전력전자학술대회 논문집 1998. 7. 2 ~ 4

IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 이용한 고효율 직류-직류 변환기

장 동 렬* 서 영 민* 홍 순 찬* 윤 덕 용** 황 용 하***
*단국대학교 전기공학과 **천안공업전문대학 제어계측과 ***이화전기공업(주)

High Efficiency DC-DC Converter Using IGBT-MOSFET Parallel Swit

Dong-Ryul Jang* Young-Min Seo* Soon-Chan Hong* Duck-Yong Yoon** Yong-Ha Hwang***
*Dankook University **Cheonan Junior Technical College ***E-Hwa Electric Co. Ltd.

Abstract

Due to high power ratings and low conduction loss, the IGBT has become more attractive in switching power supplies. However, its turn-on and turn-off characteristics 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, where each of IGBT and MOSFET plays its part during on-periods and switching instants. The switching loss is analyzed by using the linearized model and the opteration of the converter are investigated by simulation results.

1. 서 론

통신용 전원장치는 고성능및 높은 신뢰도를 요구하므로 기술적인 접근이 쉽지 않다. 이러한 전원장치의 구성에 있어 낮은 도통 손실과 높은 전압·전류 정격의 IGBT가 스위칭 소자로 많이 사용되고 있다. 그러나 IGBT는 MOSFET이 비해 스위칭 속도가 느리고, 특히 턴오프 시에 심각한 스위칭 손실을 야기하므로 결국 스위칭 주파수가 제한되며 효율을 저하시키게 된다.

높은 스위칭 주파수에서 IGBT의 대전력 정격을 이용하기 위한 방법으로, 커패시터를 스위치에 병렬로 접속하는 스위칭 방법이 제시되었다.[1] 그러나 이 방법은 병렬 접속된 커패시터가 IGBT의 턴온시에 발생된 포화 전압으로 충전되어 손실을 유발하며, 턴오프 시에는 내부 인덕턴스와 외부 커패시턴스에 의한 전류 맥동으로 IGBT의 턴오프 손실을 발생시키게 된다. 특히, 이러한 현상은 영전압 스위칭을 위한 고주파 동작시에 더욱 심각해진다.

최근에는 주 능동 스위치에 커패시터, 인덕터, 다이오드 등의 몇몇 수동 스위치를 추가한 ZVT PWM 방법이 연구되어 회로의 능동및 수동 스위치의 전압·전류 스트레스를 경감시키고 있다.[2] 그러나 주 능동 스위치 수만큼 보조 능동 스위치를 필요로 하므로 회로가 복잡해지고 경제적인 문제가 있다.

이러한 난점을 극복하기 위한 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 방법으로서, IGBT가 도통시의 주 스위치로 동작하고 병렬 접속된 MOSFET에 의해 IGBT의 소프트 스위칭을 가능하게 한다.

본 논문에서는 통신용 직류전원장치로 사용하기 위하여 출력이 48[V], 50[A]인 반브리지 직류-직류 변환기를 구성하고, IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용하여 스위칭 손실및 도통 손실을 저감시켜 효율을 향상시키고자 한다.

2. 변환기의 구성

교류 입력으로부터 일정 직류출력을 내는 직류전

원장치로는 1단 구성방식과 2단 구성방식이 있다. 1단 구성방식은 염가형의 소용량 전원장치에 적합하며, 2단 구성방식은 중대용량에 적합하고 여러 가지 제어방식을 적용할 수 있다.

그림 1의 2단 구성방식에서 왼편의 AC-DC 변환부는 일반적으로 입력 역율을 높히기 위해서 Boost PFC가 사용되며, 오른편의 DC-DC 변환부는 전브리지회로나 반브리지회로가 많이 사용된다. 전브리지 회로는 용량면에서 유리하나 수[kW] 정도의 용량에서는 반브리지회로도 적합하며 스위칭 소자의 수를 절반으로 줄일 수 있는 장점이 있다.

본 연구에서는 직류 입력이 400[V]이고 직류 출력이 48[V]로 일정한 직류-직류 변환기로 그림 2와 같은 반브리지회로를 사용한다.

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

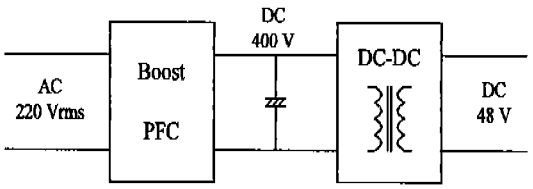

그림 1. 직류전원장치의 2단 구성방식

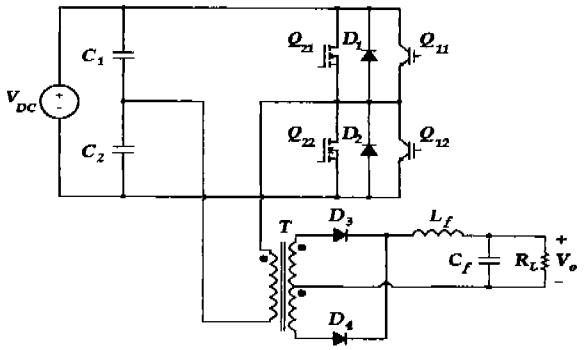

그림 2. IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 이용한 반브리지 직류-직류 변환기

3. 변환기의 손실및 동작 해석

3.1 병렬 스위치에서의 손실

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

IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서는 두 스위칭 소자에 가해지는 게이트 신호의 타이밍이 중요하다. 스위치가 켜질 때는 IGBT Q_1과 MOSFET Q_2를 동시에 턴온시키며, 꺼질 때는 MOSFET이 지연시간 t_d를 두고 IGBT보다 늦게 꺼지도록 한다. 스위치가 켜질 때는 게이트 신호가 동시에 인가되어도 스위칭 속도가 빠른 MOSFET이 먼저 턴온되고 스위치가 꺼질 때는 병렬로 접속된 MOSFET이 여전히 온-상태이므로 IGBT는 영전압에서 스위칭된다.

IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용할 때의 스위칭 손실을 분석하기 위해서, 스위칭시의 전압및 전류 파형을 그림 4(*a*)와 같이 선형화하였다.[5] 그림 4(*a*는 IGBT만을 사용한 경우의 전압 및 전류파형이며 그림 4(b)는 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한 경우의 파형이다. 실제로는 턴온시간이 턴오프시간보다 짧지만 스위칭 과정을 설명하기 위하여 턴온 구간과 턴오프 구간을 확대하여 같은 크기로 나타내었다. 그림에 사용한 기호는 다음과 같다.

V_t : 오프 상태시의 스위칭 소자 양단전압
V_{oni}, V_{onm} : IGBT와 MOSFET의 도통시 전압강하
V_{on} : IGBT와 MOSFET를 병렬로 사용할 때의 도통시 전압강하
I_t : 온 상태시의 스위칭 소자 전체 전류
t_{rii}, t_{rim} : IGBT와 MOSFET의 전류 상승시간
t_{fvi}, t_{fvm} : IGBT와 MOSFET의 전압 하강시간
t_{rvi}, t_{rvm} : IGBT와 MOSFET의 전압 상승시간
t_{fii}, t_{fim} : IGBT와 MOSFET의 전류 하강시간
$t_{i(on)}$, $t_{m(on)}$: IGBT와 MOSFET의 턴온 시간
$t_{i(off)}$, $t_{m(off)}$: IGBT와 MOSFET의 턴오프 시간
t_{on} : IGBT의 주기당 도통 시간
f_s : 스위칭 주파수($=1/T_s$)

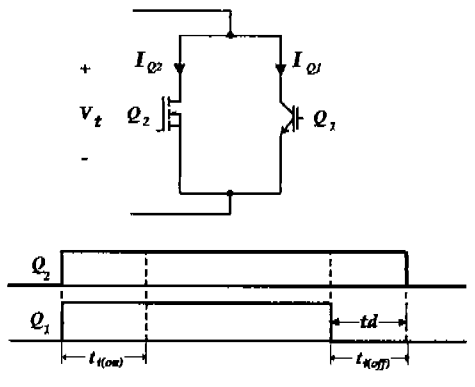

그림 3. IGBT-MOSFET 병렬 스위치

먼저 IGBT만을 사용한 경우와 IGBT-MOSFET을 병렬로 사용한 경우에서의 스위칭 손실및 도통손실에 관한 수식을 유도한 다음에 결과 수식을 비교하여 저감되는 손실에 대한 수식을 구한다.

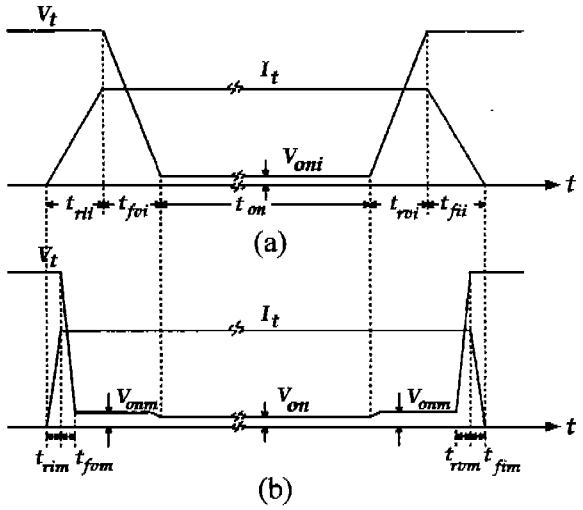

그림 4. 스위칭 소자의 전압및 전류파형
(a) IGBT, (b) IGBT-MOSFET 병렬 스위치

그림 4(*a*)에서 IGBT만을 사용할 경우의 턴온 손실은 $t_{i(on)}=t_{rti}+t_{fvi}$ 이므로 다음과 같다.

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

같은 시간 $t_{i(on)}$ 동안의 IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서 발생하는 손실은

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

이므로 병렬 스위치를 사용함으로서 절감되는 턴온 손실은 다음과 같다.

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

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

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

또한 $t_{i(off)}$ 동안 IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서의 턴오프 손실은

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

이므로 턴오프시의 손실 저감량은 다음과 같다.

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

또한 IGBT와 MOSFET을 병렬로 사용하면 도통손실도 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.

$$\begin{aligned} P_{s(conduction)} &= P_{i(conduction)} - P_{p(conduction)} \\ &= (V_{oni}- V_{on}) I_t t_{on} f_s \end{aligned} \qquad (7)$$

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

$$\begin{aligned} P_s= I_t f_s [(V_t/2- V_{onm}) \{ (t_{i(on)}- t_{m(on)}) \\ +(t_{i(off)}- t_{m(off)}) \} +(V_{oni}- V_{on}) t_{on}] \end{aligned} \qquad (8)$$

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

3.2 변환기의 동작해석

이상에서 설명한 바와 같이 IGBT-MOSFET 병렬 스위치에서 온상태시의 정상전류는 대부분 IGBT를 통해 흐르며 스위칭시에는 MOSFET이 주된 역할을 한다. 그림 2의 회로는 스위칭 소자로 IGBT만 사용한 경우에는 4개의 모드로 동작하지만 본 논문에서는 IGBT와 MOSFET의 게이트 신호가 t_d만큼 차이가 있으므로 6개의 모드로 나누어진다. 그림 5는 이때의 각 부분의 전압, 전류 파형이며 각 모드에서의 동작은 다음과 같다.

모드 1(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 전류의 대부분이 Q_{21}로 흐르고 I_{Q11}은 서서히 증가한다. 결국 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_1에서 Q_{11}이 완전히 도통된 후에는, 전류의 대부분이 도통시 전압강하가 낮은 IGBT로 흐르며 MOSFET에는 IGBT 전류의 수분의 일 정도만 흐른다. 따라서 MOSFET의 연속전류정격은 IGBT의 연속전류정격보다 훨씬 낮아도 된다.

또한 이 모드에서, 전원의 에너지는 변압기를 통해 부하에 전달되며, 인덕터 전류 I_{Lf}는 $(n\cdot V_{DC}/2- V_o)/L$의 기울기로 증가한다.[그림 6(a)]

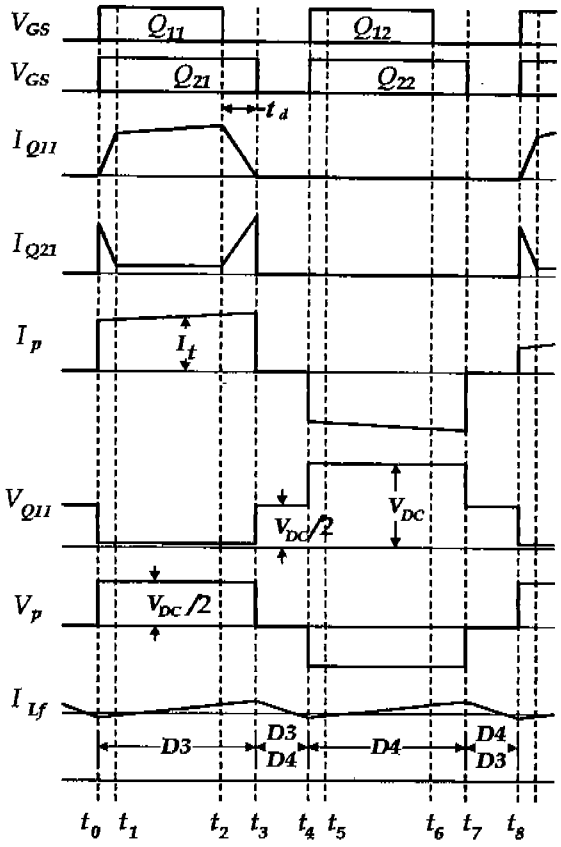

그림 5. 동작파형

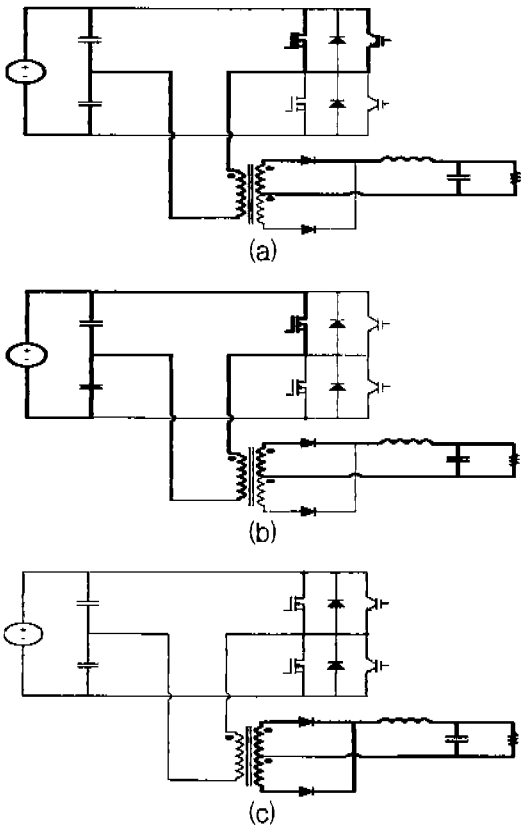

그림 6. 모드 해석을 위한 등가회로

모드 2(t_2 - t_3) : t_2에서 IGBT Q_{11}이 먼저 꺼지게 되며 이에 따라 MOSFET 전류가 증가한다. IGBT가 턴오프되는 동안 MOSFET이 온상태를 유지하므로 ZVS가 이루어진다. 모드 2에서의 2차측 동작은 모드 1과 같다.[그림 6(b)]

모드 3(t_3 - t_4) : t_3에서 MOSFET Q_{21}도 턴오프되어 1차측에는 전류가 흐르지 않으며 2차측 전류는 D_3과 D_4를 통하여 환류한다.

모드 4 ~ 6의 동작은 Q_{11}, Q_{12} 대신에 Q_{12}, Q_{22}가 동작하고 D_3, D_4의 역활이 반대가 되어서 모드 1 ~ 3과 대칭적인 동작을 한다.

4. 손실 분석예

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

IGBT로는 IRGBC30S, MOSFET으로는 IRF842를 선정하였으며 손실 산출에 필요한 데이터는 다음과 같다.

V_t = 200[V]	I_t = 40/3[A]
$t_{i(on)}$ = 35[nsec]	$t_{i(off)}$ = 1500[nsec]
$t_{m(on)}$ = 23[nsec]	$t_{m(off)}$ = 20[nsec]
t_{on} = 18[μsec]	f_s = 25[kHz]
V_{oni} = 1.9[V]	V_{onm} = 44/3[V]
V_{on} = 1.87[V]	

IGBT만을 사용한 경우의 턴온 손실은 식(1)에서

$$P_{i(on)} = V_t I_t t_{i(on)} f_s/2 = 1.17[W]$$

이에 대한 병렬 스위치를 이용한 경우의 턴온 손실은 식(2)에서

$$P_{p(on)} = V_t I_t t_{m(on)} f_s/2 + V_{onm} I_t (t_{i(on)} - t_{m(on)}) f_s = 0.83[W]$$

따라서 저감된 턴온 손실은

$$P_{s(turn-on)} = (V_t/2 - V_{onm}) I_t f_s (t_{i(on)} - t_{m(on)}) = 0.34[W]$$

또한 IGBT만의 턴오프 손실은 식(4)에서

$$P_{i(off)} = V_t I_t t_{i(off)} f_s/2 = 50[W]$$

병렬 스위치를 이용한 경우의 턴오프 손실은

$$P_{p(off)} = V_t I_t t_{m(off)} f_s/2 + V_{onm} I_t (t_{i(off)} - t_{m(off)}) f_s$$
$$= 7.90[W]$$

따라서 저감된 턴오프 손실은

$$P_{s(turn-off)} = (V_t/2 - V_{onm}) I_t f_s (t_{i(off)} - t_{m(off)})$$
$$= 42.10[W]$$

또한

$$P_{i(conduction)} = V_{oni} I_t t_{on} f_s = 11.40[W]$$
$$P_{p(conduction)} = V_{on} I_t t_{on} f_s = 11.22[W]$$

이므로 도통시에 저감된 손실은 다음과 같다.

$$P_{s(conduction)} = P_{i(conduction)} - P_{p(conduction)}$$
$$= 0.18[W]$$

따라서 IGBT만을 사용한 경우의 전체 손실 P_i는 IGBT가 Q_{11}, Q_{12} 두개이므로

$$P_i = 2 \times (P_{i(on)} + P_{i(off)} + P_{i(conduction)})$$
$$= 125.14[W]$$

이며 병렬 스위치를 사용한 경우의 저감량 P_{ps}도 식 (8)의 2배가 된다.

$$P_{ps} = 2 P_s = 85.24[W]$$

병렬 스위치를 사용함으로서 저감되는 손실량 85.24[W]는 변환기 출력의 3.55%에 해당된다. 이상으로 부터 IGBT만을 사용한 경우에 대한 병렬 스위치의 손실 저감량은 다음과 같다.

$$\text{손실저감율}(\%) = \frac{P_{ps}}{P_i} \times 100 = 68.12[\%]$$

5. 시뮬레이션

반브리지 직류-직류 변환기를 해석하기 위하여 시뮬레이션 프로그램인 Saber를 사용하였다. 시뮬레이션에 사용된 스위칭 소자및 조건은 다음과 같다.

입력 직류전압	:	400[V]
스위칭 주파수	:	25[kHz]
출력전압	:	48[V]
평균 출력전류	:	50[A]
IGBT	:	IRGBC30S
MOSFET	:	IRF842
지연시간(t_d)	:	1500[nsec]

그림 7은 회로 각 부분의 전압, 전류 파형을 나타내고 있으며 그림 8은 IGBT Q_{11}의 전압파형및 전류파형과 MOSFET Q_{21}의 전류파형을 나타내고 있다. 그림 8에서 스위칭시에는 MOSFET이 주된 역할을 하고 도통시에는 IGBT가 주된 역활을 함을 알 수 있으며 IGBT가 스위칭시에 영전압 스위칭됨을 알 수 있다.

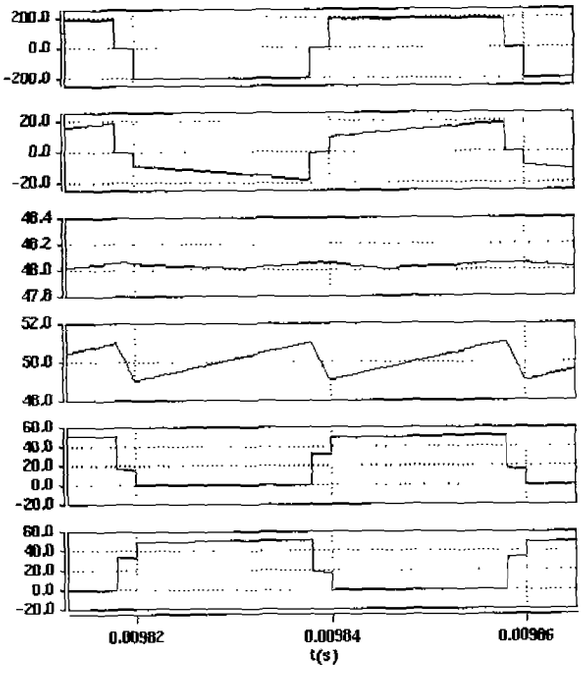

그림 7. 1차측 전압(V_p), 1차측 전류(I_p), 출력전압(V_o), 인덕터 전류(I_{Lf}), D_3의 전류(I_{D3})및 D_4의 전류(I_{D4})

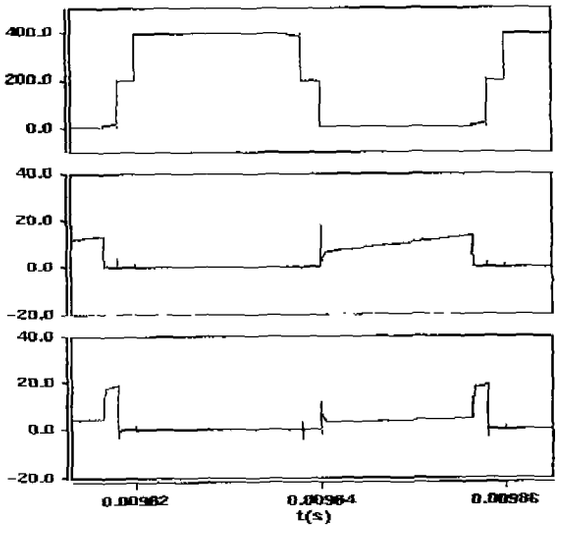

그림 8. 스위칭 소자 Q_{11}의 전압(V_{Q11}), Q_{11}의 전류(I_{Q11})및 Q_{21}의 전류(I_{Q21}) 파형(t_d = 1500ns)

6. 결 론

본 논문에서는 통신용 직류전원장치로 사용하기 위한 48[V], 50[A] 출력의 반브리지 직류-직류 변환기에서 스위칭 소자로 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용하여 고효율화를 달성하였다.

이를 위하여 먼저 IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 사용한 반브리지 직류-직류 변환기를 구성하고 스위칭 손실및 도통 손실에 관한 수식을 도출하였으며 동작을 해석하였다. 또한 실제 사용 가능한 소자를 택하여 손실을 분석하고 시뮬레이션을 통하여 동작을 해석하였다.

주 스위칭 소자인 IGBT에 보조 스위칭 소자인 MOSFET을 병렬로 접속하면 다음과 같은 장점이 있다.

(1) 스위칭시에는 MOSFET이 주된 역활을 하여 병렬 스위치의 스위칭 특성이 향상된다. 또한 MOSFET이 IGBT보다 t_d만큼 지연되어 턴오프됨으로서 IGBT소자의 소프트 스위칭이 이루어진다.

(2) 도통시에는 IGBT가 주된 역활을 하여 IGBT의 낮은 순방향 전압강하 특성을 유지한다.

(3) MOSFET의 빠른 스위칭 특성과 IGBT의 낮은 순방향 전압강하 특성을 이용함으로서 스위칭 손실및 도통손실이 저감되며 3[%] 이상의 효율향상을 기대할 수 있다.

(4) 병렬 스위치의 스위칭 특성이 향상됨에 따라 대전력 정격의 IGBT를 적극 활용할 수 있다. 이때 MOSFET의 연속전류정격은 IGBT의 연속전류정격보다 낮아도 된다.

본 연구는 에너지자원기술개발지원센터가 지원한 에너지기술개발 연구결과의 일부임.

참고문헌

[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.