



## F8: Krafthalvledarförluster och kylning



### Om dagens föreläsning!

Termisk design är en av de viktigaste ingredienserna i kraftelektronisk design, i synnerhet för effekter högre än någon kW.

Även om verkningsgraden för en kommersiell frekvensomriktare ofta är högre än 98 % så motsvarar någon procent av 1-10000 kW mycket värme.

Dessutom krävs i de flesta fall att kiseltemperaturen är under 125-150 °C.

Det är alltså av stor vikt att förlusterna kan uppskattas med tillfredställande noggrannhet och kiseltemperaturen beräknas utifrån dessa uppskattade förluster och termiska data för komponenter och kylare.



## Hitintills....

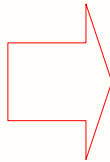
...har vi antagit att för en halvledare gäller:

$$R_{(on)} = 0$$

$$R_{(off)} = \infty$$

$$t_{on} = 0$$

$$t_{off} = 0$$



$$P_{loss} = 0$$

Men så är det ju inte i verkligheten...



## Kommutering

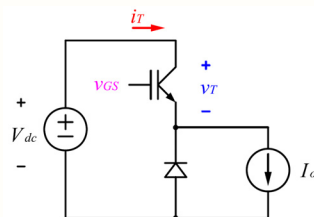
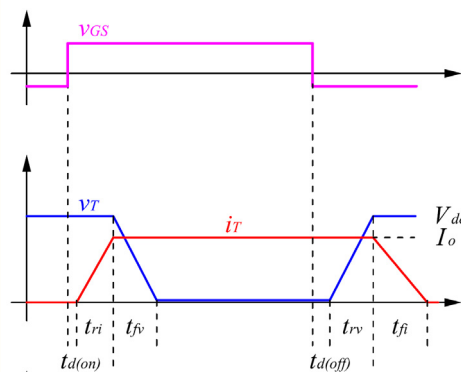
- viktigt att förstå

Tillslag av transistor:

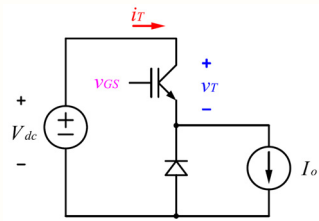
- Styrsignalen till transistorn hög
- Strömmen i transistorn ökar
- Samtidigt minskar strömmen i dioden eftersom  $i_T + i_D = I_0$
- När strömmen i dioden når noll blir dioden backspännd
- Spänningen över transistorn börjar falla

Frånslag av transistorn:

- Styrsignalen till transistorn låg
- Spänningen över transistorn stiger
- När  $v_T = V_{dc}$  blir dioden framspännd och börjar leda
- Strömmen i transistorn minskar



## Halvledarförluster

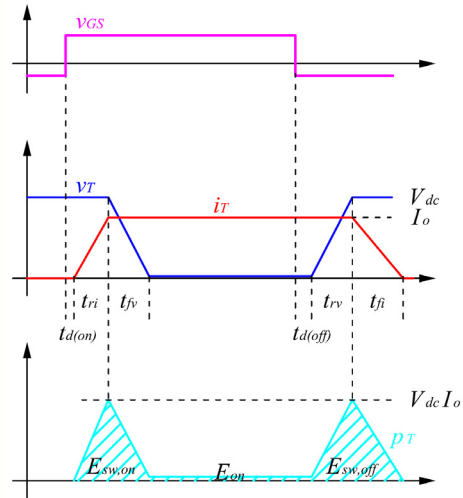


Switchförluster proportionella mot:

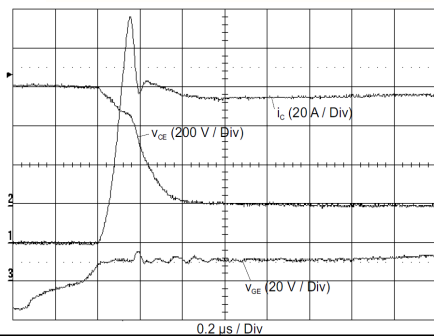
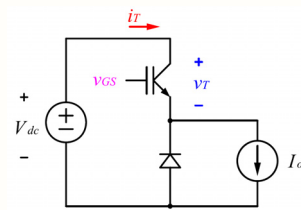
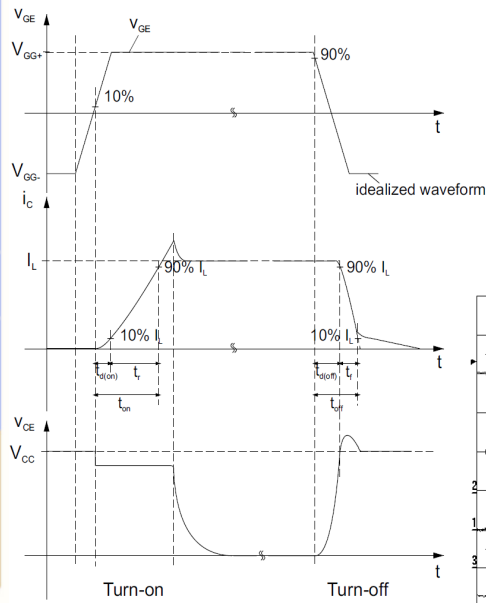
- switch frekvens
- till- och fränslagstider

Ledförluster proportionella mot:

- strömmen



## Switch-kurvformer



Källa: Semikron

# Kylning

- En enkel modell av en komplicerad verklighet

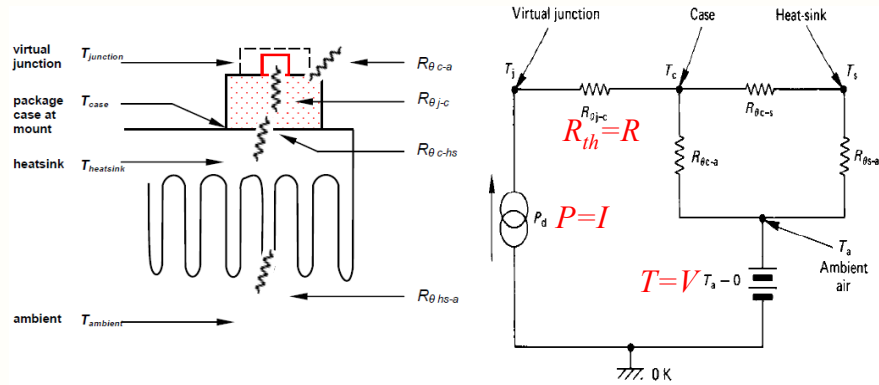


Figure 5.1. Semiconductor thermal dissipation equivalent circuit.

$$V = R \cdot I$$

$$T = R_{th} \cdot P$$

$T$  [K, °C]  
 $P$  [W]  
 $R_{th}$  [K, °C /W]



# Kylare

- Typiska data

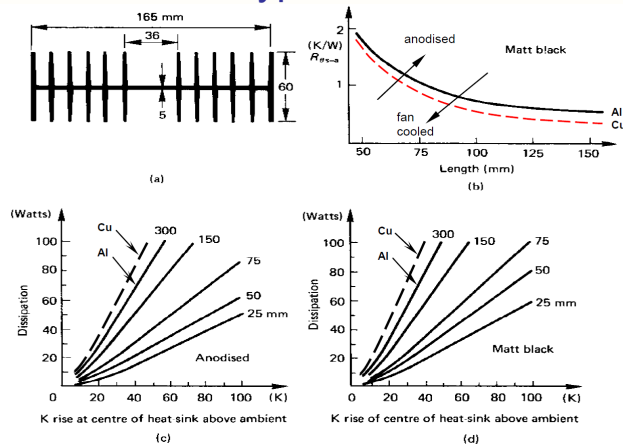


Figure 5.6. Heat-sink typical data (for aluminium and copper):  
 (a) cross-section view; (b) heat-sink length versus thermal resistance for a matt black surface finish;  
 (c) temperature rise versus dissipation for an anodised finish and different lengths; and  
 (d) as for (c) but with a matt black surface finish.



# Kraftmodul

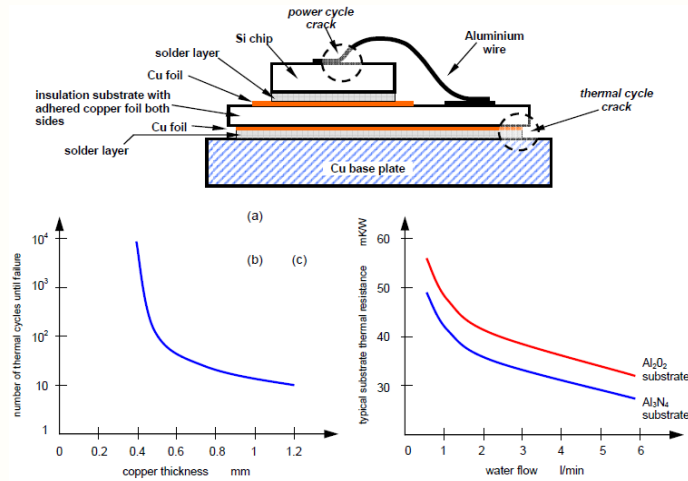


Figure 5.8. Direct copper bonding: (a) sectional view of power module substrate showing boundary regions where power cycle cracking and thermal cycle cracking occur; (b) copper thickness affect on power failure; and (c) thermal resistance dependence on liquid cooling flow rate and substrate material.



# Termiska problem

- "Thermal cycling" och "power cycling"

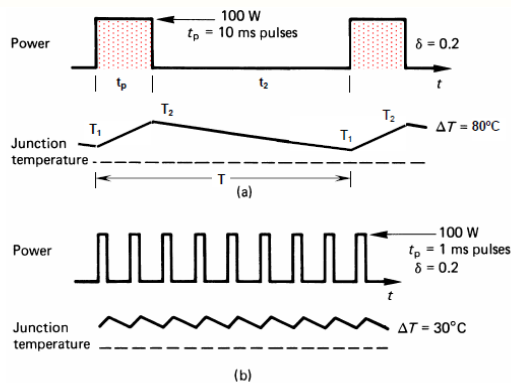


Figure 5.9. Waveforms illustrating that peak junction temperature is a function of switching frequency: (a) lower switching frequency with 10 ms pulse and a 20 per cent duty cycle and (b) high frequency and 1 ms pulse with a duty cycle the same as in (a).



# Kylning

## - Transient termisk impedans

Motsvarighet till impedans för elektriska periodiska signaler. Ofta är det fullt tillräckligt att räkna på termisk resistans men exempelvis transient tunga motordrifter som kranar och hissar där man har problem med thermal eller power cycling kan det vara nödvändigt att ta hänsyn till den termisk impedansen.

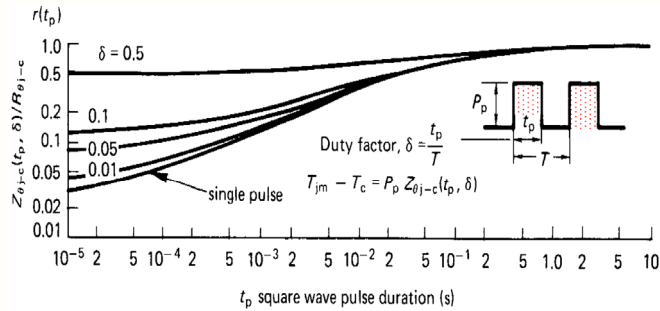


Figure 5.10. Transient thermal impedance curves; normalised with respect to the steady state thermal resistance,  $R_{\theta j-c}$ .



# Kylning

## - Vätskekyllning

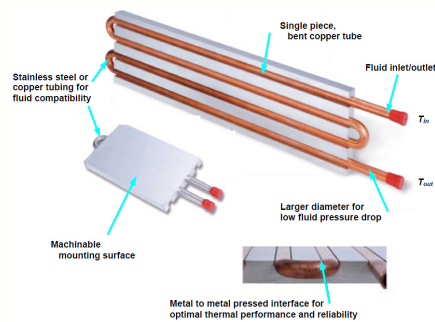


Figure 5.47. Compact indirect cold-plate spreader water-cooler.

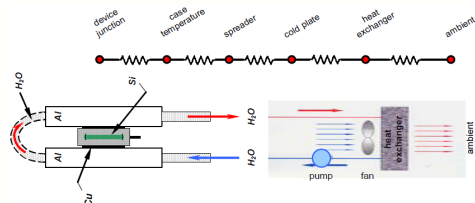
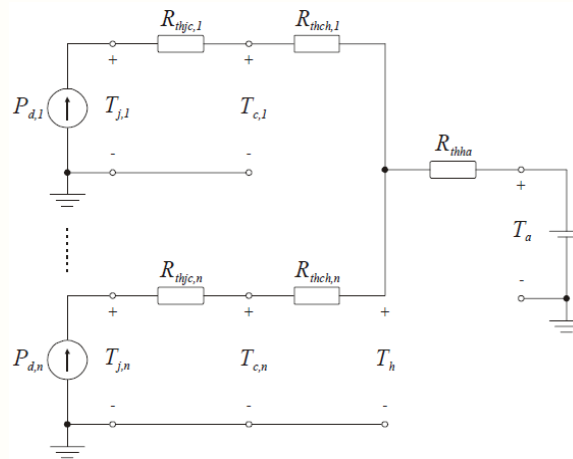


Figure 5.46. Improved cooling with compact indirect cold-plate spreader water-cooling.



## Kylning

### - Flera förluskällor på samma kylare



## Effektförluster (I)

### - Från tillverkarens datablad

- Normalt behöver man inte ta hänsyn till transistorens eller tyristorrens ingång vid den termiska designen.
- För de flesta halvledare behöver man inte ta hänsyn till förluster i från-tillstånd (eng. off) eftersom läckströmmarna är väldigt små.
- Förlusterna man är intresserad av är medelförluster dvs

$$P_{loss} = f_s \int_0^{1/f_s} v(t) \cdot i(t) dt = P_{cond} + P_{sw}$$

förutsatt att signalen är periodisk med lägsta frekvens  $f_s$



## Effektförluster (II)

### - Från tillverkarens datablad

- Ledförlusterna ges av:

$$P_{cond} = f_s \int_0^{1/f_s} v_{on}(t) \cdot i_{on}(t) dt = \{\text{Antag } \Delta i \ll \bar{I}\} = (V_{S0} + R_S I) \cdot I \cdot D_S$$

Där  $I$  är utströmmen,  $V_{S0}$  är den strömoberoende delen av framspänningsfallet,  $R_S$  är ledresistansen hos komponenten och  $D_S$  är duty-cyclen.

Observera att för MOSFET:en är  $V_{S0} = 0$  och  $R_S = R_{DS(on)}$ .

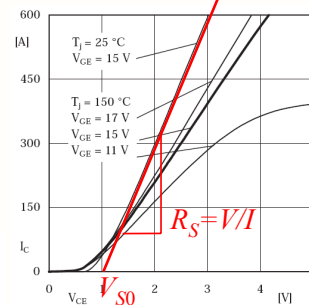
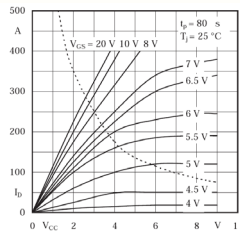


Figure 3.3.15 Typical output characteristics of an IGBT



## Effektförluster (III)

### - Från tillverkarens datablad

- Antag resistivt beteende:

$$P_{cond} = f_s \int_0^{1/f_s} v_{on}(t) \cdot i_{on}(t) dt = f_s \int_0^{1/f_s} R_S \cdot i_{on}^2(t) dt = R_S \cdot I_{RMS}^2$$

- Antag litet strömrippel:

$$P_{cond} = f_s \int_0^{1/f_s} v_{on}(t) \cdot i_{on}(t) dt = f_s \int_0^{1/f_s} R_S \cdot i_{on}^2(t) dt = R_S \cdot \bar{I}^2$$

- Antag konstant spänning:

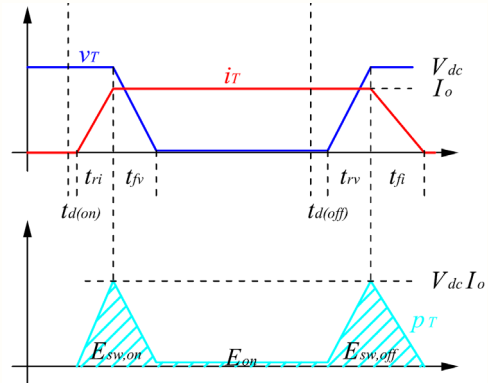
$$P_{cond} = f_s \int_0^{1/f_s} v_{on}(t) \cdot i_{on}(t) dt = f_s \int_0^{1/f_s} v_{on} \cdot i_{on}(t) dt = v_{on} \cdot \bar{I}$$





## Effektförluster (IV)

- Från tillverkarens datablad



- Switchförlusterna antas kunna beskrivas med

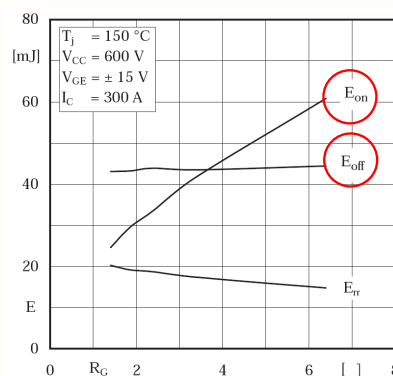
$$\begin{aligned}
 P_{sw,on} + P_{sw,off} &= P_{sw} = f_s \cdot \left( \frac{V_{dc} \cdot I \cdot t_{on}}{2} + \frac{V_{dc} \cdot I \cdot t_{off}}{2} \right) = \\
 &= f_s \cdot (E_{sw,on} + E_{sw,off}) = f_s \cdot E_{sw}
 \end{aligned}$$



## Effektförluster (V)

- Från tillverkarens datablad

- I datablad anges ofta  $E_{on}$  ( $= E_{sw,on}$ ) och  $E_{off}$  ( $= E_{sw,off}$ ) både som numeriska värden och som funktion av gate-resistansen  $R_G$ .
- Om man vill beräkna switchförlusterna vid en annan mellanledningsspänning  $V_{dc}$  och utström  $I$  än den som används i databladet  $V_{dc0}$  och  $I_0$  så måste man skala om switchförlusterna:



$$P_{sw,on} + P_{sw,off} = f_s \cdot \left( \frac{E_{on0}}{V_{dc0} I_0} \cdot V_{dc} I + \frac{E_{off0}}{V_{dc0} I_0} \cdot V_{dc} I \right) = f_s \cdot \frac{V_{dc} I}{V_{dc0} I_0} \cdot (E_{on0} + E_{off0})$$

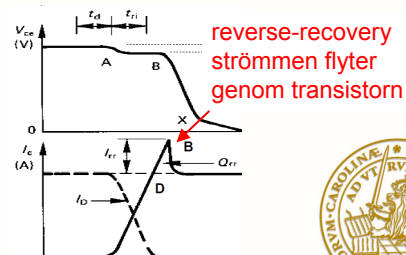
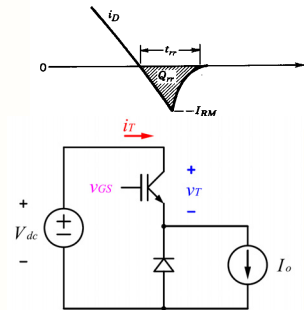
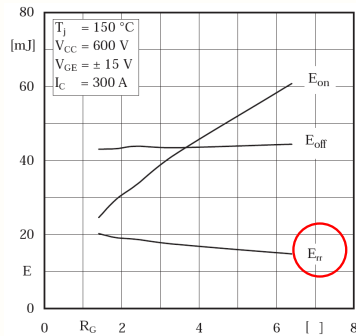


## Effektförluster (VI)

- Från tillverkarens datablad

- Dioden saknar tillslagsförluster
- Dioderna har frånslagsförluster på grund av reverse-recovery

$$P_{rr} = f_s \cdot \frac{E_{rr}}{V_{dc} I_0} \cdot V_{dc} I$$



## Kylardimensionering

- Hur gör man?

1. Beräkna maximalt tillåtna kylartemperaturen för varje komponent:

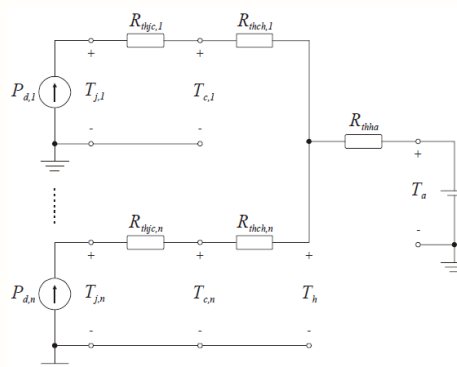
$$T_{hj} = T_{jj} - P_{dj} \cdot (R_{thjc,j} + R_{thch,j})$$

2. Den komponent som kräver lägst kylartemperatur kommer att bestämma maximalt tillåten kylartemperatur

$$T_h = \min(T_{hj})$$

3. Beräkna vilken termisk resistans (för kylaren) som behövs

$$T_h = T_a + R_{thha} \cdot \sum_{i=1}^n P_{d,i} \Rightarrow R_{thha} = (T_h - T_a) / \sum_{i=1}^n P_{d,i}$$



## Kylardimensionering - Exempel

En transistor i en TO-3 kapsel har en förlusteffekt på 26W

$$R_{th,jc} = 0.9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Ett lager mica placeras mellan transistorn och kylaren

$$R_{th,ch} = 0.4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Kiseltemperaturen tillåts vara 125 °C

Omgivningstemperaturen kan maximalt vara 55 °C

Vilken termisk resistivitet får kylaren maximalt ha?

