

고전력 응용을 위한 소프트 스위칭 위상 천이 PWM 풀 브리지 컨버터

(Soft-Switching Phase-shifted PWM Full-bridge Converter for high power applications)

김영필* · 김대웅 · 한완옥 · 이성백

(Young-Phil Kim* · Tae-Woong Kim · Wan-Ok Han · Sung-Paik Lee)

Abstract

This paper presents a novel prototype of soft-switching PWM Full-bridge converter which incorporates active power switches in series with each rectifier diode in transformer secondary side. Switching and conduction losses of all the switches and devices are reduced as well as commutating current and circulating current flowing through transformer as compared with conventional converter. And duty ratio of primary switches is constant for maximum voltage conversion ratio. But this converter can be varied output by duty ratio of secondary switches. Operation principles basically the same as that of the PWM Full-bridge converter published previously. The operating characteristics of this converter are illustrate and discussd including the simulated analysis.

1. 서론

SMPS 에서의 전력밀도를 증가 시키기 위해 스위치의 동작주파수를 높이는 방법이 대두되고 있다. 이렇게 동작주파수를 높이면서 스위치 각 소자의 손실을 줄이기 위해 여러 가지 형태의 토폴로지가 보고 되어지고 있다. 그중 소프트 스위칭 방법이 보편화되고 있다. 기존의 방식은 부하의 변동에 따라서 부하전류가 1차측으로 반영되면서 1차측 스위치들의 소프트 스위칭에 어려움이 있었다. 그중, 경부하시에 상당히 좁은 영전압 스위칭 범위와 큰 순환 전류로 인해 도통 손실이 커지면 서 각 소자들의 손실이 증가하여 컨버터 효율이 낮았다

그래서 최근에는 2차측의 정류 다이오드부에 직렬로 가포화 리액터를 추가하여 영전압 스위칭 범위를 넓히고 경부하에서의 정확한 소프트 스위칭을 하도록 하는 방법이 소개 되었다. 그러나 가포화 리액터를 추가한 컨버터는 1차측 스위치들의 듀티비로 출력을 조절함으로써 듀티비에 따라 1차측에서 2차측으로 전달되는 전압 전달비가 달라지는 단점과 가포화 리액터의 포화 시간을 맞추는 어려움이 많았다

그래서 본 논문에서는 가포화 리액터 대신 액티브 스위치를 추가하여 위의 단점을 보완 하는 방식을 제안한다. 특히 1차측 스위치들을 전압 전달비가 가장 좋은 듀티비를 거의 0.5에 가깝게 고정을 시켜 전압 전달비

를 최상으로 하고 2차측의 액티브 스위치들의 듀티비를 조절함으로써 출력을 조절할수 있다. 그래서 기존 소프트 스위칭 방식의 단점과 가포화 리액터를 사용했을 때의 단점을 해결할수 있다.

본 논문에서는 제안된 소프트 스위칭 컨버터의 동작 원리와 특징 및 디자인시 고려사항등을 설명하고 부하를 변화 시켰을 때 출력 전력에 어떤 영향을 주는지 또한 제안된 컨버터로 주파수를 변화시켰을 때 어느정도의 주파수에서 다른 특성이 나타나는지에 대해 시뮬레이션 결과를 통하여 분석하였다.

2. 본론

2.1. 회로 구성 및 특징

그림 1. 에서는 제안된 논문에서 사용하는 소프트 스위칭 위상 천이 풀 브리지 컨버터 회로를 보여주고 있다. 1차측의 스위칭 소자는 대각선의 두 개의 스위치들이 선택적으로 온/오프 되며 그 사이에 약간의 데드 타임을 주었다 2차측 회로는 두 개의 스위치를 가지는 브리지 형태의 정류회로와 DC 전압을 만들기 위한 쇼크 입력형 필터와 부하로 구성되어 있다

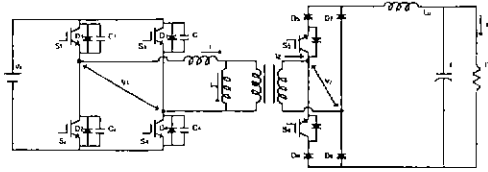


그림 1. 주 회로 구조
Fig. 1 Main circuit structure

1차측의 스위치들은 스위치 내부의 캐패시턴스와 트랜스포머의 누설 및 자화 인덕턴스에 따라 영전압 스위칭 동작을 하며 2차측은 누설 인덕턴스와 내부 캐패시턴스에 따라 영전류 스위칭 동작을 한다. 또한 제안된 컨버터는 트랜스포머의 자화 인덕턴스는 스너버 인덕터로써의 동작을 하며 자화 전류는 1차측 스위치들의 영전압 스위칭에 필요한 전류를 효과적으로 공급한다.

2.1. 회로 동작

그림 2~3 [(a)~(e)] 은 경부하서 제안된 컨버터의 동작파형과 회로 동작 그림이다. 이를 설명하기에 앞서 다음과 같은 가정을 하였다.

- (1) 모든 소자는 이상적이다.
- (2) 스위치의 내부 캐패시턴스는 모두 같다.
- (3) 필터쪽 인덕터를 충분히 크다고 가정하여 부하쪽을 전류원 I_o 로 표현할수 있다.
- (4) 트랜스포머의 권선비를 1:1로 가정한다.
- (5) 위상 천이 각(ϕ)을 0으로 하여 정격출력을 갖도록 한다.

i) 모드1 ($t_0 \sim t_1$)

모드가 시작되기전 스위치 1, 4 가 도통상태에서 오프 되는 순간 스위치에 병렬로 연결된 캐패시터를 통해 환류 된다 C_2, C_3 는 충전을 C_1, C_4 는 방전을 한다. 1차측 전류와 자화 전류는 최대치를 유지하고 S_1, S_4 의 양단전압은 감소하기시작하여 $V_s/2$ 까지 감소한다.

ii) 모드2 ($t_1 \sim t_2$)

t_2 시에 C_2, C_3 는 완전 충전, C_1, C_4 는 완전 방전된다. S_1, S_4 전압이 0 이 되고 S_2, S_3 양단 전압은 V_s 가 된다. t_1 시 V_{ab} 양단 전압이 0 가 되는 시점부터 D_7 이 도통 환류하고 i_1 는 감소하기 시작하여 i_2 와 똑같은 기울기로 감소한다.

iii) 모드3 ($t_2 \sim t_3$)

S_2, S_3 를 통해 흐르던 전류는 캐패시터 C_2, C_3 가 완전 충전 상태이고 C_1, C_4 는 0 가 되므로 다이오드 D_1, D_4 는 영전압에서 on 되며 V_{ab} 는 V_s 를 유지한다. 1차측 전류는 자화전류가 감소하기 시작하면서 자화전류 값과 같은 값을 유지하며 D_7, D_8 은 도통상태이고 S_5 는 오프상태이다.

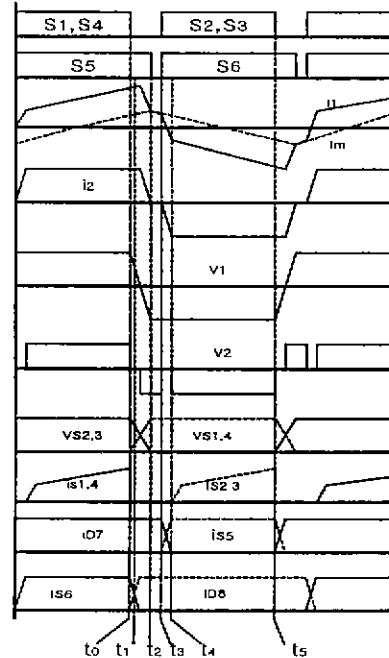


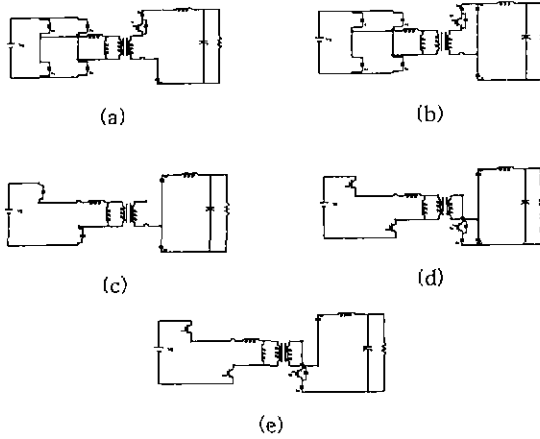
그림 2. 동작 파형
Fig. 2 Operation waveforms

iv) 모드4 ($t_3 \sim t_4$)

D_7 이 도통을 유지하고 D_8 은 오프된다. 이 시점에서 D_8 전류가 0 으로 감소하여 S_6 가 동작하는 구간 사이가 이 구간이 되며 이때 V_2 는 0 을 유지한다. 이 구간에서 S_6 는 도통상태가 아니기 때문에 1차측은 자화 전류만 흐르게 된다.

v) 모드5 ($t_4 \sim t_5$)

D_8 이 완전 턴오프되고 S_6 가 도통하면서 1차측 에너지가 2차측으로 전달되기 시작한다. 이 모드가 끝나면 반주기가 끝나는 것이며 나머지 반주기는 앞과 동일하다.



(a) 모드1, (b)모드2, (c)모드3, (d)모드4, (e)모드5

그림 3. 등가회로

Fig 3. Equivalentcircuits

그림 4 (b) 에서 인버터의 출력 전압 V_1 은 t_1 시 양에서 음으로 변화할 때 인버터 출력 전류 i_1 은 0에 가깝게 떨어진다. I_x 를 영전압 스위칭을 이루기 위해 필요한 전류라고 가정하면, 영전압 스위칭 조건은 $i_1(t_1) \geq I_x$ 이다.

스위치를 통해 흐르는 전류 i_{sw} 는 다음과 같다.

$$I_{sw} = i_1(t_2) + I_o \quad (1)$$

따라서 $I_{sw} \geq I_x + I_o$ 이고 그림 4 (a) 기존의 위상천이 컨버터에서 V_1 은 t_2 에서 음으로 변할 때 전류 i_1 은 I_o 부터 $-I_o$ 까지 변한다. 따라서 $i_1(t_2)$ 는 영전압 스위칭을 이루기 위해 I_o 보다 커야한다. 그래서 영전압 스위칭 조건은 $i_1(t_2) \geq I_x + I_o$ 이며 이것과 관련해 스위치에 흐르는 전류 i_{sw} 는 I_o 보다 두배이상 커진다.

$$I_{sw} = i_1(t) + I_o \quad (2)$$

그러므로

$$I_{sw} \geq I_x + 2 * I_o \quad (3)$$

결과적으로 스위치의 도통 손실이 높게 되는 단점이 생긴다 그러나 제안된 위상천이 컨버터에서는 스위치의 도통 손실이 50%로 줄 뿐만 아니라 2차측 스위치에 의해 부하 전류가 1차측으로 전달되는 것을 막으며 경부하에서도 소프트스위칭을 이루기 때문에 기존의 위상천이 컨버터보다 효율면에서 좋아지게 된다.

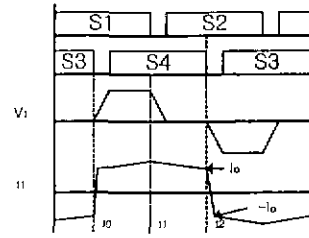


그림 4(a). 기존의 위상천이 방법
Fig.4(a) Phase-shifted method of conventional converter

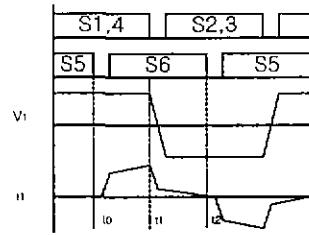


그림 4(b). 제안된 위상천이 방법
Fig. 4(b) Phase-shifted method of proposed converter

3. 디자인시 고려사항

3.1. 1차측 스위치의 데드타임

최소출력 부하에서 스위치에 병렬로 연결되어 있는 캐패시터의 충전전압이 충분히 이루어질만큼의 시간이 필요하다.

$$t_d \geq \frac{2CE}{i_{mp}} \quad (C: \text{병렬 캐패시터}, E: \text{입력 전압}) \quad (4)$$

만약 자화전류의 최대치 i_{mp} 가 증가하면 1차측 스위치들의 영전압 스위칭은 쉽게 이룰수 있지만 그로 인한 스위치들의 도통 손실이 증가하게 되므로 자화 인덕턴스를 적절히 디자인 하여야 한다.

3.2. 2차측 스위치들의 스위칭 조건

트랜스포머 1차측 스위치들이 오프 일 때 2차측 권선 전류 i_2 는 2차측 스위치들을 통해 흘러 점차적으로 감소한다. 그러므로 2차측 스위치들은 1차측 스위치들의 온 시간보다 더 긴 온 시간이 필요하다.

4. 시뮬레이션 결과

4.1. 시뮬레이션 조건

그림 5는 실제 시뮬레이션시 사용한 회로도이고 그림 6은 각 소자를 이상적인 것을 사용하였을 때의 파형이다

시뮬레이션시 다음과 같은 소자 및 값을 사용하였다.

- *입력 : 200 V
- *스위칭 주파수 : 70kHz
- *스위칭 소자 : CM50DY-12H
- *다이오드 : SD41
- *트랜스포머의 권선비 : 1:1
- *공진 캐패시턴스 : 20nF
- *누설 인덕턴스 : $7\mu H$
- *자화 인덕턴스(공진 인덕턴스) : $90\mu H$
- *필터 캐패시터 : 20 μF
- *필터 인덕터 : 0.1mH
- *부하 저항 : $2\Omega \sim 10\Omega$

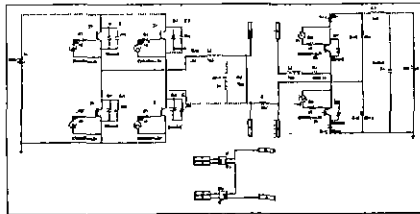


그림 5. 시뮬레이션 회로도
Fig. 5 Simulation circuit drawing

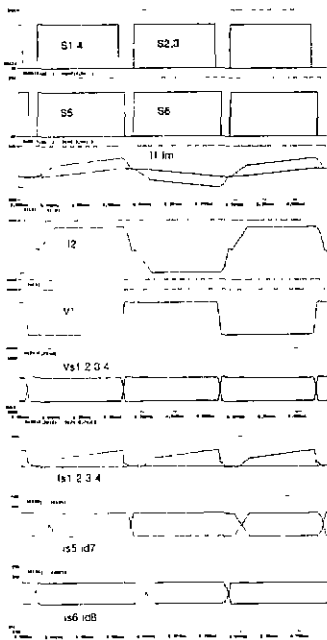


그림 6 제안된 컨버터의 이상적 파형 (R=10Ω)
Fig 6 Ideal waveforms of proposed converter (R=10Ω)

4.2. 시뮬레이션 고찰

1차측 스위치에 병렬로 연결되어 있는 캐패시터의 값을 20nF으로 만들기 위해 스위치의 내부 캐패시턴스가 거의 5nF이므로 추가적으로 15nF의 캐패시터를 추가하여 적절한 공진 주파수를 만들었다.

이상적인 소자를 사용한 회로에서 다이오드 및 트랜스포머를 실제소자 및 내부 기생성분을 추가하여 시뮬레이션한 파형은 그림 7. 에서 볼수 있는데 파형에 링잉이 생기는 것을 볼수 있다. 그래서 트랜스포머 2차측에 RC 스너버를 추가하고 정류 다이오드를 빠른 회복시간을 갖는 다이오드로 교체하여 링잉 성분을 거의 제거하였다.

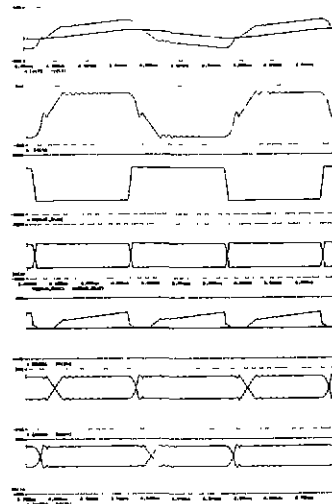


그림 7. 제안된 컨버터의 시뮬레이션 파형 (R=10Ω)
Fig. 7 Simulation waveforms of proposed converter (R=10Ω)

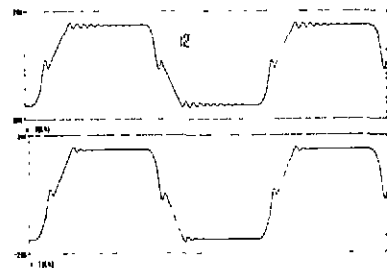


그림 8 링잉 파형과 제거한 파형
Fig. 8 Ringing waveform and remove waveform

그림 9. 은 2차측 스위치들의 듀티비에 따른 출력 전력의 변화를 나타낸 그래프로써 듀티비가 최소 D=0.46 일 때 최대 전력을 얻을수 있음을 보여주고 있다.

그림 10. 에서는 주파수를 변화 시켰을때의 출력을 나타낸 그래프로써 실제로 스위칭 주파수를 70kHz이상으로 했을 경우 1차측 캐패시터를 충방전할수 있는 충분한 데드타임을 만들어주지 못하므로 실제 제안된 컨버터로는 스위칭 주파수를 최대 70kHz로 제한 하였다.

그림 11. 는 부하저항을 변화 시켰을 때 전체 효율을 나타낸 그래프로써 경부하든 전부하든 제안된 컨버터를 사용했을 때 완전한 소프트 스위칭으로 인해 거의 비슷한 효율을 가지고 있음을 보여주고 있다.

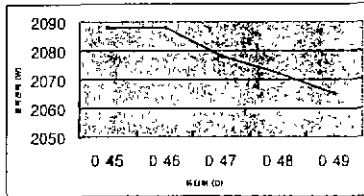


그림 9. 2차측 듀티비에 대한 출력
Fig. 9 Output power for Secondary duty cycle

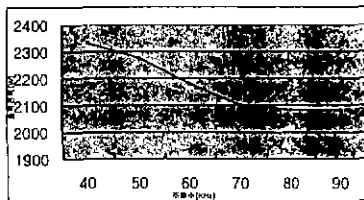


그림 10. 주파수 변화에 대한 출력
Fig. 10 Output power for variable frequency

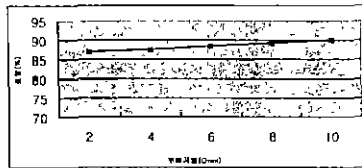


그림 11 부하에 대한 효율
Fig. 11 Efficiency for Load

5. 결론

본 논문은 위상 천이 PWM 회로를 추가한 새로운 형태의 소프트 스위칭 풀 브리지 컨버터를 소개하였다. 제안된 회로의 동작원리와 부하의 변화에 따라 안변한 소프트 스위칭을 할수 있는지에 대한 내용을 시뮬레이션을 통해 기본적으로 의논하였다. 결과적으로 부하의 변동이 있더라도 트랜스포머 2차측에 추가한 스위치로 1차측 스위칭시에 부하 전류가 소프트 스위칭에 영향을 주지 않는다. 따라서 소프트 스위칭 동작시 낮은 환류전류

를 가지고 스위치 동작을하여 소프트 스위칭 구간 동안의 순환전류가 동시에 줄어들 수 있었다. 그것을 증명하기 위해 부하를 $2\Omega \sim 10\Omega$ 까지 변화시켰을 때 거의 일정한 전체 효율을 얻을수 있었고 기존의 컨버터와 비교했을 때 효율향상을 얻을수 있었다.

이런 형태의 컨버터는 부하의 변동이 심한 중대형 통신용 전원 장치에 사용될수 있을 것이다. 또한 시뮬레이션에서 스위칭 주파수를 변화시켰을 때 제안된 컨버터에서는 70kHz이상에서 출력 전력이 거의 일정해지는 것을 볼수 있었는데 제안된 컨버터의 스위치나 다이오드 및 각소자를 Ultra-fast IGBT 나 빠른 회복 시간을 갖는 다이오드등을 사용할 경우 스위치에 병렬로 연결되어 있는 캐패시터를 충,방전 시킬수 있는 적절한 데드타임을 만들수 있으므로 스위칭 주파수를 수백 kHz 대로 증가시킬수 있을것이다.

[참 고 문 헌]

- [1] Naoya Baba, Masayoshi Yamamoto, Koji Aihara and Mutsuo Nakaoka " Efficient ZVS-PWM DC-DC Power Converter with Active Switches in Secondary side of High-Frequency Transformer", Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on Page(s): 222 -229
- [2] Hamada, S. Nakaoka, M. "Saturable reactor-assisted soft-switching asymmetrical PWM DC-DC converter with high-frequency transformer link" Electric Power Applications, IEEE, 1998, 79 -84
- [3] Junming Sun, Hamada, S., Yoshitsugu, J Bin Guo, Nakaoka, M. "Zero voltage soft-commutation PWM DC converter with saturable reactor switch-cascaded diode rectifier "Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE, 1998, Page(s): 348 -354
- [4] Morimoto, Shurakawa, Koudriavtsev, Nakaoka, " Zero-voltage and zero-current hybrid soft-switching phase-shifted PWM DC-DC power converter for high power applications" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000 Fifteenth Annual IEEE, 2000, Page(s): 104 -110 vol.1