

ETEFE1  
Practical coil design  
Transformers  
Ver. c

Arne Justesen  
12/01/2009

# Generelle kommentarer

Magnetiske komponenter (spoler & transformatorer) til switchede strømforsyninger fås ikke som "hyldevarer", derfor er det vigtigt at have kendskab til hvordan de designes og specificeres, således man kan sætte en transformator/spole – fabrikant til at levere "efter tegning".

Denne slide omhandler design af effekt transformatorer til Buck-afledte konvertere (Push-Pull, Halv-Bro, Hel-Bro og Forward-konvertere), hvori drift strømmen består af en overvejende firkant formet strøm. Strømmen kan være symmetrisk omkring 0 A (middelstrøm = 0 A) eller starte ved 0 A og gå op til en peak værdi (middelstrøm større end 0 A). Spændingen over transformatorerne er ligeledes firkant formede. Middelspændingen på transformatorens viklinger set over en eller flere perioder er = 0 V). Transformatorerne realiseres med anvendelse af ferrite kerner.

I modsætning til spoler skal denne type transformatorer ikke have luftgab.

Sliden omhandler udelukkende Transformatorer til Switch mode konvertere, der kører efter PWM spændings-mode kontrol, dvs. den type kontrol, der er omtalt i ETEFE1 kurset.

De 2 hovedformål med en transformator i switchede strømforsyninger er: Galvanisk adskillelse mellem indgangs – og udgangsside og spændingstilpasning.

Den galvaniske adskillelse kan være af signal-/støj-mæssige årsager, af sikkerhedsmæssige årsager eller en kombination af begge. De sikkerhedsmæssige krav er specificeret i sikkerheds standarderne f. eks. EN60950. De omfatter bl.a. krav til spændingsfasthed og krybeafstand mellem indgangsside og udgangsside (f. eks. 3500 V ac og 6 mm). Kravet til krybeafstand er normalt afhængig af den maksimale spænding, der kan forekomme over transformatoren.

Gennemgangen berører følgende emner:

Omsætningsforhold,      Antal vindinger,      Kernestørrelse/Spoleform,      Effekt tab/temperaturstigning

De fremgangsmåder, der anvendes i denne gennemgang er ikke "de eneste sandheder", der findes andre velegnede fremgangsmåder.

I gennemgangen er anvendt materiale fra Epcos's og Ferroxcubes ferrite databøger.

# Forudsætninger for korrekt funktion af Transformatorer.

- 1 Kernematerialet må ikke gå i mætning.
- 2 Transformatoren skal yde den nødvendige udgangsspænding ved den minimalt tilladelige indgangsspænding og maksimalt tilladelige belastningsstrøm.
- 3 Drift temperaturen må ikke overskride en given maksimalværdi.

Det, der bestemmer fluxtætheden i kernen er "volt-sekund produktet" af spændingen over transformatoren. Det største volt-sekund produkt forekommer ved kombinationen af maksimal indgangsspænding og maksimal duty cycle. Det er derfor et absolut krav, at fluxtætheden ikke overstiger mætningsfluxtætheden ved denne worst case kombination.

Det er ud fra kravet i punkt 2 omsætningsforholdet i transformatoren skal beregnes.

De materialer, der anvendes ved fremstillingen af transformatorer er specificeret til en maksimal tilladelig drift temperatur. Derfor skal transformatorens maksimale drift temperatur holdes under den laveste specificerede maksimale drift temperatur for de anvendte materialer. De anvendte materialer omfatter: ferritkerne, spoleform, kobbertråd/folie og isoleringsmateriale samt imprægnering. Den maksimale drift temperatur for spoleform, kobbertråd/folie, isoleringsmateriale og imprægnering er fastsat af producenten ud fra f.eks. brandsikkerhed, det er normalt disse materialer, der fastsætter den maksimale temperatur. Den maksimale temperatur for kernen er givet ved kernematerialets Curie-temperatur, som ved normalt anvendt materiale er større end 200°C.

## Soft Ferrites

### SELECTING THE CORRECT CORE TYPE

The choice of a core type for a specific design depends on the design considerations and also on the personal preference of the designer. Table 1 gives an overview of core types as a function of power throughput and this may be useful to the designer for an initial selection.

Each of the core types has been developed for a specific application, therefore they all have advantages and drawbacks depending on, for example, converter type and winding technique.

**Table 1** Power throughput for different core types at 100 kHz switching frequency

POWER RANGE (W)	CORE TYPE
<5	RM4; P11/7; T14; EF13; U10
5 to 10	RM5; P14/8
10 to 20	RM6; E20; P18/11; T23; U15; EFD15
20 to 50	RM8; P22/13; U20; RM10; ETD29; E25; T26/10; EFD20
50 to 100	ETD29; ETD34; EC35; EC41; RM12; P30/19; T26/20; EFD25
100 to 200	ETD34; ETD39; ETD44; EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; T58; U25; U30; E42; EFD30
200 to 500	ETD44; ETD49; E55; EC52; E42; P42/29; U67
> 500	E65; EC70; U93; U100; P66/56; PM87; PM114; T140

*Choice of ferrite for power transformers and inductors*

## Effektniveau og kernestørrelse

At beregne en transformator er en iterativ proces. For at få et godt "start gæt" kan man anvende f. eks. Tabel 1 til venstre.

Tabellen giver en sammenhæng mellem effektniveau og kerne type – og størrelse ved en switch frekvens på 100 kHz. Tabellen er kun retningsgivende, da den ikke skelner mellem de forskellige konvertertyper, ligesom den heller ikke skelner mellem om transformatoren skal have indbygget krybeafstand eller ej. Ved krybeafstand bliver transformatoren generelt større, da krybeafstanden optager plads i spoleformen. Til transformatorer er kernetyper med en lang spoleform normalt at foretrække frem for en type med kortere spoleform og samme vikleareal (det areal der er til rådighed for kobbertråd/folie). Det gælder specielt når der skal være krybeafstand af hensyn til personsikkerhed. Dvs. det vil normalt være E-type kerner, der er de foretrukne (EF, E, EFD, ETD, EC). Ud af dem er det nok ETD typen der generelt er den bedst egnede.

Ved højere frekvenser end de 100 kHz tabellen gælder for bliver transformatoren generelt mindre, men det modvirkes i nogen grad af at indtrængningsdybden (se slide 6) bliver mindre og af at en mindre kerne har en større termisk modstand, dvs. der kan afsættes mindre effekt ved en given temperatur stigning.

## Eksempel på beregningsprocedure.

Først findes det nødvendige omsætningsforhold for transformatoren. Det bestemmes ud fra: minimal indgangsspænding, maksimal udgangsspænding, maksimal belastning og maksimal duty cycle (forward konverter normalt = 45 %, de øvrige normalt =  $2 \cdot 45\%$ ). Omsætningsforholdet er uafhængig af transformatoren.

Ud fra erfaring og/eller tabel 1 forrige side vælges en kerne – type og størrelse samt kernemateriale. I frekvensområdet 100 kHz – 200 kHz vil Ferroxcube materiale 3C90, 3C94 og 3C96 og Epcos materiale N72, N87 og N97 være velegnede.

Dernæst findes kernens termiske modstand (Epcos tabel 6.6 slide 11).

Den maksimale effektafsættelse beregnes ud fra den tilladelige temperaturstigning (normalt  $30^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}$ ).

$\frac{1}{2}$  - delen af effektafsættelsen allokeres til kerne tab og den  $\frac{1}{2}$  - del til kobbertab.

Ud fra tabs kurven (slide 12) for pågældende kernemateriale og kernens volumen findes den maksimalt tilladelige " $\Delta B$ " (flux tætheds sving).

Antal vindinger " $N_p$ " på primærsiden (indgangssiden) beregnes ud fra  $2 \cdot \Delta B$ .

Ud fra  $N_p$  og omsætningsforholdet beregnes antal vindinger " $N_s$ " på udgangssiden (sekundærsiden).

Det tilladte kobbertab fordeles ca. ligeligt mellem primær – og sekundærvikling.

Ud fra dette og RMS strømmene beregnes de tilladte ac-modstande " $R_{ac}$ " i primær og sekundær.

Regn med at ac-modstandene " $R_{ac}$ " er ca. 1,5 gange større end de fundne dc-modstande ( $R_{dc} \cdot 1,5 = R_{ac}$ ).

Dc-modstandene beregnes ud fra længden og tværsnitsarealet af kobbertrådene.

Antagelsen at  $R_{ac} = ca. 1,5 \cdot R_{dc}$  er rimelig så længe man holder sig til at anvende kobbertråd med en diameter, der ikke væsentligt overstiger (op til ca. +25%) indtrængningsdybden for den benyttede switchfrekvens og at det antal lag som primærviklingen og sekundærviklingen hver især er viklet med ikke overstiger 2 – 3 lag. (se slide 10)

Hvis een tråd ikke er nok, må der anvendes det nødvendige antal i parallel (alternativt litzetråd og/eller kobberfolie). Der kan som udgangspunkt regnes med en kobberfyldfaktor på ca. 0,5, dvs. kobberet fylder ca.  $\frac{1}{2}$ -delen af viklearealet.

Hvis der ikke er plads/for meget plads til kobber viklingerne startes forfra med en større/mindre transformator.

Det kontrolleres, at B ikke overstiger Bmætning ved maksimal indgangsspænding og maksimal duty cycle.

Hvis B overstiger Bmætning skal  $N_p$  – og dermed også  $N_s$  øges (det kan evt. være nødvendigt at anvende en større transformator).

## Nødvendige formler.

Indtrængningsdybde:

$$\sigma = \text{specifik ledningsevne for kobber } [\text{S} \cdot \text{m}^2 / \text{m}] = \left[ \frac{\text{m}^2}{\Omega \text{m}} \right]$$

$$\mu_0 = \text{vacuumpermeabiliteten } [\text{H/m}]$$

$$\delta = \text{indtrængningsdybde } [\text{m}]$$

$$f = \text{frekvens } [\text{Hz}]$$

$$\text{ved ca. } 100^\circ\text{C gælder: } \sigma := 43.2 \cdot 10^6 \quad \mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$\delta(f) := \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \sigma \cdot \mu_0 \cdot f}} \cdot 1000 \quad (\text{ved at gange med } 1000 \text{ fås resultatet i } [\text{mm}].)$$

$$\frac{1000}{\sqrt{\pi \cdot \sigma \cdot \mu_0}} = 76.573 \quad \text{dvs.} \quad \delta(f) := \frac{76.573}{\sqrt{f}} \quad [\text{mm}] \quad \delta(100 \cdot 10^3) = 0.242$$

Antal primær vindinger  $N_p$ :

$$B = \text{Fluxtæthed } [\text{T}]$$

$$V_{\text{ind}} = \text{Indgangsspænding } [\text{V}]$$

$$A_{\text{min}} = \text{Minimum tværsnitsareal for jernkerne } [\text{m}^2]$$

$$D = \text{duty cycle } [\text{tal}]$$

$$f_{\text{sw}} = \text{Switch frekvens } [\text{Hz}]$$

$$\Delta B = \text{Fluxtætheds sving mht. kernetab } [\text{T}]$$

$$B = \frac{V_{\text{ind}} \cdot D}{N_p \cdot A_{\text{min}} \cdot f_{\text{sw}}} \quad B = 2 \cdot \Delta B \quad \text{dvs.} \quad N_p = \frac{V_{\text{ind}} \cdot D}{2 \cdot \Delta B \cdot A_{\text{min}} \cdot f_{\text{sw}}}$$

Kobbermodstand:

$$R_{\text{dc}} = \text{Dc modstand } [\Omega]$$

$$R_{\text{ac}} = \text{Ac modstand } [\Omega]$$

$$L_{\text{cu}} = \text{Længde af kobbervikling } [\text{m}]$$

$$A_{\text{cu}} = \text{Tværsnitsareal af kobbervikling } [\text{m}^2]$$

$$P_{\text{cu}} = \text{Kobbertab } [\text{W}]$$

$$I_{\text{rms}} = \text{Rms strøm i kobbervikling } [\text{A}]$$

$$R_{\text{dc}} = \frac{\rho \cdot L_{\text{cu}}}{A_{\text{cu}}} \quad R_{\text{ac}} = 1.5 \cdot R_{\text{dc}} \quad P_{\text{cu}} = R_{\text{ac}} \cdot I_{\text{rms}}^2$$

Kernetab & Temperaturstigning

$$V_e = \text{Effektiv volumen af kernen } [\text{m}^3]$$

$$P_v = \text{Specifik kernetab } \left[ \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \right]$$

$$P_e = \text{Kernetab } [\text{kW}]$$

$$R_{\text{th}} = \text{Termisk modstand } [\text{K/W}] = [^\circ\text{C/W}]$$

$$\Delta T = \text{Temperaturstigning } [^\circ\text{C}]$$

$$P_e = P_v \cdot V_e \quad \Delta T = (P_e + P_{\text{cu}}) \cdot R_{\text{th}}$$

## Regneeksempel.

**Forward konverter:**  $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ , fødet fra  $230 \text{ V ac}$  med power faktor regulering, dvs. der skal indbygges krybeafstand.

$V_{ind} = 350 - 380 \text{ V dc}$ ;  $V_{out} = 5 \text{ V dc}$ ;  $I_{out} = 20 \text{ A}$  dvs.  $P_{out} = 100 \text{ W}$ ;  $D_{max} = 0,45$ .

### Beregning af omsætningsforhold:

Der anvendes schottky dioder i udgangen, ledespændingen sættes til  $0,7 \text{ V}$ . På switch siden af udgangsspølen skal der stå en firkantspænding fra  $0 - 5/0,45 \text{ V}$  når udgangsspændingen skal være  $5 \text{ V}$ , på transformatoren skal der være  $0,7 \text{ V}$  mere. Dvs. udgangsspændingen på transformatoren bliver:  $11,11 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 11,71 \text{ V}$ , det rundes op til  $12 \text{ V}$ . Denne spænding skal der være, når indgangsspændingen er  $350 \text{ V}$ , dvs. omsætningsforholdet bliver  $350 : 12$ .

### Transformator type/størrelse:

Som 1. gæt vælges en ETD39 kerne i **N87** materiale. Den termiske modstand  $R_{th} = 16^\circ\text{C/W}$ ,  $\Delta T$  sættes til  $40^\circ\text{C}$ , dvs. der kan tillades et effekttab på  $2,5 \text{ W}$  i transformatoren. **1, 25 W** bliver allokeret til kernetab. Kernens volumen "**Ve**" = **11500\*10E-9 m<sup>3</sup>**

$P_v$  bliver dermed:  $108,7 \text{ kW/m}^3$ , hvilket ifølge tabskurven (slide 13) svarer til  $\Delta B = \text{ca. } 130 \text{ mT}$ .

### Antal vindinger $N_p$ :

$$N_p = \frac{V_{ind} \cdot D}{2 \cdot \Delta B \cdot A_{min} \cdot f_{sw}}$$

$N_p = 49,25 \text{ vdg}$ . Dermed bliver  $N_s = 1,69 \text{ vdg}$ .  $N_s$  rundes op til  $2 \text{ vdg}$ . Dermed bliver  $N_p = 58,33 \text{ vdg}$ , som rundes ned til  $58 \text{ vdg}$ .

Dermed bliver  $B$  mindre, den korrigerede  $B$  bliver:

$$B = \frac{V_{ind} \cdot D}{N_p \cdot A_{min} \cdot f_{sw}}$$

Dvs.  $B = 221 \text{ mT}$

Den korrigerede  $P_v$  bliver:  $P_v = \text{ca. } 80 \text{ kW/m}^3$   
det totale kobbertab kan øges til  $\text{ca. } 1,5 \text{ W}$ .

Dvs. det korrigerede kernetab bliver:

**Pe = ca. 0,9 W**, hvilket betyder at

### Kontrol af mætning:

Kombinationen af maksimal indgangsspænding og maksimal duty cycle  $D_{maks}$  indsættes i ligningen for  $B$ .

Resultat: **B = 266 mT**      **OK**      mætning er  $\text{ca. } 375 \text{ mT @ } 100^\circ\text{C}$

$D_{maks}$  er her sat til worst case  $D = 0,5$

## Regneeksempel.

fortsat

**Forward konverter:** fsw = 100 kHz, fødet fra 230 V ac med power faktor regulering, dvs. der skal indbygges krybeafstand.

Vind = 350 – 380 V dc; Vout = 5 V dc; Iout = 20 A dvs. Pout = 100 W; Dmax = 0,45.

### Kontrol af magnetiseringsstrøm:

Np = 58, N87 har en AL faktor på 2700 – 20% nH/vdg<sup>2</sup> (slide 11), det giver en magnetiserings selvinduktion "Lm" på:

Lm = (2160 nH/vdg<sup>2</sup>) \* 58<sup>2</sup> = **7,27 mH**. Det giver en magnetiseringsstrøm "Im" på:

Im = 350V \* 4,5 us / 7,27 mH = ca. 220 mA

### Beregning af rms strømme:

I sekundærsiden af transformatoren løber en firkant formet strøm med en amplitude på 0 A – 20 A (der ses bort fra ripplestrøm i udgangsspølen) med en duty cycle på 0,45. I primærsiden løber en strøm med en amplitude fra [0 A – 20 A \* (2/58)] + ½ \* Im. Dvs. I rms sekundær = ca. 13,5 A og I rms primær = ca. 0,54 A

### Beregning af dc modstande:

Viklearealet i spoleformen er 178 mm<sup>2</sup> (slide 10), men det reduceres pga. kravet om krybeafstand. Krybeafstanden (6 mm) implementeres ved at indføre 3 mm kantisolering i begge sider af spoleformen, dermed bliver viklearealet "Acu" = ca. 136 mm<sup>2</sup>. Ca. halvdelen anvendes til primærsiden, dvs. Acup = ca. 68 mm<sup>2</sup>. Der er 58 vindinger, dvs. der er ca. 1,17 mm<sup>2</sup> til rådighed pr. vinding. Der regnes med en kobberfyldfaktor på 0,5, dvs. **netto kobberarealet pr. vinding** i primærsiden er **ca. 0.58 mm<sup>2</sup>**. Der bør ikke anvendes tråde med større diameter end ca. 0,3 mm. Det giver et kobber areal pr. tråd på 0,0707 mm<sup>2</sup>, som igen betyder, at der skal anvendes 8,2 tråde i parallel. Der er en standard tråddiameter på 0,315 mm. Det giver et kobberareal på 0,0779 mm<sup>2</sup> pr. tråd. Dvs. der skal anvendes 7 – 8 parallelle tråde. Der vælges 7 parallelle tråde til primærviklingen og een til demagnetiseringsviklingen, disse 8 tråde vikles parallelt.



## Regneeksempel.

fortsat

**Forward konverter:**  $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ , fødet fra  $230 \text{ V ac}$  med power faktor regulering, dvs. der skal indbygges krybeafstand.

$V_{ind} = 350 - 380 \text{ V dc}$ ;  $V_{out} = 5 \text{ V dc}$ ;  $I_{out} = 20 \text{ A}$  dvs.  $P_{out} = 100 \text{ W}$ ;  $D_{max} = 0,45$ .

### Beregning af dc modstande:

Middel viklélængden pr. vinding er **69 mm**, dvs. længden "L<sub>cup</sub>" af tråden i primærviklingen bliver:

$$L_{cup} = 69 \text{ mm} * 58 = \mathbf{4 \text{ m}}$$

De 7 tråde i parallel vil derfor have en dc-modstand på:

$$R_{dcp} = \text{ca. } 170 \text{ m}\Omega, \text{ hvilket vil give en ac-modstand på: } \mathbf{R_{acp} = \text{ca. } 255 \text{ m}\Omega}$$

Længden af tråden i sekundæren bliver:

$$L_{cus} = 69 \text{ mm} * 2 = \mathbf{0,14 \text{ m}}$$

I sekundæren anvendes kobberfolie med tykkelsen  $0,2 \text{ mm}$  og bredden  $= 18 \text{ mm}$ , dvs. med arealet "A<sub>cus</sub>"  $= 3,6 \text{ mm}^2$ .

Kobberfolien vil have en dc-modstand på:

$$R_{dcs} = \text{ca. } 900 \text{ }\mu\Omega, \text{ hvilket giver en ac-modstand på: } \mathbf{R_{acs} = \text{ca. } 1,35 \text{ m}\Omega}$$

### Beregning af kobbertab:

$$\text{Kobbertabet "P}_{cup}\text{" i primæren bliver: } P_{cup} = (0,54 \text{ A})^2 * 0,255 \text{ }\Omega = \mathbf{\text{ca. } 75 \text{ mW}}$$

$$\text{Kobbertabet "P}_{cus}\text{" i sekundæren bliver: } P_{cus} = (13,5 \text{ A})^2 * 1,35 \text{ m}\Omega = \mathbf{\text{ca. } 250 \text{ mW}}$$

Dvs. et samlet kobbertab "P<sub>cu</sub>" på ca. **350 mW** (rundt regnet). Det totale tab bliver:

$$\mathbf{P_{tot} = P_e = P_{cu} = \text{ca. } 1,3 \text{ W}}$$

Temperaturstigningen bliver:

$$\mathbf{\Delta T = \text{ca. } 21^\circ\text{C}}$$

Dvs. ca. det halve af det tilladte.

**Kommentar:** I praksis vil transformatorens termiske modstand være lidt større end den der opgives i tabellen på slide 11. Det skyldes at kantisoleringen gør det sværere for spoleformen at komme af med varmen. Derfor vil temperaturstigningen også blive større end den beregnede. De 58 vindinger i primærviklingen og demagnetiseringsviklingen vil nok fylde ca. 7 - 8 lag, dvs. væsentlig flere end de ca. 2 - 3 lag som giver  $R_{ac} = \text{ca. } 1,5 * R_{dc}$ . Det betyder, at primærviklingens  $R_{ac}$  i denne Konstruktion nok vil ligge i området:  $5 - 10 * R_{dc}$ . Hvis der regnes med 10, øges  $P_{cup}$  til ca. **0,5W**. Som igen øger den beregnede  $\Delta T$  til ca. **27°C**.

## Grafisk fremstilling af sammenhængen "trådtykkelse", antal lag og forholdet $R_{ac}/R_{dc}$

Kilde: Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring; Lloyd H. Dixon, Jr.

<http://focus.ti.com/lit/ml/slup197/slup197.pdf>

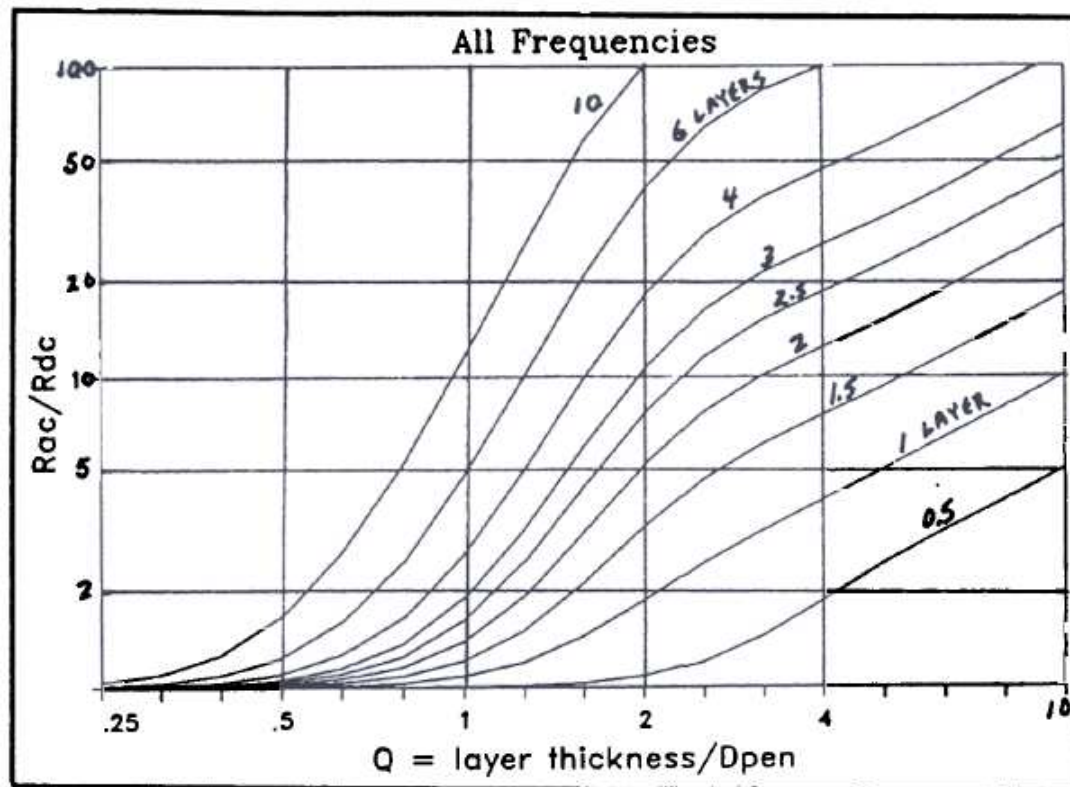


Fig. 15 - Eddy Current Losses -  $R_{ac}/R_{dc}$

the wire diameter. For round wires spaced apart in a layer, the effective layer thickness is  $.83 \cdot d \cdot (d/s)^{1/2}$ , where  $d$  is wire diameter and  $s$  is the center-to-center spacing of the wires.

Uddrag af en 13 sider artikel.

F2008 AJU

# ETD 39 kerne og spoleform



ETD 39/20/13	
Core	B66363

- To IEC 61185
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

## Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 0.74 \text{ mm}^{-1}$$

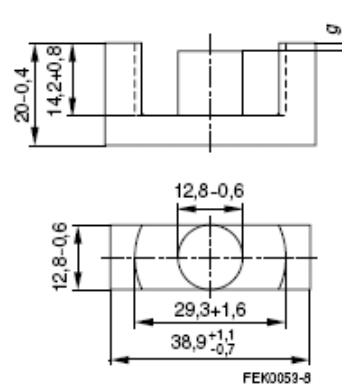
$$l_e = 92.2 \text{ mm}$$

$$A_e = 125 \text{ mm}^2$$

$$A_{min} = 123 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 11500 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 60 g/set

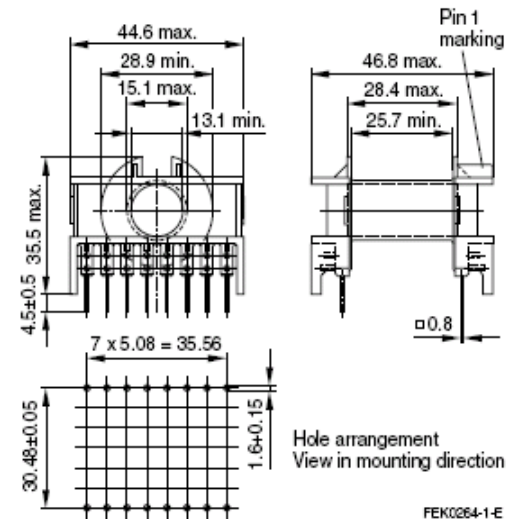


## Ungapped

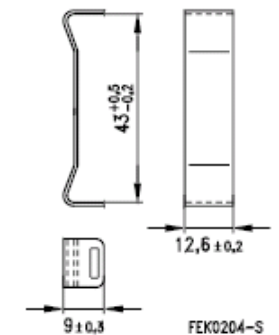
Material	$A_L$ value nH	$\mu_e$	$P_V$ W/set	Ordering code
N27	2550 +30/-20%	1500	< 2.22 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66363G0000X127
N87	2700 +30/-20%	1600	< 6.00 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66363G0000X187
N97	2800 +30/-20%	1650	< 5.10 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66363G0000X197

Coil former					Ordering code
Sections	$A_N$ mm <sup>2</sup>	$l_N$ mm	$A_R$ value $\mu\Omega$	Pins	
1	178	69	13.3	16	B66364B1016T001 B66364W1016T001
Yoke (ordering code per piece, 2 are required)					B66364A2000X000

## Coil former



## Yoke



# Application notes

## Power applications

### 6.6 Thermal resistance for the main power transformer core shapes

Core shapes	$R_{th}$ (K/W)	Core shapes	$R_{th}$ (K/W)	Core shapes	$R_{th}$ (K/W)
RM 4	120	E 5	308	ER 9.5	164
RM 4 LP	135	E 6,3	283	ER 11/5	134
RM 5	100	E 8.8	204	ER 14.5/6	99
RM 5 LP	111	E 13/7/4	94	ER 28/17/11	22
RM 6	80	E 14/8/4	79	ER 35/20/11	18
RM 6 LP	90	E 16/6/5	76	ER 42/22/15	14
RM 7	68	E 16/8/5	65	ER 46/17/18	13
RM 7 LP	78	E 19/8/5	60	ER 49/27/17	9
RM 8	57	E 20/10/6	46	ER 54/18/18	11
RM 8 LP	65	E 21/9/5	59		
RM 10	40	E 25/13/7	40	ETD 29/16/10	28
RM 10 LP	45	E 25.4/10/7	41	ETD 34/17/11	20
RM 12	25	E 30/15/7	23	ETD 39/20/13	16
RM 12 LP	29	E 32/16/9	22	ETD 44/22/15	11
RM 14	18	E 32/16/11	21	ETD 49/25/16	8
RM 14 LP	21	E 34/14/9	23	ETD 54/28/19	6
		E 36/18/11	18	ETD 59/31/22	4
PM 50/39	15	E 40/16/12	20		
PM 62/49	12	E 42/21/15	19	EFD 10/5/3	120
PM 74/59	9,5	E 42/21/20	15	EFD 15/8/5	75
PM 87/70	8	E 47/20/16	13	EFD 20/10/7	45
PM 114/93	6	E 55/28/21	11	EFD 25/13/9	30
		E 55/28/25	8	EFD 30/15/9	25
EP 5	329	E 56/24/19	9,5		
EP 6	318	E 65/32/27	6,5	EV 15/9/7	55
EP 7	141	E 70/33/32	5,5	EV 25/13/13	27
EP 10	122	E 80/38/20	7	EV 30/16/13	21
EP 13	82	EI LP 14	116		
EP 17	58	EE LP 14	105	UU 93/152/16	4,5
EP 20	32	EI LP 18	61	UI 93/104/16	5
		EE LP 18	56	UU 93/152/20	4
P 9 x 5	142	EI LP 22	38	UI 93/104/20	4,5
P 11 x 7	106	EE LP 22	35	UU 93/152/30	3
P 14 x 8	73	EI LP 32	26	UI 93/104/30	4
P 18 x 11	51	EE LP 32	24	U 101/76/30	3,3
P 22 x 13	37	EI LP 38	20	U 141/78/30	2,5
P 26 x 16	27	EE LP 38	18		
P 30 x 19	22	EI LP 43	16		
P 36 x 22	17	EE LP 43	15		
		EI LP 58	12		
		EE LP 58	11		
		EI LP 64	9,5		
		EE LP 64	9		

Please read important notes  
and Cautions and warnings.

Termisk modstand for en række  
kernetyper og størrelser.

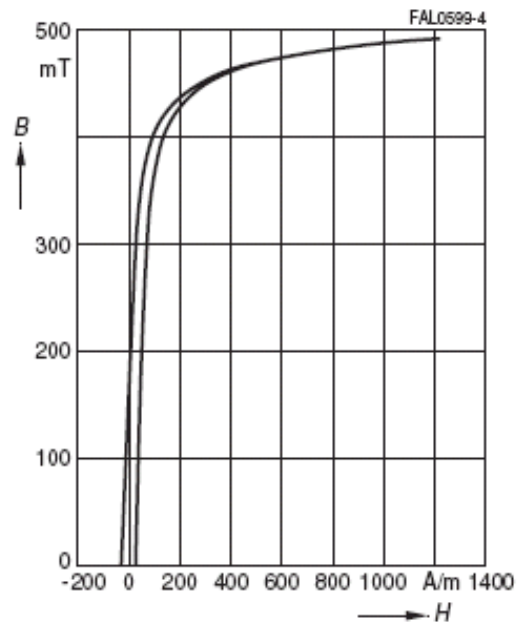
# Udsnit af data for Epcos N87 materiale



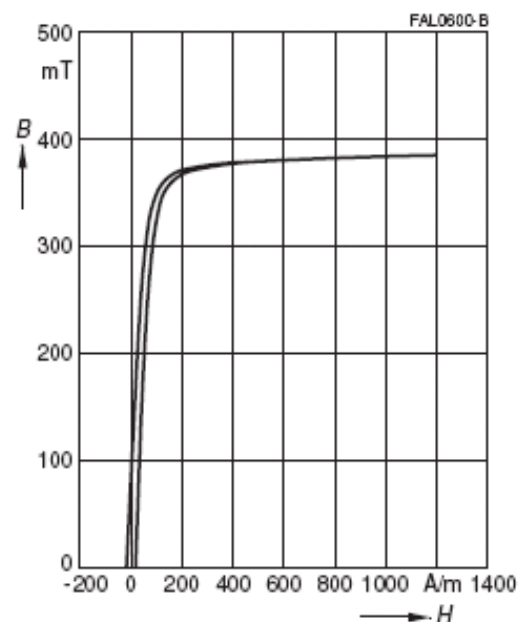
SIFERRIT Materials

N 87

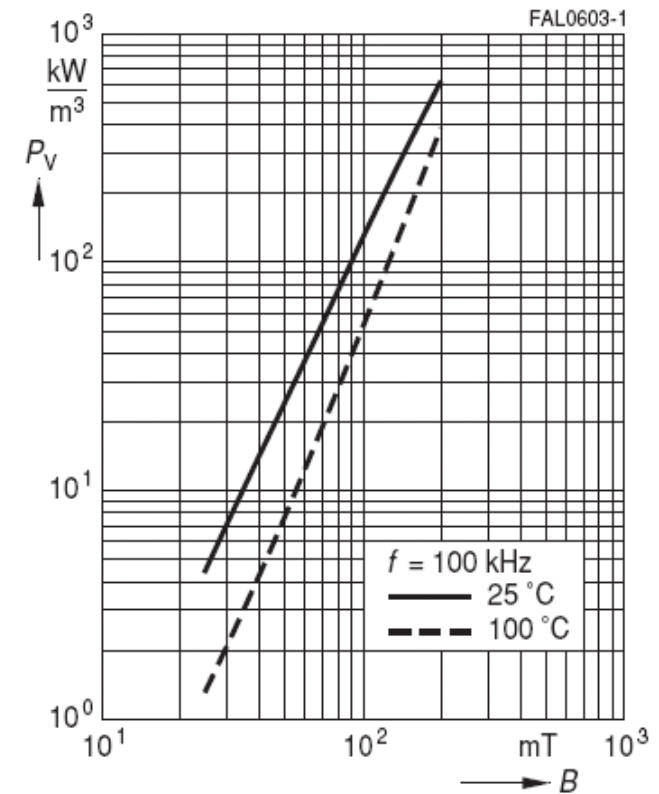
Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 25 \text{ °C}$ )



Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 100 \text{ °C}$ )



Relative core losses  
versus AC field flux density  
(measured on R34 toroids)



## Afsluttende bemærkninger.

Af støjmæssige årsager (EMC) indsættes normalt en såkaldt "statisk skærm" mellem primærvikling og sekundærvikling. Denne statiske skærm udføres som én vinding af en tynd kobberfolie (f. eks. 0,1 mm) med en bredde der er ca. 2 mm mindre end spoleformens bredde, hvis der er krybeafstand er det ca. 2 mm mindre end den indre afstand mellem kantisoleringen (de 2 mm er af hensyn til en nemmere praktisk vikling af skærmen). Kobberfoliens ender skal helst overlappe nogle mm men de må **ikke** røre hinanden. Den statiske skærm termineres med én forbindelse, der kobles til et "ac dødt" potentiale i kredsløbet, f. eks. Primær gnd eller V dc. Eller sekundær gnd eller Vo. Uanset om den kobles til primær eller sekundær må skærmen **ikke** "ødelægge" krybeafstanden i transformatoren. Hvis skærmen skal kobles til sekundærsiden skal den ligge på sekundærsiden af de 3 isoleringslag i midten.

Et eksempel på skematisk opbygning af en transformator med statisk skærm og krybeafstand er vist nedenfor.

