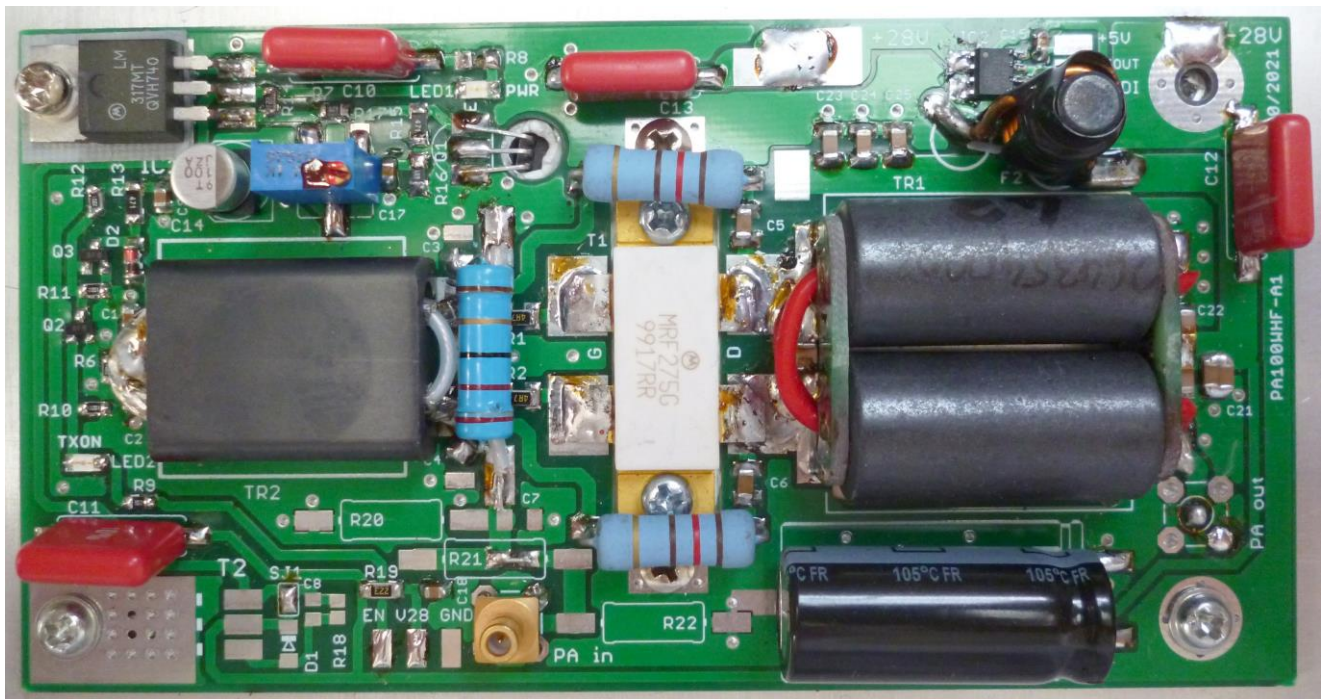


## Etude d'un PA HF linéaire 28 V 100 W pour le Rocket

Dans le cadre du projet de transceiver Rocket HF QRP 10W, voici une étude d'un amplificateur de puissance à base transistor MOSFET. Le dimensionnement des principaux composants sont passés en revue pour atteindre l'objectif de 100 W en puissance sous 28 V avec une bande passante de 1 à 30 MHz.



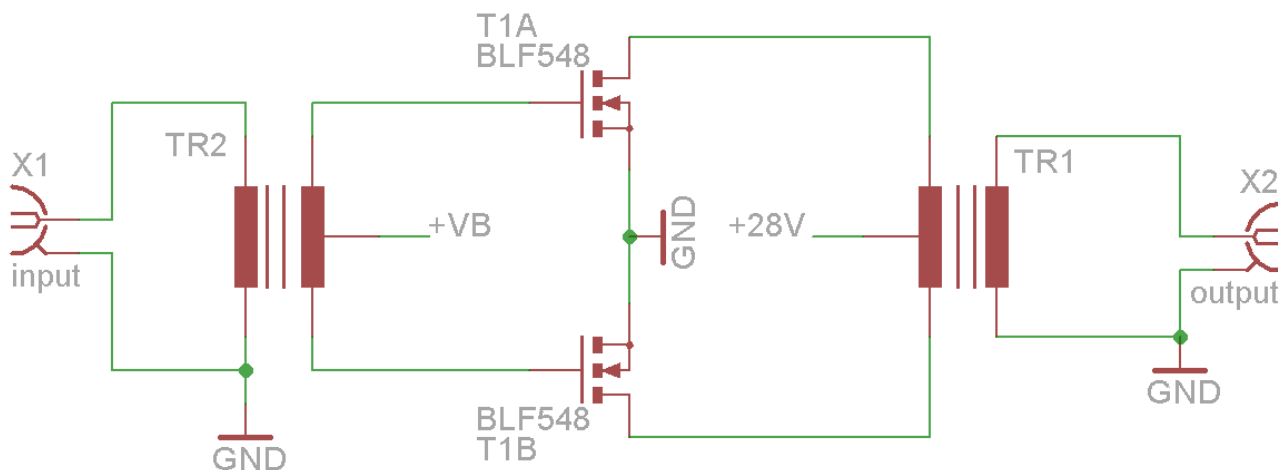
L'état de l'art des amplificateurs HF n'a pas tellement apporté de révolutions, mais la technologie des composants a évolué. Vers la fin les années 1980 les transistors MOSFET sont arrivés au détriment des bipolaires avec le principal avantage de mieux résister aux désadaptations avec un gain en amplification supérieur. De nos jours, on peut trouver des transistors MOS VHF et UHF sur les platines d'amplificateurs GSM de récupération ou acheter une paire neuve pour moins de 50 €. Ces transistors peuvent facilement s'adapter à la bande HF, mais les performances d'un bon amplificateur sont surtout liées aux soins apportés aux transformateurs et à la mise en œuvre du circuit. Les notes d'applications et les comptes rendus d'OM sont d'un précieux support, mais souvent on rencontre d'autres difficultés comme le dimensionnement des transformateurs ou le choix des ferrites. Cet article tente d'apporter des réponses afin de mener à bien un tel projet.

Pour atteindre 100 W de puissance sur une large plage de fréquence, la structure en push-pull à double transistors et transformateur s'emploie couramment. Chaque transistor travaille sur une demi-alternance du signal. Un transformateur en entrée sert à déphaser le signal et injecter la tension de polarisation. Le transformateur de sortie recombine le signal et alimente l'amplificateur. En réalisant des transformateurs large bande on peut aisément couvrir de 1 à 30 MHz voir plus.

Pour atteindre la puissance de 100 W sous 28 V, le transformateur de sortie devra présenter une impédance de  $12,5 \Omega$  entre les drains, soit un rapport  $\frac{1}{4}$  en impédance. Notez que ce n'est pas l'amplificateur qui impose une impédance de  $50 \Omega$  à l'antenne mais le contraire. Les transistors se comportent comme des sources de courant et une contre réaction contribue à stabiliser l'impédance. Pour ce type d'amplificateur, il est indispensable que les filtres passe-bas et l'antenne soient bien adaptés. La conséquence des désadaptations peut augmenter le courant et la tension dans les transistors ; contre cela diverses protections seront nécessaires : ALC, ROS > 3 et surveillance du courant.

Les gates des transistors MOS ont une impédance infinie en courant continu mais elles sont capacitives en hautes fréquences, de l'ordre de 100 à 500 pF suivant les transistors. Pour contrer cet effet néfaste en large bande, on s'arrange pour réduire l'impédance présentée aux gates avec un

rapport de transformation entre 1/4 et 1/9 en impédance. Dans notre cas, on chargera les gates par des résistances de faible valeur et une contre-réaction qui vont amener l'impédance à  $12,5 \Omega$  sur un transformateur de rapport 1/4 pour présenter  $50 \Omega$  à l'entrée. Les résistances de gates et de contre-réaction feront perdre un peu de puissance mais apporteront beaucoup plus de stabilité à l'amplificateur et un gain fixe quel que soit le transistor employé.



Le succès d'un tel PA repose principalement sur les performances des transformateurs d'entrée et de sortie que nous allons aborder dès le début.

### Les transformateurs large bande :

Un PA HF fonctionne sur plusieurs octaves, autrement dit, sur une très large bande passante. Pour assurer une telle couverture de fréquence on fait appel à des transformateurs large bande. Résumons les principaux points importants pour ces types de transformateurs :

Le couplage entre le primaire et le secondaire doit être très serré physiquement pour qu'il le soit aussi électromagnétiquement pour garantir une bande passante large et plate. Ceci est d'autant plus difficile car l'impédance ramenée aux transistors est 4 à 16 fois inférieures à  $50 \Omega$  et la moindre inductance de fuite peut faire chuter le gain. Pour cela, on réalise des enroulements imbriqués soit avec des tubes pour une spire unique, soit avec du câble coaxial basse impédance.

L'imbrication des enroulements impose d'avoir un nombre entier de spires entre primaire et secondaire : 1/1 ; 1/2, 1/3 ; 1/4. Ceci implique des rapports identiques en tension, mais élevés au carré pour les impédances ce qui donne : 1/1 ; 1/4 ; 1/9 ; 1/16.

Les enroulements à base de câble coaxial offrent une meilleure bande passante et un meilleur couplage en haut de bande entre 30 et 50 MHz. En contrepartie l'impédance du câble coaxial doit être la moyenne géométrique entre l'impédance d'entrée et de sortie :  $Z_c = \sqrt{Z_{in} \times Z_{out}}$ . Les câbles à basses impédances sont parfois difficiles à trouver. On peut se permettre de mettre deux coax de  $50 \Omega$  en longueurs identiques en parallèle si le passage le permet.

Un bobinage avec du tube et du fil est plus économique à condition que le fil remplisse le diamètre interne du tube. On peut aussi mettre plusieurs fils en parallèle. Un isolant mince en téflon est préférable pour optimiser le remplissage et abaisser l'impédance caractéristique. On peut aussi combiner tube et câble coaxial.

Les ferrites assurent le couplage en bas de bande. Plus on monte en fréquence plus l'induction dans la ferrite diminue et le couplage entre les enroulements prend de l'importance. Pour nos applications, la frontière se trouve vers 15 à 20 MHz.

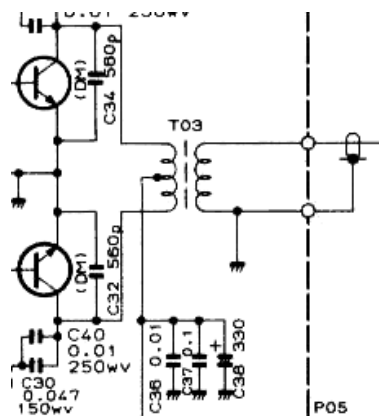
## Architectures du circuit de sortie :

D'un PA à l'autre on constate différents types de configurations pour combiner l'alimentation et la puissance de l'étage de sortie. Passons en revue les différentes configurations qui ont toutes la même finalité : transmettre la puissance toute en alimentant l'amplificateur.

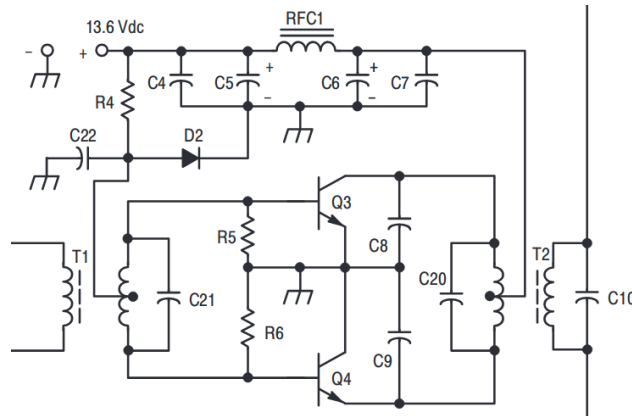
### Etage de sortie en tension à transformateur à point milieu unique :

On retrouve ce schéma plus fréquemment sur les PA à transistors bipolaires par exemple sur le FT-980 (100 W sous 26V). Cette structure économique est également présentée dans la note d'application EB63A qui est un PA à usage radioamateur (140 W 13,6V).

Cette configuration, appelée étage de sortie en tension présente une impédance HF très basse pour la source d'alimentation. Le point milieu du transformateur est sévèrement découplé à la masse pour assurer une très faible impédance à ce point. On se sert de ce point pour alimenter l'étage de sortie ce qui permet de se passer d'un transformateur d'alimentation et donc d'un noyau ferrite supplémentaire. Ce montage simple et économique apporte aussi un gain de place. La difficulté réside dans la réalisation du transfo car il est difficile d'obtenir un coefficient de couplage élevé et une bonne symétrie. Une dissymétrie du transformateur se traduit par un courant HF dans la ligne d'alimentation que l'on peut réduire par une self de blocage en plus des capacités de découplage comme l'amplificateur de la note d'application l'EB63. Les capacités en parallèle sur les transistors et le transformateur servent à compenser l'inductance de fuite et éviter une remontée du gain et un risque d'oscillation en limite haute de la bande passante. Si la sortie n'est pas chargée, la tension sur les transistors atteindra deux fois la tension d'alimentation. En cas de court-circuit le transistor qui conduit verra un courant très élevé. Sur une charge réactive cela se traduit également par une augmentation du courant dans les transistors.



FT-980

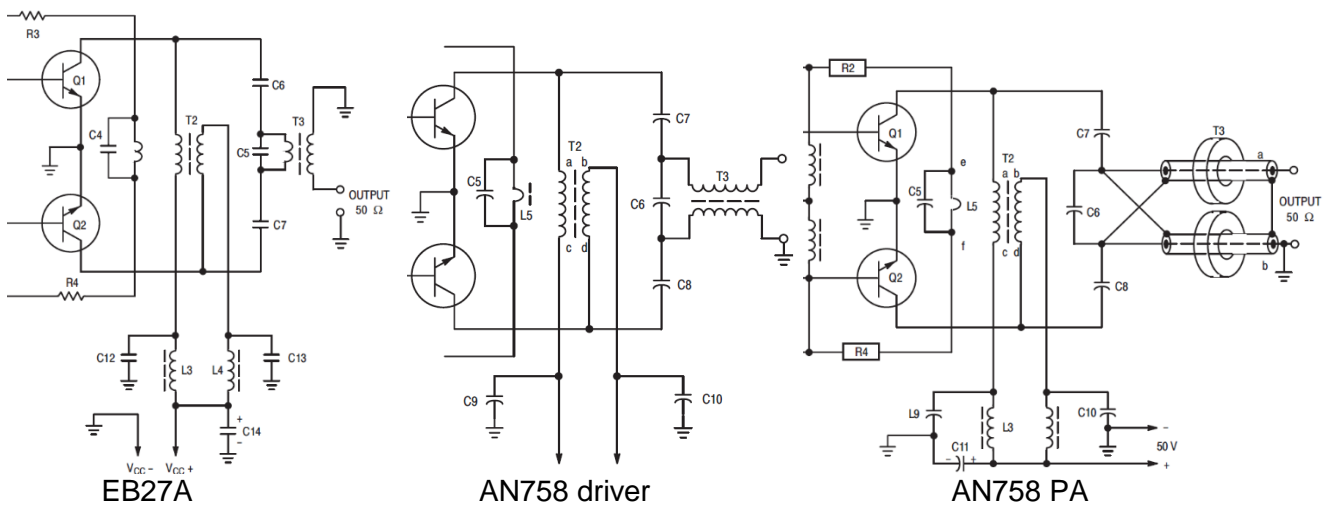


EB63A

### Etage de sortie avec un transformateur d'alimentation :

Quand le transformateur de sortie n'a pas de point milieu découplé à la masse pour appliquer l'alimentation, on se sert d'un transformateur auxiliaire qui apporte le courant d'alimentation aux transistors et fait office de point milieu virtuel. On rencontre ce type de montage quand le transformateur est réalisé à base de lignes coaxiales. Ce transformateur sert aussi à appliquer une contre réaction à l'entrée de l'amplificateur plus avantageuse en dissipation que des résistances entre drain et gate. On notera la présence de capacités de blocage de la composante continue qui devront supporter la puissance de sortie et une faible impédance en début de bande.

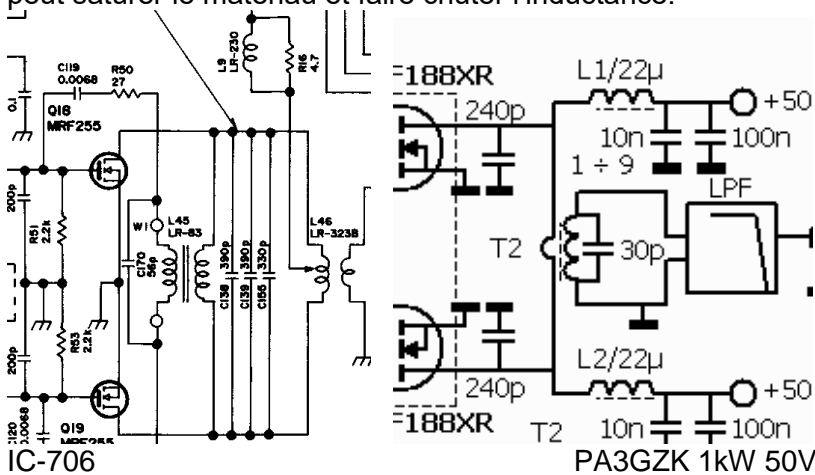
L'alimentation est souvent découplée par des ferrites et des capacités céramiques. Un condensateur électrochimique sert à amortir les variations de courant pour éviter les surtensions transitoires.



Dans l'exemple du PA 300 W en 50 V de l'AN758, le transformateur T3 en coaxial permet une très bonne symétrisation par principe. En général il est suivi d'un balun 1/1 pour une symétrie parfaite. Une remarque pertinente de F5NB : Comme le coaxial est asymétrique concernant les pertes ohmiques, si l'on veut vraiment une symétrie totale, on double l'enroulement et on les met en parallèle, l'âme de l'un relié à la tresse de l'autre.

**Etage de sortie en courant :**

On retrouve plusieurs variantes pour un étage de sortie en courant. Soit l'alimentation passe par une inductance puis le transformateur de sortie, soit par des inductances indépendantes sur les transistors ou encore par un transformateur d'alimentation dont le couplage est plus lâche. Le comportement en cas de désadaptation est opposé à un étage de sortie en tension. Sous charge réactive les transistors subissent des tensions négatives qui sont écrêtée par les diodes internes aux transistors MOSFETs. Sur l'IC-706 (100W 13,5V) nous avons un amplificateur en courant. L'alimentation est appliquée au point milieu du primaire par une inductance amortie avec 4,7 Ω. Un transformateur auxiliaire sert uniquement pour la contre-réaction. Sur le schéma de PA3GZK les inductances L1 et L2 sont indépendantes pour des raisons des dispositions physiques de l'étage de sortie. Cette disposition à l'inconvénient de provoquer un champ magnétique permanent dans la ferrite de chaque self ce qui peut saturer le matériau et faire chuter l'inductance.

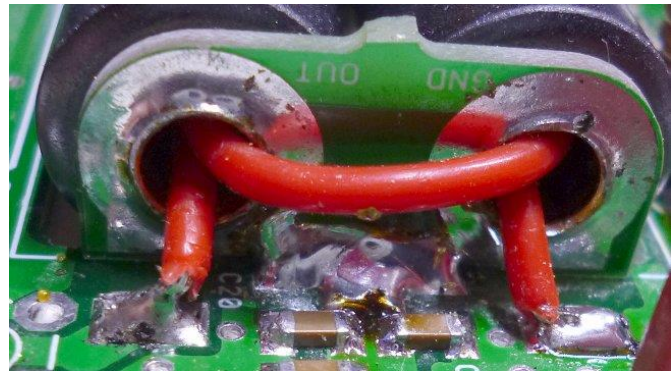
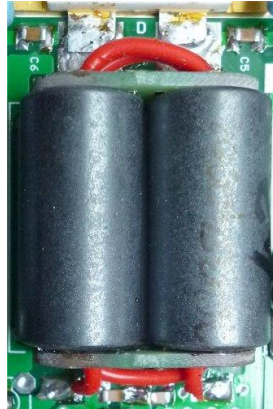
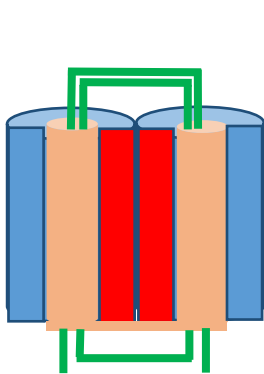


**Etude du transformateur de sortie :**

Retenons que la perméabilité des matériaux ferrite agit sur la fréquence de coupure basse d'un transformateur large bande. Une autre problématique se pose pour le transformateur de sortie afin supporte la puissance de sortie. On constate bien que les noyaux de ferrite sont plus volumineux mais comment les déterminer ? Pour cela, il faut à nouveau se positionner à la fréquence la plus basse de la bande à couvrir, là où l'induction maximale dans le noyau peut le saturer.

Pour une puissance de 100 W sous 28 V, le transformateur de sortie sera de rapport  $\frac{1}{2}$  en tension soit  $\frac{1}{4}$  en impédance. Pour vérifier la puissance transmissible on part de la tension au secondaire qui est de 87 Veff pour 150 W sous 50  $\Omega$ .

Cette tension s'applique à  $N = 2$  spires à  $F_{min} = 1,8$  MHz pour la section  $S$  du transfo en  $cm^2$ . Pour un transformateur à deux tubes on considère la section longitudinale tube :  $(dia_{ext} - dia_{int}) \times Long$ . En effet le flux traverse deux demi-sections longitudinales représentées en rouge sur la figure ci-dessous. Prenons  $S = 2,2$   $cm^2$ .



La règle vise à ne pas dépasser une induction supérieure à 250 Gauss, au-delà les pertes vont augmenter et produire de la chaleur dans le noyau de ferrite.

La formule employée est  $B_{max} = V_{eff} \times 10^8 / (4,44 F_{min} N S)$ , les facteurs de cette formule donneront une induction en Gauss, unité encore couramment utilisée bien que le Tesla soit conforme au système d'unités internationnaux (100 Gauss = 0,01 Tesla).

$B_{max} = 87 \times 10^8 / (4,44 \times 1,8 \cdot 10^6 \times 2 \times 2,2) = 247$  gauss ce qui est un peu excessif et peut faire chauffer les ferrites en bas de bande. En diminuant la puissance à 100 W on obtient 200 Gauss d'induction ce qui est acceptable. A 3,5 MHz l'induction tombe à 127 Gauss pour 150 W. On comprend que pour conserver la puissance maximale en bas de bande, la seule solution est d'augmenter la section traversée par le flux. Cela revient à allonger le transformateur ou prendre des ferrites plus épaisses.

La spire unique est faite de tubes de laiton ou de tresse de câble coaxial. L'autre enroulement de plusieurs spires est interne au premier. Il peut être réalisé avec du fil multibrins ou par l'âme du câble coaxial. On veillera à remplir au maximum le passage pour maximiser le couplage. Mais le jeu d'enroulements à tubes et fil présente un petit inconvénient de couplage. En effet, au niveau de la jonction entre les deux tubes (morceau de circuit imprimé), l'enroulement interne n'est pas complètement recouvert ce qui réduit le coefficient de couplage en haut de bande. Cet effet est amoindri si les tubes sont plus longs que larges tout en respectant une section minimale pour passer la puissance.

Les enroulements confectionnés de câble coaxial basse impédance ont un bien meilleur couplage en haut de bande jusqu'à plus de 50 MHz, mais encore faut-il pouvoir se procurer du câble coaxial entre 12  $\Omega$  et 25  $\Omega$ .

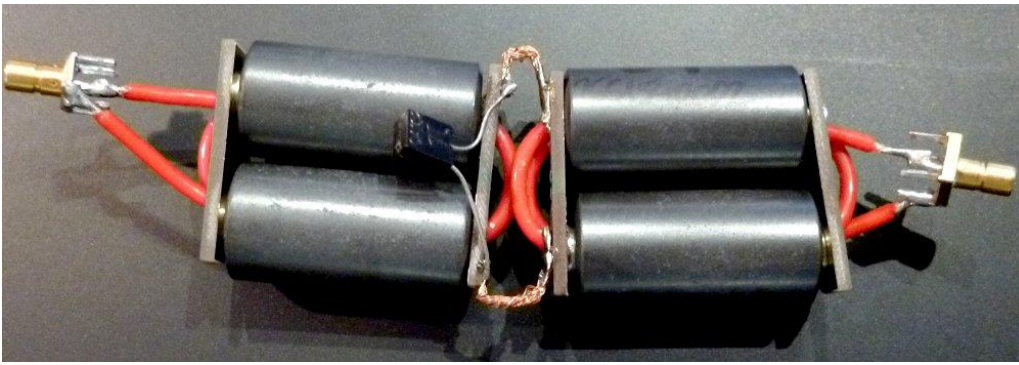
Les dimensions étant fixées, il se pose à présent la question du choix du matériau qui va influencer la limite basse en fréquence. Une approche permet déjà d'estimer la fréquence de coupure basse par la mesure de l'inductance et un rapide calcul.

L'inductance de l'enroulement secondaire de sortie est mesurée pour les deux spires passant dans les deux tubes, comme les conducteurs en vert sur la figure. Cette mesure peut se faire avec un simple fil isolé sans la spire unique au primaire. Les valeurs d'inductances mesurées sont reportées dans un tableau. On constate que seul le matériau 61 présente une inductance beaucoup plus faible.

L'impédance de cette inductance à la fréquence basse doit être quatre fois supérieure à la charge de 50  $\Omega$ . Il est ainsi possible de déterminer la fréquence de coupure par la formule suivante.

$$F_{min} = \frac{4 R}{(2\pi L)}$$

Pour les tubes de matériau 43 cela donne 1,36 MHz ; alors qu'avec le matériau 61 on obtient 6,25 MHz ce qui ne conviendra pas pour notre application.



Pour vérifier cette estimation deux transformateurs identiques ont été montés dos à dos sans souder le flasque qui ponté les deux tubes pour pouvoir remplacer les ferrites. Une capacité de 220 pF soudée entre les deux spires uniques compense en fréquence les deux transformateurs (cela fait 110 pF pour chacun).

Pour chaque type de ferrite on mesure les pertes en transmission et l'adaptation à l'analyseur de réseaux.

Il faudra diviser les pertes par deux puisque deux transformateurs sont en série.

Les résultats sont impressionnants tant en pertes qu'en bande passante pour les ferrites de matériau 43. Cela représente moins de 0,25 dB par transformateur. En contrepartie, les transformateurs avec le matériau 61 montrent bien une limitation en fréquence en dessous de 6,2 MHz.

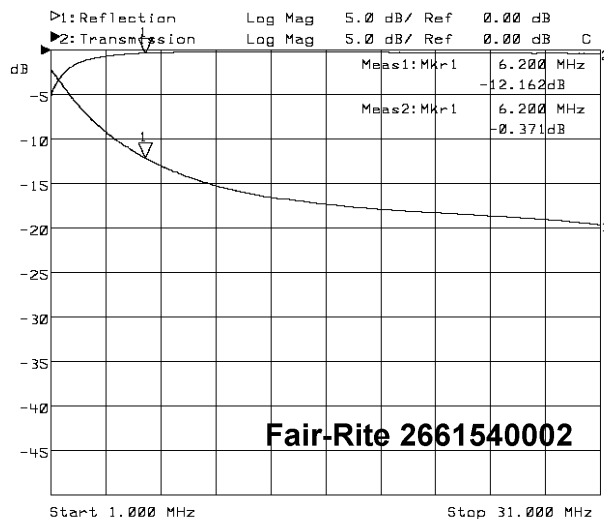
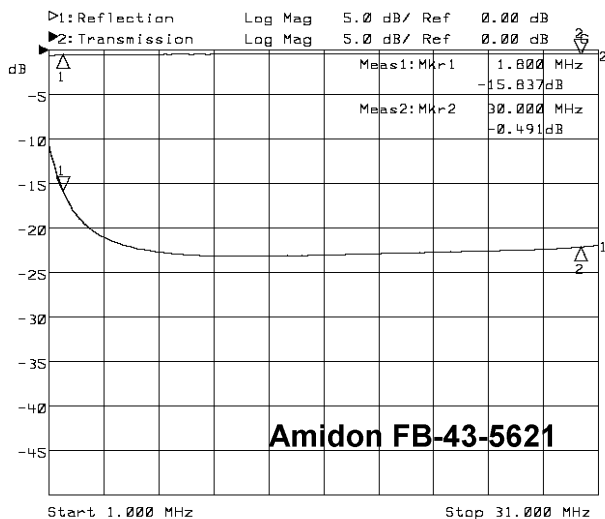
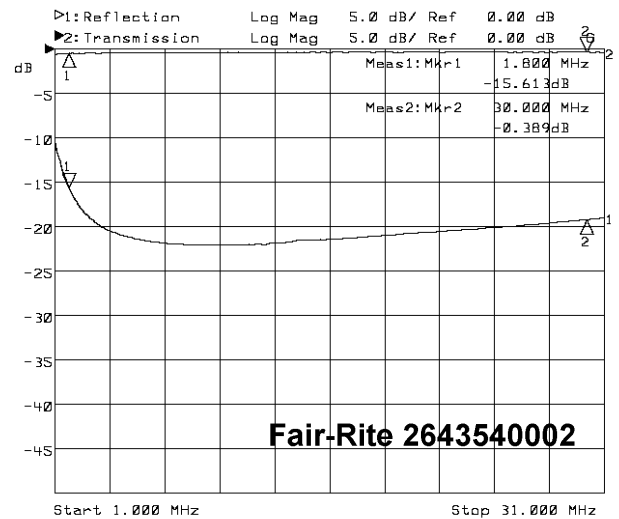
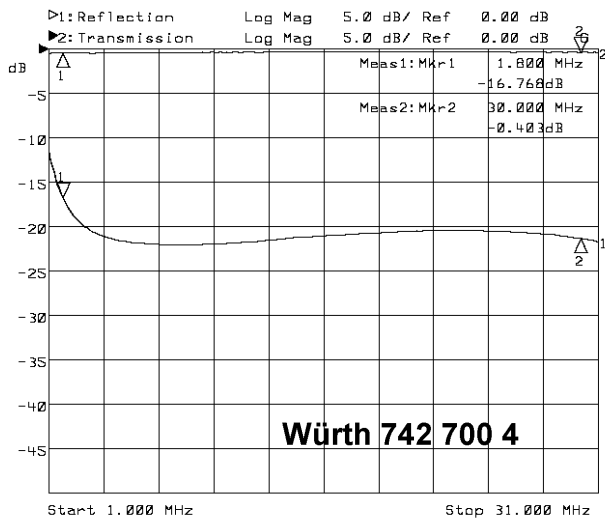


Tableau des tubes ferrites pour le transformateur de sortie. Les trois premières sont recommandées pour ce PA. Puis suivent deux références de ferrites à deux trous, également utilisables. Les dernières références ne rempliront pas les critères de bande passante ou se de section minimale.

Marque	ref	Matériau ( $\mu$ i)	dia int (mm)	dia ext (mm)	Long (mm)	Section (cm <sup>2</sup> )	Inductance Sec. ( $\mu$ H)	Fournisseur
Fair-Rite	<b>2643540002</b>	43(800)	6.35	14.28	28.5	2.2	89	Digikey
Würth	<b>74270004</b>	4W620	6.35	14.28	28.5	2.2	103	Reichelt / Würth
Amidon	<b>FB-43-5621</b>	43(800)	6.35	14.28	28.6	2.26	94	Reichelt
Amidon	BN-43-7051	43(800)	6.35	14.28	28.7	2.26	Non mesuré	RF microwaves.com
Amidon	BN-43-002	43(800)	6.5	15	28.7	2.26	Non mesuré	RF microwaves.com
Würth	74270060	4W620	6.35	14.0	18.0	1.4(*)	Non mesuré	WE
Fair-Rite	2661540002	61(125)	6.35	14.28	28.5	2.2	22	Digikey (> 6,2 MHz)

(\*) utiliser 4 tubes pour un PA de 300W et plus ou bien Fair Rite 2643626502 : 10.2 x 18.7 x 50.8, 4.16cm<sup>2</sup>

### Etude du transformateur d'entrée :

Pour le transformateur d'entrée, on applique les mêmes règles d'estimations avec cette fois 10 W de puissance maximale à l'entrée soit 23 V<sub>eff</sub>, avec N = 2 spires, F = 1,5 MHz et B = 200 Gauss, on trouve S = 0,87 cm<sup>2</sup>. On a pris deux facteurs de sécurités sur la puissance et la fréquence la plus basse pour ne pas se trouver limité.



Le concept sera proche du transformateur de sortie, cette fois sans les tubes de laiton. Le rapport de transformation reste identique à 1/2 entre spires. La spire unique sera la tresse de blindage du câble coaxial ouverte d'un côté et passée deux fois, puis soudée ensemble. En passant deux fois dans les tubes l'âme fera deux tours. Cette technique assure un meilleur couplage entre les enroulements et une impédance de ligne bien plus maîtrisée en haut de bande. Le mieux serait de faire cela avec du câble coaxial 25  $\Omega$ , mais le RG316 en 50  $\Omega$  convient parfaitement vu le peu de puissance et la désadaptation minimale.

Il reste à définir le matériau à employer et avec les dimensions proposées par les fabricants de ferrites. Pour cela les notes d'applications Motorola du début des années 90 sont un bon support mais les informations sont disséminées dans le texte et les références ne sont plus d'actualités. Les données de ferrites de marque « Indiana » ou « Stackpole » proposées demeurent introuvables depuis des décennies. Une table de correspondance de matériaux trouvés sur le site de Palomar Engineers montre que les matériaux 24B et 7D correspondent respectivement à des perméabilités de 1800 et 850, c'est-à-dire aux matériaux 77 et 43 de Fair-Rite. Par ailleurs, les notes d'applications précisent souvent que le transformateur d'entrée nécessite un matériau à forte perméabilité ; il est donc possible de trouver des équivalents.

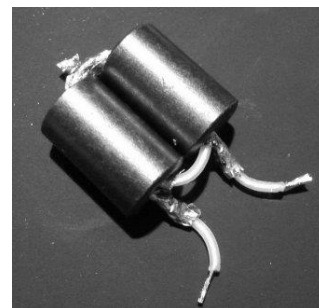
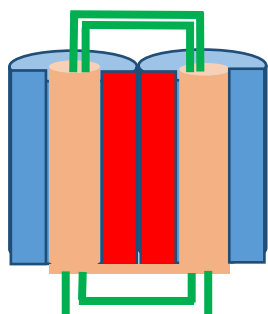
La note d'application EB104 (PA 600W 50V) ne précise rien sur le transformateur d'entrée ; bien qu'il soit proposé d'acheter les transformateurs complets chez Communication-Concepts.

La note d'application EB63 (PA 140 W, 13 V, 2-30 MHz) indique que le transformateur d'entrée est fait de deux tubes Fair-Rite de 5 x 9.5 x 11.5 mm en matériau 77 ( $\mu = 2000$  en MnZn). Equivalent actuel : 2677006302 ou FB-77-6301.

La note d'application EB27A mentionne un noyau binoculaire Stackpole 57-1845-24B, donc aussi en matériau 77.

Enfin, la note d'application AN758 (PA 1kW en 4x300W 50V) fait état d'un noyau à forte perméabilité de type balun utilisé pour le circuit d'antenne en télévision ; plus loin dans une liste il est mentionné une ferrite Stackpole, ou Fair-Rite 287300201 (référence introuvable ou faute de frappe ?) probablement 2873000102 ou 2873000202 en matériau 73 ( $\mu = 2500$  en MnZn). On grimpe de plus en plus en perméabilité, mais si le noyau chauffe un peu en entrée ce n'est pas catastrophique. Retenons qu'une forte perméabilité permettra de garantir un couplage magnétique en bas de bande s'il on veut démarrer avec la bande 160 m. En revanche dans la bande de fréquence de transition entre le couplage magnétique par la ferrite et le couplage par les enroulements on pourrait avoir des pertes supplémentaires.

D'autres type des ferrites pourraient être testées comme les binoculaires suivants 2873000202 (= BN73-202) en matériau 73, ou en tubes de matériau 31: 2631480002 ou FB-31-4852 qui seraient un peu plus longues que la ferrite Würth 74270031.

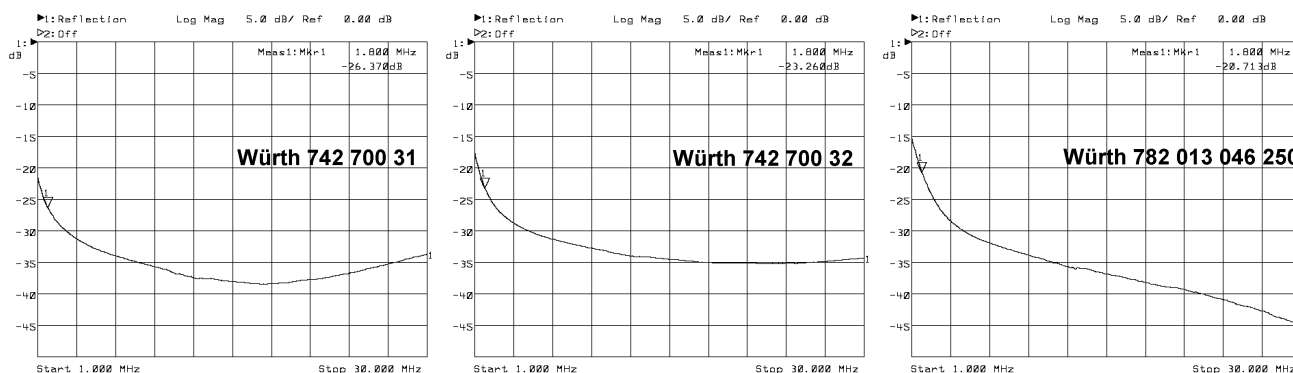


Sur ce dernier principe utilisant du câble coaxial, des transformateurs ont été réalisés sur différents tubes de ferrite d'antiparasitage utilisés en compatibilité électromagnétique (CEM). En effet, il n'y a pas de matériau ferrite spécial prévu pour les applications de PA HF. En CEM, les matériaux ferrite utilisés au-delà de la fréquence où la perméabilité diminue vont convertir en chaleur les hautes fréquences. Les matériaux 61, 43 et 77 couramment utilisés en CEM conviennent pour un PA. Mais certains fabricants comme Würth ont développé d'autres matériaux ayant des pertes supplémentaires en basse fréquence qui pourraient ne pas convenir pour un PA HF.

Divers tubes de ferrites ont été testés avec un bobinage en câble coaxial RG316 dénudé pour comparer les pertes en retour en bas de bande à 1,8 MHz. Pour cela deux tubes de ferrites sont placés côte à côte et bobinés avec du câble RG316 dénudé. Le câble est étamé au centre et aux bouts pour le passer plus facilement dans les tubes. Avant de le passer on dégage la tresse au milieu sur 5 mm en étamant puis en le cassant après avoir fait une incision tout autour. Le coaxial passe deux fois dans chaque tube. Les tresses sont soudées ensemble à la sortie de chaque tube pour former la spire unique.

Pour les essais, le transformateur est chargé par  $12,5 \Omega$  côté tresse ( $15 \Omega // 75 \Omega$ ) avec une capacité de 100 pF pour simuler la charge capacitive du transistor MOS. L'analyseur de réseau est raccordé aux deux spires formées par l'âme du coaxial pour mesurer l'adaptation par les pertes en retour entre 1 et 30 MHz. Le marqueur se situe à 1,8 MHz.





Les essais sont très encourageants pour ce qui est de l'adaptation et de la symétrie. En connectant un côté du secondaire ou l'autre à la masse, on aperçoit une légère différence pour le côté chaud du primaire. Le transformateur pourra se compenser au primaire par une faible capacité d'environ 10 pF. Ce transformateur occupe une place plus importante que la solution précédente avec des tores, mais garanti une meilleure symétrie en bas de bande.

La réponse en bas de bande est la meilleure avec la ferrite 742 700 31 de fore perméabilité ( $\mu_i = 1500$ ). En revanche des tubes de ferrite plus longs compensent la baisse de perméabilité pour les deux autres références. Malgré sa perméabilité élevée la référence 74270030 présente une fréquence de coupure plus haute, sans doute à cause de sa section inférieure.

Les résultats sont regroupés dans le tableau ci-après pour le transformateur d'entrée. Les références recommandées pour ce PA sont en caractères gras. Les autres références présentent une limitation de la fréquence de coupure basse ou n'ont pas été testées. Le facteur AL est donné pour un passage dans deux tubes. Les ferrites BN (binaucular) sont des modèles à deux trous.

Marque	Référence	Matériau ( $\mu_i$ )	dia int (mm)	dia ext (mm)	Long (mm)	Section (cm <sup>2</sup> )	Fmin transfo ¼ Distributeur
Würth	<b>74270031</b>	4W1500 (1500)	5	11.5	20.5	1.3	R* (0,8 MHz min)
Fair-Rite	2631023002	31 (1500)	4.9	9.5	19	0.87	Digikey
Fair-Rite Amidon	<b>2631480002</b> <b>FB-31-4852</b>	31 (1500)	5	12.3	25.5	1.8	<b>Digikey</b> **
Fair-Rite Amidon	2677006302 <b>FB-77-6301</b>	77 (2000)	4.9	9.5	<b>2x</b> 10.4	2x 0.87	R* AL=7.9 $\mu$ H Rf-microwaves.com
Fair-Rite Amidon	<b>2873000202</b> <b>BN 73-202</b>	73 (2500)	3.8	7.5	14.3	0.52	AL=9.5 $\mu$ H Digikey, RF R*
Amidon	BN 73-302	73 (2500)	3.8	7.5	10.3		RF-microwaves.com
récup	<b>BN 77-3312</b>	77 (1500)	4.75	9.5	25	1.25	AL=12.6 $\mu$ H 0,6 MHz
Würth	74270032	4W620 (620)	5	11.5	25	1.6	AL=6.2 $\mu$ H 1,5 MHz
Würth	782013046250	4W800 (800)	5	11.5	25	1.6	AL=5.0 $\mu$ H 1,8 MHz
Würth	74270030	3W800 (800)	5	11.5	18.5	1.2	3,5 MHz

R\* : Les ferrites Würth se trouvent chez Reichelt ou Digikey

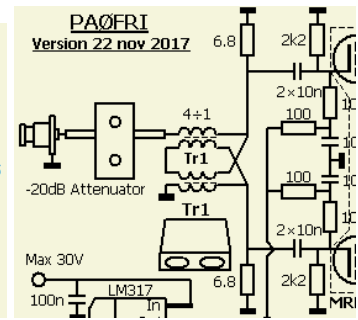
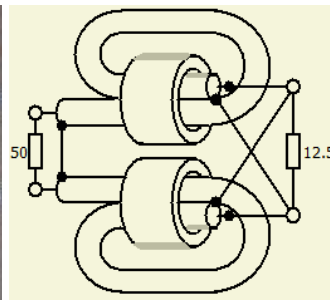
\*\* <https://radio-store.co.uk/15-round-core-sleeves>

En conclusion, le matériau ferrite et la section de noyaux exercent une influence prépondérante sur la fréquence de coupure en bas de bande. Comparé à un bobinage avec deux tores, le taux de couverture est meilleur avec du câble coaxial et les performances sont excellentes en haut de bande ; même avec du câble coaxial 50  $\Omega$ .

La compensation en fréquence par une capacité sur l'enroulement basse impédance améliore considérablement le coefficient de réflexion en haut de bande. Nous savons maintenant comment agir sur l'adaptation de l'amplificateur par la ferrite en bas de bande et la compensation en haut de bande.

Que vaut un transformateur d'entrée à enroulements séparés ?

Sur certains amplificateurs professionnels large bande ou amateur (PA0FRI) on peut distinguer un transformateur à lignes coaxiale à enroulements séparés.

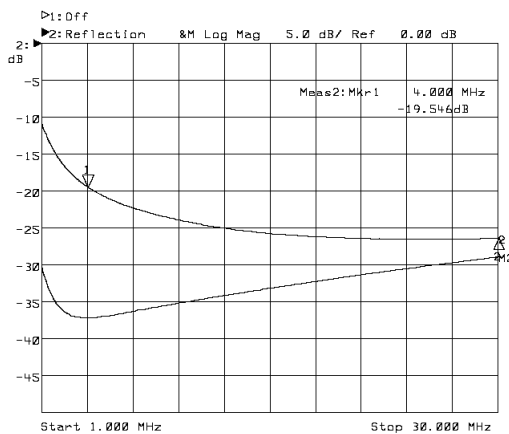


L'essai a été fait avec deux tores comme sur la figure ci-dessus.

La tension d'entrée est divisée par deux sur chaque tore. Le transfo peut être réalisé sur une ferrite binoculaire, des tubes, ou des tores. Si l'on passe l'enroulement sur l'extérieur d'une ferrite binoculaire, il n'y a pas de flux au centre : c'est la même chose que de le passer dans deux tubes ou deux tores séparés de même section.

Ce transformateur sans tubes de laiton ni flasques nécessite moins de travail que le transformateur de sortie. Pour la version avec tore, 5 spires de coaxial 25 Ω passent dans un FT-50-43 pour chacun des coaxiaux. PA0FRI précise que le coaxial 50 Ω donne les mêmes résultats que le 25 Ω.

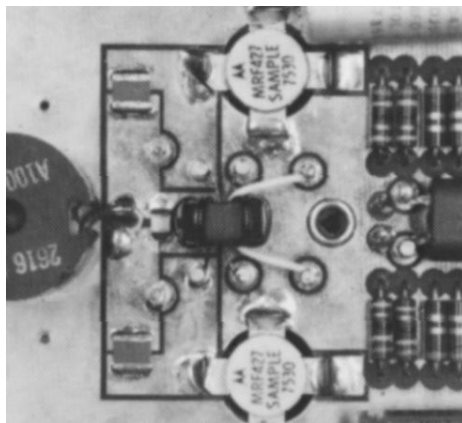
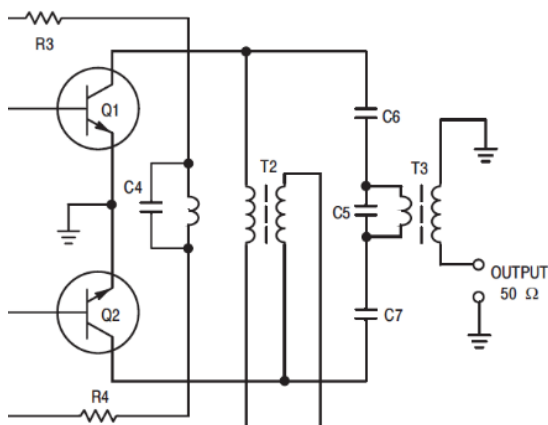
La mesure des pertes en retour est excellente avec une charge de 15 Ω // 75 Ω // 47 pF (demi capacité d'entrée d'un BLF548). Quand la charge est flottante tout se passe bien mais si l'on connecte un des côtés de la charge à masse, la symétrie est mauvaise en dessous de 10 MHz et les pertes en retour augmentent (trace du haut). En effet, avec 5 spires on obtient 9,3 μH ce qui fait 584 Ω à 10 MHz ; à 1 MHz il ne reste plus que 58 Ω, ce qui influence le ROS. Ce type de transformateur convient pour un PA 50 MHz ou VHF à moins d'utiliser un matériau ferrite avec une perméabilité beaucoup plus élevée.



**Transformateur d'alimentation et de contre réaction :**

Ce transformateur n'est pas employé pour cet amplificateur 100 W en 28V, mais Il s'avère indispensable pour les PA à transformateur à lignes s'il n'est pas possible d'avoir un point milieu découplé pour l'alimentation. Ce transformateur permet aussi d'injecter une fraction de la tension de sortie vers les gates avec l'avantage de diminuer la puissance dissipée dans les résistances de contre-réaction.

Pour cet amplificateur simple, l'alimentation se fait au point milieu du primaire du transformateur de sortie. La contre réaction utilise un jeu de résistances entre gate-source et entre gates pour à la fois maîtriser l'impédance d'entrée et le gain de l'amplificateur. Ici le gain a été fixé à un peu plus de 13 dB, ce qui veut dire qu'avec 5 W on délivrera 100 W en sortie.



Le transformateur d'alimentation et de contre réaction est souvent un simple tore

Néanmoins, il eut été intéressant de faire une synthèse sur ce transformateur d'alimentation pour ne connaître le type de ferrite employé. D'après la note d'application EB104 de Motorola : « *Un tore de ferrite ou un noyau de type balun à deux trous peut être utilisé pour T2. Un matériau à fort  $\mu$  avec une température de curie élevée est recommandé, étant donné que l'inductance minimale requise pour l'enroulement d'alimentation en courant continu est supérieure à 2  $\mu$ H. En fonction du matériau, T2 peut atteindre des températures de 200 - 250°C, l'isolation du fil doit également pouvoir le supporter* ». Le matériau 77 pourrait être utilisé pour son point de curie à 200°C, cependant le matériau 43 ne peut être utilisé en raison de son point de curie à 130 °C et sa perméabilité trop faible.

En contrepartie, un matériau à  $\mu$  trop faible demande plus de tours pour atteindre l'inductance recommandée. C'est finalement un tore de petit diamètre 12,7 à 14 mm et à forte perméabilité qui est employé pour ce transformateur.

La note d'application EB27A précise une référence Stackpole 57-9322 ou Indina F627-8Q1 qui correspond à un tore T50. Les matériaux -77 ou 3F3 ont une perméabilité de 2000. Il y passe 4 tours de bifilaire de 0.8 mm de diamètre. On pourra aussi empiler deux tores pour diminuer le flux et augmenter l'inductance.

Voici une liste de ferrites utilisables :

Fair-Rite 2677006302 tube 4.7 x 9.5 x 10,5 ; Al=2700 (Digikey) ; Reichelt : AMI FB-77-6301, FB-77-6301

Fair-Rite 5977000301, FT50-77C tore T50 h=4.9mm ; Al=1180 ou Fair-Rite 5977001101(Digikey), FT50A-77 tore T50 h=6.35mm ; Al=1300 ou Fair-Rite 5977001901, FT50B-77 tore T50 h=12.7 mm ; Al=2595 (Reichelt : AMI FT-50B-77).

### Choix du double transistor MOSFET :

En HF on peut travailler avec presque n'importe quel transistor MOSFET ou LDMOS VHF/UHF du moment qu'il peut donner plus de 100W. La contre réaction stabilisera le gain à 13 dB sur toute la bande HF, même si c'est un transistor pré-adapté pour la bande GSM. Sur chaque gate une résistance de quelques Ohms limitera la bande passante vers 80 MHz et évitera toute instabilité au-delà de la bande HF.

Pour ce PA, toute une famille de double MOSFET VHF-UHF en boîtier SOT262A1 ou 375 B-02, Style 2 (10x34 mm de surface semelle) conviennent à ce PA. La source commune est reliée au boîtier, les drains ont les languettes biseautées.

Le transistor MRF9180 se trouve pour une trentaine d'Euros en Chine ; un PA est d'ailleurs vendu en kit avec ce transistor mais les composants sont de mauvaise qualité. Le boîtier de ce transistor est plus grand !



Transistor	Pout	Vds	Fmax	gm	Vgs	Cin	Cr	Cout
MRF175GV	200W	28V	225 MHz	3,0s	3,0V	180pF	20pF	200pF
MRF175GU	150W	28V	400 MHz	3,0s	3,0V	180pF	20pF	200pF
BLF548	150W	28V	500MHz	3,5s	~3V	105pF	25pF	90pF
MRF275G	150W	28V	500MHz	3,7s	~3V	135pF	17pF	140pF
C203	100W	28V	1GHz	3,2s	~3V	-	6pF	80pF
MRF185	85W	28V	1GHz	2,0s	~3V	-	5pF	38pF
BLF278	300W	50V	225 MHz	3,5s	~3V	480pF	14pF	190pF
MRF9180	170 W	26V	800MHz	6,0s	3,7V	3,8pF	3,8pF	77pF

Les transformateurs étudiés ont été repris sur le schéma de cet amplificateur 100 W 28 V.

A l'entrée du PA avait été prévu un atténuateur pour normaliser l'impédance et réduire la puissance d'entrée. Mais comme l'impédance d'entrée est parfaite et la distorsion meilleure à basse puissance, un pont remplace cet atténuateur.

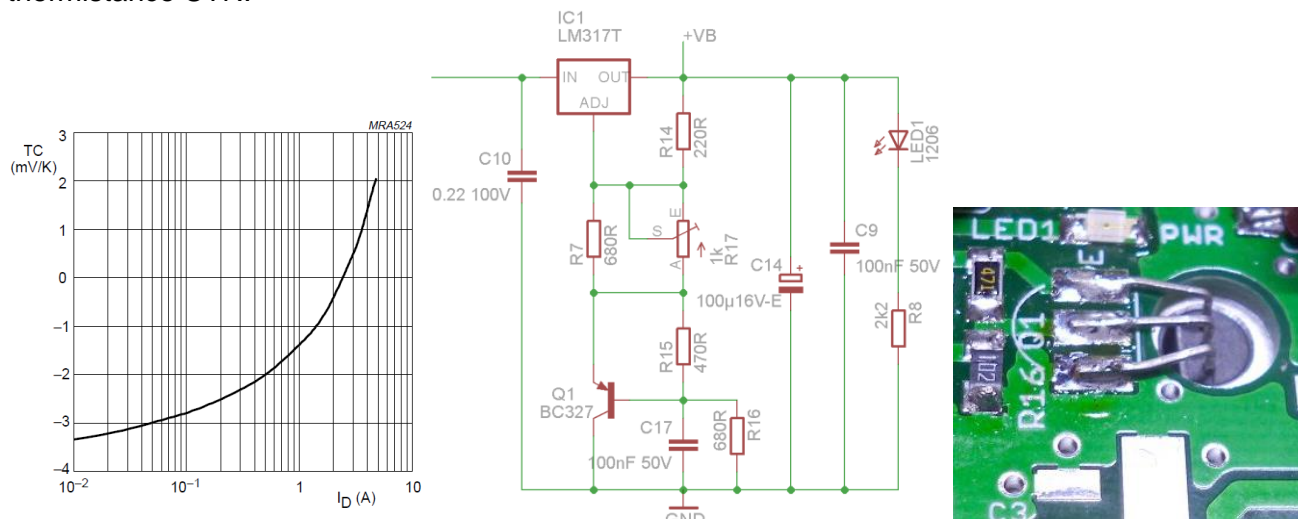
### Le circuit de polarisation :

Le circuit de polarisation se charge de faire conduire les transistors en classe AB pour fonctionner en régime linéaire. Pour cette condition, le courant de repos recommandé pour ce type de MOSFET se situe entre 150 et 200 mA par transistor. Mais comme les transistors ont une forte pente de transconductance (peu de variation de tension de gate entraîne une forte variation de courant drain), à la moindre dérive de la tension de gate le courant peu s'emballer. Contrairement à certains schémas, ne suffit pas d'injecter directement une fraction de tension d'un régulateur sans prendre quelques précautions.

Le coefficient de température du courant de repos des transistors MOSFET dépend du courant dans le drain, il n'est pas constant contrairement aux transistors bipolaires. Pour atteindre un point de dérive nulle en température, le courant de drain doit être autour de 2,5 A par transistor pour le BLF548, ce qui provoquera un échauffement important !

Dans notre cas, pour 150 à 200 mA par transistor, la tension de polarisation de gate doit avoir un coefficient de température négatif (-3 mV/K) pour un courant de drain constant.

Sur le circuit adopté, le contrôle en température se fait par un simple transistor bipolaire Q1 glissé dans un trou du radiateur à proximité du transistor MOSFET. Cette solution apporte l'avantage de pouvoir ajuster le coefficient de température et surtout de pouvoir l'approvisionner bien plus facilement qu'une thermistance CTN.



Sur le schéma, le rapport des résistances R15 et R16 déterminent le coefficient de température du transistor Q1. Ce jeu de résistance a été déterminé expérimentalement en surveillant le courant de repos tout en chauffant le radiateur avec de l'air chaud. Cette sonde produit une tension qui s'ajoute à

la régulation du LM317. Un potentiomètre ajustable multi-tours apporte un décalage supplémentaire pour atteindre le point de polarisation du transistor MOSFET autour de 3,0 V sur chaque gate. La résistance R7 limite la plage maximale de tension et protège l'ensemble au cas où le curseur venait à perdre le contact de la piste.

Par soucis de simplification, la tension de polarisation est appliquée communément aux deux gates. Pour les doubles transistors MOSFET cela est possible car un appairage a été effectué par le fabricant. En revanche, un ajustage séparé aurait permis d'optimiser la rejection de l'harmonique 2.

En se reportant au schéma général, en amont du LM317, le transistor Q2 peut être câblé si l'alimentation dépasse 35 V, pour faire des essais en 50 V. Q2 et la diode Zener D1 se comportent comme une diode Zener de puissance de 25 V aussi forte que le courant de transistor le permet. En 28V cette section n'est pas utilisée et remplacée par le strap SJ1.

La tension de polarisation est commutée par les transistors Q2 et Q3 en mode shunt à travers la résistance R13. La polarisation s'active par le signal EN par une commande 0/5 V et allume la LED en série. Au repos, lorsque la commande EN est à l'état bas, Q2 est bloqué et Q3 conduit sous l'effet de la tension de polarisation +VB. Ce mode offre une transition progressive de la tension de gate sans aucun dépassement de tension, par conséquent aucun appel de courant au niveau des drains.

La diode D2 achemine la polarisation sur les gates et sert surtout à éviter une remontée de 28V sur le circuit de polarisation au cas où l'un des transistors arriverai à destruction ! Cette astuce est décrite dans la note d'application EB104 et évite une panne en cascade et la destruction du circuit de polarisation. Le coefficient de température de cette diode est également pris en compte par le circuit avec Q1.

La résistance R6 sur le point milieu du transformateur d'entrée sert à décharger les condensateurs C1 et C2 lors du passage en phase de réception. Des mesures de temps de commutation entre la commande EN et le courant dans les drains montrent un retard de moins de 100  $\mu$ s à la coupure. Lors de l'activation de la polarisation par EN, le courant de drain est présent au bout de 1 ms de retard. Ces temps vont dans le bon sens pour couper rapidement le PA et le mettre en fonction après les commutations en émission. De plus le microcontrôleur qui pilote l'ensemble du PA gère le séquençage entre le PA et les relais Rx/Tx avec un délai de l'ordre de 50 ms.

### **La sonde de courant :**

Plusieurs solutions sont possibles pour obtenir une image du courant du PA sous forme d'une tension allant de 0 à 5V pour le microcontrôleur du PA.

Un shunt de puissance dans le +28 V est souvent la méthode la plus simple pour mesurer le courant. Mais cela se complique pour obtenir une tension proportionnelle proche de 0 V avec un amplificateur différentiel.

Une autre possibilité consiste à faire appel à un circuit spécialisé mesure le courant d'alimentation qui produit directement une tension proportionnelle au PAduino.

Le circuit intégré ACS712 est un shunt de puissance muni d'un capteur à effet hall qui mesure le champ magnétique généré par le shunt traversé par le courant. L'information est convertie en une tension proportionnelle autour d'un point de repos à  $V_{cc}/2$ , ceci offre la possibilité de mesurer le courant dans les deux sens. Cette sonde est totalement indépendante et isolée du PA. Sa masse indépendante évite toute tension de décalage qu'il pourrait y avoir en mode commun. Le circuit intégré ACS712 existe en plusieurs calibres de courant : 5 A, 20 A, et 30 A ; lors de la commande de ce circuit bien s'assurer que c'est la version 20 A : ACS712ELCTR-20A-T.

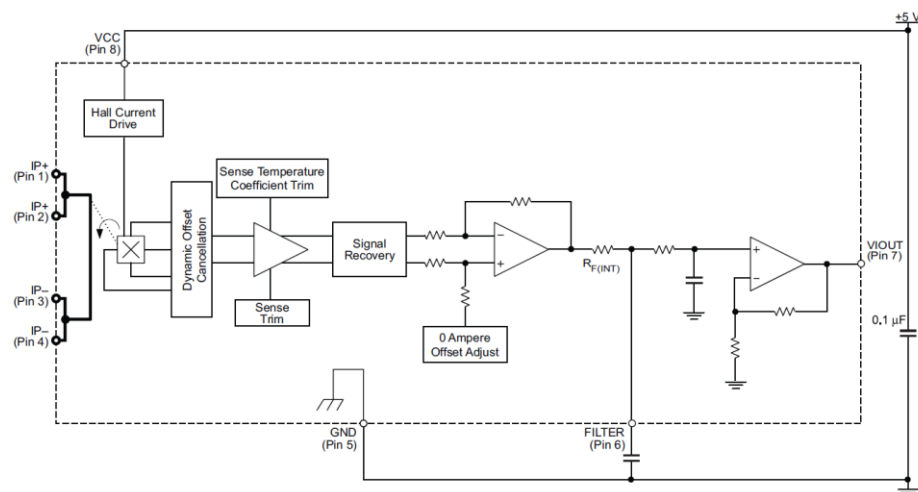
La sortie, en broche 7, devra être chargée par une impédance supérieure à 4,7 k $\Omega$  et ne tolère pas plus de 10 nF en parallèle. La capacité de filtrage du signal en broche 6 fut déterminée par rapport à la fréquence d'échantillonnage du programme. A 100 nF cette capacité engendre une fréquence de coupure de 1 kHz. La documentation met en garde contre le risque de bruit sur la sortie qui peut aller jusqu'à 10 mV, soit une image en courant de 0,1A. Contre cela, le dimensionnement du filtrage sur la broche 7 réduit considérablement ce bruit. Un filtre supplémentaire avec une capacité au plus près de la broche du microcontrôleur contribue à réduire ce bruit et à présenter une basse impédance à l'échantillonneur bloqueur du convertisseur analogique numérique.

La conversion de la tension de ce capteur pour l'affichage en courant se fait par un algorithme rapide utilisant des entiers en virgule fixe. Cette procédure est plus rapide et occupe moins d'espace de code qu'avec des nombres flottants.

Ce capteur délivre 100 mV/A d'un côté, et le convertisseur a une résolution de  $5 \text{ V} / 1023 \text{ Isb} = 4,88758... \text{ mV/Isb}$  de l'autre. Soit  $0,04887 \text{ A/Isb} = 1 / 20,46 \text{ A/Isb}$ .

On souhaite avoir une résolution finale de  $0,1 \text{ A/Isb}$ , donc la valeur de conversion est à multiplier par  $1 / 2,046 = 0,4887$ .

En calcul avec des entiers en virgule fixe cela représente approximativement à une fraction de  $0,4887 \times 4096 = 2001,9...$ , ou encore  $2002/4096 = 0,488769$ , soit un écart inférieur à  $1/1000$  ! En pratique la valeur conversion est multipliée par le facteur entier 2002, puis décalé 12 fois à droite pour diviser par 4096.



### Réalisation du prototype :

La réalisation pratique se trouve dans une notice entièrement dédiée au montage et aux essais fonctionnels. Cette notice se trouve sur le site de F5KAV.org dans la rubrique articles, puis articles de F5RCT, dans le dossier Réalisations/ Rocket/ PA 100W.

La réalisation des transformateurs y est illustrée de façon détaillée. F5RCT procure un circuit imprimé double face à trous métallisés.

### Essais de la première maquette :

Conditions d'essais avec le BLF548, transfo entrée ferrite 74270031, transfo sortie ferrite FB-43-5621,  $R_{gd} = 120 \Omega$  et  $R_{gg} = 27 \Omega$ .

Une capacité de 100 pF C0G 500V a été ajoutée au plus près du primaire du transformateur de sortie. Elle réduit la remontée de gain à 90 MHz. Un transformateur de sortie doit toujours comporter une capacité de compensation pour éviter les accrochages en VHF ! L'amplificateur couvre la bande 50 MHz !

Alimentation limitée à 2 A sous 28 V et 320 mA de courant de repos pour la paire de transistors.

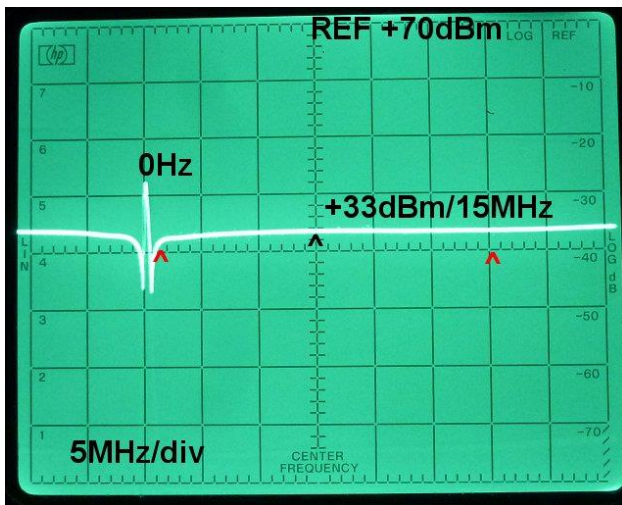
Pour protéger le PA contre les échauffements et limiter la puissance moyenne, un séquenceur valide le PA en puissance pendant  $1/10^e$  du temps, juste le temps d'un balayage sur dix. Ce séquenceur (type HEF4017) est déclenché par le retour de balayage (sortie PEN LIFT de l'analyseur HP141T). Il valide la HF par un mélangeur en sortie du track'gen, ceci pendant un balayage sur 10. La polarisation du PA est validée lors du balayage précédent la HF, soit 8 balayages sur 10.

Afin d'éviter tout risque de destruction de l'analyseur de réseaux en cas d'instabilité du PA, une première mesure a été effectuée avec l'analyseur de spectre équipé du track'gen. Le trackgen est protégé par un amplificateur et l'entrée de l'analyseur par deux atténuateurs en cascade.

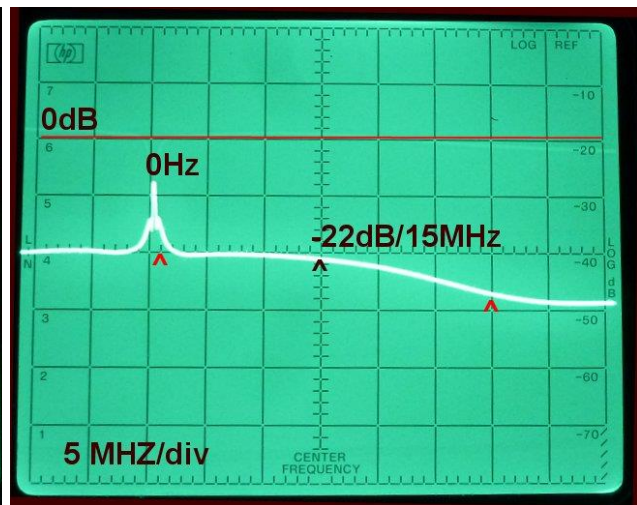
Mesures préliminaires à l'analyseur de spectre avec track'gen : HP141T, HP8554B, HP8552B, HP8433A.

Pour réaliser cette mesure, la sortie du track'gen (à -6dBm) est suivie d'un atténuateur de 10 dB, puis d'un mélangeur SBL-1-1 (Fmin 100 kHz) dont le port FI sert à commuter la HF en tout ou rien par le séquenceur. Puis, le signal est amplifié par un ampli linéaire CATV (1-250MHz) de 36 dB de gain. La sortie de cet ampli CATV passe par un coupleur directif ZFDC-20-3 qui permet de mesurer l'adaptation à l'entrée du PA.

La sortie du PA est appliquée à un atténuateur de puissance de 50 dB, l'analyseur de spectre est protégé par un atténuateur externe de 20 dB supplémentaire ; cela donne un *ref level* de +70 dBm. L'analyseur de spectre peut aussi être raccordé au coupleur directif pour la mesure des pertes en retour sur l'entrée du PA.



Mesure en transmission



Mesure en réflexion à l'entrée du PA

Marqueurs rouges 1 et 30 MHz

Pin = +20 dBm ; Pout = +34 dBm à 15 MHz ; soit un gain de 14 dB à +/-1dB de 1,5 à 30 MHz

Input RL < -20dB de 1,5 à 30 MHz

Mesures à l'analyseur de réseau HP8714ET :

La sortie de l'analyseur de réseau est connectée directement au PA et l'entrée protégée par l'atténuateur de puissance de 50 dB.

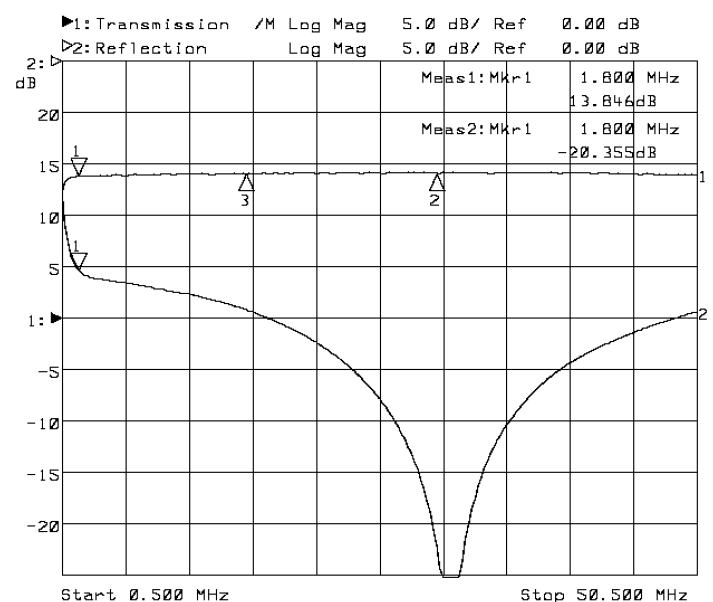
Le séquenceur pilote uniquement la polarisation du PA à 20% du temps.

La résistance Rgg a été abaissée pour réduire un peu le gain et améliorer l'adaptation en entrée.

Avec Rgg = 22 Ω et 100 pF en parallèle entre les drains.

Gain mini 13,8 dB (pour 100 W en sortie il faudra 5 W en entrée).

Marqueur 3 à 15 MHz, Marqueur 2 à 30 MHz, Start 0,5 MHz et stop à 50,5 MHz, Pin = +5 dBm, normalisation avec l'atténuateur de 50 dB à l'entrée du VNA.

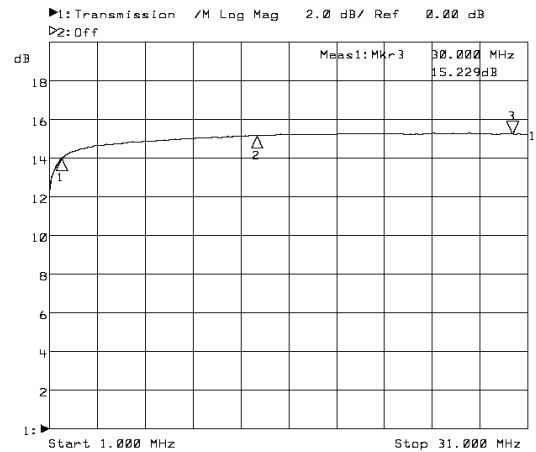


Le gain du PA ne sera pas constant en fonction de la puissance de sortie dans la plage nominale, mais cela donne une estimation pour la puissance d'excitation.

### Mesure en puissance avec le PA du Rocket utilisé comme driver :

Les essais suivants ont été effectués sous une tension de 27,5 V pour tenir compte d'éventuelles chute de tension entre l'alimentation et le PA.

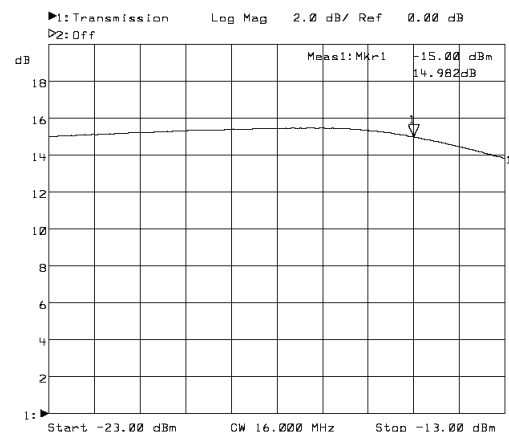
L'analyseur de réseaux excite un prototype de PA du Rocket indépendamment de toute régulation ou filtre. Par l'analyseur de réseaux, le niveau de ce PA en driver est ajusté pour 5 W au maximum et la mesure normalisée à 0 dB sans le PA de puissance. Puis le PA de puissance est inséré pour mesurer le gain sur toute la bande passante de 1 à 30 MHz. La bande passante est un peu moins plate qu'en petit signaux car le driver voit l'entrée du PA comme charge. Dans la première moitié de la bande passante on perd environ 1 dB ce qui sera compensé par l'ALC pour finir.



Bande passante de l'ensemble PA avec le driver.

En milieu de bande à 16 MHz un balayage en puissance montre la courbe de gain qui se tasse à l'approche de la saturation. Sur cette courbe on voit bien que le gain n'est pas constant avant la saturation.

La compression en puissance se passe pour 4 W à l'entrée du PA.

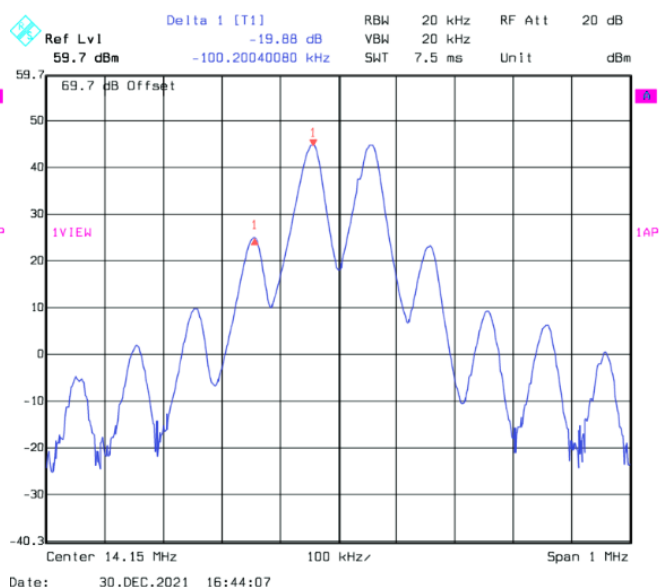
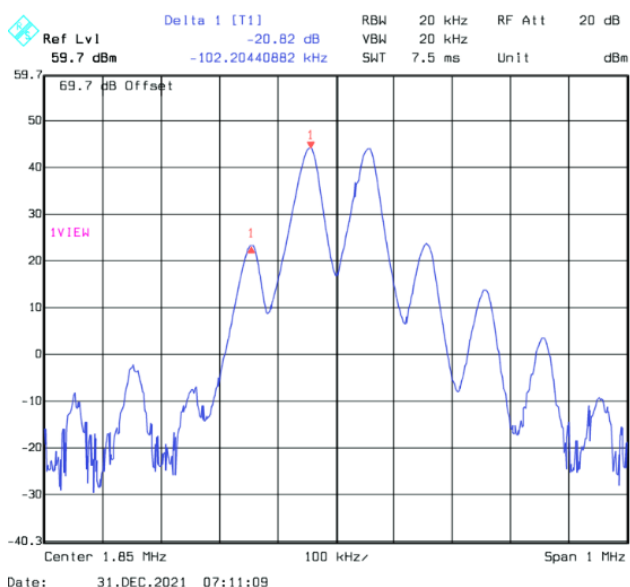


Gain du PA en fonction de la puissance d'entrée.

Mesure en deux tons en milieu de bande à 14 MHz :

Les niveaux de générateurs sont préalablement réglés et équilibrés pour ne pas dépasser 4 W<sub>pep</sub>, soit -30 dBm par ton à l'entrée du PA. Le niveau pep est 6 dB au-dessus de chaque ton à l'entrée comme à la sortie. Pour une puissance de 100 W, le niveau d'intermodulation du 3<sup>e</sup> ordre est de 20 dB, ce qui est la limite acceptable pour ce niveau de puissance. Mesures à 1,85 et 14,15 MHz

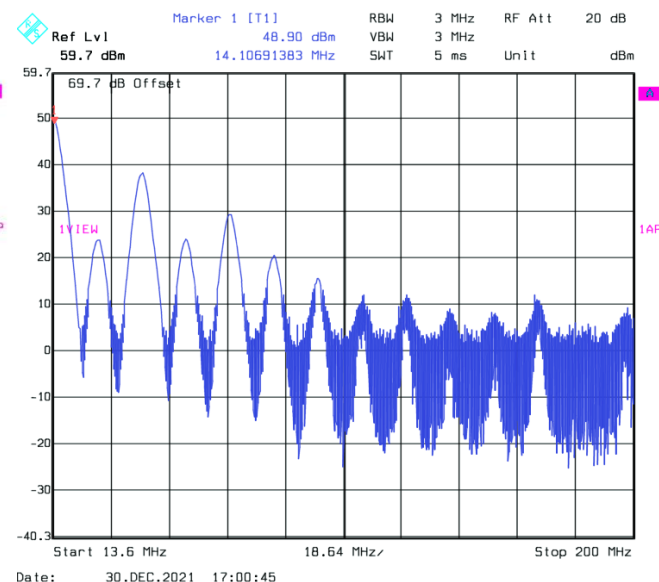
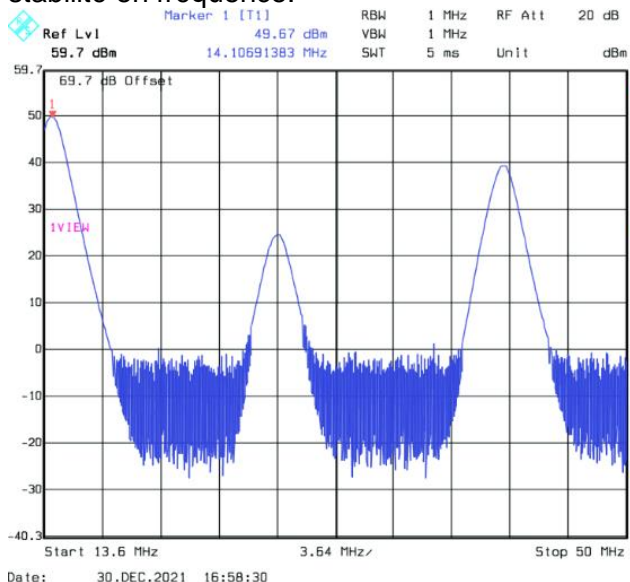




Un essai à porteuse constante (CW) a permis de mesurer le rendement en puissance. Le niveau mesuré au milli-wattmètre tenant compte de l'atténuateur de puissance s'élève à 93 W pour un courant d'alimentation de 7,7A sous 27,5 V, soit 211 W d'alimentation. Le rendement calculé est de 44% à +/- 2 % en tenant compte des incertitudes de mesure. Sur 160 m le courant augmente à 10 A , alors qu'à 30 MHz il est de 7,4 A.

A pleine puissance, le niveau des harmoniques a été mesuré à -26 dB pour l'harmonique 2 et -11 dB pour l'harmonique 3. Le filtre passe bas réduira ces harmoniques de 50 dB et 60 dB. Ainsi la puissance de ces harmoniques restera inférieure à -20dBm, soit 0,01 mW.

Une mesure jusqu'à 200 MHz montre que le niveau des harmoniques est bien décroissant, preuve de stabilité en fréquence.



### Essais thermiques :

Cette thermographie montre que les points chauds du PA sont surtout les résistances de contre réaction. A pleine puissance, la température des résistances monte à 125 °C ce qui reste raisonnable pour ce type de résistance. Le boîtier du transistor ne s'échauffe pas plus que le radiateur. Le transformateur de sortie est tiède autour de 30 °C. Sur l'image ci-dessous le décalage des objectifs de l'appareil en prise rapprochée présente un décalage vertical de 10 mm entre l'image thermographique infrarouge et l'image superposée dans le visible. Le point chaud près du LM317 est une réflexion parasite sur la surface brillante du radiateur.



### Références et liens utiles :

Equivalences ferrites : <https://palomar-engineers.com/ferrite-products/ferrite-cores/toroid-cross-reference>

Le site de Communication Concept vend les PA et transfo des notes d'application de Motorola : <https://www.communication-concepts.com/>

Notes d'application Motorola :

Transfo large bande : [https://www.communication-concepts.com/content/AN758/AN749\\_Application\\_Note.pdf](https://www.communication-concepts.com/content/AN758/AN749_Application_Note.pdf)

EB104 : <https://www.ab4oj.com/dl/eb104.pdf>

AN758 : [https://www.communication-concepts.com/content/AN758/AN758\\_Application\\_Note.pdf](https://www.communication-concepts.com/content/AN758/AN758_Application_Note.pdf)

EB63 : [https://www.communication-concepts.com/content/EB63A/Original\\_EB63\\_Engineering\\_Bulletin.pdf](https://www.communication-concepts.com/content/EB63A/Original_EB63_Engineering_Bulletin.pdf)

EB27 : [https://www.communication-concepts.com/content/EB27A/EB27A\\_Engineering\\_Bulletin.pdf](https://www.communication-concepts.com/content/EB27A/EB27A_Engineering_Bulletin.pdf)

Lien sur les transfo et PA

<https://pa0fri.home.xs4all.nl/Lineairs/BLF188%20HF%20amplifier/BLF188XR%20HF%20versterker.htm>

<https://pa0fri.home.xs4all.nl/Lineairs/BLF188%20HF%20amplifier/BLF188%20HF%20amplifier%20Eng%20version.htm>

<https://pa0fri.home.xs4all.nl/Lineairs/Lineairs.htm#1>

<https://pa0fri.home.xs4all.nl/>

<https://www.w6pql.com/hf/2016revision.htm>

PA MRF150 : <https://f6gky.pagesperso-orange.fr/amplimrf150.htm>

PA MRF300 : <https://f6gky.pagesperso-orange.fr/amplimrf300.htm>

PA MRF300 : <https://saure.org/cq-nrw/2020/03/30/ein-600w-breitband-hf-verstaerker-mit-erschwinglichen-ldmos-geraeten-von-razvan-yo9irf/>

<https://qrpblog.com/product/a600-hf-vhf-600w-linear-amplifier-kit-v2-1/>

DIY Kit MINIPA 100W SSB linear HF Power Amplifier A base de MRF9120 (à 16\$), transfo 1/9 13.5V

<https://ea8arx.blogspot.com/2018/06/minipa-70-step-by-step.html>



PA 750W BLF188 <https://www.dl4jal.de/>

W6PQL : PA de 1 kW [https://www.w6pql.com/1\\_kw\\_sspa\\_for\\_1\\_8-54\\_mhz.htm](https://www.w6pql.com/1_kw_sspa_for_1_8-54_mhz.htm)

Composants MRF300 et ferrites

<https://dutchrfshop.nl/nl/home/1010-mrf300an.html>

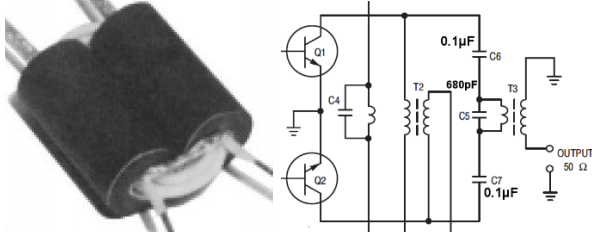
<https://dutchrfshop.nl/nl/ferriet/924-laird-28b1020-100.html>

**Annexe :**

Essais comparatifs entre deux technologies de transformateur pour un PA de 300 W sous 28 V :

Rapport de transformation 1/3 en tension, soit 1/9 en impédance pour sortir 300 W sous 28 V. Pour ce qui suit on ne citera que le rapport en impédances. Entrée symétrique 5,56 Ω. Sortie 50 Ω. Bande passante 1,8 à 30 MHz

**Avec deux tubes de ferrite :**

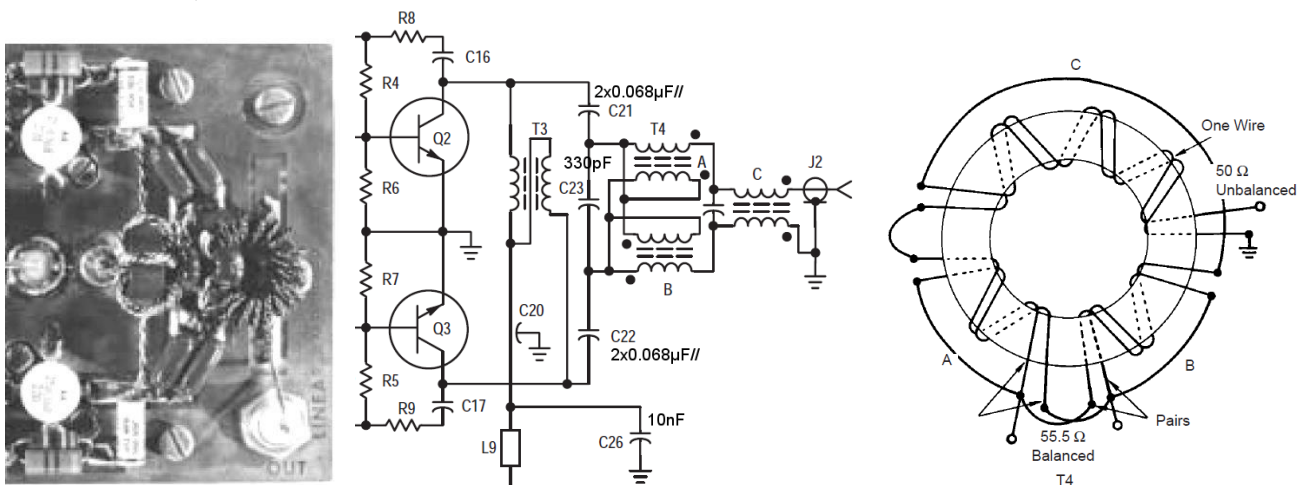


D'après les notes d'application Motorola on ne trouve plus aucun équivalent pour les ferrites citées. On peut en déduire : diamètre interne 6.35 mm, diamètre externe environ 12.7 mm, longueur 35 mm  $125 < \mu_i < 800$  soit matériau 61 ou 43 ; Le matériau 43 est meilleur en bas de bande mais peut avoir plus de pertes en milieu de bande.

Avec 2x8 tores empilés : FT50-43 ;  $S=0,13 \text{ cm}^2$  ; taille 12,7/7,14/4,8 mm ;  $AL = 375 \text{ nH/sp}^2$   
 En empilant les tores, les AL s'additionnent ce qui donnera 16 fois plus :  $AL_{\text{équiv}} = 6000 \text{ nH/sp}^2$   
 Pour vérifier la puissance transmissible on part de la tension au secondaire qui est de 125 V pour 16 tores. Soit  $125/16=7,9\text{V}$  par tore dans lequel il y passe 3 spires à  $F_{\text{min}} = 1,8 \text{ MHz}$   
 $B_{\text{max}} = 7,9 \times 10^8 \text{ (gauss)} / (4.44 F_{\text{min}} N_{\text{spires}} S) = 250 \text{ gauss}$  ce qui est un peu excessif et peut faire chauffer les tores en bas de bande. Il faudrait trouver des tubes plus forts en section  
 Deux tubes de laiton de 6 mm et 44 mm de longueur. Mesure de  $L_p = 59 \mu\text{H}$

**Tore hybride :**

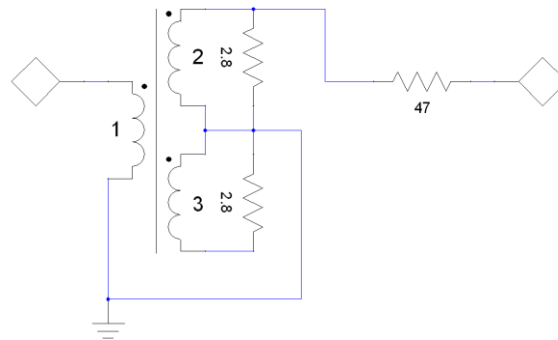
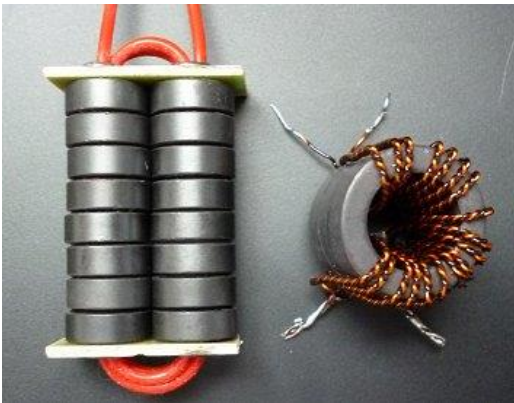
Ce type de transformateur a été utilisé pour le PA du Rocket avec un rapport 1/4, mais là le raccordement est différent pour un rapport 1/9. C'est un transformateur hybride de rapport 1/9 en impédance suivi d'un symétriseur sur le même noyau.  
 Le sens et l'orientation des enroulements est crucial, sinon le symétriseur ne fonctionne pas correctement en bas de bande.  
 Paire torsadée 2x 0.5mm, 4 torsades par cm  
 $A=B = 5 \text{ tours}$  ;  $C = 8 \text{ tours}$



**Calcul du tore :**

$F_{\text{min}} = 1,8 \text{ MHz}$  ; 15 spires ; 300 W sous 50 Ω donnent  $V=125 \text{ V}_{\text{eff}}$  et  $B_{\text{max}} < 200 \text{ gauss}$   
 $B_{\text{max}} = V \times 10^8 \text{ (gauss)} / (4.44 F_{\text{min}} N_{\text{spires}} S) = 422$  ; En empilant trois tores on triple la section ce qui diminue l'induction à  $B_{\text{max}} = 140 \text{ gauss}$ . 23 cm de fil torsadé pour 5 spires ; préparer 1,40 m pour 20 mm de connexions. Trois tores empilés :  $AL = 498 \text{ nH/sp}^2$

FT82  $\mu$ i= 125 ; S=0,247 cm<sup>2</sup> ; taille 21/13.1/6.35 mm ; AL = 166 nH/sp<sup>2</sup> ; Mesure de Lp = 56  $\mu$ H  
 Prototypes réalisés :



Essais des transformateurs :

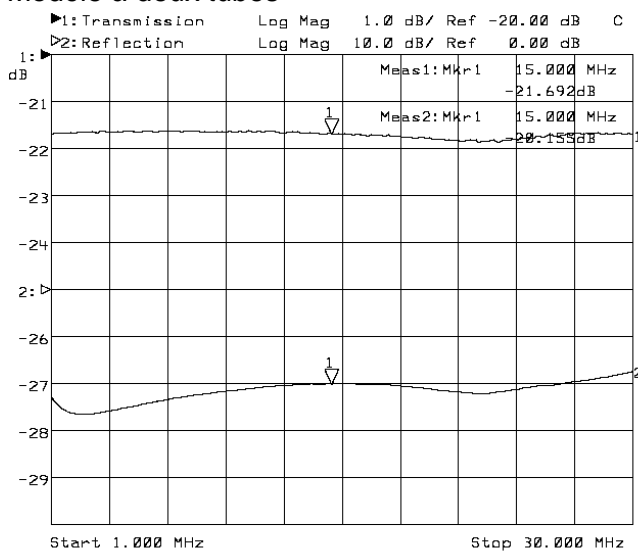
Secondaire chargé sous 50  $\Omega$  par l'analyseur de réseau

Primaire : chargé sous 5,6  $\Omega$  avec point milieu à la masse (2x 2x5,6 en //) et 47  $\Omega$  en série.

Pertes théoriques : -21,35 dB obtenues par simulation

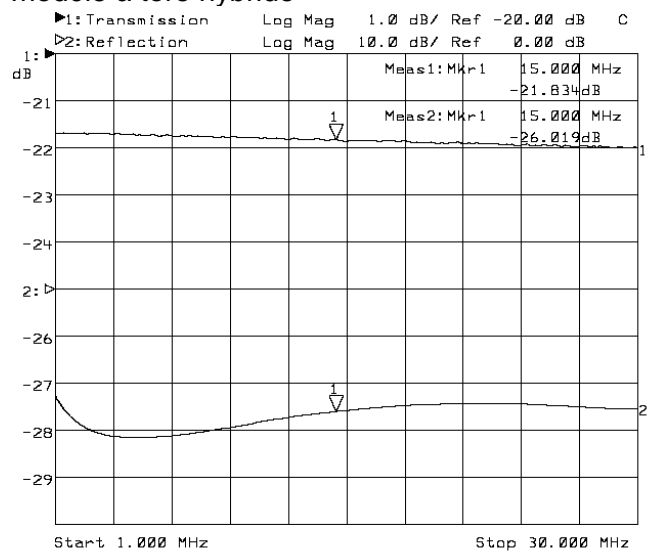
Chaque transformateur est compensé avec 470+150 pF sur le primaire : réduit les pertes à 30 MHz et améliore le S22 .

Modèle à deux tubes



Pertes 0,34 dB à 15 MHz

modèle à tore hybride



Pertes 0,48 dB à 15 MHz

Le modèle à deux tubes présente un peu moins de pertes certainement en raison de la longueur de fil plus courts et la forte section du primaire. L'adaptation en impédance est excellente pour les deux modèles.