

IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 이용한 고효율 직류-직류 변환기

張東烈, 徐永珉, 洪淳瓚, 尹德鏞, 黃龍夏

A High Efficiency DC-DC Converter Using IGBT-MOSFET Parallel Switches

Dong-Ryul Jang, Young-Min Seo, Soon-Chan Hong, Duck-Yong Yoon and Yong-Ha Hwang

요 약

IGBT는 전압정격 및 전류정격이 높고 도통손실이 낮아서 스위칭 전원장치에 많이 쓰이고 있는 추세에 있다. 그러나 IGBT는 MOSFET에 비해 스위칭 특성이 좋지 않아서 스위칭 손실이 많이 발생하며 스위칭 주파수에도 제한을 받는다. 본 논문에서는 IGBT와 MOSFET의 장점을 살리기 위하여 IGBT에 MOSFET를 병렬로 접속한 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한 2.4kW, 48V 출력의 고효율 반브리지 직류-직류 변환기를 제안한다. 병렬 스위치에서 주 스위칭 소자인 IGBT는 도통구간에서 주된 역할을 하며 MOSFET는 스위칭시에 주된 역할을 한다. 스위칭 손실을 분석하기 위하여 선형화 모델을 사용하였으며 시뮬레이션을 통하여 변환기의 동작을 확인하였다.

ABSTRACT

Due to high power ratings and low conduction loss, the IGBT has become more attractive in switching power supplies. However, its lower turn-on and turn-off characteristics than those of MOSFET cause severe switching loss and switching frequency limitation. This paper proposes 2.4kW, 48V, high efficiency half-bridge DC-DC converter using paralleled IGBT-MOSFET switch concept to use the merits of IGBTs and MOSFETs. In parallel switches, each of IGBT and MOSFET plays its part during on-periods and switching instants. The switching loss is analyzed by linearized modelling and the operation of the converter are investigated by simulation results.

Key Words: DC-DC converter, IGBT-MOSFET parallel switch, Switching loss

1. 서 론

통신용 전원장치는 고성능 및 높은 신뢰도를 요구하므로 기술적인 접근이 쉽지 않다. 이러한 전원장치의 구성에 있어 도통시 전압강하가 낮고 전압 및 전류정격이 높은 특성을 갖는 IGBT가 스위칭 소자로 많이 사용되고 있다. 그러나 IGBT는 MOSFET에 비해 스위칭 속도가 느리고, 특히 턴오프 시에 심각한 스위칭 손실을 야기하므로 효율이 낮아지며 스위칭 주파수에도 제한을 받는다.

높은 스위칭 주파수에서 IGBT의 대전력 정격을 이용하기 위한 방법으로 커패시터를 스위치에 병렬로 접속하는 스위칭

방법이 제시되었다.^[1] 그러나 이 방법은 병렬로 접속된 커패시터가 IGBT의 턴온시에 발생된 포화 전압으로 충전되어 손실을 유발하며, 턴오프시에는 내부 인덕턴스와 외부 커패시터스에 의한 전류 맥동으로 IGBT의 턴오프 손실을 유발하게 된다. 특히, 이러한 현상은 영전압 스위칭을 위한 고주파 동작시에 심각해진다.

최근에는 주 능동 스위치에 커패시터, 인덕터, 다이오드 등의 몇몇 수동 스위치를 추가한 ZVT PWM 방법이 연구되어 회로의 능동 및 수동 스위치의 전압 전류 스트레스를 경감시키고 있다.^[2] 그러나 주 능동 스위치 수만큼의 보조 능동 스위치와 기타 부품을 필요

로 하므로 회로가 복잡해지고 가격면에서 문제가 있다.

이러한 난점을 극복하기 위한 새로운 방법으로 IGBT와 MOSFET를 병렬로 접속한 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용하는 방법이 제시되었다.⁽³⁻⁴⁾ 이 방법은 MOSFET의 빠른 스위칭 특성의 도움으로 IGBT의 소프트 스위칭을 구현하는 방법으로, IGBT가 도통시의 주 스위치로 동작하고 병렬 접속된 MOSFET에 의해 IGBT의 소프트 스위칭을 가능하게 한다.

본 논문에서는 출력 특성이 48[V], 50[A]인 통신용 전원장치에 적합하도록 반브리지 직류-직류 변환기를 구성하고, IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 적용하여 스위칭 손실 및 도통 손실을 저감시켜 효율을 향상시키고자 한다.

2. 변환기의 구성

교류 입력으로부터 일정 직류출력을 내는 직류전원장치는 1단 구성방식과 2단 구성방식이 있다. 1단 구성방식은 영가형의 소용량 전원장치에 적합하며, 2단 구성방식은 중대용량에 적합하고 여러 제어방식을 적용할 수 있다.

그림 1의 2단 구성방식에서 왼편의 AC-DC 변환부는 일반적으로 입력 역률을 높이기 위해서 Boost PFC가 사용되며, 오른편의 DC-DC 변환부는 전브리지회로나 반브리지회로가 많이 사용된다. 전브리지회로는 용량면에서 유리하나, 수(kW) 정도의 용량에서는 반브리지회로도 적합하며 스위칭 소자의 수를 절반으로 줄일 수 있는 장점이 있다.

본 연구에서는 2단 구성방식중에서 직류 입력이 400[V]이고 직류 출력이 48[V]로 일정한 직류-직류 변환기를 대상으로 하며 용량을 고려하여 반브리지 회로를 사용한다. 그림 2는 본 연구에서 제시한 직류-직류 변환기이다.

반브리지 변환기 회로에서 주된 스위칭 소자는 IGBT이며, IGBT에 병렬로 접속된 MOSFET는 스위칭 손실을 줄이고 IGBT의 소프트 스위칭을 위해 사용된 보조 스위칭 소자이다. 변압기의 2차측 회로로는 브리지형 전파정류회로가 사용될 수도 있으나 저압 출력 특성에 적합한 센터 탭 방식의 전파정류회로를 사용한다.

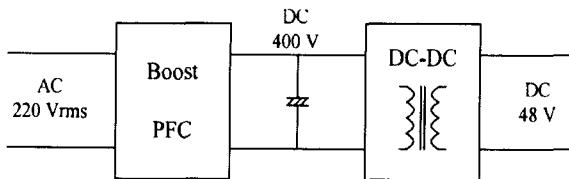


그림 1 직류전원장치의 2단 구성방식
Fig. 1 Scheme of two-stage DC power supply

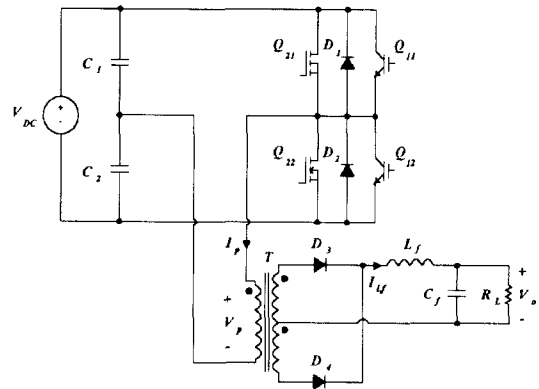


그림 2 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 이용한 반브리지 직류-직류 변환기
Fig. 2 Half-bridge DC-DC converter using IGBT-MOSFET parallel switches

3. 변환기의 손실 및 동작 해석

3.1 병렬 스위치에서의 손실

본 논문에서는 주 스위칭 소자인 IGBT의 스위칭 손실을 줄이고 IGBT의 소프트 스위칭을 구현하기 위해서 그림 3과 같은 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한다.

IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서는 두 스위칭 소자에 가해지는 게이트 신호의 타이밍이 중요하다. 스위치를 켤 때에는 IGBT Q1과 MOSFET Q2의 게이트에 턴온 신호를 동시에 인가하며, 끌 때에는 IGBT보다 지연시간 t_d 만큼 늦게 MOSFET의 게이트에 턴오프 신호를 인가하여 IGBT가 MOSFET보다 늦게 꺼지지 않도록 한다. 스위치가 켜질 때는 게이트 신호가 동시에 인가되어도 스위칭 속도가 빠른 MOSFET가 먼저 턴온되고 스위치가 꺼질 때는 병렬로 접속된 MOSFET가 여전히 온-상태이므로 IGBT가 영전압에서 스위칭된다.

IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용할 때의 스위칭 손실

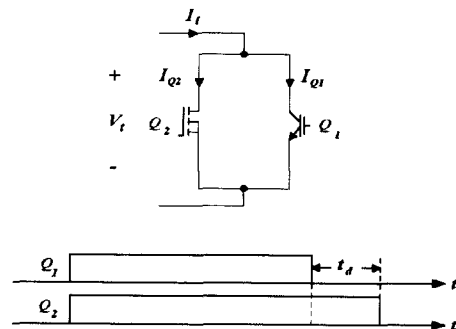


그림 3 병렬 스위치와 게이트 신호
Fig. 3 Parallel switch and gate signals

을 분석하기 위해서, 스위칭시의 전압 및 전류파형을 그림 4와 같이 선형화하였다.^[6] 그림 4(a)는 스위칭 소자로 IGBT만을 사용한 경우의 전압 및 전류파형이며 그림 4(b)는 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한 경우의 파형으로서 IGBT와 MOSFET의 턴오프 종료 시점을 일치시킨 것이다. 실제로는 턴온시간이 턴오프시간보다 짧고 스위칭 시간이 도통시간보다 짧지만 스위칭 과정을 설명하기 위해서 턴온 구간과 턴오프 구간을 확대하여 나타내었다. 그림에 사용한 기호는 다음과 같다.

- V_t : 오프 상태의 스위칭 소자 양단전압
- V_{on} , V_{onm} : IGBT와 MOSFET의 도통시 전압강하
- V_{oni} : IGBT와 MOSFET를 병렬로 사용할 때의 도통시 전압강하
- I_t : 온 상태의 스위칭 소자 전체 전류(평균값)
- t_{ri} , t_{rim} : IGBT와 MOSFET의 전류 상승시간
- t_{fi} , t_{fim} : IGBT와 MOSFET의 전압 하강시간
- t_{rv} , t_{rvm} : IGBT와 MOSFET의 전압 상승시간
- t_{fi} , t_{fim} : IGBT와 MOSFET의 전류 하강시간
- $t_{i(on)}$, $t_{m(on)}$: IGBT와 MOSFET의 턴온 시간
- t_{om} : IGBT의 주기당 도통 시간
- f_s : 스위칭 주파수(=1/ T_s)

먼저 IGBT만을 사용한 경우와 IGBT-MOSFET을 병렬로 사용한 경우에서의 스위칭 손실 및 도통 손실에 관한 수식을 유도한 다음에 결과 수식을 비교하여 저감되는 손실을 분석한다.

그림 4(a)에서 IGBT만을 사용한 경우의 턴온 손실은 $t_{i(on)} = t_{ri} + t_{fi}$ 이므로 다음과 같다.

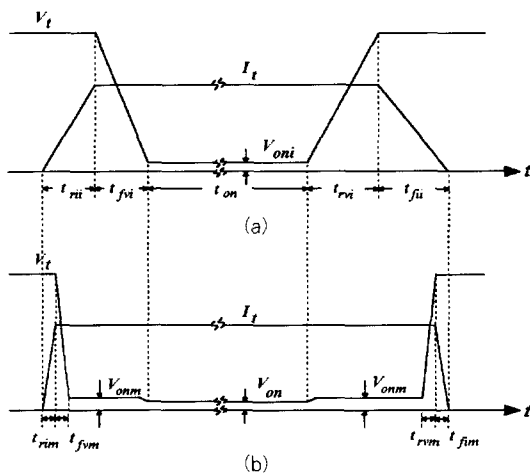


그림 4 선형화된 전압파형과 전류파형
Fig. 4 Linearized waveforms of the voltage and current

$$P_{i(on)} = V_t I_t t_{i(on)} f_s / 2 \tag{1}$$

같은 시간 $t_{i(on)}$ 동안의 IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서 발생하는 손실은 $t_{m(on)} = t_{rim} + t_{fim}$ 이므로

$$P_{p(on)} = V_t I_t t_{m(on)} f_s / 2 + V_{onm} I_t (t_{i(on)} - t_{m(on)}) f_s \tag{2}$$

이며 병렬 스위치를 사용함으로써 절감되는 턴온 손실은 다음과 같다.

$$P_{s(turn-on)} = (V_t / 2 - V_{onm}) I_t f_s (t_{i(on)} - t_{m(on)}) \tag{3}$$

마찬가지로, 그림 4(a)에서 IGBT를 사용한 경우의 턴오프 손실을 구하면 $t_{i(off)} = t_{rvi} + t_{fvi}$ 이므로 다음 식을 얻을 수 있다.

$$P_{i(off)} = V_t I_t t_{i(off)} f_s / 2 \tag{4}$$

또한 $t_{i(off)}$ 동안 IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서의 턴오프 손실은 $t_{m(off)} = t_{rvm} + t_{fim}$ 이므로

$$P_{p(off)} = V_t I_t t_{m(off)} f_s / 2 + V_{onm} I_t (t_{i(off)} - t_{m(off)}) f_s \tag{5}$$

이며 턴오프시의 손실 저감량은 다음과 같다.

$$P_{s(turn-off)} = (V_t / 2 - V_{onm}) I_t f_s (t_{i(off)} - t_{m(off)}) \tag{6}$$

IGBT와 MOSFET를 병렬로 사용하면 도통 손실도 저감시킬 수 있다. 즉, 온 상태에서 IGBT와 MOSFET의 입력전류는 각각의 온-저항에 의해 분배되므로, IGBT만을 사용했을 때와 비교하여 상대적으로 순방향 전압강하가 더 낮아져서 도통 손실을 감소시킬 수 있게 되며 그 저감량은 식 (7)과 같다.

$$P_{s(conduction)} = P_{i(conduction)} - P_{p(conduction)} \tag{7}$$

$$= (V_{oni} - V_{on}) I_t t_{on} f_s$$

이상의 수식으로부터 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한 경우에 하나의 스위치에서 저감되는 손실량 P_s 를 구할 수 있다.

$$P_s = I_t f_s \left[(V_t / 2 - V_{onm}) \{ (t_{i(on)} - t_{m(on)}) + (t_{i(off)} - t_{m(off)}) \} + (V_{oni} - V_{on}) t_{on} \right] \tag{8}$$

식 (8)에서 알 수 있듯이 스위치에서 저감되는 손실량은 IGBT와 MOSFET의 스위칭 시간 차이와 IGBT와 병렬 스위치의 도통시 전압강하의 차이에 비례한다.

3.2 변환기의 동작해석

IGBT의 도통시 전압강하가 낮기 때문에 IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서 온상태의 정상전류는 대부분 IGBT를 통해 흐르며 스위칭시에는 MOSFET가 주된 역할을 한다. 그림 2의 변환기는 스위칭 소자로 IGBT만 사용한 경우에는 4

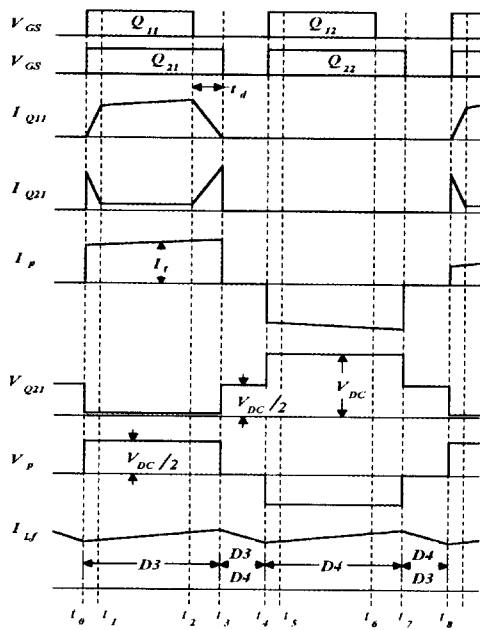


그림 5 게이트 신호와 전압 및 전류 파형
Fig. 5 Gate signals and waveforms of the voltage and current.

개의 모드로 동작하지만 병렬 스위치를 사용한 경우에는 6개의 모드로 나누어진다. 그림 5는 이때의 각 부분의 전압, 전류 파형이며 각 모드에서의 동작은 다음과 같다.

모드 I ($t_0 - t_2$) : t_0 시점에서 Q_{11} 과 Q_{21} 의 게이트에 신호가 동시에 가해진다. IGBT Q_{11} 의 턴온 시간($t_0 - t_1$) 동안, MOSFET의 빠른 스위칭 특성으로 인하여 대부분의 전류가 Q_{21} 을 통해 흐르고 I_{Q11} 은 서서히 증가한다. 따라서 MOSFET Q_{21} 이 턴온시의 스위칭 특성을 결정하게 되며, MOSFET의 턴온시간이 IGBT의 턴온시간보다 짧으면 짧을수록 IGBT는 전압 스트레스를 덜 받게 되어 ZVS에 가깝게 된다.

t_1 에서 Q_{11} 이 완전히 도통된 후에는, 전류의 대부분이 도통시 전압강하가 낮은 IGBT로 흐르며 MOSFET에는 IGBT 전류의 수분의 일 정도만 흐른다. 따라서 MOSFET의 연속 전류정격은 IGBT의 연속전류정격보다 수분의 일 정도로 낮아도 된다.

이 모드에서, 전원의 에너지가 변압기를 통해 부하에 전달되며, 인덕터 전류 I_L 는 $(V_{DC}/2n - V_o)/L_f$ 의 기울기로 증가한다. 단, $n = n_1/n_2$ 는 절연 변압기의 권수비이다.(그림 6(a))

모드 II ($t_2 - t_3$) : t_2 에서 IGBT Q_{11} 의 턴오프 동작이 시작되며 이에 따라 MOSFET에 흐르는 전류가 증가한다. IGBT가 턴오프되는 동안 MOSFET이 온상태를 유지하므로 ZVS가 이루어진다. 모드 2에서의 2차측 동작은 모드 1과 같다.(그림 6(b))

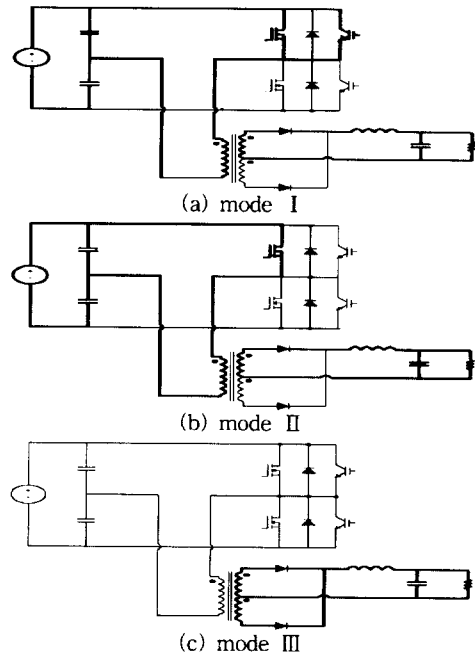


그림 6 모드 해석을 위한 등가회로
Fig. 6 Equivalent circuits for mode analysis

모드 III ($t_3 - t_4$) : t_3 에서 MOSFET Q_{21} 도 턴오프되어 순저항 부하일 경우에는 1차측에 전류가 흐르지 않으며 2차측 전류는 D_3 과 D_4 를 통하여 환류한다.(그림 6(c))

모드 4~6의 동작은 Q_{11} , Q_{21} 대신에 Q_{12} , Q_{22} 가 동작하고 D_3 , D_4 의 역할이 반대가 되어서 모드 1~3과 대칭적인 동작을 한다.

4. 손실 분석에

반브리지 직류-직류 변환기에 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 적용함으로써 효율이 향상됨을 입증하기 위하여 한 예를 들어 손실을 분석한다.

IGBT로는 IRGBC30S, MOSFET로는 IRF840을 선정하였으며 손실 산출에 필요한 데이터는 다음과 같다.

$V_t = 200[V]$	$f_s = 25[kHz]$
$I_t = 15.79[A]$ (온상대시 평균값)	
$t_{i(on)} = 35[nsec]$	$t_{i(off)} = 1500[nsec]$
$t_{m(on)} = 21[nsec]$	$t_{m(off)} = 20[nsec]$
$t_{on} = 16[\mu sec]$	$V_{on} = 1.54[V]$
$V_{oni} = 1.75[V]$	$V_{om} = 12.63[V]$

IGBT만을 사용한 경우의 손실과 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한 경우의 손실을 식 (1)~(8)을 이용하여 산출한다.

IGBT만을 사용한 경우의 턴온 손실은 식 (1)로부터

$$P_{i(on)} = V_t I_t t_{i(on)} f_s / 2 = 1.38[W]$$

이며 이에 대한 병렬 스위치를 이용한 경우의 턴온 손실은 식 (2)에서

$$P_{p(on)} = V_t I_t t_{m(on)} f_s / 2 + V_{onm} I_t (t_{i(on)} - t_{m(on)}) f_s = 0.90[W]$$

이다. 따라서 저감된 턴온 손실은 다음과 같다.

$$P_{s(turn-on)} = (V_t / 2 - V_{onm}) I_t f_s (t_{i(on)} - t_{m(on)}) = 0.48[W]$$

또한 IGBT만 사용할 경우의 턴오프 손실은 식 (4)에서

$$P_{i(off)} = V_t I_t t_{i(off)} f_s / 2 = 59.21[W]$$

이며 병렬 스위치를 이용한 경우의 턴오프 손실은

$$P_{p(off)} = V_t I_t t_{m(off)} f_s / 2 + V_{onm} I_t (t_{i(off)} - t_{m(off)}) f_s = 8.17[W]$$

이다. 따라서 저감된 턴오프 손실은 아래와 같다.

$$P_{s(turn-off)} = (V_t / 2 - V_{onm}) I_t f_s (t_{i(off)} - t_{m(off)}) = 51.04[W]$$

또한

$$P_{i(conduction)} = V_{om} I_t t_{on} f_s = 11.05[W]$$

$$P_{p(conduction)} = V_{on} I_t t_{on} f_s = 9.73[W]$$

이므로 도통시의 저감된 손실은 다음과 같다.

$$P_{s(conduction)} = P_{i(conduction)} - P_{p(conduction)} = 1.32[W]$$

IGBT만을 사용한 경우의 전체 손실 P_i 는 IGBT가 Q_{11} , Q_{12} 두 개이므로

$$P_i = 2 \times (P_{i(on)} + P_{i(off)} + P_{i(conduction)}) = 143.28[W]$$

이며 병렬 스위치를 사용한 경우의 전체 손실 P_p 는 다음과 같다.

$$P_p = 2 \times (P_{p(on)} + P_{p(off)} + P_{p(conduction)}) = 36.60[W]$$

그러므로 저감되는 전체 손실량은

$$P_{ps} = P_i - P_p = 106.68[W]$$

이다. 이와 같이 병렬 스위치를 사용함으로써 저감되는 손실량 106.68(W)는 변환기 출력의 4.4%에 해당된다.

이상으로부터 IGBT만을 사용한 경우에 대한 병렬 스위치 사용시의 손실 저감율을 계산하면 다음과 같다.

$$\text{손실 저감율(\%)} = \frac{P_{ps}}{P_i} \times 100 = 73.76(\%)$$

5. 시뮬레이션

Saber를 사용하여 반브리지 직류-직류 변환기의 동작을 시뮬레이션하고 이로부터 손실을 분석하였다. 시뮬레이션에 사용된 스위칭 소자 및 조건은 다음과 같다.

입력 직류전압	: 400[V]
스위칭 주파수	: 25[kHz]
출력전압	: 48[V]
평균 출력전류	: 50[A]
IGBT	: IRGBC30S
MOSFET	: IRF840

그림 7은 반브리지 회로 각 부분의 전압, 전류 파형을 나타내고 있으며 그림 8은 병렬 스위치의 양단전압과 IGBT Q_{11} 및 MOSFET Q_{21} 의 전류 파형을 나타내고 있다. 그림 8에서 스위칭시에는 MOSFET가 주된 역할을 수행하고 도통시에는 IGBT가 주된 역할을 수행함을 알 수 있으며, IGBT가 영전압에서 스위칭됨을 알 수 있다.

그림 9는 하나의 스위칭 소자에서 발생하는 순시전력 파형을 나타낸다. 위에 있는 파형은 IGBT만을 사용한 경우의 순시전력[W]이고, 아래 파형은 IGBT-MOSFET 병렬스위치를 사용한 경우의 순시전력[W]을 나타내고 있다. 그림 9로부터 병렬 스위치를 사용하면 IGBT만을 사용한 경우에 비하여 전력손실이 현저히 저감됨을 알 수 있다.

다른 스위치에서의 파형도 그림 9와 같으므로 그림 9의 파형만으로 손실저감율을 산정할 수 있다. 시뮬레이션 결과에서 파형의 아래 부분 면적이 스위치에서 소비되는 에너지가 되므로 한 주기 동안의 면적을 계산하여 $40[\mu\text{sec}] (=1/25[\text{kHz}])$ 로 나누면 평균전력이 된다. 이와 같이 하여 IGBT만을 사용한 경우의 손실을 구해보면 시뮬레이션 결과

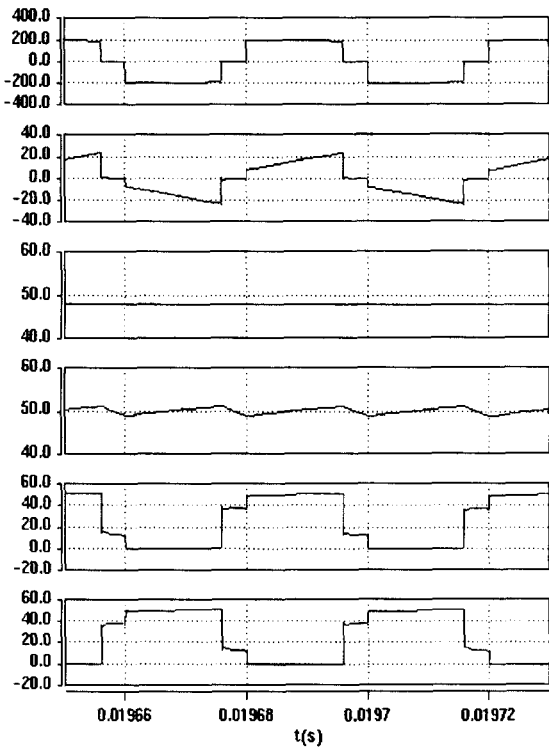


그림 7 변환기의 각부 파형
(위로부터 Vp, Ip, Vo, I_{Lf}, I_{D3}, I_{D4})
Fig. 7 Waveforms of converter
(From top, Vp, Ip, Vo, I_{Lf}, I_{D3}, and I_{D4})

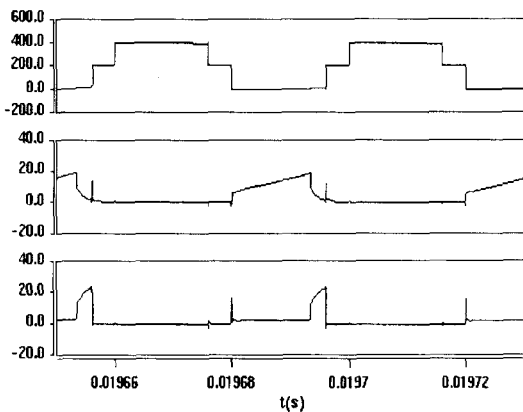
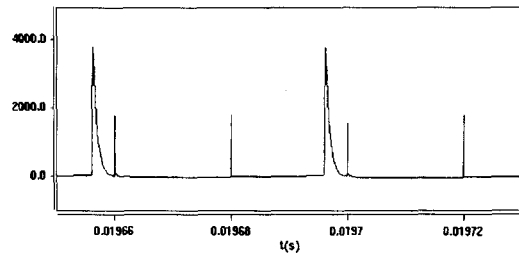
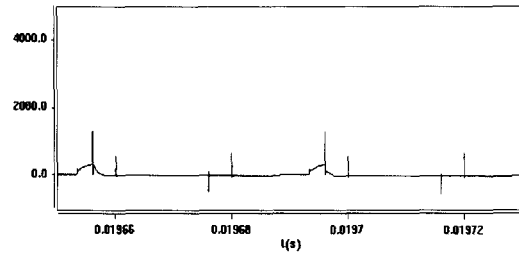


그림 8 스위칭 소자의 전압파형과 전류파형
(위로부터 V_{Q21}, I_{Q11}, I_{Q21})
Fig. 8 Voltage and current waveforms of switching devices. (From top, V_{Q21}, I_{Q11}, and I_{Q21})

가 두 스위칭 중 한 스위칭에서의 손실이므로 $P_i/2 = 71.54[W]$ 이고 병렬스위치를 사용한 경우에는 $P_p/2 = 19.44 [W]$ 이다. 따라서 저감되는 손실량은 $P_{ps}/2 = 52.1 [W]$ 이며



(a) IGBT만을 사용한 경우



(b) 병렬스위치를 사용한 경우

그림 9 한 스위칭 소자에서의 순시전력 파형
Fig. 9 Waveforms of instantaneous power in one switch

손실저감율은 $P_{ps}/P_i \times 100 = 72.83 [%]$ 이다. 이 결과는 4절에서 이론상 구한 손실저감율과 거의 일치한다.

6. 결 론

본 논문에서는 48[V], 50[A] 출력의 통신용 직류전원장치로 적합한 반브리지 직류-직류 변환기를 구성하고 손실 해석에 필요한 수식을 도출하였으며, IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용하여 고효율화를 달성하였다.

이를 위하여 먼저 저전압 출력특성에 적합하도록 2차측 회로가 센터탭 방식의 전파정류회로인 반브리지 직류-직류 변환기를 구성하고 동작을 해석하였으며, 스위칭시의 스위칭 양단전압과 스위칭 소자에 흐르는 전류를 선형화하여 손실 해석이 가능하도록 하였다. 또한 실제 사용 가능한 소자를 택하여 손실을 분석하였으며 Saber를 사용한 시뮬레이션을 통하여 변환기의 동작 및 손실저감 효과를 확인하였다.

주된 스위칭 소자인 IGBT에 IGBT보다 전압 및 전류정격은 낮지만 주파수 특성이 좋은 MOSFET을 병렬로 접속한 병렬 스위치를 사용할 때의 특징을 요약하면 다음과 같다.

- (1) 스위칭시에는 MOSFET가 주된 역할을 수행하여 병렬 스위치의 스위칭 특성이 향상된다. 특히, MOSFET가 IGBT보다 t_{tr} 만큼 지연되어 턴오프됨으로써 IGBT의 소프트 스위칭이 이루어진다.

(2) 도통시에는 IGBT가 주된 역할을 수행하여 IGBT의 낮은 순방향 전압강하 특성을 유지한다.

(3) MOSFET의 빠른 스위칭 특성과 IGBT의 낮은 순방향 전압강하 특성을 이용함으로써 스위칭 손실 및 도통 손실이 저감되어 효율향상을 달성할 수 있다.

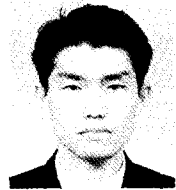
(4) 병렬 스위치의 스위칭 특성이 향상됨에 따라 대전력 정격의 IGBT를 보다 높은 주파수에까지 사용할 수 있다. 또한, MOSFET의 단시간 전류정격이 IGBT의 연속전류정격 이상이면 되므로 MOSFET의 연속전류정격은 IGBT 연속전류정격에 비하여 훨씬 작은 것을 사용할 수 있다.

본 연구는 에너지자원기술개발지원센터가 지원한 에너지기술 개발 연구결과의 일부임.

참고 문헌

- [1] W. A. Tabisz and F. C. Lee, "Basic Concepts in Quasi-Resonant and Multi-Resonant Power Conversion", ISPE Proc., pp.90~98, 1992.
- [2] D. H. Lee and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition Pulse-Width-Modulation Converters", IEEE PESC Rec., pp.233~239, 1997.
- [3] D. Y. Chen and S. A. Chin, "Bipolar-FET Combination Power Transistors for Power Conversion Applications", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-20, No. 5, pp.659~664, 1984.
- [4] Y. M. Jiang, G. C. Hua, E. Yang, and F. C. Lee, "Soft-Switching of IGBTs with the Help of MOSFETs", IEEE PESC Rec., pp.151~157, 1993.
- [5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics - Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc., 1995.

<저 자 소 개>



장동렬(張東烈)

1969년 8월 5일생. 1997년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동한전자 근무.



서영민(徐永珉)

1974년 5월 5일생. 1997년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1978년~현재 단국대 공대 전기공학과 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 현재 당 학회 감사.



윤덕용(尹德鏞)

1958년 5월 19일생. 1981년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~1984년 삼성전자(주) 종합연구소 주임연구원. 1984년~1985년 한독(주) 컴퓨터기술연구소 과장대리. 1985년~현재 천안공업대학 제어계측과 교수.



황용하(黃龍夏)

1949년 1월 1일생. 1975년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1995년 한양대 산업대학원 졸업(석사). 1975년~현재 이화전기공업(주) 부설연구소 소장(상무).