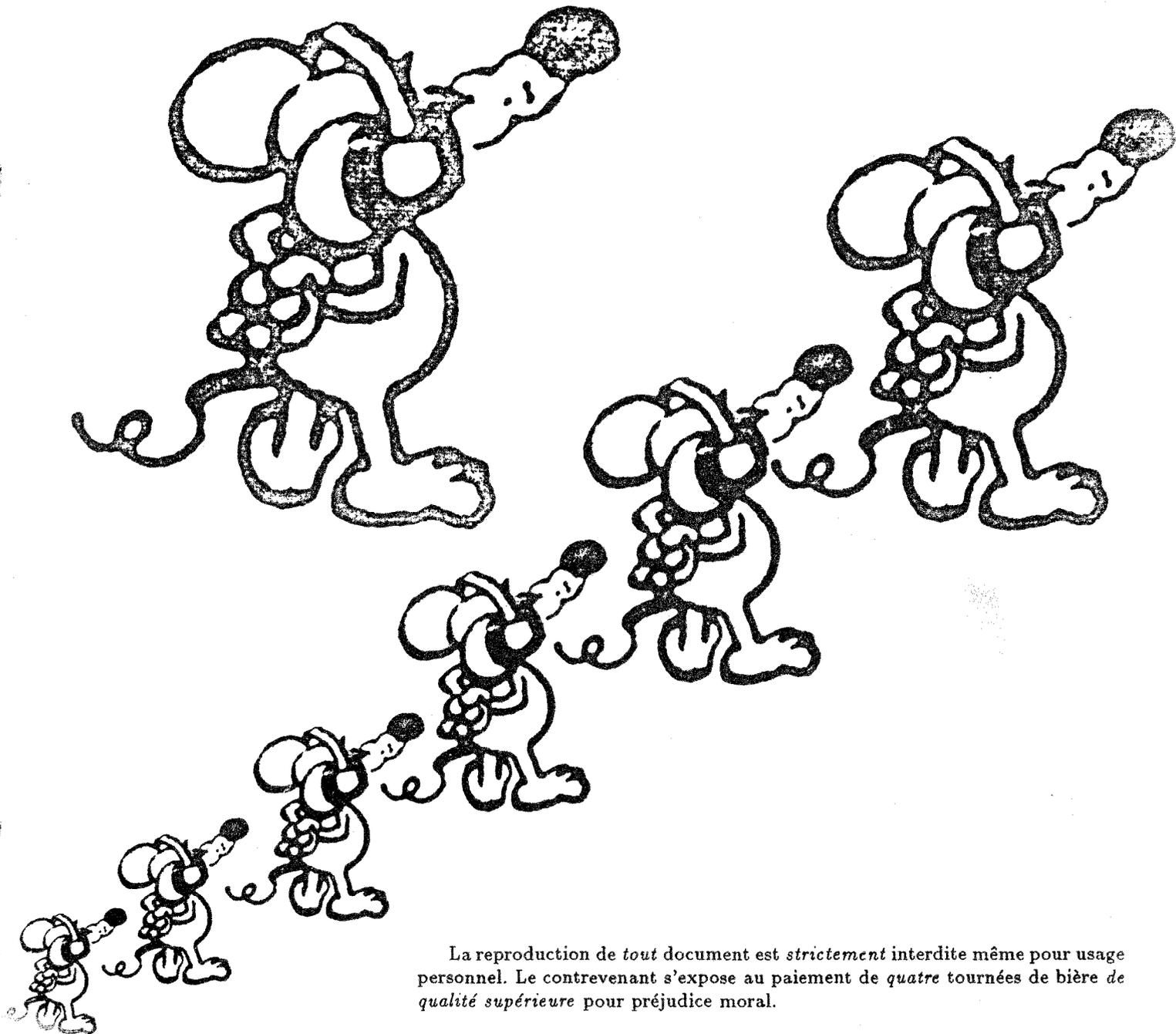


FSDE

HURC INFOS

N° 28 JUIN 87



La reproduction de *tout* document est *strictement* interdite même pour usage personnel. Le contrevenant s'expose au paiement de *quatre* tournées de bière de *qualité supérieure* pour préjudice moral.

SHF - UHF - VHF

F1DED/P XH 2^e quinze d'août

144-432-1296-2320



Expedition en "YG" du 13 au 24 juillet 1987

Une expedition sera organisée par une équipe d'amateurs suisses romands avec l'indicatif F/HB9CVC/p dans ce carré-locateur relativement rare, durant la deuxième partie du mois de juillet.

Le trafic se déroulera sur les fréquences suivantes

- 144.270 MHz avec environ 800 W et 2x1el.
- 432.250 MHz (±5 kHz - Sidis) avec 700 W et 4x21 el.
- 1296.170 MHz avec environ 200 W et une parabole de 1,3m.
- (evtl. 2320 MHz possible avec la parabole et 3-4 W)

Le QTH sera l'île de Noirmouhier (YG)

Pour les skeds (SSB/CW) : HB9 SAX, André Breguet, Gare 49, CH - 2017 Boudry

POUR LE PROCHAIN CONTEST 2 TROPHÉES	
PREMIER	DERNIER

F6HYE/P/EA Debut juillet F6HYE et F6IOC seront dans le nord de l'Espagne (VD-WD) sur 432 et 1296

BALISE DU 77 Maintenant autorisée avec l'indicatif FX1UHY

la programmation change souvent en ce moment mais elle passe entre autre les 2 locators : JN18IR - B124A

Après vieillissement du quartz thermostaté la fréquence est descendue vers 1296,832 (831?) (1KHz au dessus de GB3BP0)

Sortie Annuelle de F6K8X/P

Faute d'autorisation en DC contest de juillet en AC et autour debut juillet (Andome?) bien sûr DF pour l'ITAU d'octobre!

+++++MAXIMUMS POUR L'ANNEE 1987+++++

+	QUADRANTIDES	194/81	A	15H57NN	GNT	+
+	LYRIDES	122/84	A	14H35NN	GNT	+
+	E QUARIDES	105/85	A	15H13NN	GNT	+
+	PISCIDES	107/85	A	14H57NN	GNT	+
+	NU PISCIDES	109/85	A	15H33NN	GNT	+
+	ARIETIDES	106/86	A	15H25NN	GNT	+
+	Z PERSEIDES	103/86	A	15H36NN	GNT	+
+	LYRIDES JUIN	115/81	A	14H57NN	GNT	+
+	B TAVRIDES	117/86	A	17H01NN	GNT	+
+	NU GEMINIDES	113/87	A	16H37NN	GNT	+
+	B ASUARIDES	129/87	A	02H10NN	GNT	+
+	PERSEIDES	111/88	A	02H08NN	GNT	+
+	GIASCBINIDES	109/10	A	03H09NN	GNT	+
+	ORIONIDES	121/88	A	11H11NN	GNT	+
+	CASSIOPEIDES	107/11	A	03H09NN	GNT	+
+	LEONIDES	119/11	A	02H10NN	GNT	+
+	GEMINIDES	111/12	A	03H10NN	GNT	+
+	URSIDES	103/11	A	11H08NN	GNT	+

OUAI 7 VONT COMME LA DERNIERE FOIS COUPER LE LAIT DES VACHES CES CONS AVEC LEURS MACHINS



TDR (*) et RELAIS HAUTE FREQUENCE

J. DURAND / FC10Y

12

1. INTRODUCTION

L'émission et la réception d'amateur mettent souvent en jeu des signaux de type sinusoïdal. Il est plus rares de voir utiliser les techniques du domaine impulsionnel. C'est ce que nous allons tenter de faire timidement ci-après.

2. QUELQUES DEFINITIONS

2.1 REPONSE D'UN OSCILLOSCOPE CONVENTIONNEL (oscilloscope en temps réel) à un échelon de temps de montée nul.

L'on suppose, conventionnellement, que l'amplificateur de l'oscilloscope possède une réponse amplitude/fréquence de type GAUSSIENNE (figure 1).

Dans ces conditions, la relation entre la fréquence de coupure supérieure (F_c -3dB) et la réponse impulsionnelle (temps de montée $[Tr]$ mesuré entre 10 et 90 %) est:

$$0.35$$

$$F_c -3dB = \frac{0.35}{Tr(10-90\%)} \quad [Eq.1] \text{ (fig.2)}$$

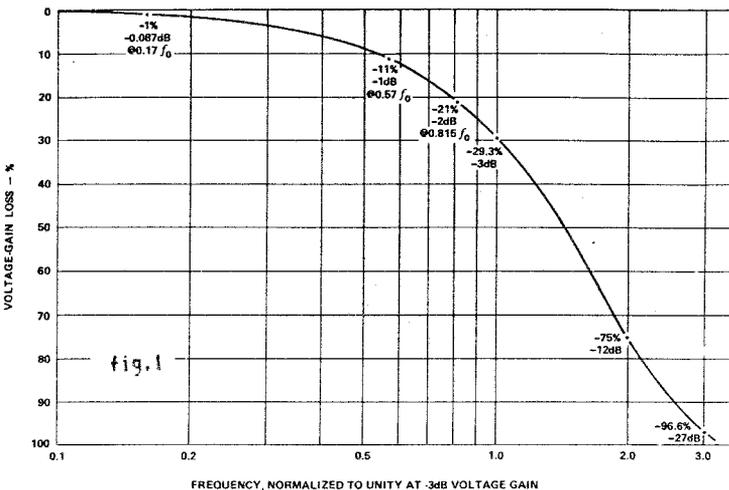
Tr(10-90%)

exemple 1: $Tr \text{ Oscilloscope} = 5 \text{ ns} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ s}$

$$F_c -3dB = 0.35 / 5 \cdot 10^{-9} \text{ s} = 70 \text{ MHz}$$

exemple 2: Si divers éléments sont montés en cascade (i.e. amplificateurs, sondes, câbles courts (NB1), générateur d'échelon...etc), le temps de montée global sera :

$$Tr \text{ global} = \sqrt{(Tr1)^2 + (Tr2)^2 + \dots \text{etc}}$$



2.2 OSCILLOSCOPE A ECHANTILLONNAGE (sampling oscilloscope).

Le principe en est assez simple (fig.3), par contre, la technique de mise en oeuvre est nettement plus délicate.

Si un signal répétitif est appliqué à l'entrée d'un tel oscilloscope, une porte (généralement une horloge quad) transfère, pendant un court instant, un échantillon d'une portion du signal observé dans une capacité de stockage. Le cycle suivant, le trigger est légèrement décalé pour capturer une autre portion du signal...et ainsi de suite, jusqu'à l'obtention d'une image ayant un nombre de points suffisant pour l'observation.

Quelques remarques sont à formuler:

Les bandes passantes équivalentes et les sensibilités obtenues sont quasiment impossibles à obtenir actuellement avec des oscilloscopes en temps réel.

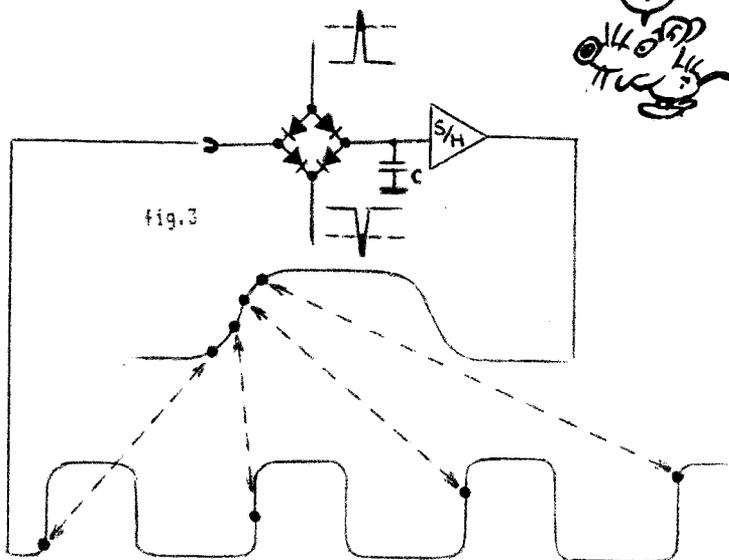
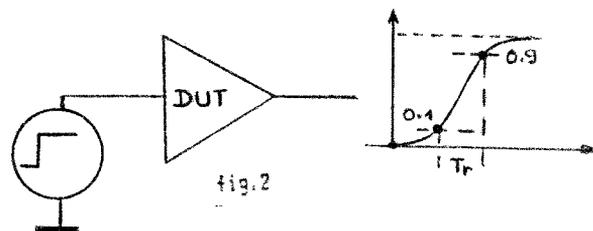
- Jusqu'à 7 GHz environ pour les oscilloscopes en temps réel (sensibilité faible: généralement plusieurs volts/division, récemment 4V plein écran chez TEKTRONIX).

- Plusieurs dizaines de GHz pour les oscilloscopes à échantillonnage. Sensibilité maxi: couramment 5 ou 10 mV/division.

Ce genre d'électronique met en jeu des vitesses de signaux correspondant à des bandes passantes \gg à 10 GHz, avec des aberrations de dépassement de l'ordre de quelques % seulement.

La réponse amplitude/fréquence d'un tel système peut être considéré comme proche d'un système en temps réel si le temps de montée est très rapide par rapport au signal observé (NB2).

Il est évident que ce genre d'oscilloscope, du moins tel qu'il a été décrit sommairement ici, ne fonctionne que pour des signaux répétitifs, et dont la fréquence de répétition est compatible avec les circuits de gestion du trigger et du signal échantillonné.



(*) TDR= Time Domain Reflectometry ou réflectométrie dans le domaine temps

(NB1) Le cas des câbles longs, plus complexe, ne sera pas traité.

(NB2) Cf: Bibliographie



13

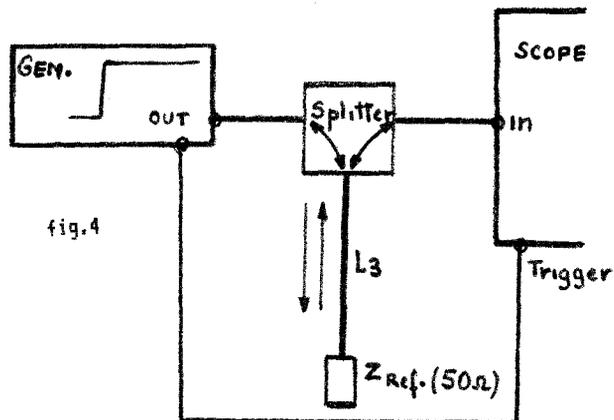
3. CONSTITUTION D'UN SYSTEME TDR

Un système TDR (fig.4) est constitué par:

-) Un générateur d'échelon.
-) Un oscilloscope à échantillonnage (pour une vitesse élevée, donc une résolution maximale).
-) Un système d'interconnexions coaxiales (couramment au standard SMA).
-) Une charge de référence 50 Ohms, pour la calibration.

La calibration de la déflexion liée au coefficient de réflexion est des plus simple:

-) Si tout est parfaitement adapté (fig.5).
-) Si le circuit est ouvert au bout de L3 (fig.6).
-) S'il y a un court-circuit au bout de L3 (fig.7).



Lorsqu'un générateur, de résistance interne Ri, est connecté à une charge RI de valeur différente, nous serons alors en présence d'une réflexion d'énergie vers le générateur.

Le coefficient de réflexion sera égal à :

$$r = \frac{R_i - R_l}{R_i + R_l} \quad /r/ \text{ compris entre } 0 \text{ et } 1$$

ex.1 $\frac{50 - 25}{50 + 25} = 0.33$

ex.2 $\frac{50 - 100}{50 + 100} = 0.33$



Ces deux exemples montrent que le même coefficient de réflexion peut être obtenu avec 2 termes (résistifs), l'un supérieur à Z référence, l'autre inférieur à Z référence (Les utilisateurs d'analyseurs de réseau reconnaîtront là les deux croisements de l'axe réel par un cercle de ROS constant).

L'avantage du TDR est:

-) de voir, d'un coup d'oeil, l'endroit exact où se trouve la réflexion (ex: examen de la structure interne d'un connecteur...ou de son câblage !!!).

C'est un véritable RADAR (il est possible de faire du TDR à une seule fréquence sinusoïdale en créant un " Sine Wave Burst ". Cette technique est utilisée parfois pour localiser les défauts dans des assemblage de guides d'ondes).

-) de déterminer très facilement si nous sommes en présence d'une composante inductive (Z > Z référence), capacitive (Z < Z référence), résistive et de quelle valeur.

Les compensations à apporter sont alors plus clairement définies que d'analyser le même phénomène dans le domaine fréquence entre 100 KHz et 10 GHz sur un ... voir des analyseurs de réseau. La tendance actuelle (Hewlett Packard) est de mettre sur le marché des instruments capables de passer, à volonté, du domaine fréquence au domaine temps... le grand luxe !!!!

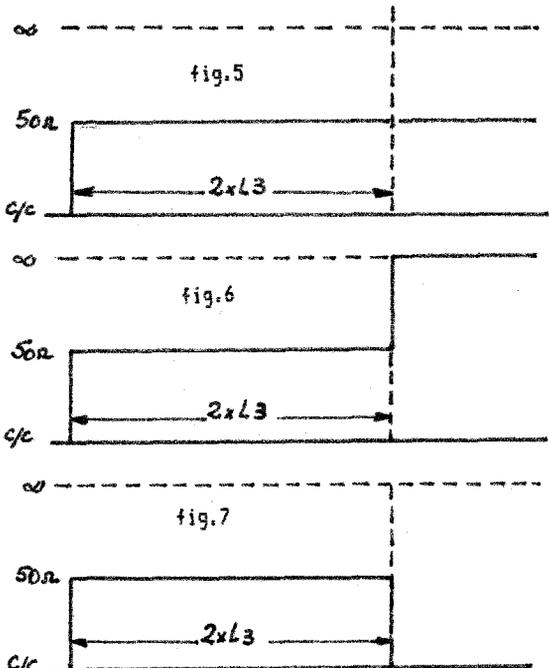
4. QUELQUES IMAGES TDR d'intérêt général

Afin de conforter les notions précédemment décrites, voici quelques clichés obtenus avec l'équipement suivant:

-) Générateur d'échelon TEKTRONIX S52 (diode tunnel), Tr < 25ps
-) Oscilloscope à échantillonnage TEKTRONIX 7S11-7T11 + sampling head S6 (Tr < 30 ps)
-) Charge de référence 50 Ohms SMA spécifiée jusqu'à 18 GHz.

BIBLIOGRAPHIE:

TIME-DOMAIN REFLECTOMETRY MEASUREMENTS
by JAMES A. STRICKLAND
TEKTRONIX MEASUREMENT CONCEPTS.



4

$$\text{Temps de montée de l'ensemble} = \sqrt{(25 \cdot 10^{-12})^2 + (30 \cdot 10^{-12})^2}$$

$$= 39.05 \cdot 10^{-12} \text{ s}$$

$$\text{Bande passante équivalente} = \frac{0.35}{39.05 \cdot 10^{-12}} = 8.96 \text{ GHz}$$



fig.8
forme de l'onde délivrée par le générateur S52.
(oscilloscope TEKTRONIX 7904+7A19 [Bw=500 MHz])
100 mV / div. 2 μs / div.

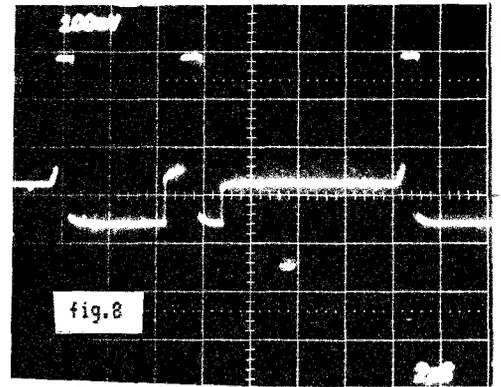


fig.9
réponse de l'ensemble 7S11+7T11+S6+S52
100pS (10⁻¹⁰ S)/division
déphasement: environ 6%
NB: les interconnexions sont réalisées avec du câble PTFE RG142.
à ces vitesses, même des longueurs de connexions inférieures à 1 mètre introduisent des pertes non négligeables.

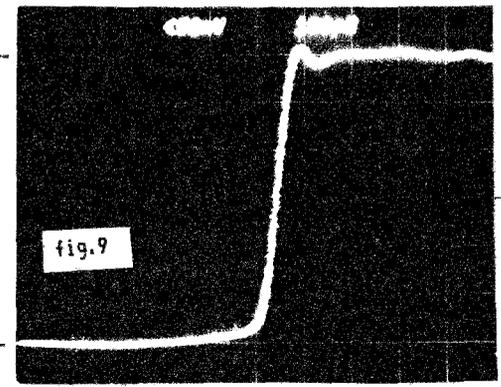


fig.10
le circuit est ouvert au bout de 73 CM de câble PTFE RG142 (cf: fig.6)

-) 2 divisions = 100% de réflexion
 -) la réflexion intervient après environ 7.2 ns (soit un aller-retour dans 73 CM de RG142).
- $$\frac{7.2 \cdot 10^{-9} \text{ s}}{2 \cdot 73 \text{ CM}} = 4.93 \text{ ns/M}$$

la détermination du coefficient de vélocité est plus précise dans le domaine fréquence .Ceci est surtout une illustration des possibilités du "RADAR" qu'est le TDR.

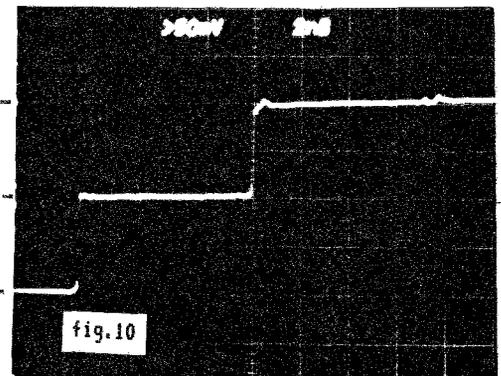


fig.11
Le signal du générateur S52 contient de l'énergie jusqu'à une dizaine de GHz.

Estimation du spectre :
Analyseur de spectre TEKTRONIX 7L14
balayage 10 KHz-1.8 GHz
résolution: 3 MHz
marker: 1296 MHz

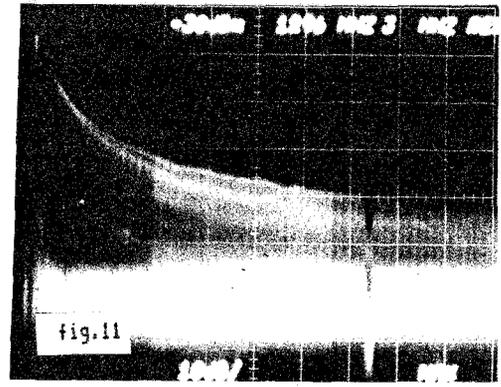
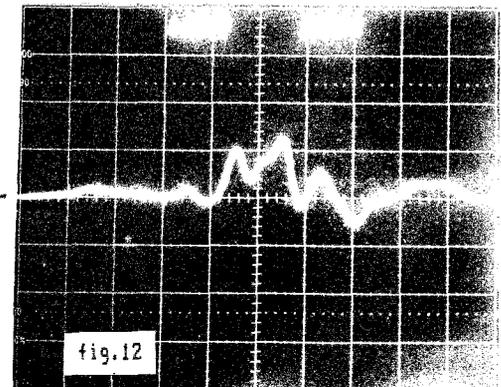


fig.12
Performances d'une charge BNC 50 Ohms (HUBER + SUHNER) et d'un I BNC.
- = 10 % / division
200 pS / division
axe central = référence (50 Ohms)

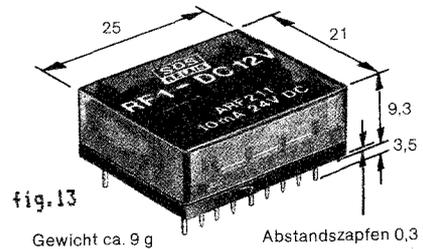


15

5. Le relais haute fréquence RF1-6v de SDS.

L'Allemagne est traditionnellement un grand fabricant de relais, et la firme SDS GmbH n'échappe pas à la règle. NEANMOINS ... le modèle RF1 est fabriqué au Japon (!!!) sous la responsabilité de MASUSHITA.

quoiqu'il en soit, cet étonnant petit relais (fig.13) est intéressant à examiner de plus près. La simplicité de sa structure interne est peut-être un modèle pour la réalisation de quelque chose de plus conséquent : il peut être certainement utilisé pour les commutations à faible puissance sur 1296 ou 2300 MHz (puissance commutée 250 mW . puissance transmise >> hors commutations) ou comme deuxième relais dans une station EME. (RSJ : environ 7 DM).



Nous avons testé ce relais sur un petit circuit imprimé (fig.14) (époxy standard 16/10).

Le relais est enfiché, côté plan de masse, sur des contacts HOLTITE (AUGAT), les connexions vers l'extérieur étant réalisées par des transitions microstrip-BNC. C'est sur cette configuration très conventionnelle et bon marché que nous avons effectué des mesures en TDR, puis plus classiques dans le domaine fréquence.

fig.15 TDR 10 % /div 500 pS/div
fig.16 TDR 10 % /div 200 pS/div

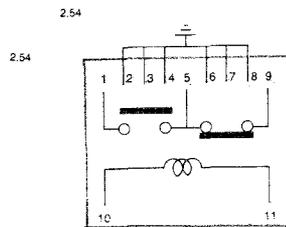
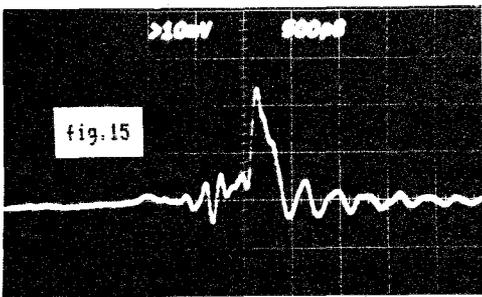
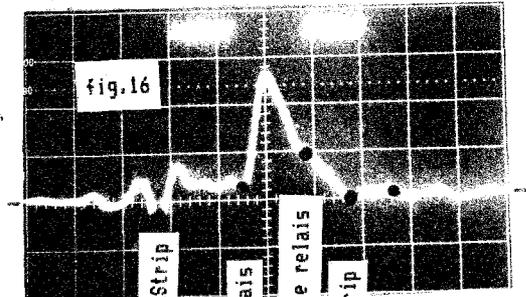
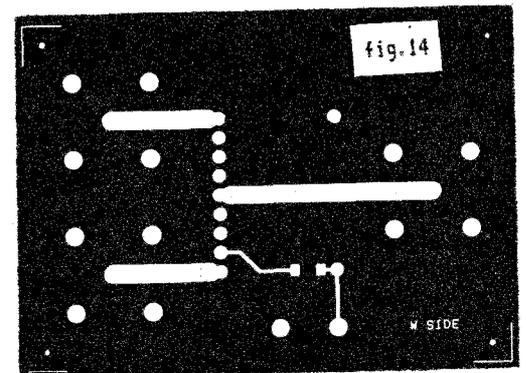


fig.13 bis



passage BNC/μstrip
entrée relais
sortie relais
passage BNC/μstrip
charge SMA 50.04Ω

fig.17 pertes d'insertion.
HP8754a
1 dB/div
sweep 4-1300 MHz
marker: 50 MHz
NB: la trace supérieure est la référence (HP8754a en direct)

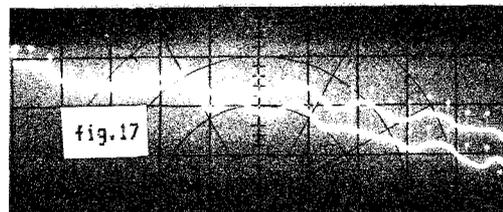


fig.18 pertes d'insertion.
HP8754a
0.25 dB/div
sweep 4-1300 MHz
marker: 50 MHz
NB: même remarque que ci-dessus.

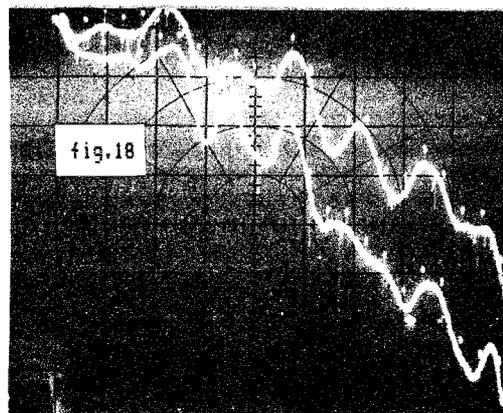
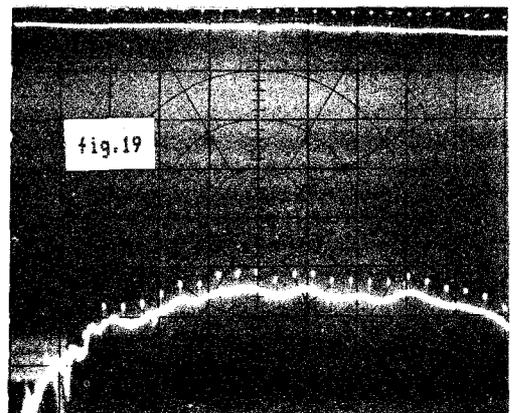


fig.19 isolation
HP8754a
10 dB/div
sweep 4-1300 MHz
marker: 50 MHz
NB: même remarque que ci-dessus.



LU POUR VOUS

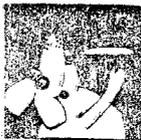
16

QST February 1987

Monolithic Microwave Integrated Circuits—Part 1 *Al Ward, WB5LUA*

Under Construction—Part 16: Understanding and Constructing RF Chokes
Doug DeMaw, W1FB

Rats alcoolos



ne nouvelle substance synthétique bloquerait l'effet d'intoxication de l'alcool chez les rats, selon l'Institut National Américain de la Santé Mentale, qui poursuit des recherches dans cette voie. Sans qu'il diminue pour autant le taux d'alcool, ni les difficultés respiratoires ou le coma qui en découlent, ce produit pourrait être utilisé dans le traitement des alcooliques. Un gros marché à prendre...

VHF-COMMUNICATIONS 4/86

Matjaž Vidmar,
YT 3 MV (ex YU 3 UMV)

TV Satellite Receive System
Part 1: Low-Noise 11 GHz Down-Converter

Jochen Jirmann,
DB 1 NV

Voltage-Controlled Tuned Wideband Oscillators

DEUS 1/87

TECHNICAL REPORTS EDITED BY DL7QY
OSZILLATOR FÜR SHF TRANSVERTER IN SMD TECHNIK VON DCØDA/DJ6JJ.
DUOBANDTRANSCEIVER SSCW7Ø2 'CHANGES' BY DL7QY
RELATISSTEUERUNG FÜR LEISTUNGSENDSTUFEN VON DL6NCI
GAAS FET VERVIELFACHER VON 3GHZ NACH 12GHZ VON DCØDA
LOW COST-HIGH PERFORMANCE MIXER UP TO 25ØØ MHZ BY ØR9PMJ

IEE proceedings - I

February 1987

Analysis and understanding of GaAs MESFET behaviour in power amplification. Y. Crosnier, H. Gerard and G. Salmer

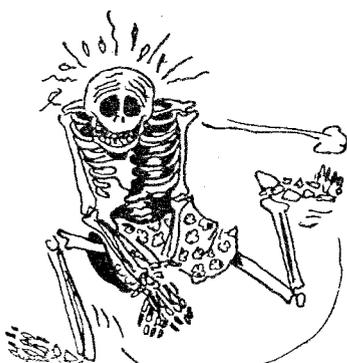
DEUS 1/87

LO FÜR 1Ø GHZ TRANSVERTER VON DJ6JJ
MODIFIED F9FT YAGI BY PA3DZL → ILEST GONFLÉ!!
BETRACHTUNGEN ÜBER HOHLRAUMRESONATOREN VON DK2AB
ANPASSUNGEN MIT STREIFENLEITUNGSSCHALTUNGEN VON DK2AB
SEITENBANDRAUSCHEN BEI AMATEURFUNKSTATIONEN VON DL7QY

IEE PROCEEDINGS, Vol. 134, Pt. H, No. 2, APRIL 1987

Coaxial line to stripline directional coupler. K.S. Mylvaganam

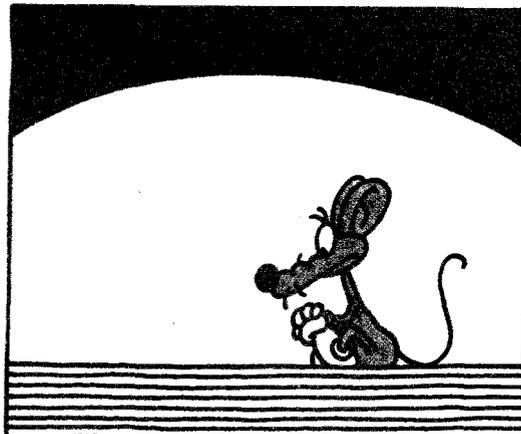
Microstrip feeds for prime focus fed reflector antennas. P.S. Hall and C.J. Prior



CERTAINX ?! FERAIENT BIEN DE
AELIRE HURK NØ 13 ?

THERE ARE NO OLD CARELESS HIGH VOLTAGE TECHNICIANS

d. USE ONE HAND WHEN WORKING WITH HIGH VOLTAGE CIRCUITS. Many people recommend that you put one hand in your pocket when you use a probe or other piece of equipment inside a high voltage section.



MSN & CT JANUARY 1987

DESIGN NOTE: A Comparison of Phase Noise in Synthesizer Design
By Perry C. Bates and Robert A. Nemeth, Techrol Cyclonetics, Inc.

COMMUNICATIONS TECHNOLOGY: In-Phase Waveguide Power-Divider Design Uses Coaxially Terminated Isolated Port
By Glen Collins, and Kamal Hamid, Wavecom

MICROWAVE CAD: Network Synthesis CAD Program Applied to RF and Microwave Circuit Design (Part I)
By Max W. Medley Jr., EEsol, Inc.

SOLID STATE: Multioctave, Double-Balanced Mixers Designed Using MIC Technology
By Ram Mohan Narayanan, University of Massachusetts

ELECTRONICS LETTERS 7th May 1987

Case study of line-of-sight microwave multipath propagation
K. H. Craig and G. R. Kennedy (UK)

Maillard (Ets Maurice)

S. A. au capital de f : 11.500.000
B.P. 1 76117 INCHEVILLE
Tél. : (35) 86.05.49, 86.04.55

→ COMME QUOI ON PEUT FAIRE N'IMPORTE QUI SA MARCHÉ TOUJOURS ... VOIR QUAND MÊME LES CONSIDÉRATIONS SUR LES IMPÉDANCES DE BRUIT.

VHF COMMUNICATIONS 1/87

Wolfgang Borschel,
DK 2 DO

Dimensioning Stacked Yagi Antennas using the Superposition Technique

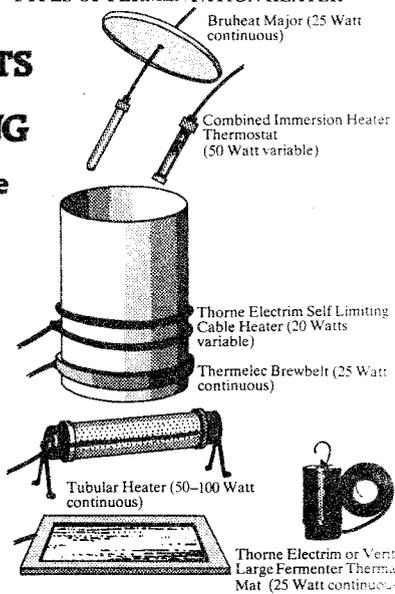
Matjaž Vidmar,
YT 3 MV

TV Satellite Receive System
Part 2: Indoor Unit

TYPES OF FERMENTATION HEATER

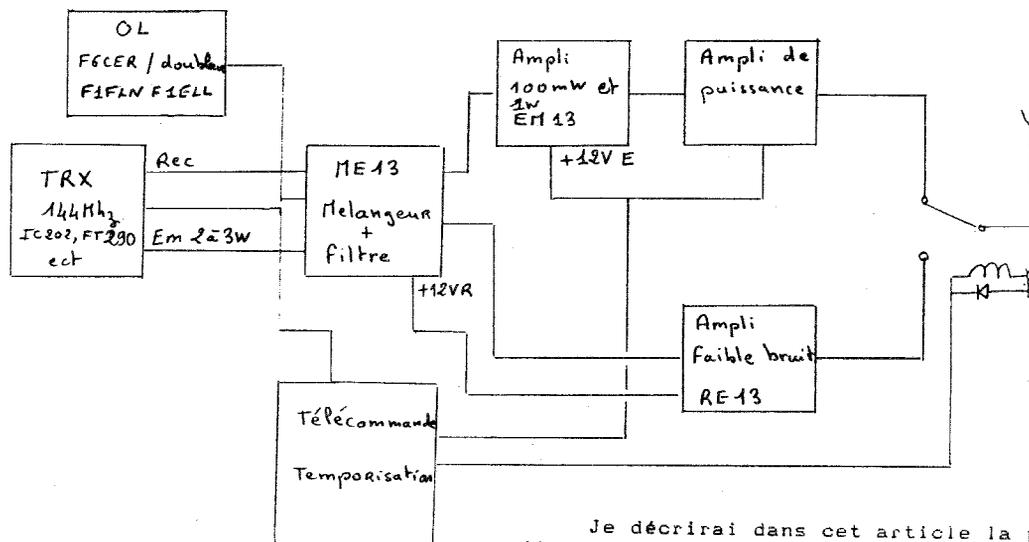
BEER KITS AND BREWING

Dave Line



Après le renouveau du 1296 MHz par une activité de plus en plus répandue en FRANCE, vient en ordre logique le 2,3 GHz. Quelques stations sortent QRV, mais très peu de trafic sans doute du fait que l'on ne trouve pratiquement rien sur le marché du transverter, soit commercialement, soit en kit et surtout une grosse lacune dans les descriptions. Trafiquant moi même sur cette bande depuis quelques années, les distances effectuées sont très voisines du 1296 MHz avec des antennes de construction OM(23 elts sur pvc, voir REF) ou parabole de 1M de diamètre, les puissances de l'ordre de 20 W peuvent être obtenues assez facilement avec des 2C39.

Sur la gamme dite des hyperfréquences, le câblage et les composants doivent être de bonne qualité, le substrat utilisé est du verre téflon de 0.79 mm (1/32 de pouce), le verre époxy apporte des pertes importantes mais reste néanmoins utilisable en 0,79mm d'épaisseur. La description du transverter 2,3 GHz se fera en plusieurs parties, tout d'abord un synoptique de l'ensemble:



Je décrirai dans cet article la partie mélangeurs et filtres, ainsi que la partie temporisation que beaucoup d'OM négligent sur les bandes plus basses avec la destruction de nombreux transistors faible bruit.!

Le transverter pourra être situé en haut du pylône dans une boîte thermostatée ou bien on utilisera uniquement le relais coaxial et le préamplificateur à faible bruit au ras des antennes.

Pour l'oscillateur local, une description est parue dans ~~OCI~~ OCI n°149 en juin 1984 et fonctionne en de nombreux exemplaires. Le réglage du transverter ne nécessite pas l'investissement d'un analyseur de spectre, mais ~~un~~ un simple détecteur et un peu de patience. Le réglage de la réception peut s'effectuer, soit avec une station QRV qui sera toujours prête à faire des essais, soit avec l'harmonique 16 du 145 MHz à une distance de quelques mètres pour dégrossir.

MELANGEUR ET FILTRE

Les parties filtres émission et réception sont identiques, une ligne $\lambda/2$ avec une capacité centrale permettant l'accord. Trois lignes couplées suffisent à éliminer les mélanges indésirables.

Les mélangeurs sont constitués d'un coupleur "-3 Db" et de 2 diodes détectrices HP2817 ou BA484. Un diviseur de puissance du type Wilkinson permet l'injection de l'OL en émission et en réception. Pour la vérification du bon fonctionnement des mélanges, on doit mesurer une tension de l'ordre de 250mV aux bornes de la résistance R1 de 100Ω. La partie 144 MHz émission est constituée par un atténuateur de puissance (2 à 3 W) légèrement variable pour permettre le réglage du niveau d'injection VHF.

En réception pour compenser les pertes du mélangeur et des filtres (8 à 10 dB) un amplificateur à gain variable utilisant un MOSFET double porte du type BF981, 961, 907, etc... permet d'ajuster le gain global du convertisseur réception et non de voir le S-mètre du TRX 144 à S9 de bruit diminuant ainsi la dynamique du récepteur. L'amplificateur est constitué d'un circuit en P1 en entrée et d'un circuit accordé en sortie.

REALISATION DES MELANGEURS:

Une première étape avant de commencer cette réalisation est de rassembler tout les composants nécessaire (notamment les capacités ajustables des filtres, les dimensions seront légèrement différentes s'il s'agit de Stekner 4 pF, de Tekelec AT5802, de gigatrim).

La seconde étape consiste à faire la mécanique ; percer les trous, réaliser les lignes, souder le circuit imprimé



dans la boîte .

Câbler en suite les composants sur le circuit imprimé , souder les diodes avec précaution .

Pour le câblage des lignes , le conseil est de tracer les emplacements sur le fond , de les positionner et de les souder après une dernière vérification .

REGLAGE

EMISSION Un simple détecteur à diode , un tournevis , de la patience permet le réglage . Vérifier la tension sur la résistance R1 qui doit être de #250 mV sans excitation , 144 MHz injecter de la puissance et régler R de façon à ne pas saturer les diodes . Attention les accords sur les filtres sont très pointus et l'on risque de ne pas être sur la bonne partie du mélange FI + OL = 2,3 GHz deux accords sont possible : 2 GHz et 2,3 GHz, les capacités doivent être pratiquement dévissées pour le bon réglage .

Ajuster le stub sur l'OL avec un scapel en coupant le circuit imprimé ou en ajoutant un clinquant pour obtenir le maximum de puissance de sortie .

Sur les prototypes réalisés dans la région Bordelaise la puissance de sortie obtenue est de # 0.8 mW avec des HP2817 , et # 0.4 mW avec des HP 2800 .

RECEPTION envoyer un signal sur 2,3 GHz par l'intermédiaire d'un émetteur 145 MHz puis régler au maximum de réception les accords 144 et le filtre .

Optimiser la réception avec l'aide d'une balise à quartz (96.667 * 24) , ou par l'intermédiaire d'une station QRV .

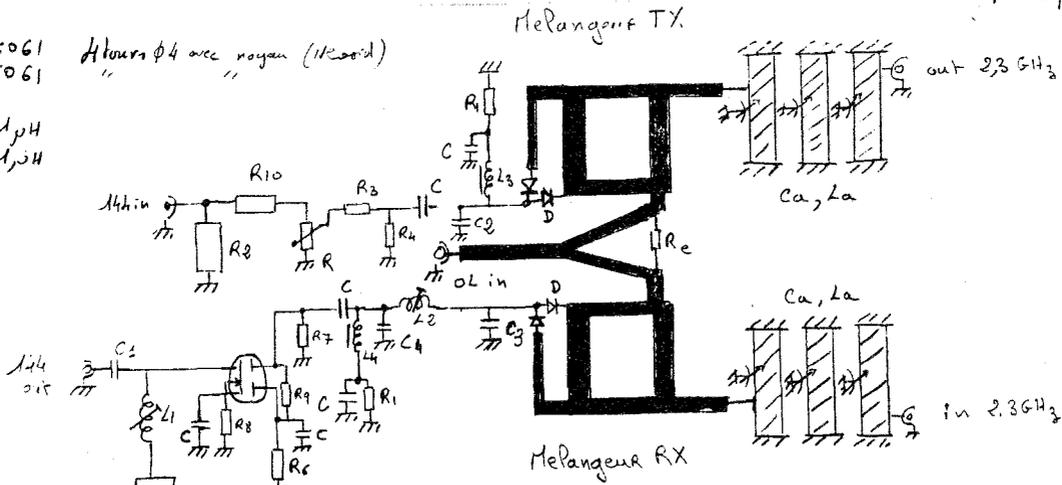
- R = 100Ω ajustable
- R1 = 100Ω 1/4W
- R2 = 2x150Ω en parallèle 2W
- R3 = 18Ω 1/4W
- R4 = 56Ω 1/4W
- R5 = 100Ω 1/4W
- R6 = 220V 1/4W

- R7 = 4,7KΩ 1/4W
- R8 = 87Ω 1/4W
- R9 = 100KΩ 1/4W
- R10 = 33Ω 1/2W
- P = 10KΩ ajustable

- C = 1nF découplage
- C1 = 10pF
- C2 = 10pF
- C3 = 10pF
- C4 = 15pF

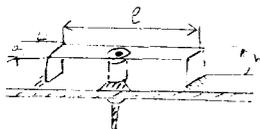
18

- L1 = 5061 Houns φ4 avec noyau (Horsid)
- L2 = 5061 " " " "
- L3 = 1μH
- L4 = 1,5μH

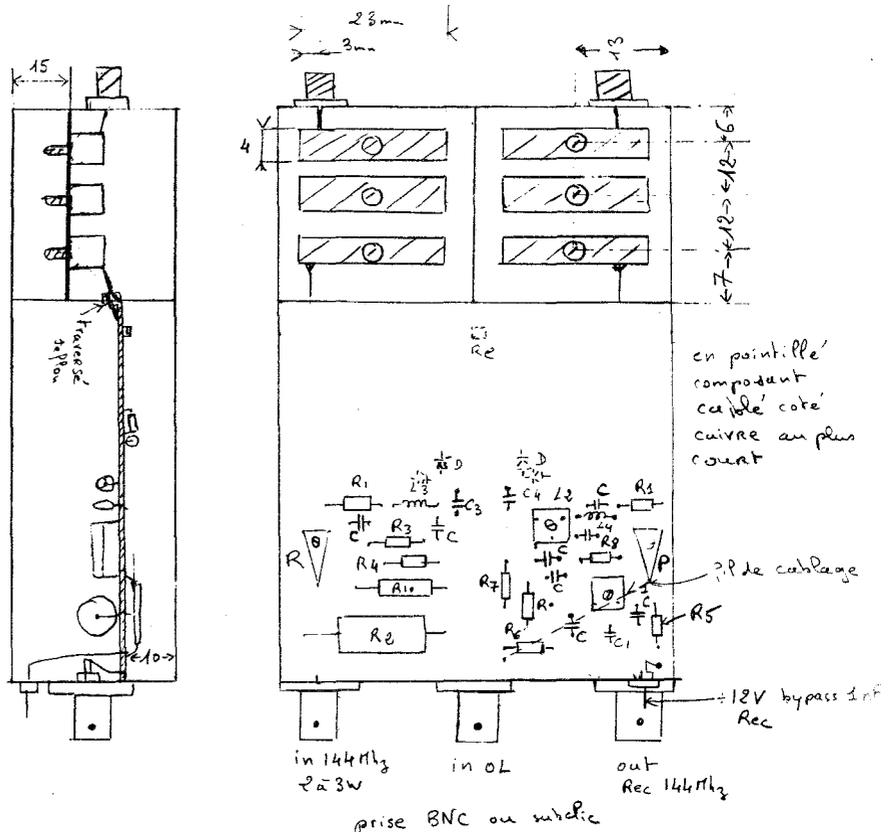


- Re = 100Ω chip
- Ca = 0,3 à 4pF ajustable
- diode D: HP2817 , BA482 , HP2800

Dimension mécanique des lignes

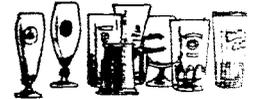


	R	l	a
Stenera	5	20	5
Tekeloc	7	18	5



en pointille / composant / câble / côté / cuivre au plus / court

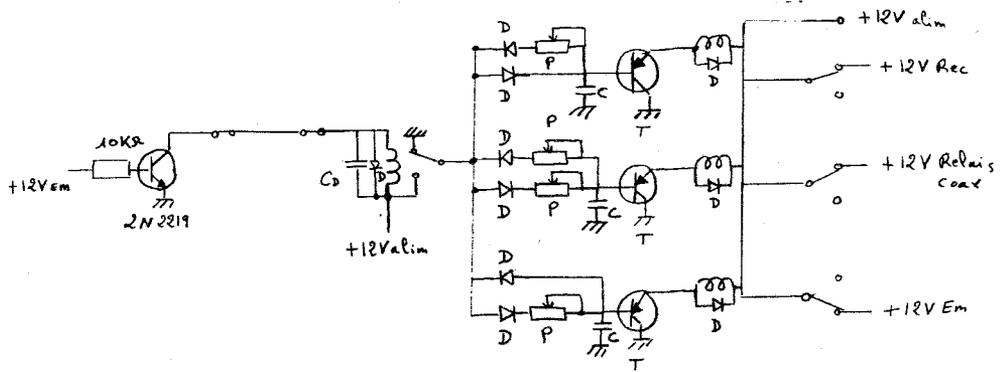
in 144MHz 2 à 3W
in OL
out Rec 144MHz
prise BNC ou micro



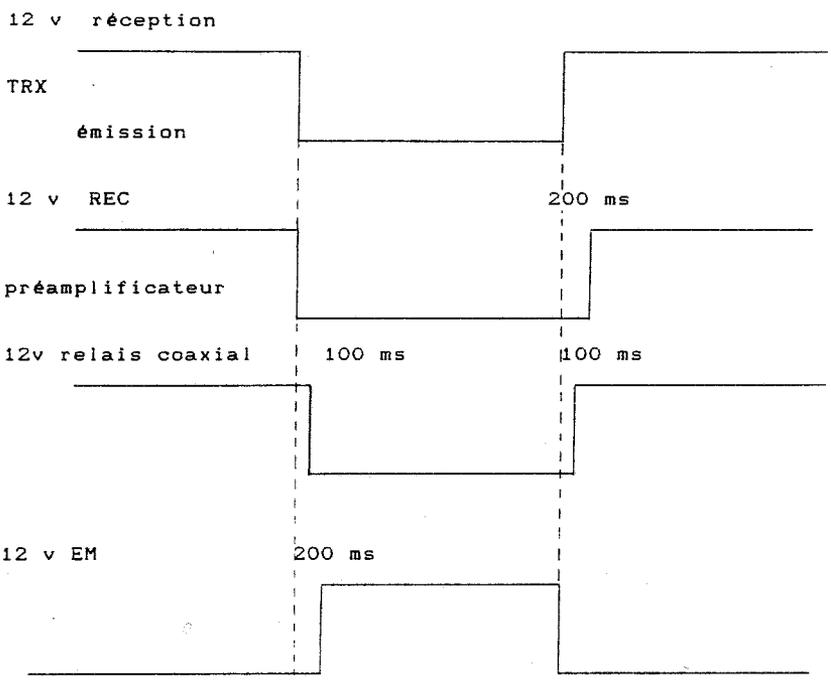
TEMPORISATION

19

La sécurité des préamplificateurs utilisant des transistors à AsGa ou autres transistors faible bruit est très importante vu l'investissement dans ces petits objets fragiles. La temporisation est un circuit simple mais pourtant souvent délaissé par les OM. Le transverter est la boîte centrale commandant la réception et l'amplification de puissance, il suffira d'incorporer les temporisations dans celui ci.



chronogramme :

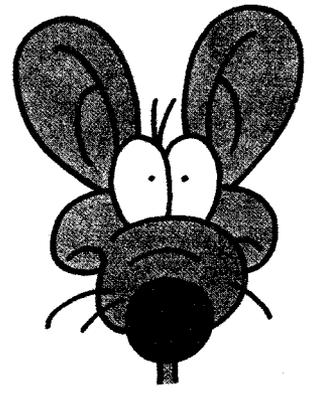


- Cd = 1 nF
- D = 1N4148 * 10
- T = 2N2905 avec radiateur si on utilise
- P = 10 KΩ ajustable de gros relais
- C = 10 μF tantale
- Relais type national, etc ...

Quel que soit le type de circuiterie utilisé le chronogramme restera le même, et restons simple avec des transistors du tiroir et des petits relais pour un isolement galvanique.

Le but est de ne pas tout commuter en même temps. Quelques conseils pratiques pour les télécommandes, une commutation par mise à la masse (principe retenu ici), sinon par l'intermédiaire de la prise antenne de certain transceivers (le VOX est fortement déconseillé pour cette application). Pour la commutation à la masse il suffit d'intégrer le transistor T1 dans l'émetteur et les autres sur la petite plaque d'époxy. L'utilisation de relais coaxiaux commutés en réception évite également la destruction du préamplificateur (par oubli ou par statique).

L'utilisation de relais coaxiaux simple contact est à proscrire car à 2,3 GHz l'isolation EM-REC n'est plus très importante. Le CX 520 D ou un relais coax similaire convient parfaitement pour des puissances allant jusqu'à 50 W.



REALISATION

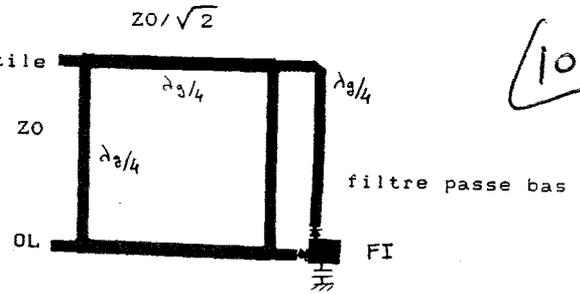
Celle ci s'effectue sur une plaque à trous ou un circuit imprimé. Le brochage et le type de relais étant assez disparate une implantation universelle est impossible. Tous les composants sont de type courant. Les ordres de grandeur des temps de délai sont indiqués sur le chronogramme, le réglage s'effectue en ajustant P. Pour régler les délais les puristes utiliseront un oscilloscope, sinon l'estimation suffira.



Annexe 1

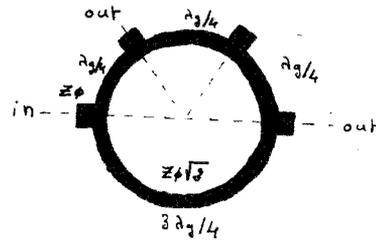
Calcul d'un mélangeur "-3 dB / 30°"

Ce type de mélangeur n'est autre qu'un coupleur signal utile -3dB à embranchement en forme de carré.

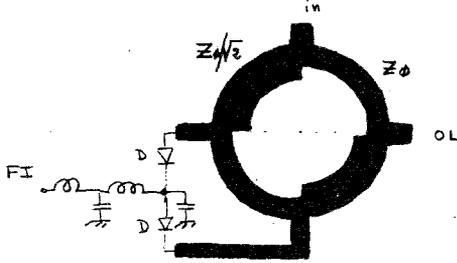


10

Le signal utile et le signal de l'OL arrivent en opposition de phase sur chacune des deux diodes, cette opération est effectuée par l'intermédiaire de quarts d'onde, ensuite le signal FI est filtré pour éliminer les signaux SHF. D'autres types de mélangeurs sur stripline peuvent être utilisés mais plus difficilement reproductible; tel que le ratrace (course de rat) qui est de forme circulaire.



ou un hybride "-3 dB / 30°" circulaire également.

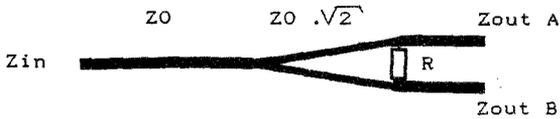


L'utilisation de mélangeurs équilibrés en petit boîtier hermétique reste très onéreux sur ces fréquences.

Annexe 2

Bref calcul sur les coupleurs Wilkinson

Je n'entrerai pas dans les détails de calcul théorique mais simplement pratique (voir bibliographie 1 pour plus de détails).



généralement on utilise $Z_{out A} = Z_{out B}$ on a alors

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out} \cdot 2} = Z_0 \cdot \sqrt{2}$$

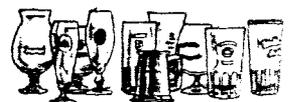
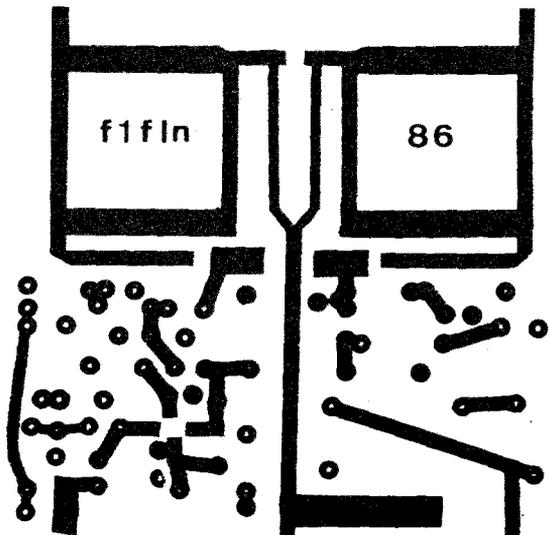
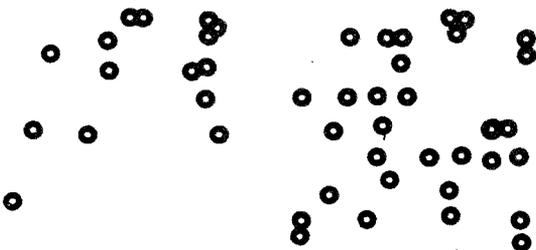
pour $Z_{in} = Z_{out} = 50 \Omega$ $Z_1 = 70 \Omega$
les lignes sont des $\lambda_g/4$

$R = Z_{out} \cdot 2$ pour le cas où $Z_{out A} = Z_{out B}$
La largeur de bande de ce type de coupleur (version non compensée) est de l'ordre de 10% de la fréquence centrale.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 Conception des circuits micro ondes par T.C. EDWARDS et MASSON
- 2 Cavités miniatures pour V.H.F et U.H.F par JEAN SEIGOT ING CFTH
- 3 Revue IEEE, RF DESIGN, MICROWAVE JOURNAL
- 4 Revue DM : DUBUS, HURC INFOS, VHF COMMUNICATIONS

me13



11

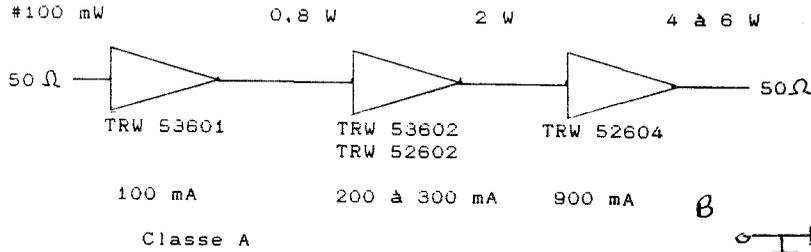
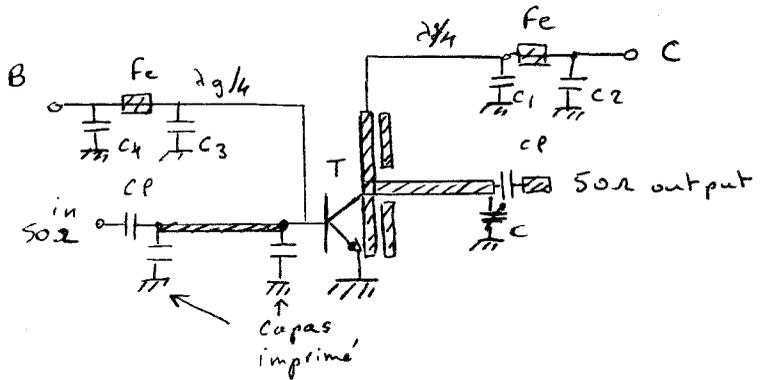


schéma électrique :



CP = ATC 100 A 47pF ou 33pF
 C1 = C3 = 47pF
 C2 = C4 = 1nF
 C5 = 0.24pF gammadion ou similaire

Implantation des composants pour un amplificateur :

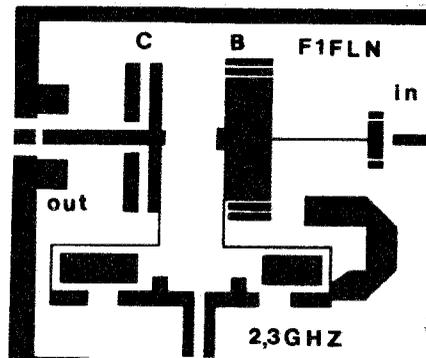
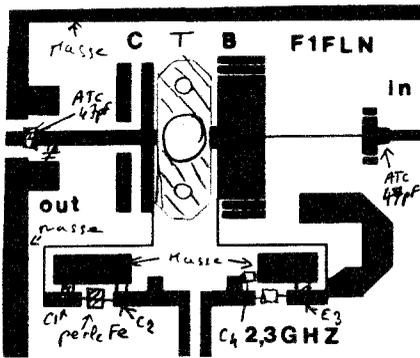
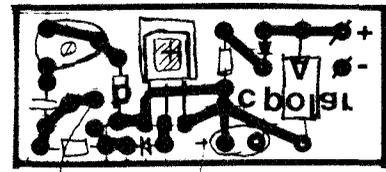
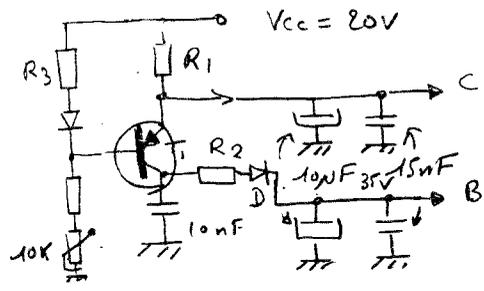


Schéma de la polarisation classe A

mylar et implantation

- D 1N4148
- T1 BD136
- R1 = 2.2k pour 53601 et 53602 et 52602
- 2W
- 1k pour 52604
- R2 = 22k 1/4W
- R3 = 4.7k 1/4W
- R4 = 100k 1/4W
- R5 = 10k ajustable



Réglage :

1 connecter en entrée et en sortie de chaque amplificateur une charge de 50 Ohm, pour éviter les oscillations BF et ajuster le courant de repos comme indiqué ci dessous :

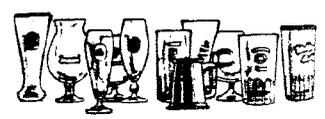
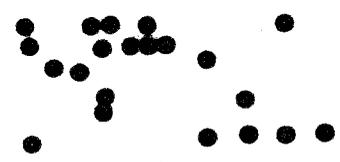
- 100 mA 20 V pour TRW 53601
- 200 à 300 mA 20 V pour TRW 53602 ou TRW 52602
- 900 mA 20 V pour TRW 52604

2 Régler ampli par ampli à TUNE FOR MAX par l'intermédiaire de petits bouts de clinquant ou de pâte à l'argent. Si l'on possède un analyseur de réseaux, dans la bande 2,3 GHz les réglages à petit signaux et fort signaux seront pratiquement identique. Attention à la puissance max admissible par l'analyseur.

3 connecter les 3 amplis ensemble et bon QSO sur la bande 13 cm en espérant faire la liaison depuis BORDEAUX.

73 'QRO de F1FLN

Miché



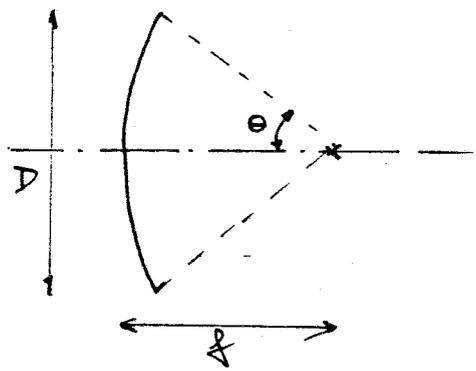
Illumination d'une parabole - Groupe FGKSA

- Fréquence d'utilisation

$F = 2320 \text{ MHz}$ $\lambda = 129,3 \text{ mm}$

- Caractéristiques de la parabole.

Pour réaliser cette parabole, on peut s'inspirer de l'article d'OSPTIS dans DOBUS 2/86. p112.

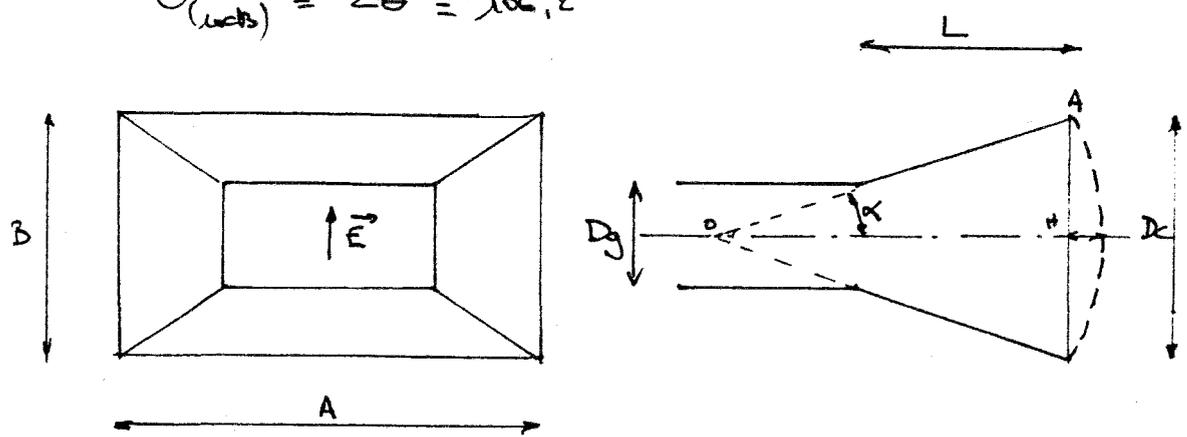


$D = 1400 \text{ mm}$
 $f = 700 \text{ mm}$
 $\frac{f}{D} = 0,5$
 $\theta = 2 \text{ Arc tg} \left(\frac{D}{4f} \right)$
 $\theta = 53,1^\circ$

- Calcul de la source

La source choisie est du type cornet. Pour une illumination correcte de la parabole, celle-ci est "éclairée" sous un angle qui correspond à l'ouverture à -10dB du cornet.

$\theta_{(10\text{dB})} = 2\theta = 106,2^\circ$



l'erreur de phase dans l'ouverture du cornet (OA-OA') doit être la plus faible possible (< 45°). Cette condition est obtenue si.

$L \geq \frac{(D_c - D_g) D_c}{\lambda}$ - En appliquant cette formule

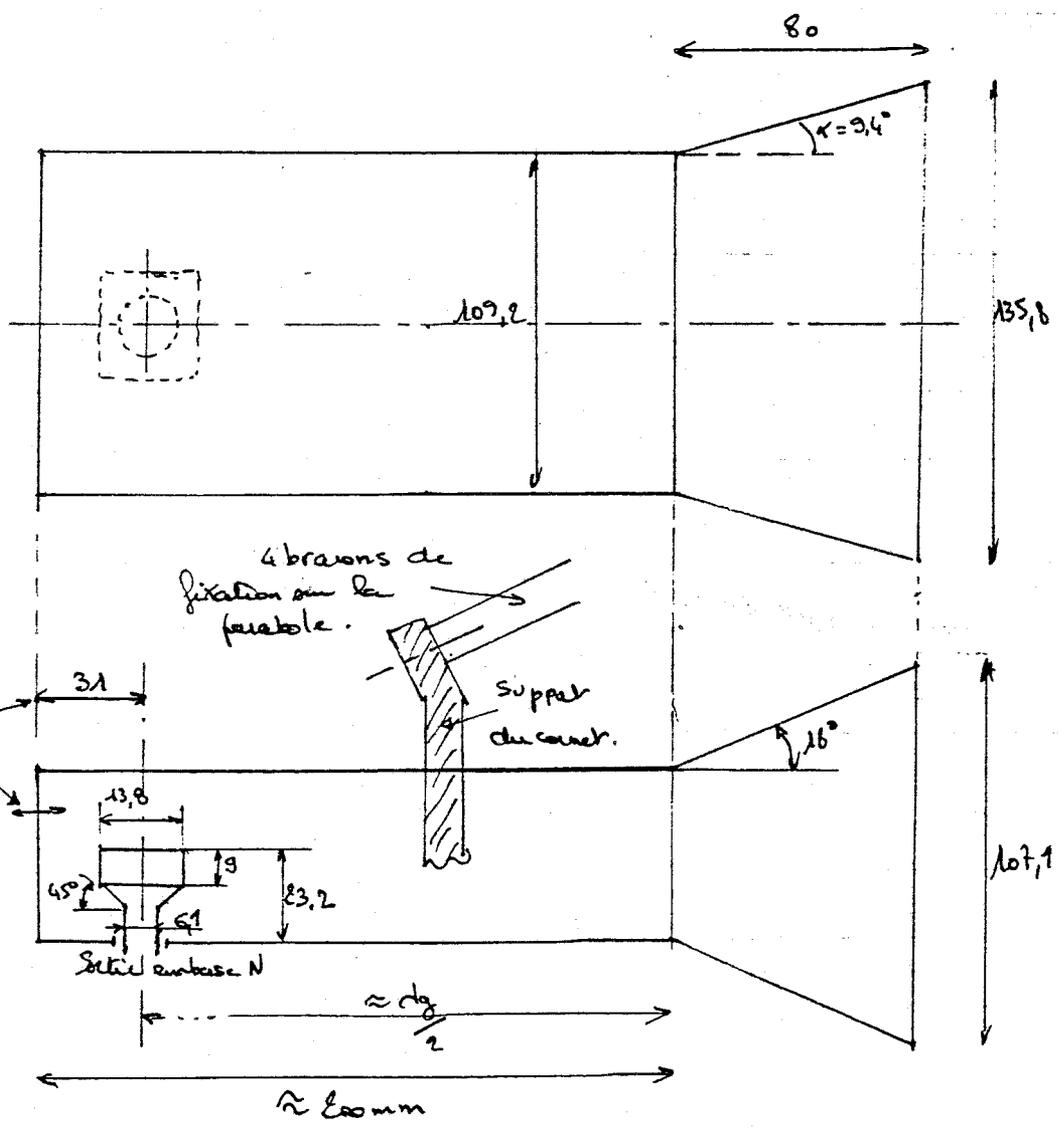
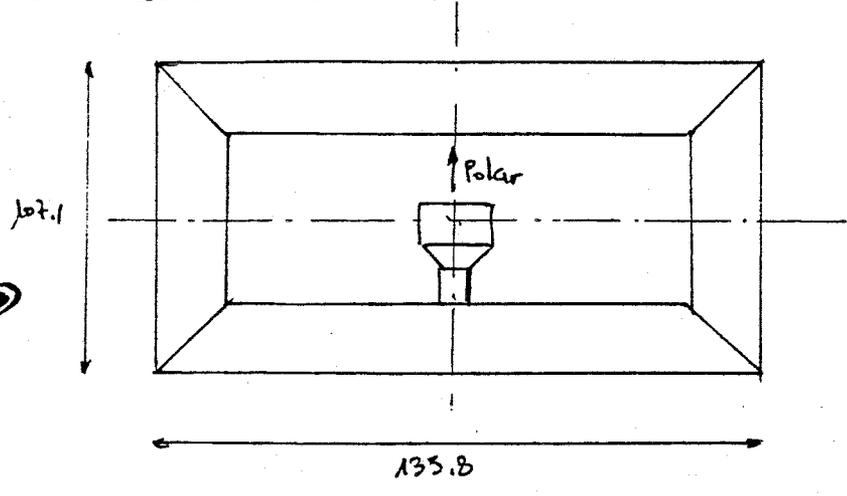
dans les plans \vec{E} et \vec{H} on trouve 2 valeurs de L
 alors $L > L_{\text{maxi}}$



Le standard de guide utilisé est du WR340 109,2 x 59,6 +

$r_g = 161\text{mm}$.

Matériau : laiton 10/10



sur le prototype réalisé avec ces cotes : Return loss $\approx 16\text{dB} \Rightarrow TOS \approx 1,3$



A la suite de la description du mélangeur 2,3 Ghz,voici un petit amplificateur de moyenne puissance(env.100 mW ou 20 dBm).Avec l'apparition sur le marché des boîtiers H pack plastique,les coûts des transistors ont chuté de quelques dizaines de francs pour des performances très appréciables.

Dans la série des transistors "low cost" de chez N.E.C.:NE 02137,NE 21937, NE 85637;c'est ce dernier que j'ai retenu pour cette réalisation.Avant de décrire l'amplificateur,nous aborderons un peu de technologie pour plus de compréhension.Le dernier chiffre du numéro d'appellation indique le boîtier: le nombre 37 correspond chez NEC à un boîtier plastique,moulé,développé essentiellement pour le marché de la télévision par satellite et de diverses réceptions commerciales.Voici une liste de boîtiers avec leurs interprétations:

100	100 mils	boîtier céramique	:	cher
80	80 mils	" "	:	cher
P70	70 mils	" "	:	cher
35	micro X	" "	:	cher
34	plastique (SOT 89)	pour C.M.S. ⁽¹⁾	:	faible coût
32	plastique (SOT 92)		:	faible coût
33	plastique (SOT 23)	pour C.M.S.	:	faible coût
37	plastique (H pack)		:	faible coût



exemple: NE 645 35 → puce de NE 645 en boîtier micro-X en céramique.

Les performances en bruit et en puissance sont bien sûr très différentes suivant les boîtiers:la meilleure qualité est bien entendu la plus chère; la céramique(Al^2O^3 = Oxyde d'aluminium).

Description de l'amplificateur:

Le mélangeur émission délivre une puissance de l'ordre de 0,5 mW(soit -3dBm), la puissance de sortie des NE 85637 en classe A est d'environ 100mW soit un gain d'approximativement de 23dB

La conception de cet amplificateur a été réalisée par l'intermédiaire d'un programme d'optimisation⁽²⁾développé récemment avec l'apparition des IBM/PC et compatibles.Les trois transistors sont polarisés en classe A par un tr. PNP classique du type 2N2907. Les NE 85637 n'ont pas de résistances ballast dans l'émetteur,la polarisation est assez difficile("pointue")et il y a un risque de dérive du point de repos importante à fort courant,d'où une polarisation compensée à courant constant.

Le circuit RF a été optimisé et conçu pour utiliser un minimum de composants, de bonne qualité et pour un minimum de réglages.

Sur 13 cm, les lignes "microstrip" sont très usitées.L'adaptation se fait par capacités imprimées.



Montage et réalisation:

Les capacités utilisées pour les liaisons doivent être de bonne qualité: on trouve de plus en plus des capacités chip (style 0805) développées pour le C.M.S. qui sont de bonne qualité en règle générale et pour un prix abordable. Les émetteurs doivent être câblés au plus court avec le plan de masse. La plupart des composants sont montés en surface. Pour une meilleure évacuation de la chaleur des transistors, de petits morceaux de laiton de 1mm d'épaisseur et de 5 mm de large (soudés côté cuivre avec un peu de graisse silicone) serviront de radiateurs et amélioreront la rigidité du substrat. L'ensemble sera monté dans une boîte métallique pour éviter les rayonnements parasites.

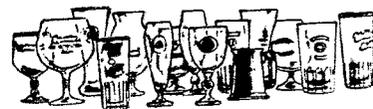
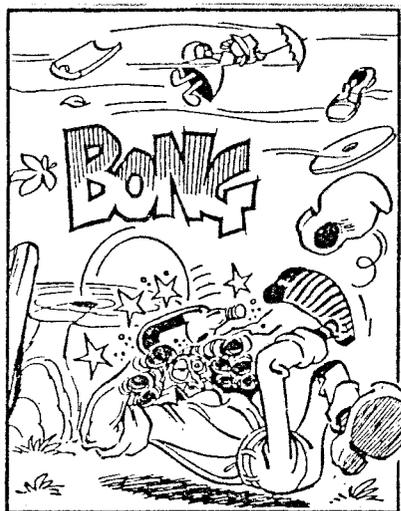
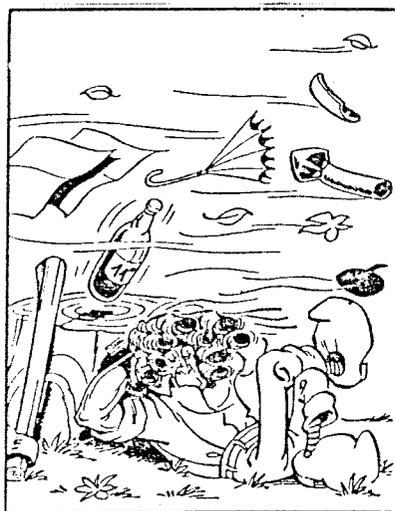
Réglages et mesures:

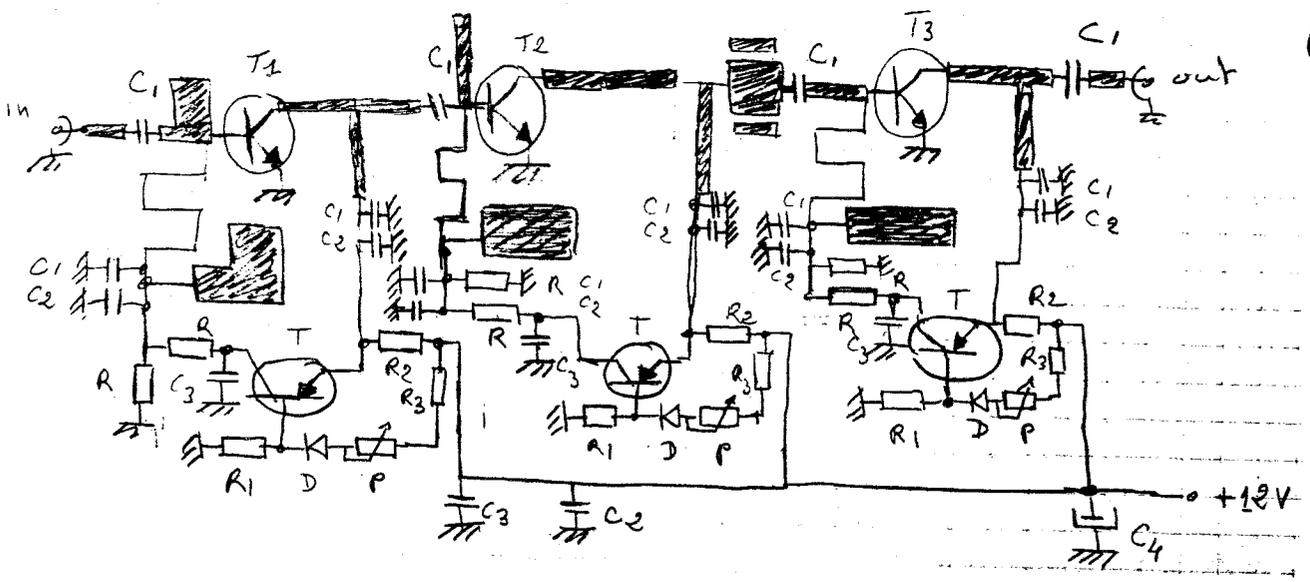
Le réglage est relativement simple: après avoir vérifié le bon fonctionnement des transistors (courant de repos), injecter la RF et optimiser pour obtenir le maximum de puissance. En réglant les potentiomètres, la puissance de sortie doit croître puis décroître (se régler au maximum); ajuster avec le scalpel et de petits morceaux de clinquant, réitérer ces opérations pour obtenir la puissance de 100mW minimum.

L'amplificateur est large bande mais les réglages à forts et à faibles signaux sont légèrement différents. Les résultats obtenus sont: pour une puissance d'entrée d'environ 0,6mW, on obtient $\approx 100mW$ avec une compression entre 1 et 2 dB. La tension d'alimentation est de 12,5 V - pas beaucoup plus car le V_{ceo} est de 12 V. Les T.O.S. d'entrée et de sortie sont inférieurs à 1,5 (soit ≈ 15 dB de Return Loss).

Ce type de transistor est utilisable en réception, le gain est suffisant pour masquer les pertes du filtre et du mélangeur, le facteur de bruit est de l'ordre de 2 à 3 dB sur 2300 Mhz, pour cela, il faut ajuster le courant de repos à $\approx 7mA$.

Avec un amplificateur EM 13 en émission et un EM 13 en réception, on peut déjà espérer contacter quelques stations lors de bonnes propagations. A titre indicatif, pour ma part, en novembre 1986, j'ai contacté, avec 800 mW et une Yagi de 23 éléments, une station allemande en DK (DC8UG) depuis ZE soit plus de 900 Km, ainsi que plusieurs stations de la région parisienne.





$C_1 = 10 * 1.68 \text{ à } 100 \text{ pF}$ chip si possible des bonnes (ATC ou similaire).

$C_2 = 7 * 680 \text{ à } 1 \text{ nF}$ chip si possible.

$C_3 = 4 * 15 \text{ nF}$ chip si possible

$C_4 = 10 \mu\text{F}$ Tantale 16V

D = 3 diodes 1N4148

R = 6 résistances 100Ω 1/4w

$R_1 = 3 * 4.7 \text{ K}\Omega$ 1/4w

$R_2 = 20 \Omega$ pour les 2 premiers étages et 10Ω pour le final 1/4w

$R_3 = 3 * 47 \Omega$ 1/4w

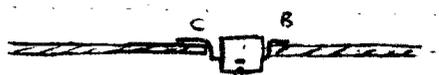
P = 1 KΩ (multitours conseillé)

T = 3 * 2N2907 ou similaire

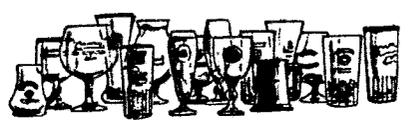
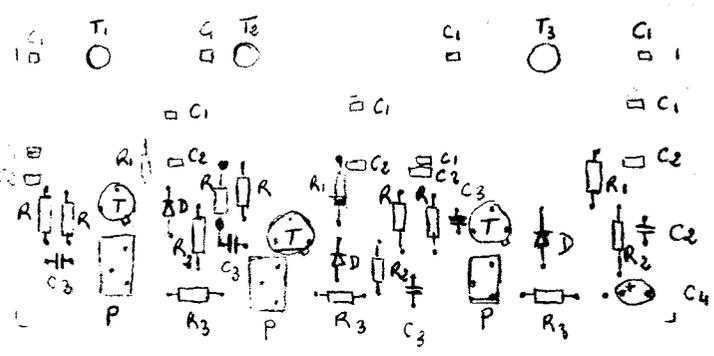
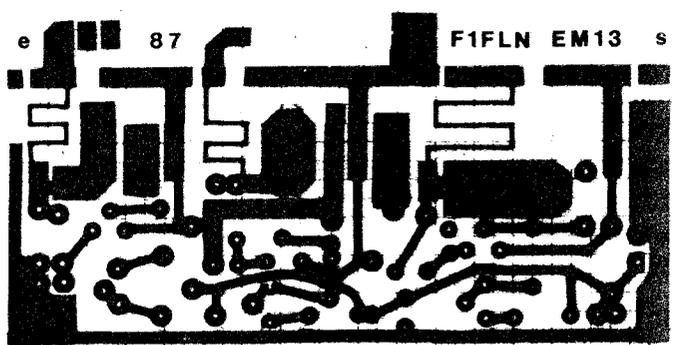
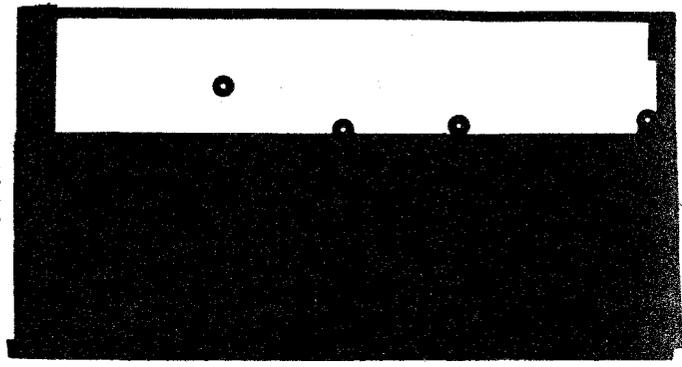
$T_{1,3} = 3 * \text{NEC } 8563 \text{ F}$

PCB : Gépou $\epsilon_r = 2.55$ $R = 2.8/10$

montage des transistors



les 2 emetteurs directement soudés au plan de masse



Annexe:

(1) C.M.S. = S.M.D. = Composants pour Montage en Surface = (en anglais: Surface Mount Devices)

(2) Le programme utilisé s'appelle "Touchstone", il a été conçu pour des applications Basse Fréquence ou Radio Fréquence par la société EESOF en Californie.

Bibliographie:

- Note d'application H.P.
- Rapport de stage de M.Michel B.
- Note d'application EESOF
- Solid-State Microwave Amplifier Design par Tri-T.Ha.

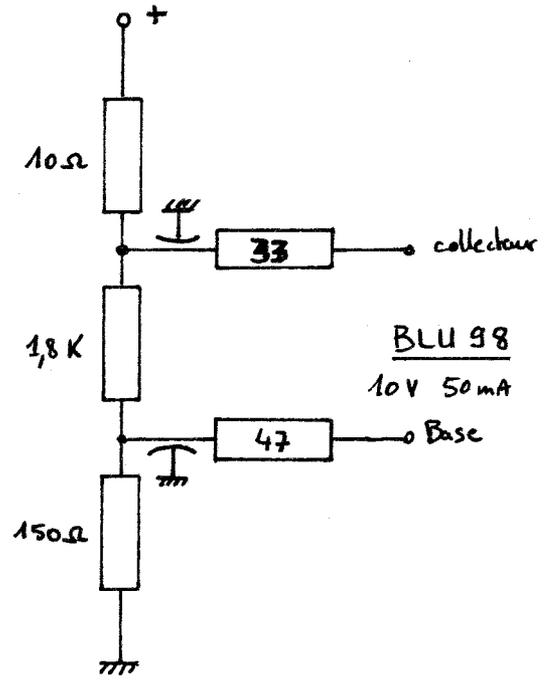
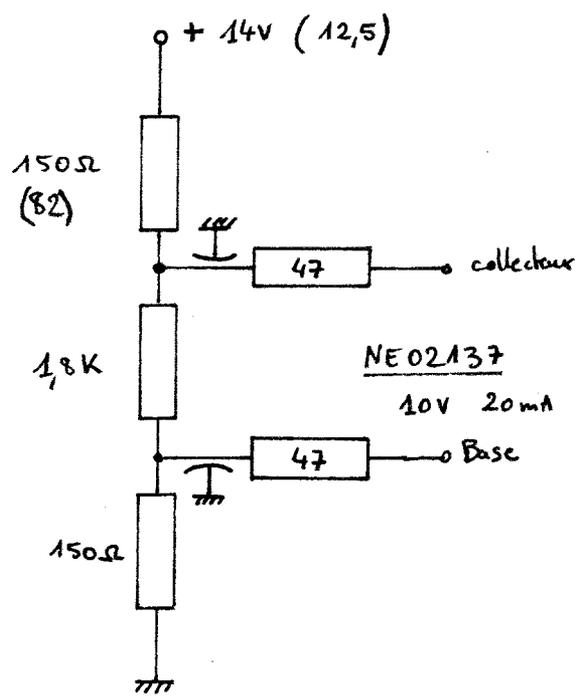
Avec la collaboration de FD1FVP et de l'équipe SHF Bordelaise, Bonne réalisation à tous, et à prochainement sur 2,3 Ghz.

(Les circuits imprimés et les composants spéciaux seront disponibles chez L.E.E.)

RECTIFICATIFS & additifs

La polar de l'ampli F6DEK du N°25 n'était bien sûr pas correcte.

ON UTILISERA LE MÊME MONTAGE que le 13cm du n°27



La 150Ω sera ajustée en fonction de la tension d'alim pour 10V Vce
La 1,8K variera éventuellement en fonction des lots de transistors

(NE 85837 1,9 à 2,1K environ)



• Pour 20 L de bière. F1DED



- Mettre 4 L d'eau dans une p^{lle} (contenance mini 22L)
- Cocotte minute → 2,6 L d'eau
 - une petite poignée de houblon.
 - amener à ébullition la «TISANE» . remuer.
 - Fermer la cocotte -
 - compter 20mn lorsque le tourniquet siffle.

- Pendant ce temps → Faire chauffer au bain-marie 1 boites de bio-malte préalablement ouverte. jusqu'à ce qu'une mousse apparaisse à la surface du bio-malt.
- quand celui-ci est chaud. le verser dans la p^{lle}
- rincer la boite à l'eau chaude et la vider dans la p^{lle} à chaque rinçage.

- Dans un verre d'eau mettre →
 - à moitié d'eau tiède.
 - une cuillerée à café de levure (cuillerée rase)
 laisser la levure se réactiver seule (sans touiller)



- Revenons à la cocotte → après les 20mn.
 - verser l'infusion obtenue. à travers une passoire dans laquelle vous mettez un tissu fin - pour obtenir un filtrage correct -
 - remettre LE MEME houblon dans la cocotte. avec 2L d'eau. même opération que précédemment mais cuisson 30mn.

- Ajouter → en été → 1,2 kg de sucre
 en hiver → 1,8 kg de sucre.
 Le demi verre d'eau-levure.

- Bien mélanger après avoir ajouté de l'eau pour obtenir environ 20L de mélange. Surtout bien TOUILLER et être sûr que le sucre est bien dissoud.

- Fermer la p^{lle}
- mettre à l'abri de la lumière pour la fermentation. la mixture doit fermenter dès les 1^{er} heures -
 Température de fermentation entre 25° et 30°

- Ne mettre en bouteille que lorsque de petites bulles remontent à la surface par intermitence.

le temps de fermentation est directement lié à la température ambiante.

7 à 9 j	d'hiver	} à titre indicatif.
5 à 6 j	d'été	

- Ajouter dans les bouteilles (1 Litre) avant d'y mettre la bière. 1 cuillerée à café de sucre cristallisé.

- Capsuler. - ne pas agiter -
 ne pas consommer avant 4 à 5 jours -



petites annonces



120
 vende un PA. SSB Electronique
 432MHz. 10/Sow. - PRF646
 QST. 850, 2F
 voir FC1 BTD. 43. 81. 81. 04 apres
 20 heures.

cherche (trjs) : - generateur HF VHF (wobul.)
 (eventuel)
 - attenuateur SHF ≈ 15dB 10W
 502
 - HP 430 ou HP 431 ou equivalent.
 - quartz de 108MHz, de 44,8888
 MHz

CADIC Alain DA2CD SP.69.264/i

**LES BONNES ADRESSES DE
 HURK INFOS !**

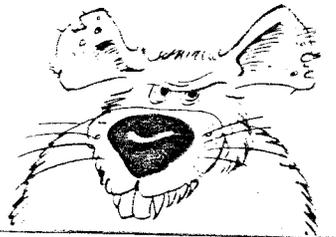


pas de pizzas !!

**Auberge
 RISTORANTE ITALIANO
 "PEPPINO"**

Place de la Vieille Eglise
 18120 LURY-sur-ARNON
 Tél. 48 51 70 09

Si vous ne vous en sortez vraiment pas, laissez tomber et allez vous coucher: la nuit porte conseil.



HURK INFOS

Boite Postale 4
 92240 MALAKOFF

