

# Theorie en praktijk van ringkern uitgangstransformatoren

*Dit artikel is de Nederlandse vertaling van de oorspronkelijke Engelstalige AES preprint over de theorie en de praktijk van ringkern audiotransformatoren. Het werd gepubliceerd en gepresenteerd op de 97-ste AES conventie, 11-13 november 1994 in San Francisco onder de code AES preprint 3887 (G-2). De oorspronkelijke titel luidt: Theory and Practice of Wide Bandwidth Toroidal Output Transformers, by Menno van der Veen, Ir.buro Vanderveen, The Netherlands. Hier en daar zijn nu enige opmerkingen toegevoegd die niet in de preprint stonden, maar wel verhelderend zijn en/of nadere uitleg geven. Deze aanvullende opmerkingen zijn in schuin schrift gedrukt.*

Het frequentiebereik en het tijdgedrag van uitgangstransformatoren die gebruikt worden in buizenversterkers, worden bepaald door de transformatoreigenschappen en de impedanties van de eindbuizen en de belasting. In deze preprint wordt een algemene theorie behandeld hoe men het frequentie- en tijdgedrag kan berekenen van uitgangstransformatoren in samenwerking met de vermogenseindbuizen en de luidsprekerbelasting. Een nieuwe Frequentiedecadefactor wordt geïntroduceerd en vergeleken met de bekende Kwaliteitsfactor van transformatoren. Daarbij wordt rekening gehouden met de invloed van verschillende bron- en belastingsimpedanties. Een nieuwe ringkern transformator wordt geïntroduceerd en besproken met een -3dB bandbreedte van 0,3Hz tot 250kHz.

## 1-a: BUIZENVERSTERKERS ZIJN WEER VERKRIJGBAAR

Tegenwoordig staan buizenversterkers weer centraal in de belangstelling (ref.1, 2, 3, 4). Tijdens de wereldwijde introductie van halfgeleiderversterkers verdween de buizenversterker niet van de wereldmarkt, maar verschoof naar de achtergrond. Ondanks de goede kwaliteiten van de halfgeleiderversterker, zijn tegenwoordig veel bedrijven opnieuw buizenversterkers gaan ontwerpen en produceren om hun hoog gewaardeerde warme geluidsbeeld, het zachte vloeiende ruimtelijke weergavekarakter en de sterk groeiende belangstelling van potentiële klanten.

Bijna iedere maand verschijnen nieuwe buizenversterkers op de hifi/high-end markt (zie bijvoorbeeld ref.4). De meeste van deze buizenversterkers gebruiken uitgangstransformatoren om een optimale aanpassing te leveren tussen de lage luidsprekerimpedanties (kleiner dan 10 Ohm) en de hoge impedanties van de uitgangsbuizen (in het algemeen groter dan 1000 Ohm).

Alhoewel buizenversterkers zonder uitgangstransformator mogelijk zijn (OTL, zie ref.5) gebruiken de meeste ontwerpers toch uitgangstransformatoren.

## 1-b: HET DOEL VAN DEZE STUDIE

In deze studie wordt de relatie onderzocht tussen uitgangstransformatoren en vermogenseindbuizen. Een nieuwe ringkerntransformator met groot frequentiebereik wordt besproken. Centraal staat in deze studie het frequentiebereik van de uitgangstransformator en de eindbuizen. Daarom worden nieuwe factoren geïntroduceerd, te weten: de Afstemmingsfactor (Tuning Factor = TF) en de Frequentiedecadefactor (Frequency Decade Factor = FDF). Er wordt geen aandacht besteed aan de schematuur van buizenversterkers of hoe de eindbuizen worden aangestuurd of hoe groot het frequentiebereik is van de stuurtrap plus de eindbuizen. We nemen aan dat iedere beperking in het frequentiebereik alleen veroorzaakt wordt door de combinatie van eindbuizen, uitgangstransformator en luidsprekerimpedantie. Zie ref. 1, 2, 3, 4, 5, 6, 10 voor voorbeelden van complete schematuur van buizenversterkers en visies over hun voor en nadelen.

## 1-c: DE EINDBUIS ALS SPANNINGSBRON ?

Voor deze studie is het zinvol om de eindbuizen te vervangen door een vereenvoudigd model. Figuur 1-1 toont de  $L-V_{ak}-V_{ek}$  karakteristieken van een bekende eindbuis (EL34 of 6CA7) in pentode instelling. Of men nu twee eindbuizen gebruikt (gebalanceerde of Push-Pull versterker) of een enkele (SE = Single Ended configuratie), de buizen staan altijd ingesteld op een zeker instelpunt. In figuur 1-1 is dit instelpunt aangeduid door punt A. In dat instelpunt kunnen de eindbuizen vervangen worden door een wisselspanningsbron  $V_p$  plus een serie-weerstand  $R_g$ .

In het vervolg van deze studie wordt  $R_g$  omschreven met de term "generatorweerstand".

In het geval van een SE-configuratie is  $R_g$  gelijk aan de inwendige weerstand  $r_i$  van de eindbuis. Bij een balansversterker in klasse A is  $R_g$  gelijk aan  $2 \cdot r_i$ . Worden de twee eindbuizen bijvoorbeeld als kathodevolgter ingesteld (ref.7), dan is  $R_g$  gelijk aan  $2 \cdot 1/s$ .

De eindbuis kan met evenveel recht opgevat worden als een stroombron met daaraan parallel staande de generatorweerstand  $R_g$ . Echter om onze berekeningen eenvoudig te houden gebruiken we hier het spanningsbronmodel, met de kennis in ons achterhoofd dat beide modellen onderling uitwisselbaar zijn en leiden tot dezelfde eindresultaten.

## 1-d: IMPEDANTIE AANPASSING TUSSEN BUIZEN EN TRANSFORMATOR

De eindbuizen met hun inwendige generatorweerstand  $R_g$  worden belast door de primaire impedantie  $R_{in}$  van de transformator die hoofdzakelijk veroorzaakt wordt door de naar de primaire kant teruggetransformeerde luidsprekerimpedantie  $Z_L$ . Deze primaire transformatorbelasting staat ook getekend in figuur 1-1 en wordt daar aangeduid met  $R_{in}$ .

Stel de transformator heeft  $N_p$  primaire windingen en  $N_s$  secundaire windingen, dan wordt de windingsverhouding gegeven door de transformatieverhouding  $T$ :



et verband tussen  $\mathbf{R}_{aa}$  en  $\mathbf{Z}_L$  wordt dan gegeven door:

Voor maximale vermogensoverdracht van de eindbuizen naar de luidspreker zou de totale inwendige weerstand van de eindbuizen ( $R_e$ ) gelijk moeten zijn aan  $R_{aa}$ . Dat is echter lang niet altijd het geval en daarom definiëren we nu de belastingsverhouding ( $\beta$ ) als:

In de meeste buizenversterkers is de waarde van  $\beta$  groter dan 1 (pentode en ultra-lineaire configuraties). In triodeversterkers is  $\beta$  meestal kleiner of gelijk aan 1.

Er zijn veel vervangingsschema's beschikbaar voor transformatoren. Een overzicht is te vinden in ref.8.

In buizenversterkers is  $N_p$  altijd groter dan  $N_s$  en daarom spreken we hier van OMLAAG-transformatie.

Om deze reden moet de inwendige primaire capaciteit  $C_p$  van de transformator direct achter de generatorweerstand van de eindbuizen geplaatst worden.

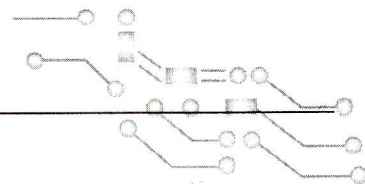
Vatten we nu het laag- en hoogfrequent-gedrag van de transformator samen in één figuur (gezien vanaf de primaire kant van de transformator) en koppelen we dit aan de spanningsbron plus de generatorweerstand (de eindbuizen) en transformeren we vervolgens dit in zijn geheel door de transformator heen naar de secundaire kant, dan geeft figuur 1-3 de totaal-impedantie weer van de eindbuizen plus de transformator. Zie ook de "glossary list" waar de betekenis van de gebruikte termen wordt gedefinieerd.

Het circuit van figuur 1-3 vormt nu de basis van onze analyse. Dit schema kan nog extra verrijkt worden zoals voorgesteld door Flanagan (zie ref.8). Echter, de resultaten van berekeningen met dit eenvoudige model, toegepast op de nieuwe ringkerntransformatoren, zijn in zeer goede overeenstemming (beter dan 90 %) met de gemeten waarden. De eenvoud van dit circuit heeft als voordeel dat de invloed van elke transformator- en buiseigenschap op het frequentiebereik eenvoudig valt te doorzien waardoor nieuwe resultaten gemakkelijk toegankelijk zijn.

De totale doorlaatfunctie (= transfer function) van de schakeling in figuur 1-3 wordt gegeven door formule 2-1, waarbij  $\omega$  de hoekfrequentie is met  $\omega = 2\pi f$ .

$$H = \left[ \frac{1}{1 + a_2 \cdot \left[ i \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right] + \left[ i \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right]^2} \right]$$

RB Elektronika - januari 1997



In formule 2-1 hebben  $\omega_0$  en  $a_2$  de volgende betekenis:

$$\omega_0 = \sqrt{\left[ \frac{[R_g + R_{ip}] \cdot T^2 + R_{is} + Z_L}{R_g \cdot T^2 \cdot L_{sp} \cdot C_{ip}} \right]}$$

2-2

$$a_2 = \omega_0 \cdot \left[ \frac{L_{sp} \cdot T^2 + C_{ip} \cdot R_g \cdot [R_{ip} \cdot T^2 + R_{is} + Z_L]}{[R_g + R_{ip}] \cdot T^2 + R_{is} + Z_L} \right]$$

2-3

In deze doorlaatfunctie (zie tweede regel van formule 2-1) kunnen we vier termen onderscheiden die elk hun specifieke doel en invloed hebben.

De **eerste term "T"** geeft de transformatie (naar beneden) weer van de primaire spanning  $V_p$  naar de secundaire zijde van de transformator.

De **tweede term " $I_{los}$ "** geeft de trafoverliezen weer die veroorzaakt worden door de 'Ohmse' weerstanden van de primaire en secundaire wikkelingen. Ook de 'verliezen' die veroorzaakt worden door de generatorweerstand  $R_g$  in samenwerking met de belastingsimpedantie  $Z_L$  komen hierin tot uiting.

(NB.: de officiële definitie van het insertieverlies  $I_{loss}$  (let op: nu geschreven met dubbel-s) betreft alleen de verliezen in de transformator ten opzichte van de belastingsimpedantie  $Z_L$ , waarbij de invloed van  $R_g$  buiten beschouwing wordt gelaten en waarbij het insertieverlies in dB's geconverteerd wordt volgens de dB-vermogenconversie. Vandaar dat hier  $I_{los}$  met enkel-s wordt geschreven om aan te duiden dat deze  $I_{los}$  bijna overeenkomt met de officiële  $I_{loss}$  en daaraan sterk gerelateerd is (ref.8)).

De **derde term "L"** beschrijft het laagfrequent gedrag van de transformator, eindbuizen en luidspreker door middel van een eerste orde hoog-doorlaat-filter (HPF) bestaande uit getransformeerde weerstanden tezamen met de primaire zelfinductie  $L_p$ .

De **vierde term "H"** beschrijft het 'hoogfrequent' gedrag van de schakeling door middel van een tweede orde laag-doorlaat-filter (LPF) met karakteristieke hoekfrequentie  $\omega_0$  en de factor  $a_2$  (zie de formules 2-2 en 2-3). In plaats van  $a_2$  wordt ook vaak gebruik gemaakt van de **Q-factor** van dit tweede orde filter, waarbij geldt dat:  $Q = 1/a_2$ .

Gelukkig kunnen in de meeste praktische situaties de hiervoor vermelde formules extra vereenvoudigd worden.

In eerste instantie kunnen we de term  $\beta$  in de formules 2-1 tot en met 2-3 invoeren.

In de tweede plaats hebben metingen aan veel transformatoren ons geleerd dat meestal voldaan wordt aan de voorwaarden dat  $R_{ip} \ll R_g$  en  $R_{is} \ll Z_L$ . Daarom kunnen in de meeste gevallen de inwendige draadweerstand van de primaire en secundaire windingen uit de formules weggelaten worden zonder dat dit aanleiding geeft tot grote fouten.

Onder deze twee condities kan de doorlaat-functie vereenvoudigd worden tot formule 2-4:

$$H(\omega) = (T) \cdot \left[ \frac{1}{1 + \beta} \right] \cdot \left[ \frac{i \cdot \omega}{i \cdot \omega + \left[ \frac{\beta}{\beta + 1} \right] \cdot \left[ \frac{R_{aa}}{L_p} \right]} \right] \cdot \left[ \frac{1}{1 + a_2 \cdot \left[ i \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right] + \left[ i \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right]^2} \right]$$

2-4

In dat geval kan  $\omega_0$  ook eenvoudiger worden geschreven:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{sp} \cdot C_{ip}}} \cdot \sqrt{\frac{\beta + 1}{\beta}}$$

2-5

Ook de formule voor  $a_2$  wordt eveneens eenvoudiger:

$$a_2 = \omega_0 \cdot \left[ \frac{\frac{L_{sp}}{R_{aa}} + C_{ip} \cdot \beta \cdot R_{aa}}{\beta + 1} \right]$$

2-6

Verdere analyse van deze formules toont aan dat  $a_2$  nog beter op een andere manier geschreven kan worden, door een nieuwe term  $\alpha$  in te voeren, zoals te zien is in de formules 2-7 en 2-8.

$$a_2 = \alpha \cdot \sqrt{\frac{1}{\beta \cdot (\beta + 1)}} + \frac{1}{\alpha} \cdot \sqrt{\frac{\beta}{\beta + 1}}$$

2-7

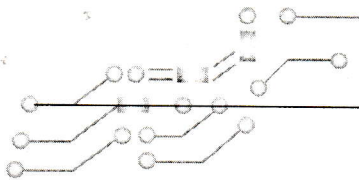
$$\alpha = \left[ \frac{1}{R_{aa}} \right] \cdot \sqrt{\frac{L_{sp}}{C_{ip}}}$$

2-8

Noemen we in formule (2-8)  $\sqrt{(L_{sp}/C_{ip})}$  de primaire karakteristieke impedantie  $Z_{ip}$  van de transformator (zie "glossary list" en verderop in hoofdstuk 11-b-4a), dan is de betekenis van  $\alpha$  de verhouding van deze primaire karakteristieke impedantie en de 'normale' primaire impedantie  $R_{aa}$  van de transformator. Hiermee wordt het hoogfrequent gedrag van de transformator (bepaald door  $L_{sp}$  en  $C_{ip}$ ) beschreven als een standaard enkelvoudige LC-trillingskring, gedempt door  $R_{aa}$  en de generatorweerstand van de eindbuizen en de luidspreker impedantie (zoals effectief weergegeven door middel van  $\beta$ ). Dat hiermee bij uitstek het hoogfrequent gedrag van de transformator omschreven wordt, spreekt nu voor zichzelf.

De formules 2-4 tot en met 2-8 maken de berekening van de doorlaat-functie stukken eenvoudiger. Echter, als iemand alle effecten en invloed





den in rekening wil brengen, dan moeten de formules 2-1 tot en met 2-3 gebruikt worden en in dat geval wordt de berekening behoorlijk ingewikkeld en kan daarom dan maar het beste met behulp van een geschikt computerprogramma gedaan worden.

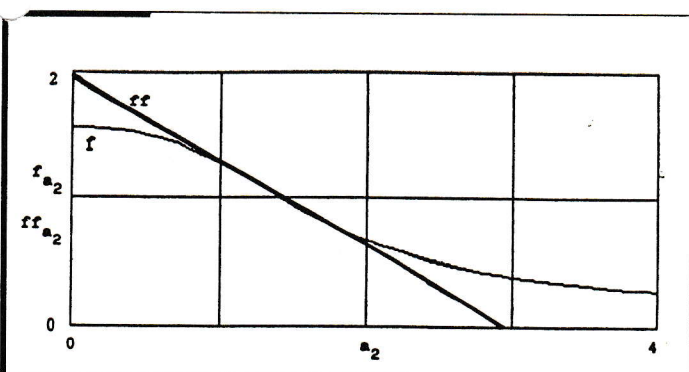
### 3: HET -3dB FREQUENTIEBEREIK

In dit hoofdstuk wordt de -3dB bandbreedte van de transformator bestudeerd. Allen de filtersecties (HPF & LPF) dienen nu bestudeerd te worden omdat de T- en I<sub>sk</sub>- gedeeltes frequentie onafhankelijk zijn.

#### 3-a: DE LAAGTE -3dB FREQUENTIE

Het derde stuk van formule 2-4 levert direct de laagste -3dB frequentie ( $f_{-3L}$ ) op, die gegeven wordt door:

$$-3L = \frac{R_{aa}}{2 \cdot \pi \cdot L_p} \cdot \left[ \frac{\beta}{\beta + 1} \right]$$



3-1

Zoals te verwachten viel wordt deze laagste -3dB frequentie alleen bepaald door de primaire zelfinductie  $L_p$ , de primaire impedantie  $R_{aa}$  en de belastingsverhouding  $\beta$ .

#### b: DE HOOGSTE -3dB FREQUENTIE

De hoogste -3dB frequentie ( $f_{-3H}$ ) is minder gemakkelijk te bepalen, omdat er nu twee polen aanwezig zijn (zie vierde deel van formule 2-4). Wij bepalen  $f_{-3H}$  als volgt: bereken de lengte van de tweede orde filter-vector in het complexe vlak en bepaal vervolgens de -3dB frequentie waarbij deze lengte met een factor  $1/\sqrt{2}$  afgenomen is. Die berekening resulteert in twee formules:

$$f_{-3H} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{sp} \cdot C_{ip}}} \cdot [f(a_2) \cdot \sqrt{\frac{\beta + 1}{\beta}}]$$

3-2

$$f(a_2) = \sqrt{\frac{[2 - a_2^2] + \sqrt{[a_2^2 - 2]^2 + 4}}{2}}$$

3-3

Figuur 3-1 toont de functie  $f(a_2)$  voor verschillende waarden van  $a_2$ . De meeste uitgangstransformatoren worden ingesteld op Q-factoren tussen 0,5 en 1 ( $a_2$  ligt dan tussen 2 en 1). In dat  $a_2$ -bereik is de functie  $f(a_2)$  nagenoeg een rechte lijn en kan daarom goed benaderd worden door een lineaire functie  $ff(a_2)$  die minder dan 5% afwijkt van  $f(a_2)$ .

$$ff(a_2) = 1,950 - 0,668 \cdot a_2 \quad 1 \leq a_2 \leq 2$$

3-4

Deze functie kan gemakkelijk met de hand worden uitgerekend, maar voor een complete analyse zonder enige benadering is natuurlijk formule 3-3 de beste keuze.

Formule 3-2 laat duidelijk zien dat het hoogfrequent gedrag van de transformator bepaald wordt door de lekzelfinductie  $L_{sp}$  en de interne primaire capaciteit  $C_p$  in samenwerking met de aanwezige impedanties van eindbuizen en belasting.

Samenvattend kunnen we dus stellen: de primaire zelfinductie is voor het laagfrequent gedrag bepalend terwijl de lekzelfinductie en de interne primaire capaciteit het hoogfrequent gedrag bepalen. In welke mate deze elementen invloed hebben op het frequentiebereik wordt mede bepaald door de impedanties die op de transformator zijn aangesloten.

### 4: DE AFSTEMMINGSFACTOR EN DE FREQUENTIEDECADEFACOR

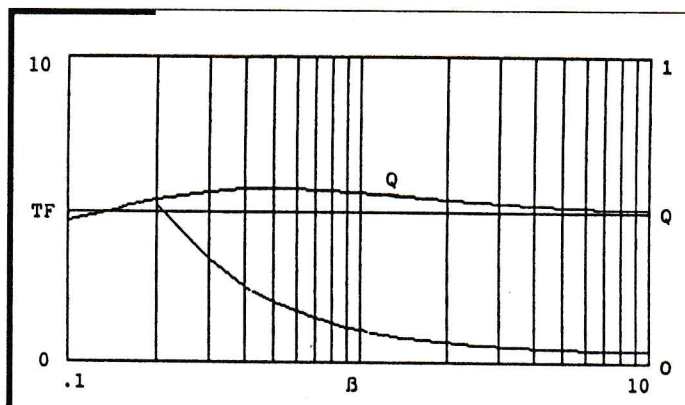
In dit hoofdstuk wordt de "Afstemmingsfactor" geïntroduceerd.

Het -3dB frequentiebereik wordt berekend met behulp van deze factor tezamen met de Kwaliteitsfactor van de transformator. De Frequentiedecadefactor koppelt vervolgens de Afstemmings- en Kwaliteitsfactor aan elkaar.

#### 4-a: INTRODUCTIE VAN DE AFSTEMMINGSFACTOR (TUNING FACTOR)

Wanneer we formule 3-2 en 3-1 op elkaar delen, dan vergelijken we in deze deling de hoogste en laagste -3dB frequenties met elkaar. Die deling levert het volgende resultaat op:

$$\frac{f_{-3H}}{f_{-3L}} = f(a_2) \cdot \left[ \frac{\beta + 1}{\beta} \right]^{\frac{3}{2}} \cdot \left[ \frac{1}{R_{aa}} \cdot \sqrt{\frac{L_{sp}}{C_{ip}}} \right] \cdot \left[ \frac{L_p}{L_{sp}} \right]$$



4-1

Aan deze formule zijn een paar interessante aspecten te herkennen.

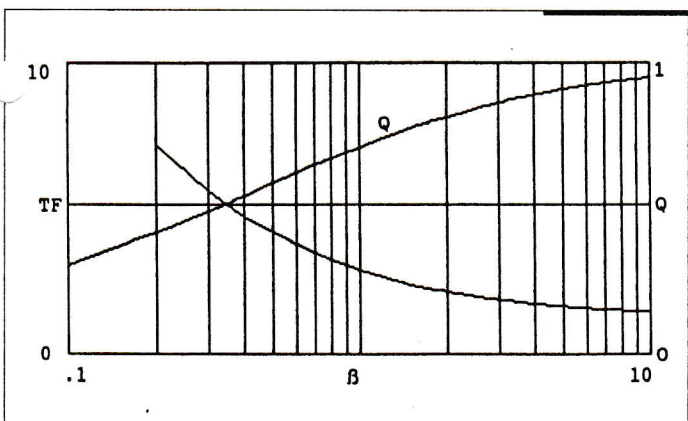


De **eerste term** laat de afstemming ( $\alpha$ -invloed) aan de hoogfrequentkant zien.

De **tweede term** toont de invloed van de generator impedantie van de eindbuizen en de impedantie van de luidspreker op het frequentiebereik.

De **derde term** vergelijkt de karakteristieke primaire impedantie  $Z_{ip}$  van de transformator (zie formule 4-2) met de normale primaire impedantie  $R_{aa}$  (veroorzaakt door  $T$  en  $Z_L$ ).

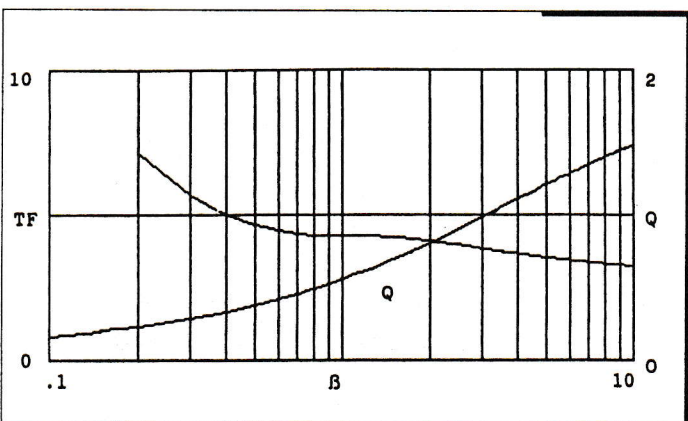
$$Z_{ip} = \sqrt{\frac{L_{sp}}{C_{ip}}}$$



4-2

De **vierde term** is de welbekende Kwaliteitsfactor  $QF$  van de transformator die als volgt is gedefinieerd (zie bijvoorbeeld ref.10):

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



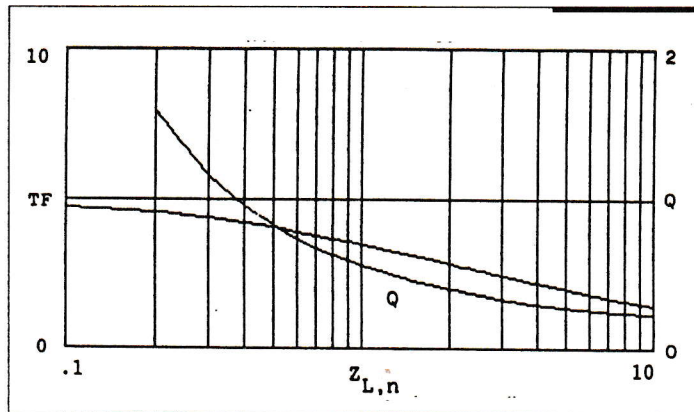
4-3

Uit deze analyse kunnen we concluderen dat de eerste drie termen van formule 4-1 afhangen van hoe de transformator wordt gebruikt, welke luidsprekerbelasting er is aangesloten, welke generator weerstand door de eindbuizen wordt aangeleverd en welke Q-factor men heeft gekozen aan de hoogfrequentkant van het frequentiebereik.

De eerste drie termen van deze formule bepalen dus hoe de transformator wordt AFGESTEMD bij een bepaalde toepassing.

Daarom kunnen we nu de Afstemmingsfactor  $TF$  (van *Tuning Factor*) als volgt definiëren:

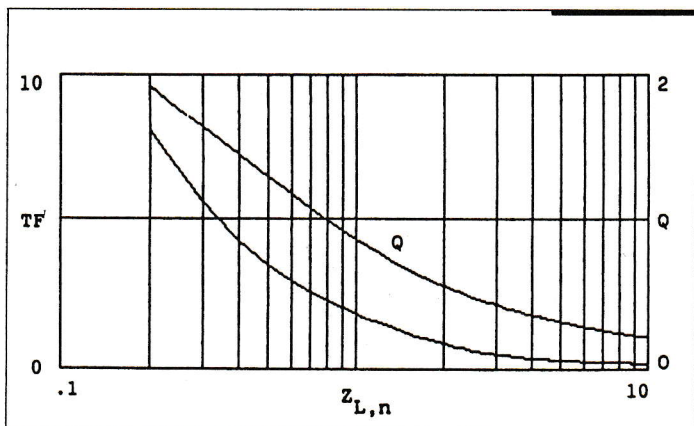
$$TF = f(a_2) \cdot \left[ \frac{\beta + 1}{\beta} \right]^{\frac{3}{2}} \cdot \left[ \frac{Z_{ip}}{R_{aa}} \right]$$



4-4

Voeren we de nu gedefiniëerde Afstemmingsfactor en Kwaliteitsfactor in bij formule 4-1, dan vinden we de volgende basisformule 4-5 waarin de hoogste en laagste -3dB frequenties met elkaar vergeleken worden:

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

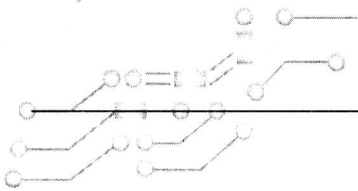


4-5

#### 4-b: VOORBEELDEN VAN DE AFSTEMMINGS-FACTOR $TF$

Als eerste theorieverkenning hebben we de waarde van de Afstemmingsfactor  $TF$  berekend (linker verticale as) wanneer verschillende buizen en/of buisinstellingen worden gebruikt. Daarvoor gaven we  $R_a$  verschillende waarden terwijl  $R_{aa}$  konstant bleef (Dat wil zeggen dat we  $T$  en  $Z_L$  konstant hielden). In de figuren 4-1, 4-2 en 4-3 zijn de resultaten van deze berekening te zien waarbij  $\beta$  een bereik doorloopt van 0,1 tot 10 (logaritmische horizontale schaal). Er worden drie gevallen bestudeerd voor de waarden van de impedantieverhouding  $\alpha$ , te





weten: 0,5, 1 en 2. De hoogfrequent Q-factoren van deze afstemmingen staan in dezelfde figuren aangegeven op de rechter verticale as.

Vervolgens zijn de waarden van de afstemfactor **TF** berekend als de belasting  $Z_L$  wordt gewijzigd. De figuren 4-4, 4-5 en 4-6 tonen de resultaten van deze berekeningen. In verband met een bredere inzetbaarheid van deze berekeningen is in figuur 4-4 de waarde van de secundaire belasting genormaliseerd op  $Z_L = 1\Omega$  als  $R_g = R_{aa}$ . Deze situatie is nagenoeg equivalent met een versterkerconfiguratie waarin gebalanceerde triodes de uitgangstransformator aansturen. In figuur 4-5 stellen we  $Z_L = 1\Omega$  wanneer geldt dat  $R_g = 3 \cdot R_{aa}$  (gebalanceerde Ultra Lineaire versterkerconfiguratie). Ten slotte toont figuur 4-6 de gebalanceerde pentode versterkerconfiguratie waarvoor in goede benadering geldt dat  $R_g = 10 \cdot R_{aa}$  voor  $Z_L = 1\Omega$ . In verband met de normalisatie van de berekeningen hebben we steeds aangenomen dat  $\alpha = 1$  wanneer  $Z_L = 1\Omega$ .

(Opmerking: de hier gebruikte  $Z_L$ -normalisatie houdt in dat de resultaten van de figuren 4-4, 4-5 en 4-6 ook gebruikt kunnen worden voor iedere andere belastingsimpedantie ongelijk aan  $1\Omega$ . Neemt men bijvoorbeeld  $Z_L = 5\Omega$ , dan geeft figuur 4-4 de resultaten als  $R_g = 5/T^2$  terwijl  $\alpha=1$  voor  $Z_L = 5\Omega$  waarbij op de horizontale as  $Z_L$  nu varieert van 0,5 tot  $50\Omega$ . Enz.)

## Conclusies:

1) De Afstemmingsfactor **TF** verandert van 0,1 tot 10 als de belasting- en afstemmingscondities verschillend gekozen worden. Dit betekent dat voor een goede indicatie van het -3dB frequentiebereik men niet uitsluitend kan volstaan met de waarde van de kwaliteitsfactor **QF**.

(Toelichting: uit sommige literatuurbronnen zou men in eerste instantie de conclusie kunnen trekken dat de Kwaliteitsfactor de enige transformator-eigenschap is die het frequentiebereik bepaalt. Onze berekeningen tonen aan dat  $C_p$  en de aangesloten impedanties mede het frequentiebereik bepalen en dat hun invloed zeer groot is, minstens een factor 100)

2) De hoogfrequent Q-factor is opmerkelijk stabiel en constant in figuur 4-1. Berekeningen laten zien dat voor  $\alpha = 0,65$  de waarde van **Q** constant blijft op 0,66 wanneer  $\beta > 1$ .

(Toelichting: een constante Q-factor houdt in dat de zogenaamde 1kHz blokgolf uitslingering constant blijft en onafhankelijk is van de luidsprekerimpedantie bij de hier genoemde instelling. Tevens: bij  $Q=0,66$  is deze uitslingering verwaarloosbaar klein. Dus deze instelling is "meettechnisch gezien" opmerkelijk gunstig en stabiel).

3) De -3dB bandbreedte blijft constant als men de transformator samen met zijn buizen en belasting instelt op  $\alpha > 2$ , waarbij variatie van de buis-generatorweerstand nagenoeg geen invloed heeft.

(Toelichting: dit betekent dat veroudering van buizen (= verandering van hun inwendige weerstand) bij deze instelling geen invloed heeft op de -3dB bandbreedte).

4) Vooral in pentode versterkers (zie figuur 4-6) neemt de Afstemmingsfactor snel af als de impedantie van de belasting toeneemt. Bij veel dynamische luidsprekers neemt de impedantie bij hogere frequenties toe door de zelfinductie van de luidsprekerspoel. Dit verklaart gedeeltelijk waarom sommige pentode buizenversterkers minder hoge tonen weergeven wanneer ze aangesloten worden op zulke luidsprekers.

(Toelichting: op de meetbank zullen deze versterkers een keurige

rechte frequentie karakteristiek laten zien omdat ze daar belast worden met een constante frequentie onafhankelijke belastingsweerstand. Aangesloten op een luidspreker kunnen ze dan toch nog dof (of misschien is "warm" een betere term) gaan klinken. De hier besproken berekening verklaart dit verschijnsel gedeeltelijk. Vooral bij zogenaamde "gitaarversterkers" treedt dit verschijnsel op en juist daar is dit effect specifiek, nuttig en gewenst. Het feit dat hier de term "gedeeltelijk" met enige nadruk gebruikt wordt valt zeer kort als volgt toe te lichten: In de meeste buizenversterkers wordt enige tegenkoppeling toegepast. Combineren we die tegenkoppeling met de meestal beperkte open-lus bandbreedte van de versterker zonder tegenkoppeling, dan neemt de effectieve uitgangsimpedantie van die versterkers per definitie toe bij frequenties boven de open-lus bandbreedte. Deze toename van de uitgangsimpedantie is een tweede reden waarom hoge tonen verzwakt kunnen worden weergegeven.)

## 4-c: INTRODUCTIE VAN "DECADE" FACTOREN-

Wanneer we de grootte van  $f_{-3H}/f_{-3L}$  gaan berekenen met de hiervoor afgeleide formules, dan levert dat vaak heel grote getallen op. Maar wat vertellen deze getallen ons? Ze leveren een indruk van de -3dB bandbreedte van de versterker.

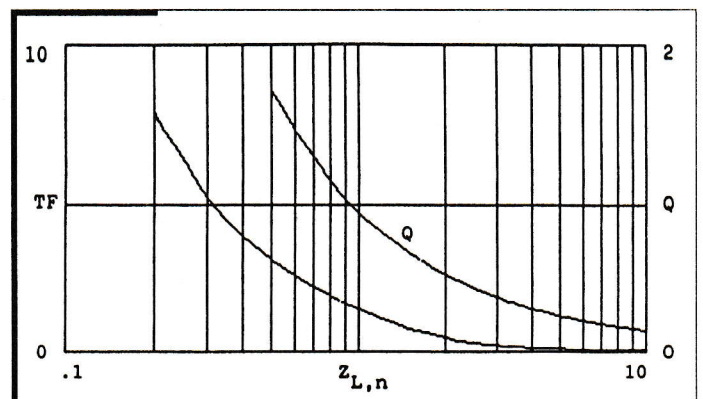
Deze grote getallen worden echter gemakkelijker hanteerbaar en zinvoller wanneer we gaan werken met hun logaritmische waarde.

Dan krijgen we een duidelijke indicatie hoeveel frequentie DECADES omspannd worden door de transformator en zijn afstemming.

Anders geformuleerd: dan krijgen we een getal dat aansluit bij het nagenoeg logaritmische gedrag van ons gehoor. Dit getal vertelt dan direct hoe "breed" we kunnen boren.

Daarom definiëren we nu de FREQUENTIEDECADEFACTOR **FDF** als:

$$FDF = \log \frac{f_{-3H}}{f_{-3L}}$$



4-6

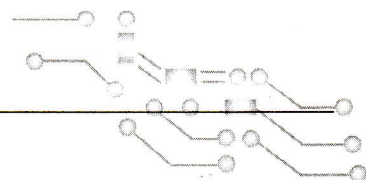
Herrangschikking levert nu op:

$$FDF = \log [TF \cdot QF] = \log [TF] + \log [QF] = TDF + QDF$$

4-7

Bij deze herrangschikking zijn twee nieuwe decadefactoren ingevoerd. Als eerste noemen we de AFSTEMMINGSDECADEFACTOR (= TUNING DECADE FACTOR **TDF**):





$$TDF = \log[TF]$$

4-8

De tweede nieuwe decade factor is de KWALITEITSDECADEFACOR (= QUALITY DECADE FACTOR QDF):

$$QDF = \log[QF]$$

4-9

Met behulp van een paar voorbeelden wordt nu het nut van deze factoren toegelicht.

#### 4-d: AFSTEMMINGSDECADEFACOR VOORBEELDEN

Voorbeeld 1: Neem aan dat men een transformator heeft met  $L_p = 100$  H en  $L_p = 5$  mH. De Kwaliteitsfactor van deze transformator bedraagt dan:  $QF = 20.000$ . Het aantal frequentie decades dat door deze transformator doorgegeven kan worden, uitsluitend gebaseerd op de Kwaliteitsdecadefactor, bedraagt dan volgens formule 4-9:  $QDF = 4,30$ . Door goede afstemming van deze transformator kan het frequentiebereik nog extra vergroot worden. Als voorbeeld nemen we nu de zogenaamde "Butterworth"-afstemming waarbij geldt dat  $a_2 = \sqrt{2}$  en  $\alpha = 1$  (dit betekent ondertussen ook dat  $\beta = 1$ ).

De Afstemmingsfactor en de Afstemmingsdecadefactor krijgen nu de volgende waarden:  $TF = 2,83$  en  $TDF = 0,452$ .

De totale Frequentiedecadefactor bedraagt dan volgens formule 4-7:  $FDF = 4,75$ .

Neem nu bijvoorbeeld aan dat  $f_{3L} = 1$  Hz, dan krijgt de hoogste -3dB frequentie de volgende waarde:  $f_{3H} = 10^{4,75} = 56$  kHz.

Verder doorrekenen van de formules levert dan ook nog op dat moet worden:  $R_{ab} = 1,257$  k $\Omega$  en  $C_p = 3,16$  nF.

Voorbeeld 2: Gebruik dezelfde transformator als in voorbeeld 1 ( $\alpha = 1$ ), maar nu wordt de transformator afgestemd op een zo constant mogelijk tijdgedrag ( $a_2 = \sqrt{3}$ ). Dan moet volgens formule 2-7 gelden:  $\beta = 0,5$ .

De Afstemmingsfactor wordt dan:  $TF = 4,12$  en de Afstemmingsdecadefactor wordt nu:  $TDF = 0,61$ .

Het totale aantal decades dat nu omvat wordt bedraagt:  $FDF = 4,91$ .

Toepassing van de formules van hoofdstuk 3 levert nu op:  $f_{3L} = 0,67$  Hz en  $f_{3H} = 55$  kHz.

Omdat  $\alpha = 1$ , is ook hier  $C_p$  gelijk aan 3,16 nF. Echter in dit geval moet dan de generatorweerstand  $R_g$  de waarde hebben van 629  $\Omega$ . Vergelijken we dit met voorbeeld 1, dan is de generatorweerstand twee maal zo klein geworden, dus het aantal buizen moet zijn verdubbeld (of er zijn andere buizen toegepast). Nu zou men verwachten dat de lagere waarde van  $R_g$  aanleiding zou geven tot een verandering van de hoogste  $f_{3H}$  frequentie. Verbazingwekkend genoeg is dat niet het geval want hier is juist de laagste -3dB frequentie veranderd!

#### 4-e: ZIJN DECADE FACTOREN ZINVOL?

Om de nu volgende redenen hebben we bij de ontwikkeling van deze theorie en de bijbehorende optimalisatie van ontwerp en productie van de ringkern transformatoren de Afstemmingsfactor en de Frequentiedecadefactor ingevoerd:

1) Tot nu toe gebruikte men de Kwaliteitsfactor als de belangrijkste indicator voor de kwaliteit van een transformator. Hoe groter  $QF$  des te beter de transformator, waarmee dan een grotere -3dB bandbreedte bedoeld werd. In transformatoren uit de eerste generatie kwam men Kwaliteitsfactoren tegen van 20.000 tot 70.000 (ref.10). Tegenwoordig vinden we sommige uitgangstransformatoren met Kwaliteitsfactoren in de buurt van 146000 (zie ref.11). In hoofdstuk 5 gaan we een nieuwe grote-bandbreedte ringkern uitgangstransformator voorstellen die een  $QF$ -waarde heeft van 274.000. Dit lijkt een enorme sprong vooruit en dat is het ook, echter als men van de hier genoemde trafo's de Kwaliteitsdecadefactor ( $QDF$ ) berekent, dan krijgt men een veel realistischer indruk van de invloed van hogere  $QF$ -waarden op het -3dB frequentiebereik van een transformator.

Met "veel realistischer" bedoelen we hier dat de Kwaliteitsdecadefactor informatie levert die rechtstreeks gekoppeld is aan die eigenschap van ons gehoor waarmee toonhoogtes worden herkend en geschaald.

2) IEDERE transformator kan op veel manieren afgestemd worden. Vele  $TF$ -waarden zijn mogelijk door bijvoorbeeld de waarden van  $R_g$  of  $Z_L$  te veranderen.

Bijvoorbeeld: maakt men de waarde van  $R_g$  kleiner, dan stijgt de waarde van  $TF$ . Hetzelfde geldt als men  $Z_L$  kleiner maakt.

Als dan vervolgens de Afstemmingsfactor  $TF$  of de Afstemmingsdecadefactor  $TDF$  berekend worden, doorziet men direct hoeveel het frequentiebereik breder is geworden ten gevolge van andere afstemmingen.

3) The Frequentiedecadefactor geeft ons een rechtstreekse indicatie van de het frequentiebereik van de uitgangstransformator in een zekere toepassing.

Bijvoorbeeld: een  $FDF$ -waarde van 6 houdt in dat de -3dB bandbreedte een bereik heeft van 1 Hz tot 1 MHz (of van 10 Hz tot 10 MHz enz.).

#### Conclusies:

a) De Kwaliteitsfactor  $QF$  laat zien wat er in het frequentiedomein met de transformator bereikt kan worden, waarbij dan nog wel aanvullend de afstemming gedefinieerd moet worden.

De  $QDF$ -waarde kan berekend worden met behulp van de  $QF$ -waarde en die kan als een goede eerste instantie benadering gebruikt worden van de mogelijk haalbare bandbreedte.

b) De Afstemmingsfactor  $TF$  levert zinvolle informatie over het hoogfrequent gedrag van de transformator.

De Afstemmingsdecadefactor levert direct de bandbreedte die extra, bovenop de bandbreedte ten gevolge van de Kwaliteits decadefactor, bereikt kan worden.

c) De Frequentiedecadefactor  $FDF$  levert rechtstreeks en direct de totale -3dB bandbreedte op.

#### 5: NIEUWE RINGKERNTRANSFORMATOR MET GROTE BANDBREEDTE

In dit hoofdstuk wordt een nieuwe ringkern uitgangstransformator geïntroduceerd die speciaal bedoeld is voor buizenversterkers. De theorie van de voorafgaande hoofdstukken wordt hierop toegepast en de resultaten worden vergeleken met metingen.



## 5-a: ALGEMENE BESCHRIJVING

In 1984 fabriceerden we voor het eerst een ringkern uitgangstransformator voor buizenversterkers. Dit was een betrekkelijk eenvoudig ding, maar ondanks dat bezat het al opmerkelijk goede eigenschappen. Nader onderzoek leerde ons dat een nader te optimaliseren ringkerntrafo enkele bijzonder waardevolle voordelen zou kunnen hebben ten opzichte van standaard EI-kern transformatoren. Door gebruik te maken van *door ons nieuw ontwikkelde* speciale wikkeltechnieken en *speciaal geselecteerde* ringkernen waren we vervolgens in staat om zeer hoge koppelingsfactoren te bereiken tussen de primaire en secundaire windingen. Dat resulteerde natuurlijk in heel kleine waarden voor de lekzelfinductie. We merkten dat we ondertussen ook nog in staat waren om grote primaire zelfinducties te realiseren. We konden een combinatie bereiken van grote  $L_p$ -waarden en zeer kleine  $L_{p'}$ -waarden en dat resulteert natuurlijk in opvallend grote waarden voor de Kwaliteitsfactor  $QF$ .

Nader onderzoek en experimenteel werk leerde ons dat we ook in staat waren om de interne primaire capaciteit  $C_p$  klein te houden en ervoor moesten we opnieuw gebruik maken van speciale wikkeltechnieken en zeer zorgvuldige positionering van de wikkellagen.

*Het resultaat van al dit onderzoekswerk presenteren we nu in dit hoofdstuk door een van de nieuwste modellen in detail te bespreken.*

Het vermogensbereik van onze nieuwste transformatoren reikt van 20 Watt tot 100 Watt waarbij de laagste -3dB vermogensfrequentie tussen 20 en 30 Hz gepositioneerd is.

Echter, de laagste -3dB frequentie (*ref. 1 Watt in  $Z_o$* ) ligt vlakbij 1 Hz ten gevolge van de grote  $L_p$ -waarden van deze transformatoren (zie figuur 5-1).

Ook waren we in staat om een hoge graad van symmetrie in deze transformatoren te realiseren, zowel voor wisselspanningen als voor wisselstromen. Bijvoorbeeld: de lekzelfinductie van de ene helft van de primaire winding ten opzichte van de andere helft van de primaire winding heeft een zeer kleine waarde, kleiner of gelijk aan de geringe totale lekzelfinductie, waarmee de hoge graad van symmetrie aangevoeld wordt. Mede dankzij deze eigenschap kunnen de nieuwe transformatoren hoge vermogens aan zonder in het gebied van de kernvervorming te komen terwijl de kernen relatief gezien toch klein zijn.

Vergelijken we nu (1994) onze nieuwste ontwerpen met het product van de eerste generatie (1984), dan hebben we de volgende doelen bereikt: grote primaire zelfinductie, hoge koppeling, zeer geringe lekzelfinductie, ten opzichte van EI-versies vergelijkbare of kleinere interne primaire capaciteit, een hoge graad van symmetrie, lage kernverliezen door "rustig" en "snel" kernmateriaal toe te passen en we zijn zelfs in staat geweest om de warmteverliezen in de windingen te verminderen door de windingen zeer laagohmig uit te voeren.

## 5-b: DE SPECIFICATIES

Op dit ogenblik (1994) zijn vijf standaardtypen beschikbaar met primaire impedanties van 1 tot 8 k $\Omega$ . De specificaties van deze transformatoren staan in tabel 5-1.

Elk van deze transformatoren heeft aan de primaire kant Ultra Lineaire aftakkingen. Dit betekent dat deze transformatoren in triode-, ultra lineair- en penthode- instellingen gebruikt kunnen worden. Elke trafo is bedoeld voor gebalanceerde (*push-pull*) versterkerschakelingen.

We zullen nu in detail een voorbeeldtransformator gaan bespreken. We nemen daarvoor het type met de laagste primaire impedantie: de

VDV1080. De specificaties van de andere modellen staan in figuur 5-1. Door gebruik te maken van de theorie van de vorige hoofdstukken kunnen alle berekeningen van dit hoofdstuk ook toegepast worden op de andere modellen uit deze standaardreeks.

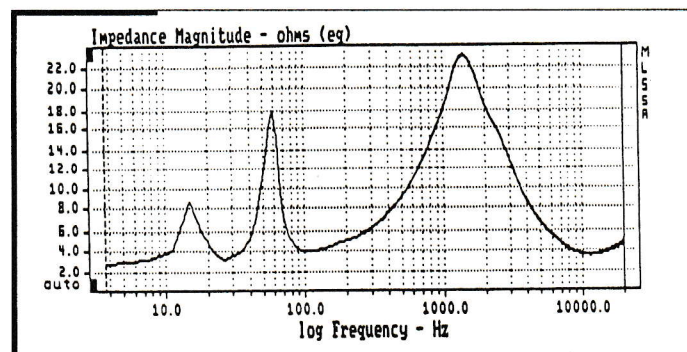
| mo-<br>del | $N_p/N_s$ | power | $f_{-3dB}$<br>power | $L_p$ | $L_{sp}$ | $C_p$ | $R_{ip}$ | $R_{is}$ |
|------------|-----------|-------|---------------------|-------|----------|-------|----------|----------|
| 1080       | 15.74     | 80    | 20.5                | 360   | 1.312    | 593   | 37.8     | .16      |
| 2100       | 19.42     | 100   | 20.7                | 530   | 1.8      | 585   | 104      | .18      |
| 3070       | 23.48     | 70    | 22.7                | 490   | 2.6      | 558   | 173.7    | .168     |
| 6040       | 34.29     | 40    | 25                  | 535   | 3.7      | 613   | 68.1     | .158     |
| 8020       | 40        | 20    | 28.5                | 485   | 8.0      | 250   | 155.4    | .161     |
|            | [ ]       | Watt  | Hz                  | H     | mH       | pF    | Ohm      | Ohm      |

| mo-<br>del | $R_{aa}$ | $R_g$ | Q    | $f_{-3L}$ | $f_{-3H}$ | QDF  | TDF  | FDF  |
|------------|----------|-------|------|-----------|-----------|------|------|------|
| 1080       | 1.239    | 1.2   | .682 | .278      | 251       | 5.44 | .52  | 5.96 |
| 2100       | 1.885    | 2.0   | .695 | .304      | 217       | 5.47 | .38  | 5.85 |
| 3070       | 2.756    | 2.0   | .639 | .400      | 187       | 5.28 | .39  | 5.67 |
| 6040       | 5.878    | 5.3   | .496 | .847      | 99        | 5.16 | -.09 | 5.07 |
| 8020       | 8.000    | 16.0  | .671 | 1.793     | 132       | 4.78 | .09  | 4.87 |
|            | kOhm     | kOhm  | [ ]  | Hz        | kHz       | [ ]  | [ ]  | [ ]  |

5-1

## 5-c: SECUNDAIRE IMPEDANTIE EN AFTAKKINGEN

De secundaire impedantie van de transformatoren is geoptimaliseerd voor 5 $\Omega$  luidsprekers. De impedantie van een luidspreker is nooit constant (zie bijvoorbeeld figuur 5-2) maar onder andere frequentie afhankelijk. De secundaire belastingsimpedantie van 5  $\Omega$  is echter zo gekozen dat de meerderheid van de nu verkrijgbare luidsprekers hierop optimaal functioneert. Als andere secundaire impedanties nodig of gewenst zijn kunnen deze "op verzoek" geleverd worden. Zo is bijvoorbeeld een extra aftakking in het midden van de secundaire winding mogelijk, waardoor men de techniek van kathodetegenkoppeling kan toepassen of bijvoorbeeld gebalanceerd kan tegenkoppelen.



5-2

## 5-d: KWALITEITS- EN KWALITEITSDECADEFACTOREN

De waarde van de primaire zelfinductie is gemeten met een wisselspanning van 200 Volt effectief met een frequentie van 50 Hz. We hadden dezelfde meting ook kunnen doen met 240 Volt/60 Hz omdat dit dezelfde fluxdichtheid in de kern genereert. De meting kan ook met grotere of kleinere spanningen herhaald worden, echter dan zal  $L_p$  een afwijking van de opgegeven waarde gaan vertonen ten gevolge van de



veranderingen van de relatieve magnetische permeabiliteit ( $\mu_r$ ) als functie van de aangelegde magnetische veldsterkte.

De Kwaliteitsfactor van de VDV1080 is gelijk aan 274390. Omdat doorrekenen met 6 significante cijfers wat onzinnig is, vervolgen we onze berekeningen met een Kwaliteitsfactor van  $2,74E5 (=2,74 \cdot 10^5)$ .

De Kwaliteitsdecadefactor bedraagt dan  $^{10}\log(2,74 \cdot 10^5) = 5,44$  en dit betekent dat, als de koppeling tussen buizen, transformator en luidspreker netjes wordt afgestemd, we minstens 5,44 decades bandbreedte kunnen omvatten.

## 5-e: INWENDIGE DRAADWEERSTANDEN

De waarden van de inwendige 'Ohmse' draadweerstand van de primaire en secundaire windingen bedragen respectievelijk  $R_p = 37,8 \Omega$  en  $R_s = 0,16 \Omega$ . In deze bespreking gaan we de transformator aansluiten op buizen met een totale effectieve generatorweerstand van  $R_g = 1200 \Omega$ . De warmteverliezen in de primaire winding bedragen dan slechts 3% van het getransformeerde vermogen en hetzelfde geldt voor

warmteverliezen in de secundaire winding. In de nu volgende berekeningen gaan we deze geringe verliezen verwaarlozen en daardoor kunnen we de eenvoudige formules (2-4 en volgt) gaan gebruiken. Ook maken we gebruik van de lineaire benaderingsformule  $ff(a_2)$ .

## 5-f: BEREKENING VAN DE -3dB BANDBREEDTE

In de VDV1080-transformator is de interne primaire capaciteit  $C_{ip}$  dusdanig "gekozen" (beter kan men hier zeggen: bewust op ontwikkeld en geoptimaliseerd) dat de karakteristieke primaire impedantie ( $Z_{ip}$ ) nagenoeg gelijk is aan de gewone primaire impedantie ( $R_{pa}$ ). Door gebruik te maken van de gegeven waarden van  $L_{op}$  en  $C_{ip}$  kan  $Z_{ip}$  berekend worden en dat levert op:  $Z_{ip} = 1487 \Omega$ .

Bij een secundaire belasting van  $Z_L = 5 \Omega$  geldt dat  $R_{sa} = 1239 \Omega$ . Dit levert dan de volgende waarden voor  $\alpha$  en  $\beta$  op:

$\alpha = 1,200$  en  $\beta = 0,969$ .

Formule 2-7 geeft dan vervolgens:  $a_2 = 1,453$  en  $Q = 0,688$ . Dit is een "gezonde" afstemming tussen optimaal tijdgedrag ( $Q=0,58$ ) en optimaal amplitudegedrag (Butterworth afstemming met  $Q=0,707$ ).

Met formule 3-4 kunnen we nu berekenen dat  $ff(a_2) = 0,979$ . Dat geeft dan vervolgens de waarden van de Afstemmingsfactor en de Afstemmingsdecadefactor ( $TF = 3,40$  en  $TDF = 0,53$ ).

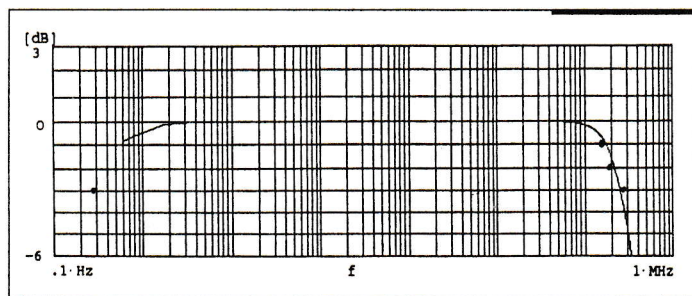
Door combinatie van de Kwaliteitsdecadefactor en de Afstemmingsdecadefactor vinden we nu dat in totaal 5,97 decades in de -3dB bandbreedte omvat zullen worden.

Met de formules 3-1 en 3-2 kunnen nu vervolgens de hoogste en laagste -3dB frequenties berekenen resulterend in:  $f_{3H} = 252 \text{ kHz}$  en  $f_{3L} = 0,270 \text{ Hz}$ .

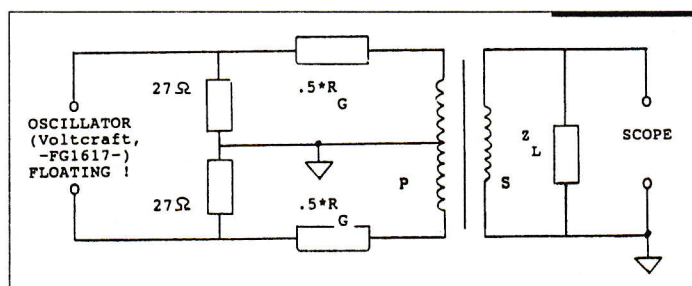
Als we deze berekeningen herhalen zonder benaderingen te gebruiken (met de formules 2-1, 2-2 en 2-3) dan vinden we respectievelijk 251 kHz en 0,278 Hz. Hieruit zien we dat de verwaarlozing van de windingsweerstand plus de lineaire benadering van  $ff(a_2)$  uiterst kleine fouten oplevert van slechts 2,9 % en 0,4 % bij respectievelijk de hoogste en laagste -3dB frequentie. (Zie verder figuur 5-1 waar de resultaten van deze berekeningen staan getabelleerd).

De laatste berekeningen betreffen het aantal omvatte decades waarbij we de hiervoor berekende -3dB frequenties gebruiken en dat doen we dan met- en zonder de hiervoor besproken benaderingen.

De antwoorden die we dan met  $^{10}\log(f_{3H}/f_{3L})$  vinden zijn respectievelijk 5,97 en 5,96 decades. Hieruit blijkt opnieuw de uitstekende overeenstemming en daarmee is de geldigheid en bruikbaarheid van de door ons voorgestelde benaderingen voldoende aangetoond.



5-3



5-4

Figuur 5-3 laat tenslotte de berekende en gemeten frequentie-karakteristieken zien. Bij deze meting werden de beide eindbuizen vervangen door equivalente spanningsbronnen met een constante frequentieonafhankelijke amplitude van 10 Volt met de bijbehorende serieweerstanden van  $0,5 \cdot R_g$ . Een secundaire belasting van  $5 \Omega$  was eveneens aangesloten (zie figuur 5-4 voor de meetopstelling).

## 6: CONCLUSIES

1) De buizenversterkers zijn weer terug van weggeweest! Alleen daarom al is het uiterst belangrijk om oude en waardevolle kennis en ervaring opnieuw te bestuderen en te combineren met moderne materialen en technologieën.

2) Voor berekeningen in het frequentiedomein is het zinvol om de vermogensbuizen te vervangen door een spanningsbron met daarmee in serie de totale inwendige weerstand van die eindbuizen. Dit eenvoudige model levert een goede indicatie op van de invloed van de vermogens-eindbuizen op de doorlaatfunctie.

3) De uitgangstransformator mag vervangen worden door een eenvoudig equivalentmodel die de berekening van de doorlaatfunctie gemakkelijker maakt. De resultaten van die berekeningen komen tenminste binnen 90 % overeen met metingen aan de alhier besproken uitgangstransformatoren.

4) Het is uiterst belangrijk om de beschikking te hebben over de volgende specificaties van een uitgangstransformator:  $T$ ,  $L_p$ ,  $L_{sp}$ ,  $C_{ip}$ ,  $R_{ip}$ ,  $R_{s}$ . Met deze set van parameters, gecombineerd met zekere vermogens-eindbuizen ( $R_g$ ) en een zekere belasting ( $Z_L$ ), kan de complete doorlaatfunctie van de transformator berekend worden.

Dan zijn als extra gegevens alleen nog de -3dB vermogensfrequentie en het nominale vermogen nodig om daarmee het complete vermogensgedrag van de transformator te kunnen bepalen.

5) Wij hopen dat iedere transformatorfabrikant ons voorbeeld gaat volgen door ook deze complete set van specificaties te verstrekken. Hierdoor wordt vergelijk tussen verschillende merken beter mogelijk. Tevens kan de gebruiker dan door middel van gerichte berekeningen de toepassing en afstemming van de uitgangstransformatoren optimaliseren.



6) De welbekende kwaliteitsfactor **QF** geeft goede informatie over de verhouding van de primaire zelfinductie en de primaire lekzelfinductie. De waarde van deze kwaliteitsfactor is onafhankelijk van hoe de transformator wordt toegepast.

7) De nieuwe Kwaliteitsdecadefactor **QDF** vertaalt de kwaliteitsfactor naar het aantal frequentiedecades dat tenminste door de transformator doorgegeven kan worden. Vooral als het gaat om onderling vergelijk van transformatoren geeft de Kwaliteitsdecadefactor realistischer informatie dan de kwaliteitsfactor.

8) De nu nieuw geïntroduceerde Afstemmingsfactor **TF** verschaft informatie over hoe de transformator optimaal in een versterker ingezet kan worden. Tezamen met de Kwaliteitsfactor **QF** kan dan gemakkelijk de totale -3dB bandbreedte berekend worden.

9) De nu nieuw ingevoerde Afstemmingsdecadefactor **TDF**, die is afgeleid van de Afstemmingsfactor **TF**, levert het aantal frequentiedecades dat extra aan de Kwaliteitsdecadefactor **QDF** wordt toegevoegd ten gevolge van de gekozen afstemming.

10) De volledige -3dB bandbreedte wordt in de vorm van decades weergegeven door de Frequentiedecadefactor **FDF** die de som is van de Kwaliteitsdecadefactor **QDF** en de Afstemmingsdecadefactor **TDF**. De alhier besproken nieuwe ringkern uitgangstransformator is in staat om bijna 6 frequentiedecades te omvatten terwijl de afstemming dusdanig is dat doorschot (ringing) niet optreedt (dat gebeurt pas als  $Q > 0,7$ ).

## 7: MET DANK AAN

De voorbereiding en het schrijven van deze preprint is mede ondersteund en gesubsidiëerd door twee bedrijven: Amplimo b.v., Vossenbrinkweg 1, Delden, Nederland & Plitron Manufacturing Inc., #8 601 Magnetic Drive, Toronto, Ontario, Canada.

Amplimo levert de nieuwe *Vanderveen*® ringkern uitgangstransformatoren in de Benelux en Plitron levert daarbuiten.

Twee correctoren verdienen speciale dank omdat ze geholpen hebben in dit artikel oorspronkelijk in correct Engels te formuleren en daarnaast ook nog de nodige nuttige wenken en tips hebben verschaft: Phillip Mantica en James Hayward.

*Dit artikel is als appendix opgenomen in het Vanderveen buizenbouwboek 5-e druk, waarin nog veel meer wetenswaardigheden over buizenversterkers staan beschreven. Levering via Amplimo.*

## BETEKENIS DER TERMEN (GLOSSARY LIST)

|                       |                                                                                                                       |
|-----------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $a_2$                 | : omgekeerde van $Q$ [ ]                                                                                              |
| $\alpha$              | : verhouding van $Z_{ip}$ en $R_{aa}$ [ ]                                                                             |
| <b>B</b>              | : magnetische fluxdichtheid in de kern [T]                                                                            |
| $\beta$               | : belastingsverhouding; verhouding van $R_g$ en $R_{aa}$ [ ]                                                          |
| $C_{ip}$              | : inwendige primaire capaciteit van de transformator [F]                                                              |
| <b>FDF</b>            | : Frequentiedecadefactor = $^{10}\log(f_{-3H}/f_{-3L})$ [ ]                                                           |
| $f_{-3, Pnom}$        | : laagste frequentie waarbij de helft van $P_{nom}$ zonder kernverzadiging door de transformator verwerkt wordt       |
| $f_{-3H}$             | : hoogste -3dB frequentie van de doorlaatfunctie [Hz]                                                                 |
| $f_{-3L}$             | : laagste -3dB frequentie van de doorlaatfunctie [Hz]                                                                 |
| $f(a_2)$              | : -3dB vector-lengte functie van een 2-e orde laagdoorlaatfilter [ ]                                                  |
| $ff(a_2)$             | : eerste orde rechte lijn benadering van $f(a_2)$ voor $1 < a_2 < 2$ ; afwijking van $f(a_2)$ is kleiner dan 5 %. [ ] |
| <b>H</b> ( $\omega$ ) | : doorlaatfunctie van buizen plus transformator [ ]                                                                   |

|                         |                                                                                                                                |
|-------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>i</b>                | : wortel (-1)                                                                                                                  |
| <b>I<sub>los</sub></b>  | : vermogensverliesverhouding in transformator [ ]                                                                              |
| <b>I<sub>loss</sub></b> | : Insertieverlies van een transformator [dB]                                                                                   |
| <b>k</b>                | : transformator koppelfactor [ ]                                                                                               |
| <b>L<sub>p</sub></b>    | : zelfinductie van de primaire wikkeling [H]                                                                                   |
| <b>L<sub>sp</sub></b>   | : lekzelfinductie van de primaire wikkeling [H]                                                                                |
| <b>N<sub>p</sub></b>    | : aantal van de primaire windingen [ ]                                                                                         |
| <b>N<sub>s</sub></b>    | : aantal van de secundaire windingen [ ]                                                                                       |
| <b>P<sub>nom</sub></b>  | : nominaal vermogen van de transformator [W]                                                                                   |
| <b>Q</b>                | : Q-Factor van een 2-e orde laagdoorlaatfilter (=1/a <sub>2</sub> )                                                            |
| <b>QDF</b>              | : Kwaliteitsdecadefactor = $^{10}\log(QF)$ [ ]                                                                                 |
| <b>QF</b>               | : transformator Kwaliteitsfactor (=L <sub>p</sub> /L <sub>sp</sub> ) [ ]                                                       |
| <b>R<sub>aa</sub></b>   | : Primare impedantie van de transformator [Ohm]                                                                                |
| <b>R<sub>g</sub></b>    | : generatorweerstand = effectieve inwendige weerstand van de buizen die de transformator aansturen [Ohm]                       |
| <b>r<sub>i</sub></b>    | : inwendige weerstand van een buis in zijn werkpunt [Ohm]                                                                      |
| <b>R<sub>p</sub></b>    | : weerstand van de totale primaire wikkeling [Ohm]                                                                             |
| <b>R<sub>s</sub></b>    | : weerstand van de totale secundaire wikkeling [Ohm]                                                                           |
| <b>s</b>                | : steilheid van een buis [A/V]                                                                                                 |
| <b>T</b>                | : windingsverhouding van de uitgangstransformator [ ]                                                                          |
| <b>TDF</b>              | : Afstemmingsdecadefactor = $^{10}\log(TF)$ [ ]                                                                                |
| <b>TF</b>               | : Afstemmingsfactor van de secundair belaste transformator [ ]                                                                 |
| $\omega$                | : circulaire frequentie [Hz]                                                                                                   |
| $\omega_o$              | : specifieke circulaire frequentie van een 2-e orde laagdoorlaatfilter [Hz]                                                    |
| <b>Z<sub>ip</sub></b>   | : karakteristieke impedantie van de primaire zijde van de transformator tengevolge van L <sub>p</sub> en C <sub>ip</sub> [Ohm] |
| <b>Z<sub>i</sub></b>    | : secundaire belastingsimpedantie [Ohm]                                                                                        |
| <b>Z<sub>i,n</sub></b>  | : genormaliseerde secundaire belastingsimpedantie [ ]                                                                          |

## LITERATUURLIJST

- (1) : Jean Hiraga; Initiation aux Amplis a Tubes; 2-nd edition; Eyrolles; 61, bld Saint Germain, 75240 Paris, Cedex 05
- (2) : Glass Audio; Radio Amateur Publications, Inc.; 305 Union Street, Peterborough, NH 03458-0176
- (3) : Sound Practices; Box 19302, Alexandria VA 22320
- (4) : HiFi News & Record Review; June 1994
- (5) : Julius Futterman; An Output-Transformerless Power Amplifier; JAES; October 1954, Volume 2, number 4; pp.252-256
- (6) : Menno van der Veen; Het Vanderveen Buizen Bouwboek
- (7) : Dr. H. de Waard; Electronica; W. de Haan; Hilversum; vierde druk
- (8) : William M. Flanagan; Handbook of Transformer Design & Applications; McGraw-Hill, Inc.; ISBN 0-07-021291-0
- (9) : W. Marshall Leach, Jr.; The Differential Time-Delay Distortion and Differential Phase-Shift Distortion as Measures of Phase Linearity; JAES, Volume 37, number 9, September 1989; pp.709-715
- (10) : Michael S. LaFevre; The Core Issues; Understanding Output Transformers, Part 1 of a series; Sound Practices, Fall 1992; pp.22-24
- (11) : Bill Perkins; A Little Input on Audio-Output Transformers; Audio Note 2.1; Pearl, 2510-19 St.S.W., Calgary Alberta, Canada T2T 4X3.
- (12) : Reuben Lee, Leo Wilson, Charles E. Carter; Electronic Transformers and Circuits; third Edition; John Wiley & Sons; ISBN 0-471-81976-X
- (13) : R. zur Linde; Rohrenverstärker für Gitarren + Hi-Fi; Elektor Verlag GmbH; ISBN 3-921608-41-4