

FAIT

N°3 AVRIL 82

## SOMMAIRE

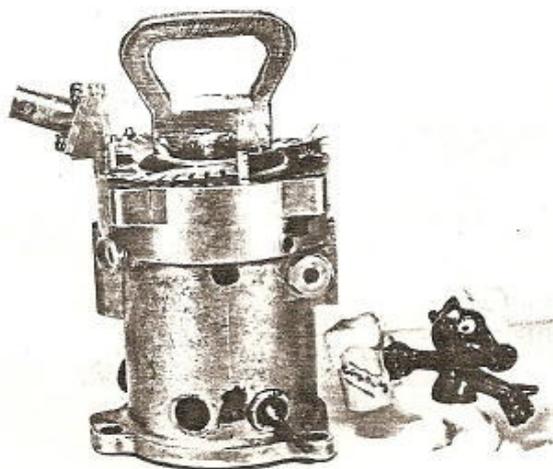
- Transceiver 432 F1FHR  
2<sup>e</sup> partie OL 423 MHz p 2
- Transverter 1296 F6CER p 10
- Emission 1296 FHR/DZK p 12
- NE 720 p 13
- Convertisseur 50 MHz F6CER p 14
- Mesures de bruit p 17

**NEW!**

BEER-COOLED TRIODE



varian



2<sup>e</sup> partieCHAINE OSCILLATEUR LOCAL 423 MHz

Cet ensemble permet de fabriquer un oscillateur local dans la gamme des 423 MHz ( $432 - 9 = 423$ ) à partir du mélange d'une fréquence issue d'oscillateurs à quartz (dans une plage de 90/100 MHz) triplée et d'une fréquence issue d'un VFO 135 MHz. Le niveau de sortie est au minimum de 10 mW ce qui permet une distribution sur les mélangeurs émission et réception de l'ensemble.

L'ensemble permet ainsi de multiples combinaisons en veillant toutefois à ce que les divers produits de mélange ne créent pas "d'oiseaux". Il est conseillé de mettre un filtre passe-bas entre le VFO 135 et le mélangeur.

Trois oscillateurs à quartz sont prévus. Cela permet de créer trois sous-gammes dans la bande des 70 cm. Elles sont à équiper suivant les besoins.

Ex : si l'oscillateur 135 MHz est un VXO avec une couverture de 400 Kcs (135,0 à 135,4 MHz), on peut alors prévoir trois oscillateurs qui permettront d'obtenir : 432,0 à 432,400 MHz (trafic BLU, CW et entrée sur satellites) 432,6 à 433,0 MHz (écoute des balises) 435,0 à 435,4 MHz (écoute de la sortie des satellites).

Cet ensemble a été conçu de telle sorte que l'on puisse fabriquer un oscillateur local ayant les performances requises (pureté spectrale, bruit de phase, stabilité...) pour obtenir un transceiver de bonne qualité ayant une tenue correcte aux signaux forts.

Les oscillateurs à quartz sont à faible bruit de phase. On utilise un montage où le quartz est dans un réseau de contre réaction entre émetteur et collecteur (oscillateur Colpitts contrôlé par cristal). La base de ce transistor est découplée à la masse contrairement aux montages classiques où le quartz est inséré entre base et masse. Cela permet d'obtenir un niveau de bruit de phase bien moins élevé d'où une très nette diminution, pour les récepteurs, de la tendance à se bloquer par mélange des signaux forts avec le bruit de phase (augmentation de la dynamique utilisable).

Les oscillateurs sont suivis d'étages tampons apériodiques.

L'ensemble du fonctionnement oscillateur/tampon peut être commuté sur trois sous-gammes, par une simple mise à la masse.

Un des pièges de ce type d'oscillateur, est une tendance à l'oscillation non contrôlée par le quartz (l'oscillateur fonctionne sur une toute autre fréquence que celle du quartz, et la fréquence peut bouger dans des proportions très importantes par simple réglage de la self collecteur). Deux remèdes sont possibles. Le premier consiste à mettre une self en parallèle sur le quartz formant avec la capacité parasite de celui-ci un circuit accordé. Si l'ensemble est parfaitement réglé, l'oscillateur ne peut "démarrer" que sur la bonne fréquence. Mais le réglage est complexe et la reproductibilité de l'ensemble s'en trouve nettement diminuée. L'autre solution consiste à intercaler une perle ferrite sur le collecteur du transistor oscillateur.

Cette perle "abrutit" la contre-réaction et l'oscillateur n'a plus, alors, tendance à démarrer en "ignorant" le quartz. Ce sera sur la fréquence du quartz et uniquement sur celle-ci qu'il fonctionnera. La marge de réglage (Pulling du quartz) sera très faible, quelques KHz seulement, limite au-delà de laquelle l'oscillateur décrochera.

Pour conserver les propriétés d'oscillateur faible bruit du montage, il faut être vigilant au bruit ramené par l'alimentation. Une régulation à Zener simple est à proscrire. Il est recommandé d'utiliser la régulation 9,5 V de la platine de commande F6CER.

On peut très facilement remplacer les transistors bipolaires par des FET montés en gate à la masse.

La sortie des tampons va sur un étage tripleur BFY90 monté en classe C puis le 288 MHz est amplifié et enfin amené sur le mélangeur.

L'entrée 135 MHz doit se faire à faible niveau (- 10 dBm maximum). Si celui-ci est trop important cela créera des produits de mélanges indésirables qui seront ensuite plus difficiles à filtrer.

À la sortie du mélangeur, le signal est filtré et amplifié par deux étages permettant de recueillir un niveau d'au moins 10 mW. Une sortie à plus faible niveau peut être obtenue en intercalant une capacité de valeur adéquate.

Un circuit idler est ajouté sur le premier circuit accordé 423 MHz. Celui-ci n'est pas indispensable si les niveaux d'injection sur le mélangeur ne créent pas de raies parasites gênantes.

Toutefois, une intermodulation du troisième ordre peut créer des fréquences gênantes.  $(288 \times 2) - 135 = 441$  MHz. Si cette raie est à un niveau trop important, il sera nécessaire de la supprimer à l'aide de l'idler.

#### MONTAGE :

Le montage ne nécessite pas de précautions particulières si ce ne sont celles habituelles aux cablages UHF.

Les oscillateurs à quartz sont montés sur une partie du circuit imprimé simple face pour réduire les capacités parasites et les instabilités par déformation.

Monter d'abord l'ensemble des cloisons autour de la platine, puis les séparations intérieures.

Procéder au montage des divers composants. L'ordre est indifférent.

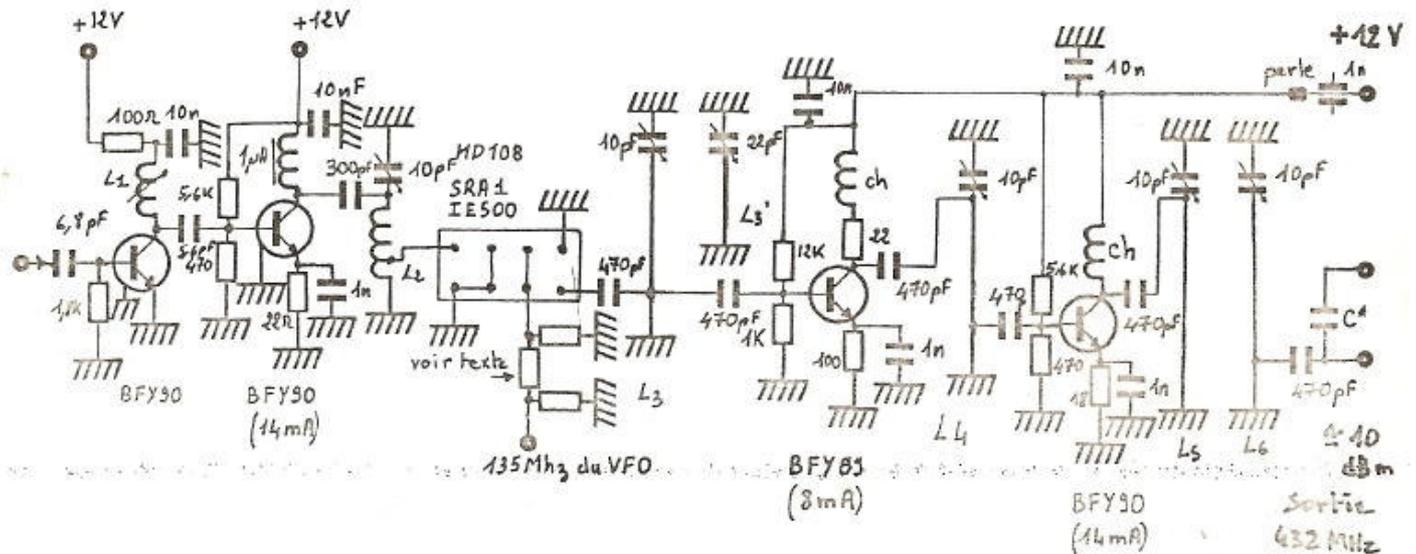
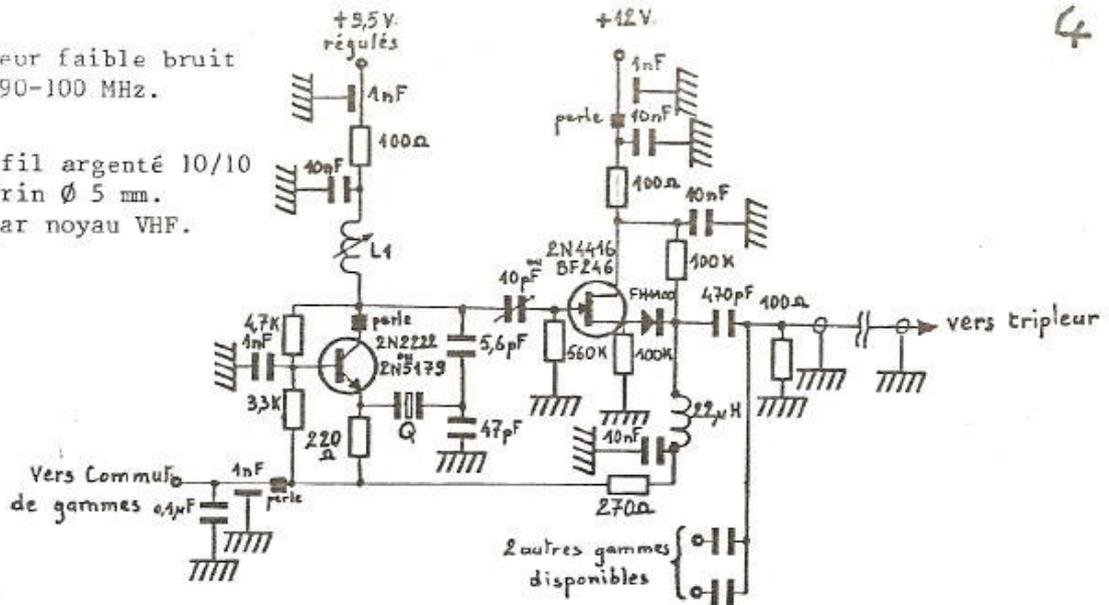
Les transistors sont à souder le plus près possible du C.I.

Après le montage de chaque transistor amplificateur, vérifier son courant de repos. Ajuster éventuellement les valeurs du pont de base pour obtenir les courants indiqués sur le schéma.

Certaines places sont inutilisées sur le circuit imprimé. Se reporter au schéma d'implantation des composants.

Oscillateur faible bruit  
Gamme : 90-100 MHz.

L1 = 5 tours fil argenté 10/10  
sur mandrin  $\varnothing$  5 mm.  
Accord par noyau VHF.



- L1 : 2 tours fil argenté 10/10 sur mandrin  $\varnothing$  5 mm accord noyau VHF
- L2 : 2 tours fil argenté 10/10 en l'air. prise à 3/4 spire côté froid.

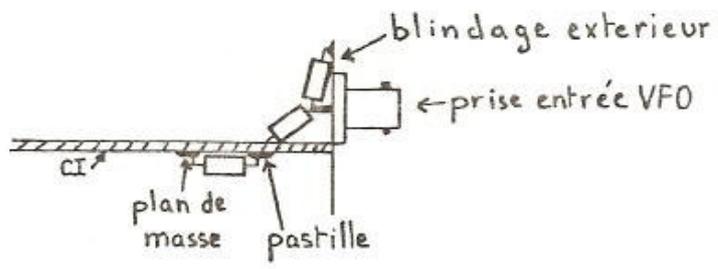
- Oscillateur local 423 MHz.  
- Etages : tripleur, ampli, mélangeur, ampli 423.

- L3, L4, L5, L6 : lignes en fil argenté 20/10 (voir notice § montage).
- L'3 : voir texte : ligne idler.

Ch : choc  $\approx$  0,47 pH : 12 spires fil 25/100 émaillé sur  $\varnothing$  3 mm bobinées "en l'air".

C<sup>∞</sup> : capacité de valeur à déterminer expérimentalement pour adapter le niveau de sortie à l'entrée des mélangeurs.

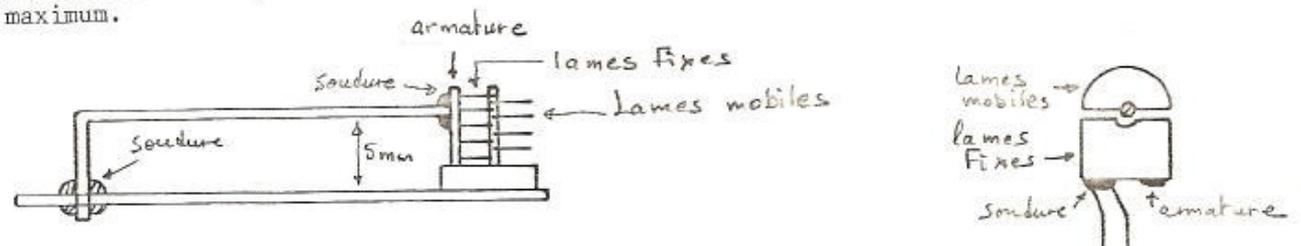
Montage de l'atténuateur pour le VFO. Ces résistances sont montées comme indiqué sur le schéma ci-dessous, deux résistances sont soudées à l'âme de la prise, une vers le circuit imprimé, l'autre vers la masse. La troisième est soudée entre la pastille du circuit imprimé et le plan de masse (dessous le C.I.).



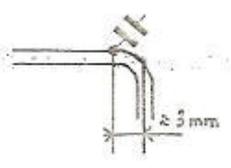
MONTAGE DES LIGNES

Les lignes sont montées entre le circuit imprimé et les condensateurs ajustables. Elles sont pliées de telle sorte à former un L. La soudure de la ligne sur l'armature du condensateur ajustable Tronser est une opération délicate. Il faut souder et non coller. Mais il ne faut ni faire pénétrer de la soudure entre les lames, ni trop chauffer pour faire fondre la soudure fixant l'armature au support. Dans les deux cas ce serait catastrophique et il faudrait changer le condensateur.

Il est conseillé de procéder à cette opération avec les ajustables ouverts au maximum.

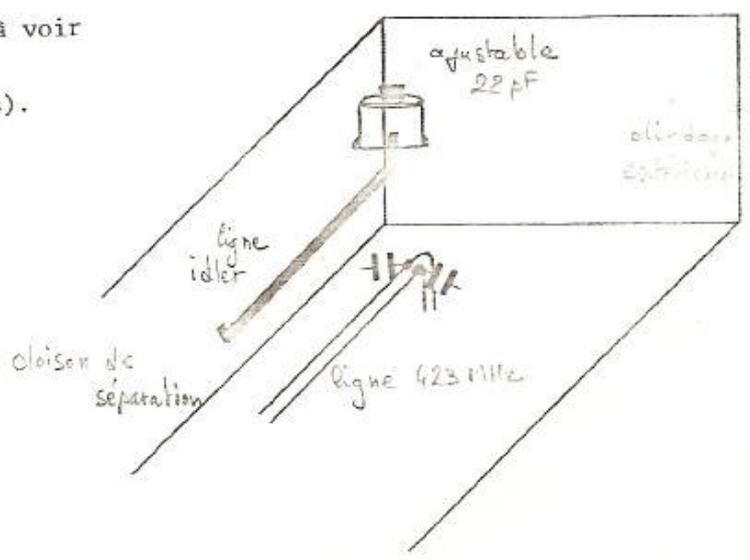


Les prises sur les lignes sont faites à environ 3 mm de la courbure côté froid.



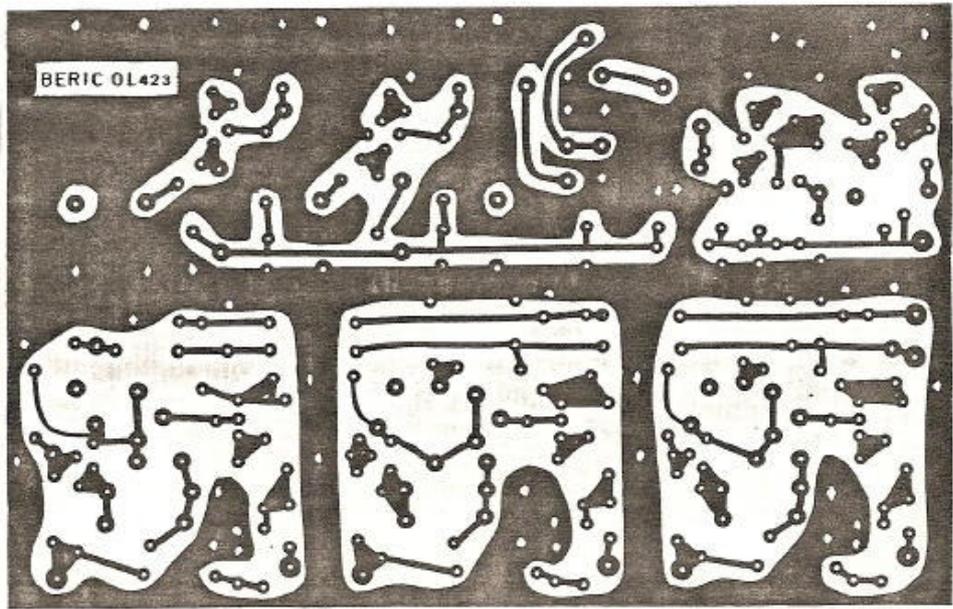
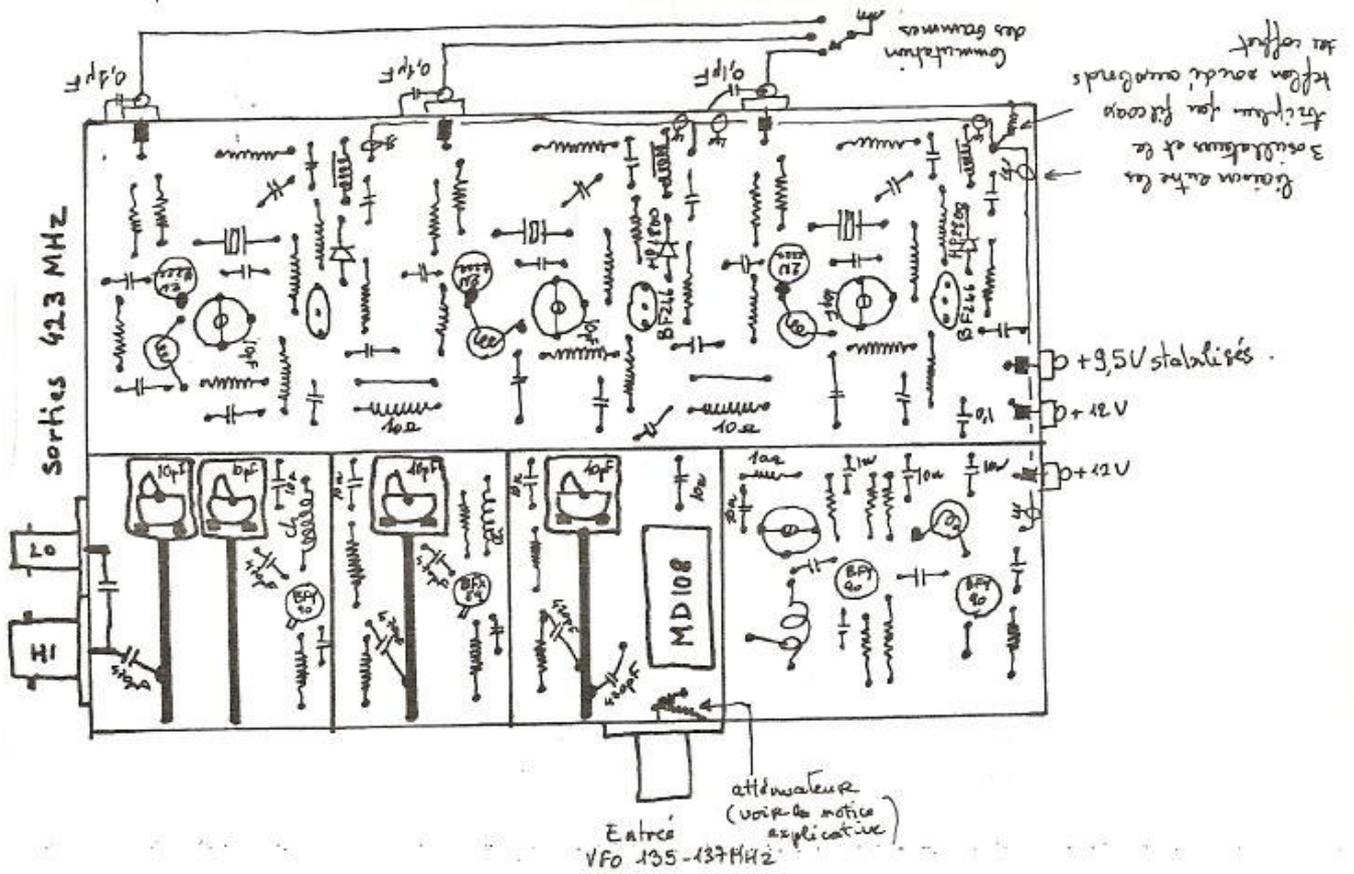
MONTAGE DE L'IDLER (facultatif, à voir

suivant les résultats obtenus).



# IMPLANTATION OSCILLATEUR LOCAL 423MHz.

Attention! Ne pas oublier d'installer la pule finie ou les pats collecteurs de 2N2222 (ou 2N5179) oscillateurs.



Le condensateur ajustable est soudé entre deux cloisons formant un angle. La ligne est soudée entre une des cloisons et le condensateur ajustable. L'ensemble est câblé "en l'air" mais est de bonne rigidité mécanique. La ligne idler est constituée de fil argenté de 10/10.

Elle doit être positionnée expérimentalement par rapport à la première ligne accordée 423 MHz. La position idéale doit permettre d'absorber une plage de fréquences indésirables (produits de mélange) sans trop absorber de 423 MHz (attention au surcouplage).

Le réglage de ce circuit idler pourra être fait à l'analyseur de spectre (cas idéal) ou à l'aide de la méthode décrite dans le chapitre suivant.

L'ensemble du module oscillateur local doit se trouver dans un coffret fermé par un couvercle reposant bien (contact électrique) sur les diverses cloisons. Le couvercle sera troué pour permettre le passage des instruments de réglage. Il sera vissé en plusieurs points au module.

#### REGLAGES :

Comme pour toute chaîne d'oscillateur local, l'idéal est de disposer d'un analyseur de spectre. Toutefois, quelques astuces peuvent permettre de "se passer" de cet instrument coûteux en conservant des caractéristiques acceptables.

- Vérifier les courants de repos des divers transistors.
- Régler les oscillateurs à l'aide des noyaux. Le démarrage doit être franc. Régler les ajustables de liaison oscillateur/tampon pour obtenir les mêmes niveaux pour les trois sous-gammes.
- Ajuster les divers composants du multiplicateur/ampli 288 MHz et les accords 423 MHz. Il sera bon de fabriquer un petit filtre (à l'aide de deux lignes accordées faiblement couplées) sur 423 MHz. A l'aide de ce filtre et d'une sonde HF, on pourra procéder à un réglage pour une sortie maximum. La comparaison avec et sans filtre permettra d'avoir une idée des niveaux des signaux parasites s'ils sont trop élevés.
- Pour le réglage de l'idler, former après les premiers réglages une chaîne complète de réception et écarter la présence éventuelle "d'oiseaux". Si l'on en trouve, vérifier les niveaux d'injection sur le mélangeur 135/288. Si ceux-ci sont corrects, il faut installer l'idler.
- Faire une première mise en place des composants, tout en écoutant un "oiseau", régler l'idler pour le supprimer. Le réglage doit se faire avec une sonde HF connectée (au travers du filtre 423), à l'une des sorties de l'ensemble. Il faut arriver à une suppression complète de la fréquence indésirable tout en veillant à ne pas trop diminuer le niveau de 423 MHz (ajustage du couplage).
- Dans tous les cas il est conseillé, dans la mesure du possible, de passer l'ensemble à l'analyseur de spectre. Cela permettra une confirmation de la validité des réglages obtenus.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuit imprimé  
Blindages + couvercle

Transistors :

2N2222 ou 2N5179 x 3  
BF246 ou 2N4416 x 3  
BFY90 x 3  
BFX89 x 1

Diodes :

PH1100 x 3

Mélangeur :

MD108 (ou équivalent) x 1

Quartz :

miniatures à broches,  
à voir suivant besoins :  
1 quartz 96,000 MHz  
(base de départ)

Fil argenté 10/10 :

1 m.

Fil argenté 20/10 :

0,50 m.

2 mandrins  $\emptyset$  5 mm avec noyau VHF

By-pass 1 nF x 6

Perles ferrites x 6

Condensateurs ajustables à air  
Tronser 10 pF x 4

Condensateurs ajustables à feuilles  
10 pF x 3  
22 pF x 1

Supports de quartz pour C.I. x 3

Câble coaxial miniature téflon 1,50 m.

Fil émaillé 25/100 : 0,50 m.

Résistances : 1/4 W 5 %

4,7 K x 3  
3,3 K x 3  
100  $\Omega$  x 8  
220  $\Omega$  x 3  
510 K x 3  
270  $\Omega$  x 3  
100 K x 6  
1,8 K x 1  
470  $\Omega$  x 2  
5,6 K $\Omega$  x 2  
12 K $\Omega$  x 1  
1 K x 1  
22  $\Omega$  x 1  
18  $\Omega$  x 1

+ 3 résistances pour atténuateur  
(cf. texte).

Condensateurs :

1 nF x 6  
10 nF x 15  
47 pF x 3  
5,6 pF x 4  
470 pF x 9  
6,8 pF x 1  
300 pF x 1  
0,1  $\mu$ F x 3

Choc :

22  $\mu$ H x 3  
1  $\mu$ H x 1

A suivre



**ham radio**

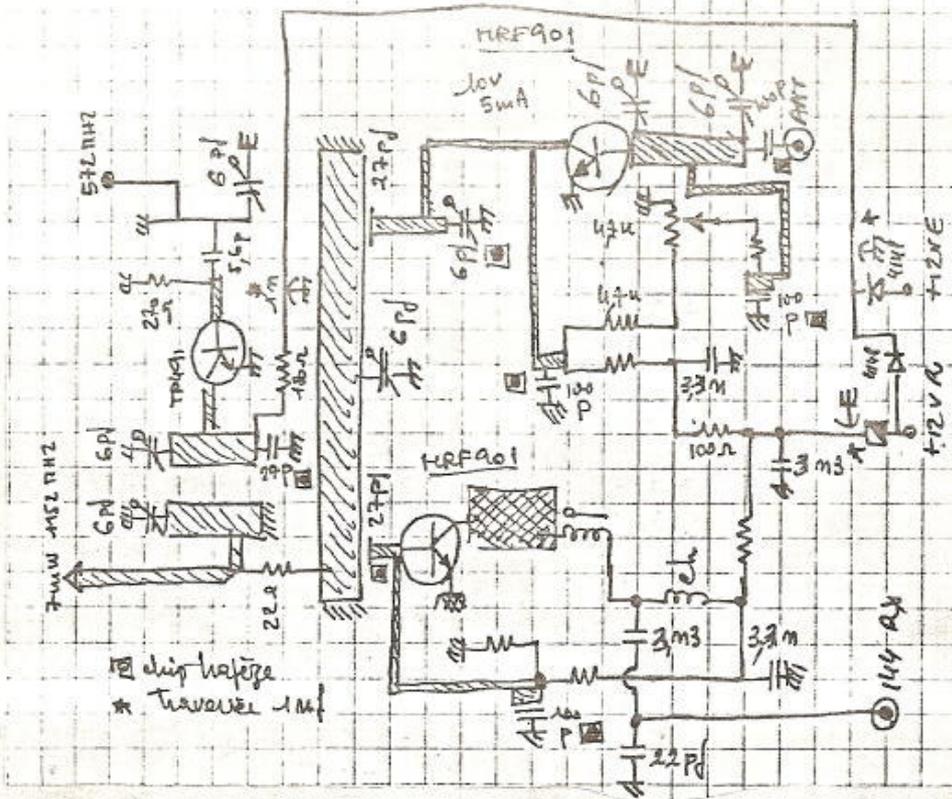
Internationale Amateurfunk-Ausstellung  
mit Bodenseetreffen des DARC  
9.-11. Juli 1982. Friedrichshafen. Messegelände



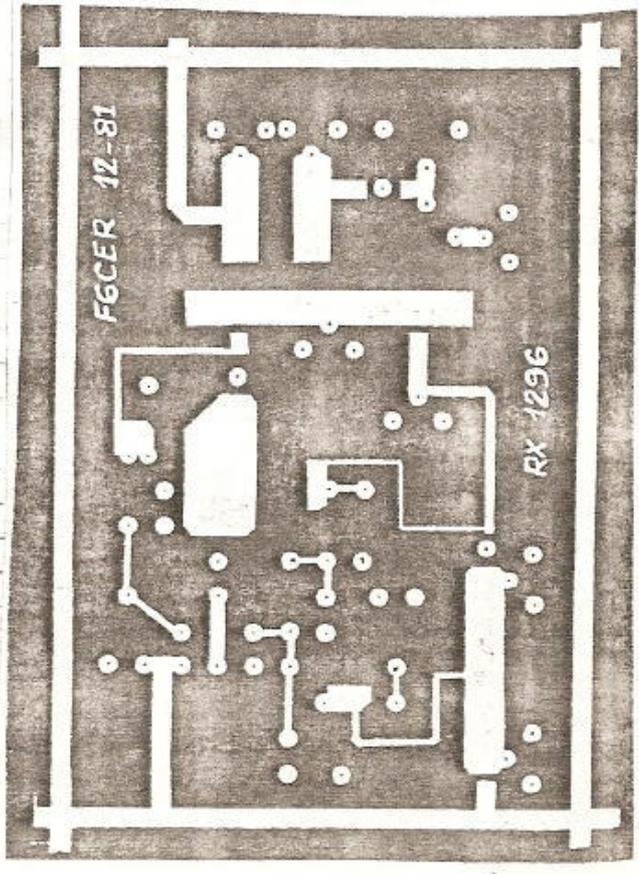
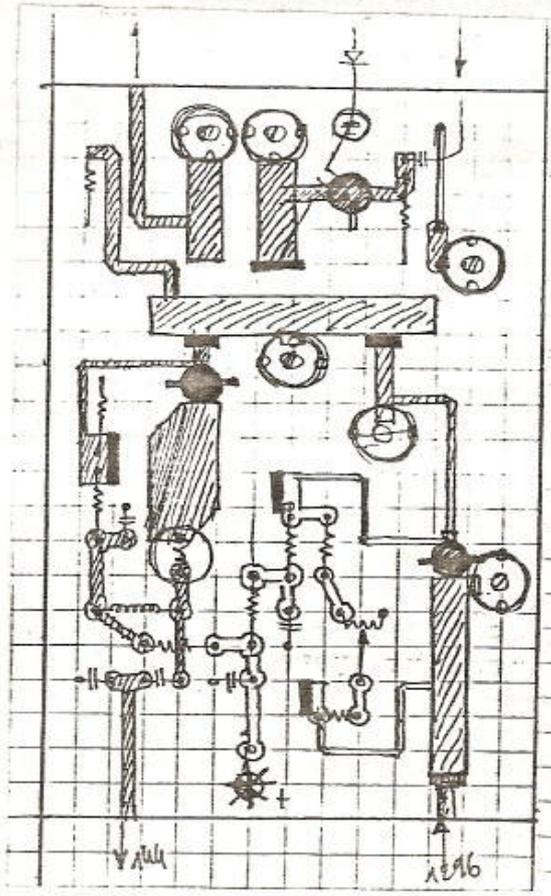
# CONVERTISSEUR 1296

FGCER

10



L'oscillateur  
572 MHz est  
décrit dans  
OCI Mars 82

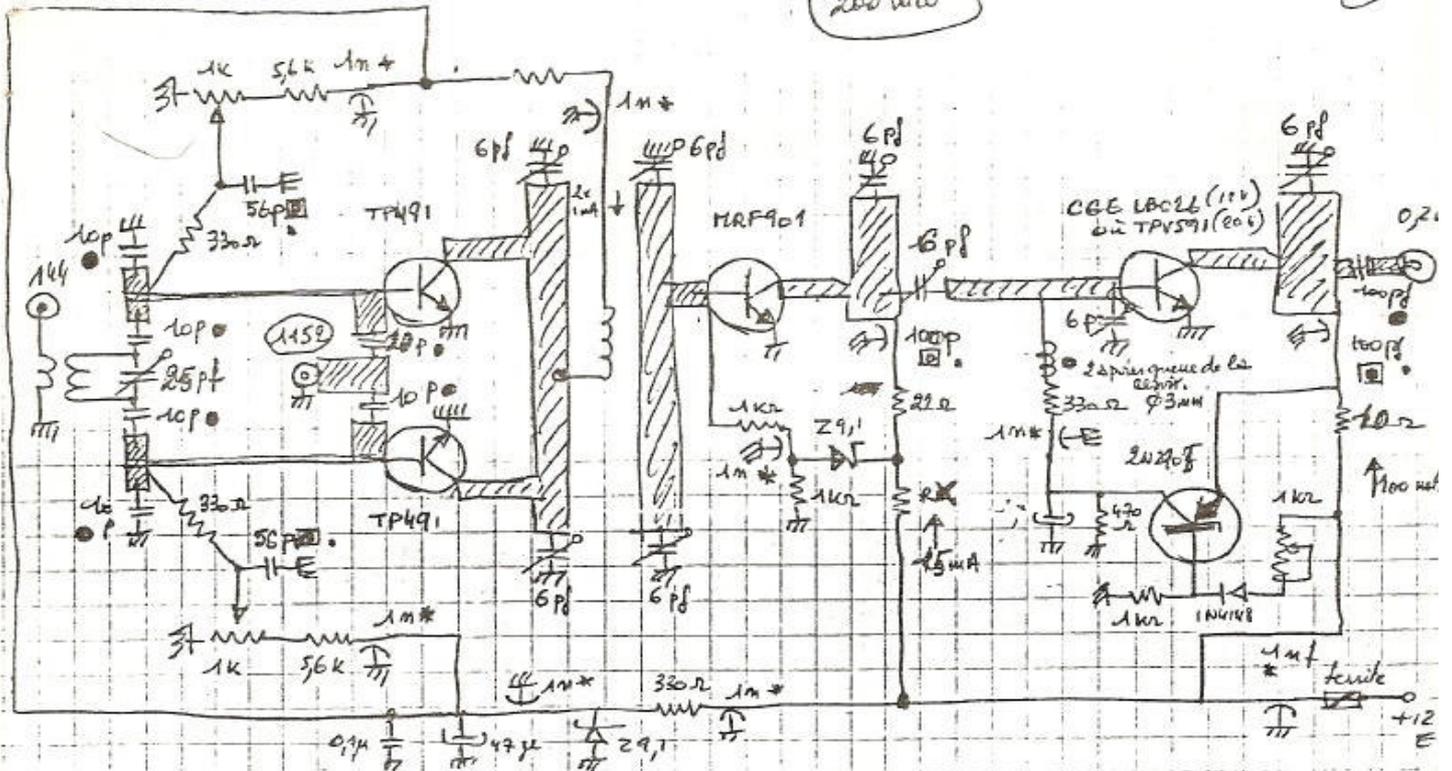


Conversion émission 144 / 1296

200 mW

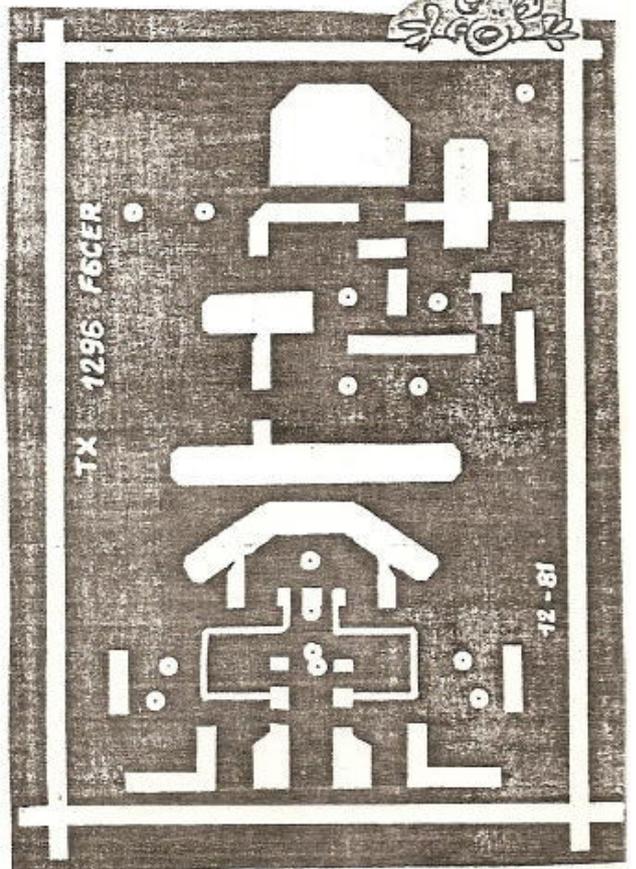
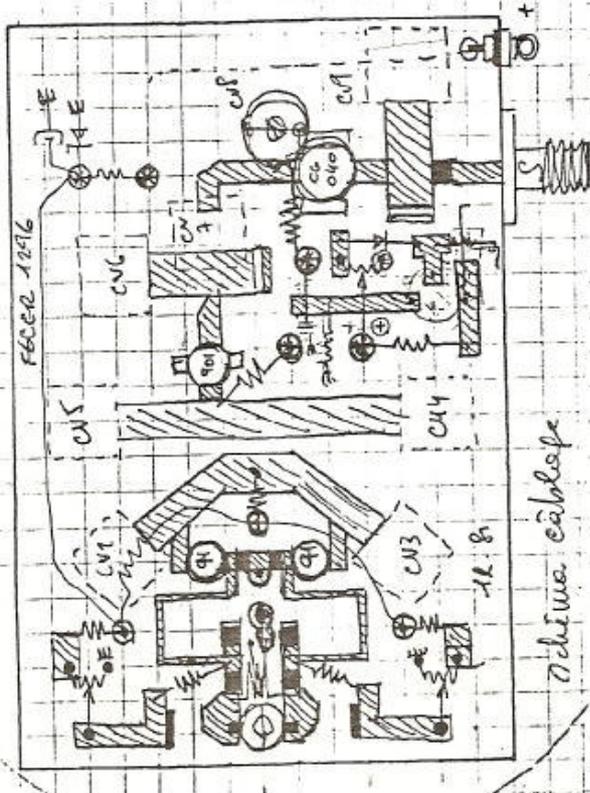
chipset FS 502110

1A



- : chips 95x25 mm ou équivalente
- ◻ = chips traçage 47 à 100 pF (par entrée)
- \* : traces à 1 mm d'espacement

• 470



236 MHz

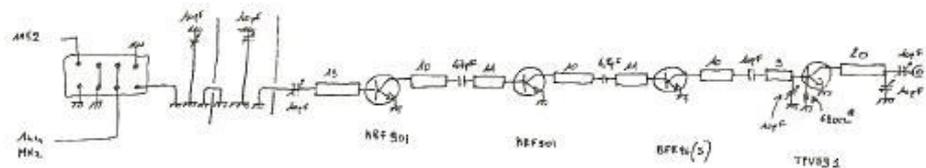
Mélangeur et amplis

emission F1FHR-F6DZK

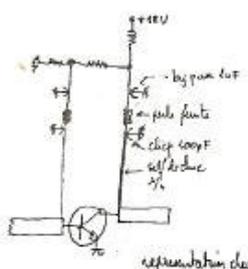
42

Sur le TV 541  
pas de rayonnement  
ou il est en classe A  
et dissipé par le 5W  
passive.

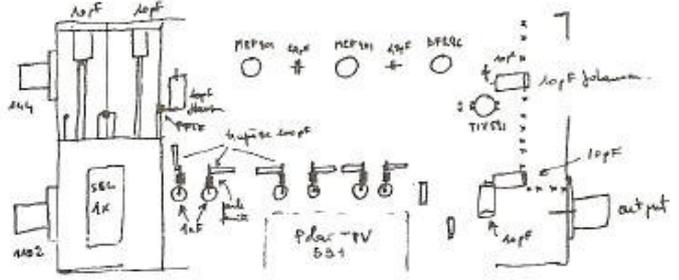
x fil de la source  
fil de contact  
de source  
de source / de source.



les deux }  
NPF 501 } VCE: 40V  
BFR 91(2) } IC: 10mA  
  
TV 541 } VCE: 80V  
          } IC: 100mA

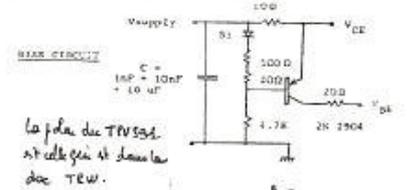


représentation du circuit de  
polarisation de trois premiers  
étages -

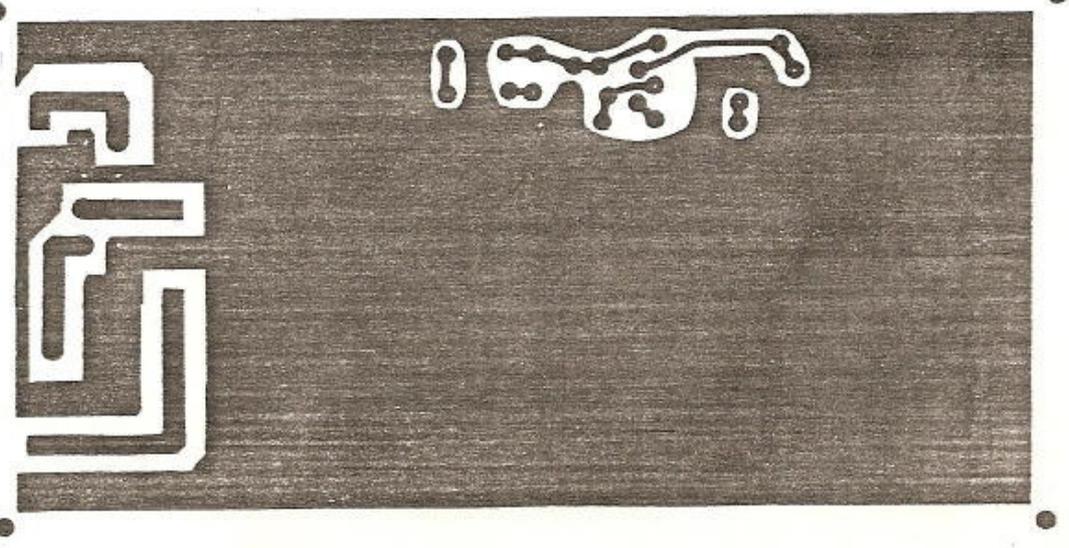
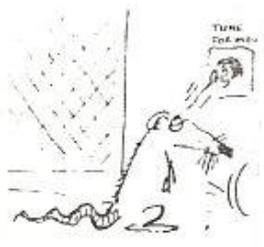
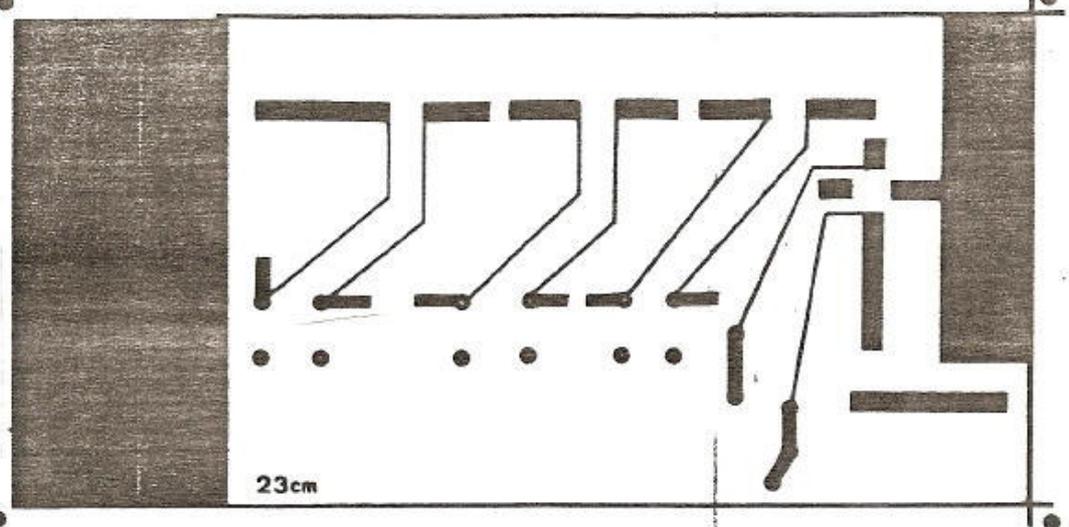


lignes d'adaptation : elles font tout 50 ohm d'impédance caractéristique (2mm de largeur pour l'épau)  
et la largeur est donnée en millimètres

\* résistance de 50 ohm : elle détermine principalement pour stabiliser l'oscillateur. Elle n'est pas parfaite -  
dans la réalité vraie, on doit avoir pas de résistance elle est fait descendre la valeur aux alentours de 450 ou même 330 ohm



La fil de TV 541  
et celle qui est dans la  
doc TEW.



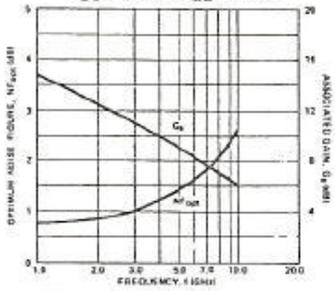
NE720  
Low Cost General Purpose GaAs MESFET

SYMBOL	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
f <sub>MAX</sub>	Maximum Frequency Oscillation at V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>DS</sub> = 30mA	GHz		60	
MAG	Maximum Available Gain <sup>1</sup> at V <sub>DS</sub> = 4V, I <sub>DS</sub> = 30mA (Typ. I <sub>DS</sub> = 50% I <sub>DSS</sub> ) f = 4GHz f = 8GHz	dB dB		16.0 11.0	
NF <sub>opt</sub>	Optimum Noise Figure <sup>2</sup> at V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>DS</sub> = 10mA (Typ. I <sub>DS</sub> = 15% I <sub>DSS</sub> ) f = 4GHz f = 8GHz	dB dB		1.3 2.1	2.5
G <sub>s</sub>	Associated Gain at NF at V <sub>DS</sub> = 3V, I <sub>DS</sub> = 10mA (Typ. I <sub>DS</sub> = 15% I <sub>DSS</sub> ) f = 4GHz f = 8GHz	dB dB		10.0 7.0	
P <sub>1dB</sub>	Output Power at 1 dB Compression Point at V <sub>DS</sub> = 4V, I <sub>DS</sub> = 30mA (Typ. I <sub>DS</sub> = 50% I <sub>DSS</sub> ) f = 4GHz	mW		50	

Parmi les derniers GaAsFets de chez NEC figure un transistor "Low cost" (moins de 200F) de performances très honorables qui va sans doute devenir un concurrent sérieux des MGF 1400 et autres dans la littérature amateur.



TYPICAL NOISE FIGURE AND ASSOCIATED GAIN VS. FREQUENCY FOR THE NE72088 AT V<sub>DS</sub> = 3V AND I<sub>DS</sub> = 10mA



NE720 calculs de F6DZX  
FREQUENCE = 1300 MHz  
Z<sub>in</sub> = 51.6 3.5  
Z<sub>out</sub> = 47 11.7  
S11 Mod Arg = 839 64  
S12 Db Arg = -12.9 -161  
S21 Db Arg = 17.9 -81  
K = 1.013  
G<sub>max</sub> = 18.2 dB Z<sub>in</sub> = 51.6 3.5  
CS3/CP13.5/TRL35/3/3.1V01/2S398/  
L1E56/13/CP2/TRL50/3/7.9/CP10/CS1  
H// C

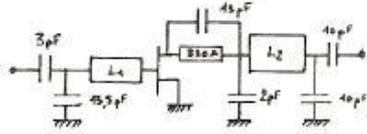
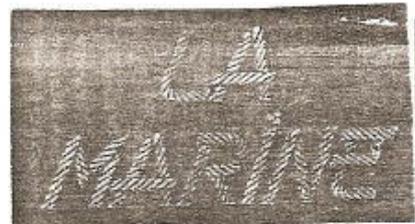


schéma théorique



Suite à des problèmes d'approvisionnement en transistors la description du préampli est malheureusement encore reportée au mois prochain !



SPECIALITES DE BIERES

59, bd du Montparnasse 75006 Paris  
Tel. 54.8.27.70

**BELGIQUE**

**ALLEMAGNE**

**FRANCE**

**GRANDE-BRETAGNE**

**ESPAGNE**

**FINLANDE**

**JAPON**

**PORTUGAL**

**ESPAGNE**

**NORVEGE**

**CANADA**

**LUXEMBOURG**

**ETATS UNIS**

**Pologne**

**N° ZELANDE**

**HOLLANDE**

**SUISSE**

**JERSEY**

**ITALIE**

**AUTRICHE**

**AFRIQUE DU SUD**

**10 BIERES PRESION**

**LES BIERES DE SAISON**

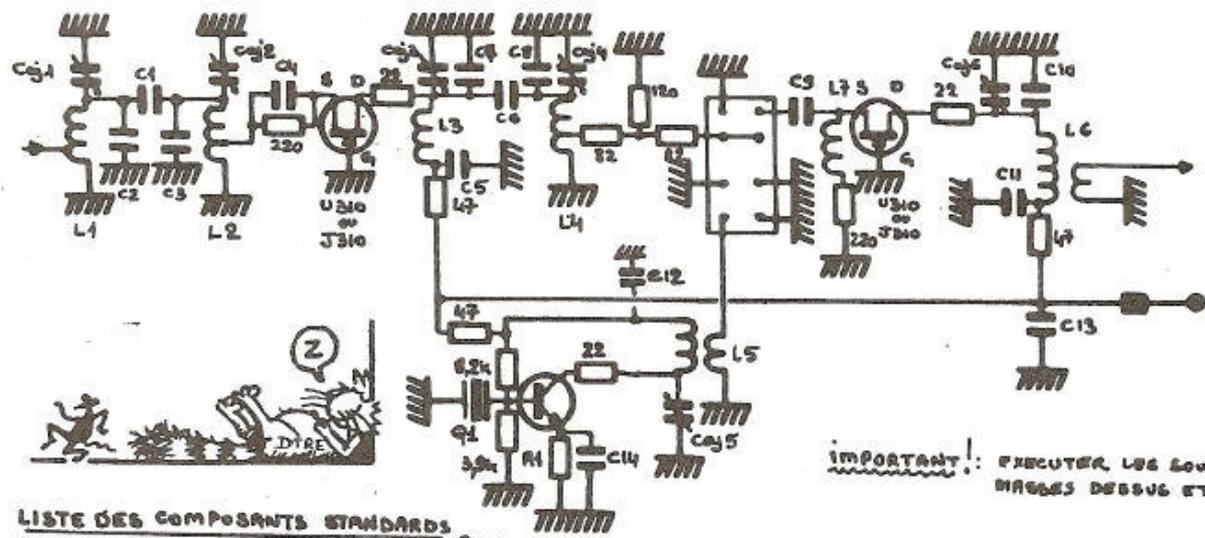
**COCKTAILS**

**NOS BIERES**

**ALCOOLS**

**WHISKIES**

# CONVERTISSEUR F6CER 50 MHz



**IMPORTANT!** EXECUTER LES SOUDURES DE MARCHES DESSUS ET DESSOUS

## LISTE DES COMPOSANTS STANDARDS

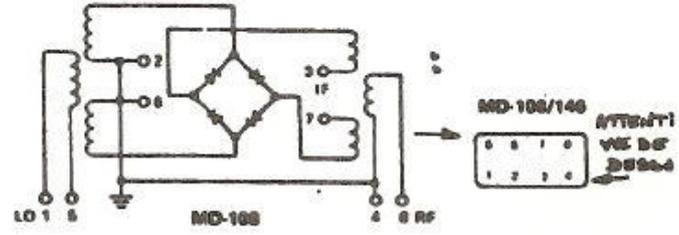
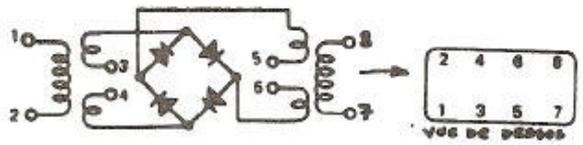
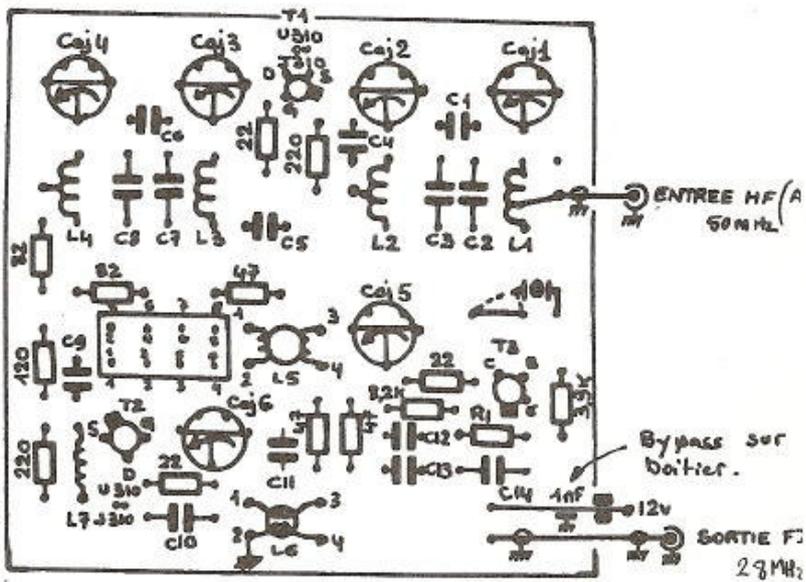
- 4 MD108 ou 70K CB305 M1 - 1 perle ferite
  - 2 U310 ou J310
  - 1 2N 2222
  - 6 TUBES VIOLETS 8BM7
  - 1 circuit imprimé
  - 3 mètres Fil emaille 5/10°
- RESISTANCES**
- 3 x 22Ω 1/4w
  - 3 x 47Ω
  - 2 x 82Ω
  - 1 x 120Ω
  - 2 x 220Ω
  - 4 x 3,8k
  - 4 x 8,2k
  - R1 = 220Ω 560Ω ou 470Ω

## CONDENSATEURS

- Caj 1... 4 = 40 pF plastique ou ceram
- Caj 5 = 40 pF "
- Caj 6 = 40 pF "
- C1, C6 = 2,2 pF ceram
- C2, C3, C7, C8 = 13 pF Styro
- C4, C9 = 2200 pF ceram
- C8, C11, C12, C13 = 4,7 & 12 nF MKM ou ceram
- C10 = valant 10pF
- C14 = 27 pF ceramique

Q1 = 22 MHz L7 = 152 30µh

Miniature type, CB30M Series



## BOITIER TO-18

Collecteur relié au boîtier.



TO-18 See Section 5

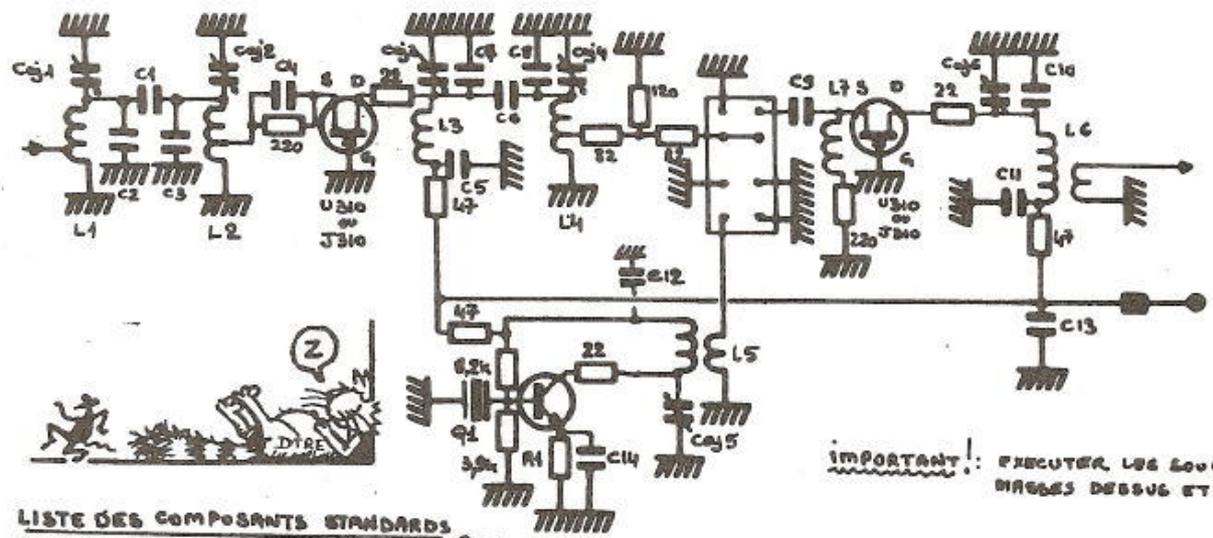


TO-18 See Section 5



ISOLATED CASE SENSITIVE TO LIGHT

# CONVERTISSEUR F6CER 50 MHz



## LISTE DES COMPOSANTS STANDARDS

- 4 MD108 ou 70K CB305 M1 - 1 perle ferite
  - 2 U310 ou J310
  - 1 2N 2222
  - 6 TUBES VIOLETS 6BM7
  - 1 circuit imprimé
  - 3 mètres Fil emaille 5/10°
- RESISTANCES**
- 3 x 22Ω 1/4w
  - 3 x 47Ω
  - 2 x 82Ω
  - 1 x 120Ω
  - 2 x 220Ω
  - 4 x 3,8k
  - 4 x 8,2k
  - R1 = 220Ω 560Ω ou 470Ω

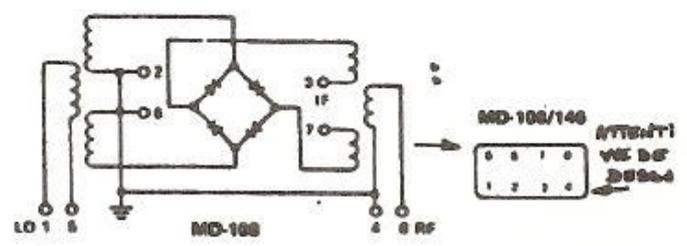
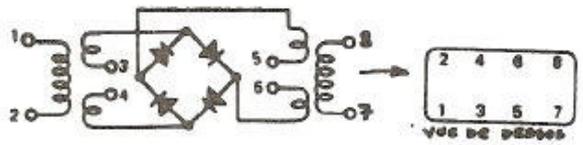
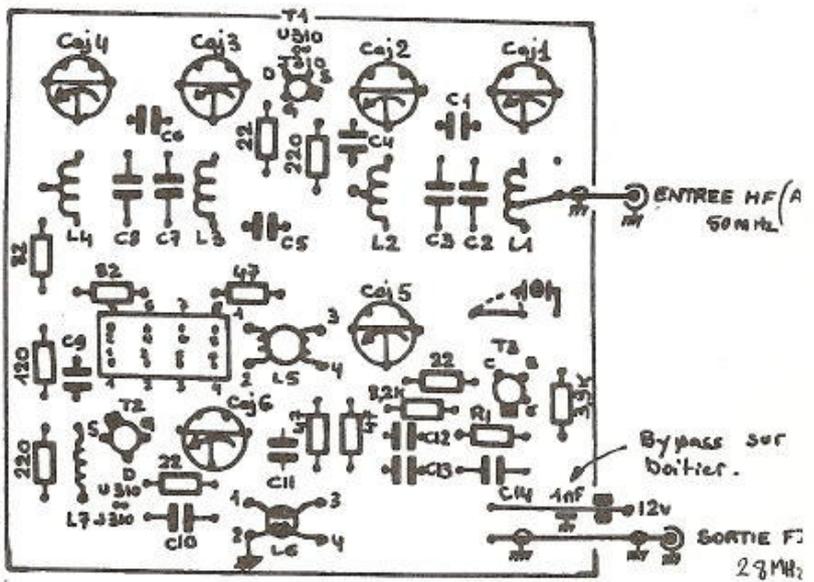
## CONDENSATEURS

- Caj1...4 = 40 pF plastique ou ceram
- Caj5 = 40 pF "
- Caj6 = 40 pF "
- C1, C6 = 2,2 pF ceram
- C2, C3, C7, C8 = 13 pF Styro
- C4, C9 = 2200 pF ceram
- C8, C11, C12, C13 = 4,7 & 12 nF MKM ou ceram
- C10 = 10 nF
- C14 = 27 pF ceramique

Q1 = 22 MHz L7 = 152 30µh

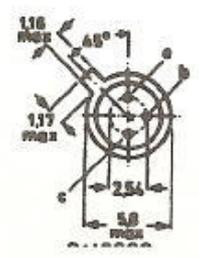
Miniature type, CB30M Series

**IMPORTANT!** EXECUTER LES SOUDURES DE MANÈRES DESSUS ET DESSOUS



## BOITIER TO-18

Collecteur relié au boîtier.



TO-18 See Section 5



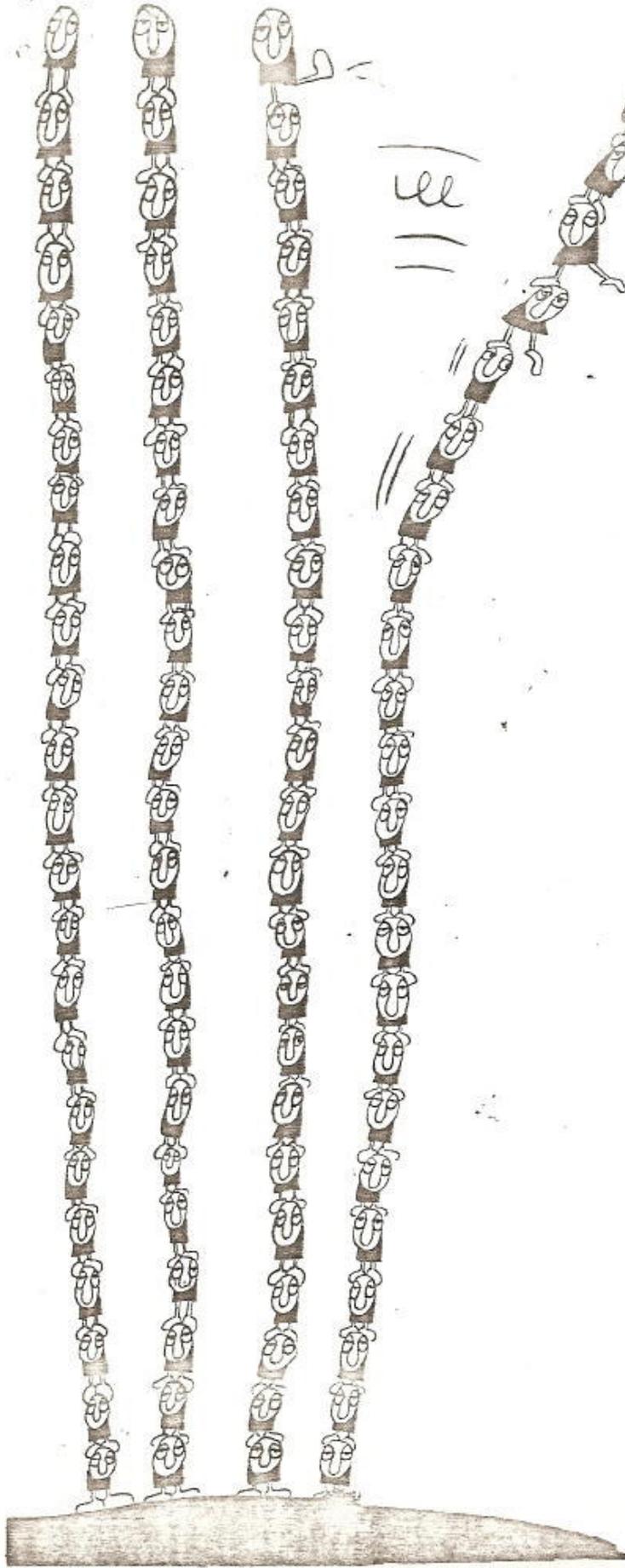
TO-18 See Section 5



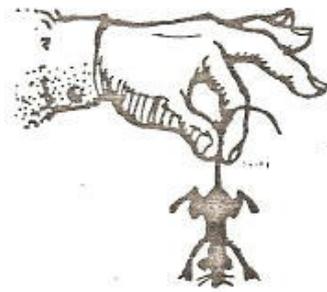
R S G B

D A R C

U R C



PETITES ANNONCES



- F6EVT vds cavité pour 70 cm  
2x 2C39 400F
- F1FLN vds preamp 1296  
MGF 4600 px GRP
- F1EIT vds onduleuse  
bande X non étal. 100F
- F6CZQ vds 3CX3000A7  
cause dble emploi px à déb.
- F1EIT cède VSOPXO's 85Fpc

OU QUELQUES MISES AU POINT A PROPOS DES

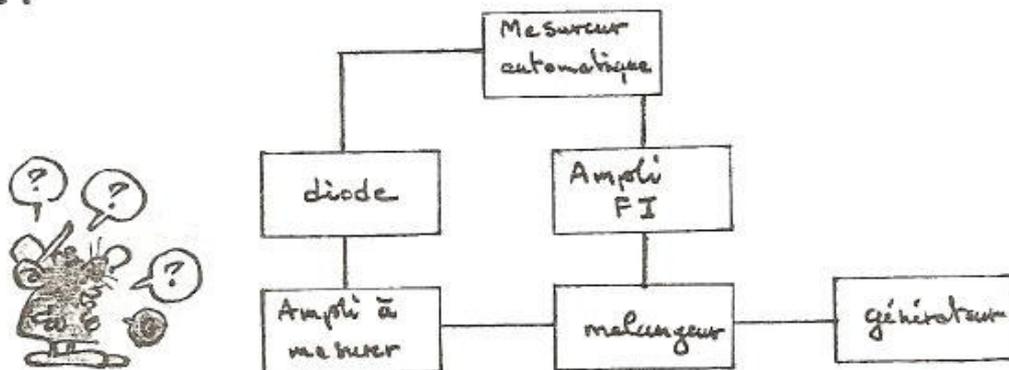
MESURES DE BRUIT

Ce Document est la propriété du GROUPE SFR URC il ne peut être ni reproduit, ni communiqué à des tiers sans autorisation écrite d'une personne mandatée spécialement à cet effet par ladite Société.

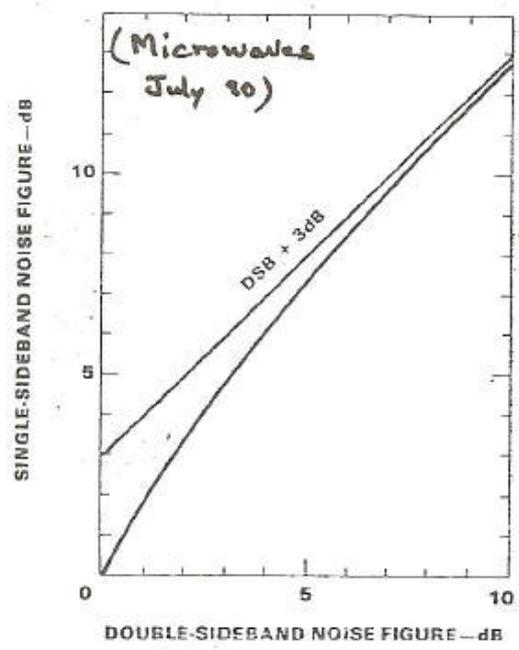
par F1EIT - F6DZK - F6FTN Conseillers techniques  
au Café de l'Ancienne Mairie

L'article de Georges FOLER dans le dernier n° a suscité quelques problèmes fondamentaux sur la théorie et la pratique des mesures de bruit. Fortement aiguillonné par F6FTN et F6DZK, j'ai été obligé de chercher quelques explications simples pour être sûr que mes mesures de bruit n'étaient pas complètement fausses! F1EIT

La mesure automatique classique consiste à générer du bruit à la fréquence de travail et à faire la comparaison en "BF" diode allumée - diode éteinte. Pour cela on utilise un mélangeur qui sort du 100, 30 ou 10 MHz suivant les appareils utilisés derrière.

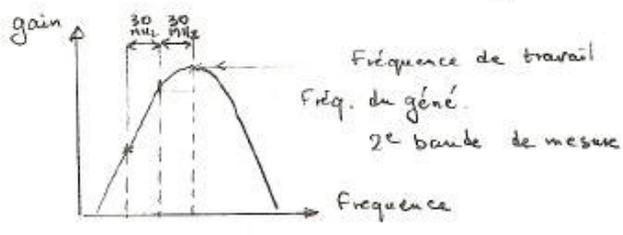


Etant donné qu'il n'y a aucun filtre ou mesure les 2 bandes (DSB) (Freq du géné + 30 MHz et - 30 MHz). Si le gain de l'ampli est le même à ces 2 fréquences le bruit SSB est d'après la théorie de 3dB plus fort que le bruit DSB. Catastrophe! En fait ceci n'est pas vrai pour les facteurs de bruit faibles: si on a 0dB DSB on aura aussi 0dB SSB!, on utilise la courbe suivante où l'on



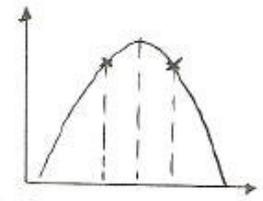
voit que le facteur 1,4 de Georges est en fait généralement 1,6 - On peut donc croire que les mesures couramment pratiquées sont fortement loin de la vérité mais en fait les mesureurs HL (entre autres) sont gradués en SSB en tenant compte de la mesure en DSB. Tout redevenant simple! ... Pas forcément car si dans le domaine professionnel où on travaille

souvent à large bande la mesure est seulement un peu pessimiste sur les bords il n'en est pas de même dans le domaine amateur où on utilise une seule fréquence.



un autre système qui est celui que j'utilise consiste à mettre le géné sur la fréquence de travail. La pente étant généralement

moins raide près de la fréquence.

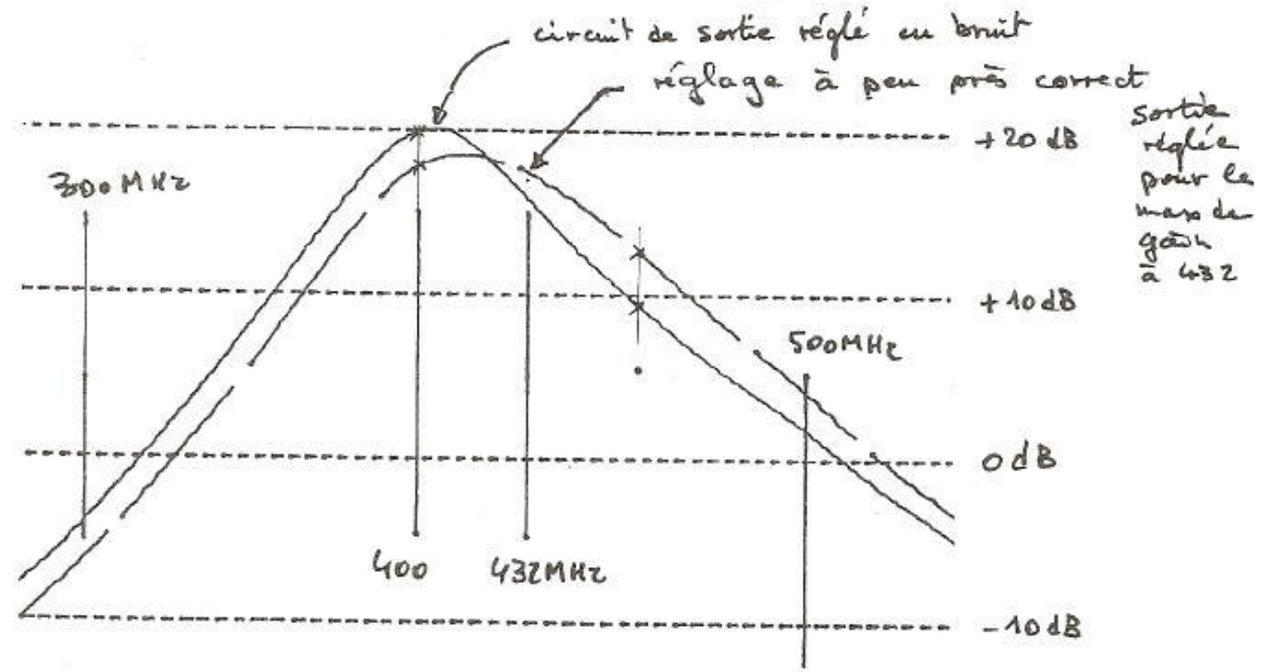


l'inconvénient dans les 2 cas est que lorsque on aliquote en bruit un préampli (amateur, à bande réduite) on s'aperçoit que le gain est en fait toujours celui trop bas ou trop haut sur une des 2 bandes de mesure.

On voit que la mesure automatique n'est pas toujours évidente. Reste la solution de l'analyseur programmable qui lui fait sa mesure directement en SSB et uniquement à la fréquence de travail ou alors le dernier mesureur automatique Hewlett qui visualisant en même temps le gain (à plusieurs fréquences) permet de trouver un meilleur compromis. C'est les solutions chères; on doit

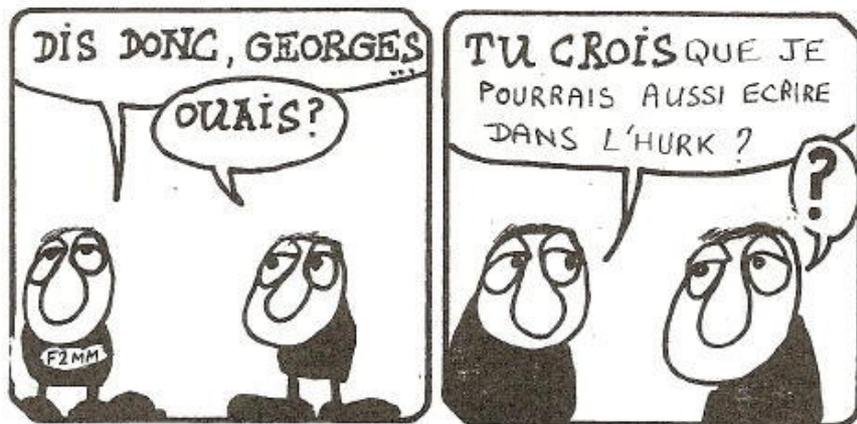
aussi trouver des mesureurs sans graduations corrigées et sur lesquels on peut supprimer la 2<sup>e</sup> bande au moyen d'un filtre à la fréquence désirée. Sinon on se contente de savoir que la mesure est approximative.

Dans ce cas l'alignement est un compromis et la seule solution simple consiste à régler tout au maximum de gain et à retoucher (doucement) le circuit d'entrée pour le minimum de bruit. Si la sortie doit être retouchée c'est pour le maximum de gain à la fréq. de travail mais pas en bruit. C'est le cas du préampli 432 à 35K97 où un réglage <sup>plus</sup> correct donne 18 dB au lieu de 16 alors que le NF est très peu affecté (# 0,05 dB) (mesuré!)



Pour un circuit de sortie en pi (DJ3QL 1296 MHz) le compromis est plus acrobatique.

- o Théorie du bruit et mesures se reporter à :
  - Automatic NF measurements - Fact and Fancy W6NBI Ham Radio Aug. 78
  - Le bruit dans la réception F1CJC - F3QW Radio Ref Avril 77
  - Bientôt dans Ondes Courtes Informations un article de FGFTN - F6PZK



Le montage à ME720 (286) et la bande dessinée qui devaient paraître ce mois ci seront publiés dans le n° de mai suite à quelques problèmes techniques.

Reproduction TH. DSP 92 - MEUDON LA FORET

Diffusion Groupe SHF URC - 43 rue Victor Hugo 92240 Malakoff

- Café de l'ancienne Mairie - rue Victor Hugo - Malakoff

