
Conception et construction d'un amplificateur push-pull de 300 W à MOSFET pour 144 MHz (2ième partie)

Ontwerp en bouw van een 300 W MOSFET push-pull vermogenversterker voor 144 MHz (deel 2)

Par/door Gaëtan Horlin, ON4KHG

Traduction/vertaling: ON4LP

(Ndlr. 1ière partie de cet article: voir CQ-QSO 7-8/2007)

4.5. Polarisation de l'amplificateur

Quand ils sont polarisés en classe A (petits signaux), les deux matrices à l'intérieur du MRF141G conduisent en même temps et le courant circulant au travers de chaque Drain est i .

Etant donné un rapport de transformation d'impédance n (entre le Drain et la charge), le courant circulant dans la charge de sortie de 50 Ω (i_L) est:

$$i_L = \frac{2 * i}{n}$$

(Nvdr. Voor deel 1, zie CQ-QSO 7-8/2007)

4.5. Werkpunt van de versterker

In klasse A (klein signaal) geleiden de twee kanten binnenin de MRF141G simultaan. De stroom doorheen elke drain is i .

Bij een impedantiëtransformatieverhouding n (tussen drain en belasting) is de stroom die vloeit in de 50 Ω output belasting (i_L):

$$i_L = \frac{2 * i}{n}$$

Et la tension aux bornes de cette charge (v_L) est:

| En de spanning (v_L) over de belasting:

$$v_L = i_L * 50 = \frac{2 * i * 50}{n}$$

Tandis que la tension aux bornes de chaque Drain vaut:

| De spanning op elke drain is:

$$v_d = \frac{v_L}{n}$$

Et la charge vue depuis les Drains a pour valeur:

| En de belasting gezien vanuit de drains is:

$$R_{dA} = \frac{v_d}{i} = \frac{v_L}{n * i} = \frac{2 * 50}{n^2}$$

Pour un fonctionnement en Push-Pull classe B (grands signaux), l'excursion de tension sur les Drains est le double de celle d'un amplificateur classe A à transistor unique. Seulement une des deux matrices internes du transistor conduit en alternance (l'autre étant bloquée). Dès lors, le courant circulant dans la charge de sortie de 50Ω est:

Push-Pull werking in klasse B (groot signaal) geeft een dubbele spanningsverandering op de uitgang vergeleken met een enkelvoudige klasse A versterker. Enkel één van de twee transistors in de behuizing zal afwisselend geleiden (terwijl de andere spert). Aldus is de stroom die vloeit in de 50Ω output belasting:

$$i_L = \frac{i}{n}$$

Et la charge vue depuis les Drains vaut:

| En de belasting gezien vanuit de drain is:

$$R_{dB} = \frac{50}{n^2}$$

Nous voyons donc que:

| Hieruit volgt dat:

$$R_{dB} = \frac{R_{dA}}{2}$$

Aussi, en classe B, la charge vue depuis les Drains est la moitié de celle vue en classe A.

D'un point de vue gain (A_v) de l'amplificateur, nous avons:

De belasting gezien vanuit de drain in klasse B is de helft van deze in classe A.

Vanuit de winst van de versterker (A_v) beschouwd is:

$$\text{➤ } A_{V \text{ Small Signal}} = g_{fs \text{ Small Signal}} * R_{dA}$$

$$\text{➤ } A_{V \text{ High Signal}} = g_{fs \text{ High Signal}} * R_{dB} = g_{fs \text{ High Signal}} * \frac{R_{dA}}{2}$$

Pour être linéaire, l'amplificateur doit avoir le même gain en petits qu'en grands signaux, soit:

Om linear te zijn moet de versterker dezelfde winst bezitten voor kleine en grote signalen. Dan is:

$$A_{V \text{ Small Signal}} = A_{V \text{ High Signal}} \Rightarrow g_{fs \text{ Small Signal}} * R_{dA} = g_{fs \text{ High Signal}} * \frac{R_{dA}}{2}$$

On conclut que:

| We kunnen besluiten dat:

$$g_{fs \text{ Small Signal}} = \frac{g_{fs \text{ High Signal}}}{2}$$

L'amplificateur doit être polarisé de telle manière que la pente de la fonction de transfert sans excitation (ou $g_{fs \text{ Small Signal}}$) est la moitié de la pente "grands signaux" ($g_{fs \text{ Large Signal}}$).

De instelling van de versterker moet zodanig zijn dat de steilheid van de transfertkarakteristiek zonder HF-sturing (of $g_{fs \text{ Small Signal}}$) de helft moet zijn van die voor grote signalen ($g_{fs \text{ High Signal}}$).

Cela prévient la distorsion de "cross over" montrée sur la **figure 16**.

Dit voorkomt crossoververvorming (**zie figuur 16**).

Le but est ici d'établir une tension de Gate (V_{gs0}) telle qu'un courant de repos (I_{dq}) circule au travers de chaque Drain.

Hiertoe wordt een gate spanning (V_{gs0}) ingesteld zodat er een ruststroom vloeit door elke drain.

En DC, grâce à son impédance très élevée, la Gate d'un MOSFET se comporte comme un condensateur. Aussi, polariser les Gates requiert très peu de courant et un simple diviseur résistif remplit aisément cette fonction. Ci-après un extrait du schéma (voir chapitre 5.1.1.) concernant le réseau de polarisation (**fig. 18**).

Een MOSFET gate gedraagt zich als een condensator in DC door zijn zeer hoge impedantie. De gate trekt praktisch geen stroom. Een eenvoudige weerstandsspanningsdeler volstaat. **Figuur 18** toont een detail uit het schema (zie 5.1.1.) met betrekking tot de instelling van het werkpunt (bias).

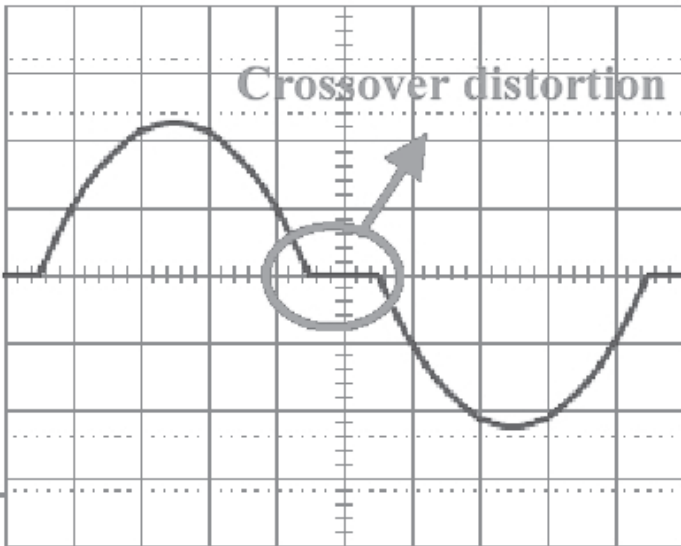


Fig. 16 Distortion de cross over

Fig. 16 Crossoververvorming

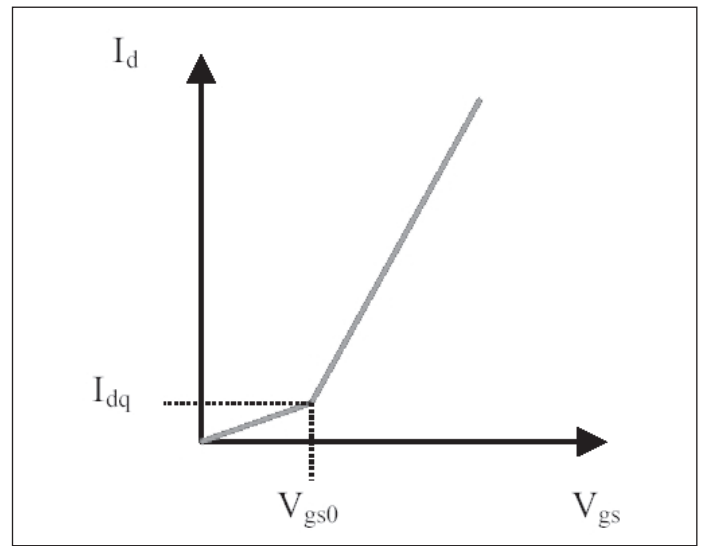


Fig. 17 Point de polarisation sur la fonction de transfert

Fig. 17 Instelpunt op de transferfkarakteristiek

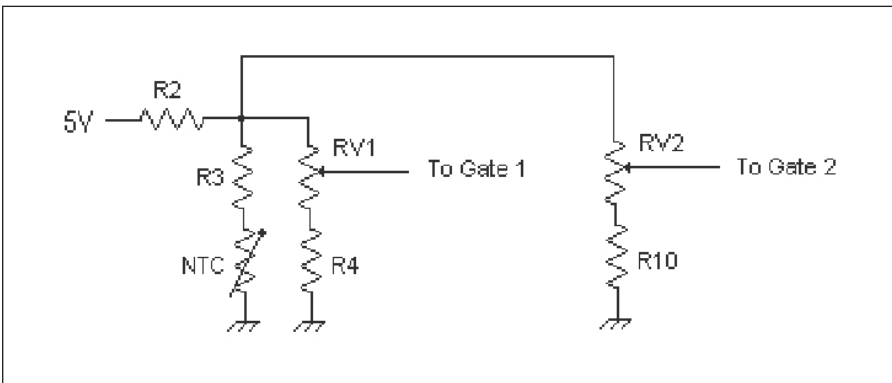
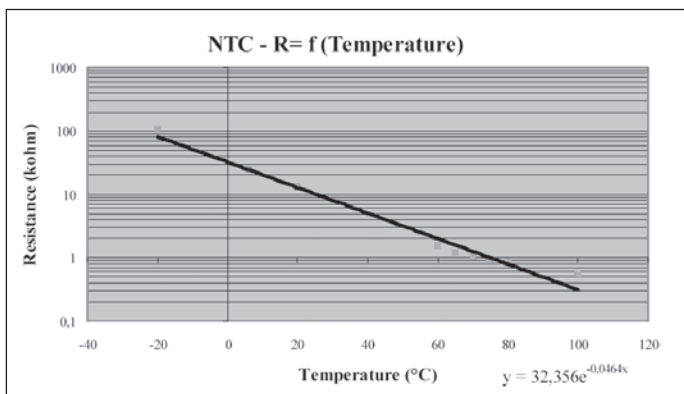


Fig. 18 Réseau de polarisation des Gates

Fig. 18 Bias netwerk

RV1 et RV2 sont ajustées de manière à obtenir un courant de repos de 250 mA au travers de chaque Drain. Ceci est réalisé avec V_{gs0} aux alentours de 2,2 V sur chaque Gate (@ 25°C). Dès que la température (du boîtier du transistor) varie, V_{gs0} doit être ajusté (compensé) afin de maintenir le même courant de repos (I_{dq}) qu'à 25°C.

La data sheet nous apprend que V_{gs0} varie en fonction de la température du boîtier du transistor; ainsi une compensation en température est requise afin de garder un point de repos stable. Pour ce faire, on utilise une NTC (résistance à coefficient de température négatif). J'ai réutilisé un "fond de tiroir", malheureusement non marqué. Aussi, j'ai mesuré la valeur de cette NTC en fonction de la température, ce qui a conduit au graphique suivant:



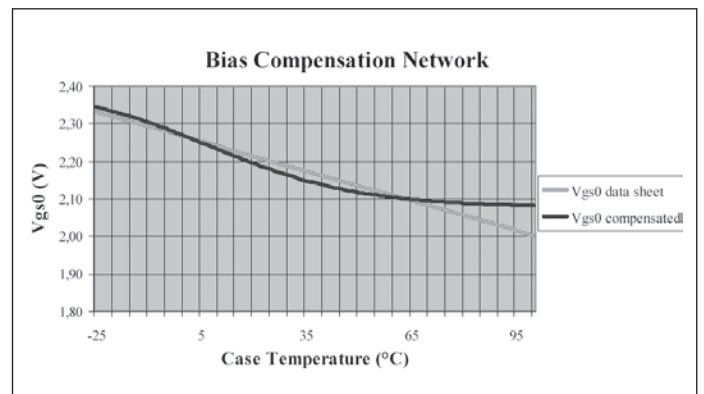
Connaissant la valeur de la NTC en fonction de la température et ayant déjà fixé la valeur des autres résistances à l'exception de R2 & R3, ces dernières ont été calculées (leur rapport) de manière à ce que V_{gs0} compensé suive la même pente que V_{gs0} en fonction de la température du

RV1 et RV2 worden ingesteld voor een ruststroom van 250 mA in elke drain. Hiertoe is een V_{gs0} van ca. 2,2 V nodig in elke gate (@ 25°C). Eens de transistor opwarmt, moet V_{gs0} worden bijgesteld (gecompenseerd) om dezelfde ruststroom (I_{dq}) te houden als bij 25°C.

Het datablad leert ons dat V_{gs0} verandert in functie van de temperatuur van de transistorbehuizing. Er is bijgevolg een zekere temperatuurcompensatie nodig voor een stabiel werkpunt.

Dit wordt bereikt d.m.v. een NTC (Negative Temperature Coefficient resistor).

Ik gebruikte er een uit mijn junkbox zonder type-aanduiding. Ik heb dan maar de weerstand in functie van de temperatuur gemeten wat de volgende grafiek gaf:



Door alle weerstanden van het polarisatienetwerk te kiezen, behalve R2 en R3, kunnen deze laatste worden berekend (hun verhouding) op basis van de gekende weerstand van de NTC in functie van de temperatuur zodat de gecompenseerde V_{gs0} dezelfde helling volgt als de V_{gs0} in functie

boîtier, donnée dans les data sheets. Evidemment, la NTC et le boîtier du transistor doivent être maintenus en contact thermique étroit.

4.6. Stabilité

Aucun calcul particulier n'a été mené pour estimer la stabilité de l'amplificateur. A la place, un circuit d'amortissement (R15-C25-C26) a été ajouté à l'entrée (idée extraite d'une data sheet Philips [4]) et la valeur de la résistance de Gate (R7/R8) a été soigneusement sélectionnée (testée sur l'amplificateur). Ces deux moyens aident à amortir le facteur Q du circuit d'adaptation d'impédance en entrée.

Avec les valeurs indiquées sur la liste de composants de la carte RF, l'amplificateur est stable, même si ses entrée et sortie restent "en l'air" (pas de charge). Par contre, sans circuit d'amortissement en entrée ou si la résistance de Gate est supérieure à 10 Ω, l'amplificateur entre en oscillation.

L'implémentation d'un circuit d'amortissement a également été testé en sortie mais il s'est avéré être inutile.

D'un point de vue général, les solutions aidant à stabiliser un amplificateur sont:

- Circuits d'adaptation d'impédance à faible facteur de qualité Q (*)
- Amortissement des circuits d'adaptation (*)
- Résistance de Gate en série ou en parallèle (*)
- Feed-back (rétroaction) Drain vers Gate

Trois d'entre-elles (*) sont utilisées ici.

4.7. Filtre Passe-Bas (Low Pass Filter - LPF)

Un filtre Passe-Bas à 5 pôles a été ajouté à la sortie de l'amplificateur afin d'atténuer les harmoniques et les produits d'intermodulation (IMD). Il est important de mentionner que grâce à la configuration Push-Pull utilisée ici, les produits d'intermodulation d'ordre pair (f_1+f_2 , $2f_1+2f_2$,...) et les harmoniques d'ordre pair ($2f_1$, $2f_2$,...) sont déjà bien atténués par l'amplificateur même (sans filtre) si ce dernier est bien équilibré.

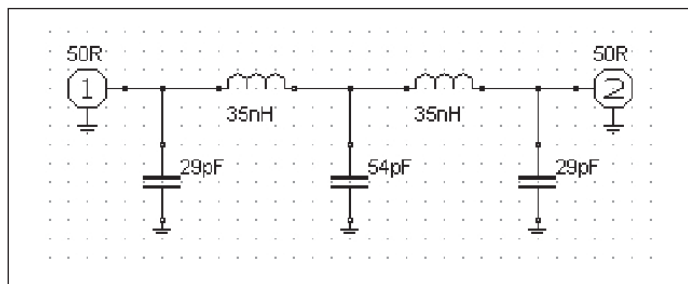


Fig. 19 Filtre Passe-Bas de sortie

Fig. 19 Output laagdoorlaatfilter

Le design du filtre a été réalisé à l'aide du freeware **RFSim99** [5]. La fonction de transfert (S21) et le Return Loss (S11) sont montrés sur le graphique qui suit.

Le filtre simulé commence à atténuer (cut-off) légèrement au-dessus de 200 MHz.

Il serait encore possible de déplacer le cut-off vers 150 MHz. Toutefois, les mesures faites sur le filtre construit montrent que la réjection est quelques dB's meilleure que le filtre simulé (l'effet du blindage entre les deux inductances n'a pas été simulé).

van de temperatuur van de behuizing uit het datablad. Vanzelfsprekend moet er een goed thermisch contact bestaan tussen NTC en behuizing van de transistor(en).

4.6. Stabiliteit

Er werden geen bijzondere berekeningen gemaakt om de stabiliteit van de versterker te beoordelen. Wel werd een dempingsnetwerk (R15-C25-C26) toegevoegd aan de input (idee gehaald uit een Philips datablad [4]) en werd de waarde van de gateweerstand (R7/R8) zorgvuldig geselecteerd (getest op de versterker). Beiden zorgen voor een demping van de Q-factor van het ingangsnetwork.

Met de waarden in het schema van de HF-opstelling is de versterker stabiel, zelfs als zijn ingang en uitgang open blijven (onbelast). De versterker gaat oscilleren zonder inputdemping of indien de gateweerstand groter zijn dan 10 Ω.

Testen met een dempingsnetwerk op de output van de versterker bleken nutteloos.

Algemene maatregelen om een vermogenversterker te stabiliseren zijn:

- lage Q van de aanpassings netwerken (*)
- demping of aanpassings netwerken (*)
- serie- of parallelweerstand op de gate (*)
- drain naar gate tegenkoppeling

Deze drie maatregelen (*) werden hier toegepast.

4.7. Laagdoorlaatfilter (LPF)

Een extra 5-polig LPF werd geplaatst op de uitgang van de versterker om de harmonischen en intermodulatieproducten (IMD) te verzwakken. Het is nuttig te vermelden, dat dankzij de push-pull configuratie, de even-orderproducten (f_1+f_2 , $2f_1+2f_2$,...) en harmonischen ($2f_1$, $2f_2$,...) reeds goed verzwakt worden door de versterker zelf (indien goed in balans).

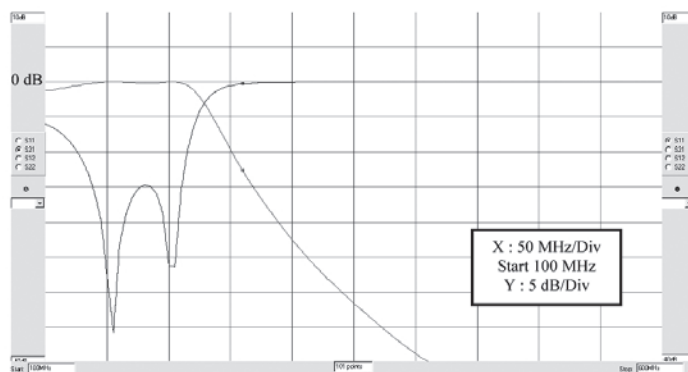


Fig. 20 Fonction de transfert simulée du LPF

Fig. 20 Simulatie van de transfertfunctie van het LPF

Het ontwerp van het filter gebeurde met de freeware **RFSim99** [5]. De transfertfunctie (S21) en het teruggekaatst verlies (S11) staan in de volgende grafieken afgebeeld.

De afsnijfrequentie van het gesimuleerde filter begint iets boven de 200 MHz.

Er is ruimte om de afsnijfrequentie dichterbij 150 MHz te verschuiven. Metingen op het gebouwde LPF tonen echter aan dat de onderdrukking enkele dB's beter is dan het gesimuleerde (de invloed van het scherm tussen de twee spoelen was niet gesimuleerd).

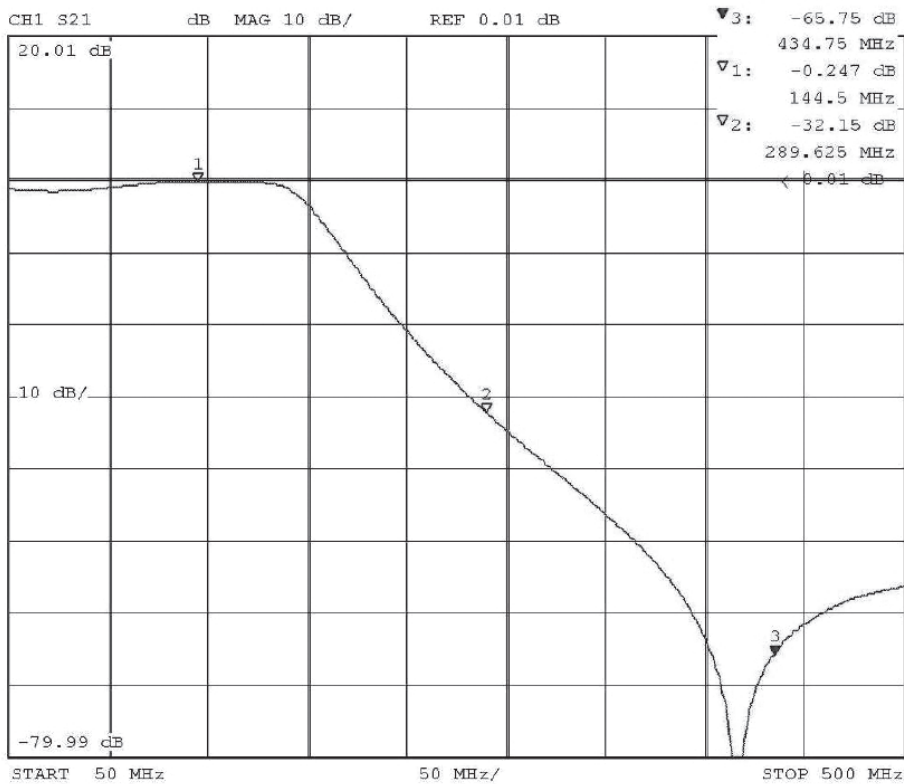


Fig. 21 Fonction de transfert mesurée du LPF

Fig. 21 Gemeten transfertfunctie van het LPF

A partir de la mesure du filtre (Fig. 21), on obtient le tableau suivant:

Uit de meetgrafiek (fig. 21), kunnen we volgende tabel afleiden:

Frequency	S21 (dB)	Remark
145	- 0,25	Fundamental (f_0)
290	- 32	2nd harmonic ($2*f_0$)
435	- 66	3rd harmonic ($3*f_0$)
580	- 52	4th harmonic ($4*f_0$)

La réjection de la 3^e Harmonique est de 66 dB et afin d'éviter de dégrader cette valeur en déplaçant le cut-off vers 150 MHz et donc d'introduire d'autres fréquences de résonance par l'emploi de composants de valeurs différentes, le design a été gardé tel quel. Le Return Loss (S11) est supérieur à 30 dB sur toute la bande des 2m.

Le circuit imprimé du LPF comprend également un coupleur directionnel simple, pour estimer les puissances Directe (Dir.) et Réfléchie (Ref.) afin d'offrir une supervision de l'amplificateur et d'alimenter le circuit de protection VSWR. La perte de couplage se monte à 30,6 dB sur la ligne couplée.

5. Construction de l'amplificateur

5.1. Carte RF

Cette carte comprend en fait 3 PCB's distincts, un PCB d'entrée, un PCB de sortie et le petit PCB incluant à la fois le coupleur directionnel et le filtre Passe-Bas.

5.1.1. Schéma

Le schéma (voir le **figure 22**) a été dessiné avec un simple éditeur graphique (en l'occurrence, MS Paint inclus dans les operating systems MS). Un fichier source comprenant les symboles électroniques les plus courants a été créé "manuellement".

Les schémas sont dessinés en réutilisant ce même fichier source et les fonctions "select" et "copy-paste" de MS Paint. Les lignes sont alors dessinées pour joindre les symboles entre eux et les symboles restants inutilisés sont simplement effacés.

De onderdrukking van de derde harmonische is 66 dB. Om te beletten dat dit cijfer slechter wordt door de afsnijfrequentie dichter naar de 150 MHz te verschuiven met nieuwe onderdelenwaarden en andere zelfresonantiefrequenties, werd het oorspronkelijke ontwerp behouden. Het terugkaatsverlies (S11) is beter dan 30 dB over de 2m-band.

De LPF-print bevat ook een eenvoudige directionele koppelaar om het rechtstreeks (Dir.) en gereflecteerd (Ref.) vermogen te beoordelen. Die wordt gebruikt voor het monitoren van het uitgangsvermogen en om de VSWR-beveiligingsschakeling te sturen. Het koppelverlies bedraagt 30,6 dB op de gekoppelde lijn.

5. Bouw van de versterker

5.1. HF-opstelling

De HF-opstelling bestaat uit drie gedrukte schakelingen (PCB): een ingangs-PCB, een uitgangs-PCB en een kleine print met de directionele koppelaar en het laagdoorlaatfilter (LPF).

5.1.1. Schema

Het schema (zie **fig. 22**) werd getekend met een eenvoudig tekenprogramma (MS Paint, onderdeel van het MS-besturingssysteem). De elektronische basissymbolen werden met de hand gecreëerd en bewaard in een hoofdbestand.

De schema's werden getekend door met de functies 'select' en 'copy-paste' van MS Paint de gewenste symbolen te plaatsen. Voor het verbinden van de symbolen werden nadien lijnen getekend. De ongebruikte symbolen werden achteraf gewist.

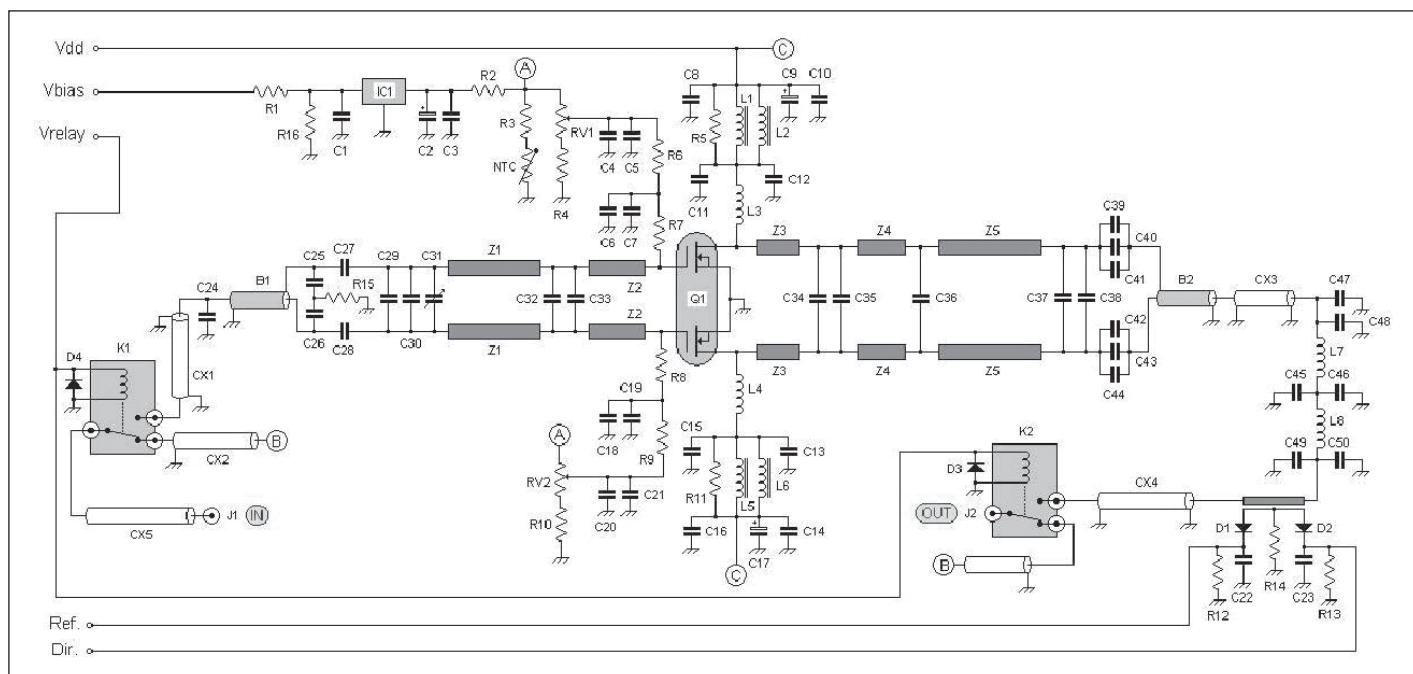


Fig. 22 Schéma de la carte RF

Fig. 22 Schema van de HF-kaart

5.1.2 Liste des composants

5.1.2 Onderdelenlijst

Identification / Identificatie	Valeur / Waarde	Type	Fabriquant / Fabrikant	Remarques / Opmerkingen
R1	1 kΩ	¼ W	Divers	A piquer / through hole
R2	4,7 kΩ	¼ W	Divers	A piquer / through hole
R3	20 kΩ	¼ W	Divers	A piquer / through hole
R4, R10	10 kΩ	¼ W	Divers	SMD 1206
R5, R11	8,2 Ω	1 W	Divers	Metal Film MR52
R6, R9	1 kΩ	1,6 W	Divers	Metal Film PR37
R7, R8	10 Ω	1 W	Divers	Metal Film MR52
R12, R13	1 MΩ	¼ W	Divers	SMD 1206
R14	47 Ω	¼ W	Divers	SMD 1206
R15	10 Ω	1 W	Divers	Metal Film MR52
R16	10 kΩ	¼ W	Divers	A piquer / through hole
RV1, RV2	10 kΩ	3314 (¼ W)	Bourns	SMD
NTC	10 kΩ			@ 25°C – Voir chapitre 4.5. / Zie paragraaf 4.5.
C1, C5, C7, C10, C12, C13, C14, C19, C21, C22, C23	1 n	X7R	Divers	SMD 1206
C2	1 μ	Tantale 16V	Divers	SMD
C3, C4, C6, C8, C11, C15, C16, C18, C20	100 n	X7R	Divers	SMD 1206
C9, C17	10 μ	Electrolyt 50 V	Divers	A piquer / through hole
C24	10 p	NP0 500V	Philips	R100G19COGL (1)
C25, C26	27 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB270FV
C27, C28	1 n	P90 Porcelain	ATC (100B)	ATC100B102KW500
C29	4,7 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB4R7BV
C30	15 p	NP0 500V	Philips	R150G19COGL
C31	2-18 p	PTFE diélect. film	Philips	2222 809 05217
C32	150 p	P90 Porcelain	ATC (100B)	ATC100B151JW500
C33	12 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB120FV
C34, C39, C44	82 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB820FV
C35	68 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB680FV

Identification / Identificatie	Valeur / Waarde	Type	Fabriquant / Fabrikant	Remarques / Opmerkingen
C36	56 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB560FV
C37	18 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB180FV
C38	8,2 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB8R2BV
C40, C41, C42, C43	100 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB101FV
C47, C50	6,8 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB6R8BV
C48, C49	22 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB220FV
C45	15 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB150FV
C46	39 p	P100 Porcelain	Temex (Hi-Q)	500CHB390FV
L1, L2, L5, L6		VK200 Choke	Philips	
B1, B2		$\lambda/4$ Balun	"Maison" / home made	Voir chapitre 5.1.3. Zie paragraaf 5.1.2.
D1, D2	5082-2811	Schottky	Agilent (HP)	A piquer / through hole
D3, D4	1N4148		Divers	A piquer / through hole
Q1	MRF141G		Motorola, Tyco Electronics, M/A-Com	(2)
IC1	7805	5V regulator	Divers	
CX1, CX2, CX3, CX4, CX5	RG 400	Sections de câble coax Segmenten coaxiale kabel	Huber&Suhner	
K1	CX120A	Relais coax / Coaxrelais	Tohtsu	
K2	CX520D	Relais coax / Coaxrelais	Tohtsu	
J1	Femelle N	Connector	Divers	Sur face avant / voorzijde
J2	Femelle N	Connector	Divers	Inclus sur K2 (CX520D) Inbegrepen in K2 (CX520D)

Données des Inductances "Maison" / Gegevens voor de 'home made' spoelen

	Val. Waarde	Interne Ø Ø binnen	Fil Ø Ø draad	Longueur Lengte	Bobinage Windingen	# Tours # Toeren
L3, L4				17 mm		4,5
L7, L8	≈ 35 nH	5 mm	1,5 mm	14 mm, monté 5 mm au-dessus du PCB 14 mm, 5 mm boven PCB geplaatst	Espacé / Met tussenruimte	3,5

Données des Strip-lines / Stripline-gegevens

	Longueur (mm) Lengte (mm)	Largeur (mm) Breedte (mm)	Longueur El. (λ) El. lengte (λ)	Remarques Opmerkingen
Z1	61,0		0,057	
Z2	23,5		0,023	
Z3	14,0	7,5	0,013	Bande CuAg, Ep. 0,3 mm, Largeur 5 mm soudée sur les strip-lines du PCB / Strook CuAg, 0,3 mm dik, 5 mm breed, op de striplines van de PCB gesoldeerd
Z4	16,0		0,015	
Z5	68,0		0,062	

PCB's: Epaisseur 1,6 mm, double face époxy FR4 ($\epsilon_r = 4,6$)

(1): Expérimentalement, il a été trouvé que ce condensateur améliore le Return Loss.

(2): Peut être acheté chez RF Parts (www.rfparts.com) aux USA. ASI Advanced Semiconductor Inc vend aussi le MRF141G (www.advancedsemiconductor.com).

5.1.3. Baluns

Le Balun d'entrée est constitué de câble Téflon (PTFE) RG 316 PTFE de 2,5 mm de diamètre, fabriqué par H&S. Le Balun de sortie est réalisé à partir de câble RG 400 du même fabriquant. Le facteur de vélocité (V_f) des deux types de câble vaut 0,695.

Les deux câbles ont une longueur électrique de $\lambda/4$ et une impédance caractéristique de 50 Ω. Cela conduit à une longueur physique de

$$\frac{300}{145} * 0,25 * V_f = 36 \text{ cm}$$

(1): Proefondervindelijk werd vastgesteld dat door deze condensator het terugkaatsverlies verbeterd

(2): Eventueel bij RF Parts (www.rfparts.com) in de USA. Eveneens te koop bij ASI Advanced Semiconductor Inc (www.advancedsemiconductor.com).

5.1.3. Baluns

De balun aan de ingang werd gemaakt van coaxiale kabel type RG316, PTFE diëlektricum, 2,5 mm buitendiameter, van het merk H&S. De balun aan de uitgang is gemaakt van RG400 kabel van dezelfde fabrikant. De velociteitsfactor is in beide gevallen 0,695.

Beide kabels bezitten een elektrische lengte van een kwart golf en een karakteristieke impedantie van 50 Ω. Dit geeft een fysische lengte van

Il faut couper des sections de câble un peu plus longues, pour permettre les jonctions de soudure avec les strip-lines d'adaptation d'impédance. Les deux Baluns sont enroulés sur eux-mêmes, comme montré sur les photos (voir chapitre 8). Le diamètre d'enroulement s'élève à environ 50 mm. Comme on peut le constater sur ces mêmes photos, des Baluns imprimés $\lambda/8$ réalisés avec du câble semi-rigide ont été essayés, sans grand succès.

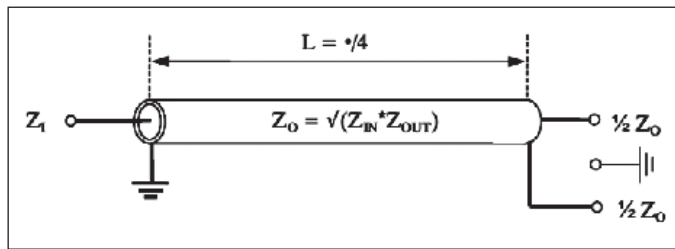


Fig. 23 Représentation des Baluns
Fig. 23 Voorstelling van de baluns

Maak de kabels iets langer om de uiteinden ervan aan de striplijnen te solderen. De baluns zijn gewikkeld zoals afgebeeld op de foto's (zie 8. Afbeeldingen). De diameter ligt rond de 50 mm. Zoals op dezelfde foto's kan worden gezien, werden eerst $\lambda/8$ golfengete gedrukte baluns met half-stijve kabel gebruikt, zonder goede resultaten.

Note: H&S ne produit plus les RG 316 & RG 400 mais à la place les Enviroflex 316 & 400. Ils ont des caractéristiques légèrement différentes.

Nota: H&S fabriceert Enviroflex 316 en 400 i.p.v. RG316 en RG400

5.1.4. Strip-lines d'adaptation & PCB's

Les 3 PCB's de la carte RF sont réalisés avec des plaques en époxy FR4 ($\epsilon_r = 4,6$) double face de 1,6 mm d'épaisseur. Hormis les pistes RF, le lay-out n'est pas critique.

5.1.4. Aanpassen van de striplijnen en de PCB's

De 3 printplaten (PCB) van de HF-opstelling zijn vervaardigd van 1,6 mm dik dubbelzijdig FR4 epoxy glasvezel ($\epsilon_r = 4,6$). De lay-out is niet kritisch, behalve voor de HF-banen.

Les 2 faces des PCB's sont liées ensemble par des bandes de Cuivre (des feuilles de Cuivre sont facilement disponibles en extrayant la tresse extérieure d'un morceau de câble coaxial H100) tout autour des PCB's et par autant de vias que possible. De plus, les PCB's d'entrée et de sortie sont également liés entre eux par des bandes de Cuivre situées de part et d'autre du transistor. Les photos du chapitre 8 parlent d'elles-mêmes.

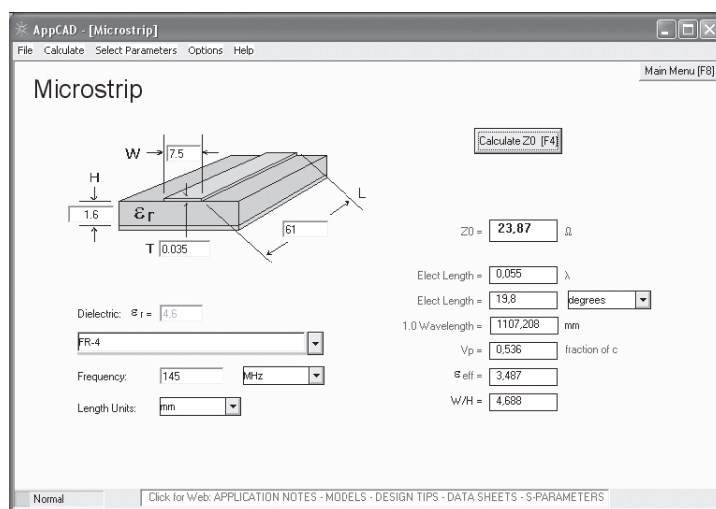


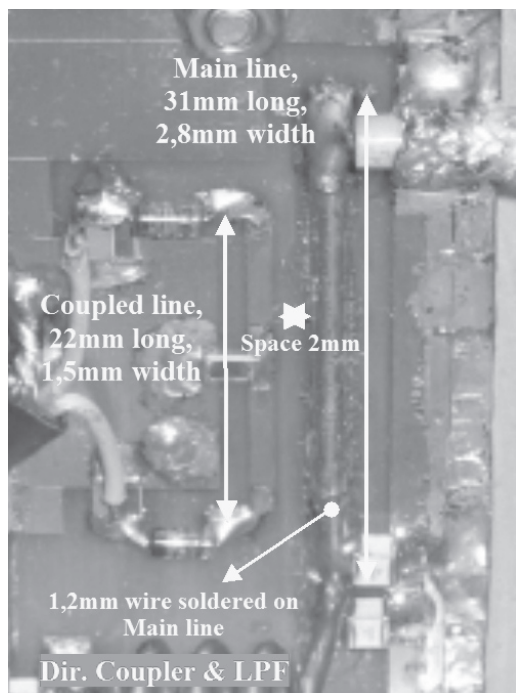
Fig. 24 AppCAD (Agilent)

Beide zijden van de printplaten zijn rondom rond aan elkaar verbonden met Cu-strips (hiervoor werd de buitenmantel van H100 coax gebruikt) en met zoveel mogelijk doorverbindingen. Bovendien zijn de in- en output PCB's eveneens, langs beide zijden van de transistor aan elkaar verbonden met Cu-strips. De foto's in paragraaf 8 spreken voor zichzelf. Bij hoge stromen en lage impedanties is de geleiding over de massa zeer belangrijk, niet in het minst voor de stabiliteit van de versterker. Alle printplaten werden rechtstreeks vastgeschroefd op de koelplaat.

Quand il est question de courants élevés et de faibles impédances, la continuité de masse est très importante, également pour assurer la stabilité de l'amplificateur. Tous les PCB's ont été vissés directement sur le refroidisseur.

Les strip-lines ont été conçus grâce au freeware AppCAD [6] de Agilent (voir l'exemple dans la figure 24).

De striplijnen werden ontworpen met AppCAD [6] freeware van Agilent (zie het voorbeeld in fig. 24).

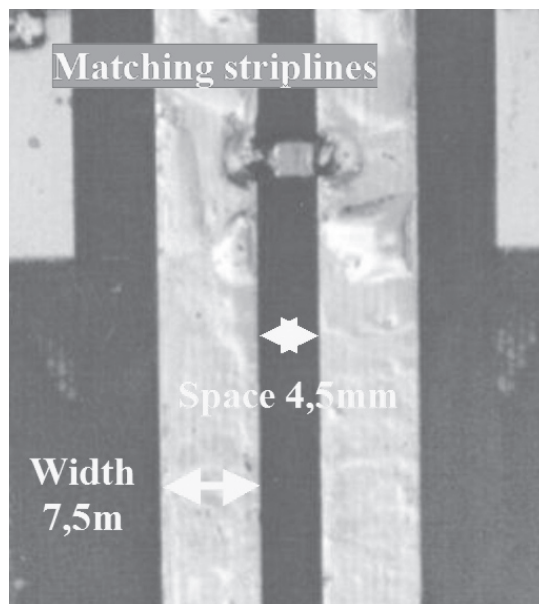


Les données de construction des pistes RF critiques sont indiquées sur les figures 25 et 26.

Bouwaanwijzingen voor de kritische HF-banen worden getoond in de figuren 25 en 26.

Fig. 25 Détail des pistes du coupler directionnel
Fig. 25 Detail van de banen van de directionele koppelaar

Fig. 26 Détail des strip-lines d'adaptation
Fig. 26 Aanpassings-striplijnen



5.1.5 Refroidissement

Le refroidisseur a été récupéré sur une alimentation militaire de surplus (voir les photos au chapitre 8). Il n'a pas été mené de calculs de transfert de chaleur mais le refroidisseur s'est révélé être suffisamment grand pour permettre un fonctionnement en SSB/CW (à température ambiante) sans ajout d'une ventilation forcée. Lorsqu'il fait chaud (souvenez-vous, l'amplificateur est utilisé à "l'extérieur", bien sûr protégé contre la pluie mais dans un environnement non conditionné) ou pour un fonctionnement intensif (modes digitaux), une soufflerie escargot refroidit l'amplificateur. Même durant de longues périodes de fonctionnement, le refroidisseur reste à température ambiante.

Le transistor est vissé sur une petite pièce de cuivre (épaisseur 1 mm) agissant comme dissipateur de chaleur, elle-même en contact étroit (vissée) avec le refroidisseur (fait d'aluminium). Un peu de pâte thermo conductrice est également utilisée. Afin d'éviter le stress mécanique lié aux changements de température, il est recommandé de courber les pattes du transistor, bien que je ne l'ai pas fait ici. Les pattes du transistor ont été laissées droites et soudées telles quelles sur les PCB's.

Références

- [4]: "BLF278" data sheet, Philips, October 1996
- [5]: Software "RFSim99", <http://www.sandiego.edu/~ckim/e194rfs01/RFSim99.exe>
- [6]: Software "AppCAD", by Agilent, <http://www.hp.woodshot.com>

5.1.5. Koeling

De koelplaat werd gerecupereerd uit een surplus militaire voeding (zie foto's in 8). Er werden geen warmteberekeningen gedaan maar er werd vastgesteld dat de koelvin groot genoeg is om bij kamertemperatuur in CW/SSB te kunnen werken zonder extra afkoelingsmaatregelen. Wanneer het buiten warm is of bij zeer intensief gebruik (de versterker is buitenshuis opgesteld, beschermd tegen regen maar niet in een luchtbehandelde omgeving) wordt de versterker afgekoeld met een trage ventilator; hij levert meer dan genoeg koeling. Zelfs bij langdurig gebruik blijft de koelvin op kamertemperatuur.

De transistor is vastgeschroefd op een 1 mm dik stuk koper dat de warmte verdeelt, op zijn beurt vastgezet op de eigenlijke koelplaat (gemaakt van aluminium). Er werd ook wat warmtegeleidende pasta gebruikt. Om mechanische moeheid te vermijden ten gevolge van temperatuurschommelingen, wordt aanbevolen om de transistoraansluitingen te plooiën. Hier werd dit niet gedaan: de transistoraansluitingen werden recht op de printplaten gesoldeerd.

Bronvermeldingen

- [4]: "BLF278" data sheet, Philips, October 1996
- [5]: Software "RFSim99", <http://www.sandiego.edu/~ckim/e194rfs01/RFSim99.exe>
- [6]: Software "AppCAD", by Agilent, <http://www.hp.woodshot.com>