



【設計論壇】

## Power MOSFET IC的結構與電氣特性 (下)

字量

### MOSFET IC的switching特性

a.gate charge電荷量與switching特性

圖16是輸入動態(dynamic)特性，假設從 $V_{GS}=0V$ 到 $V_{th}$ 的充電期間為 $Q_{th}$ ，curve變成完全平坦時的點，亦即可以使source-gate之間容量結束充電稱為 $Q_{gs}$ 。根據圖16顯示從該點開始drain-source之間的電壓變化非常激烈，歸返容量 $C_{r_{ess}}$ 作為mirror容量也有變大趨勢，充電期間會使該平坦部位的mirror容量成為 $Q_{gd}$ ，從該處到2SK3418規定的10V驅動電壓 $V_{gs}$ 點，則變成total gate charge量 $Q_g$ ，以圖16為例 $V_{gs}=10V$ 時的 $Q_g$ ，大約是183nC。

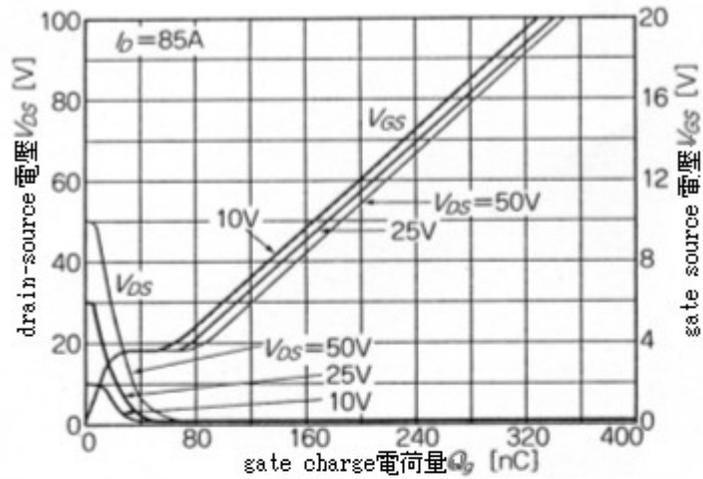
由於 $Q_g$ 驅動gate所以它是決定gate峰值電流 $i_{g(peak)}$ ，與驅動損失 $P_{(driveloss)}$ 等特性的重要參數，峰值電流 $i_{g(peak)}$ 與驅動損失 $P_{(driveloss)}$ 可用下式表示:

$$i_{g(peak)} = Q_g / t \text{-----(4)}$$

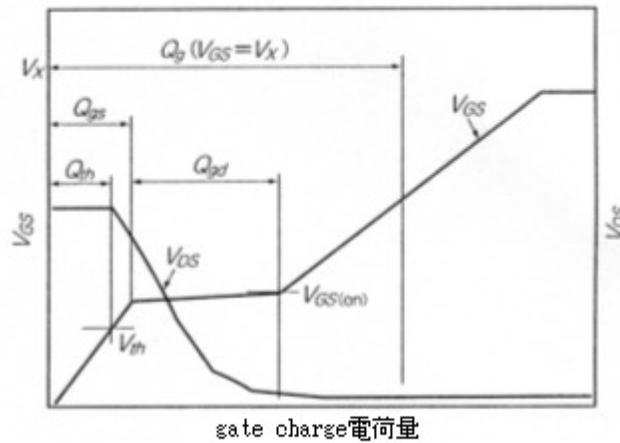
$$t = Q_g (R_s + R_g) / V_{GS} \text{-----(5)}$$

$$P_{(driveloss)} = f \times Q_g \times V_{GS} \text{-----(6)}$$

例如動作頻率 $f=20kHz$ 低頻動作，利用10V的 $V_{gs}$ 驅動時，根據式(6)求得驅動損失大約是36.6mW；動作頻率 $f=200kHz$ 時驅動損失則變成。



(a) data sheet的資料



(b) 局部放大圖

圖16 輸入dynamic特性(2SK3418)

## b.switching特性

由圖16可知 $Q_{gd}$ 對電源電壓有依存性，下降時間 $t$ 可利用式(7)求得近似值:

$$t \approx \frac{(R_s + r_g)}{V_{gs} - V_{th}} \log \frac{V_{gs}}{V_{th}} \quad (7)$$

根據式(7)顯示， $Q_{gd}$ 與gate內部阻抗 $R_g$ 是左右switching特性的重要參數； $R_s$ 是使驅動MOSFET IC進行放電的信號源阻抗，為了使功率MOSFET作高速switching，因此必需抑制驅動端的 $R_s$ 。

然而 $t_f$ 在小負載電流亦即輕負載時，部份領域無法控制 $R_s$ 與 $R_g$ ，主要原因是輕負載時， $t_f$ 取決於drain負載阻抗(impedance)與drain source容量。

圖17是switching特性，圖中實線圍圈部位是利用 $C_{oss}(Q_{oss})$ ，與負載阻抗(impedance)  $R_Z$ 兩者的時定數決定的領域，該資料是用gate的50Ω信號源阻抗 驅動時的特性值，如果改用 $R_s$ 極小的阻抗驅動還可以使速度加快，不過輕負載領域的速度同樣無法控制。

重視輕負載領域的速度時，可以選擇輸出容量 $C_{oss}$ 較小的元件，不過需注意的是這種情況， $C_{oss}$ 與上述一樣 $C_{iss}$ ， $C_{rss}$ ，對drain與source之間的電壓 $V_{DS}$ 具有依存性，因此 $V_{DS}=0V$ 條件下抑制 $C_{oss}$ 的值是非常重要的步驟之一。此外 $Q_{gd}$ 與 $Q_g$ 在設計高頻動作損失時，也是極重要的項目之一。

類似 $f=100kHz$ 以上高速動作的應用設備，一般而言低 $R_{on}Q_g$ 或是低 $R_{on}Q_{gd}$ 都可視為高性能元件，不過低gate阻抗 $R_g$ 也很重要。

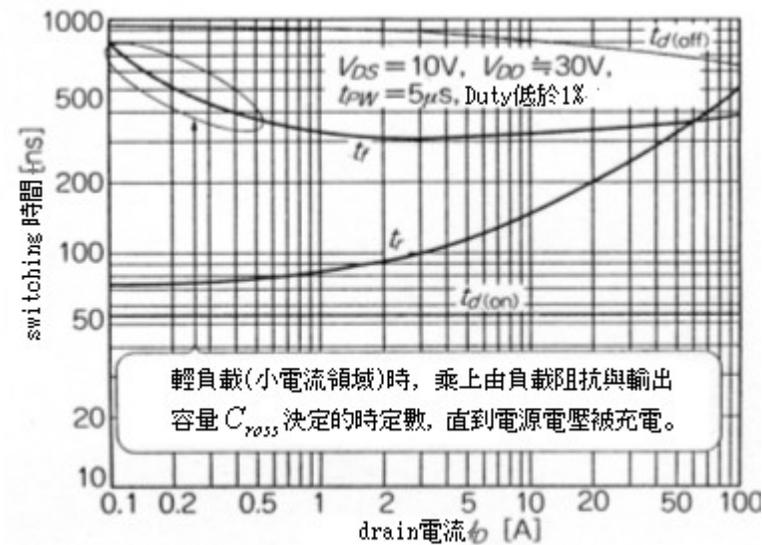
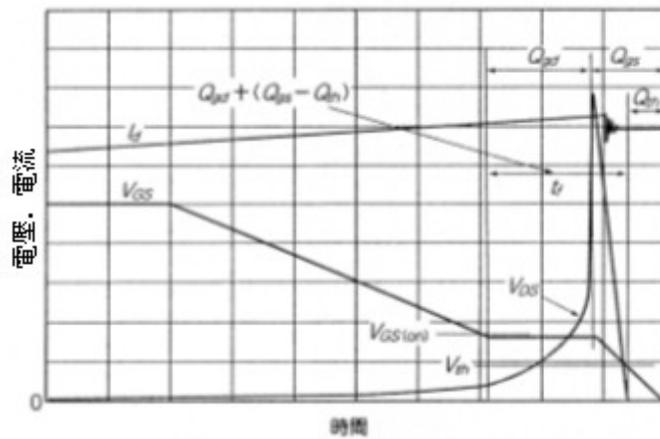
圖17 drain電流與switching時間(2SK3418,  $R_s=50\Omega$ )c. 低switching損失的主要參數  $t_f$ 

圖18是L負載switching的turn OFF波形與各參數的關係。支配L負載損失的下降時間  $t_f$ ，是用圖右側的計算公式表示。

根據計算公式可知  $t_f$  隨著  $V_{th}$  值改變，因此高速性的應用設備必需設法提高元件的  $V_{th}$ 。最近幾年某些廠商提供的技術資料中，將圖18波形中的  $Q_{gd} + (Q_{gs} - Q_{th})$  當作  $W_{sw}$  記載，這比較、評鑑switching特性而言，算是提供相當高精度的佐證資料。如圖18所示  $V_{th}$  越高 ( $Q_{gs} - Q_{th}$ ) 部份越窄，下降時間  $t_f$  則變快，不過gate的寄生電感若很大的話，就無法在規定時間內使式(4)的gate電流  $i_g$  充放電。



$$P_{SW Loss} \approx \frac{V_{th} I_D t_f}{2}$$

$$t_f = (R_s + R_g) \left( \frac{Q_{gd} + (Q_{gs} - Q_{gh})}{V_{GS(on)} - V_{th}} \right) \log \frac{V_{GS(on)}}{V_{th}}$$

$R_s$ ：驅動信號源的阻抗， $R_g$ ：順向電壓

$V_{GS(on)}$ ： $V_{GS(sat)}$  開始時的gate source電壓

$V_{th}$ ：臨界電壓(gate source遮斷電壓)

高效率化條件：

★低 $Q_{gd}$ 特性(低return容量 $C_{rss}$ )

★低gate內部阻抗 $R_g$

★ $V_{th}$ 的最適值，與ON損失、self turn的關係

圖18 L負載switching的turn OFF波形與各參數的關係

d.source與drain之間內建二極體的特性

圖19是內建二極體順向電壓 $V_{SD}$ 與順向電流的特性，本二極體的額定電流 $I_{DR}$ 與順向drain額定電流 $I_D$ 值相同。有關二極體的特性，當gate驅動電壓為0偏壓( $V_{GS}=0$ )時，它的順向電壓特性與一般二極體相同，不過gate驅動電壓變成正偏壓(N channel)時，如圖20所示，它是由與順向相同的ON阻抗 $R_{DS(on)}$ 決定，因此會出現電壓下降現象，進而可以獲得比SBD更低的順向電壓。為充分發揮上述逆向特性，內建二極體的MOSFET IC可以應用在下列領域：

- 防止電池逆相連接的load switch。
- switching電源(n+1)冗長方式的hot swap電路(輸出的活線插拔load switch用)
- 取代馬達驅動電路的外加二極體。
- switching電源的二次端同步整流電路。

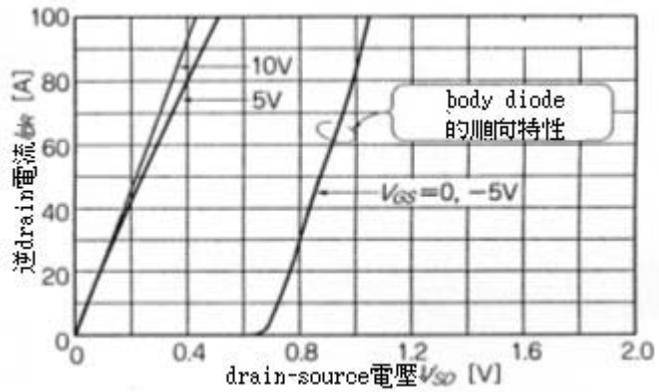


圖19 電流從source流向drain時的特性(2SK3418)

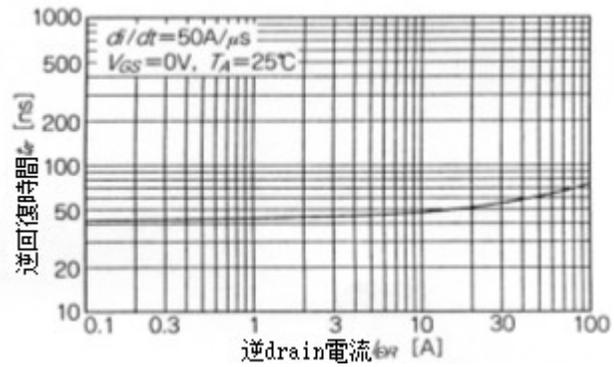


圖20 source-drain之間逆向回復時間( $t_{rr}$ - $I_{DS}$ 特性，2SK3418)

• 內建二極體的逆復原時間 $t_{rr}$ 的電流 $I_{DR}$ 特性

圖21是內建二極體的逆復原時間 $t_{rr}$ ，逆回復時的電流波形。類似馬達驅動電路與switching電源同步整流用途的Power MOSFET，一般

會要求該逆復原時間 $t_{rr}$ 的高速性。

動作上 $t_{rr}$ 期間由於上arm/下arm短路產生過大turn ON損失，所以控制電路系統切換上下元件switching時，先讓gate信號OFF並設置dead time(比 $t_{rr}$ 更長的時間)。

驅動CPU core的back converter，非常重視電源的高速負載應答(response)特性，所以動作頻率經常超過300kHz~1MHz，這種情況長dead time由於該期間的二極體損失增加，因此必需在low side元件的drain與source之間將SBD並聯連接，藉此降低dead time的損失。此外上述逆復原時間 $t_{rr}$ 會隨著溫度上升有增加的傾向，而且recover(圖21的 $t_b$ 部位)時 $di/dt$ 越急峻越容易發生噪訊(noise)，所以要求柔軟的recover特性。

$t_{rr}$ 隨著元件的耐壓有很大的差異，60V以下低耐壓元件的 $t_{rr}$ ，介於40~60ns屬於高速type；等級大約是100ns左右；高耐壓250~500V，大約是300~600ns左右，所以250V以上高耐壓type必需利用壽命期(life time)控制技術，取得100ns左右高速化效果。

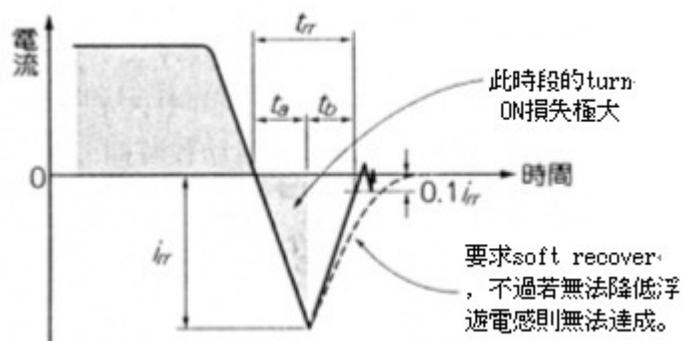


圖21 逆回復時的電流波形

▲ TOP

MOSFET IC的熱阻抗特性

a. 過渡熱阻抗特性 $\theta_{th-c}(t)$ 與脈衝寬度 $t_{pw}$ 特性

圖22是MOSFET IC的過渡熱阻抗特，利用該圖可以求得元件動作狀態時的channel溫度 $T_{ch}$ ，橫軸的脈衝寬度 $t_{pw}$ 是指動作時間。

廠商提供的技術資料，通常是只記載one shot pulse與反覆動作的條件，例如 $t_{pw}=1ms$ ， $D=0.2$ (duty20%)是指反覆頻率 $f=200Hz$ ，反覆周期 $T=5ms$ 而言。假設 $t_{pw}=10ms$ ， $D=0.2$ (duty20%)，消費電力 $P_d=60W$ ，可利用下式計算channel溫升 $\Delta T_{ch}$ ：

$$\begin{aligned} T_{ch} &= (0.2P_d) \times \theta_{ch-c} \\ &= (0.2 \times 60) \times 1.14 \\ &= 13.7^\circ C \end{aligned}$$

如果使用過渡熱阻抗特性的話， $T_{ch}$ 計算結果如下：

$$\begin{aligned} T_{ch} &= P_d \times \theta_{ch-c}(t) \\ &= 60 \times 0.44 \times 1.14 \\ &= 30.2^\circ C \end{aligned}$$

根據以上計算結果顯示兩者出現 $16.5^\circ C$ 的誤差，因此建議讀者使用過渡熱阻抗特性方式計算 $T_{ch}$ 。雖然脈衝寬度低於數 $\mu s$ 的短脈衝，它的誤差非常低幾乎可以忽略的程序，不過一旦超過數百 $\mu s$ 時誤差會隨著變大，因此還是使用過渡熱阻抗特性方式計算 $T_{ch}$ 比較妥當。

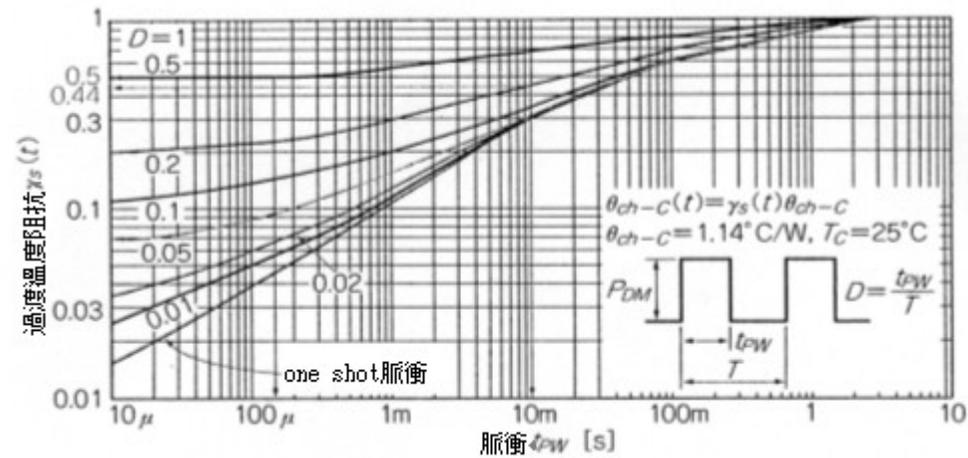


圖22 正規化過渡溫度阻抗 $\gamma_s(t)$ - $t_{pw}$ 的特性(2SK3418,  $T_A=25^\circ\text{C}$ )

- 利用過渡熱阻抗計算channel溫度 $T_{ch}$ 的實例

□例題1

假設case溫度 $T_c=85^\circ\text{C}$ ，峰值電力 $P_{d(\text{peak})}=50\text{W}$ ，施加電力的時間 $t_1=10\text{ms}$ ，one shot脈衝時，請計算channel  $T_{ch}$ 的溫度。

$$\begin{aligned} T_{ch1} &= T_c + P_{d(\text{peak})1} \times \theta_{ch-c}(t_1) \\ &= 85 + 50 \times 0.3 \times 1.14 \\ &\approx 102.1^\circ\text{C} \end{aligned}$$

□例題2(參考圖24)

假設case溫度 $T_c=85^\circ\text{C}$ ，動作頻率=2kHz，duty20%反覆動作，施加電力 $P_{d(\text{peak})2}=50\text{W}$ 時，請計算channel  $T_{ch}$ 的溫度。

根據以上動作可知，施加電力的時間 $t_1=100\mu\text{s}$ ，反覆周期 $T=500\mu\text{s}$ ， $D=t_1/T=0.2$

$$\begin{aligned} T_{ch2} &= T_c + P_{d(peak)2} \times \theta_{ch-c(t)} \times (t_2/T) \\ &= 85 + 50 \times 0.22 \times 1.14 \\ &= 97.54^\circ\text{C} \end{aligned}$$

□例題3(參考圖24)

例題2的動作中若在峰值電力 $P_{d(peak)2}=500\text{W}$ 期間, $t_3=60\mu\text{s}$ ，增加其它電路控制器，請計算峰值channel  $T_{ch(peak)}$ 的溫度。

$$\begin{aligned} T_{ch2} &= T_c + \left\{ P_{d(peak)2} \times \theta_{ch-c} \times (t_2/T) \right\} + \\ &\quad \left\{ P_{d(peak)3} - P_{d(peak)2} \times t_2/T \right\} \times \theta_{ch-c} \times (t_3) \\ &= 85 + (50 \times 0.22 \times 1.14) + (500 - 50 \times 0.2) \times 0.031 \times 1.14 \\ &= 85 + 12.54 + 17.32 \\ &= 114.86^\circ\text{C} \end{aligned}$$

雖然一般過渡熱阻抗 $\theta(t)$ 可利用下列公式求得，不過實際上大多使用廠商提出的技術資料計算。

$$\Delta T = \Theta P \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{\Theta \times C}} \right)$$

過渡熱阻抗 $\theta(t)$ ：

$$\theta(t) = \Theta \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{\Theta \times C}} \right)$$

$\Delta T$ : t秒後的溫升( $^\circ\text{C}$ )。

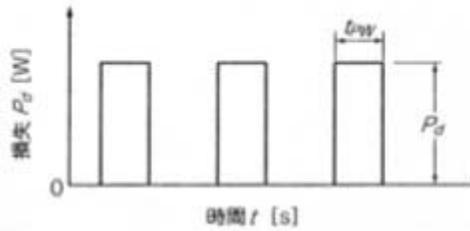
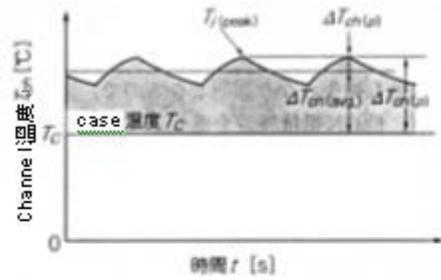
$\Theta$ :熱阻抗( $^\circ\text{C}/\text{W}$ )。

P:發熱量(W)。

C:熱容量( $\text{J}/^\circ\text{C}$ )。

C:比熱 重量( $\text{J}/\text{kg}\cdot^\circ\text{C}$ )X重量(kg)。

t:時間(s)。



$$T_{ch(peak)} = T_C + \Delta T_{ch}$$

$$= T_C + P_d \left\{ \frac{t_{pw}}{T} \theta_{ch-C} + \left( 1 - \frac{t_{pw}}{T} \right) \theta_{ch-C}(t_{pw}) \right\} \dots\dots\dots (1)$$

$$\theta_{ch-C} \left( \frac{t_{pw}}{T} \right) = \frac{T_{ch(peak)} - T_C}{P_d} = \frac{\Delta T_{ch}}{P_d} \dots\dots\dots (2)$$

式(1),式(2)整理後,變成下式:

$$\theta_{ch-C} \left( \frac{t_{pw}}{T} \right) = \theta_{ch-C} \left\{ \frac{t_{pw}}{T} + \left( 1 - \frac{t_{pw}}{T} \right) \frac{\theta_{ch-C}(t_{pw})}{\theta_{ch-C}} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

$$\text{正規化過渡熱阻抗} \gamma_s(t_{pw}) = \frac{\theta_{ch-C}(t_{pw})}{\theta_{ch-C}} \dots\dots\dots (4)$$

$$\text{反覆 duty cycle } r(\%) = \frac{t_{pw}}{T} \times 100 \dots\dots\dots (5)$$

假設脈衝寬為  $t_{pw}$ , 反覆周期  $T$  的熱阻抗為  $\theta_{ch} \left( \frac{t_{pw}}{T} \right)$ ,

根據式(4),式(5)整理後,可用下式表示:..

$$\theta_{ch-C} \left( \frac{t_{pw}}{T} \right) = \theta_{ch-C} \left\{ \frac{r}{100} + \left( 1 - \frac{r}{100} \right) \gamma_s(t_{pw}) \right\} \dots\dots\dots (6)$$

$\theta_{ch-C}$ :直流熱阻抗。 $\theta_{ch-C} \left( \frac{t_{pw}}{T} \right)$ :表示  $\theta$  是利用  $t_{pw}$  值變化。

圖23 反覆脈衝動作時的頻道峰值溫度 $T_{ch(peak)}$ 與過渡阻抗

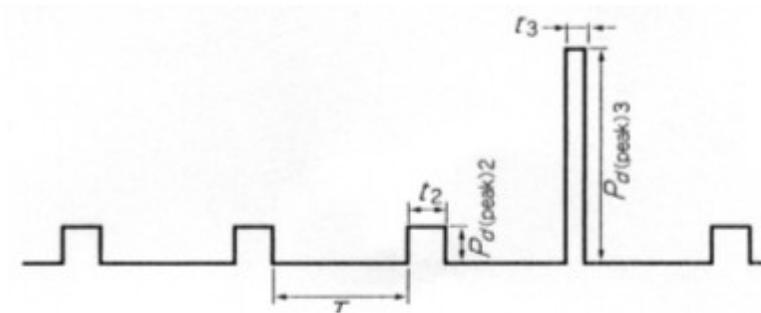


圖24 例題的脈衝波形

▲ TOP

## MOSFET IC的安全動作領域ASO

### ■五個動作領域

圖25是2SK3418的安全動作領域ASO(Area Safe Operation)。ASO的限制領域可區分成五個，分別如下：

- ①的領域:受限於 $I_{DCmax}$ ,  $I_{DC(pulse)max}$ 的領域。
- ②的領域:受限於ON阻抗 $R_{DCmax}$  理論性的領域( $I_D = V_{DS} / R_{DS(on)}$ )。
- ③的領域:受限於channel損失的領域。
- ④的領域:連續動作或是較長的脈衝寬度(數ms以上)動作條件下，由於等電力線造成降低而且變窄的領域。
- ⑤的領域:受限於耐壓 額定的領域。

#### a.有關②的領域

一般是將該領域與ASO領域分開來處理。實際上 $R_{DS(on)}$ 是規格範圍的值，因此超過該值的電流會流動。switching用途MOSFET，ON的期間是在該領域動作。

#### b.有關④的領域

在此小電流領域，容易產生與雙極電晶體相同的二次伏降。雖然在相同電力線對drain與source之間，施加的電壓 $V_{DS}$ 若變高時，容許電流當然會變小，造成該現象主要原因是在此小電流領域，輸出傳達特性( $V_{gs} - I_d$ )會變成類似雙極電晶體(bipolar transistor)的負溫度

特性。

由於小電流領域是負溫度特性特別顯著的領域，所以會引發thermal runaway現象，遇到這種情況無法利用外部保護電路，保護每個MOSFET內部cell，尤其是類比動作的場合，將元件並聯連接在如此低電流領域，必需格外注意避免元件遭受破壞。

常用對策是在source插入與雙極電晶體相同的小電阻，不過電阻本身的發熱會形成損失，所以選擇元件時建議讀者使用溫度係數成爲zero cross的低電流值type，而不是低ON阻抗type。也就是說高ON阻抗type，實際上會變成高耐壓type，若變成正溫度特性大電流領域的話(相當於圖25的 $t_{pw}=1ms$ )，上述thermal runaway現象就會消失。

溫度特性呈負→正變化的溫度係數zero cross電流值，隨著元件種類有極大的差異，例如2SK3418(60V/4.3m $\Omega$ )的電流值高達90A左右，相較之下2SK2927(60V/55m $\Omega$ )的電流值大約只有9A左右。

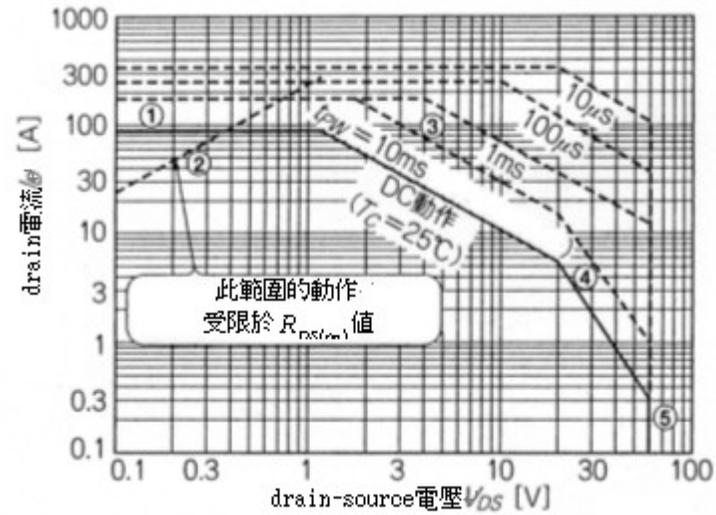
一般而言溫度係數的zero cross電流值較高的元件，極易發生thermal runaway現象，因此選用高電壓強負載短路耐量的MOSFET時，必需清楚掌握上述特性。

反之zero cross電流值較低的元件，ON阻抗 $R_{DS(on)}$ 有變大的傾向，因此高負載短路耐量，與低 $R_{DS(on)}$ 特性具有trade off關係，選用元件時必需先決定重視其中哪一項特性，才能決定破壞耐量的容許範圍。

爲徹底解決上述問題，國外廠商已經開發具備過熱遮斷功能的熱力型FET。溫度係數的zero cross電流值低於數A的type，不易發生thermal runaway現象，它的ASO保證不會有二次伏降的電力線。

c.有關⑤的領域

L負載用電路會發生電動(surge)，因此超過額定電壓時，最好使用附有avalanche耐量保證的元件，同時將保證值內的「保證電流值、能量值、容許channel溫度 $T_{chmax}$ (一般低於150°C)」等特性一併列入考慮。

圖25 安全動作領域(2SK3418,  $T_A=25^{\circ}\text{C}$ )

▲ TOP

## 結語

以上介紹Power MOSFET IC的的構造、今後技術發展動向，以及實際應用時各電氣特性的互動關係提供讀者參考。

▲ TOP

本文相關連結

- Power MOSFET IC的結構與電氣特性(上)
- Power MOSFET IC的結構與電氣特性(中)

|

本文內容（包括圖片）非經同意不得轉載（除有另行約定外）  
EEdesign 擁有內文著作權，但文責由作者自行負責，不代表本網站立場。

[【TOP】](#) [【關閉視窗】](#) [【回上一頁】](#) [【回首頁】](#)