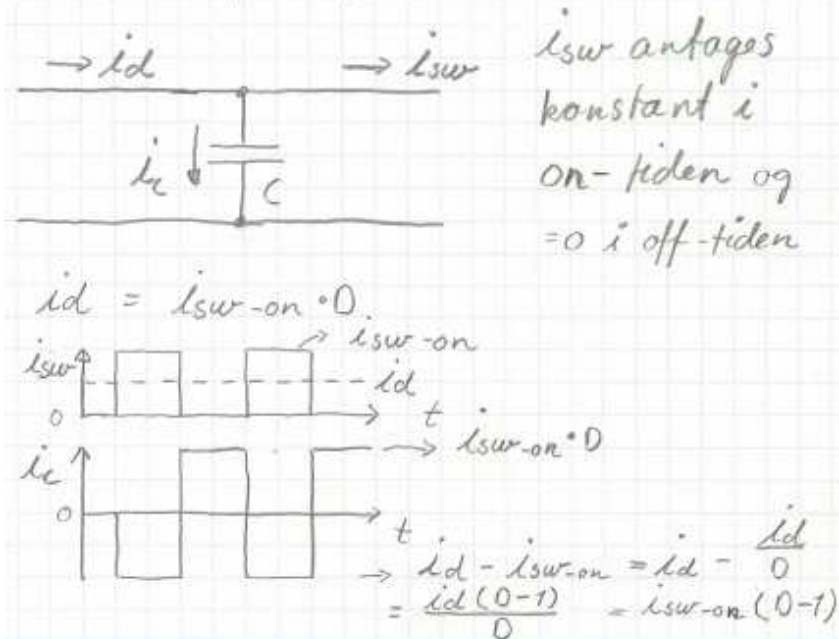


Kondensatoren i indgangsfilteret skal kunne holde til den ripplestrøm der kommer til at gå i den. Ved beregning af ripplestrømmen i kondensatoren kan strømmen  $i_d$  fra forsyngingskilden betragtes som en DC-strøm.



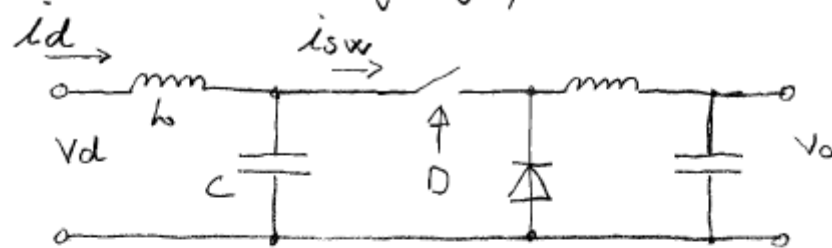
$$i_{c\text{ rms}} = \sqrt{D \cdot (i_{sw-on} \cdot D)^2 + (1-D) \cdot (i_{sw-on}(D-1))^2}$$

Eksempel:  $D = 0,5$ ,  $i_{sw-on} = 20 \text{ A}$

$$i_{c\text{ rms}} = \sqrt{0,5(0,5 \cdot 20)^2 + 0,5(0,5 \cdot 20)^2} = 10 \text{ A}$$

Elektrolytkondensatorer i indgangsfilteret skal være konstrueret til at kunne holde til den oftest store ripplestrøm, dvs. det skal være typer med lav ESR. Det vil som regel være radielle typer, da denne type kan monteres med kortest mulig benlængde dvs. med mindst mulig parasitinduktans i benene.

step ned: indgangsfiltre



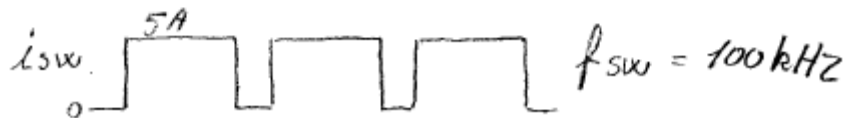
$$T_i(s) = \frac{I_d(s)}{I_{sw}(s)} = \frac{1}{s^2 L C + 1}$$

$$T_i(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$|T_i(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2}}$$

$$\omega \gg \omega_0 \Rightarrow |T(j\omega)| \approx \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \left(\frac{f_0}{f}\right)^2$$

Eksempel:  $I_{sw \text{ peak}} = 5A, D = 0,75$



$I_d$  skal overholde EMC-krav

EMC krav til lednings båret AC-ström på forsyningsledninger starter ved  $f = 150 \text{ kHz}$ , dvs. den første frekvens der skal dæmpes er  $200 \text{ kHz}$ , dvs. 2. harmonisk af  $f_{sw}$ .  
fourier.

$$C_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot 5A}{2 \cdot \pi} \sqrt{1 - \cos(4 \cdot \pi \cdot 0,75)} = 1,59 \mu F$$

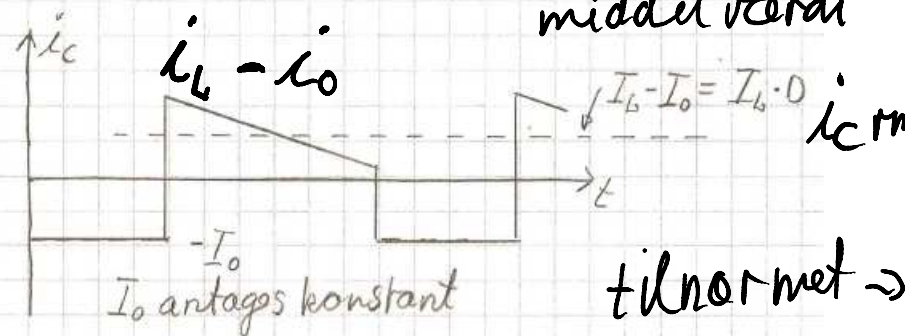
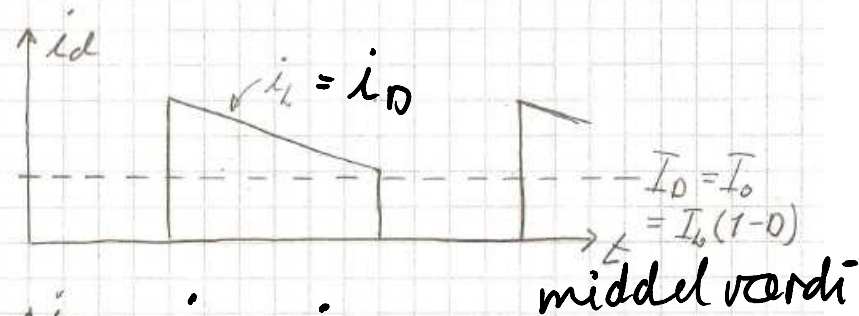
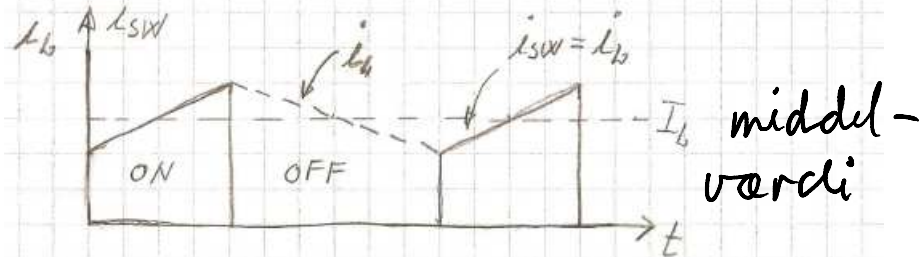
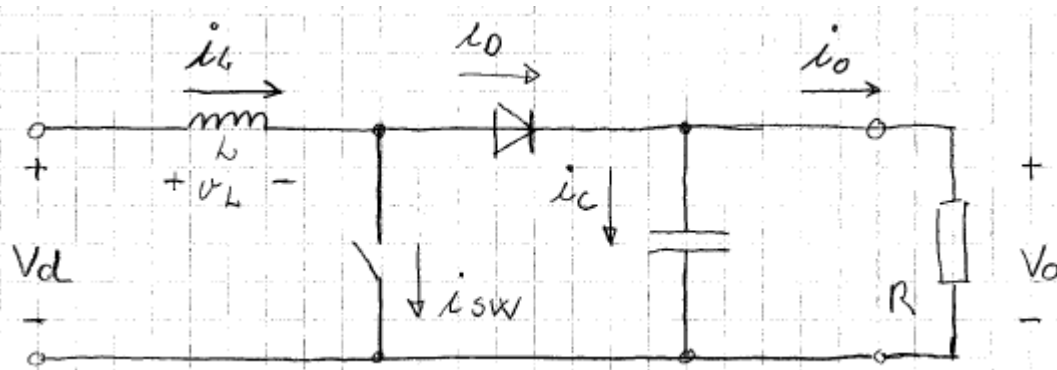
EMC krav ved  $200 \text{ kHz} \approx 64 \text{ dB}_{\mu V} = 1,5 \mu V$   
målt over  $50 \Omega \Rightarrow I_{200 \text{ kHz}} < 32 \mu A$

$$\text{dæmpning} = \frac{1,59A}{32 \mu A} \approx 49600 \text{ gange}$$

$$\left(\frac{f_0}{f}\right)^2 = \frac{1}{49600} \Rightarrow f_0^2 = \frac{f^2}{49600}$$

$f_0 = 897 \text{ Hz}$  (NB: lidt forskelligt fra sidste lektion)

i praksis skal  $f_0$  vælges lavere pga. ESR i C.



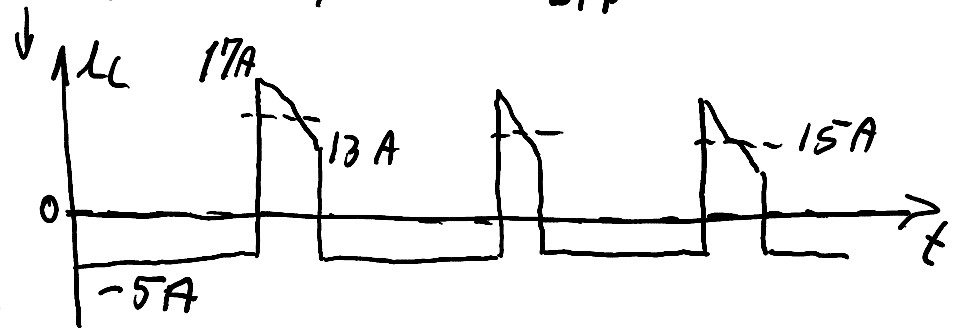
$$i_{C\text{ rms}} \approx \sqrt{I_O^2 \cdot D + (I_L \cdot D)^2 \cdot (2-D)}$$

Det er en tilnærmelse at regne med middelværdierne

$I_O$  og  $I_L$ , men Hvis  $\Delta i_L$  er lille (ca.  $< 20\%$  af  $I_L$ ) er det OK

Eksempel:  $I_O = 5A$ ,  $D = 0,75$

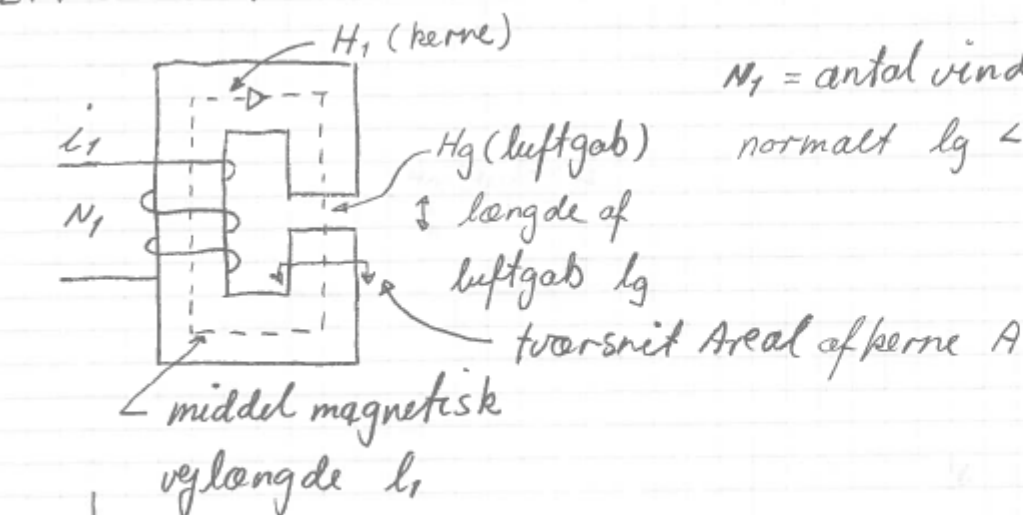
$I_L = 20A$ , hvis  $\Delta i_{L\text{pp}} = 4A$



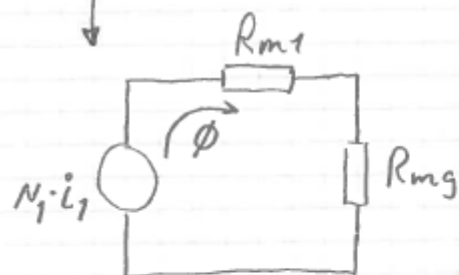
$$i_{C\text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{3}(17^2 + 17 \cdot 13 + 13^2)0,25 + 5^2 \cdot 0,75}$$

$$\approx \sqrt{56,5 + 18,75} A \approx 8,68 A$$

$$\sqrt{56,25 + 18,75} A \approx 8,66 A \quad 3$$



$N_1 = \text{antal vindinger}$   
normalt  $l_g \ll l_1$



Eks. magnetisk spænding  
i luftgab

$$\frac{N_1 \cdot i_1 \cdot R_{mg}}{R_{mg} + R_{m1}}$$

Fluxtæthed  $B = \frac{\Phi}{A}$  typiske grænser for  
måtning:

Ferrite materiale :  $\sim 300 \text{ mT} - 500 \text{ mT}$

transformatorjern :  $\sim 1,5 \text{ T}$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i, \quad \sum i = N \cdot i$$

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = N \cdot i$$

$$H_1 \cdot l_1 + H_g \cdot l_g = N_1 \cdot i_1$$

$$B = \mu \cdot H \Rightarrow H = \frac{B}{\mu}, \quad B = \frac{\Phi}{A}$$

$$H = \frac{\Phi}{\mu \cdot A}$$

$$\frac{\Phi_1 \cdot l_1}{\mu_1 \cdot A_1} + \frac{\Phi_g \cdot l_g}{\mu_g \cdot A_g} = N_1 \cdot i_1$$

$$\Phi_1 = \Phi_g \text{ og } A_1 = A_g$$

$$\frac{\Phi \cdot l_1}{\mu_1 \cdot A} + \frac{\Phi \cdot l_g}{\mu_g \cdot A} = N_1 \cdot i_1$$

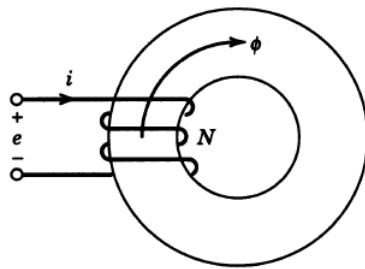
$$\frac{l}{\mu \cdot A} = R_m \text{ magnetisk modstand}$$

$$\Phi (R_{m1} + R_{mg}) = N_1 \cdot i_1$$

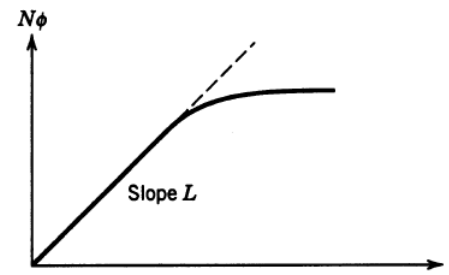
"magnetisk strøm"

"magnetisk spænding"

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{i} \quad \text{definition}$$

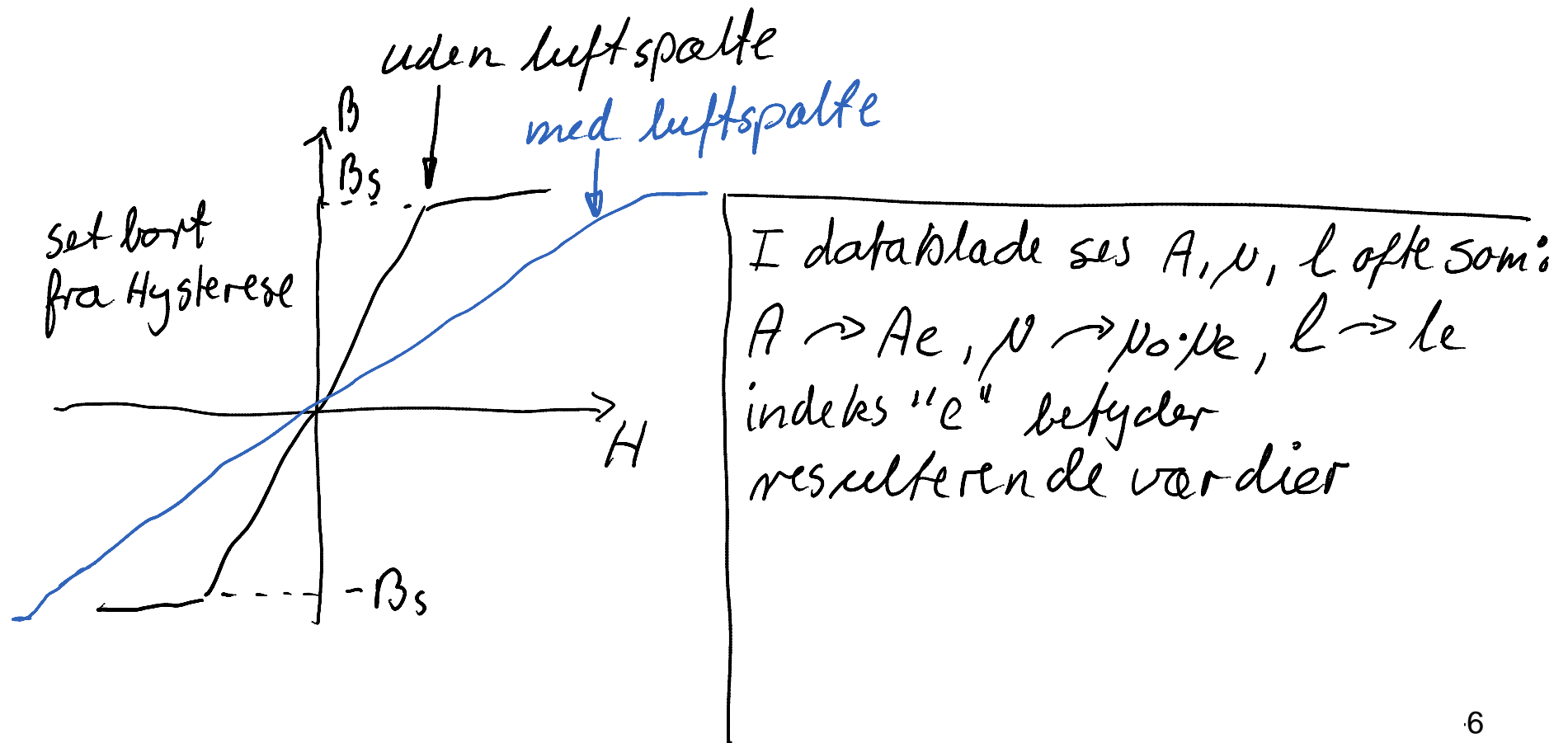


(a)



(b)

**Figure 3-17** Self-inductance  $L$ .



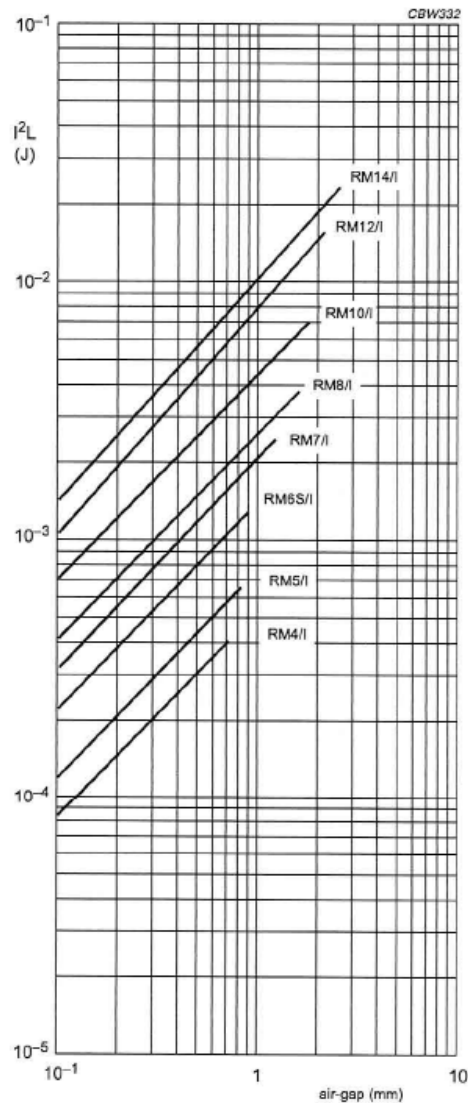


Fig.33  $I^2L$  graph for RM/I cores.

Eksempel:  $L = 100 \mu\text{H}$ ,  $I = 5 \text{ A}$  dvs.  $I^2 \cdot L = 2,5 \text{ mJ}$

#### CORE SETS

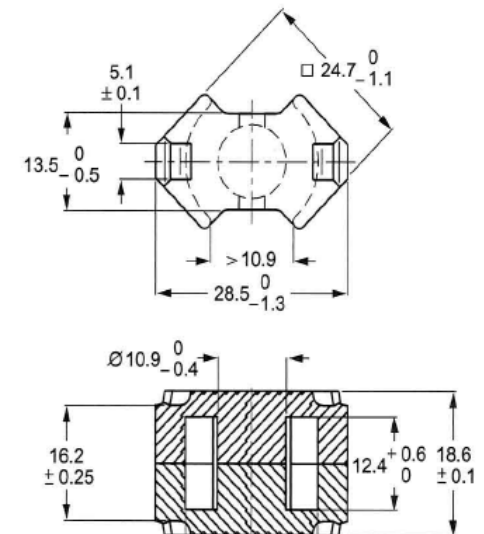
##### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.462	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	4310	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	44.6	mm
$A_e$	effective area	96.6	$\text{mm}^2$
$A_{\min}$	minimum area	89.1	$\text{mm}^2$
$m$	mass of set	$\approx 22$	g

Core sets for general purpose transformers and power applications

Clamping force for  $A_L$  measurements,  $60 \pm 20 \text{ N}$ .

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP ( $\mu\text{m}$ )	TYPE NUMBER
3C81	$160 \pm 3\%$	$\approx 59$	$\approx 980$	RM10/I-3C81-E160
	$250 \pm 3\%$	$\approx 92$	$\approx 570$	RM10/I-3C81-A250
	$315 \pm 3\%$	$\approx 116$	$\approx 430$	RM10/I-3C81-A315
	$400 \pm 3\%$	$\approx 147$	$\approx 330$	RM10/I-3C81-A400
	$630 \pm 3\%$	$\approx 232$	$\approx 190$	RM10/I-3C81-A630
	$5500 \pm 25\%$	$\approx 2020$	$\approx 0$	RM10/I-3C81



$$\mu_e \leq \frac{V_{min} \cdot (\beta_s)^2}{I^2 \cdot l_e \cdot \mu_0}$$

Eksempel:  $L = 100 \mu H$ ,  $I = 5 A$  dvs.  $I^2 \cdot L = 2,5 mJ$

Volumenmetode

$$V_{min} = A_{min} \cdot l_e = 89,1 \cdot 10^{-6} \cdot 44,6 \cdot 10^{-3} m^3$$

$$V_{min} = 3,97 \cdot 10^{-6} m^3$$

$\beta_s \rightarrow$  sættes til  $0,3 T$

#### CORE SETS

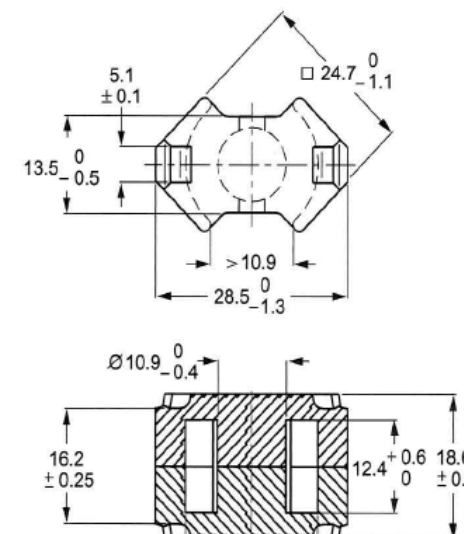
##### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.462	$mm^{-1}$
$V_e$	effective volume	4310	$mm^3$
$l_e$	effective length	44.6	mm
$A_e$	effective area	96.6	$mm^2$
$A_{min}$	minimum area	89.1	$mm^2$
$m$	mass of set	$\approx 22$	g

Core sets for general purpose transformers and power applications

Clamping force for  $A_L$  measurements,  $60 \pm 20 N$ .

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP ( $\mu m$ )	TYPE NUMBER
3C81	$160 \pm 3\%$	$\approx 59$	$\approx 980$	RM10/I-3C81-E160
	$250 \pm 3\%$	$\approx 92$	$\approx 570$	RM10/I-3C81-A250
	$315 \pm 3\%$	$\approx 116$	$\approx 430$	RM10/I-3C81-A315
	$400 \pm 3\%$	$\approx 147$	$\approx 330$	RM10/I-3C81-A400
	$630 \pm 3\%$	$\approx 232$	$\approx 190$	RM10/I-3C81-A630
	$5500 \pm 25\%$	$\approx 2020$	$\approx 0$	RM10/I-3C81





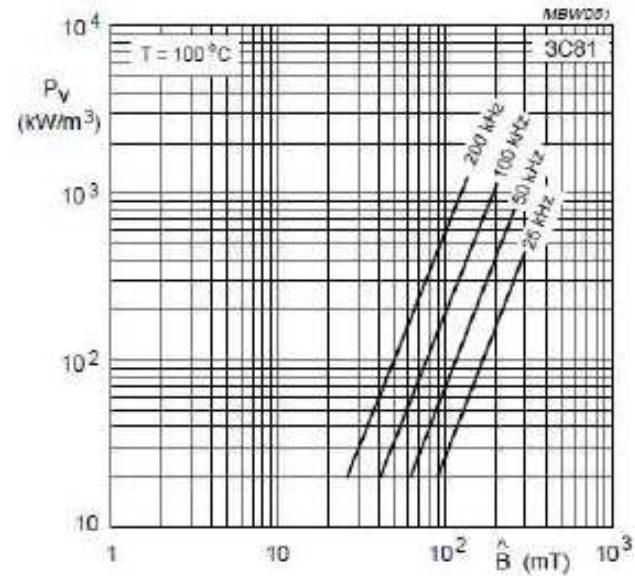


Fig.6 Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as a parameter.

Eksempel:  $L = 100 \mu\text{H}$ ,  $I = 5 \text{ A}$  RM 10i  
 Materiale = 3C81,  $F_{\text{sw}} = 100 \text{ kHz}$

#### CORE SETS

##### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.462	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	4310	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	44.6	mm
$A_e$	effective area	96.6	$\text{mm}^2$
$A_{\text{min}}$	minimum area	89.1	$\text{mm}^2$
$m$	mass of set	$\approx 22$	g

Det er kun varierende magnetfelter, der giver kernetab.

Eksempel:  $L = 100 \mu\text{H}$ ,  $I = 10 \text{ A}$   $R_M 10\Omega$   
Materiale = 3C81,  $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$

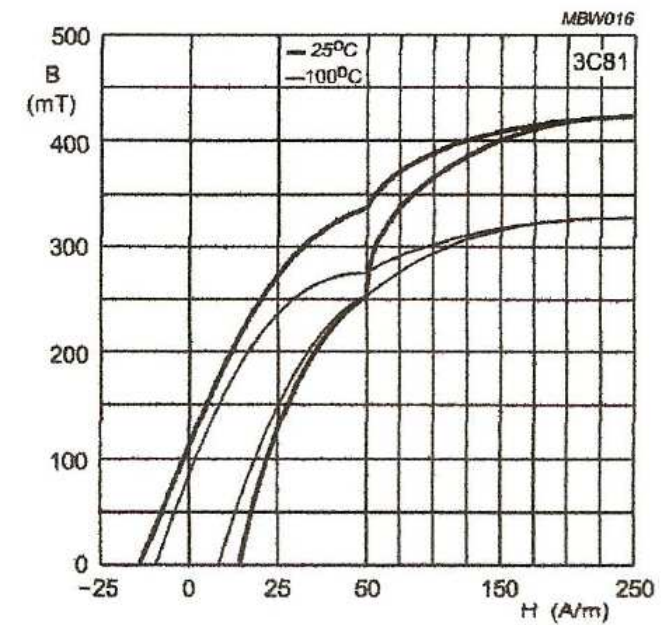
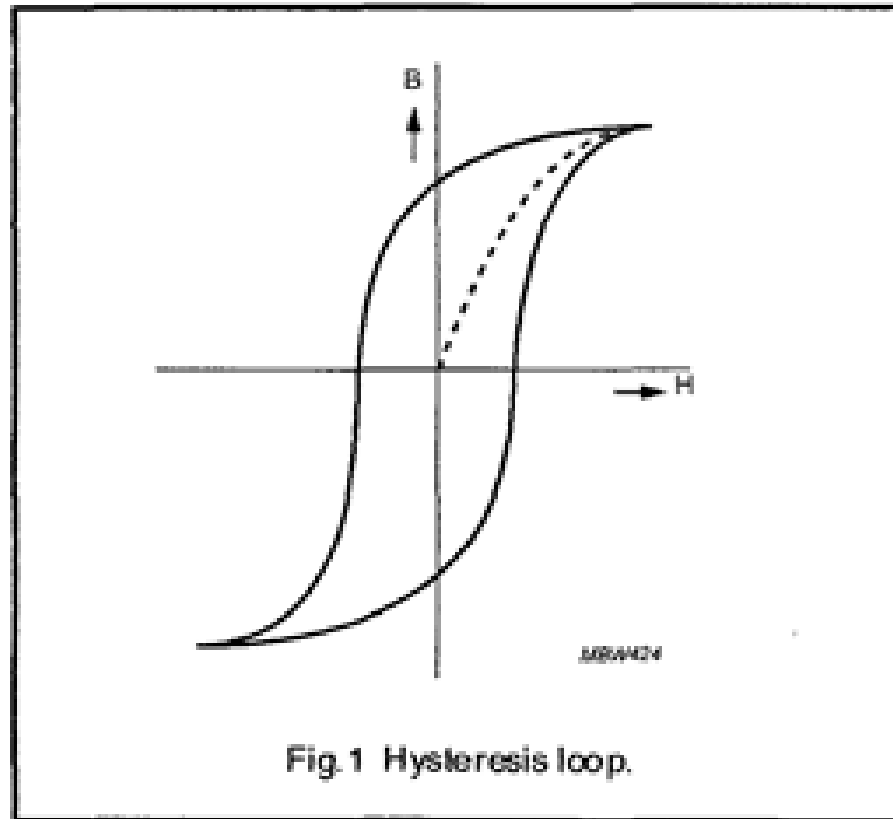
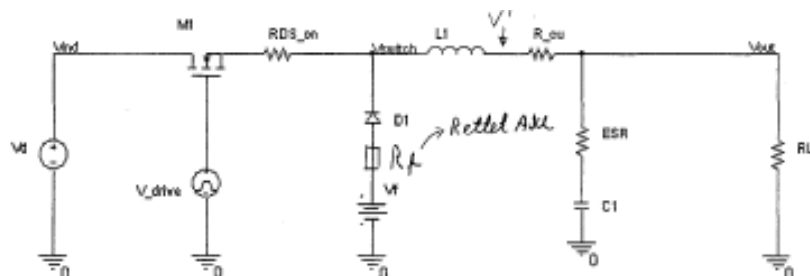


Fig.3 Typical B-H loops.



Figur 4 Buckconverter med tabsgivende komponenter

Fig 3 viser samme diagram, men nu er der vist de væsentligste af de komponenter, der giver DC tab. Spoler og kondensatorer er ideelle, og deres tabskomponenter er vist som separate modstande. Dioden er selv uden spændingsfald, men der er indføjet en spændingskilde af størrelse som diodens spændingsfald, dvs 0,5 - 1 V.

Som det fremgår af de senere afsnit om filtre, kan dette diagram udvides med flere "parasitkomponenter", afhængig af, hvad formålet med diagrammet er.

For at kunne regne på udgangsspændingens afhængighed af duty-cycle, kan vi ikke længere bare bruge formelen  $V_o = D \cdot V_d$ . Derimod er det stadig rigtigt, at spændingsintegralet over  $L_1$  skal være 0 set over en periode af switchfrekvensen, altså

$$V_{L,on} \cdot t_{on} = V_{L,off} \cdot t_{off}$$

For at finde  $V_L$  i on og i off perioden, kan vi finde spændingen på hver side af  $L$  for hver del af perioden.

ON:

$$\begin{aligned} V_{switch} &= V_d - I_{L1} R_{DS,on} \\ V' &= V_{out} + I_{L1} R_{cu} \end{aligned} \quad \text{- hvor } V' \text{ er en tænkt spænding mellem den ideelle selvinduktion og dennes tabmodstand.}$$

$$V_{L,on} = V_{switch} - V' = V_d - I_{L1} R_{DS,on} - V_{out} - I_{L1} R_{cu} = V_d - V_{out} - I_{L1} (R_{DS,on} + R_{cu})$$

OFF:

$$\begin{aligned} V_{switch} &= -V_f - I_{L1} R_f \\ V' &= V_{out} + I_{L1} R_{cu} \\ V_{L,off} &= -V_f - V_{out} - I_{L1} (R_{cu} + R_f) \end{aligned}$$

Rettelser AJU

Hvilket resulterer i, at

$$(V_d - V_{out} - I_{L1} (R_{DS,on} + R_{cu})) t_{on} = (-V_f - V_{out} - I_{L1} (R_{cu} + R_f)) t_{off} \quad [4.1]$$

Ved at anvende  $t_{on} = D \cdot T$  og  $t_{off} = (1-D)T$  kan udledes et udtryk for spændingernes sammenhæng med duty-cycle.  $I_{L1}$  er en (nogenlunde) konstant strøm, som kan sættes til samme værdi som

Ingeniørhøjskolen i Århus  
Elektro- og IKT-afdelingen

Jen  
23. oktober 2001

Rettelser AJU

belastningsstrømmen. Rippleværdien midles ud når vi integrerer over  $t_{on}$  hhv  $t_{off}$ .

Omfornes formelen, så den giver  $V_o = f(I_o)$  fås:

$$V_o = (V_d D - V_f (1-D) - I_o (R_{DS,on} D + (R_f (1-D) + R_{cu}))) \quad [4.2]$$

Virkningen af ESR er, at ripplespændingen bliver større på udgangen,  $V'$  i on tiden bliver lidt højere, og tilsvarende bliver den lidt mindre i off tiden.

De viste tabskomponenter kan efter behov suppleres med eventuelle strømmålemodstande, indre modstand i sikringer, og hvad der nu måtte være i det aktuelle kredsløb.

#### 4.1 Thevenin ækvivalentdiagram

Formel [4.2] som er gentaget her, kan undersøges nærmere.

$$V_o = V_d D - V_f (1-D) - I_o (R_{DS,on} D + R_f (1-D) + R_{cu}) \quad [4.2]$$

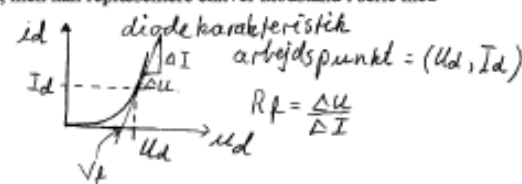
Det ses, at formelen kan opfattes som et Thevenin ækvivalent, hvor

$$\text{Thevenin spændingen } V_{Th} = (V_d D - V_f (1-D))$$

$$\text{Thevenin modstanden } R_{Th} = (R_{DS,on} D + R_f (1-D) + R_{cu})$$

Det fremgår, at de indgående modstande har forskellig vægt, således at modstande i forsynings-spændingskredsen har stor vægt ved stor  $D$ , modstande i diode kredsløbet har stor vægt ved lille  $D$ , og modstande i serie med udgangen har deres fulde værdi.  $R_f$  er diodens ækvivalente seriemodstand, men kan repræsentere enhver modstand i serie med dioden.

Tilføjelser AJU:



I et område omkring arbejds punktet  $(U_d, I_d)$  kan dioden ækvivaleres med en spænding " $V_f$ " i serie med en modstand " $R_f$ ".



Thevenin  
ækvivalent

Disse to energimængder vil forekomme en gang hver periode af switchfrekvensen, hvilket resulterer i en tabseffekt på

$$P_{\text{switch}} = \left( \frac{1}{2} I_L V_d (t_{ri} + t_{rv}) - \frac{1}{2} I_L V_d (t_{fi} + t_{fv}) \right) f_{sw}$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_L V_d (t_{ri} + t_{rv} + t_{fi} + t_{fv}) f_{sw} \quad [5.1]$$

Denne formel er udledt for Buck converteren. Formlen kan bruges generelt, hvis der altid anvendes disse størrelser:

$I_L$  erstattes med strømmen i transistoren lige før den slukker

$V_d$  erstattes med spændingen over transistoren når den er afbrudt

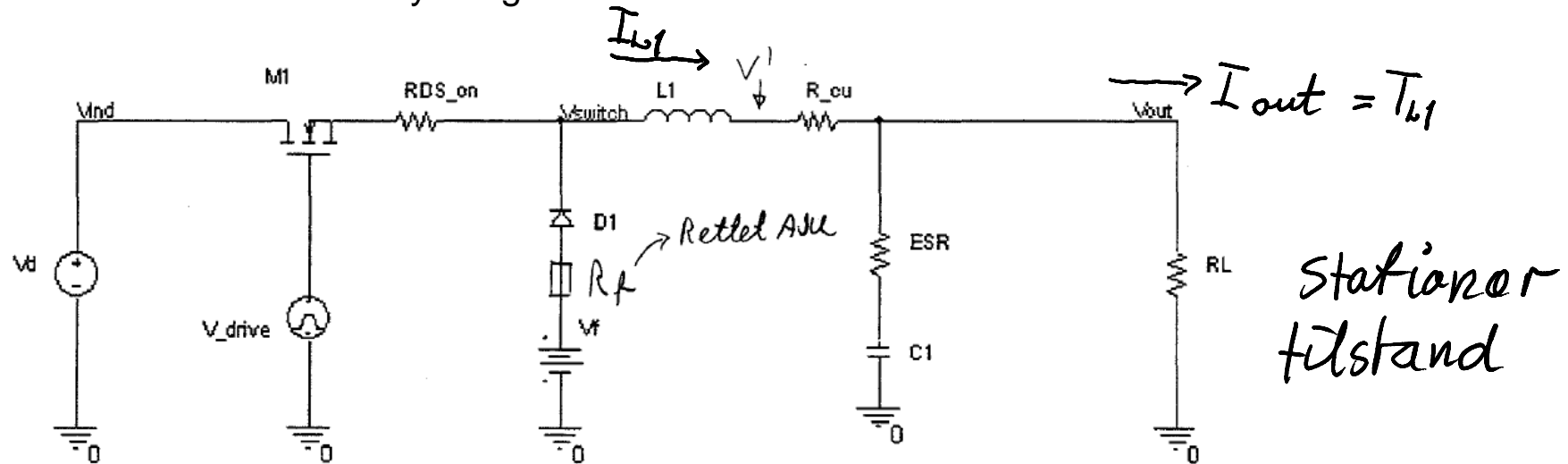
### **5.1.2    Hysteresetab**

Der forekommer tab i jernkernen i  $L_1$  på grund af at der er en ripplestrøm. Det er derfor nødvendigt at anvende kernemateriale beregnet til høje frekvenser, for eksempel ferrit.

Hysteresekurven giver et udtryk for tabet, idet magnetiseringstabet er proportionalt med arealet inde i hysteresesløjfen. Tabet er også proportionalt med antal gange hysteresesløjfen gennemløbes, altså er tabet proportionalt med switchfrekvensen. I datablad for kernematerialet kan man finde data for dette tab.

### **5.1.3    Valg af switchfrekvens ud fra tab**

Det er interessant at få en høj switchfrekvens, fordi spoler, kondensatorer og eventuelle transformatorer bliver mindre ved højere frekvens. Det er derimod en ulempe, at tabene bliver større ved højere frekvens, fordi de ovenfor omtalte switchtab vokser.



Figur 4 Buckconverter med tabsgivende komponenter

$$\text{ON: } V_{\text{switch}} = V_d - I_{L1} \cdot R_{\text{oson}} \quad ; \quad V' = V_{\text{out}} + I_{L1} \cdot R_{\text{cu}}$$

$$V_{L1\text{ON}} = V_{\text{switch}} - V' = V_d - V_{\text{out}} - I_{L1}(R_{\text{oson}} + R_{\text{cu}})$$

$$\text{OFF: } V_{\text{switch}} = -V_f - I_{L1} \cdot R_f \quad ; \quad V' = V_{\text{out}} + I_{L1} \cdot R_{\text{cu}}$$

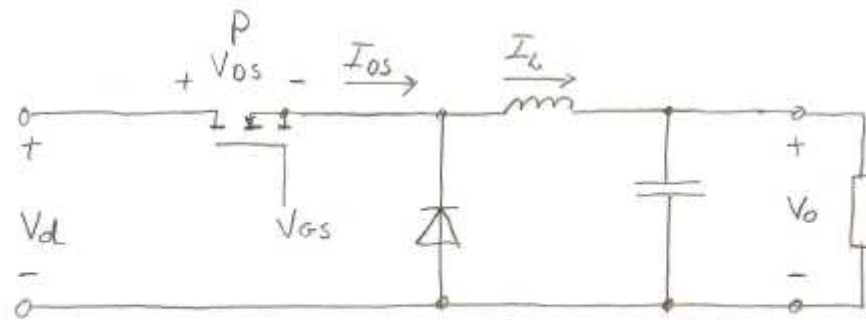
$$V_{L1\text{OFF}} = V_{\text{switch}} - V' = -V_f - V_{\text{out}} - I_{L1}(R_f + R_{\text{cu}})$$

$$(V_d - V_{out} - I_{L1}(R_{DSon} + R_{Cu}))t_{on} = (-V_f - V_{out} - I_{L1}(R_f + R_{Cu}))t_{off}$$

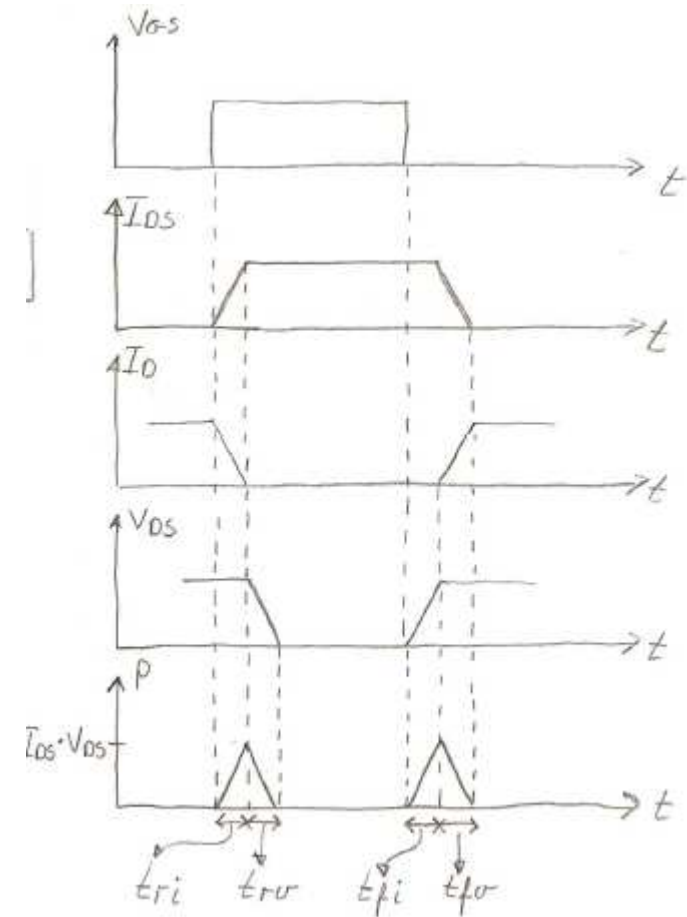
Virkningsgrad:  $\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{tab}}$

DC-tab = Tab, der er uafhængige af switchfrekvensen

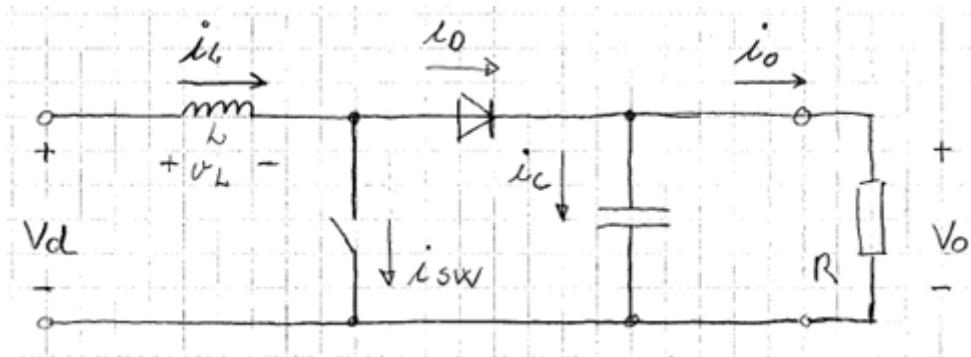
Switch-tab = Tab, der afhænger af switchfrekvensen



Det antages at spændinger og strømme stiger og falder lineært







### Eksempel på praktisk udseende af switch tab (turn off)

#### Step Up Converter fra Brændselscelle i en El - Bil

$U_i = 56V$        $I_i = 82A$        $P_i = 4592W$   
 $U_o = 231V$        $I_o = 18A$        $P_o = 4158W$

Der er 2 switchtransistorer i parallel, nedenstående er resultater for en af dem.

CH1 = Drain Source spænding

CH2 = drain strøm ( 20A/V )

Math = CH1 \* CH2 (4kW/div.)

Peak effekt = 13,6kW

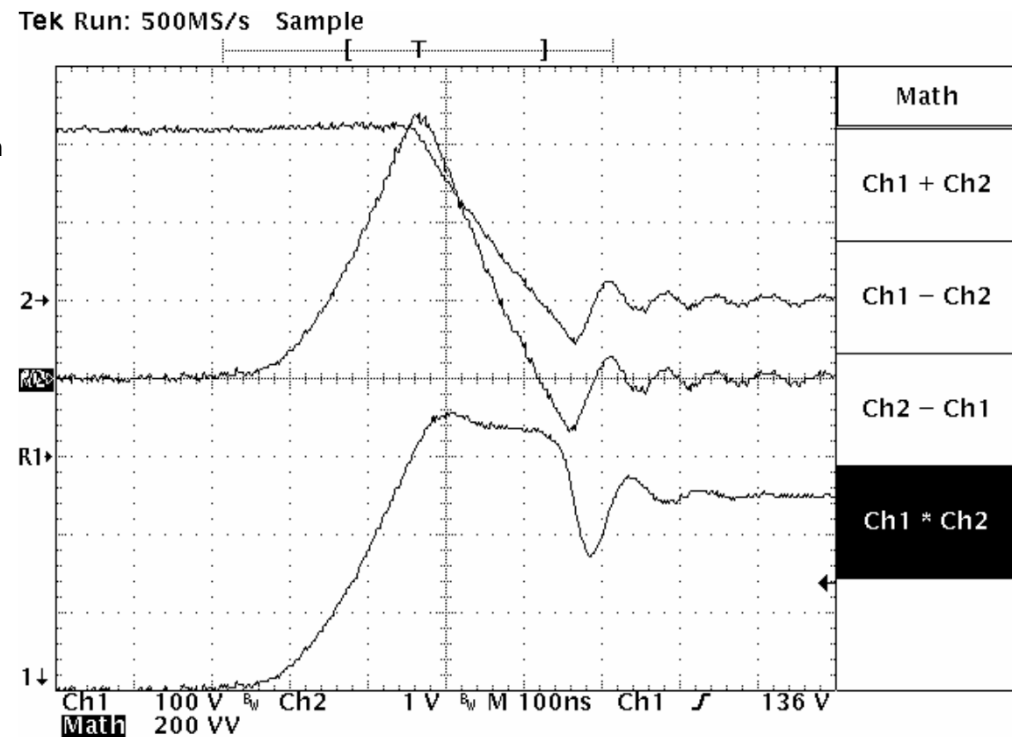
Varighed = 340nsek.

Turn off energi = 2,3mJ

Switchfrekvens = 30kHz

Turn off effekt = 69W

NB: Der er ingen nævneværdig turn on tab pga. af en indsat turn on spole, der får strømmen til at vokse "langsomt" op.



Komponent	Parameterværdi	Formel: P =	Effekt
Selvinduktion L1			
$R_{cu}$	0.12 Ohm	$I_L^2 R_{cu}$	3.0 W
Diode D1			
$V_f$	0,5 V	$I_L * V_f * (1-D)$	1,8 W
MOSFET M1			
$R_{DS,on}$	0,2 Ohm	$I_L^2 R_{ds,on} * D$	1,4 W
Switchtab	$t_r = 50 \text{ ns}; t_f = 150 \text{ ns}$	$\frac{1}{2} I_L V_d (t_r + t_f) / T$	0,5 W
Total tab			6,7 W