

Keuze van de component

Veel typen worden uitdrukkelijk voor bepaalde toepassingen vervaardigd. Wanneer we geen geschikt type-assortiment kunnen vinden, passen we een eerste selectie toe op basis van het magnetische materiaal. Deze keuze is gebaseerd op het frequentiebereik waarbinnen de storingsonderdrukking werkzaam moet zijn. De fabrikanten stellen daarvoor keuzelijsten en diagrammen beschikbaar. Eventueel moeten we aan de hand van de impedantie- en permeabiliteitscurves (zie bijvoorbeeld figuur 3.70) naar de juiste component toewerken.

Andere criteria:

- ➡ het temperatuurverloop;
- ➡ de stroombelastbaarheid. Vaak wordt hiervoor een waarde opgegeven, in andere gevallen moeten we de desbetreffende diagrammen analyseren (zelfinductie of impedantie als functie van de magnetische veldsterkte). Dit is vooral van belang wanneer er grotere stromen lopen;
- ➡ de aard van de te onderdrukken storingen en het aantal signaallijnen (tabel 3.7, figuur 3.73);
- ➡ mechanische problemen: bevestiging, beschikbare plaatsruimte, draaddikte enzovoort.

Wanneer het om het onderdrukken van oscillatieën gaat (bijvoorbeeld bij versterkertrappen) is uitproberen vaak de enige oplossing – het beste op basis van een flink assortiment ferrietkralen (zie figuur 3.67e).

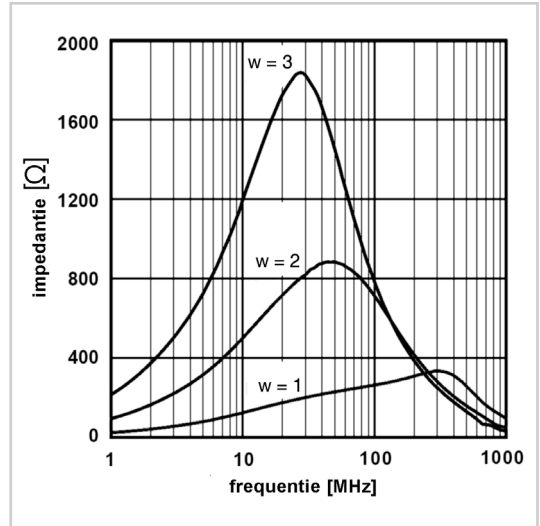
3.4 Transformatoren

3.4.1 Principes

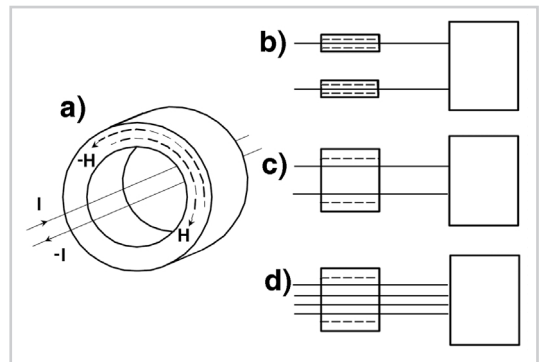
Transformatoren of trafo's zijn elektromagnetische componenten met tenminste twee van elkaar geïsoleerde spoelen (wikkelingen). De eerste wikkeling (primaire wikkeling) wordt door een externe stroom geëxciteerd; de tweede wikkeling (secundaire wikkeling) werkt als spanningsbron en kan een tweede, van de eerste galvanisch gescheiden stroomkring voeden (figuur 3.74).

De beide wikkelingen zijn via een gemeenschappelijke magnetische flux Φ gekoppeld. Transformatoren kunnen wisselstromen of impulsen overdragen. Onderstaand de belangrijkste toepassingsgebieden:

- ➡ vermogensoverdracht bij een vaste frequentie (voorbeeld: nettransformator);



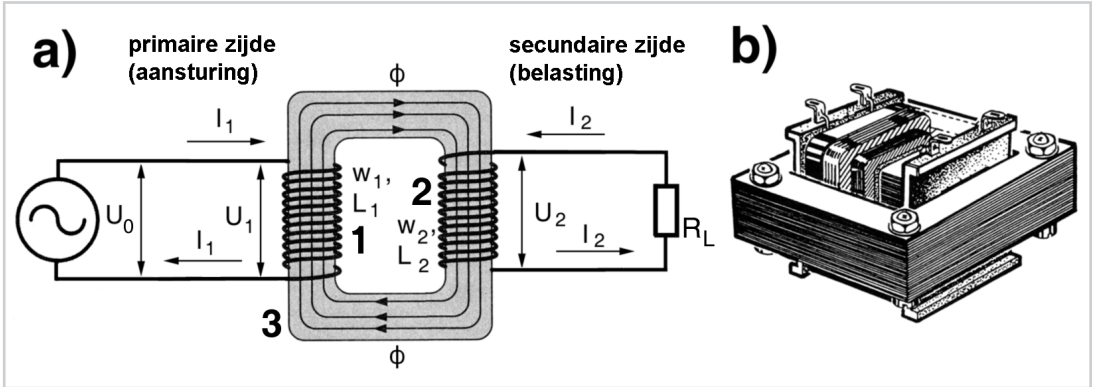
Figuur 3.72 De impedantie als functie van het aantal windingen (naar [3.8]). Hoe groter het aantal windingen, des te verder verschuift het impedantiemaximum in de richting van lagere frequenties – veel is dus niet altijd beter...



Figuur 3.73 Storingsonderdrukking op meerdere leidingen (naar [3.8]). a) Onderdrukken van gelijkfasige storingen. De magnetische velden van de tegengesteld gerichte stromen werken elkaar tegen. Wanneer die stromen een gelijke sterkte hebben, heffen de magnetische velden elkaar op – de kraal is dan in de praktijk nog slechts een stroomgecompenseerde smoorspoel met één winding. Tegenfasige storingen worden niet onderdrukt; b) onderdrukking van tegenfasige storingen door middel van één kraal per leiding (helpt bij geringe stroomsterkte ook tegen gelijkfasige storingen); c) onderdrukking van gelijkfasige storingen bij grotere stromen (zie ook (a)); d) hier worden meerdere leidingen (signaaladers) door een gemeenschappelijke ferrietring gevoerd (dit kan bijvoorbeeld een flatcable zijn, zie ook figuur 3.67d). In deze configuratie worden gelijkfasige storingen op alle signaallijnen verzwakt.

Configuratie	Helpt tegen...
Eén kraal per signaal (figuur 3.73b)	Gelijkfasige storingen bij geringe stroomsterkte; tegenfasige storingen
Een gemeenschappelijke kraal voor heen- en retourleiding (figuur 3.73a,c)	Gelijkfasige storingen (grotere stroomsterkte)
Meerdere signaaladers door een gemeenschappelijke ferrietring (figuur 3.73d)	Gelijkfasige storingen (goedkope oplossing)

Tabel 3.7 Ferrietkraalconfiguraties voor het verzwakken van gelijk- en tegenfasige storingen.



Figuur 3.74 De transformator. a) Principiële constructie; b) praktische uitvoering (voorbeeld). 1) Primaire wikkeling met aantal windingen w_1 en zelfinductie L_1 ; 2) secundaire wikkeling met aantal windingen w_2 en zelfinductie L_2 ; 3) kern; Φ is de magnetische flux.

- ▣ weerstandsaanpassing;
- ▣ niveau-aanpassing;
- ▣ fase-omkering;
- ▣ spanningsoverdracht over een groter frequentiebereik;
- ▣ impulsoverdracht;
- ▣ omzetting van meetgrootheden;
- ▣ galvanische scheiding (potentialscheiding, isolatie).

De primaire wikkeling zet de in de primaire stroomkring voorhanden elektrische energie om in magnetische energie. De primaire stroom I_1 heeft een magnetische bronspanning $\Theta = I_1 \cdot w_1$ tot gevolg (zie ook vergelijking (3.20) op bladzijde 166). De zelfinductiespanning U_1 van de primaire wikkeling moet gelijk zijn aan de bronspanning U_0 (inductiewet, zie (3.3) en (3.4) op bladzijde 160):

$$U_0(t) = -L \cdot \frac{dl}{dt} = -w_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

De zelfinductie L_1 van de primaire wikkeling moet zo groot zijn dat ook bij de onderste grensfrequentie f_0 aan deze voorwaarde is voldaan (hieronder rekenen we met een sinusvormig verloop van spanning en stroom):

$$l(t) = I_{1T} \cdot \sin\omega t; \quad \Phi(t) = \Phi_{1T} \cdot \sin\omega t$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_0$$

$$U_0(t) = -2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L_1 \cdot I_{1T} \cdot \cos\omega t = -2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot w_1 \cdot \Phi_{1T} \cdot \cos\omega t$$

I_{1T} = topwaarde van de primaire stroom; Φ_{1T} = topwaarde van de magnetische flux.

De onderste grensfrequentie f_0 is gerelateerd aan een spanning

$$U_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_0$$

Wanneer we op effectieve waarden overgaan, vinden we bij benadering (met $(1/\sqrt{2}) \cdot 2\pi \approx 4,44$):

$$U_0 \approx 4,44 \cdot f_0 \cdot L_1 \cdot I_{1T} = 4,44 \cdot f_0 \cdot w_1 \cdot \Phi_{1T} \quad (3.105)$$

Hieruit volgt voor de primaire zelfinductie:

$$L_1 = \frac{U_0}{4,44 \cdot f_0 \cdot I} \quad (3.106)$$

Met $\Phi_{1T} = B \cdot A_K$ (A_K = kerndoorsnede) vinden we voor het aantal primaire windingen:

$$w_1 = \frac{U_0}{4,44 \cdot f_0 \cdot B \cdot A_K} \quad (3.107)$$

Voor de maximale fluxdichtheid geldt:

$$B_{\max} = \frac{U_0}{4,44 \cdot f_0 \cdot w_1 \cdot A_K} \quad (3.108)$$

De kern is een magnetisch circuit met een magnetische weerstand R_m . De magnetische bronspanning Θ heeft een magnetische flux

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_m}$$

tot gevolg (wet van Hopkinson, zie (3.19) op bladzijde 166). Deze induceert in de secundaire wikkeling een spanning

$$U_2 = -w_2 \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$$

(inductiewet, zie (3.3) op bladzijde 160).

De ideale (verliesvrije) transformator

Bij een verliesvrije transformator zijn – omdat er niets verloren gaat – ingangs- en uitgangsvermogen even groot:

$$P_1 = P_2; \quad \text{dus} \quad U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \quad (3.109)$$

De spanningen verhouden zich als de aantallen windingen:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2} = T_U \quad (\text{spanningstransformatie}) \quad (3.110)$$

Voor de stromen geldt precies het omgekeerde::

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1} = T_I \quad (\text{stroomtransformatie}) \quad (3.111)$$

De transformatieverhouding

Meestal wordt de spanningstransformatie aangeduid als de transformatieverhouding T :

$$T = T_U = \frac{1}{T_I} = \frac{w_1}{w_2} \quad (3.112)$$

De weerstanden verhouden zich als de kwadraten van de aantallen windingen. Als de weerstanden R_1 en R_2 beschouwen we hier steeds de verhouding van spanning en stroom aan de primaire en aan de secundaire zijde ($R_1 = U_1/I_1$, $R_2 = U_2/I_2$). Er geldt:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_1/I_1}{U_2/I_2} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{I_2}{I_1} = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{w_2}{w_1} = \frac{w_1^2}{w_2^2} = T^2 \quad (3.113)$$

Zelfinducties

Bij een eenvoudige transformator met twee wikkelingen kunnen we drie zelfinducties onderscheiden:

- de zelfinductie L_1 van de primaire wikkeling;
- de zelfinductie L_2 van de secundaire wikkeling;
- de wederzijdse inductie M (zie paragraaf 3.1.3, bladzijde 170).

De zelfinducties verhouden zich als de kwadraten van de aantallen windingen:

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2 = T^2 \quad (3.114)$$

Excitatiestroom (magnetiseringsstroom)

Om ervoor te zorgen dat de magnetische flux in de kern überhaupt verandert, moet er een bepaalde magnetische veldsterkte op inwerken. De hiervoor verantwoordelijke minimale stroom (in A_w) wordt de excitatiestroom of magnetiseringsstroom (*exciting current* I_{EX}) genoemd¹.

Indien de door de primaire wikkeling vloeiende stroom kleiner is dan de magnetiseringsstroom, dan gebeurt er aan de secundaire zijde van de transformator vrijwel niets.

De transformator zonder secundaire belasting

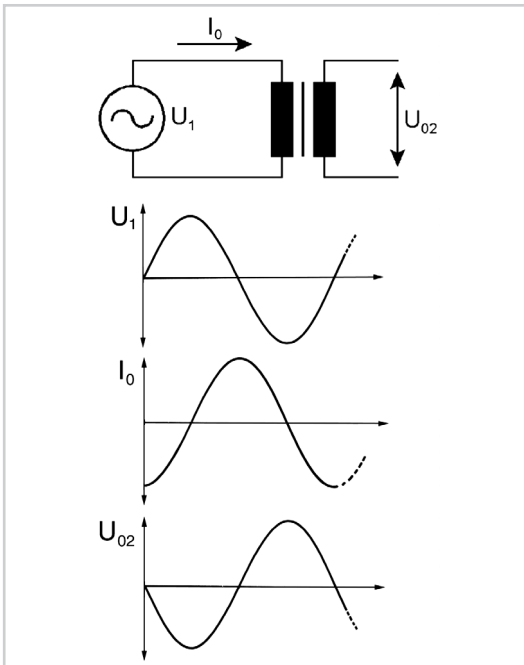
Op de secundaire wikkeling is geen belasting aangesloten (figuur 3.75). Omdat er door de secundaire kring geen stroom loopt, kan de secundaire wikkeling ook geen magnetische flux genereren. De spanningsbron aan primaire zijde ziet daarom slechts de primaire wikkeling als enige zelfinductie L_1 .

Dat resulteert – ten gevolge van de zelfinductie – in de kenmerkende faseverschuiving tussen stroom en spanning (de stroom I_0 ijlt 90° na op de spanning U_1). In de secundaire wikkeling induceert de met de stroom I_0 evenredige magnetische flux een vrijloopspanning (onbelaste spanning) U_{02} .

De verandering van de stroom is het grootste wanneer de stroom door nul gaat, en de verandering is gelijk aan nul wanneer de stroom zijn maximale waarde bereikt. Bij de nuldoorgang van de stroom heeft de geïnduceerde spanning dus zijn maximum, en wanneer de stroom maximaal is, is de spanning juist nul. Dat correspondeert met een faseverschuiving van 90° .

Ten opzichte van de primaire spanning U_1 heeft de secundaire vrijloopspanning U_{02} dus een faseverschil van 180° (90° primaire stroom ten opzichte van primaire spanning, en 90° secundaire spanning ten opzichte van primaire stroom)¹. De ideale transformator is in onbelaste toestand dus een zuiver inductieve schijnweerstand zonder verliesvermogen. In de praktijk treden alleen kernverliezen en ohmse verliezen in de primaire wikkeling op.

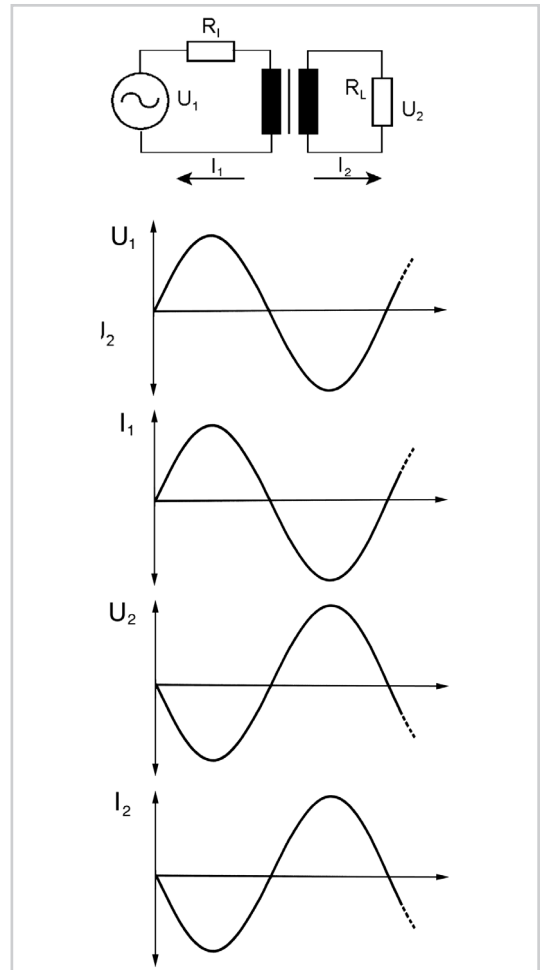
¹ Bij een gegeven (coërcitieve) veldsterkte kan deze stroom met (3.22) op bladzijde 166 worden berekend.



Figuur 3.75 De onbelaste transformator.

De transformator met secundaire belasting

Ten gevolge van de belasting loopt aan secundaire zijde een stroom I_2 (figuur 3.76). Deze stroom bouwt in de secundaire wikkeling op zijn beurt een magnetisch veld op dat tegengesteld gericht is aan het veld van de primaire wikkeling (magnetische bronspanning Θ_2). De magnetische flux door de primaire wikkeling wordt zodoende kleiner. Dat heeft weer tot gevolg dat de zelfinductiespanning kleiner wordt, zodat er een grotere primaire stroom kan lopen. Hierdoor neemt echter de magnetische bronspanning Θ_1 van de primaire wikkeling toe en daarmee ook de magnetische flux – en wel net zolang tot de tegenwerking van de secundaire wikkeling (wederzijdse of wederkerige inductie) is gecompenseerd. De primaire stroom kan slechts zover toenemen tot vanwege de resulterende magnetische bronspanning $\Theta_1 + \Theta_2$ een magnetische flux tot stand is gekomen waarbij de zelfinductiespanning van de primaire wikkeling overeenkomt met de bronspanning U_1 (elektrisch evenwicht)². Dat betekent dat

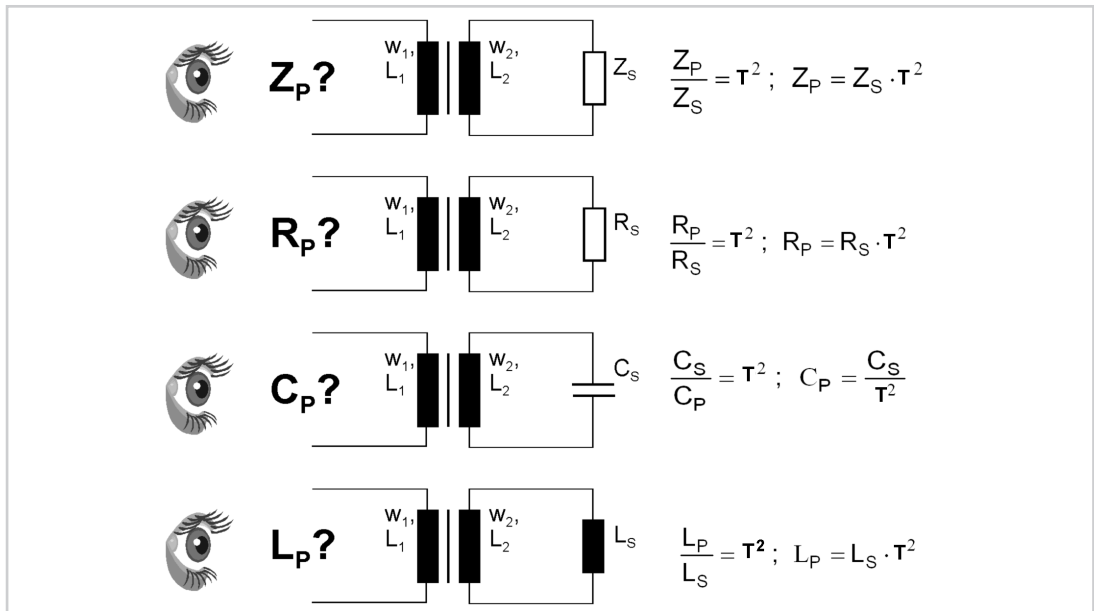


Figuur 3.76 De belaste transformator. R_i = inwendige weerstand van de spanningsbron; R_L = lastweerstand.

de secundaire stroom in de praktijk bepalend is voor de primaire stroom – met andere woorden: de primaire stroom I_1 volgt in vorm en fase de secundaire stroom I_2 .

De faseverschuiving tussen primaire spanning U_1 en primaire stroom I_1 wordt bepaald door de belasting R_L in de secundaire kring (ohmse belasting: 0° , capacite-

- 1 De uitleg in de tekst is erop gebaseerd dat beide wikkelingen dezelfde wikkelrichting hebben. Bij tegengestelde wikkelrichting hebben primaire en secundaire spanning dezelfde fase (zie voor meer details bladzijde 212).
- 2 Ook bij onbelaste trafo geldt dat zelfinductiespanning = bronspanning (zie bladzijde 209). Als gevolg moet de resulterende magnetische bronspanning van de primaire wikkeling gelijk zijn aan de magnetische bronspanning in onbelaste toestand: $\Theta_1 + \Theta_2 = \Theta_0 (I_1 w_1 + I_2 w_2 = I_0 w_1)$. De primaire stroom neemt zover toe tot het erdoor veroorzaakte magnetische veld in de primaire wikkeling de invloed van het door de secundaire wikkeling ingekoppelde magnetische veld opheft.



Figuur 3.77 Hoe wordt de belasting aan de secundaire zijde gezien op de aansluitingen van de primaire wikkeling?

ve belasting: -90° , inductieve belasting $+90^\circ$ enzovoort).

Een ideale transformator geeft dus het elektrische gedrag van de belasting aan secundaire zijde als het ware door aan de primaire kring (figuur 3.77). Hij heeft alleen effect met betrekking tot de transformatie en – afhankelijk van de wikkelrichting – de fase draaiing (faseverschuiving 0° of 180°).

Als de trafo een transformatieverhouding $T = 1$ heeft en de wikkelrichtingen gelijk zijn, dan zorgt hij voor galvanische scheiding van beide circuits, maar voor de rest lijkt het of hij er helemaal niet is.

Vermogenoverdracht

Een ohmse belasting R_L in de secundaire kring zet een bepaald verliesvermogen om, en dat vermogen moet door de transformator worden overgedragen. Aan primaire zijde moet het onderstaande vermogen worden opgebracht:

$$P_1 = U_1^2 \cdot \frac{T^2 \cdot R_L}{R_1 + T^2 \cdot R_L^2} \quad (3.115)$$

Uitgangsspanning

De spanning U_2 die over de lastweerstand R_L valt, wordt gegeven door:

$$U_2 = \frac{1}{T} \cdot U_1 \cdot \frac{T^2 \cdot R_L}{R_1 + T^2 \cdot R_L} \quad (3.116)$$

Weerstandsaanpassing

Op de primaire zijde van een transformator werkt een weerstand in die T^2 maal zo groot is als de lastweerstand R_L (zie figuur 3.77). Met een juist gedimensioneerde transformator kunnen we dus een wisselspanningsbron aanpassen aan een willekeurige ingangsweerstand van het belastingscircuit. Voor willekeurige algemene weerstanden (impedanties) Z_1 en Z_2 geldt:

$$T = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (3.117)$$

Vermogensaanpassing

Hiertoe moet de transformatieverhouding zo worden gekozen dat de naar de primaire zijde getransformeerde weerstand gelijk is aan de inwendige weerstand van de spanningsbron.

Fasehoek en wikkelrichting

Afhankelijk van de wikkelrichting van de wikkelingen en aan welke uiteinden (van die wikkelingen) we de transformator met spanningsbron en belasting verbinden, hebben spannings- en stroomverloop aan primaire en secundaire zijde dezelfde fasehoek of er doet zich een faseverschuiving van 180° voor (fase-omkering). In feite is dit een kwestie van afspraak.

Ter verduidelijking hebben we in figuur 3.78 een transformator met staafkern geschetst. Beide wikkelingen

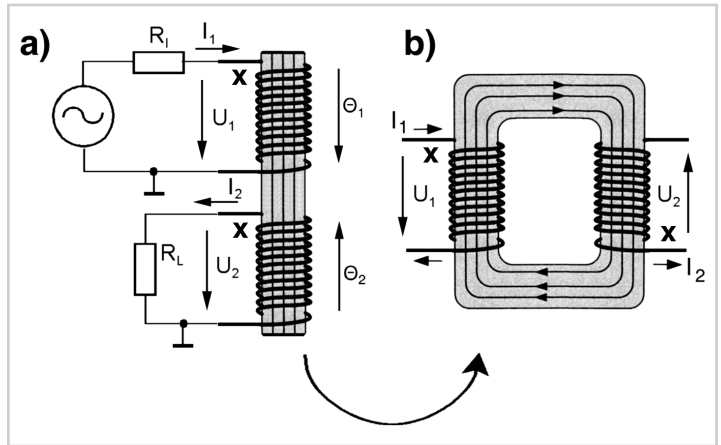
zijn onder elkaar aangebracht, met gelijke wikkelrichting (we zijn telkens – bijvoorbeeld – bovenaan begonnen, en van bovenaf gezien rechtsonder wikkelen). Het begin van elke wikkeling is – voorlopig – met een kruisje aangegeven.

Om eenduidige uitspraken te kunnen doen, moeten we de primaire en de secundaire kring aan iets gemeenschappelijks refereren (hier: een massapotentiaal). De secundaire spanning U_2 is de door de primaire stroom veroorzaakte inductiespanning in de secundaire wikkeling.

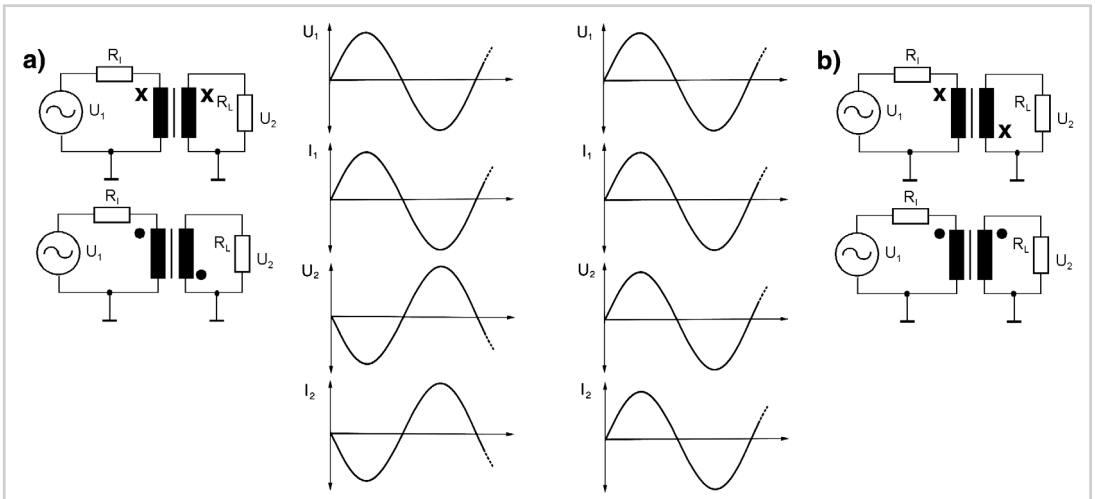
Zoals aan de hand van figuur 3.77 is verduidelijkt, bedraagt de faseverschuiving ten opzichte van de primaire spanning 180° (fase-omkering). De secundaire kring is gesloten via de lastweerstand R_L . Vanwege de zuiver ohmse belasting heeft de secundaire stroom I_2 dezelfde fasehoek als de secundaire spanning U_2 , en dus – ten opzichte van de primaire stroom – steeds een tegengestelde richting. Wanneer de primaire stroom bij het kruisje de wikkeling binnenkomt, zal de secundaire stroom bij het kruisje de secundaire wikkeling verlaten. De door de secundaire stroom I_2 veroorzaakte magnetische bronspanning Θ_2 werkt de

door de primaire stroom I_1 veroorzaakte magnetische bronspanning Θ_1 tegen. De fasehoek van stromen en spanningen is zoals geschetst in figuur 3.76.

Wanneer de wikkelrichting van een van beide wikkelingen wordt veranderd of wanneer de desbetreffende aansluitingen worden omgewisseld, dan wordt de richting van de secundaire stroom en van de secundaire magnetische bronspanning omgekeerd. Bij een ohmse belasting in de secundaire kring hebben alle stromen en spanningen dan dezelfde fasehoek (figuur 3.79).



Figuur 3.78 Wikkelrichting en fasehoek. a) Transformator met staafkern. Beide wikkelingen zijn in dezelfde richting gewikkeld; b) door rondbuigen van de staafkern krijgen we de gebruikelijke voorstelling van een transformator.



Figuur 3.79 Fasehoek en wikkelrichting. a) Een gelijke wikkelrichting (zoals in figuur 3.78) geeft een faseverschuiving van 180° (fase-omkering); b) tegengestelde wikkelrichting; nu treedt geen faseverschuiving op.

De bovenste schema's in figuur 3.79 hebben betrekking op de feitelijke wikkelrichting overeenkomstig figuur 3.78. Beide wikkelingen hebben dezelfde wikkelrichting en het kruisje geeft telkens het begin van de wikkeling aan. De gebruikelijke notatie met vette punten (tweede rij schema's in figuur 3.79) heeft echter betrekking op de polariteit of fasehoek van de spanningen. De punten zijn zo getekend dat bij gelijksoortige verbinding met de referentiepotentiaal (bijvoorbeeld massa) de spanningen op de primaire en secundaire aansluitingen dezelfde polariteit of fasehoek hebben (zoals in figuur 3.79b).

Aanduiding van de fase in de praktijk

Met betrekking tot de fasehoek onderscheiden we drie soorten toepassingen.

- De fasehoek is niet belangrijk ('maakt niets uit').
- De fasehoek is alleen van belang om meerdere primaire of secundaire wikkelingen op de juiste manier met elkaar te verbinden (serie- of parallel-schakeling, zie bladzijde 220 e.v.); de fasehoek tussen primaire en secundaire zijde is verder niet van belang. Voorbeeld: nettrafo met meerdere wikkelingen.
- Het komt er werkelijk op aan. Voorbeeld: impuls-transformator.

De 'fasepunten' worden niet altijd getekend. In veel gevallen volgen de aansluitgegevens uit het datablad. Soms echter moet de fasehoek experimenteel worden bepaald (bijvoorbeeld met functiegenerator en oscilloscoop in een opstelling overeenkomstig figuur 3.79).

De reële transformator

Elke reële transformator is met verliezen behept en heeft dus een rendement < 1 . Voor deze verliezen kunnen verschillende oorzaken worden aangewezen:

- wikkelingsverliezen (koperverliezen van de afzonderlijke wikkelingen);
- kernverliezen (ijzerverliezen);
- strooiverliezen. Niet alle magnetische veldlijnen verlopen netjes in het magnetische circuit. En dat betekent dat niet de totale magnetische energie op de wikkelingen inwerkt.

Richtwaarde: reële transformatoren hebben een rendement tussen 70% en 98%.

Voor enkele verliescomponenten zijn eenvoudige empirische relaties gevonden¹.

- Hysteresisverliezen (naar Steinmetz):

$$P_{Vh} \approx k_h \cdot B_{\max}^{1,6} \quad (3.118)$$

- Wervelstroomverliezen:

$$P_e \approx k_e \cdot B_{\max}^2 \quad (3.119)$$

(k_h en k_e zijn materiaalconstanten (datablad); B_{\max} is de maximale fluxdichtheid.)

- Vuistregel:

De kernverliezen zijn bij benadering evenredig met het kwadraat van de primaire spanning. Ze kunnen in de vorm van een verliesweerstand R_C parallel aan de primaire wikkeling worden gemodelleerd.

Vervangingsschema's

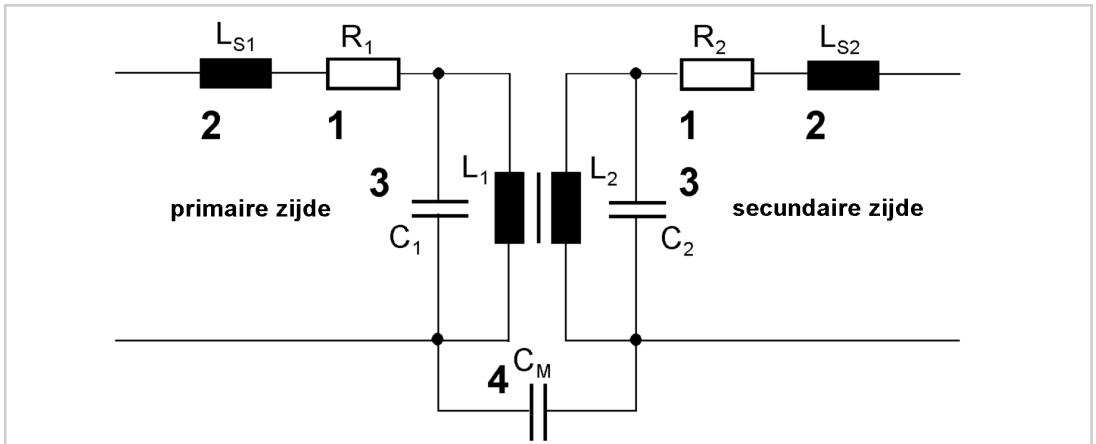
Figuren 3.80...3.82 tonen enkele vervangingsschema's voor transformatoren. Welke daarvan in aanmerking komt, hangt af van de uitvoering, de constructie en de bedrijfsomstandigheden.

Figuur 3.80 toont een voor de hand liggend vervangingsschema van een reële transformator, waarin rekening wordt gehouden met de volgende invloeden:

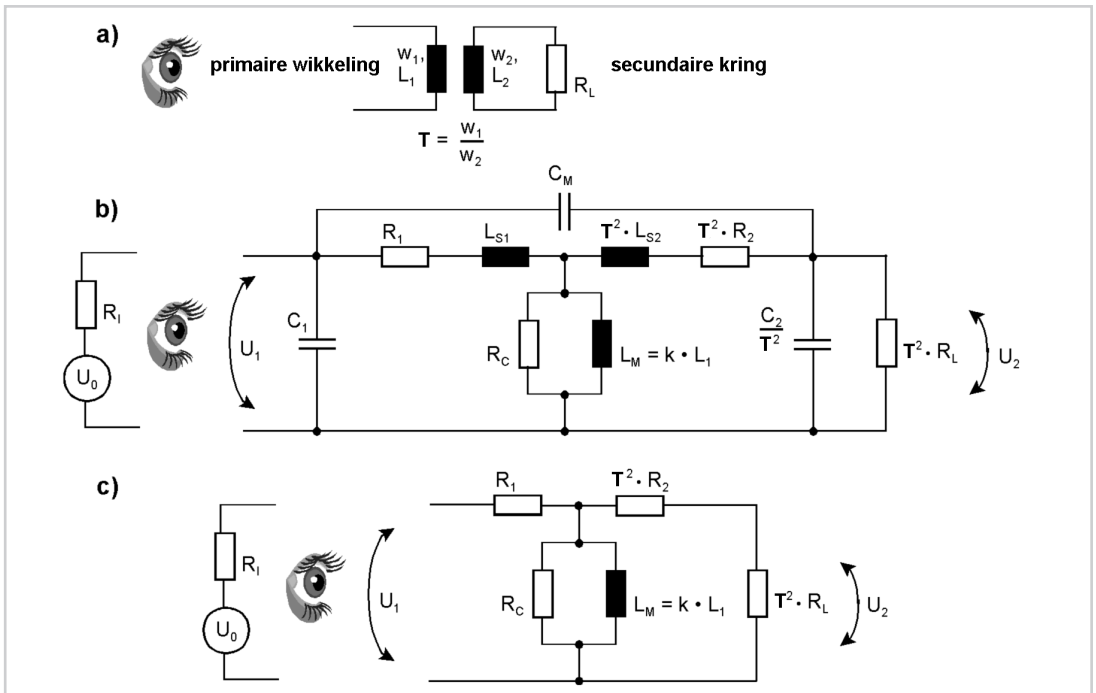
- elke wikkeling heeft een ohmse weerstand (R_1, R_2);
- de magnetische fluxen van de wikkelingen zijn niet voor 100% met elkaar gekoppeld; we hebben met een strooiflux te maken die in rekening wordt gebracht via de strooi-inducties L_{S1}, L_{S2} ;
- elke wikkeling heeft een strooicapaciteit (C_1, C_2);
- omdat de wikkelingen dicht bij elkaar zijn aangebracht, hebben we ook te maken met een koppelcapaciteit C_M .

Dit is echter nauwelijks méér dan een plausibel model. Om aan transformatoren te rekenen moet de ideale transformator worden weggewerkt, zodat alleen met elkaar verbonden mazen overblijven waarop de elementaire wetten uit de elektrotechniek kunnen worden losgelaten. Een typische aanpak daartoe is vanaf de aansluitingen van de primaire wikkeling 'in' de transformator te kijken en de parameters van de secundaire kring via de transformatieverhouding in rekening te brengen (figuur 3.81; zie ook figuur 3.77 op bladzijde 212).

¹ a), b) en c) naar [3.3]. Voor nadere informatie over de verliezen zie bladzijde 176. Welke verliescomponenten van belang zijn en welke verwaarloosd mogen worden, hangt af van de toepassing en van de constructie van de transformator. Voor praktische berekeningen aan transformatoren verwijzen we naar de informatie van de fabrikant (internet!).

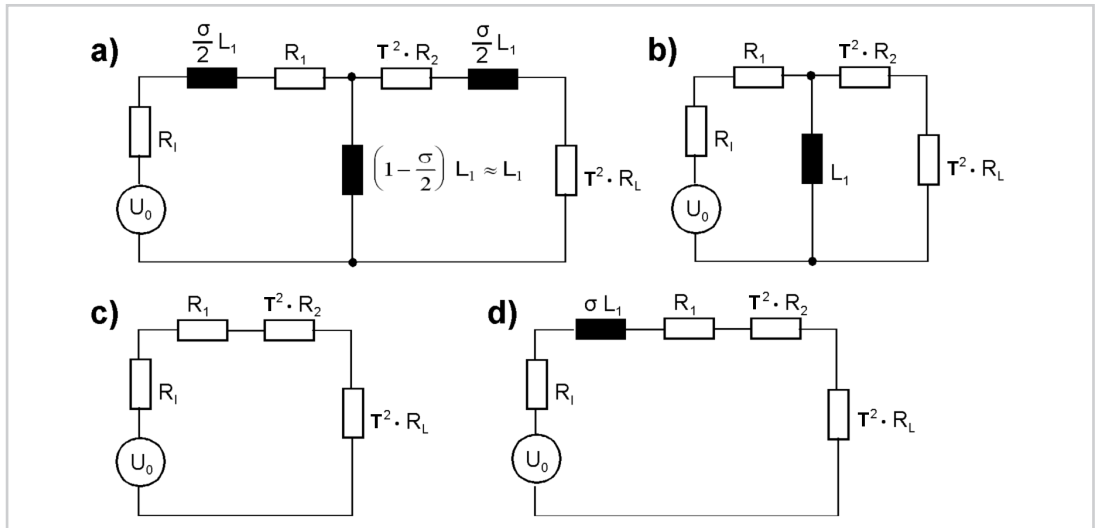


Figuur 3.80 De reële transformator in een naïef vervangingscircuit. 1) Ohmse weerstand van de wikkelingen; 2) strooi-inducties; 3) strooi-capaciteiten; 4) koppelpaciteit.



Figuur 3.81 Vervangingscircuiten van een transformator. a) De ideale transformator; b) een universeel vervangingscircuit; c) vereenvoudiging voor lage frequenties.

U_0 = bronspanning; R_1 = inwendige weerstand van de spanningsbron; U_1 = klemspanning van de primaire wikkeling; R_1 = ohmse weerstand van de primaire wikkeling; L_{S1} = strooi-inductie van de primaire wikkeling; $T^2 \cdot L_{S2}$ = strooi-inductie van de secundaire wikkeling (gezien vanaf de primaire zijde); $T^2 \cdot R_2$ = ohmse weerstand van de secundaire wikkeling (gezien vanaf de primaire zijde); U_2 = uitgangsspanning; C_2/T^2 = capaciteit van de secundaire wikkeling (gezien vanaf de primaire zijde); $T^2 \cdot R_L$ = belastingweerstand (gezien vanaf de primaire zijde); $L_M = k \cdot L_1$ = wederzijdse inductie, k is de koppelfactor (zie (3.50) op bladzijde 171); R_C = kernverliezen; C_1 = capaciteit van de primaire wikkeling; C_M = koppelpaciteit tussen de beide wikkelingen.



Figuur 3.82 Vereenvoudigde vervangingschema's. a) Volledig; b) voor lage frequenties; c) voor middelhoge frequenties; d) voor hogere frequenties. Voor de legenda zie figuur 3.81. De strooi-inducties volgen hier uit de lekfactor σ . Opmerking: zie voor relatief eenvoudige vervangingschema's ook [3.1]. De schema's van [3.1] bevatten ideale transformatoren. In deze figuur worden de secundaire parameters echter overeenkomstig de transformatieverhouding aan primaire zijde weergegeven.

Indien de kernverliezen klein zijn, mogen we die verwaarlozen. Evenzo spelen de (parasitaire) capaciteiten geen rol van betekenis wanneer de frequenties niet al te hoog zijn. Deze overwegingen resulteren in vereenvoudigde vervangingschema's die voor typische toepassingsgebieden (netvoedingen, audio enzovoort) bruikbaar zijn (zie figuur 3.82).

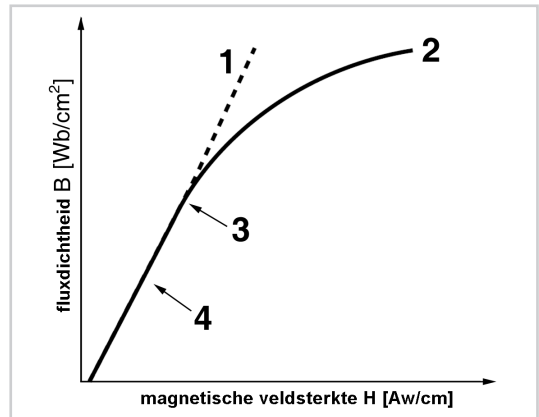
De magnetische veldsterkte

De kern van de transformator mag niet in verzadiging gaan. Daarom kunnen we uitsluitend gebruik maken van het (nagenoeg) lineaire deel van de magnetiseringscurve (figuur 3.83).

Frequentiebereiken

Uit vergelijking (3.108) (bladzijde 209) blijkt dat – bij gegeven spanning – de fluxdichtheid in de kern met toenemende frequentie afneemt. Bij hogere frequenties kunnen we dus – wanneer we de toelaatbare fluxdichtheid (magnetisering) van het kernmateriaal vol benutten – met een kleinere kern volstaan om een bepaald vermogen over te dragen. Wanneer we (3.108) herschrijven naar de kerndoorsnede en de verhouding tussen de kerndoorsnedes A_{K1}, A_{K2} voor twee frequenties f_1 en f_2 bepalen, dan vinden we

$$\frac{A_{K1}}{A_{K2}} = \frac{f_2}{f_1} \tag{3.120}$$



Figuur 3.83 Het bruikbare deel van de magnetiseringscurve. 1) Ideaal verloop; 2) reëel verloop; 3) de curve mag niet verder dan tot hier worden benut; verderop raakt de kern meer en meer in verzadiging. Toepassingsvoorbeeld: nettransformator. 4) Wanneer het erop aan komt dat het stroom- en spanningsverloop met zo min mogelijk vervorming wordt overgedragen, mag de kern niet 'tot aan het randje' worden belast (toepassingsvoorbeeld: audiotransformator).

Het rendement wordt weliswaar slechter (ten gevolge van de hysteresisverliezen), maar gewicht en afmetingen worden fors gereduceerd (de afmetingen evenre-