

Een goedkope 100W klasse B MOSFET eindtrap voor de 20 meter band

De laatste tijd is een aantal zender-eindtrappen op basis van schakel-FET's uit de serie IRF510..710 gepubliceerd. Omdat deze veel goedkoper zijn dan de gangbare RF-transistoren was dit voor ons een goede reden om te onderzoeken wat hiermee zoal mogelijk is. Om wat ervaring op te doen hebben we besloten een lineaire 100 W versterker voor de 20 meter band te maken. Deze eindtrap is bedoeld voor op vakantie. Dus moet het resultaat o.a. klein en licht zijn. Daarom hebben we gekozen voor een tuned circuit, single ended opzet (er zijn dan geen grote RF-trafo's nodig!). Voor échte RF-transistoren geeft de fabrikant informatie over wat met de tor te bereiken is (o.a. versterking en max. vermogen) en onder welke omstandigheden (zoals ingangs- en belastingsimpedantie). Maar aangezien de IRF-FET's voor schakeldoeleinden bedoeld zijn, ontbreken deze RF-parameters in de datasheets. Dit verhaal laat zien hoe we deze gegevens zelf kunnen inschatten. Tevens bespreken we hoe we tot het uiteindelijke ontwerp zijn gekomen.

Henk Hessel, PA3GRW en
Jim Oostveen, PA1AX, Eindhoven

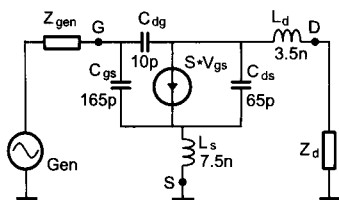


Fig. 2.1 Vervangingscircuit van een FET

$V_{DS,max}$	100 V
$I_{D,max}$	5,6 A @ $T_c=25^\circ\text{C}$ afnemend met 0,02 A/ $^\circ\text{C}$
$P_{D,max}$	43 W @ $T_c=25^\circ\text{C}$ afnemend met 0,29 W/ $^\circ\text{C}$
C_{iss}	175 pF = $C_{gs} + C_{dg}$
C_{rss}	10 pF = C_{dg}
C_{oss}	75 pF = $C_{ds} + C_{dg}$
L_s	7,5 nH
L_d	3,5 nH
S	2 A/V

Tabel 1: Belangrijkste spec's van de IRF510

2. Bepaling van de RF-parameters

We nemen als voorbeeld de IRF510. De volgens ons belangrijkste spec's uit de datasheets zijn samengevat in tabel 1. Zie ook fig. 2.1: het RF-vervangingscircuit van een MOSFET.

De complete datasheets zijn o.a. te vinden op <http://www.harris.com>

2.1. Max. uitgangsvermogen, P_o

Een grove schatting hiervan kunnen we maken op basis van de maximale draindissipatie. Deze is 43 W. Bij volle uitsturing heeft een ideale klasse B eindtrap een rendement van 78,5%. Als we echter uitgaan van zo'n 50%, betekent dit dat we op een uitgangsvermogen van 43 W mogen hopen.

Een betere benadering geeft de volgende

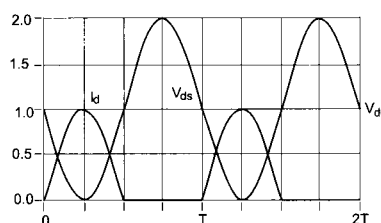


Fig. 2.2 Ideale, genormeerde V_{ds} en I_d

aanpak. Het ideale uitgangsaanpassingsnetwerk heeft de optimale, ohmse belastingsimpedantie voor de grondfrequentie en is nul ohm voor de hogere harmonischen. Als we er van uit gaan dat de FET hiermee belast wordt, dan verloopt de drainspanning sinusvormig rond de voedingsspanning, V_{dd} . Fig.2.2 toont dit bij volle uitsturing, er van uit gaande dat de restspanning over de FET nul kan worden. Tevens blijkt hieruit dat de drainspanning maximaal twee maal V_{ds} kan worden. Aangezien de FET zal overlijden bij een V_{ds} groter dan 100 V, moeten we V_{dd} kleiner kiezen dan 50 V. Omdat een niet-ideaal aanpassingsnetwerk aanleiding geeft tot hogere piekspanningen, hebben wij gekozen voor een V_{dd} van 35 V. Zodoende hebben we een 'marge' van 30 V.

Een tweede beperking die de FET ons oplegt is de maximale drainstroom. Deze verloopt, bij een klasse B trap, als een enkelzijdig gelijkgerichte sinus met amplitude A ampère.

Deze golfvorm bevat naast de grondgolf ook nog even hogere harmonischen. Er valt af te leiden dat de amplitude van de grondgolf A/2 is.

Met het oog op de lineariteit en het rendement van onze versterker hebben we de maximale drainstroom bepaald op 5,6 A en daarmee de amplitude van de grondgolf op 2,8 A.

Het uitgangsvermogen dat één FET kan leveren wordt hiermee:

$$P_{o,max} = \frac{V_o \cdot I_p}{2} \quad (2.1)$$

$$= \frac{35 \cdot 2,8}{2} = 49 \text{ W}$$

In werkelijkheid zullen we dit vermogen niet halen, omdat voor een I_d van 5,6 A een zekere minimale V_{ds} nodig is. In een Philips-publicatie [1] wordt als vuistregel voor $V_{ds,min}$ 15% van de voedingsspanning genoemd.

De werkelijke V_p is zodoende $0,85 \cdot 35 = 29,75$ V. Onder deze omstandigheden is het maximale uitgangsvermogen:

$$P_{o,max} = \frac{V_p \cdot I_p}{2} = \frac{29,75 \cdot 2,8}{2} = 41,7 \text{ W} \quad (2.1a)$$

Hieruit blijkt dat de eerste grove inschatting lang zo slecht niet was!

2.2. Optimale belastingsimpedantie, Z_l

Uit het voorgaande blijkt dat het maximale vermogen geleverd wordt bij een piekspanning van 29,75 V en een piekstroom van 2,8 A.

De optimale belastingsweerstand, R_p , is dus:

$$R_l = \frac{V_p}{I_p} = \frac{29,75}{2,8} = 10,6 \Omega \quad (2.2)$$



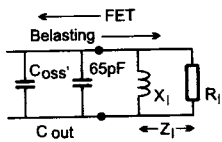


Fig. 2.3 Belasting aan de uitgang

Uit fig. 2.1 blijkt dat, als we de source- en drainzelfinducties verwaarlozen, er parallel aan de stroombron een uitgangscapaciteit C_{out} staat. Bij de afleidingen tot nu toe hebben we hier geen rekening mee gehouden. Maar dat hoeft ook niet, als we C_{out} in resonantie brengen met een spoel die een even grote reactantie heeft als de uitgangscapaciteit.

Het vervangingschema van de optimale belasting is dus een weerstand, R , met daaraan parallel een spoel, zie fig. 2.3. Om de waarde van deze spoel te kunnen berekenen, moeten we eerst C_{out} bepalen.

$$C_{out} = C_{oss,eff} + C_{out} \quad (2.3)$$

In deze formule is C_{oss} de parasitaire capaciteit tussen de drain en aarde. De IRF510 zit in een TO-220 behuizing. De drainflap is met een mica plaatje en heatsink compound op de koelplaat geschroefd. We hebben hier een capaciteit gemeten van 65 pF.

C_{oss} is een spanningsafhankelijke capaciteit. Volgens de datasheet is $C_{oss}=75$ pF bij een V_{ds} van 35 V. Maar vanwege het spanningsafhankelijke karakter én de grote uitsturing, is de effectieve C_{oss} ca. 15% groter.

Hiermee wordt:

$$C_{out} = 1.15 * 75 + 65 = 151 \text{ pF} \quad (2.3a)$$

Eerder zagen we dat:

$$\omega * L_L = \frac{1}{\omega * C_{out}} \Rightarrow L_L = \frac{1}{\omega^2 * C_{out}} \quad (2.4)$$

$$L_L = 833 \text{ nH} @ 14.175 \text{ MHz}$$

2.3. De ingangsimpedantie, Z_i

Voor de ingangsimpedantie van een FET in gearde source schakeling, bestaande uit R_i in serie met C_i , kunnen we afleiden, dat:

$$C_i = C_{gs} + C_{dg,eff} (A_v + 1) \quad (2.5)$$

$$R_i = L_s * S_{eff} / C_i \quad (2.6)$$

In deze formules is S_{eff} de effectieve steilheid, $C_{dg,eff}$ de effectieve drain-gate capaciteit en A_v de spanningsversterking van de FET.

In klasse B hebben we gedurende de negatieve helft van elke periode van het ingangssignaal geen versterking.

Voor de effectieve steilheid geldt daarom:

$$S_{eff} = 0.5 * S = 1A / V \quad (2.7)$$

Voor $C_{dg,eff}$ geldt, net als voor de $C_{oss,eff}$ dat deze ca. 15% groter is dan C_{dg} :

$$C_{dg,eff} = 1.15 * C_{dg} = 11.5 \text{ pF} \quad (2.8)$$

Serie-parallel omzetting en omgekeerd

Algemeen geldt dat, voor in principe één frequentie, een serieschakeling van een reactantie en een weerstand omgezet kan worden in een parallelnetwerk en omgekeerd. Hoe dit kan toont fig. A1 voor een capacitief netwerk en fig. A2 voor een inductief circuit. De bijbehorende formules luiden voor serie-parallelomzetting:

$$Q = X_p / R_s \quad (A1)$$

$$R_p = R_s * (1 + Q^2) \quad (A2)$$

$$X_p = X_s * (1 + 1/Q^2) \quad (A3)$$

en voor parallel-serieomzetting:

$$Q = R_p / X_p \quad (A4)$$

$$R_s = R_p / (1 + Q^2) \quad (A5)$$

$$X_s = X_p / (1 + 1/Q^2) \quad (A6)$$

Merk op, hoe deze formules zich vereenvoudigen als $Q^2 \ll 1$ of $Q^2 \gg 1$.

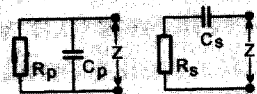


Fig. A1 Parallel-serieconversie

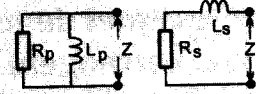


Fig. A2 Parallel-serieconversie

Voor de spanningsversterking tussen drain en gate geldt bij benadering:

$$A_v = S_{eff} * R_i = 1 * 10.6 = 10.6 \text{ V / V} \quad (2.9)$$

Wanneer we deze waarden invullen in (2.5) en (2.6), vinden we:

$$C_i = 299 \text{ pF} \text{ en } R_i = 25 \text{ ohm.}$$

Voor sommige berekeningen is het handig om het parallel vervangingschema van de FET te hebben.

Algemeen geldt dat, voor in principe één frequentie, een serieschakeling omgezet kan worden in een parallelnetwerk en omgekeerd. Hoe dit kan is beschreven in het kader 'Serie-parallelomzetting en omgekeerd'.

De ingangsimpedantie van de IRF510 kunnen we dus ook uitdrukken als de parallelschakeling van een weerstand van 81,4 ohm en een capaciteit van 207 pF.

2.4. De vermogensversterking, G_p

Met een flinke rekenpartij kan afgeleid worden dat (bij benadering) geldt:

$$G_p = \frac{S_{eff} * R_i}{\omega^2 * C_i * L_s} \quad (2.10)$$

Wanneer we de eerder gevonden waarden in deze formule invullen, vinden we dat $G_p=598$, ofwel 27,8 dB. Dit is een wat hoge waarde en het is dan ook heel goed mogelijk dat de versterker zal gaan oscilleren.

We kunnen de G_p wat drukken door (voor HF) een weerstand R_g tussen de gate en aarde aan te brengen.

Na weer een flinke rekenpartij vinden we voor G_p :

$$G_p = \frac{S_{eff}^2 * R_g * R_i}{1 + \omega^2 * (L_s^2 * S_{eff}^2 + L_s * C_i * S_{eff} * R_g)} \quad (2.11)$$

Nemen we $R_g=18$ ohm, dan daalt G_p tot ca. 20 dB.

3. Het ontwerp van de 100 W PA

In het vorige hoofdstuk hebben we laten zien hoe we aan de hand van de gepubliceerde specificaties onze RF-parameters kunnen inschatten.

In dit hoofdstuk laten we zien hoe we met deze parameters een 100W versterker kunnen ontwerpen. We hebben hierbij een van de standaard dimensioneringsmethoden gebruikt.

3.1. Keuze van het aantal FET's

Bij par. 2.1 bleek dat een enkele IRF510 ca. 42 W kan leveren.

Om wat ruim in de jas te zitten én omdat de IRF510 slechts $f 2,10$ kost, hebben we besloten om 4 FET's parallel te schakelen.

Dit heeft de volgende consequenties:

a. We moeten opnieuw R_i , C_{out} en L_i bepalen.

Bij de volgende berekening zijn we uitgegaan van $V_p=30$ V.

$$I_p = \frac{2 * P_0}{V_p} = \frac{2 * 100}{30} = 6.67 \text{ A} \quad (3.1)$$

M.b.v. formule 2.2 vinden we: $R_i=4,5$ ohm. Verder bleek bij par. 2.2 dat de C_{out} van één FET 151 pF is, zodat we nu een tota-

le C_{out} van 604 pF hebben. M.b.v. formule 2.4 vinden we $L=208$ nH.

b. Deingangsimpedantie verandert. Aangezien we 4 FET's parallel hebben geschakeld, zijn S_{eff} en de interne capaciteiten (zoals C_g) ook 4 keer zo groot. Om dezelfde reden is L_s 4 keer zo klein: 1,88 nH. Volgens (2.9) wordt A_v :

$$A_v = 4 * 4.5 = 18 \text{ V/V} \quad (3.2)$$

Volgens (2.5) en (2.6) worden R_i en C_i :

$$C_i = 660 + 46 * (18 + 1) = 1n53 \quad (3.3)$$

$$R_i = \frac{1.88 * 10^{-9} * 4}{1.53 * 10^{-9}} = 4.9 \Omega \quad (3.4)$$

Het gelijkwaardige parallel vervangingsnetwerk bestaat uit: $R_{ip}=15,9$ ohm en $C_{ip}=1,06$ nF.

c. De vermogensversterking zal een andere waarde hebben.

Wanneer we de nieuwe waarden van S_{eff} , R_p , C_i en L_s in formule (2.10) stoppen, geeft dit: $G_p=789$, ofwel 29 dB. M.b.v. een gateweerstand van 2,5 ohm hebben we de versterking teruggebracht tot 20 dB.

3.2. Het ingangsaanpassingsnetwerk

Dit netwerk moet ervoor zorgen dat deingangsimpedantie van de versterker 50 ohm wordt.

In par. 3.1 zagen we dat het ingangsvangingscircuit (incl. de 2,5 ohm dempingsweerstand) eruit kan zien zoals getoond in fig. 3.1a.

In fig. 3.1b zijn de twee weerstanden vervangen door één.

Het aanpassingsprobleem gaan we als volgt aanpakken: eerst maken we de FET-impedantie ohms. Daarna kunnen we deze m.b.v. een L-netwerk naar 50 ohm transformeren (zie kader 'Berekening L-netwerk').

Het ohms maken doen we zo: eerst zetten we fig. 3.1b, m.b.v. formules A4 t/m A6, om naar een serievervangingscircuit, zie fig. 3.2a.

Dan stemmen we het capacitieve deel uit met een spoel, die dezelfde reactantie als de condensator heeft, zodat we alleen het ohmse deel overhouden.

Fig. 3.2b en 3.2c laten dit zien.

Nu kunnen we m.b.v. formules B1 en B2

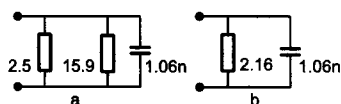


Fig. 3.1 Vereenvoudigd netwerk

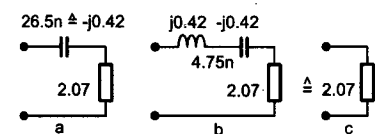


Fig. 3.2 Conversie naar Ohmse weerstand

Berekening L-netwerk

Met behulp van een zgn. L-netwerk is het mogelijk om een weerstand voor in principe één frequentie, te transformeren naar een lagere of hogere waarde. Zo'n L-netwerk bestaat uit een spoel en een condensator en kan in laag- en hoogdoorlaat-uitvoering gemaakt worden. Wij geven alleen de formules voor de laagdoorlaat-versie. Wanneer het L-netwerk van fig. B1a aan de rechterkant belast wordt met een weerstand R_n , dan zien we aan de linker kant een weerstand R_i . Deze heeft een lagere waarde dan R_n . Fig. B1b laat zien dat, voor hetzelfde netwerk (met dezelfde waarden voor L en C), het omgekeerde ook geldt: wanneer aan de linker kant een weerstand R_i wordt aangesloten zien we rechts

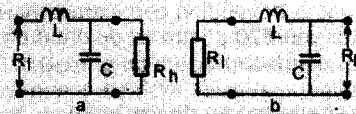


Fig. B1.1 L-netwerk

een hogere weerstand R_n . We zien uit fig. B1 verder dat de hoge weerstandswaarde aan het knooppunt van de L en de C vast zit. Voor de spoel en de condensator gelden de volgende formules:

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{R_i (R_n - R_i)} \quad (B.1)$$

$$C = \frac{1}{\omega R_n} \sqrt{\frac{R_n}{R_i} - 1} \quad (B.2)$$

het L-netwerk berekenen: $L_s=112$ nH en $C_p=1,08$ nF.

Het zal duidelijk zijn dat de beide spoelen uit fig. 3.3 gecombineerd worden tot een van 117 nH.

3.3. Het uitgangsaanpassingsnetwerk

Dit netwerk zorgt er voor dat de anten-

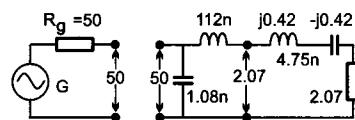


Fig. 3.3 Aanpassing m.b.v. L-netwerk

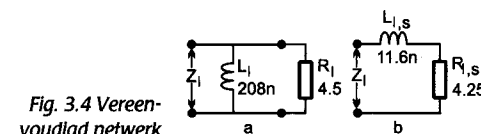


Fig. 3.4 Vereenvoudigd netwerk

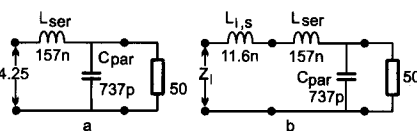


Fig. 3.5 Vereenvoudigd netwerk

ne-impedantie van 50 ohm naar de optimale belastingsimpedantie voor de FET's wordt omgezet. In par. 3.1 zagen we dat de FET's een belasting willen zien van 4,5 ohm parallel aan 208 nH. Eerst gaan we de gewenste belasting omzetten naar een serie vervangingscircuit, bestaande uit R_{is} en L_{is} . Daarna gaan we een L-netwerk bepalen dat 50 ohm naar R_{is} omzet.

We zullen zien dat we ook hier, analoog aan het ingangscircuit, twee spoelen in serie krijgen die we kunnen combineren tot een.

Met behulp van formules A4 t/m A6 vinden we het serievervangingscircuit: zie fig. 3.4.

Nu gaan we m.b.v. formules B1 en B2 een L-netwerk bepalen dat 50 ohm transformeert naar 4,25 ohm. Het resultaat is gegeven in fig. 3.5a.

Wanneer we L_s in serie schakelen met het L-netwerk, fig. 3.5b, dan is de totale impedantie gelijk aan die van fig. 3.4b en is het aanpassingsnetwerk klaar.

Het schema van de versterker is getoond in fig. 6.1.

Hierin herkennen we de eerder bereken-

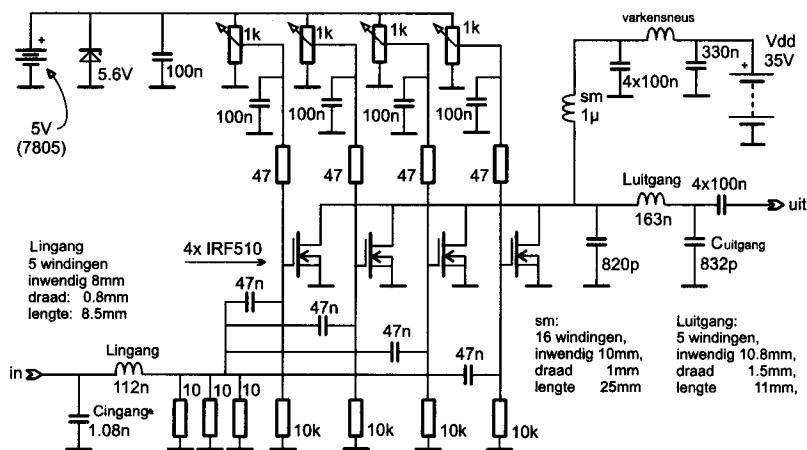


Fig. 6.1 Schema eindversterker



de in- en uitgangsnetswerken. Wat o.a. opvalt is, dat de waarden van het uitgangsnetswerk afwijken van de berekende en dat er bovendien een extra condensator van 820 pF tussen de drain en aarde is aangebracht.

Bij het afregelen van de versterker bleek n.l. dat de drainspanning flinke spanningspieken op de gewenste golfvorm had.

De reden hiervan is dat de drainstroom (een enkelvoudig gelijkgerichte sinus) behalve de grondgolf ook even harmonischen bevat. En ons L-netwerk is hoogohmig voor deze harmonischen.

De extra draincapaciteit zorgt ervoor dat de impedantie van het aanpassingsnetwerk voor de hogere harmonischen lager wordt, waardoor de spanningspieken lager worden.

De waarde van deze extra capaciteit hebben we proefondervindelijk bepaald. Vervolgens hebben we deze waarde bij C_{out} opgeteld en de berekening van het uitgangsnetswerk opnieuw gedaan.

3.4. Overige delen van het ontwerp

Het ruststroomcircuit hebben we erg eenvoudig gehouden: iedere FET heeft zijn eigen instelpotmeter. Hiermee kunnen we de ruststroom per FET instellen op een kwart van de totaal benodigde waarde.

Volgens een publicatie van Philips hebben RF MOSFET's die voor 28 V voeding bedoeld zijn, een ruststroom nodig van ca. 6,5 mA per watt uitgangsvermogen (voor 50 V exemplaren wordt 3 mA/W aanbevolen).

Wij hebben, omdat onze eindtrap op 35 V draait, voor een ruststroom van 480 mA gekozen. De 5V6-zenerdiode zorgt ervoor, dat bij eventuele doorslag van een van de FET's de gatespanningen van de andere FET's gelimiteerd blijven zodat deze niet ook QRT gaan.

Verder blijkt uit fig. 6.1 dat de eerder genoemde ingangsdempingsweerstand van 2,5 ohm opgedeeld is in vier weerstanden van 47 ohm bij elke gate en nog eens drie 10 ohm weerstanden parallel op het sommatiepunt. De 10k-weerstanden zorgen ervoor, dat wanneer een instelpotmeter b.v. slecht contact maakt, de bijbehorende gate naar aarde getrokken wordt.

De drains worden gevoed d.m.v. een spoel van 1 μ H. Deze heeft een dusdanig hoge reactantie dat deze de impedantie van het uitgangscircuit niet noemenswaardig verstoort.

Een enkel woord over de voedingsontkoppelingen- en de uitgangskoppelcondensatoren: Door deze C's lopen dikke blindstromen! Je moet deze samenstellen uit een aantal parallel geschakelde verliesarme C's.

Goede voorbeelden zijn keramische multilayer condensatoren voor oppervlaktemontage (van zo'n 6x6 mm²). Een alternatief hiervoor zijn flat foil C's, ook wel 'Engelse drop' genoemd.

Een belangrijk aspect van het ontwerp is ook de dimensionering van het koelli-

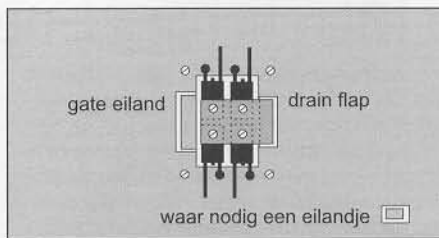


Fig. 4.1 Plaatsing FET's

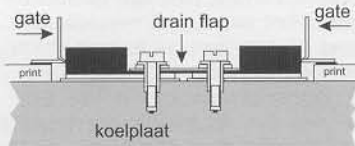


Fig. 4.2 Doorsnede van fig. 4.1 (van opzij)

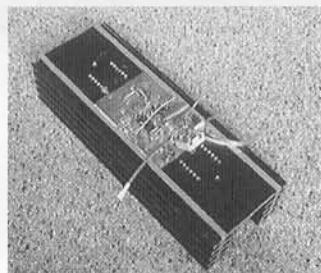


Foto 1

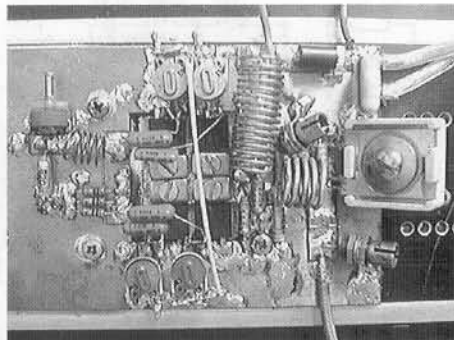


Foto 2

chaam. Voor de berekening hiervan gaan we uit van een omgevingstemperatuur van 35°C en een maximale temperatuur van de behuizing van 85°C. Bij een uitgangsvermogen $P_o=100$ W en een rendement van 63% dissiperen de FET's een vermogen $P_d=60$ W. Het koellichaam mag dus een maximale thermische weerstand hebben van $R_{th}=(85-35)/60=0,83$ K/W. Dat is beslist geen geringe eis en leidt tot forse afmetingen. Gelukkig wordt de soep niet zo heet gegeten als zij wordt opgediend. Als de eindtrap uitsluitend voor spraak-SSB wordt gebruikt, kunnen we het gemiddeld uitgezonden vermogen op ongeveer 25 W stellen. Gedissipeerd wordt dan ongeveer 15 W en een koellichaam van 3,3 K/W is voldoende.

4. Bouwbeschrijving

De versterker is opgebouwd op een stuk dubbelzijdige print.

De onderkant, die tegen de koelplaat aangeschroefd wordt, dient als aardvlak.

Aan de bovenkant zijn eilandjes uitgefreesd voor de componenten. Het overige koper dient ook als aardvlak en is op diverse punten doorverbonden met de onderkant.

In het midden van de print zagen we een gat dat net om de vier FET's heen valt (hooguit 1 mm rondom vrijlaten). Zo kunnen we de sources zo kort mogelijk aarden. Zie fig. 4.1.

Met een elektrisch handfreesje worden vervolgens eilandjes voor de drainflap en de gates in de koperlaag gemaakt. Dit gaat als volgt: We schetsen met potlood de eilandjes op de print en frezen deze uit de losse pols met een handfreesje. Zo'n handfreesje of printboormachine is een onmisbaar stukje gereedschap. Wij hebben er op de Veron vlooiemarkt nog geen twee tientjes voor betaald (nieuw!).

Een mm breed weghalen is genoeg. Oefen eerst op een stukje afvalprint. Als je hier een beetje bedreven in raakt wil je voor HF-versterkers nooit meer iets anders! De print wordt met vier M3-schroeven op de koelplaat vastgezet (print tijdelijk op de koelplaat plakken, door de print heen boren en draad tappen in de koelplaat).

Je mag eventueel eerst nog een stukje koperfolie aanbrengen tussen boven- en onderkant van de print langs de zijden waar de sources aan het aardvlak komen.

De FET's worden twee aan twee, met de drainflappen naar elkaar toe, plat op de koelplaat geschroefd (in het gat), geïsoleerd m.b.v. mica plaatjes en met gebruik van een beetje warmtegeleidingspasta.

De drains worden met elkaar verbonden door een flap koperfolie (of dun blik) met daarin vier gaten, die tussen de drains en hun isolatieringetjes geklemd wordt door de schroefjes. Zo houden we de parasitaire zelfinductie aan de drains klein. Vervolgens worden de sourceleidingen op de print vast gesoldeerd. De drainleidingen worden geheel verwijderd. Soldeer ook de drainflap op zijn eiland vast. We zijn nu ongeveer even ver als in fig. 4.1.

We buigen nu de gate-aansluitingen recht omhoog, zie fig. 4.2. Dan aarden we de soldeerbout aan de print waarna we elke gate met een weerstandje van 10k aan aarde leggen. We kunnen nu redelijk veilig in de schakeling gaan spitten zonder angst voor ESD. De gates worden elk via een condensator van 47 nF met het gate eiland verbonden (kort bedraden!).

De weerstanden van 47 ohm en de bijbehorende ontkoppel-C's komen zo dicht mogelijk bij de gates. Vervolgens zoeken we voor de rest van de onderdelen een leuk plaatsje, waarbij we er voor moeten zorgen dat de dikke stromen (in het uitgangscircuit) alleen in het rechter gedeelte van de print (fig. 4.1) kunnen lopen. Tevens moet je er voor zorgen dat de spoelen elkaar niet overdreven 'zien'. Bij voorkeur dus haaks op elkaar monteren. Het grootste probleem bij dit ontwerp vormt de C van het uitgang L-netwerk.



Dit wordt waarschijnlijk het duurste onderdeel van de schakeling (tientje). In dit ding loopt n.l. een blindstroom van meer dan 4,5 A.

Dit resulteert in een blindvermogen van meer dan 300 VA. Zelfs bij een verliesfactor van 0,001 wordt een klein C-tje dan al aardig heet. Daarom hebben wij een (Arco) compressietrimmer van 1 nf gebruikt. Maar met een stuk of vier gelijke micropoco's en een klein trimmertje gaat het waarschijnlijk ook wel goed. Bij deze condensator en bij de ontkoppel-C's van de voeding maken we een extra doorverbinding tussen de aardvlakken aan boven- en onderzijde van de print.

5. Afregeling

Wij hebben voor de volgende methode gekozen: eerst wordt de ruststroom ingesteld.

Vervolgens regelen we het uit- en ingangsnetwork af bij beperkte aansturing. Tenslotte regelen we het uitgangscircuit nog eens na bij volle aansturing.

5.1. De rustroominstelling

De hier beschreven eindtrap draait met een ruststroom van 480 mA. Het instellen gaat als volgt: draai alle potmeters op nul.

Sluit de in- en uitgang af met 50 ohm. Draai nu de potmeters een voor een op tot resp. 1/4, 1/2, 3/4 en 1x de ruststroom wordt gemeten. Iedere FET draait dan op 120 mA ruststroom.

Opm.: De FET's zijn willekeurig gekozen, dus niet uitgezocht op gelijke steilheid!

5.2. Voorafregeling in- en uitgangscircuit

Sluit een HF-generator aan op de ingang. Sluit een dummyload aan op de uitgang. Draai het uitgangsvermogen van de generator op tot 100 mW. Regel eerst de trimmer van het uitgangscircuit en vervolgens die van het ingangscircuit af op maximaal uitgangsvermogen. Dit behoort nu zo'n 10 W te zijn. Deze procedure een paar keer herhalen. Regel dan het stuurvermogen langzaam op tot 1 W, waarbij voortdurend de volgende zaken in de gaten gehouden moeten worden:

1. Het uitgangsvermogen.
2. De opgenomen stroom. Deze mag niet groter worden dan 5,5 A.
3. De drainspanning. Meet deze m.b.v. een (50 MHz) oscilloscoop. Zoals we al in hoofdstuk 2 vermeld hebben, verloopt de drainspanning alleen sinusvormig als de FET's belast worden met het ideale aanpassingsnetwork. Maar aan die eisen voldoet ons L-network niet! Het gevolg hiervan is dat de drainspanning, behalve de 14 MHz-grondgolf, ook hogere harmonischen bevat. En met name deze harmonischen manifesteren zich als spanningsspieken op de grondgolf. Hierdoor kan, bij een slecht afgeregeld network, de momentane waarde van de drainspanning veel groter worden dan 2 maal de voedingsspanning (=70 V).

Je moet er dan ook voor zorgen dat de drainspanning zeker niet boven de 85 V. komt. Als dit tijdens het opdraaien van het stuurvermogen toch dreigt te gebeuren, dan moet het uitgangsnetwork nageregeld worden.

Let er verder goed op dat het uitgangsvermogen niet boven de 100 W uitkomt. Het is geen kunst om meer dan 100 W uit de versterker te halen.

Dit gebeurt n.l. wanneer R_i een te lage waarde heeft. Dit extra vermogen gaat echter ten koste van o.a. de versterking, vervorming en robuustheid van de versterker.

Onze versterker trok 4,6 A bij een vermogen van 100 W.

5.3. Afregelen ingangsaanpassing

Na het afregelen van de aanpassing aan de uitgang kunnen we het ingangsnetwork gaan tunen.

We doen dit bij ongeveer 75 W uitgangsvermogen (bij dit vermogen kunnen we er vrij zeker van zijn dat de versterker in zijn lineaire gebied werkt). De ingang-SWR moet beter te krijgen zijn dan 1.3.

6. De resultaten

6.1. Meetwaarden

De belangrijkste eigenschappen van de versterker hebben we gemeten bij $V_{dd}=35$ V en een ruststroom van 480 mA. De resultaten daarvan zijn vermeld in tabel 2.

Om het effect van de ruststroom te onderzoeken hebben we de metingen herhaald bij 200 mA. Zowel het ingang- als het uitgangscircuit zijn daarvoor opnieuw afgeregeld.

Ook de intermodulatieproducten zijn gemeten bij beide instellingen van de ruststroom en weergegeven in tabel 3.

Daaruit blijkt dat deze nevenproducten de door de RDR gestelde limieten overschrijden en dat we dus na de eindtrap

nog een laagdoorlaatfilter moeten plaatsen.

Een eenvoudig derde-orde (π)-filter is al voldoende.

6.2. Gedrag bij misaanpassing

Wanneer we deze versterker niet aansturen met een 50 ohm bron en/of afsluiten met 50 ohm, dan kan o.a. het volgende gebeuren:

1. De versterker kan instabiel worden (oscilleren).
2. De versterker kan definitief QRT gaan.

We hebben alleen de volgende situaties onderzocht, bij een bronimpedantie van 50 ohm:

1. Versterker onbelast: Dit leidde tot oscillatie op ca. 2,8 MHz, hetgeen de dood van de FET's tot gevolg had.
2. $R_i=25$ ohm: de versterker kan zonder problemen 100 W leveren aan deze belasting ($I_{dd}=6$ A).
3. $R_i=100$ ohm: de versterker kan 85 W leveren. De piek-drainspanning is dan 90 V.

6.3. Conclusies

Achteraf bezien zou de IRF610 een betere keuze zijn geweest, omdat deze een $V_{ds,max}$ heeft van 200 V, terwijl de andere parameters zoals $I_{d,max}$ en steilheid niet indrukwekkend veel lager liggen. Met deze FET's is dus een meer (SWR)-robuuste versterker te maken.

Literatuurlijst:

- [1]. Philips Application Report: RNR-1-320-1986-AS / NCO 8601 door A. Hilberts: RF Power MOS-Transistors for the HF and VHF Range.
- [2]. SC19 Data CD-ROM: RF& Microwave Power Transistors, RF Power Modules and Circulators/Isolators
Of: http://www.semiconductors.com/handbook/applicationnotes_35.html

V_{dd}	35	35	35	V
$I_{dd,0}$	480	480	200	mA ruststroom
P_o	125 ¹⁾	100	100	W
I_{dd}	5,4	4,7	4,6	A
	66,1	60,9	62,8	%
d_2	-	-30	-30	dBc 2e harm.
d_3	-	-52	-52	dBc 3e harm.
hogere	-	<-60	<-60	dBc hogere harm.
A_v	-	18 ²⁾	17 ²⁾	dB

¹⁾ uitgangsvermogen bij 1 % gaincompressie
²⁾ gemeten bij $P_i=75$ W

Tabel 2: Meetwaarden

V_{dd}	35	35	V				
$I_{dd,0}$	480	200	mA ruststroom				
P_o	40	63	100	W			
IM3	-30	-29	-26	-24	-23	-22	dBc
IM5	-54	<-55	-42	-40	-36	-33	dBc

Tabel 3: Intermodulatieproducten

