

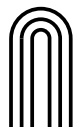
ELEKTRONISCHE VERMOGENCONTROLE

2. ELEKTRONISCHE MOTORCONTROLE

Jean Pollefliet

*“Theorie is alleen te rechtvaardigen als ’n vorm van praktijk.
De praktijk staat niet terecht voor ’t hooggerechtshof van de theorie.”*

Stephen Toulmin, wetenschapsfilosoof



ACADEMIA
PRESS

Uitgeverij Academia Press
Coupure Rechts 88
9000 Gent
België

www.academiapress.be

Uitgeverij Academia Press maakt deel uit van Lannoo Uitgeverij,
de boeken- en multimediativisie van Uitgeverij Lannoo nv.

ISBN 978 94 014 7329 3
D/2021/45/11
NUR 123

© Jean Pollefliet
Elektronische vermogencontrole. Volume 2: Elektronische motorcontrole
Gent, Academia Press, 2021, 427 blz.

Eerste druk	1986
Eerste druk – 2 ^{de} oplage	1987
Tweede druk	1989
Derde druk	1992
Vierde druk	1995
Vijfde druk	2000
Zesde druk	2004
Zesde druk – 2 ^{de} oplage	2009
Zevende druk	2011
Zevende druk – 2 ^{de} oplage	2014
Achtste druk	2015
Negende druk	2018
Tiende druk	2021

Vormgeving cover: Jean Pollefliet (uitvoering: Keppie & Keppie)
Vormgeving binnenwerk: Nevelland Graphics en Keppie & Keppie

Cover foto's

© Mars Rover met 39 Maxonmotors p.20.34
© Siemens Eurostar HST e320 p.23.10
© LEM: verzameling stroomopnemers p.17.24

Alle rechten voorbehouden. Niets uit deze uitgave mag worden verveelvoudigd en/of openbaar gemaakt door middel van druk, fotokopie, microfilm of op welke andere wijze ook, zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgever en de auteur.



Aan mijn vrouw Gilberte

WOORD VOORAF

Dit boek verscheen voor het eerst in 1986 om na 35 jaar een tiende editie te bereiken.

Elke editie was een continu updaten, herschikken en toevoegen van items en hoofdstukken. De eerste druk bevatte 250 bladzijden terwijl de tiende editie meer dan 900 bladzijden telt.

In deze tiende druk bekijken we ook meer van nabij de componenten gefabriceerd op basis van siliciumcarbide (SiC) en galliumnitride (GaN). Deze materialen krijgen stilaan een plaats naast het klassieke silicium als basismateriaal voor halfgeleiders. Verder wordt het boek op heel wat plaatsen aangevuld en up-to-date gemaakt.

De viertalige woordenlijst (meer dan 600 technische termen) uit de negende druk wordt uiteraard behouden in deze tiende editie. Het systeem van de witte en groene bladzijden blijft eveneens behouden. De groene bladzijden bevatten de wiskundige afleidingen die in een eerste benadering niet nodig zijn om de elektronische technieken te bestuderen. Met stijgend niveau en specialisatie heeft de lezer de mogelijkheid een aantal van de groene bladzijden in te schakelen en dit zonder de continuïteit van de studie te verstoren.

Om nog wat cijfermateriaal te geven, er zijn meer dan zevenhonderd figuren, een honderdtal foto's en meer dan vijftig opgeloste cijfervoorbeelden te vinden in het ganse boek. De evaluatievragen na een hoofdstuk (met oplossing achteraan in het boek) kunnen tevens als feedback dienen voor de student.

In deel 1 bestuderen we schakelaars en omvormers gebruikt in de vermogenelektronica terwijl deel 2 focust op aandrijftechnieken en positionersystemen.

De belangrijkste bron van informatie waren mijn studenten, vooral dan de honderden waarbij ik de mentor was voor hun thesis. Ik ben hen blijvend dankbaar. Het grootste deel van de inhoud van dit boek bestaat trouwens uit de neerslag van lessen, lezingen en projecten over een periode van meer dan veertig jaar.

We danken Lies Poignie van Academia Press voor de fijne samenwerking.

We danken eveneens dr.ir. P.J. van Duijsen voor de quote op de achterflap van het boek.

En, last but not least, wensen we de gebruikers van het boek een vruchtbare studie toe.

Oostende, januari 2021

Jean Pollefliet

e-mail: jean.pollefliet@telenet.be

INHOUDSTAFEL

16. ELEKTRISCHE MACHINES

1. Statische transformatoren	16.1
2. Gelijkstroom commutatormachines	16.20
3. Driefasen asynchrone motor	16.37
4. Synchrone machines	16.67
5. Kleine huishoudelijke motoren	16.72

17. AANDRIJFSYSTEMEN

1. Historiek	17.1
2. Regeltechniek	17.2
3. Soorten aandrijfsystemen	17.6
4. Elektronische aandrijftechniek	17.7
5. Nuttige formules uit de mechanica	17.13
6. Moment en vermogen van een motor	17.21
7. Uitloopproof om de massa-traagheid van een aandrijving te bepalen	17.22
8. Cijfervoorbeelden	17.23

18. STROOM-, HOEKSTAND-, TOERENTALOPNEMERS

1. Stroomsensoren	18.2
2. Hoekstandopnemers	18.14
3. Toerentalopnemers	18.26

19. SNELHEIDS- en (of) KOPPELREGELING van een DC-MOTOR

A. DC-MOTOR gevoed uit WISSELSTROOMNET

1. Sturen van een onafhankelijk bekrachtigde motor	19.2
2. M - n curven	19.6
3. Geregelde éénkwadrantaandrijving	19.12
4. Tweekwadranten- en vierkwadrantenwerking	19.18
5. Functioneel regelschema van een éénkwadrantaandrijving	19.30
6. Optimaliseren van regelaars	19.34
7. Cijfervoorbeeld 19-5	19.44

B. DC-MOTOR gevoed uit GELIJKSTROOMBRON

8. Choppergeregelde aandrijving	19.46
9. Choppersturing van seriemotor	19.53
9.1 Tractiebedrijf	19.53
9.2 Lijnfilter	19.55

20. SNELHEIDS- en (of) KOPPELREGELING van een DRIEFASEN ASYNCHRONE MOTOR

1. Driefasen asynchrone motor	20.2
2. Elektronische controle van een inductiemotor	20.8
3. Scalaire sturing toerental inductiemotor	20.10
4. Slipregeling	20.10
5. Scalaire frequentieregelaars	20.12
6. Indirecte frequentie-omzetter van het VSI-type	20.14
7. Vectorcontrole	20.36
8. Micro-elektronica in de vermogentechniek	20.80
9. Softstarters	20.83
10. Indirecte frequentie-omzetter met stroomtussenkring (CSI)	20.86

21. ELEKTRONISCHE CONTROLE van huishoudelijke motoren, reluctantiemotoren, synchrone draaistroommotor, inductie servomotor

1. Huishoudelijke motoren	21.1
2. Geschakelde reluctantiemotor	21.6
3. Synchrone reluctantiemotor	21.16
4. Synchrone draaistroommotor	21.20
5. Asynchrone inductie servomotor	21.20

22. ELEKTRISCHE POSITIESYSTEMEN

1. Servomechanismen	22.2
2. Elektrische positiesystemen. Definities	22.4
3. Positieregeling met DC-servomotor	22.7
4. Positieregeling met borstelloze gelijkstroommotor	22.19
5. Positieregeling met stappenmotor	22.26
6. Positieregeling met AC-servomotor	22.46
7. Positieregeling met lineaire motor	22.49
8. Computergestuurde motion control	22.53
9. Een geïntegreerd systeem (SIMOTION van Siemens)	22.54

23. e-MOBILITY

1. Elektrische tractie	23.3
2. Elektrische auto	23.14
3. Elektrisch vaartuig	23.21
4. Elektrische fiets	23.23

TREFWOORDENREGISTER

T 1

VIERTALIGE WOORDENLIJST (zie Volume 1)

VO. 1

Volume 1: Vermogenelektronica

- HALFGELEIDERSCHAKELAARS: dioden, transistoren, thyristoren.
- ELEKTRONISCHE VERMOGENOMVORMERS: gestuurde gelijkrichters, wisselstroominstellers, choppers, geschakelde voedingen, invertoren
- TOEPASSINGEN van de vermogenelektronica
- COMPUTERSIMULATIES

GEBRUIKTE SYMBOLEN

α	<i>stroomversterking transistor</i>
α	<i>ontsteekvertraging thyristor (rad)</i>
β	<i>geleidingshoek thyristor (rad)</i>
B	<i>magnetische inductie ($T = \text{Wb/m}^2$)</i>
AC	<i>wisselstroom</i>
DC	<i>gelijkstroom</i>
δ	<i>werkverhouding (%)</i>
e	<i>ogenblikkelijke of momentele emk (V)</i>
E	<i>effectieve waarde elektromotorische kracht (emk) (V)</i>
E	<i>elektrische veldsterkte (V/m)</i>
f	<i>frequentie (Hz)</i>
Φ	<i>flux per pool bij DC-machine / draaiveldflux in luchtspleet asynchrone motor (Wb)</i>
Φ_{SI}	<i>flux van één statorwinding bij een asynchrone motor (Wb)</i>
g_{fs}	<i>transconductantie (Siemens / mho)</i>
g_m	<i>transconductantie coëfficiënt (Siemens / mho)</i>
H	<i>magnetische veldsterkte (A/m)</i>
h_{FE}	<i>stroomversterking gemeenschappelijke emitterschakeling</i>
i	<i>ogenblikkelijke of momentele stroomsterkte (A)</i>
\hat{i}	<i>amplitude sinusoidale stroom (A)</i>
i_μ	<i>magnetiseringsstroom (A)</i>
\hat{i}_μ	<i>amplitude magnetiseringsstroom (A)</i>
I	<i>effectieve waarde stroomsterkte (A) / gelijkstroom (A)</i>
J	<i>traagheidsmoment (kgm^2)</i>
L_o	<i>magnetiseringsinductantie (transformator / inductiemotor) (H)</i>
\mathcal{L}	<i>Laplace-transformatie</i>
M	<i>moment van het werkkoppel (Nm)</i>
M_{em}	<i>elektromechanisch koppel (Nm)</i>
$M_{max} = M_k$	<i>maximaal koppel (kipkoppel) inductiemotor (Nm)</i>
M_t	<i>totaal belastingskoppel (mechanische belasting + wrijvingskoppels) (Nm)</i>
μ_0	<i>permeabiliteit luchtledige ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m)</i>
μ_r	<i>relatieve permeabiliteit</i>
\mathcal{R}	<i>reluctantie (A/Wb)</i>
\mathcal{F}	<i>magnetomotorische kracht (mmk) (Aw)</i>
N_{Se}	<i>equivalente sinusoidale wikkeling inductiemotor (Aw)</i>
n	<i>snellheid motor (tr/min of rad/s)</i>

n_S	<i>synchrone snelheid draaiveld inductiemotor (tr/min)</i>
n_R	<i>snelheid rotordraaiveld inductiemotor (tr/min)</i>
η	<i>rendement (%)</i>
P	<i>vermogen bij DC (W) / gemiddeld vermogen (W)</i>
P_w	<i>wervelstroomverliezen (W/m³)</i>
P_h	<i>hysteresisverliezen (W/m³)</i>
p	<i>aantal poolparen DC-machine</i>
p	<i>aantal poolparen statorwikkeling inductiemotor</i>
R_b	<i>belastingweerstand</i>
$\sigma_R \cdot L_0$	<i>lekinductantie rotor inductiemotor</i>
$\sigma_S \cdot L_0$	<i>lekinductantie stator inductiemotor</i>
s	<i>Laplace operator</i>
T	<i>periode (s)</i>
T	<i>temperatuur (°C ; K)</i>
t_{on}	<i>inschakeltijd schakelaar (transistor, thyristor) (μs ; ns)</i>
t_{off}	<i>uitschakeltijd schakelaar (transistor, thyristor) (μs ; ns)</i>
t_{ON}	<i>tijd dat de schakelaar geleidend is (ON-state) (μs ; ms)</i>
t_{OFF}	<i>tijd dat de schakelaar gesperd staat (OFF-state) (μs ; ms)</i>
t_d	<i>vertragingstijd aanschakelen transistor (μs ; ns)</i>
t_f	<i>afvaltijd bij afschakelen transistor (μs ; ns)</i>
t_r	<i>stijgtijd bij aanschakelen transistor (μs ; ns)</i>
t_s	<i>opslagtijd (μs ; ns)</i>
τ	<i>tijdconstante (s)</i>
u	<i>ogenblikkelijke of momentele spanning (V)</i>
\hat{u}	<i>amplitude sinusoidale spanning (V)</i>
U	<i>gelijkspanning (V) / gemiddelde spanning (V)</i>
U_{eff}	<i>= U_{RMS} = effectieve waarde van de spanning (V)</i>
$U_{gic\alpha}$	<i>gemiddelde uitgangsspanning ideale gelijkrichter met ontsteekvertraging α (V)</i>
v	<i>snelheid (m/s)</i>
W	<i>energie (J)</i>
ω	<i>hoeksnelheid (rad/s)</i>

16 ELEKTRISCHE MACHINES

16.1 STATISCHE TRANSFORMATOREN

INHOUD

- 1.1 Transformator bij nullast
- 1.2 Transformator met belasting
- 1.3 Vectorendiagram
- 1.4 Transformatie van impedanties
- 1.5 Magnetiseringsinductantie
- 1.6 Lekinductantie
- 1.7 Energieverliezen
- 1.8 Equivalent schema
- 1.9 Nullast- en kortsluitproef
- 1.10 Nominale waarden van een transformator
- 1.11 Driefasentransformatoren
- 1.12 Soorten van transformatoren

1.1 Transformator bij nullast

De eenvoudigste vorm van een éénfase statische transformator bestaat uit een ferromagnetische keten van Si-stalen plaatjes waarop twee afzonderlijke wikkelingen zijn aangebracht (fig. 16-1). De primaire spoel p heeft N_p windingen en de secundaire s bestaat uit N_s windingen. Zolang we geen verbruiker aansluiten op de secundaire spreken we van een onbelaste transfo of een transfo bij nullast.

Op de primaire sluiten we nu een spanning $u_p = \hat{u}_p \cdot \sin \omega t$. Er vloeit een primaire sinusoidale stroom, met als resultaat een sinusoidale flux in de kern.

De zelfinductie t.o.v. deze flux ϕ_0 is L_0 . Primaire stroom: $\approx \frac{U_p}{\sqrt{R_p^2 + \omega^2 \cdot L_0^2}}$.

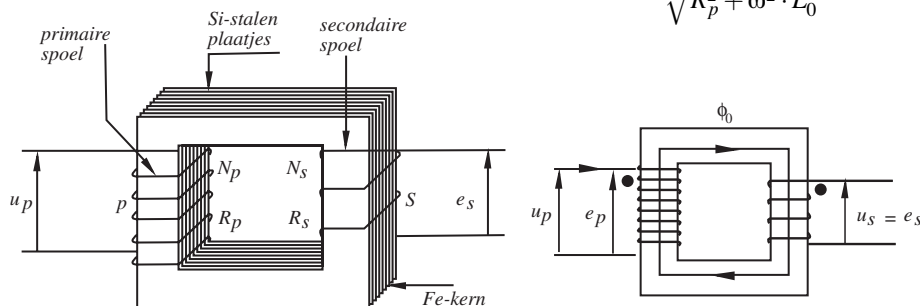


Fig.16-1: Eénfase transfo, onbelast.

De primaire stroom is nu nog niet exact te bepalen omdat we de invloed van de lekflux in de transfo nog dienen in rekening te brengen. Verwaarlozen we voorlopig ook nog de ohmse weerstand R_p van de spoel, dan is $I_\mu \approx \frac{U_p}{\omega \cdot L_0} =$ magnetiseringsstroom. Deze wattloze stroom ijlt 90° na op U_p

(fig. 16-2) en zorgt voor de flux $\phi_0 = \frac{N_p \cdot I_\mu}{\mathfrak{R}}$.

Hierbij is $\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A}$ de reluctantie van de magnetische keten, met l de gemiddelde lengte van de veldlijnen en A de doorsnede van de kern.

De exacte bepaling van I_μ gebeurt later als we de weerstand R_p en de lekflux in rekening brengen.

Flux $\phi_0 \rightarrow$

- is in fase met I_μ en $\frac{\pi}{2}$ na op $u_p = \hat{u}_p \cdot \sin \omega \cdot t \rightarrow \phi_0 = \hat{\phi}_0 \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2} \right)$
- geeft ijzerverliezen (zie nr. 1.7.2): $P_{Fe} \approx U_p \cdot I_v$; I_v is in fase met U_p
- $\vec{I}_\mu + \vec{I}_v = \vec{I}_n =$ nullaststroom, ijlt bijna $\frac{\pi}{2}$ na op U_p
- induceert een emk $e = N \cdot \frac{d\phi_0}{dt}$ in elke spoel.

primaire:

- $e_p = N_p \cdot \frac{\hat{\phi}_0 \cdot d \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2} \right)}{dt} = N_p \cdot \omega \cdot \hat{\phi}_0 \cdot \sin \omega \cdot t$
- effectieve waarde: $E_p = \frac{N_p \cdot \omega \cdot \hat{\phi}_0}{\sqrt{2}}$ (16-1)
- E_p is in fase met U_p en is de temk van zelfinductie van de primaire

secondair:

- $e_s = N_s \frac{\hat{\phi}_0 \cdot d \left(\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right)}{dt} = N_s \cdot \omega \cdot \hat{\phi}_0 \cdot \sin \omega t$
- effectieve waarde: $E_s = \frac{N_s \cdot \omega \cdot \hat{\phi}_0}{\sqrt{2}}$ (16-2)

Er ontstaat een secundaire emk met dezelfde frequentie als de aangelegde primaire spanning. De primaire temk E_p wordt opgeheven door een aangelegde spanning U_p . Bij verwaarlozing van de spanningsverliezen is $E_p = U_p =$ toegepaste primaire spanning.

De magnetiseringsstroom is te schrijven als: $I_\mu = \frac{E_p}{\omega \cdot L_0}$ (16-3)

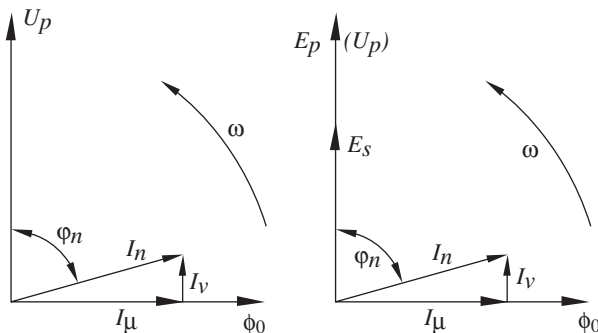


Fig.16-2: Vectorendiagram bij onbelaste transfo.

Uit (16-1) en (16-2) volgt: $\frac{E_p}{E_s} = \text{transformatieverhouding} = \frac{N_p}{N_s}$

Bij nullast is $E_p \approx U_p$ en $E_s = U_s$ zodat: $\frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s} = k = \text{windingsverhouding}$ (16-4)

Verder is: $E_p = \frac{N_p \cdot \omega \cdot \hat{\phi}_0}{\sqrt{2}} = N_p \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{2}} \cdot \hat{\phi}_0 = 4,44 \cdot N_p \cdot f \cdot \hat{\phi}_0$ (16-5)

Bij verwaarlozen van de verliezen is de flux recht evenredig met de spanning over de primaire (indien de frequentie constant is).

1.2 Transformator met belasting

1.2.1 Secondaire en primaire stromen

Wordt een verbruiker aangesloten op de secundaire dan vloeit er een stroom I_s . Het vermogen opgenomen door de secundaire verbruiker moet door de primaire uit het net gehaald worden, dit kan enkel door een grotere stroom I_p dan bij nullast (I_n) het geval was.

Met U_p constant is $E_p \approx U_p = \text{constant}$. Uit (16-3) en (16-5) volgt dat I_μ en ϕ_0 praktisch onveranderd blijven. Constante flux betekent ongewijzigde ijzerverliezen (I_v) zodat de stroom I_n ook niet verandert. M.a.w. de secundaire stroom I_s en de primaire stroom I_p moeten samen voor dezelfde flux ϕ_0 zorgen zoals I_n bij nullast (zie fig. 16-3a).

$$N_p \cdot \vec{I}_p - N_s \cdot \vec{I}_s = N_p \cdot \vec{I}_n \rightarrow \vec{I}_p - \frac{\vec{I}_s}{k} = \vec{I}_n \rightarrow \vec{I}_p = \vec{I}_n + \frac{\vec{I}_s}{k} \quad (16-6)$$

Uit (16-6) volgt de vectoriële constructie van \vec{I}_p in fig. 16-3b.

Vermits I_n bij een goede transfo vrij klein is t.o.v. I_p vinden we uit (16-6) dat $\vec{I}_p \approx \frac{\vec{I}_s}{k}$

$$\text{of: } \frac{I_p}{I_s} \approx \frac{1}{k} = \frac{N_s}{N_p} \quad (16-7)$$

$$\text{Uit (16-7) en (16-4) volgt, benaderend: } \frac{U_p}{U_s} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s} = k \quad (16-8)$$

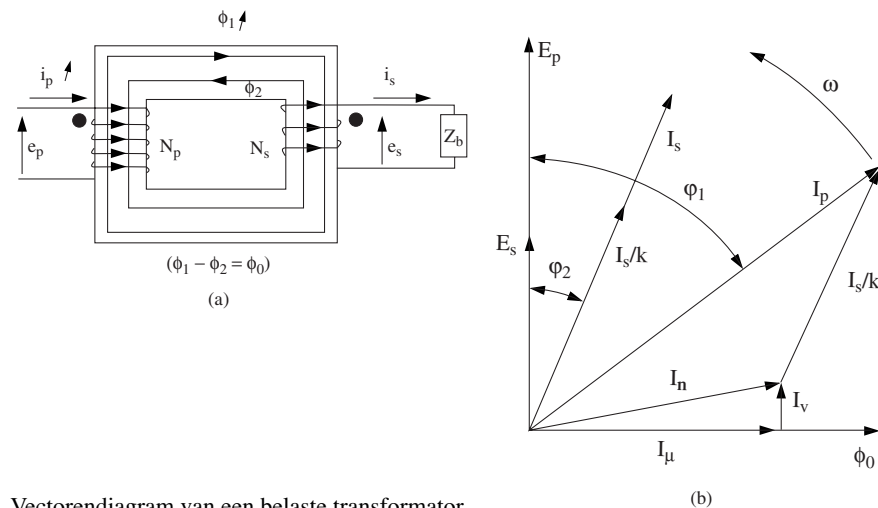


Fig.16-3: Vectorendiagram van een belaste transformator.

1.2.2 Lekflux

De stroom I_p zorgt voor een flux ϕ_p welke zich grotendeels (ϕ_1) door de kern sluit. Een klein deel ϕ_{pl} is niet gekoppeld met de secundaire spoel, zodat: $\phi_p = \phi_1 + \phi_{pl}$. We noemen ϕ_{pl} de lekflux van de primaire. Langs de secundaire zijde zorgt de stroom I_s voor een flux ϕ_s welke grotendeels (ϕ_2) door de primaire vloeit en een klein deel ϕ_{sl} (lekflux) dat enkel de secundaire spoel omvat: $\phi_s = \phi_2 + \phi_{sl}$.

We hebben dus: $\phi_p = \frac{N_p \cdot I_p}{\mathfrak{R}}$ in fase met I_p en $\phi_s = \frac{N_s \cdot I_s}{\mathfrak{R}}$ in fase met I_s .

In fig. 16-4 worden de ogenblikkelijke stromen en spanningen getekend. Hierbij zien we nog eens dat ϕ_1 en ϕ_2 elkaar tegenwerken, zodat de resulterende flux $\phi_0 = \phi_1 - \phi_2 = \text{flux}$ waarvan sprake bij de nullastwerking (= nullastflux !). Deze resulterende flux ϕ_0 is praktisch constant bij elke belasting en verwekt de emk's E_p en E_s zoals reeds aangetoond.

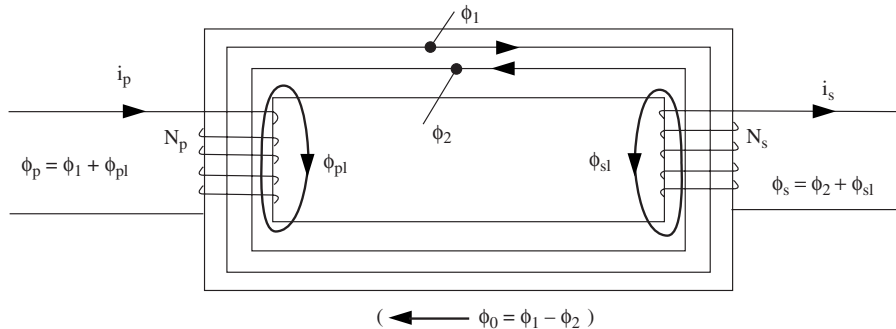


Fig. 16-4: Fluxen in transformator.

1.3. Vectorendiagram transformator

- Primair:
- Lekflux ϕ_{pl} is praktisch evenredig met I_p : $\frac{N_p \cdot (\hat{\phi}_{pl})}{\sqrt{2}} = s_p \cdot I_p$
 - $s_p =$ zelfinductiecoëfficiënt primaire spoel t.o.v. lekflux ϕ_{pl}
 - De lekflux verwekt in de primaire spoel een emk: $e_{pl} = N_p \cdot \frac{d(\phi_{pl})}{dt} = s_p \cdot \frac{di_p}{dt}$
 - Stel $i_p = \hat{i}_p \cdot \sin \omega \cdot t$, dan wordt: $e_{pl} = s_p \cdot \hat{i}_p \cdot \frac{d(\sin \omega t)}{dt} = s_p \cdot \omega \cdot \hat{i}_p \cdot \sin \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2} \right)$
 - e_{pl} • is een sinusoidale emk welke 90° voorijlt op I_p
 - Effectieve waarde: $E_{pl} = \omega \cdot s_p \cdot I_p$

Samenvattend:

- Primair:
1. geïnduceerde temk E_p die 90° voorijlt op ϕ_0
 2. geïnduceerde temk $E_{pl} = \omega \cdot s_p \cdot I_p$ welke 90° voorijlt op I_p
 3. spanningsval $I_p \cdot R_p$ in fase met I_p
 4. brengen we de spanningsverliezen $I_p \cdot R_p$ en $\omega \cdot s_p \cdot I_p$ in rekening, dan vinden we:

$$\vec{U}_p = \vec{E}_p + \vec{E}_{pl} + \vec{I}_p \cdot R_p \quad (16-9)$$

- Secundair: 1. flux ϕ_0 verwekt een emk E_s welke 90° voorijlt op ϕ_0
 2. flux ϕ_{sl} verwekt een emk $E_{sl} = \omega \cdot s_s \cdot I_s$ en 90° voorijlend op I_s
 3. spanningsval $I_s \cdot R_s$ in fase met I_s
 4. klemspanning U_s wordt gevormd door: $\vec{U}_s = \vec{E}_s - \omega \cdot s_s \cdot \vec{I}_s - \vec{I}_s \cdot R_s$ (16-10)

Met wat we totnogtoe bestudeerden kunnen we in fig.16-5 een schema opbouwen voor een belaste transformator.

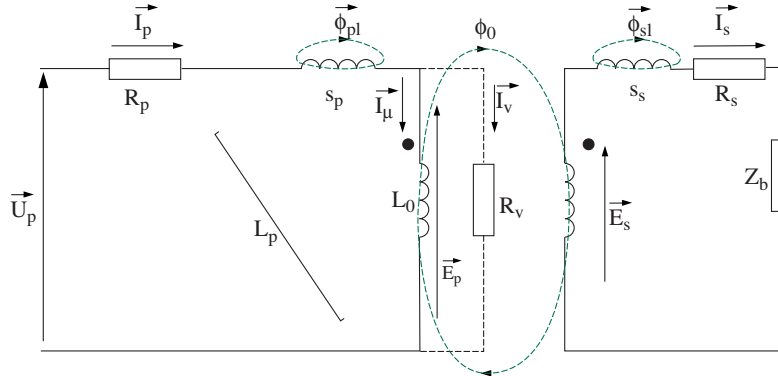


Fig.16-5: Transfo met verliezen en secundaire belasting.

Met behulp van (16-9) en (16-10) construeren we nu fig.16-6.

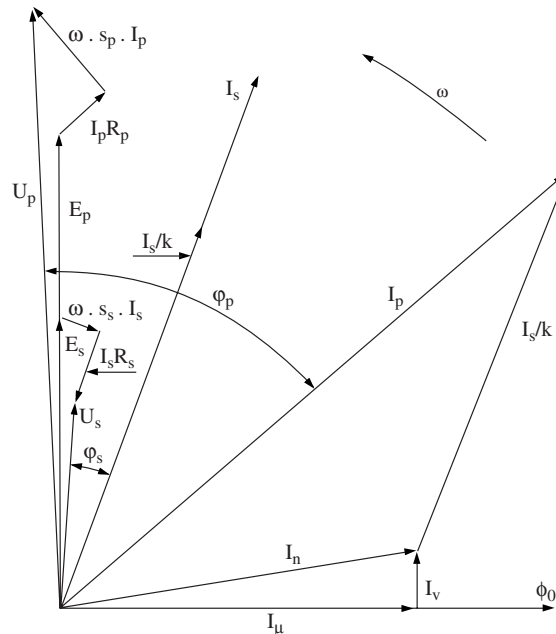


Fig.16-6: Vectorendiagram transfo in het geval van een inductieve belasting.



Opmerking

Uit de figuren 16-2 en 16-6 zien we dat de verschuivingshoek tussen primaire stroom en spanning afneemt van bijna 90° (bij nullast) tot een waarde bepaald door \vec{I}_n en \vec{I}_s .

1.4 Transformatie van impedanties

1.4.1 Transformatieformule

Fig. 16-7a toont een ideale transfo, belast met een R - L - C serieketen.

Een ideale transfo is een transfo zonder verliezen.

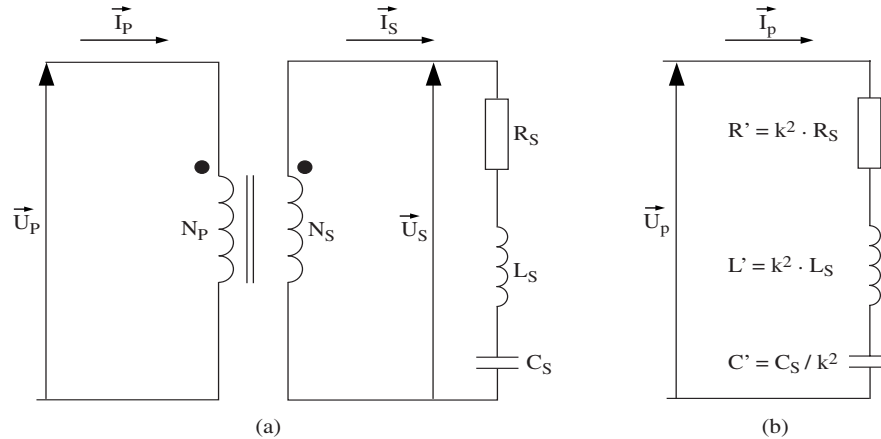


Fig. 16-7: Ideale transfo, belast met een R-L-C serieketen: impedantiëtransformatie.

$$\text{Secundair: } u_s = R_s \cdot i_s + L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_s \cdot dt .$$

$$\text{Toepassen van (16-8) geeft: } u_p = k^2 \cdot R_s \cdot i_p + k^2 \cdot L_s \cdot \frac{di_p}{dt} + k^2 \cdot \frac{1}{C_s} \int i_p \cdot dt .$$

Bij een ideale transfo kan de secundaire belasting gezien worden als een equivalent circuit vanuit de primaire (fig.16-7b), indien: $R' = k^2 \cdot R_s$; $L' = k^2 \cdot L_s$; $C' = \frac{C_s}{k^2}$.

Meer algemeen: een secundaire impedantie $Z_{sec.}$ kan bij een ideale transfo bekeken worden

$$\text{als een primaire impedantie: } Z'_{prim.} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \cdot Z_{sec.} (\Omega) \quad (16-11)$$

Uit (16-11) volgt ook dat een primaire impedantie te transformeren is naar een equivalente

$$\text{secundaire impedantie: } Z'_{sec.} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot Z_{prim.} (\Omega) \quad (16-12)$$

1.4.2 Cijfervoorbeelden 16-1

1. Een elektrische oven dient gevoed met 46V en heeft een vermogen van 4kW. We beschikken over een 230V - 50Hz net. Indien we over een ideale transfo zouden beschikken, wat is dan:

- de transformatieverhouding
- de primaire en secundaire stroomsterkte
- de impedantie gezien vanuit het 230V - net ?

Oplossing:

a) $k = \frac{N_p}{N_s} = \frac{230}{46} = 5$

b) secundaire stroomsterkte: $I_s = \frac{P_s}{U_s} = \frac{4000}{46} = 86,95\text{A}$

primaire stroomsterkte: $I_p = \frac{I_s}{k} = \frac{86,95}{5} = 17,39\text{A}$

c) belastingsimpedantie: $Z_s = \frac{U_s}{I_s} = \frac{46}{86,95} = 0,529 + j \cdot 0 \ \Omega$

getransformeerde impedantie gezien vanuit de bron: $Z_{prim.} = k^2 \cdot Z_{sec.} = 5^2 \cdot 0,529 = 13,23 \ \Omega$

Proef: $Z_{prim.} \times I_p = 13,23 \times 17,39 = 230\text{V}!!$

2. Wenst men maximale vermogenoverdracht van een generator naar een verbruiker, dan dient de verbruikerimpedantie de complex toegevoegde waarde te hebben van de generatorimpedantie. We beschikken over een vermogenversterker welke een uitgangsweerstand heeft van $48 \ \Omega$ en wensen hier een luidspreker op aan te sluiten met als kenmerken: $30\text{W} - 4 \ \Omega$.

Er zal maximale vermogenoverdracht mogelijk zijn door tussen versterker en luidspreker een **impedantietransformator** te plaatsen.

De windingsverhouding van de transfo dient $k = \frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_{prim.}}{Z_{sec.}}} = \sqrt{\frac{48}{4}} = 3,46$ te zijn.

1.5 Magnetiseringsinductantie

Met een magnetiseringsstroom I_μ is de magnetische veldsterkte in de kern $H = \frac{N_p \cdot I_\mu}{l_k}$ en de magnetische inductie $B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$ zodat de flux in de kern van de transfo wordt:

$$\phi_0 = B \cdot A_k = \frac{\mu_0 \mu_r A_k}{l_k} \cdot N_p \cdot I_\mu$$

Hierin: ϕ_0 (Wb) : nullastflux \approx resulterende flux ($\phi_1 - \phi_2$) bij belasting

B (Wb/m²) : magnetische inductie in de kern

μ_r : relatieve permeabiliteit kernmateriaal

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

l_k (m): gemiddelde lengte veldlijnen in kern

A_k (m²): doorsnede kern

I_μ (A): magnetiseringsstroom van de transfo

Noemen we L_0 de zelfinductie van de primaire t.o.v. de flux ϕ_0 in de kern, dan kunnen we

schrijven: $N_p \cdot \phi_0 = L_0 \cdot I_\mu$ zodat: $N_p \cdot \phi_0 = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_k}{l_k} \cdot N_p^2 \cdot I_\mu = L_0 \cdot I_\mu$

waaruit volgt: $L_0 = N_p^2 \cdot \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_k}{l_k}$ (H)

Cijfervoorbeeld 16-2

1. Een ringkerntransformator (fig. 16-8) bestaat uit:

Kern: gemiddelde straal 60mm; doorsnede torus: 45mm; $\mu_r = 1600$

Isolatielaag: 1 mm dikte

Primaire: 3 lagen: respectievelijk 201, 189 en 140 windingen AWG 18-draad. Elke laag is gescheiden door een isolatie van 1mm dikte

Isolatielaag: 4 mm dikte

Secondaire: 2 lagen: 50 en 22 windingen AWG 10-draad, gescheiden door 1 mm isolatie

2. Uittreksel uit tabel wikkeldraad (AWG = American Wire Gauge)

AWG	diameter (met isolatie) in mm min.	diameter (met isolatie) in mm max.	weerstand (per 100 m) Ω	toegelaten stroomsterkte (op basis van $2A/mm^2$) A
10	2,64	2,69	0,3276	10,38
18	1,08	1,11	2,095	1,624

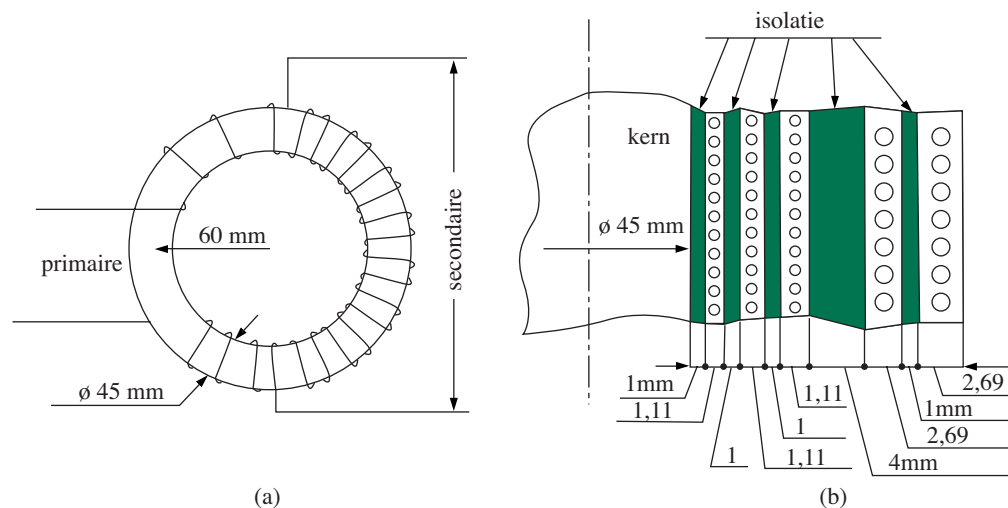


Fig. 16-8: Ringkerntransfo (a) met dwarsdoorsnede (b) van kern en windingen.

Gevraagd:

1. Weerstand van primaire en secundaire spoel
2. Magnetiseringsinductantie

Oplossing:

1.1 Primaire weerstand

LAAG 1: lengte één winding: $\pi \cdot 0,04811 = 0,15114$ m
 totale lengte: $201 \cdot 0,15114 = 30,38$ m

$$\begin{aligned} \text{LAAG 2: lengte één winding: } & \pi \cdot 0,05233 = 0,1644 \text{ m} \\ & \text{totale lengte: } 189 \cdot 0,1644 = 31,07 \text{ m} \\ \text{LAAG 3: lengte één winding: } & \pi \cdot 0,05655 = 0,1776 \text{ m} \\ & \text{totale lengte: } 140 \cdot 0,1776 = 24,87 \text{ m} \end{aligned}$$

Totale lengte primaire wikkeling: 86,32 m

$$\text{Weerstand: } R_p = \frac{86,32}{100} \cdot 2,095 = 1,8 \Omega$$

1.2 Secondaire weerstand

$$\begin{aligned} \text{LAAG 1: lengte één winding: } & \pi \cdot 0,06835 = 0,2147 \text{ m} \\ & \text{totale lengte: } 50 \cdot 0,2147 = 10,73 \text{ m} \\ \text{LAAG 2: lengte één winding: } & \pi \cdot 0,07537 = 0,238 \text{ m} \\ & \text{totale lengte: } 22 \cdot 0,238 = 5,234 \text{ m} \end{aligned}$$

Totale lengte secundaire wikkeling: 15,96 m

$$\text{Weerstand: } R_s = \frac{15,96}{100} \cdot 0,3276 = 0,0523 \Omega$$

2. Magnetiseringsinductantie

$$L_0 = N_p^2 \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_k}{l_k} = 530^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1600 \cdot \pi \cdot 0,0225^2}{2 \cdot \pi \cdot 0,06} = 2,38 \text{ H}$$

1.6 Lekinductantie

Onder oogpunt van spanningsverlies zijn lekinductanties ongewenst. Transformatoren worden daarom in principe zo geconstrueerd dat de lekfluxen minimaal zijn. Fig. 16-9 toont hoe bijvoorbeeld door het coaxiaal uitvoeren van primaire en secundaire spoelen de lekreactantie minimaal wordt gehouden door een zo klein mogelijke afstand tussen de opeenvolgende spoelen. Anderzijds worden eventuele kortsluitstromen begrensd door de lekreactanties, wat een beveiliging van de transfo kan betekenen. In de praktijk worden distributietransformatoren daarom vaak gebouwd met voldoende lekreactantie zodat de kortsluitstroom beperkt wordt tot 8 tot 10 maal de vollaststroom.

Bij elektronische voedingen worden vaak ringkerntransformatoren gebruikt. Zij hebben door de aard van de constructie een geringe lekreactantie. Elektroniciens spreken in dit geval soms van “harde” transformatoren omdat bij sterk wisselende belasting sterke, weinig begrensde, stroomstoten kunnen optreden. Deze wisselende belasting treedt bijvoorbeeld op bij de commutatie van het ene gelijkrichterelement naar een ander op de secundaire zijde van driefasentransformatoren.

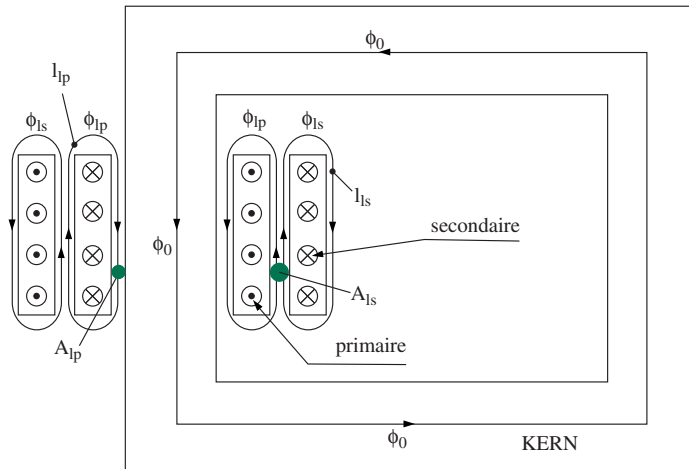


Fig.16-9: Lekfluxen bij een coaxiaal gewikkelde transformator.

Om de lekductantie te bepalen bekijken we de primaire lekflux (dezelfde redenering is geldig voor de secondaire zijde). We kunnen echter geen echt nauwkeurige berekening maken omdat de doorsnede waar de lekflux door vloeit niet zeer exact is te bepalen. Het is echter wel mogelijk een approximatieve berekening door te voeren. Is de doorsnede waarin de lekflux vloeit A_{lp} en de gemiddelde lengte van de veldlijnen l_{lp} dan is, naar analogie met uitdrukking (16-13), te schrijven:

$$L_{lp} = s_p = N_p^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{A_{lp}}{l_{lp}} \tag{16-14}$$

De veldlijnen van de lekflux sluiten zich door de lucht ($\mu_r = 1$) i.p.v. door de ferromagnetische kern (μ_r), vandaar het verschil met uitdrukking (16-13).

Cijfervoorbeeld 16-3

We hernemen de gegevens van cijfervoorbeeld 16-2 en tekenen een mogelijk pad voor de lekfluxen in fig.16-10a en fig.16-10b.

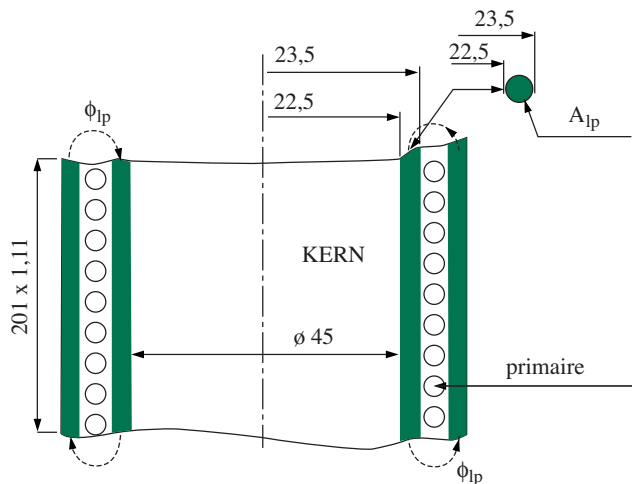


Fig.16-10a: Primaire lekflux transo in fig.16-8b.

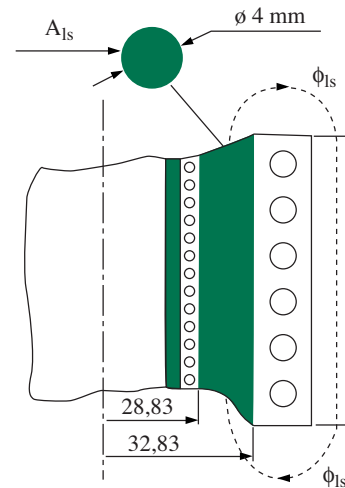


Fig.16-10b: Secondaire lekflux fig.16-8b.

Primaire lekinductantie

$$s_p = N_p^2 \cdot \frac{\mu_0 A_{lp}}{l_{lp}} = 530^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi (23,5^2 - 22,5^2) \cdot 10^{-6}}{201 \cdot 1,11 \cdot 10^{-3}} = 228 \mu\text{H}$$

Secondaire lekinductantie

$$s_s = N_s^2 \cdot \frac{\mu_0 A_{ls}}{l_{ls}} = 72^2 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi (32,83^2 - 28,83^2) \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 2,69 \cdot 10^{-3}} = 37,42 \mu\text{H}$$

Als we bedenken dat de magetiseringsinductantie 2,38 H is voor deze transfo dan zien we dat de lekinductanties bij een ringkerntransfo inderdaad gering zijn.

Het is duidelijk dat het pad van de lekfluxen afhangt van de praktische uitvoering van de transfowikkelingen. Het huidige cijfervoorbeeld geeft ons dus enkel een idee van de orde van grootte van de lekinductanties.

1.7 Energieverliezen**1.7.1 Koperverliezen**

In de primaire en secundaire wikkeling treden jouleverliezen op. Zijn R_p en R_s de respectieve ohmse weerstanden van de wikkelingen, dan zijn deze verliezen te schrijven als $R_p \cdot I_p^2$ en $R_s \cdot I_s^2$. De som van beide geeft de totale jouleverliezen. We noemen dit de koperverliezen van de transfo.

1.7.2 IJzerverliezen

In ferromagnetische stoffen, onderworpen aan een veranderend magnetisch veld, treden hysteresisverliezen op: $P_h = k_h \cdot f \cdot \hat{B}^n$ W/kg (16-15)

hierin: k_h = materiaalconstante van de beschouwde ferromagnetische stof,
met betrekking tot hysteresisverliezen

f = frequentie (Hz)

\hat{B} = amplitude magnetische inductie (T = Wb/m²)

n = empirische constante voor het magnetisch materiaal ($1 < n < 3$)

Daar de magnetische keten van een transformator uit ijzeren plaatjes gemaakt is, ontstaan hierin hysteresisverliezen. Om deze zo klein mogelijk te houden is het gewenst dat de materiaalconstante zo klein mogelijk zou zijn. Een mogelijkheid hiertoe is het ijzer legeren met silicium (b.v. 3% silicium).

Moest de kern uit massief ijzer bestaan dan zouden hierin aanzienlijke wervelstromen optreden. Deze kunnen reeds sterk beperkt worden door de magnetische keten in te delen in van elkaar geïsoleerde plaatjes waarvan het vlak volgens de richting van de flux ligt. Hierdoor wordt het mogelijk pad van de wervelstromen verminderd.

De wervelstroomverliezen P_w kunnen bepaald worden met een formule van de vorm:

$$P_w = k_w \cdot \delta^2 \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (16-16)$$

Hierin: k_w = materiaalconstante met betrekking tot de wervelstroomverliezen

δ = plaatdikte in mm

Door het toevoegen van silicium aan ijzer verhoogt ook de elektrische weerstand, waardoor de wervelstromen afnemen. Volgens bovenstaande formule is het voordelig om de plaatdikte zo klein mogelijk te houden. Typische plaatdikten liggen tussen 0,3 en 1 mm voor 50 Hz-werking. De plaatjes kunnen tot 0,02 mm dun worden bij hoge frequenties. Bij bandgewonden kernen komen banddikten voor van 0,003 tot 0,3 mm.

In heel wat toepassingen kan het voorkomen dat met niet-sinusoidale golfvormen wordt gewerkt. De wervelstroomverliezen zijn evenredig met het kwadraat van de vormfactor $a = \left(\frac{U_{RMS}}{U_{AV}}\right)$ zodat:

$$P_w = \frac{k_w}{1,11^2} \cdot a^2 \cdot \delta^2 \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (16-17)$$

1,11 = vormfactor sinusspanning

a = vormfactor van de gebruikte spanningsgolfvorm

Hysteresis- en wervelstroomverliezen vormen samen de ijzerverliezen. Ze worden soms de constante verliezen van de transfo genoemd omdat ze niet afhangen van de belasting maar enkel van de magnetische inductie. Deze laatste hangt bijna uitsluitend af van de aangelegde spanning.

Volgende tabel geeft een idee van de ijzerverliezen bij plaatjes van 0,2 tot 0,5 mm dikte op een frequentie van 50 Hz en bij een inductie van 1 Tesla.

Materiaal	verlies in W/kg
commercieel ijzer	5... 10
Si-Fe, warm gewalst	1... 3
Si-Fe, koud gewalst en kristalgeörienteerd	0,3 ... 0,6
50% Ni-Fe	0,2
ca 65% Ni-Fe	0,06

Fig. 16-11 toont de totale ijzerverliezen bij 50 Hz voor toroidaal bandgewikkelde kernen van 0,3 mm (gegevens voor een koudgewalste 3% Si-Fe kern). In fig. 16-12 zien we de invloed van de frequentie op de totale ijzerverliezen voor hetzelfde kernmateriaal. Dergelijke kernen worden gebruikt voor vermogentransformatoren, impulstransformatoren, lastransformatoren, lijntransformatoren, enz...

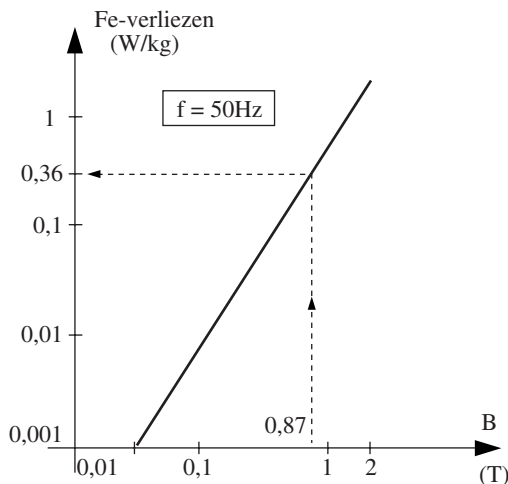


Fig.16-11: IJzerverliezen in functie van de inductie.

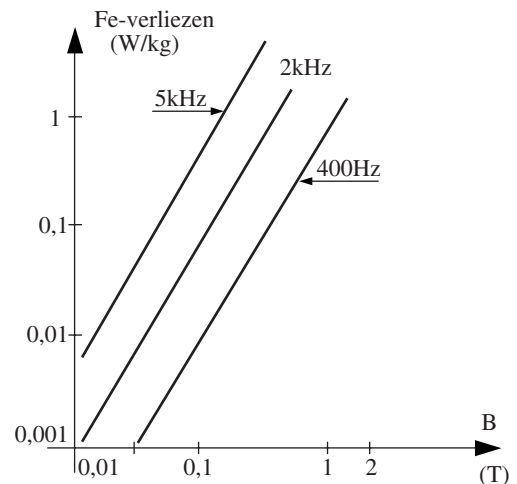


Fig. 16-12: IJzerverliezen met de frequentie als parameter.

Om de wervelstroomverliezen op hogere frequenties te reduceren nemen we onze toevlucht tot ferrietkernen. Deze ferrieten bestaan uit een legering van ijzeroxide met andere stoffen zoals mangaan, nikkel,... Oxiden hebben een geringe elektrische geleidbaarheid. Zo kunnen ferrieten gemaakt worden met geringe verliezen tot in het MHz-gebied. De gebruikte maximale inductie is bij ferrieten lager (0,3 tot 0,5 T) dan bij Si-stalen plaatjes (1 tot 1,5 T) omdat een groot deel van het volume ingenomen wordt door zuurstofatomen die uiteraard onmagnetisch zijn.

Fig.16-13 geeft de kernverliezen voor ferriet (Siemens) in functie van de inductie terwijl fig.16-14 de verliezen aangeeft in functie van de frequentie voor hetzelfde materiaal.

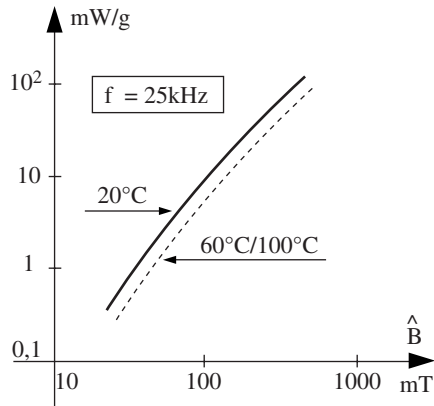


Fig.16-13: Kernverliezen N27 (bij R16 ringkern).

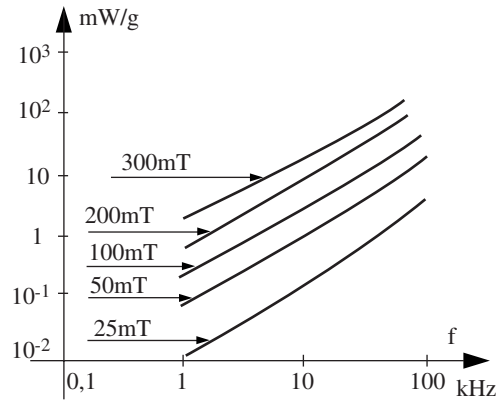


Fig.16-14: Verliezen N27 (bij R16 ringkern).

1.8 Equivalent schema

1.8.1 T-equivalent van een transfo

Steunend op het vectorendiagram in fig.16-6 kunnen we in fig.16-15 een vervangingschema tekenen voor een belaste transfo.

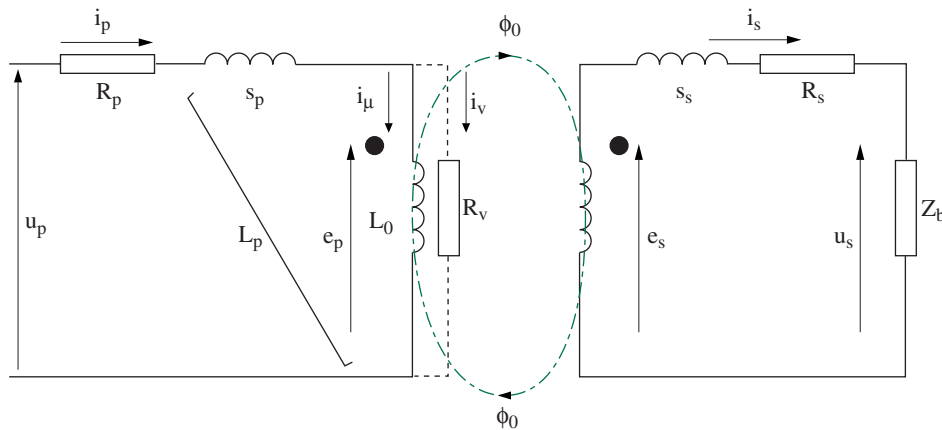


Fig.16-15: Equivalent schema voor een belaste transfo.