

용접전원의 고주파화를 위한 전력용 반도체소자의 스너버회로 설계 및 병렬접속

김 태 진

Snubber Design and Device Parallel Operation for High Frequency Welding Machine

Tae-jin, Kim

1. 서 론

전력용반도체소자는 SCR을 필두로 자기소호용 소자 GTO와 고주파 스위칭용 소자 IGBT등이 1970년대 이후 급격하게 이용되면서부터 산업용 전력변환장치의 대용량 고주파화가 시작되었다. 통상 가칭주파수 범위인 17kHz이상인 20-30kHz대내외의 산업용전원장치가 주로 설계되었다. 그러나, 아크용접전원장치에 있어서는 아크용접이행 및 아크현상의 고찰 및 상태분석을 위해서 100kHz 대역까지 전원의 고주파화가 시도되고 있다. 고주파화를 위한 기술적인 문제로는 고주파용 전력용반도체의 소자개발, 고주파에서의 내전압을 위한 스너버회로 설계문제, 스위칭 손실문제, 소자의 직병렬운전 및 변압기 선정 및 설계문제, 고주파 변압기의 편여자 문제, 디지털 제어기 설계문제 등이 있다. 본 연구에서는 반도체소자의 스너버회로 설계 및 소자의 병렬 운전문제에 대하여 기술하고자 한다.

전력제어용 반도체소자의 최근 동향은 대전력, 즉 고전압·대전류화되고, 스위칭 주파수의 고주파화, 복합회로화, 구동이 쉽고, 사용이 용의하도록 발달하고 있다.

더욱이, 스위칭속도의 고주파화는 전력제어장치를 무소음화, 저리플화, 정밀화, 소형화로 급속히 발달하게 하여 주고 있다. 그림 1은 최근 전력용반도체소자의 최근 기술동향이다. 특히 IGBT소자의 사용범위가 점차 넓어지고 있어 기존의 bipolar Transistor 및 GTO, MOSFET의 영역까지 넓혀가고 있는 실정이다. 또한 소자의 구동을 쉽게 하기 위하여 전압제어형소자나, 하이브리드 타입의 베이스, 게이트 구동소자가 보편화되어 있다.

표 1은 전력제어용 분야에서 새로운 소자로 개발되고 있는 디바이스는 근래 가장 많이 쓰이고 있는 SCR, GTO, Bipolar transistor, IGBT, MOSFET 등의 디바이스들에 대해서 그 특성을 상호 비교해 본다.

표 1 고속 스위칭용 전력용 반도체 소자의 비교표

소자	전압(V)	전류(A)	toff(us)	Pmax (kVA)	주파수범위 (kHz)
MOSFET	500	140	0.01-0.5	10	5-300
BJT	1200	800	15-25	500	0.5-5
IGBT	3300	1200	1-4	2000	2-50
GTO	4500	4000	10-25	5000	0.2-1
IGCT	5400	1000	5	3000	10

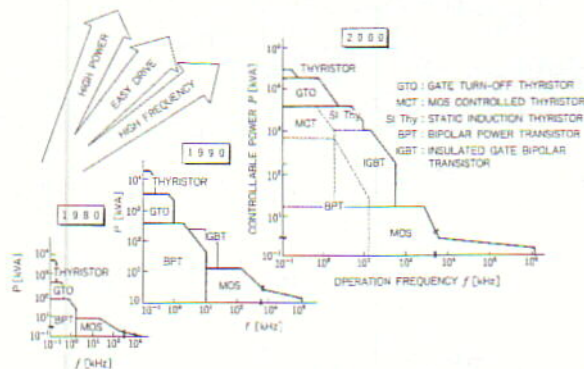


그림 1 전력용반도체소자의 최근 동향

2 전력용 반도체 소자의 스너버(Snubber)회로

전원장치의 고주파화는 스위칭 주파수의 증가를 의미하며 스위칭시의 과도한 전압 및 전류발생을 최대한 억제해야 한다. 스너버회로는 과도한 switching surge 전압의 발생을 절제하고, 전력용반도체소자의 과전압에 의한 소자파괴를 방지하는 것이다. 다음은 IGBT의 스너버 회로의 설계방법을 나타낸다.

2.1 스너버 surge 전압의 발생요인

그림 2은 chopper의 간단한 예이고, 그림 3는 IGBT 이 Turn-off할 때의 동작파형을 나타낸다. Switching surge 전압은 IGBT가 Turn-off할 때의 주회로 전류의 급격한 변화에 의해 주회로의 부유 inductance에 높은 전압이 유기되는 것에 의해 발생한다. Switching surge 전압의 첨두치(V_{CESP})는 다음의 식에서 구할 수 있다.

여기서 di_c / dt : turn-off시의 collector전류변화률의 최대치이다. 이 전압이 IGBT의collector-emitter 간 내압 V_{CES} 을 초과하면 소자파괴에까지 이른다. sunbber회로는 switching surge 전압을 IGBT의 내압 이하로 얻을 목적으로 사용하는 것이다.

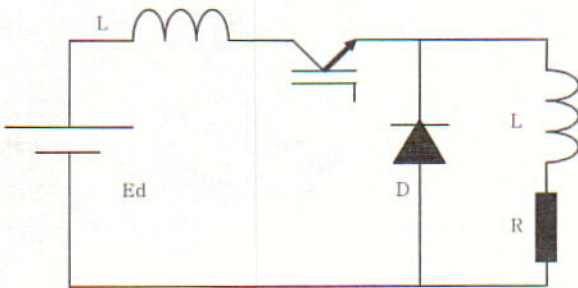
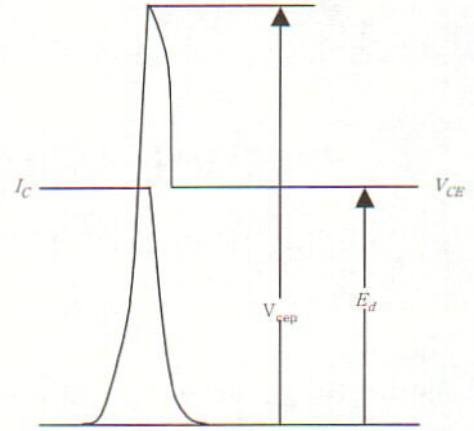


그림 2 chopper의 간단한 예



단, I_c : MBT의 collector 電流
 V_{CE} : MBT의 collector-emitter 間 電流

그림 3 Turn-off시 동작파형 예

2.2 기본적인 스너버회로의 종류와 특징

표 2은 대표적인 스너버회로 방식이며 각 스너버회로의 특징을 기술하면 다음과 같다.

1) RC 스너버 회로 : 회로구성이 가장 간단하고, turn-off 시의 collector-emitter간 전압상승률을 억제하는 효과도 있지만 대용량의 IGBT에 적용하기에는 sunbber저항을 적은 값으로 하지 않으면 안 되고, 그 결과 turn-on시의 IGBT전류부담이 커진다. 그러므로,

표 2 대표적인 스너버 회로의 동작 특징

	RC 스너버	충방전형 RCD 스너버	방전저지형 RCD 스너버
접속도			
Turn-off 시의 동작 파형			
Turn-off 시의 동작 궤적			

수A 이하의 소용량의 IGBT에 적용할 수 있다.

2) 충방전형 RCD 스너버회로 : 회로구성이 복잡하게 되지만, 앞서 설명한 RC 스너버 와는 틀려 스너버 diode 가 추가되어 있는 것에 의해 스너버저항의 값을 비교적 크게 할 수 있고, turn-on시의 IGBT의 전류부담이 적어지면서 collector-emitter간 전압상승률의 억제효과를 가지게 된다.

그러나, 충방전형 RCD 스너버회로는 방전저지형 RCD 스너버회로에 비교해서 스너버 회로에서의 스위칭손실(주로 스너버저항에서 발생한다)이 비교적 크다. 충방전형 RCD 스너버 회로의 발생손실(주로 스너버저항에서 발생한다)은 식(1)에서 구할 수 있다.

$$P_{RS} = \frac{L \cdot I_o^2 \cdot f}{2} + \frac{C_S \cdot E_d^2 \cdot f}{2} \quad (1)$$

- 여기서, L : 주회로의 부유 inductance
- I_o : IGBT의 turn-off시 collector 전류
- C_S : 스너버 condenser 용량
- E_d : 직류전원전압
- f : switching 주파수 이다

3) 방전방지형 RCD 스너버회로 : 대용량 IGBT의 고주파 switching용 스너버회로로서 가장 합리적인 것이고, 스너버회로에서의 발생손실이 적은 특징을 가진다. Turn-off시의 collector-emitter 간 전압상승률

의 억제효과는 가지지 않는다. 방전저지형 RCD 스너버 회로에서의 발생손실은 식(2)에서 구할 수 있다.

$$P_{RS} = \frac{L \cdot I_o^2 \cdot f}{2} \quad (2)$$

2.3 스너버 회로 설계

IGBT의 스너버회로중 방전저지형 RCD 스너버회로의 기본적인 설계방법은 다음과 같다.

1) 스너버회로의 적용여부 : 그림 4에 방전방지형 RCD 스너버회로를 적용한 경우의 turn-off 시의 동작 궤적을 나타낸다. 방전저지형 RCD 스너버회로는 IGBT의 collector-emitter간 전압이 직류전원전압을 넘어서 동작하고, 그 이상적인 동작궤적은 점선으로 나타내었다. 그러나 실제의 장치에 있어서는 스너버회로의 배선 inductance나 스너버 diode과도 순전압강하의 영향에 의해 실선에서 나타난 것과 같은 오른쪽 위와 같이 불룩해진 것으로 된다. 이 부분이 표 2에 나타난 turn-off 시의 spike전압에 상당한다.

방전저지형 RCD 스너버 회로의 적용여부는 이 spike전압이 IGBT의 collector-emitter간 전압 이하로 조절할 수 있는가 없는가로 결정된다. Spike 전압은 식(3)으로 구할 수 있다.

$$V_{CESP} = E_d + V_{FM} + L_s \cdot di_c/dt \quad (3)$$

E_d : 직류전원전압

표 3 스너버 회로의 적용사례

접속도			
적용 대상	소용량의 IGBT (-50A)	중용량의 IGBT (-200A)	대용량의 IGBT (-300A)
주의 사항	주회로 인덕터와 스너버, 콘덴서에 의한 LC 공진회로에 의한 전압이 진동하기 쉽다.	스너버 다이오드의 선정을 잘못하면 높은 스파이크 전압이 발생하기도하고 스너버 다이오드의 역회복시에 전압이 진동한다	스너버 다이오드의 선정을 잘못하면 높은 스파이크 전압이 발생하기도하고 역회복시 전압이 발생하기도 한다.

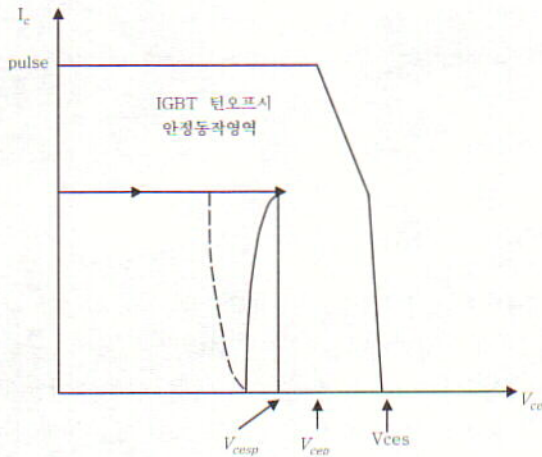


그림 4 Turn-off시의 동작궤적

- V_{FM} : 스너버 diode 의 과도순전압강하
- L_s : 스너버 회로의 inductance
- di_c / dt : IGBT 의 turn-off 시의 collector 전류 변화율의 최대치이다

2) 스너버 condenser, C_s 의 계산 : 스너버 condenser 의 용량은 식(4)와 같이 구할 수 있다.

$$C_s = \frac{L \cdot I_o^2}{(V - E)^2} \tag{4}$$

- 여기서, L : 주회로의 부유 inductance
- I_o : IGBT의 turn-off시 collector 전류
- V_{CEP} : 스너버 condenser 전압의 최약도달
- E_d : 직류전원전압

이다. V_{CEP} 는 IGBT의 turn-off시의 collector-emitter 간 내압(I_o 에 따라 달라지기 때문에 주의) 이하로 억제 할 필요가 있다.

3) 스너버 저항, R_s 의 계산 : 스너버 저항에 요구되는 기능은 IGBT가 다음의 turn-off동작을 행하기까지에 스너버 condenser 의 축적전하를 방전하는 것이다. 다음에 turn-off 동작까지에 축적전하의 90%를 방전하는 조건에서 스너버 저항을 구하면 식(5)으로 된다.

$$R_s \geq \frac{1}{2 \cdot 3 \cdot C_s \cdot f} \tag{5}$$

여기서, f : switching 주파수
 이다. 스너버 저항치를 너무 낮은 값으로 하면 스너버 회로전류가 진동하여, IGBT의 turn-on시의 collector

전류 침투치도 늘어나기 때문에 식 5를 만족하는 범위에서 극히 높은 값으로 하는 편이 좋다.

4) 스너버 diode 의 선정 및 배선상의 주의사항 : 앞에서 설명한 것과 같이 스너버 diode의 과도순전압강하는 turn-off시의 spike전압 발생의 요인의 하나로 된다. 또, 스너버 diode의 역회복시간이 길면, 고주파 switching 동작시에는 스너버diode의 발생손실이 크게 된다. 게다가, 스너버diode의 영회복이 hard이면 스너버diode의 역회복동작시에 IGBT의 collector-emitter 간 전압이 급격히 크게진동한다. 따라서 스너버 diode에는 과도순전압이 낮고, 역회복시간이 짧고, 역회복이 soft한 것을 사용할 필요가 있다. 또, 스너버 회로의 배선에 의한 inductance도 spike전압 발생의 요인의 하나로 되기 때문에 회로부품의 배치를 포함해서 inductance 저감을 위한 궁리를 할 필요가 있다.

3. 전력용 반도체소자의 병렬접속

전원장치의 고주파화에 주로 이용되는 소자는 전압구동형이 IGBT와 MOSFET이다. 이 중에서 IGBT소자는 rising time과 falling time에 필요한 최소 시간으로 인하여 최고 50kHz이상의 스위칭이 불가능하지만 상대적으로 대용량에 사용이 확대되고 있다. IGBT보다 비교적 저전력용인 MOSFET의 경우는 rising time과 falling time이 수ns급level로 수백kHz의 고주파 스위칭이 가능하다. 하지만 MOSFET의 경우는 전류내량이 수십A급으로 대용량화를 위하여 소자의 병렬운전이 불가피하다. 이러한 반도체소자의 병렬운전시에는 다음과 같은 설계고려사항들이 있다.

3.1 전류분담의 방해요인

1) On 상태에서의 전류 불평형의 요인 : IGBT는 bipolar transistor와 달리 전압구동형소자이기 때문에 gate emitter간 특성은 전류분담에 영향을 주지 않는다. On상태에서의 전류불평형의 요인으로는 다음과 같다.

$V_{CE(sat)}$ 의 불균일에 의한 전류불평형의 발생은 그림 5에서 보는 바와 같이 병렬접속하는 반도체소자의 출력 특성의 차에 의해 전류불평형이 발생한다. 그림 5에서 Q_1 의 출력특성은 식(6)과 같다.

$$V_{CE} Q_1 = V_{ol} + r_{c1} I_{C1} \tag{6}$$

여기서

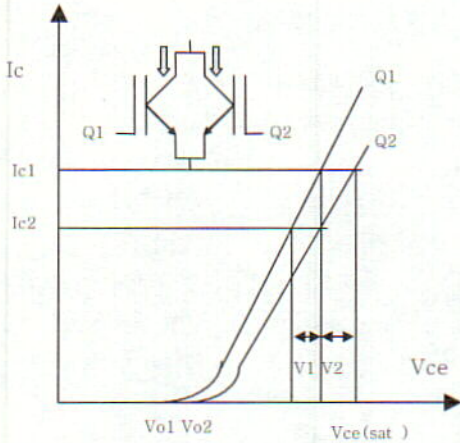


그림 5 VCE(sat)의 불균일

- a. V_{CE(sat)}의 불균일
- b. 주회로 배선저항의 불균일

$$r_1 = \frac{V_1}{I_{C1} - I_{C2}} \quad (7)$$

Q₁의 출력특성은 식(8)과 같다.

$$V_{CE} Q_2 = V_{e2} + r_2 I_{C2} \quad (8)$$

여기서

$$r_2 = \frac{V_2}{I_{C1} - I_{C2}} \quad (9)$$

Q₁, Q₂를 병렬접속한 회로에 I_{Ctotal}의 collector전류를 흘린 경우의 각 반도체소자의 collector전류는 식(10)와 같다.

$$I_{C1} = \frac{V_{e2} + V_{e2} + r_2 I_{Ctotal}}{r_1 + r_2} \quad (10)$$

$$I_{C2} = \frac{V_{o1} - V_{e2} + r_1 I_{Ctotal}}{r_1 + r_2} \quad (11)$$

전류의 불균형은 다음의 조합의 경우에 가장 나빠질 수 있다.

- Q₁ : V_{o1} 및 r₁이 가장 작은 소자
- Q₂ : V_{o2} 및 r₂이 가장 큰 소자

현실적으로 직류정격의 collector전류에서의 V_{CE(sat)}의 불균일이 적은 소자를 조합하면 양호한 전류분담을 얻을 수 있다. 그림 6에서 보는 바와 같이 주회로 배선저항의 불균일에 의한 전류불균의 발생할 수 있다.

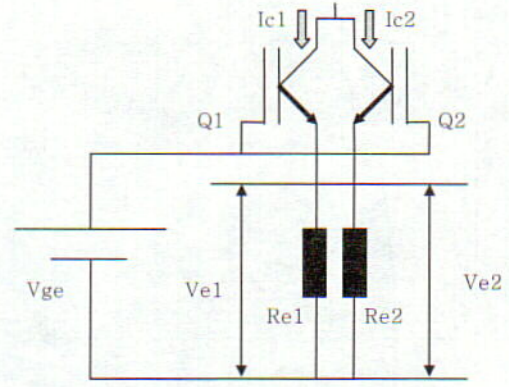


그림 6 주회로 배선저항의 영향

Collector측의 저항에 비교해서 emitter측의 저항쪽이 전류분담에 주는 영향이 크기 때문에 그림 6에서는 collector측의 저항은 생략한다. emitter저항의 영향이 큰 이유는 그림 7에 나타난 바와 같이 반도체소자의 출력특성이 V_{CE}에 의해 변화하기 때문이다. 그림 6에 있어서 RE1 >> RE2로 하면, Q₂에 비교해서 Q₁의 gate-emitter간 전압이 낮게 되고 이결과 Q₁보다 Q₂의 collector전류가 적게 된다. 그러나 V_{CE}에 의한 출력특성의 변화는 bipolar transistor와 비교하면 극히 적기 때문에 bipolar transistor만큼의 주의는 요구되지 않는다.

2) Turn-on, turn-off시의 전류 불균형의 요인 : Turn-on시, turn-off시의 전류 불균형의 요인은 다음과 같다.

- a. Turn-on, turn-off시간의 불균일
- b. 주회로 배선, inductuce의 불균일

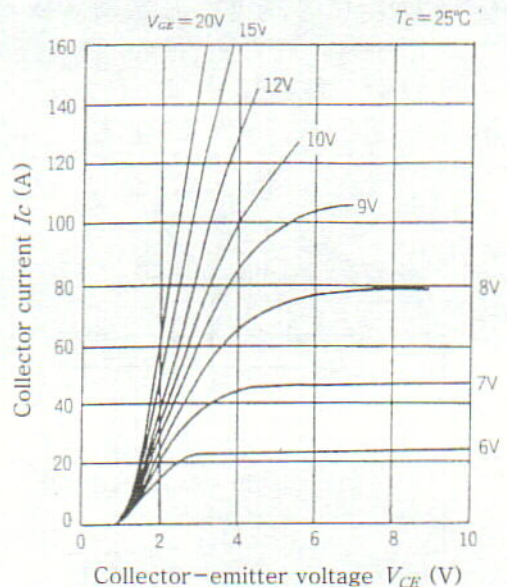


그림 7 IGBT의 출력특성

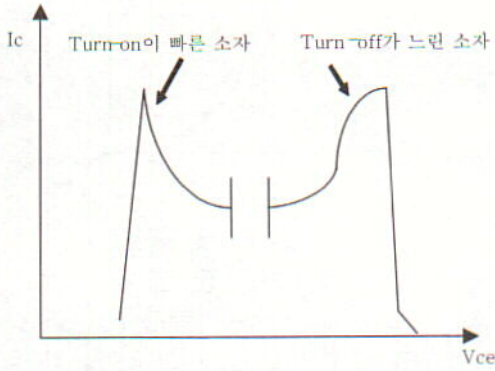


그림 8 스위칭 시간의 불균일에 의한 전류 불평형

Turn-on 시간이 다른 소자를 조합하면, turn-on시간이 짧은 소자에 전류가 집중한다. Turn-off시간이 다른 소자를 조합하면 turn-off시간이 긴 소자에 전류가 집중한다.

MOSFET의 경우 turn-on시간보다도 turn-off 시간의 불균일폭이 크기 때문에 turn-off시간의 불균일 폭을 관리할 필요가 있다. turn-off시간과 $V_{CE(sat)}$ 의 사이에는 일정관계가 있으므로 $V_{CE(sat)}$ 를 대표하여 관리할 수 있다.

또 주회로 배선 Inductance의 불균일에 의한 전류 불평형 발생은 그림 9와 같다.

전술한 바와 같이 emitter측의 inductance는 전류 분담에 영향이 크기 때문에 collector측의 inductance는 생략하고 있다. 반도체 소자의 turn-on시 및 turn-off시에는 collector전류가 급격하게 변화하지만 이것에 의해 emitter측의 inductance에 전압이 발생한다. Emitter측의 inductance에 발생하는 전압의 극성은 turn-on 및 turn-off 동작을 방해하는 방향이 된다. MOSFET는 turn-on 및 turn-off와 함께 빠르기 때문에 emitter측의 배선은 inductance의 저감을 목적으로 해서 극히 짧게 되도록 또, 각 반도체 소자의 inductance가 균등하게 되도록 공리할 필요가 있다.

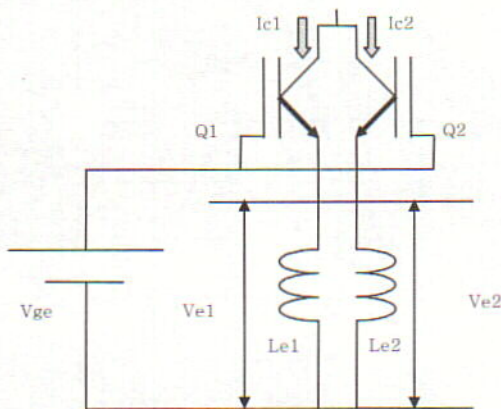


그림 9 주회로 배선 Inductance의 불균일

3.2 병렬접속 방법

이상에서 설명한 바와 같이 각 소자의 전류분담에 영향을 주는 소자특성 항목으로서, $V_{CE(sat)}$, turn-on 시간, turn-off 시간이 각각 있지만 각 특성간에 일정 상관관계가 있으므로 $V_{CE(sat)}$ 에서 대표하여 관리가 가능하다. 또, 반도체소자의 병렬접속시에 동작이 양호한지 아닌지는 주회로의 배선구조여하에 따른다. 병렬접속시의 이상적인 배선은 균등하고 가장 최단거리 배선이지만 대량생산측면에서 완벽하게 만족시키기는 곤란하므로 다음과 같은 조건을 따른다.

1. 병렬접속하는 반도체 소자거리 최대한 서로 가깝게 배치한다.(배선 inductance저감 및 반도체 소자의 온도 balance)
2. 반도체 소자간의 배선은 부스바를 이용하여 도체의 표면적을 넓힌다.
3. 병렬접속된 반도체소자의 가운데에 collector 및 emitter단자를 연결한다.
4. Gate 직렬저항은 반도체 소자에 삽입한다. (turn-on, turn-off 시간의 불균일방지)

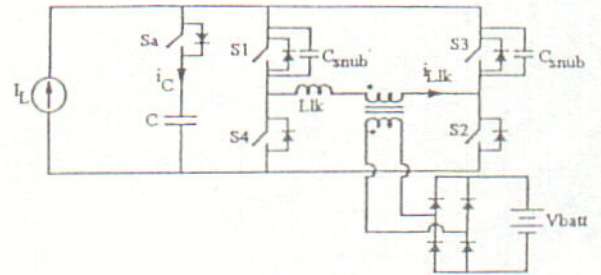


그림 10 액티브 클램프 소프트 스위칭 방식의 풀브리지 부스터 컨버터

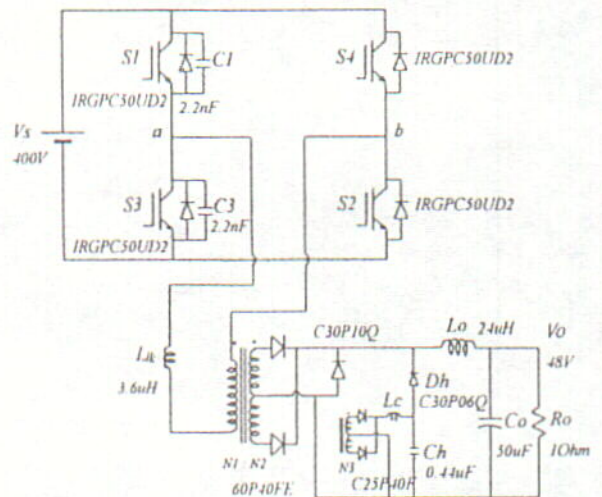


그림 11 영전압 영전류 스위칭 방식의 풀브리지 PWM 컨버터

4. 결 론

전력용반도체소자가 발달에 따라 스위칭 주파수의 고주파화가 이루어질 수 있었다. 기존의 IGBT를 이용한 20kHz대역의 스위칭주파수를 가지는 인버터 방식 전력변환장치는 아크용접전원기술에서 MOSFET의 병렬접속방식으로 기존 MOSFET의 소용량 한계를 극복하면서 100kHz대역까지 끌어올리는 시도가 계속 되고 있다. 여기에 적합한 스너버회로 및 병렬운전을 위한 고려사항들을 살펴보았다. 하지만 이러한 방식 모두 방

전저항을 통한 충방전 타입이므로 스위칭시의 손실이 발생되고 고주파화함에 따라서 그 비중은 더욱 커지고 있다. 또, 최근에는 스너버저항을 없애는 방식으로, 스위칭시 발생하는 충방전 전압을 전원측으로 회생하는 회생모드를 자기는 무손실 스너버회로 채용하거나 기존의 하드스위칭 방식대신 turn-on 혹은 turn-off 시스템의 전압 혹은 전류가 0이 되는 그림 10, 11와 같은 영전압 영전류(ZVS/ZCV : Zero Voltage Switching / Zero Voltage Switching)방식의 전력변환 주회로가 많이 개발 되고 있는 추세이다.



- 김태진 (金泰鎭)
- 1968년
- 한국전기연구원 전력전자연구그룹
- AC/DC, DC/DC 전력변환
- e-mail : tjkim@keri.re.kr