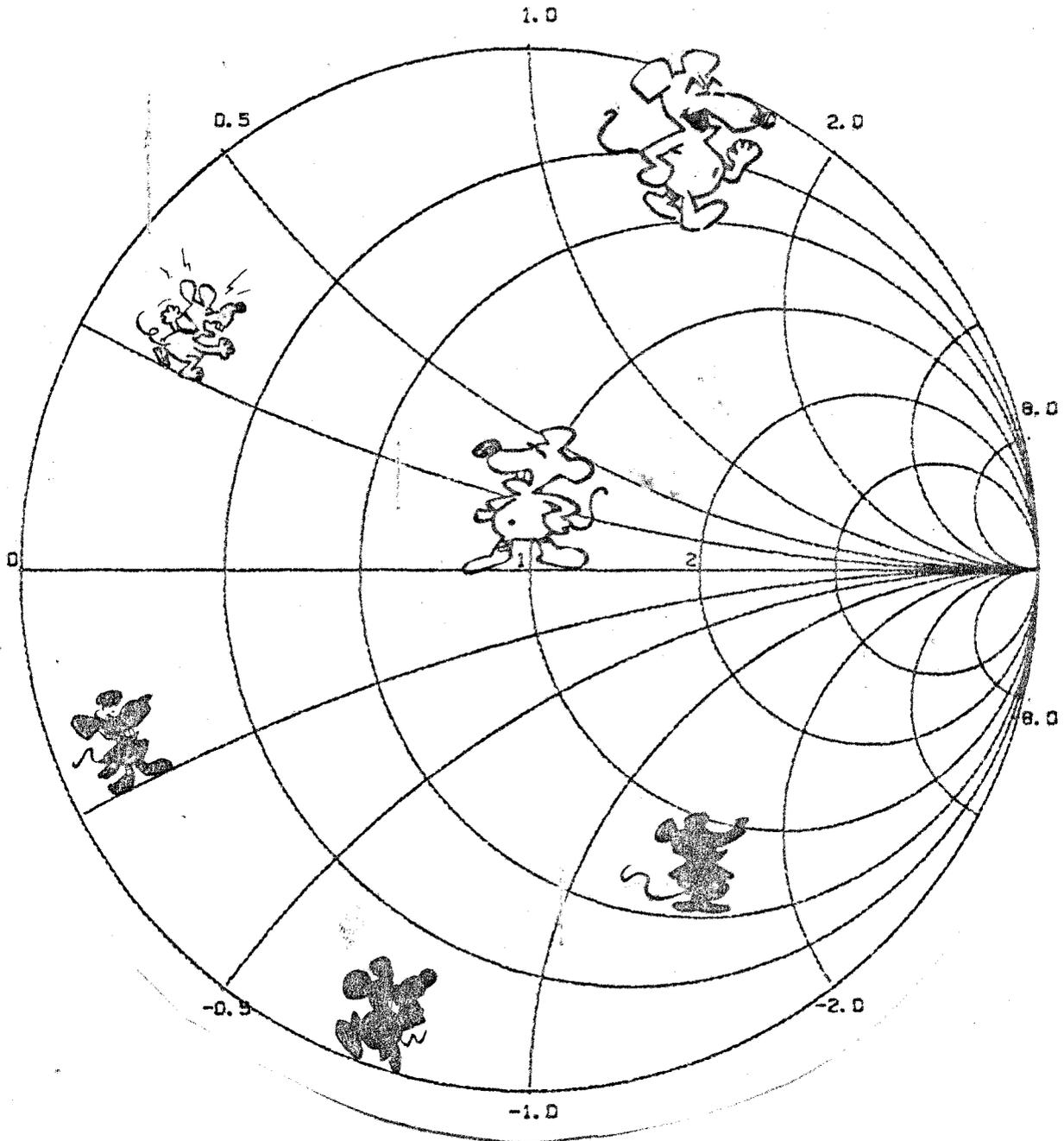


HURC INFOS

F/IT

Nr 21 JUILLET 85



La reproduction de tout document est strictement interdite même pour usage personnel - la continuation s'expose au paiement de quatre tonnes de biens de qualité supérieure pour préjudice moral.



1296 MHz Nouvelles stations QRV (additif à la liste de Michel du n° 18)

F1BJD 72
 F1CVU 76
 F1GXX 16
 F6CBC 33/64

à rajouter également à la liste
 F1FSH 74 (D-2 un tram?)
 F5HV, F6HYE et la bande / P 74
 F6BDN/P 48 (SSB + 23cm?)
 F6 ? 26 + 2320 mais dans un tram et pas de bonne antenne

Dans les modifs sues :

- F1FEN/P est aussi QRV sur 2320 35 à 40W @ 2m!
- F6EZV n'est pas ^{encore} QRV sur 23cm mais ça ne va pas tarder
- F1IE s'allage au 230KHz
- F1EIT/F6GRA et F6CIS sont QRV 2,3 mais pas encore le 64!
- F1GTR, 's'il est QRV?', n'est pas actif
- F1FHR/P est QRV mais pas actif!

BALISE DU 77 enfin QRV! elle transmet provisoirement F6KCP 814E

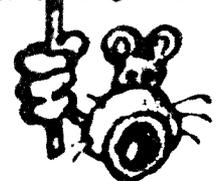
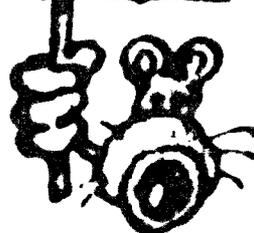
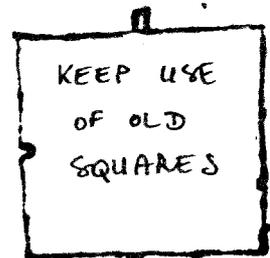
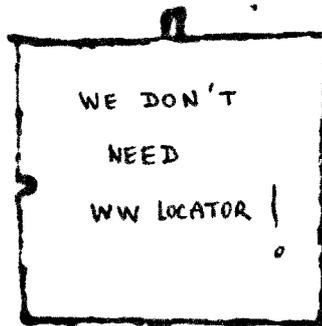
1296,698 F1 2W. ACFord slot (2x) 150m asl

(ce n'est pas tout à fait le vrai locator)

Balise du 33

1296,848 ZE ØST ?

18W 2 big-wheels



Nouveautés (ou presque) chez N.E.C

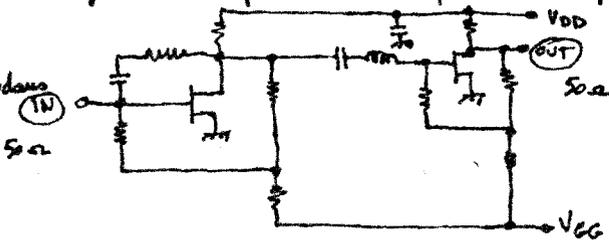
N.E.C vient de pénétrer sur le marché avec une série de A.M.I.C ASGA (microcircuit intégré) qui semblent extrêmement intéressants. Malheureusement la doc reçue à ce jour est en... japonais.

Toujours est-il qu'il s'agit de la série NEPA 1001 qui est commercialisée sous 3 formes :

- NEPA 1001AA en boîtier TO92 (genre BC107 à 4 pattes).
- NEPA 1001FA en petit boîtier microstrip et en puces.

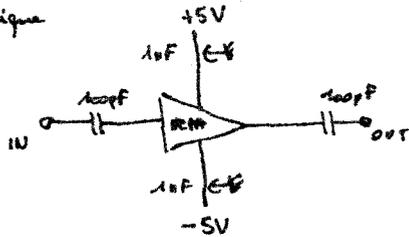
D'après le décryptage de la doc c'est un ampli à 2 étages avec GASPET $F_T > 18\text{GHz}$ et de 1 μm de grille. Ils permettent de faire des amplis dans une gamme de 50MHz à 36GHz

schéma de l'intérieur en dessous



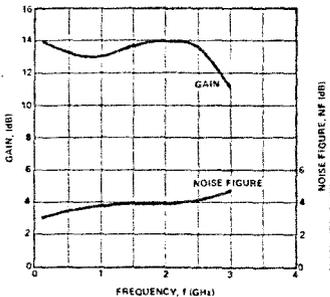
D'après les schémas fournis :
 $V_{DD} = +5\text{V}$ (64mA)
 $V_{GG} = -5\text{V}$ (3mA)

Montage typique



pour la version FA le gain varie entre 14,5dB au BF et environ 22dB à 3,56GHz le facteur de bruit est de l'ordre de 5dB jusqu'à 2,56GHz

le TOS d'entrée (Γ_{in}) varie de 25 japonais et en sortie (Γ_{out}) varie de 30 à 20dB de RL min dans la bande.

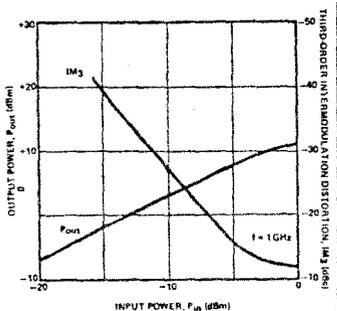


TYPICAL GAIN AND NOISE FIGURE VS. FREQUENCY FOR THE NEPA1001AA, FA

le point d'interception du 3^{ème} ordre (pour le boîtier AA) est de l'ordre de +4dBm.

Affaire à suivre... Pour l'instant ni prix ni délais...

dernière nu... on ne sait pas encore le prix et les délais mais la notice en anglais (apparemment) est sortie!



TYPICAL OUTPUT POWER AND THIRD ORDER INTERMODULATION DISTORTION VS. FREQUENCY FOR THE NEPA1001AA, FA

Les traces de découpage sont d'origine! c'est imprimé qu'on voit Krad que HULK c'est une horre

A part cela il y a le UEC 75083: NF 0,4dB et Ga 14dB à 46GHz (gate 0,3µs).
 NF 1,0dB et Ga 10,8dB à 86GHz
 NF 3,6dB et Ga 9,0dB à 12GHz.
 puissance d'entrée à 1dB de compression à 12GHz ($V_{DS} = 3\text{V}$ et $I_D = 30\text{mA}$) + 15dBm.

NE 04583	NF	1,4 dB typ et 1,6 dB max à 12GHz
	Ga	9 dB min 9,8 dB typ
NE 04583S	NF	1,3 dB typ et 1,4 dB max à 12GHz
	Ga	9,5 dB min 10,0 dB typ.
NE 04582	NF	1,6 dB typ et 1,8 dB max à 14,56GHz
	Ga	8,5 dB min 9,0 dB typ.

Les japs auraient-ils remplacé leur jeu de dé par un mikado?

maintenant ils annulent les cercles de bruit!

P.MAGNIN (F6HYE), B.BORCARD (F3BB).

Introduction

Depuis l'avènement des micro-processeurs, on trouve très facilement des quartz de diverses valeurs entre 2 et 22 MHz et de prix très modéré. On peut envisager de réaliser à l'aide de ceux-ci des filtres à quartz performants. Notre objet est de calculer de tels filtres, réalisés à l'aide de quartz identiques, un programme BASIC simple écrit pour C64 - mais facilement translatable sur d'autres machines - simplifie à l'extrême la détermination des composants et la prédiction des caractéristiques. La méthode de calcul des filtres dont tous les résonateurs sont à la même fréquence est due à Dishal [1,2]. G3JIR l'a adaptée aux besoins des radio amateurs [3].

1. Détermination des paramètres des quartz

Avant de pouvoir calculer un filtre, il importe de connaître en détail les caractéristiques des quartz. En effet, la fréquence généralement marquée sur le boîtier n'est pas une indication suffisante. La figure 1 donne le schéma équivalent à un quartz. On y retrouve les éléments des circuits oscillants, soit une self L_s dont la valeur est inhabituellement élevée, de l'ordre de 1 H pour un quartz de 10 MHz, une capacité série C_s , elle, très petite, 20 fF pour le même quartz 10 MHz (1 femtoFarad = 0,001 pF), une capacité parallèle C_p , qui représente la capacité des électrodes et du boîtier (une dizaine de pF est un bon ordre de grandeur) et enfin une résistance série R_s qui représente les pertes du quartz, sa valeur est faible, quelques dizaines d'ohms, correspondant à un coefficient de qualité Q d'environ 100000 pour un quartz de bonne qualité. A cette configuration correspondent deux résonances : une résonance série, et, à une fréquence légèrement supérieure, une résonance parallèle.

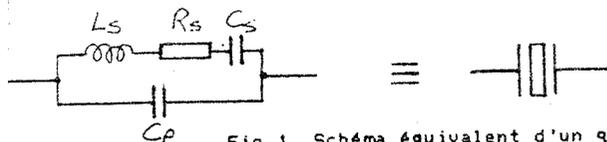


Fig.1 Schéma équivalent d'un quartz.

Pour le calcul des filtres, nous aurons besoin de trois de ces paramètres: les fréquences de résonance série (F_s), parallèle (F_p) et de la capacité série (C_s). Un petit montage de mesure est nécessaire pour les déterminer, c'est celui de la figure 2. Le choix des valeurs des résistances résulte d'un bon compromis entre un minimum de pertes d'insertion et l'influence des capacités parasites. A noter que la valeur idéale des résistances de 220 ohms est celle de l'impédance du filtre à réaliser, évidemment imprévisible à ce stade de la conception. Les valeurs indiquées ont toutefois donné satisfaction pour tous les essais effectués. La capacité des condensateurs C_1 et C_2 , qui vont permettre de déplacer la fréquence de résonance série du quartz doit être connue avec une bonne précision (l'idéal serait de faire la mesure à l'aide d'un capacimètre).

Le montage doit être soigné et les connexions courtes. Un blindage entre entrée et sortie peut éventuellement faciliter la recherche de F_p . La mesure nécessite un générateur HF assez stable, un fréquencemètre et un oscilloscope ou autre moyen d'évaluer l'amplitude du signal reçu.

La procédure de mesure est la suivante:

- commutateur S_1 en position 3, la fréquence à laquelle le signal reçu est maximum correspond à la fréquence de résonance série (F_{s3} ou F_s) du quartz seul. Quelques KHz plus haut, on trouve, pour le minimum de signal reçu, la fréquence de résonance parallèle du quartz (F_p).

- commutateur S_1 en position 2, on mesurera une nouvelle fréquence de résonance série (F_{s2}), en recherchant un nouveau maximum du signal transmis.

- de la même façon, on mesurera F_{s1} pour la position 1 du commutateur S_1 .

On a : $F_p > F_{s1} > F_{s2} > F_{s3}$

On peut maintenant calculer la capacité série du quartz à l'aide de la formule suivante.

$$C_s = \frac{2(C_2 - C_1)(F_{s1} - F_{s3})(F_{s2} - F_{s3})}{F_{s3}(F_{s1} - F_{s2})}$$

C_i [F]
 F_i [Hz]

Le court programme "CSXTAL" (cf annexe 1) permet de simplifier ce calcul et donne directement C_s en fF en réponse aux entrées des différentes fréquences en MHz. Pour le montage réalisé, $C_1=9.7pF$ $C_2=27pF$.

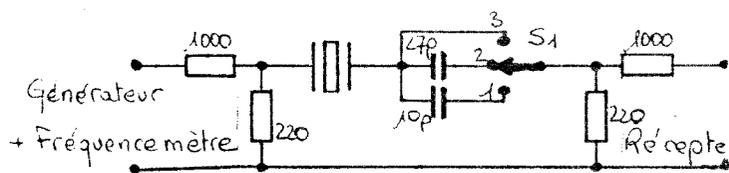


Fig.2 Montage à réaliser pour la détermination expérimentale des paramètres des quartz.

2. Caractéristiques des filtres

2.1 Réponse en fréquence

Les filtres que l'on réalise avec des quartz sont des filtres passe-bande. En général, les caractéristiques des filtres passe-bande sont dérivées de celles des filtres passe-bas. Pour simplifier, on peut dire que l'on reporte de part et d'autre de la fréquence d'accord, un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est égale à la moitié de la bande passante souhaitée. En première approximation, et pour des bandes passantes étroites, de tels filtres ont une réponse symétrique par rapport à la fréquence centrale. Il en va différemment ici ; en effet, comme tous les quartz utilisés sont identiques, ils ont tous la même fréquence de résonance parallèle ; dans une configuration où ils sont branchés en série (cf. Fig. 7), il y aura, à cette fréquence, une transmission nulle. Autrement dit, la symétrie n'existe plus et la forme des courbes de réponse de tels filtres est donnée Figure 3.

D'un point de vue pratique, on y distingue trois zones délimitées par la fréquence centrale F_m (0 sur la figure) et la fréquence de résonance parallèle F_p . Pour des fréquences inférieures à F_m , l'atténuation varie lentement de zéro jusqu'à une valeur finie, que l'on appelle "l'ultime atténuation" du filtre (environ 40dB sur la figure). La fréquence de résonance série des quartz se trouve dans cette zone. A noter une particularité, pour un nombre de pôles donné (égal au nombre de quartz ou résonateurs), la fréquence de résonance série est une charnière; pour toutes les bandes passantes, les filtres ont la même atténuation à la fréquence F_s (8 dB pour le deux pôles de la figure). Pour des fréquences supérieures à F_m , l'atténuation augmente très vite jusqu'à F_p où la réjection est totale, puis l'atténuation remonte jusqu'à l'asymptote déjà rencontrée aux basses fréquences.

Cette allure particulière s'applique aux filtres décrits ici, où les quartz sont en série dans les branches. Sa structure duale, où les quartz sont en parallèle dans les branches, présente une courbe de réponse symétrique de celle-ci par rapport à F_m , où F_s joue le rôle de F_p et réciproquement. Il faut encore remarquer que la dissymétrie et en particulier la pente raide du côté de F_p en font des filtres idéaux pour la génération de signaux à bande latérale inférieure. La porteuse est fortement atténuée, elle peut l'être encore davantage en rapprochant F_p de F_m à l'aide de capacités additionnelles en parallèle sur les résonateurs qui changent la valeur de F_p [3], ceci au détriment de la pente du côté lent.

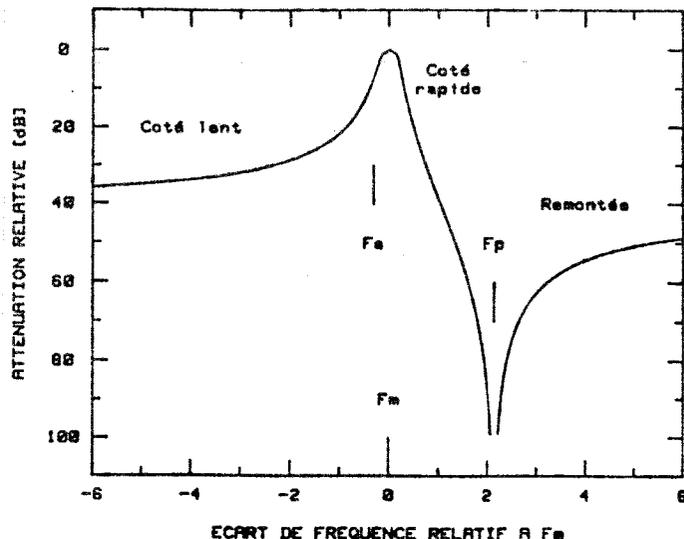


Fig.3 Allure générale des fonctions de transfert des filtres à quartz en échelle.

2.2 Choix d'un filtre.

La méthode classique qui consiste à choisir le filtre passe bas répondant aux conditions fixées (atténuation dans la bande atténuée, ondulation dans la bande transmise, retard de groupe, réponse impulsionnelle...) et à le transformer en passe bande n'est pas applicable ici à cause de la dissymétrie. La figure 4 donne une idée de la différence entre un filtre classique (ici Butterworth 8 pôles) et le même filtre réalisé à l'aide de quartz par la méthode décrite ici. Du côté des fréquences élevées, le filtre à quartz descend plus vite que le filtre classique (il ne faut pas oublier que lorsque la résonance parallèle des quartz est passée, l'atténuation remonte vers l'ultime réjection, mais qui, dans ce cas (8 pôles) est très élevée). Pour des fréquences inférieures à F_m , le filtre réel descend moins vite que le filtre classique (par exemple, sur la figure, pour -1 en unités de fréquence, le filtre réel atténue de 55dB et le filtre standard de 87dB).

La figure 4 suggère également que la largeur du filtre à quartz pour une atténuation hors bande donnée est plus grande que celle du filtre standard (à 60 dB, 1.37 pour le filtre standard, contre 1.7 pour le filtre à quartz, les facteurs de forme classiques correspondant $A(60dB)/A(6dB)$ sont 2.17 et 2.7).

La procédure à suivre pour choisir le filtre convenable sera donc la suivante. A l'aide des figures 5 et 6, choisir le nombre de pôles minimum répondant aux exigences données. La figure 5 correspond à des réponses standard de Butterworth (sans ondulation dans la bande transmise), et les figures

6a, 6b et 6c à des Tchebyshev pour des ondulations dans la bande passante de respectivement 0.5, 1 et 3dB. Pour les applications amateur, les réponses Tchebyshev sont en général les plus appropriées, elles donnent des flancs raides et les caractéristiques de réponse temporelle sont satisfaisantes pour la BLU et la CW jusqu'à 400Hz de bande passante environ. Pour des filtres CW très étroits, il faut utiliser des réponses particulières dont la réponse impulsionnelle ne présente pas de dépassements [4] pour éviter que le filtre ne "sonne", mais ceci sort du cadre de cet article. Les caractéristiques des quartz étant connues, le programme "XTAL64" (Annexe 2) donnera la réponse en fréquence réelle pour le nombre de pôles et le type de réponse choisis. Là, où les résultats satisfont encore les exigences et la solution est retenue, ou ils ne sont plus convenables et il faut recommencer, soit en augmentant le nombre de pôles, soit en augmentant l'ondulation.

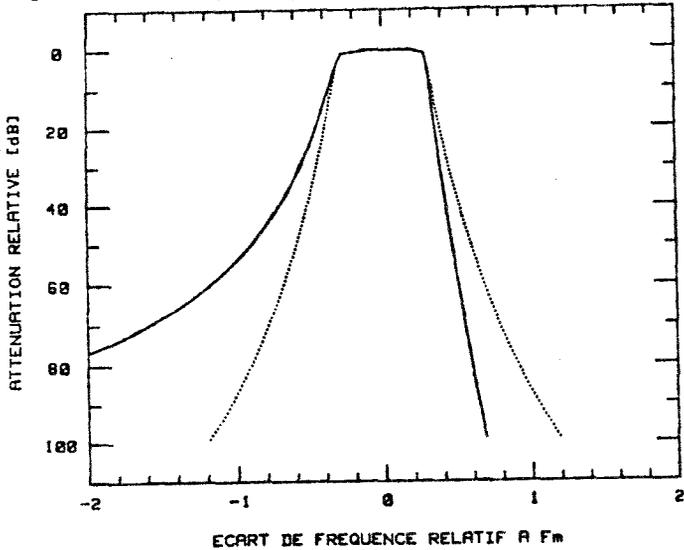


Fig.4 Comparaison entre filtre Butterworth (8 pôles) à résonateurs parfaits et le même filtre réalisé à l'aide de quartz.

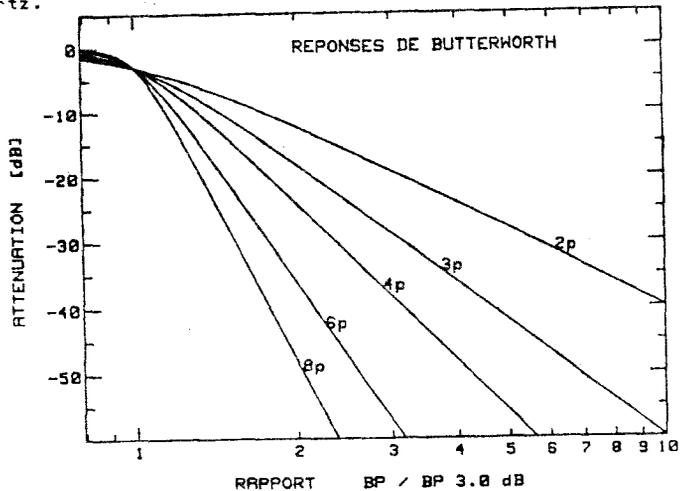


Fig.5 Réseau des réponses de Butterworth.

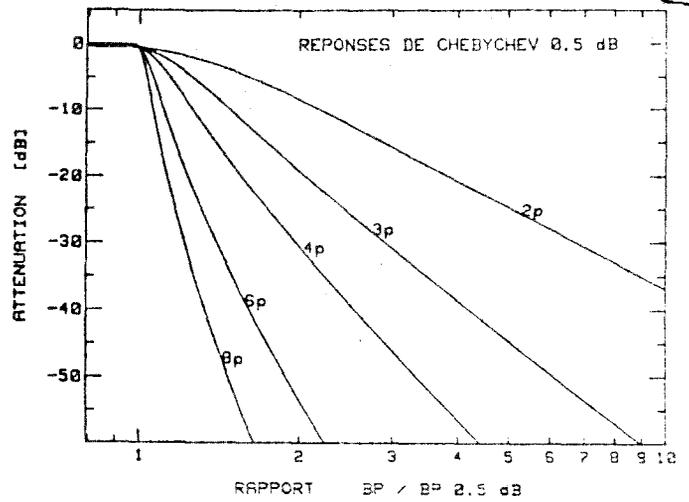


Figure 6a

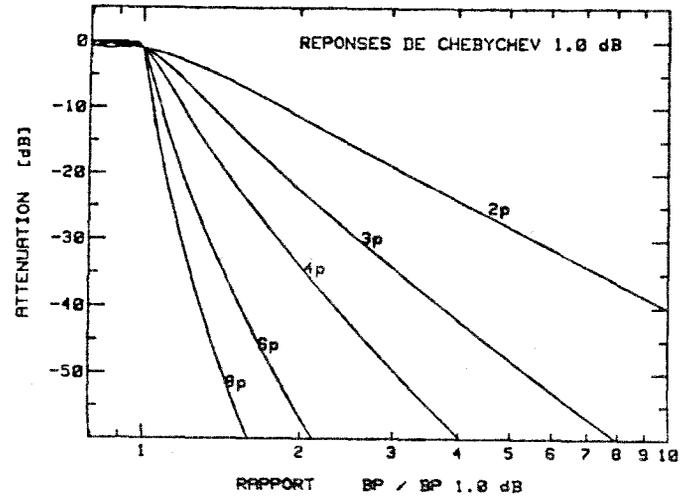


Figure 6b

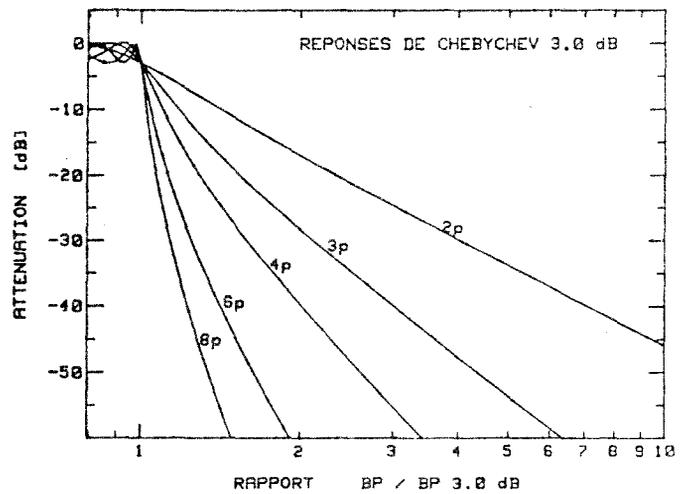


Figure 6c

Fig.6a-c Réseau des réponses de Tchebishev pour différentes valeurs de l'ondulation dans la bande transmise.



5

3.0 Calcul des composants.

La figure 7 donne les schémas des filtres selon le nombre de pôles choisis, on peut remarquer qu'ils sont symétriques par rapport au centre; chaque extrémité peut indifféremment servir d'entrée ou de sortie. Pour que la démarche à suivre soit bien claire, nous allons suivre pas à pas la procédure pour un des filtres que nous avons réalisés.

Nous disposons de quartz 4MHz et nous avons décidé de construire un filtre à réponse de Tchebyshev, ondulation 1dB (dans la bande passante), à 6 pôles (nous ne disposons que de 6 quartz !). Avec le montage de la figure 2, nous avons relevé les valeurs suivantes pour un quartz:

- Fs1 = 4.00002 MHz
- Fs2 = 4.00011 MHz
- Fs3 = 3.99940 MHz
- Fp = 4.00678 MHz

Ces valeurs portées dans le programme CSXTAL ont donné comme valeur de Cs:

Cs = 12.28 fF

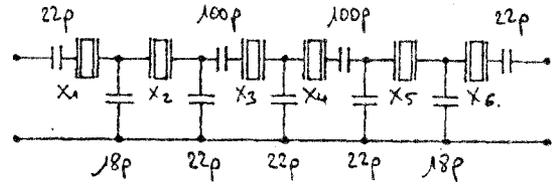
Pour les 6 quartz utilisés, nous avons relevé comme valeurs moyennes: Fs=3.9994MHz, Fp=4.00642MHz et Cs=12.13fF

Il suffit maintenant de lancer le programme XTAL64 et d'entrer ces valeurs au moment opportun puis l'ondulation souhaitée: 1dB et enfin la bande passante désirée 2.4KHz. Le programme calcule les coefficients de couplage et de dissipation de Dishal, puis la bande passante maximum réalisable avec les quartz proposés, ici 3.98KHz (cette valeur est toujours plus petite que Fp-Fs (7.02KHz)). Si le filtre est réalisable, le programme donne la fréquence centrale du filtre (4.0000MHz) et établit un tableau dans lequel sont consignées les valeurs des fréquences (différence avec Fm) pour lesquelles on a un affaiblissement donné (pas de 5dB), soit une valeur à gauche et une ou deux à droite (deux, si le retour vers l'ultime atténuation comporte cette valeur), ainsi que la largeur de la bande transmise pour cette atténuation si celle-ci est supérieure à l'ultime atténuation (voir tableau 1).

Le programme demande alors s'il faut changer quelque paramètre pour obtenir les spécifications, dans ce cas, on retourne à la question concernant l'ondulation du filtre. Nous admettons que les spécifications sont atteintes, et en poursuivant le déroulement du programme, les valeurs des éléments sont calculées, on trouve:

- Cp(1) = 18.6 pF
- Cp(2) = 22.2 pF
- Cp(3) = 22.7 pF
- Cs(1) = 22.2 pF
- Cs(2) = 104.2 pF

Il ne reste plus alors qu'à passer à la fabrication du filtre. Les condensateurs seront des céramiques tol. 10% (ou mieux !), il en faut en général deux pour réaliser une valeur (même si dans l'exemple précédent, un seul suffit pour toutes Cp1 18pF, Cp2, Cp3 et Cs1 22pF et 100pF pour Cs2). Le schéma est celui de la figure 8 et la réponse relevée, comparée à la réponse calculée est donnée figure 9. La concordance est pour le moins satisfaisante, nous analyserons plus tard les écarts observés.



X1 - 6 4.000 MHz.

Fig.8 Filtre à six quartz 4 MHz, ondulation 1 dB, bande passante 2,4 KHz.

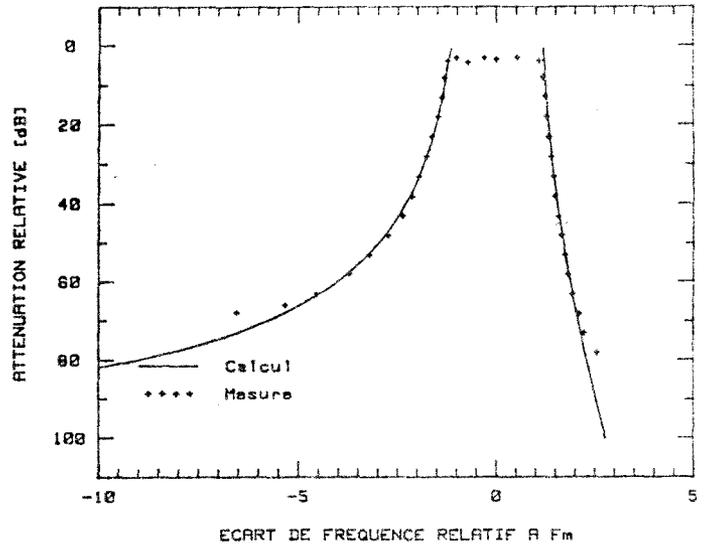


Fig.9 Performances du filtre à six quartz 4 MHz, ondulation 1 dB, bande passante 2.4 KHz, on a Fm=4.0003 MHz.

Tableau 1 Ecart de fréquence par rapport à la fréquence centrale du filtre calculé, pour diverses atténuations (dB, KHz).

- 1ère col.: atténuation.
- 2ème col.: côté lent du filtre (si la valeur existe).
- 3ème col.: côté rapide du filtre.
- 4ème col.: remontée du filtre (si la valeur existe).
- 5ème col.: bande passante (si celle-ci a un sens).

-5	-2.36	2.24	4.6
-10	-3.34	2.83	6.17
-15	-4.70	3.53	8.23
-20	-6.75	4.37	11.12
-25	-10.00	5.38	15.48
-30	-16.00	6.56	22.56
-35	-28.64	7.89	36.53
-40	-70.00	9.33	79.41
-45		10.83	849.18
-50		12.32	78.54
-55		13.76	46.78
-60		15.08	35.91
-65		16.25	30.59
-70		17.25	27.54
-75		18.10	25.62
-80		18.78	24.35
-85		19.34	23.48
-90		19.77	22.87
-95		20.11	22.43
-100		20.37	22.11

4. Performances de quelques exemples pratiques.

Nous allons donner ici quelques exemples de filtres qui ont été réalisés et tirer quelques conclusions sur les principes à respecter.

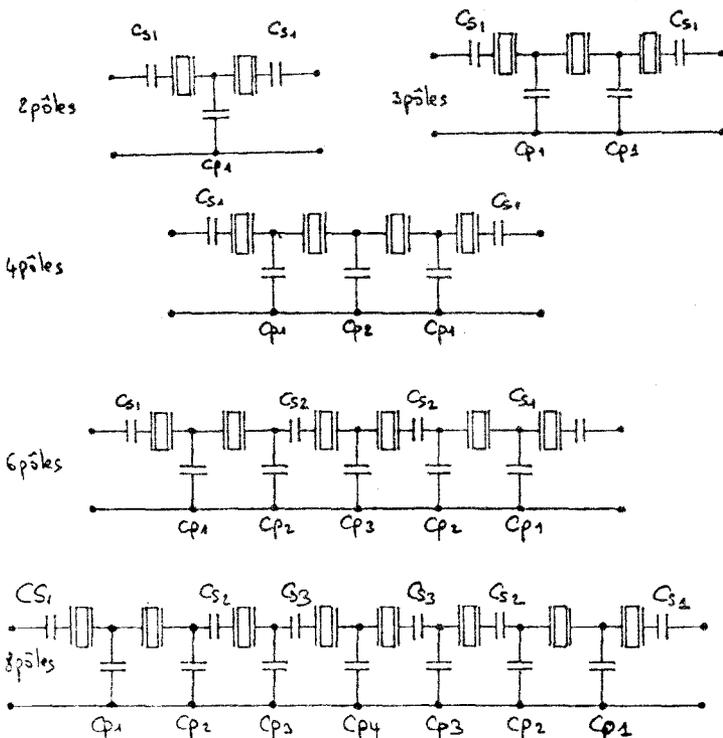


Fig.7 Schémas des différents filtres réalisables à l'aide de la méthode décrite.



4.1 Filtres 10 MHz.

Nous allons systématiquement donner toutes les valeurs numériques issues du programme, ce qui peut permettre d'aider à déterminer un programme incorrectement entré. Les caractéristiques moyennes de ces quartz sont : $F_s=10.0006\text{MHz}$, $F_p=10.025\text{MHz}$ et $C_s=22\text{fF}$.

- Filtre 2 pôles, 1dB d'ondulation, bande passante 4 KHz, Impédance $Z_{io}=174\ \Omega$, $C_{p1}=56\text{pF}$, $C_{s1}=56\text{pF}$ et $F_m=10.0038\text{MHz}$. Performances figure 10. On observe bien la dissymétrie déjà mentionnée. Un tel filtre peut servir à filtrer le bruit large bande généré par une chaîne d'amplification FI.

- Filtre 4 pôles, 1dB d'ondulation, bande passante 500Hz (Fig.11)

$Z_{io}=16.8\ \Omega$ $C_{p1}=675.8\ \text{pF}$ $C_{s1}=784.8\ \text{pF}$
 $F_m=10.0009\text{MHz}$ $C_{p2}=784.8\ \text{pF}$

Les valeurs pratiques des condensateurs sont $C_{p1}=680\text{pF}$ et $C_{p2}=C_{s1}=780\text{pF}$ (680 + 100). La dissymétrie n'est presque plus apparente, ceci est dû à ce que le rapport bande passante sur (F_p-F_s) est très petit (2%). Ce filtre constitue un filtre télégraphie tout à fait acceptable.

- Filtre 4 pôles, 1dB d'ondulation, bande passante 6KHz. (Fig.12).

$Z_{io}=280\ \Omega$ $C_{p1}=40.4\ \text{pF}$ $C_{s1}=47.0\ \text{pF}$
 $F_m=10.0044\text{MHz}$ $C_{p2}=47.0\ \text{pF}$

Valeurs pratiques $C_{p1}=(33+8.2)\text{pF}$, $C_{p2}=C_{s1}=47\text{pF}$

- Filtre 8 pôles, 1dB d'ondulation, bande passante 2.4KHz (Fig.13)

$Z_{io}=89.1\ \Omega$ $C_{p1}=128.0\ \text{pF}$ $C_{s1}=153.1\ \text{pF}$
 $F_m=10.002\ \text{MHz}$ $C_{p2}=153.1\ \text{pF}$ $C_{s2}=680.0\ \text{pF}$
 $C_{p3}=157.7\ \text{pF}$ $C_{s3}=588.7\ \text{pF}$
 $C_{p4}=158.6\ \text{pF}$

Valeurs pratiques $C_{p1}=120\text{pF}$, $C_{p2}=150\text{pF}$, C_{p3} , C_{p4} , C_{s1} et C_{s2} 680pF et $C_{s3}=590\text{pF}$ (470+120). Le facteur de forme vaut 1.7 ce qui n'est pas négligeable, et la dissymétrie est académique jusqu'à 70dB d'atténuation.

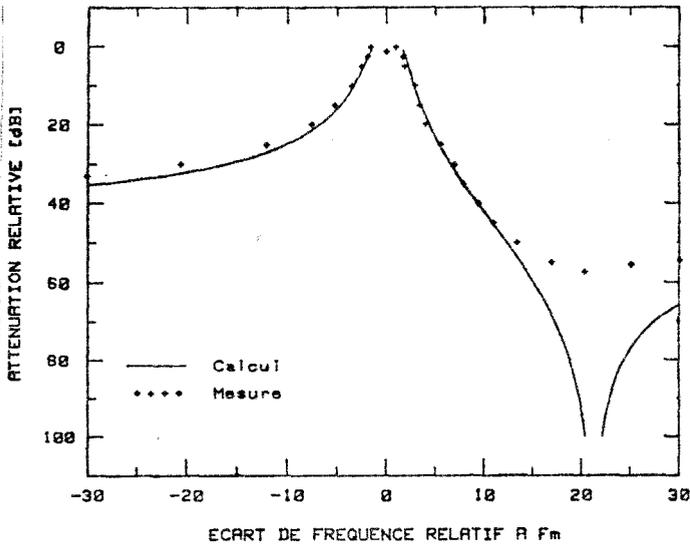


Fig.10 Performances du filtre à deux quartz 10 MHz, 1 dB d'ondulation, 4.0 KHz de bande passante, on a $F_m=10.0038\ \text{MHz}$

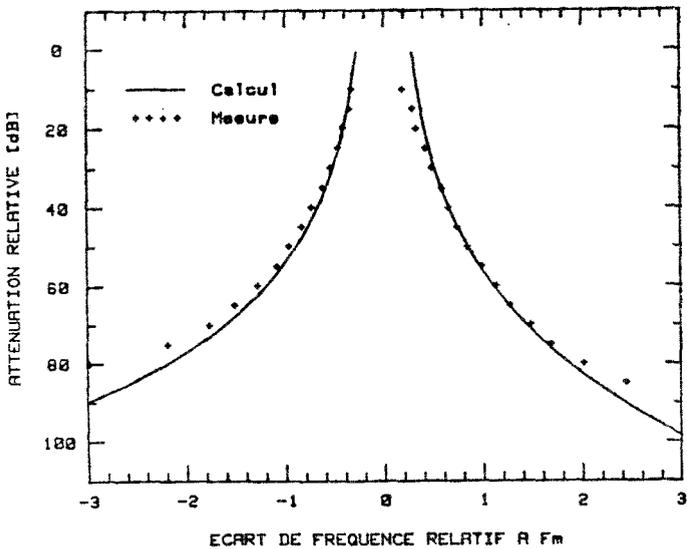


Fig.11 Performances du filtre à quatre quartz 10 MHz, 1 dB d'ondulation, 500 Hz de bande passante, on a $F_m=10.0009\ \text{MHz}$.

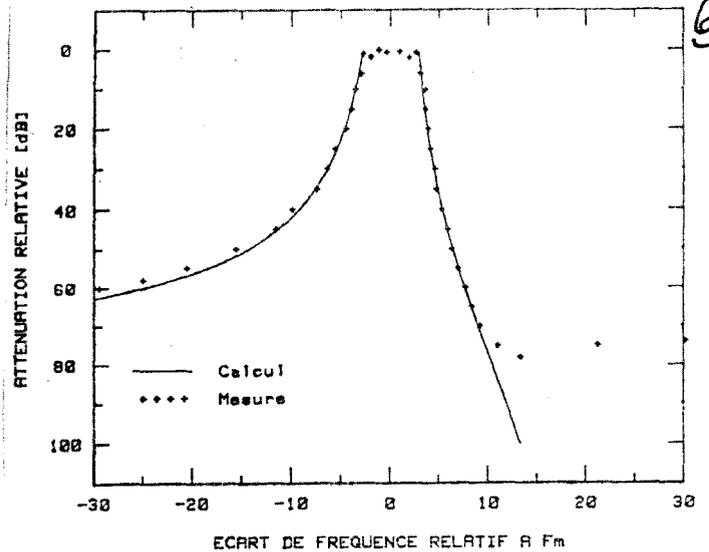


Fig.12 Performances du filtre à quatre quartz 10 MHz, 1 dB d'ondulation, 6.0 KHz de bande passante, on a $F_m=10.0044\ \text{MHz}$.

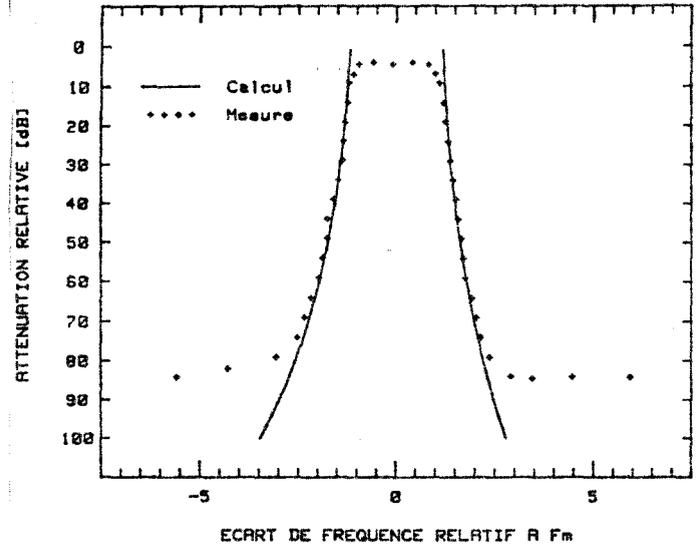


Fig.13 Performances du filtre à huit quartz 10 MHz, 1 dB d'ondulation, 2.4 KHz de bande passante, on a $F_m=10.002\ \text{MHz}$.

4.2 Filtre 4 MHz, 6 pôles, 1dB d'ondulation, bande passante 500 Hz (Fig.14)

$Z_{io}=202.9\ \Omega$ $C_{p1}=140.4\ \text{pF}$ $C_{s1}=167.4\ \text{pF}$
 $F_m=3.9997\ \text{MHz}$ $C_{p2}=167.4\ \text{pF}$ $C_{s2}=784.7\ \text{pF}$
 $C_{p3}=171.0\ \text{pF}$

Valeurs pratiques $C_{p1}=(120+22)\text{pF}$, $C_{p2}=(150+18)\text{pF}$, $C_{p3}=(150+22)\text{pF}$, $C_{s1}=(150+18)\text{pF}$, $C_{s2}=(680+100)\text{pF}$.

Tous les filtres décrits ici ont été réalisés de façon à ce qu'une grenouille pense qu'il s'agissait vraiment d'une échelle! Câblage "en l'air" (environ 10cm de long pour un filtre 6 pôles!), les mesures symbolisées par des croix correspondent à ce type de construction, les cercles correspondent à la réponse lorsque les boîtiers sont plus ou moins reliés à la masse, l'amélioration est substantielle!

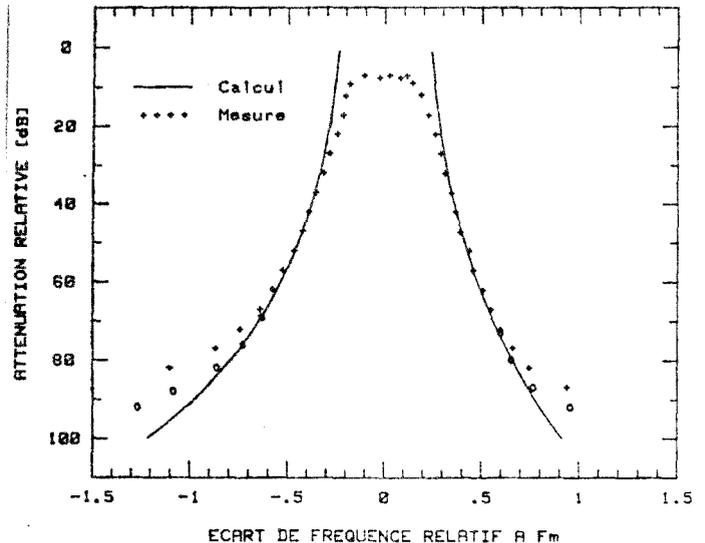


Fig.14 Performances du filtre à six quartz 4 MHz, 1 dB d'ondulation, 500 Hz de bande passante, on a $F_m=3.9997\ \text{MHz}$.

LT

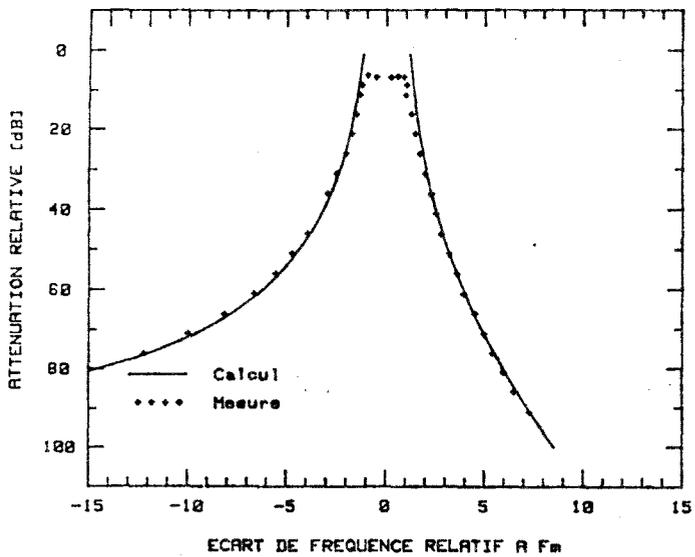


Fig.15 Performances du filtre à quatre quartz CB, 1 dB d'ondulation, 2.4 KHz de bande passante, on Fm=9.0024 MHz.

4.3 Filtre 9 MHz

Il s'agit là d'un filtre réalisé avec des quartz destinés aux appareils à Canaux Banalisés. Ces quartz qui sont marqués à des fréquences de l'ordre de 27 MHz, sont taillés en overtone 3 et leur fréquence fondamentale est autour de 9 MHz. La dispersion des caractéristiques de ces quartz est importante (jusqu'à 15 KHz pour la résonance série de quartz réputés identiques), et il convient de les trier en fonction de leur résonance série et ainsi ramener la dispersion à 2 KHz maximum. Après un tel tri, ces quartz sont aussi utilisables et la figure 15 représente les performances d'un filtre 4 pôles, 1dB d'ondulation, bande passante de 2.4 KHz. $Z_{io}=117.0$ Ohms $C_{p1}=107.6$ pF $C_{s1}=125.0$ pF $F_m=9.0024$ MHz $C_{p2}=125.0$ pF Valeurs pratiques $C_{p1}=(100+8.2)$ pF, C_{p2} et C_{s1} 120pF

Pour tous les filtres décrits, la valeur mesurée de F_m correspond exactement à la valeur calculée (à 100 Hz près). Les pertes d'insertion sont comprises entre 1.5 et 7 dB, sauf pour un filtre non décrit ici, de bande passante 50 Hz, 8 pôles, dont les pertes d'insertion avoisinaient 30dB! ce qui n'a rien d'étonnant, l'impédance était de 1.6 Ohms, et pour ramener les pertes d'insertion à quelques dB, il faudrait que le Q des quartz soit de l'ordre de 1E6, contre 1E5 environ dans la réalité. C'est là une raison supplémentaire de rester modeste pour l'écart de bande passantes.

Au vu des courbes relevées, on peut constater que les bandes passantes sont plus faibles que les bandes passantes calculées, c'est là encore un effet des pertes des composants (Q non infini), bien connu de tous les concepteurs de filtres. Si la bande passante doit être impérativement

respectée, il faut la surestimer de 10% environ dans le calcul. Pour tous nos filtres, la bande passante calculée se retrouve à l'atténuation 6dB, ce qui est en général tout à fait tolérable.

Encore quelques remarques pratiques. Il faut impérativement éviter de "bidouiller" les valeurs des capacités, un filtre est un tout, déplacer une résonance change les couplages et les performances sont détruites, il suffit de réaliser au mieux les valeurs calculées et tout se passe très bien. Le câblage doit être très soigné, un circuit imprimé avec plan de masse supérieur sur lequel sont soudés les boîtiers des quartz (en un seul point), associé à des blindages entre cellules peut permettre d'améliorer l'ultime atténuation du filtre (il s'agit là de la faculté que doit présenter la sortie du montage d'ignorer ce que voit l'entrée très loin de la bande passante transmise, différente de l'ultime atténuation définie plus haut).

5 Adaptation d'impédance.

La réalisation correcte des impédances d'entrée et de sortie est primordiale; sans elle, les performances calculées ne peuvent pas être atteintes. Pour la mesure du filtre, à condition de disposer d'un générateur assez puissant et d'un système de détection assez sensible, on peut se contenter de réaliser les adaptations à l'aide d'atténuateurs à transformation d'impédance, mais pour l'utilisation dans un circuit il faut prévoir des adaptations, si possible sans pertes. Nous en rappelons ici quelques unes.

- Transformateur accordé, ou plus simplement auto-transformateur.
- Transformateur large bande, bobiné sur un tore ferrite de haute perméabilité, c'est la méthode la plus simple, mais on ne peut pas faire n'importe quels rapports de transformation.

- Transistors à effet de champ en porte commune (P8002, U310, 2N4856...), l'impédance d'entrée est basse, de l'ordre de 50 Ohms, celle de sortie de l'ordre de 300 Ohms. Cette solution peut également servir d'intermédiaire entre une source 50 Ohms et un transfo large bande qui élèvera encore l'impédance. (ex: cas du filtre $Z_{io}=1500$ Ohms)

- Du côté de la sortie, un Fet, simple ou double porte, est une bonne solution, il suffit alors d'utiliser comme résistance de porte une résistance égale à l'impédance de charge du filtre.

Dans tous les cas, il faut adapter les impédances, sans quoi l'ondulation dans la bande passante peut devenir très importante.

A propos d'impédance, il faut encore mentionner que les impédances des filtres dépendent de l'ondulation dans la bande passante (Tableau 2) et qu'il peut être intéressant de choisir un filtre dont l'impédance n'est pas trop faible, l'adaptation en est plus facile et surtout les pertes d'insertion seront réduites. Dans le cas choisi de filtre à

300 Hz, la réponse Butterworth possède une impédance nettement plus élevée que les Tchebyshev et présentera certainement moins de pertes (ce qui signifie aussi que la réponse réelle sera plus proche de la réponse calculée).

Tableau 2 Impédance de filtres 10 MHz, six pôles, bande passante 300 Hz

Z (Ohms)	Tchebyshev (dB d'ondulation)					
	Butt	.1	.3	1.	2.	3.
	42.9	17.3	13.9	10.0	7.7	6.4

6 Applications.

On peut réaliser par cette méthode des filtres BLU, CW, AM, et des filtres de bruit, les filtres pour la FM sont pratiquement exclus, les bandes passantes sont en général inférieures à 15 KHz. La fréquence centrale de filtres faits avec les mêmes quartz, dépend de la bande passante, par exemple, le filtre 4MHz, bande passante 2.4 KHz, est centré à 4.0009 MHz, le filtre 4 MHz, bande passante 500 Hz à 3.997 MHz, soit 1.2 KHz d'écart dont il faut tenir compte dans la fréquence des oscillateurs de porteuse. Pour ces oscillateurs, on peut d'ailleurs utiliser des quartz semblables à ceux qui ont servi à fabriquer les filtres; pour la BLI et la CW, il suffit d'utiliser la résonance série, avec accord exact par une capacité série. Pour la BLS, il faut choisir le quartz qui a la fréquence de résonance série la plus basse pour pouvoir le placer à l'endroit convenable dans le flanc du filtre.

On peut également concevoir un circuit FI à bande passante variable. Prenons comme exemple, deux filtres de bande passante 2.4 KHz centrés respectivement à 10 MHz et à 4 MHz, il suffit par exemple d'un mélangeur entre les deux, qui mélange le 10 MHz avec un oscillateur 6 MHz (fréquence pour laquelle on trouve également des quartz pour micro-processeurs bon marché).

Références:

[1] "Modern network theory design of single sideband crystal ladder filters", M.Dishal, Proc IEEE Vol 53 no 9 September 1965, p 1205-16.
 [2] "Two new equations for the design of filters", M.Dishal, Electrical Communications, December 1953, p 324-37.
 [3] "Computer aided ladder crystal filter design", J.A.Hardcastle, G3JIR, Radio Communication, May 1983, p 414-20.
 [4] "The Optimum IF Selectivity for Coherent Telegraphy (CCW)", B.Neubig, DK1AG, VHF Communications, Ed 3/82, p 163-71.



Annexe 1.

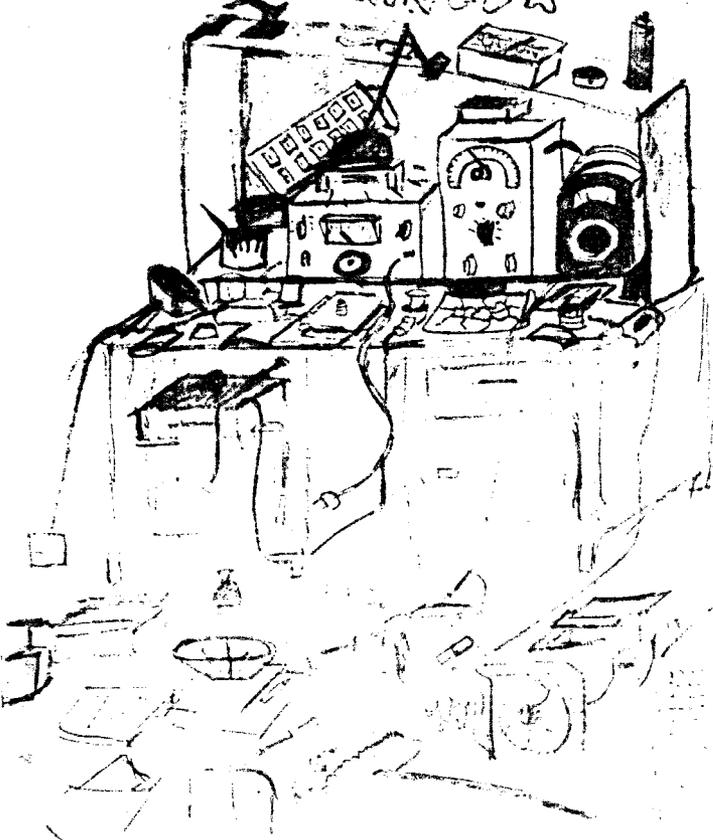
```

10 REM CALCUL DE LA CAPACITE SERIE
20 REM D'UN QUARTZ (CS) CONNAISSANT
30 REM FS1, FS2 ET FS3.
40 REM FSHYE 16 04 85
50 REM
60 INPUT "FREQ. DE RES. SERIE (MHZ) " : F1 : F1 = F1 * 1E6
70 INPUT "FREQ. DE RES. PARAL. (MHZ) " : F2 : F2 = F2 * 1E6
80 INPUT "FREQ. DE RES. PARAL. (MHZ) " : F3 : F3 = F3 * 1E6
90 C1 = 9.7E-12 : REM VALEUR DE C1 MESUREE
100 C2 = 2.7E-11 : REM VALEUR DE C2 MESUREE
110 CS = 2 * (C2 - C1) * (F1 - F3) * (F2 - F3) / F3 / (F1 - F2)
220 PRINT "CAPACITE SERIE (FEMTOFARADS) " : CS : PRINT "VALEUR (D/N) ? "
230 PRINT "AUTRE VALEUR (D/N) ? "
240 GET "I" : IFRS = " " : THEN 240
250 IFRS = "0" : THEN 60
260 IFRS = ">" : N : THEN 240
270 END

```



PRIERE DE
NE RIEN
DERANGER



```

10 REM PROGRAMME DE CALCUL DES FILTRES
20 REM A QUARTZ EN ECHELLE
30 REM FSHYE V1.1 11 03 85
40 REM
50 DIMK(7),CP(7),CS(7)
60 INPUT "FREQ. DE RES. SERIE (MHZ) " : F1 : F1 = F1 * 1E6
70 INPUT "FREQ. DE RES. PARAL. (MHZ) " : F2 : F2 = F2 * 1E6
80 INPUT "VALEUR DE CS (FEMTOFARAD) " : CS : CS = CS * 1E-15
90 PRINT "ONDULATION DANS LA BANDE TRANSMISE (DB) "
100 INPUT "R(3,0 POUR REPONSE DE BUTTERWORTH) " : RP
110 IFRP = (0 OR RP) * 3 : THEN 130
120 INPUT "NOMBRE DE POLES (2,3,4,6 OU 8) " : NP : NP = INT(NP)
130 IFRP = 2 * OR NP = 3 : OR NP = 4 : OR NP = 6 : OR NP = 8 : THEN GOTO 150
140 GOTO 150
150 REM
160 FORC = 1 : OR NP = 1
170 FORC = 1 : OR NP = 1
220 IFRP = 0 : THEN 280
230 FORC = 1 : OR NP = 1
240 K(C) = SQR(1 / (4 * SIN((2 * C - 1) * pi / 2 * NP) * SIN((2 * C + 1) * pi / 2 * NP)))
250 NEXT C
260 D = 1 / (2 * SIN(pi / (2 * NP)))
270 GOTO 370
280 E = 1 / SQR(10 * (1 + RP) - 1)
290 S = LOG(E + SQR(E * 2 + 1)) / NP
300 S = (EXP(S) - EXP(-S)) / 2
310 W = LOG(E + SQR(E * 2 - 1)) / NP
320 W = (EXP(W) + EXP(-W)) / 2
330 D = S / (2 * SIN(pi / (2 * NP))) * W
340 FORC = 1 : OR NP = 1
350 K(C) = SQR((S * 2 + SIN(C * pi / NP) * 2) / (4 * SIN((2 * C - 1) * pi / 2 * NP) * SIN((2 * C + 1) * pi / 2 * NP))) / W
360 NEXT C
370 K = 0
380 IF NP = 2 : THEN K = K(1)
390 K = K * K(1) * K(2)
400 T = FP - FS
410 BX = T * (K - SQR(K * K - 1))
420 PRINT "BANDE PASSANTE DESIREE EN KHZ "
430 PRINT "VALEUR MAXI : BX / 1000 " : KHZ : INPUT "BW = 1000 * BW
450 IFRW = BX * 2 : THEN GOTO 480
460 PRINT "REPONSE INCORRECTEE " : GOTO 420
480 FM = FS + (T - SQR(T * 2 - 2 * K * BW * T - BW * 2)) / 2
490 PRINT "FREQUENCE CENTRALE " : FM / 1E6 : " MHZ "
500 B2 = BW / 2 : BR = (FP - FM) / B2
520 REM
530 IFRP = 0 : THEN GOTO 570
540 FORATT = 5 : TO 100 : STEP 5
550 FQ = (1 / 10 * (-ATT / 10) - 1) * (1 / 2 * NP)
560 GOTO 610
570 FORATT = 5 : TO 100 : STEP 5
580 FQ = SQR((10 * (ATT / 10) - 1) / (10 * (RP / 10) - 1))
590 FQ = LOG(FQ + SQR(FQ * 2 - 1)) / NP
600 FQ = (EXP(FQ) + EXP(-FQ)) / 2 * W
610 FT = B2 * (FQ * BR - 1) / (FQ - BR)
620 IFFT = 0 : THEN N3 = FT / 1000 : IFFT = 0 : THEN N1 = 0
630 N2 = LB2 * (FQ * BR + 1) / (FQ + BR) / 1000
640 N1 = INT(N1 * 100 * 5) / 100 : N2 = INT(N2 * 100 * 5) / 100 : N3 = INT(N3 * 100 * 5) / 100
670 N4 = 0 : IFFT(0) THEN N4 = (N2 - N1)
672 FRN = N1 : GOSUB 2000 : N1 = FRN
674 FRN = N2 : GOSUB 2000 : N2 = FRN
676 FRN = N3 : GOSUB 2000 : N3 = FRN
678 FRN = N4 : GOSUB 2000 : N4 = FRN
679 ATT = STR$( - ATT) : IF ATT(10) THEN ATT = " " * ATT
680 IFFT(100) THEN ATT = " " * ATT
685 IF INT(ATT) = N1 : THEN N2 = INT(N2)
700 NEXT ATT
710 IFRP = 0 : THEN 740
720 UA = 10 * LOG(1 + BR * 2 * (E * NP)) / LOG(10)
730 GOTO 770
740 VE = 10 * (RP / 10) - 1
750 UA = LOG(BR * W + SQR(BR * W * 2)) * NP
760 UA = 10 * LOG(VE * ((EXP(UA) * EXP(-UA)) / 2) * 2 + 1) / LOG(10)
770 UA = INT(10 * UA * 5) / 10 : PRINT "ASYMPTOTE HORIZONTALE " : UA : " DB "
780 PRINT "VOULEZ VOUS RECOMMENCER AVEC LES MEMES QUARTZ (D/N) ? "
790 IFRS = "0" : THEN 130
800 IFRS = ">" : N : THEN 790
820 REM CALCUL DES COMPOSANTS DU FILTRE
830 R0 = 2 * (FP - FM) / B0
840 X0 = 1 / 2 * (FS / CS * (1 - R1 * (-2)) / FM)
850 PRINT "RESULTATS DU CALCUL " : PRINT "ONDULATION " : RP
870 PRINT "NB DE POLES " : NP : PRINT "F. CENTRALE " : FM : " MHZ "
880 PRINT "IMPEDANCE " : INT(10 * Z1 * 5) / 10 : " OHMS "
895 PRINT "CAPACITES EN PF " : PRINT
900 IN = NP / 2 : IF NP = 2 : OR NP = 3 : THEN IN = 1
910 FOR I = 1 : TO IN
915 CS(I) = 1.0E12 * D * 2 * W / FM * Z1 / K(1)
920 PRINT CS * INT(CS(1) * 10 * 5) / 10
940 NEXT I
950 CS(1) = CP(1) : PRINT
960 IF NP = 3 : THEN CS(1) = CP(2)
970 IF NP = 4 : THEN CS(2) = 1 / (1 / CP(1) - 1 / CP(3))
980 IF NP = 6 : THEN CS(3) = 1 / (1 / CP(1) + 1 / CP(2) - 1 / CP(3) - 1 / CP(4))
990 IN = NP / 2 - 1 : IF NP = 2 : OR NP = 3 : OR NP = 4 : THEN IN = 1
1000 FOR I = 1 : TO IN
1005 CS(I) = CS * STR$(I) * " "
1010 PRINT CS * INT(CS(1) * 10 * 5) / 10
1030 NEXT I
1040 REM
1050 END
2000 FRN = STR$(FRN) : IFRN = INT(FRN) : THEN FRN = FRN * ".0"
2002 FRT = 10 * FRN : IFRRT = INT(FRT) : THEN FRN = FRN * "0" : IFRN = 0 : THEN FRN = " "
2005 IFRN = 0 : THEN FRN = FRN * " "
2010 IF ABS(FRN) < 10 : THEN FRN = " " * FRN : RETURN
2020 IF ABS(FRN) < 100 : THEN FRN = " " * FRN : RETURN
2030 IF ABS(FRN) < 1000 : THEN FRN = " " * FRN : RETURN
2040 IF ABS(FRN) < 10000 : THEN FRN = " " * FRN : RETURN
2050 RETURN

```

à propos d'antennes hélices

F.I.E.T. Avril 85

Radio-Ref, quoiqu'en disent certains, est aussi nul que ses petits camarades. Apparemment depuis la disparition des regrettés F&TD il n'y a plus grand monde de compétent en UHF (et plus haut!). On nous ressort un vieux article d'octobre 73 (1) avec juste une photo de réalisation récente. Plus récemment il ya quand même des gens qui ont fait quelque chose? (2) - Le vieux Georges lui savait tirer profit de la presse étrange et on aurait au moins pu citer ses commentaires plus récents et non moins utiles (Radio Ref juin 74 page 432!!)

(1) Radio Ref - si vous l'avez profitez-en toujours pour relire l'article de F&TD sur les mesures de puissance.

(2) ^{au hasard:} QST Dec. 84 WDBGIG/WBLRG A helical antenna for space-shuttle communication - (l'informaticienne utilisée pas trop abusivement peut quand même servir?)

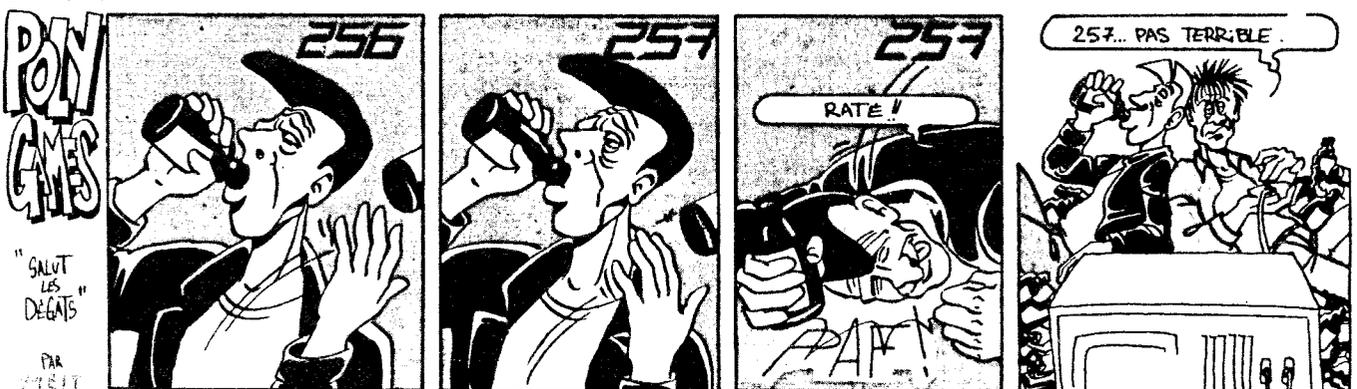
- Old Man 6/80 HBSPJD Construction d'une antenne hélicoïdale UHF/VHF

- ça vient de sortir: Electronics & WIRELESS World ^{June 85} - G3RUH. Helical antennas for 435MHz pour une fois un design basé sur une théorie plus récente que Kraus (**) mécanique simple; trop? - le strip-line d'adaptation; enfin mieux vaut une adaptation simple que pas du tout. Certains se sentent visés? - (si il ya des gens intéressés)

• A titre indicatif je possède une traduction en Français (Fev. 60) du chapitre de Kraus traitant des antennes hélices. 73 pages! SAE P&E

* Dommage que les références ont oubliés d'être imprimées!

- application "spéciale": K24YH - 432 & above EME News Dec. 84 Helical Feed For EME



LU POUR VOUS

Proceedings of the IEEE February 85

19

ONDES COURTES INFORMATIONS N 156 - FEVRIER 1985

Patrick LEBAIL F3HK

Relisant l'article qui fut publié récemment en ces pages sur ce sujet, je me suis aperçu non sans une certaine consternation qu'il était plutôt confus et... incomplet quant à un détail important. Ceci me conduisit à apporter la précision nécessaire et quelques autres aussi.

... en ajoutant la moitié de PERNOD à son premier coup essai!

RADIO-REF FEVRIER 1985

C'EST LA FAUTE DU REF : s

c'est eux qui le disent !!

Microwave & RF avril 85

a practical guide to anomalous

Harvey KO propagation part 1

Proceedings of the IEEE. March 85

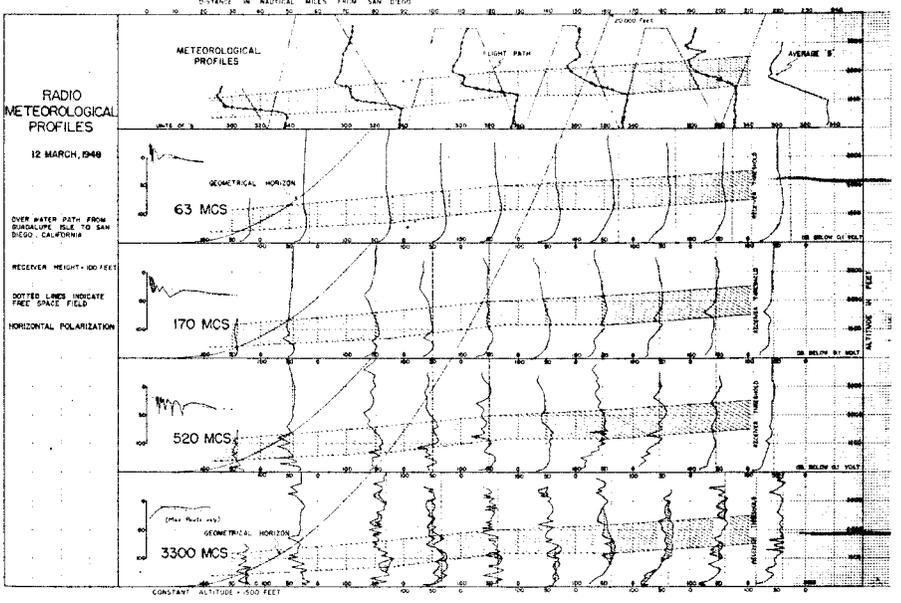


Fig. 19. Guadalupe Island data. Tropospheric Radio Propagation Assessment, H. V. Hitney, J. H. Richter, K. D. Anderson, and G. B. Baumgartner, Jr. R. A. Pappert,

MICROWAVES & RF • May 1985

Guide EM waves with atmospheric ducts - J.B. Knorr

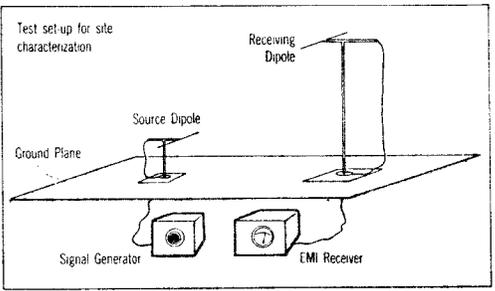
VHF Communications 1/85

Compact BNC attenuators DJ4GC

HAM RADIO July 85 (VHF-UHF issue)

VCO 1800-2600 MHz WØDTV avec des NE219

432 MHz 1500W Amplifier W26W - c'est en fait la description de l'ampli Varian à 8938



A typical outdoor open-site test setup.

Ondes Courtes Infos n°157 ETE 85

Emetteur TV miniaturisé FBYX une version plus très récente (elle a du paraître dans le lien des décimétriques!) mais qui a l'avantage de plusieurs modules: sous ensemble à la demande permettant une réalisation évolutive et relativement bon marché

par rapport aux montages habituels de FBYX.



F1DYD

infos

11

F1BQM si on ne l'entend pas très fort sur 432 (j'ai une mauvaise réception, il paraît!) est un spécialiste de l'(al)chimie. Voici sa recette de produit toxique pour graver les circuits (N 1,5 mm en agitant un peu et en ne chauffant pas!) Respecter les proportions indiquées pour éviter les détournements! Le circuit que j'ai mesuré (genre époxy, vert, sensibilisé à la bombe) avait des lignes régulières jusqu'à 0,1 mm de largeur, en dessous ce n'était plus constant. On ne connaît pas l'épaisseur de surgravure mais en tout cas c'est intéressant:

H_2O_2 = 30 ml eau oxygénée
 HCl = 200 ml. acide chlorhydrique.
 H_2O = 770 ml. eau.

* j'vous dis pas son masque photo devait être un peu bien!



"BEFORE OPERATING." READ YOUR INSTRUCTION MANUAL

000-0294-01

POW GAMES
QUARTER
LATIN
PAR
F. G. G.



dBdA80

144 MHz-RESULTATEN FRÅN ANTENNMÄTNINGARNA
VID ANNABODA-MÖTET 1980

SM5CHK

Traduction et adaptation

F1EIT - juin 85

Copyright SM5CHK - 1980

Pensant au retentissement j'ai ainsi été péniblement amené à écrire de nouveau. A cause de beaucoup d'activité MS en été et en automne j'aurais bien reporté à plus tard. Parmi toutes mes difficiles charges, c'est probablement le MS qui exige le plus de temps, ni. Le plus drôle est que le MS n'a pas d'exigence spéciale concernant les antennes; enfin voilà ...

Méthode de mesure

Comme à Annaboda 1979 nous avons employé la méthode "comparaison avec une antenne de référence en espace libre". L'espace libre, c'est à dire un champ homogène autour de l'objet de la mesure, a été réalisé expérimentalement comme en 1979 en utilisant une antenne d'émission avec du gain et en supprimant les réflexions terrestres - la théorie a été traitée dans le QTC 5/1980 (Ndt: Hurk infos n°s 12-13)

Antenne de référence 144 MHz

Type de l'antenne de référence

Wisi 104Y, 8El Yagi avec un gros dipôle en élément radiateur, réflecteur triple, longueur de boom $1,5\lambda$, alimentée avec un balun demi onde de rapport d'impédance 1:4 - le balun a été fabriqué avec un analyseur de réseau pour ne pas avoir de déplacement de phase, c'est à dire une demi onde de longueur. Vous pouvez être sûrs qu'un balun de ce genre fabriqué avec du RG58, atténue de 0,12 dB dans la bande - c'est en tout cas le résultat que je trouve en couplant 2 baluns et en mesurant les pertes de transmission.

Gain de l'antenne de référence

90 dBd à 144,350 MHz. Mesure de professionnels sur une plateforme professionnelle.

Adaptation

Le ROS est inférieur à 1,2 dans la bande 135-150 MHz

Commentaires

On estime que le gain est constant à 90 dBd sur toute la bande 144 MHz et un peu plus. Les mesures préparatoires à Motala avec une antenne de contre-mesures à large bande (dipôle de référence) ont confirmé la bonne adaptation à large bande et la faible ondulation du gain - le gain varie de moins de $\pm 0,1$ dB sur la bande.

La réalisation de Wisi a donc par conséquent tout pour être reconnue comme une bonne antenne de référence. Merci pour les conseils SM7DEZ et merci pour l'aide Wisi à Malmo.

De fait je recommande vivement l'adoption de la Wisi 104Y comme antenne de référence standard pour toutes les mesures d'antennes amateurs. L'alternative, l'antenne de référence NBS, est plus difficilement concevable à cause de ses grandes dimensions (2x2m) - le dipôle de référence est bien connu, mais pour voir beaucoup de réflexions terrestres. Pourtant il faut toujours un dipôle de référence, à la main,

pour contrôler les variations de puissance du champ tout autour de l'antenne testée. Ainsi les distributeurs aussi en paquets ou à l'unité - cette mécanique d'exportation est suffisamment bien pour pouvoir garantir une bonne reproductibilité.

Champ de mesure 144 MHz

Antenne de réception, mât, cables

Le système d'antenne de réception utilisait 2 6EL yagis du type SM7DTT superposés - Distance de couplage $1,5 \lambda$ - élévation 5-10°. Hauteur 14m.

Les supports étaient 2 mâts télescopiques de 12m de haut qui ont été mis à disposition sur place par la commune d'Örebro. Sans ces mâts souples à utiliser, il est évident que nous n'aurions jamais pu mesurer autant d'antennes. Distance entre les mâts: 60 m.

De l'analyseur de réseau (émission) à l'antenne testée nous avons mis 25m de FHJ4-50B Andrew (1,0dB/30m à 150MHz) plus environ 3m de RG8 du côté de l'antenne. Un certain nombre de mètres de RG8 amenaient le signal reçu dans l'appareil de mesure.

Pour les antennes avec un boom très long on remplaçait la longueur de 3m par un bout de 11m de RG8. On tenait compte des pertes supplémentaires dans le calcul du gain et du ROS. Par ailleurs le câblage était peu intéressant si ce n'est le fait qu'en 1980 nous avons utilisé une nouvelle méthode de mesure inversant la détermination des pertes.

Suppression des réflexions

Deux rangées de filets (hauteur 2m) étaient placées au milieu entre les 2 mâts avec des antennes absorbantes (dipôles chargés) dans les filets pour atténuer la diffraction.

Les dipôles chargés étaient placés sur des piquets au milieu des filets et des mâts de mesure - En outre il y avait des antennes fantômes, c'est à dire des yagis à 1,5 ou 2m de hauteur entre les filets.

Mesure des variations de puissance du champ avec un dipôle de référence.

Pour un changement de hauteur de $\pm \frac{1}{2} \lambda$ on mesure $\pm 0,5 \text{ dB}$ de variation du champ. Pour $\pm 1 \lambda$ on obtient $\pm 0,7 \text{ dB}$.

Commentaires

Selon les normes DIN 45003 / IEC 139 la distance minimum valable entre les antennes doit être

$$\text{min} = \frac{2(L_1^2 + L_2^2)}{\lambda}$$

avec L_1 et L_2 les longueurs respectives des antennes

Pour des antennes avec des longueurs respectives de 3λ et 2λ (dans l'antenne de réception on inclut la superposition et l'élévation) la distance minimum sera de 52m - Nos 60m sont donc tout juste suffisants. A cause de cela il ne serait peut-être pas plus mal d'avoir une distance un peu plus grande pour mesurer correctement des antennes très longues. Une autre méthode d'évaluation que nous avons employé en 79 (voir QTC 5:80) considère 20λ comme suffisant.

Remarquez que l'augmentation de la distance rend plus difficile l'élimination des réflexions terrestres.

La DIN 45003 dit également qu'il faut que la distance soit assez grande pour que la puissance du champ aux deux points les plus éloignés de l'antenne ne diffère pas de plus de 0,5dB (la puissance du champ baisse de manière quadratique avec la distance).

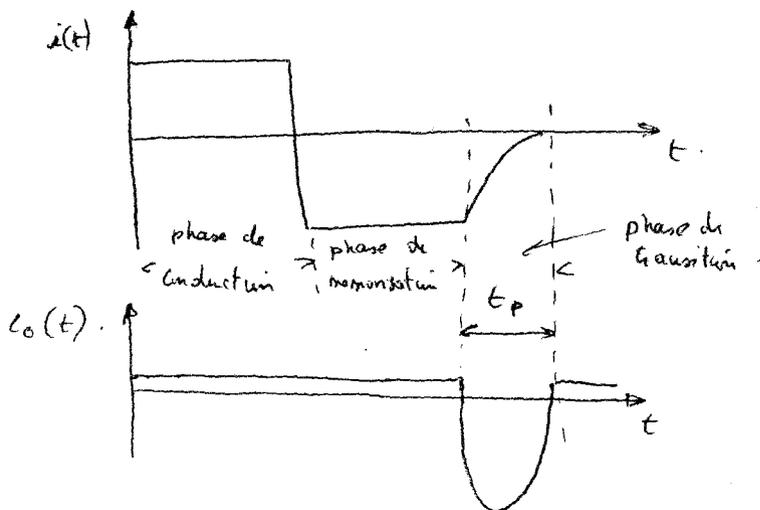
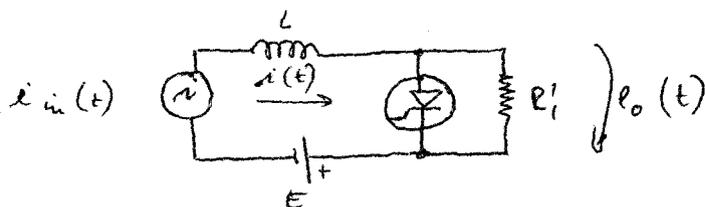
cela n'a pas été contrôlé.

Réalisation d'un générateur de saigne à l'aide d'une diode SRD.

L'utilisation de diode SRD (STEP RECOVERY DIODE) permet la fabrication de multiplicateurs ou de générateurs de saignes. L'énergie d'entrée à une fréquence peut être convertie en une énergie à une fréquence plus élevée en utilisant les propriétés d'une impulsion. Une impulsion "idéale" [c.à.d] ayant une amplitude infinie et une largeur très faible] est à un spectre de fréquence contenant toutes les fréquences. Si la fréquence de récurrence de cette impulsion est f_1 , le spectre sera alors composé de multiples entiers de f_1 .

Quelques rappels sur les SRD :

Une diode SRD est en fait un switch à deux états d'impédance. Lorsque la diode est polarisée dans le sens direct, elle se présente une impédance faible (casse utome). Lorsque la polarité est inversée l'impédance est élevée et pratiquement constante ou en fonction de la polarisation. Le mécanisme de la formation d'une impulsion peut être décrit à l'aide de schémas ci dessous.



Durant la phase positive du cycle de l'onde d'entrée, la SRD conduit et la tension à ses bornes est faible. A un moment un champ de porteurs minoritaires est injecté dans la région active de la jonction. Alors, dans la phase négative du cycle de l'onde d'entrée une tension de polarisation inverse est appliquée aux bornes du diode. Un fort courant inverse généré par les porteurs de la jonction durant la SRD pendant un temps comparable à leur durée de vie. Comme le champ au niveau de la jonction atteint zéro, le champ créé dans la jonction entraîne un arrêt brusque du courant de ces porteurs minoritaires. Le temps de transition est beaucoup plus faible que le temps de vie de porteurs minoritaires. Le courant traversant le diode passe au travers de l'inductance L , lorsque la SRD se bloque l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée à la charge sous forme d'un courant instantané. Ce cycle se répète pour chaque cycle de l'onde d'entrée. Il en résulte une impulsion périodique avec un temps de montée rapide.

Voilà rassurez vous c'est fini. Désolé d'avoir une fois de plus enfreint la règle du "ce se demande" - Les quelques explications sont nécessaires pour comprendre comment choisir une diode selon ses caractéristiques - A ce propos en voici les principales. Du moins celles qui ont d'usage courant. Il faut d'abord et avant tout déterminer la fréquence et les puissances d'utilisation -

L'efficacité d'une diode SRD suit à peu près la loi suivante qui est empiriquement vérifiée

$$\eta = 100 \left(\frac{k}{N} \right)$$

η = rendement %

$k = 1$ pour $F_{sortie} > 5 \text{ GHz}$

$k = 2$ pour $F_{sortie} < 5 \text{ GHz}$

N = rang harmonique utilisé

N'ayant à considérer que la réalisation d'un générateur de puissance, voyons comment "calculer" les différents paramètres.

Sélection de la diode :

- tension de claquage V_{BR}

Cette tension détermine l'amplitude maximale de l'impulsion et l'énergie qu'elle contient.

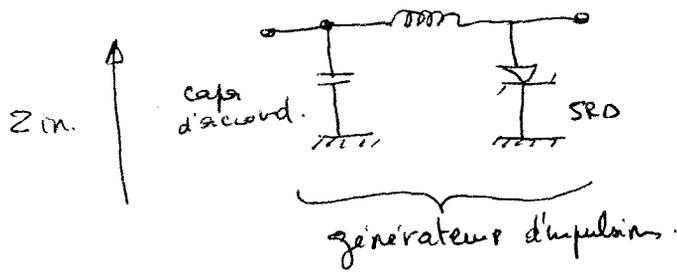
- Capacité inverse C_{i0}

Cette valeur détermine la largeur de l'impulsion. Elle est généralement caractérisée à une tension de polarisation (-10V)

- durée de vie de porteurs minoritaires τ

Elle détermine la pente et la résistance de polarisation de la diode.

On a donc le schéma suivant:
self d'excitation



la valeur Z_{in} présentée par le générateur d'impulsions est faible (quelques ohms)
Plusieurs solutions sont possibles pour ~~rechercher~~ adapter cette valeur à celle
du générateur. Généralement on utilise une cascade de 2 (ou 1 seul parfois
suffit) réseaux en L.

Considéant la valeur de l'impédance d'entrée du générateur d'impulsions comme
essentiellement résistive (accord) on a :

$$R_e = L \omega_e$$

Reste à faire un choix judicieux de l'impédance intermédiaire (entre les 2 réseaux
en L par exemple) pour optimiser l'adaptateur.

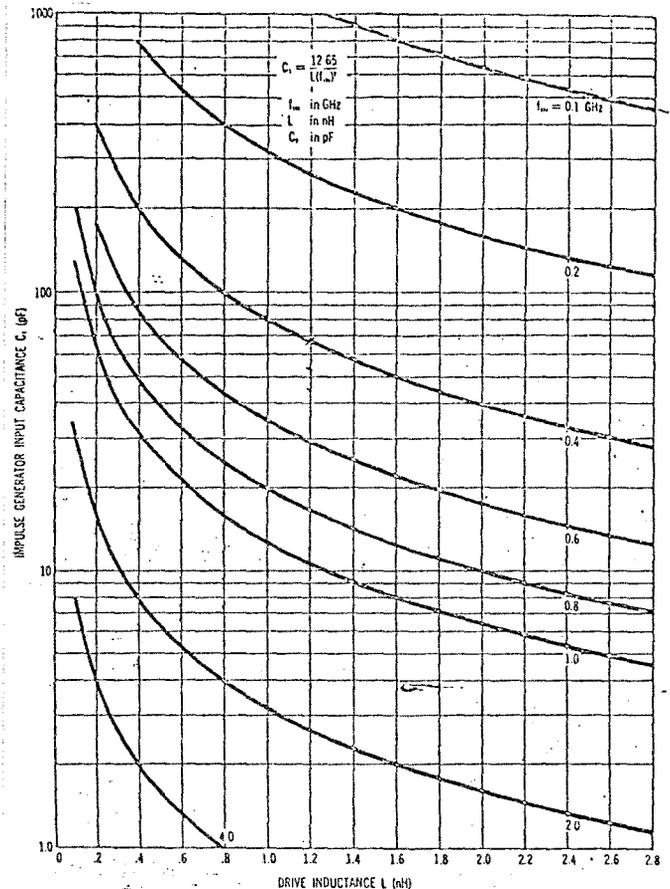
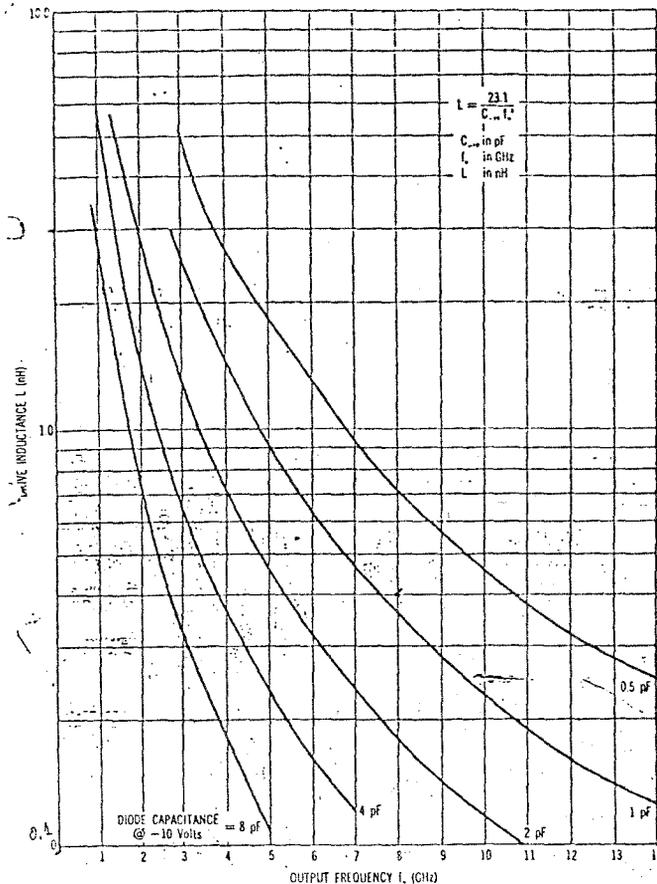


Figure 5. Drive Inductance L Versus Output Frequency f_o .

différents. HP. AN n° 913 : SRD Frequency multiplier design.
AN n° 920 : Harmonic generation using SRD.

Rapport de fin d'études de M. B. GUESMI Ecole Universitaire d'ingénieurs de Lille (1984)



ANTENNENMESSUNG IN NOTZING AM 13.7.85

GERÄTE: SENDEK. SURV + ISOLATOR, P = 100 MW

SENDEANTENNE: ~~CTC~~ - BREITBANDHORN 12 M HOCH

EMPFÄNGER: USVB (+DAEMPFUNGSGLIED)

13 CM F = 2321 MHZ

23 CM F = 1296.5 MHZ

CALL	ANTENNE	IGEWINN dbd	BEMERKUNG
DL1VX	10 EL - GRUPPE	12.5	
DL2D0	LOOP - YAGI	15.7	
DK2RV	DUAL-BAND HORN	10.0	23 + 13 CM
DJ1EE	SHORT BACKFIRE	12.7	
DG2HF	6 EL - GRUPPE	9.8	
OE9UHI	12 EL - GRUPPE	13.2	
DR4CE	10 EL - GRUPPE	13.3	
DK2RV	4 EL - YAGI	5.2	
DK8CI	BIERDOSE	5.3	
DK2RV	AEL - HORN	4.9	
DK2RV	SPIEGEL 130 CM	19.2	
DJ9HD	DOPPELQUAD	7.5	
DG2HF	JAY - BEAM	10.7	
DR8MM	10 EL - GRUPPE	13.1	
DC1YX	6 EL - GRUPPE	10.7	
DL6LM	LOOP - YAGI	14.2	
DR8MM	TONNA - YAGI	15.2	
DR2VY	8 X TONNA VERTIKAL	20.5	RETURN LOSS 6 DB, FERNMESSUNG UEBER BAKE

DL2D0	7 EL - GRUPPE 1	9.3	
DL2D0	7 EL - GRUPPE 2	12.7	
DL2D0	7 EL - GRUPPE 3	13.6	
DL2AS	6 EL - GRUPPE	8.0	
DL6LM	PARABOLSEGMENT	14.9	
DJ9HD	DOPPELQUAD	9.0	
DK8CI	BIERDOSE	5.5	
F1EIT	DOPPEL-LOOP	8.1	
DK2RV	DOPPEL-QUAD	7.4	
DK8CI	KAFFEE-DOSE	5.0	FE-BLECH
DJ7GK	SPIEGEL	21.9	
DR6NT	BREITBANDHORN DL7QY	4.0	
DK2RV	DUAL-BAND HORN	16.0	23 + 13 CM
DK2RV	CORNER-REFL.	11.0	40 X 100 CM
DG2HF	6 EL - GRUPPE	10.1	

9 CM

DC8EC	10 EL - YAGI	15.4	15.7 OHNE SEMI RIGID KABEL
F1EIT	14 EL - YAGI	14.7	

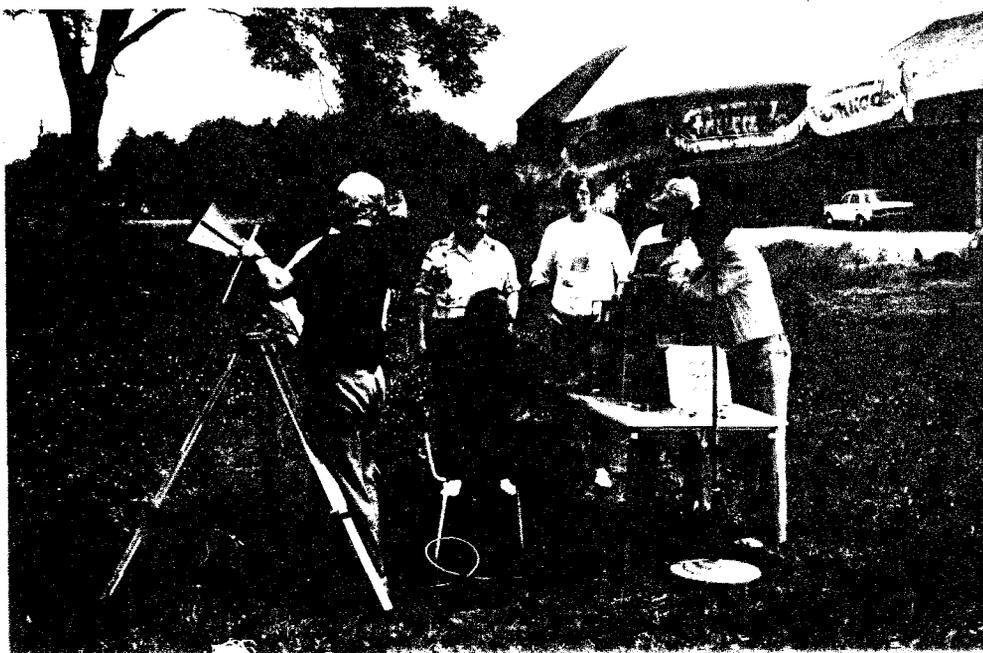
3 CM

HFTEOSAT F = 1700 MHZ

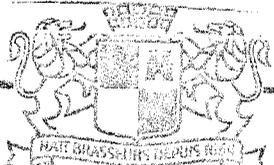
DR8CZ	TOPF	5.7	
DC8NV	WENDEL ZIRKULAR	8.5	MESSUNG MIT LINEARER ANTENNE
DK2LR	LANGYAGI	17.7	

DK2RV	PILLBOX	8.5	
DL1MZ	HORN	18.5	
DK2RV	HORN	20.5	
DJ1CR	AEL - HORN	12.5	
DK8CI	KUGELREFLEKTOR	15.5	
F1.ERAH	SPIEGEL 30 CM	22.5	

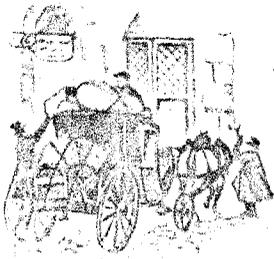
DK8CI / DK2RV



LES BONNES ADRESSES DE
HURK INFOS



Café - Restaurant
de la HURIE
COLLIN Béatrice
28240 LA LOUPE
Tél. : 37 81 30 38



Hotel »Siegfried«

Eichendorffstraße 43-45
8012 OTTOBRUNN
Telefon 0 89 / 60 34 61

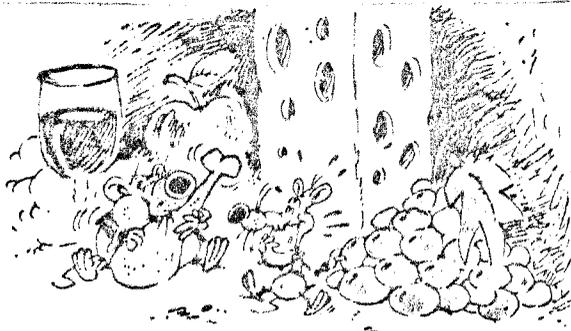


Monte Bianco
PIZZERIA RESTAURANT
INHABER ERNESTO ANTONIOL

8012 Ottoberunn
Friedrich-Ebert-Platz 2
bei der Ottostraße
Telefon 089/609 1380

Où a pratiqué les pizzérias d'un certain nombre de pays. celle là est vraiment TRÈS BIEN.

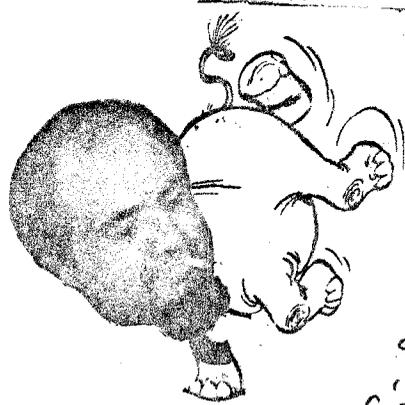
à titre indicatif Ottoberunn est à une dizaine de km au Sud est de Munich



à propos de H100!

Le H100 (qu'on peut trouver à 3 balles) est maintenant disponible chez Papaul (GES Nord : VGF le netre)

G.E.S. NORD ECRASE
LES PRIX

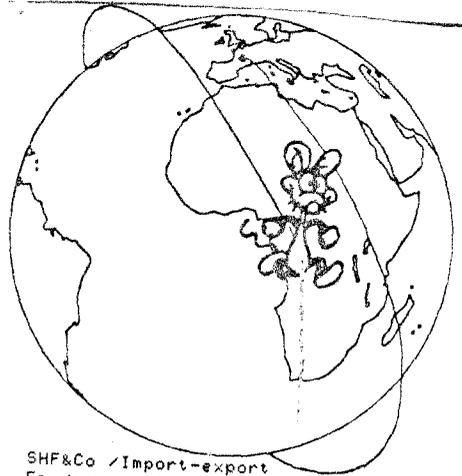


(HURK INFOS n° 12 été '83)

alors qu'il est à plus du double? chez Le net!!

c'est quand même une amélioration à signaler??

Par contre la publicité comparative (qui n'est pas encore autorisée - gouvernement paraît-il socialiste mais il n'a pas dit les marques!!) est un peu osée. Disons qu'il y a à peu près le double de jetes pour du R213 (qualité moyenne) à 2320? - il a quand même un peu exagéré!!



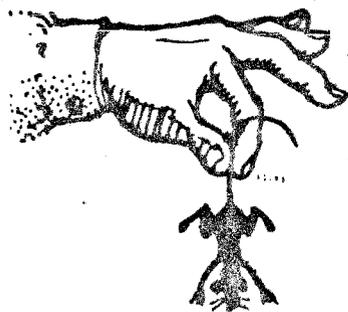
SHF&Co / Import-export
Etudes-réalisations
G&R/FETS-bieres-regimes de bananes

* Adresser les dons en liquide (dehors la table) à HURK BP 9240 Mala Vuff



FAEIJ

petites annonces



- F6GRA cherche livres TEKTRON 3B3 et 3A1 (561A)
- KFN Team sds ligne 4x9 75 Ω Tanna (s'adr. FAEIJ)
- FACOW cherche radiateur TH308 ou similaire
- FAEIJ sds 2 lignes 4x9 75 Ω 420V, Pa QNF.
cherche TOP 5760 MHz (Tube et montage voir sous
alors !!)
- Cherche tous renseignements sur HUGGINS LABS Inc.
(Sunnyvale CA) - s'adresser à D'HURK



HURC INFOS

Boite Postale 4

92240 MALAKOFF

