전류 보다 작은 전류값으로 turn off된다. 제안한 콘버터의 각 모드별 동작과 동작시의 공진 전류 및 전압을 시뮬레이션을 통하여 확인 하였다.

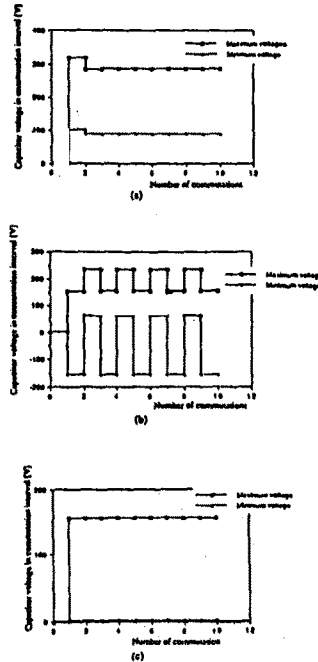


그림 7. Capacitor의 Resonant 전압

- (a) 모드3의 기간이 짧을때
- (b) 매우길때(역병렬다이오드 없는 경우)
- (c) 매우길때(역병렬다이오드가 있는 경우)

참고문헌

- (1) I. Malesani, et. al., "A Synchronized Resonant DC-Link Converter for Soft Switched PWM," IEEE IAS 1989 Rec., pp. 1037-1044
- (2) J. He and N. Mohan, "Parallel Resonant DC Link Circuit-A Novel Zero Switching Loss Topology with Minimum Voltage Stresses," IEEE PESC 1989 Rec., pp. 1006-1012
- (3) J. He and N. Mohan and B. Wold, "Zero Voltage Switching PWM Inverter for High Frequency DC-AC Power Conversion," IEEE IAS, 1990 Rec., pp. 1215-1221
- (4) J. S. Lai B. K. Bose, "High Frequency Quasi-Resonant DC Voltage Notching Inverter for AC Motor Drives," IEEE IAS, 1990 Rec., pp. 1202-1207
- (5) P. D. Garcia and I. Barbi, "A Family of Resonant DC-Link Voltage Source Inverter," IEEE IECON, 1990 Rec., pp. 844-849
- (6) G. Venkataraman and D. M. Divan, "Pulse Width Modulation with Resonant DC Link Converters," IEEE IAS, 1990 Rec., pp. 984-990
- (7) D. M. Divan, et. al., "Control Strategies for Synchronized Resonant Link Inverter," IEEE IAS, 1989 Rec., pp. 1037-1044