

NEW PUSH-PULL TUBE AMPLIFIERS

MENNO VAN DER VEEN, AES member

it. buro Vanderveen, The Netherlands fax: xx31-38-4533-178, e-mail. mennovdv@noord.barl.nl

INLEIDING

Met nieuw ontwerpwerk zoals de auteur hier presenteert, lijkt de toekomst van de buizen-versterkers, die rond het midden van de 20^{ste} eeuw hun hoogtepunt bereikten, verzekerd als we naar een nieuw millennium gaan.

De eerste buizenversterkers werden geconstrueerd met triodes, direct gekoppeld aan luidsprekers met hoge impedantie, met tussentraptransformatoren, maar zonder uitgangstransformatoren. De vraag naar meer uitgangsvermogen leidde tot parallelle triodes en triodes in push-pull-configuraties met gebalanceerde uitgangstransformatoren. Om het terugkeren van elektronen van anode naar het stuurrooster te beletten, was het schermrooster uitgevonden, resulterend in tetrode- en later pentodebuizen. De snel voortschrijdende buistechnologie maakte de krachtige triodes en pentodes mogelijk die resulteerden in versterkers met een groter uitgangsvermogen.

In de jaren veertig werden grote uitvindingen gedaan door Hafler, Keroes, Peter Walker, McIntosh en vele anderen, wat resulteerde in geavanceerde versterkers met een enorm uitgangsvermogen. Die dagen zagen de uitvinding van schermrooster feedback (ultralinaire configuratie) en **kathodefeedback (CFB)**, zoals nog steeds gebruikt in de beroemde versterkers van Audio Research) het licht. McIntosh verdient vooral een ereplaats met zijn beroemde *unity-coupled* versterkers, waarin hij een combinatie van kathode- en schermroosterfeedback gebruikte.

GESTANDAARDISEERDE ONTWERPEN

Na de jaren '50 nam de groei van nieuwe ideeën in buizenversterkerschakelingen af en werden gestandaardiseerde ontwerpen algemeen geaccepteerd, zoals de Lafayette 2 x EL84 (6BQ8) push-pull eindversterkers in pentode-modus met een vrij grote hoeveelheid algemene negatieve feedback en een 12 W vermogensbandbreedte van 20Hz-30kHz.

Dergelijke versterkers waren te vinden in de woonkamer van veel muzikliefhebbers en waren typerend voor muziekplezier met 33,3 rpm opnames op een draaitafel met een piëzo-element.

Dan stopte de uitvinding van de transistor en zijn snelgroeiende ontwikkeling in de jaren 60, bijna alle nieuwe buisideeën.

De output-transformatorloze (OTL) versterker werd nog geïntroduceerd en geproduceerd in zeer beperkte aantallen voor high-end muzikliefhebbers, hoewel deze nieuwe techniek, net als vele andere uitstekende ideeën, geen standaard werden.

Tegenwoordig wordt de buizenversterker in welke configuratie dan ook beschouwd als een muziekinstrument bij uitstek. De triode-versterker in single-ended (SE) -configuratie is zelfs het uiterste van hoogwaardige versterking en overtreft in hoge mate elk transistorversterkerontwerp.

Ik ben van plan dit artikel een logische gevolg te laten zijn van de fijne uitvindingen uit de jaren vijftig en ik zet deze gedachtegangen voort, door aan het einde van het millennium nieuwe ideeën te brengen.

OUD NIEUW DENKEN

Figuur 1 toont verschillende push-pull buizenversterkers (alleen de vermogensbuizen en de primaire wikkeling van de uitgangstransformator). De anodes zijn verbonden met de primaire wikkeling, de kathodes met massa (circuits 1, 2 en 3) en het midden van de primaire naar de HS-voeding.

Het stuurcircuit van de stuurroosters is niet weergegeven - ik ga uit van een perfecte aansturing. Wanneer de schermroosters op de hoogspanningsvoeding zijn aangesloten, hebt u een standaard push-pull pentode-versterker (**circuit 1**).

Met de schermroosters verbonden met de taps op de primaire (in het algemeen bij 33 of 40%) bevindt de versterker zich in een ultralineaire configuratie (**circuit 2**).

En wanneer u de schermroosters met hun anodes verbindt, gedragen de buizen zich als triodes en hebt u een push-pull triode-versterker (**circuit 3**).

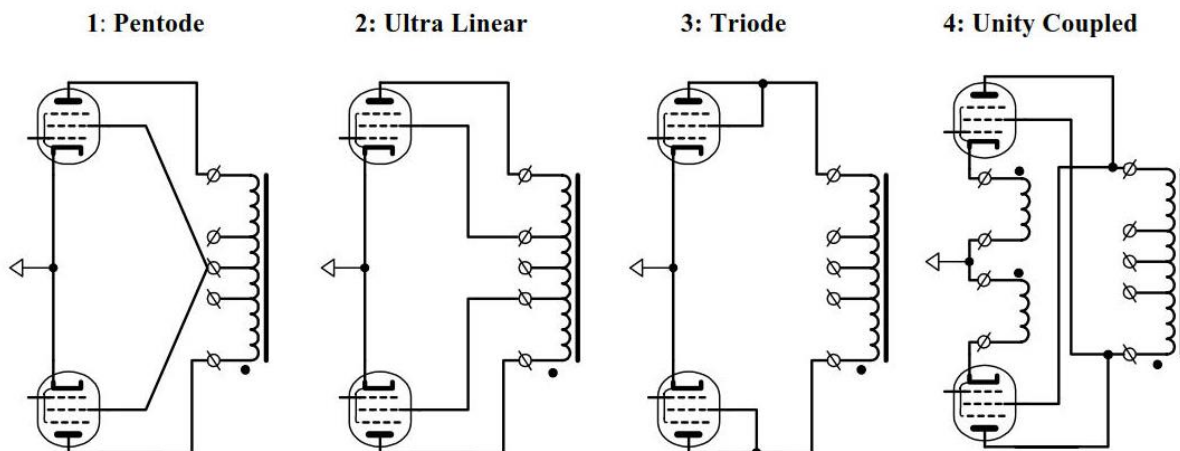
Gaande van de pentode via ultralineaire naar triode-modus neemt het uitgangsvermogen af, nemen de bandbreedte en de dempingsfactor toe en neemt de vervorming af (op voorwaarde dat de ruststromen van de buizen juist zijn ingesteld).

Deze eerste drie circuits zijn tegenwoordig standaard en geven uitstekende resultaten, zelfs in vergelijking met SE-ontwerpen. De essentiële manier van denken in deze eerste drie versterkers is gewoon een kwestie van plaatselijke negatieve feedback tussen de eindbuizen en de uitgangstransformator toe te passen.

Hoe meer negatieve feedback op de schermroosters, hoe beter de kwaliteiten van de versterker. Dit is lokale feedback in zijn puurste vorm.

Echter, van pentode naar triode gaan, betekent betere eigenschappen maar wel ten koste van het uitgangsvermogen. Bestaat er geen circuit of denkrichting die het uitgangsvermogen behoudt terwijl de dempingsfactor wordt verhoogd, evenals het frequentiebereik en de lineariteit?

Ja dat is er. In de circuits 1, 2 en 3 worden alleen de schermroosters gebruikt voor negatieve feedback. Waarom niet ook de kathodes (of de stuurroosters) van de vermogensbuizen gebruiken? McIntosh heeft aangetoond dat deze manier van denken succesvol is.



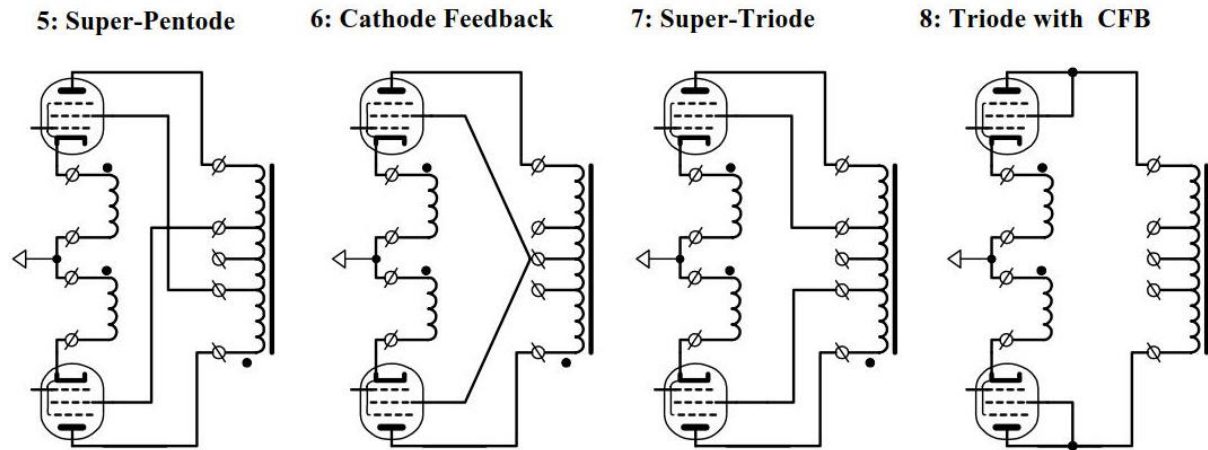


FIGURE 1: Eight push-pull amplifier circuits with combinations of negative and positive feedback.

VERDERE CONFIGURATIES

In **circuits 4-8** van **Fig. 1** zijn de kathoden verbonden met afzonderlijke CFB-windingen, waarvan de fases zodanig aangesloten zijn dat de kathodes negatieve terugkoppeling ontvangen.

Het enige verschil in versterkerschakelingen 4-8 is de manier waarop de schermroosters zijn verbonden met de uitgangstransformator.

In **circuit 5** zijn de schermroosters verbonden met taps aan de tegenovergestelde helften van de primaire winding, hetgeen resulteert in positieve terugkoppeling op de schermroosters. Met een zorgvuldige afweging van deze positieve roosterfeedback en de negatieve kathodefeedback, kunt u een ultramoderne versterker met een grote dempingsfactor bouwen. Deze nieuw uitgevonden versterker wordt de Super-Pentode[®] genoemd (later meer details).

Circuit 6 toont alleen CFB en de voordelen van deze schakeling zijn wereldwijd bekend.

Circuit 7 maakt gebruik van negatieve CFB in combinatie met negatieve scherm-grid terugkoppeling, resulterend in een groot uitgangsvermogen met een lineariteit en dempingsfactor die ver uitstijgt boven een standaard push-pull triode circuit. Dit circuit, ook nieuw uitgevonden, is de Super-Triode-versterker[®] genoemd.

Ten slotte toont **circuit 8** de combinatie van negatieve CFB en 100% negatieve schermroosterfeedback, wat zorgt voor push-pull triodegedrag met minder uitgangsvermogen maar extreem goede lineariteit en dempingsfactor.

Ik heb **circuit 4** niet besproken omdat het alleen stabiel is onder de speciale voorwaarden zoals opgesteld door McIntosh, met een lokale feedbackverhouding gelijk aan 1.

Voordat ik de kwaliteiten en toepassingen van Super-Pentodes en Super-Triodes nader behandel, zal ik enkele theoretische gedachten en meetresultaten bespreken.

THEORIEËN EN RESULTATEN

Dit artikel gaat over de praktische kant van het maken van nieuwe versterkers, met behulp van de nieuwe uitvindingen en nieuwe toroïdale uitgangstransformatortechnologieën. Nieuwe ideeën zijn echter altijd gebaseerd op concepten en theorieën.

Ik wil deze theorieën nu niet behandelen, maar verwijst naar de uitgebreide audio-engineering literatuur, waar alle theoretische concepten uitvoerig worden gedefinieerd en besproken.

Uit deze publicaties vat ik nu slechts drie fundamentele kwesties samen: uitgangsvermogen, pentodes versus tetrodes en de dempingsfactor.

Laten we eerst het beschikbare uitgangsvermogen per versterkerschakeling bekijken. Ik heb deze vermogens berekend en gemeten en de resultaten worden weergegeven in **tabel 1** met als uitgangstransformator een speciale VDV-2100-CFB / H toroïdale uitgangstransformator, verder een hoge voedingsspanning van 450 V (bij maximaal uitgangsvermogen) en een ruststroom van 45 mA per EL34 pentodebuis. Vooral opvallend is de grote uitgangsvermogenscapaciteit van de Super-Pentode (**circuit 5**), die een ongebruikelijke 80W levert met slechts twee EL34-buizen.

Ten tweede is het gebruik van echte pentodes, zoals de EL34, essentieel voor het bereiken van de grote uitgangsvermogens zoals getoond in **tabel 1**. Bij het herhalen van deze tests met Beam Power Tetrodes, zoals de SV6550C, blijft het maximale vermogen in de circuits 1, 5, 6 en 7 in de buurt van 60W.

Beïnvloeden pentodes anders dan Beam Power Tetrodes? Ja.

Echte pentodes maken een verschuiving van de buis-karakteristieke lijnen naar links mogelijk wanneer de scherm-grid terugkoppeling verandert, resulterend in grotere uitgangsvermogens. Beam power tetrodes laten dat niet toe, dus ze tonen niet de opmerkelijke 80W power zoals je die vindt met de EL34 buizen in circuit 5.

Beam Power Tetrodes hebben echter nog andere speciale voordelen die ik later zal bespreken.

Ten derde, aan de secundaire kant van de speciale VDV-2100-CFB / H uitgangstrafo, heb ik de dempingsfactor (DF) berekend. Hiermee bedoel ik de luidsprekerimpedantie (gestandaardiseerd voor nu tot 8 Q) gedeeld door de uitgangsimpedantie van de versterkerschakelingen, inclusief de interne weerstanden in de uitgangstransformator.

In **tabel 1** tonen de circuits 1 - 3 standaardresultaten. Het standaard push-pull pentode circuit (1) werkt bijna als een stroombron, met een zeer grote uitgangsimpedantie en dientengevolge een zeer kleine dempingsfactor.

Table 1

Amp (Figure 1 Circuits.)	1	2	3	4	5	6	7	8
Power - W	74	5.5	27	-	80	63	49	27
DF - 8/Zout	0.051	0.315	0.948	-	0.646	0.953	1.61	2.58

Vergelijk nu circuits 5, 6 en 7 met circuit 1, en je ziet dat de combinatie van schermrooster- en kathodefeedback een veel grotere dempingsfactor (en dus een veel beter gecontroleerde basrespons) oplevert, zonder vervelende algehele negatieve feedback van de output van de versterker naar input.

Ik concludeer dat vooral de nieuwe circuits 5 en 7 en de bekende schakeling 6 grote vermogensmogelijkheden bieden in combinatie met grote dempingsfactoren en, zoals ik later zal bespreken, een hoge mate van lineariteit. Het is nu aan jou om te profiteren van deze nieuwe circuits door deze versterkers zelf te bouwen en te testen.

Ik zal nu uitleggen hoe ze te bouwen.

BOUW VAN ACHT VERSTERKERS

Gelukkig is het heel eenvoudig om deze versterkerschakelingen te bouwen wanneer goede buizen en goede uitgangstransformatoren beschikbaar zijn.

In feite heb ik al dit onderzoek gedaan om een speciale serie nieuwe toroïdale uitgangstransformatoren te ontwerpen, de zogenaamde "specialist" -serie. **Figuur 2** toont het schema van de buizenversterker die ik voor alle tests heb gebruikt. **Afbeelding 3** toont de voeding (de voedingstransformator voor 120V-netspanning is verkrijgbaar bij Plitron, # 754709).

Figuur 4 geeft de nummering en de kleuren van de draden van de toroïdale uitgangstransformator en hun posities.

Tabel 2 laat zien hoe de OPT op de buizenversterker wordt aangesloten om alle circuits te verkrijgen die worden getoond in **Fig. 1**.

In elke versterker is de anode A1 van de bovenste buis B3 verbonden met het bovenste tap 5 (geel) van de uitgangstransformator. Dit wordt aangegeven in de eerste rij van **tabel 2**.

In elke versterker is de anode A2 van de onderste buis B4 verbonden met de onderste tap 1 (groen) van de uitgangstransformator. Dit wordt aangegeven in de onderste rij van **tabel 2**.

Table 2

Circuit (Figure 1)		1	2	3	4	5	6	7	8
		Amplifier-Output connections to the OPT wires.							
Amplifier Outputs	A1	5	5	5	-	5	5	5	5
	SG1	V1	4	5	-	2	V1	4	5
	K1	7	7	7	-	6	6	6	6
	K2	8	8	8	-	9	9	9	9
	SG2	V1	2	1	-	4	V1	2	1
	A2	1	1	1	-	1	1	1	1

Nu, voor de versterkers 1, 2 en 3 is de kathode K1 verbonden met uitgangstap 7 en via weerstand R21 (10 Ω) met aarde. Kathode K2 is verbonden met tap 8 en via weerstand R22 (10 Ω) met aarde (zie de derde en vierde rij in **tabel 2**). Weerstanden R21 en R22 maken eenvoudige meting van de ruststroom mogelijk.

In versterkers 5-8 worden de CFB-wikkelingen gebruikt. Hun kathode K1 is verbonden met tap 6 (oranje) en kathode K2 met tap 9 (violet). Nu worden de twee kathodewindingen gebruikt, terwijl de weerstanden R21 en R22 ook werken, waardoor u de ruststromen kunt meten.

Alle kathodewikkeling-taps bevinden zich op de 60 uurpositie onderaan de OPT (**figuur 4**).

Wat de schermroosters betreft, is in versterker 1 het schermrooster SG1 van de bovenste buis rechtstreeks verbonden met de hoogspanningsvoeding V1, evenals het andere onderste schermrooster SG2. Voor versterker 2 is een ultralineaire tap nodig, aangegeven door SG1 = tap 4 (violet op 12 uur) en SG2 = tap 2 (bruin op 12 uur). Vergelijk dit met versterker 7.

Het enige verschil is dat versterker 7 ook CFB gebruikt. Versterker 3 heeft een triode-aansluiting nodig, wat betekent dat A1 = SG1 = tap 5 en A2 = SG2 = tap 1 (vergelijk met versterker 8, waar extra CFB wordt gebruikt) enzovoort.

HET VERSTERKERSCHAKELING

Een korte uitleg van de schakeling in **Fig. 2** zou de bouw van deze speciale versterker kunnen ondersteunen.

Buis B1a levert voorversterking en B1b functioneert als een fasesplitter. In de anodesectie van de fasesplitser maakt een variabele weerstand P1 het mogelijk om de gelijkheid van de uitgangsspanningen (bij C1 en C2) van de fasesplitser bij te regelen. Er volgt een extra versterkertrap (B2) met grote uitgangsspanning en stuurvermogen. De ruststromen van de vermogensbuizen B3 en B4 (EL34 of SV6550C) worden ingesteld met trimspots P2 en P3. De ruststroom wordt gemeten over R21 en R22 (**figuur 4**). Ik zal een voorbeeld geven van hoe de ruststroom gedefinieerd moet worden. Stel dat u twee EL34-vermogensbuizen gebruikt. De hoogspanningsvoeding zal ergens tussen 460 en 470 V liggen en de maximale anodedissipatie van een EL34 is 25W. De maximaal toegestane ruststroom per buis is dan $25/470 = 53\text{mA}$. Een veilige ruststroomwaarde is dan 45 mA per buis. Deze stroom vloeit door R21 (buis B3) en R22 (buis B4) (**figuur 4**). Daarom moet een spanning van $0.045 \times 10 = 0.45\text{V}$ verschijnen over R21 respectievelijk R22.

Je kunt deze spanning eenvoudig meten met een DC voltmeter tijdens het afstemmen van de ruststroom met P2 en P3 totdat deze 0,45V wordt gemeten over R21 en R22. Ik raad aan om een trimpotversie met tien slagen te gebruiken voor P2 en P3, voor een nauwkeurige afregeling.

Het enige wat verandert als u deze versterker met SV6550C gebruikt, is dat u de ruststroom anders moet instellen. De maximale anodedissipatie van de SV6550C is 35W, waardoor een maximale ruststroom van $35/470 = 75\text{mA}$ per buis mogelijk is. Een waarde van 45 mA is een veilige waarde, maar het maximum van 75 mA heeft sterk de voorkeur.

En waarom zou u overwegen om een dergelijke grote ruststroom te kiezen en bijgevolg de levensduur van de buis te verkorten? De eenvoudige reden is dat de geluidskwaliteit verbazingwekkend schoon en stabiel is in vergelijking met lagere ruststroom-instellingen. De kortere levensduur van de buis (ongeveer 1600 - 2000 uur in vergelijking met 6000 uur bij 45 mA) kan een zeer acceptabele opoffering zijn.

De keuze is aan jou.

U moet een andere speciale keuze behandelen. In **Fig. 2** kijk naar C1 en R7 (hetzelfde voor C2 en R9). Deze componenten vormen een hoogdoorlaatfiltersectie met een 3dB-hoekfrequentie bij 10,6 Hz. Dit combineert zeer goed met het lage frequentiegedrag van de uitgangstransformator, waardoor deze niet wordt overbelast. Sommigen beweren echter dat hierdoor een extra grote afkapping in de lage frequentie ontstaat. Juist, en als je daar gevoelig voor bent, zou je kunnen overwegen R7 en R9 de waarde van 470kΩ te geven, waardoor de 3dB-kantelfrequentie wordt verlaagd naar 2,3Hz.

In dat geval moet u echter zeker niet proberen extra algehele negatieve feedback van de luidsprekers uit te voeren via een feedbackweerstand naar de feedbackingang bovenaan R2. Dan zal zeker "motorboating" (laagfrequente oscillatie) optreden. Gebruik in dat geval de waarden zoals weergegeven in **Fig. 2**.

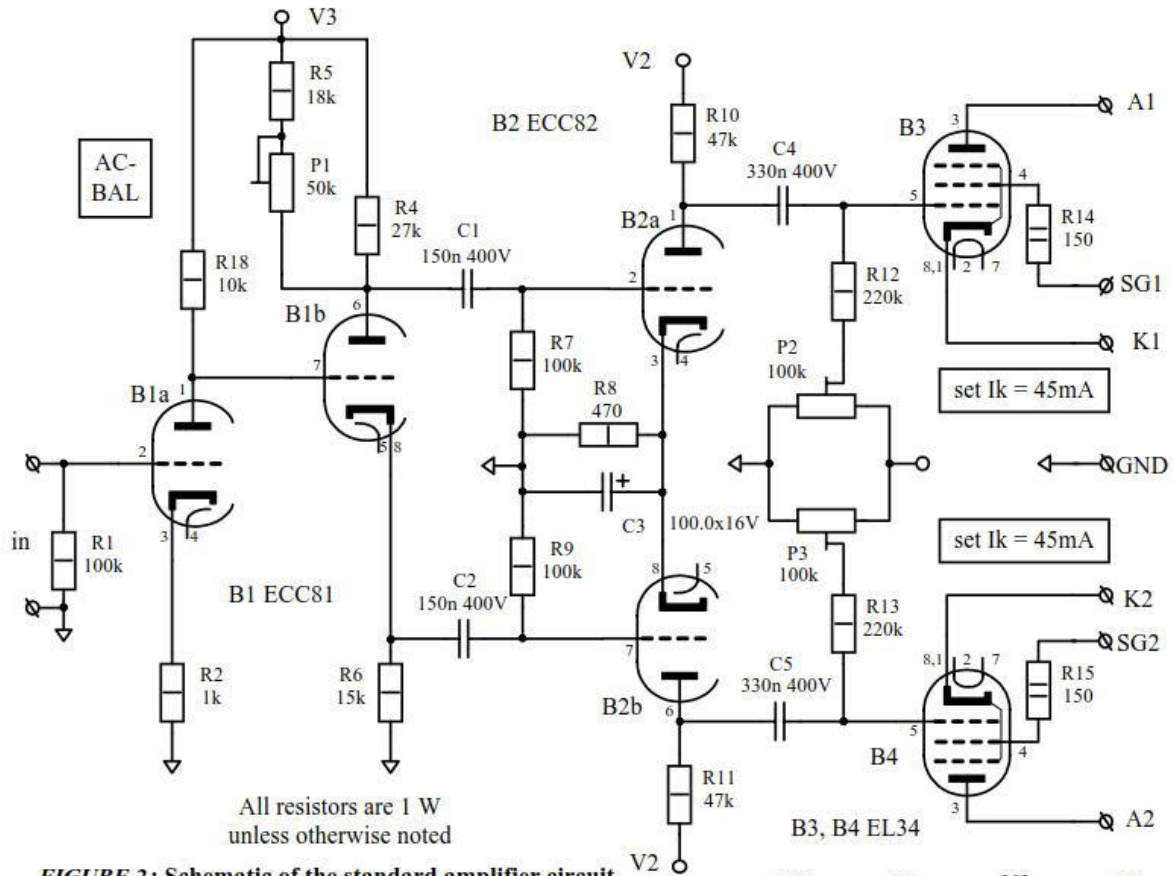


FIGURE 2: Schematic of the standard amplifier circuit.

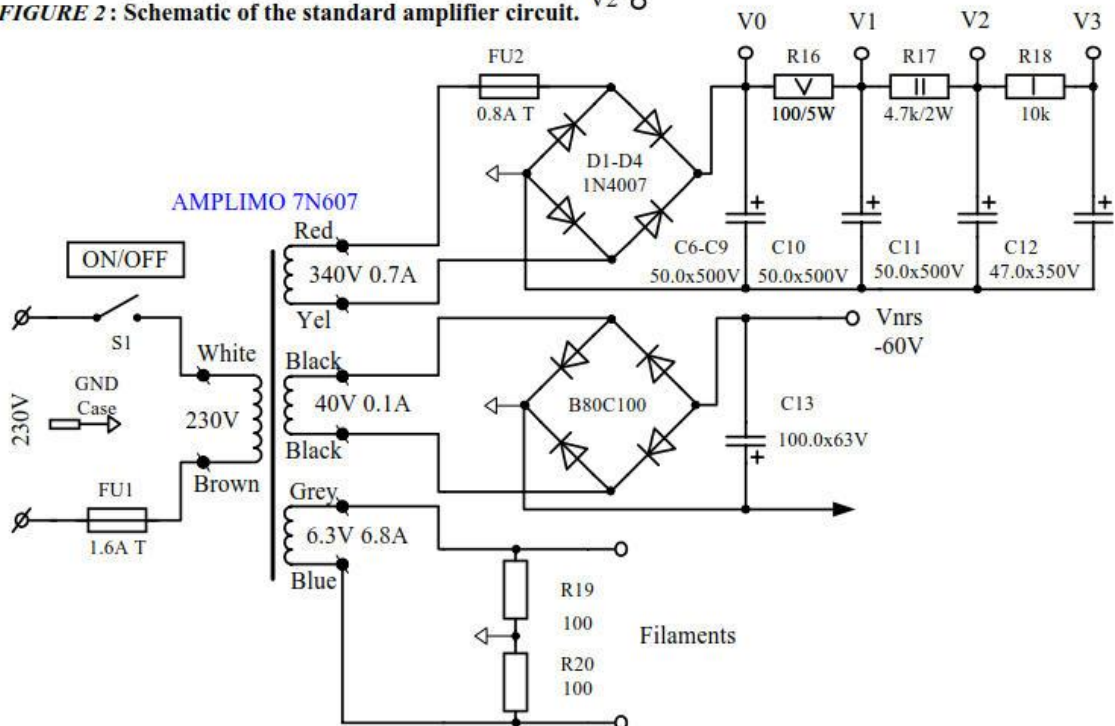


FIGURE 3: The power-supply circuit for the standard amplifier.

Om makkelijk te kunnen experimenteren heb ik deze versterker zonder printen geconstrueerd in een 19-inch chassis, met transformators en buizen bovenop en de componenten aan de binnenkant hardwarematig bedraad. Ik laat dit allemaal over aan de deskundige DIYer.

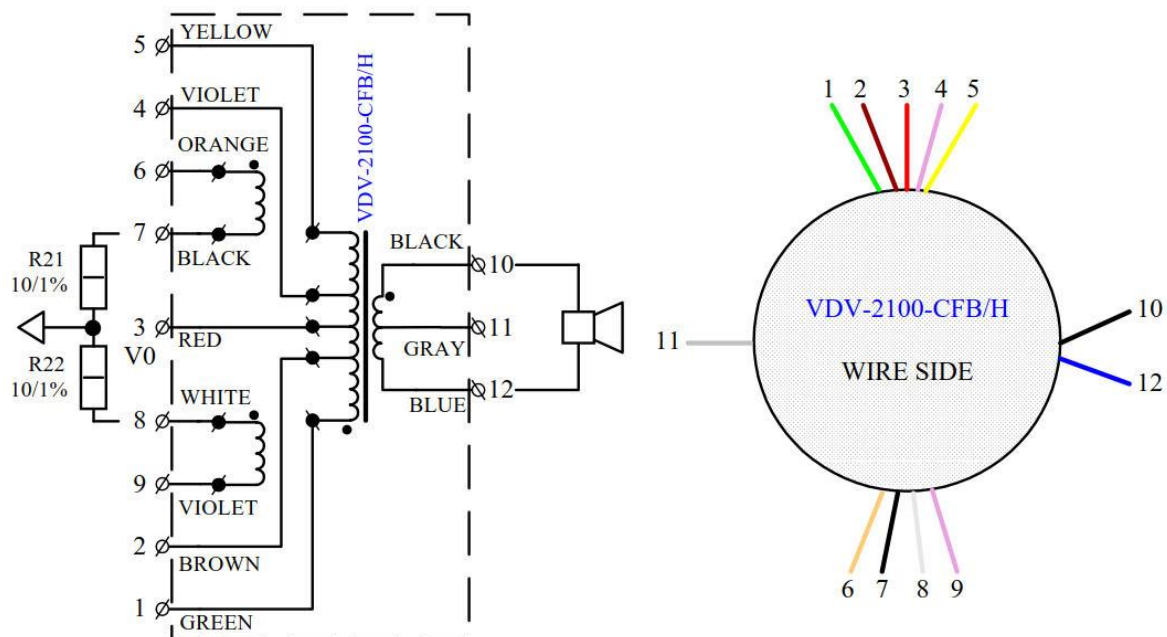


FIGURE 4: The colors and wire numbering of the specialist OPT.

TESTS VOOR EEN OPTIMALE AFREGELING

Er bestaan twee eenvoudige tests voor het correct afstemmen van de fasesplittersbalans en de gelijkheid van de ruststromen. Beginnend met de laatste, stel dat je de ruststromen bijna hebt ingesteld op hun voorgeschreven waarden.

Sluit nu de ingang van de versterker kort, sluit een luidspreker aan en luister naar het brommen van de versterker met je oor heel dicht bij de luidspreker. Om dit brommen te verminderen, draait u alleen P3, totdat de brom minimaal is. Wanneer u na deze luistertest beide ruststromen meet, merkt u mogelijk een klein verschil. Deze vrijwel gelijke stromen in combinatie met hun ook bijna gelijke magnetische invloed in de kern van de OPT zijn nu echter optimaal gebalanceerd, zoals blijkt uit het lage niveau van brom in de luidspreker.

Het trimmen met P1 voor de juiste balans van de uitgangssignalen van de fasesplitser is ook heel eenvoudig. U hebt een 100 of 120 Hz blokgolfoscillator, een oscilloscoop en een geschikte dummy-belasting ($8\ \Omega$) nodig die op de uitgang van de versterker is aangesloten en de luidspreker vervangt. Verbind de blokgolfoscillator met de ingang met de volumeregelaar ingesteld op zijn minimum. Verbind de oscilloscoop met de uitgang van de versterker (over de dummy-belasting).

Draai nu langzaam het volume van de blokgolf omhoog. Dicht bij het maximale uitgangsvermogen van de versterker, zult u zien (en horen) dat de opgaande en neergaande flanken van de blokgolf *overshoots* zullen ontwikkelen. Draai nu aan P1 totdat de *overshoots* verdwijnen.

Zo eenvoudig is het om push-pull versterkers te balanceren voor minimale harmonische vervorming.

SUBJECTIEVE BEOORDELING

Ik gebruikte de EL34-buizen voor mijn onderzoek, omdat echte pentodes essentieel waren voor die resultaten. Voor mijn luistertests en subjectieve evaluatie, geef ik echter sterk de voorkeur aan de SV6550C, met een maximaal uitgangsvermogen van bijna 60 W bij een ruststroom van 75 mA per buis. Ik weet dat de levensduur van de buizen daardoor wordt verkort, maar de geluidskwaliteit is verbazingwekkend superieur in vergelijking met lagere stroominstellingen, dus ik geef niet om de kortere levensduur van de buis.

Ik zal nu de twee nieuwe **circuits, 5 en 7**, in detail bespreken.

In de Super-Pentode (**circuit 5**) zijn de dynamische kracht en de geluidsdruk indrukwekkend, waardoor er veel drive is voor het geluid en er een zeer acceptabele open klankbeeld is. Het vertoont een goede bascontrole, is zeer geschikt voor dynamische grootvermogenoepassingen zoals bij muziekinstrumenten, en het gedraagt zich veel beter (wat bascontrole en lagere vervorming betreft) dan de standaard pentodeconfiguratie van **circuit 1**.

Circuit 7 is echter de absolute winnaar!

Met het Super-Triode-circuit luister ik naar een nieuwe generatie push-pull-buisversterking. De details en ruimtelijkheid zijn extreem schoon, snel, open en goed gecontroleerd, en alles is te horen in een gedetailleerd en groot geluidsbeeld, waar je duidelijk een speld hoort vallen. De bascontrole is extreem strak en krachtig.

Metingen toonden zeer lage harmonische en intermodulatie vervormingen. Dit, in combinatie met de grotere dempingsfactor ($DF = 2,5$ met SV6550C bij 75mA), verklaart de waargenomen zuivere geluidskwaliteit. Probeer het, je zult ook verbaasd zijn.

Om al deze goede eigenschappen uit te leggen, wil ik een nieuwe grootheid introduceren: de **Dynamic Damping Factor Distortion (DDFD)**. Zoals u weet, combineert de uitgangstransformator in een push-pull-versterker de stromen van de twee vermogensbuizen tot één effectieve stroom. Je komt de laagste vervorming tegen wanneer de eigenschappen van de gecombineerde buizen nieuwe gelijklopende rechte lijnen opleveren. De dempingsfactor van de versterker is in feite de helling van die lijnen.

De lijnen kunnen echter op gelijke afstand liggen bij het overschrijden van de laadlijn van de primaire van de OPT, maar hebben nog steeds verschillende hellingen, wat aangeeft dat de dempingsfactor zal veranderen met de hoeveelheid uitgangsvermogen. Berekeningen tonen aan dat deze hellingen sterk afhankelijk zijn van de waarde van de ruststroom. **Hoe groter deze stroom, hoe gelijkjer de hellingen.**

Dit betekent dat bij grotere ruststromen de dempingsfactor constanter zal zijn. Dientengevolge zal de "vervorming" in de uitgangsspanning als gevolg van de variabele uitgangsimpedantie van de versterker nu minimaal zijn.

Dit theoretische concept van de DDFD legt duidelijk uit waarom grote ruststromen superieur klinken in vergelijking met kleine. De uitgangsimpedantie van de versterker zal dan constant zijn en een constante regeling geven aan de beweging van de luidsprekerconus bij alle uitgangsvermogensniveaus. Een zeer snel reagerende versterker is het goede resultaat. Dit verklaart mijn subjectieve voorkeur voor ruststroomniveaus van 75 mA met de SV6550C-buizen.

De OPT kiezen

Sommige opmerkingen kunnen nuttig zijn bij het selecteren van de optimale toroïdale "specialist" OPT. De hier besproken versterkers worden optimaal belast wanneer de primaire impedantie van de OPT dichtbij 3,3 kΩ ligt.

Mijn nieuwe "specialistische" toroïdale transformatoren bieden de keuze tussen twee primaire impedanties (2 of 4kΩ), terwijl de secundaire impedantie 50 is.

Welk type is het meest geschikt voor deze toepassing?

Stel dat u de VDV-2100-CFB of de VDV-2100-CFB / H selecteert. Ze verschillen alleen in maximaal laagfrequent vermogen (respectievelijk 100W en 70W). Om deze transformatoren een primaire impedantie van 3,3kΩ te geven, laadt u ze aan de secundaire kant met een luidspreker van 8Ω. Wanneer u de VDV-4070-CFB (70W) selecteert, met zijn primaire impedantie van 4kΩ, moet u een 4Ω-luidspreker aansluiten op de secundaire om een primaire impedantie van 3,3 kΩ te krijgen. Dit betekent dat de keuze tussen de verschillende OPT's wordt bepaald door de impedantie van de luidspreker die u wilt gebruiken.

Ik heb alle metingen uitgevoerd met de 2100-CFB / H, secundair belast met 8Ω met de EL34-pentodes. Al mijn subjectieve evaluaties werden gedaan met de 4070-CFB en SV6550C tetrodes, resulterend in een dempingsfactor van 2,5 in circuit 7 bij 75mA ruststroom en een effectieve 3dB vermogensbandbreedte van 14Hz - 100kHz zonder eventuele algemene negatieve feedback.

Daarom zou mijn advies zijn om de 4070-versie te selecteren met twee eindbuizen maar bij gebruik van vier eindbuizen (twee-bij-twee parallelle) de 2100-versie te selecteren.

Dan zullen ze optimaal aangepast zijn aan een algemeen aanvaardbare luidsprekerbelasting van 4Ω, en zo was ik van plan deze nieuwe 'specialistische' toroïdale transformatoren toe te passen.

De namen Super-Pentode en Super-Triode zijn geregistreerd door de auteur en onderworpen aan de Europese Unie en internationale auteursrechtwetten.

Vergunningaanvragen betreffende reproductie en productie voor handelsverkoop moeten worden gericht aan Menno van der Veen: e-mail: <mailto:mmennovdv@noord.bart.nl>