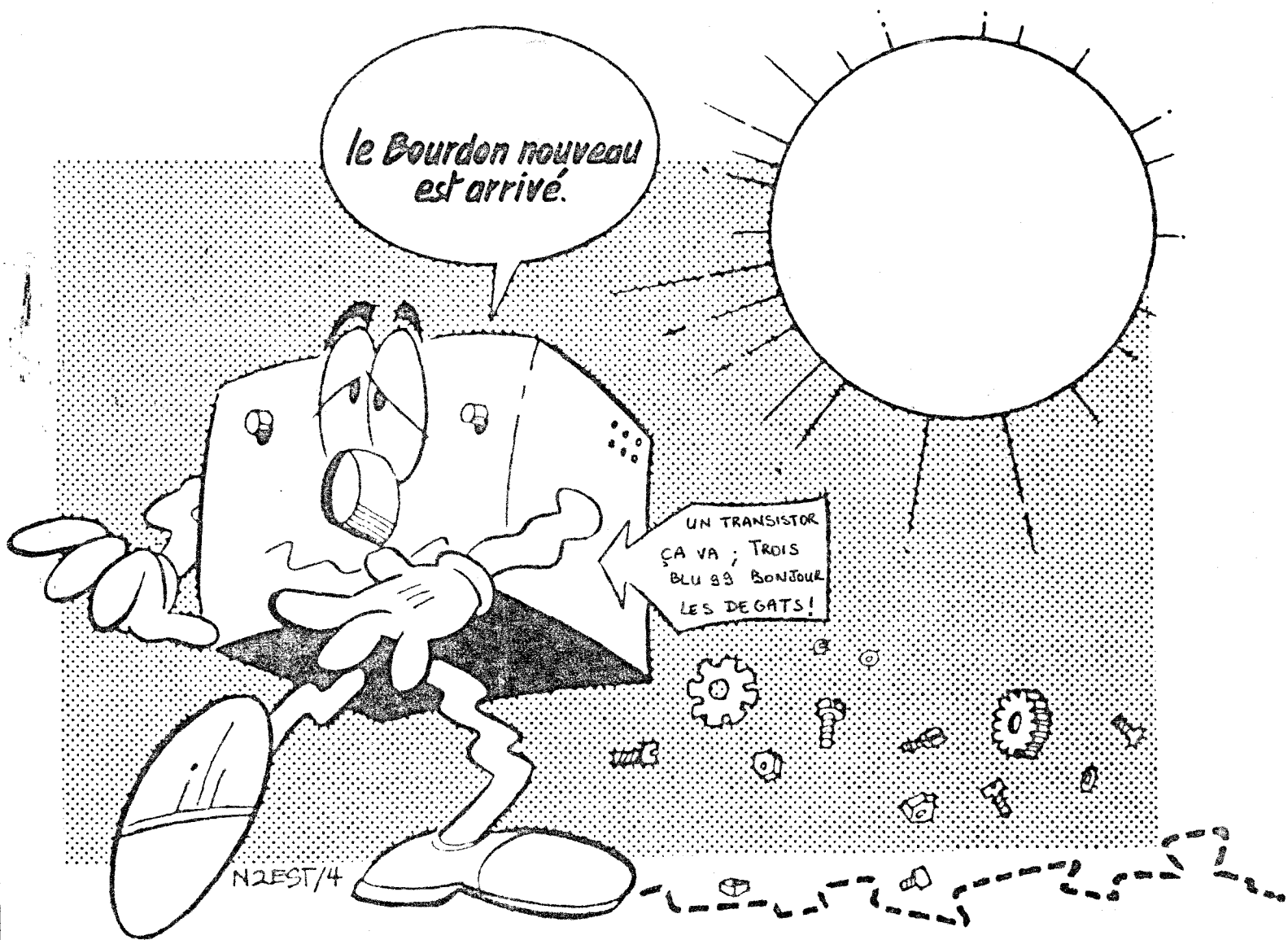


HURC INFOS

N° 23 FEVRIER 86



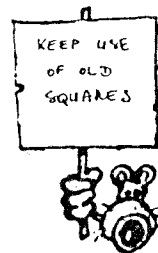
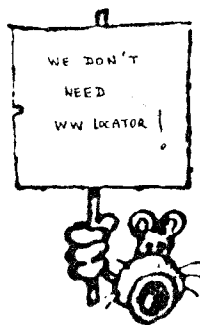
La reproduction de tout document est strictement interdite
même pour usage personnel - le contrefacteur s'expose au paiement
de quatre tonnes de biens de qualité supérieure pour préjudice
moral.

Cher OM,

Les Pays bas l'ont déjà abandonné, les Allemands et les Anglais en discutent et vont sûrement en faire autant. Dans d'autres pays la polémique est également très vive. De quoi s'agit-il ? Tout simplement du nouveau système de Locators, qui n'apporte rien sauf des complications au Trakic VHF et UHF. Si vous demandez également plus de Simplification, écrivez moi juste un petit mot : Non aux Nouveaux locators. Signez avec votre indicatif. Merci d'avance. A bientôt depuis ZH63d.

73 QRO

J.-P. MAISON
ET FHI
" La Hée "
44120 VERTOU
Tél. 16 (40) 03-13-72



Que certains ne soient pas d'accord (voir la lettre de OZ7IS) avec "la politique du Dubus" contre les nouveaux locators se conçoit parfaitement et ~~basement~~ arguments sont parfois justifiés même s'ils ont tendance à exagérer!

Seulement même si on est une minorité, on est sans doute la majorité active et on va certainement pas se laisser marcher dessus!!

La BALISE du 86 est en route!

1296, 902 (903)

4W antenne à Fato
(Alford Slot?)

AG13 ??

éditorial

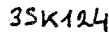
Contrairement à certains jaloux qui voient dans l'initiative de Jacques une concurrence à HURK je pense qu'il comble en fait un trou avec une revue plus ouverte et des idées nouvelles sur des domaines auxquels nous ne nous attachons pas toujours. Ça manquait et il faudrait encore d'autres initiatives pour remplir la sèche qui n'est pas brillante. Alors vous feriez mieux de bosser un peu au lieu de défendre une soi-disante image de marque!

FIEIT Jan 86

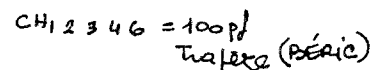


VOIR PAGE 5

L'O.L. doit donner +10dbm pour cela.



38K124



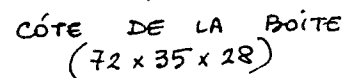
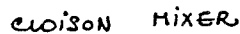
CHS = 8,2 p/d
Trajère (BÉRIC)

L12345 = voir texte

CV: 0,5-3 pđ stettner (BÉRIC)

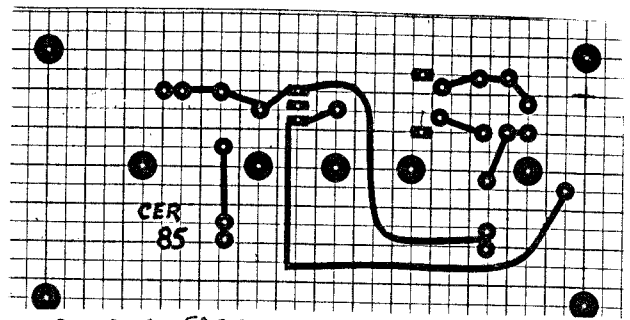
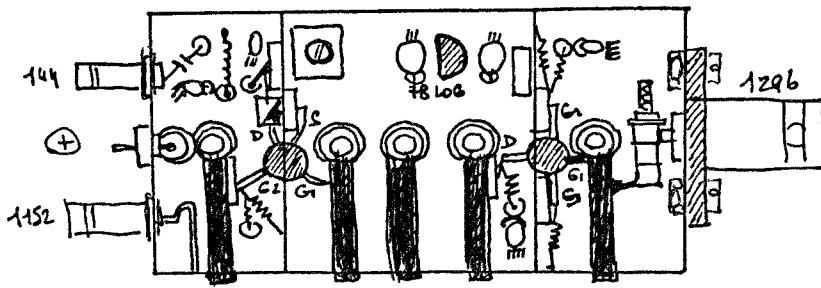
$\text{CH}_2\text{CH}_2 = 3 \text{ to } 4 \text{ mm } 3/10^\circ \phi 3 \text{ mm}$

Les deux cloisons sont réalisés dans de la bande de laiton de 20mm de large et 0,5mm d'épaisseur (même provenance) selon les cotes ci-dessous:



IMPLANTATION

VUE DE DESSUS



DOUBLE FACE
PLAN DE MASSE (ON FRAISE AUTOUR DES
TRUS DEVANT RECEVOIR
DES ELEMENTS NON
A LA MASSE)

On perce à 4mm pour des 3SK124 et à 5mm si ce sont des CF300; les petits trous de 1mm facilitent la soudure des condensateurs chip

On commence par préparer les deux cloisons puis on les argente et on les soude sur le circuit imprimé; ensuite, on soude les deux chips le l'ampli H. F. puis ceux du mélangeur: attention, il y en a un de chaque côté de la cloison, et celui qui découple le drain est décalé pour laisser la place à une perle de ferri: C'est une opération délicate, et on peut s'aider d'une pince crocodile pour maintenir les pièces.

Ensuite, on soude l'ensemble dans la boîte (72X35X26)

Il ne reste plus alors qu'à placer le reste des composants selon le schéma. la masse des condensateurs ajustables est soudée à la partie supérieure du circuit imprimé, et les lignes d'accord sont glissées par les trous latéraux de la boîte, soudés autour de la languette des CV, puis à la masse.

Il ne reste plus qu'à faire un premier réglage au max. de gain, puis à figner l'entrée pour le meilleur rapport signal/bruit...

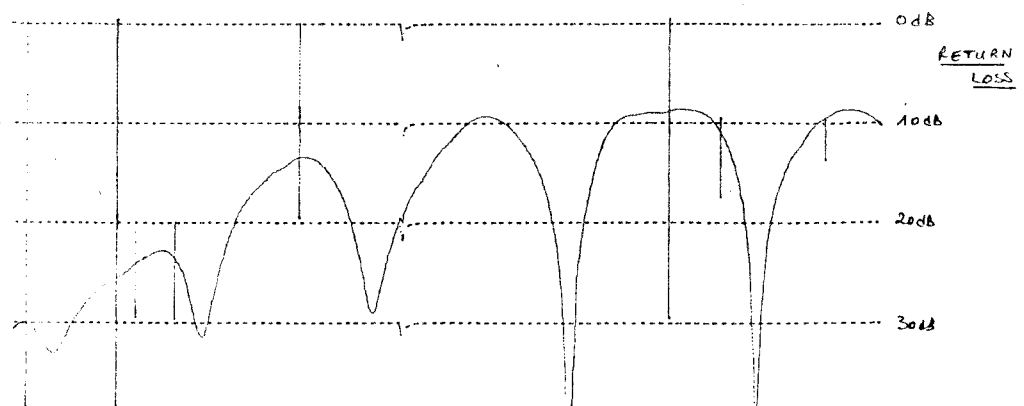
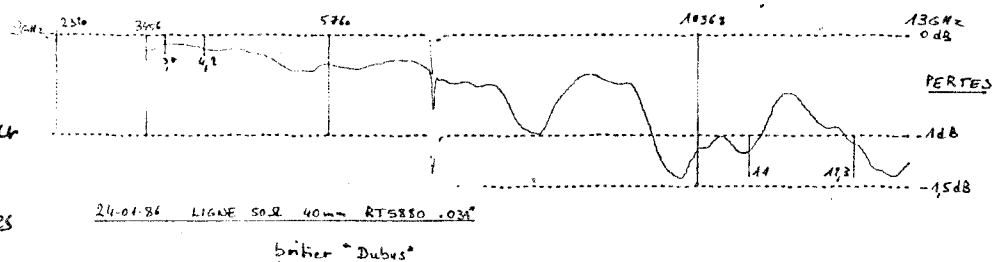
Bientôt un transverter complet avec des CF300, et un nouveau système d'O.L. plus pur....et plus stable

F6CER

transitions microstrip...

Les boîtiers Français aux cotes des montages Dubus sont bien, mais l'épaisseur est prévue pour les connecteurs interchangeables (SMA - N - BNC) vendus par la même boîte.

Comme l'âme est très grosse ça ne convient pas pour attaquer une ligne imprimée derrière dès que la fréquence est élevée - à proscrire donc pour les trucs du genre mégahertz 10 GHz!



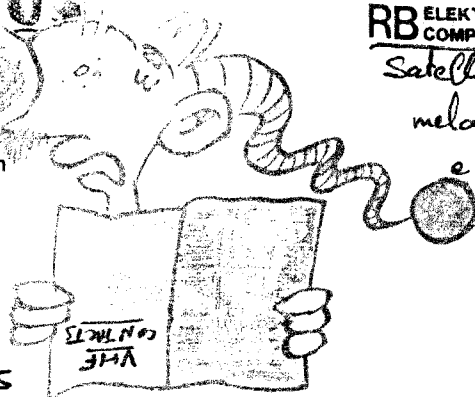
LU POUR VOUS

TV-AMATEUR 59/1985

Erzeugung und Empfang zirkularer Wellen

Leistungsverstärker für Frequenzauf-
bereitungen um 1152 MHz

Antennen (Alford-Schlitz-Antenne für
1,3 GHz)



RADIO ELECTRONICS oct 85

a plywood satellite TV dish
D.J. Sweetnam

DUBUS 4/85

3CM FILLBOXANTENNE VON DK2RV
3CM RESONATOR FILTER VON DK2UD
CONTROL CIRCUIT FOR AN EME STATION BY SO1MN
USING TBA120 FOR MS RECEPTION BY LABAK
1296 MHz PA USING TH308 BY OE9PMJ
SSCW702 DUOBANDTRANSCIVER MCU AND TL UNIT BY DL7QY

MICROWAVE JOURNAL • NOVEMBER 1985

The Design of the Radial Line Stub:
A Useful Microstrip Circuit Element
H.A. Atwater, MIT Lincoln Laboratory

VHF-COMMUNICATIONS 2/85

Guenther Hoch,
DL 6 WU

Estimating the Gain of Yagi-Antennas
from Chart Data

Carsten Vieland,
DJ 4 GC

Thermal Power Measurements -
yet another look

PRACTICAL WIRELESS Jan 86

Broadside and Endfire antenna systems
part 2 - G2BCX

2^e partie d'une série probablement entamée
en décembre et qui devrait continuer avec des
données plus pratiques.

IEE PROCEEDINGS-H

Microwaves, Antennas and Propagation

December 1985

Effect of common volume models on bistatic scattering and
interference calculations. D.G. Charlton, A.R. Holt and
Prof. B.G. Evans

Theory and experiment on microstrip antennas with airgaps.
J.S. Dahele and Prof. K.F. Lee

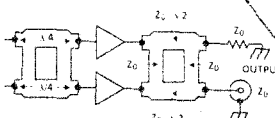
Analysis of slot antenna on dielectric substrate. A. Nešić and
Prof. B.D. Popović

rfdesign

November 1985

Excess Insertion Loss at the Input Ports
of a Combiner Hybrid

Combined amplifiers may exhibit losses greater than the sum of the insertion
losses of each component. The author shows how imbalance in the combin-
ing circuits results in these excess losses. — Earnest A. Franke



QST- December 1985

1296-MHz Solid-State Power Amplifiers

Al Ward, WB5LUA

Strays

HOW'S MY AUDIO?

□ Does a 5-9 phone signal report always
mean "perfectly readable"? Based on
20-plus years operating experience, Pete
Killingsworth, KD7WZ, of Seattle,
Washington, offers a humorous look at

what the ham on the other end of a QSO
might really mean.

• Superb audio: It doesn't sound like
you, but at least it sounds human.
• Excellent audio: Sounds like your head
is down in a barrel and you're talking into
the wrong side of the microphone.

RB ELEKTRONICA
COMPUTERS

DECEMBER 1985

Satelliet TV PAPER

mélangeur anneau circulaire 4 GHz
et autres conseils utiles

ACTA ELECTRONICA 3/4 84

L'embrouillage du signal vidéo fréquence. Application à la
norme MAC
J.P. Arragon

Méthodes numériques de démodulation de fréquence
appliquées aux signaux de télévision
M. Le Quéau

Villenauxe-la-Petite (77)

FÊTE PATRONALE

ce soir sous le dancing

Le Tourbillon Bleu
GRAND BAL DE NUIT avec
MEGA HERTZ
son animation, sa vidéo

La semaine prochaine : Fontaine-Fourches

l'adjudant se recycle ?

DU TUBE ÉLECTRONIQUE... A LA PUCE

Volume 40 - Supplément au N° 228 (Août-Septembre-Octobre 1985)

: SOCIÉTÉ FRANÇAISE DU VIDE

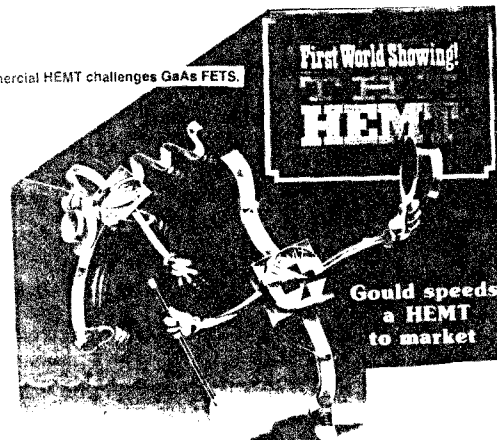
L'aventure des tubes électroniques de réception R. Champeix

Actualité des tubes aux hyperfréquences

R. Métivier

MICROWAVES & RF • November 1985

First commercial HEMT challenges GaAs FETS.



Use a coupler and short to check
transmitter VSWR
Marty M.

*une autre technique dans
le genre de celle proposée
par Daniel dans le 9.84*

- Good audio: You do a great imitation of Donald Duck with the hiccups.
- Very punchy: Are you using a speech processor or a garbage compactor?
- A little hum on your signal: Is that a Boeing 747 warming up in the background?
- You may be overdriving it just a tad: I can hear your teeth hitting the microphone.
- Your modulation level is a little low: You might check your transmission fluid, too.
- Slightly tinny: I can't tell which side-band you're on.
- A bit garbled: I'm getting only about every third word, but that's okay because I'm not listening.
- Marginally scratchy: Sounds like your mike cord is shorted out to the ignition system of a '52 Plymouth.
- Your audio is not the best: I'd rather listen to the "woodpecker."
- Terrible audio: Maybe I can unload that old surplus Fernblungen microphone on this guy.

VHF COMMUNICATIONS 385

Alois Aigner, DL 6 XE	Helical Antenna for the 70 cm Band
Wolfram Pieschner, DF 7 KB	The Noise Behaviour of Amplifiers
Joachim Kestler, DK 1 OF	PLL-Oscillators with Delay-Lines Part 4: Carrier Noise Sidebands
Horst Burfeindt, DC 9 XG	GaAs-FET Inter-Locked Dual-Polarity Power Supplies for portable Use
Jochen Jirmann, DB 1 NV	A Stable Crystal-Controlled-Source for 10,37 GHz
Erich Stadler, DG 7 GK	Measurement of Cable-Impedance with Impulses and Sine-Waves
Gerd Körner, DK 2 LR	The PCB-Integrated Coaxial Tuned Circuit
Jochen Jirmann, DB 1 NV	A 12-V-Mobile, Switched-Mode Power Supply (SMPS) Part 3 (Concluding)
Drs. Tjapke Knoeff, PAO	FM/AM Converter for Facsimile Reception and Picture Display with the YU3UMV Picture-Store
Matjaž Vidmar, YU 3 UMV	Polarization Performance of Circularly Polarized Antennas
Erich Stadler, DG 7 GK	The Directional Function and Use
Bernd von Bojan, DJ 7 YE	Determination of Antennas Gain - What's actually behind it all?

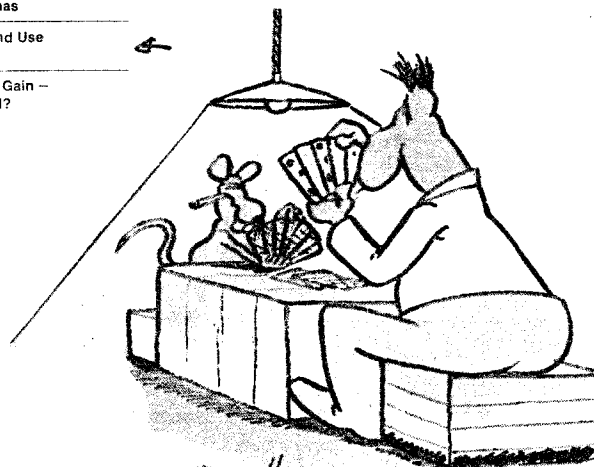
432 & above EME News

oct. 85 . Libération fading w2imu
. Lunar weekend calendar G38EK

Nov. 85 1x, 2x & 4x SD1599 1296MHz
ampl. (low class C) WA3JUF

FEB 86 o a W6FO style preamp for
2304 WA8NLC/4

o F2TU's NE75083 1296MHz
0,4 dB preamp.



DuBouillon



Bulletin amical d'information, particulièrement orienté vers
les VHF, UHF et les HYPERFREQUENCES.

Ces informations vous ont été adressées à titre gracieux. Afin
d'étoffer ces pages, et d'améliorer la circulation de
l'information, nous recherchons particulièrement:

- Vos critiques et suggestions.
- Vos articles, ou astuces techniques.
- Vos informations sur le trafic
tropo, MS, EME, Satellite....etc.

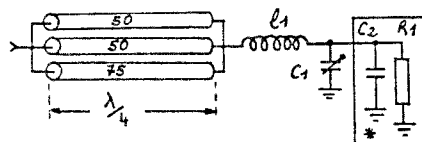
Pensez aux autres....photo-copiez les pages qui vous
paraissent dignes d'intérêt, et faites circuler ce bulletin
autour de vous.

Prochain numéro: printemps 86 (une enveloppe timbrée
self-adressée, format A4, sera très appréciée!).

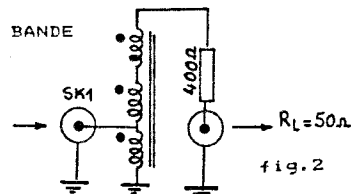
Adressez votre courrier à :
Jacques DURAND F1QY
Chavannex .Sciez
F-74140 DOUVAINE.

73' à TOUS

* PREAMPLIFICATEUR 144 MHz & CF300: UN "AUTRE" CIRCUIT D'ADAPTATION
D'ENTREE.



* TRANSFORMATEUR LARGE BANDE



* ATTENUATEUR 0-44 dB / F1QY

fig. 2



144 MHz-RESULTATEN FRÅN ANTENNMÄTNINGARNA
VID ANNABODA-MÖTET 1980

Copyright SM5CHK -80

SUITE DU N°21

Les normes spécifient aussi que la puissance du champ autour de l'antenne mesurée ($\pm 1/2$) ne doit pas varier au-delà de ± 1 dB au-dessus de 300 MHz et ± 0.5 dB au-dessus de 300 MHz.

Il est clair qu'il ne faut pas se croiser les bras ! Comme d'habitude c'est Léif SM5BSZ qui a fait la chasse aux réflexions terrestres avec succès.

Les armes étaient donc le double grillage, avec des tas de dipôles absorbants et d'antennes fantômes.

PROCÉDÉ DE MESURE

Instrumentation La grande nouveauté de 1980 était le balayage en fréquence à l'aide d'un appareil de rêve pour les amateurs : un analyseur de réseau HP. La mesure induit les pertes de transmission, simplement jugées satisfaisantes, comme un filtre 50 Ω sur 144 MHz, c'est à dire considérablement atténuation totale et TOS à l'entrée (= au point de mesure de l'antenne testée.)

Tous les paramètres étaient affichés sur l'écran de l'analyseur de réseau en fonction de la fréquence. Il était également possible d'utiliser une visée sur abaque de Smith mais que ce soit plus clair, mais ce n'était pas vraiment utile pour la précision.

Toutes les mesures ont été gardées pour la documentation sur photos polaroid ; en outre sont notés dans la mesure le niveau effectif et l'atténuation de réflexion (return loss) au marqueur de fréquence. La présentation digitale avec une précision de 0,1 dB a bien aidé la rapidité des mesures.

Niveau de référence Comme antenne de réception nous utilisons deux Yagi superposées. Leur comportement inégal sur la bande de fréquence modifie le niveau de référence, c'est à dire que le niveau correspondant à 1 dBd varie avec la fréquence. Entre 141 et 146 MHz les variations tenaient dans ± 0.4 dB. Dans les calculs on a naturellement pris en compte les variations du niveau de référence, avec un abaque établi avant les mesures.

L'inconvénient en pratique est qu'il est pénible et un peu dommage d'avoir à abimer sur la photo ou l'écran on se trouve le max de gain/50 Ω - Pour le gain/2a on introduit également une compensation pour les pertes de désadaptation. Les variations du niveau de référence contrôlées à 3 reprises étaient stables à 0,1 dB près. On peut donc remercier la chance.

Quelques rappels : par gain/2a on entend gain de l'antenne à l'adaptation optimum ; 2a est donc l'impédance complexe mesurée sur l'antenne.

Le gain sur 2a est celui dont tu peux profiter en VHFer avisé en alignant correctement l'émetteur avec ton antenne (adaptation conjuguée) et pas seulement en ajustant l'antenne sur 50 Ω avec un signal extérieur stable ?

Mesure de TOS Un analyseur de réseau est véritablement le summum pour ce genre de mesure. On peut avoir le AOS (au fait l'atténuation de réflexion) au point de norme de l'antenne affichée sur l'écran de l'instrument. La calibration de tout le système de mesure consiste simplement à faire le zéro de l'analyseur (return loss = 0, toute l'onde réfléchie) avec un câble ouvert ou en court circuit à la place de l'antenne. Facile, n'est-ce pas ?

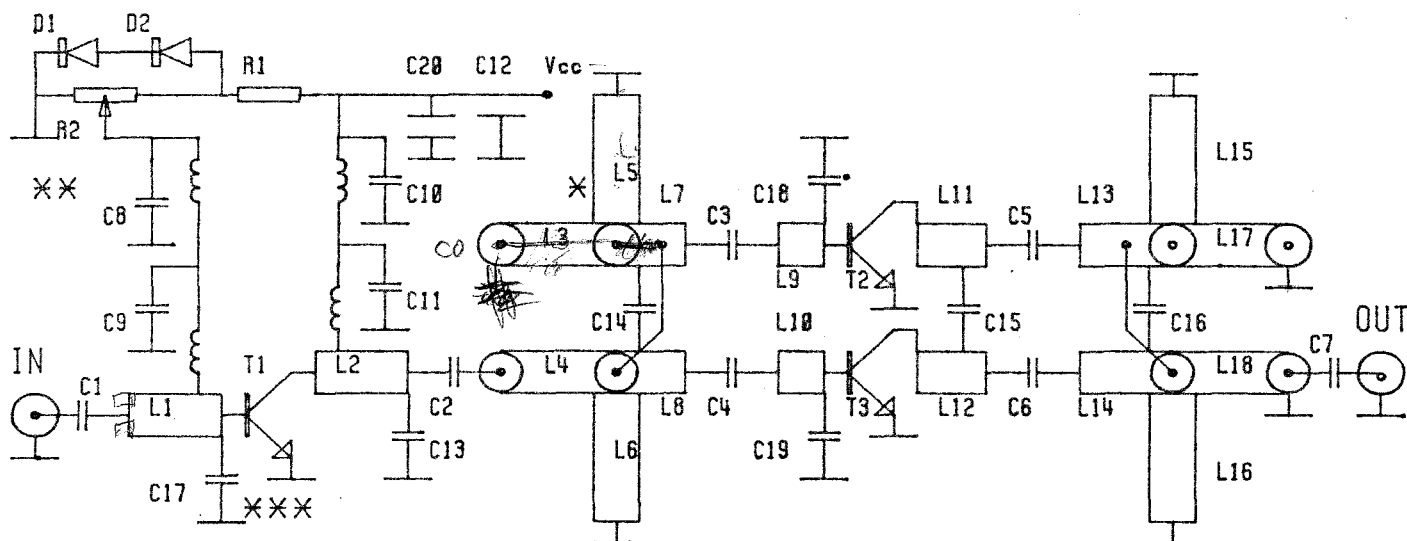
Michel F6DZK.

Il m'est apparu intéressant de construire un amplificateur utilisant des transistors à prix modéré, pouvant attaquer un ampli à deux 2C39 (genre DC3CT) et pouvant être excité par un transverter classique (100 à 500 mW). Cet ampli peut délivrer 8 W avec 200 mW input. Les transistors utilisés sont des BLU99 de philips.

Ces transistors n'étant malheureusement caractérisés qu'en classe B et à 900 MHz, j'ai d'abord réalisé un montage destiné à mesurer les impédances d'entrée et de sortie à 1296 MHz et en classe AB. Un seul BLU99 a été monté sur un circuit verre époxy classique avec des lignes 50 ohms et des condensateurs ajustables. La technique F6KFN a été ensuite employée (Tune for maximum smoke and if possible for maximum power). Les impédances vues de la base et du collecteur ont alors été mesurées. Les résultats sont les suivants:

Fréquence : 1296 MHz.
 Courant de repos : 200 mA.
 Tension d'alimentation: 15V.
 $P_{in} = 700 \text{ mw}$ $P_{out} = 4 \text{ W}$ (7,6 dB).
 Impédance vue de la base : $2,7 - j5,6 \text{ Ohms}$.
 Impédance vue du collecteur: $9,5 + j2,9 \text{ Ohms}$.

Avec ces données il a été possible de calculer une adaptation à 50 Ohms pour un ampli à un BLU99 et une adaptation à 25 Ohms pour un ampli à deux BLU99 montés en push-pull. La structure push-pull a été préférée à la structure parallèle dans la mesure où il est plus facile d'adapter les transistors à 25 Ohms plutôt qu'à 100 Ohms. L'ampli décrit ci-dessous utilise un BLU99 attaquant un push-pull de BLU99. Le gain du premier étage est d'environ 9 dB et celui du deuxième d'environ 7 dB pour une puissance de sortie de 8 W (ou 9 dB comme le premier étage en petit signal). Le schéma de principe retenu est décrit en figure 1. Le circuit imprimé est décrit en figure 2 et l'implantation des capas chips en figure 3. Le substrat utilisé est du verre epoxy classique 16/10.



- REMARQUES: * Les coax rigides L3, L4, L17, L18 sont soudés sur les lignes imprimées L5, L6, L15, L16 respectivement.
 ** Un seul réseau de polarisation est ici représenté (idem pour T2 et T3). Les inductances de ce circuit sont faites de 3 tours diamètre 3 mm avec du fil de cuivre argenté 1 mm.
 *** Les deux faces sont strappées aux passages des emetteurs.

FIGURE 1

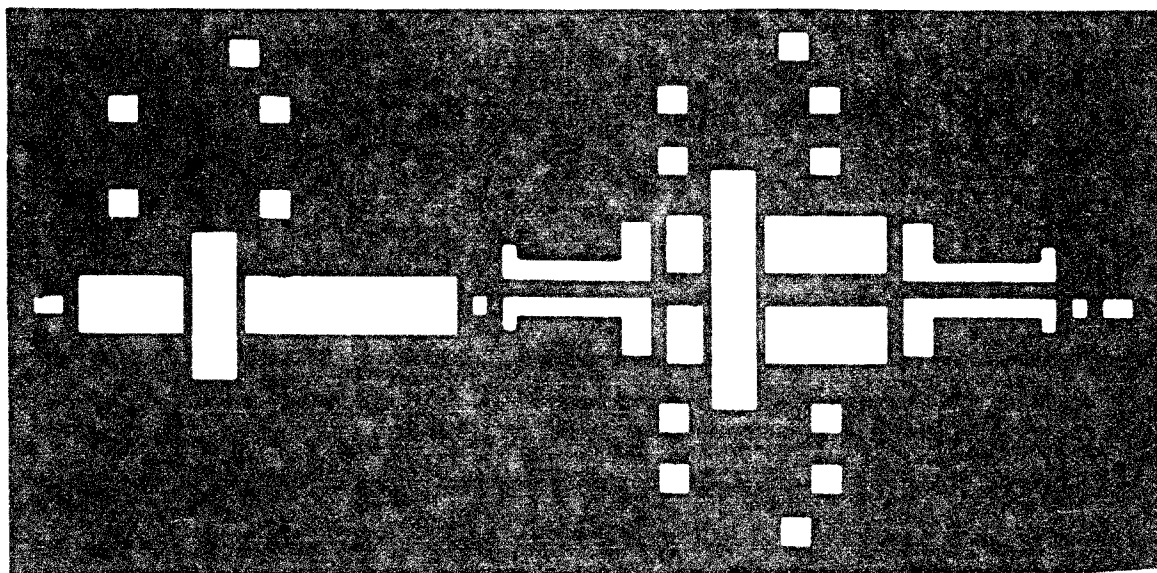


FIGURE 2 : Circuit imprimé (négatif).

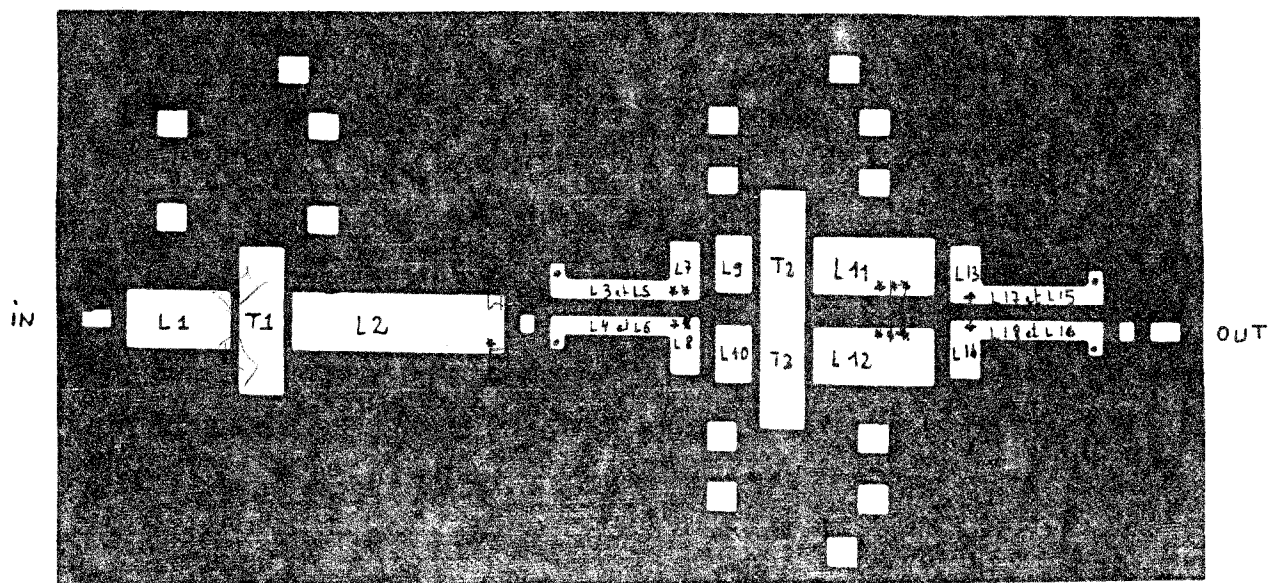


FIGURE 3 : Implantation des principaux composants.

- * : Capacité C13. , + : Capacité C16.
- ** : Capacité C14. , . : Mise à la masse L5, L6, L15, L16.
- *** : Capacité C15.

Les courants de repos sont ajustés par les potentiomètres ajustables. L'entrée et la sortie sont préalablement chargées par 50 Ohms. Les potentiomètres sont réglés de façon à avoir $v_{be}=0$. On alimente alors simultanément les trois étages avec $V_{cc}=15$ V. Régler R_1 pour obtenir le courant de repos voulu dans T_1 . En ce qui concerne le push-pull, il est préférable d'utiliser deux ampèremètres afin de mesurer simultanément les courants collecteur de T_2 et de T_3 . On augmente progressivement et à tour de rôle les courants de T_2 et T_3 jusqu'à la valeur requise. Une fois les courants de repos établis, on peut passer aux mesures de puissance. Attaquer l'ampli avec 20 mW environ et mesurer la puissance de sortie. On doit mesurer environ 2 W. Si cette puissance n'est pas obtenue on pourra retoucher légèrement les valeurs de C_{17} , C_{18} et C_{19} (on pourra ajouter des chips de lpf en parallèle ou en enlever). Augmenter ensuite la puissance de sortie à 100 mW environ. On devra alors mesurer plus de 5 W en sortie. On pourra déplacer C_{15} le long des lignes collecteurs pour augmenter la puissance et/ou réduire la consommation. Pendant ces mesures il est nécessaire de mesurer les courants de T_2 et T_3 . Il devront être quasiment identiques. En cas de déséquilibre, ajouter des capas de faibles valeurs (lpF) entre base et émetteur d'un des deux transistor pour rééquilibrer le push-pull. Dans tous les cas, il faut augmenter progressivement la puissance d'excitation tout en surveillant les courants (limite absolue 1,1 A).

PERFORMANCES:

La figure 6 montre le gain obtenu en petit signal et en large bande. Le gain à 1296 MHz dans ces conditions (400 mA par transistor et 3 W maximum en sortie) est quasiment de 20 dB. La figure 4 montre le gain en fort signal jusqu'à 9 W de puissance de sortie (400 mA de courant de repos par transistor). Pour l'utilisation qui m'intéressait (attaque du DC3CT), j'ai choisi un courant de repos de 100 mA par transistor pour diminuer la consommation. La puissance de sortie maximum est légèrement inférieure au cas précédent (voir figure 5). Les 6 W de sortie sont atteints avec seulement 110 mW d'excitation. Dans ces conditions le gain est de 17,3 dB.

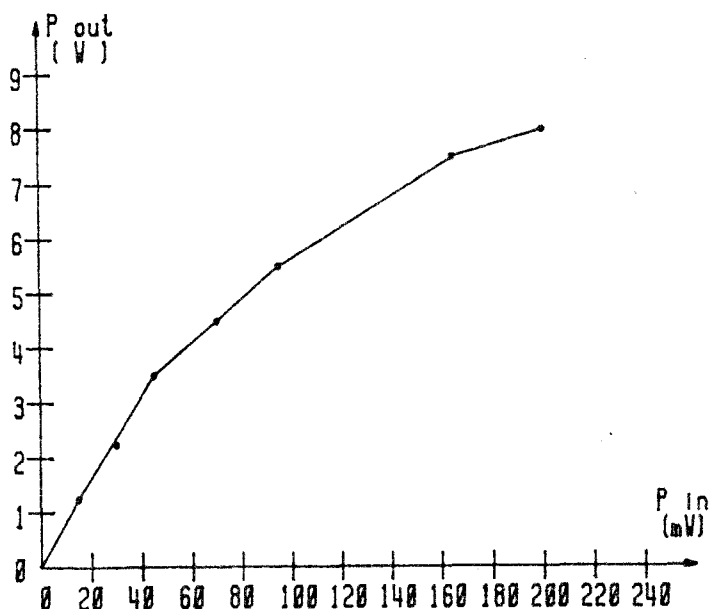


FIGURE 5 100 mA par transistor.

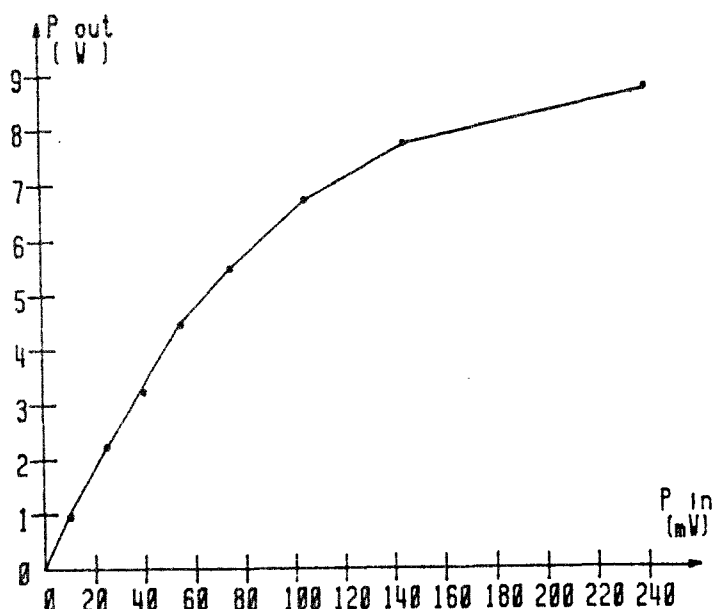


FIGURE 4 400 mA par transistor.

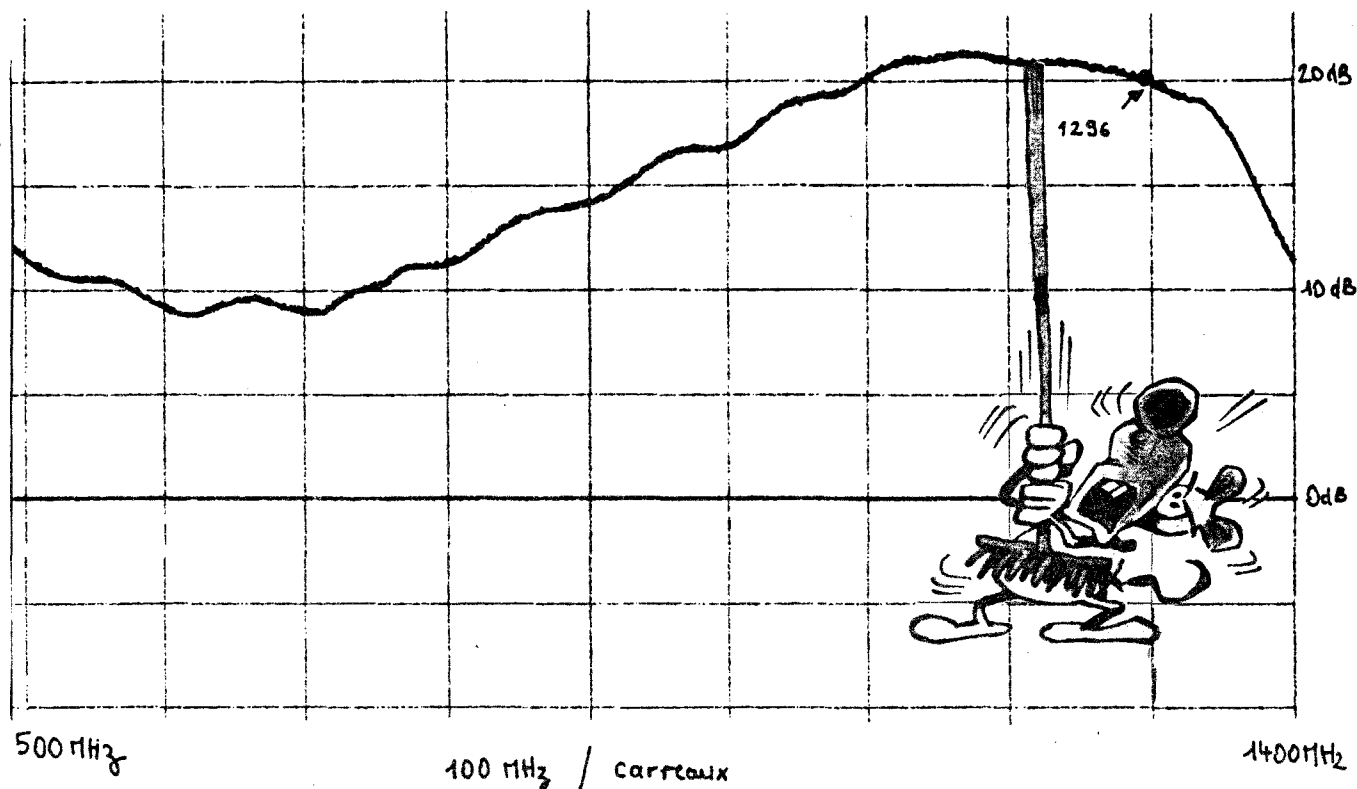


FIGURE 6 : GAIN LARGE BANDE

NOMENCLATURE:

- T1, T2, T3 : BLU99 philips.
 D1, D2.....: Genre 1N4007 (X 6).
 R1.....: 100 Ohms 5 W (X 3).
 R2.....: Potentiomètre ajustable 10 Ohms (X 3).
 C1 à C7 : Deux chips 39 pF en parallèle sur la largeur de la piste.
 C8 à C11: Chips 47 pF.
 C12 : By pass 1 nF (X 3).
 C13 : Chips 1 pF.
 C14 : Chips 1 pF.
 C15 : Deux chips 3.3 pF en série à 12 mm des collecteurs .
 C16 : Chips 1 pF.
 C17 : Chips 4.7 pF + 2 X chips 1pF en parallèle (au ras du boîtier).
 C18 : Chips 5.6 pF + 2.2 pF + 1pF en parallèle (au ras du boîtier).
 C19 : Chips 5.6 pF + 2.2 pF + 1pF en parallèle (au ras du boîtier).
 C20 : Tantale 10 μ F 25 V (X 3).
 L3, L4, L17, L18: Cable coax semi rigide diamètre $\approx$ 2 mm longueur 16 mm.
 Les autres lignes sont imprimées.

(UTP85 ϕ 2,16
 Nda)

L'évolution due aux composants ou à l'apprentissage (lent) de technologies du milieu "professionnel", pousse de plus en plus les "amateurs" à remplacer la "plomberie" par des circuits imprimés. Si ce n'est pas toujours conseillé (Q des résonateurs de filtres par exemple!), c'est souvent intéressant. Nombreux sont ceux qui ont dû se familiariser avec les calculs à l'abaque de Smith; beaucoup connaissent les impédances de lignes en fonction de la largeur, de la hauteur à la masse et l'Er du matériau isolant; il y a pourtant un point où ça a l'air de buter, même chez certains "spécialistes": en dehors de l'air ($\epsilon = 1$) la vitesse de propagation dans la ligne varie en fonction de l'impédance (dispersion des champs dans le milieu non-homogène: la propagation se fait d'un côté dans l'isolant mais aussi de l'autre côté dans l'air. Sans revenir sur la théorie, disons simplement qu'une fois l'impédance de finie avec l'Er du matériau, il faut considérer un Eeffectif qui sert à déterminer la longueur (par rapport à la longueur dans l'air, calculée en fonction de la longueur d'onde utilisée) avec $L = L_{air} / \sqrt{E_{eff}}$

Pour calculer cet Eeff il y a un tas de formules pas valables dans tous les cas; on commencera simplement par un matériau répandu:

Pour de l'époxy de $1/16"$ (1,59 mm) avec 2 faces cuivrées de 35 μm (*) voilà un tableau (approximatif mais suffisant pour nos précisions) des principales impédances utiles.

Utilisable jusqu'à 1296 MHz sans trop de problèmes; en dessous les dispersions du matériau (ainsi que les calculs à partir de paramètres de transistors ou autres pas trop justes) ne facilitent pas le travail.

Z (Ω)	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80	90	100
Largeur (mm)	10	8	6	5	4	3,3	2,8	2,3	2	1,7	1,4	1,2	1	0,7	0,5
Eeff	4,02	3,93	3,82	3,76	3,69	3,62	3,57	3,52	3,48	3,44	3,39	3,36	3,32	3,27	3,22 !

(*) $\epsilon_r = 4,8$ - En fait suivant les fabrications varie de 4 à 5, mais c'est quand même une base de départ?

Pour d'autres épaisseurs (de l'époxy de $0,8"$ par exemple) en recalculant la largeur l'Eeff sera le même pour une impédance donnée.

LITTÉRATURE "adjacente" (nécessaire, utile ou intéressante; ce n'est pas classé)

W1HR - Ham Radio January 78 - Microstrip Transmission Line

DJ1EE - VHF Comm. 3/71 - Striplines For VHF and UHF

F1QV - Ondes courtes Informations Juillet 81 - Microstrip: une méthode de calcul

DJ8XN - VHF Comm. 3&4/72 - Dimensioning of microstripline circuits

F1DTN - OCI Octobre 83 - Les Lignes microstrip (lignes micro-rubans)

F1FLN - MURC Infos n°15 Février 84 - Microstrips (duroid)

K8UR/1 - Ham Radio Dec. 84 - Microstrip impedance programs

F1DOP - Lien des décimétriques n°2 - octobre 75

DL7QY - Microstrip programs Dubus 3/83 & 3/84

RILLETTES de SAUMON

400 grs de Saumon frais
200 grs de Saumon Fumé
2 jaunes d'oeufs
150 grs de Beurre
Sel - poivre
1 petit pot d'oeufs de Saumon (50gr)

Poche le saumon frais au court-bouillon
laisse refroidir - ensuite l'éplucher.

Ecrase à la fourchette le saumon
poché, incorpore lui le saumon fumé
coupé en minuscules dés, les jaunes
d'oeufs et le beurre légèrement ramolli.
rectifie l'assaisonnement en sel,
poivre.

Lorsque la préparation est au point
incorporer très délicatement les
oeufs de saumon, mettre en moule

beurre, couvrir avec du film étirable
et mettre au réfrigérateur 3 ou 4 heures
avant de servir. (Peut être préparé
la veille ou l'avant-veille.)

Tremper le moule dans de l'eau très
chaude pour le démouler, remettre quel-
ques instants au réfrigérateur avant
de découper.



court-bouillon nagi
mettre le poisson
dans le court-bouillon
froid. Compter
environ 15' à partir
de l'ébullition.
Vérifier la cuisson
de façon à ce que
le poisson ne soit
pas trop cuit





c'est Daniel FIEHR, qui le premier a versé dans cette mode des cocktails ; il avait promis de faire un papier, mais comme ce sera probablement tout à base de rhum en voilà toujours quelques autres en attendant ! FIEHT Dec. 85

Pour commencer et pour les inconditionnels de PAUL CIRUIT, un apéro simple : le BARBARIE (ou MARRAKESH EXPRESS) :

2/8 Anisette, 1/8 Curacao bleu, 5/8 eau fraîche

Ensuite à l'usage de ceux qui comme moi préfèrent la vodka au rhum :

BALALAÏKA 1/3 cointreau, 1/3 jus de citron, 1/3 vodka

STOCKHOLM PUNCH 2/8 liqueur d'abricot, 1/8 jus de citron, 5/8 vodka
rajouter éventuellement un peu de sucre et agrémenter d'1/2 abricot au sirop

VOLGA (attention sa attaque !) 1/3 curacao bleu, 1/3 vodka, 1/3 liqueur d'orange (j'utilise du curacao "dry orange" Bols)

pour finir citons le K2 (celui de l'Himalaya, pas K2RIW!!)

1/4 Verveine du Velay (à défaut Chartreuse verte ou Izarra)
2/4 vodka, 1/4 jus de citron.

Tout ça bien glacé et sur de la glace pilée.

Ah bon ! il reste de la place ?



Dans la série des Blue Waves, a part le trop connu Blue Lagoon, et comme FLN n'ira pas tarder à rentrer :

TRINIDAD : 1/2 Tequila, 1/2 Curacao bleu
un peu de sucre en poudre + Schappes

pour EVT le BLUE BIRD : 1/4 curacao bleu, 1/4 cointreau, 2/4 CHAMPAGNE

(je préfère de la liqueur d'abricot à la place du curacao : CHRISTINA)

Vous tenez absolument à être faits comme DES RATS ? Alors il ne reste que l'KURK SLAMMER :

1/7 vodka, 1/7 Tequila, 1/7 rhum blanc, 1/7 gin, 1/7 cointreau
1/7 anis blanc (Gras ou Béger blanc) 1/7 Mirabelle !

(pour l'EIT Slammer remplacer le rhum par de l'Agraviot et la mirabelle par du génépi.)

Je suppose que les Op's du GLU vont essayer !? Venez pas vous plaindre si vous êtes malades.

Une discussion récente avec Jose (EIT) m'a amené à me répandre sur les erreurs possibles lors de mesures de puissances. Bien que l'on n'y prête que peu d'attention habituellement, nous allons voir qu'avec la meilleure bonne foi du monde on peut annoncer des résultats aberrants. Dans le précédent numéro d'EURU nous avons vu une méthode possible pour mesurer la T.O.S d'une source.

Pour mesurer une puissance plusieurs méthodes sont possibles. Excluons tout d'abord le wattmètre directionnel qui, bien souvent, ne fait servir que d'indicateur. C'est, selon la bonne vieille méthode du "ça se débrouille" chier à certains, on peut pour peu que l'indication soit satisfaisante, s'en contenter et annoncer des ~~W~~ Kynells de Watts là où en fait, ne sont réellement présentes que quelques malheureuses centaines de milliwatts.

L'emploi du milliwattmètre est déjà susceptible de donner des résultats bien plus satisfaisants (surtout en UHF) - Associé à un coupleur à directivité élevée il sera en mesure de donner des résultats corrects. Pour ce dernier, trois types de sondes sont d'usage courant :

- la sonde à thermistances - Deux thermistances (une pour la mesure et l'autre pour la compensation) sont montées dans des ponts de mesure. L'application de HF fait varier la valeur de la thermistance, déséquilibrant ainsi le pont. Différentes méthodes sont alors possibles pour prendre en compte ce déséquilibre et le traduire en puissance HF appliquée.

- la sonde à thermocouple : la puissance HF appliquée à la sonde fait "chauffer" une résistance de charge - un thermocouple génère une tension fonction de $\Delta \theta^\circ$ -

- la sonde à diode (pour les mesures de faibles niveaux) - C'est la sonde la plus récente de toute (-70 dBm) - En limitant la plage de mesure dans la partie quadratique de la diode, celle-ci donne une mesure réelle de la puissance. Le problème de ce genre de sonde est de limiter les effets dus aux différentes variations de températures. (théorie thermoelectrique diverses, tension générée par le gradient de température qui apparaît dans la diode...)

La mesure par thermistance permet à l'aide d'une mesure par substitution DC d'atteindre de très bonne précision ($\pm 0,2\%$).

Trois sources d'erreurs sont possibles

- erreurs dues aux désadaptations : nous y reviendrons.
- erreurs dues aux pertes HF : Toute la puissance appliquée à la sonde peut ne pas arriver (et être dissipée par la thermistance - ces pertes sont caractérisées par le constructeur et font l'objet d'une courbe de calibration (cal factor et effective efficiency) -
- l'erreur due à l'instrument : Là encore cette courbe d'erreurs est connue et caractérisée par le constructeur.

Deux "problèmes" subsistent avec les sondes à thermistance :

- il est difficile de fabriquer des sondes avec un T.O.S. aussi faible qu'une sonde à thermocouple
- la dynamique de mesure est plus restreinte.

Les sondes à thermocouple offrent par rapport aux précédentes les avantages suivants :

- Amélioration de la précision de mesure en ayant un meilleur T.O.S.
- Dérive moindre
- Dynamique de mesure plus étendue ($-35 \text{ à } +20 \text{ dBm}$) au lieu de ($-30 \text{ à } +10 \text{ dBm}$).

Les sondes à diodes sont utiles pour leur grande sensibilité et sont utilisées pour de faibles niveaux ($-70 \text{ à } -20 \text{ dBm}$).

La principale (et celle qui entraîne la plus forte erreur) source d'incertitude est due aux désadaptations.

Voilà voir comment l'on peut prendre en compte et calculer l'incertitude de mesure en fonction des T.O.S en présence.

Soit une source ayant un T.O.S de 2 et un instrument de mesure ayant un T.O.S de 1,25

Nous savons que le coefficient de réflexion ρ est :

$$\rho = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

Ce qui pour la source donne $p = 0,333$ et pour le mesureur $p = 0,111$

L'incertitude de mesure est donnée en fonction de deux coefficients de réflexion en présence par :

$$PU = [1 \pm (p_1 \times p_2)]^2$$

Ce qui dans l'exemple donné donne :

$$\begin{aligned} PU &= \left\{ 1 \pm [(0,111) * (0,333)] \right\}^2 \\ &= \left\{ 1 \pm 0,037 \right\}^2 \\ &= \left\{ 1,037 \right\}^2 \text{ et } \left\{ 0,963 \right\}^2 \\ &= 1,075 \text{ et } 0,927 \end{aligned}$$

le pourcentage d'incertitude est

$$\begin{aligned} (PU - 1) \times 100 \text{ pour } PU > 1 \\ \text{et } -(1 - PU) \times 100 \text{ pour } PU < 1. \end{aligned}$$

Ce qui nous donne :

$$+7,5\% \text{ et } -7,2\%.$$

Si l'on veut exprimer cette erreur en dB

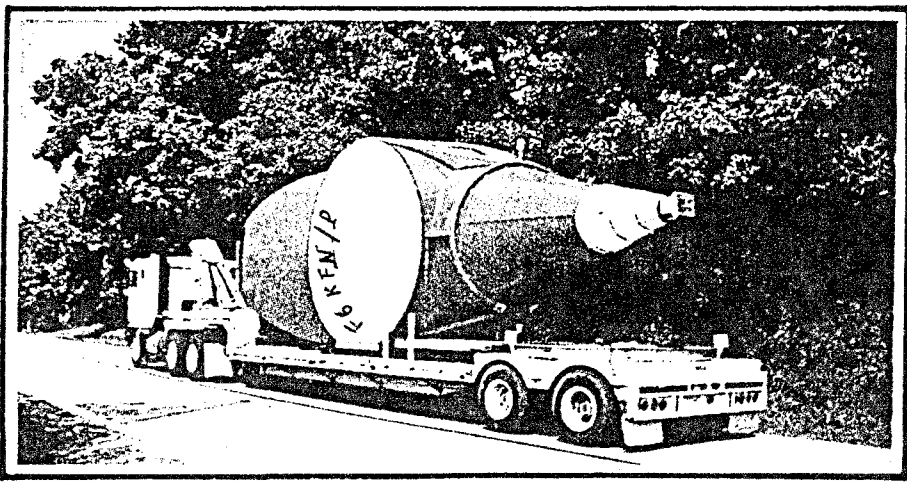
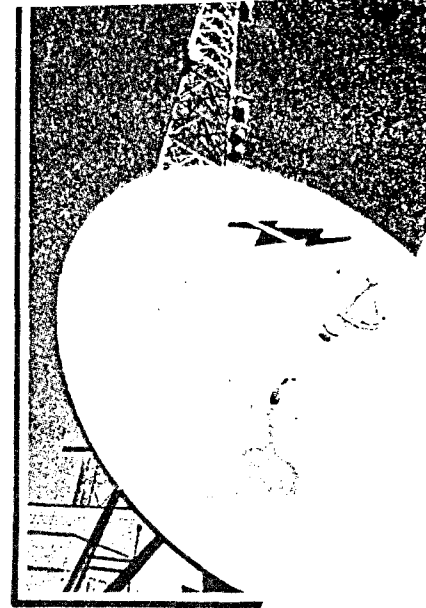
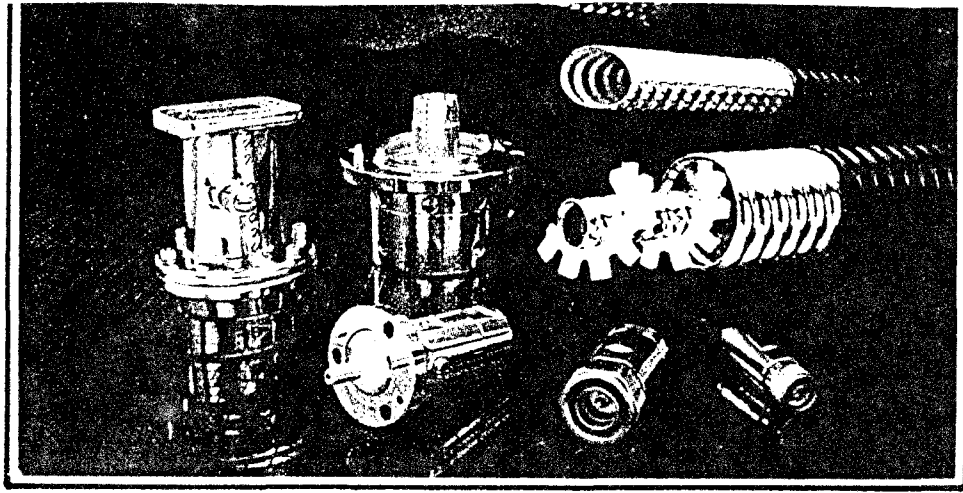
$$PU_{(dB)} = 10 \left[\log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) \right] \text{ (dB) pour } \frac{P_1}{P_0} > 1.$$

$$\text{et } PU_{(dB)} = 10 \left[\log_{10}(P_1) - \log_{10}(P_0) \right] \text{ (dB) pour } \frac{P_1}{P_0} < 1.$$

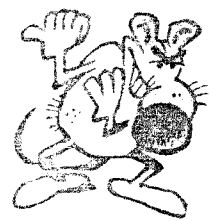
$$\text{on a } PU \approx \pm 0,3 \text{ dB pour l'exemple cité.}$$

Afin de vous éviter de longs et fastidieux calculs (hi) et puisqu'il y a des machines
es - spéciales pour le faire, deux courbes résultantes vous permettront d'évaluer l'erreur
possible de mesure. C'est édifiant ! On atteint vite les 50% d'erreur avec 3 dB T.O.S
de chaque côté. A titre indicatif une sonde de milliwattmètre qui a été surchargée
à un R.L de 10 dB vite fait !

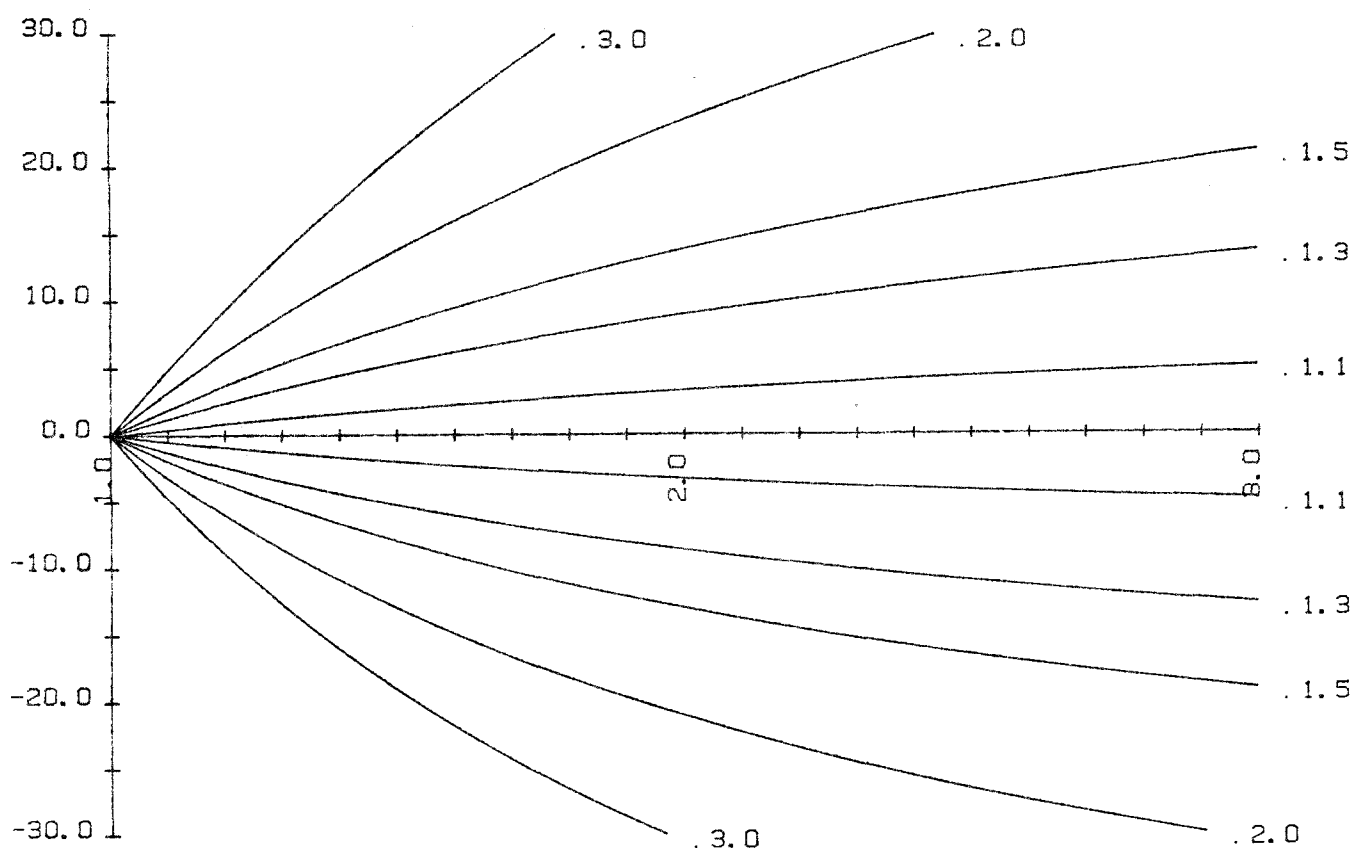
bib: notices de milliwattmètre HP 432, 435, 436. et HP Journal oct 75 et sept 76.

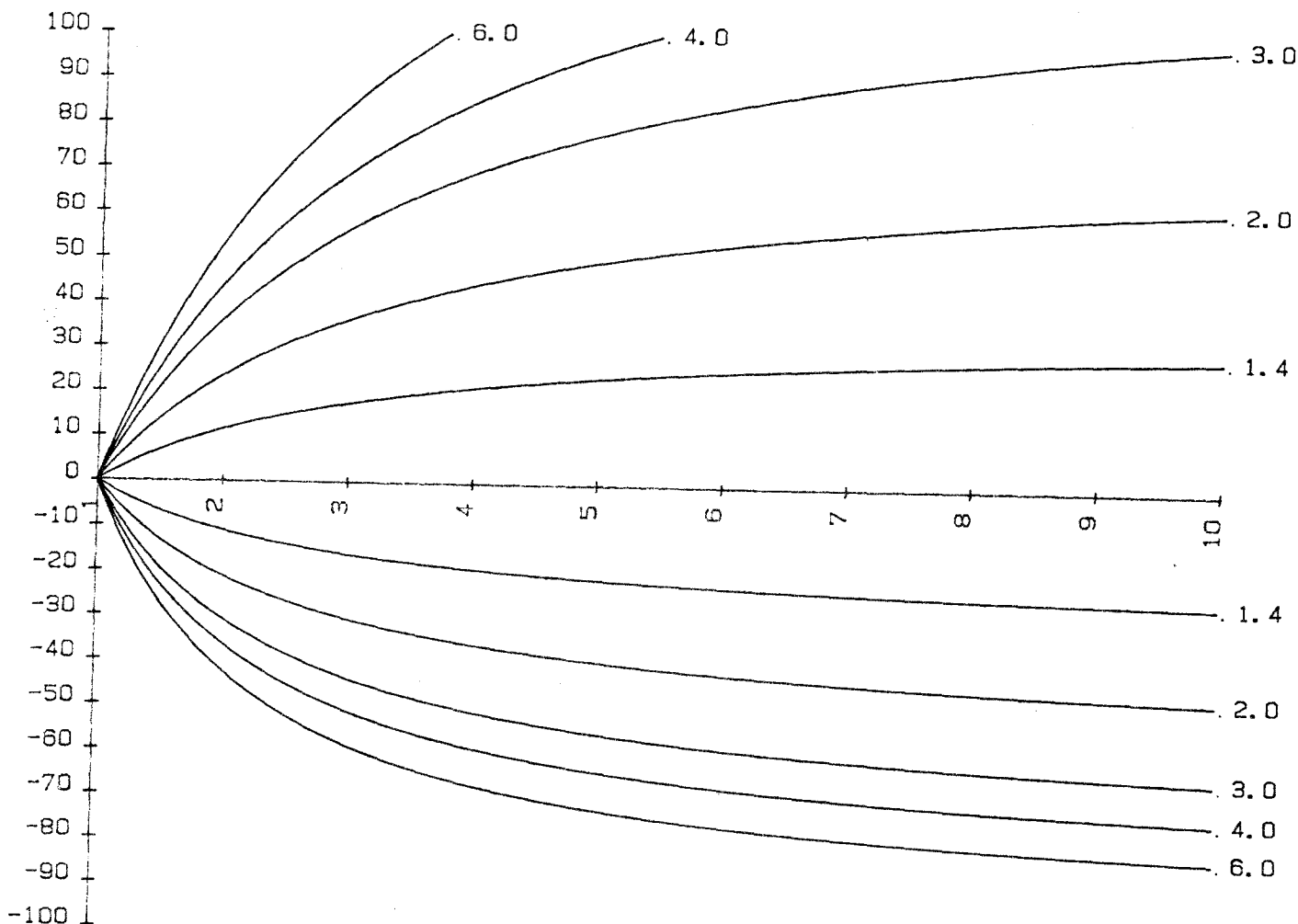


ANF
320, rue
Z.I. Ce
78530
Tél.
Tx



Alors là NON. Arrêtez les Communes!





POURCENTAGE D'ERREUR POSSIBLE SELON LES T.O.S (atr 8601)



A680 SERIES HIGH POWER MICROWAVE AMPLIFIER SYSTEMS 1 KW, CW 200 MHz - 10 GHz

LogiMetrics

121-03 Dupont Street, Plainview, New York 11803 • (516) 349-1700 • TWX: 510-221-1833

SPECIFICATIONS ELECTRICAL

MODEL #	Freq. Range GHz	Min. Power Out Watts	Min. Sat. Gain dB	Max. N.F. dB	Min. Gain Control dB
A680/T1	0.2 - 0.4	1Kw	60	10	40
A680/T2	0.4 - 0.5	1Kw	60	10	40
A680/P	0.5 - 1.0	1Kw	60	35	40
→ A680/LS	0.8 - 2.5	1Kw	60	35	40
A680/L	1.0 - 2.0	1Kw	60	35	40
A680/S	2.0 - 4.0	1Kw	60	35	40
A680/C	4.0 - 8.0	1Kw	60	35	40
A680/X	8.0 - 10.0	1Kw	60	35	40

DESCRIPTION

The LogiMetrics A680 systems have been developed to provide easy to operate amplifiers for the laboratory or ground based environment. They are composed of two solid state amplifiers from 200 to 400 MHz and 400 to 500 MHz. Also five liquid cooled traveling wave tubes from 500 MHz to 10 GHz. The relatively compact packaging allows each amplifier to be completely contained in its own rack and requires only connection to primary power for operation. The units may be operated and monitored remotely with an optional remote panel.

GENERAL RF Output:

A680/T, T1 — Type 'N' Precision
A680/P, L — EIA 1 1/2"
A680/S — EIA 1 1/4"
A680/C — WRD-350 W.G.
A680/X — WR-112 W.G.

Cooling:

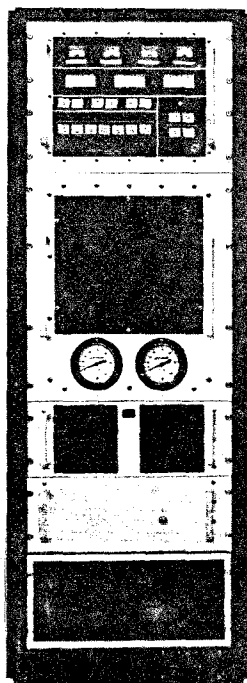
Liquid cooling, Coolanol 35. Filtering is provided at the air intake. Rack mounting of the cooler is provided with intakes/exhaust on the front/top respectively. Integral liquid to air, closed cycle heat exchanger. (May be remotely placed).

Dimensions:

The maximum dimensions are width 23 inches, depth 40 inches, and height 70 inches (58.4Cm. x 101.6Cm x 177.8Cm). See Fig. 1, page 28.

Weight:

1250 pounds maximum, 568 Kg.



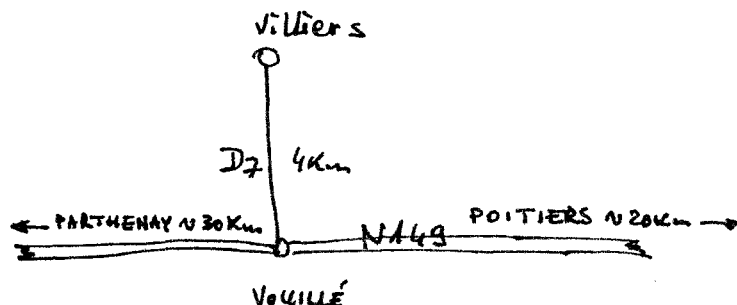


RESTAURANT (Bar - traiteur ...)

DU CENTRE

VILLIERS 86

(midi
seulement!)



AUBERGE DE JARENTE

7, Rue de Jarente - 75004 PARIS

TÉL. 277-49-35

R. C. SEINE 64 A 9310

Fermé le Dimanche et Lundi

spécialités basques et du sud ouest

Casa Alcalde

BAR-RESTAURANT
TAPAS PAELLA

Moise URANGA

117, Boulevard de Grenelle
75015 Paris - Tél. 783.39.71

Fermé Dimanche

Chez VLADIMIR CUISINE RUSSE

10, rue Jean Macé 86000 POITIERS
Tél. (49) 41.69.72

LE CERP-VOLANT CRÉOLE

RESTAURANT DE

ILE DE LA RÉUNION

68, Rue Daguerre - 75014

Téléphone : 320.21.59

PARIS

