

Hoofdstuk 13: Geschakelde voedingen

14. HET ONTWERPEN VAN GESCHAKELDE VOEDINGEN

14.1. Gebruikte onderdelen bij een SMPS

Zie p. 13.30

14.2. Bepalen van de componenten bij DC-DC convertoren

Voor de keuze van de schakeltransistor en de vrijlooptiode kunnen we terugvallen op de golfvormen welke opgesteld werden bij de studie van deze convertoren. Op deze manier is het vrij gemakkelijk de spanning en stroom te bepalen waarvoor deze halfgeleiders dienen geschikt te zijn.

Daarnaast dienen we bij de buck, boost en buck-boost, ook nog een spoel en condensator te kiezen. Voor wat de spoel betreft is er tegenwoordig bij heel wat fabrikanten een grote keuze aan “off-the-self” spoelen zodat het vaak de moeite niet meer loont om zelf een spoel te construeren. In deze paragraaf beperken we ons dan ook tot het bepalen van de smoorspoel specificaties (zelfinductie en stroomsterkte).

We beschouwen voor de drie basistypes van convertoren telkens het continu stroomverloop door de spoel. Het ontwerp bij discontinu stroomverloop is hier gemakkelijk uit af te leiden.

14.2.1. Buckconvertoer met continu stroomverloop (fig. 13-4/13-5a boek)

a. Keuze schakeltransistor

We gaan ervan uit dat de schakeltransistor een vermogenmosfet is.

De maximale transistorstroom is I_1 en de transistor moet aan een spanning U_i kunnen weerstaan.

Fig. 5-24 toont een identiek stroomverloop, waarbij: $I_{RMS} = \delta \cdot \sqrt{\frac{I_1^2 + I_1 \cdot I_2 + I_2^2}{3}}$.

Het te dissiperen vermogen door de mosfet is: $P = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)}$.

b. Keuze vrijlooptiode.

De maximale inverse spanning is U_i .

Fig. 13-5a toont dat de maximale diodestroom gelijk is aan I_1 en de gemiddelde stroom is te bepalen

zoals in fig. 5-24: $I_{AV} = (1 - \delta) \cdot \frac{I_1 + I_2}{2}$

c. Algemene formule voor L

Uit (13-1) en (13-2) volgt telkens: $L = \frac{U_u(1-\delta)T}{\Delta i_L}$. De grootste waarde voor L is uiteraard in

het geval dat $\delta = \delta_{\min}$ (bij $U_i = U_{imax}$), zodat: $L_{\max} = \frac{U_u \cdot T \cdot (1 - \delta_{\min})}{\Delta i_L}$ of $L = \frac{U_u \cdot t_{off_{\max}}}{\Delta i_L}$ (13-28)

13.2 GESCHAKELDE VOEDINGEN

d. Bepalen van smoorspoel en condensator

Gegeven: ingangsspanning: $U_i = 8$ tot 15 V
max. belastingsstroom: $I_u = 2$ A

; uitgangsspanning: $U_u = 5\text{V} \pm 0.1\%$
; chopperfrequentie: 100kHz

Gevraagd: bepaal de waarden van L en C

Volgorde van de bewerkingen	Cijfervoorbeeld
<p>1. Bepalen van $t_{off\max}$</p> $t_{off\max} = (1 - \delta_{\min}) \cdot T$	<p>1. $t_{off\max} = ?$</p> $t_{off\max} = \left(1 - \frac{5}{15}\right) \cdot 10^{-5} = 6,67\mu\text{s}$
<p>2. Rimpelstroom door spoel</p> <p>Om de piekstroom door de spoel evenals de uitgangsimpel laag te houden is het praktisch om $\Delta i_L \leq 25\% I_u$ te nemen. De gevraagde $0,1\%$ uitgangsimpel bekomen we door verder uitfilteren met condensator C!</p>	<p>2. $\Delta i_L = ?$</p> <p>We stellen b.v. $\Delta i_L = 20\%$ van I_u</p> $\Delta i_L = 0,2 \cdot 2 = 0,4$
<p>3. Zelfinductie van de smoorspoel</p> $L = \frac{U_u \cdot t_{off\max}}{\Delta i_L}$	<p>3. $L = ?$</p> $L = \frac{U_u \cdot t_{off\max}}{\Delta i_L} = \frac{5 \cdot 6,67 \cdot 10^{-6}}{0,4} = 83,4\mu\text{H}$
<p>4. Piekstroom door de spoel</p> <p>De piekstroom door de spoel is gegeven door:</p> $i_{L\text{piek}} = I_u + \frac{\Delta i_{L\max}}{2}$ <p>Met een grote Δi_L is het bepalen van $i_{L\text{piek}}$ belangrijk omdat de spoel o.a. niet mag verzadigen voor deze piekstroom.</p>	<p>4. $i_{L\text{piek}} = ?$</p> $i_{L\text{piek}} = I_u + \frac{\Delta i_{L\max}}{2} = 2 + \frac{0,4}{2} = 2,2\text{ A}$
<p>5. Afvlakcondensator bepalen</p> $C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{c\max}}$ <p>Daarenboven moet $ESR \leq \frac{\Delta u_{u\max}}{\Delta i_L}$</p> <p>Is de ESR van de beschikbare condensator te hoog, dan is het praktisch om twee of meer condensatoren parallel te schakelen zodat de resulterende ESR kleiner wordt.</p>	<p>5. $C = ?$</p> $\Delta u_{c\max} = \Delta u_{u\max} = 0,1\% \cdot 5 = 5\text{ mV}$ $C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{c\max}} = \frac{0,4}{8 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 100\mu\text{F}$ $ESR = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,4} = 0,0125\Omega$

14.2.2 Boost-converter met continu stroomverloop (fig. 13-7/13-8a boek).**a. Vermogenmosfet.**

Identieke keuze zoals besproken bij de buck-converter.

b. Vrijlooptiode.

Maximum inverse spanning: U_u

Stroom door diode: zie fig. 13-8.

c. Algemene formule voor L :

Uit (13-8) en (13-9) volgt telkens: $L = \frac{\delta \cdot U_i \cdot T}{\Delta i_L}$

Met $U_u = \frac{U_i}{1-\delta}$ vinden we $L = \frac{U_u \cdot (\delta - \delta^2) \cdot T}{\Delta i_L}$

Het maximum van $(\delta - \delta^2)$ wordt gevonden voor $\delta = 0,5$, zodat: $L_{\max} = \frac{0,25 \cdot U_u \cdot T}{\Delta i_L}$ (13-29).

d. Bepalen van smoorspoel en condensator

Gegeven: ingangsspanning: $U_i = 3$ to $5V$; uitgangsspanning: $U_u = 9V \pm 0,1\%$
 max. uitgangsstroom: $I_u = 1A$; chopperfrequentie: $f = 50kHz$

gevraagd: bepaal de waarden van L en C

Volgorde van de bewerkingen	Cijfervoorbeeld
<p>1. Rimpelstroom door de spoel</p> <p>Zoals bij de buckconverter: $\Delta i_L \leq 25\% \cdot I_u$</p>	<p>1. $\Delta i_L = ?$</p> <p>$\Delta i_L = 20\% \cdot I_u = 0,2 \cdot 1 = 200mA$</p>
<p>2. Zelfinductie L bepalen:</p> <p>$L = \frac{0,25 \cdot U_u \cdot T}{\Delta i_L}$</p>	<p>2. $L = ?$</p> <p>$L = \frac{0,25 \cdot U_u \cdot T}{\Delta i_L} = \frac{0,25 \cdot 9 \cdot 2 \cdot 10^{-5}}{0,2} = 225\mu H$</p>
<p>3. Piekstroom door de spoel</p> <p>$i_{L_{\text{piek}}} = I_u + \frac{\Delta i_L}{2}$</p>	<p>3. $i_{L_{\text{piek}}} = ?$</p> <p>$i_{L_{\text{piek}}} = 1 + \frac{0,2}{2} = 1,1A$</p>
<p>4. Afvlakcondensator bepalen</p> <p>(13-8): $C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{c_{\max}}}$</p> <p>$ESR \leq \frac{\Delta u_{u_{\max}}}{\Delta i_L}$</p>	<p>4. $C = ?$</p> <p>$\Delta u_{C_{\max}} = \Delta u_{u_{\max}} = 0,1\% \cdot 9 = 9mV$</p> <p>$C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{c_{\max}}} = \frac{0,2}{8 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^{-3}} = 55,6\mu F$</p> <p>$ESR_{\max} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{0,2} = 0,045\Omega$</p>

13.4 GESCHAKELDE VOEDINGEN



Opmerking:

Een uitgangsfILTER met geringe L en grote C heeft een goede responsie op belastingsstoten. Zo b.v. is bij een 5V-voeding voor TTL een “dip” groter dan 250mV bij 25% belastingsstoot niet toegelaten voor de goede werking van de TTL-schakelingen.

14.2.3 Buck-boost convertor met continu stroomverloop (fig. 13-9/13-10a)

a. Vermogenmosfet.

Maximale spanning: $U_i + U_u$

Stroombepaling: identiek als bij buck-convertor

b. Diode.

Maximale inverse spanning: $U_i + U_u$

Stroombepaling: identiek als bij buck-convertor

c. Algemene formule voor de zelfinductie L .

Uit (13-14) en (13-15) volgt telkens:
$$L = \frac{U_u \cdot (1 - \delta) \cdot T}{\Delta i_L}$$

Uit $U_u = U_i \frac{\delta}{1 - \delta}$ volgt dat δ_{\min} optreedt bij $U_{i_{\max}}$. De ongunstigste L -waarde is bij δ_{\min} of bij $U_{i_{\max}}$:

$$L = \frac{U_u \cdot (1 - \delta_{\min}) \cdot T}{\Delta i_L}$$

d. Bepalen van smoorspoel en condensator.

Gegeven: ingangsspanning $U_i = 3$ tot 15V
 uitgangsspanning $U_u = 9\text{V} \pm 0,1\%$
 max. uitgangsstroom $I_u = 3\text{A}$
 chopperfrequentie $f = 100\text{kHz}$

gevraagd: bepaal de waarden van L en C .

Volgorde van de bewerkingen	Cijfervoorbeeld
<p>1. Waarde van Δi_L</p> <p>Zoals bij de voorgaande cijfervoorbeelden zullen we $\Delta i_L \leq 25\% \cdot I_u$ nemen.</p>	<p>1. $\Delta i_L = ?$</p> <p>We stellen $\Delta i_L = 0,2 \cdot I_u = 0,2 \cdot 3 = 0,6\text{A}$</p>
<p>2. δ_{\min} bepalen.</p> $U_u = U_{i_{\max}} \cdot \frac{\delta_{\min}}{(1 - \delta_{\min})}$ $\delta_{\min} = \frac{U_u}{U_{i_{\max}} + U_u}$	<p>2. $\delta_{\min} = ?$</p> $\delta_{\min} = \frac{9}{15 + 9} = 0,375$
<p>3. Smoorspoel bepalen</p> $L = \frac{U_u \cdot (1 - \delta_{\min}) \cdot T}{\Delta i_L}$	<p>3. $L = ?$</p> $L = \frac{9 \cdot (1 - 0,375) \cdot 10^{-5}}{0,6} = 93,75 \mu\text{H}$
<p>4. Piekstroom door de spoel</p> $i_{L_{\text{piek}}} = I_u + \frac{\Delta i_L}{2}$	<p>4. Piekstroom spoel?</p> $i_{L_{\text{piek}}} = 3 + 0,3 = 3,3\text{A}$
<p>5. Afvlakcondensator bepalen</p> <p>(13-7): $C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{c_{\max}}}$</p> $\text{ESR} \leq \frac{\Delta u_{u_{\max}}}{\Delta i_L}$ <p>Zelfde opmerking voor de ESR zoals bij de buck-converter.</p>	<p>5. Waarde van de capaciteit</p> $\Delta u_{c_{\max}} = \Delta u_{u_{\max}} = 0,1\% \cdot U_u = 0,1\% \cdot 9 = 9\text{mV}$ $C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{c_{\max}}} = \frac{0,6}{8 \cdot 10^5 \cdot 9 \cdot 10^{-3}} = 83,4 \mu\text{F}$

13.6 GESCHAKELDE VOEDINGEN

14.3 Bepalen van de componenten bij geïsoleerde convertoren

14.3.1 De geïsoleerde flyback-convertor

a. Algemeenheden

We bespreken het ontwerp van een flyback met discontinu stroomverloop. We noemen de werkingmode met discontinu stroomverloop ook soms een systeem met “totale energietransfer”. Het ontwerp van een flyback met continu stroomverloop (of met “onvolledige energietransfer”) gebeurt op een identieke manier, maar de transistorstroom wordt nu $(I_2 - I_1)$ i.p.v. I_1 .

Bij de volledige energietransfer zal, t.o.v. de onvolledige energietransfer:

- De piekstroom door de transistor groter zijn (I_p)
- Een relatief lage zelfinductie volstaan (energie = $\frac{L_p \cdot I_p^2}{2}$ zodat, met een grotere I_p , een kleinere L_p volstaat!)
- Het warmteverlies ($I_p^2 \cdot R_p$) groter zijn
- De rimpel op de ingangscapacitor (van de netgelijkrichter) groter zijn.

De flyback met onvolledige energietransfer vraagt een grotere transfo (grotere L_p vereist!), en dit is de reden dat veelal voor de discontinue stroom wordt gekozen. Daarenboven zijn de inschakelverliezen in de transistor groter bij de continue stroom omdat er reeds met een stroom I_2 dient ingeschakeld te worden i.p.v. met nul stroom bij de volledige energietransfer.

b. Cijfervoorbeeld

Veronderstel een off-the-line voeding, vertrekkend van een AC-netspanning tussen 180 en 260V. De gevraagde DC-uitgang is 12V-6A.

Met een toegelaten netschommeling van +6% en -10% vinden we bij een off-the-line voeding (via bruggelijkrichter en afvlakcondensator) als uiterste grenzen voor U_i :

$$U_{i_{\max}} = 260 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,06 = 390V$$

$$U_{i_{\min}} = 180 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,9 - 20 = 209V$$

De 20V is een praktische waarde welke rekening houdt met de rimpelspanning op de afvlakcondensator van de ingangsgelijkrichter.

In eerste instantie stellen we dat de SMPS maximaal belast wordt (12V-6A), en houden we bij het ontwerp rekening met deingangsspanningsveranderingen. De maximale werkverhouding δ_{\max} is nodig bij $U_{i_{\min}}$ terwijl δ_{\min} dient om bij $U_{i_{\max}}$ aan hetzelfde uitgangsvermogen te komen.

Wordt nadien de uitgangsbelasting kleiner, dan zal de regelkring de werkverhouding bijregelen (kleiner maken) zodat $U_u = 12V = \text{constante}$ blijft.

Gegeven:	• Ingangsspanning:	$U_i = 210$ tot $390V$
	• Uitgangsspanning:	$U_u = 12V \pm 0,1\%$
	• Max. uitgangsstroom:	$I_u = 6A$
	• Chopperfrequentie:	$f_c = 100kHz$

Gevraagd: bepaal de componenten van een geïsoleerde flybackconvertor

Volgorde van de bewerkingen	Cijfervoorbeeld
<p>1. Piekstroom primaire transformator</p> $(13-22): I_C = \frac{2 \cdot P_u}{\eta \cdot U_i \cdot \delta_{\max}}$ <p>We weten dat $\delta_{\max} \leq 0,5$ dient te zijn. Een praktische waarde is b.v. $\delta_{\max} = 0,45$. Het rendement van een dergelijke omvormer kunnen we ongeveer op 80% ramen. De waarde van δ_{\max} dienen we te hebben bij de minimale ingangsspanning $U_{i_{\min}}$, zodat:</p> $I_{C_{\max}} = \frac{2 \cdot P_u}{\eta \cdot U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max}}$	<p>1. Piekstroom primaire transformator</p> $I_{C_{\max}} = \frac{2 \cdot P_u}{\eta \cdot U_i \cdot \delta_{\max}} = \frac{2 \cdot 12 \cdot 6}{0,8 \cdot 210 \cdot 0,45} = 1,9A$ <p>$I_{C_{\max}}$ = piekstroom transistor = piekstroom in primaire transformator (A)</p> <p>P_u = uitgangsvermogen (W)</p> <p>η = rendement (b.v. 80%)</p> <p>$U_{i_{\min}}$ = minimale ingangsspanning (V)</p> <p>δ_{\max} = maximale werkverhouding ($\leq 0,5$)</p>
<p>2. Keuze transistor</p> <ul style="list-style-type: none"> • Blokkeerspanning: $2 \cdot U_{i_{\max}}$ • Piekstroom = $I_{C_{\max}} = \frac{2 \cdot P_u}{\eta \cdot U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max}}$ • Gemiddelde stroom: $\frac{I_{C_{\max}}}{2} \cdot \delta_{\max}$ • $I_{RMS} = \frac{I_{\max} \cdot \sqrt{\delta}}{\sqrt{3}}$ • Bij een vermogenmosfet: $P_D = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS_{ON}}$ 	<p>2. Transistorspecificaties ?</p> <ul style="list-style-type: none"> • Maximale blokkeerspanning: $2 \cdot U_{i_{\max}} = 2 \times 390 = 780V$ • Piekstroom 1,9A • Gemiddelde stroom: $\frac{1,9}{2} \cdot 0,45 = 0,43A$ • Vermogendissipatie (mosfet): (fig. 5-22!) $I_{RMS} = \frac{I_{\max} \cdot \sqrt{\delta}}{\sqrt{3}} = \frac{1,9 \cdot \sqrt{0,45}}{\sqrt{3}} = 0,736A$ $P_D = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS_{ON}}$
<p>3. Zelfinductie transfo bepalen</p> $(13-20): I_1 = \frac{U_i \cdot \delta \cdot T}{L_1}$ <p>Bij $U_{i_{\min}}$ zal de werkverhouding δ_{\max} dienen te zijn. De piekstroom door de primaire is te schrijven als: $I_p = \frac{U_{i_{\min}}}{L_p} \cdot \delta_{\max} \cdot T$, waaruit:</p> $L_p = \frac{U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max} \cdot T}{I_p}$	<p>3. $L_p = ?$</p> $L_p = \frac{U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max} \cdot T}{I_p} = \frac{210 \cdot 0,45 \cdot 10^{-5}}{1,9} = 497,4 \mu H$

13.8 GESCHAKELDE VOEDINGEN

4. δ_{\max} bepalen

Indien we, zoals gebruikelijk, in fig. 13-13 voor de off-tijd $t_3 = (1 - \delta) \cdot T$ nemen, dan is:

$$U_u = U_i \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} \text{ waaruit:}$$

$$U_u = U_{i_{\min}} \cdot \frac{\delta_{\max}}{1 - \delta_{\max}} \text{ en eveneens:}$$

$$U_u = U_{i_{\max}} \cdot \frac{\delta_{\min}}{1 - \delta_{\min}}$$

Met $\frac{U_{i_{\max}}}{U_{i_{\min}}} = K$ vinden we uiteindelijk:

$$\delta_{\min} = \frac{\delta_{\max}}{(1 - \delta_{\max}) \cdot K + \delta_{\max}}$$

4. $\delta_{\min} = ?$

$$K = \frac{U_{i_{\max}}}{U_{i_{\min}}} = \frac{390}{210} = 1,857$$

$$\begin{aligned} \delta_{\min} &= \frac{\delta_{\max}}{(1 - \delta_{\max}) \cdot K + \delta_{\max}} \\ &= \frac{0,45}{(1 - 0,45) \cdot 1,857 + 0,45} = 0,306 \end{aligned}$$

Het regelgebied voor δ is: $0,306 \leq \delta \leq 0,45$.

Door dit regelgebied worden deingangsspanningsveranderingen gecompenseerd. Vermindert de belasting ($I_u < 6A$), dan zal de regeling er voor zorgen dat δ vermindert zodat $U_u = 12V = \text{constante}$ blijft!

5. Keuze transformator kern

Belangrijke kernparameters zijn o.a. het vermogen dat de kern kan verwerken, de nodige ruimte om de spoel te plaatsen en de frequentie waarbij de kern kan werken (met gering vermogenverlies!).

Vermogen en doorsneden zijn verbonden door de volgende uitdrukking:

$$A_e \cdot A_c = \frac{0,682 \cdot P_u \cdot 10^5}{f \cdot B_{\max} \cdot J}$$

A_e = effectieve kerndoorsnede (cm^2)

A_c = doorsnede wikkeling (cm^2)

P_u = vermogen dat kern kan verwerken (W)

f = chopperfrequentie (Hz)

B_{\max} = maximale inductie (T)

(1T = 1Wb/m² = 10⁴ gauss)

J = stroomdichtheid in de wikkeling (A/m²)

Vermits we $f = 100kHz$ hebben gekozen kunnen we met een bepaalde stroomdichtheid (b.v. 5A/mm²) het product $A_e \cdot A_c$ bepalen bij een veronderstelde B_{\max} van bijvoorbeeld 0,3 Tesla. We zoeken dan in de catalogus van een constructeur of er een kern bestaat met een $A_e \cdot A_c$ -product dat bijvoorbeeld 50% hoger is dan de gevonden waarde. Deze 50% is nodig om het volume van de spoelkoker evenals de isolatie en de lucht rond de geleiders van de spoelen in rekening te brengen. Daarna dient bekeken te worden of de veronderstelde B_{\max} toegelaten is voor de gekozen kern.

In plaats van op deze manier te werk te gaan zullen wij bij het ontwerp onmiddellijk gebruik maken van nomogrammen zoals door sommige constructeurs ter beschikking gesteld. Wij hebben hier gekozen voor de ferrietkernen van de Amerikaanse firma "Coilcraft" zoals weergegeven op de bladzijde 13.16. Deze firma geeft ons de keuze tussen zes "standaard" kernconstructies voor het vermogensgebied van 1 tot 1000W en voor frequenties van 10 tot 250kHz.!

5. Bepalen van de transfokern

$$P_u = 12 \times 6 = 72W$$

We kiezen de ferriet E-kern "PT3595" van Coilcraft, omdat hij tot een vermogen van 100W kan verwerken.

We vinden bij de specificaties dat: $A_e = 0,89 cm^2$ en $A_c = 0,95cm^2$ (= A_w !!)

Opmerking:

De stroomdichtheid wordt door Amerikaanse (wikkel-)draadfabrikanten vaak opgegeven in circular mils per ampère (c.m./A).

1 circular mil = oppervlakte van een cirkel met diameter van 0,001 duim:

$$1 \text{ c.m.} = 5 \cdot 10^{-4} mm^2$$

$$1000 \text{ c.m.} = 0,5 mm^2$$

$$1000 \text{ c.m./A} = 0,5 mm^2/A \text{ of } 2A/mm^2$$

Bij 50Hz-voedingstransfo's voor elektronische apparaten wordt klassiek een stroomdichtheid van 2,5A/mm² gebruikt. Door het gering aantal windingen bij een ferrietkerntransfo voor SMPS kan, afhankelijk van de toepassing, een grotere stroomdichtheid voorkomen, b.v. :

$$400 \text{ c.m./A} (=5A/mm^2).$$

13.10 GESCHAKELDE VOEDINGEN

6. Bepalen van de transfowikkelingen

a. Primaire spoel

Uit de algemene vergelijking $e = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$ volgt:

$$N_p = \frac{(E-T) \cdot 10^4}{B \cdot A_e}$$

met:

E-T = voltsecondenproduct van de kern
(= flux = $L_p \cdot I_p$!!)

B = maximaal toegelaten inductie (Tesla)
(1T = 10^4 gauss!)

A_e = effectieve kerndoorsnede
(cm^2 : vandaar de factor 10^4 !)

Coilcraft geeft een (E-T)-grafiek voor verschillende E-kernen en rekening houdend met een B = 0,32Tesla (3200 gauss).

b. Secondaire spoel

$$U_s = U_u + U_D \text{ en } U_s = \frac{U_i \cdot \delta \cdot \eta}{n \cdot (1 - \delta)}$$

$$\text{Hierin is } n = \frac{N_p}{N_s}$$

Het ongunstigst geval is minimum ingangsspanning ($U_{i_{\min}}$) en maximum uitgangsbelaasting (dan is $\delta = \delta_{\max}$!).

$$\frac{N_p}{N_s} = n = \frac{U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max} \cdot \eta}{(U_u + U_D) \cdot (1 - \delta_{\max})}$$

$$N_s = N_p \cdot \frac{(U_u + U_D) \cdot (1 - \delta_{\max})}{\eta \cdot U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max}}$$

6. Primair en secundair aantal windingen

a. $N_p = ?$

$$(E-T) = U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max} \cdot T = 210 \cdot 0,45 \cdot 10^{-5} = 945 \text{V}\mu\text{s}$$

We kunnen (E-T) ook vinden uit:

$$(E-T) = L_p \cdot I_p = 497,4 \cdot 10^{-6} \cdot 1,9 = 945 \text{V}\mu\text{s}$$

Met een kern PT3595 vinden we uit fig. 13-27 dat: $N_p = 32$ windingen.

De effectieve stroomsterkte in de primaire is (fig. 5-22 boek):

$$I_{RMS} = I \cdot \frac{\sqrt{\delta}}{\sqrt{3}} = 1,9 \cdot \frac{\sqrt{0,45}}{\sqrt{3}} = 0,736 \text{A}$$

In de tabel 13-2 p. 13.19 vinden we dat bij 1000 c.m./A een AWG21 nodig is. Bij de bespreking van het skineffect (p. 5.36 boek) vonden we voor een AWG21-draad dat de wisselstroomweerstand met 31% toeneemt. We kunnen bijvoorbeeld twee AWG24-draden parallel schakelen om dezelfde totale stroom te geleiden. In hetzelfde cijfervoorbeeld hebben we gevonden dat de wisselstroomweerstand door het skineffect slechts met 6% toeneemt. We hebben nu wel 64 windingen nodig. Met een draaddiameter van 0,58mm kunnen we 28 draden per laag leggen, daar de opening in de kern 16,51mm is.

De primaire zal uit drie lagen bestaan.

Bobijndoorsnede :

$$16,51 \times 3 \times 0,58 = 28,73 \text{mm}^2 = 0,28 \text{cm}^2$$

b. $N_s = ?$

$$N_s = N_p \cdot \frac{(U_u + U_D) \cdot (1 - \delta_{\max})}{\eta \cdot U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max}}$$

$$N_s = 32 \cdot \frac{(12 + 0,5) \cdot (1 - 0,45)}{0,8 \cdot 210 \cdot 0,45} = 2,91 \rightarrow N_s = 3!$$

$$\text{Effectieve stroom: } \frac{32}{3} \cdot 0,736 = 7,85 \text{A}$$

Bijvoorbeeld vier AWG17-draden parallel geeft in totaal twaalf draden van 1,27mm, of één wikkel-laag met een doorsnede van 0,19 cm^2 .

Totale wikkeling (prim. + sec.): 0,47 cm^2 .

7. Luchtspleet bepalen.

Door de gelijkstroomvoormagnetisatie is er gevaar voor een verzadigde kern. Om dit te voorkomen kunnen we ofwel een grotere kerndoorsnede kiezen, ofwel een kern met luchtspleet nemen. Voor de compactheid van de SMPS wordt voor deze tweede oplossing gekozen:

$$I_g = 4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot \frac{N_p^2}{L_p} \quad (13-29)$$

We kunnen bijvoorbeeld de factor $\frac{L_p}{N_p^2}$ gelijkstellen aan A_L .

Met A_e van de kern gekend is het nu eenvoudig om de lengte van de luchtspleet te bepalen. Fig. 13-29 op p. 13.18 geeft een nomogram dat met de kerndoorsnede van een aantal Coilcraft-kernen rekening houdt. We kunnen, eens A_L en de kern gekend zijnde, onmiddellijk de lengte van de luchtspleet aflezen.

7. Lengte luchtspleet?

$$A_L = \frac{L_p}{N_p^2} = \frac{497,4 \cdot 10^{-6}}{32^2} = 486$$

Fig. 13-29: $g = 5 \text{ mils} = 0,127 \text{ mm}$

8. Uitgangsdiode van de flyback

$$\text{Piekstroom: } i_{s_{\text{piek}}} = n \cdot i_{p_{\text{piek}}}$$

$$\text{Gemiddelde stroom: } I_{AV} = I_u$$

$$\text{Max. inverse spanning: } U_{RRM} \geq \frac{u_{p_{\text{piek}}}}{n}$$

8. Keuze van de uitgangsdiode

$$i_{s_{\text{piek}}} = 1,9 \cdot \frac{32}{3} = 20,26 \text{ A}$$

$$I_{AV} = 6 \text{ A}$$

$$U_{RRM} \geq \frac{390}{32/3} = 36,6 \text{ V}$$

9. Afvlakcondensator bepalen

$$(13-7): C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta u_{C_{\max}}}$$

$$\text{ESR} \leq \frac{\Delta u_{C_{\max}}}{\Delta i_L}$$

9. Keuze van een afvlakcondensator

$$\Delta u_{u_{\max}} = 0,1\% \cdot 12 = 12 \text{ mV}$$

$$C_{\min} = \frac{20,26}{8 \cdot 10^5 \cdot 12 \cdot 10^{-3}} = 2110 \mu\text{F}$$

$$\text{ESR} \leq \frac{12 \cdot 10^{-3}}{20,26} = 0,00059 \Omega$$

Om deze capaciteitswaarde en ESR te bereiken zullen we enkele condensatoren parallel dienen te schakelen.

13.12 GESCHAKELDE VOEDINGEN

14.3.2 De geïsoleerde forwardconvector

We vertrekken van eenzelfde AC-voeding (180 tot 260V) zoals bij de flyback. Dit geeft (p. 13.6) een DC-ingangsspanning voor de convector van 210 tot 390V.

- Gegeven:**
- Ingangsspanning: $U_i = 210$ tot 390V
 - Uitgangsspanning: $U_u = 24\text{V} \pm 0,1\%$
 - Max. uitgangsstroom: $I_u = 5\text{A}$
 - Chopperfrequentie $f_c = 100\text{kHz}$

Gevraagd: maak een keuze van transformator, smoorspoel en afvlakcondensator.

Volgorde van de bewerkingen	Cijfervoorbeeld
<p>1. Keuze transformator Zoals bij het ontwerp van de flyback kiezen we een transfo van de firma Coilcraft</p>	<p>1. Keuze transformator $P_u = 24 \times 5 = 120\text{W}$ We kiezen een PT4113 (p. 13.16) van Coilcraft, daar deze transfo tot 170W kan verwerken</p>
<p>2. Bepalen van de primaire stroom</p> $\eta \cdot W_i = W_u$ $\eta \frac{I_{p_{\max}} + I_{p_{\min}}}{2} \cdot \delta_{\max} \cdot T \cdot U_{i_{\min}} = U_u \cdot I_u \cdot T$ <p>Met $\eta = 80\%$, $\delta_{\max} = 0,4$, $P_u = U_u \cdot I_u$</p> <p>en $\Delta i_L = I_{p_{\max}} - I_{p_{\min}} = 20\% \cdot I_{p_{\max}}$</p> <p>vinden we: $I_{p_{\max}} = \frac{3,47 \cdot P_u}{U_{i_{\min}}}$</p>	<p>2. Bepalen van de primaire stroom</p> $I_{p_{\max}} = \frac{3,47 \cdot P_u}{U_{i_{\min}}}$ $I_{p_{\max}} = \frac{3,47 \cdot 120}{210} = 1,98\text{A}$ $I_{p_{\min}} = 0,8 \cdot I_{p_{\max}} = 1,584\text{A}$ <p>We berekenen onder 3c hieronder dat</p> $I_{\mu_{\text{piek}}} = 0,24\text{A}, \text{ zodat de primaire stroom}$ <p>schommelt tussen 1,584 en 2,22A.</p> <p>Uit fig. 5-24: $I_{p_{RMS}} = 0,764\text{A}$.</p> <p>Met een stroomdichtheid van $2,5\text{A}/\text{mm}^2$ vinden we een nodige draaddoorsnede van $0,3\text{mm}^2$ of 611 c.m.</p> <p>We nemen twee AWG-25 draden parallel.</p>

3. Aantal windingen transfowikkelingen**a. Primaire spoel**

We gebruiken hiervoor terug het nomogram van Coilcraft (fig. 13-27).

b. Secondaire spoel

$$N_s = N_p \cdot \frac{U_s}{U_p}; \quad U_s = \frac{U_u}{\delta_{\max}}; \quad i_{s_{\text{piek}}} = n \cdot i_{p_{\text{piek}}}$$

$$\text{met } n = \frac{N_p}{N_s}$$

$$\text{Fig. 5-24: } I_{RMS} = \delta \cdot \sqrt{\frac{I_1^2 + I_1 \cdot I_2 + I_2^2}{3}}$$

Voor de secundaire stroom moeten we hier uiteraard $(1 - \delta)$ nemen i.p.v. δ !

c. Ontmagnetiseringswikkeling

Deze wikkeling dient evenveel windingen te hebben als de primaire spoel en daarenboven zeer sterk gekoppeld te zijn met deze primaire om een minimale lekreactantie te hebben. Daarom zal men gewoonlijk de twee wikkelingen samen (bifilair) wikkelen.

De draaddoorsnede wordt bepaald door de stroom welke erdoor vloeit:

$$i_{\mu_{\text{piek}}} = \frac{\delta_{\max} \cdot T \cdot U_{i_{\min}}}{L_0}$$

$$L_0 = N_p^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi_r \cdot A_e}{\ell_e \cdot \sqrt{\delta}}$$

$$\text{Fig. 5-22: } I_{\mu_{RMS}} = \frac{i_{\mu_{\text{piek}}}}{\sqrt{3}}$$

3. Aantal windingen transfowikkelingen**a. Primaire spoel**

$$(E-T) = U_{i_{\min}} \cdot \delta_{\max} \cdot T = 210,0 \cdot 4 \cdot 10^{-5} = 840 \text{V}\mu\text{s}$$

Uit fig. 13-27 vinden we: $N_p = 17$ windingen

b. Secondaire spoel

$$U_s = \frac{24}{0,4} = 60 \text{V}; \quad N_s = N_p \cdot \frac{U_s}{U_p} = 17 \cdot \frac{60}{210} = 4,85$$

We nemen 5 windingen.

$$i_{s_{\text{piek}}} = 1,98 \cdot \frac{17}{5} = 6,732 \text{A}$$

$$\text{Fig. 5-24: } I_{s_{RMS}} = 3,64 \text{A}$$

Met een stroomdichtheid van $2,5 \text{A/mm}^2$ hebben we draad nodig van $1,456 \text{mm}^2$ (= 2912 c.m.). We kiezen voor twee AWG-18 draden parallel.

c. Ontmagnetiseringswikkeling

Stel $\mu_r = 5000$ en met A_e en ℓ_e van de PT4113 vinden we:

$$L_0 = 17^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5000 \cdot 1,61 \cdot 10^{-4}}{0,0827} = 3,5 \text{ mH}$$

$$i_{\mu_{\text{piek}}} = \frac{0,4 \cdot 10^{-5} \cdot 210}{3,5 \cdot 10^{-3}} = 0,24 \text{A}$$

$$I_{\mu_{RMS}} = \frac{0,24 \cdot \sqrt{0,4}}{\sqrt{3}} = 0,088 \text{A}$$

Met $2,5 \text{A/mm}^2$ hebben we draden nodig van $0,035 \text{mm}^2$ (= 70 c.m.) of AWG-31, met 17 windingen zoals de primaire.

We kunnen b.v. ook twee AWG34-draden parallel nemen.

13.14 GESCHAKELDE VOEDINGEN

4. Totale doorsnede van de wikkelingen

We berekenen hierbij de totale doorsnede van de drie wikkelingen en kijken of deze wikkelingen voldoende ruimte hebben op de gekozen ferrietkern PT4113. We maken o.a. gebruik van de fig. 13-28 om het aantal draden per laag te bepalen bij elk van de drie gebruikte wikkeldraden.

4. Totale doorsnede van de wikkelingen

a. Primaire spoel:

34 draden AWG25

Fig. 13-28: 35 draden per laag

Doorsnede:

$$1 \text{ laag} \times 0,515 \text{ mm} \times 18,03 \text{ mm/laag} = 9,28 \text{ mm}^2$$

b. Ontmagnetiseringswikkeling:

34 draden AWG34:

Fig. 13-28: 95 draden per laag

Doorsnede:

$$\frac{34}{95} \text{ lagen} \times 0,2 \text{ mm} \times 18,03 \text{ mm/laag} =$$

$$1,28 \text{ mm}^2$$

c. Secondaire spoel:

10 draden AWG-18

Fig. 13-28: 16 draden/laag

Doorsnede:

$$\frac{10}{16} \times 18,03 \times 1,1 = 12,39 \text{ mm}^2$$

d. Totale doorsnede: 22,95 mm²

+ 50% (bijkomende isolatie, lucht tussen de geleiders): 0,344 cm²

Dit is kleiner dan de toegelaten A_w bij de kern PT4113, dus O.K.!

<p>5. Smoorspoel L</p> <p>Naar analogie met de buckconvector vinden we:</p> $L_{\max} = \frac{U_u \cdot T \cdot (1 - \delta_{\min})}{\Delta i_L}; \quad \delta_{\min} = \frac{U_{i_{\min}}}{U_{i_{\max}}}, \text{ zodat:}$ $\delta_{\min} = \delta_{\max} \cdot \frac{U_{i_{\min}}}{U_{i_{\max}}}$	<p>5. Smoorspoel L</p> $\delta_{\min} = 0,4 \cdot \frac{210}{390} = 0,215$ <p>$0,215 \leq \delta \leq 0,4$. Dit zijn de grenswaarden van de werkverhouding welke rekening houden met het veranderen van de ingangsspanning tussen 390 en 210V, terwijl de convector maximaal belast is ($I_u=5A$). Bij een geringere belasting zal de stuurketen de waarde van δ, welke overeenkomt met U_i, doen afnemen tot $U_u=24V$!</p> $\Delta i_L = 20\% \cdot i_{s_{\text{piek}}} = 0,2 \cdot 6,732 = 1,3464A$ $L = \frac{24 \cdot 10^{-5} \cdot (1 - 0,215)}{1,3464} = 140\mu H$
<p>6. Afvlakcondensator bepalen</p> $C_{\min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f \cdot \Delta i_{C_{\max}}}; \quad ESR \leq \frac{\Delta u_{u_{\max}}}{\Delta i_L}$	<p>6. afvlakcondensator bepalen</p> $\Delta i_L = 1,3464A$ $u_{u_{\max}} = u_{C_{\max}} = 0,1\% \cdot 24 = 24mV$ $C_{\min} = \frac{1,3464}{8 \cdot 10^5 \cdot 24 \cdot 10^{-3}} = 70\mu F$ $ESR \leq \frac{24 \cdot 10^{-3}}{1,3464} = 0,018\Omega$

13.16 GESCHAKELDE VOEDINGEN

14.4 Switchmode transformer ferrite E-core packages (Coilcraft)

De firma Coilcraft (Illinois – US) fabriceert o.a. ferrietkernen voor geschakelde voedingen. Hierna volgt een kort overzicht van hun “Ferrite E-core packages”.

- Cost effective designs
- Use of standardized components speeds delivery
- VDE, IEC, UL, CSA compatible
- Maximized winding area
- Frequency range: 10-250 kHz and higher
- Power range: 1-1,000 Watts
- UL approved Class 130°C insulation system available (UL File E83628)

Coilcraft offers a complete standard line of switching power transformer packages. Their reliable, cost effective magnetics design has been achieved using standard ferrite E cores and Coilcraft’s own bobbin designs.

These transformer assemblies can be used for up to 1000 Watts output power over a wide frequency range. They’re applicable in all types of switching power supply circuits including forward converter, flyback, and bridge types.

VDE, IEC, UL, and CSA safety specifications were a major consideration in the development of these transformer materials. The bobbins and cores have been developed to achieve straightforward designs that meet the full intent of all major international safety codes.

Also available in powdered iron

Powered iron E cores are now available for all Coilcraft standard E core packages except the PT 7019. This has extended the versatility of these packages, making them an ideal choice for power inductors as well as switching power transformers.

Powdered iron cores are available in industry-wide standard materials ranging from 25 to 75 μ . The high saturation levels of powdered iron combine with the economy of the E core shape to provide inductors that have larger energy storage capacity and are straightforward to design.

	PT3595	PT4113	PT4215	PT4220	PT5221	PT7019
Power capacity @ 100 kHz*	100 W	170 W	250 W	500 W	750 W	1,000 W
a_e (eff. cross sectional area)	.89 cm ²	1.61 cm ²	1.84 cm ²	2.40 cm ²	3.46 cm ²	3.25 cm ²
l_e (mean mag. path length)	7.30 cm	8.27 cm	10.32 cm	10.32 cm	13.08 cm	16.97 cm
a_w (bobbin winding area)	.95 cm ²	1.24 cm ²	1.95 cm ²	1.95 cm ²	3.23 cm ²	6.39 cm ²
Required board space	1.47” x 1.30”	1.75” x 1.45”	1.83” x 2.10”	1.83” x 2.10”	2.05” x 2.35”	2.50” x 2.95”
Typical max. height	1.17”	1.30”	1.72”	1.82”	2.05”	2.45”
Average length per turn	2.9”	3.4”	3.7”	3.9”	4.4”	4.8”
Wikkelopening (mm)	16,51	18,03	27,43	27,43	34,80	44,70

NOTE: All bobbins are rated UL 94V-0, 130°C minimum

* Typically power capacity increases linearly with frequency, and may vary depending on the specific converter configuration used.

De hierna volgende figuren 13-27 / 28 / 29 hebben we overgenomen uit de Coilcraft-catalogus. We gebruiken ze bij het hierboven beschreven ontwerp van enkele geschakelde voedingen.

Volt-Time vs Primary Turns

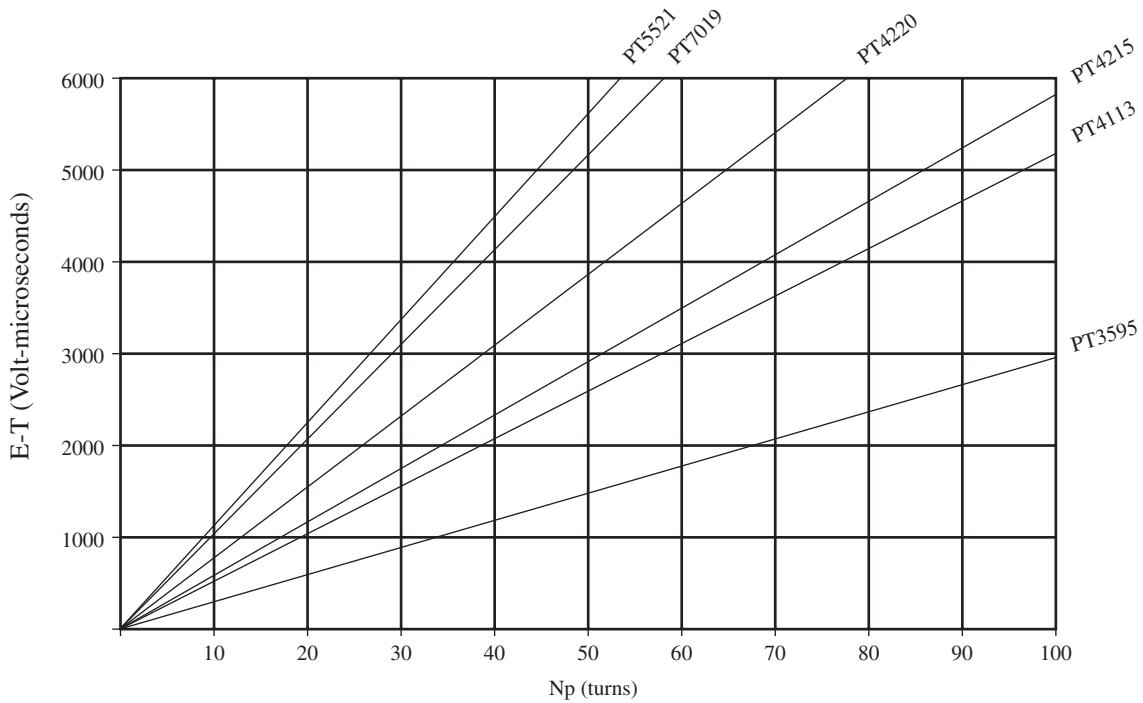


Fig. 13-27

NOTE: Chart based on $N_p = \frac{(E-T) \times 10^8}{B \times A_E}$

(For further reference, see Coilcraft's application note "Structured Design of Switching Power Magnetics"; Document 129.)

13.18 GESCHAKELDE VOEDINGEN

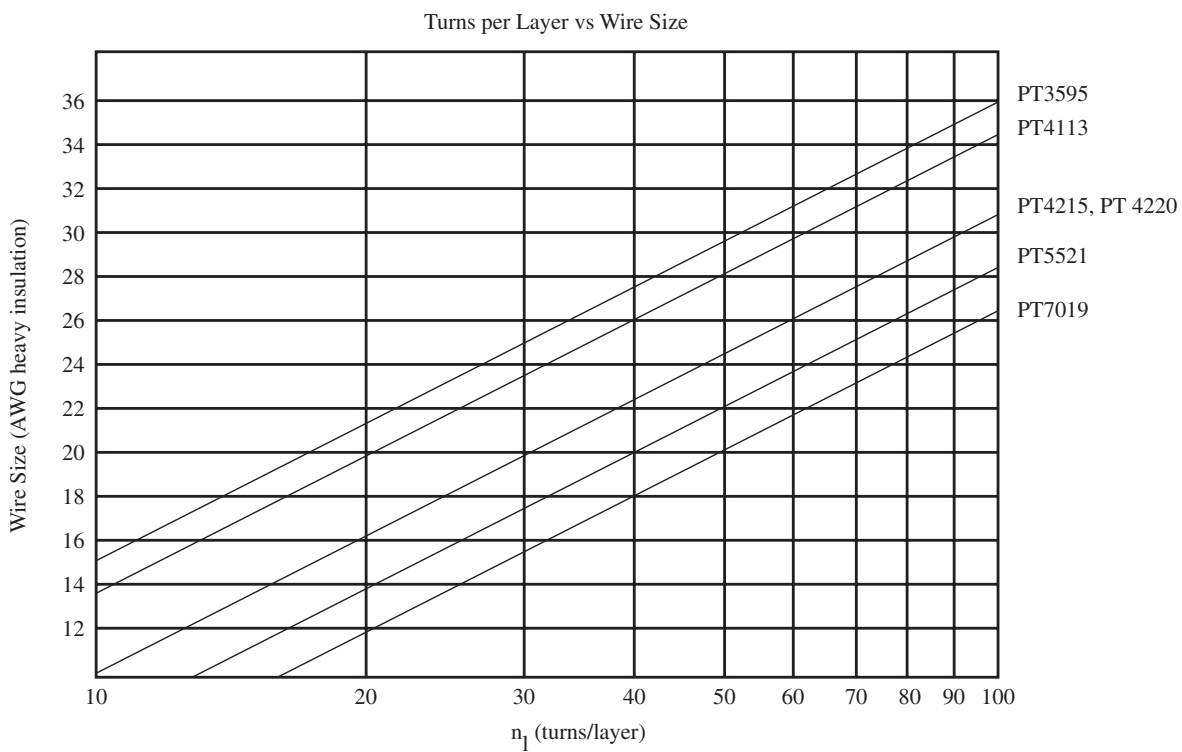


Fig. 13-28

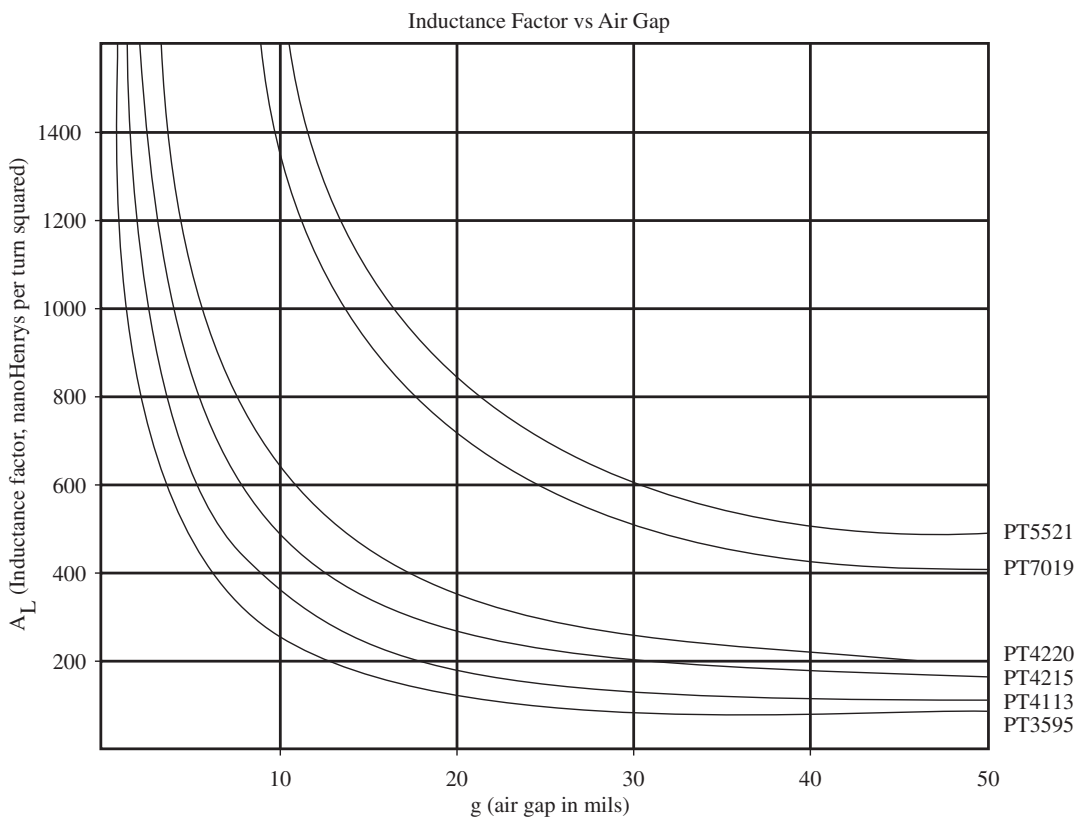


Fig. 13-29

14.5 Afmetingen wikkeldraad (AWG= American Wire Gauge)

TABEL 13-2 HEAVY FILM-INSULATED MAGNET WIRE SPECIFICATIONS

AWG	Diameter over insulation (inches)		Nominal circular mil area	Resistance per 1000 ft	Current capacity in milliamperes based on 1000 c.m./A	AWG
	Min.	Max.				
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10.380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35