

De "Mu Stage" Filosofie

[Alan Kimmel](#)

"Mu-mode" versterkingstrappen zijn op zich niets nieuws. Wat wel relatief uniek is, is het gebruik van een penthode kathodevolger (CF) of MOSFET bronvolger (SF) aan de bovenkant van een hele serie versterkingstrappen van versterkers. Het doel van het bovenaan hebben van een penthode CF (in plaats van een triode CF) is niet om betere waardes te krijgen (door gebruik te maken van een penthode CF of een MOSFET SF kunnen betere waardes behaald worden), maar meer om een betere geluidskwaliteit te bereiken door de onderste buis (een triode voltageversterker) de hoogst mogelijke load te geven, zoals uitgelegd wordt in dit Mu Stage artikel. Indien de onderste buis wordt geladen met de hoogst haalbare impedantie, dan zal de onderste buis een maximale sonische vrijheid hebben om te doen en laten wat hij wil, maar wel heel subtiel. D.w.z. dat elke nuance, elk detail van de muziek heel precies wordt weergegeven.

Indien gebruikt als stroomversterker i.p.v. voltageversterker, d.w.z: indien gebruikt als CF's en SF's, worden penthodes en MOSFETs zeer accuraat. De Transconductance (gm) van een penthodetrapp blijft relatief constant, ondanks variaties in het anode & kathode voltage. Dit is zeer gewenst voor een CF en draagt bij tot de excellente sonische precisie van de penthode CF. Een power MOSFET onderhoudt zelfs een meer constante gm, wat dezelfde bijdrage geeft aan de MOSFET SF.

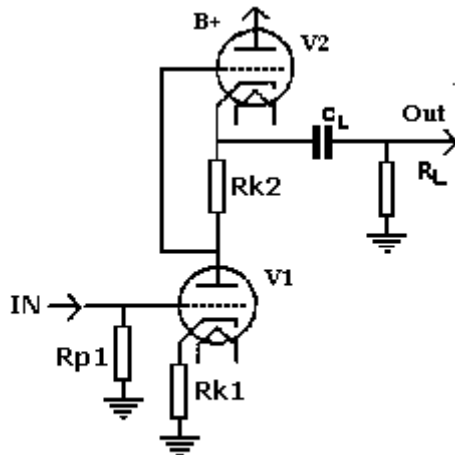
Indien de bovenste schakeling een MOSFET SF is, zijn er extra belangrijke parameters die sterk verbeterd zijn, zoals de "Z-out" en de "maximum voltage swing". (plus natuurlijk het voordeel van het ontbreken van een filament voor de bovenste schakeling)

Een ander voordeel is de "Power Supply Rejection" (PSR), wat een optie van het circuit is, om niet beïnvloed te worden door noise- en voltagevariaties. PSR werkt erg goed met een penthode CF en zelfs nog beter met een MOSFET SF. Dit is erg handig bij het gebruik van een niet gestabiliseerde voeding. De PSR van een MOSFET is zo goed, dat het enige voordeel van het stabiliseren van de voeding zou zijn, dat andere circuits gebruik kunnen maken van dezelfde voeding.

In het hoog gewaardeerde Valley and Wallman boek: *Vacuum Tube Amplifiers*, wordt gesteld dat de penthode CF's een goede lineariteit hebben. Dit is bevestigd door metingen en luistertests. De MOSFET SF heeft tevens bewezen een heel accurate volger te zijn. Dit zijn de redenen waarom we penthode CF's en MOSFET SF's gebruiken in onze Mu Stages.

Triodes kunnen beschouwd worden als de meest accurate voltageversterkers en in het bijzonder wanneer ze geladen zijn met de hoogst mogelijke impedantie. Penthodes en MOSFETs kunnen aangemerkt worden als de beste stroomversterkers. Het toepassen van componenten op de plaats waar ze hun werk het beste doen, resulteert in excellente sonische precisie!

Sinds ik voor het eerst hoorde van het bestaan van zo'n circuit, ben ik geïnteresseerd in audio versterkingstrappen die een actieve anode weerstand hebben. Ik wist meteen dat het om iets bijzonders ging. Over de jaren heen heb ik mij bezig gehouden met het optimaliseren van dit type circuit en dit artikel is een weergave van de vele dingen die ik sindsdien geleerd heb.



Figuur-1: TTSRPP

Het eenvoudigste voorbeeld van een trap met een actieve anode weerstand, is het bekende circuit in figuur 1. Dit circuit heeft namen gekregen als: TTSRPP (two-tube series amplifier) en SRPP (shunt-regulated push-pull). V1 en V2 zijn identieke types en Rk1 en Rk2 hebben dezelfde waarde om het "rust" anode voltage van V1 op ongeveer het halve B+ voltage te houden. V1 is de voltageversterker en V2 functioneert als de "actieve anode weerstand" voor V1, door het waar kunnen nemen van de "voltage drop" over Rk2.

Indien het inputsignaal naar V1's grid positief wordt, neemt de geleiding van V1 toe en de "voltage drop" over Rk2 neemt toe, wat resulteert in het afnemen van de geleiding van V2. Indien het inputsignaal naar V1's grid negatief wordt, neemt de geleiding van V1 af en de "voltage drop" over Rk2 neemt af, wat resulteert in een toenemende geleiding van V2.

Door de bank genomen, probeert dit circuit een netto stroomvariatie te onderhouden van nul, een staat die ook wel bekend staat als een constante stroom (*constant current*).

Is het een C.C.S?

Waarom zouden we eigenlijk zo'n constante stroom willen hebben? Oude elektronica tekstboeken beweren dat: *"hoe hoger de load impedantie van een toonversterkende trap is, hoe meer lineair die versterkingstrap zal zijn"*. Goed dan.... de ideale load impedantie voor een triode zal ondefinieerbaar hoog zijn. Een open circuit is oneindig hoog. Maar we kunnen geen open circuit gebruiken voor onze triode anode weerstand, omdat een triode niet kan werken als hij totaal geen stroom tot zijn beschikking heeft.

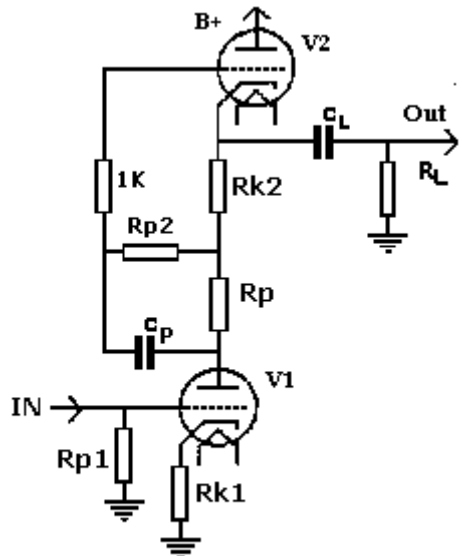
We zitten nu met een dilemma. Wat we nodig hebben is een anode weerstand die V1 kan voeden met de stroom die het nodig heeft en (idealiter) op hetzelfde moment een impedantie produceert van een open circuit. Het toeval wil dat de ideale constante stroombron een oneindige impedantie heeft.

Dat is de reden dat wij onze triode V1 willen voeden met een stroom die zo constant mogelijk is. Op die manier krijgt V1 de stroom die hij nodig heeft en ziet op hetzelfde moment de hoogst mogelijke impedantie. Als V1 de hoogst mogelijk impedantie ziet, kan het op de meest lineaire manier werken.

In het verleden heeft minstens één welbekende fabrikant geclaimd, dat V2 (figuur 1) een constante stroombron is (CCS), maar de vraag is: is het werkelijk een CCS? Een eenvoudige manier om een trap te testen op constante stroomwerking is, om tijdelijk

een kleine 100uF Elco over Rk1 te plaatsen. Indien V2 een echte CCS is, zal er weinig of geen verandering optreden in de versterking. Als we dit zouden proberen binnen figuur 1, dan zou V2 zakken voor de test. Hij is zelfs bij benadering niet constant. In het beste geval zou V2 "semi-constant" kunnen zijn.

Voltage Swings



Figuur-2: Mu follower

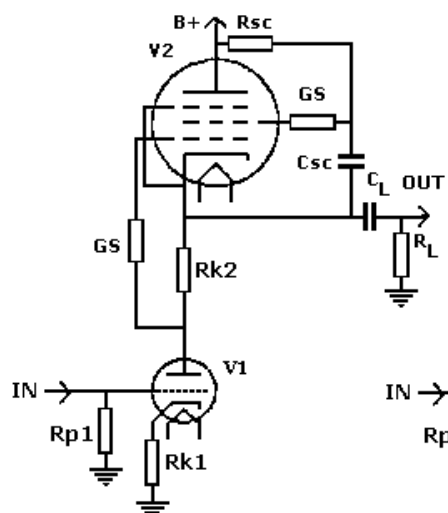
De reden dat V2 geen constante stroom kan leveren is omdat het niet genoeg versterking heeft om adequaat te reageren op kleine voltage swings die optreden over Rk2. Er zijn 2 mogelijkheden om dit probleem op te lossen: (a) voeg een grote weerstand toe in serie met Rk2 om V2 te voorzien van meer signaal -of- (b) verhoog de versterking van V2 op een drastische manier.

Met de eerste oplossing komen we uit op een ander circuit wat bekend is bij de lezers van GA als de zogenaamde "MuFollower" (figuur 2) Opnieuw zijn V1 en V2 identiek en Rk1 en Rk2 hebben dezelfde waarde, wat resulteert in dezelfde hoeveelheid voltage die gedropped wordt over beide buizen. Weerstand RP is veel groter dan Rk2 en is nu in serie met Rk2, hieruit volgt dat V2

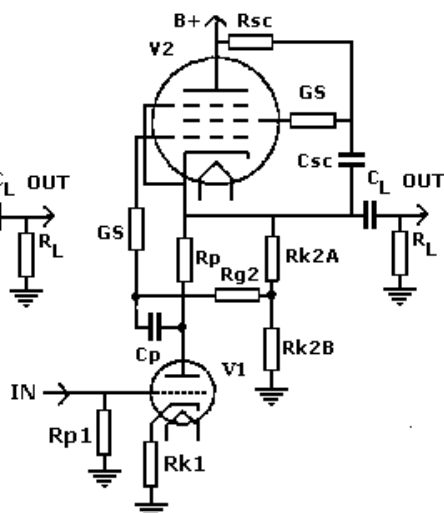
een veel groter signaal ziet dan het kon binnen de TTSA/SRPP trap. De Mu-Follower is een echte stap voorwaarts. Het benadert een echte constante stroomwerking en het is een grote verbetering t.o.v. het circuit uit figuur 1.

Figuur 2, aan de andere kant, heeft een aantal belangrijke beperkingen. Ten gevolge van het relatief hoge DC voltage dat gedropped wordt over Rp, is figuur-2's maximum output voltage swing beperkt. Dit mag misschien geen probleem zijn in apparaten zoals voorversterkers waar signalen nooit erg groot zijn, maar als het toegepast wordt in situaties waar grote voltage swings (zoals bij eindversterkers) voorkomen, zitten we in de problemen. Ongeveer de enige manier om de output voltage swing van figuur 2 te verhogen is het toepassen van een hoger B+ voltage

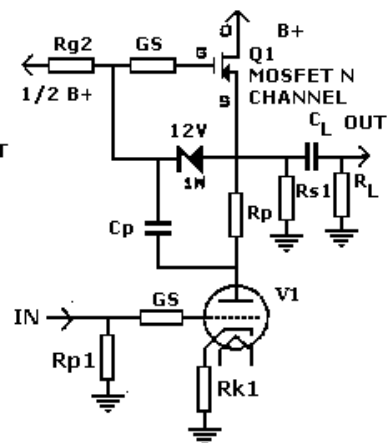
De tweede oplossing waaraan hierboven gerefereerd werd, is eenvoudig te bewerkstelligen door voor V2 een penthode toe te passen (figuur 3) Nu heeft V2 voldoende versterking om adequaat te reageren op kleine signalen die voorkomen over Rk2 en is er geen grote Rp weerstand die zorgt voor het droppen van een grote hoeveelheid DC voltage. In dit circuit zullen Rk1 en Rk2 waarschijnlijk niet dezelfde waarde hebben. Je kunt figuur 3 beschouwen als een aangepaste TSA/SRPP, waarbij de bovenste buis vervangen is door een penthode. Anders dan de "all-triode TTSA/SRPP" van figuur 1, benadert dit circuit (figuur 3) een echte constante stroomwerking. Als je een triode-enthousiast bent, draai mij dan nu niet weg. In alle circuits binnen dit artikel, wordt voor V1 (de voltageversterker) een triode gebruikt.



Figuur-3: Gemodificeerde TTSA/SRPP



Figuur-4: De Mu Stage



Figuur-5: Hybride Mu Stage

Penthode mogelijkheden

Al mijn ontwerpen/schema's bevatten grid stopper weerstanden (GS) in serie met elke grid, te beginnen met figuur 3. Het is aan te bevelen om GS weerstanden te gebruiken in alle aanwezige audio-circuits om aanwezige fluctuaties te onderdrukken. Een waarde van 150R op een lijnversterker- en driver-buizen geven goede resultaten.

Hoewel het geen nieuw idee is, wordt het gebruik van een penthode voor de bovenste buis op grote schaal genegeerd. Maar ik vind dat het juist een buitengewoon resultaat geeft. Indien op de juiste manier gebruikt, zijn penthodes in staat tot een extreem transparante geluidsreproductie. In de Futterman versterkers worden niets anders dan penthodes gebruikt.

Het circuit van V2 in figuur 3 zal er voor sommige lezers bekend uitzien. Het is eerder gebruikt met power penthodes bij het maken van "single-ended push/pull" power output trappen. Voor zover ik weet, heeft nog nooit iemand deze techniek toegepast met voorversterkers, lijnversterkers of driver wbc circuits. Het toepassen ervan zal vast en zeker leiden tot excellente performance. Ik denk dat je meer voordelen zult behalen bij het toepassen van deze techniek in voorversterkers, lijnversterkers of driver buizencircuits dan bij het toepassen ervan in een power output trap.

Zijn CFS's matig?

Maar we moeten niet te lang stilstaan bij figuur 3. Zoals je kunt zien in figuur 4, is er nog veel meer te verbeteren en dit is het circuit waar het eigenlijk allemaal om draait in dit artikel. Het is mogelijk om de versterking van figuur 4 dichter bij de Mu van V1 brengen, dan in elk voorgaand circuit mogelijk was. Dit geeft aan, dat V1 een meer constante stroom krijgt.

Ook heeft het circuit van figuur 4 een lagere output impedantie dan elk voorgaand circuit, aangezien V2 nu beschikt over een aparte kathodeweerstand (Rk2a + Rk2b, of simpel Rk2) naar massa. Het is mogelijk om een aan massa liggende kathodeweerstand toe te voegen aan V2 in Figuur 3, maar figuur 4 is nog steeds beter, omdat figuur 4 beschikt over de weerstand Rp. Maar in dit geval kan Rp een veel lagere waarde hebben dan in figuur 2. Een reden voor het opnemen van Rp in figuur

4 is, dat V2 een iets groter signaal kan ontvangen dan de V2 van figuur 3. Naast het feit dat het meehelpt de output impedantie te reduceren, helpt het bij het voorzien in de meest constante stroom. Aan de andere kant willen we de waarde van R_p niet te groot maken, omdat we niet willen dat er teveel DC voltage gedropped wordt over R_p , wat de output voltage swing zou beperken. V2 is een kathodevolger (CF)

Een van de laatste trends is het bekritisieren van CF's, maar sommige van de beste high-end audio apparatuurfabrikanten maken gebruik van CF's. Een goed ontworpen CF is in staat tot uitstekende prestaties. Een kathodevolger is geen voltageversterker. Echter, hij kan wel beschouwd worden als een stroomversterker, die een erg hoge input impedantie heeft. Met de term "stroomversterker" bedoel ik dat de CF in staat is tot het leveren van een grote hoeveelheid stroom naar de load.

De Tri-Pent Mu

Nu ik aan het praten ben over kathodevolgers, geloof ik dat penthode CF's serieuze aandacht verdienen. Een penthode CF heeft verschillende voordelen boven triode CF's, waarin begrepen: een lagere input capaciteit, een grotere voltage swing, een lagere output impedantie en een lagere afzwakking. Ik denk dat penthodes beter op zijn plaats zijn voor CF-service, dan voor willekeurig elk ander doel.

Hoewel penthodes de beste CF's maken, moet de onderste buis (V1) een triode zijn, omdat een triode op een constante stroom toestaat, dat hij maximale lineariteit bereikt. Als je van V1 een penthode maakt, krijg je een excessief hoge voltage versterking. Als iemand het idee krijgt om dit uit te buiten en toe te passen voor een Phono-versterker, houdt in gedachten dat een voorversterker minder lineair mag zijn indien hij werkt met een constante stroom. Gebruik voor de beste resultaten voor V1 een triode en voor V2 een penthode.

Bij gebrek aan een betere naam, noem ik figuur 4 een "Mu Stage" omdat zijn versterking is erg dicht bij de mu van V1 zit. Een simpele definitie van mu is: de voltageversterking die een buis heeft als hij werkzaam is op basis van een constante stroom.

De Mu Stage gebruikt bootstrapping om een constante stroom te bereiken. Bootstrapping heeft ten gevolge dat een bepaalde weerstand zich gedraagt als een AC of dynamische weerstand die veel groter is dan zijn Ohmse weerstand. Deze weerstand tilt zichzelf op (in waarde) aan zijn eigen bootstraps, kun je zeggen. R_p is de weerstand die gebootstrapped wordt. Deze bootstrapping wordt uitgevoerd d.m.v. kathodevolger V2.

Booting gegevens

Stel dat een signaal wordt ingevoerd in een circuit. Het signaal zal opduiken op de anode van V1 (de onderkant van R_p). Hetzelfde signaal is ook gekoppeld aan onze erg trouwe penthode CF. De CF's output op zijn beurt, is gekoppeld aan de bovenkant van R_p . Dit zorgt er voor dat de bovenkant van R_p zijn onderkant volgt en het voltage over R_p zal nauwelijks wijzigen. Daarvoor heb je een constant voltage over een constante weerstand. Een constant voltage gedeeld door een constante weerstand is gelijk aan een constante stroom. Ofschoon niemand een perfecte CC (*Constant Current*) kan maken (voor de volle 100%) komen we wel heel erg dichtbij.

De hoeveelheid bootstrapping (en dus de dynamische waarde van Rp) wordt bepaald door de voltageversterking van de CF, zoals gegeven in deze formule:

$$\text{Dynamic value of } R_p = \frac{\text{Ohmic value of } R_p}{1 - A_v(\text{CF})}$$

Rp = the resistor being bootstrapped

Av(CF) = the voltage gain of the cathode follower

Indien de kathodevolger een kathode is, is de typische waarde voor Av(CF) 0.9. Als we uitgaan van Rp als een 6,8K weerstand en stoppen dit alles in de formule, dan krijgen we: 6,8K gedeeld door: 0,1 = 68K, een tienvoudige toename. Dus 68K is de dynamische waarde van Rp. Niet erg indrukwekkend, maar het plaatje neemt andere vormen aan als we een penthode kathodevolger gebruiken. Voor een penthode kathodevolger komen we uit op een waarde van Av(CF) = 0.995 (of zelfs hoger in een aantal gevallen)

Als we deze gegevens in de formule stoppen, krijgen we 6,8K gedeeld door 0,005 = 1,35M. de nieuwe dynamische waarde van Rp. Dat is 200x hoger dan 6,8K (en 20x hoger dan de triode CF in staat is om Rp te verhogen) Hoe dichter de CF versterking ligt tegen de waarde 1, hoe vaker het de waarde van Rp kan verhogen. Om precies te zijn, als de waarde van CF precies 1 zou zijn, zou er virtueel geen limiet zijn aan zijn vermogen tot het vermenigvuldigen van de waarde van Rp. Met andere woorden: een penthode CF kan voorzien in een meer constante stroom dan een triode type.

Mogelijke Penthodes

Je zou kunnen zeggen: "*Waarom geven we V1 geen vaste anode weerstand van 1.3M en laten V2 weg?*" Je zou op verschillende punten afgestraft worden met die aanpak. Bijvoorbeeld: V1 zou op een heel lage stroom werken, wat betekent dat we niet alleen een zeer hoge impedantie hebben, maar dat er ook een sterke beperking wordt opgelegd aan de bandbreedte. Verhogen van de stroom tot een passende waarde zou een zeer hoge B+ vereisen. Omdat V1 een zeer hoge output impedantie zou hebben, zou je hem sowieso moeten koppelen aan een CF, dus waarom niet direct gebruik maken van de methode die hier beschreven staat? Dit alles daargelaten, als in het bovenstaande voorbeeld de Ohmse waarde van Rp behoorlijk veel hoger zou zijn dan 6,8K (bijvoorbeeld 22K) zou dat resulteren in een equivalente weerstand die een aantal malen hoger is dan de 1,36M met de penthode CF.

Om een Mu Stage te bouwen, moet je eerst voor V1 een triode kiezen die een mu heeft die gelijk is aan de voltageversterking die je nodig hebt. Ik beveel een 12AX7, 6SL7, 6DJ8 of 6SN7 aan. Kies daarna voor V2 een "high transconductance penthode" met stroom specificaties die hoger zijn dan die van de triodes. Onthoudt dat V2 werkzaam zal zijn met een hogere stroom dan die van V1 tengevolge van V2's aparte kathodeweerstand. Voor de penthode V2, stel ik voor om te kiezen voor een 6JC6, 6888, 12Bx, of 12Gx. Je kunt een triode penthodebuis gebruiken voor zowel V1 als V2, maar het wordt misschien moeilijk om er een te vinden met een hoge transconductance. De volgende stap is de setup van V2. Om het grootste mogelijke voordeel te behalen, dient Rk2b minstens de halve stroom van V2 te dragen. Rk2b zal het grootste Wattage hebben van alle weerstanden binnen de Mu

Stage. Spreekende over Wattages: alle weerstanden in deze of andere circuits, dienen minstens 4x het Wattage aan te kunnen die ze dissiperen.

Roosters, Anodes & Ohms

Het DC voltage over Rk2b zal ongeveer de helft van B+ zijn. We willen de waarde van Rk2B dusdanig kiezen, dat V2 op een behoudende manier werkzaam is. Onthoudt dat V2 niet alleen de stroom door Rk2 afhandelt, maar ook die van V1.

Met Rk2A stellen we de Bias in van V2. Rsc stelt het schermrooster (grid #2) voltage in en de stroom van V2. De waarden van Rk2A, Rk2B en Rsc zijn afhankelijk van elkaar. Als je één van deze waarden verhoogt of verlaagt, moet je de andere 2 ook verhogen of verlagen. In alle circuits willen we het DC voltage over elke buis ongeveer op de halve B+ hebben. Dit zal het resultaat zijn van een juist ingestelde Rk2A en Rsc.

Rsc's waarde moet klein genoeg zijn om het penthode schermrooster te voorzien, maar niet zo klein dat het schermrooster te heet wordt. Als je het voltage en de stroom weet van het scherm, kun je de schermdissipatie uitrekenen in Watts. (watts = volts x ampères). Om het schermvoltage te meten, moet je een DVM (digitale Voltmeter) aansluiten op de kathode van V2. Het schermvoltage zal aanzienlijk minder zijn dan het anode voltage. Om de schermstroom te meten, dien je het DC voltage te controleren over Rsc en gebruik vervolgens de Wet van Ohm om de stroom te berekenen. (De schermstroom van de meeste penthodes hoort ongeveer op 23% te liggen van de kathodestroom)

Gebruik de juiste weerstanden

We moeten ook de anode dissipatie van V2 berekenen (wattage) wat we kunnen doen als we het anode voltage en de stroom kennen. Het voltage van V2's anode wordt gemeten tussen de kathode en de anode van V2. De penthode anodestroom is kathodestroom minus schermstroom. In de Mu Stage is V2's anodestroom: V1's stroom plus de stroom door Rk2 minus de schermstroom. Mijn aanbeveling is dat je blijft binnen de 25% van V2's maximum anode- en schermdissipatie waarden.

Csc moet gekozen worden op zijn capacatieve reactie-eigenschappen (X_c) bij 10Hz is dit niet meer dan ééntiende van de waarde van Rsc. Het voltage van Csc moet tenminste gelijk zijn aan het B+ voltage, tengevolge van het feit dat als jouw B+ op komt voordat de buizen warm zijn, Csc het volledige voltage van B+ te verwerken krijgt. Rg2's waarde zou de maximale kathode biaswaarde moeten zijn zoals die gespecificeerd is in de buizen datasheet voor de penthode die je gaat gebruiken voor V2, dit is typisch 1,2M.

Rp's waarde is niet kritisch. Het kan een waarde hebben van ongeveer 3K tot aan een willekeurig aantal x 10K. Als V1 een "low current" triode is (12AX7, 65L7, etc), gebruik dan hogere waarden voor Rp. Indien V1 een "higher-current triode" is zoals de 2AX7, 6DJ8 en de 65-groep, kun je lage én hoge waarden gebruiken voor Rp. Bijvoorbeeld: als V1 een 12AX7 of 65L7 is, dan kan Rp ongeveer omhoog tot 33K. Als V1 een 12AU7, 6DJ8 of 65Nx is, dan kan Rp een waarde hebben tussen de 3K en de 22K.

Idealiter: hoe hoger de waarde van R_p , hoe hoger de $B+$ moet zijn. In elk geval is het het beste om de grootste mogelijke waarde te gebruiken die geen noemenswaardige beperking oplegt aan de "maximum output voltage swing". Een vuistregel is: Beperk de waarde van R_p , zodat niet meer dan 10% van het totale $B+$ voltage wordt gedropped over R_p .

De juiste stroom

R_{k1} stelt de waarde in van $V1$'s bias en bepaalt dus de hoeveelheid stroom door $V1$, Het DC voltage over R_{k1} , (wat in feite $V1$'s bias voltage is) moet een beetje hoger zijn dan het pieksignaal voltage wat $V1$'s input zal zien. Aan de andere kant is het onwaarschijnlijk dat dit een probleem zal worden. De Mu Stage kan goed overweg met grote signalen.

We kunnen $V1$ anode dissipatie uitrekenen, als we weten wat het voltage en de stroom is van $V1$'s anode. $V1$'s anode voltage is, vanzelfsprekend, het voltage van $V1$'s kathode naar de anode. Het dient ongeveer de helft te zijn van de $B+$. Om het schermvoltage te meten, moet je een DVM aansluiten tussen aarde en $V1$'s anode (i.p.v. tussen de kathode en de anode) Deze voorzorgmaatregel voorkomt willekeurige feedback van $V1$'s anode naar zijn kathode via de DVM bedrading.

Om de schermstroom te meten die door $V1$ gaat, dien je het DC voltage te meten over R_{k1} en gebruik vervolgens de Wet van Ohm om de stroom te berekenen. Ik beveel aan om met $V1$ binnen de 25% van zijn maximum anode dissipatie specificatie te blijven.

Impedantie input

Ik bied je deze algemene richtlijnen aan om een zo laag mogelijke output impedantie te bereiken. Hoe lager de anode weerstand van $V1$, hoe lager de output impedantie. Hoe hoger de transconductance (g_m) van $V2$, hoe lager de output impedantie.

Weerstand R_p heeft effect op de output impedantie. Verhogen van R_p 's waarde verlaagt de output impedantie en vice versa. Opnieuw, maak deze weerstandwaarde niet zó hoog, dat het een noemenswaardige beperking oplegt aan de maximum output voltage swing.

Hoe groter de stroom door $V2$, hoe lager de output impedantie. Verlagen van R_{k2} 's waarde zal de stroom van $V2$ verhogen. Om de waarde van R_{k2} te verlagen, dien je de waarden van R_{k2A} , R_{k2B} en R_{sc} te verlagen.

Om de output impedantie verder terug te brengen, kun je een bypass maken langs R_{k1} d.m.v. een condensator (C_{k1}) Dit zal een minimaal effect hebben op de versterking. Gebruik voor condensator C_{k1} de waarde van 1000 μ F. Een 16Volt type voldoet meestal. Gebruik een Elco van hoge kwaliteit (hoge frequentie, lage ESR, zoals bijvoorbeeld: Panasonic's HF en HFS Elco's, te verkrijgen bij DigiKey) Het maken van een bypass over R_{k1} , kan resulteren in een zeer kleine sonische penalty.

Een alternatief voor het bypassen van R_{k1} is het elimineren van R_{k1} door te voorzien in een fixed bias naar de grid van $V1$. Om dat te doen, dien je de Kathode van $V1$ rechtstreeks aan massa te leggen. Voeg een koppelcondensator toe in serie met de input naar $V1$, vóór R_{g1} . Maak het aan massa liggende einde van R_{g1} los en verbindt het met een zeer stabiele negatieve voltagebron van een paar Volt, wat

meer of minder afhankelijk is van de hoeveelheid stroom die je door V1 wilt laten lopen. Om de stroom door V1 (zonder Rk1) te meten, dien je het DC voltage te meten over Rp en gebruik vervolgens de Wet van Ohm om de stroom door Rp te berekenen, wat tevens de stroom is die door V1 stroomt.

Verhoog de stroom door V1 door het verlagen van de waarde van Rk1 (en dus het bias voltage van V1) en daarmee verlaag je ook de output impedantie.

Een andere manier om de output impedantie te verminderen, is het parallel zetten van 2 identieke triodes op de plaats van V1. Om 2 triodes parallel te zetten, moeten de volgende verbindingen gemaakt worden: anode naar anode, grid naar grid en kathode naar kathode; tevens dien je de waarde van Rk1's te verlagen naar de halve waarde van je bij één triode gebruikt.

Omdat V2 al de stroom van V1 krijgt, zal alle verhoogde stroom door V1 doorgegeven worden naar V2. Het kan nodig zijn de waarden te verlagen van Rk2a en Rsc om het voltage over V2 terug te brengen naar wat het was... de halve B+.

Elke verhoogde stroom door V1, zal tevens de DC voltage drop over Rp verhogen. De drop zal waarschijnlijk niet hoog genoeg zijn om er wat toe te doen. In het onwaarschijnlijke geval dat het toch zo is, dien je de waarde van Rp naar rato te verlagen.

Specificatieregels

Als je klaar bent met het bouwen van je Mu Stage, dien je te controleren of het voltage aan de kathode van V2 ongeveer de halve B+ is. Tevens dien je te controleren of je binnen de 25% van het aanbevolen maximum Wattage van de buizen blijft.

Al de bovenstaande methoden voor het terugbrengen van de output impedantie, zijn alleen noodzakelijk indien je een erg lage output impedantie denkt nodig te hebben. In de meeste gevallen zal het niet nodig zijn om al deze methoden te implementeren. Gebruik de eenvoudigste methode eerst.

Een lage output impedantie heeft zo zijn voordelen, maar is lang niet alles. Er is geen reden om de output impedantie veel lager te maken dan je applicatie nodig heeft. Zolang als V2 een "high-transconductance" penthode is, zal de output impedantie laag genoeg zijn voor de meeste toepassingen. Ongeacht wat je ook doet, zorg ervoor dat je ruim binnen de specificaties van de buizen blijft.

Het meten van de output impedantie is veel nauwkeuriger dan het te berekenen, dus gebruik een DVM voor het meten van voltages bij een gegenereerde sinus van 1Khz. Start met het instellen van het circuit op een outputvoltage wat net onder de 2V ligt, zonder load (de load van de DVM is te verwaarlozen) Bepaal exact het unloaded output voltage wat je net hebt ingesteld. Om zo accuraat mogelijk te zijn, moet je een schaal gebruiken, waarin zoveel mogelijk cijfers achter de komma afgebeeld worden. Als de schaalindeling van je DVM: 0.2V, 2V, 20V, 200V etc. is, moet je de 2V schaal gebruiken. Bij een schaalindeling van 0.3V, 3V, 30V, 300V, etc, gebruik je de 3V schaal.

Aansturing van interelektrode spul.

Sluit als volgende stap een loadweerstand aan van ongeveer 15K. Deze zal maximaal 10% reductie van het output voltage veroorzaken. Bepaal exact wat het gemeten voltage is. De universele formule voor het meten van output impedantie is:

$$\left[\frac{\text{Load Resistance} \times \text{Unloaded Output Voltage}}{\text{Loaded Output Voltage}} \right] - \text{Load Resistance}$$

Elke discussie die over output impedantie gevoerd wordt, zou men speciale aandacht moeten besteden aan de output condensator CL. Indien een zeer lage output impedantie benodigd is over het gehele audiospectrum, wordt condensator CL een probleem (ongeacht of het een Mu Stage is of niet) Als een trap een output impedantie heeft van een paar honderd Ohm of minder, dan moet CL verplicht een hoge waarde hebben (én een Elco zijn) om zo'n lage output impedantie terug te koppelen naar 15 of 20Hz. Met andere woorden: de primaire beperkingen van de output impedantie zijn gelegen in de fysieke grootte, de kosten en de kwaliteit van condensator CL. Denk er ook aan dat het laden en ontladen van zo'n condensator met een hoge waarde een behoorlijk lange tijd vergt, door de typische toepassing van de gridweerstand van de volgende buis.

Tenzij je de trap moet gebruiken om een erg lage impedantie aan te sturen, is het grootste voordeel gelegen in het feit, dat een erg lage impedantie het in zich heeft om de interelektrode capaciteit van de volgende buis of circuit op de hoogste frequenties aan te sturen. Er is geen hoge waarde van CL voor nodig om dat te bereiken. CL moet op dusdanige wijze worden gekozen, dat zijn capacitieve weerstand (X_c) op 10Hz niet meer is dan ééntiende van de waarde van de load (R_L) Het zou niet nodig moeten zijn om CL groter te maken dan 3uF en de meeste lezers zullen nooit aan die waarde komen.

Filtering & Hybriden

De B+ voeding naar de schermweerstand Rsc moet erg goed gefilterd zijn. Een methode die goed werkt, is om de anode voeding van V2 af te tappen met een aanvullende trap voor RC-filtering t.b.v. Rsc's B+. Een aanbevolen waarde voor de RC-filter weerstand is ongeveer 5% van de anode voedingsfiltercondensator van V2. Je kunt ook eenvoudigweg Rsc en de anode van V2 verbinden met hetzelfde voedingspunt, zolang je maar gebruik maakt van een goed gefilterde voedingsspanning. Alhoewel het niet nodig is om een gestabiliseerde voeding te gebruiken met de Mu Stage, kun je (als je het toch doet), Rcs en de anode van V2 verbinden met hetzelfde voedingspunt (of je kunt de B+ naar Rsc stabiliseren)

Vergeet niet dat de voltage specificaties van Csc op zijn minst even hoog moet zijn als het B+ voltage.

Voordat we figuur 4 verlaten, wil ik nog even toevoegen dat V2 een triode kan zijn als je dat wilt. Maar als je dat doet, loop je tegen de beperkingen aan zoals genoemd bij figuur 2, met die uitzondering dat een volledige triodeversie van figuur 4 een lagere output impedantie zal hebben dan figuur 2 tengevolge van de aparte kathode weerstand aan aarde.

Als je geïnteresseerd bent in hybride ontwerpen, kun je een goede hybride stuurtrap of lijnversterker construeren, door V2 uit figuur 4 te vervangen door een N-channel

power MOSFET, zoals in figuur 5. Naast de voor de hand liggende voordelen om geen scherm- en geen filament voltages te hoeven gebruiken, geeft de MOSFET ook nog eens een lagere output impedantie.

MOS zaken

Aangezien MOSFETs een hogere versterking hebben dan penthodes, kunnen zij de waarde van de weerstand R_p vermenigvuldigen tot ongelofelijke hoogte. Daarvoor kan de waarde van R_p 20x maal kleiner zijn dan de waarde die je typisch zou gebruiken bij een penthode. Bij een MOSFET bronvolger (SF) raad ik aan om voor R_p te kiezen voor een waarde van 680R tot 7,5K, afhankelijk van de stroomspecificaties van triode V1. Opnieuw is de waarde van R_p niet kritisch. Als algemeen geldende regel gebruik je hogere waardes voor R_p bij low-current diodes en lage waardes bij high-current diodes.

Omdat de meeste MOSFETs verbeter-mode types zijn die niet zelf biased zijn, moeten we zorgen voor een vaste bias. Dit compromitteert de performance op geen enkele manier. We willen aan het pootje van de MOSFET's source terminal ongeveer het halve $B+$ voltage hangen en daarom moet onze vaste bias ook het halve $B+$ voltage zijn. We kunnen dit Bias voltage onttrekken aan een simpele voltagedeler van 2 gelijkwaardige (zeg 220K) weerstanden in serie. Verbindt één kant van de voltagedeler aan $B+$ en de andere kant aan aarde met een 1,5uF condensator over de onderste weerstand.

De verbinding van de 2 weerstanden zal het vaste Bias voedingspunt worden waaraan de Gate weerstand R_{g2} zal worden verbonden. Dit simpele arrangement geeft uitstekende resultaten. Maar als je geen voltagedeler wilt gebruiken, kun je een reeks zeners in serie zetten als $Q1$'s vaste bias voltagebron. Laat de zeners op maximaal 20% werken van hun maximale stroomspecificaties en gebruik een 10uF condensator om de reeks zeners te bypassen. Als je een stereopaar of een push/pull paar Mu Stages aan het bouwen bent, kun je dezelfde voltagedeler gebruiken voor beide versterkerdelen. Er zal geen interactie plaatsvinden.

MOSFETs zijn niet gevoelig voor de waarde van hun Gate weerstand. Je kunt dus een hoge waarde gebruiken voor R_{g2} , teneinde de load te minimaliseren zoals die gezien wordt door V1. Je zult merken dat een waarde tot 22M prima werkt. Verlaag in dat geval de waarde van C_p tot 0,02uF. Blijf binnen de 25% van $Q1$'s maximum Wattage.

Hoe te balanceren

R_{s1} , de source-terminal weerstand van de MOSFET (equivalent aan R_{k2} uit figuur 4), zal het hoogste Wattage hebben van alle weerstanden binnen de hybride Mu Stage. Gebruik een power MOSFET met heel hoge voltage en stroom specificaties en met de laagste interelektrode capaciteit. Eén van de mogelijkheden is type IRF712. Tengevolge van de interelektrode capaciteit van power MOSFETs, is het het beste om een dual-triode met een hogere stroomspecificatie voor V1 te gebruiken, met beide triodes parallel geschakeld. Wees er van verzekerd een heatsink te gebruiken aan de MOSFET. Bemerk dat een 12V zenerdiode opgenomen dient te worden om de MOSFETs gate te beschermen. Met power MOSFETs, is het bijzonder belangrijk om een GS ("gate-stopper") weerstand op te nemen met een

aanbevolen waarde tussen de 15K en 33K en daarmee op een verantwoorde manier met MOSFETs om te gaan.

Het is mogelijk om de Mu Stage's kathode (of bron) volger, om te zetten in een White CF of White SF, maar als je dit doet, betekent het een behoorlijke herschikking van het circuit en tevens het zeer precies en zeer voorzichtig aanpassen van sommige componentwaarden. Dan hebben we het nog niet eens over het opnemen van een extra buis of MOSFET. Daarom raad ik het niet aan. De output impedantie van de Mu Stage is al zo laag, dat een White CF/SF in bijna alle gevallen overbodig is.

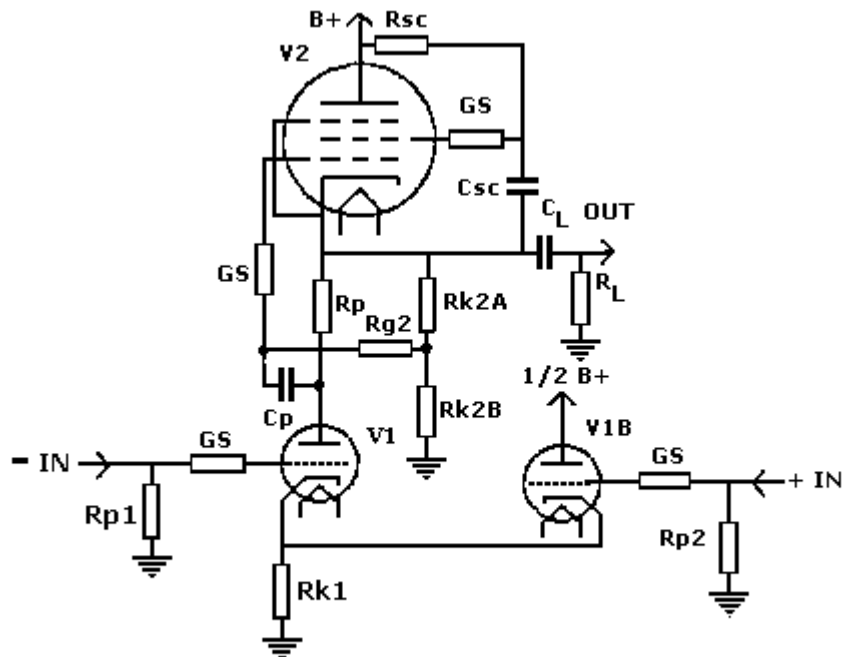


FIGURE 6: Differential input Mu Stage.

De Mu Stage kan worden aangepast zodat hij gebruik kan maken van differentiële gebalanceerde inputs (figuur 6) De V_{kk} voeding moet op zijn minst 100V en zeer goed gefilterd of gestabiliseerd zijn. De waarden van R_{c1} moeten op een juiste wijze worden bepaald. De helft van de B+ voltagebron moet in staat zijn om in de paar milliampères te voorzien die voor V1A en V1B nodig zijn zonde te fluctueren.

Curven Clippen

Om een Mu Stage te krijgen met push/pull outputs, kunnen de meeste fase inverters omgezet worden naar Mu Stage werking. Eén die niet omgezet kan worden is de standaard 2 triode differentiële input / differentiële output (differentiële I/O) versterker.

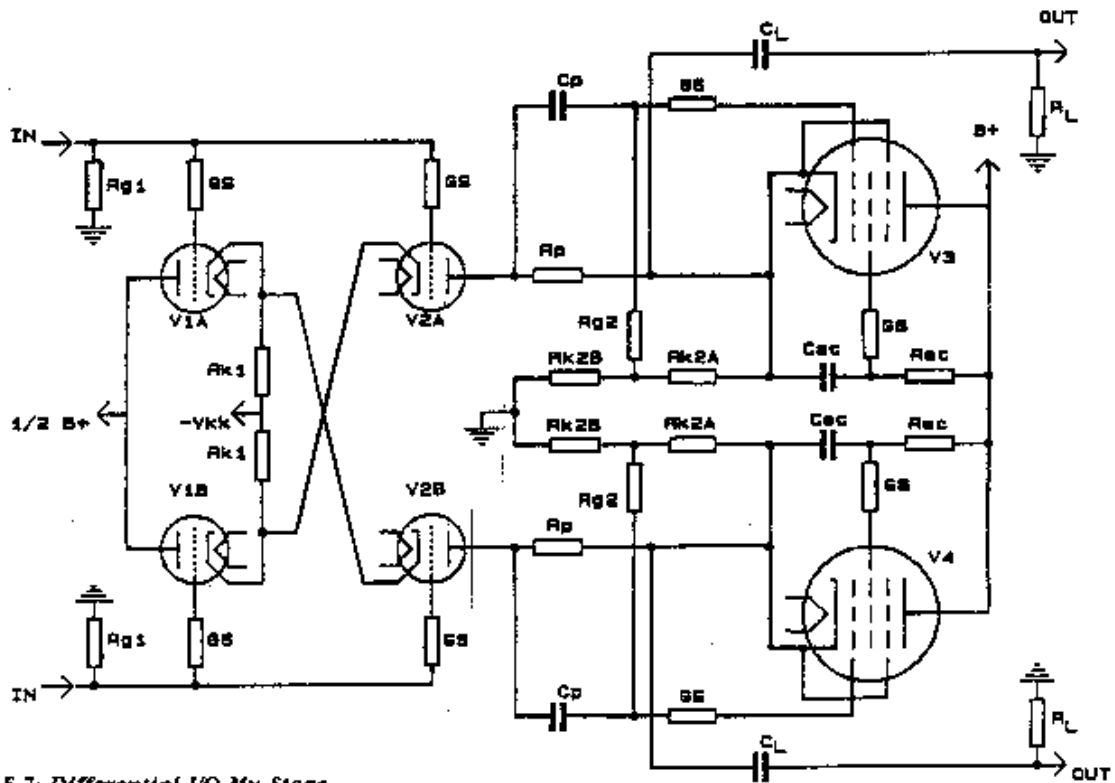


FIGURE 7: Differential I/O Mu Stage.

De standaard differentiële I/O versterker werkt alleen prima als zijn 2 anode weerstanden vast zijn. Als je een differentiële I/O Mu Stage nodig hebt, gebruik dan figuur 7. Opnieuw: moet Vkk op zijn minst 100V DC zijn en goed gefilterd of gestabiliseerd zijn en RK1 moet de juiste waarde krijgen. De helft van de B+ voltagebron moet wederom in staat zijn om in de paar milliampères te voorzien die voor V1A en V1B nodig zijn zonder te gaan fluctueren. Componenten die in het voorbeeld afgebeeld zijn en dezelfde functie vervullen, hebben dezelfde waarden.

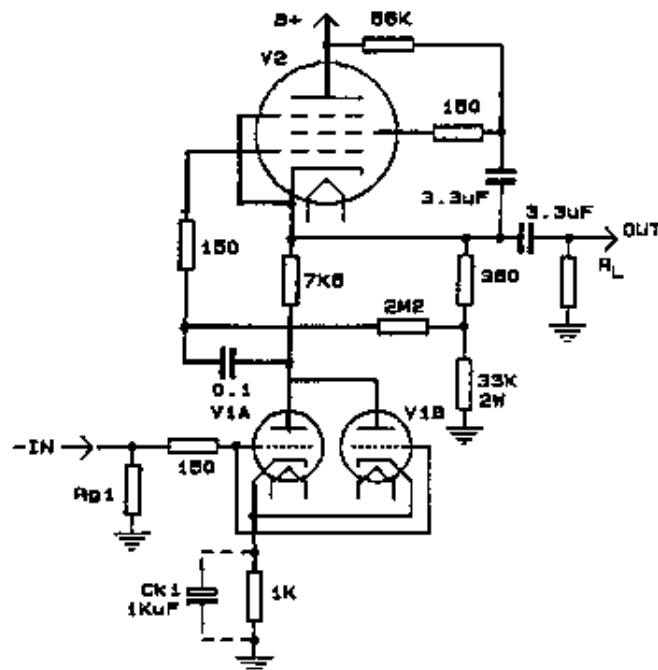


FIGURE 8: Mu Stage example, with V1 = 6DJ8.

Figuur 8 is een voorbeeld van een lijnversterker of stuurtrap met de componentwaardes erbij. B+ kan 300 tot 360V zijn. In dit voorbeeld zijn V2's stroom en wattage specificaties een behoorlijk stuk hoger dan die van V1. Zo'n verschil tussen 2 buizen mag misschien niet nodig zijn in jouw applicatie, maar het is haalbaar met de Mu Stage en staat een hoge mate van flexibiliteit toe. Ik kon net zo goed gebruik hebben gemaakt van één van de V1's triodes en in het begin deed ik dat ook. Maar toen ik mij realiseerde dat de andere triode niets aan het doen was, besloot ik deze ook te gebruiken. Met een B+ van 300V was de ongeclippte output (zonder load) 79V RMS (215V pp)

Schenk aandacht aan het effect op de output impedantie als je simpelweg V2 vervangt door een hogere transconductance buis. Het effect van Ck1 op de output impedantie is ook afgebeeld. De Output impedanties zijn gemeten bij 19V, zonder load en met een laadweerstand van 10K. Incidenteel kan bij het meten van de output impedantie van lage stroomtrappen clipping optreden als de laadweerstand is aangebracht. Zelfs als de lage stroomtrap een output impedantie heeft die vergelijkbaar is met die uit figuur 8.

Het is eenvoudig om een lage stroomtrap te maken met een lage output impedantie bij lage signaal niveau's, maar het onderhouden van een echte lage output impedantie bij een hoog signaalniveau vereist een hogere stroomtrap, zoals afgebeeld in figuur 8.

TABLE 1
TYPICAL Z_{out} AT 1 KHz

V2	WITHOUT CK1	WITH CK1
12BY7	762R	227R
12GN7	346R	100R

Hoe fantastisch het is

Condensator Cp in figuren 4 t/m 8 kunnen een waarde hebben van 0,1uF. In figuur 5 echter, moet Cp een waarde hebben van 0,02uF indien Rg2 de waarde heeft van 22M. Als je een Mu Stage voor Phono-voorversterkers ontwerpt, wees er dan van zeker van dat je "low noise" buizen gebruikt.

Deze circuits vragen, zoals alle "totem pole" types waarin je een substantieel DC potentieel hebt tussen de kathodes van V1 en V2, om zekere voorzorgmaatregelen t.a.v. de filamentvoeding. Het ideale arrangement is om V1 en V2 hun eigen gescheiden filamentvoeding te geven. De voeding van V1 kan aan aarde gelegd worden en die van V2 kan drijvend zijn. Maar als je beperkt bent tot één gezamenlijke filamentvoeding voor zowel V1 als V2, dien je een voltagedeler te gebruiken om de filamentvoeding te brengen op éénvierde van de waarde van B+. Dit is noodzakelijk als je gebruik maakt van een penthodebuis. Je kunt een 360k gebruiken voor de bovenkant en een 120k voor de onderkant van de voltagedeler. Zet een 1uF condensator over de onderste weerstand.

Ik heb alle circuits, die in dit artikel beschreven zijn, gebouwd en getest. Als je voor de bovenste buis een penthode CF gebruikt, krijg je de beste versterkingstrap die ik tot nu toe gezien heb. Met een penthode CF (of MOSFET SF) aan de bovenkant, is

de Mu Stage in staat tot het produceren van de meest constante stroomwerking gekoppeld aan een zeer lage output impedantie. Hoewel de Mu Stage veel verschillende vormen aan kan nemen, werken zij in de basis allemaal op dezelfde wijze.