

사인파 입력전류와 단위역률을 갖는 Soft-Switched 3상 컨버터

윤재한* 김봉규* 이희승** 서재호*
 *원광대학교 전기공학과 **군장대학 전기전자통신학부

Soft-Switched Three-Phase Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor

Jae-han Yoon* Bong-kyu Kim* Hee-seung Lee** Jae-ho Seo*
 *Wonkwang University **Kunjang College

Abstract - In this paper, we propose a three-phase soft-switching PWM-PFC converter and describe the circuit operations and the experimental results. The proposed converter is constructed by using a resonant network in parallel with the main switch of the conventional PWM converter. A new PWM-PFC converter achieves including the auxiliary switches without increasing their voltage and current stress.

1. 서 론

입력전류 파형의 대부분의 문제는 전력배전계통이나 기타 전기시스템의 운전과 다이오드 정류과정에서 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위한 여러 기법 중 PWM PFC(Power Factor Correction)기법은 현재 최고의 기법으로 알려져 있다. 3상 boost정류기는 3상 단위 역률 정류와 이것의 연속 입력 전류를 이루게 한다.(1)-(4) 그러나 이러한 시스템은 구조와 회로제어를 복잡하게 한다.

불연속 모드 컨버터는 3상 다이오드 정류기와 boost 스위치, 3개의 인덕터와 3상 line필터로 구성된다. Boost 스위치 T_r 은 일정한 주파수에서 턴온된다.(5)-(7) T_r 의 듀티 사이클은 단지 부하변동과 입력전류가 항상 불연속일 때 변화한다. Boost 스위치의 On주기동안, 모든 3상 ac입력은 3개의 인덕터와 6개의 정류 다이오드 그리고 boost 스위치를 통하여 쏘아진다. 그 결과로 3상 입력전류는 그 각각의 상전압의 순시값에 비례하여 동시에 증가하기 시작한다. 전류펄스가 항상 Zero에서 시작되면 평균값 또한 사인파로 변한다.

불연속 모드 컨버터는 회로제어의 요구조건을 완화시키고 회로성분의 수와 필터의 리액턴스 성분의 크기를 줄여준다. 그러나 종래의 연속모드 컨버터에 비해 스위칭 디바이스의 스위칭 스트레스가 증가하는 단점이 있다.

본 논문에서, 3상 Soft-Switching PWM-PFC 컨버터를 제안하고 회로동작과 실험결과를 나타냈다. 제안된 컨버터는 종래의 PWM컨버터의 메인 스위치와 병렬로 공진 회로를 사용하여 구성하였다. 새로운 PWM-PFC 컨버터는 전압과 전류 스트레스가 없이 보조 스위치를 포함한 모든 스위칭 디바이스가 ZVS동작을 한다.

2. 제안한 Soft-Switched 3상 PFC컨버터

2.1 새로운 Soft-Switched 3상 PFC컨버터

그림 1은 새로운 Soft-Switched 3상 PFC컨버터를 보여준다. boost PWM컨버터는 ac-dc응용에서 입력전류의 형태에 매우 유용하다. 새로운 boost PWM컨버터는 공진 인덕터(L_c), 보조 스위치(T_c), 다이오드(D_{c1} , D_{c2})와 공진 커패시터(C_c)로 구성된 공진 네트워크가 부가되어 있다.

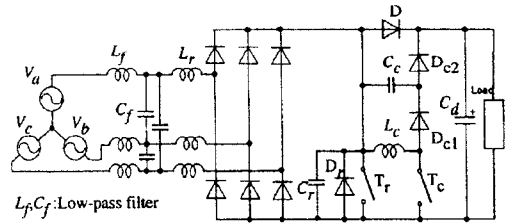


그림 1. 제안된 Soft-Switched PFC 컨버터

2.2 동작원리

제안된 회로의 동작 모드는 그림 2와 같다. T_r 이 오프일 때 전원전류는 다이오드 D를 통하여 커패시터 C_d 에 충전되고, C_d 가 출력 dc전압 E_d 에 방전후 Zero로 된다. 그림 2에 보여지는바와 같이 제안된 컨버터는 한 주기에 8개의 동작모드로 동작한다. 전류(Comutation) 동작은 보조 스위치 T_c 가 턴온될 때의 시간 t_0 에서 시작한다.

Mode 1 ($t_0 \leq t \leq t_1$) : T_c on ~ D_r on
 t_0 에서 보조 스위치 T_c 가 턴온된 후 인덕터 L_c 와 커패시터 C_r 이 공진한다. 인덕터 전류 i_{Lc} 와 커패시터 전압 e_{Cr} 은 다음과 같다.

$$i_{Lc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \sin \frac{t-t_0}{\sqrt{L_c C_r}} \tag{1}$$

$$e_{Cr}(t) = E_d \cos \frac{t-t_0}{\sqrt{L_c C_r}} \tag{2}$$

e_{Cr} 의 전압이 Zero가 되면, D_r 은 턴온되고 모드는 끝난다. 모드동작동안 T_1 은 $e_{Cr}(T_1)=0$ 일 때 다음과 같다.

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_c C_r} \tag{3}$$

보조 스위치 T_c 의 턴온은 ZCS(Zero Current Switching)을 한다. 이것은 인덕터 전류가 t_0 에서 Zero이기 때문이다.

Mode 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$) : D_r on ~ T_c off
 D_r 이 도통하는 동안 인덕터 전류는 $T_c - D_r - L_c$ 를 통하여 흐른다. 인덕터 전류 i_{Lc} 는 다음과 같다.

$$i_{Lc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \tag{4}$$

이 모드동안 커패시터 C_r 의 전압은 Zero를 유지한다. 그러므로 이 모드에서 T_r 이 턴온되면 ZVS가 이루어진다. T_c 이 턴온된 후부터 T_c 가 턴오프되는 t_2 까지 이 모드는 유지된다.

Mode 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$) : T_c off, D_{c1} on ~ D_{c1} off or D_{c2} on
 C_r , C_c 와 L_c 가 공진하기 시작하면 i_{Lc} 와 e_{Cc} 는 다음과 같다.

$$i_{Lc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \cos \frac{t-t_2}{\sqrt{L_c C_c}} \tag{5}$$

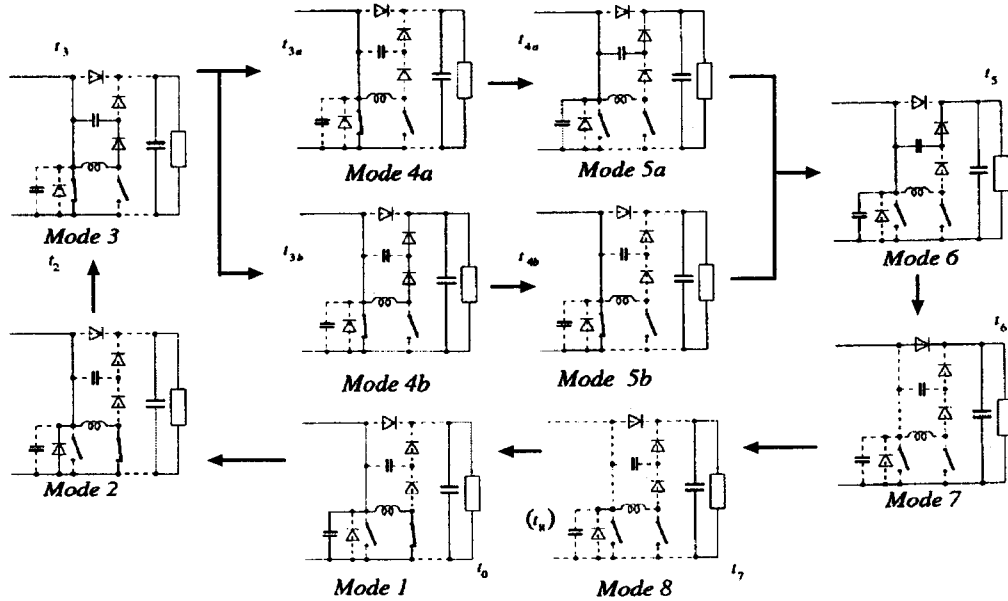


그림 3. 제안된 회로의 동작모드

$$e_{cc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} \sin \frac{t-t_2}{\sqrt{L_c C_c}} \quad (6)$$

T_c 가 턴 오프되면 ZVS가 이루어진다. 그것은 T_c 를 도통하는 전압이 커패시터 C_r 의 전압과 같아지기 때문이다.

Mode 4a ($t_{3a} \leq t \leq t_{4a}$) : D_{c1} off ~ T_r off
 $C_r < C_c$ 가 되면, 커패시터 C_c 의 전압은 유지된다. 이 모드는 T_r 의 드라이브 회로에 의해 제어된다. T_r 이 턴 오프되고 아래와 같은 조건이 만족하면 이 모드는 끝난다.

$$i_{Tr}(t_{4a}) = I_{Tr} \quad (7)$$

Mode 5a ($t_{4a} \leq t \leq t_5$) : T_r off ~ D_{c2} on
 T_c 와 C_r 이 턴 오프되면 C_c 는 충전된다. C_r 과 C_c 의 총 전압이 E_d 의 전압과 같게 되면 이 모드는 끝난다. C_r 의 전압은 다음과 같다.

$$e_{Cr}(t) = \frac{I_{Tr}}{C_r} (t - t_{4a}) \quad (8)$$

Mode 4b ($t_{3b} \leq t \leq t_{4b}$) : D_{c2} on ~ D_{c1} off, D_{c2} off
 $C_c \leq C_r$ 가 되면 C_c 의 전압은 E_d 를 유지한다. L_c 의 전류는 다음과 같다.

$$i_{Lc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r - C_c}{L_c}} - \frac{E_d}{L_c} (t - t_{3b}) \quad (9)$$

L_c 의 전류가 Zero가 되면 이 모드는 끝난다.

Mode 5b ($t_{4b} \leq t \leq t_5$) : D_{c2} off ~ T_r off, D_{c2} on
 t_5 때 e_{Cr} 이 E_d 와 같게 되고, T_r 의 전류는 I_{Tr} 과 같게 된다. T_r 은 드라이브 회로에 의해 턴 오프된다.

Mode 6 ($t_5 \leq t \leq t_6$) : D_{c2} on ~ D on
 T_r , C_r 이 오프 상태에서 충전되고, C_c 가 $e_{Cr} + e_{Cc}$ 동안 방전되면 다음과 같다.

$C_r < C_c$ 일때

$$e_{Cr}(t) = \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad (10)$$

$$e_{Cc}(t) = E_d - \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad (11)$$

$C_c \leq C_r$ 일때

$$e_{Cr}(t) = E_d \left(1 - \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} \right) + \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad (12)$$

$$e_{Cc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} - \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad (13)$$

Mode 7 ($t_6 \leq t \leq t_7$) : D on ~ D off
다이오드 D 가 도통하면, 전류 i_D 는 다이오드 D 를 통하여 부하로 흐른다. 이 전류는 선형적으로 감소하다 t_7 에서 Zero로 된다.

Mode 8 ($t_7 \leq t \leq t_8$) : D off ~ T_c on
 T_r , T_c 의 전류가 모두 Zero가 된다. 보조 스위치 T_c 가 턴오프되면 다른 스위칭 주기가 시작된다.

3. 회로 설계

3상 공급 전력 P_s 는 다음과 같다.

$$P_s = 3V_s I_s \quad (14)$$

여기서 모든 값은 rms값이다. DCM동작에서 입력 인덕터 전류는 삼각파이므로 이것의 피크 전류 $I_{peak,L}$ 은

$$I_{peak,L} = 2\sqrt{2} I_s \quad (15)$$

최대 듀티값 D_{max} 는 스위치 T_r 이 DCM모드에서

$$D_{max} = \frac{E_d - \sqrt{3} \times \sqrt{2} V_s}{E_d} \quad (16)$$

그리고 스위칭 주파수 f_b 의 최대 on시간 t_{on} 은

$$t_{on} = \frac{D_{max}}{f_b} \quad (17)$$

보조 스위치 T_c 의 최대 전류

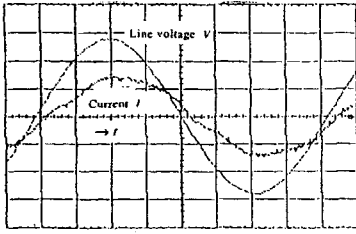
$$I_{Tc} = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \quad (18)$$

만약 T_c 의 최대 전류가 T_r 의 최대 전류값 보다 작으면 공진 인덕터는 다음으로부터 결정된다.

$$E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} < I_{peak,L} \quad (19)$$

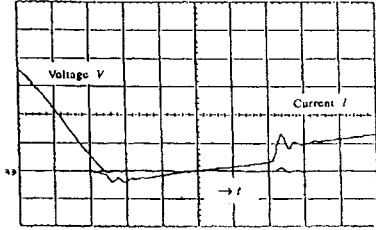
C_c 의 값은 C_r 의 값보다 작아야 한다. 이것은 e_{Cc} 가 사인 파형이고 e_{Cr} 이 선형적으로 증가하기 때문이다.

4. 실험 결과

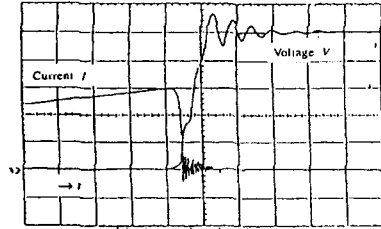


V:50V/div, I:5A/div, t:2ms/div

그림 3. 선전압과 전류 파형



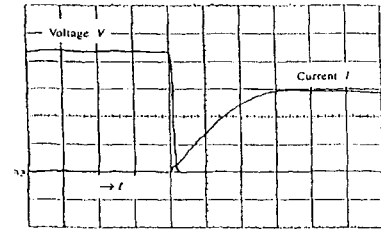
(a) 턴온



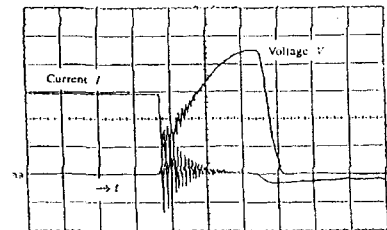
(b) 턴오프

V:50V/div, I:5A/div, t:1 μs/div

그림 4. 스위치 T_r 의 동작 파형



(a) 턴온



(b) 턴오프

V:50V/div, I:5A/div, t:1 μs/div

그림 5. 스위치 T_c 의 동작 파형

제안된 회로에 사용된 파라미터는 입력전압 50[V], 출력전압 250[V], 입력주파수 60[Hz], 스위칭 주파수 20[kHz], 스위치(T_r , T_c)에는 전력용 MOSFET(450[V], 40[A])를 사용하였다. 그림 3은 입력단의 선전압과 전류 파형을 나타내고 있다. 그림 4, 5는 스위치 T_r , T_c 의 턴온과 턴오프시의 전류 파형을 나타낸다. 그림 6은 제안된 Soft-Switching 회로와 Hard-Switching 회로의 역률을 나타낸다. 그림 7은 효율을 비교한 것이다. 따라서 Soft-Switching 동작을 가진 제안된 회로는 디바이스의 스트레스와 회로의 EMI noise를 감소시킨다.

Power factor [%]

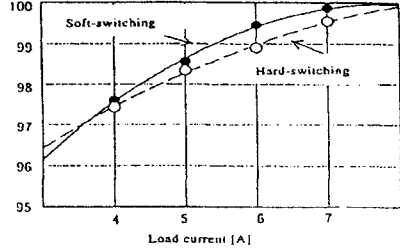


그림 6. 역률 특성

Efficiency [%]

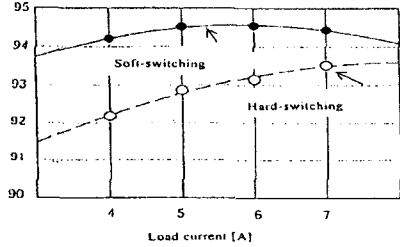


그림 7. 효율

5. 결론

새로운 Soft-Switching 3상 PWM 컨버터는 고역률과 고효율을 가진다. 제안된 컨버터는 PWM 컨버터의 스위치와 병렬로 공진 회로를 사용하여 구성하였다. 새로운 PWM 컨버터는 모든 스위칭 디바이스에서 전압과 전류 스트레스가 없이 ZVS(Zero Voltage Switching) 동작을 하였다. 스위칭 주파수는 고정하였다. 제안된 회로는 회로 효율이 향상 되었다. 그리고 제안된 회로는 모든 스위칭 디바이스에서 ZVS동작을 하고, 디바이스의 스트레스와 EMI 노이즈를 감소시켰다. 따라서 제안된 회로내의 Soft-Switching을 위한 공진회로는 Buck, Boost 초퍼회로나 다른 컨버터에도 적용할수 있다고 생각된다.

이 논문은 2000년도 원광대학교의 교비지원에 의해서 수행됨

[참고 문헌]

- [1] Leopoldo Rossetto, Giorgio Spiazzi, Paolo Tenti, "Boost pfc with 100-Hz switching frequency providing output voltage stabilization and compliance with EMC standards" IEEE trans Vol.36, No.1, pp188-193, 2000
- [2] Domingos S. L. Simonetti, etc "Modeling of the High-Power-Factor Discontinuous Boost Rectifiers" IEEE trans Vol.46, No. 4, pp788-795, 1999