

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
Ampla House
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 5753 8
D/2018/45/573
NUR 123

Jean Pollefliet
Elektronische vermogencontrole. Volume 2: Elektronische motorcontrole
Gent, Academia Press, 2018, 400 blz.

Eerste druk, 1986
Negende druk, 2018

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

© De auteur

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 32 jaar een negende editie te bereiken.

Elke editie was een continu updaten, herschikken en toevoegen van items en hoofdstukken. Tegelijkertijd houden we blijvende aandacht voor het didactisch aspect. Dit aspect is niet enkel belangrijk voor studenten maar zeker ook voor die grote groep van geïnteresseerden die het boek gebruiken als zelfstudiemateriaal.

Nieuw in deze negende druk is onder meer het ontwerpen van geschakelde voedingen (hoofdstuk 13bis). Aan deze uitgave werd ook nog een viertalige woordenlijst toegevoegd met meer dan 600 technische termen uit de vermogenelektronica.

We behouden ook in deze uitgave het systeem van de witte en groene bladzijden. 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 bedoeling van het boek is om de beginselen en toepassingen van de elektronische vermogencontrole te behandelen. Elektronische schakelaars en omvormers worden bestudeerd in volume 1 en aandrijftechnieken en positionersystemen krijgen hun beslag in volume 2.

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 veertig jaar.

We danken Lies Poignie van Academia Press voor de fijne samenwerking aan deze negende druk.

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

Tenslotte wensen we de gebruikers van het boek een vruchtbare studie toe.

Oostende, september 2018

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 massastraagheid 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, geschakelde reluctantiemotor, 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. Hernieuwbare energie	23.2
2. Elektrische tractie	23.3
3. Elektrische auto	23.11
4. Elektrisch vaartuig	23.16
5. Elektrische fiets	23.19

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 = Wb/m²)</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 (kgm²)</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.π.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>snelheid 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_{gia}	<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: $\approx \frac{U_p}{\sqrt{R_p^2 + \omega^2 \cdot L_0^2}}$.

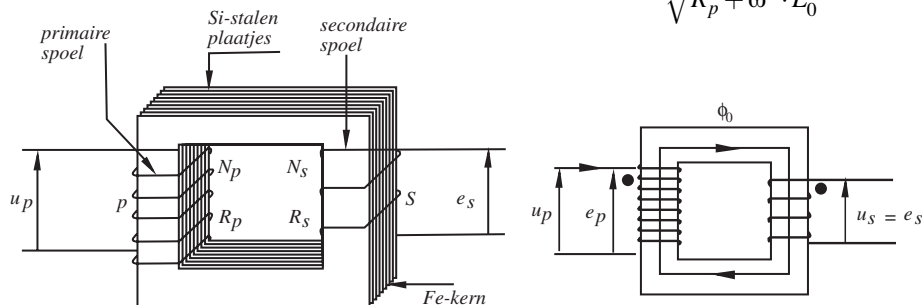


Fig.16-1: Eénfase transfo, onbelast.

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.

primair:

- $e_p = N_p \cdot \frac{\hat{\phi}_0 \cdot d \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{2} \right)}{dt} = N_p \cdot \omega \cdot \hat{\phi}_0 \cdot \sin \omega \cdot t$
- 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:

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

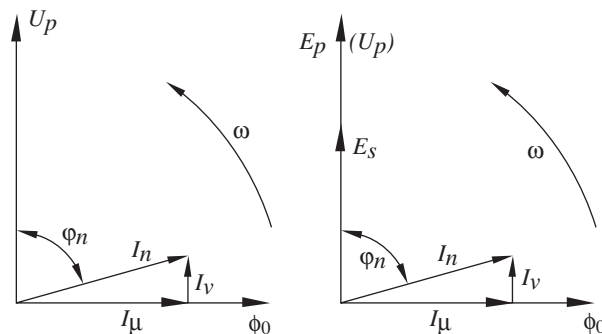


Fig.16-2: Vectorendiagram bij onbelaste transfo.

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 $\vec{I}_p \approx \frac{\vec{I}_s}{k}$

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

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

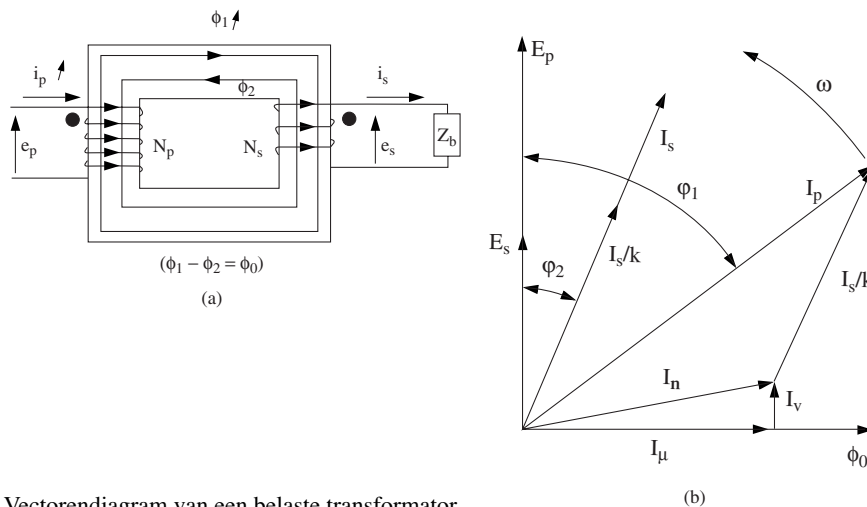


Fig.16-3: Vectorendiagram van een belaste transformator.

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.

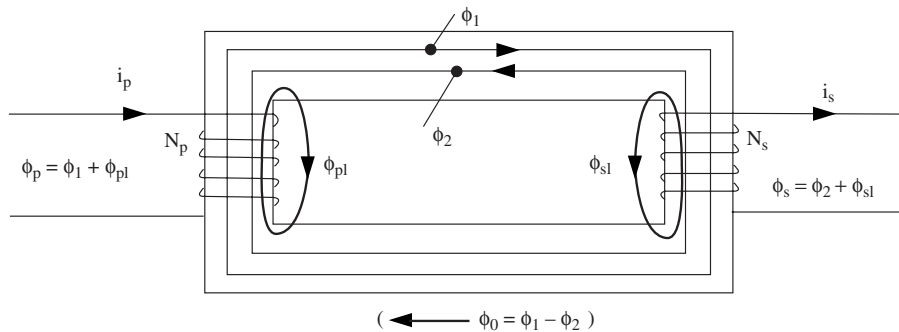


Fig. 16-4: Fluxen in transformator.

1.3. Vectorendiagram transformator

- Primair:
- Lekflux ϕ_{pl} is praktisch evenredig met I_p : $\frac{N_p \cdot (\hat{\phi}_{pl})}{\sqrt{2}} = s_p \cdot I_p$
 $s_p = \text{zelfinductiecoëfficiënt primaire spoel t.o.v. lekflux } \phi_{pl}$
 - 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.

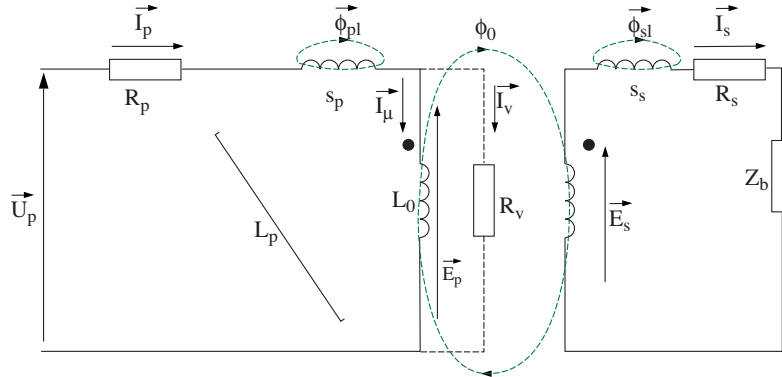


Fig.16-5: Transfo met verliezen en secundaire belasting.

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

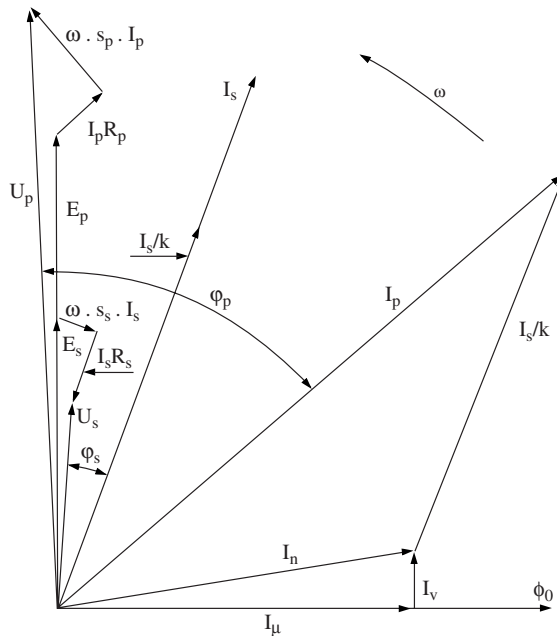


Fig.16-6: Vectorendiagram transfo in het geval van een inductieve belasting.



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.

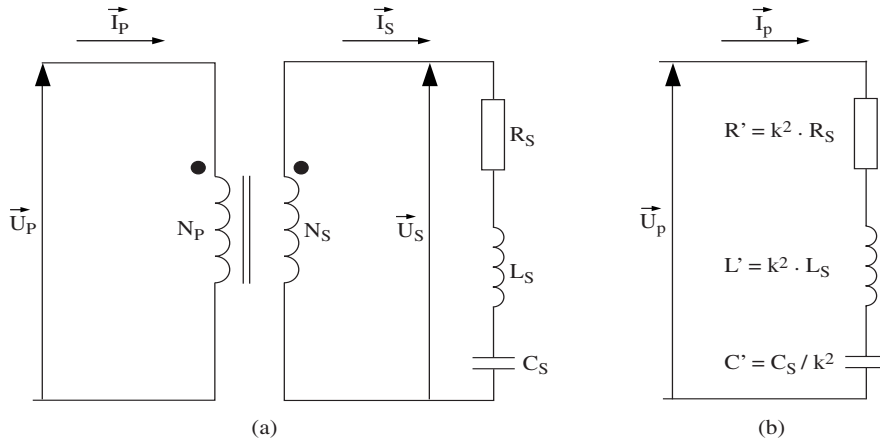


Fig. 16-7: Ideale transfo, belast met een R-L-C serieketen: impedantiëtransformatie.

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

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

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:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

(16-13)