

GROUPE SHF (H)URC INFOS

N°18 NOVEMBRE 84



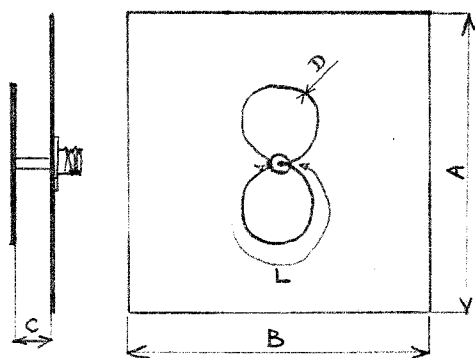
Les informations et schémas contenus dans ce document sont issus d'études réalisées par nos LABORATOIRES D'APPLICATIONS, dans lesquelles des résultats satisfaisants ont été obtenus. Ces informations étant susceptibles d'une grande variété d'applications, Le groupe SHF HURC ne peut assumer aucune responsabilité quant aux conséquences éventuellement dommageables de leur mise en œuvre. Elles n'impliquent la concession d'aucun droit de propriété industrielle, domaine dans lequel, en outre, aucune garantie ne peut être donnée.

CE DOCUMENT NE PEUT ÊTRE COMMUNIQUÉ OU REPRODUIT SANS AUTORISATION ÉCRITE DU GROUPE SHF HURC

ANTENNES HYBRIDES DOUBLE-LOOPS VERSIONS SHF

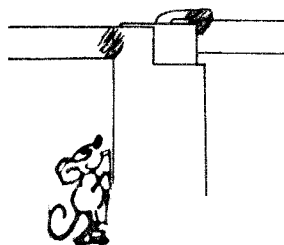
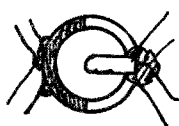
F1EIT (Ant-sept. 84)

Dans le UHF Unterlage Teil I-II (E4.6 et E4.3) on trouve sous la plume de DJ9HO une antenne 1296 MHz double-loop avec réflecteur, dérivée de l'hybrid-doppel-quad de DL7KM - Le gain est assez faible mais les dimensions et la simplicité en font une petite antenne intéressante pour les mesures. Voici ses petites sœurs pour les fréquences plus élevées - A noter que la longueur d'une boucle est sensiblement de $0,93\lambda$ alors que DJ9HO parlait de 1λ - Les boucles sont réalisées en Fil argenté et l'époxy cuivré convient très bien pour le réflecteur - L'alimentation se fait par un bout de coax rigide (UT141 pour 13 et 9 cm, UT85 pour la 6 cm) Sur la version 13cm les boucles, un peu lourdes, sont tenues par une pièce percée en teflon (*) Pour les fréquences élevées il est prudent d'ajuster C pour le meilleur TOS : avant soudure ou fixation du coax, ou en rapprochant un peu les boucles (gare aux court-jus des soudures) Le vernis marine sur l'ensemble n'a pas l'air de perturber. Si certains débordent de courage il est possible d'essayer un symétriseur (UHF Unterlage E4.7)



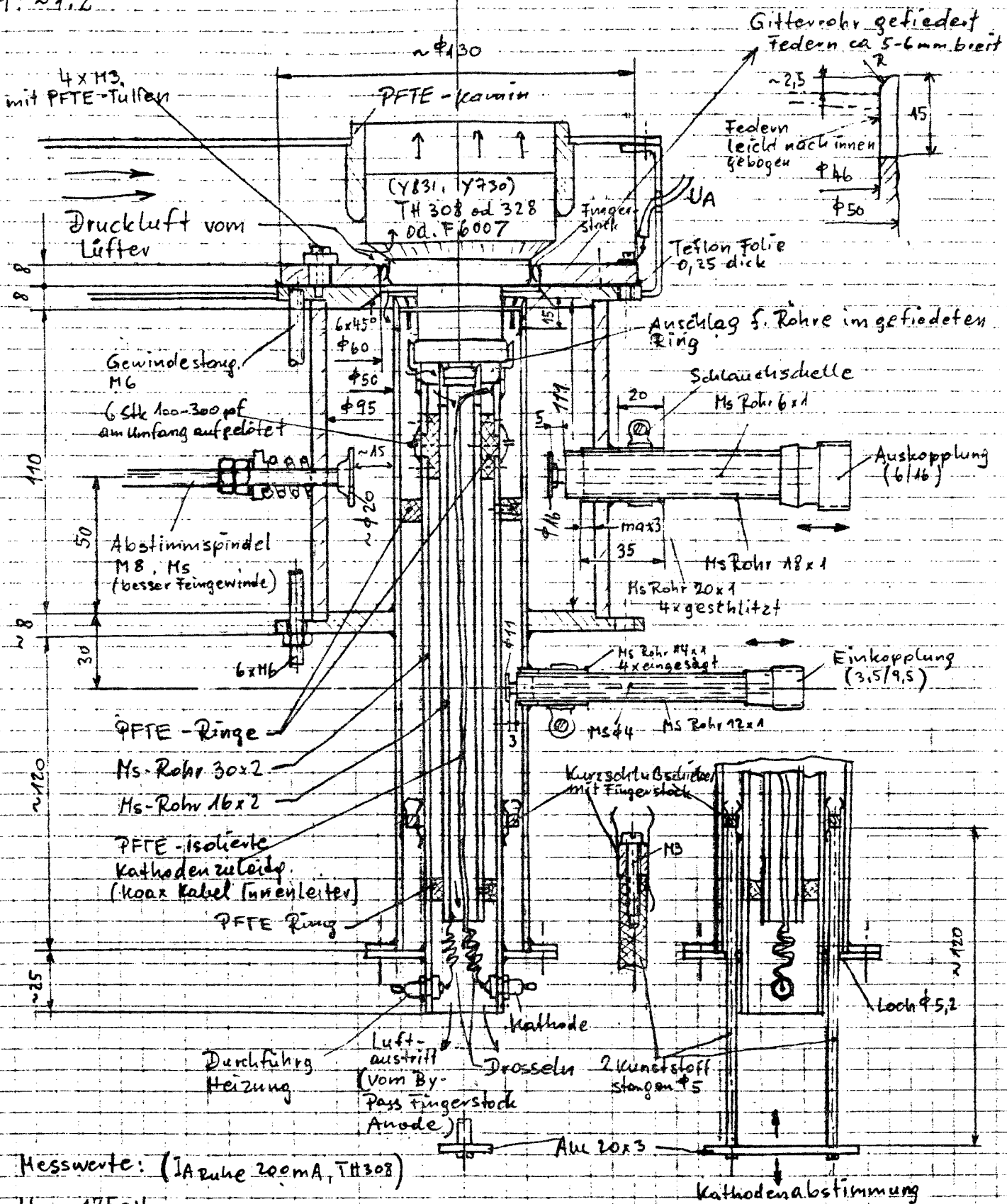
Freq	A = B	C	D	L
2320	140	14	2	120
3456	95	8	15	81
5760	58	5,5	1	48
10368	32	3	0,7	27 → "Just For the Fun"

ça devrait faire à peu près le gain d'un bout de guide ouvert



* dans les cas où les boucles ne sont pas tenues, suivez le conseil de F1FHR : laissez tout d'un seul morceau en pliant bien (attention ça casse) c'est bien plus facile à monter (et YL ne s'interposera pas de trop près à ces "boucles d'oreilles")

M: ~1:2



Messwerte: (IA Ruhe 200 mA, TH 308)

UA = 1750 V

IA = 950 mA

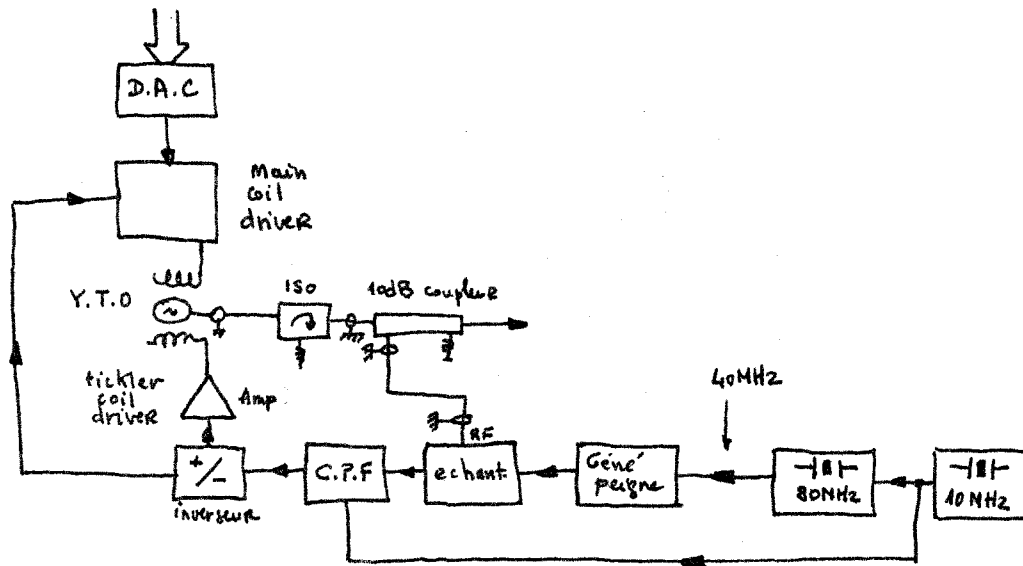
Input = 80 W

Output = 550 W

Gain = 8 - 9 dB

73 Peter

le générateur 2,75 à 3,95 GHz (voir numéros précédents) ayant donné des résultats encourageants mais non pleinement satisfaisants il fallut reconsidérer le système à la base. Après avoir examiné plusieurs systèmes possibles en tenant compte des différents paramètres (vitesse d'acquisition, bruit de phase, surveillance de l'état de verrouillage...) la solution du synthétiseur fut retenue. Le schéma en est le suivant:



La différence principale est que l'échantillonneur n'est plus utilisé comme comparateur de phase. Il ne sert qu'à "transposer" la fréquence de sortie du YIG en une fréquence utilisable par le comparateur phase / Fréquence (C.P.F.) -

Principe de fonctionnement:

Le YIG est toujours positionné près de la fréquence désirée à l'aide du D.A.C. 12 bits. Une partie de la puissance de sortie du YIG est amenée à un échantillonneur (voir plus loin description plus détaillée). La directivité de ce coupleur (≈ 20 dB) atténue les raies présentes à l'entrée de l'échantillonneur (porte RF). Ces raies sont elles issues du générateur de peigne et qui se retrouvent sur la porte RF à cause du déséquilibre de l'échantillonneur qui ne peut être parfaitement équilibré sur toute la gamme (de la même manière qu'un mélangeur classique à diodes schottky n'a pas une isolation infinie entre ses 3 ports). La sortie de l'échantillonneur est amplifiée par un amplif. large bande faible bruit suivi d'un filtre passe bas 20 MHz. Le C.P.F. va travailler à une fréquence de 10 MHz.

La génération du peigne d'échantillonnage se fait à l'aide d'un oscillateur 80 MHz à quartz accordé en phase sur le pilote 10 MHz. La sortie est divisée par 2 à l'aide d'un circuit E.C.L. pour obtenir du 40 MHz qui sera la fréquence de base du peigne.

Avec un peigne ayant une telle fréquence de base on obtient une raie d'échantillonnage (5) une fois au dessus (par exemple $40\text{MHz} \times 69 = 2760\text{MHz}$) de la fréquence à échantillonner (2750MHz) et une fois au dessous ($40 \times 71 = 2840\text{MHz}$) de celle-ci (2850MHz) - la différence des deux étant bien sûr toujours de 40MHz . Il faudra donc inverser le sens de l'action du C.P.F. - C'est le rôle de l'inverseur précédant le driver de la petite bobine du YIG.

Passons aux détails de mise au point de l'ensemble. Le tout fonctionne maintenant correctement, les informations de verrouillage et extorité du CPF (bascules JK) etrenient sur le micro processeur de commande générant une interruption en cas de perte de verrouillage. Le temps d'acquisition est dans toutes les combinaisons de 50 ns maxi (ce qui n'est pas très très performant vis à vis des synthés haut de gamme) - la pureté spectrale est $> 70\text{dB}$. Le bruit de phase en comparaison à celui d'un oscillateur $4,2\text{GHz}$ en cavity semble être aussi bon du moins dans les conditions de mesures actuelles -

Un échantillonneur | ou le comptage ou la stabilisation d'oscillateurs hyperfréquences:

schéma de principe:

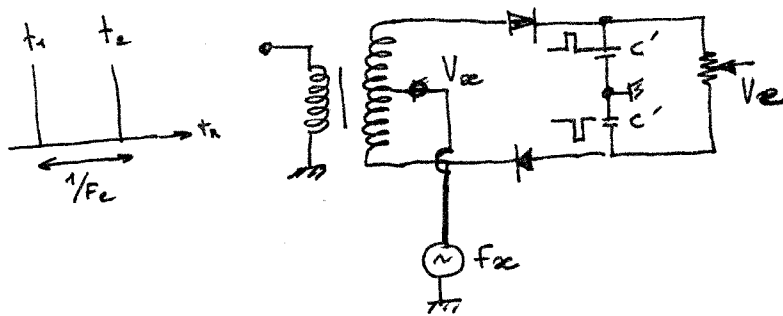
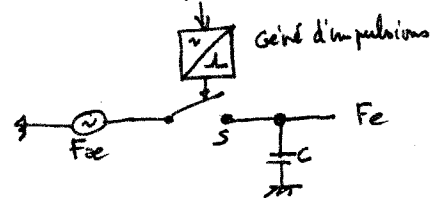


schéma équivalent simplifié:



Dans le schéma équivalent simplifié le fonctionnement d'un échantillonneur apparaît clairement - Un générateur d'impulsions commande un switch pendant un temps très bref (bien inférieur à la période de F_{xc}) - Ce processus est répété à chaque impulsion. Par intégration on recueille une fréquence de la forme $F_c = n F_{xc}$ ($n=1,2,\dots$) - l'échantillonneur dont le schéma de principe est donné ci-dessus est à deux diodes (il peut en comporter de 1 à 4 suivant les applications) - Un transformateur délivre deux impulsions de même amplitude mais de polarités opposées aux deux diodes qui chargent les condens C' - le problème dans la réalisation d'un échantillonneur hyperfréquence est celui de la réalisation du transfo (symétrique) - les techniques utilisant des ferrites sont limitées aux alentours de 2GHz . (des essais ont été réalisés en utilisant une ferrite ABO8 X 17 (Siemens) comme balun - les résultats sont utilisables jusqu'à 2GHz - Au dessus la perte en fonction de la fréquence est très rapide à croître).

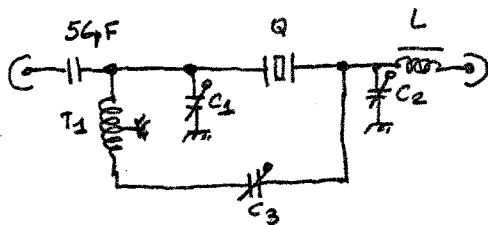
Essais de filtres à quartz passe bande 40MHz:

(7)

Pour tenter d'éliminer au maximum le bruit de phase de la référence d'échantillonnage on part d'un quartz 80MHz avec le pilote 40MHz (très faible bruit: Quartz en écoute + filtre). La division par 2 amène théoriquement un gain de 6 dB (atténuation dans le cas de références très faible bruit, le bruit des diviseurs peut dégrader celui de la référence. la limite inférieure étant de l'ordre de 160 dB/c à 100Hz pour des diviseurs TTL) -

L'adjonction d'un filtre à quartz en sortie peut également améliorer le rapport bruit de phase/porteuse pour des écarts de quelques KHz -

On essaie donc de réaliser un filtre à quartz 40MHz 1pôle.



Les valeurs ont été choisies de celles données par DK1AG dans VHF comm.

T_1 : 2x5 spires 10/100 sur ferrite 2 trous (modèle moyen)

$C_2 = C_1$: ajustable 22 pF

C_3 : ajustable 10 pF Johanson

$L \approx 0,22 \mu H$ Self-résonnée.

Le filtre fonctionne sur 40MHz avec les caractéristiques suivantes:

perte d'insertion: 4 dB max

BP à -3 dB: 2,5 KHz

réponses parasites proches: +60 KHz à -2 dB
+115 KHz à -4 dB.

rejection ± 10 MHz (sans réponses parasites) > 40 dB.

T.O.S d'entrée et de sortie très mauvais (RL ≈ 3 dB)

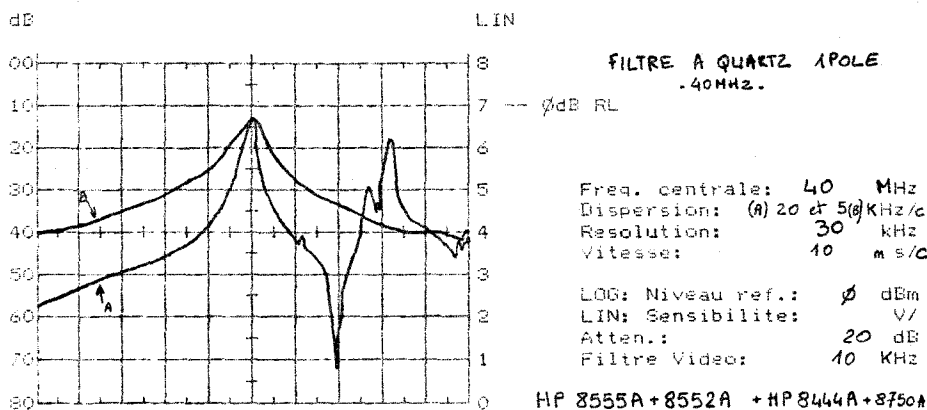
Autres réponses parasites en large bande (fondamentales; 80 MHz ...)

Différents essais ont été faits en changeant le nombre de spires du transformateur T_1 . L'optimum pour une fréquence de 40 MHz semble être de 2x5 à 2x6 spires. en dessous la rejection hors bande est très mauvaise. Au dessus elle se dégrade pour $F > 100$ MHz à cause des capacités parasites des enroulements.

C_3 = neutralisation.

C_1/C_2 = réglage de la perte d'insertion et facteur de forme.

Un tel filtre peut convenir dans une application de réduction du bruit de phase d'antenne.



Le prochain coup nous verrons comment calculer un générateur de phase.

Références: V. Manassis. Frequency Synthesizers - Theory and Design. Sec. Ed. Wiley Interscience -
J. Mangeot. Elements de micro electronique hyperfréquences 4^e ed. 1982.
E. Gilchrist, Dr. Rogers, D. Files, J.G. Galli - The use of sampling techniques for miniaturized microwave synthesis applications. IEEE MTT-S DIGEST 1982 pages 431 à 433
Bert. C. Henderson. Mixer part II. theory and technology. Microwellen magazin. Vol 8. No 6. 1982.
Seymour. B. Cohn. Slot Line on a dielectric substrate. IEEE MTT-S. Vol 17. No 10. October 1969.
M. Grove. Sampling for oscilloscopes and other RF systems. Dr. Through X-Band. IEEE MTT-S vol 14. No 12. Dec 1966
+ autres articles dans IEEE MTT-S sur les baluns et l'inévitable collection des HP journal

LU POUR VOUS

IEEE MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES
AUGUST 1984

SPECIAL ISSUE ON ELECTROMAGNETIC-WAVE INTERACTIONS WITH BIOLOGICAL SYSTEMS

- Average SAR and SAR Distributions in Man Exposed to 450-MHz Radiofrequency Radiation
- Specific Absorption Rate Distribution in a Full-Scale Model of Man at 350 MHz
- Effects of 2450-MHz Microwave Energy on the Blood Brain Barrier

QST Aug. 84

- Some basics of VHF design and layout - W1FB
débutants !?
- Hints and Kinks a one trans RF amp AG4R
- The new Frontier - une nouvelle description au propre
du preampli 13cm de OESPMJ

QST sept. 84

- a cathode driven tetrode For 6m - W7DVB
4CX250

Ham Radio July 84

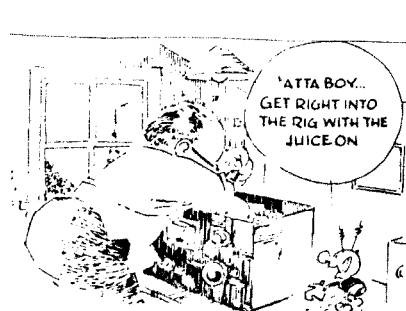
- an introduction to propagation W1JR
Résumé
- Cooling semiconductors V.D. Martin
- Wideband VCO design WA4MGX
- Applied yagi ant. design WB3GBU
part 3 : 432 MHz K2RIW, W1HJQ

DUBUS INFOS 3-84

430MHZ/10GHZ MULTIPLIER USING 93015A BY JA1EPK
EINFACHES NETZTEIL FÜR WANDERFELDRÖHREN VON DL7QY
FREQUENZTEILER FÜR DEN MIKROWELLENBEREICH VON HB9MIN
750W 432 MHZ LINEAR PA BY DB6NT
THE EXPERIMENT OF INJECTION LOCKING BY JA1DGF
23 CM TRANSISTORIZED LINEAR PA 6W 16W AND 30W BY DL7QY
TECHNICAL NEWS
COAX CABLE DATA

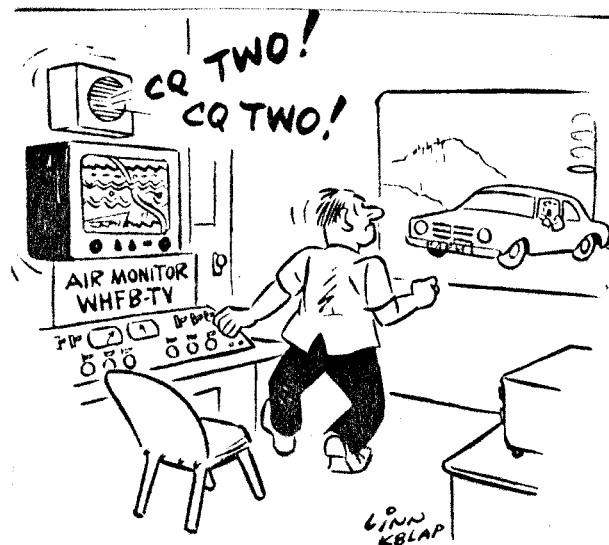
VHF Comm 3-84

Josef Grimm, DJ 6 PI	A Low-Noise Preamplifier for Weather Satellite Reception at 1.7 GHz
Harald Fleckner, DC 8 UG	A Noise Generator with Defined Noise Power for Applications up in the Microwave Range
Bernhard Kokot, and Dieter Schwarzenau	A Home-Made RF-Millivoltmeter Second, concluding part
Hans Ulrich Schmidt, DJ 6 TA	Introduction into Spread Spectrum Technology Article based on a Lecture at the Weinheim VHF-Convention 1982. Second, concluding part
Friedrich Krug, DJ 3 RV	An Optimum Crystal Filter for Coherent Telegraphy (CCW)
Wilhelm Schürings, DK 4 TJ	A VSWR-Indicator
Willy van Driessche, ON 6 VD	Suggestion for Standardizing SSTV and FAX Transmissions
Werner Henschke, DC Ø RZ	C-MOS Frequency Counter for 10 Hz to 1 GHz
T. Bittan, G3JVO/DJØBQ	Satellite News



BETTER YET...
Switch to Safety

Electronique Industrielle Sept. 84
Quand les alambics s'automatisent



WANTED...



FAIT cherche pour photocopie

73 oct. 67 (K4GYO)

73 Aug. 70 (W3DUK)

Microwaves Mars 66 (LV. Blake)

Dunlopillo

RECHERCHE

PILOTE

d'essai



DUNLOPILLO 84:

1/2 Md CA - 680 Personnes - 3 usines
10 centres régionaux - 2 filiales

**DES CHIFFRES -
UNE RÉALITÉ**

Merci d'adresser un dossier complet
de candidature (lettre manuscrite,
C.V. photo et prétentions) sous r/c:
90093/UN à Monsieur ROGER - Direc-
teur du Personnel - DUNLOPILLO -
Allée des Matronniers - 78202
MANTES-LA-JOLIE.

Cette liste n'est pas complète par manque d'information (F1FLN)
et peut-être même un peu fautive ? (F1EIT)

F1FLN			2320	F1BOC	51	CJ		F1CMA	02	BJ	
F1ELL	95	BI	2320	F1BNN	55	CI		F1EAH	67	D	
F6HLD/P	01	CG		F1DNE	92	BI		F1FTB	49	ZH	
F6BSJ	71	CG		F6DWG	60	BJ		F1GTR	17	ZG	
F1BBS	88	DI	2320	F1GGB	75	BI	2320	F6GBY	71	CG	
F2TU	88	DI		F6GCS	86	AG		F6GGI	71	CG	
F1FJL	68	DH		F6APE	49	ZH		F6DKW	92	BI	
F1AHO	68	DH	2320	F1AGR	78	BI		F6E2V	77	BI	
F1FHI	44	ZH		F6ACA	77	BI		F1VV	78	BJ	2304
F6DEK	78	AI	2320	F1HDF	77	BI		F1BDU	75	BI	2304
F1DED	78	BI		F1FYE/P	28	AI		F8QT	92	CI	2304
F9FT	51	CJ		F1EAN	86	AG					
GLU	59	BK	2320	F1CPX	37	AH		F1HLR	93	BI	
F6CTW F1EDJ			?	F1AXP	21	AD		F5KQ	63	BF	
F6EVT F1DYD								F1FEN/P	07	CF	
Guy ech...											
F6CER	77	BI	2320	F2KX	95	BI					
F6HPP	02	BJ		F6GRA/P	85	ZG	2320?				
F1DBE	95	BJ/BJ		F1IE	17						
F6CIS	33	ZE/AE	2320?	F1BJL	86	AH					
F6ETI	56	YH		F6ECI	19	AF					
F6HMQ	29	XI		F1ERN	77	BI					
F6VAV	77	BI		F1AGC	87	AF					
F1AWT	95	BI		F1SA	55	CI					
				F6GCT	77	BI					
F1COW	75	BI	2320	F6CCH	85	ZG					
(F1KBF)				F1AFJ	86	AG					
F6FZK	95	BJ		F1FHR/P	36	BG					
F1DPX	35	ZH		(F6KEN)							
F1DQX	94	BI		F6CCE	86	AH					
F1FGK	94	BI		F1ADF	91	BI					
F6KBK	77	BI		F1BUU	33	ZE					
F1KQA	77	BI		F1FVP	33	ZF					

Quoi qu'il en soit cette liste
est à titre indicatif :

stations QRV régulièrement
ou pas et de quelques
centaines de watts à quelques
mW !



Description du système d'embrouillage et de contrôle d'accès réalisé pour Canal Plus.

Système à retard variable et d'accès clavier.

INTRODUCTION

Ce décodeur comporte un embrouillage du signal vidéo par retard variable, étudié dans le cadre d'un contrat IDF - RADIOTECHNIQUE sur la télévision à péage.

Le système d'accès est du type clavier, il est prévu compatible avec un système à carte à Mémoire et Didon.

I. CARACTERISTIQUES GENERALES

1.1 - Caractéristiques du système d'embrouillage image et son

En raison de son faible coût de production, le système d'embrouillage choisi consiste à modifier de manière pseudo-aléatoire la position de la partie utile vidéo par rapport au signal de synchronisation de ligne. Le système de réception devra alors répondre aux critères définis en II. 1. 3.

Les différentes positions du signal sont définies par rapport au front descendant du signal de synchronisation ligne (D_H).

Ces positions, au nombre de trois, peuvent prendre les configurations suivantes :

- avance de t_{ns}
- position de référence
- retard de t_{ns}

Ces positions sont choisies à partir de paramètres qui sont :

- deux éléments binaires issus d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires qui fournit à chaque ligne un couple a, b ;
- d'un élément binaire obtenu par la division par 6 de la fréquence trame, cet élément C appelé "signal de papillotement" apporte une gêne supplémentaire par l'introduction d'un papillotement à fréquence basse (environ huit hertz).

L'ensemble de ces traitements doit rendre l'image pénible à observer ; ils n'assurent pas une confidentialité parfaite du programme.

Le système sera muni d'un dispositif de contrôle d'accès qui fournira la clé de désembrouillage sous la forme d'un mot de 20 bits.

Les différents "instants caractéristiques" nécessaires au fonctionnement (chargement de clé, synchronisation du générateur pseudo-aléatoire) sont fournis par la présence d'un niveau de blanc sur les lignes 310, toutes les 6 trames.

Le son d'accompagnement du programme sera rendu inintelligible par un système d'inversion de spectre autour d'une porteuse correctement choisie pour ne pas trop affaiblir les fréquences élevées.

Un signal non chiffré ressort en clair du décodeur.

1.2 - Caractéristique du système de contrôle d'accès

L'accès à un service se réalise pour l'utilisateur sous la forme d'un abonnement ou d'une autorisation particulière pour un programme.

La segmentation de l'audience est basée sur l'utilisation d'une clé principale, d'une personnalisation des décodeurs et d'une identification du programme (il existe 8 niveaux admissibles pour une clé principale).

Chaque mois (ou autant que nécessaire) une nouvelle clé principale est tirée aléatoirement et servira à calculer :

- la clé personnalisée transmise à chaque décodeur en fonction de son numéro d'identification (messagerie personnalisée)
- la clé de chaque niveau de programme qui sert à initialiser le générateur pseudo-aléatoire (GPA) de la source comme celui des décodeurs.

Les clés personnalisées transmises chaque mois seront entrées dans le décodeur et stockées pour toute leur période de validité.

En fonction du niveau de programme, la source ou les décodeurs calculeront la clé d'initialisation du GPA.

II. Embrouillage du signal image

II.1 Caractéristiques

Choix des retards

Le système d'embrouillage numérise le signal utile de la ligne en 1024 points. Les points possibles de décalage sont choisis multiples de quatre parmi les points numérisés.

Il a été choisi 16 points par retard soit 902 ns correspondant à une fréquence d'échantillonnage de 1135 Fl (Fl étant la fréquence ligne).

Sélection des retards

La sélection des retards s'effectue à partir des éléments a et b fournis par le générateur pseudo-aléatoire et de l'information C résultat de la division par 6 de la fréquence trame.

La combinaison de ces trois éléments donne la table de vérité suivante :

c	b	a	Positions
0	0	0	avance
0	0	1	nul référence
0	1	0	retard
0	1	1	retard
1	0	0	retard
1	0	1	avance
1	1	0	avance
1	1	1	nul référence

L'initialisation du générateur pseudo-aléatoire est effectuée toutes les 6 trames par une séquence de chargement du mot de départ. le compteur par 6 est synchronisé par la mise au blanc de la ligne 310.

Reconnaissance de cryptage

A la réception, la présence de niveaux de blanc dans la ligne 310 est la seule indication permettant de savoir si une émission est cryptée ou non. Dans le cas d'une émission cryptée, l'observation de ces lignes donne la séquence :

10000010000001000001.....

en faisant correspondre aux niveaux de blanc et de noir les valeurs logiques respectives 1 et 0. Eventuellement, une telle séquence peut être momentanément rencontrée au cours d'une émission non cryptée. Pour diminuer les risques de faire une reconnaissance erronée, le décrypteur opère de la façon suivante :

- 1) le signal reçu est divisé en groupes de 24 images
- 2) Un diviseur par 6, fonctionnant à la fréquence trame, est synchronisé par les niveaux de blanc éventuels, un groupe sur deux.
- 3) la séquence précédemment décrite est vérifiée dans les groupes où le compteur n'est pas synchronisé ; un second compteur totalise le nombre d'erreurs détectées.
- 4) L'émission est déclarée cryptée si le total des erreurs détectées par tranche est inférieur à un nombre 4.

Niveaux de programme

Le vecteur d'initialisation du générateur pseudo-aléatoire est un mot de 11 bits, spécifiques de chaque niveau de programme par principe inconnu de tous, sauf de la société d'exploitation Canal Plus.

La ligne 622, lorsque le signal transmis par la ligne 310 indique que l'émission est cryptée, véhicule de niveau de programme en cours sur 3 bits et permet au microprocesseur de délivrer la clé correspondante si le niveau d'abonnement souscrit le permet.

Cette ligne 622 sera alternativement blanche ou noire suivant les rythmes suivants qui correspondent par définition aux niveaux de programme :

Niv 1	0	0	1	0	0	1
Niv 2	0	1	0	0	1	0
Niv 3	0	1	1	0	1	1
Niv 4	1	0	0	1	0	0
Niv 5	1	0	1	1	0	1
Niv 6	1	1	0	1	1	0

avec la même convention pour représenter les niveaux de blanc et de noir que précédemment.

11.2 - Caractéristiques du signal émis

Les caractéristiques d'une ligne de signal émis sont représentées en fig. 3. Les signaux élaborés à l'émission doivent respecter les caractéristiques générales des signaux SECAM normes L.

Toutefois pour réaliser un embrouillage satisfaisant et ne pas raccourcir l'image décodée, il est nécessaire de modifier quelques unes de ces caractéristiques. En regard des possibilités de la chaîne de transmission et des émetteurs et en attendant des essais en vraie grandeur qui devront être effectués avec des maquettes, les caractéristiques temporelles des signaux retardés sont les suivantes :

(Les valeurs sont données par rapports au front descendant du signal de synchronisation ligne : (0_H))

r étant la valeur du retard,
le début de la ligne utile inversée se situe à $10,5 - (1,5 + r)$

la fin de la ligne à $1,5 - r$ par rapport à OH de la ligne suivante.

La figure 1 montre les caractéristiques des signaux pendant l'intervalle de suppression trame.

- Dans cet intervalle il n'y a pas d'embrouillage des lignes 623 à 23 et des lignes 311 à 335 incluses.

Dans la réalisation des décodeurs un soin particulier doit être porté sur les points suivants :

Choix des commutateurs analogiques qui doivent respecter des caractéristiques de diaphonie meilleurs que -66 dB dans la bande passante 0-5MHz.

- Les lignes à retard seront suffisamment corrigées de manière à ne pas modifier la réponse amplitude fréquence entre les différents retards.

- La bande passante globale doit être comprise de 0 à 5,3MHz entre +0 et -6dB.

III. BROUILLAGE DU SIGNAL SONORE

3.1 - Principe de la transformation

le brouillage du son est réalisé par un retournement du spectre de base autour d'une fréquence de modulation déterminée.

La fréquence de modulation doit être facilement synthétisable dans le terminal, elle peut être choisie dans un rapport simple avec une fréquence caractéristique du signal vidéo, par exemple la fréquence ligne ou la fréquence trame.

3.2 - Qualité des signaux

Les caractéristiques d'un ensemble codeur et décodeur sont telles que :

- la somme des distorsions doit être inférieure à 1 %,

- à la jonction prise péritélévision, après décodage le rapport signal à bruit à l'entrée du récepteur sera meilleur que -66 dB non pondérés dans la bande 20/20000.

- la bande passante de 50 à 10 000 Hz sera contenue dans une variation de ± 1 dB.

3.3 - Description de la réalisation

La réalisation du débrouillage audio est schématisée par la fig.

- Le signal à l'entrée est fortement filtré avant d'être dirigé vers le démodulateur.

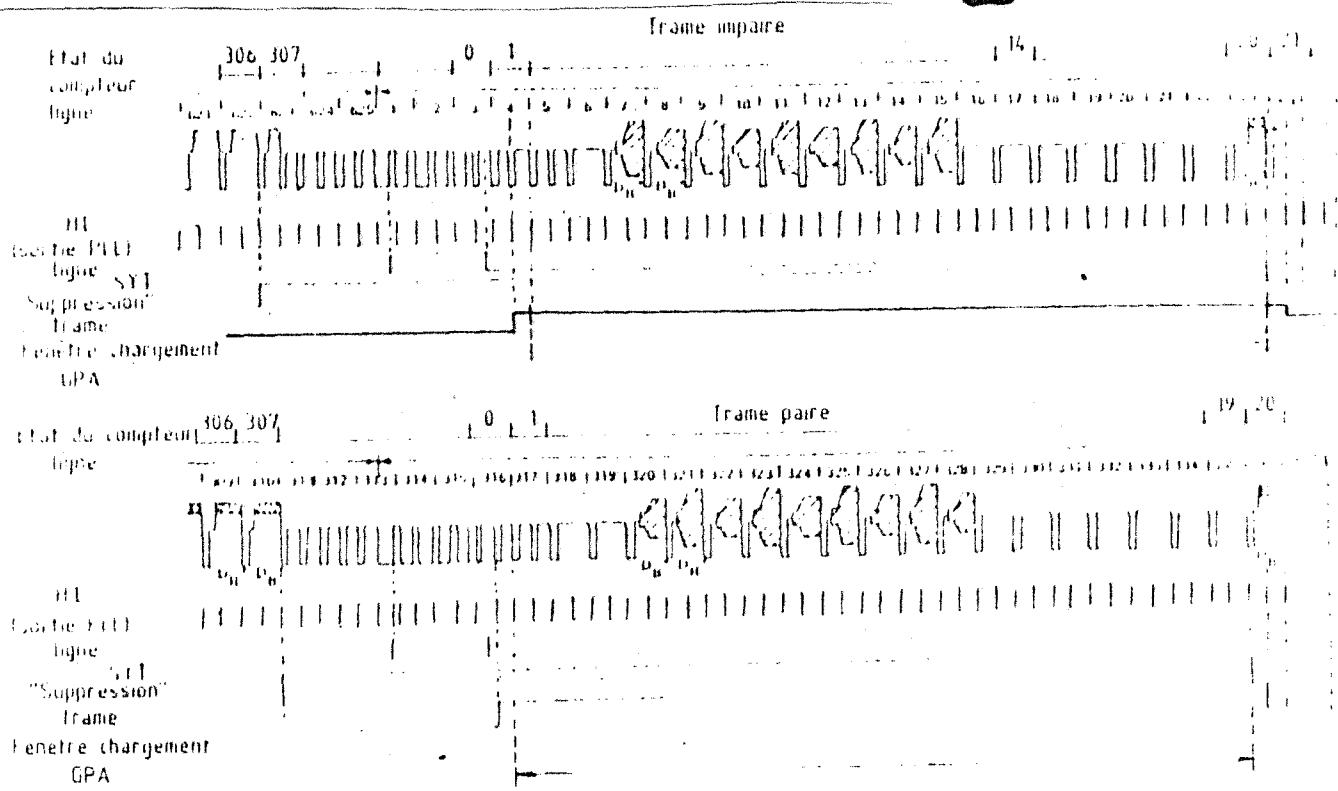
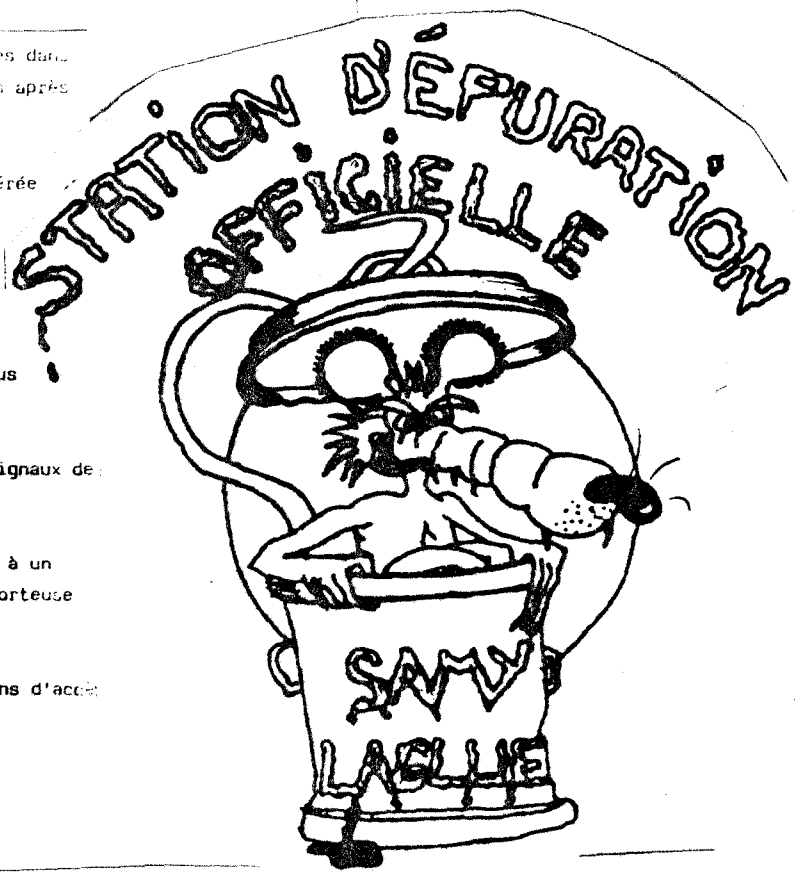
Ce filtrage doit éliminer les composantes de bruits introduites dans la transmission et que l'on retrouverait en composantes basses après démodulation.

- Le démodulateur reçoit le signal et la porteuse régénérée sur sa deuxième entrée.
- Le signal démodulé est désaccentué par une cellule RC dont la constante de temps a été choisie à 75 μ S.
- Le signal est ensuite filtré pour supprimer les résidus et battements éventuels occasionnés par le traitement.

Dans la réalisation, la porteuse est régénérée à partir des signaux de trames séparés du signal vidéo.

Après une mise en forme, la fréquence trame sert de référence à un multiplicateur par 256 réalisé avec PLL, la fréquence de la porteuse synthétisée est alors de 12 800 Hz.

- 3.4 - Un système de coupure du son sera prévu si les conditions d'accès au service ne sont pas satisfaisantes.



NB Le signal "suppression frame" correspond à une zone non décryptée

Figure 3

Position relative de la vidéo, de la suppression frame et du chargement des registres du GPA

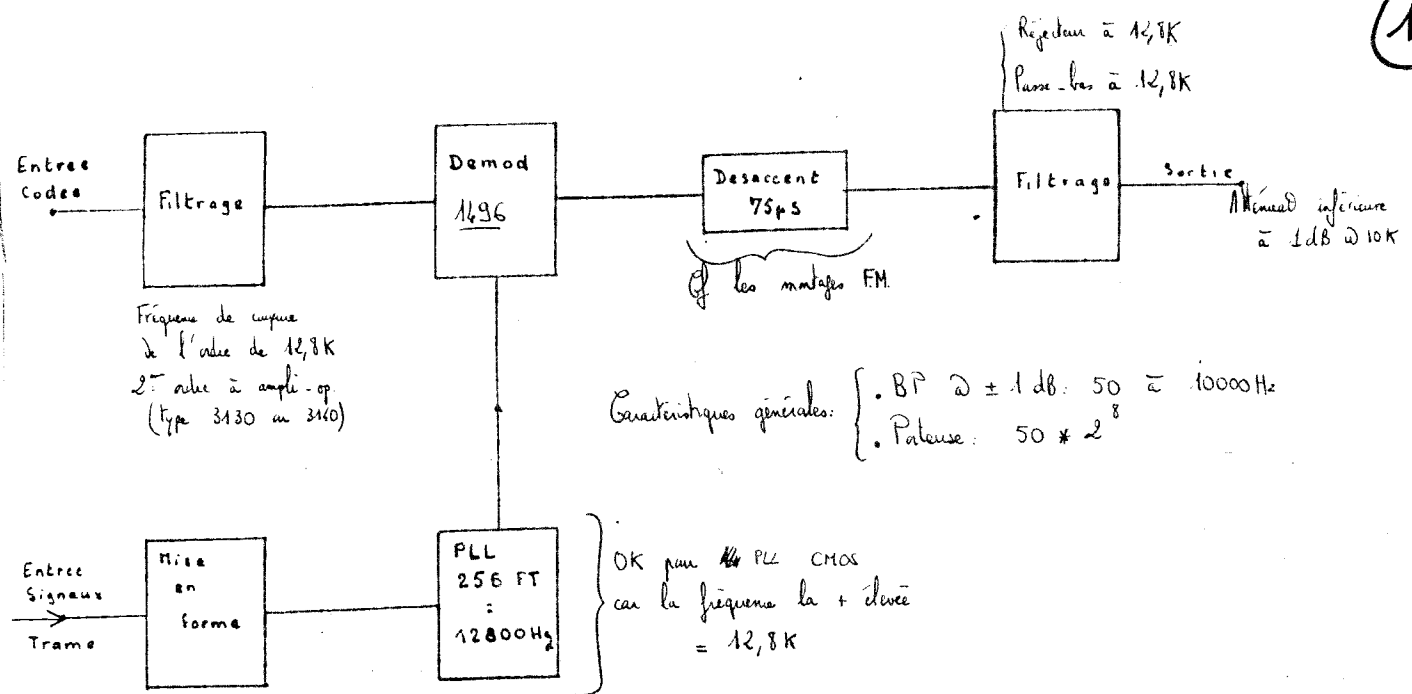


Fig. 2



Emission

Réception

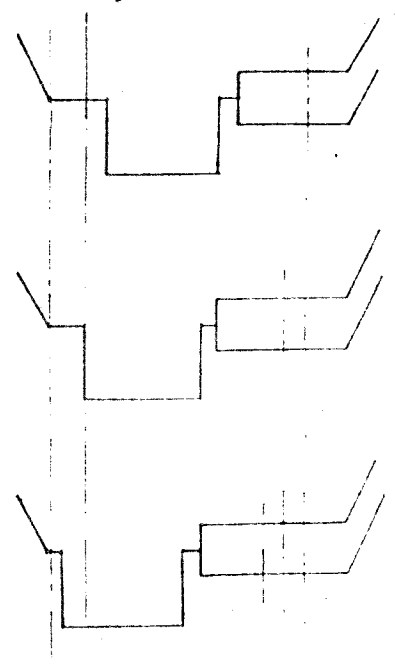
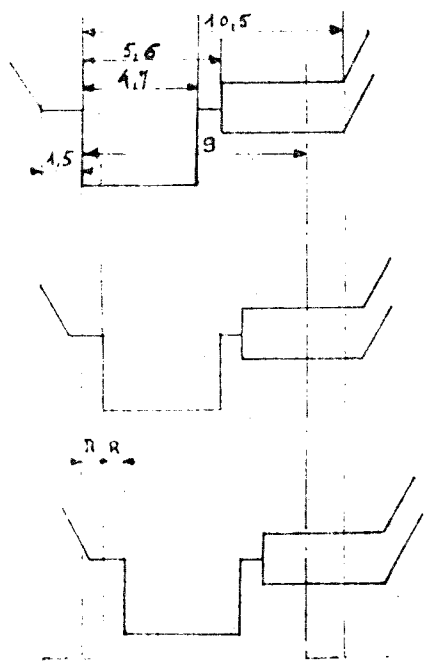
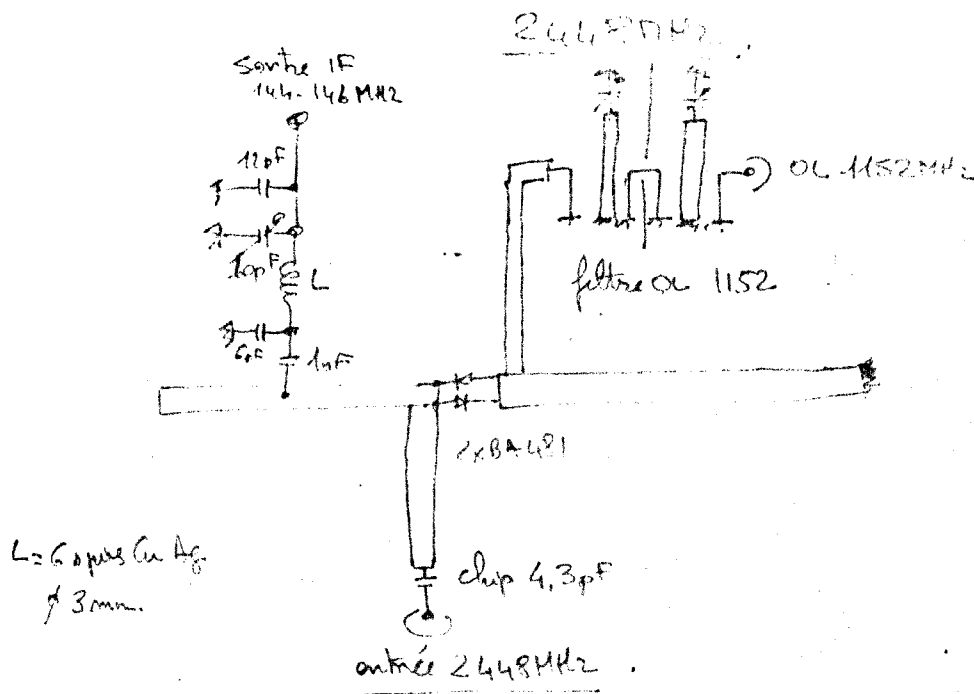


Fig 3

Essai de caractérisation mélangeur solo harmonique (15)



Les longueurs de lignes ont été ajustées progressivement pour optimiser la perte de conversion.

L'entrée RF se faisant à haute impédance, la liaison s'effectue avec un clip de faible valeur. Lors des premiers essais, un t.o.s trop important sur cette porte faussait les mesures. Pour plus de précision on introduit un atténuateur de 3dB sur la porte RF. La source IF est adaptée avec un filtre en T qui permet d'obtenir un T.O.S tout à fait satisfaisant sur cette porte. $R.L = 30dB \Rightarrow TOS \leq 1,1$ cf courbe 4 jointe.

Pour la porte OL le TOS dépend évidemment essentiellement des réflexes du filtre mais il est possible d'obtenir un retour loss de moins 10dB sans problème.

Pour le niveau d'OL, il faut être légèrement inférieur à 0dBm sans affecter la perte de conversion. Un niveau d'OL supérieur (jusqu'à 10dBm) ne change pratiquement pas la perte de conversion sur la bande aux signaux forts. (compression à 1dB au minimum).

La T.O.S. de la porte RF peut seulement être ajustée à l'aide de la ligne $\lambda/2$. Avec la ligne de longueur maximale mesurée, on a un TOS min sur 2448 MHz. Dans cette configuration, la perte de conversion est de 0,5dB. Pour obtenir, à cause de la directivité du coupleur utilisé, une perte de conversion de 0,1dB, il faut ajuster la longueur de la ligne à $\lambda/2$.

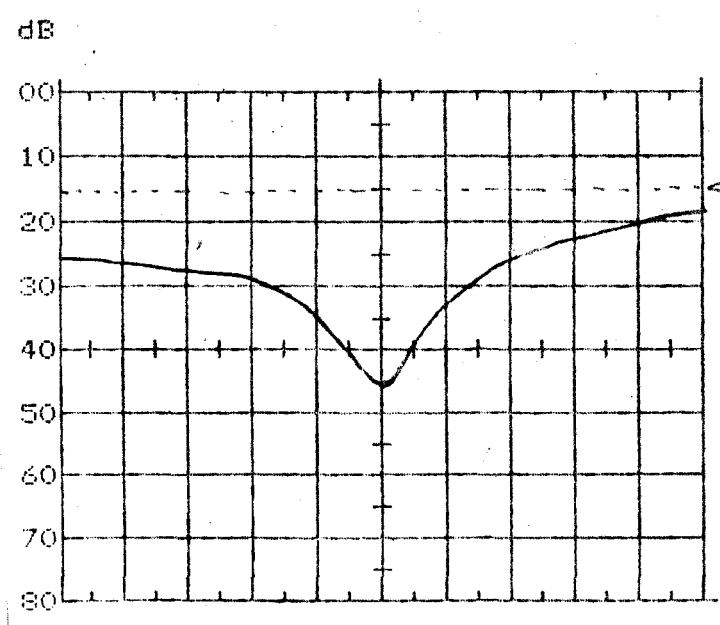
Une fois tous les éléments optimisés la perte de conversion du mélangeur est de l'ordre de 8 dB. Il semble relativement difficile d'obtenir moins sans filtre d'entrée - les mesures annoncées dans HAM RADIO d'octobre 1978 par WA4RDX me semblent assez optimistes - j'aurais envie de mesurer le T.O.S sur la π porte de son mélangeur d'autant que son montage me semble bizarre! la porte de diodes conçues de cette sorte ont-elles d'adaptation? Quant à l'isolation entre porte elle est moyenne mais pas plus!

Note sur la relation T.O.S porte RF / perte de conversion =

Après optimisation du T.O.S sur la porte d'entrée RF il semblerait que l'optimum de perte de conversion ne soit pas obtenu au minimum de T.O.S sur la porte d'entrée -

Ces éléments sont données sous réserve - à cause du manque de directivité du coupleur directif utilisé pour les mesures sur la porte RF.

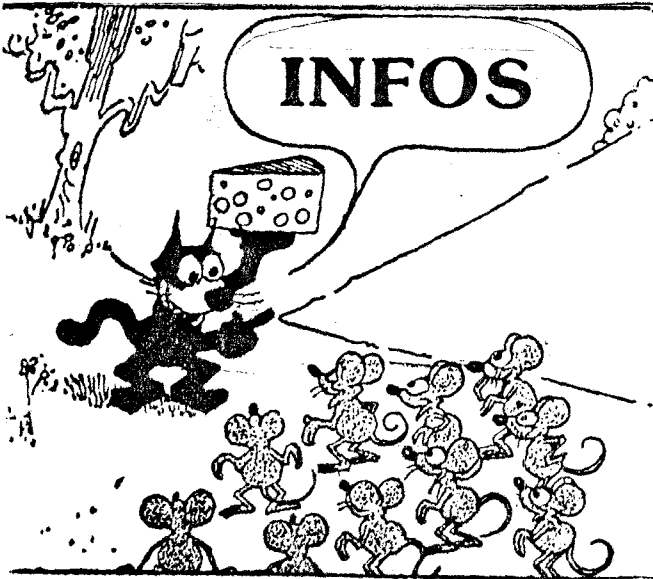
La ligne $\lambda/2$ doit être plus courte pour le minimum de perte de conversion que pour le minimum de T.O.S. Ces constatations sont à vérifier.



← 0 dB return loss

$F_c = 145 \text{ MHz}$
 span = 10 MHz/div.
 vert = 10 dB/div.

Return loss de la porte IF



COURS ENST Sept. 84

TRANSISTORS DE PUISSANCE - CARACTERISATION -
CONCEPTION D'AMPLIFICATEURSR. GIRARDAT - M. BLANCHANDIN (Alcatel Thomson
Fuscaux hertziens)

«...les différents laboratoires publient un certain nombre de résultats qui permettent de dire qu'à l'heure actuelle on sait réaliser des amplificateurs à transistors délivrant des puissances de

- quelques centaines de watts en dessous de 1 GHz
- 100 W vers 2 GHz
- 20 W à 4 ou 5 GHz
- 10 W à 7 GHz
- quelques watts jusqu'à 15 GHz

Les fortes puissances en dessous de 4 GHz sont obtenues en classe C.

Les laboratoires de TH-CSF-DFH ont déjà réalisé :

100 W à 1 GHz (16 transistors tous en parallèle)

50 W à 2 GHz (objectif à court terme : 200 W)

5 W à 4 GHz

5 W à 7 GHz

1,5 W à 8 GHz

L'intérêt des amplificateurs de puissance à transistors réside principalement dans :

- durée de vie plus grande que pour les tubes
- basse tension d'alimentation
- encombrement et poids réduits

Il faut pourtant se garder de condamner les tubes :
La concurrence du transistor amène une saine émulation.

GARANTIE

- les instruments et accessoires PIQUETTE et RICARD bénéficient d'une garantie s'appliquant pour un délai de 3,5 picoseconds à partir de la date de l'achat.
- Toute utilisation non conforme aux prescriptions des constructeurs annule sine die la garantie et amène le contrevenant à verser des dommages et intérêts aux fabricants pour détournement de propriété de brevets.
- La garantie inclut le remplacement de l'élément défectueux constatés pendant sa durée de validité par des éléments similaires ou pouvant faire office.



La reproduction de tout document est strictement interdite même pour usage personnel - le contrevenant s'expose au paiement de quatre fois le prix de la qualité supérieure pour préjudice moral.

* 15: l'utilisation du défectueux par une personne en état d'ébriété même légère annule également la garantie.

La réalisation d'un préampli 144 n'est pas vraiment critique mais on peut quand même retenir quelques guides :

- l'attaque au point chaud par une capa ajustable de pas trop mauvaise qualité permet une optimisation aisée en bruit et surtout l'utilisation d'un type de transistor quelconque (il suffira de changer la valeur des polarisations)
- beaucoup trop de gens utilisent simplement une résistance 50Ω à la sortie; cela abrutit exagérément le gain et donne un mauvais TOS de sortie; un balun large bande n'est pas si dur à réaliser ?! (1)
- un filtre à la sortie évite aux étages suivants de recevoir des signaux hors bande amplifiés qui peuvent très vite les saturer. (2)

A noter pour les gens qui sont gênés par un signal fort à proximité (Eurosignal, émetteur FM...) qu'il est possible de mettre un filtre stop-bande (notch) à l'entrée du préampli pour supprimer la fréquence indésirable - Ceci est réalisable avec un minimum de pertes par une demi onde coaxiale en court-circuit, raccourcie par une capa ajustable (c'est également valable pour le 432 MHz ou autre...)
 DT7VY Scriptum der Vortrage Weinheim 84

Voici donc un exemple de montage simple et bon marché de performances tout à fait correctes :

13 pF TRONER à lames fraisées

6 pF piston STETTER ou équivalent

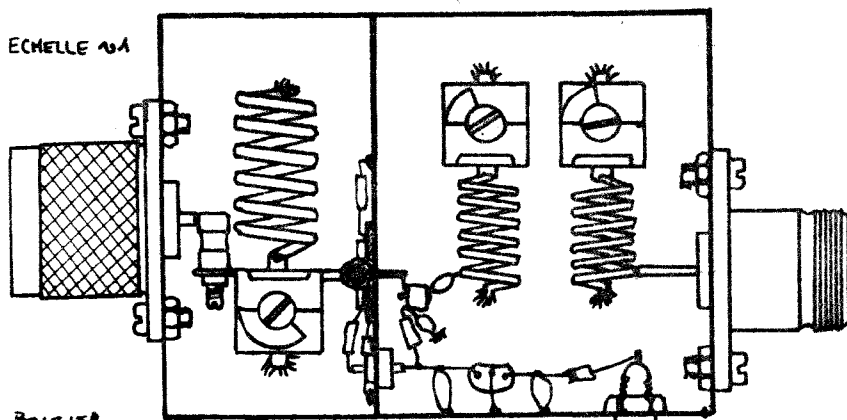
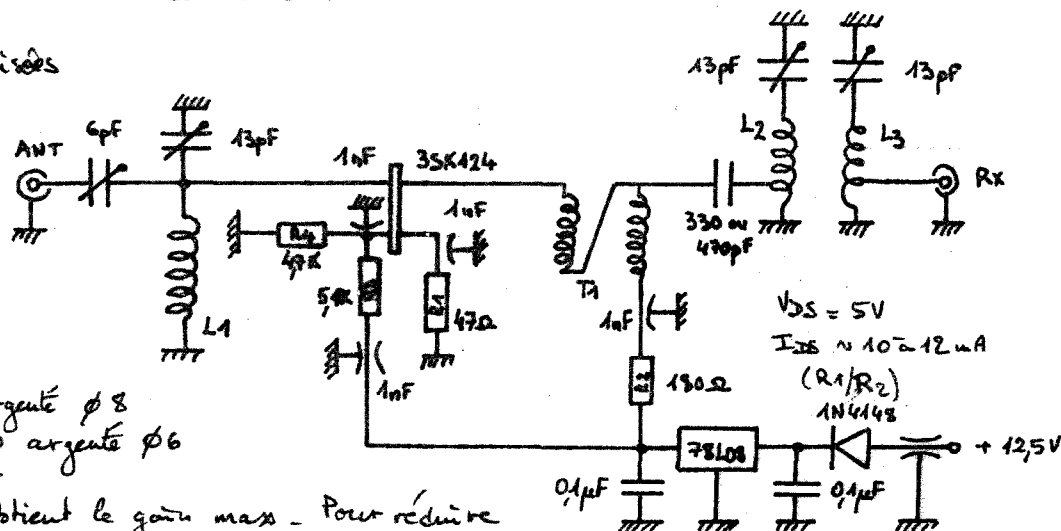
T1 6 spires 2x 12/100
 émaillé torsadé dans
 perle 2 trous

Siemens A048 x p17
 (BERIC FDT1)

L1 6 spires 15/10 argenté Ø8

L2=L3 6 spires 10/10 argenté Ø6
 prise à 3/4 spire

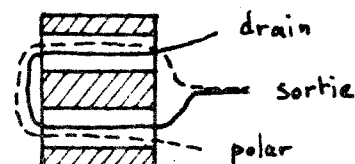
Avec $R_3 = 51K\Omega$ on obtient le gain max - Pour réduire augmenter R_3 (jusqu'à 47K). Pour le gain min on peut remplacer le pont diviseur R_3-R_4 par une résistance $\sim 10\Omega$ reliée à la source



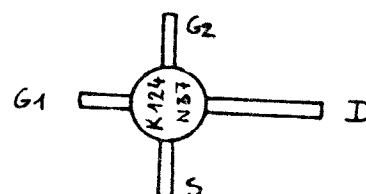
ECHELLE 1/4

BOITIER
 SCHUBERT 557x30

plaque epoxy à
 environ 20 cm haut



Bobinage du transfo
 (1 seule spire est représentée
 pour plus de clarté)

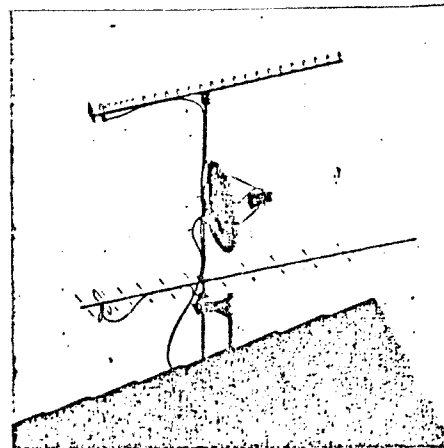


Bibliographie (2) F6CER Preampli 144 3SK97 HURK INFOS N°8 (Nov. 82)

(1) F1EIT Preamplis 432 bon marché REF 36 n°13 (4/83)

LITTÉRATURE UTILE Le bruit dans la réception en THF F6FTN-F6DZK OCI oct. 82
 Les préamplificateurs de réception F2MM Radio REF Mai 81

Der SHF-Amateur



Herausgeber: DC & DA

Info Nr. 6/84

Inhaltsverzeichnis:

In eigener Sache (Betreff 10 GHz) DC & DA

Betriebsergebnisse mit dem 2stufigen 10GHz-Vorverstärker von PA 2 DOL aus Info Nr. 4/83

DC & DA

Leistungsgenerator (1152 MHz) für die GHz-Anwendung DC & DA / SSB-Electronic

Vorschlag für einen quarzstabilen 10GHz-Sender:

DC & DA, DC 3 QS, DK 1 UV

10 GHz-Transverter-Baugruppen

- Eine Frequenzaufbereitung -
DC & DA, DF 6 VB, DK 2 AB
- Der Subharmonische Mischer -
DC & DA, DC 8 UG

10 GHz-Hornstrahler für 20dB-Gewinn DK 1 UV

(Papiermodell und Papierschablonen können von mir ausgeliehen werden - DC & DA)

9cm-Linearverstärker für den 9cm-DK 2 AB-Transverter aus Info 4/83 mit dem neuen Valvotransistor EF691A DL 3 HAL / DC 5 HN

(grace à l'obligeance de DF1EQ qui m'envoie la photocopie d'un des 13 exemplaires du journal de DF1DA, je suis maintenant en mesure de faire les photocopies pour la France (ou ailleurs!))
vous remarquerez que certains textes sont parus déjà dans d'autres revues (Dubus, EME news...) comme ceux de OESPMI par exemple. Je tiens néanmoins à tout conserver comme le journal original. Par contre la mise en page est revue afin de réduire les frais de tirage et d'expédition. Cet exemplaire comportait 60 pages qui ont été ramenées à 38 en réduisant la dimension des textes (67%) et en regroupant autant que possible les figures sous d'un même montage.

Ceux qui doivent recevoir "Der SHF-Amateur" peuvent m'envoyer des enveloppes A4 self-adressées et suffisamment affranchies à bientôt en SHF? F1E1T

José BALANCA 7 rue Mada
92240 MALAKOFF

2stufiger 9cm-Vorverstärker mit CRY13

DC & DA, DK 2 AB

Kornhorn für 23 u. 13cm für Spiegel $\frac{f}{D} = 0,38$
DB 1 PM (Info und Zeichnung DK 1 VC)

EME-PA mit TH 316 oder YD1304

EME-PA mit 2 x MGP 1412 O2 9 PMJ (Info: DC 6 TV)

Technische Daten (S-Parameter) der Siemens-Transistoren

Technische Daten neuer Valvo-Transistoren

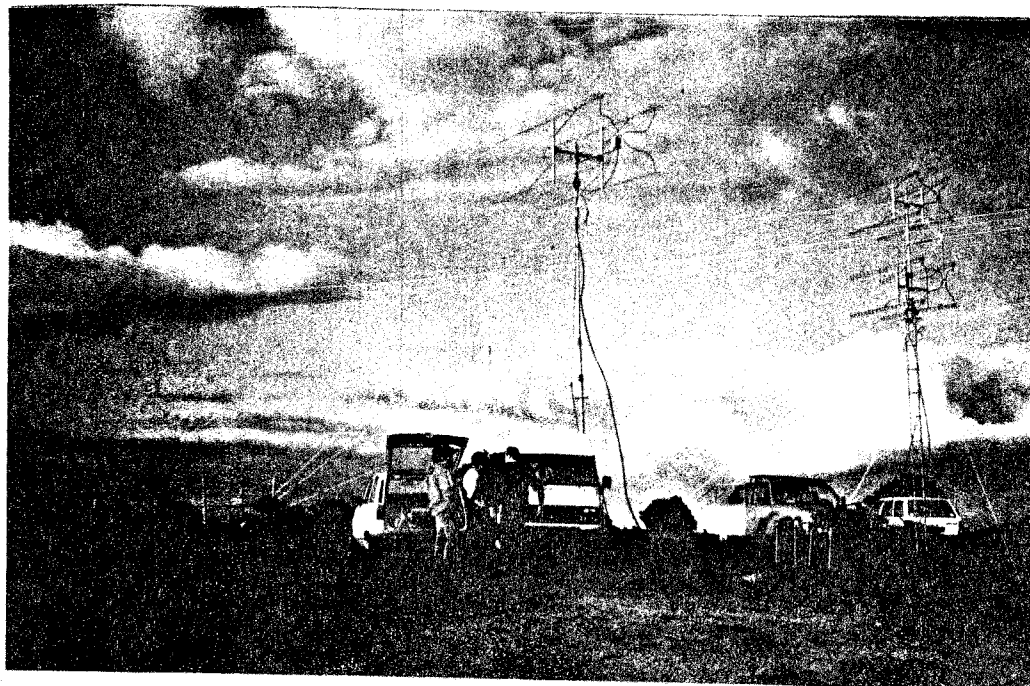
EPQ05, BFG90A, BFG91A, BFG96 Info: Valvo

Vorschau auf Info Nr. 7

Weitere 10 GHz-Transverter-Baugruppen -DC & DA

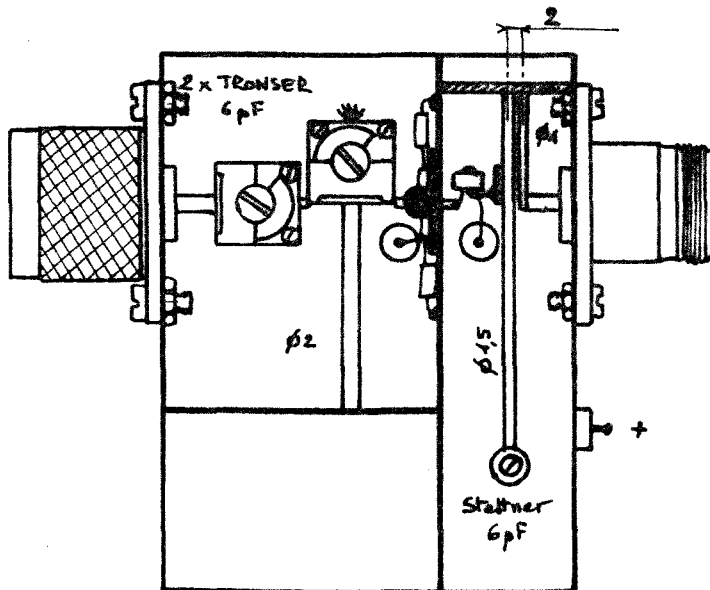
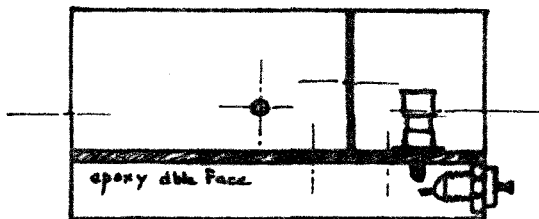
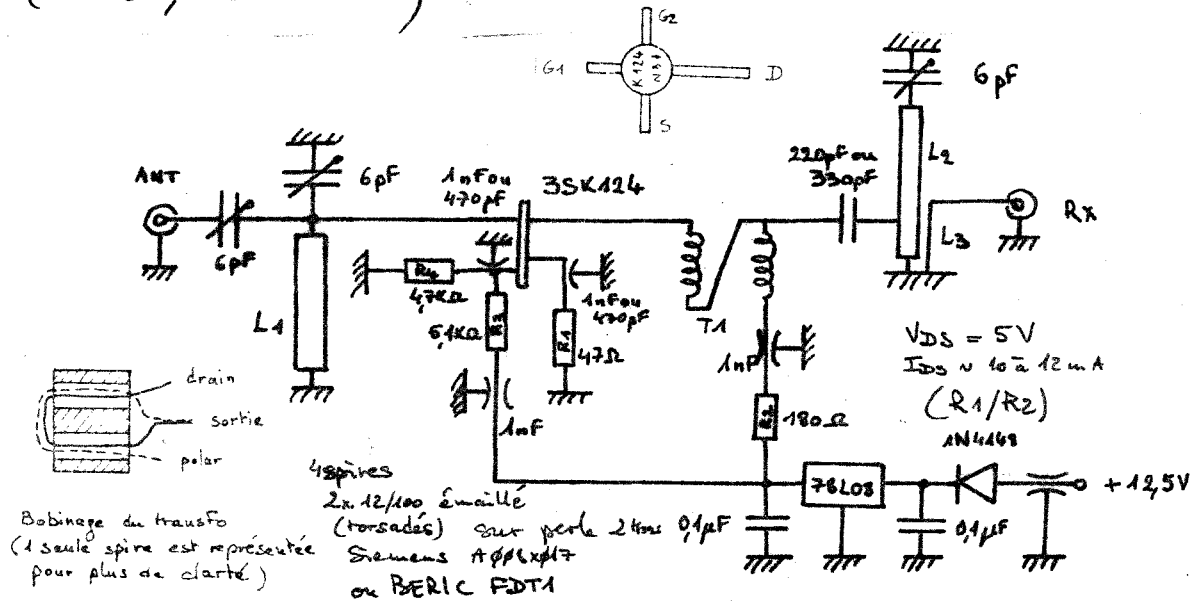
Ein 10 GHz-SSB-Transverter mit GaAs-Fet-Mischern in Platinentechnik -DK 2 AB

Verschiedene 10 GHz-Hörner per Computer berechnet -DK 1 UV

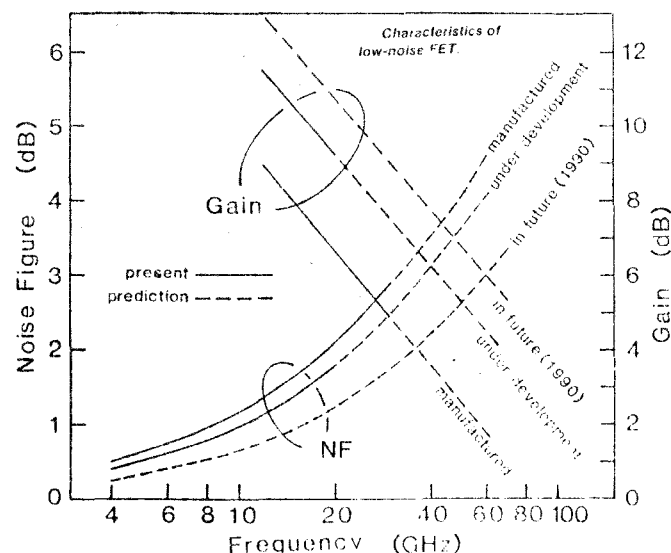
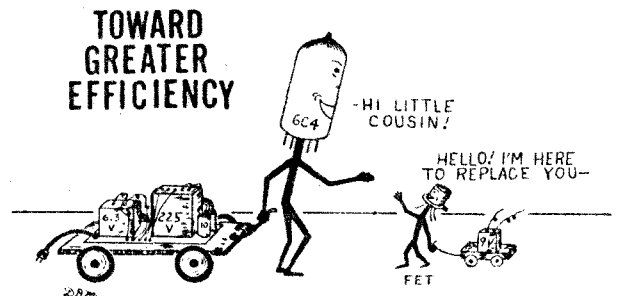


Avec un transistor pas cher, il est dommage d'avoir à utiliser des capas ajustables de luxe d'autant que ce n'est pas nécessaire. Voici un petit montage utilisant des lames fraisées TAONSEA et un piston Stettner. Les performances sont honnêtes pour le trafic tropo et c'est le montage idéal si comme F1FLN et F1FHI vous passez votre temps à bruler des préamplis pendant les contacts: 2 ou 3 montages pratique pour un budget raisonnable.

Entrée classique; 2 capas parce que c'est le plus facile à régler. Sortie sur un balun large bande pour la stabilité jet un filtre pour limiter le gain hors bande à l'entrée des étages suivants. A noter que n'importe quel autre transistor convient en adaptant la polarisation (3SK87, 53030 ...)



Echelle n°1 Boitier Schubert 557430



LES BONNES ADRESSES DE HURK INFOS

BAR - RESTAURANT **AU COUSCOUS**

COUSCOUS TOUS LES JOURS
Cuisine Orientale et Française



PAELLA tous les Vendredis - MECHOUI tous les Samedis
(Le samedi, sur commande)

47, rue Fénelon
92120 MONTRouGE

RÉSERVATION
☎ 253.01.87

NOS ANCÊTRES LES GAULOIS

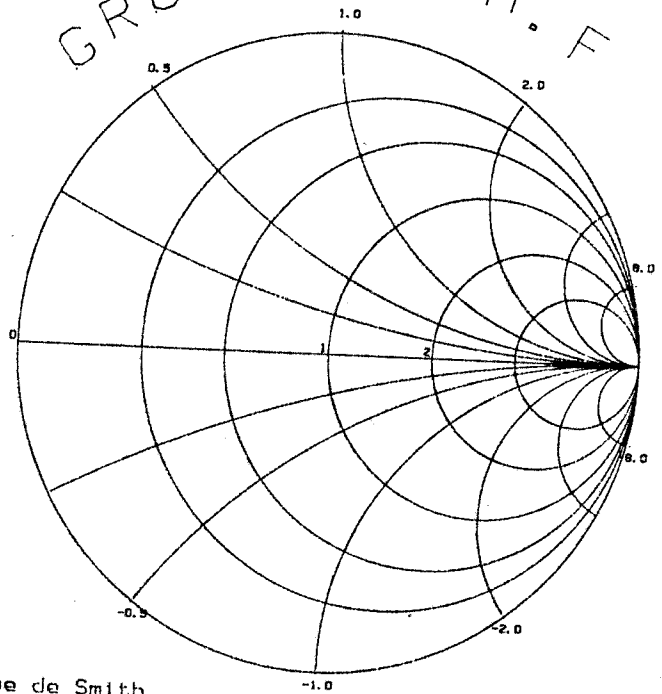
« Ile Saint-Louis »
39, rue Saint-Louis-en-l'Île
75004 PARIS
Tél. 633.66.07 - 633.66.12

« Pont Saint-Michel »
17bis, quai des Gds Augustins
75006 PARIS
Tél. 354.58.54 - 354.74.86

Télex
ANCETRE 205967 F



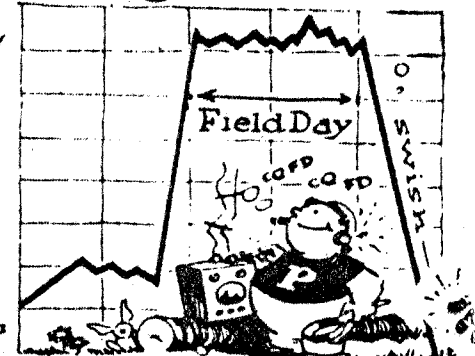
GROUPE S. H. F.



E. T. R abaque de Smith

Propagation Chart

7M
DURD
N.G.
LOUSY
EMI
BETTER
GETTING
NOT BAD
MAY
MCM
FOR KIDS
DNI



2 days day the BIG day 2 days after after
b4 b4 FD F FD

RESTAURANT

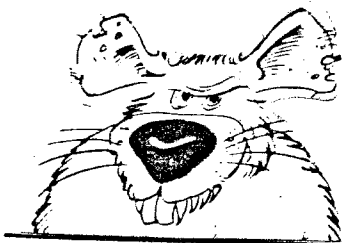
La Fermette et ses repas campagnards

12, Rue Dauphine
75006 PARIS

RÉSERVATION
354.66.30

Dans le prochain n°

* Filtré à quartz économique
pour le noise blaster DJ7VY
F1FHR



GROUPE SHF HURC INFOS

Boîte Postale n° 4

92240 MALAKOFF

