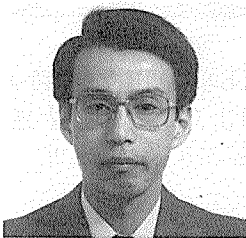


# IGBT MODULE의 바른 사용방법

♣ 본고는 미쓰비시전기에서 지난 3月 2日 개최한 'IGBT의 설계에 있어서의 이론과 실제'라는 세미나 자료를 제공해 준 것으로 관련업계의 참고 자료로 게재하는 것임.(편집자주)



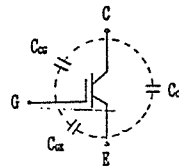
미쓰비시전기(주)  
由 宇 義 珍

## 1. IGBT MODULE의 特性

IGBT MODULE을 바르게 사용하기 위해서는 그 特性을 잘 알아야 한다.

그 중요한 特性을 몇가지 나열해 보면

1) IGBT는 電壓驅動형 素子



$$C_{iss} = C_{cr} + C_{cs}$$

$$C_{oss} = C_{ce} + C_{cs}$$

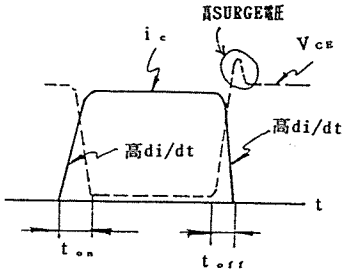
$$C_{res} = C_{cc}$$

IGBT는 電壓驅動用 소자이나 위의 그림과 같이 각

단자간에 용량을 가지고 있기 때문에 turn-on 또는 turn-off 시키기에는 입력용량(cies)에 充放電電流가 필요하다.

2) IGBT는 고속 SWITCHING 素子

IGBT는 高電壓, 大電流를 高速으로 SWITCHING동작시키기 때문에 turn-on時 및 turn-off時 상당히 높은 di/dt가 되고 높은 SURGE 電壓을 發生시킨다.



3) GATE는 絶緣 構造

IGBT는 절연 GATE를 갖고 있으므로 靜電對策이 필요하다. GATE OPEN으로 콜렉터·에미터간에 전압을 印加해서는 안된다.

게이트·에미터간에 과대한 전압(±20V以上)을 주어서는 안된다.

2. INVERTER 容量과 IGBT MODULE의 選定法

(1) 전압정격을 정하는 방법

素子の 전압정격은 商用電源(入力 AC LINE 전압) 電壓에 의해 정해진다.

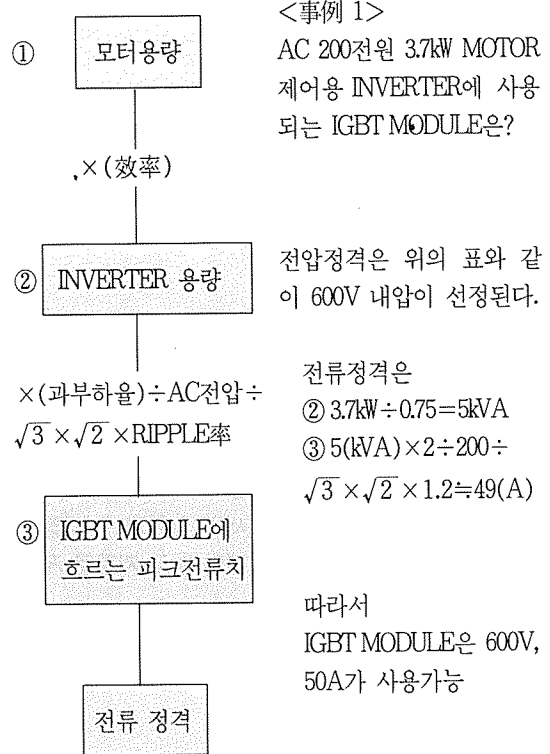
$$\text{素子定格電壓} = \text{入力AC電壓} \times \sqrt{2} + \text{回生電壓증가분} + \text{Surge電壓}$$

일반적으로 入力 AC전압과 소자정격전압과의 관계는 아래와 같다.

	입력 AC전압(V)		
	180~220	380~440	480~575
소자전압정격(V)	600	1000~1200	1400

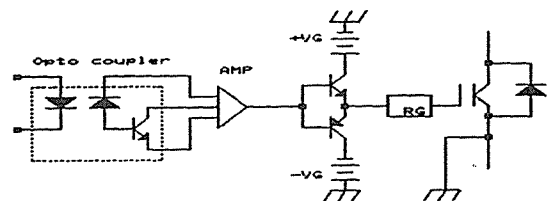
2) 전류정격의 정하는 방법

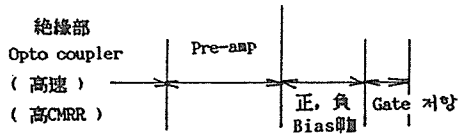
소자의 전류 정격은 INVERTER 용량으로 부터 최대전류를 산출해 그 값으로 정해진다.



3. GATE 驅動回路의 設計

IGBT MODULE의 GATE 驅動回路 設計에 있어 요점은 GATE 전압, GATE 저항 및 배선이다. GATE 回路의 기본형을 도표를 통해 보면





(要點)

① IGBT의 短絡耐量과 전력損失과의 Trade off에 의해 GATE 전압은  $+V_G=15V \pm 10\%$ ,  $-V_G=5 \sim 10V$ 로 選定

② 입력 GATE 용량은 IGBT의 전류정격에 비례하기 때문에 대용량 IGBT에는 충방전 전류의 피크치는 수 A이 필요하게 된다.

③ RG는 Surge전압( $\propto di/dt$ )와 스위칭 損失과의 Trade off으로 최적치를 고른다. RG는  $V_{CE(sat)}$ 에 전혀 영향이 없다.

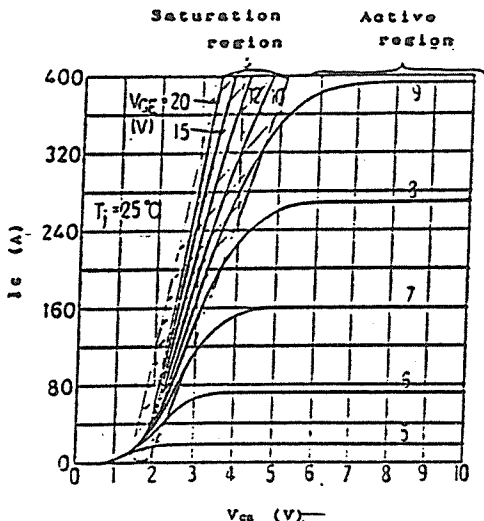
④ Opto coupler는 높은 CMRR(高  $dv/dt$  耐量)의 것을 사용해야 한다. 또 1, 2차간 패턴 배선에 의한 浮遊容量을 없앤다.

⑤ GATE 回路의 閉回路 면적은 誘導 노이즈를 받지 않도록 될 수 있는 한 작게한다.

(1) GATE 電壓

① 정 GATE 전압( $+V_G$ )

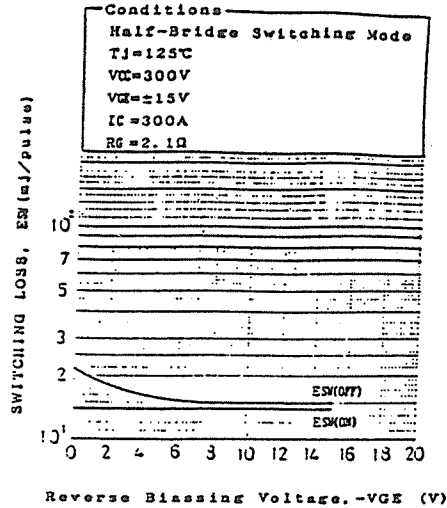
正 GATE전압은 아래그림의 출력특성 커브에 나타난 것 같이 포화 전압에 영향을 준다.  $V_G$ 가 높으면  $V_{CE(sat)}$ 는 낮게 되지만 단락보호를 쉽게 하기 위해서는  $+15V \pm 10\%$ 가 최적치이다.



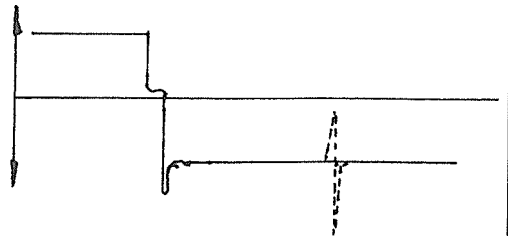
② 負 GATE전압( $-V_G$ )

GATE 전압은 각 특성에의 영향도는 比較的 적다.

아래그림과 같이 스위칭 損失과  $-V_{GE}$ 와의 관계 DATA를 나타냄. 이 DATA에서  $-V_{GE} \geq 5V$ 로 되면  $E_{sw(off)}$ 는 변치않으므로 최소한  $-V_{GE}=5V$ 를 생각하는 것이 좋다.



한편, GATE에는 Surge 電壓이 중첩되므로 너무 큰 負 GATE 電壓을 印加하면  $-V_{GE}$ 의 耐壓을 초과할 수 있으므로  $-V_{GE}$ 의 最適値는  $5 \sim 10V$ 를 생각하면 된다.



(2) GATE 저항( $R_G$ )

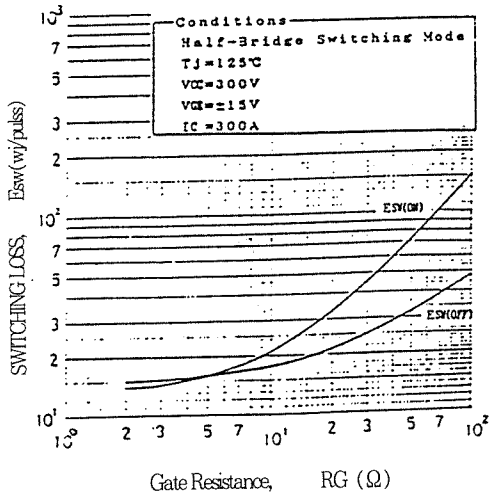
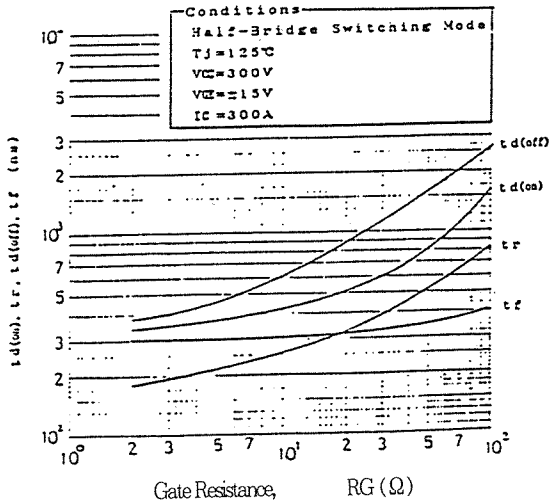
IGBT MODULE의 GATE 驅動회로 설계에 있어 가장 중요한 변수의 하나는 GATE 저항이다. RG는 下圖에 나타나 듯이 Switching 시간과 Switching 損失에 커다란 영향을 준다.

결국  $R_G$ 가 작을수록 Switching 시간은 짧게 되고 Switching 損失은 낮게 된다. 한편  $R_G$ 가 적게되면  $t_r$ 과  $t_f$ 가 빠르게 되므로 Switching 때의  $di/dt$ 가 높게 되고 Surge전압이 높게 된다. 따라서  $R_G$ 는 Switching 損失과 Surge 電壓으로부터 최적치를 선정할 필요가 있고 이 値는 사용자(사용조건)에 따라 다르다.

當社의 IGBT MODULE은 RG의 표준치를 提示하고

# 技術動向

있고 이 표준치에서 10배의 범위로 선정하면 좋다.  
 $\pm V_G$  및  $R_G$ 가 결정되면 驅動회로의 GATE전압 Peak  
 值( $I_C$  peak) 및 필요한 驅動전력은 아래에 있는 표와  
 같이 계산된다.



外部에 붙은 GATE 抵抗의 標準값 · 下限값  
 <H Series>

結線	刑名	外部에 붙은 抵抗값( $\Omega$ )	
		標準값	下限값
H	CM300HA-12H	2.1	0
	CM400HA-12H	1.6	0
	CM600HA-12H	1	0
	CM200HA-24H	1.6	0
	CM300HA-24H	1	0
	CM400HA-24H	0.78	0
	CM600HA-24H	0.52	0
D	CM50DY-12H	13	1.9
	CM75DY-12H	8.3	2.8
	CM100DY-12H	6.3	2.1
	CM150DY-12H	4.2	0
	CM200DY-12H	3.1	0
	CM300DY-12H	2.1	0
	CM400DY-12H	1.6	0
	CM50DY-24H	6.3	2.1
	CM75DY-24H	4.2	0
	CM100DY-24H	3.1	0
	CM150DY-24H	2.1	0
	CM200DY-24H	1.6	0
	CM300DY-24H	1	0
	T	CM15TF-12H	42
CM20TF-12H		31	10
CM30TF-12H		21	7
CM50TF-12H		13	1.9
CM75TF-12H		8.3	2.8
CM100TF-12H		6.3	2.1
CM150TF-12H		4.2	0
CM150TF-24H		21	7
CM20TF-24H		16	
CM30TF-24H		10	0.86
CM50TF-24H		6.3	2.1
CM75TF-24H	4.2		
CM100TF-24H	3.1	0	

## 驅動 電流

- ① 平均 電流(驅動 回路에 의한 消費分은 除外)  
 平均 驅動 電流(TYP) =  $1.3 \times Q_G \times f_c$   
 $Q_G$ : 전 GATE 전하( $V_{G1} = 0 \rightarrow 15\text{V}$ )

$f_c$ : SWITCHING 캐리어 주파수

주) IGBT  $V_{CE}=0$ 일 때는  $Q_G$ 가 통상 동작시의 약 15% UP이 됩니다.

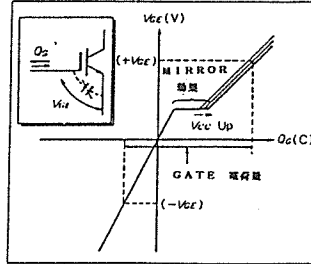
② PEAK 出力 電流

$I_G$  peak =

$$\frac{(+V_{GE}) - (-V_{GE})}{(\text{외부 } R_G) + (\text{MODULE내부 발진 정지 } R_G)}$$

주) 실제로는 구동 회로의 지연과 구동선의 INDUCTANCE 등에 의한  $I_G$  개시 지연에 의해 계산치의 60~80%로 됩니다.

壓動 電力



平均 DRIVE電力

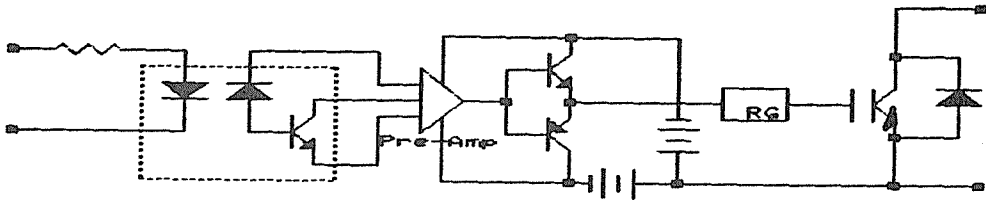
$$= \frac{1}{T} \int V \cdot i dt$$

$$= \frac{(+V_{CE}) \cdot \frac{1}{T} \int i dt + (-V_{CE}) \cdot \frac{1}{T} \int i dt}{\text{TURN ON TURN OFF}}$$

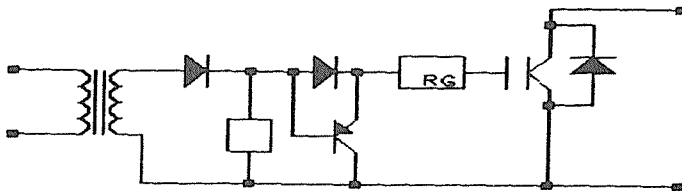
$$= \frac{(+V_{CE}) \cdot Q_G \cdot f_c + (-V_{CE}) \cdot Q_G \cdot f_c}{= ((+V_{CE}) + (-V_{CE})) Q_G \cdot f_c}$$

(3) 기본 GATE 驅動 回路

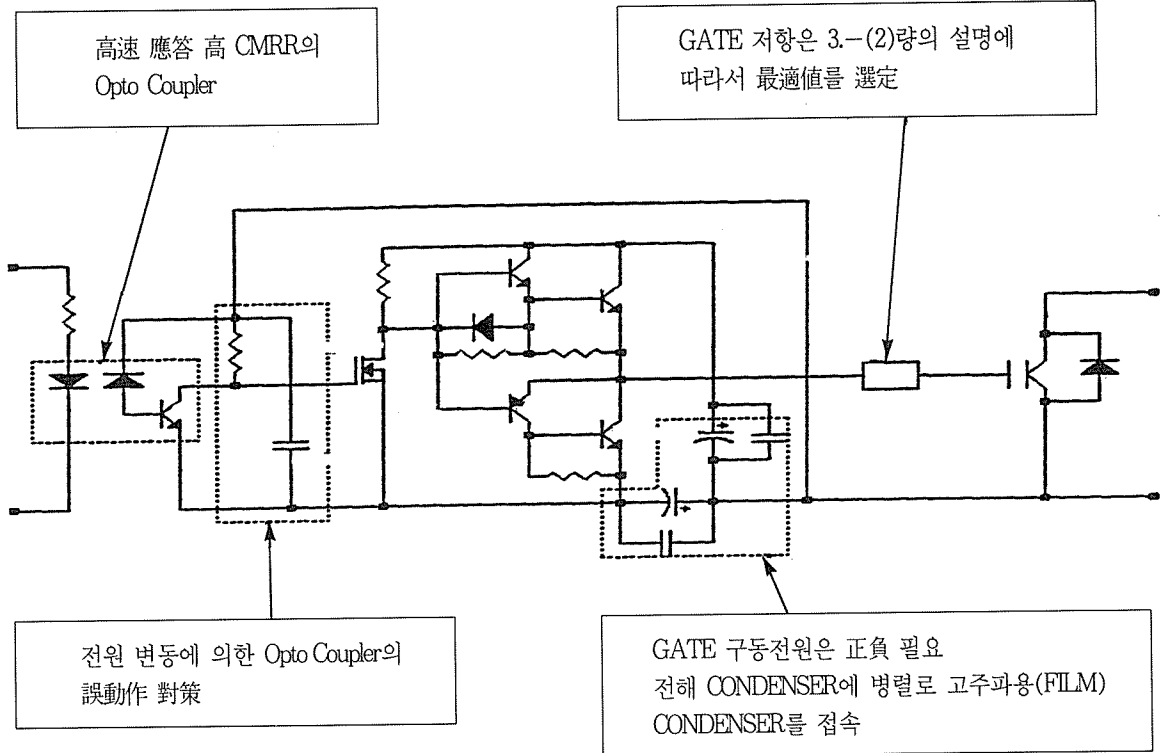
① Opto Coupler 사용의 GATE 驅動 回路



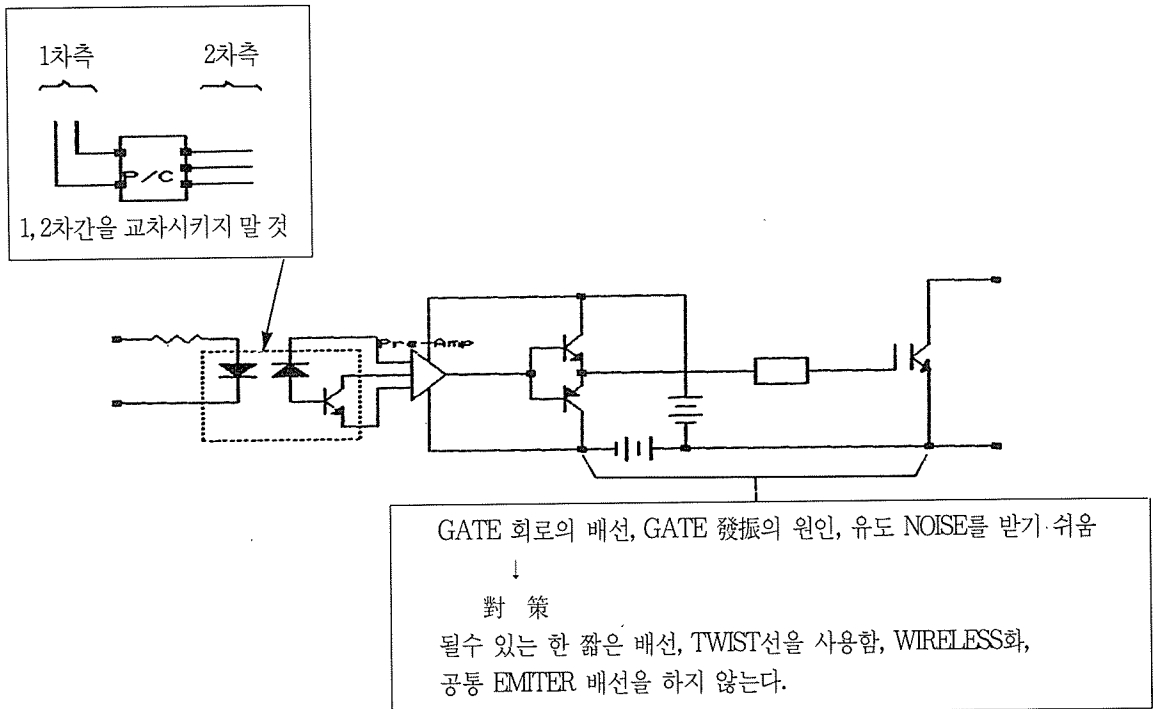
② Pulse transformer 使用의 GATE 驅動 回路



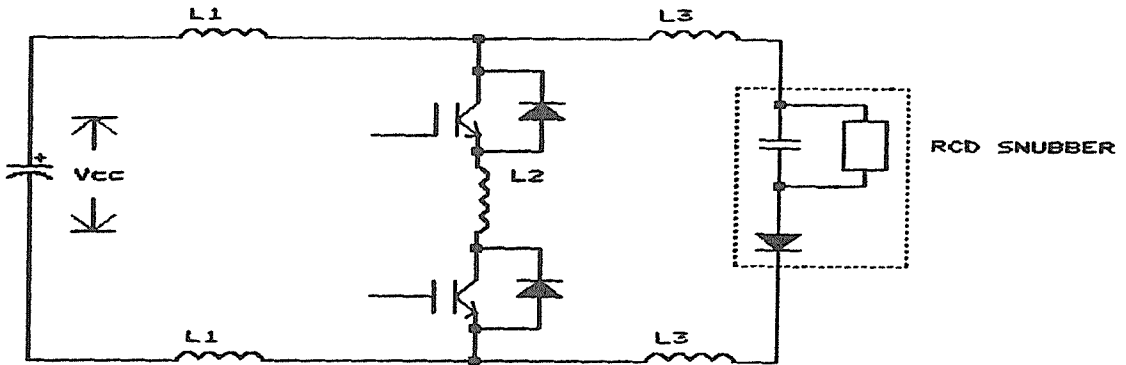
〈事例 2〉 GATE 驅動 回路의 實例



〈事例 3〉 誤 動作 防止를 위한 GATE 驅動 回路의 配線例



4. 主回路 構成과 SNUBBER 回路



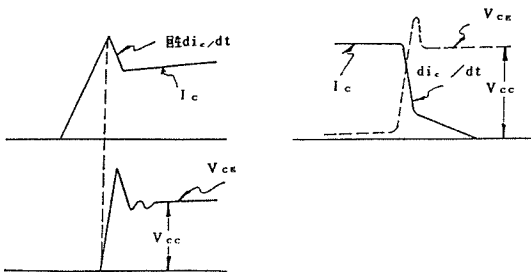
주 회로 및 SNUBBER회로는 SURGE전압으로 부터의 IGBT MODULE의 파괴를 막기위한 연구가 필요

$$\text{SURGE 電壓 PEAK值}(V_{ce(\text{peak})}) = V_{CC} + L \times di_c/dt$$

L: \$L\_1, L\_2, L\_3\$

\$di\_c/dt\$ : IGBT MODULE SWITCHING시의 電流 減少率

TURN ON SURGE 電壓      TURN OFF SURGE 電壓



(1) 주 회로 INDUCTANCE(\$L\_1, L\_2\$)의 低減

- 10~100A(6素子들이 MODULE): PRINT 基板 實裝
- 150~300A(2素子들이 MODULE): 부스바 配線
- 400A이상(1소자들이 MODULE): 平行板 配線

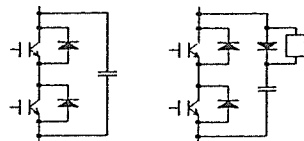
(2) SNUBBER 回路

- 10~100A(6소자들이 MODULE): SNUBBER回路 ① or ②
- 150~300A(2소자들이 MODULE): SNUBBER回路 ①(各相에)
- 400A 이상(1소자들이 MODULE): SNUBBER回路 ① or ②(各相에)

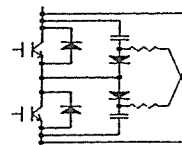
各 種 SNUBBER 回路

①

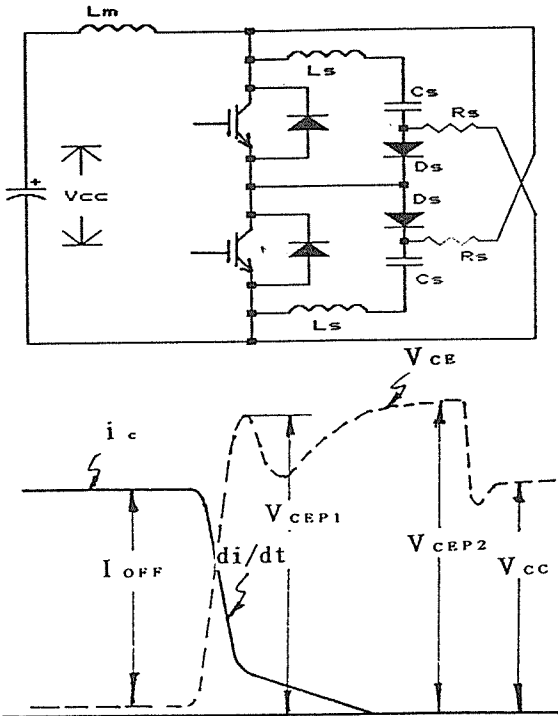
②



③



(3) SNUBBER回路 定數를 정하는 方法



- $L_M$ : 主 回路INDUCTANCE
- $V_{CC}$ : 主 電源 電壓
- $L_S$ : SNUBBER 回路 INDUCTANCE
- $C_S$ : SNUBBER 回路 CONDENSER
- $R_S$ : SNUBBER 回路 抵抗
- $V_F(t_r)$ :  $D_S$ 의 順回復 電壓(2.0~50V)
- $V_{CEP2}$ :  $C_S$ 의 充電 電壓 PEAK值

$$V_{CEP1} = V_{CC} + V_F(t_r) + L_S \times di/dt$$

$$1/2 \times L_M \times (I_{OFF})^2 = 1/2 \times C_S \times (V_{CEP2} - V_{CC})^2$$

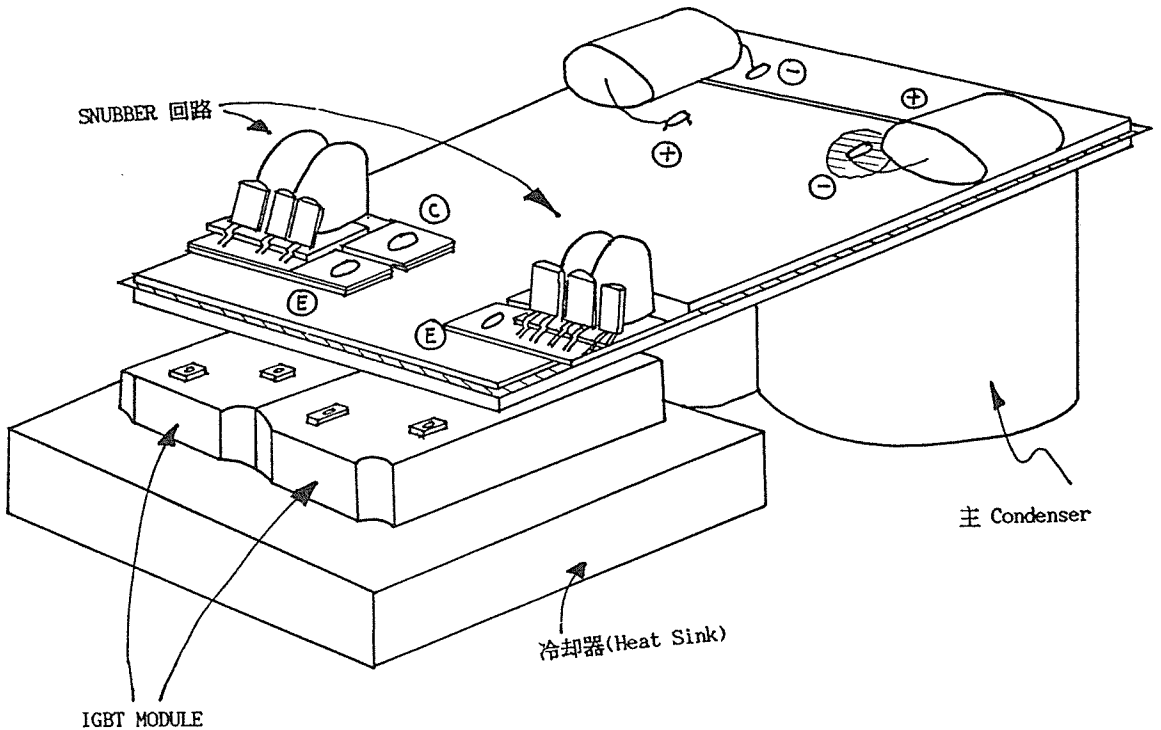
$$C_S = \frac{L_M \times (I_{OFF})^2}{(V_{CEP2} - V_{CC})^2}$$

$$R_S \leq \frac{1}{6 \times C_S \times f}$$

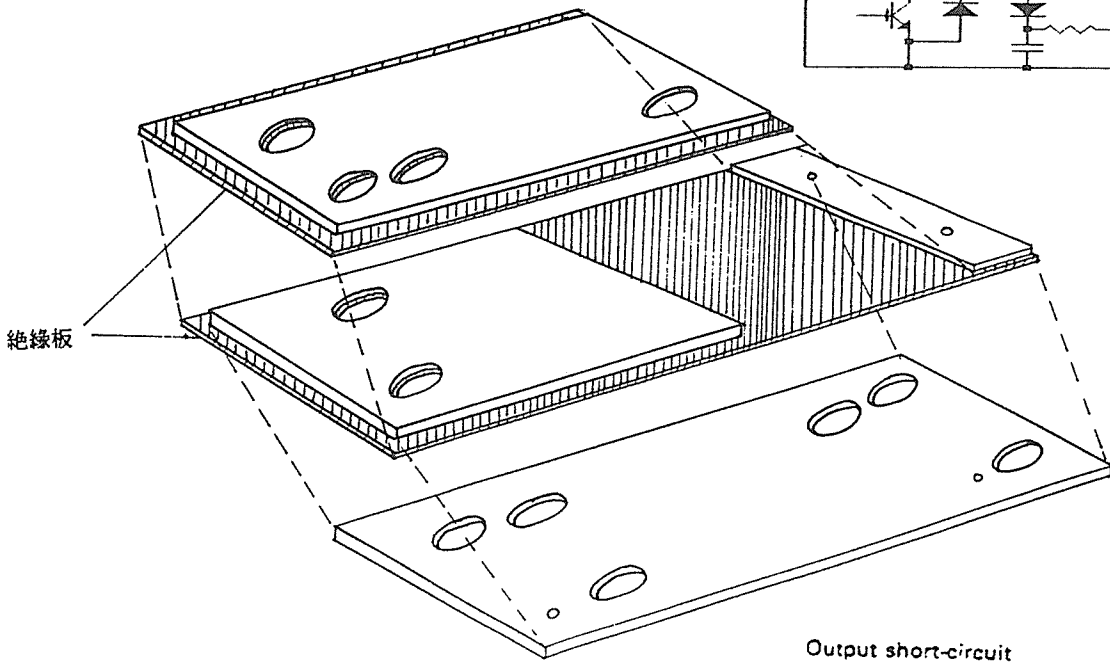
SNUBBER 損失

$$P_{RS} = \frac{L_M \times (I_{OFF})^2 \times f}{2}$$

〈사례 4〉 주회로와 Snubber회로의 實裝例 (대용량 IGBT MODULE)



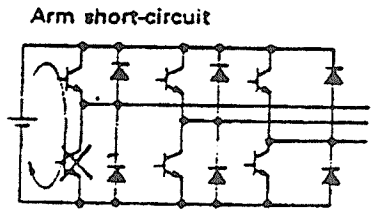




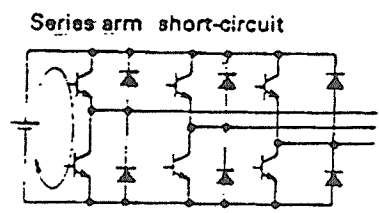
**5. 過電流(短絡電流)保護**

IGBT MODULE의 短絡電流保護는 檢出後 10 $\mu$ s 以內에 GATE를 遮斷한다.

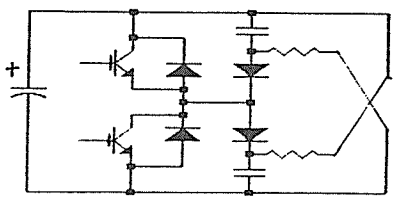
(1) 短絡電流MODE와 그 原因



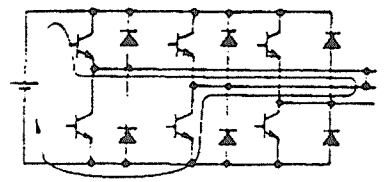
片側 IGBT 혹은 FWD가 破壞



GATE 回路, 制御信號의 상태가 맞지않아 생기는 誤動作

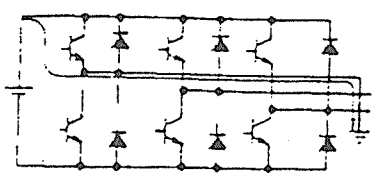


Output short-circuit



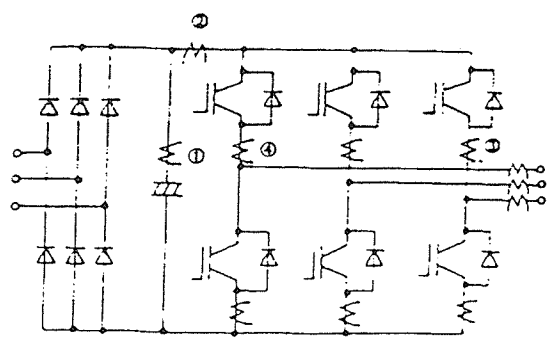
出力短絡事故

Grounding short-circuit



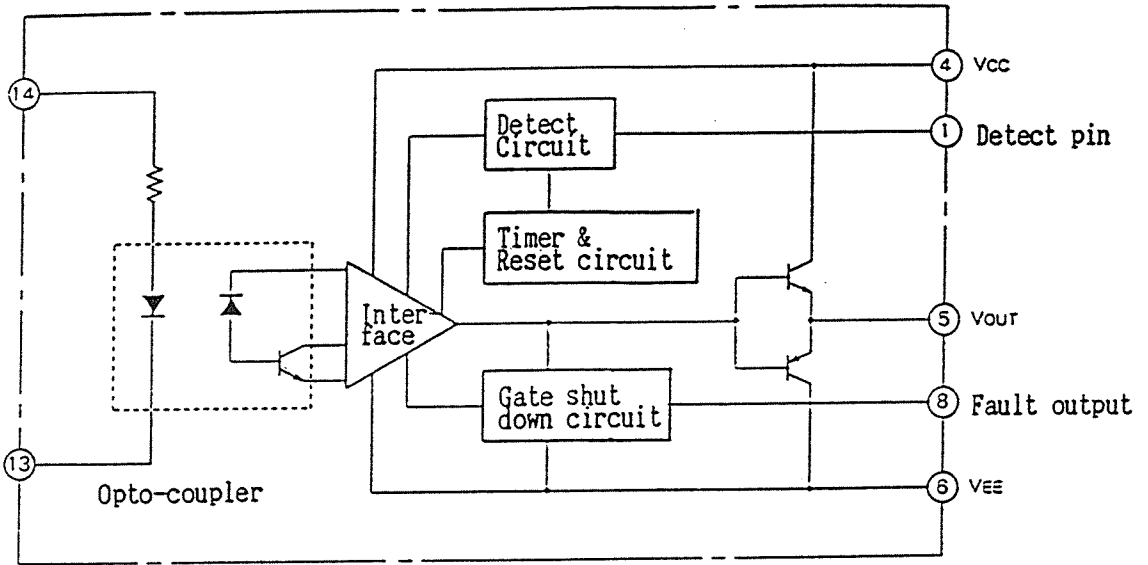
地絡事故

(2) 短絡電流檢出法

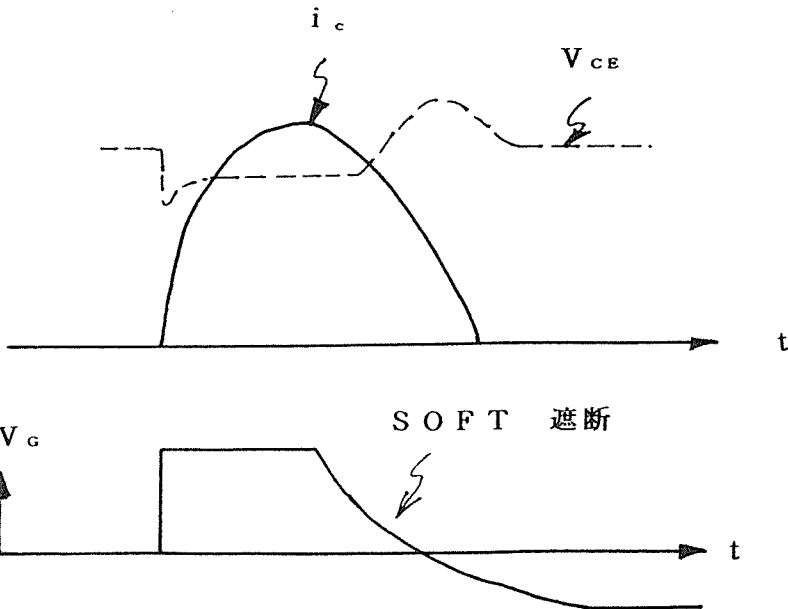


(3) 短絡時 SOFT 遮斷

$V_{CE}$ 檢出에 따른 短絡保護回路가 붙은 GATE 驅動回路



短絡時 GATE 遮斷은 SOFT 遮斷에 의한 SURGE 電壓의 低減



6. 正弦波 VVVF Inverter 平均 電力 損失簡易計算式에 관하여

適用範圍

VVVF Inverter-응용에 있어서, Power 素子선

정( 비교)를 위한 통상 동작시의 종합손실의 산출이 가능합니다. 장치의 熱設計(限界設計)에는 적용 不可能합니다.

判定條件

① 정현과 전류출력 PWM 제어 VVVF Inverter

② 정현파, 삼각파 비교에 의한 PWM신호 발생

③ PWM 신호의 Duty 진폭은 1-D~D(%/100)로 변화

④ 출력전류에는 ripple이 없고,  $I_{CP} \cdot \sin X$ 가 흐른다.

⑤ 출력전류에 대한 부하역률은  $\cos\theta$ , switching에 대한 부하는 純 Inductance

⑥ IGBT의 포화전압  $V_{CE(sat)}$ 은 전류  $I_C$ 에 비례

⑦ Free Wheel Diode의 순전압 강하  $V_F$ 는 순전류  $I_F$ 에 비례

⑧ Switching손실  $E_{sw(on)}$ ,  $E_{sw(off)}$ 는 컬렉터 전류  $I_C$ 에 비례

⑨ Free Wheel Diode의 역 회복전류  $I_{rr}$ 은 순전류  $I_F$ 에 의하지 않고 일정

計算式

① Transistor의 靜損失

$$I_{CP} \times V_{CE(sat)} (\odot I_{CP}) \times \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right)$$

② Transistor의 動損失

$$(E_{sw(on)} + E_{sw(off)}) \times f_c \times \frac{1}{\pi}$$

③ Free wheel Diode(還流 다이오드)의 靜損失

$$I_{FP} \times V_F (\odot I_{FP} = I_{CP}) \times \left( \frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right)$$

④ Free wheel Diode의 動損失

$$\frac{1}{8} \times (I_{rr} \times V_{CC} \times t_{rr} \times f_0)$$

式の 導出

PWM의 信號 Duty변화는 시간에 대해서

$$\frac{1+D \times \sin t}{2}$$

로 되고, 이것이 출력전압 변화에 상당하므로 출력전류와 전압의 관계를 나타내는 力率  $\cos\theta$ 에 의해 출력전류의 임의의 위상 X로의 출력전류와 PWM Duty는

$$\text{출력전류} = I_{CP} \times \sin X$$

$$\text{PWM Duty} = \frac{1+D \times \sin(X+\theta)}{2}$$

따라서 線形近似時的의 위상 x에서의  $V_{CE}$  (sat)와  $V_F$ 는

$$V_{CE(sat)} = V_{CE(sat)} (\odot I_{CP}) \times \sin X$$

$$V_F = V_F (\odot I_{FP} - I_{CP}) (-1) \times \sin X$$

이상에서 Transistor의 정손실은

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\text{電流}}{(I_{CP} \times \sin X)} \times \frac{\text{飽和電壓}}{(V_{CE(sat)} (\odot I_{CP}) \times \sin X}$$

$$\times \frac{\text{PWM DUTY}}{\frac{1+D \times \sin(X+\theta)}{2}} dX$$

$$= I_{CP} \times V_{CE} (\odot I_{CP}) \times \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2 X$$

$$\times \frac{1+D \times \sin(X+\theta)}{2} dX$$

$$= I_{CP} \times V_{CE(sat)} (\odot I_{CP}) \times \left( \frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right)$$

똑같은 식으로 Free wheel Diode의 정손실은

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi ((-1) \times I_{CP} \times \sin X) \times ((-1) \times V_F (\odot I_{CP}))$$

$$\times \sin X \times \frac{1+D \times \sin(X+\theta)}{2} dX$$

$$= I_{CP} \times V_F (\odot I_{CP}) \times \left( \frac{1}{8} - \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right)$$

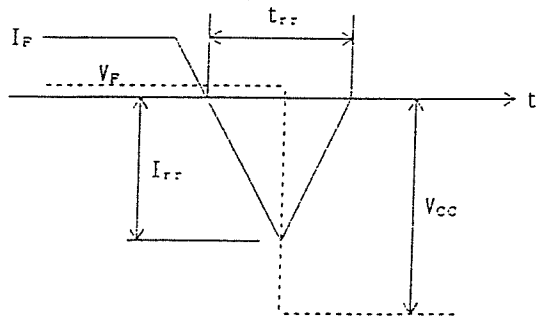
한편, Transistor의 동손실은 PWM Duty에 의하지 않으므로

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (E_{sw(on)} (\odot I_{CP}) + E_{sw(off)}) \odot I_{CP}$$

$$\times \sin X \times f_c dX$$

$$= (E_{sw(on)} (O I_{CP}) + E_{sw(off)} (O I_{CP})) \times f_c \times \frac{1}{\pi}$$

또, Free Wheel Diode의 동손실은 아래 그림과 같이 理想化하면



$$E_{sw} = \frac{I_{rr} \times V_{CC} \times t_{rr}}{4} \quad (\text{일정})$$

회생하는 것은, 出力電流周期的의 半이므로, 動損失은

$$\frac{I_{rr} \times V_{CC} \times t_{rr}}{4} \times f_c \times \frac{1}{2}$$

$$= \frac{1}{8} (I_{rr} \times V_{CC} \times t_{rr} \times f_c)$$

**INVERTER 응용時의 一般的인 注意点**

出力周期 1周期分을 多數 分割하고 各点의 實際 「PWM DUTY」 「出力電流」 「그 電流의  $V_{CE(sat)}$ ,  $V_F$ ,  $E_{sw}$ 」을 基礎로 計算하고 加算할 必要가 있다.

- PWM DUTY는 信號의 發生 方法에 依存합니다.
- 出力電流波形과 出力電流와 PWM DUTY의 關係는 信號發生方法, 負荷, 그 외 여러가지 要因에 依存하므로, 實波形을 基礎로 합니다.
- $V_{CE(sat)}$ 는  $T_j=125^\circ\text{C}$ 의 값을 使用합니다.
- $E_{sw}$ 는  $T_j=125^\circ\text{C}$  HALF BRIDGE 動作時의 값을 使用합니다.

**熱量計에 應用할 때의 注意点**

- ① 損失이 最惡이 되는 동작條件을 檢討할 必要가 있습니다.
- ② 出力電流의 周期에 의한 溫度變化를 加味합니다.  
(60Hz에서 20%정도, 數Hz 出力電流가 數秒동안 계속될 때에는, PEAK 電流의 直流연속 SWITCHING과 거의 같게 됩니다.)
- ③ SWITCHING에 의한 溫度 RIPPLE을 加味합니다. (특히  $f_c \ll 10\text{KHz}$ 에서는 重要)

♣ 中國古典의 名言 ♣

- ◎ 능히 사람에게 겸손하는 사람은 그 뜻이 반드시 높고,  
그 이르고자 하는 곳이 반드시 멀리 있다. — 爲正三部書 —
- ◎ 배우지 않으면 곧 노쇠해진다. — 近思錄 —