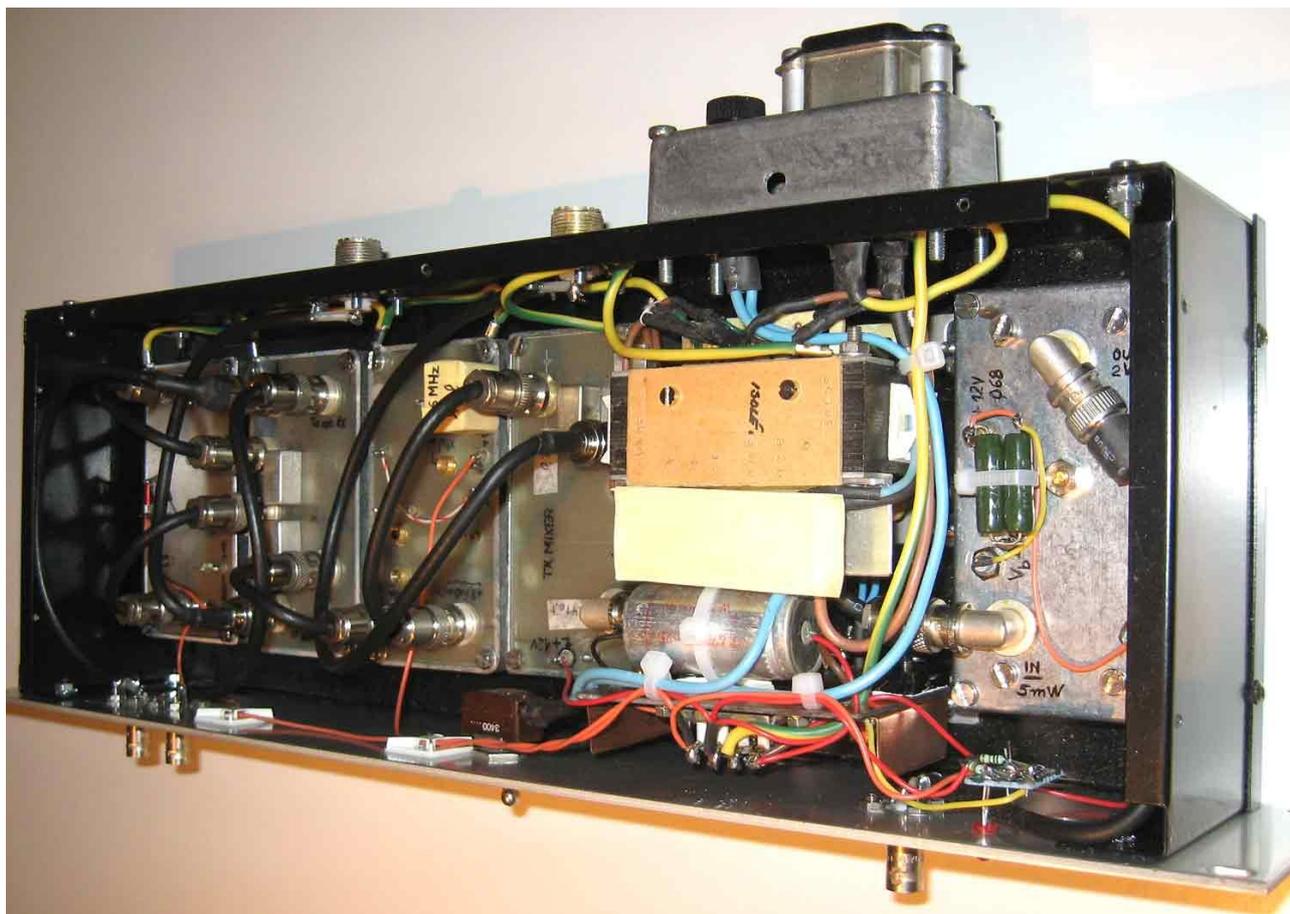


# Transverter VHF - des idées et des conséquences.

*F6TEM Jacques Durand*

L'idée d'un transverter 144/28 n'est pas nouvelle sinon l'occasion d'un choix plus conscient pour passer d'une bande de fréquence à une autre. Des idées et des conséquences valables aussi pour d'autres bandes comme le 50 voire le 70 MHz..... un jour peut-être?

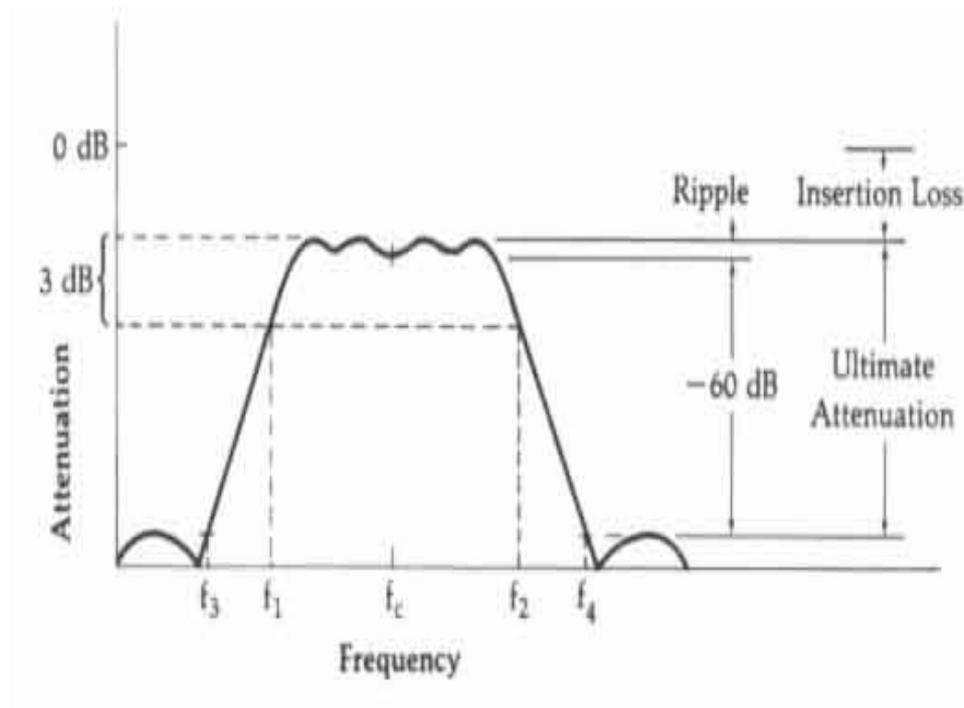


## I- L'ARCHITECTURE DU TRANSVERTER

**I1- Constat: un récepteur, c'est d'abord un filtre** que l'on souhaite pouvoir promener dans une plage de fréquence (par exemple de 144 à 144,5 MHz). Cette fenêtre (le filtre) impose des caractéristiques assez contraignantes (bande passante 2500 Hz pour la SSB, 500 voire 100 ou 50Hz pour la télégraphie, le Meteor Scatter ou les échos contre la lune). Rappelons les principaux paramètres (pertes d'insertion, facteur de forme, réjection ultime en faisant volontairement l'impasse aujourd'hui sur la réponse impulsionnelle et autre retard de groupe....pourtant ces derniers critères entrent aussi dans la réponse en CW par exemple).

Pour en savoir plus: - [Handbook of Filter Synthesis / Zverev ... John Wiley editor](#)  
- [RF circuit design / Chris Bowick / Howard W.Sams and Co](#)

**Caractéristiques principales d'un filtre passe-bande.** Le facteur de forme est le rapport entre la bande passante à -60dB et celle à -3dB (ex: BP-60dB= 4 KHz, BP-3dB= 2 KHz, le facteur de forme est de 2 [nous aurions vraiment là un excellent filtre, surtout si sa réponse en fréquence est bien symétrique] ). Un filtre passe-bande **idéal** (rectangulaire) a une facteur de forme de 1.



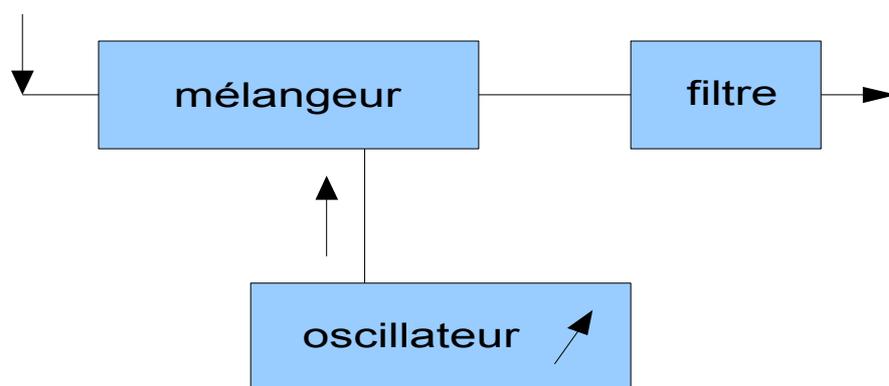
Disons le tout de suite, les technologies accessibles de nos jours ne permettent pas de construire un tel filtre **agile en fréquence** et permettant de travailler **en temps réel**. Il sera donc réalisé économiquement à fréquence fixe, le plus souvent entre 9 et 10 MHz (hasard, c'est là que les résonateurs à quartz ont la meilleure performance de coefficient de surtension ... la stabilité des pilotes à quartz également ... pour la même raison).

**I2- Il va falloir rendre ce filtre fixe agile en fréquence** par l'utilisation d'un mélangeur et de son compagnon, l'oscillateur local. Chaque élément du pulze va, bien sur, introduire ses propres contraintes et l'on se gardera de déraper inconsciemment vers la construction d'une usine à gaz, le nez collé sur le tableau noir! Là, deux conceptions parmi les plus utilisées: oscillateur local variable en fréquence ou moyenne fréquence large que l'on balaie et oscillateur local fixe .

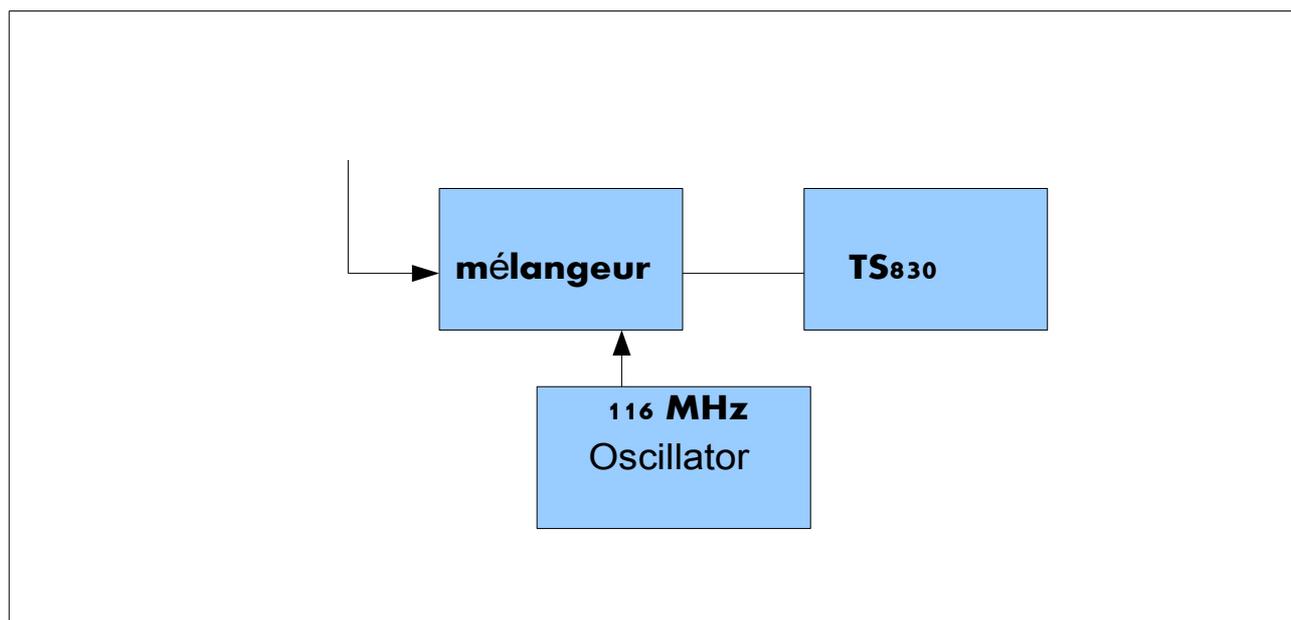
**Oscillateur local variable.** Le filtre SSB est juste derrière le mélangeur, c'est l'idéal si les adaptations d'impédance sont bien faites, on verra plus loin que ce n'est pas si simple. Le filtre à quartz a sa fenêtre entre 9 et 10 MHz, attention au niveau et au positionnement de la fréquence image (voir au chapitre mélangeur, un peu plus loin). Enfin et toujours, l'oscillateur local variable doit être précis et stable (la mesure de fréquence est de loin la plus précise que sait faire l'Humanité c-a-d 1 part dans 10E11 sinon mieux) et doté d'un bruit de phase faible pour ne pas pourrir la vie du mélangeur. C'est ce dernier point qui a fait la renommée justifiée des petits Icom IC202 (VXO à faible bruit de phase, même très proche de la fréquence centrale: un coup de génie pour l'efficacité, la performance et le coût minimum dans ce montage épuré et intelligent).

Pour en savoir plus:

-) [Frequency and Time Standards - Hewlett Packard Application note 52](#)



### I.3 Moyenne fréquence large et oscillateur local à fréquence fixe



Ce sera le choix personnel de cette description pour les raisons suivantes: Les transceivers commerciaux VHF deviennent de plus en plus sophistiqués en ce qui concerne l'affichage couleur, les multiples menus et autres filtrages numériques. Coté performances radio, pour aller un peu

brutalement à l'essentiel, les figures de bruit sont le plus souvent médiocres et nous ramènent des décennies en arrière. Bref, un ami m'ayant offert son vieux TS830, je fus vite séduit par la sensibilité et la dynamique de ce transceiver décamétrique, son réglage manuel du niveau du Noise Blanker et de la largeur de bande passante modifiable en continu, du mélangeur à haut niveau, de la boucle à verrouillage de phase à variation continue de fréquence avec affichage à 100 Hz (on en aurait rêver il y a trente ans, même pour l'EME!)....

**TS830 en action.** La plupart des stations appelant sur 144,300 se distribuent (Oh surprise!) autour de cette fréquence à +/- quelques centaines de Hz. La plupart des transceivers commerciaux 144 ne sont pas équipés d'une base de temps thermostatée (option TCXO) et ont donc une précision de calage maximale de quelques parts par 10E06 (un million) soit au mieux 144 Hz sur la bande 2m... Ce problème est bien connu des gens pratiquant les hyperfréquences car à partir d'un certain rang de multiplication, cela devient incontournable.



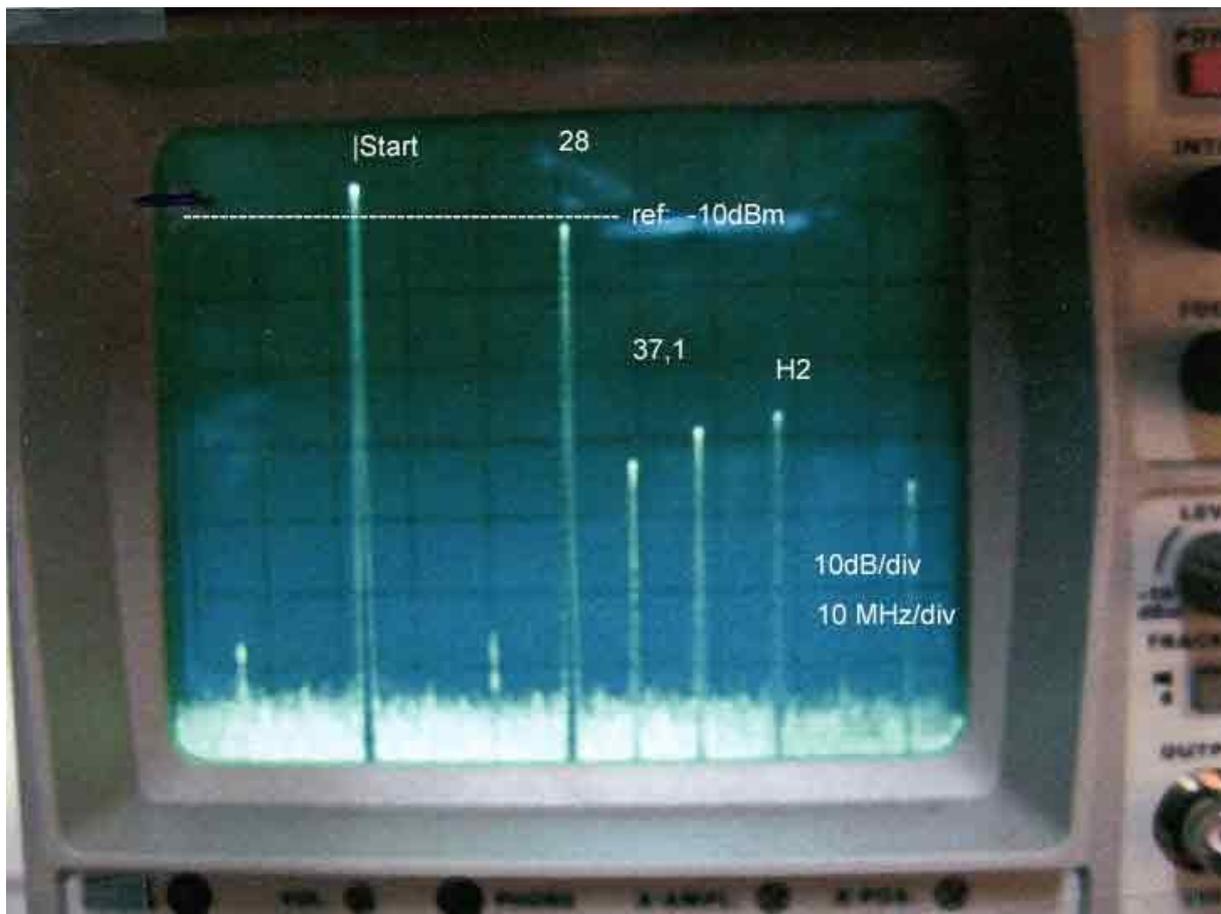
## II- révision et modifications du TS830

Malgré des décennies de pratique professionnelle des composants à montage de surface (CMS ou SMD pour Surface Mounted Device en anglais), enfin le genre d'appareil où l'on peut glisser les doigts et le fer à souder sans que les performances n'en soient irrémédiablement dégradées ou détruites après une manipulation délicate. Par précaution, le PA 2\*6146 va être démonté, l'accès à la haute tension sécurisé (le TS830 est définitivement promu au rang de station de base pour les VHF voire pour le début des hyperfréquences, 1296 MHz en particulier). Dépoussiérage, spray contact sur les commutateurs, montage d'une lame ressort maison en CuBe + rondelle PTFE sous le gros bouton « Tuning » pour en stabiliser mécaniquement le confort d'utilisation. Une seule ombre, sur le panneau arrière ...un connecteur DIN spécifique (évidemment!) qui sera donc câblé directement dans une petite boîte alu vissée et dotée de connecteurs plus fréquentables. On peut y

remarquer, sur la connexion réception, un atténuateur en Pi maison pour ajuster au mieux la gamme dynamique et donc par conséquent le zéro (antenne 144 débranchée) du S mètre TS830.



La documentation du 830 est vite trouvée sur le WEB. Il reste donc maintenant un seul tube dans ce transceiver décamétrique, le Driver émission 12BY7 dont on attend deux choses: a) une puissance de sortie de **quelques fractions de milliwatt sur 50 Ohms** pour le mélangeur émission et b) **une pureté spectrale d'au moins 60 dB** (facteur 1 million en puissance). L'analyseur de spectre Hameg 5011 ( Chance...prix doux lors d'un destockage + anomalie facilement réparée...ouf!) et la table de calibration d'un détecteur à diode vont vite rendre leur verdict: coté pureté spectrale, ça ne va pas du tout.

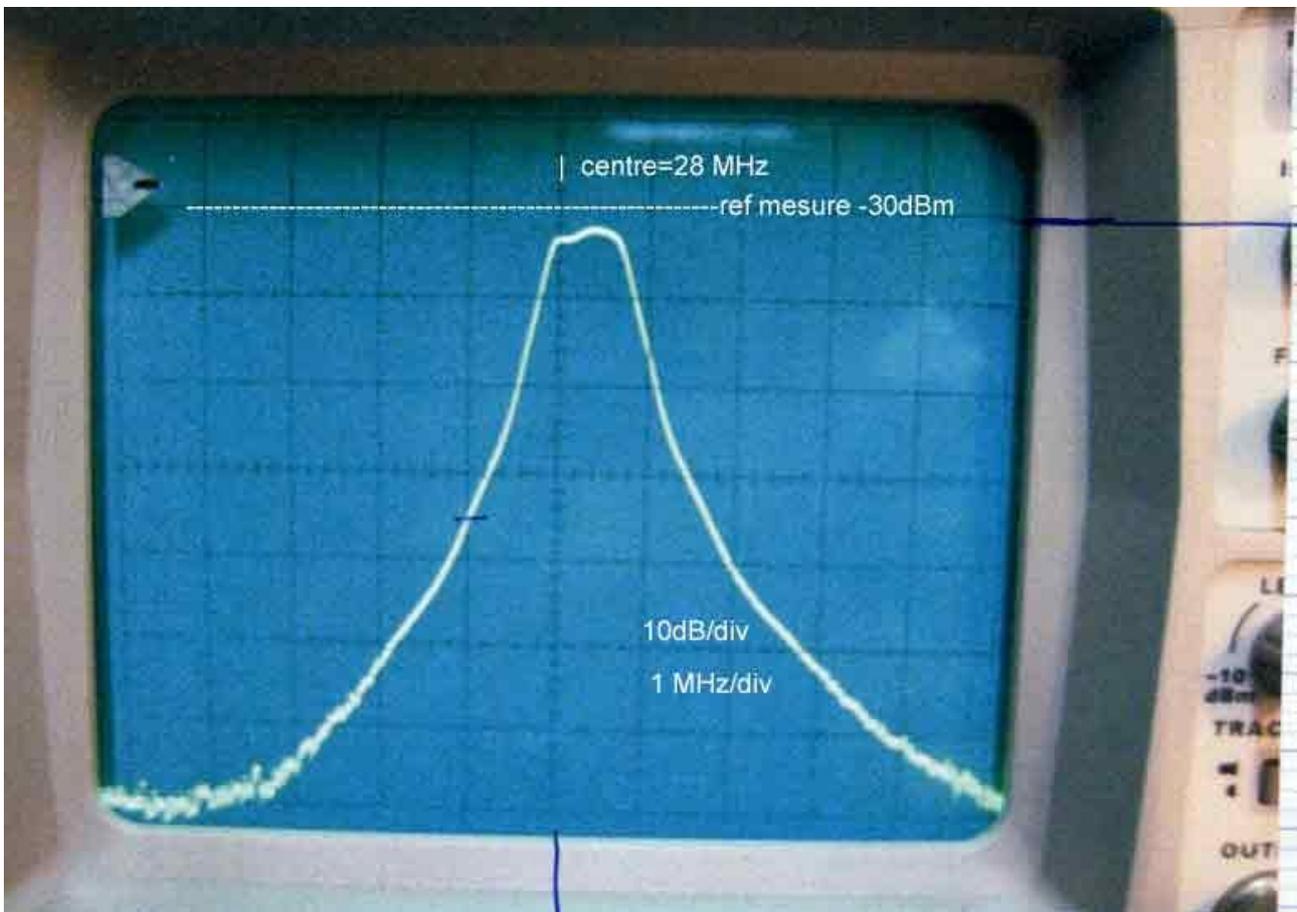


***TS830 en émission, 12BY7 output..... à noter les produits parasites à seulement x dB en dessous de la fréquence de 28,3 MHz souhaitée la plus propre possible. La grande raie à gauche de***

*l'écran (start) est le passage à  $F=0$  de l'analyseur de spectre. Le 37,1 MHz (fréquence fixe présente gain micro à zéro) est probablement l'oscillateur local de la bande 28 à 28,5 MHz.*

*nb: si l'on trouve encore facilement aujourd'hui des 12BY7, ce dernier tube pourra un jour être remplacé par un étage semiconducteur ad hoc. La mise en route sera alors, pour les opérateurs hédonistes, enfin immédiate (finie l'attente des interminables trente secondes de chauffage)!*

On va donc réaliser un filtre ondes courtes 2 poles (résonateurs LC) accordable avec un petit cv double de type ancien tuner FM ( $2 \times 15\text{pF}$  environ). Le grid dip sort du placard en même temps que la formule de Thomson. La figure ci-dessous en montre la réponse (le Hameg 5011 possède un générateur de poursuite bien pratique pour l'analyse dite scalaire [pas de mesure de phase]; associé à un coupleur hybride  $180^\circ$ , les mesures des coefficients de réflexion S11, S22 deviennent également possibles).



**Caractéristiques du filtre 28 MHz:**

**pertes d'insertion: entre 2 et 4 dB (couplage dit « critique » à figurer, accord accessible de l'extérieur)**

**largeur de bande: 600 Khz à 28 MHz**

**Réjection: supérieure ou égale à 30 dB à 1 MHz. De la fréquence centrale**

**Réjection ultime: >70 dB jusqu'à 300 MHz, plus haut les blindages internes sont à améliorer!**

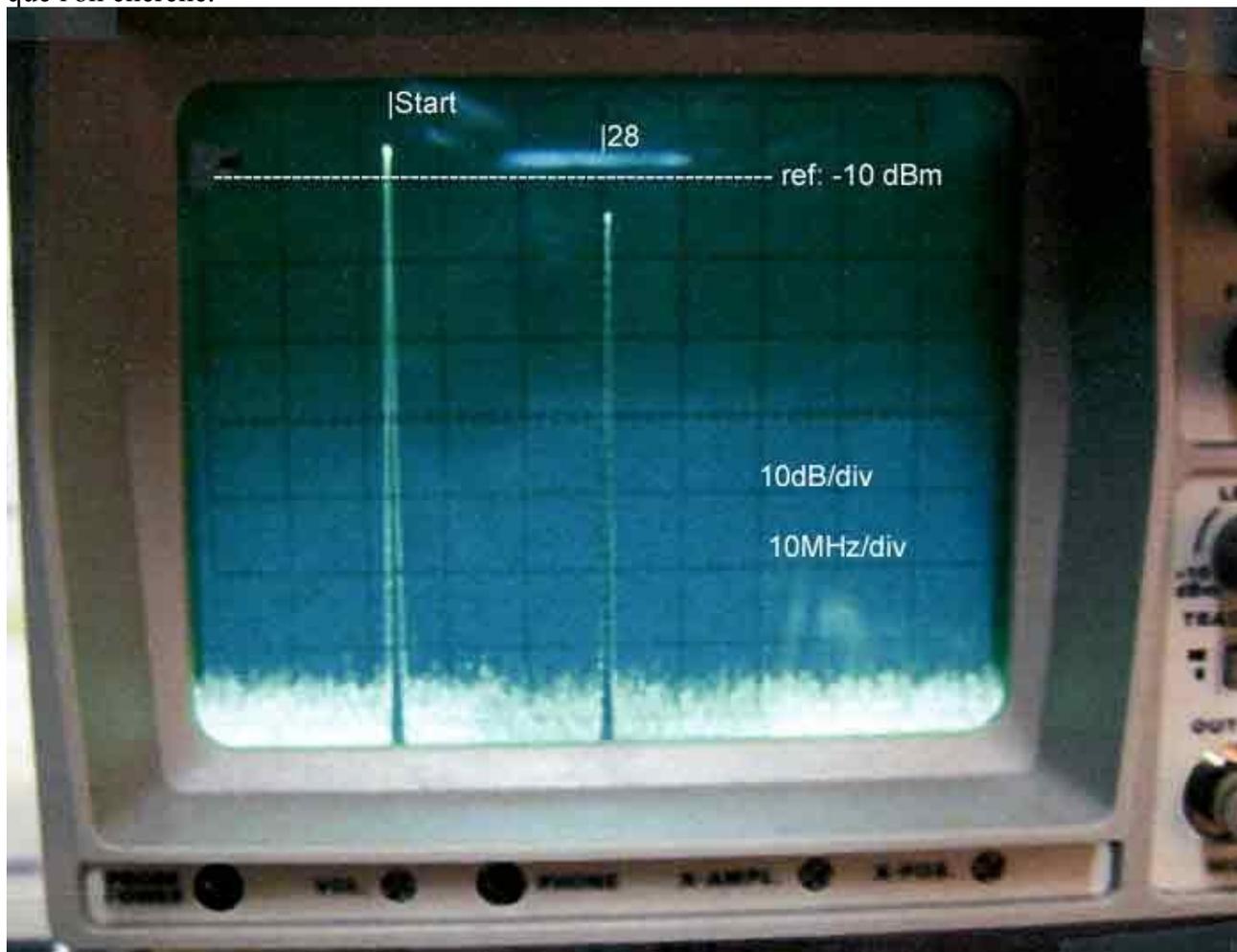


*Filtre 28 MHz blindage ouvert, constitué de deux Inductances 16 spires (fil Cu argenté – récupération du conducteur central d'un coaxial RG214) sur mandrins plastiques. Accord à commande extérieur par un petit cv 2 fois 15 pF. Deux ajustables plastiques 15 pF servent à caler la bande et corriger les légères différences entre cellules, deux ajustables plastiques 3,5 pF en série permettent d'ajuster le couplage. Les connexionx 50 Ohms entrée et sortie se font à environ 2 spires coté froid via un condensateur céramique de 470pF (isolation en cas de présence d'un niveau DC sur les connexionx).*



***Filtre 28MHz** La face avant comporte, outre l'accord du filtre, un petit haut-parleur et un jack « sortie BF ». Permet la connexion à un enregistreur numérique voire vers un PC portable. Des logiciels audio grand public comportent parfois, en plus de la fonction de base, une visualisation spectrale de la modulation voire une enveloppe sur un enregistrement longue durée.*

Avec ce filtre 28 MHz réalisé avec des fonds de tiroirs, tous les produits parasites du TS830 vont se retrouver noyés dans le bruit à -60 dB ou mieux en dessous du signal 28 MHz désiré: c'est bien ce que l'on cherche.



Le niveau de sortie PEP maximum Driver 12BY7 + filtre 28 MHz se situe aux environs de -12 à -14 dBm sur un détecteur calibré. C'est presque parfait pour attaquer un mélangeur équilibré à diode de type standard (1 seul pont de diode à l'intérieur du mystérieux petit boîtier métallique, P oscillateur local typique= + 7 dBm). Le mélangeur émission ne devrait ainsi jamais atteindre son point de compression.

Un rapide test de la partie réception du 830, une vérification de la fréquence avec un compteur (très) bon marché mais qui se révélera précis à 1 part dans 10E06 tout de même (battement avec le synthétiseur d'un TS450 contre une fréquence étalon)... nous voilà prêts pour la réalisation proprement dite du transverter 144, l'analyse des innombrables produits harmoniques de mélange, le calage et la stabilité de l'oscillateur local 116 MHz et bien sur la préamplification 144. Avec toujours en tête la meilleure performance pour un coût minimum... la compréhension de la démarche en plus!

### III – Conception détaillée et mise au point du transverter

#### **III.1 $28 + 116 = 144$ MHz, les produits harmoniques de mélange.**

Considérons le mélangeur comme une boîte noire dans laquelle nous entrons deux fréquences de notre choix, par exemple  $F1 = 116$  MHz et  $F2 = 28$  MHz en respectant les niveaux et les adaptations d'impédances. En sortie de la boîte noire, une miriade de produits harmoniques de mélange décrits par la loi suivante:

$$\pm m F1 \quad \pm n F2$$

où **m et n sont des entiers** cad 0, 1, 2, 3 etc.....

l'ordre d'un produit harmonique est simplement donné par la somme **m+n** ...facile! Mais une longue soirée fastidieuse en perspective avec une simple calculatrice. Une feuille de calcul EXCEL ou un petit programme HP48 voire écrit en BASIC se révèle alors fort utile, surtout lorsque  $F2$  est de fait une plage de fréquences s'étalant de 28 à 28,5 MHz.

**A titre d'illustration:** Comme produits de second ordre, nous avons:

**$F1 + F2$**  cad  $116 + (28 \text{ à } 28,5) = 144 \text{ à } 144,5$  MHz c'est ce que nous souhaitons

**$F1 - F2$**  cad  $116 - (28 \text{ à } 28,5) = 88 \text{ à } 87,5$  MHz c'est ce que nous ne souhaitons pas (la fréquence image).

Mais aussi **2 fois  $F1$**  cad  $2*116 = 232$  MHz (fréquence fixe)

et aussi **2 fois  $F2$**  cad  $2*(28 \text{ à } 28,5) = 56 \text{ à } 57$  MHz (fréquence variable sur 1 MHz, le  $\Delta F$  de 500 KHz de départ ayant été multiplié par la valeur de l'ordre  $m+n = 2$ ).

Une analyse détaillée de ces produits harmoniques de mélange va permettre de prédire les ennuis potentiels aussi bien en émission qu'en réception (génération interne au montage « d'oiseaux », perturbations à (et/ou) par d'autres utilisateurs du spectre électromagnétique). Une discipline de l'électronique appelée **Compatibilité Electromagnétique** ou **CEM** pour utiliser un sigle à la française (**EMC** en anglais). A noter qu'il existe, comme indiqué ci-dessous, des techniques d'atténuation de la fréquence image par déphaseurs  $90^\circ$ .

Pour en savoir plus:

-) Hot Carrier diodes. Hewlett Packard Application Note 907

-) Negative frequencies and complex signals- J. Bloom KE3Z QUEX september 1994.

-) Image-Reject and Single-Sideband Mixers- B.C Henderson and J.A Cook / Watkins-Johnson / MSN & CT- august 1987.

On peut noter aussi que la **relation de phase** est transportée directement, dans les produits de second ordre, de la fréquence fixe vers la fréquence variable (plage de fréquences balayées). On réalise ainsi facilement des **déphaseurs agiles en fréquence en appliquant la variation de phase sur la fréquence fixe**, c'est tout de même plus simple (déphasage par de simples lignes coaxiales de longueurs adéquates pour la méthode de base).

#### **III.2 La technologie des mélangeurs à notre secours**

Nul ne doute plus aujourd'hui de l'intérêt d'utiliser des mélangeurs équilibrés à diode Hot Carrier. Ces derniers permettent les plus grandes performances en ce qui concerne la plage de fréquence exploitable, la réjection (dans une certaine mesure, nous allons le voir) de certains des produits harmoniques de mélange.

**Jusqu'à quel ordre pousser l'analyse des produits harmoniques?** Le tableau ci-dessous montre encore une fois que rien n'est parfait et que même au 5ème voire au 7ème ordre, des remontées significatives de niveau (réjection à -15 ou -20 dB seulement, si tout va bien) sont constatées, donc ... **prudence, analyse, filtrage et blindage**: une vieille chanson dont nous avons cru parfois à tort que les circuits imprimés nous avaient libérés!

### TYPICAL MID-BAND HARMONIC INTERMODULATION PRODUCT ATTENUATION — dB

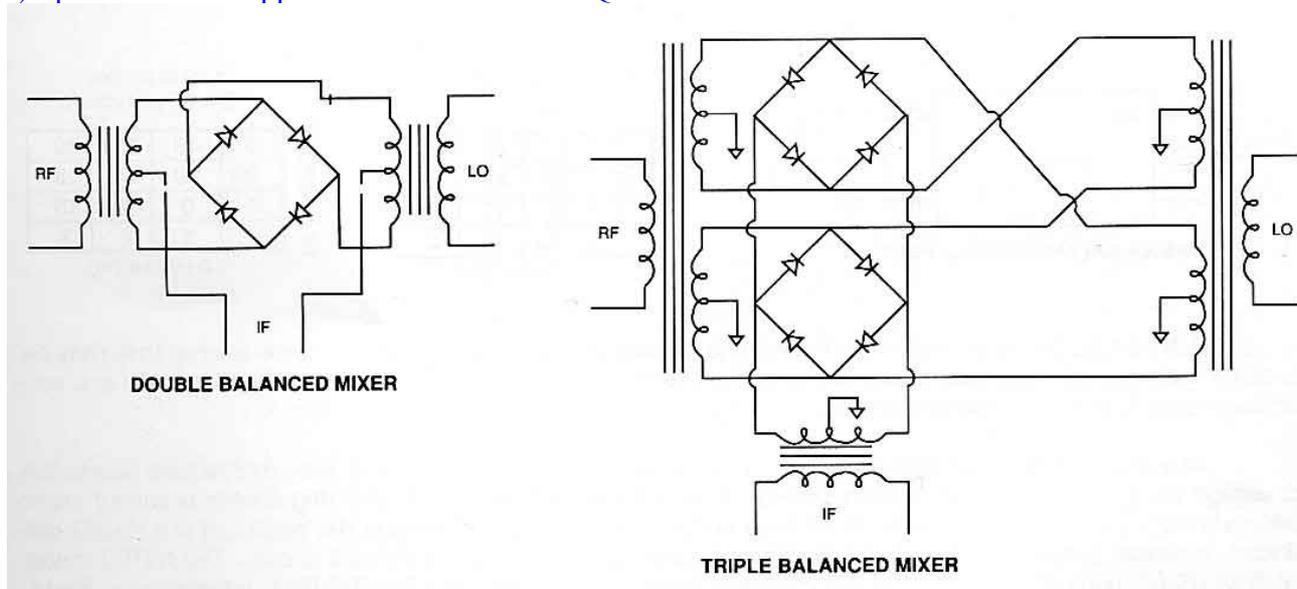
HARMONICS OF $f_R$	$7f_R$	100	80	100	80	100	80	100	80	100
	$6f_R$	100	100	100	100	100	100	100	100	90
	$5f_R$	95	75	90	70	90	65	85	65	80
	$4f_R$	95	80	95	85	95	80	100	80	90
	$3f_R$	65	60	65	60	65	55	65	55	65
	$2f_R$	70	65	75	65	80	65	80	65	85
	$f_R$	25	0	40	10	50	15	60	20	60
	0		40	40	45	60	35	65	50	75
HARMONICS OF $f_L$										
	0	$f_L$	$2f_L$	$3f_L$	$4f_L$	$5f_L$	$6f_L$	$7f_L$	$8f_L$	

### III.3 Bien utiliser les mélangeurs équilibrés

Il existe des livres entiers sur le sujet mais il est surtout conseillé de fureter dans les notes d'applications des grands constructeurs comme Mini-Circuits Labs ou Watkins-Johnson etc...

Pour en savoir plus:

- ) Mixer applications handbook – Mini-Circuits Laboratory.
- ) Mixers- Part1 and 2 / Bert C. Henderson \_ Watkins-Johnson Company – 1981.
- ) How to talk mixers / J.F Reynolds – M.R Rosenzweig/ Microwave Associates.
- ) Special Mixers Applications Notes / MITEQ



Pour résumer, chaque mélangeur a sa bande de fréquence opérationnelle, variable selon qu'il s'agit de la connexion OL, RF ou IF (nb: un mélangeur peut être utilisé aussi comme détecteur de phase, commutateur rapide à faibles transitoires car les charges stockées dans les diodes sont infimes, atténuateur variable, modulateur etc...).

Chaque mélangeur possède, selon sa classe, un ou plusieurs ponts de diodes appariées (la balance diodes, transfos large bande influe directement sur la réjection des produits générés) et nécessite une puissance d'oscillateur local adéquate pour une perte de conversion minimale.

Enfin, pour assurer les performances pré-citées de réjection de produits, le mélangeur doit être terminé sur 50 Ohms pour **toutes** les fréquences des produits concernés. La valeur des dégradations dépendent bien sur du mélangeur disponible et des conditions locales d'utilisation. Cette terminaison est particulièrement nécessaire pour la fréquence image. On appelle Diplexer cette

combinaison de compromis composée de filtres passe bande et passe-haut/bas remplissant cette fonction et permettant de gagner de précieux dB sur la gamme dynamique.

Pour en savoir plus:

-) [Effect of termination mismatches on double-balanced mixers – P.E Drexler / Microwave journal January 1986.](#)

On peut se demander pourquoi sacrifie-t'on obstinément à la mode et pourquoi moi-même n'ai-je pas ici, comme réalisé plus loin dans les préamplis faible bruit CF300 ou 2N4416 144 MHz de ce transverter, utilisé un étage emitter follower BFR91/96 capable de passer 1,5 GHz de bande passante à faible bruit et faible distorsion (jusqu'à >1V sur 50 Ohms) afin de terminer le mélangeur directement sur 50 Ohms résistif pratiquement sans pertes d'insertion ( $A_v = 0,92$  typique)?! La lecture de la référence ci-dessus est édifiante, .

Pour terminer ce petit tour d'horizon, il reste à indiquer que le récepteur va se voir doter d'un mélangeur haut niveau ( $OL = +23$  dBm) pour tenir les forts signaux (contests, stations locales) et que la partie émission utilisera un mélangeur plus standard ( $OL = +7$  dBm).

### **III-4 Quelques notes générale de réalisation**

-) **Chaque module est indépendant**, câblé sur une petite plaque de copper clad 16/10 pour un plan de masse uniforme. Des petits « plots » de quelques millimètres sont collés et servent de relais aux connexionx les plus courtes possibles. La disposition suit celle d'un schéma bien fait c-a-d bien compris dans ses fonctions et les composants sont interconnectés le plus souvent directement. Cette technique assez ancienne (Wainwright, Philips etc...) permet d'élaborer des prototypes performants à prix doux et presque sans subir la contrainte de la constante diélectrique d'un circuit imprimé qui rend les dimensions plus vite critiques par réduction de la vitesse de propagation (constante diélectrique). Elle peut être mise en oeuvre facilement jusqu'à la bande 1,3 voire 2,3 GHz. La puissance de reproduction de l'industrie importe peu ici, nous sommes des expérimentateurs et entendons parfois conserver cet attribut.

-) **chaque module est interconnecté** à son voisin ou aux équipement de mesure par des liaisons BNC. Le coté sacré des connecteurs hyper n'est pas nécessaire pour cette application dans le domaine VHF ( $\lambda = 2m$ ). Chaque module peut ainsi être testé individuellement ou intégré à l'ensemble du système. C'est l'intérêt de la modularité.

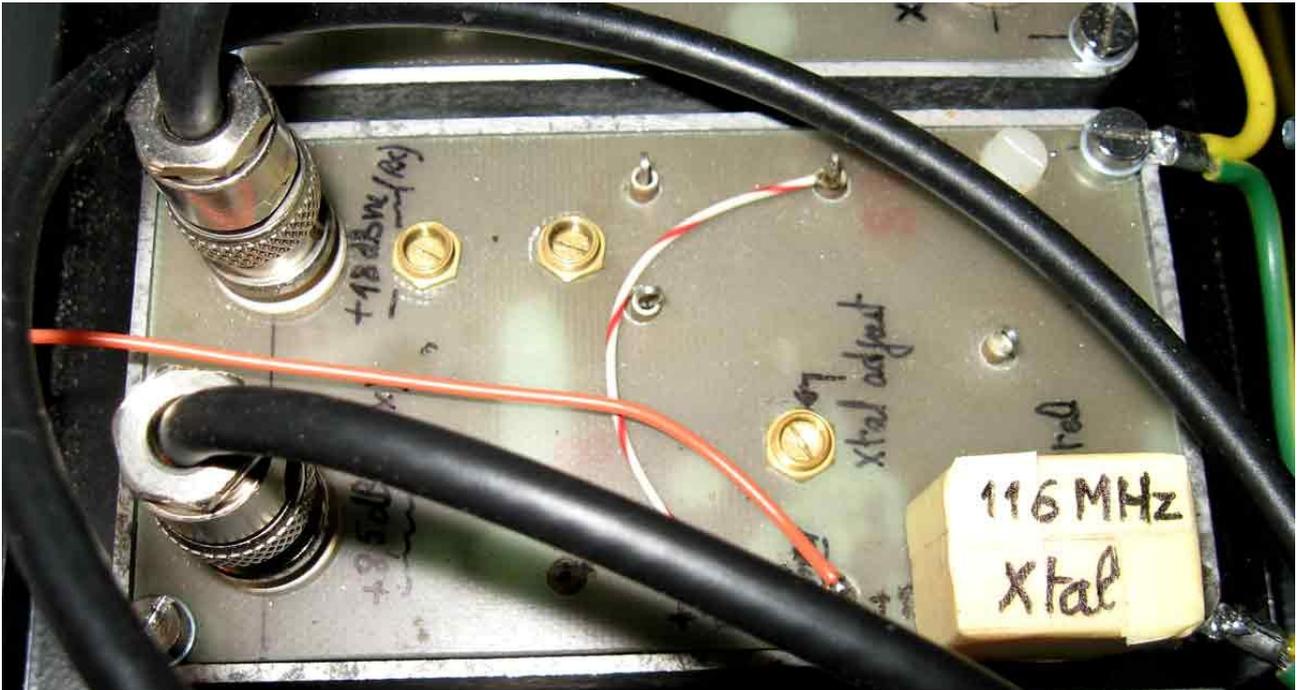
-) **Le découplage des alimentations est un point essentiel**, aussi bien entre étages d'un même module qu'entre les modules eux-mêmes. Utiliser des composants SMD/CMS, des condensateurs by-pass miniatures (très peu de réactances parasites). Ne pas oublier qu'il faut souvent plusieurs cellules LC pour obtenir un bon découplage (-40 à -60 dB de « fuites ») non accessible avec un simple découplage. Les condensateurs feront entre 500 et 2000pF, les selfs de choc une dizaine de spires diamètre 3mm. Dans le cas d'un module amplificateur (émission ou réception), la courbe de gain (ou l'indicateur du détecteur) ne doit absolument pas bouger si l'on touche du doigt le +12V qui alimente le module. Un truc trivial mais essentiel, on arrive à voir parfois avec le bout des doigts!

-) **chaque module est logé dans un boîtier** en aluminium injecté dont le couvercle est le module lui-même. Cu et Al ne font électrolytiquement pas bon ménage ensemble, un peu de soudure étain sur la portée des vis coté copper clad (trous re-taraudés à M4 coté boîtier Al, vive le système métrique!) permet de créer une bonne interface. La porte reste ainsi ouverte pour des modifications ultérieures sans tout détruire. Le montage copper clad peut être changé, la boîte Al reste.

-) **Certaines parties, comme l'oscillateur local, sont fortement inspirées du Radio Amateur Handbook de l'ARRL 1993.** Des modifications ont été apportées par nécessité (conception jugée trop susceptible, composants différents disponibles, envie d'essayer autre chose etc..)

-) **Le tout est emballé** dans un petit rack 2 unités Selectronic.

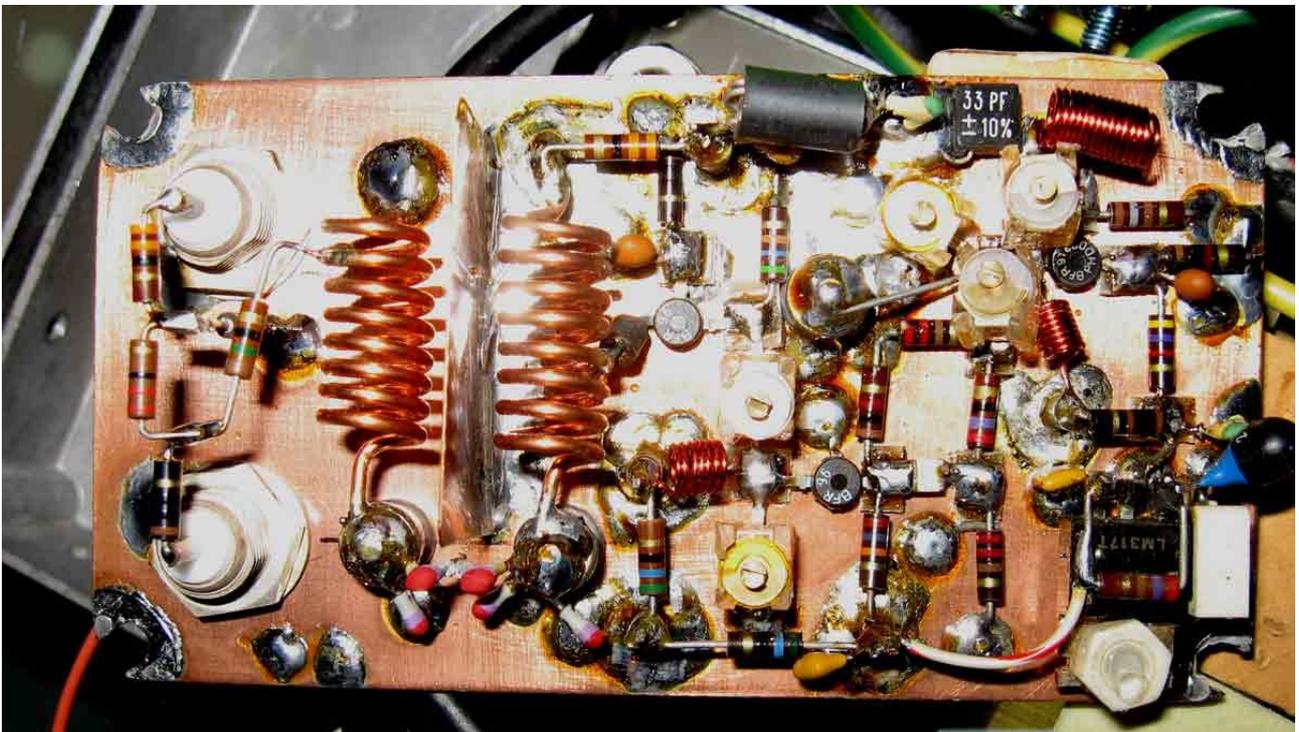
### III-5 Le module oscillateur local 116 MHz



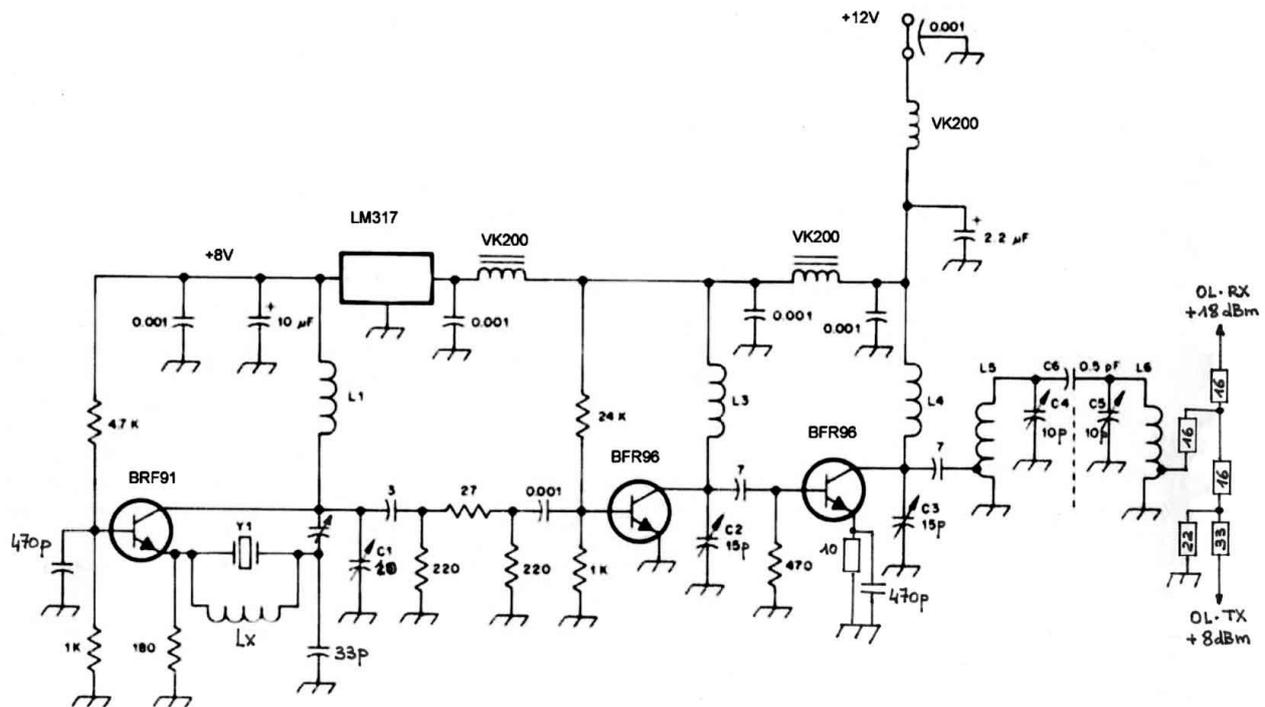
*Vue de dessus. Le Xtal HC18 est dans son capot isolant polystyrène. Le trimmer 10pF permet le réglage fin en fréquence. Deux niveaux de 116 MHz disponibles:*

*a) +8,5 dBm pour le mélangeur TX*

*b) +18,5 dBm pour le mélangeur RX. Ajuster légèrement les valeurs de résistances des atténuateurs pour obtenir les niveaux souhaités.*



*Vue de dessous: le cablage à l'unité, sans circuit imprimé.*



**Composants du module Oscillateur Local** (valeurs de base de la réalisation pouvant fluctuer selon composants).

transistors BFR91 (1pc) et BFR96(2pcs)

Self de compensation Xtal (Lx) : 16 spires jointives diam. 3,5 à 4mm

L1: environ 8 tours diamètre 3mm

L3, L4: environ 7 tours diamètre 3mm

L5, L6: environ 8 tours diamètre 6mm; Prise à 1 tour coté froid. Blindage entre L5 et L6. Le condensateur de couplage C6 peut être constitué de 2 capas céramique 1,5pF en série.

Découplages céramiques à connexionx courtes ou mieux by-pass miniatures.

Une limitation de courant (10 Ohms découplée 470p a été mise dans l'emetteur du dernier BFR96) pour limiter la puissance de sortie.

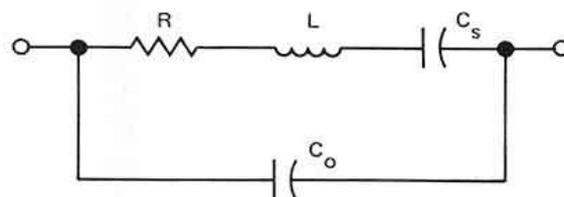
régulateur LM317 (attention: résistances additionnelles à ajouter) ou 7808.

RFC: VK200 ou quelques 10 spires jointives diamètre 4mm

trimmer plastique ou mieux pistons, ce n'est pas critique sauf pour l'accord de l'oscillateur.

Ce module est une copie proche de celui décrit dans [l'ARRL Radio Amateur Handbook 1993 / Paul Drexler WB3JYO](#) ).

Un résonnateur cristal fonctionne selon plusieurs modes électro-acoustiques liés à sa coupe, donc beaucoup plus complexe que le circuit équivalent ci-joint, utile évidemment pour une première approche.



EQUIVALENT CIRCUIT OF A QUARTZ CRYSTAL

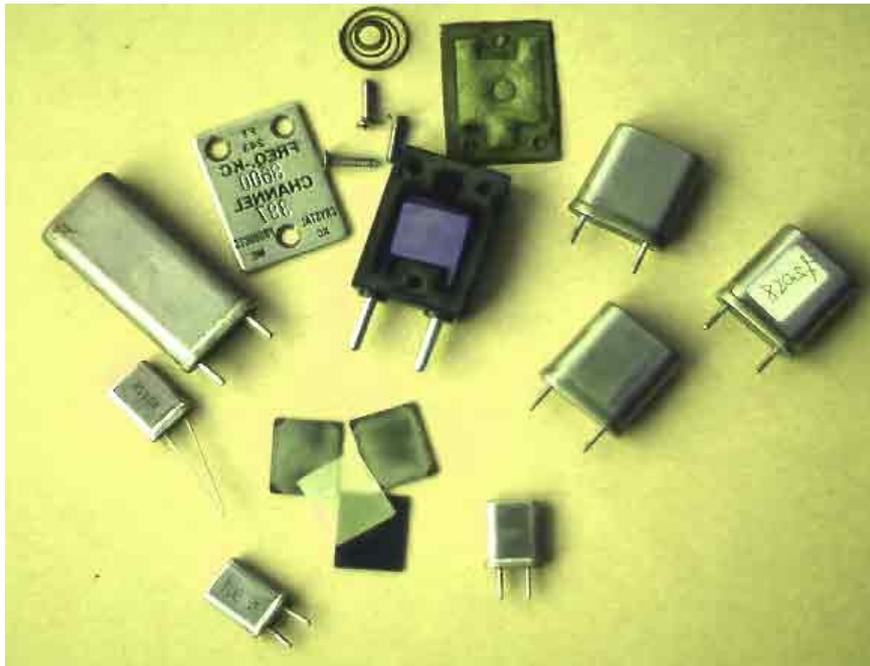
**L= inductance Xtal**

**Cs= capacité série**

**Co = capacité parallèle (souvent la capacité de charge optimale spécifiée par le fabricant)**

**R = les pertes (principalement par effet pelliculaire et sur la structure du quartz)**

**manquent les pertes et réactances diverses (boîtier, cablage) par résonnances rencontrées!**



*Divers boîtiers plus ou moins performants ( FT243, HC6, HC18 etc...)*

Mode fondamental (jusqu'à une vingtaine de MHz), ensuite mode partiel (Overtone) 3, 5, 7, 9. On est donc intéressé de favoriser le mode souhaité et pas des modes indésirables (parfois proches et nombreux... ce qui, avec le coefficient de surtension élevé, justifie le prix de fabrication de certains modèles... rien à voir avec la production de masse des quartz pour applications numériques). Pour chaque mode, on rencontre habituellement une résonance parallèle (Pole) puis très proche, une résonance série (Zéro).

Le subtil dosage du niveau de réaction et de l'accord du circuit LC de l'étage oscillateur vont permettre le calage sur la bonne fréquence (ici **116, 000 000 Hz!**). Sujet délicat car l'on voit que plusieurs fonctions de l'étage vont être antinomiques (fréquence, puissance, isolation, stabilité etc)... Qui n'a pas pesté contre son transverter décalé de x..Khz devant la fière certitude du propriétaire d'un transceiver VHF commercial à 8 digits affichés! Comble de malheur, les transceivers décamétriques possèdent tous un décalage TX/RX mais c'est toujours la vraie fréquence qui est affichée: gestion de pile-up « **fifty nine** » oblige!!! Des solutions existent, qui seront exposées peut-être un jour ici. Ponctuellement, nous allons « tirer » le Xtal le plus près possible de la fréquence idéale pour ne pas être trop ringard mais... à mettre trop de fonctions dans un seul étage, humm!

Pour ce faire, connexions cristal courtes, capacités parasites au minima (deux trous percés et fraisés pour maintenir le Xtal en place donc surtout pas de support) + une self de compensation Lx en parallèle sur le cristal. Le type de boîtier et les connexions internes, la taille par le fabricant: on n'y peut malheureusement plus rien à ce niveau!

Pour en savoir plus:

-) [W1JR- The world above 50 MHz – Ham Radio](#) .

Un petit trimmer accessible de l'extérieur va permettre d'amener patiemment, au fil des jours, le cristal à sa fréquence nominale de travail (s'il veut bien!). Penser aussi que, sans enceinte thermostatée avec une régulation précise à 0,1°C et en ayant trouvé la température spécifique à **votre** Xtal (entre 45 et 65°C en général), le calage sera à quelques parts par 10E06 (soit quelques centaines de Hz) après une période de « rodage » (vieillesse) de quelques semaines. Ensuite, c'est parti (« **s'use si l'on s'en sert** ») à dérive lente (aging rate) pour des années. Un petit capot maison en Polystyrène permet de gagner un petit plus sur la stabilité thermique tout en restant à température ambiante: c'est un premier pas gratuit vite mis en oeuvre.

A nouveau, une observation en temps réel des stations qui appellent sur 144,300 vous dira vite si

vous êtes dans la fourchette acceptable (l'occasion de faire une collecte de données et d'en faire la distribution... c'est toujours instructif). C'est peut-être le seul intérêt de cette fréquence d'appel avec celui de perdre facilement son correspondant, surtout en zone montagneuse où le déplacement en fréquence se traduit directement par un déplacement spatial sur les réflexions! Re-apprendre à écouter quelques dizaines de KHz avec patience!

**Xtal 116 MHz**, probablement un 16,57 MHz optimisé en partiel 7. La fréquence OL est ainsi la plus haute possible. Inutile d'utiliser un filtre passe-bas derrière l'oscillateur, ce serait vain car le mélangeur va se charger de créer les harmoniques, c'est sa fonction première! A stabilité égale (quelques parts par million, à nouveau), les problèmes CEM seront moindres avec un OL directement à 116 qu'à  $38,666 * 3$  ou  $58 * 2$  puisque le spectre sera moins fourni (retour à la calculatrice et au chapitre II-2 pour s'en convaincre).

### III-6 Le module mélangeur réception

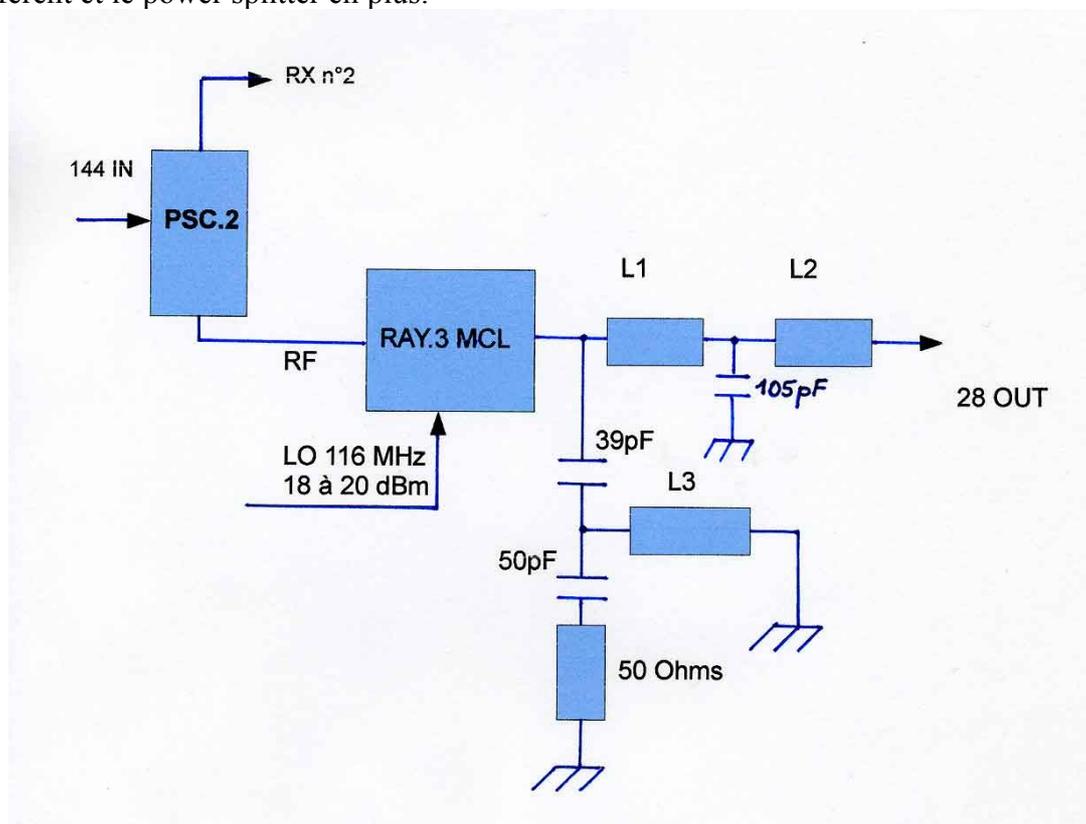
Il comporte peu de choses, est en outre essentiellement passif donc pas d'alimentation +12V..

-) un **diviseur de puissance** (power splitter) Mini-circuits labs type PSC2.1. C'est un ensemble de transformateurs large bande qui va diviser en deux (plus une petite atténuation, rien n'est parfait à nouveau) la puissance du signal provenant de la préamplification 144. L'intérêt est de pouvoir attaquer un deuxième récepteur (contest) ou d'écouter un correspondant tout en regardant sa modulation sur un analyseur de spectre. La perte d'insertion (3 dB + quelques dixièmes de dB) sera ajoutée à la perte d'insertion du mélangeur. Tout cela sera facilement compensé par la préamplification 144 sans compter le confort d'utilisation en trafic réel.

-) un **mélangeur à haut niveau** MCL-RAY3 à grande dynamique et large bande passante.

-) un **diplexer en sortie** du mélangeur, comme déjà expliqué. Il n'est pas interdit de simuler ce diplexer avec un programme « freeware » comme [RFsim99](#) facile à trouver sur le Web.

Ce montage est également similaire à celui de [WB3JYO / ARRL Handbook 1993](#), le mélangeur un peu différent et le power splitter en plus.



$L1 = 0,35 \text{ microH}$

$L2 = 0,205 \text{ microH}$

$L3 = 0,18 \text{ microH}$

Les bobines sont réalisées à partir de courbes classiques  $n \text{ spires} = \text{telle inductance}$ . Alternative, avec un condensateur de valeur connue en parallèle (ex: 100 pF 5%). On trouve la résonance du circuit oscillant créé avec un grid dip (couplé faiblement) que l'on aura pris soin de conserver en état de marche.



Résoudre  $L = 1 / (4 * \pi^2 * F^2 * C)$  en respectant les unités (H, F, Hz) et la valeur de l'inductance est trouvée. Ce qui permet d'utiliser des petits mandrins plastique de fonds de tiroirs ou récupérés sur un vieux téléviseur parti pour la casse ou de tester les noyaux magnétiques aux caractéristiques inconnues. Plus le dip est profond, plus le coefficient de surtension est élevé en restant dans des rapports L/C similaires. Changer éventuellement la valeur du condensateur de test. Bien évidemment, avec un Qmeter professionnel, c'est plus précis mais on peut se faire une idée avec des moyens simples et un peu d'intuition..... qui progresse avec l'expérience!

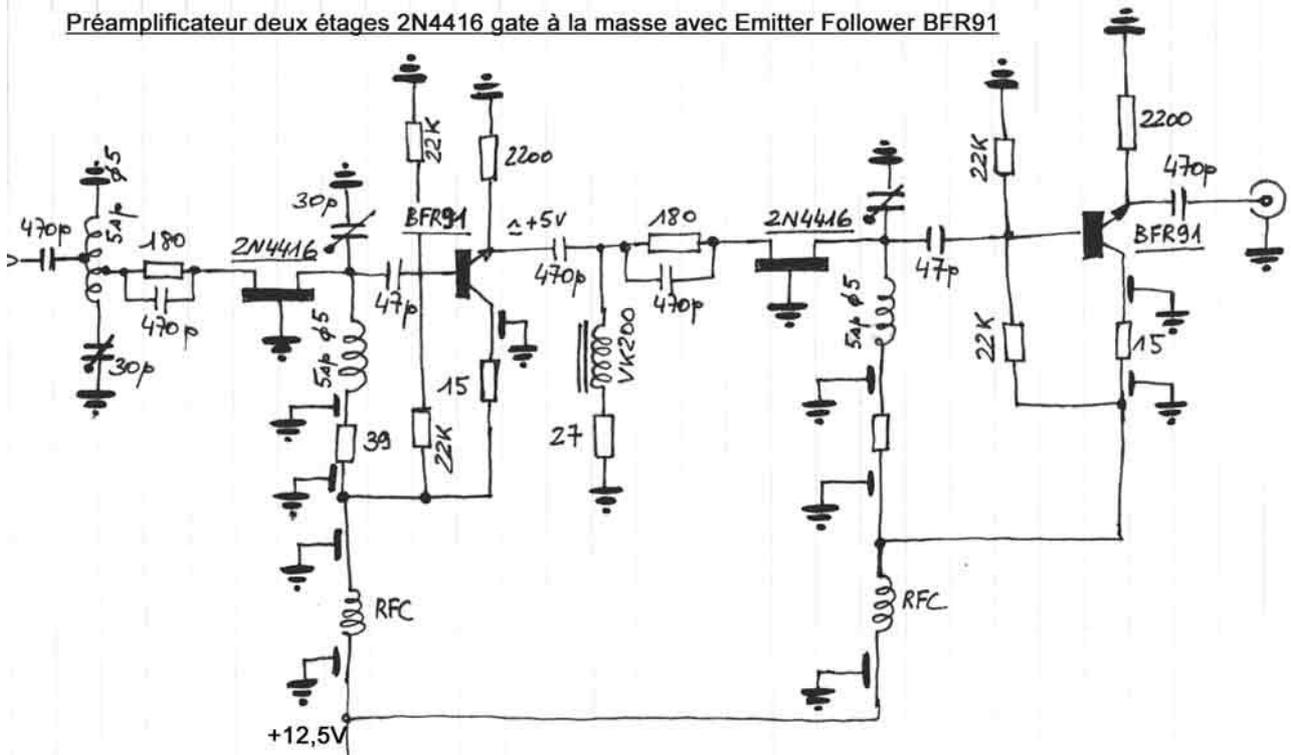
Les composants sont montés directement par perçage du copper clad « plan de masse ». Bien souder à la masse les pins spécifiées par la documentation MCL pour le PSC.2 et le RAY.3.

Les connexions 50 Ohms vers les connecteurs peuvent se faire avec du coaxial miniature ou par des lignes micro rubans (microstrip) en découpant et collant des bandes de copper clad simple face, largeur environ 3mm, sur le plan de masse ... rien de plus simple et un entrainement à la montée vers les UHF et Hyperfréquences

### **III-7 Le préampli réception**

Les transistors JFET 2N4416 sont connus depuis des décennies pour leur faible bruit, leur stabilité en montage Gate à la masse et leur tenue aux forts signaux (y compris celui couplé coté RX du relais coaxial d'antenne lors du passage en émission – isolation typique des relais d'antenne: 36 dB). Le montage deux étages W1FB (ARRL Handbook 1985) a été essayé... un gain de l'ordre de 16,5 à 17 dB est obtenu à 144 MHz. En adjoignant un emitter follower à la sortie de chaque étage, le gain monte à 25 dB. Le JFET pour le faible bruit et l'amplification sous charge « légère » et le bipolaire

faible bruit / grande bande passante pour transporter le signal vers 50 Ohms: Ça vaut la peine de séparer les fonctions! Et de soigner le cablage (blindages, découplage des alimentations par des cellules de filtrage en PI etc...). La bande passante à -3dB est de 10MHz avec trois circuits accordés, le retour DC de source du deuxième étage étant procuré par une RFC genre VK200 (quelques spires sur un noyau de ferrite) amortie par une résistance série de 27 Ohms.



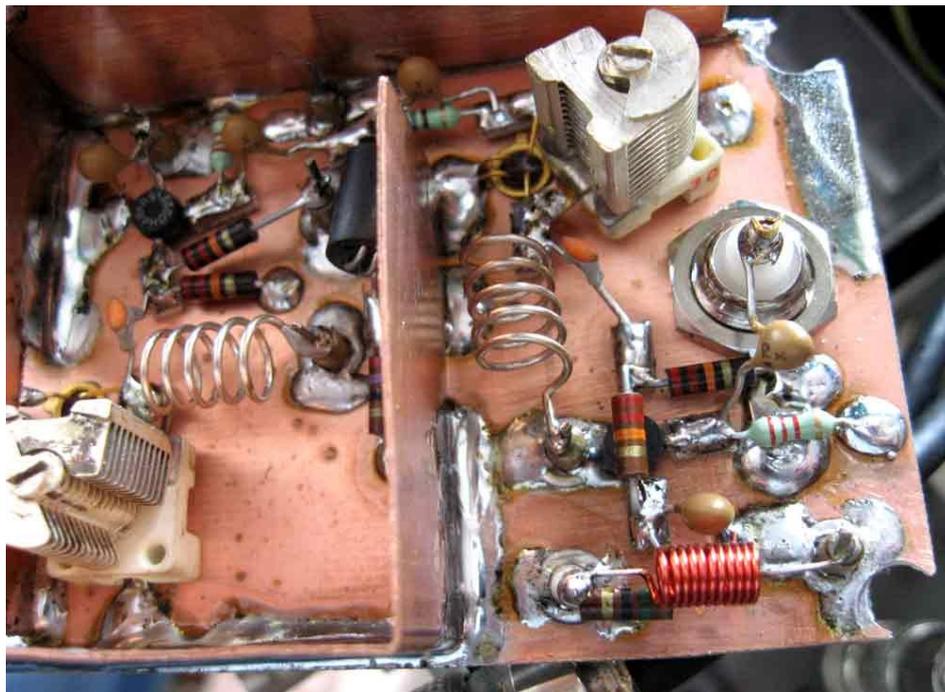
*Ne pas oublier de connecter gate et boîtier à la masse, 2N4416 emboîté ds un trou du copperclad*



*Vue sur le circuit d'entrée du préamplificateur 144*

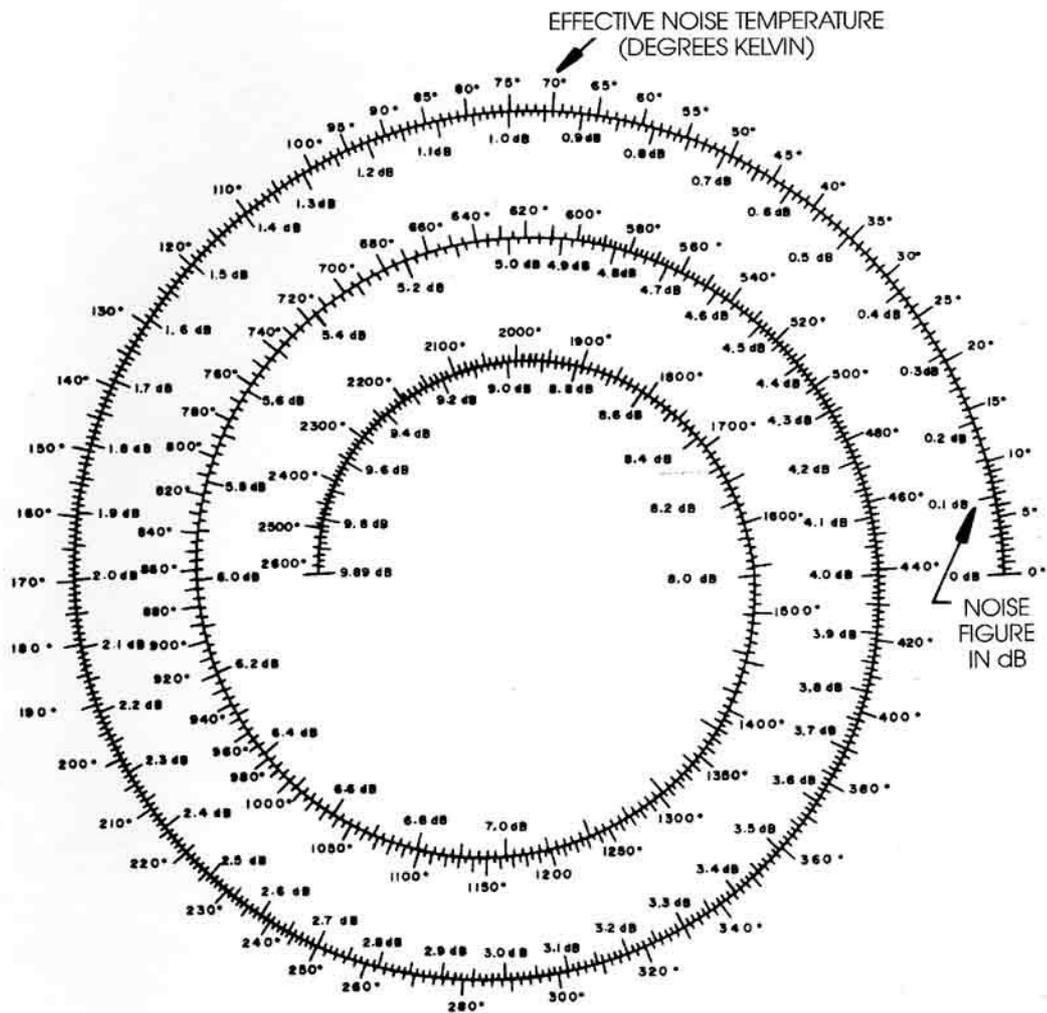
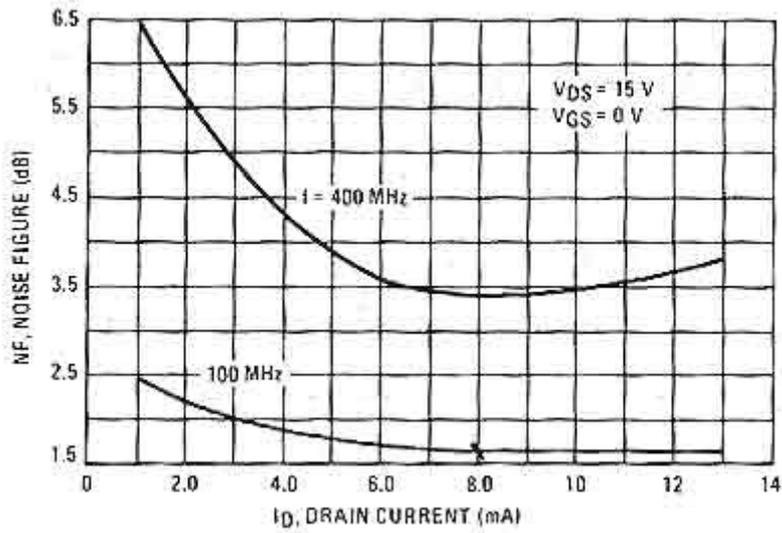


*entre sortie premier et entrée du deuxième étage, l'Emitter Follower.*

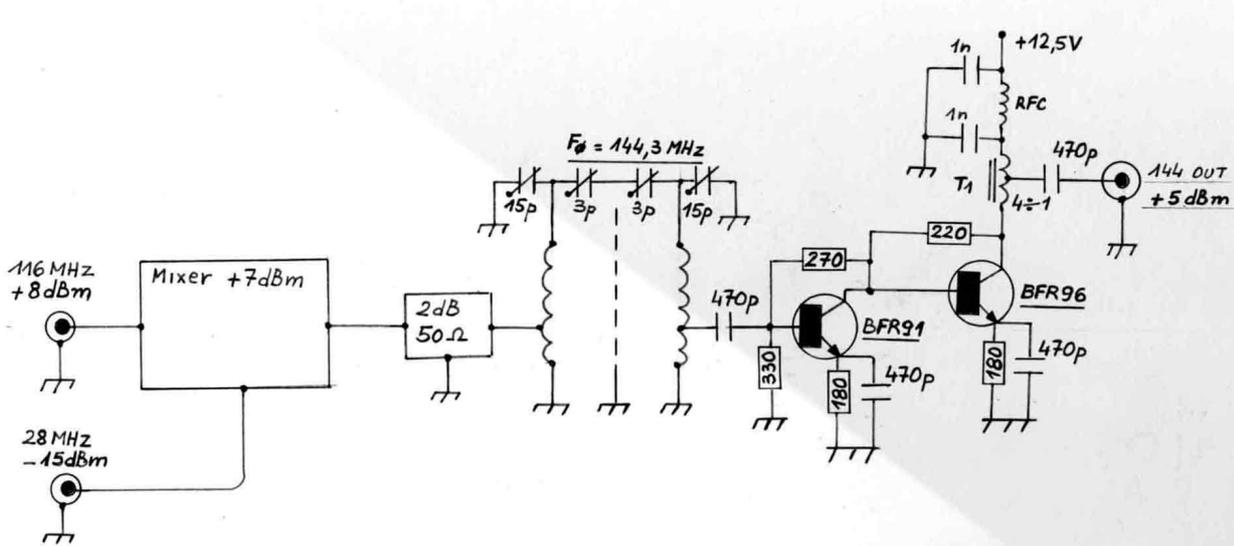


*Gros plan sur l'étage de sortie. A remarquer le filtrage des alimentations par cellules en  $\pi$ , indispensable pour la stabilité. Pour s'en assurer, on retourne l'amplificateur, la sortie du générateur de poursuite est injectée dans la sortie du préamplificateur. L'isolation ( S12 sur les analyseurs de réseau) doit être supérieure de quelques 6 dB au gain de l'étage (S21) pour que tout ce petit monde soit stable. Veiller à injecter un niveau suffisamment bas pour éviter de saturer les étages et prévoir des atténuateurs immédiatement à l'entrée et à la sortie du préampli pour faire disparaître d'éventuels problèmes d'adaptation d'impédance pendant les réglages. La caractéristiques d'intermodulation (IP3) de ce genre de montage est généralement bonne, ce que semble confirmer le comportement du transverter en présence de très forts signaux. La figure de*

bruit pourrait se situer en-dessous de 2dB (voir graphiques ci-dessous), ce qui correspond à une température de bruit équivalente bien inférieure à  $T_{sol}$  (les 290 Kelvin réglementaires à 17°C ... surtout, en absence de QRN local). Déjà une valeur honorable pour « faire de la Tropa ».



### III-8 Le mélangeur émission



Rien que de très classique après ce que nous avons vu. Un mélangeur standard (OL à +7 ou 8 dBm de chez MCL, ANZAC, VARI-L etc.... bande passante opérationnelle maxi. 500 MHz. 116 MHz sur LO, 28 MHz sur RF, la sortie 144 MHz sur IF est terminée par un petit atténuateur 50 Ohms quelques dB (retour DC pour les diodes et amélioration de l'adaptation car le filtre 144 n'est adapté, au mieux, que dans sa bande passante).

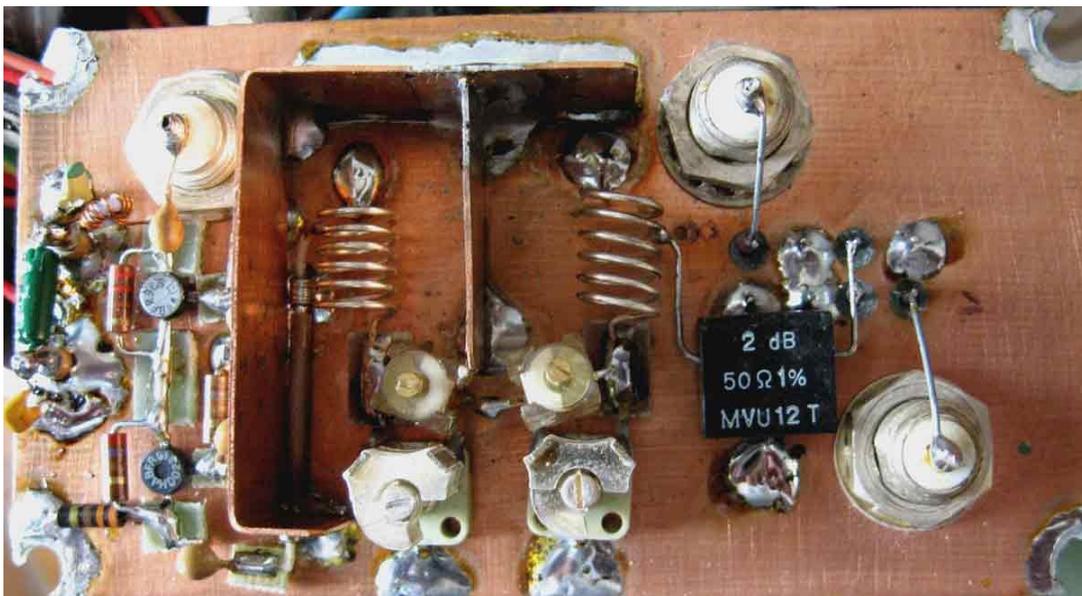
Filtre 144 à deux cellules. Le couplage est réglé par deux petits trimmers en série pour obtenir une faible valeur et un couplage optimum dit « critique » (bande passante étroite et pertes d'insertion minimales simultanément).

Un étage amplificateur large bande équipé d'un transformateur 4 à 1 (deux enroulements bobinés simultanément « deux fils en main » et correctement connectés) permettent d'obtenir facilement 5 à 7 mW. Inutile de chercher des composants hybrides sophistiqués et modernes, sur leur substrat se trouvent intégrés ce genre de composants...!

A nouveau, prendre soin des découplage alimentations 12,5V, car le gain est respectable.

*Pour en savoir plus:*

*A low cost wideband amplifier using the BFR91 – TRW Designer's Guide 1982*



### III-9 Le Driver émission

Ce dernier étage va nous permettre de passer de 5mW à quelques 3W soit un gain de:  
 $10 \log_{10} (3000/5) = 27,8 \text{ dB}$ .

Le BFQ est un transistor CATV fonctionnant encore bien sur 1296 MHz. Son produit gain\*bande passante est important. Certaines précautions sont donc à prendre.

-) le gain « basse fréquence » élevé peut faire apparaître des auto-oscillations dites paramétriques entre quelques centaines de KHz et quelques MHz. Pensez donc à découpler aussi bien pour les VHF que pour ces fréquences plus ordinaires. C'est la raison des découplages 10 microfarads.

-) le BFQ68 est polarisé en classe AB1, par une diode 1N4007 alimentée à travers une résistance de 200 Ohms (quelques watts!) au +12,5V. A ajuster soigneusement pour le transistor en votre possession. La valeur de courant collecteur suivante a été relevée, après quelques essais:

$R = 200 \text{ Ohms}$        $I_c = 38 \text{ mA}$  (stable dans le temps)

La qualité de modulation relevée par les correspondants est excellente: micro MC50.

-) Le couvercle du boîtier sert aussi de radiateur, c'est classique. Ne pas oublier de souder le clinquant de cuivre autour des connexions émetteur.

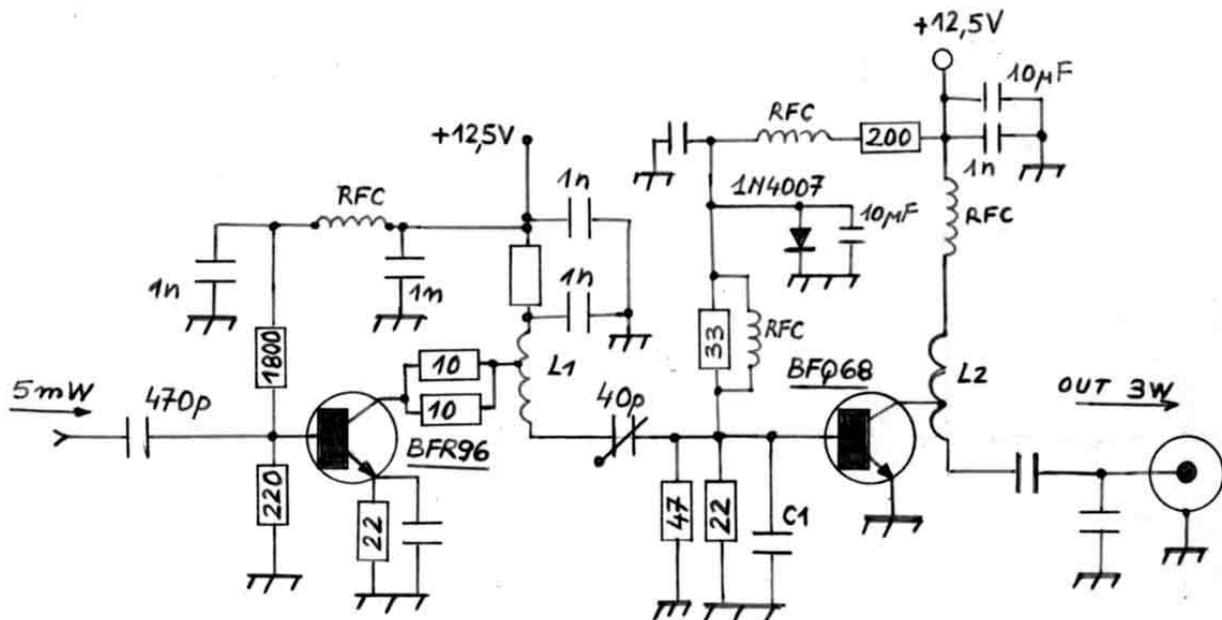
L1: 4 spires diamètre 5mm, prise à 2,5 spires.

L2: 3 spires diamètre 6mm, prise collecteur à 1 spire coté chaud (le BFQ68 a une capacité collecteur faible – le montage est effectivement différent d'un PA 144 conventionnel).

En sortie de L2, deux capas ajustables 60pF pour le meilleur transfert de puissance vers 50 Ohms.

La polarisation est amenée sur la base par une résistance de 33 Ohms 1/2W sur laquelle sont bobinées quelques spires jointives en guise de RFC (radio frequency choke).

L'interconnexion de la sortie de ce driver avec le combine filter décrit dans le numéro 0 de OCI-PDF permet de disposer d'une puissance de 2,2Watts (sans retoucher les réglages faits sur 50 Ohms résistifs), suffisant pour attaquer un PA 4CX250/350 120 Watts (PEP deux tons!) à faible taux d'intermodulation... tous les produits parasites sont alors rejetés à au moins 60 dB en dessous de l'émission 144, et ce jusqu'à 1 GHz! Pour parfaire le design, inclure en sortie de PA un filtre passe-bas n=5 de puissance genre Chebyshev 0,1 dB d'ondulation pour atténuer les harmoniques générées dans le PA... ce sera parfait pour votre tranquillité et celle des voisins!





#### **IV En conclusion: la confrontation avec la dure réalité.**

Le préampli CF300 0,5dB de figure de bruit (*OCI janvier/février 1992 F1QY alias F6TEM*) va servir de tête de réception commune entre le transverter qui vient d'être décrit et un IC202 dont les entrées TX et RX sont séparées selon la modification classique décrite dans DUBUS Infos (exit la diode pin de commutation d'antenne!).

En se plaçant en conditions réelles de trafic avec deux types d'aériens disponibles à la station - 4 fois 16 éléments Tonna, dipôles modifiés ou 3 fois 5 éléments NBS de construction maison (deux antennes assez remarquables et qui ont bien vieilli face à la mode des simulations peu vérifiées sur le terrain) et en prenant une balise lointaine comme cible ... on éloigne le faisceau antenne en cherchant la réception CW ou FSK à l'extrême limite de signal audible un jour sans QRN (ce qui devient de plus en plus rare, même à la campagne, en ces périodes de « révolution numérique »). Dans de telles conditions expérimentales, la référence (redoutable) que constitue l'IC202 et son VXO peu bruyant coté bruit de phase s'incline de quelques puièmes de dB devant le transverter + TS830 (privilèges du réglage de bande passante en procédant avec beaucoup de doigté). Puièmes de dB qui font parfois la différence! C'est la confirmation de disposer d'un ensemble de réception 144 MHz parmi les plus performants.

Quant à la tenue aux signaux forts un jour de contest ou avec une station très locale, il n'y a pas d'hésitation à conclure objectivement!

Le noise blanker, la bande passante, le Notch du TS830 et leurs commandes ajustables sont des plus... resterait à y adjoindre un noise blanker large bande externe auto synchronisé «quasi idéal »avec des switches à diodes schottky similaires à ceux utilisés par les têtes à échantillonnage rapides (charges transitoires les plus faibles jusqu'à plus de 50 GHz) inséré au niveau 28MHz ... l'ensemble réception étant plutôt un détecteur crête qu'un intégrateur rapide, ne pas se laisser impressionner par les déviations du Smètre en période de QRN. Il y a là tout un champ d'expérimentation.

Une longue route quand même pour en arriver jusque là .... Les derniers progrès sont, vous le savez bien, toujours difficiles. Mais le trajet de l'expérimentateur est unique et n'appartient qu'à lui. Alors, bonne réalisation à tous (certaines des références bien sur disponibles sur demande).

