

GROUPE SHF (H)URC INFOS

N°17 AOUT 84



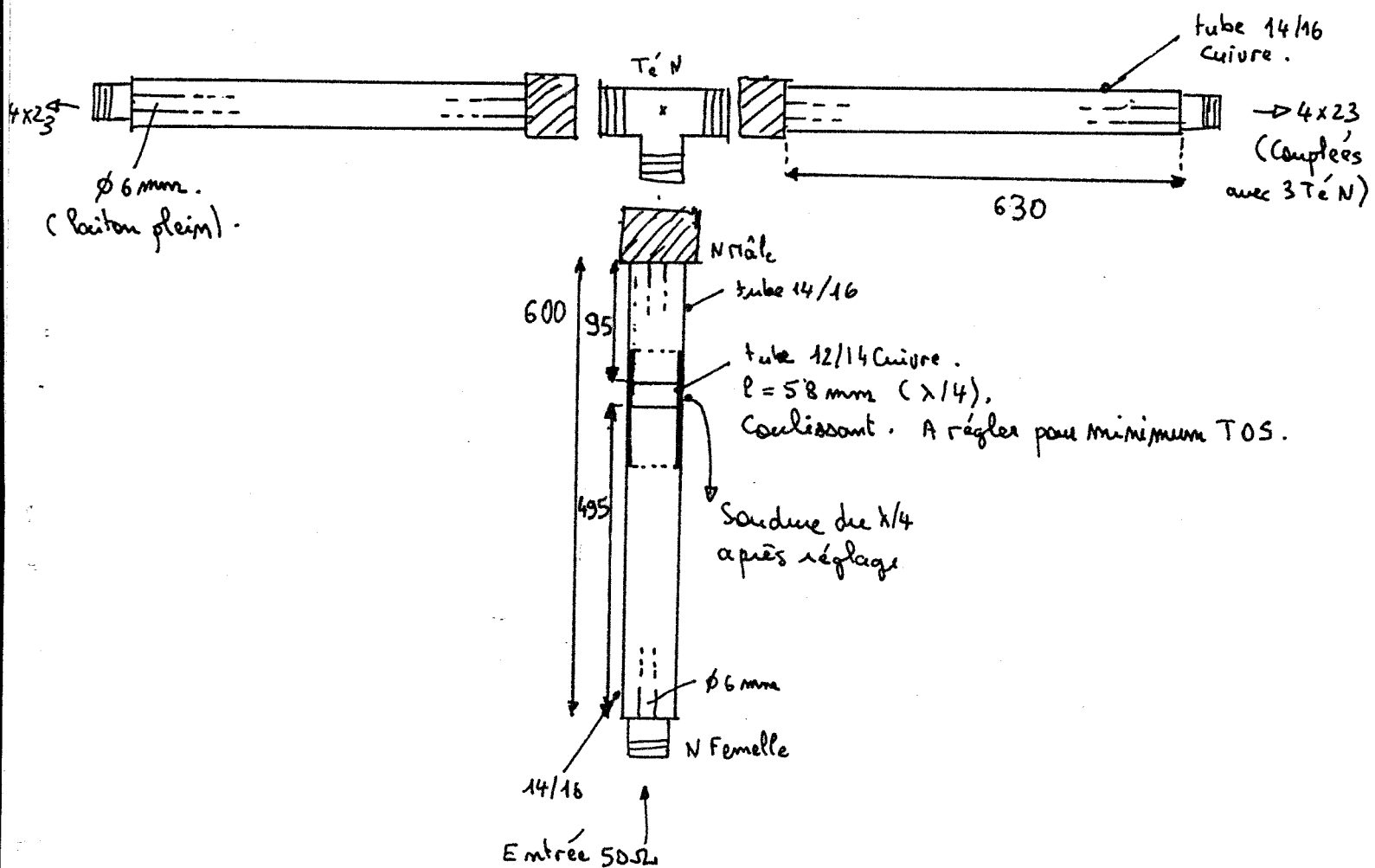
Les informations et schémas contenus dans ce document sont issus d'études réalisées par nos LABORATOIRES D'APPLICATIONS, dans lesquels des résultats satisfaisants ont été obtenus. Ces informations étant susceptibles d'une grande variété d'applications, Le groupe SHF HURC ne peut assumer aucune responsabilité 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 ETRE COMMUNIQUE OU REPRODUIT SANS AUTORISATION ECRITE DU GROUPE SHF HURC

2

LIGNES DE COUPLAGE 8 X 23 elements 1296 MHz

par F6DZK



Résultats: Return loss > 25 dB (mesuré au Wiltson).

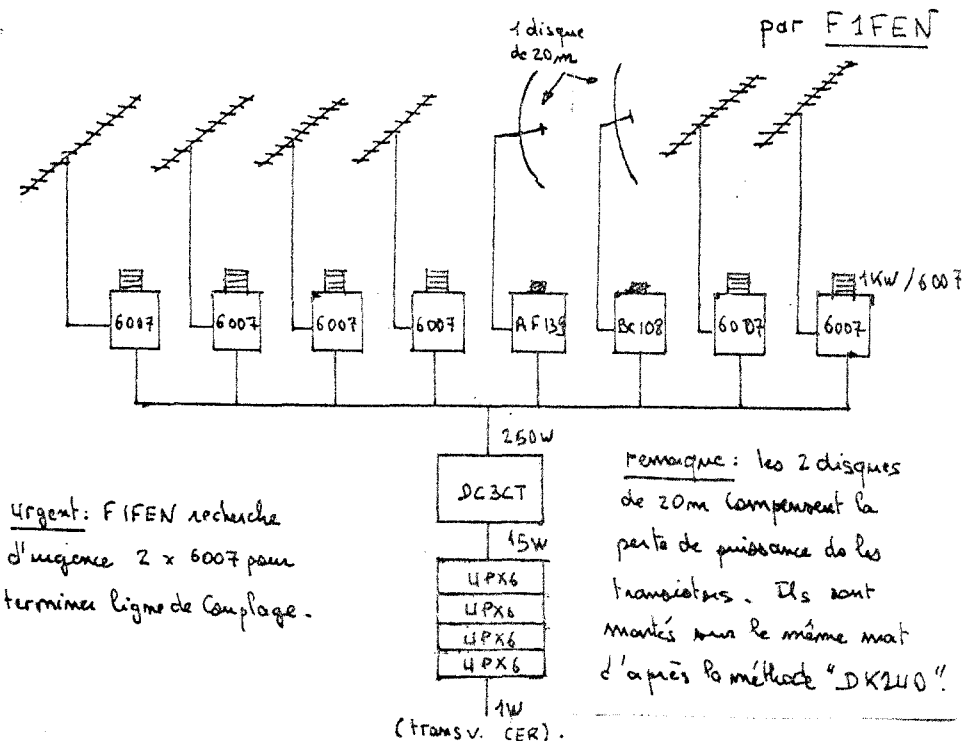
Avec 8 x 23 éléments Tonna. (p complées par 4 avec des Tés!):

Pour 150 W de direct $\rightarrow$ 200 mW retour.

73's bon trafic.

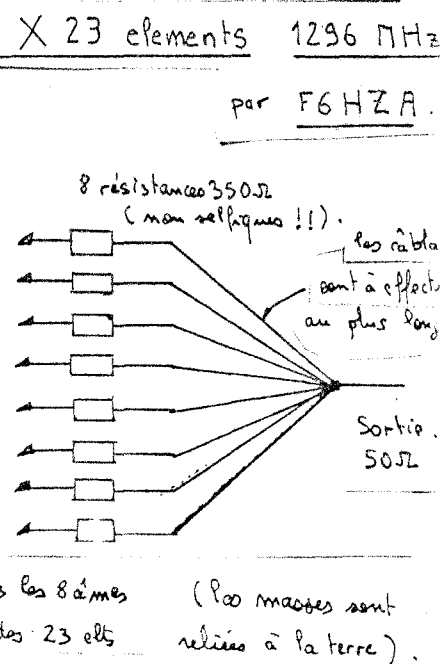
Michel
F6DZK

LIGNES DE COUPLAGE 8 X 23 elements 1296 MHz



Urgent: F1FEN recherche d'urgence 2 x 6007 pour terminer ligne de Couplage.

LIGNES DE COUPLAGE 8 X 23 elements 1296 MHz



QUELQUES PROGRAMMES ***** F1QY *****

1) nom du programme: TOOL NOISE

configuration nécessaire: COMMODORE C64

FLOPPY DISK 1541

cartouche TOOL (micro applications)

domaine d'application: permet d'analyser les différentes températures de bruit dans un système de réception comportant

-) une antenne (temp. ciel+antenne combinées)
-) 3 pertes (ex:relais coax,lignes de transmission)
-) 3 gains (ex: préamplis. , récepteur)

2) nom du programme: TOOL ATTENUAT

configuration identique au programme précédent

domaine d'application: permet de calculer des atténuateurs en T, ainsi que la configuration MINIMUM LOSS PAD pour deux impédances ZE (entrée) et ZS (sortie) égales ou différentes.

le formatage de l'écran introduit des erreurs a partir de 80 dB par cellule !!! en pratique, un tel problème ne se pose pas ... utile pour celui qui réalise son instrumentation. le programme ne donne pas les trucs pour une bonne réalisation hyper.

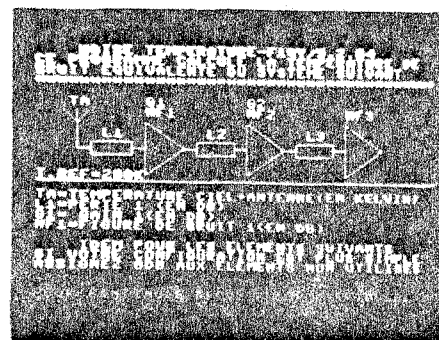
NB: a) listings disponibles contre ETSA (environ 3 pages A4 par programme).

b) pour copies: 1 disquette 5 pouces 1/4 vierge, simple face, simple ou double densité + ETSA

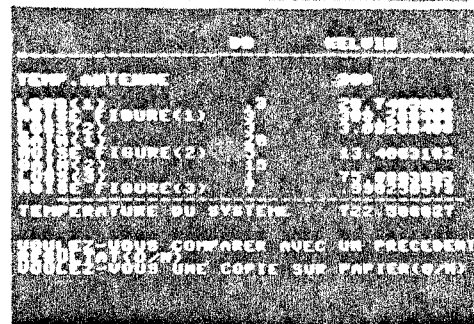
c) votre application seule vous intéresse: envoyez alors vos paramètres + ETSA

PS: F1QY ne dispose pas encore d'une imprimante alors choisissez bien les cas à analyser.

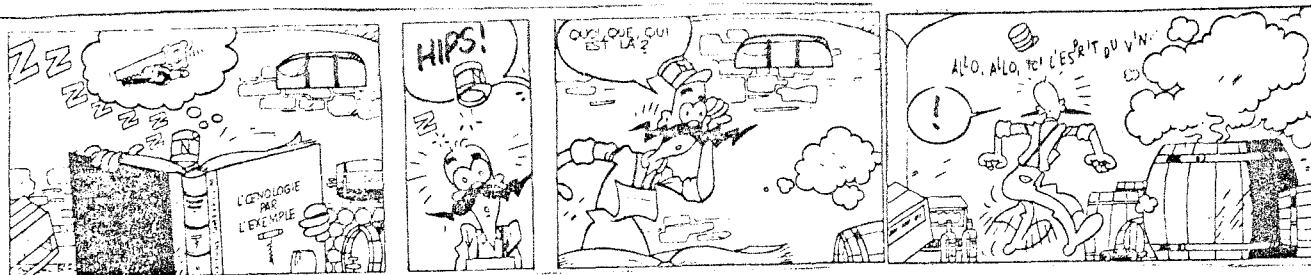
73 à tous



présentation avant introduction des données



exemple d'exécution



Amplificateur de Puissance

6 à 7W sur 2,3 GHz par F4FLN

Une haute technicité dans le domaine hyperfréquence a permis le développement des transistors de puissance classe A "linéaire". Ces transistors permettent d'obtenir des puissances relativement importante sur la bande S.

Notre choix a porté sur une alimentation 12V

(surtout pour le portable). Les transistors utilisés sont développés par NEC (Nippon Electronic Corporation) pour des applications dans des faisceaux hertziens, satellite,

Radars ect... Conçu pour une large gamme

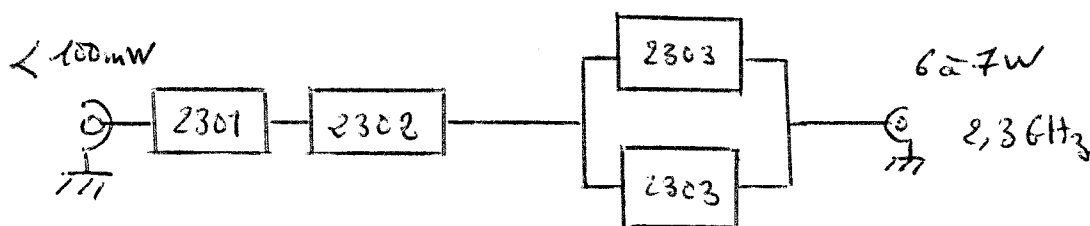
de fréquences entre 1 et 3 GHz, Parmi un nombre importants de transistors nous en avons choisi trois centrés sur 2,3 GHz:

NEL 2301 1W 8dB de gain à 2,3 GHz

NEL 2302 2W 6dB de gain à 2,3 GHz

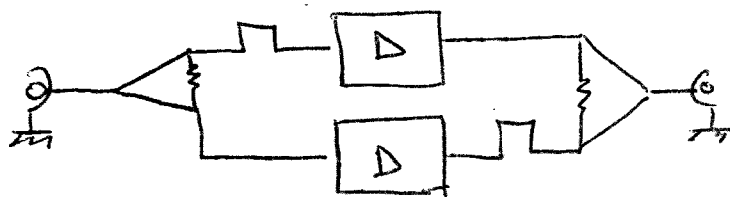
NEL 2303 3W 5dB de gain à 2,3 GHz

une très belle chaîne d'émission en perspective



pour obtenir la puissance requise de 6 à 7W nous utiliserons

I Description du circuit: Le circuit de sortie est constitué de 2 amplificateurs couplés par un diviseur et un combineur de puissance, plusieurs technologies peuvent être utilisées; des coupleurs 0° type wilkinson (voir article mélangeur), des coupleurs rat race, ou bien des solutions avec des réseaux de phaseurs comme suit:



un diviseur wilkinson permet de séparer et de combiner la puissance, une ligne $\lambda/4$ permet de déphaser, mais deux désavantages, l'isolation et la résistance d'équilibrage non efficace de puissance. La solution retenue est un hybride (coupleur $(-3dB) 90^\circ$), Ces amplificateurs peuvent avoir un TOS en entrée le combineur se chargera d'absorber la désadaptation et de ne pas renvoyer de la puissance sur l'étage exciteur (voir annexe pour théorie).

II Amplificateurs avec NEL2303

Adaptation de l'entrée

Le transistor présente une impédance de la forme $Z_{in} = a + jb$, il faut transformer celle-ci en 50Ω , Une capacité (Stub) compense la partie réactive, un transformateur $\lambda/4$ permet de ramener à 50Ω . Cette capacité, pouvant être réalisée par un ajustable

de quelques picofarads genre gigatrium (car tout autre capacité ajustable de moins bonne qualité autoraisonneré) ou par une ligne $\lambda/8$ ouverte constituant également une capacité (Stub) nettement moins honoreuse mais moins facile à ajuster (par petit bout de cliquant ou au cutter)

Adaptation du circuit de sortie

Celui ci est également de la même forme $Z_{out} = a + jb$

Pour obtenir une adaptation en puissance, il faut ramener une résistance $R_L = \frac{(V_{CC} - V_{CE})^2}{2 P_{out}}$ sur le collecteur du transistor

ceci pour obtenir le maximum de dynamique. (Théorie développée dans un prochain article petit être)

Pour une puissance de 3W, une tension d'alimentation de 12 à 15V, le $V_{CE HF}$ est généralement de 1 à 2V nous obtenons une résistance de l'ordre de 24Ω.

La ligne $\lambda/4$ d'adaptation a comme impédance caractéristique $Z_0 = \sqrt{50 \times 24} = 35\Omega$.

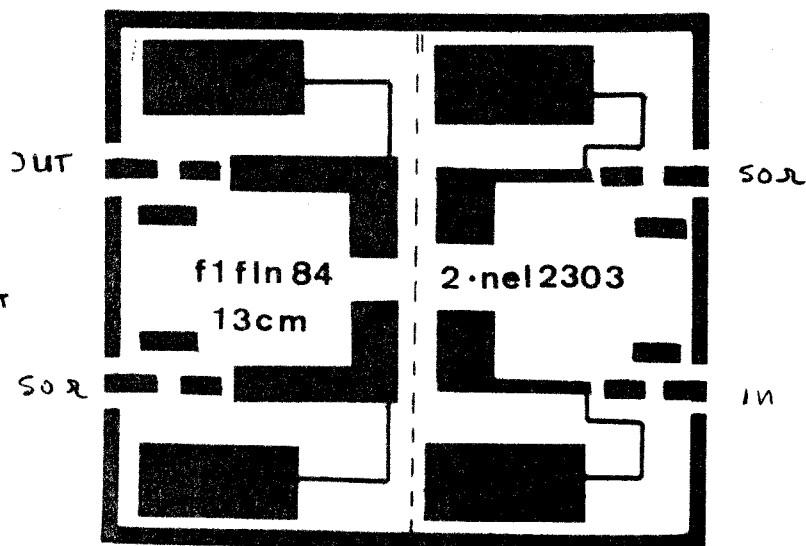
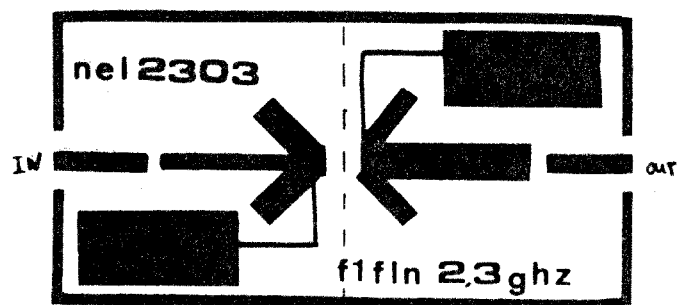
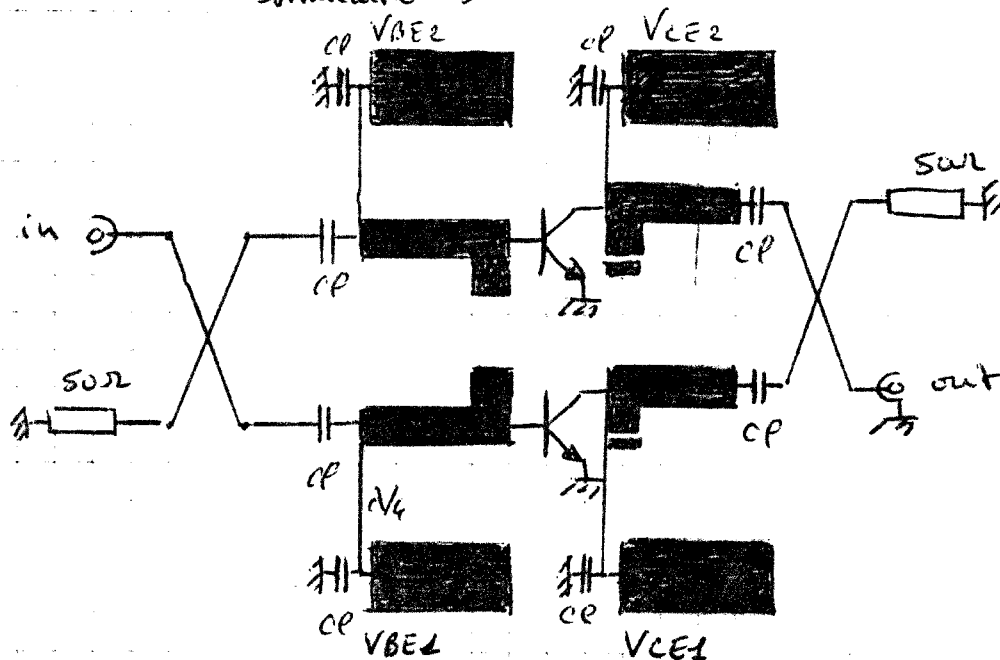
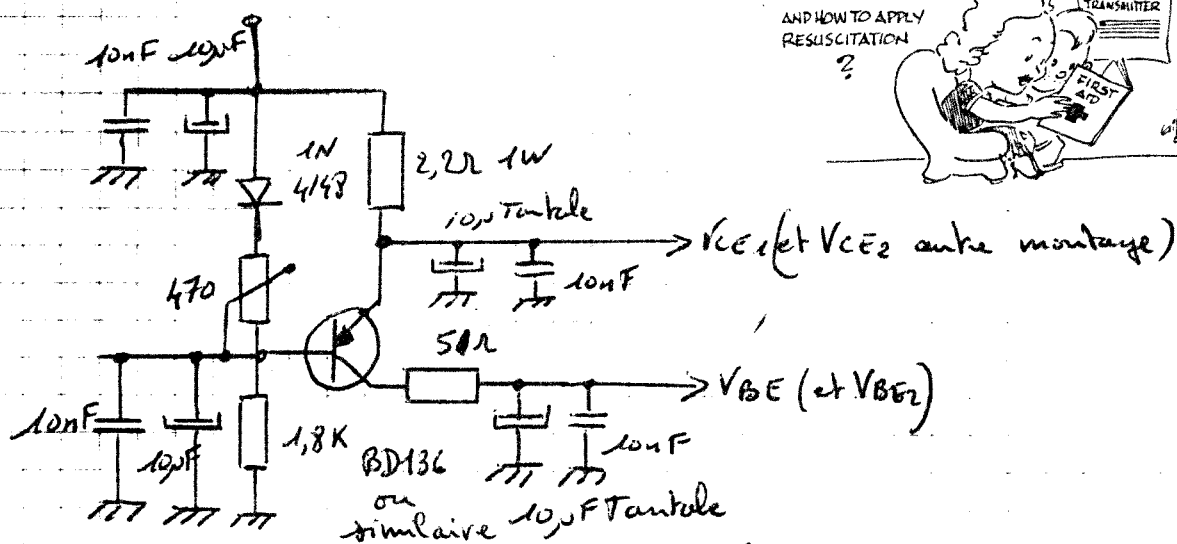
Un condensateur permet de compenser la partie reactive.

Polarisation: Les condensateurs C1 bloque les différentes tension continue, ils sont choisi pour ne pas trop atténuer à 2,3GHz et de ne pas autoraisonner (valeur trop importante).

Les transistors sont polarisé en classe A par un générateur à courant constant. Une résistance ajustable permet le réglage du courant à 600mA. Un découplage de bonne qualité diminue les risques d'instabilité (en BF et VHF).

7

DO MEMBERS
OF YOUR HOUSEHOLD
KNOW HOW TO TURN
OFF THE POWER -
AND HOW TO APPLY
RESUSCITATION



1) Introduction :

ce type de filtre n'est pas nouveau (a simple filter for the 1215Mhz bande . WØRUG . QST APRIL 1969). malgré des performances " moyennes" , une telle réalisation est intéressante car les réglages ne nécessitent pas l'emploi d'un network analyser !

2) Realisation :

les figures 1 et 2 se passent aisément de commentaire. les matériaux et composants nécessaires sont les suivants:

-) cuivre épaisseur 5 ou 7/10 mm
-) 2 connecteurs BNC 50 Ohms
-) un condensateur ajustable 0,8 - 10 pF AIRTRONIC ou équiv.

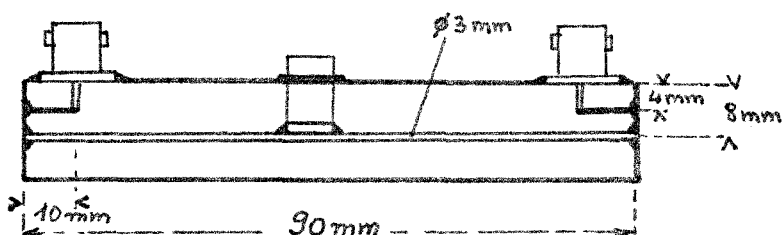


fig. 1

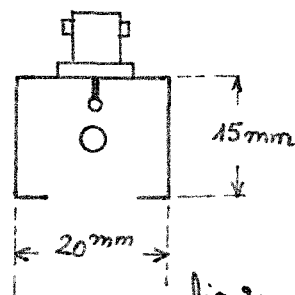
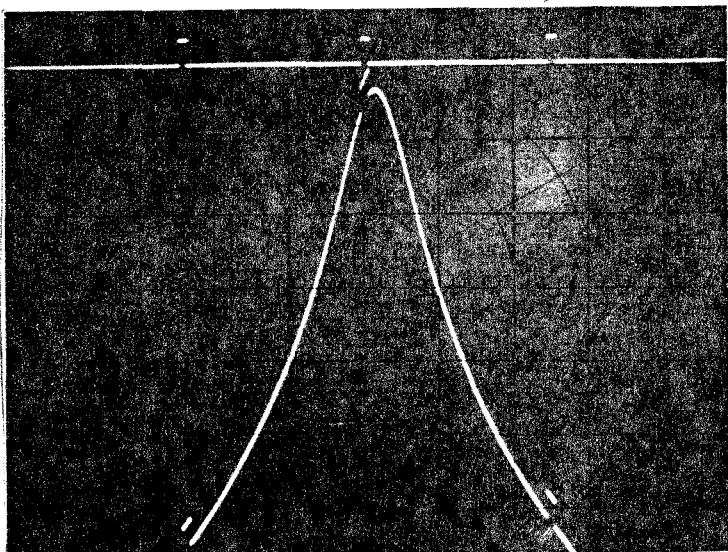


fig 2

3) Performances :

pertes d'insertion : 0,5 a 0,6 dB
 bande passante : 14 Mhz a -3 dB
 90 Mhz a -15 dB



f résonnance 1104 Mhz
 2,5 dB/div
 20 Mhz/div
 marker= 50 Mhz
 start 1000 Mhz : stop 1200 Mhz
 sweep width 200 Mhz

ce filtre a été réalisé , a l'époque , pour travailler sur 1248 Mhz avec une moyenne fréquence de 144 Mhz . les résultats sont similaires sur 1296 Mhz. les dimensions choisies permettent l'accord dans la gamme 800 - 1300 Mhz min (F max/ F min =* 1,6)

LU POUR VOUS

432 and above EME News

March 84 - 2x MGF1412 2300MHz
preamp DESPMJ
- DL9KR 70cm Flatdish Feed

APRIL 84 DESPMJ modified version
of DL7YC high power hybrid coupler
(HURK info's n°)

May 84 - modifications to W6PO 1296 MHz preamp
- G4DGU Feed WABJHF
- RF Field indicator 432-1296 G4PMK/G3SEK
- 432 microstrip low pass filters JA4BLC

DUBUS INFO 2-84

FREQUENCY DOUBLER 2.5 GHz TO 5 GHz BY DC0DA
6CM RESONATOR CIRCUIT BY DK2AB
THREE BAND GAAS FET AMPLIFIER 1000-4000 MHz BY DL7QY
10 GHz/144 MHz SSB TRANSVERTER BY DL8RAH
10 GHz GAAS FET LINEAR AMPLIFIER AND MICROSTRIP FILTER BY DL7GY

HAN RADIO May 84 (annual antenna issue)

branch line hybrids part 2 WAZEW
(lumped constant hybrids for HF and VHF)

PROCEEDINGS OF THE IRE MAY 1984

BEAM TRANSMISSION OF ULTRA-SHORT WAVES BY HIDETSUGU YAGI

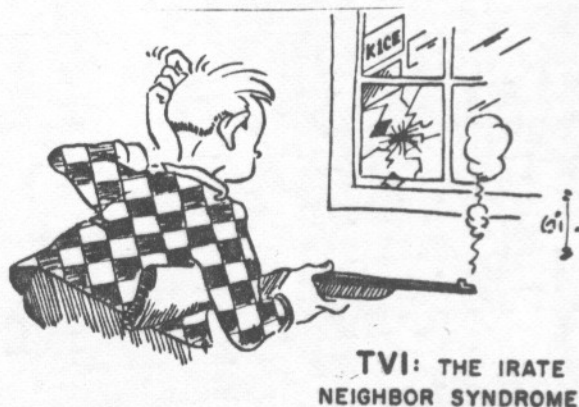
EDITORIAL COMMENTARY

This classic paper was presented at IRE meetings in several locations during a visit to the United States in 1928 by one of Japan's most prominent radio-electronics engineers. He disclosed recent experiments with split-anode magnetrons at centimeter wavelengths and the characteristics of what became generally known as the "Yagi antenna" that could produce highly directional microwave beams. In comments on Yagi's paper, J. Howard Dellinger of the Radio Division of the National Bureau of Standards characterized the work of Yagi and his colleagues as "exceptionally fundamental" providing principles that would guide future developments in the field. Dellinger concluded that he had "never listened to a paper that I felt so sure was destined to be a classic." The Yagi antenna with one driven element, a reflector, and the parasitic directors that he termed a "wave canal" has continued to be used widely to the present day and has been used especially as an outdoor television receiving antenna. It sometimes has been called the Yagi-Uda antenna reflecting the contribution of Yagi's student and research collaborator Shintaro Uda. In an IRE paper published in 1930, Uda reported that the Yagi group had achieved a range of 30 km using a beam system operated at 50 cm. The words microwaves and microwave began to enter the language of radio engineering in the early 1930s.

VHF-COMMUNICATIONS 2/84

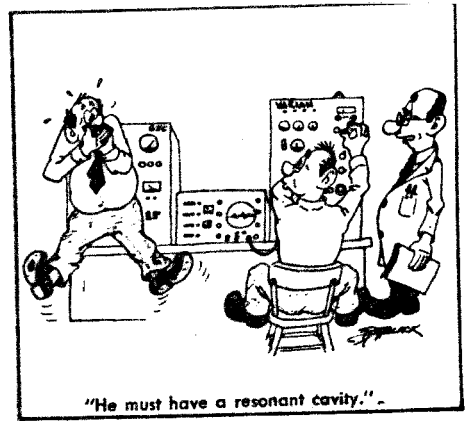
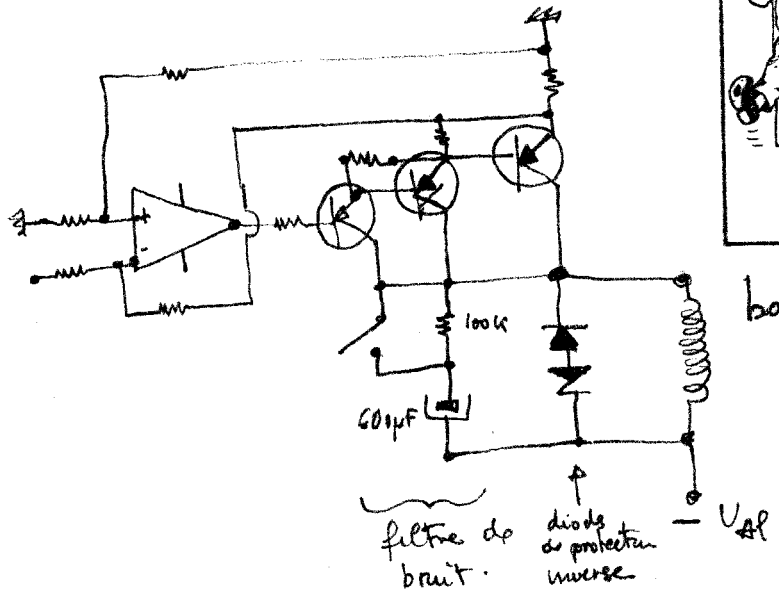
Bernhard Kokot Dieter Schwarzenau	A Home-made RF-Millivoltmeter
Terry Bittan, DJ 0 BQ/G 3 JVO	The GOES Series of Geostationary Weather Satellites
Jochen Jirmann, DB 1 NV	A 10 GHz FM Transceiver with DSO Another Version with a 30 MHz Intermediate Frequency
Günter Sattler, DJ 4 LB	A Control Circuit with four Time Steps for Transmit-Receive Switching
Friedrich Krug, DJ 3 RV	A Receiver for the VLF Time and Frequency Standard Transmissions from DCF 77
Hans Ulrich Schmidt, DJ 6 TA	Introduction into Spread Spectrum Technology Article based on a Lecture at the Weinheim VHF-Conventon 1982

February 84
NGCA Rat Race power combiner



"This is incredible... I've contacted a
Captain Lightning in his Mars space ship."

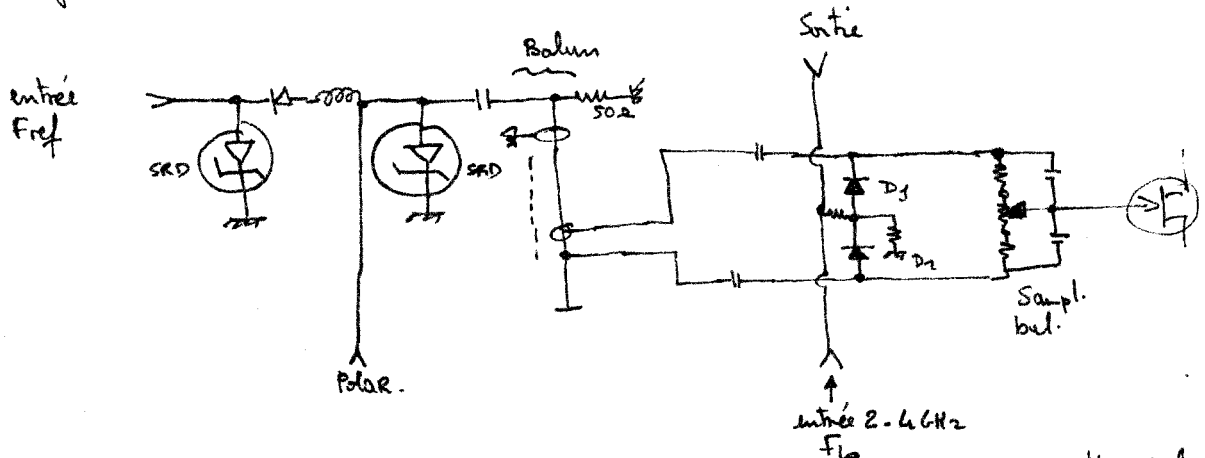
Schéma simplifié du générateur de courant.



bobine du 4.7.6

Les diodes de protection inverse servent dans le cas de volubilité lors du retracement.

Pour stabiliser l'oscillateur 416 on utilise un échantillonneur dont le schéma toujours simplifié est le suivant :

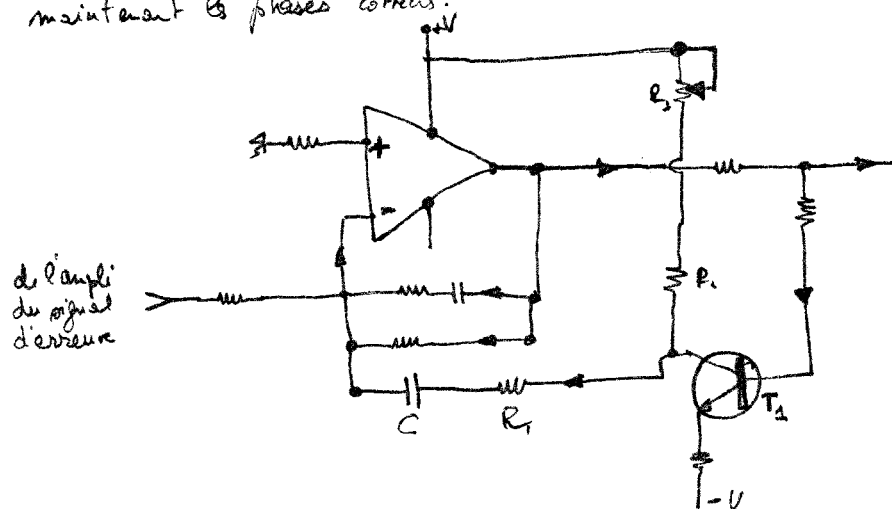


La fréquence de référence est envoyée sur le S.R.D qui fabrique en permanence des impulsions à front raide. Il faut que $t_{pulse} \ll \frac{F_{Lo}}{2}$ pour que l'échantillonnage fonctionne correctement. Le balun peut être réalisé à l'aide de wax ou de stripline suivant la fréquence d'utilisation. Il faut simplement que les deux diodes d'échantillonnage reçoivent les pulses de même amplitude mais rigoureusement à l'opposée de phase. La sortie est combinée à l'aide d'un potentiomètre d'équilibrage qui permet d'annuler tout offset continu. Quelque soit F_{Lo} il existe une combinaison qui fait que $F_{IF} = F_{Lo} \pm N F_{ref}$. N étant un rang de multiplication. Lorsque F_{Lo} devient très sensiblement égale à $F_{ref} \times N$ la fréquence IF baisse (ou monte suivant les cas) - Lorsque F_{Lo} est strictement égale à $F_{ref} \times N$ on a $F_{IF} = 0$ et lorsque les phases sont identiques la tension continue en sortie est nulle (à condition bien sûr d'avoir préalablement réalisé l'équilibrage de la porte).

Cela permet d'utiliser l'échantillonneur comme un détecteur de phase.

(12)

La sortie amplifiée sera réinjectée sur la bobine F.M du Y.I.G pour maintenir $F_{IF} = \phi$ et $V_{IF} = \phi$. Afin de faciliter l'acquisition de la boucle on ajoute dans celle-ci un oscillateur de capture. Il agit un oscillateur dont la fréquence est de quelques hertz et qui délivre une tension qui sera superposée à V_{IF} . Lorsque que l'on autorisera le phase-lock l'oscillateur se mettra en fonctionnement shiftant F_{LO} suffisamment pour que celle-ci passe sur une arête où $F_{LO} = F_{IF}$. Dès que le signal IF montre que F_{LO} est dans la plage de capture de la boucle, l'oscillateur s'arrête et le boucle fait en officio, maintenant les phases corrects.



La boucle de contre réaction sur l'ampli OP avec T_1 provoque une oscillation dont la période est déterminée par le produit RC .

La fréquence de référence pour la boucle est fournie par un oscillateur à quartz thermostaté qui est filtré par un filtre à quartz à 1 pôle pour limiter le bruit de phase.

Les résultats globaux sont encourageants. Après diverses manipulations pour mettre au point le gain de boucle, la synchronisation arrive à se mettre en œuvre sans problème et l'on peut voir avec ravissement battre le Hz sur le compteur.

Toutefois il est encore nécessaire d'optimiser le filtrage de la boucle pour essayer d'éliminer les produits indésirables (présence de 10 MHz à -75 dB dans certains cas) et essayer d'améliorer le bruit de phase. Les fig 4 et 5 montrent les résultats obtenus dans l'état actuel des choses. Le bruit de phase ne peut pour l'instant être chiffré avec précision.

Reference:

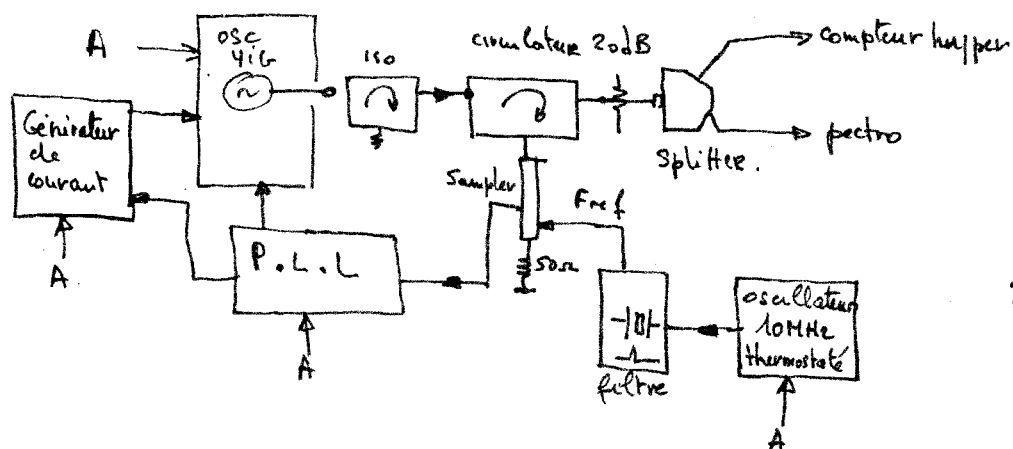
HP: Spectrum analyzer RF function operating and service manual 8554B et 8555A et 8565A.

Hewlett Packard Journal Nov 1977: Frequency synthesis in Microwave signal generator

W.S. Watkins, Johnson Journal: tech notes. K-band YIG tuned GaAs oscillators

A Noise reduction technique for multipliers type microwave oscillators. H.J. Simeis et B. Scheidek

Conditions de mesure.

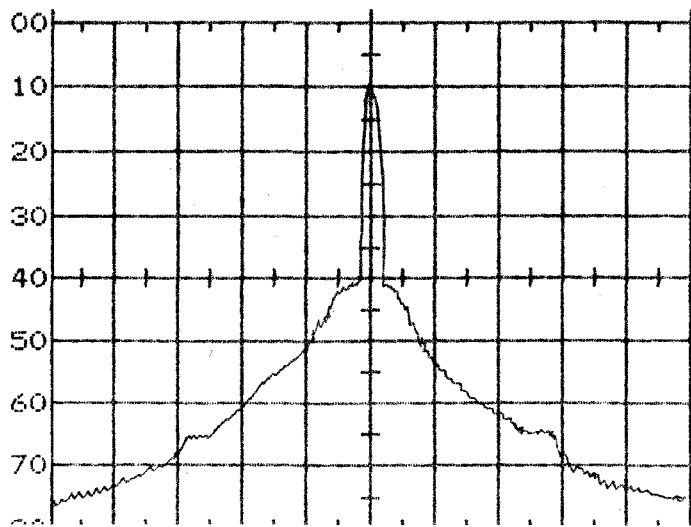


$$A = A_{lms}$$

Une fois l'acquisition par la P.L.L. réalisée l'ensemble reste verrouillé plusieurs heures et peut ainsi rester quasiment indéfiniment. Le seul problème est à la mise en route. Il faut que le Y.I.G. seul n'ait pas trop de variation pour rester dans la plage de capture de la boucle. C'est pourquoi l'alimentation en courant de la bobine principale doit être extrêmement stable en température. Si non la synchro sautera d'un ou de plusieurs rangs harmoniques de l'oscillateur de référence. La fréquence de référence étant de 10MHz il faut que l'oscillateur de "recherche d'acquisition" couvre au moins 5MHz. Cette variation étant en fait importante pour la bobine FM du YIG on envoie une partie de la tension de "recherche" sur le générateur de courant de la bobine principale. Généralement l'excursion de la bobine FM étant limitée à ± 2 MHz environ pour le YIG courants.

A propos des résultats une analyse plus fine de signal montre une légère F.M. 50Hz (quelques centaines de Hz) résiduelle. Cela est dû à l'aspect "penné à crabs" du montage de la maquette.

$$\text{On a } I_b = 125 \text{ mA} \Rightarrow 2,7 \text{ GHz et } I_b = 195 \text{ mA} \Rightarrow 4,2 \text{ GHz} \Rightarrow \boxed{46,7 \text{ pA/MHz!}}$$



$$F_0 = 3,900 \text{ GHz}$$

$$\text{Input Att: } 20 \text{ dB}$$

$$\text{Log Ref: } +10 \text{ dBom}$$

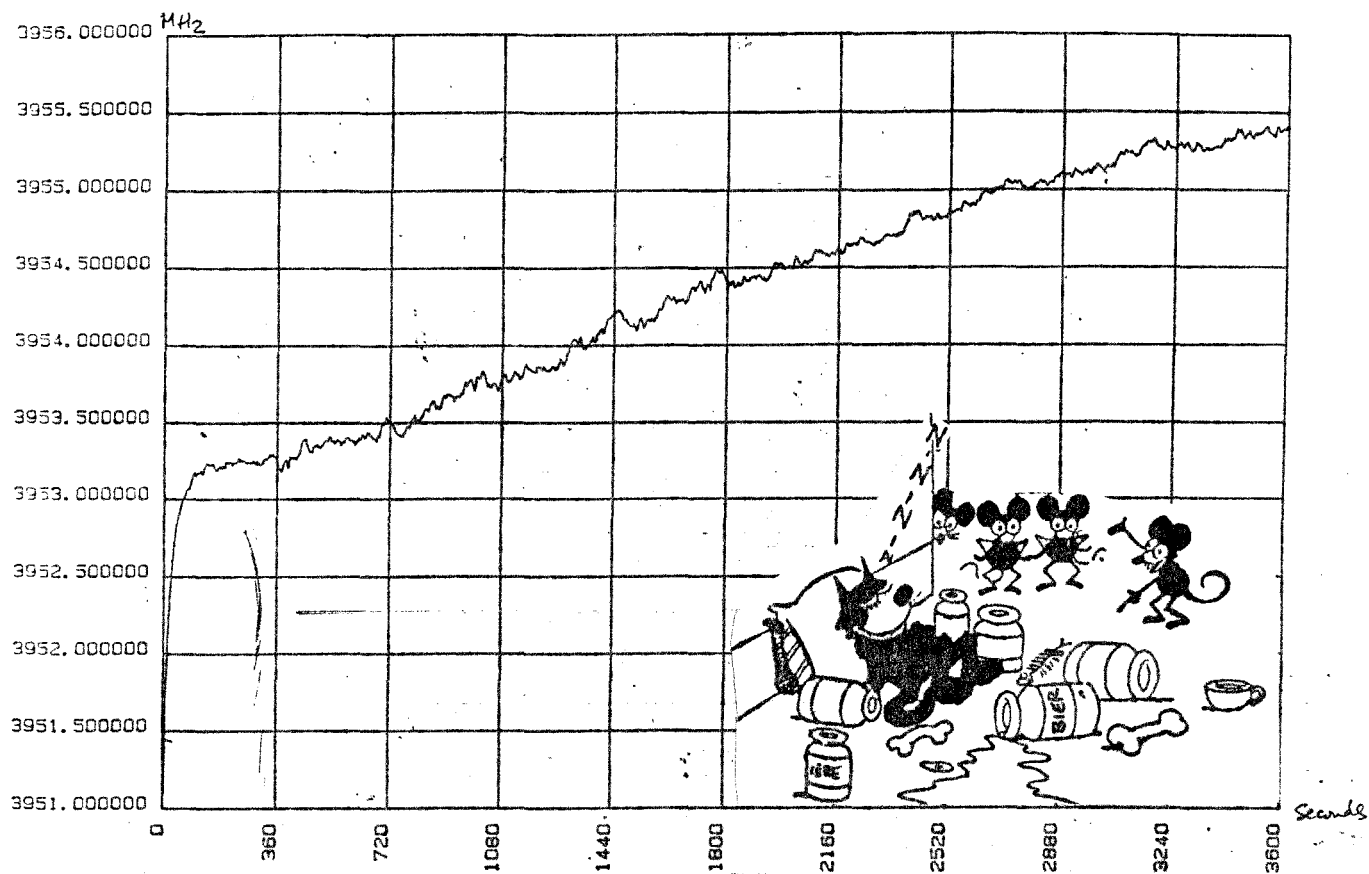
$$\text{Scan: } 10 \text{ kHz/div}$$

$$\text{Résolution: } 300 \text{ Hz}$$

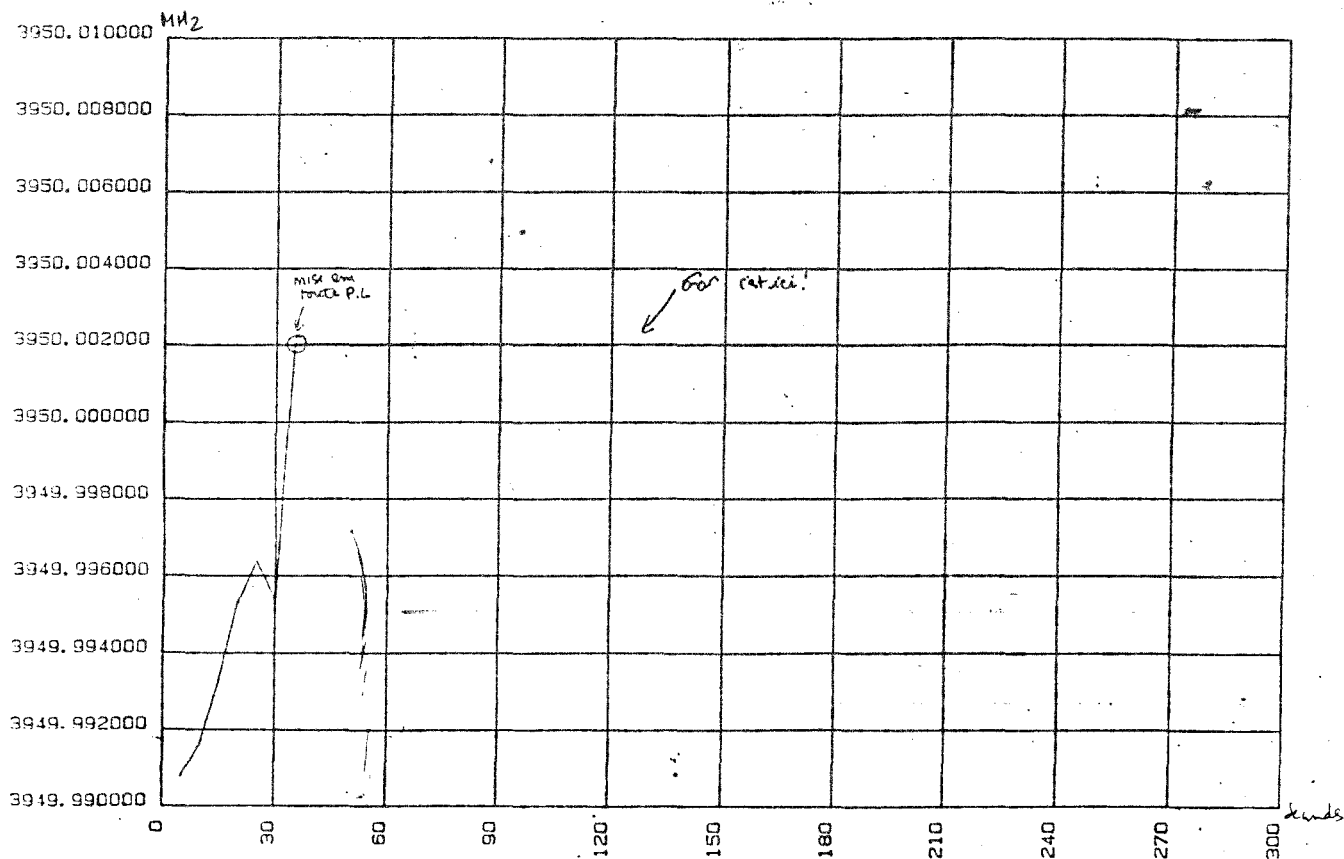
$$\text{Vidéo: } 100 \text{ Hz}$$

$$\text{Time/div: } 1 \text{ sec}$$

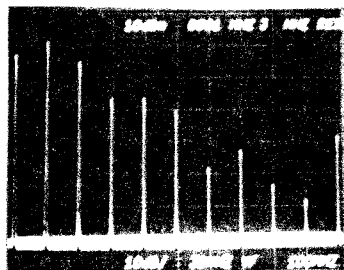
$$\text{Scan: auto/hold}$$



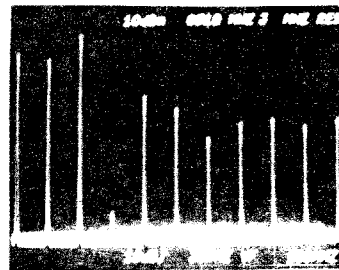
E.T.R. Derive Y.I.G avec synchro



spectre en sortie de T2
(emitter follower)
REF +10 dBm
100 MHz/div
sweep width= 1000 MHz



spectre en sortie du
doubleur (T3)
P 200 MHz= +12 dBm



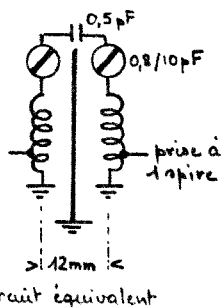
le couplage entre T3 et T4 se
fait avantageusement à travers un
filtre 200 MHz à 2 cellules.

nota: couplage emitter follower/doubleur optimum pour C liaison
compris entre 1,8 et 6,8 pF.

utiliser perle ferrite type 3B3 ou equiv. pour éviter les
oscillations paramétriques.

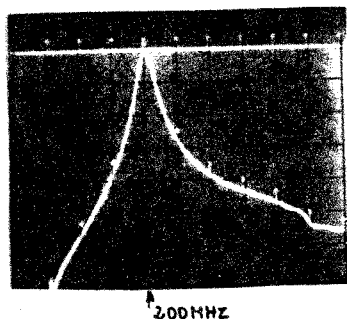
alimentation de T3 à travers un filtre VHF (meilleure sta-
bilité.

prise sur L2 . emplacement critique .



50MHz/div

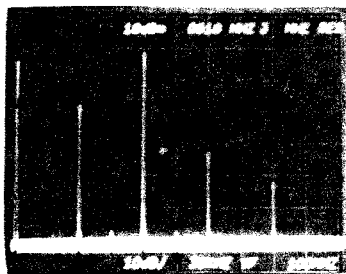
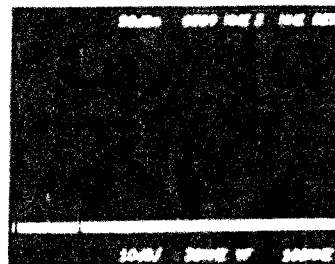
-40dB @ 300MHz
-55dB @ 100MHz



l'action du filtre 200 MHz est de faciliter
le filtrage à 400 MHz

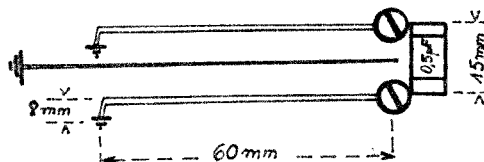
sortie doubleur 200 MHz + filtre 2 cellules
p 200 MHz=+18 dBm

meilleure pureté spectrale
meilleur transfert d'énergie

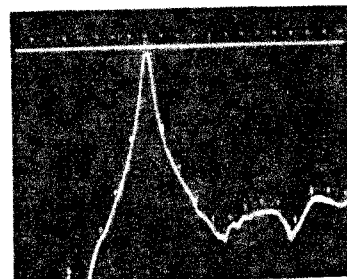


sortie T4
doubleur 200/400 MHz
100 MHz / div
10 dB / div

même remède en sortie de T4. (filtre 400 MHz à deux cellules)



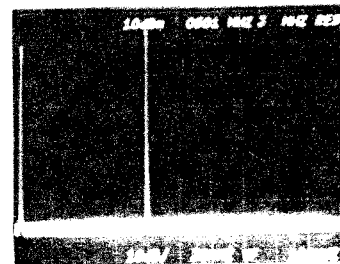
100MHz/div
10dB/div
marque 50MHz
insertion loss: 2dB
rejection à 4f±100MHz:
min 40dB



400MHz

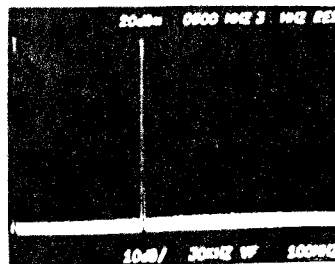
sortie de T6 (400 MHz "power amplifier")
sans filtre !
on voit très bien l'harmonique 2 (800 MHz)
P 400 MHz= + 20 dBm

Sortie doubleur 200/400 MHz + filtre
P 400MHz = +14dBm
Spurious rejection > 60dB (1 à 1000MHz)



un filtre 400 MHz identique au précédent sera implanté en sortie
de T6 .

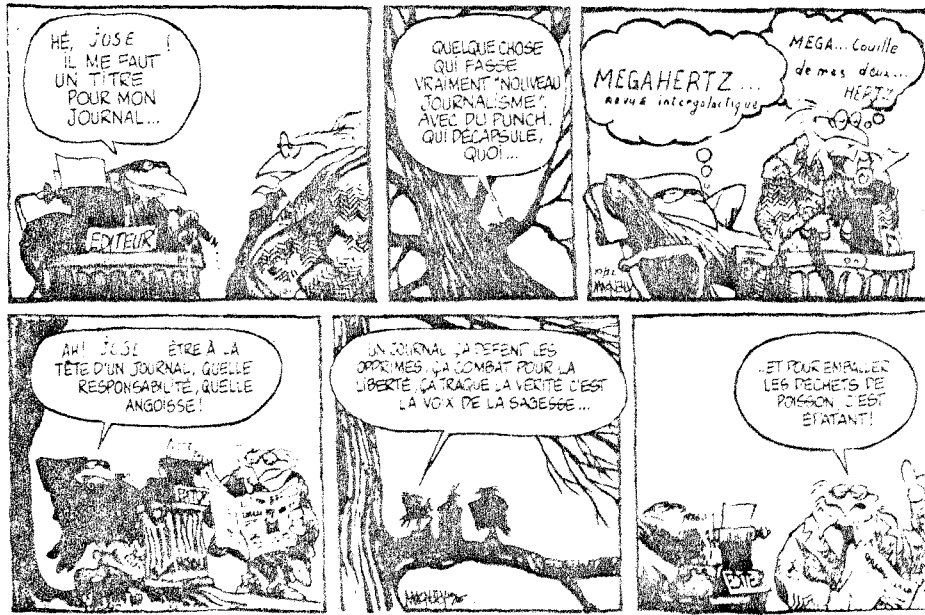
p 400 MHz = +22 dBm i.e 158 mW / 50 Ohms
rejection harmoniques > 60 dB entre 10 kHz et 1 GHz



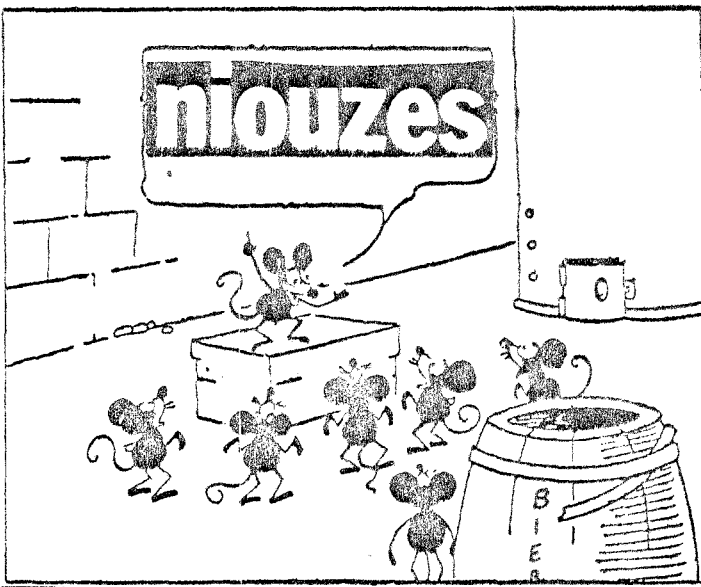
Bonne réalisation! Fiqy.

L'AMPLI 1286 MHz 26007 de DE9XXI qui devrait
être sur cette page sera dans le n° de novembre 88!

(16)

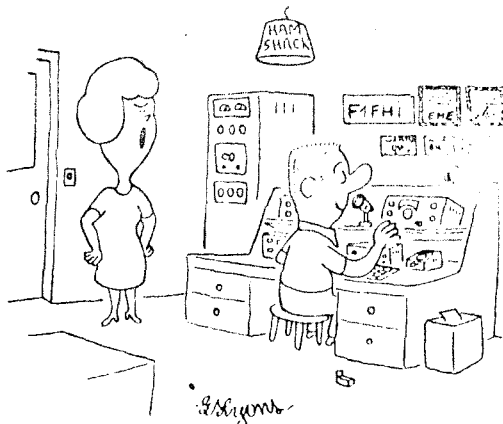


- FBSQ vds push 40000's
- FAET cherche AN258A ou rien.
- FDTURK cherche pour photocop Han Radio May ?

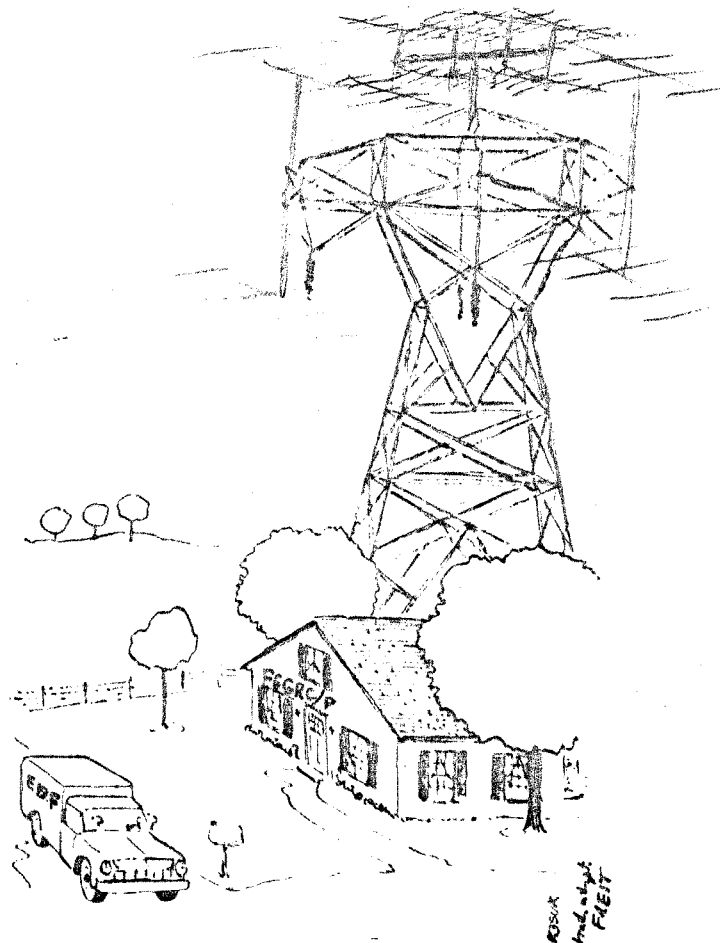


L'abus prolongé d'alcool ne fait pas automatiquement la cirrhose. Il prépare plutôt le terrain, et c'est l'intervention d'un autre facteur (peut-être le virus de l'hépatite B) qui déclencherait la cirrhose. C'est la conclusion d'une étude danoise publiée par l'hépatomadaire médical *The Lancet*. Elle a été menée très soigneuse-

ment auprès de 258 hommes qui consommaient plus de 50 g d'alcool par jour et qui ont été suivis pendant 10 à 13 ans. Pendant ce temps, 38 d'entre eux ont été atteints de cirrhose, sans qu'il y ait de lien avec la dose d'alcool consommée ou le nombre d'années de cette consommation.



"The last time we went out to eat was because of power failure!"

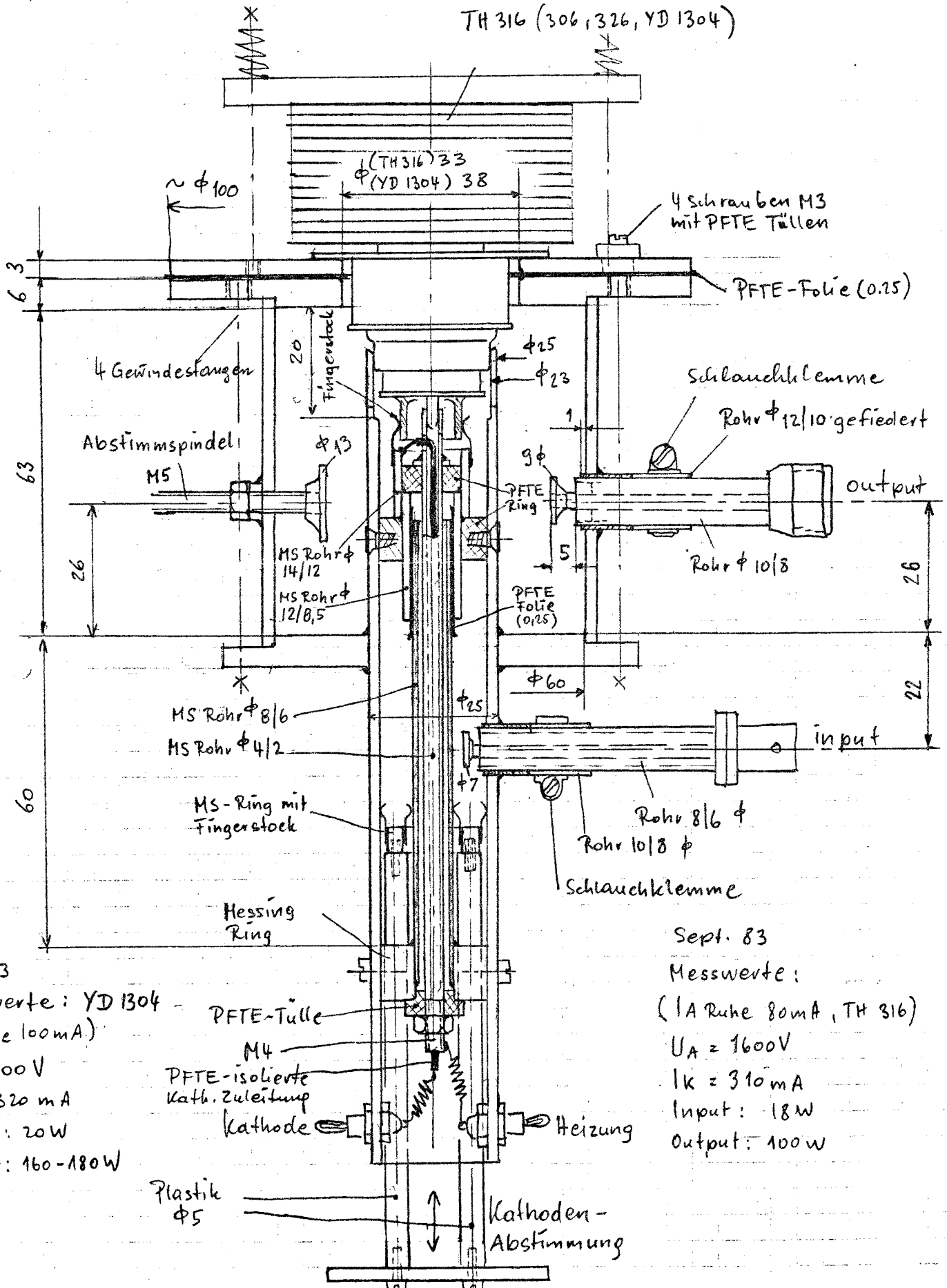


"et! Marcel. je crois bien que c'est un des notes!"

2300 MHz PA

OE 9 PMJ Nov 1983

M = 1:1



Dez. 83

Hesswerte: YD 1304
 (1A Ruhe 100 mA)

UA = 1700 V

IK = 320 mA

Input: 20 W

Output: 160-180 W

Sept. 83

Messwerte:

(1A Ruhe 80 mA, TH 316)

UA = 1600 V

IK = 310 mA

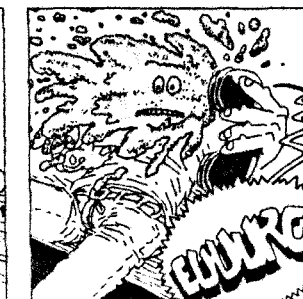
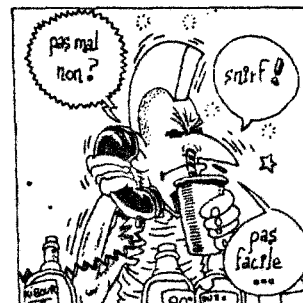
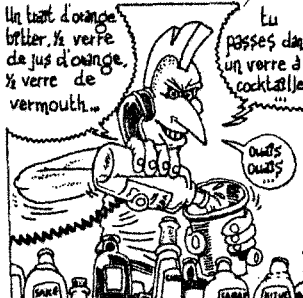
Input: 18 W

Output: 100 W

Une histoire par Bère Jotit 8511

BLOODI mélange les ALCOOLS.

Préface : Bloodi, toujours avide de sensations nouvelles, a tapé un Felix Putain, et appelé un pote à lui qui touche en cocktails...



Lorsqu'on mélange 1 gramme de cèpe cueilli à la pleine lune et préalablement séché avec 2 grammes de thé de Darjeeling qui aurait macéré pendant 23 jours dans de la saumure, et que l'on fume le tout, surtout après un copieux repas bien arrosé, on est très rapidement indisposé par des nausées et de violentes migraines, sans être une seconde défoncé. Toutefois, ce mélange ne provoque aucune accoutumance.



Les coupleurs sont réalisés avec du wireline 50 Ω rigide, ce coupleur est constitué de fils torsadés, isolé entre eux permettant ainsi un couplage mutuel important et d'un tube de cuivre constituant la bierre.

Les charges fixes sont réalisées par des résistances de 50 Ω de récupération sur des isolateurs (attention certaines charges sont sélective).

Le substrat est du verre téflon de $\frac{1}{32}$ " (0,8 mm d'épaisseur). Pour le montage il sera séparé suivant pointillé sur CI de façon à enter de tordre les pattes du transistors. Le CI sera rigidifié par un radiateur. La polarisation est câblée en l'air.

Réglage :

Charger chaque amplificateur par des charges fixes de 50 Ω régler le courant de repos à 600 mA (attention prévoir le radiateur en conséquence)

Régler chaque amplificateurs aux max de puissance de sortie, les connecter ensuite par les coupleurs 90°. Pour les premiers essais en HF on insérera un atténuateur de 3 à 6 dB pour protéger l'étage exciteur.

PS : Bientôt en FB8X donc
Le 5,7 GHz sera pour
le retour en 1986

Bonne Réalisation
Michel FIFAN
A bientôt sur 13cm.
La propagation semble être
comparable au 1,2 GHz

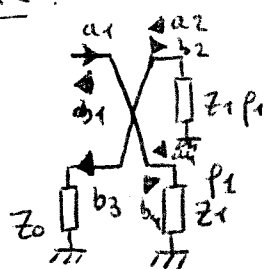


Table du coupleur - 3dB 90°

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & -j & 1 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

 Z_0 impédance caractéristique Z_1 impédance de charge en 2 et 4L'onde incidente a_1 est divisée par $\sqrt{2}$ en tension soit 3dB.si $Z_1 = Z_0$ pas d'onde réfléchi.

$$b_2 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ$$

$$a_2 = p_1 / \sqrt{2} \angle 0^\circ$$

$$b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \angle 90^\circ$$

$$a_4 = p_1 / \sqrt{2} \angle 90^\circ$$

$$b_1 = p_1 \cdot \frac{a_1}{2} + p_1 \frac{a_1}{2} \angle 180^\circ = 0^\circ \quad \text{pas de retour sur l'émetteur}$$

$$b_3 = p_1 \frac{a_1}{2} \angle 90^\circ + p_1 \frac{a_1}{2} \angle 90^\circ = p_1 a_1 \angle 90^\circ \quad \text{puissance absorbée dans la charge } Z_0 \text{ si } p_1 \text{ est important.}$$

d'autres applications des coupleurs 90°, atténuateur à diodes PIN.

Bibliographie + Dubois DL7QY 1/1984

+ AN HP 949-1 Linear power amplification using The HP35850 series transistors

+ AN California Eastern Laboratories (UK) J P Quinn 1981

+ doc diverse IUT cachan sur coupleur 90°.

Merci à José FLEIT et Michel F6DZK.

* Sealecho 91 Vieille poste représentant de Sage

type HC

$$\text{longueur en cm} \quad \lambda/4 = \frac{4,95}{f(\text{GHz})} = 2,15 \text{ cm} \left[\begin{array}{l} \pm 10\% \text{ sur} \\ \text{la fréquence} \end{array} \right]$$