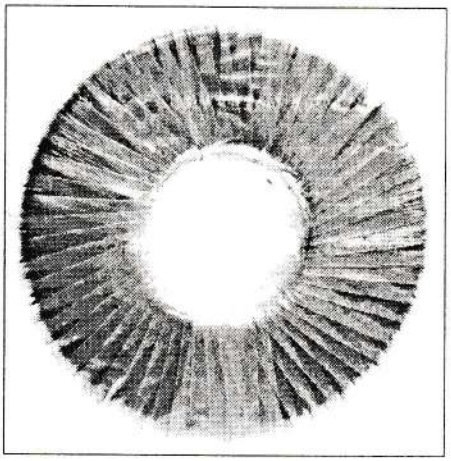
Ringkern transformatoren worden tegenwoordig breed toegepast in netvoedingen. Dankzij hun geringe lekveld, kleine afmetingen en hoog rendement bezitten ze opmerkelijke voordelen ten opzichte van de rechthoekige EI-trafo's.

RINGKERNTRANSFORMATOREN VOOR AUDIO ?

Ir. M.J. van der Veen



Ringkern transformatoren worden tegenwoordig breed toegepast in netvoedingen. Dankzij hun geringe lekveld, kleine afmetingen en hoog rendement bezitten ze opmerkelijke voordelen ten opzichte van de rechthoekige EI-trafo's. De vraag is echter of ringkerntrafo's ook voordelen bezitten wanneer ze voor audiosignalen worden gebruikt. Dit achtergrond artikel geeft op die vraag antwoord.

In de afgelopen jaren heeft er uitgebreid onderzoek plaatsgevonden naar toepassingen van ringkerntransformatoren voor de bewerking van audiosignalen. Dit heeft geleid tot een compleet pakket van nieuwe audio transformatoren voor buizenversterkers (zie (1)) en step-up transformatoren voor elektrostatische luidsprekers (zie (2)). Uit deze onderzoeken is gebleken dat ringkern transformatoren enkele opmerkelijke voordelen bezitten ten opzichte van EI-transformatoren. In dit artikel willen we die voordelen uitleggen en de algemene theorie toelichten die voor de optimale implementatie van deze nieuwe audio transformatoren onontbeerlijk is.

LEKVELDEN EN INDUCTIES

Een van de meest opmerkelijke voordelen van ringkern transformatoren is hun geringe uitwendige lekveld. Nagenoeg alle magnetische veldlijnen worden in de ringkern gevangen (zie fig. 1) terwijl dekkend, rondom de gehele kern, de wikkelingen gelegd zijn. Daardoor treedt plaatselijk wegkruipen en lekken van veldlijnen (fringing) niet op.
Dit houdt in dat er "zuinig" met het magnetische veld wordt omgesprongen. Als er sprake is van veldverlies neemt de magnetische koppeling tussen primaire en secundaire wikkelingen af. Die koppeling vinden we direkt terug in de zogenaamde "spreidings zelfinductie". Hoe beter de koppeling, des te lager de spreidings zelfinductie wordt. Deze inductie kan men zowel aan de primaire- als aan de secundaire zijde van de transformator bepalen en dan wordt dit aangeduid met respectievelijk L_{sp} of L_{ss}. Metingen tonen bij ringkerntrafo's opmerkelijk lage L_{sp}-waarden aan van enkele mH's (bij uitgangstrafo's voor buizenversterkers). Het lekveld bij EI-kernen is groter en daar vindt men vaak L_{sp}-waarden in de orde van tientallen mH. Zoals verderop aangetoond zal worden zijn lage L_{sp}-waarden essentieel voor correcte verwerking van hoge frequenties.

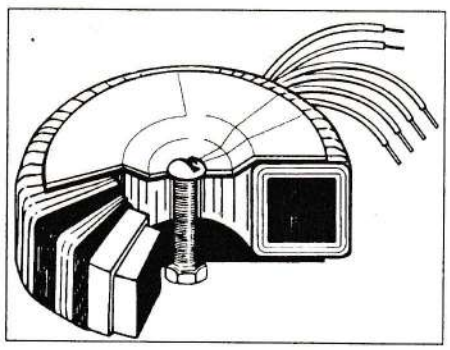


Fig. 1 opbouw van een ringkern transformator

Dan een tweede voordeel: omdat de kern van een ringkern volledig "gesloten" is, hoeven de veldlijnen niet gedeeltelijk door lucht te lopen. Die situatie is duidelijk anders bij EI-trafo's. Daar kan men ten gevolge van de EI-blikstapeling nooit realiseren dat de kern volledig gesloten is. (Zie (3) waarin expliciet genoemd wordt dat bij optimaal om-en-om EI-kernblik stapeling toch altijd nog een rest-luchtspleet aanwezig is). Nu wordt de zelfinductie **L** van een transformator in hoge mate bepaald door de effectieve magnetische weglengte l_{eff} van de veldlijnen in de kern. Deze weglengte bestaat uit twee delen: de weglengte in lucht (l_l) en de weglengte door het magnetische kernmateriaal (l_m). Zie formule 1.
In de EI-trafo zijn nu twee elementen aanwezig die sterk afwijken van de ringkern. De luchtspleetlengte l_l is ongelijk aan nul en de relatieve magnetische permeabiliteit 'μ_r' is kleiner dan de maximale waarde bij volledig gesloten kern (μ_r gaat over in de incrementele permeabiliteit). Om een getalsmatige indruk te geven gaan we een rinkern en EI-kern van gelijke dimensies vergelijken. Neem een EI-kern met l_m=20 cm en l_l=0,0013 cm (dit is een heel dichte om-en-om EI-stapeling). De incrementele permeabiliteit is afhankelijk van de momentane fluxdichtheid **B**, maar we stellen voor de eenvoud μ_r gelijk aan 10.000. Neem nu aan dat de dwarsdoorsnede oppervlaktes **A** van de EI- en ring-kern gelijk zijn, evenals het aantal windingen **N** en de magnetische weglengte l_m. Bij volledig gesloten kern, dit is de ringkernsituatie, bereikt μ_r een maximale waarde van bijvoorbeeld 30.000. Laten we voor dit vergelijk echter aannemen dat μ_r ook maar 10.000 is. Nu kunnen we de verhouding berekenen van de zelfinductie bij ringkern- en EI-uitvoering. Die wordt gegeven door:

$$L = \mu \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l_{eff}} = \mu_o \cdot N^2 \cdot \frac{A}{l_l + \frac{l_m}{\mu_r}}$$

Formule 1

$$\frac{L_{ring}}{L_{EI}} = \frac{0.0013 + \frac{20}{10000}}{\frac{20}{10000}} = 1,65$$

Formule 2

De ringkerntrafo heeft dus ongeveer tweemaal zoveel zelfinductie als zijn EI-tweeling. Vooral voor de correcte en diepe weergave van lage frequenties wordt dit een heel belangrijk voordeel.

KWALITEITSFACTOR

In audio-transformatorland is het gebruikelijk om de hiervoor genoemde gegevens van zelfinductie en spreidings-zelfinductie op elkaar te delen en zo de zogenaamde "Qualityfactor" te berekenen.

$$QF = \frac{L_p}{L_{sp}}$$

Formule 3

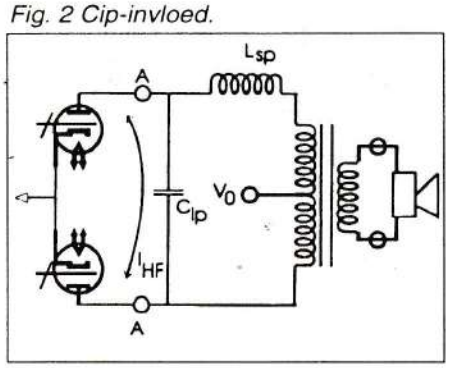
In formulevorm:

Deze kwaliteitsfactor zegt heel veel over het frequentiegebied dat de transformator "probleemloos" kan weergeven. Hoe groter de **QF**-waarde, des te groter de bandbreedte wordt. Ook hier helpt weer een getallenvoorbeeld om inzicht te krijgen. De beroemde uitgangstrafo U70B die in de zestiger jaren een hoofdrol speelde in de toenmalige HiFi-versterkers heeft een L_p van 50 H en een L_{sp} van 30 mH. De kwaliteitsfactor bedraagt dus 50/0,03=1667. Nemen we de even beroemde UNITRAN 10-U-72N uit die dagen, dan komen we op 600/.035 = 17142. (Voor de liefhebbers: de interne primaire capaciteit daarvan bedroeg aan de primaire kant 400 pF. Zoals verderop zal blijken was deze trafo terecht heel geliefd). Latere ontwikkelingen leverden heel dure EI-trafo's op met kwaliteitsfactoren in de buurt van 150.000 (Pearl Inc. Canada). Onze moderne audio ringkern trafo's bereiken echter waarden van 274.000 (VDV1080) en de nieuwste ontwikkelingen gaan ruim over de 300.000 heen. Als we ons nu realiseren dat er een directe relatie bestaat tussen de kwaliteitsfactor en het frequentiebereik (-3dB bandbreedte), dan wordt nu al duidelijk dat ringkernen op dit vlak gaan scoren.

PRIMAIRE CAPACITEIT C_{ip}

Omdat de primaire wikkelingen vlak in elkaars omgeving zijn, en elkaar dus allemaal "zien", is het onvermijdelijk dat deze wikkelingen ten opzichte van elkaar een zekere capaciteit bezitten. Wij noemen die capaciteit C_{ip} (interne capaciteit gemeten aan de primaire zijde). Hoe kleiner die C_{ip}-waarde is, des te uitgebreider het frequentiegebied wordt dat de trafo weer kan geven. Zie fig. 2, waarin getekend is hoe bij hoge frequenties de audiosignalen meer door C_{ip} gaan lopen dan door de transformator.

Fig. 2 Cip-invloed.



Nu ontlopen ringkern trafo's en EI-trafo's elkaar op dit vlak niet zoveel. Waarden van 300 tot 600 pF komen in balans uitgangstrafo's voor bij beide types. Maar onze jongste ontwikkelingen laten nu al capaciteiten zien in de omgeving van 250 pF (VDV8020) en vooral bij de step-up transformatoren voor elektrostaten zijn we er in geslaagd om C_{ip} terug te brengen tot 50 pF en kleiner.
Voor een goed inzicht in de bandbreedte effecten van L_p, L_{sp} en C_{ip} is het echter nodig om eerst de vervangingsmodellen voor transformatoren op te stellen, zodat er gemakkelijker en vollediger aan gerekend kan worden.

VERVANGINGS-SCHEMA'S

Uitgebreid onderzoek heeft in het verleden al aangetoond dat men transformatoren goed kan beschrijven door middel van vervangingsmodellen. Zo introduceert Flanagan (zie (3)) het volgende model voor een balans uitgangs transformator die primair een hogere impedantie heeft dan secundair (N_p>N_s):

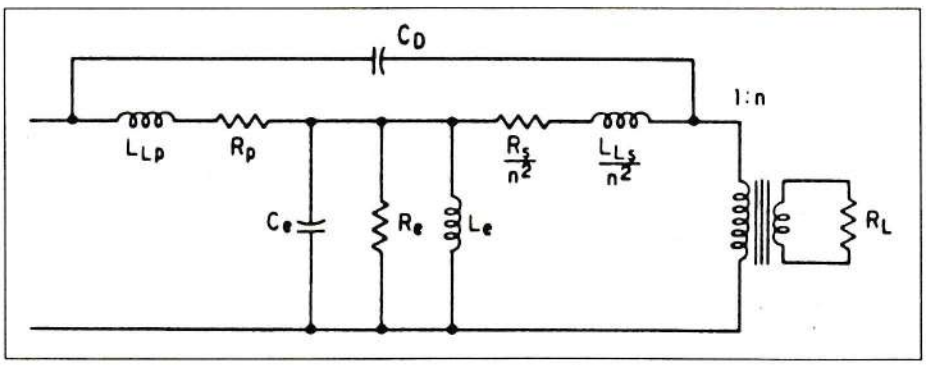


Fig. 3 Vervangingsmodel compleet.

We vinden hierin L_p, L_{sp} en C_{ip} terug plus de Ohmse weerstanden van de primaire en secundaire wikkelingen (R_{ip} en R_{is}). Kernverliezen worden aangegeven door R_e (Eddy currents). Extra is aanwezig een capaciteit C_d die bedoeld is voor modellering van resonanties. Ons onderzoek heeft echter aangetoond dat we dit model voor toepassing in het frequentie-domein sterk kunnen vereenvoudigen.

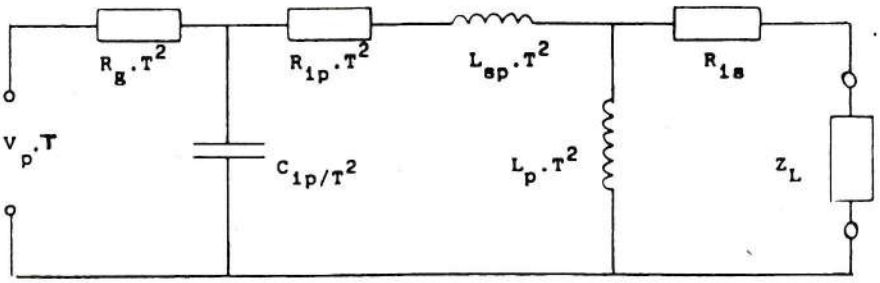


Fig. 4 Vereenvoudigd model (Np>>Ns)

Opmerkelijk is dat C_d nu opgenomen is in C_{ip} (dit geldt alleen voor balans uitgangstransformatoren) en dat kernverliezen buiten beschouwing worden gelaten. Over het algemeen neemt men, en wij doen dat ook, de draaddiktes van de primaire en secundaire wikkelingen zo dik mogelijk. Dit leidt er toe dat R_{ip} en R_{is} nagenoeg verwaarloosbaar zijn (de afwijking die hierdoor optreedt is gebleken meestal kleiner te zijn dan 5%).

Bij dit model neemt de weerstand R_{gen} een belangrijke plaats in. Bij buizenversterkers moeten we ons dan het volgende voorstellen: de trafo wordt aangestuurd door eindbuizen die een zekere inwendige weerstand r_i bezitten (zie de oude vertrouwde buizenboeken). Als we nu elk van de eindbuizen vervangen door een spanningsbron met daarmee r_i in serie (zie figuur 5), dan wordt de transformator dus aangedreven door een spanningsbron met dubbele spanning en $2*r_i=R_{gen}$ in serie.

Heel duidelijk is nu in fig. 4 zichtbaar dat het frequentiebereik van de transformator niet alleen door zijn eigen specificaties wordt bepaald, maar tevens door de groottes van R_{gen} en R_s, waarbij de laatste de (Ohms en constant verondersteld) impedantie van de luidspreker voorstelt.

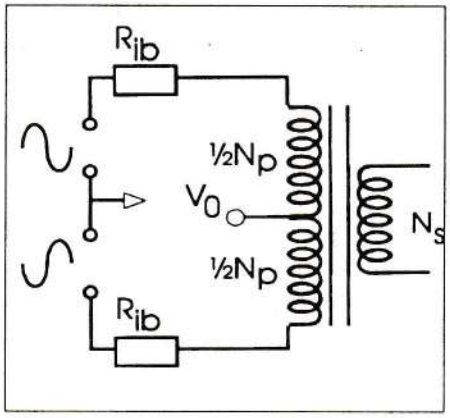


Fig. 5: Buizen weergegeven door spanningsbronnen en r_i

Enige studie aan fig. 4 leidt al snel tot de volgende uitspraak: "het frequentiebereik van een transformator in een versterker wordt bepaald door de eigenschappen van de transformator PLUS de eigenschappen van de vermogensbuizen en de luidspreker". Een uitgangstransformator heeft dus geen eigen frequentiebereik, maar een bandbreedte in samenwerking met zijn omgeving.

BANDBREEDTE BEREKENINGEN

Het vervangingsmodel van fig. 4 maakt het mogelijk om de complete transferfunctie in het frequentiedomein te berekenen. In dit artikel willen we dat nu niet doen, maar verwijzen we naar onze AES-preprint (zie (5)). Hierin worden de volledige wiskundige achtergrond en de afleidingen verstrekt voor frequentiedomein berekeningen. We houden het hier bij de eindresultaten en passen die nu toe.
Als voorbeeld gebruiken we de specificaties van de VDV1080 ringkern transformator. Stel $\mathbf{R_{gen}}$=1200 Ohm (balans 4 x 6550 triode aansturing) en stel dat de luidspreker een gemiddelde impedantie van 5 Ohm bezit. De laagste -3dB frequentie ($\mathbf{f_{-3L}}$) wordt dan 0,278 Hz. Hadden we aangenomen dat $\mathbf{R_{gen}}$=50000 Ohm (tweemaal EL34 in penthode instelling), dan was $\mathbf{f_{-3L}}$ gelijk geworden aan 0,53 Hz. Zoals gezegd beinvloedt $\mathbf{R_{gen}}$ dus het frequentiebereik.
Zo kunnen we ook de hoogste -3dB frequentie ($\mathbf{f_{-3H}}$) uitrekenen met gebruikmaking van dezelfde specificaties. Nemen we weer $\mathbf{R_{gen}}$= 1200 Ohm, dan wordt $\mathbf{f_{-3H}}$

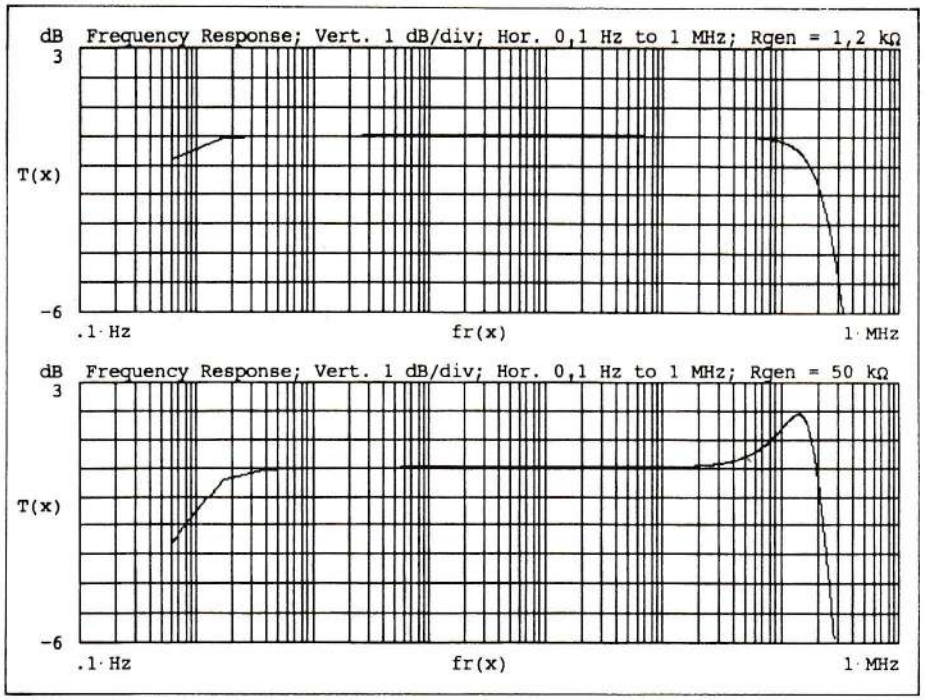


Fig. 6 Frequentiebereik met Rgen = 1200 en 50000 Ohm

= 251 kHz! Bij $\mathbf{R_{gen}}$ = 50000 Ohm wordt $\mathbf{f_{-3H}}$ gelijk aan 242 kHz, echter met een uitslingering (ringing) van 2 dB die bij de $\mathbf{R_{gen}}$= 1200 Ohm situatie niet optreedt (zie fig. 6 en de hoogfrequent Q-factor in tabel 7).

Uit deze berekeningen volgt dat de VDV1080 ringkern transformator een extreem grote -3dB bandbreedte bezit die start bij 0,3Hz en dan doorloopt tot 251 kHz. Deze bandbreedte wordt ZONDER TEGENKOPPELING bereikt. Nu wordt ook duidelijk dat er heel hoge eisen gesteld moeten worden aan de buizen elektronica om dit grote frequentiebereik volledig te kunnen benutten.
Als vergelijk rekenen we nu ook nog de Unitran transformator door bij optimale aansturing. Alle resultaten zijn opgenomen in onderstaande tabel. (Merk daarbij overigens op dat Unitran. ondanks de EI-stapeling toch een extreem grote $\mathbf{L_p}$ heeft gerealiseerd. Dit wordt veroorzaakt door de hoge primaire impedantie van die trafo. Bij de hogere VDV-trafonummers vinden we een overeenkomstige toename in $\mathbf{L_p}$. Men raadt het al: $\mathbf{L_p}$ en primaire impedantie hangen nauw samen).

Tabel 7 Vergelijk ringkern-VDV1080 en EI-versie 10-U-72

type	$\mathbf{R_{gen}}$	$\mathbf{R_s}$	$\mathbf{T^{-1}}$	$\mathbf{L_p}$	$\mathbf{L_{sp}}$	$\mathbf{C_{ip}}$	$\mathbf{f_{-3L}}$	$\mathbf{f_{-3H}}$	**Q**
1080	1.2	5	15,7	360	1,3	593	0,28	251	0,68
1080	50	5	15,7	360	1,3	593	0,53	242	1,1
U-72	3	5	44,7	600	35	400	0,66	58	0,5
U-72	50	5	36,3	600	35	400	1,59	61	1,1
[]	kΩ	Ω	-	H	mH	pF	Hz	kHz	-

Uit deze berekeningen volgt overduidelijk dat dankzij de lage $\mathbf{L_{sp}}$-waarde de ringkern-uitvoering een veel grotere bandbreedte bezit dan de EI-transformator van Unitran. Soortgelijke resultaten vinden we ook bij andere reken- en meetstudies terug.

REKENEN IN DECADES

Als standaard wordt algemeen aangenomen dat het menselijk oor frequenties kan horen vanaf 20Hz tot aan 20kHz, een en ander afhankelijk van leeftijd. Modern onderzoek (zie lit.6) heeft echter duidelijk gemaakt dat frequenties tot 40 a 50kHz op een of andere wijze ook nog gehoord wordt. Op grond van dergelijke gegevens hebben wij ons tot doel gesteld om 1 decade onder, en 1 decade boven het audiobereik probleemloos door de audiotrafo te laten verwerken. We doelen hier op de open-lus gedragingen van de trafo zonder toepassing van tegenkoppeling (zie lit.7, 8, 9). Door deze eis bereiken we dat eventuele tijdfouten (fase- en/of differentiele-fase afwijkingen) duidelijk buiten het direkt waarneembare audiobereik komen te liggen.

Dit houdt in dat de trafo's weer moeten kunnen geven van 2 Hz tot aan 200 kHz. Totaal spreken we dus over 5 decades want 200kHz = 2Hz*10^5. Anders gezegd:

Formule 4

$$\frac{f_{-3H}}{f_{-3L}} \geq 100.000$$

Nu is er een directe koppeling tussen f_{-3H}/f_{-3L} en de kwaliteitsfactor en die luidt:

Formule 5

$$\frac{f_{-3H}}{f_{-3L}} = TF \,.\, QF$$

In de zogenaamde Tuning Factor (**TF**) zijn de impedantie-verhoudingen opgenomen, evenals de eventuele uitslingering (ringing) die door **Q** wordt aangeduid. Berekeningen en metingen hebben aangetoond dat de **TF** meestal een waarde bezit in de omgeving van 1. Dit impliceert dat voor onze basiseis van ongestoorde weergave van 5 decades de **QF** een waarde moet hebben van 100.000 of meer. Hiermee wordt verklaard waarom we in ons onderzoek zoveel aandacht besteed hebben aan het maken van trafo's met extra grote $\mathbf{L_p}$- en heel kleine $\mathbf{L_{sp}}$-waarden.

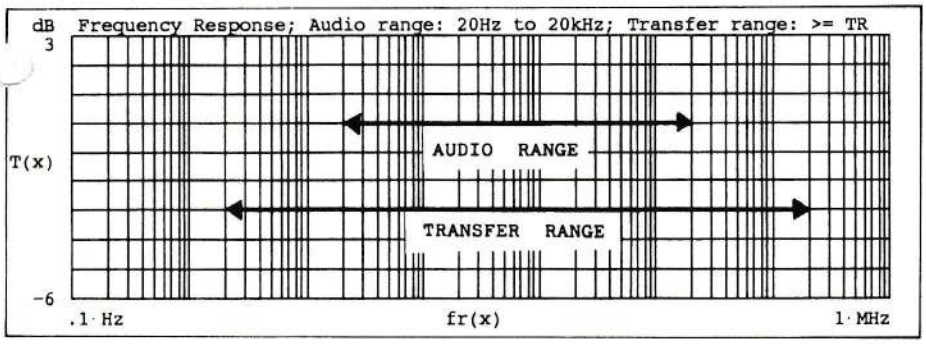


Fig. 8 Audio en omgeving in decades.

Vatten we het voorafgaande nu samen, dan levert dat op: ringkerntrafo's excelleren ten opzichte van EI-soortgenoten in grotere waarden van de Kwaliteitsfactoren. Dat leidt tot een extra uitgebreid frequentiebereik. Daarnaast zijn (op dit moment) de interne capaciteiten van ringkern- en de betere EI-audiotrafo's vergelijkbaar, evenals lage ohmse weerstanden van de primaire en secundaire wikkelingen.

VERMOGENS-BESCHOUWING

Op het vlak van vermogen dat de transformator kan verwerken, ontlopen ringkern- en EI-trafo elkaar niet of nauwelijks. Dezelfde relaties gelden in beide gevallen over de verhouding tussen kernvolume en het vermogen. Hoogstens kan men zeggen dat door de ringkernvorm er een gunstiger balans bestaat tussen uitwendige afmetingen en het beschikbare volume van het kernmateriaal.
De reden dat "vermogen" hier toch wordt besproken is de volgende: soms treft men specificaties aan bij uitgangstransformatoren waarin het vermogen van de trafo vermeld wordt. Wat in zo'n specificaties ontbreekt, is **de laagste frequentie** waarmee de transformator dit vermogen nog kan verwerken. Waarom is die frequentie zo belangrijk?
De volgende bekende formule geeft de relatie aan tussen maximale fluxdichtheid $\mathbf{B_{max}}$, de frequentie **f** en het aantal windingen per Volt_{rms}: **N/V**.

Formule 6

$$\frac{N_p}{V_p} = \frac{\sqrt{2}}{B_{max} \,.\, A \,.\, 2 \,.\, \pi \,.\, f}$$

Laten we als voorbeeld aannemen dat een transformator primair 1500 windingen heeft, een vermogen van 100 Watt moet verwerken, primair een impedantie heeft van 4000 Ohm en secundair 5 Ohm, een maximale fluxdichtheid van 1,3 T en een dwarsdoorsnede kernoppervlak van 9 cm^2. Nu geven 100 Watt en 4000 Ohm primair samen de primaire wisselspnning en die bedraagt (100*-4000)$^{.5}$ = 632 V. Vullen we nu alle gegevens in, dan vinden we als laagste frequentie **f** = 81 Hz. Voor frequenties lager dan die 81 Hz zal de transformatorkern verzadigd raken.
Had men alleen het vermogensgetal ter beschikking gehad, dan was op basis van specificaties niet meer te achterhalen geweest dat de trafo beneden 81 Hz in de verzadiging zal komen. Daarom pleiten we voor de specificatie-vermelding van "welk vermogen bij welke laagste frequentie". Bij onze ringkerntrafo's lossen we dit op door de zogenaamde -3dB vermogensfrequentie ($\mathbf{f_{3dB}}$) te verstrekken. Deze frequentie is bijvoorbeeld gelijk aan 14 Hz bij een 100 Watt transformator. Deze transformator kan bij 14 Hz dan 50 Watt (-3dB van 100 Watt) verwerken. Bij 14maal wortel 2 = 19,8 Hz kan de transformator het volle vermogen van 100 Watt doorgeven. Conclusie: niet alleen het vermogen is belangrijk; de laagste frequentie waarbij dit vermogen doorgegeven kan worden is essentieel.

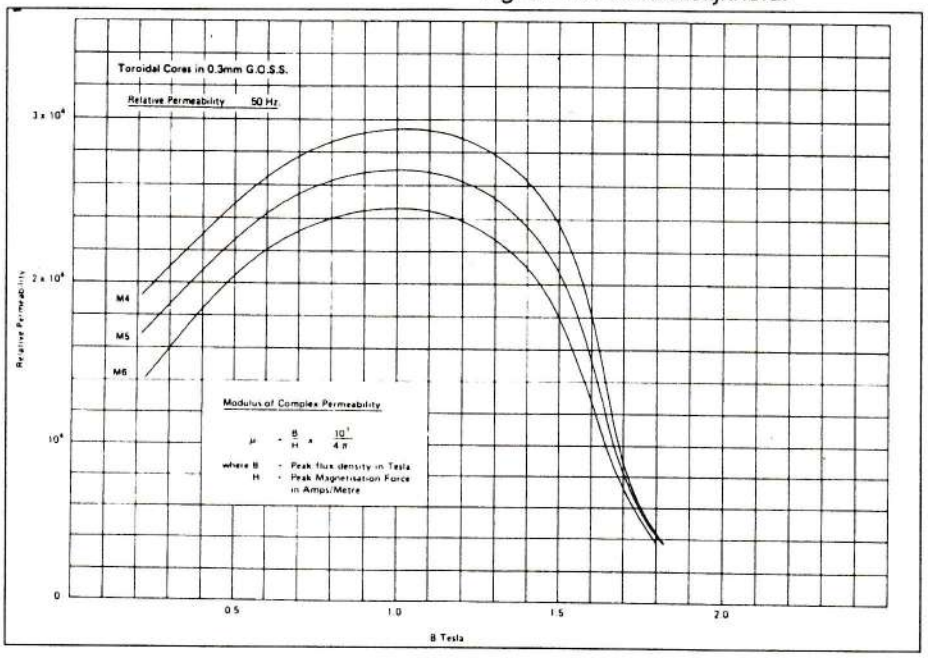
VERVORMING

In het verleden heeft Partridge (zie lit.10) uitgebreid onderzoek verricht naar vervormingen in transformatoren. Daarbij kwam als essentiële oorzaak van vervorming naar voren dat de relatieve magnetische permeabiliteit μ_r van de trafo-kern geen constante is, maar afhangt van de stroomsterkte door de trafo-spoelen. Onderstaande grafiek geeft daarvan een aardige indicatie. Horizontaal staat uit de magnetische fluxdichtheid **B** terwijl verticaal de μ_r-waarde (=B/H) staat uitgezet. Bij kleine stroomsterktes is dan μ_r laag, terwijl de waarde ervan toeneemt bij hogere stroomsterktes.

Deze grafiek impliceert overigens ook dat de primaire zelfinductie af zal hangen van de toegepaste stroomsterkte en dus geen constante is. Daarom vertellen wij bij onze specificaties ook onder welke condities $\mathbf{L_p}$ gemeten is (bijvoorbeeld: bij 200 Volt 50 Hz wisselspanning).

In het onderzoek van Partridge maakt hij onderscheid tussen zogenaamde "stroomvervorming" en "spanningsvervorming". Aan de hand van een heel

Fig. 9 ur/B afhankelijkheid.



eenvoudige afleiding willen we laten zien wat hier gebeurd. De afleiding wordt "eenvoudig" genoemd omdat alleen de nadruk gelegd wordt op de vervorming die ontstaat ten gevolge van μ_r-variatie terwijl andere complexe gedragingen van de trafo buiten beschouwing worden gelaten.

Beschouw onderstaande transformator die aangedreven wordt door een spanningsbron met een serie-weerstand R_{gen}.

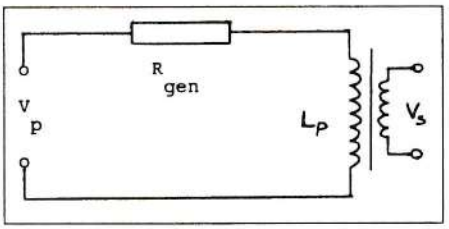


Fig. 10 Eenvoudig basismodel voor vervormingsberekening

In de primaire keten zal nu een stroomsterkte I gaan lopen die gegeven wordt door:

Formule 7

$$I = \frac{V}{R_{gen} + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_p}$$

Hierin wordt de primaire zelfinductie bepaald door:

Formule 8

$$L_p = \mu_o \cdot \mu_r \cdot N_p^2 \cdot \frac{A}{l_m}$$

Omdat μ_r varieert met de stroomsterkte **I**, zal de grootte van **I** niet evenredig met de spanning **V** zijn, maar extra variaties (= vervorming) gaan vertonen. Bekijkt men de stroomsterkte op een oscilloscoop, dan is dat meestal zichtbaar door opvallende hellingsveranderingen bij de nuldoorgangen van de sinus-wisselstroom. Echter, deze stroom wekt een fluxdichtheid in de kern op die gegeven wordt door:

Formule 9

$$B = \frac{\mu_o \mu_r N_p \cdot I}{l_m}$$

Vullen we hier nu in de **I** van formule 7, dan wordt duidelijk dat de fluxdichtheid in de kern ook vervormd zal zijn en daardoor niet meer zuiver sinusvormig zal verlopen. De secundaire spanning wordt gegeven door:

Formule 10

$$V_s = -N_s \cdot A \frac{dB}{dt} = -\frac{N_s \cdot A \cdot \frac{\mu_o \mu_r N_p}{l_m}}{R_{gen} + j \cdot 2\pi f \cdot \frac{\mu_o \mu_r N_p^2 A}{l_m}} \cdot \frac{\partial V_p}{\partial t}$$

Nu is er één conditie, waarbij de μ_r-afhankelijkheid van de secundaire spanning volledig verdwijnt. Dat is het geval als R_{gen} verwaarloosbaar is ten opzichte van de impedantie van L_p. Streep om dit te zien de desbetreffende term in de formule weg en vereenvoudig. Dus: de secundaire spanning wordt onvervormd als $2\pi f.L_p >> R_{gen}$. Om die reden is een grote waarde van L_p wezenlijk, zoals in ringkern transformatoren wordt verwezenlijkt. Op grond hiervan worden extra lage vervormingscijfers bij lage frequenties met ringkern transformatoren bereikt.

DC-ONBALANS

Ondanks al het goede en voortreffelijke van ringkerntrafo's, kunnen ze een mogelijk nadeel bezitten ten opzichte van EI-kernen. Dat treedt op als de DC-stroomsterktes in beide helften van de primaire wikkeling niet exact aan elkaar gelijk zijn. Zie onderstaand figuur

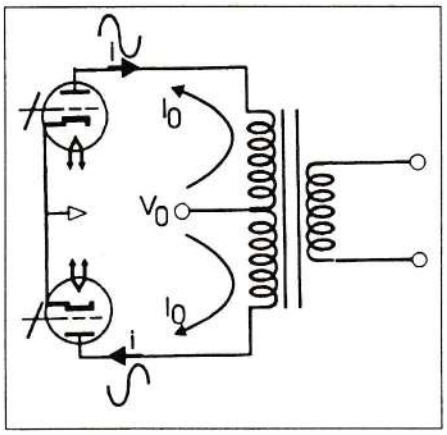


Fig. 11 Balancering van primaire stromen.

Stel dat de instelling van de vermogensbuizen in de loop van de tijd wijzigt. Hun ruststroom is bijvoorbeeld niet meer exact gelijk. Dan zal er effectief een permanente gelijkstroom door de primaire wikkeling gaan lopen (de twee half-stromen heffen elkaar magnetisch gezien niet meer op). Alhoewel die reststroom kleiner zal zijn dan de maximale wisselstroom (afkomstig van muziek), kan deze toch de kern al verzadigen. Dit effect treedt nauwelijks op in EI-kernen, omdat ten gevolge van de altijd aanwezige luchtspleet, kernverzadiging pas bij grotere DC-stroomsterktes plaats vindt. Men moet dus bij ringkernuitgangstrafo's de buizen zorgvuldiger balanceren dan bij EI-trafo's. Nu is dat voor HiFi of High-End geen onmogelijke eis, omdat daar de versterker steeds optimaal ingesteld hoort te staan. Meestal bereikt men dit door te werken met gepaarde buizen en/of instelbare negatieve rosterspanning (NRS) plus bijbehorend meetcircuit (bijvoorbeeld bij de "Miracle" gebeurt dit door een ingebouwde LED-indicator). Toch kan de dagelijkse praktijk zijn, dat niet regelmatig gecontroleerde versterkers ernstig gaan verlopen. Omdat wij ringkernen propageren, willen we ook dit potentiele probleem oplossen.

VDV-NRS-2610

Daarom hebben we een volledig automatisch circuit ontwikkeld dat de buizen permanent bewaakt en optimaal instelt. Principe-schema fig. 12.

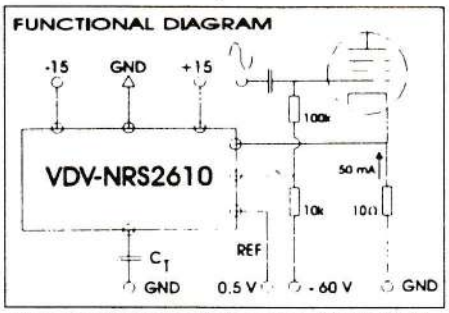


Fig. 12 Functional diagram VDV-NRS-2610

Het circuit meet de spanning $V_k = I_o \cdot R_k$ over de kathodeweerstand (elke buis krijgt zo'n circuit) en vergelijkt die spanning met een referentiespanning V_{ref}. Is er verschil tussen V_k en V_{ref}, dan wordt de negatieve roosterspanning bijgeregeld totdat de twee spanningen gelijk zijn. Op die manier wordt dus de kathodestroom I_o op een constante waarde gehouden. Echter, zodra de buis muziekspanning gaat versterken neemt de gemiddelde stroomsterkte door de buis toe. Dus de spanning over de kathode weerstand stijgt. Een standaard circuit zou nu de negatieve roosterspanning gaan bijregelen omdat V_{ref} en V_k verschillend zijn geworden. Zo niet de NRS-2610. Intern maakt dit circuit onderscheid tussen de ruststroom (die constant moet blijven) en de stroomvariaties ten gevolge van de muziekversterking. Deze stroomvariaties worden in de regel- en stuurfuncties van de NRS-2610 **volledig** ge-elimineerd. Daardoor blijft de schakeling voortdurend **ALLEEN** de ruststroom meten. Het gevolg is dat de geregelde negatieve roosterspanning volledig constant blijft en niet met de versterkte muziek mee gaat varieren. Deze schakeling is uniek omdat hij, onder sterk varierende stroom-omstandigheden, in staat is om zeer snel en voortdurend alleen de ruststroom te meten. De schakeling kan een eindbuis blijvend controleren, of deze nu in klasse A, AB_1 of AB_2 staat ingesteld. Klasse B wil niet, want daar is geen ruststroom. Met de NRS-2610 kunnen wij garanderen dat de paring van de ruststromen in de dagelijkse praktijk altijd perfect zal blijven. Op het moment van schrijven van dit artikel zijn alle meet- en testrondes afgerond en wordt onderzocht of de schakeling als chip of SMD-circuit geproduceerd gaat worden.

Dus: het probleem van DC-onbalans is volledig te voorkomen en zo kan men

steeds van een optimaal ingestelde eindversterker genieten.

AC-ONBALANS

Stel dat de beide eindbuizen, die verbonden zijn met de uiteinden van een balansuitgangstrafo, verschillende wisselspanningen afgeven. Die situatie treedt op als de versterking van de eindbuizen wijzigt, of als de fasedraaier niet volledig symmetrisch is ingesteld. Dan kan er een netto gelijkstroom (geïnduceerd door de wisselstromen) door de primaire wikkeling gaan lopen. Zo zou er potentieel kernverzadiging kunnen optreden. In (11) staat een blokgolf-test beschreven waarmee deze situatie geanalyseerd en voorkomen kan worden. Hier geldt: bij optimaal ingestelde elektronica (dat is identiek aan minimale Totale Harmonische Vervorming) treedt dit verschijnsel zowel bij ringkern- als EI-trafo's niet op.

OVERZICHT

Tabel 13 geeft vervolgens een overzicht van alle tot nu toe in Nederland ontwikkelde transformatoren. De belangrijkste specificaties zijn vermeld. Ook wordt de nieuwe reeks van step-up transformatoren voor elektrostatische luidsprekers aangegeven. Hierbij wordt nog opgemerkt dat men bij aanschaf van een ringkern transformator een volledig en uitgebreid specificatieblad ontvangt plus de bijbehorende frequentie- en fase- karakteristieken evenals het verloop van de differentiele fase. Voor prijsgegevens in de Benelux kan men Amplimo b.v. raadplegen die daar de distributie regelt.

WELKE GEGEVENS NODIG ?

Tijdens ons onderzoek hebben wij vele trafo's getest en grondig onderzocht. Wat ons daarbij steeds opviel, was hoe weinig gegevens in het algemeen bij transformatoren worden verstrekt. Mede, zowel namens de professionele gebruiker als de amateur, doen wij een dringend beroep op transformator fabrikanten om openbaarheid van gegevens te verstrekken. Dat maakt de toepassing en het gebruik, evenals de selectie, vele malen duidelijker en toegankelijker. De volgende gegevens zijn volgens ons minstens nodig: N_p/N_s, L_p en L_{sp} plus meetcondities, C_{ip}, R_{ip} en R_{is}, nominaal vermogen P_{nom} plus laagste frequentie die bij dit vermogen door de trafo verwerkt kan worden, eventueel aangevuld met maximale stroomsterkte door de primaire wikkeling. Wij hopen dat velen ons voorbeeld zullen volgen.

CONCLUSIE

Dit artikel tracht antwoorden te geven op de vele vragen die ons het afgelopen jaar over ringkern- "contra" EI-trafo's bereikten. Immers, jarenlang deed de mening opgeld dat ringkernen absoluut ongeschikt zijn voor de verwerking van audio-signalen. Opmerkingen als "beperkt frequentiebereik" en "hoge interne capaciteit" en "kernverzadiging" werden ons regelmatig verstrekt. Aan de hand van dit onderzoek hopen wij u duidelijk gemaakt te hebben dat in tegenstelling tot die heersende mening ringkerntrafo's opmerkelijk goede eigenschappen bezitten. Daarom spreken we de hoop uit dat men zijn/haar standpunt nog eens wil overwegen en, met even harde specs als wij verstrekken, de boeiende discussie met ons voortzet. Een korte samenvatting van dit onderzoeksverslag luidt: ringkernen hebben hogere zelfinductie, kleinere spreidingszelfinductie, gelijke tot lagere capaciteit en een groter frequentie bereik dan de meeste van hun EI-soortgenoten. DC/AC-verzadiging lijkt een nadeel, maar de versterker zorgvuldig afregelen lost dit op evenals toepassing van de VDV-NRS-2610. Tevens zijn er bij ringkernen subjectief nog wat extra voordelen aanwezig, maar die ontdekt u al luisterend zelf wel.

LITERATUURLIJST

1) Menno van der Veen: "Het Vanderveen Buizen Bouwboek"; 3-e druk; Amplimo b.v.

2) E. Fikier: "Elektrostatische Luidsprekers"; Elektuur b.v.

3) Reuben Lee c.s.: "Electronic Transformers and Circuits"; third edition; pp.83-93; ISBN 0-471-81976-X

4) William M. Flanagan: "Handbook of Transformer Design & Applications"; ISBN 0-07-021291-0

5) Menno van der Veen: "Theory and Practise of Wide Band- width Toroidal Output Transformers"; 97-th AES convention San Francisco 1994; pre-print 3887 (G-2)

6) Tsutomu Oohaski c.s.: "High Frequency Sound above the Audible Range affects Brain Electric Activity and Sound Perception"; 91-st AES Convention New York; Pre-print 3207

7) Menno van der Veen: "Tegenkoppeling van de Werkelijk heidsweergave; deel 1; Radio Bulletin Electronica; november 1993; pp.23-25

8) Menno van der Veen; zie 7); deel-2; dec.1993; pp.8-12

9) Menno van der Veen; zie 7); deel-3; feb.1994; pp.26-30

10) Dr. Tom Hodgson: "Single Ended Amplifiers, Feedback & Horns: some History"; Sound Practices; Spring 1994; pp. 39-42; (dit artikel bevat de belangrijkste litera tuurverwijzingen naar het werk van Partridge). Zie eventueel ook 3) pp.149-154

11) Menno van der Veen; "UL-40-Stereo zelfbouw buizen versterker"; Radio Bulletin Elektronica; dec.1994; pp.6-11

12) Telmag Magnetiscs Components Limited; Wound Cores; Publication 102, June 1987.

VANDERVEEN - ONTWERPEN BIJ AMPLIMO (nov. 1994)

model VDV-	N_p/N_s [ ]	P_{nom} [W]	$f_{-3,nom}$ [Hz]	L_p [H]	QF [ ]	C_{ip} [pF]	R_{ip} [---------- Ohm ----------]	R_{is}	R_{sp}	R_{gen}	f_{-3L} [Hz]	f_{-3H} [kHz]
1080	15,74	80	20,5	360	274410	593	37,8	0,16	1239	1200	0,3	251
2100	19,42	100	20,7	530	294410	585	104	0,18	1885	2000	0,3	217
3070	23,48	70	22,7	490	188510	558	174	0,17	2756	2000	0,4	187
6040	34,29	40	25	535	144610	613	68,1	0,16	5878	5300	0,8	99
8020	40	20	28,5	485	60625	250	155	0,16	8000	8000	1,8	132
06-p	33.6	10	22	1400	...	...	360	0,15	9000	3000	0,3	...
B-500	22,39	500	20	1180	147500	3000	30,3	0,06	2000	5000	0,2	40
A1060	17,65	60	14	1385	207335	1812	53,2	0,16	1246	2000	0,1	63

model STATIC	N_s/N_p [ ]	P_{nom} [W]	$f_{-3,nom}$ [Hz]	L_s [H]	QF [ ]	C_{is} [pF]	R_{ip} [-- Ohm --]	R_{is}	C_{load} [nF]	f_{-3H} [kHz]	opm [ ]
VDV-G	5	60	14	1068	150422	600	7,84	196	0,951	30	12 dB ONFB
VDV150D	150	6	300	529	8266	132	0,16	142,2	0,2	43	mid-hoog
VDV70	70	100	215	146	11496	42	0,5	80	0,5	60	mid-hoog
ST105	50,2	100	50	693	68613	222	0,2	162	1,0	60	full-range