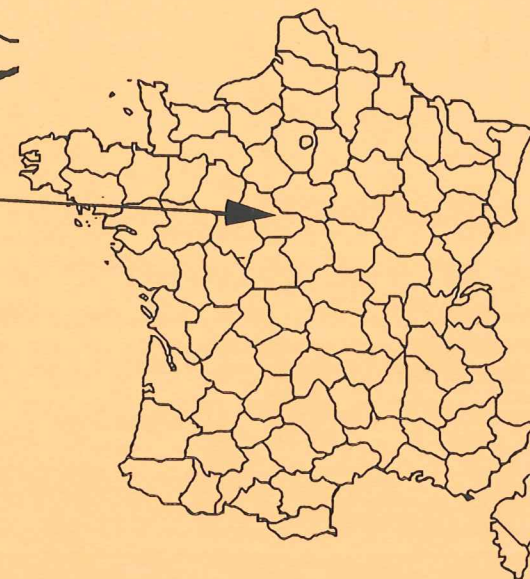
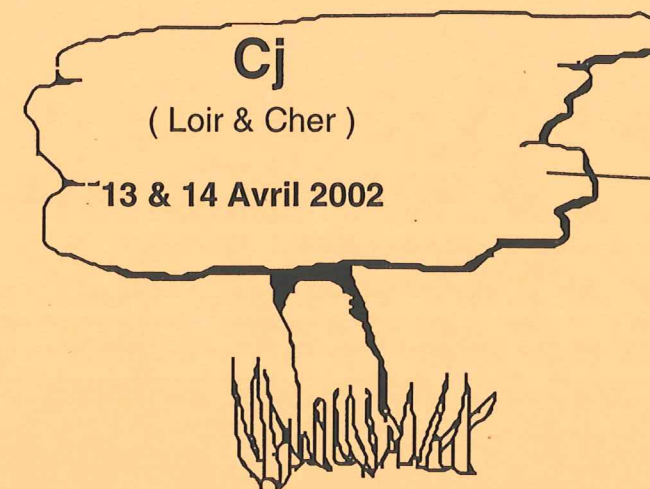


CS 2002 FSSGT



F5FLN Michel
F5JCB Gilles
F6ETI Philippe

REUNION THF FRANCAISE

SEIGY LOIR ET CHER

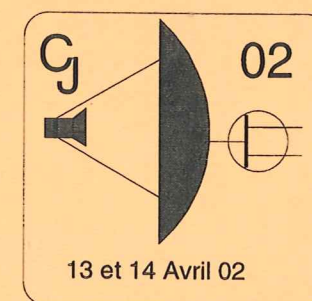
Cj 2002



REUNION VHF UHF SHF 13 & 14 AVRIL 2002

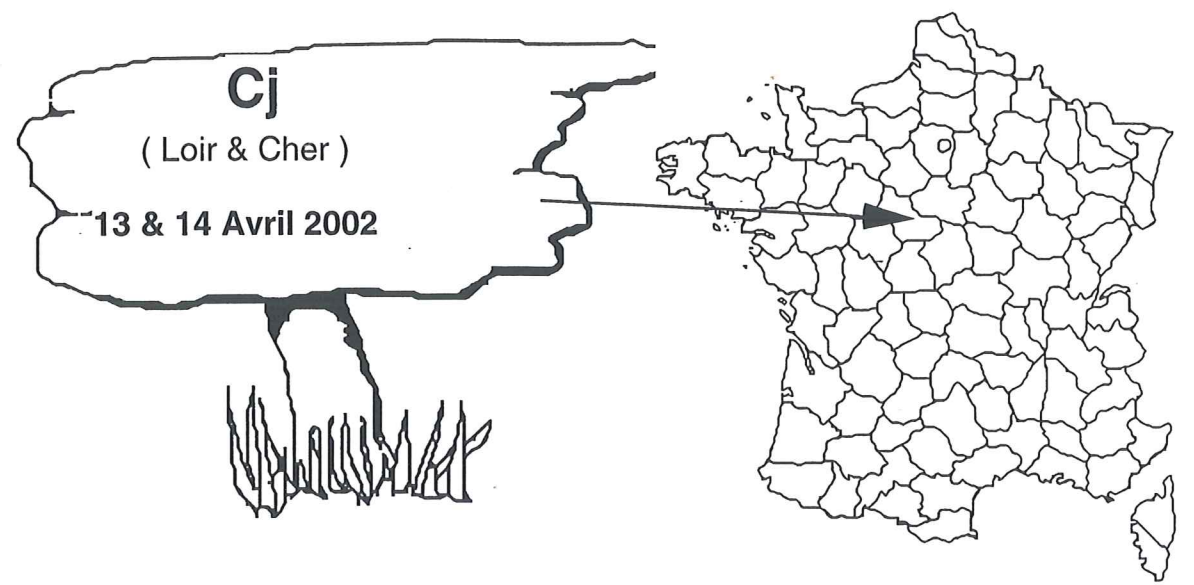


SEIGY (près de ST AIGNAN/CHER 41)





F5FLN Michel
F5JCB Gilles
F6ETI Philippe



REUNION THF FRANCAISE

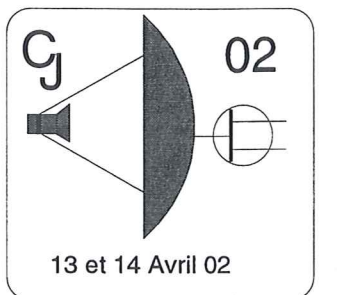
SEIGY LOIR ET CHER

Cj 2002



REUNION VHF UHF SHF 13 & 14 AVRIL 2002

SEIGY (près de ST AIGNAN/CHER 41)



... Cj2002 PROCEEDINGS

TABLE DES MATIÈRES

	Page
EDITORIAL	1
<i>Philippe MARTIN, F6ETI</i>	
AMPLIFICATEUR VHF AVEC UNE TRIODE GS35	3
<i>Jean-Pierre MORIZET, F5OAU</i>	
DESCRIPTION DU NOUVEL O.L. DES BALISES DU 22	17
<i>Eric MOUTET, F1GHB</i>	
REGULATION 15 A POUR P.A. A GAAS FET	23
<i>Philippe PIERRAT, F2TU</i>	
LE "MFJ269" OU L'ANALYSEUR DE RESEAUX DU PAUVRE	53
<i>Christian TOTEMS, FIDLT</i>	
CALCUL DE LA PRISE AU VENT D'UN GRILLAGE ET D'UN ENSEMBLE	61
<i>Philippe PIERRAT, F2TU</i>	
CALCUL DE CAVITES	65
<i>Jean-Pierre LE CARPENTIER, F1ANH</i>	
MÉTÉOR-SCATTER INFORMATISÉ, TÉLÉGRAPHIE VISUELLE	67
<i>Jérémie SIMON, F4ARU et Lionel MONGIN, F1JRD</i>	
WHY FIGHT FOR THAT LAST FEW TENTHS OF A DB IN LNA NOISE FIGURE?	77
<i>K2RIW (extrait de MW News Letter)</i>	
LA TELEVISION AMATEUR EN NUMERIQUE (ATVNUM)	81
<i>Jacques GRUSON, F6AJW</i>	
THE FIRST 24 GHZ MOON-BOUNCE QSO	89
<i>VE4MA and W5LUA (extrait site de VE1ALQ)</i>	
SYNTHESE ACTIVITE E.S. 2001	103
<i>Christophe AUZZINO, F8ACF</i>	
LE CHALLENGE THF 2001 - REGLEMENT 2002	111
<i>Dominique PORTES, F5AXP</i>	
UN SITE INTERNET DEDIE A LA BANDE DES 6 METRES	121
<i>Bernard DELAGE, F5DE</i>	
LITES DES STATIONS ACTIVES EN 10 GHz	125
<i>Jean Claude Pesant, F1GAA</i>	
LITES DES STATIONS ACTIVES EN 24 GHz	127
<i>Jean Claude Pesant, F1GAA</i>	
LES BALISES FRANÇAISES	129
<i>Bruno TAVERNY, F1MOZ et Michel RESPAUT, F6HTJ</i>	
LISTE DES BALISES HF, VHF, UHF et SHF	135
<i>Bruno TAVERNY, F1MOZ et Michel RESPAUT, F6HTJ</i>	

Un grand merci encore et une fois de plus à tous les contributeurs qui font le succès de cette douzième édition de CJ, et qui ont spontanément permis d'assurer la richesse de ce document.

"LE GROUPE VHF ATLANTIQUE EST NÉ ...

Souhaitons lui longue et active existence.

Le C.A. du REF avait décidé le 9 décembre 1952 d'organiser l'activité des OM s'intéressant aux VHF mais la maladie du sommeil s'était abattue presque aussitôt sur cet intéressant projet; les soins qui lui ont été prodigués par certains portent leurs fruits et nous assistons à un réveil qu'on peut probablement considérer comme une guérison complète.

Ainsi donc, les OM VHF de la région Atlantique ont décidé, lors de la réunion du 11 octobre 53, à MORTAGNE, de se grouper pour pouvoir bénéficier des avantages que ceci apportera à la cause des VHF. Il y a du travail fort intéressant à faire; des résultats très encourageants avaient été obtenus, mais ils étaient restés isolés et il importe qu'ils soient diffusés, complétés et coordonnés afin que les enseignements qu'on peut en tirer profitent à l'ensemble des OM du Groupe.

Comme partout ailleurs, les activités professionnelles des OM composant le Groupe VHF Atlantique sont aussi nombreuses que variées, mais nous comptons parmi nous plusieurs techniciens avertis dont les VHF sont non seulement le violon d'Ingres mais aussi l'occupation quotidienne et auprès desquels ceux qui sont moins familiarisés avec cette technique pourront trouver les conseils nécessaires.

Ce sont là les grandes lignes de ce qui devra être l'activité du Groupe VHF Atlantique, mais il est hors de doute que de nombreuses questions de détail, non moins intéressantes, se présenteront peu à peu, telles que, par exemple:

Mesure de la fréquence exacte des différentes stations; essais comparatifs des divers types de récepteurs VHF d'un usage courant chez les OM; essais de nouveaux tubes VHF encore rares dans le commerce; etc ... etc ...

Le coup de pistolet du starter donnant le départ à notre Groupe a résonné assez fort pour qu'on puisse espérer que son écho continue pendant longtemps à stimuler notre activité pour le bien commun de tous les participants."

Ainsi s'exprimait Georges DIDELOT, F8TD, dans l'éditorial du bulletin d'informations N°1 () du Groupe VHF Atlantique qu'il lançait en octobre 1955. Elargissez "Groupe VHF Atlantique" à "communauté radioamateur française", VHF à VHF/UHF/SHF, MORTAGNE à SEIGY et méditez la vision de l'un de nos illustres précurseurs ...*

(*) Merci à F9XL qui m'a donné récemment sa collection de ces bulletins.

AMPLIFICATEUR VHF avec une triode GS 35

par F5OAU - Jean - Pierre Morizet

Beaucoup d'OM ont acheté des triodes russes GI 7, GS 31 ou GS 35, mais il semble, d'après ce qu'on entend sur l'air, que peu d'amplis aient été réalisés avec ces tubes.

Le but du présent article est de faire sortir toutes les GS 35 des tiroirs. Pour cela un ampli expérimental sur 144 MHz, avec une GS 35 destiné au trafic EME vous est proposé. L'article porte essentiellement sur la description de solutions accessibles à tous, réalisables avec un outillage simple et des matériaux courants. **Attention, vu la HT utilisée cette description ne s'adressent qu'aux OM expérimentés et très prudents**

Rappel sur les triodes russes

Il y a déjà quelques années déjà, on a vu apparaître sur le marché de l'occasion, notamment à Friedrichshafen, des tubes russes neufs vendus à des prix très intéressants. Depuis la description de montages dans VHF - COM ou Dubus, qui montrent qu'on peut obtenir les performances d'une 8877 avec une GS 35, les prix ont évolué à la hausse et les tubes se font plus rares.

Pour une puissance de dissipation identique à la 8877, la GS 35 présentent certains avantages :

- tension de chauffage plus élevée 12 V et courant de chauffage plus faible (possibilité d'utiliser un petit transformateur torique de 50 VA facile à trouver et peu encombrant)
- gros radiateur d'anode plus facile à ventiler
- puissance de dissipation de grille plus élevée (moins de risque en cas de courant de grille important)
- structure coaxiale
- fonctionne aussi en UHF et peut - être en SHF (à vérifier)
- prix intéressant

A noter aussi quelques désavantages :

- nécessité d'une puissance d'excitation plus importante (80 W au lieu de 40 W)
- approvisionnement en tubes aléatoire

Description d'un ampli VHF

L'alimentation haute tension

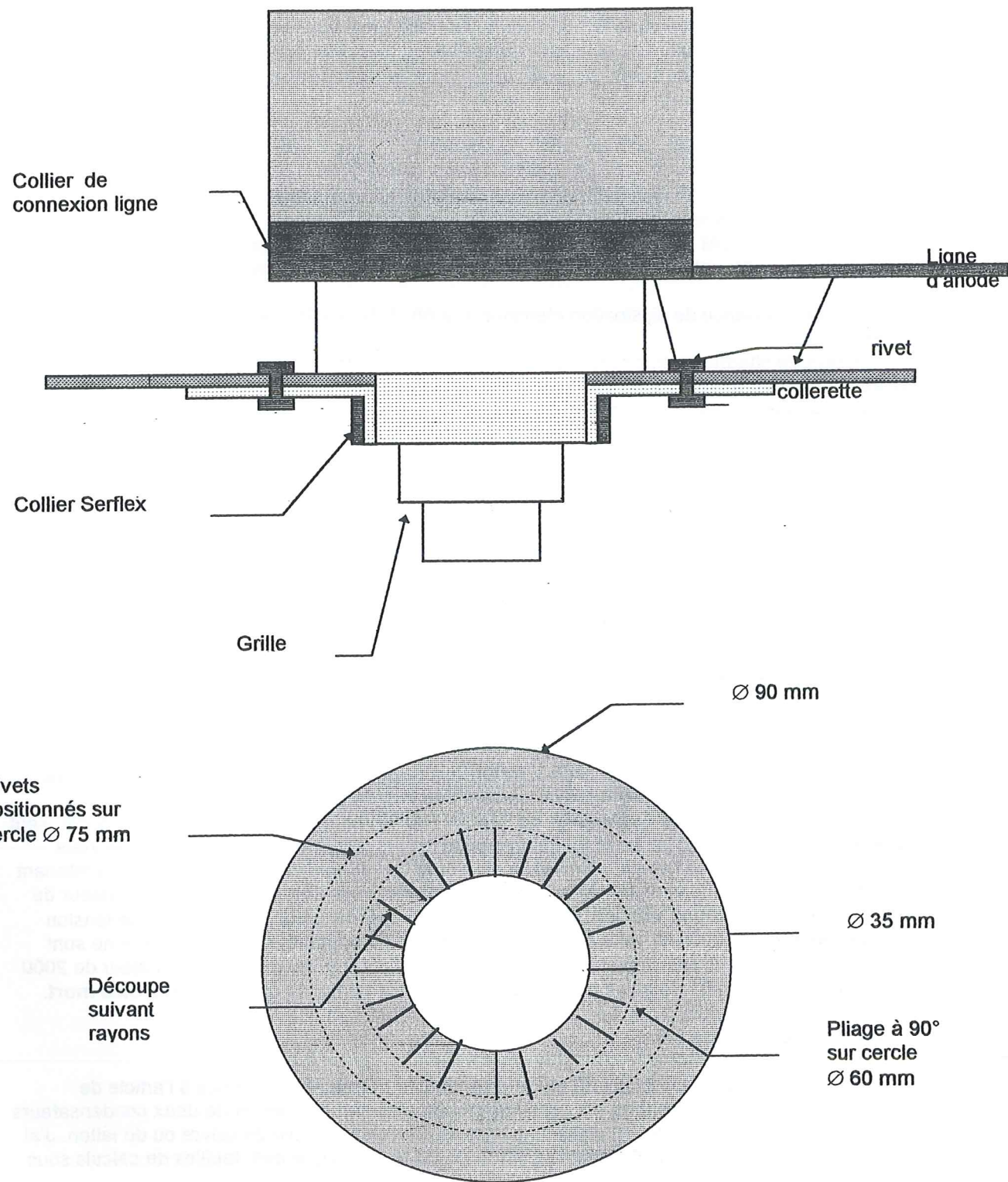
Le tube GS 35 fonctionne sous 3000 V (**attention danger mortel**), avec 4000 V ça marche encore mieux. Le courant est de l'ordre de 1A . Autant dire tout de suite que c'est la partie la plus difficile à réaliser. Reportez vous aux articles de F1MZN (CJ 93) et F5MSL (CJ 97), tout est décrit, sauf où trouver le transformateur. C'est ce point qui m'a posé le plus de difficultés. Donc avant de vous lancer dans la construction de l'ampli, résolvez le problème de l'alimentation haute tension en retenant un élément important : quand vous redressez 3000 V efficaces, vous obtenez sur le condensateur de filtrage la tension de crête $3000 \times \sqrt{2} \approx 4200$ V, mais dès que l'alimentation débite un peu la tension retombe rapidement vers 3000 V, voire moins si la résistance du primaire et du secondaire ne sont pas suffisamment faibles. Donc n'espérez pas trop obtenir les 3000 V avec un transformateur de 2000 V efficaces au secondaire. Et n'oubliez pas que si vous mettez la main sur la HT vous êtes mort.

Schéma de principe

Il s'agit d'un montage classique de triode en grille à la masse. reportez vous à l'article de F5MSL dans CJ 97. Le circuit d'entrée est constitué d'une petite self bobinée et de deux condensateurs ajustables. Pour le circuit de sortie on utilise une ligne quart d'onde en tôle de cuivre ou de laiton. J'ai calculé la ligne d'anode à partir de l'article de F5MSL de CJ 97, ainsi que des feuilles de calculs sous excel que F5MSL m'avait communiquées

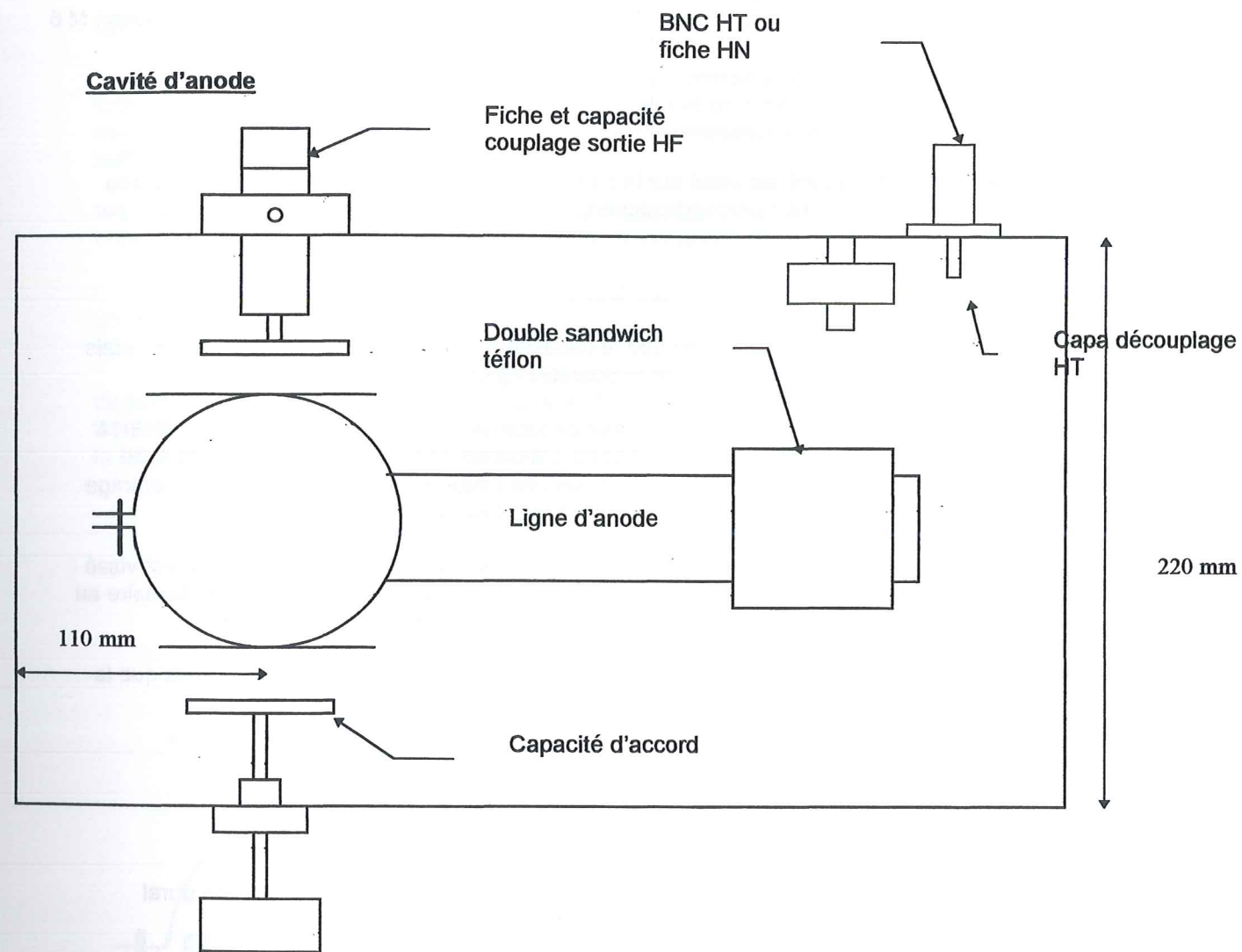
Fixation du tube

Réalisez un trou $\varnothing 60$ mm dans la cloison séparatrice anode - cathode. Pour faire le trou on peut utiliser une scie sauteuse et terminer à la lime, ou mieux un emporte pièce. Réaliser une collerette en tôle d'aluminium de 1 mm qui sera fixée coté cathode par 6 rivets pop ; un collier Serflex serrera la collerette sur la bague grille du tube



Pour réaliser la collerette, découper dans de la tôle aluminium de 1 mm un disque de $\varnothing 90$ mm, avec un trou $\varnothing 35$ mm au centre. Marquer le cercle concentrique $\varnothing 60$ mm. Réaliser une série de découpes espacées d'environ 5 à 10 mm en suivant un rayon entre les cercles $\varnothing 35$ mm et $\varnothing 60$ mm. Les languettes obtenues seront pliées à angle droit. Pour parfaire la forme de la collerette l'emboîter sur un tube acier $\varnothing 60$ mm et taper avec un petit marteau pour avoir un pliage netté suivant le cercle $\varnothing 60$ mm.

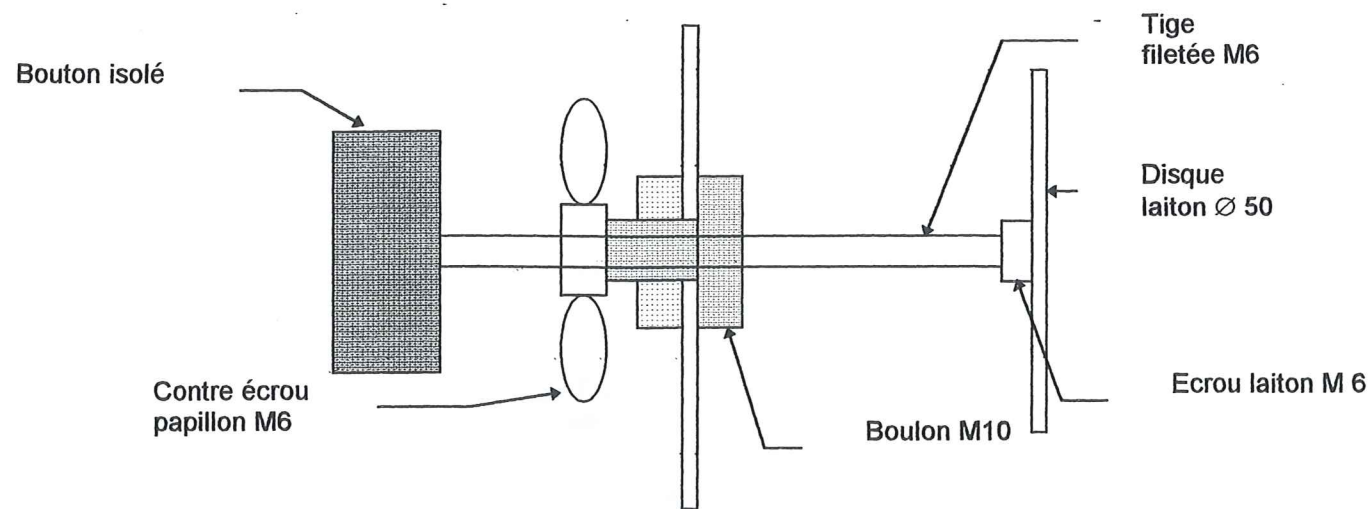
Autour de la collerette rivetée sur la cloison anode - cathode en face du trou $\varnothing 60$ mm, un collier Serflex viendra serrer la collerette sur la bague grille du tube.



Capacité d'accord

Celle - ci est obtenue par un disque en laiton $\varnothing 60$ mm de 2 mm d'épaisseur fixé sur une tige filetée M6 en laiton reliée à la masse. En rapprochant plus ou moins ce disque de la platine en laiton fixé sur le radiateur d'anode, on fait varier la capacité entre anode et masse.

Un boulon laiton M 10 est fixé sur le châssis. Ce boulon est percé en son axe et taraudé à M 6. La tige filetée est mise à la masse par ce boulon. Il est indispensable d'ajouter côté extérieur du châssis un contre écrou papillon, afin de bloquer la tige filetée après accord et surtout garantir un bon contact à la masse.



Le disque percé et taraudé est vissé sur la tige filetée. L'écrou laiton utilisé en contre écrou permet de bien positionner le disque perpendiculairement à la tige filetée. L'ensemble est bloqué par soudure à l'étain.

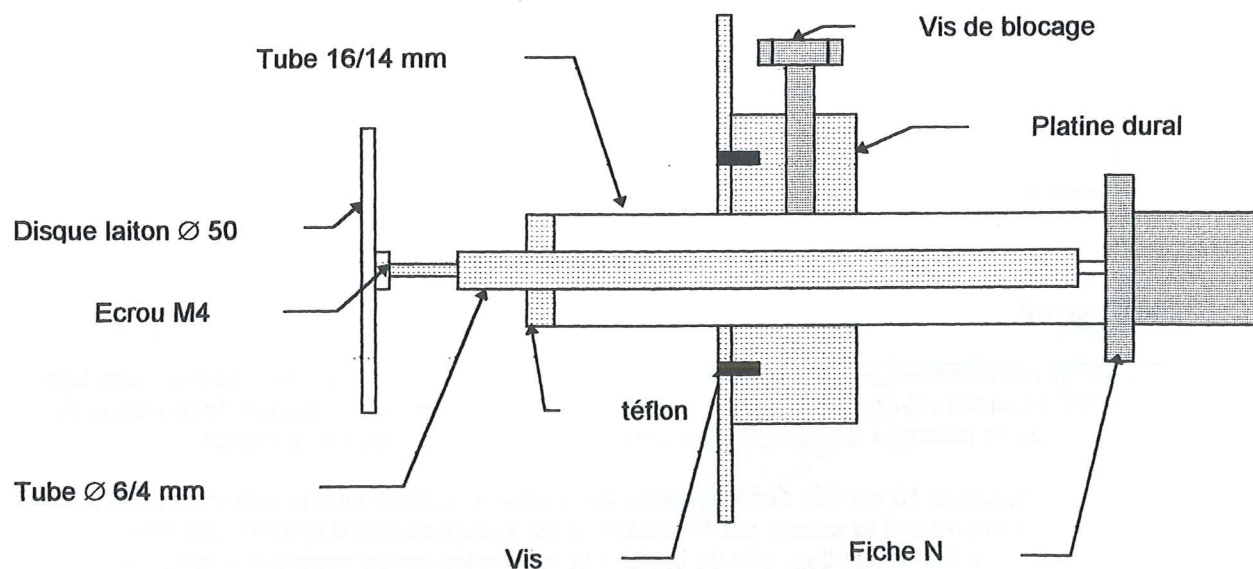
Capacité de couplage

Elle est réalisée sur le même principe que la capacité d'accord : disque laiton Ø 50 mm, mais cette fois reliée à la fiche N de sortie par une ligne coaxiale rigide.

La ligne coaxiale est constituée d'un morceau de tube de cuivre écroui de plomberie Ø16/14 mm soudé à l'étain sur la masse d'une fiche N châssis. L'âme est constitué d'un morceau de tube laiton Ø 6 mm soudé d'un côté sur la fiche N et dépassant de l'autre côté d'environ 1 cm. Le centrage de l'âme de cette extrémité de ligne est réalisé avec un morceau de téflon.

Le disque laiton est percé et taraudé en son centre à M4. Un morceau de tige filetée est vissé sur le disque avec un contre écrou laiton destiné surtout à rendre la tige filetée bien perpendiculaire au disque. L'ensemble tige filetée, disque, contre écrou une fois assemblé est soudé à l'étain ;

Ensuite la tige filetée est glissée dans l'extrémité de l'âme, puis soudée à l'étain après que la ligne a été fixée au châssis



Le réglage du couplage s'obtient en faisant coulisser l'ensemble dans un morceau de dural de 2 cm d'épaisseur percé à 16 mm et fixé sur le châssis. Une vis assure le bocage et le bon contact à la masse.

On peut remplacer la platine dural par du tube de cuivre 18/16 mm soudée sur un carré de tôle de laiton de 2 mm. Après avoir réalisé 4 traits de scie sur le tube de cuivre, un collier serflex permet d'obtenir un coulisement « gras » de la ligne.

A noter qu'on peut changer les diamètres des différents tubes pourvu que la ligne fasse toujours environ 50 Ω (rapport des diamètres de 2.3)

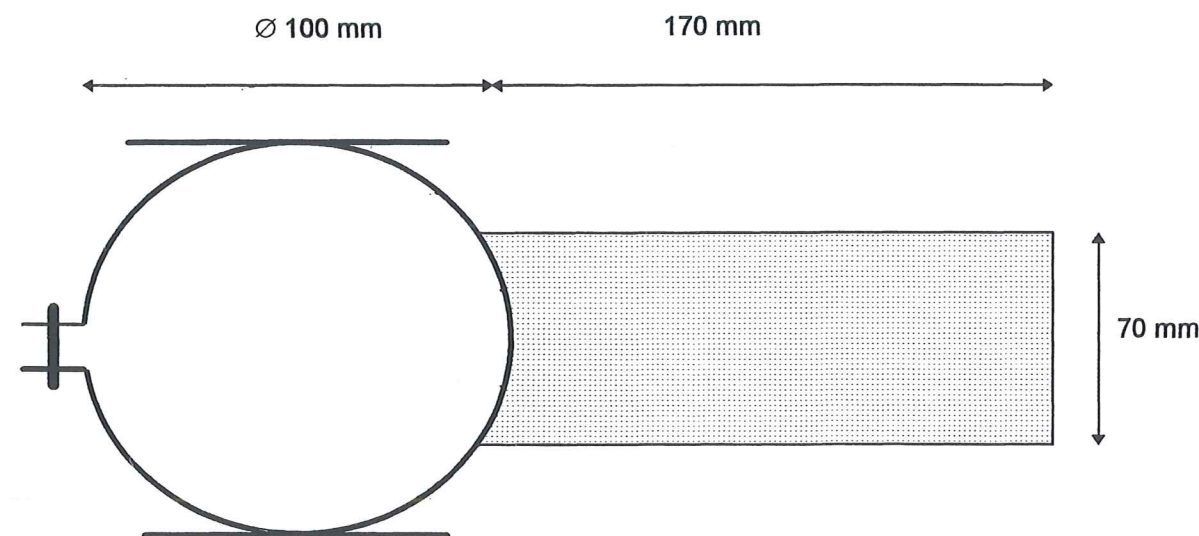
Ligne d'anode

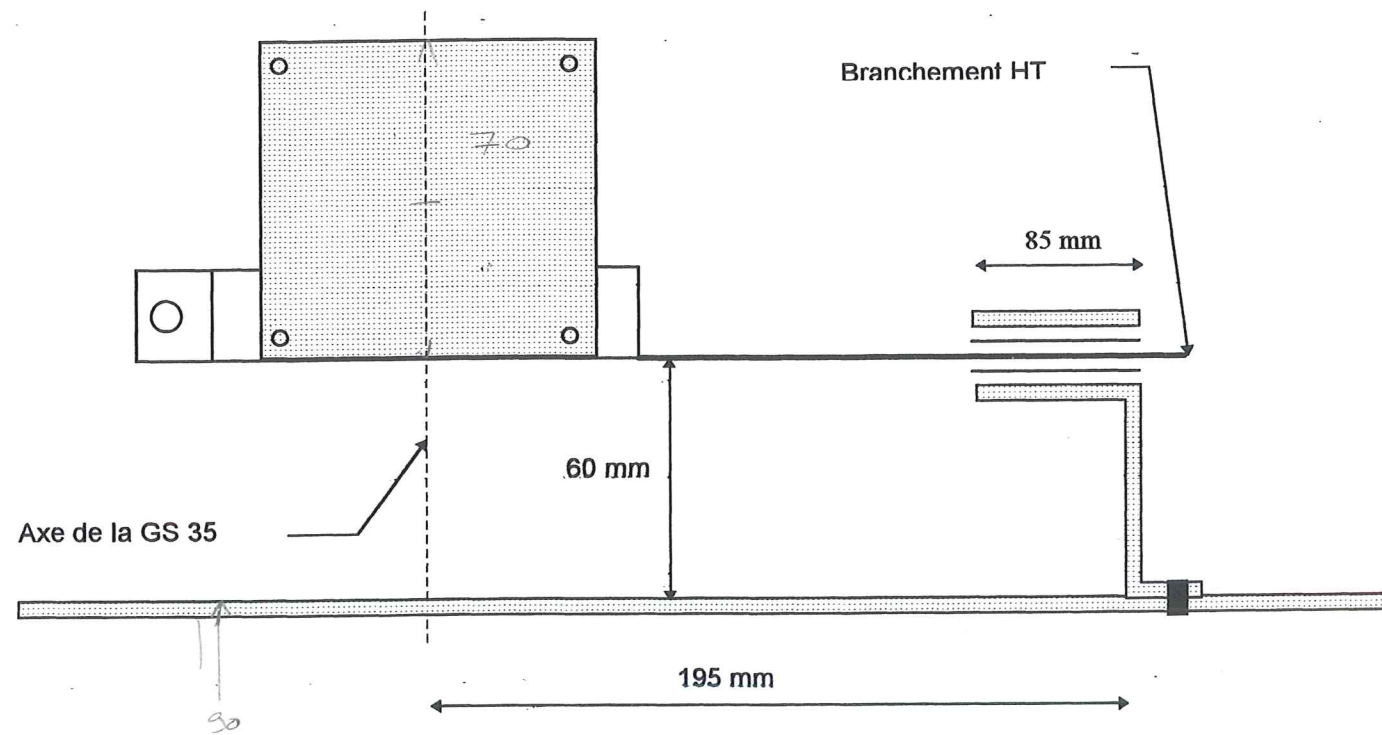
La ligne d'anode, en tôle de laiton de 1 mm, est brasée avec de la soudure à l'argent sur un collier, obtenue une bande de laiton de 1 cm de largeur et de 1 mm d'épaisseur, qui ceint la base du radiateur d'anode. On pourrait souder à l'étain, mais la résistance mécanique n'est à mon avis pas suffisante.

Ce type de brasure à environ 600 °, est assez facile à réaliser avec une lampe à souder. Si vous n'y arrivez vraiment pas, demander à votre chauffagiste de vous aider.

Le serrage du collier sur l'anode est réalisé avec une vis à tête BTR, plus facile à tourner avec un clef alen qu'avec un tournevis.

Sur le collier d'anode sont brasées deux plaques carrées de 70 mm de côté, parallèles aux disques des capacités d'accord et de couplage. Une feuille d'isolant téflon de 0,5 mm d'épaisseur, est fixée sur les angles des plaques avec des vis de 2,5 mm, cela afin d'éviter le contact des disques avec la haute tension. On s'assurera aussi que les disques en bout de course ne touchent pas la HT.



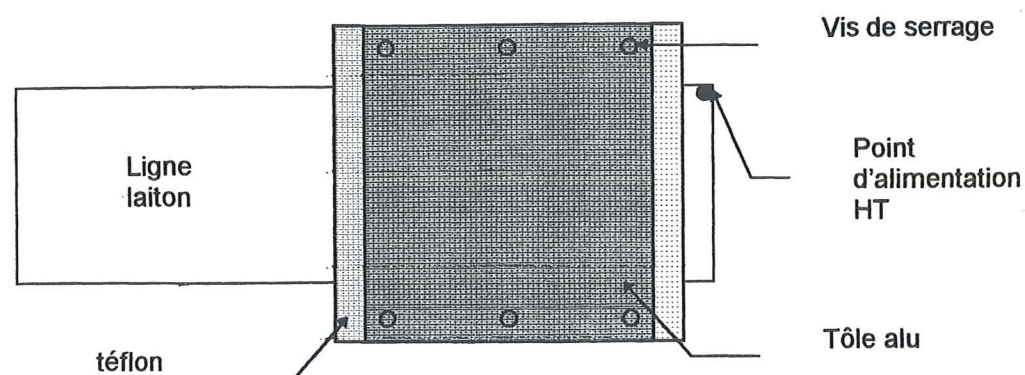


Le retour à la masse de la ligne d'anode (côté opposé au tube) est assuré par une bande de tôle d'aluminium de 2 mm d'épaisseur et de 100 mm de largeur pliée à angle droit. (cf schéma)

L'isolement HT de ce pied de ligne par rapport à la ligne d'anode est obtenu par un double sandwich téflon : tôle alu 2mm, feuille téflon 0,5 mm, ligne laiton 1mm, feuille téflon 0,5 mm, tôle alu 2 mm. Les tôles alu et les feuilles téflon sont plus larges que la ligne, ce qui permet de serrer le sandwich par des vis situées dans cette sur largeur sans avoir à traverser la ligne. Dans les sandwiches téflon les vis de traversée sont souvent à l'origine des problèmes d'isolement.

On peut simplifier le montage en isolant par un condensateur assiette entre le pied de ligne et la cloison anode - cathode à condition de disposer d'un condensateur de quelques centaines de pF qui supporte 5000 V et accepte un courant de 1 A.

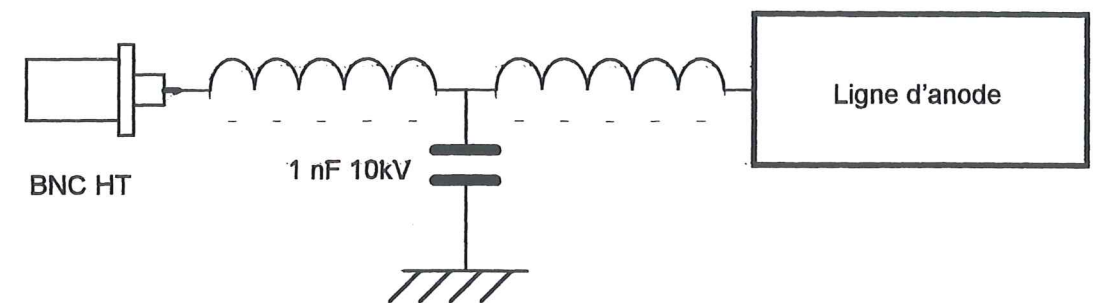
Dans certains montages l'isolement HT de la ligne d'anode est réalisé avec un condensateur tout près de l'anode ; l'avantage est que le courant y est plus faible mais la surtension est importante. L'inconvénient majeur est que l'alimentation haute tension s'effectue sur un point chaud (potentiel HF élevé) ce qui pose des problèmes de découplage de l'alimentation HT. Aussi je préfère alimenter en HT le plus près possible de la masse.



Alimentation HT

La haute tension pénètre dans la cavité d'anode par un fiche BNC HT châssis femelle. Deux selfs de choc réalisées avec 50 cm de fil de cuivre $\varnothing 1,5$ mm, bobinées sur air (\varnothing intérieur 8 mm) et un condensateur assiette (10 kV, 1nF ou plus) assurent le découplage .

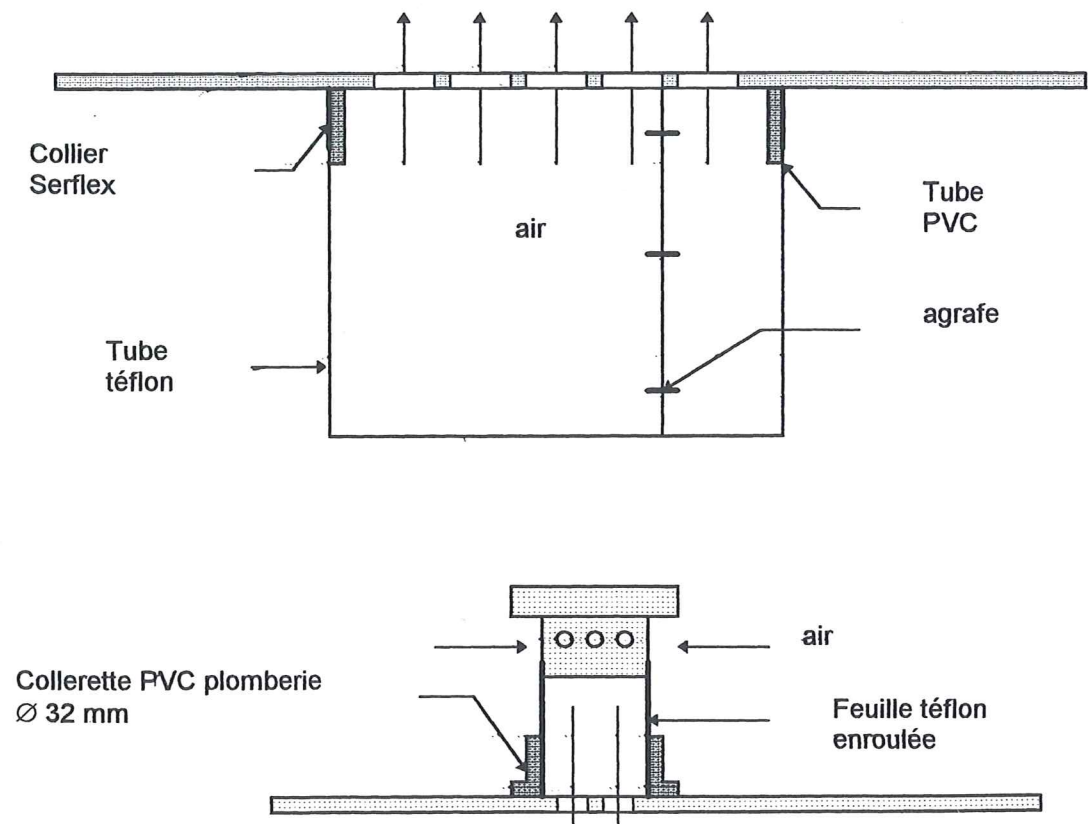
Pour obtenir des selfs bien régulières, bobiner le fil de cuivre à spires jointives sur une queue de foret (tous les diamètres sont disponibles) ; ensuite passer la queue d'un foret de 1.5 mm par exemple entre les spires pour obtenir un écartement régulier.



Refroidissement du tube

Le tube est refroidi par circulation forcée d'air dans le radiateur d'anode. Pour cela l'ai soufflé par une turbine dans le compartiment d'anode, traverse le radiateur et sort par une cheminée téflon $\varnothing 100$ mm à travers le couvercle supérieur percé de trous $\varnothing 10$ mm très rapprochés.

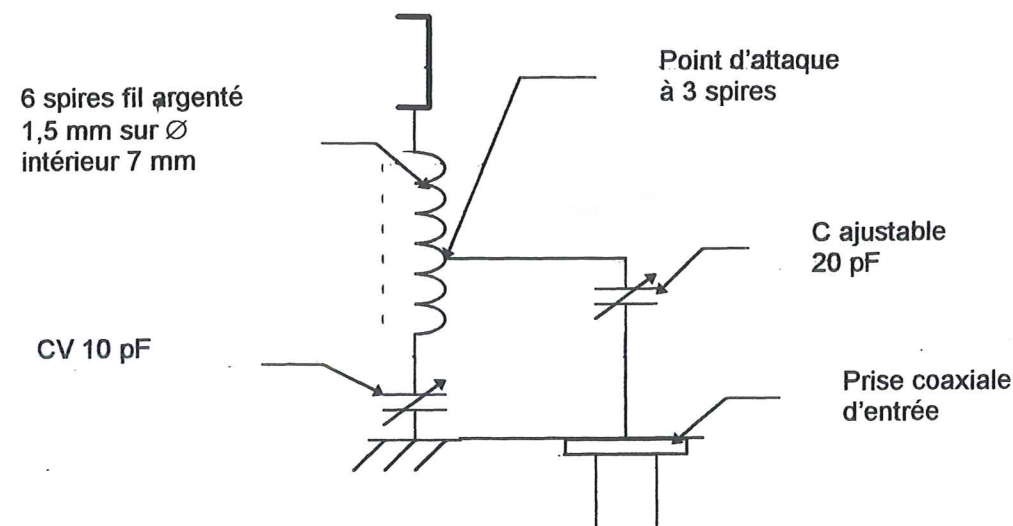
La cheminée est constituée d'un feuille de téflon 0,5 mm enroulée en forme de tube $\varnothing 100$ mm et maintenue enroulée par trois agrafes. la cheminée s'emboîte sur le radiateur d'anode et est fixée au couvercle de la cavité comme suit : dans un tube PVC de 100 mm, découper une rondelle de 15 mm, la fixer perpendiculairement au couvercle avec de petites vis parker, emboîter le tube téflon sur le morceau de tube PVC et maintenir en place par un collier Serflex.



Pour le refroidissement de la cathode, percer six trous \varnothing 10 mm dans la cloison anode - cathode pour réaliser un courant d'air qui ressortira par le capot inférieur au moyen d'une petite cheminée qui coiffe l'extrémité inférieure du tube.

Circuit d'entrée

Pour le circuit d'entrée j'utilise le schéma suivant :



Réglages des circuits

Même en suivant scrupuleusement une description, il est rare que l'accord du circuit d'entrée fonctionne du premier coup. Voici comment je procède pour les réglages :

- ne connecter que le circuit série de cathode (self + CV 10 pF).
- avec un grid - dip vérifier que le circuit série s'accorde bien sur 144 MHz (tube froid, non alimenté); si nécessaire revoir la self pour obtenir un accord avec le CV à peu près à mi - course.
- ensuite brancher le CV ajustable, avec le point d'attaque au milieu de la self
- faire chauffer le tube suffisamment longtemps surtout s'il est neuf, en le ventilant
- mettre une charge 1 kW en sortie d'ampli
- appliquer la haute tension (**ATTENTION DANGER MORTEL**) avec une résistance de 10 k Ω entre cathode et masse, le circuit de polarisation n'étant pas en service
- s'assurer que tout va bien (pas d'amorçage)
- supprimer la résistance et mettre en service le circuit de polarisation
- régler le courant de repos à environ 150 mA
- appliquer quelques watts à l'entrée et régler les deux CV du circuit d'entrée pour un minimum de ROS (moins de 1,2)
- si le ROS ne descend pas suffisamment, changer le point d'attaque sur la self d'une spire ; si ça empire revenez en arrière.

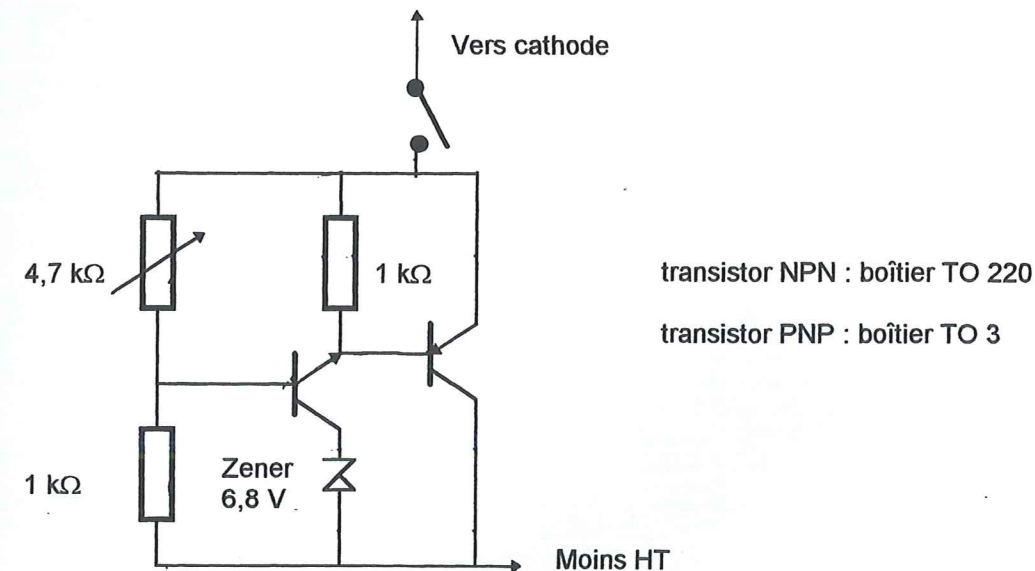
Les réglages du circuit d'entrée se font obligatoirement avec le tube polarisé ; avec un tube non alimenté, même chauffé les réglages ne sont pas les bons.

Le réglage du circuit de sortie se fait dans un premier temps avec un couplage de sortie faible et au maximum de puissance de sortie. Augmenter le couplage progressivement en reprenant l'accord pour un maximum de puissance de sortie. Chercher la position de couplage qui donnera le meilleur rendement (celui - ci dépend en partie de la puissance d'excitation)

Circuit de polarisation de cathode

Le circuit décrit par F5MSL dans CJ 97 fonctionne bien mais ne permet pas un réglage fin du courant de repos ; je préfère le montage de VHF Communication qui par contre nécessite un transistor ballast PNP

Pour environ 26 V de tension grille - cathode, le courant de repos est de 150 à 200 mA (variable en fonction de la tension de plaque et de l'âge du tube)



Chauffage du tube

La tension de chauffage du tube (12 V) est obtenue par un petit transformateur torique 50 VA. Un ampèremètre en série permet de contrôler que le chauffage fonctionne bien. Pour réduire un peu les chocs thermiques à la mise sous tension, une diode 15 A en série avec le chauffage réduit le courant efficace de moitié ; après un dizaine de secondes cette diode est court - circuitée par un interrupteur.

Ergonomie

Pour plus de commodité j'ai placé en façade - avant les commandes et indicateurs auxquels on a besoin d'accéder facilement :

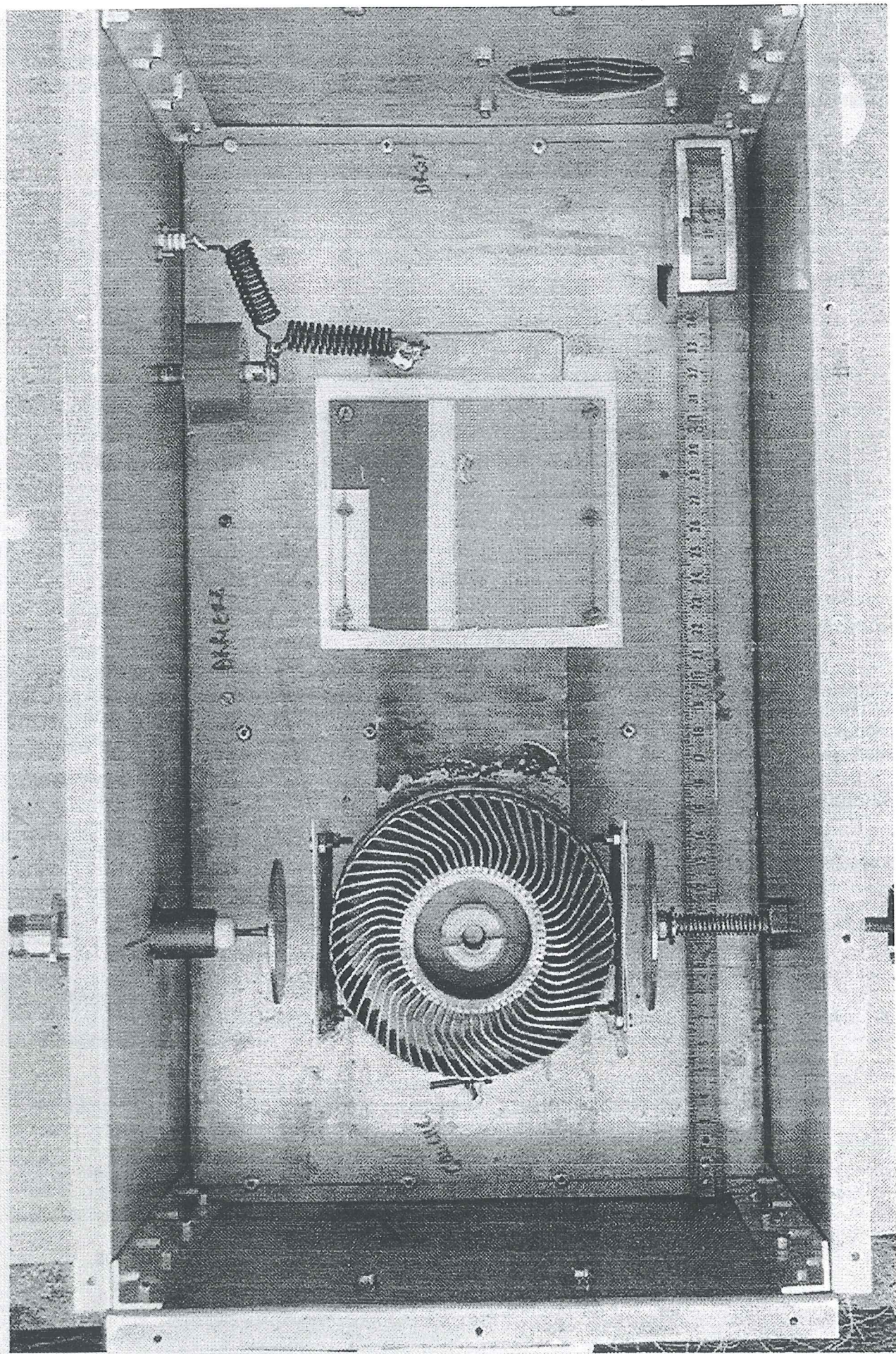
- accord plaque
- accord cathode
- réglage courant de repos
- ampèremètre courant de chauffage
- led indiquant commutation émission

Sur la face arrière les connexions :

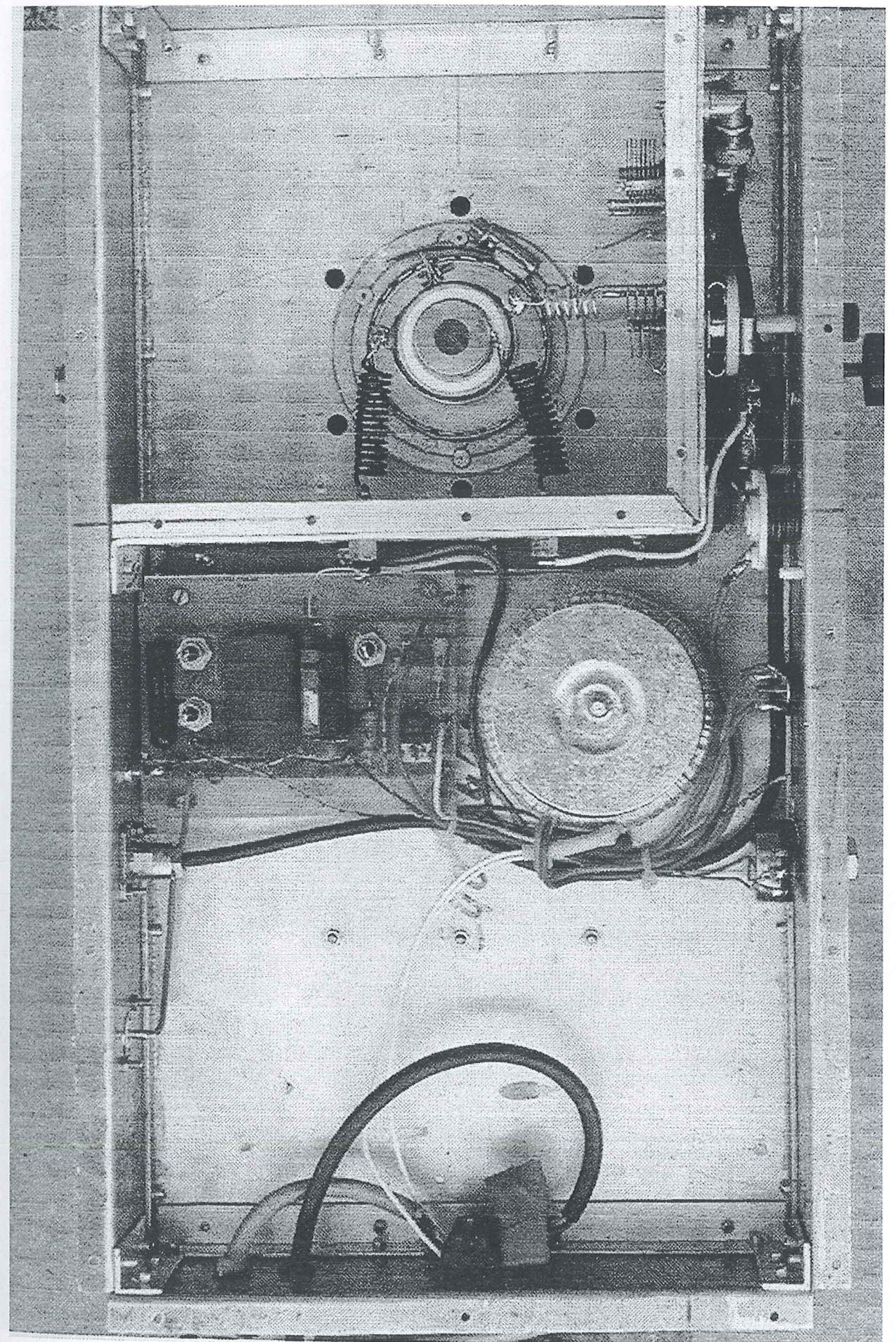
- fiche N entrée HF
- fiche N sortie HF
- fiche BNC HT (plus alimentation)
- fiche SO 239 (moins alimentation et masse)
- fiche cinch commutation émission
- cordon secteur pour turbine et chauffage

Et enfin rajouter des poignées sur les côtés, ce sera plus facile pour le transport.

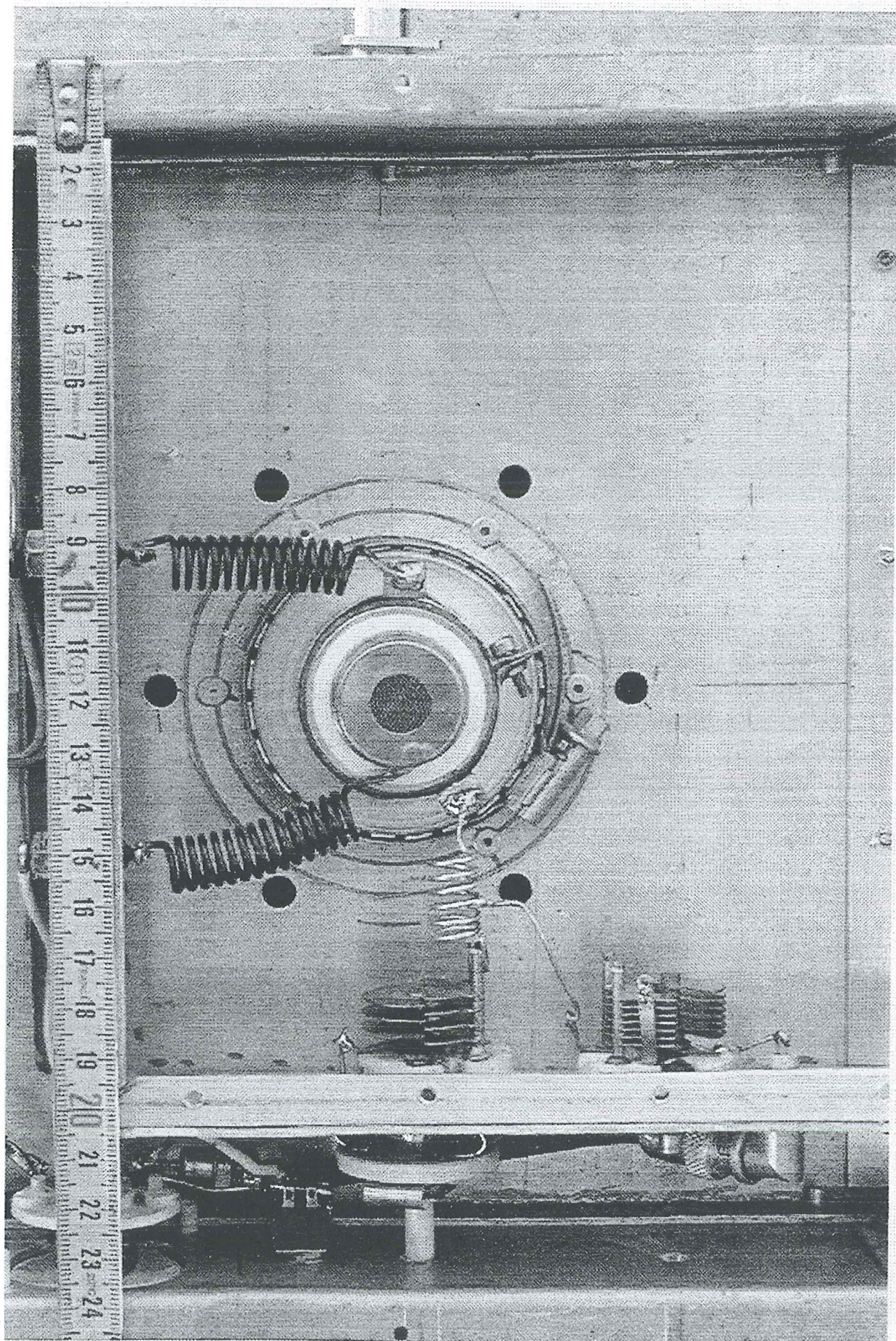
Tout n'est pas décrit en détail, mais avec les photos vous devriez vous y retrouver sans problème, sinon écrivez - moi : j-p.morizet@wanadoo.fr



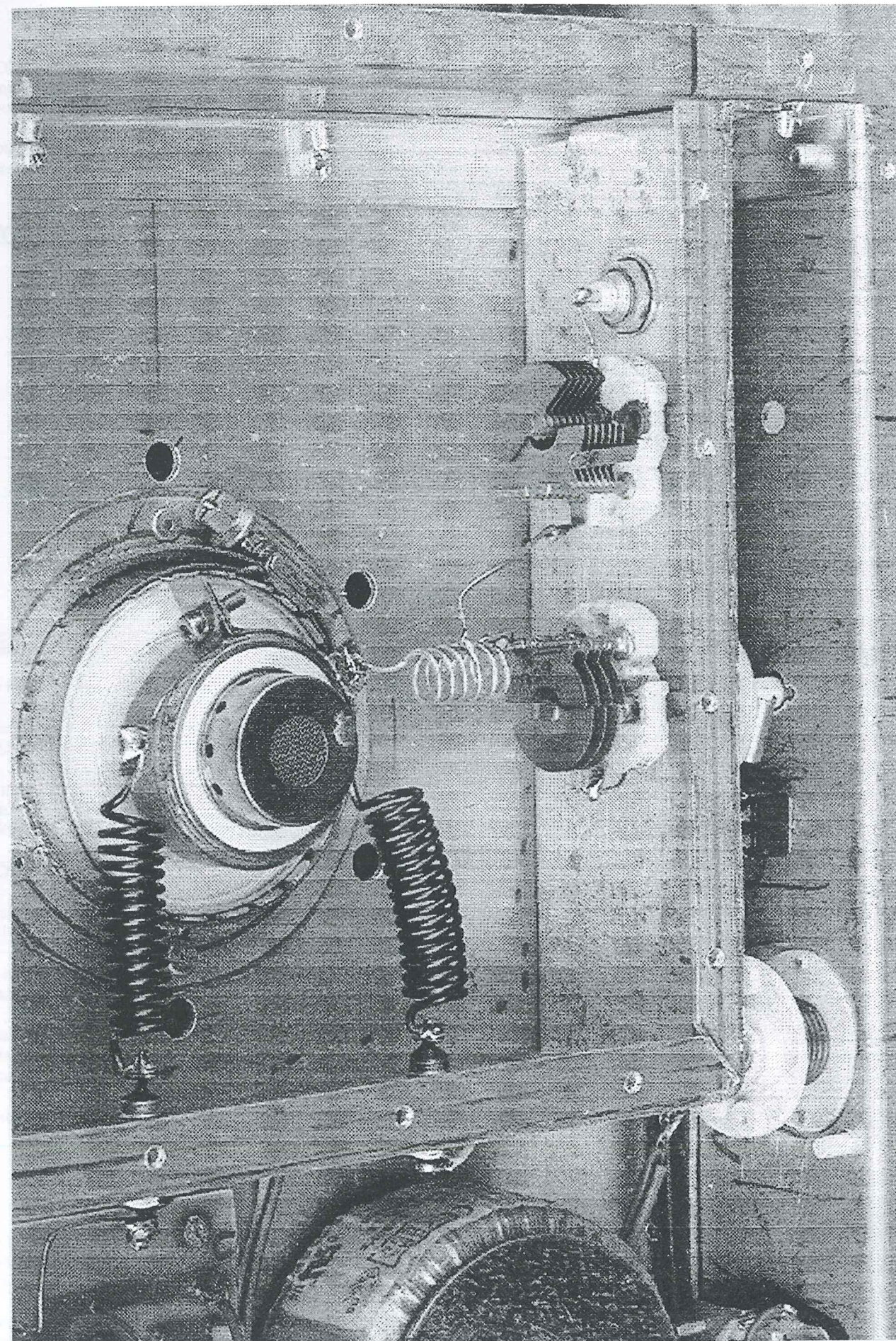
Cj2002 - 12



Cj2002 - 13



Cj2002 - 14



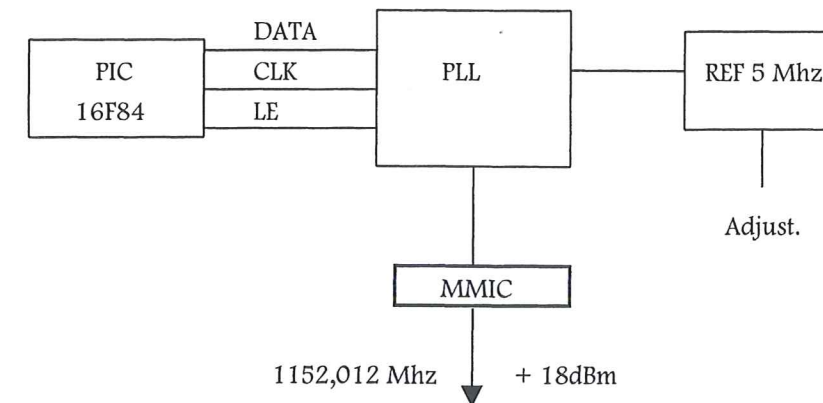
Cj2002 - 15

DESCRIPTION DU NOUVEL OL DES BALISES DU 22

L'OL d'origine des balises du 22 (1) était un oscillateur du type G4DDK 004 , utilisant un quartz 7,5ppm de chez Giga-Tech sans régulation en température , le dernier étage de l'OL étant ajusté à +17dBm pour 1152 Mhz . Dans les années passées , nous avons connu des problèmes de stabilité du niveau de sortie et bien sur de précision en fréquence .

Nous avons donc décidé que lors de la prochaine maintenance , nous changerions l'OL de référence et ce moment s'est présenté fin 2001 . Cet article décrit le nouvel OL installé comme référence dans les balises FIXAO , FIXAP et FIXAQ .

SYNOPTIQUE



LES DIFFERENTS MODULES

Le circuit PLL

C'est un ensemble complet de dimension 20 x 15 mm ! . Les premiers essais ont été faits avec un module VARI-L du genre PLL300-1014 (2) , le montage final avec un module ALPS de récupération sur un circuit de BTS GSM

Le module comprend un circuit LMX2326 CMS de National semiconductors (3), un VCO et un filtre de boucle (calculé pour un pas de 200 Khz) le tout dans ce tout petit boitier . Il nécessite une alim PLL (5V) , une alim VCO (5V) et une référence comprise entre 5 et 40 Mhz à 0dBm (-15 dBm mini) . Le niveau de sortie à 1152 Mhz est d'environ + 2 dBm .

L'OCXO

C'est la référence choisie pour le module PLL . C'est un OCXO de marque QKP 5 Mhz de récupération choisi car le "pulling" de l'OCXO était suffisant pour atteindre la fréquence désirée .

En effet , la fréquence de référence des balises est 1152,012 Mhz et le pas est fixe dans le module PLL (200 Khz) , ce module PLL n'est donc pas capable de sortir autre chose que 1152,000 Mhz ou 1152,200 Mhz .

Changer le pas (par programmation) sans changer le filtre de boucle dégraderait beaucoup trop le bruit de phase (essais faits jusqu'à 100Khz sans trop de dégradation) et refaire un module PLL complet ne nous " enchantait " pas ! Le choix de décaler l'OCXO a donc été pris .

Le décalage nécessaire était de :

$$1152/0,2=5760$$

$$12 \text{ Khz}/5760= 2,0833$$

$$f_{\text{OCXO}} / 0,2=R$$

$$\text{Décalage} = R \times 2,0833$$

Un premier essai avec un OCXO de 26 Mhz n'a pas permis d'atteindre la valeur requise d'environ 271 Hz . La commande en tension de l'OCXO ne permet qu'un décalage de $1,2 \cdot 10^{-6}$ ($\approx 32 \text{ Hz}$) et même en ajoutant une capacité de faible valeur en série avec le quartz , les 271 Hz n'ont jamais été atteints . (le max atteint a été d'environ 120 Hz)

Avec l'OCXO 5 Mhz (R= 25) , une capa ajustable de 4,5 pF Gigatrim en série avec le quartz et 10 V sur la tension de commande , le décalage de 52,0833 Hz a été atteint sans difficultés et sans conséquence sur la stabilité .

$$(5 \text{ 000 } 052,0833 \text{ Hz} / 25) \times 5760 = 1 \text{ 152 } 012 \text{ 000 Hz} \quad \text{cqfd...}$$

Le circuit PIC de programmation

Le circuit LMX2326 se programme à travers un bus 3 fils (Data , Clock , Enable), et perd sa programmation en cas de coupure d'alim . 3 mots de 19 bits doivent donc être envoyés au LMX2326 sur le fil Data , à chaque mise sous tension , validés par le fil Enable et au rythme du fil Clk . Notre choix s'est porté sur la solution " la plus simple " : un PIC , mais solution aussi la plus compliqué pour nous : nous sommes nuls en PIC I . Un appel au secours sur le réflecteur frhyper nous a permis de trouver "l'oiseau rare": Joël F6CSX .

Joël a créé un programme (4) permettant de programmer le LMX2326 à partir d'un PIC 16F84 , seules 3 variables sont à rentrer avant compilation : R , N et A

$$F_{\text{sortie}}(\text{vco}) = (F_{\text{ref}} / R) \times [(32 \times N) + A] \quad \text{et le pas du synthé} = 200 \text{ Khz}$$

Calcul de R : $R = F_{\text{ref}} / \text{Pas du synthé}$ Dans notre cas R = 25

Calcul de N et A : $F_{\text{vco}} / \text{Pas du synthé}$ Dans notre cas : 5760

$$5760 / 32 = 180 \quad \text{d'où : } N = 180$$

$$A = 0$$

Pour les Nuls en PIC comme nous , Joël a aussi compilé le programme dans un fichier .hex et c'est Pierre , FINWZ qui nous a " claqué " la bête .

Le buffer à MMIC

Nous utilisons un MMIC SGA 6586 (G= 22dB , P = + 20 dBm @ 1,2 Ghz) de chez STANFORD dispo chez SHF Microwaves parts (5) qui permet d'obtenir le niveau de sortie avec un seul étage . Le MMIC est précédé et suivi d'un atténuateur en PI pour " isoler " et permettre de régler le niveau de sortie suivant le besoin des étages suivants (+18 dBm)

Les alimentations

Un grand soin a été pris pour les alimentations (résultat de nombreux essais) en particulier pour l'OCXO et le module PLL

Pour l'OCXO , deux régulateurs ajustables LINEAR Technology LT1764 (3A 40µV rms - Dropout min 340mV) ont été utilisés pour l'alimentation de l'oscillateur et la commande en tension de l'OCXO . L'ajustage des tensions a été effectué par des résistances en parallèle (R1 , R2 , R3 et R4 sur le schéma) après mesure des valeurs d'un potentiomètre mis en place temporairement pour le réglage . Le fait de ne pas utiliser de potentiomètres évite tout écart de fréquence dus aux vibrations pouvant les affecter . Les régulateurs ont été obtenus en échantillons mais sont disponibles aux US chez Digi-Key (5) .

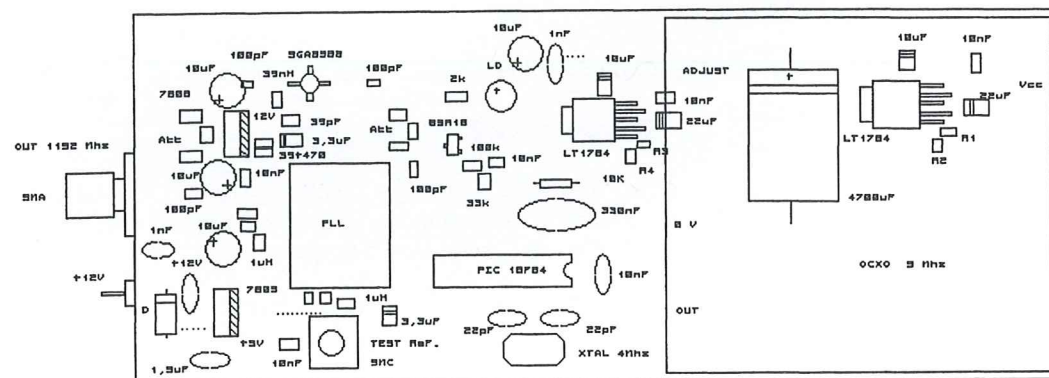
Un gros condensateur a aussi été ajouté pour limiter les petits écarts de tension en amont du régulateur de la tension d'alimentation de l'OCXO et le conducteur entre la sortie du régulateur et l'entrée alimentation de l'OCXO a été " renforcé " pour minimiser également les écarts de tension sur l'OCXO .

Les deux alimentations du module PLL se font à travers un circuit LC permettant de s'immuniser au mieux d'éventuelles perturbations extérieures .

Pour l'alimentation du MMIC , nous nous sommes inspiré de la data sheet Stanford et pas de commentaires particulier pour l'alimentation du circuit PIC .

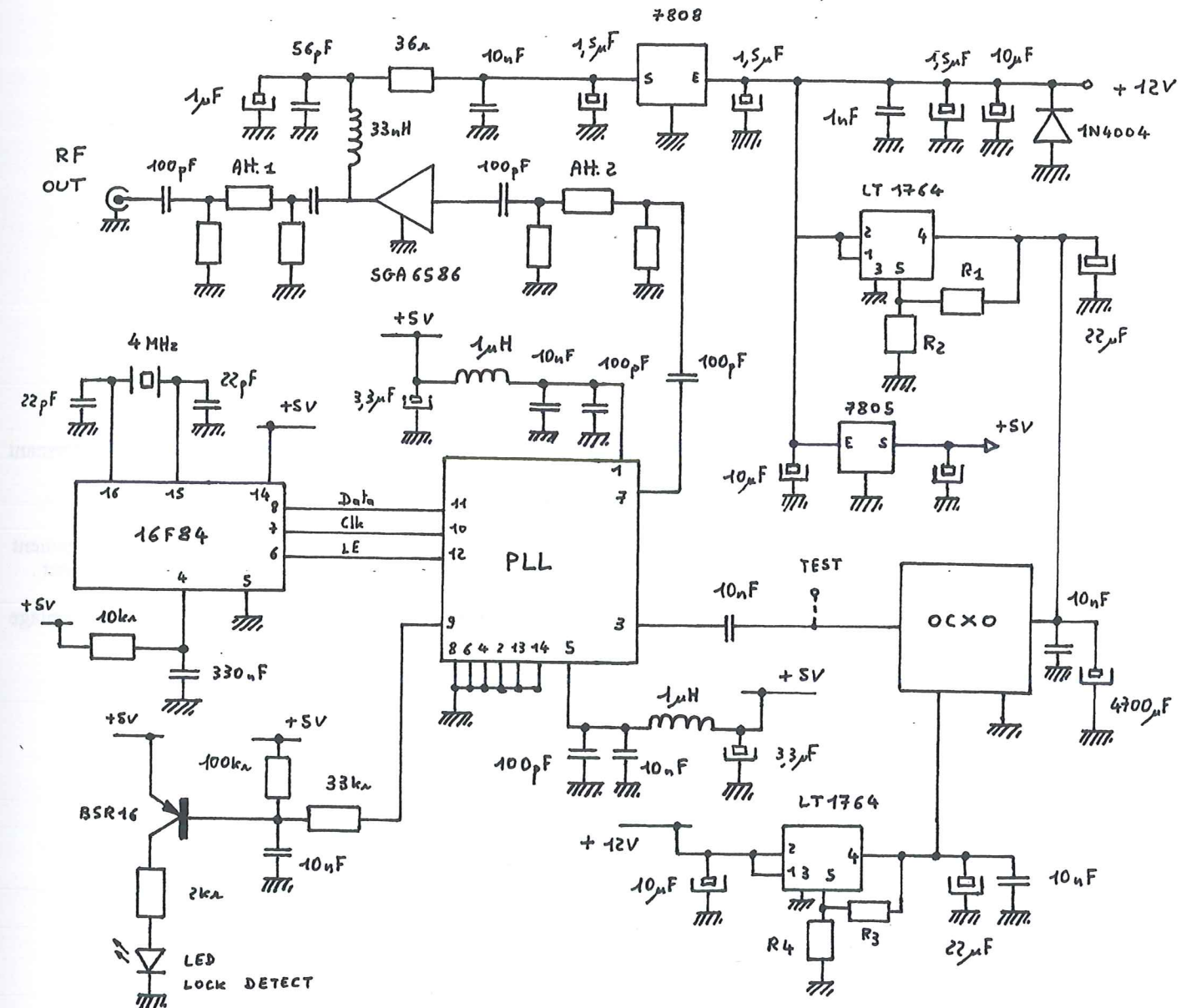
L'OSCILLATEUR TERMINE

OSCILLATEUR 1152,012 Mhz
BALISES Dept. 22



SCHEMA

En fait , il est relativement simple puisque nous utilisons 4 modules principaux PLL-PIC-OCXO et MMIC



RESULTATS

Tension d'alimentation :	12 V
Tension d'alimentation min.:	10,5 V
Consommation :	600 mA Premier démarrage 320 mA Démarrage OCXO chaud 200 mA OCXO stabilisé
Tension OCXO :	7,6 V
Tension ΔF :	10,1 V
Puissance de sortie :	+18 dBm @ 1152,012 Mhz

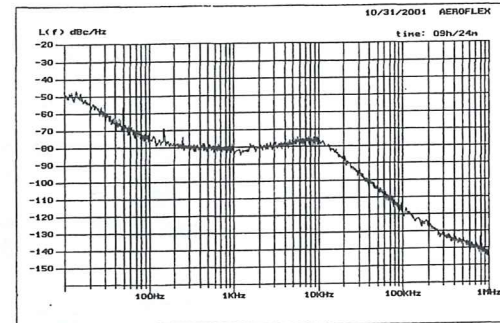
Stabilité à 1152 Mhz (Référence : Rubidium Frequency Standart EFRATOM précision 5E-11) :

A température ambiante : 5E-10 heure (0,5 Hz environ)
1E-9 jour (1 Hz environ)
4E-9 semaine (5 Hz environ)

Entre -10° et + 50° environ : 3E-8 (30 Hz environ)

A 10,368 Ghz on peut estimer que la précision sera sur site de 1E-8, soit environ 100Hz

Bruit de phase :
- 50 dBc/Hz à 10Hz
- 75 dBc/Hz à 100 Hz
- 82 dBc/Hz à 1kHz
- 78 dBc/Hz à 10 KHz
- 118 dBc/Hz à 100 KHz
- 143 dBc/Hz à 1 Mhz



Courbe de bruit de phase

Les résultats en bruit de phase sont essentiellement dus au module PLL , le module ALPS récupéré n'est pas le plus performant et , de plus , le pas de 200 KHz ne permet pas d'obtenir des valeurs beaucoup plus faibles . En réalisant la partie PLL en composants discrets avec un pas beaucoup plus faible , les performances devraient être bien meilleures .

Toutefois , avec ces valeurs , la " note " des porteuses des balises après multiplication est très claire et d'une qualité largement suffisante pour cette utilisation qui permet en échange , d'obtenir une précision et une stabilité en fréquence à faible coût .

Pour ceux qui voudraient s'inspirer de ce montage , le problème de disponibilité du module PLL va se poser mais un montage en composants discrets est tout à fait possible :

LMX xxxx disponibles chez FARNELL par exemple
Ces modules PLL existent jusqu'à 6 Ghz I (chez Analog Devices par exemple)

VCO : une série de chez Z-COMM est disponible chez EISCH Electronic

Filtre de boucle : calcul sur le site de National (3)

Un exemple de réalisation (VCXO) par SM6MUY et SM6PGP a été trouvé sur le web à :

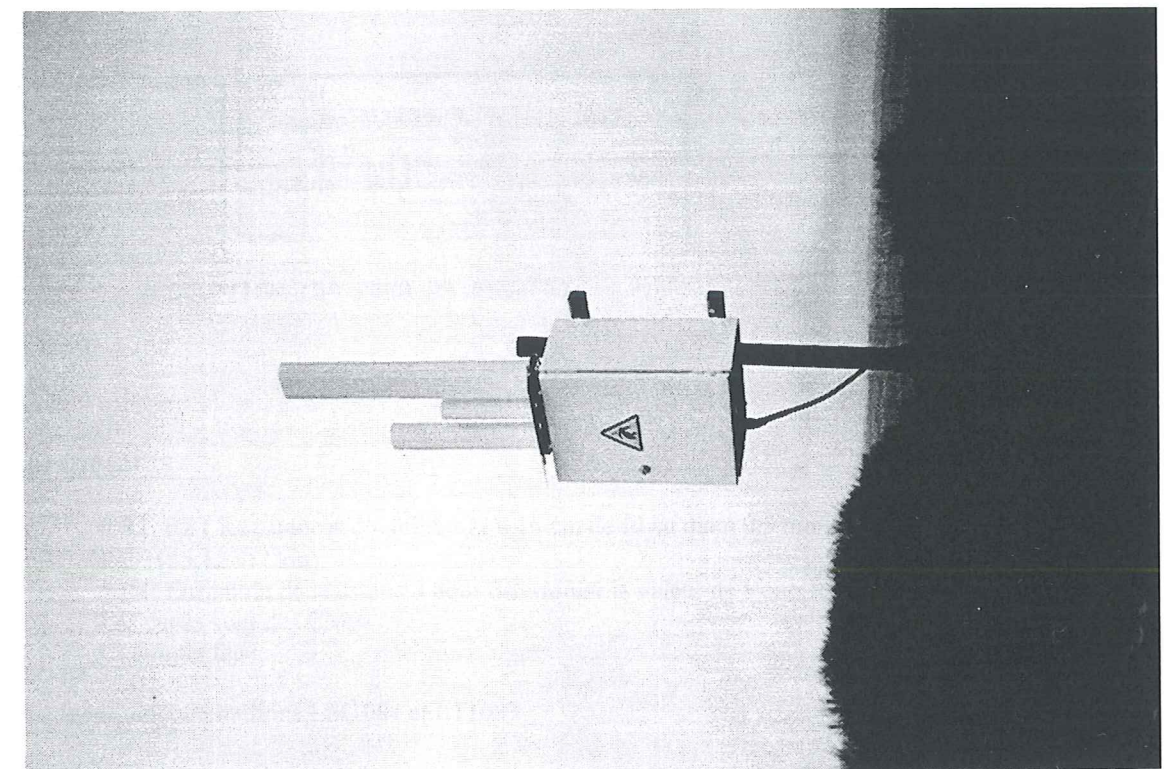
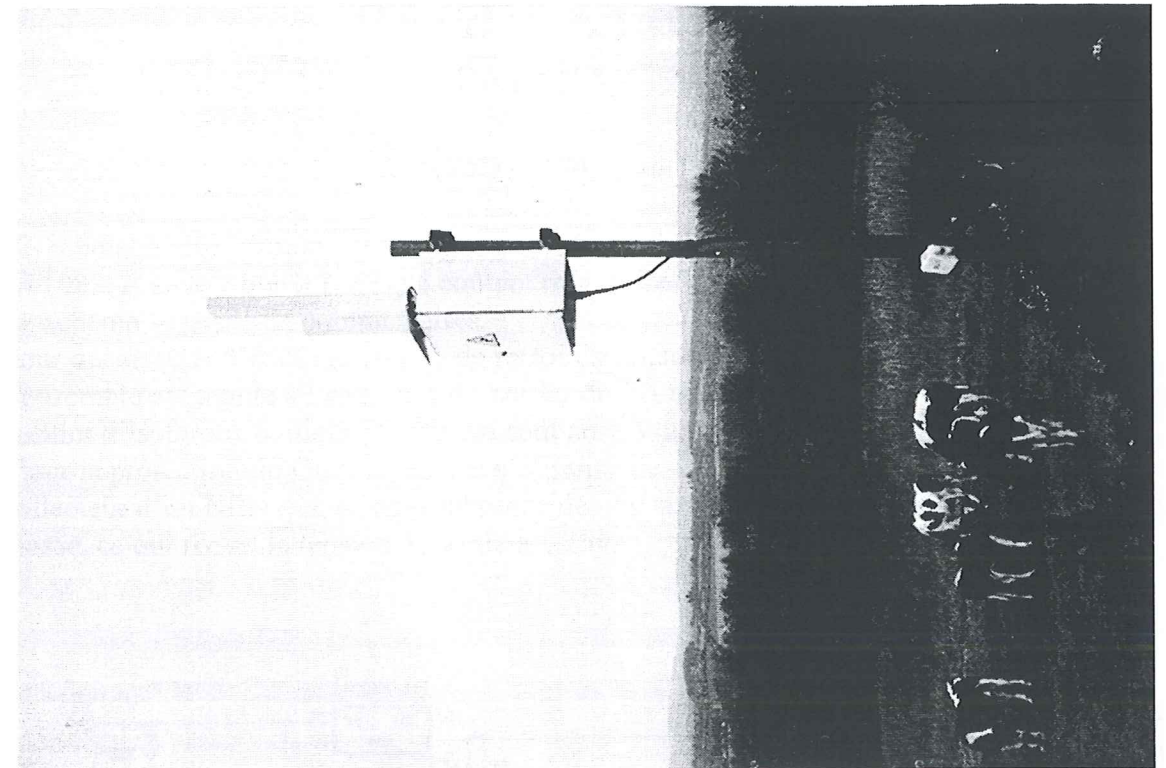
<http://www.eta.chalmers.se/~pgp/vcxo/vcxo.html>

Les Oms ayant participé à ce projet sont Maurice F5EFD , Joël F6CSX et Pierre F1NWZ

Merci également à tous les autres Oms qui s'étaient proposés lorsque nous recherchions quelqu'un pour faire le programme pour le circuit PIC

Références

- (1) HYPER No 22 Avril 98
- (2) <http://www.varil.com>
- (3) <http://www.national.com>
- (4) LMX2326.bas (copie sur demande à F6CSX)
- (5) <http://www.shfmicro.com>
- (6) <http://www.digikey.com>



REGULATION 15A

Pour PA Gas Fet

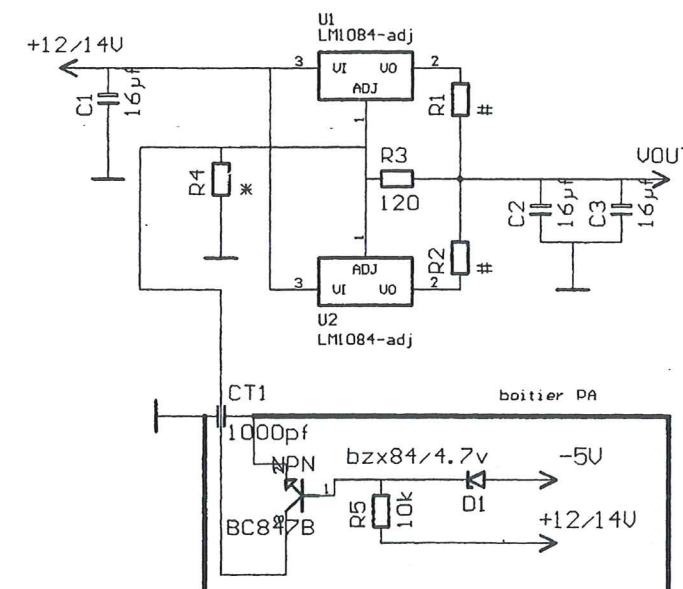
Par F2TU, Philippe PIERRAT

Un montage ultra simple par l'utilisation de 2 régulateurs en parallèle, LM1084-adj ou LT1083. A savoir que 2 LM1084 coûtent moins cher qu'un seul LT1083...

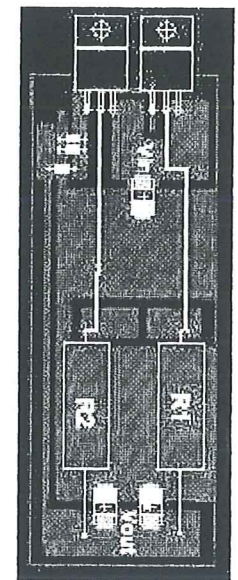
Le schéma se passe de commentaires.

Pour des raisons d'encombrement, de refroidissement, et éviter des problèmes de HF, l'ensemble est monté à l'extérieur du boîtier du PA et fixé sur le même refroidisseur. Ne pas oublier d'isoler les boîtiers TO220 qui sont au + Vout !

Pour la protection du Gas Fet, en cas d'absence de -5v, on pique dans le boîtier du PA, le collecteur d'un NPN qui, en cas d'absence de -5v sur sa base, met la pin 1 des régulateurs à la masse, ce qui réduit la tension de sortie à 1,25v.



REGULATION 15A POUR PA Gas-FET F2TU



Composants

R1, R2 (Résistances d'équilibrage): 16 cm de fil cu diam 0,5 mm, émaillé ou isolé téflon, bobiné en l'air. (85,12 Ω / km).

* R4: Ensemble de résistances pour déterminer la valeur de Vout. $R4 = (Vout - 1,25) \times R2 / 1,25$.

Les capas sont des CMS.

CI simple face.

En annexe, documentations LM1084 et LT1083

LM1084

5A Low Dropout Positive Regulators

General Description

The LM1084 is a series of low dropout voltage positive regulators with a maximum dropout of 1.5V at 5A of load current. It has the same pin-out as National Semiconductor's industry standard LM317.

The LM1084 is available in an adjustable version, which can set the output voltage with only two external resistors. It is also available in three fixed voltages: 3.3V, 5.0V and 12.0V. The fixed versions integrate the adjust resistors.

The LM1084 circuit includes a zener trimmed bandgap reference, current limiting and thermal shutdown.

The LM1084 series is available in TO-220 and TO-263 packages. Refer to the LM1085 for the 3A version, and the LM1086 for the 1.5A version.

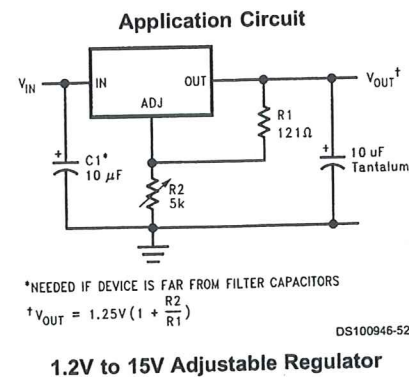
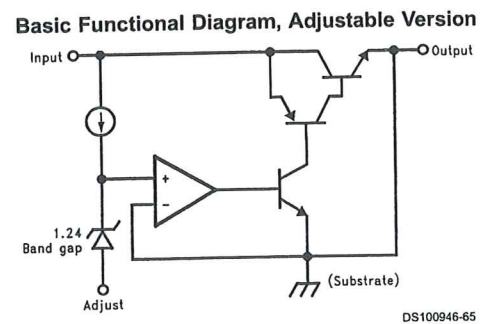
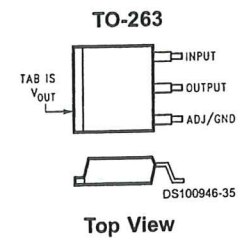
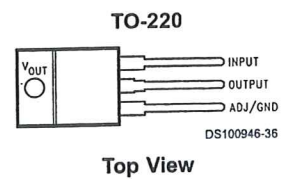
Features

- Available in 3.3V, 5.0V, 12V and Adjustable Versions
- Current Limiting and Thermal Protection
- Output Current 5A
- Industrial Temperature Range -40°C to 125°C
- Line Regulation 0.015% (typical)
- Load Regulation 0.1% (typical)

Applications

- Post Regulator for Switching DC/DC Converter
- High Efficiency Linear Regulators
- Battery Charger

Connection Diagrams



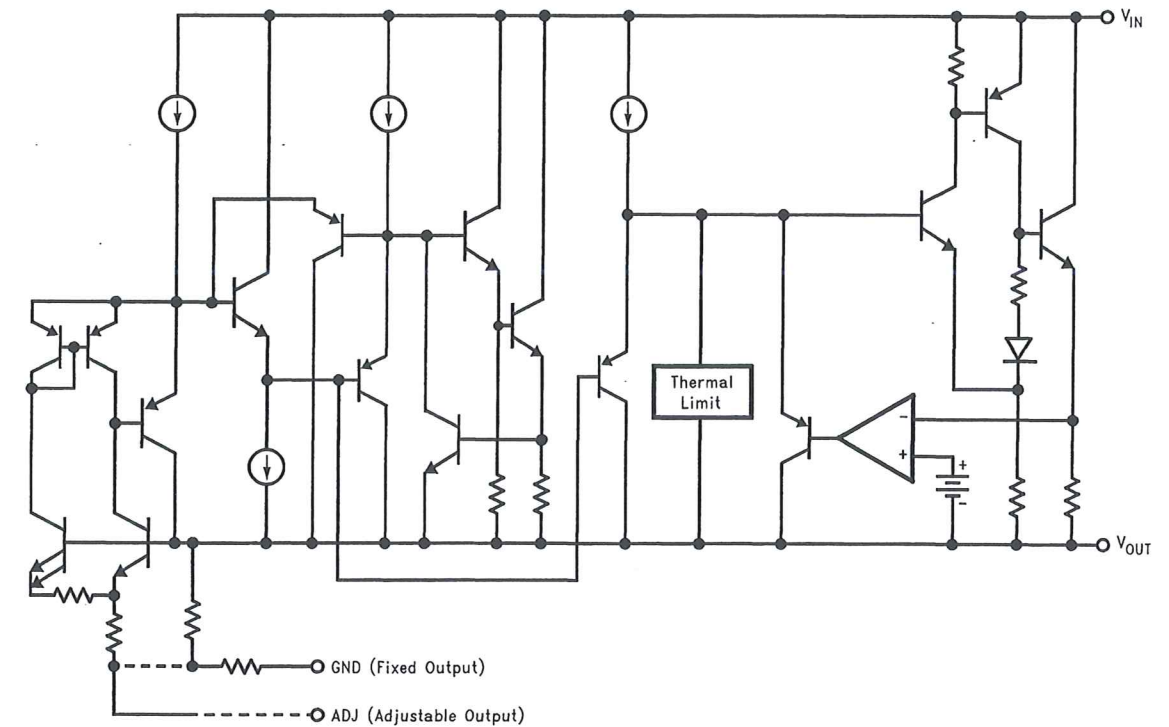
LM1084 5A Low Dropout Positive Regulators

LM1084

Ordering Information

Package	Temperature Range	Part Number	Transport Media	NSC Drawing
3-lead TO-263	-40°C to +125°C	LM1084IS-ADJ	Rails	TS3B
		LM1084ISX-ADJ	Tape and Reel	
		LM1084IS-12	Rails	
		LM1084ISX-12	Tape and Reel	
		LM1084IS-3.3	Rails	
		LM1084ISX-3.3	Tape and Reel	
		LM1084IS-5.0	Rails	
3-lead TO-220	-40°C to + 125°C	LM1084IT-ADJ	Rails	T03B
		LM1084IT-12	Rails	
		LM1084IT-3.3	Rails	
		LM1084IT-5.0	Rails	

Simplified Schematic



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Maximum Input to Output Voltage Differential	
LM1084-ADJ	29V
LM1084-12	18V
LM1084-3.3	27V
LM1084-5.0	25V
Power Dissipation (Note 2)	Internally Limited

Junction Temperature (T_J)(Note 3)	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature	260°C, to 10 sec
ESD Tolerance (Note 4)	2000V

Operating Ratings (Note 1)

Junction Temperature Range (T_J) (Note 3)	
Control Section	-40°C to 125°C
Output Section	-40°C to 150°C

Electrical Characteristics

Typicals and limits appearing in normal type apply for $T_J = 25^\circ\text{C}$. Limits appearing in **Boldface** type apply over the entire junction temperature range for operation.

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
V_{REF}	Reference Voltage	LM1084-ADJ $I_{OUT} = 10\text{mA}$, $V_{IN} - V_{OUT} = 3\text{V}$	1.238	1.250	1.262	V
		$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ (Note 7)	1.225	1.250	1.270	V
V_{OUT}	Output Voltage (Note 7)	LM1084-3.3 $I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 8\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $4.8\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$	3.270	3.300	3.330	V
			3.235	3.300	3.365	V
		LM1084-5.0 $I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 8\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $6.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	4.950	5.000	5.050	V
			4.900	5.100	V	
V_{OUT}	Output Voltage (Note 7)	LM1084-12 $I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 15\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $13.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$	11.880	12.000	12.120	V
			11.760	12.000	12.240	V
ΔV_{OUT}	Line Regulation (Note 8)	LM1084-ADJ $I_{OUT} = 10\text{mA}$, $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$		0.015	0.2	%
				0.035	0.2	%
		LM1084-3.3 $I_{OUT} = 0\text{mA}$, $4.8\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$		0.5	6	mV
				1.0	6	mV
		LM1084-5.0 $I_{OUT} = 0\text{mA}$, $6.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		0.5	10	mV
			1.0	10	mV	
ΔV_{OUT}	Load Regulation (Note 8)	LM1084-12 $I_{OUT} = 0\text{mA}$, $13.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$		1.0	25	mV
				2.0	25	mV
		LM1084-ADJ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$, $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$		0.1	0.3	%
			0.2	0.4	%	
ΔV_{OUT}	Load Regulation (Note 8)	LM1084-3.3 $V_{IN} = 5\text{V}$, $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$		3	15	mV
				7	20	mV
		LM1084-5.0 $V_{IN} = 8\text{V}$, $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$		5	20	mV
				10	35	mV
		LM1084-12 $V_{IN} = 15\text{V}$, $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$		12	36	mV
			24	72	mV	
	Dropout Voltage (Note 9)	LM1084-3.3/5/12/ADJ $\Delta V_{REF} = 1\%$, $I_{OUT} = 5\text{A}$		1.3	1.5	V
I_{LIMIT}	Current Limit	LM1084-ADJ $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$ $V_{IN} - V_{OUT} = 25\text{V}$	5.5	8.0		A
			0.3	0.6		A
		LM1084-3.3 $V_{IN} = 8\text{V}$	5.5	8.0		A
		LM1084-5.0 $V_{IN} = 10\text{V}$	5.5	8.0		A
		LM1084-12 $V_{IN} = 17\text{V}$	5.5	8.0		A

Electrical Characteristics (Continued)

Typicals and limits appearing in normal type apply for $T_J = 25^\circ\text{C}$. Limits appearing in **Boldface** type apply over the entire junction temperature range for operation.

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
	Minimum Load Current (Note 10)	LM1084-ADJ $V_{IN} - V_{OUT} = 25\text{V}$		5	10.0	mA
	Quiescent Current	LM1084-3.3 $V_{IN} = 18\text{V}$		5.0	10.0	mA
		LM1084-5.0 $V_{IN} \leq 20\text{V}$		5.0	10.0	mA
		LM1084-12 $V_{IN} \leq 25\text{V}$		5.0	10.0	mA
	Thermal Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}$, 30ms Pulse		0.003	0.015	%/W
	Ripple Rejection	$f_{RIPPLE} = 120\text{Hz}$, $C_{OUT} = 25\mu\text{F}$ Tantalum, $I_{OUT} = 5\text{A}$				
		LM1084-ADJ, $C_{ADJ} = 25\mu\text{F}$, $(V_{IN} - V_O) = 3\text{V}$	60	75		dB
		LM1084-3.3, $V_{IN} = 6.3\text{V}$	60	72		dB
		LM1084-5.0, $V_{IN} = 8\text{V}$	60	68		dB
		LM1084-12, $V_{IN} = 15\text{V}$	54	60		dB
	Adjust Pin Current	LM1084		55	120	μA
	Adjust Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $1.5\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 25\text{V}$		0.2	5	μA
	Temperature Stability			0.5		%
	Long Term Stability	$T_A = 125^\circ\text{C}$, 1000Hrs		0.3	1.0	%
	RMS Output Noise (% of V_{OUT})	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003		%
	Thermal Resistance Junction-to-Case	3-Lead TO-263: Control Section/Output Section 3-Lead TO-220: Control Section/Output Section			0.65/2.7 0.65/2.7	$^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but specific performance is not guaranteed. For guaranteed specifications and the test conditions, see the Electrical Characteristics.

Note 2: Power dissipation is kept in a safe range by current limiting circuitry. Refer to Overload Recovery in Application Notes.

Note 3: The maximum power dissipation is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is $P_D = (T_{J(max)} - T_A) / \theta_{JA}$. All numbers apply for packages soldered directly into a PC board. Refer to Thermal Considerations in the Application Notes.

Note 4: For testing purposes, ESD was applied using human body model, 1.5k Ω in series with 100pF.

Note 5: Typical Values represent the most likely parametric norm.

Note 6: All limits are guaranteed by testing or statistical analysis.

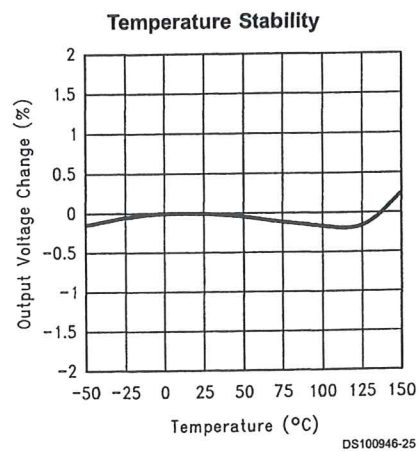
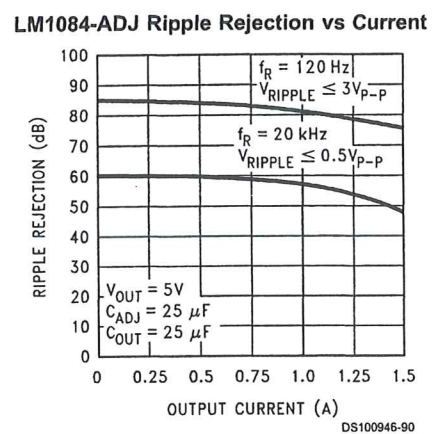
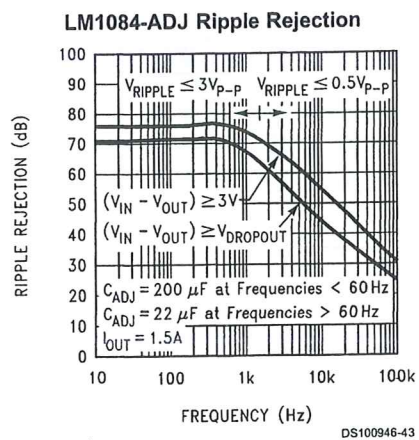
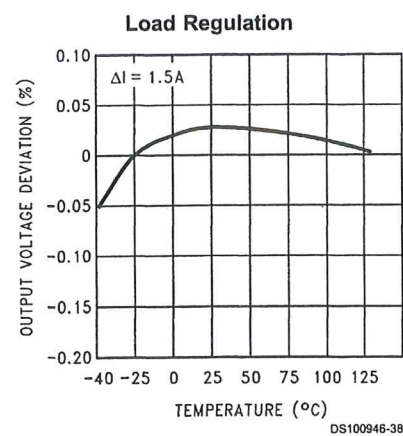
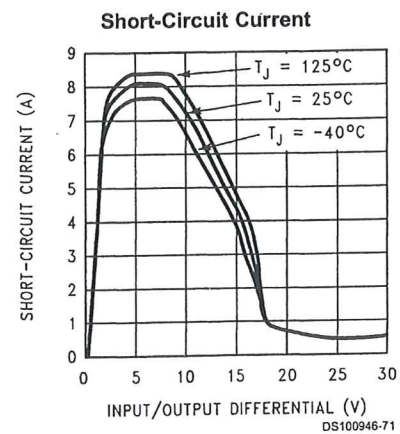
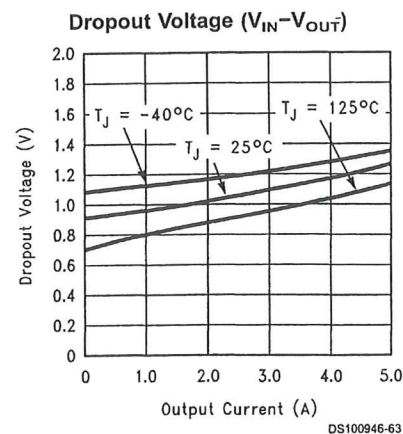
Note 7: $I_{FULLLOAD}$ is defined in the current limit curves. The $I_{FULLLOAD}$ Curve defines the current limit as a function of input-to-output voltage. Note that 30W power dissipation for the LM1084 is only achievable over a limited range of input-to-output voltage.

Note 8: Load and line regulation are measured at constant junction temperature, and are guaranteed up to the maximum power dissipation of 30W. Power dissipation is determined by the input/output differential and the output current. Guaranteed maximum power dissipation will not be available over the full input/output range.

Note 9: Dropout voltage is specified over the full output current range of the device.

Note 10: The minimum output current required to maintain regulation.

Typical Performance Characteristics

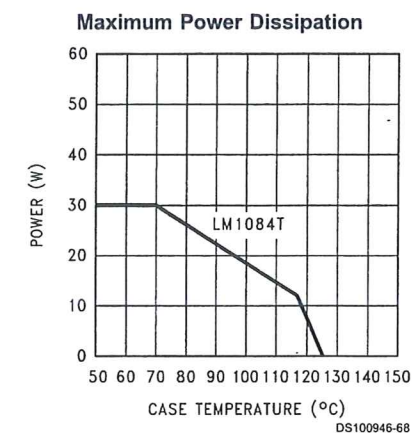
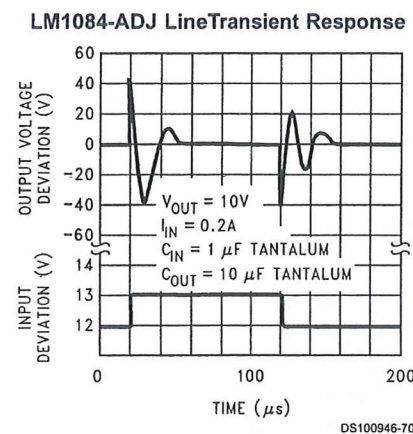
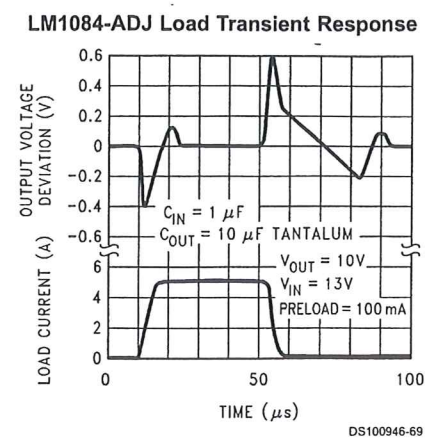
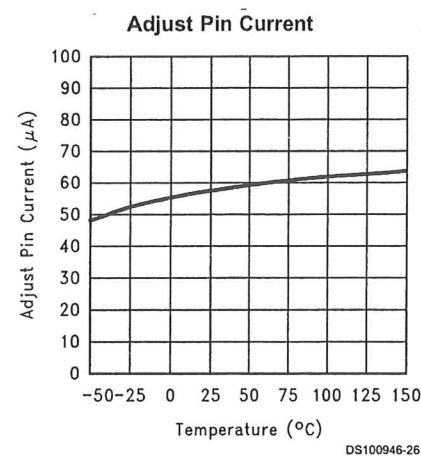


LM1084

www.national.com

LM1084

Typical Performance Characteristics (Continued)



www.national.com

APPLICATION NOTE

General

Figure 1 shows a basic functional diagram for the LM1084-Adj (excluding protection circuitry). The topology is basically that of the LM317 except for the pass transistor. Instead of a Darlingtion NPN with its two diode voltage drop, the LM1084 uses a single NPN. This results in a lower dropout voltage. The structure of the pass transistor is also known as a quasi LDO. The advantage a quasi LDO over a PNP LDO is its inherently lower quiescent current. The LM1084 is guaranteed to provide a minimum dropout voltage 1.5V over temperature, at full load.

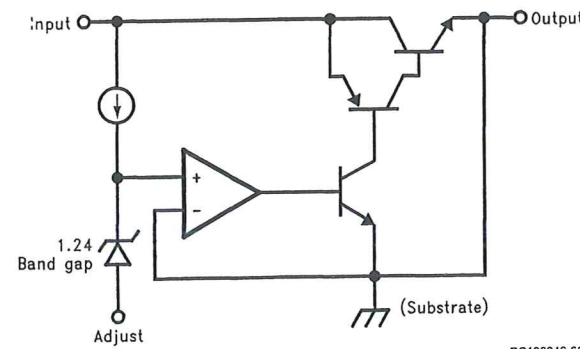


FIGURE 1. Basic Functional Diagram for the LM1084, excluding Protection Circuitry

Output Voltage

The LM1084 adjustable version develops at 1.25V reference voltage, (V_{REF}), between the output and the adjust terminal. As shown in figure 2, this voltage is applied across resistor R1 to generate a constant current I_1 . This constant current then flows through R2. The resulting voltage drop across R2 adds to the reference voltage to sets the desired output voltage.

The current I_{ADJ} from the adjustment terminal introduces an output error. But since it is small (120uA max), it becomes negligible when R1 is in the 100Ω range.

For fixed voltage devices, R1 and R2 are integrated inside the devices.

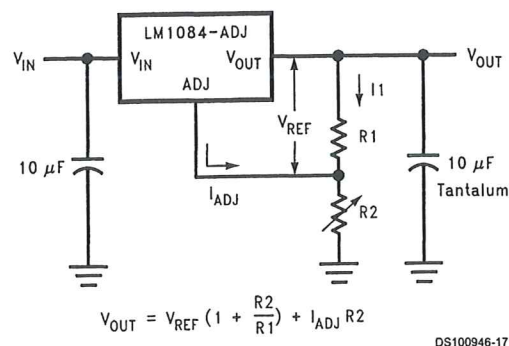


FIGURE 2. Basic Adjustable Regulator

Stability Consideration

Stability consideration primarily concern the phase response of the feedback loop. In order for stable operation, the loop must maintain negative feedback. The LM1084 requires a certain amount series resistance with capacitive loads. This

series resistance introduces a zero within the loop to increase phase margin and thus increase stability. The equivalent series resistance (ESR) of solid tantalum or aluminum electrolytic capacitors is used to provide the appropriate zero (approximately 500 kHz).

The Aluminum electrolytic are less expensive than tantalums, but their ESR varies exponentially at cold temperatures; therefore requiring close examination when choosing the desired transient response over temperature. Tantalums are a convenient choice because their ESR varies less than 2:1 over temperature.

The recommended load/decoupling capacitance is a 10uF tantalum or a 50uF aluminum. These values will assure stability for the majority of applications.

The adjustable versions allows an additional capacitor to be used at the ADJ pin to increase ripple rejection. If this is done the output capacitor should be increased to 22uF for tantalums or to 150uF for aluminum.

Capacitors other than tantalum or aluminum can be used at the adjust pin and the input pin. A 10uF capacitor is a reasonable value at the input. See Ripple Rejection section regarding the value for the adjust pin capacitor.

It is desirable to have large output capacitance for applications that entail large changes in load current (microprocessors for example). The higher the capacitance, the larger the available charge per demand. It is also desirable to provide low ESR to reduce the change in output voltage:

$$\Delta V = \Delta I \times \text{ESR}$$

It is common practice to use several tantalum and ceramic capacitors in parallel to reduce this change in the output voltage by reducing the overall ESR.

Output capacitance can be increased indefinitely to improve transient response and stability.

Ripple Rejection

Ripple rejection is a function of the open loop gain within the feed-back loop (refer to Figure 1 and Figure 2). The LM1084 exhibits 75dB of ripple rejection (typ.). When adjusted for voltages higher than V_{REF} , the ripple rejection decreases as function of adjustment gain: $(1+R1/R2)$ or V_O/V_{REF} . Therefore a 5V adjustment decreases ripple rejection by a factor of four (-12dB); Output ripple increases as adjustment voltage increases.

However, the adjustable version allows this degradation of ripple rejection to be compensated. The adjust terminal can be bypassed to ground with a capacitor (C_{ADJ}). The impedance of the C_{ADJ} should be equal to or less than R1 at the desired ripple frequency. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased.

$$1/(2\pi \cdot f_{\text{RIPPLE}} \cdot C_{\text{ADJ}}) \leq R_1$$

Load Regulation

The LM1084 regulates the voltage that appears between its output and ground pins, or between its output and adjust pins. In some cases, line resistances can introduce errors to the voltage across the load. To obtain the best load regulation, a few precautions are needed.

Figure 3 shows a typical application using a fixed output regulator. R1 and R2 are the line resistances. V_{LOAD} is less than the V_{OUT} by the sum of the voltage drops along the line resistances. In this case, the load regulation seen at the R_{LOAD} would be degraded from the data sheet specification.

LM1084

APPLICATION NOTE (Continued)

To improve this, the load should be tied directly to the output terminal on the positive side and directly tied to the ground terminal on the negative side.

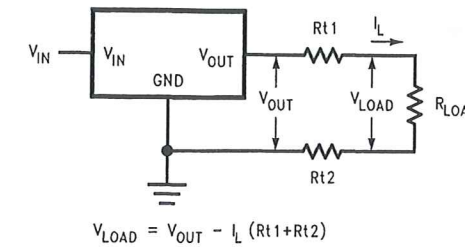


FIGURE 3. Typical Application using Fixed Output Regulator

When the adjustable regulator is used (Figure 4), the best performance is obtained with the positive side of the resistor R1 tied directly to the output terminal of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 5V regulator with 0.05Ω resistance due to line resistance of $0.05\Omega \times I_L$. If R1 (=125Ω) is connected near the load the effective line resistance will be $0.05\Omega (1 + R2/R1)$ or in this case, it is 4 times worse. In addition, the ground side of the resistor R2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

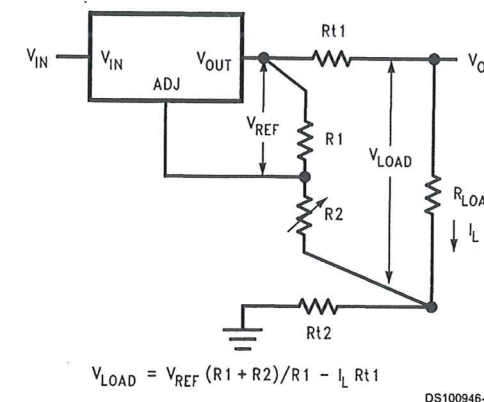


FIGURE 4. Best Load Regulation using Adjustable Output Regulator

3.0 Protection Diodes

Under normal operation, the LM1084 regulator does not need any protection diode. With the adjustable device, the internal resistance between the adjustment and output terminals limits the current. No diode is needed to divert the current around the regulator even with a capacitor on the adjustment terminal. The adjust pin can take a transient signal of ±25V with respect to the output voltage without damaging the device.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and rate of decrease of V_{IN} . In the LM1084 regulator, the internal diode between the output and input pins

can withstand microsecond surge currents of 10A to 20A. With an extremely large output capacitor ($\geq 1000 \mu\text{F}$), and with input instantaneously shorted to ground, the regulator could be damaged. In this case, an external diode is recommended between the output and input pins to protect the regulator, shown in Figure 5.

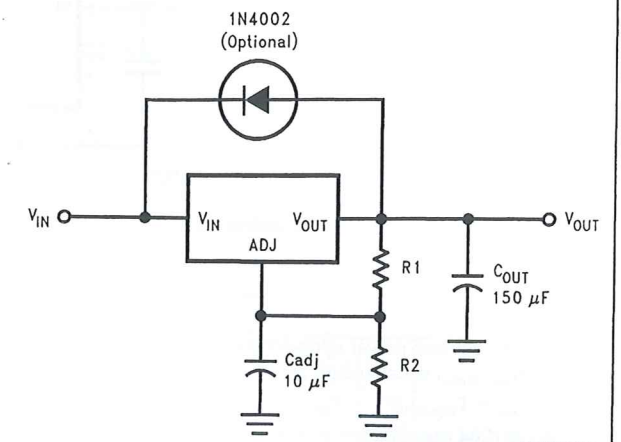


FIGURE 5. Regulator with Protection Diode

Overload Recovery

Overload recovery refers to regulator's ability to recover from a short circuited output. A key factor in the recovery process is the current limiting used to protect the output from drawing too much power. The current limiting circuit reduces the output current as the input to output differential increases. Refer to short circuit curve in the curve section.

During normal start-up, the input to output differential is small since the output follows the input. But, if the output is shorted, then the recovery involves a large input to output differential. Sometimes during this condition the current limiting circuit is slow in recovering. If the limited current is too low to develop a voltage at the output, the voltage will stabilize at a lower level. Under these conditions it may be necessary to recycle the power of the regulator in order to get the smaller differential voltage and thus adequate start up conditions. Refer to curve section for the short circuit current vs. input differential voltage.

Thermal Considerations

ICs heats up when in operation, and power consumption is one factor in how hot it gets. The other factor is how well the heat is dissipated. Heat dissipation is predictable by knowing the thermal resistance between the IC and ambient (θ_{JA}). Thermal resistance has units of temperature per power (C/W). The higher the thermal resistance, the hotter the IC.

The LM1084 specifies the thermal resistance for each package as junction to case (θ_{JC}). In order to get the total resistance to ambient (θ_{JA}), two other thermal resistance must be added, one for case to heat-sink (θ_{CH}) and one for heatsink to ambient (θ_{HA}). The junction temperature can be predicted as follows:

$$T_J = T_A + P_D (\theta_{JC} + \theta_{CH} + \theta_{HA}) = T_A + P_D \theta_{JA}$$

T_J is junction temperature, T_A is ambient temperature, and P_D is the power consumption of the device. Device power consumption is calculated as follows:

$$I_{IN} = I_L + I_G$$

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) I_L + V_{IN} I_G$$

LM1084

APPLICATION NOTE (Continued)

Figure 6 shows the voltages and currents which are present in the circuit.

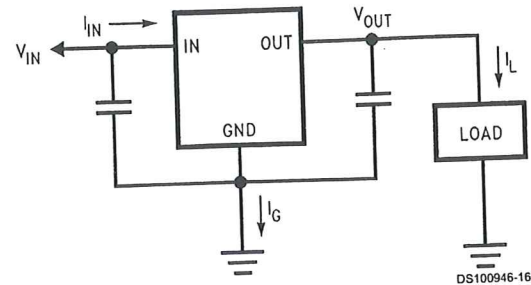


FIGURE 6. Power Dissipation Diagram

Once the device power is determined, the maximum allowable ($\theta_{JA(max)}$) is calculated as:

$$\theta_{JA(max)} = T_{R(max)}/P_D = T_{J(max)} - T_{A(max)}/P_D$$

The LM1084 has different temperature specifications for two different sections of the IC: the control section and the output section. The Electrical Characteristics table shows the junction to case thermal resistances for each of these sections, while the maximum junction temperatures ($T_{J(max)}$) for each section is listed in the Absolute Maximum section of the datasheet. $T_{J(max)}$ is 125°C for the control section, while $T_{J(max)}$ is 150°C for the output section.

$\theta_{JA(max)}$ should be calculated separately for each section as follows:

$$\theta_{JA(max, CONTROL SECTION)} = (125^\circ\text{C} - T_{A(max)})/P_D$$

$$\theta_{JA(max, OUTPUT SECTION)} = (150^\circ\text{C} - T_{A(max)})/P_D$$

The required heat sink is determined by calculating its required thermal resistance ($\theta_{HA(max)}$).

$$\theta_{HA(max)} = \theta_{JA(max)} - (\theta_{JC} + \theta_{CH})$$

($\theta_{HA(max)}$) should also be calculated twice as follows:

$$(\theta_{HA(max)}) = \theta_{JA(max, CONTROL SECTION)} - (\theta_{JC} (CONTROL SECTION) + \theta_{CH})$$

$$(\theta_{HA(max)}) = \theta_{JA(max, OUTPUT SECTION)} - (\theta_{JC} (OUTPUT SECTION) + \theta_{CH})$$

If thermal compound is used, θ_{CH} can be estimated at 0.2 C/W. If the case is soldered to the heat sink, then a θ_{CH} can be estimated as 0 C/W.

After, $\theta_{HA(max)}$ is calculated for each section, choose the lower of the two $\theta_{HA(max)}$ values to determine the appropriate heat sink.

If PC board copper is going to be used as a heat sink, then Figure 7 can be used to determine the appropriate area (size) of copper foil required.

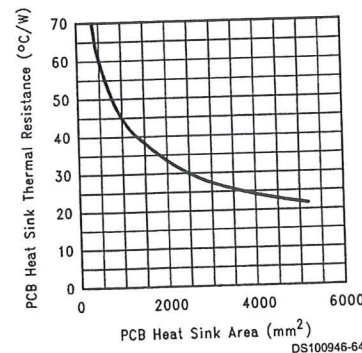


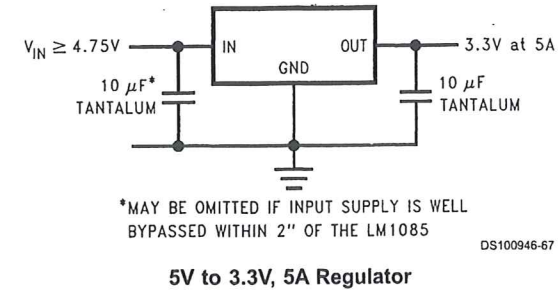
FIGURE 7. Heat sink thermal Resistance vs Area

LM1084

www.national.com

LM1084

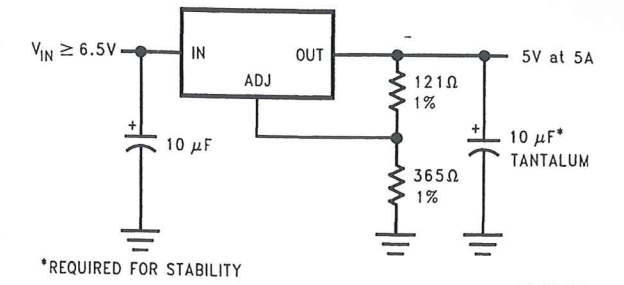
Typical Applications



*MAY BE OMITTED IF INPUT SUPPLY IS WELL BYPASSED WITHIN 2" OF THE LM1084

5V to 3.3V, 5A Regulator

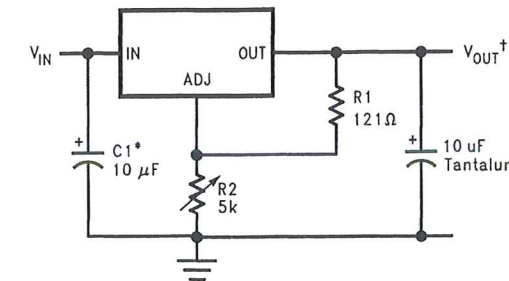
DS100946-67



*REQUIRED FOR STABILITY

Adjustable @ 5V

DS100946-50

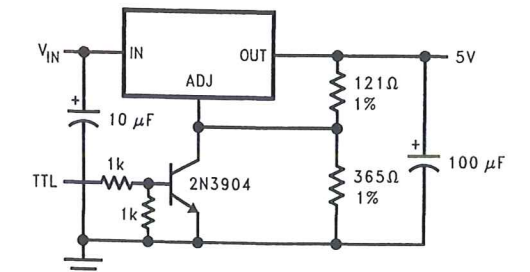


*NEEDED IF DEVICE IS FAR FROM FILTER CAPACITORS

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

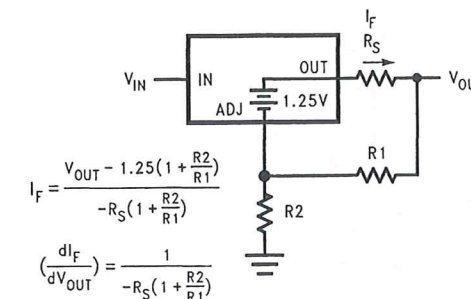
1.2V to 15V Adjustable Regulator

DS100946-52



5V Regulator with Shutdown

DS100946-53

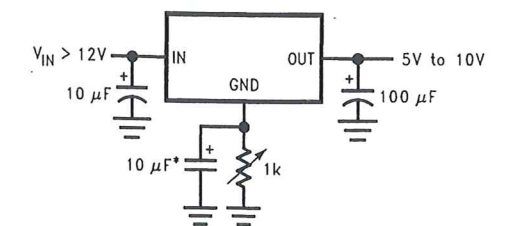


$$I_F = \frac{V_{OUT} - 1.25 \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)}{-R_S \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)}$$

$$\left(\frac{dI_F}{dV_{OUT}}\right) = \frac{1}{-R_S \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)}$$

Battery Charger

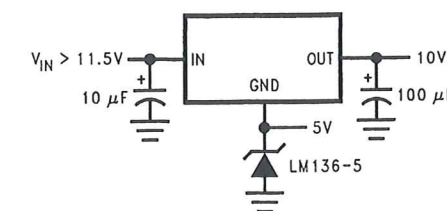
DS100946-54



*OPTIONAL IMPROVES RIPPLE REJECTION

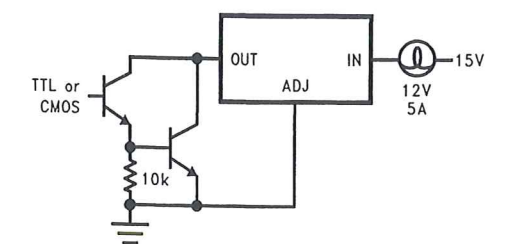
Adjustable Fixed Regulator

DS100946-55



Regulator with Reference

DS100946-56

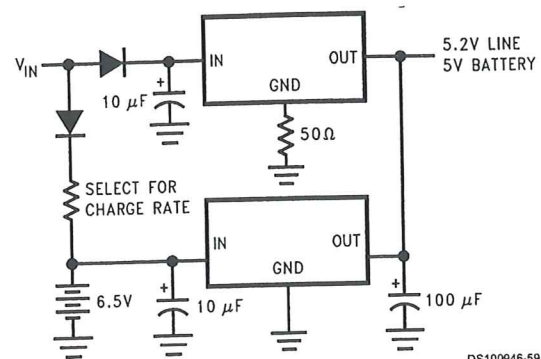


High Current Lamp Driver Protection

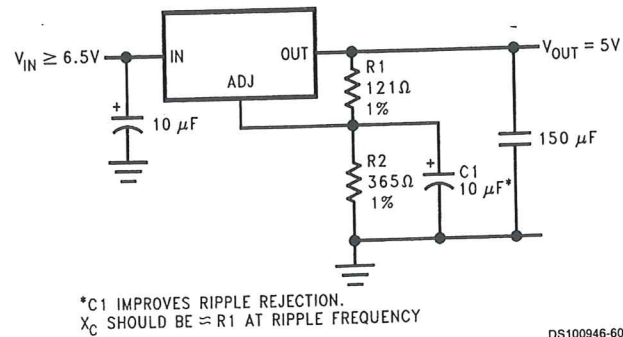
DS100946-57

www.national.com

Typical Applications (Continued)

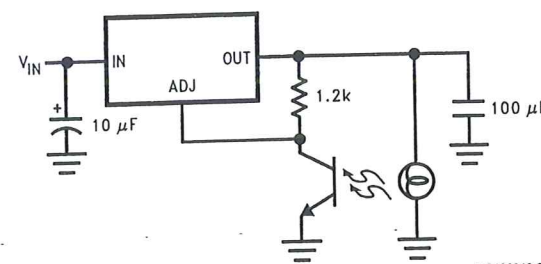


Battery Backup Regulated Supply

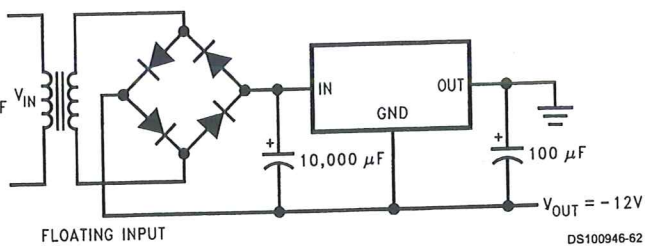


*C1 IMPROVES RIPPLE REJECTION.
X_C SHOULD BE ≈ R1 AT RIPPLE FREQUENCY

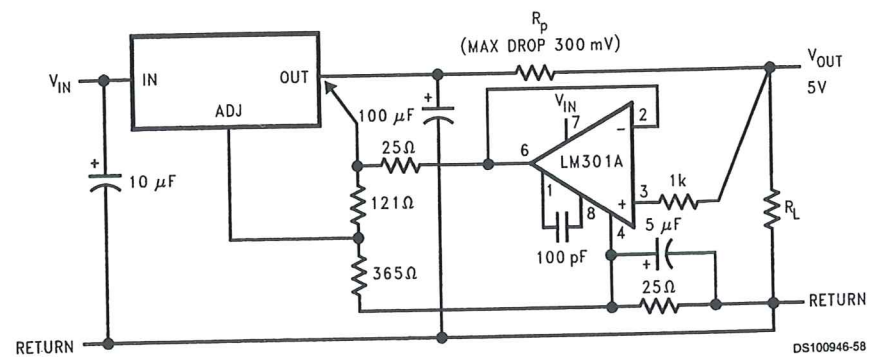
Ripple Rejection Enhancement



Automatic Light control



Generating Negative Supply voltage



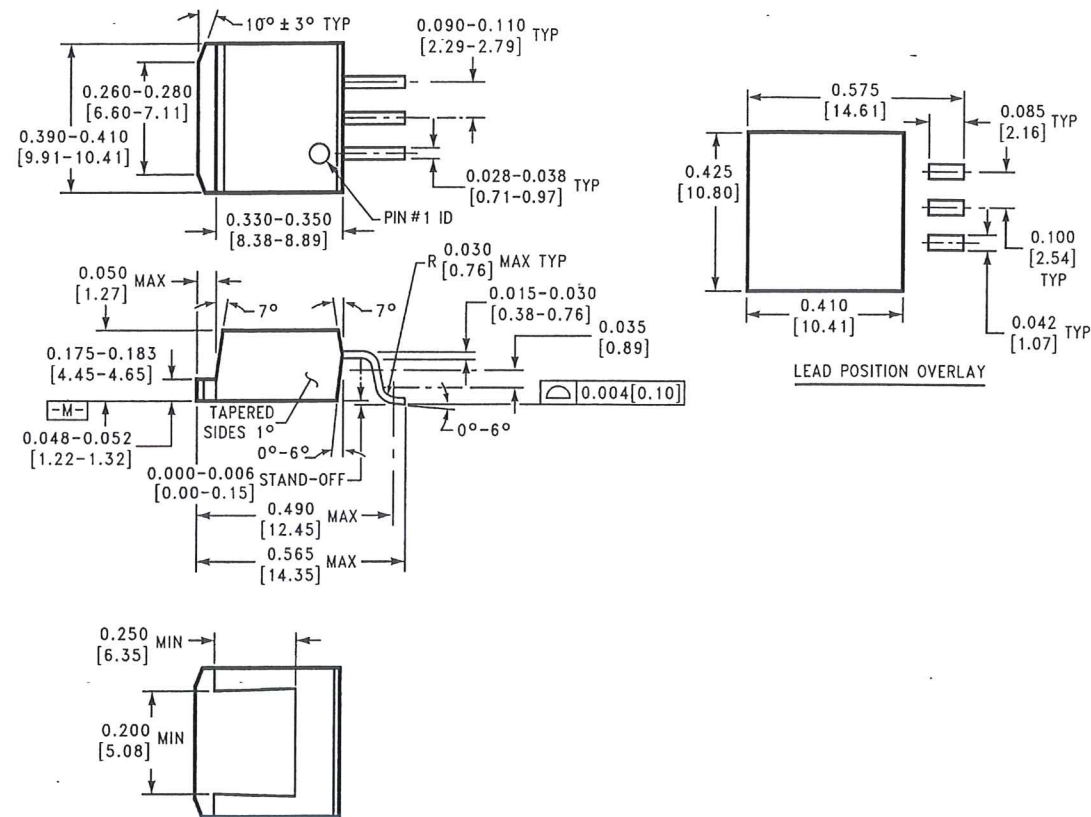
Remote Sensing

LM1084

www.national.com

LM1084

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

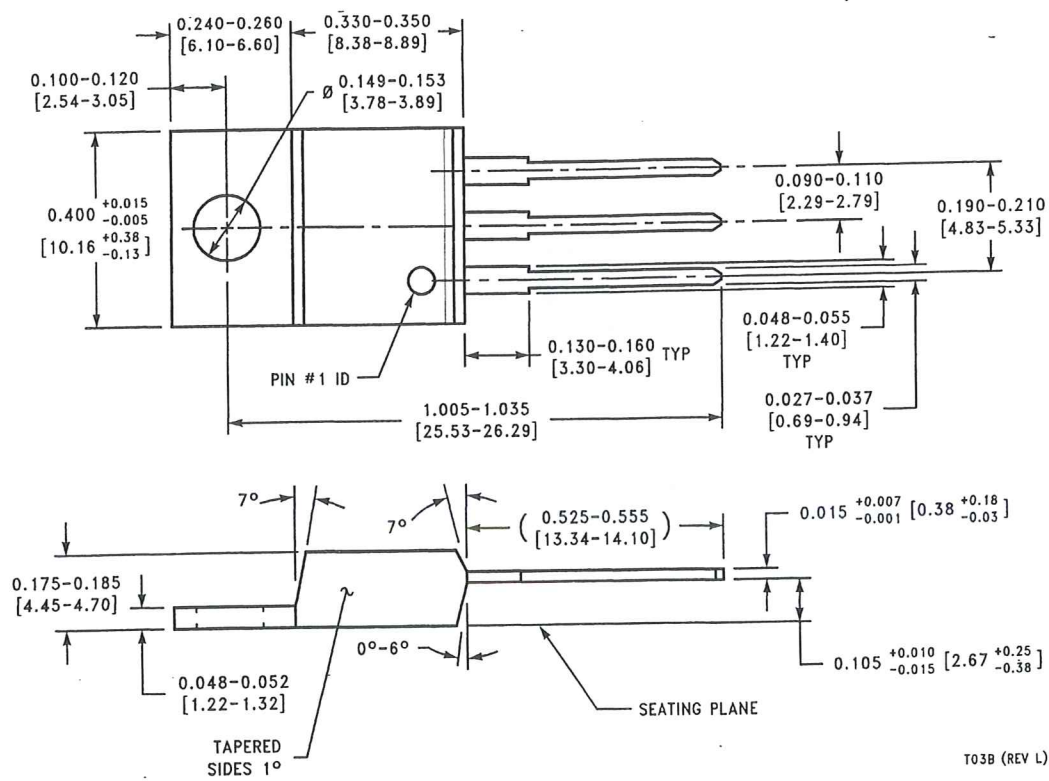


3-Lead TO-263
NS Package Number TS3B

TS3B (REV C)

www.national.com

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



3-Lead TO-220
NS Package Number T03B

T03B (REV L)

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
- A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

<p>National Semiconductor Corporation Americas Email: support@nsc.com</p>	<p>National Semiconductor Europe Fax: +49 (0) 180-530 85 86 Email: europe.support@nsc.com Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790</p>	<p>National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group Tel: 65-2544466 Fax: 65-2504466 Email: ap.support@nsc.com</p>	<p>National Semiconductor Japan Ltd. Tel: 81-3-5639-7560 Fax: 81-3-5639-7507</p>
--------------------------------------------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

LM1084 5A Low Dropout Positive Regulators



LT1083/LT1084/LT1085
7.5A, 5A, 3A Low Dropout
Positive Adjustable Regulators

FEATURES

- Three-Terminal Adjustable
- Output Current of 3A, 5A or 7.5A
- Operates Down to 1V Dropout
- Guaranteed Dropout Voltage at Multiple Current Levels
- Line Regulation: 0.015%
- Load Regulation: 0.1%
- 100% Thermal Limit Functional Test
- Fixed Versions Available

APPLICATIONS

- High Efficiency Linear Regulators
- Post Regulators for Switching Supplies
- Constant Current Regulators
- Battery Chargers

DEVICE	OUTPUT CURRENT*
LT1083	7.5A
LT1084	5.0A
LT1085	3.0A

*For a 1.5A low dropout regulator see the LT1086 data sheet.

DESCRIPTION

The LT[®]1083 series of positive adjustable regulators are designed to provide 7.5A, 5A and 3A with higher efficiency than currently available devices. All internal circuitry is designed to operate down to 1V input-to-output differential and the dropout voltage is fully specified as a function of load current. Dropout is guaranteed at a maximum of 1.5V at maximum output current, decreasing at lower load currents. On-chip trimming adjusts the reference voltage to 1%. Current limit is also trimmed, minimizing the stress on both the regulator and power source circuitry under overload conditions.

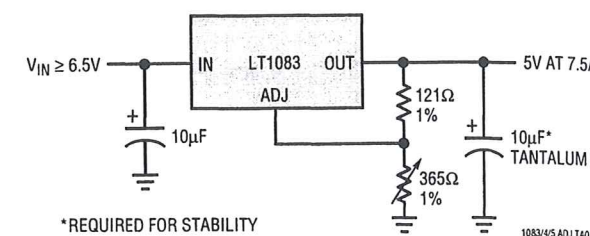
The LT1083/LT1084/LT1085 devices are pin compatible with older three-terminal regulators. A 10μF output capacitor is required on these new devices. However, this is included in most regulator designs.

Unlike PNP regulators, where up to 10% of the output current is wasted as quiescent current, the LT1083 quiescent current flows into the load, increasing efficiency.

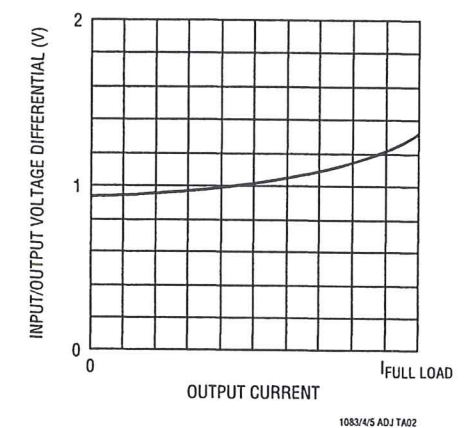
LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION

5V, 7.5A Regulator



Dropout Voltage vs Output Current



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Power Dissipation	Internally Limited	"M" Grades: Control Section	-55°C to 150°C
Input-to-Output Voltage Differential		Power Transistor	-55°C to 200°C
"C" Grades	30V	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
"I" Grades	30V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
"M" Grades	35V		
Operating Junction Temperature Range			
"C" Grades: Control Section	0°C to 125°C		
Power Transistor	0°C to 150°C		
"I" Grades: Control Section	-40°C to 125°C		
Power Transistor	-40°C to 150°C		

PRECONDITIONING

100% thermal shutdown functional test.

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>T PACKAGE 3-LEAD PLASTIC TO-220 $\theta_{JA} = 50^\circ\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1084CT LT1084IT LT1085CT LT1085IT</p>	<p>P PACKAGE 3-LEAD PLASTIC TO-3P $\theta_{JA} = 35^\circ\text{C/W}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1083CP LT1084CP</p>
<p>K PACKAGE 2-LEAD TO-3 METAL CAN $\theta_{JA} = 35^\circ\text{C/W}$</p>	<p>LT1083CK LT1083MK LT1084CK LT1084MK LT1085CK LT1085MK</p>	<p>M PACKAGE 3-LEAD PLASTIC DD $\theta_{JA} = 30^\circ\text{C/W}^*$</p> <p>*WITH PACKAGE SOLDERED TO 0.5IN² COPPER AREA OVER BACKSIDE GROUND PLANE OR INTERNAL POWER PLANE. θ_{JA} CAN VARY FROM 20°C/W TO > 40°C/W DEPENDING ON MOUNTING TECHNIQUE.</p>	<p>LT1085CM</p>

ELECTRICAL CHARACTERISTICS The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reference Voltage	$I_{OUT} = 10\text{mA}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$ $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$ $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ (Notes 4, 6, 7)	1.238	1.250	1.262	V
Line Regulation	●	1.225	1.250	1.270	V
	●		0.015	0.2	%
	●		0.035	0.2	%
	●		0.05	0.5	%
	M Grade: $15\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 35\text{V}$ (Notes 2, 3)	●	0.05	0.5	%
	C, I Grades: $15\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 30\text{V}$ (Notes 2, 3)	●	0.05	0.5	%

ELECTRICAL CHARACTERISTICS The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Load Regulation	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$ $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Notes 2, 3, 4, 6)	●	0.1	0.3	%	
			0.2	0.4	%	
Dropout Voltage	$\Delta V_{REF} = 1\%$, $I_{OUT} = I_{FULLLOAD}$ (Notes 5, 6, 8)	●	1.3	1.5	V	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 5\text{V}$ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 5\text{V}$ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 5\text{V}$ $(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$	●	8.0	9.5	A	
		●	0.4	1.0	A	
		●	5.5	6.5	A	
		●	0.3	0.6	A	
		●	3.2	4.0	A	
		●	0.2	0.5	A	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 25\text{V}$	●	5	10	mA	
Thermal Regulation	$T_A = 25^\circ\text{C}$, 30ms Pulse		0.002	0.010	%/W	
			0.003	0.015	%/W	
			0.004	0.020	%/W	
Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$, $C_{ADJ} = 25\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 25\mu\text{F}$ Tantalum $I_{OUT} = I_{FULL\ LOAD}$, $(V_{IN} - V_{OUT}) = 3\text{V}$ (Notes 6, 7, 8)	●	60	75	dB	
Adjust Pin Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	●	55		μA	
				120	μA	
Adjust Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$ $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ (Note 6)	●	0.2	5	μA	
Temperature Stability		●	0.5		%	
Long Term Stability	$T_A = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hrs		0.3	1	%	
RMS Output Noise (% of V_{OUT})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003		%	
Thermal Resistance Junction-to-Case	Control Circuitry/Power Transistor			0.6/1.6	$^\circ\text{C/W}$	
		LT1083			0.5/1.6	$^\circ\text{C/W}$
					0.75/2.3	$^\circ\text{C/W}$
		LT1084			0.65/2.3	$^\circ\text{C/W}$
					0.65/2.7	$^\circ\text{C/W}$
					0.9/3.0	$^\circ\text{C/W}$
		LT1085			0.7/3.0	$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: See thermal regulation specifications for changes in output voltage due to heating effects. Load and line regulation are measured at a constant junction temperature by low duty cycle pulse testing.

Note 3: Line and load regulation are guaranteed up to the maximum power dissipation (60W for the LT1083, 45W for the LT1084 (K, P), 30W for the LT1084 (T) and 30W for the LT1085). Power dissipation is determined by the input/output differential and the output current. Guaranteed maximum power dissipation will not be available over the full input/output voltage range.

Note 4: $I_{FULL\ LOAD}$ is defined in the current limit curves. The $I_{FULLLOAD}$ curve is defined as the minimum value of current limit as a function of input-to-output voltage. Note that the 60W power dissipation for the LT1083 (45W for the LT1084 (K, P), 30W for the LT1084 (T), 30W for the LT1085) is only achievable over a limited range of input-to-output voltage.

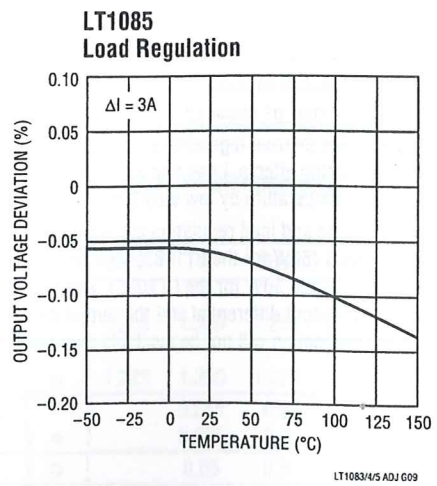
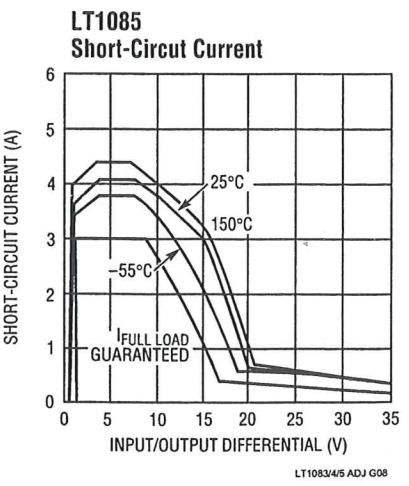
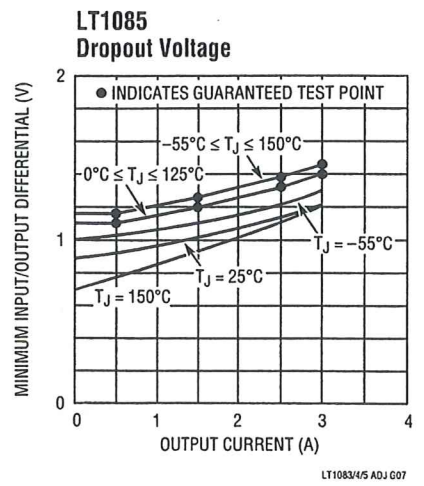
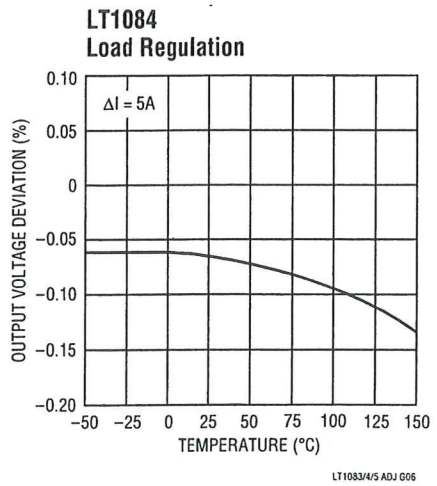
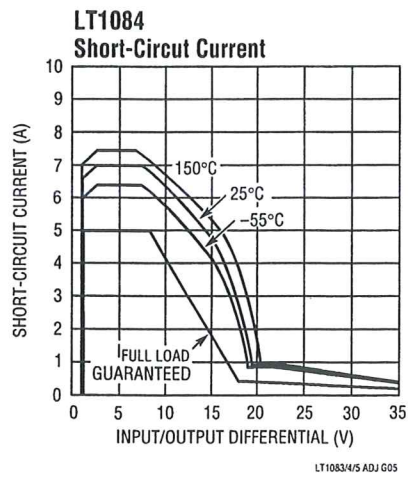
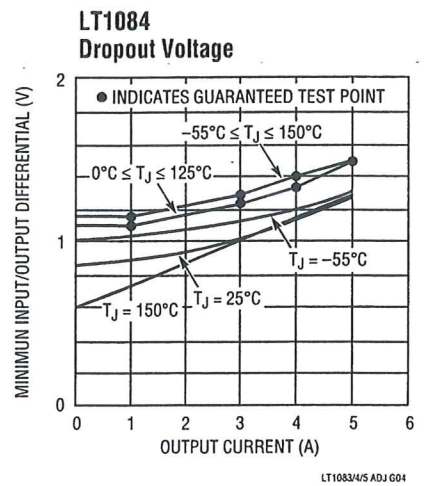
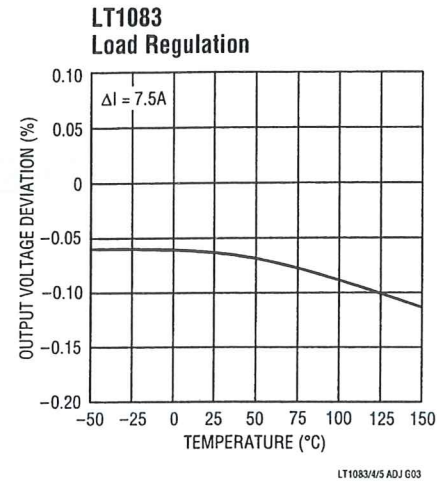
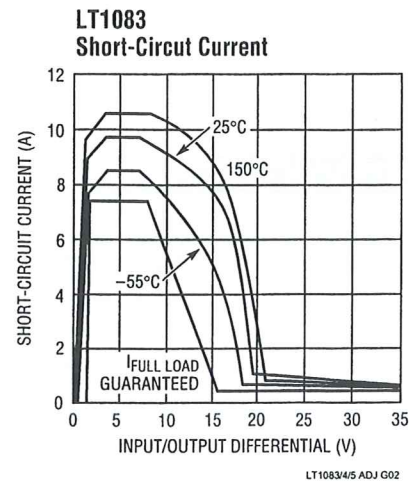
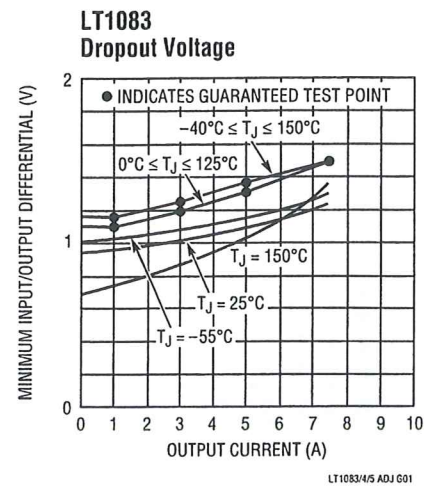
Note 5: Dropout voltage is specified over the full output current range of the device. Test points and limits are shown on the Dropout Voltage curve.

Note 6: For LT1083 $I_{FULL\ LOAD}$ is 5A for $-55^\circ\text{C} \leq T_J < -40^\circ\text{C}$ and 7.5A for $T_J \geq -40^\circ\text{C}$.

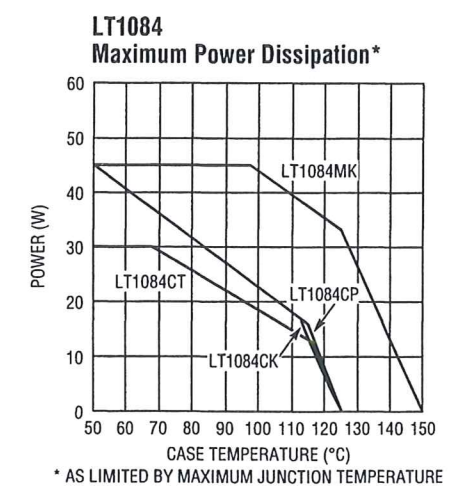
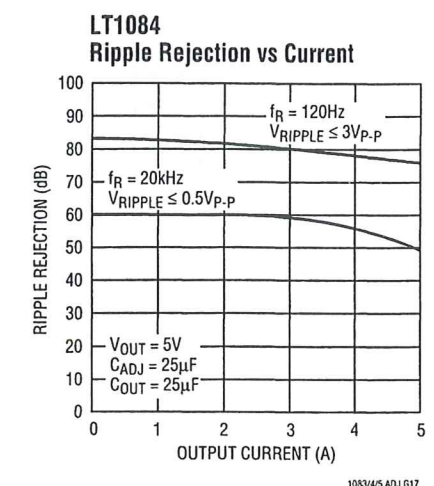
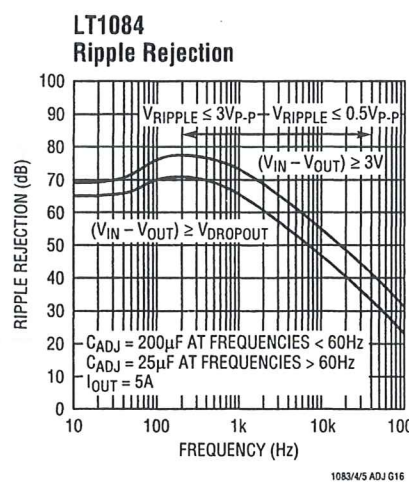
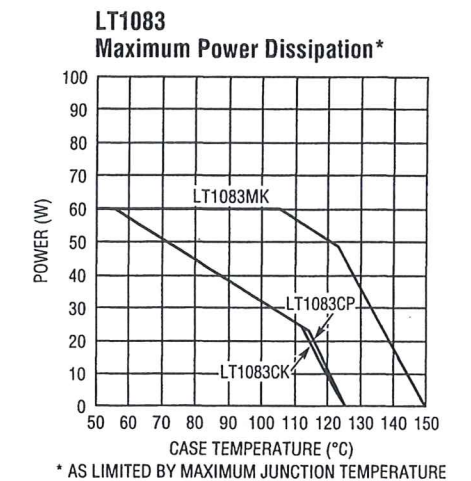
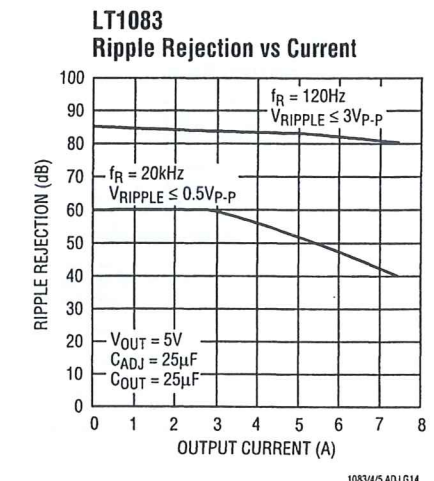
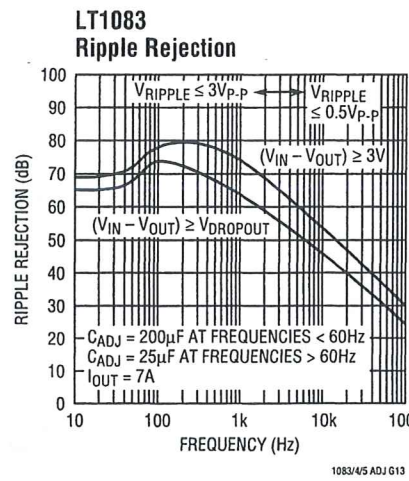
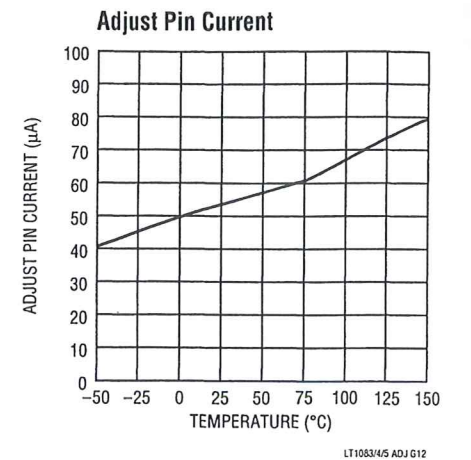
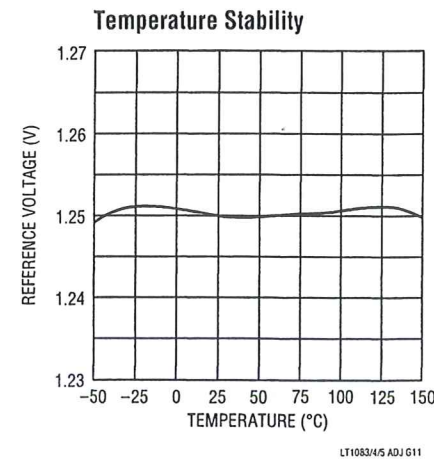
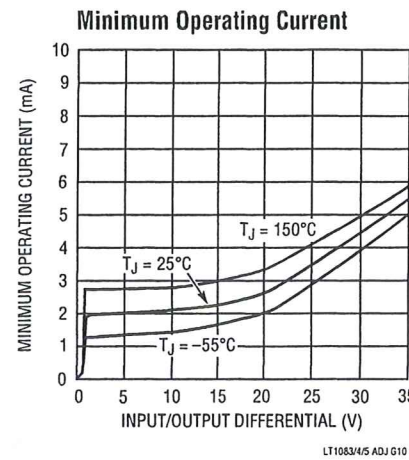
Note 7: $1.7\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 25\text{V}$ for LT1084 at $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq -40^\circ\text{C}$.

Note 8: Dropout is 1.7V maximum for LT1084 at $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq -40^\circ\text{C}$.

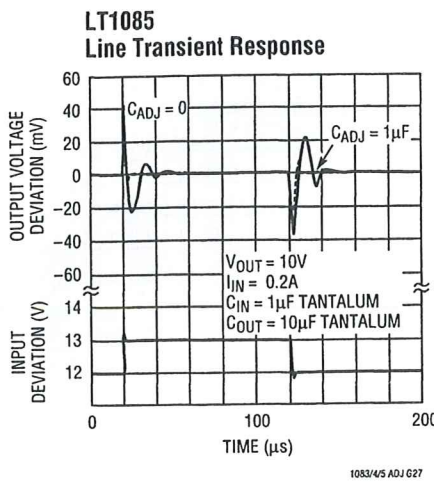
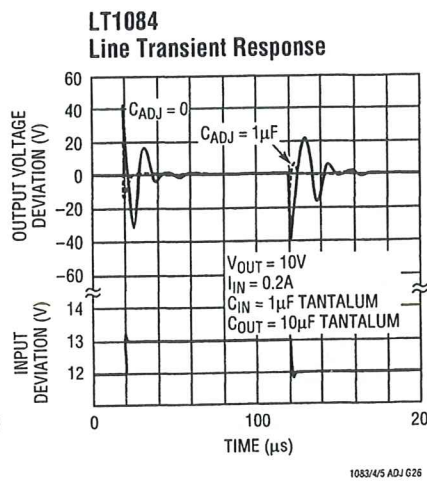
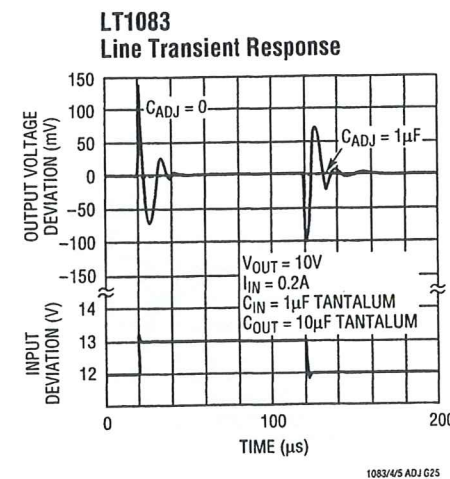
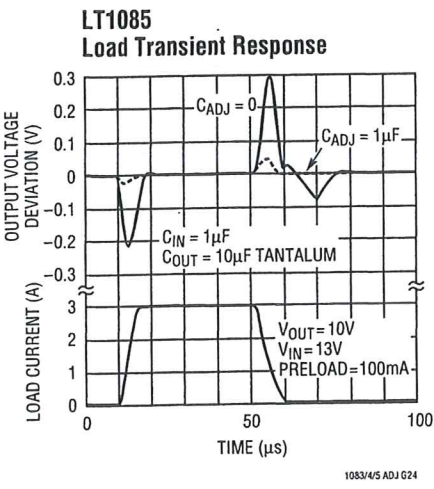
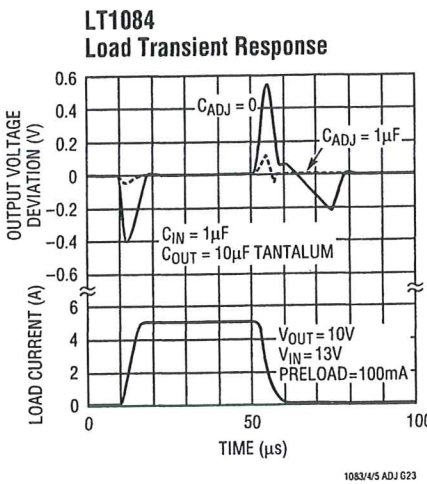
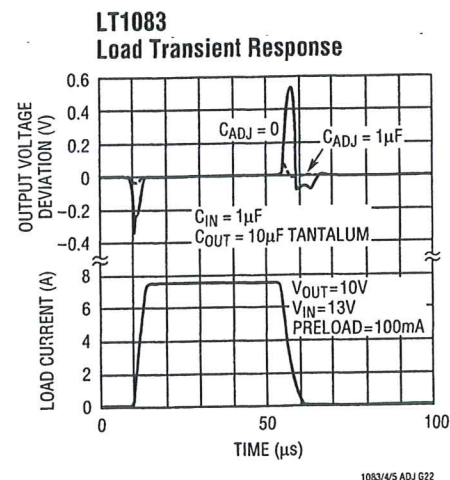
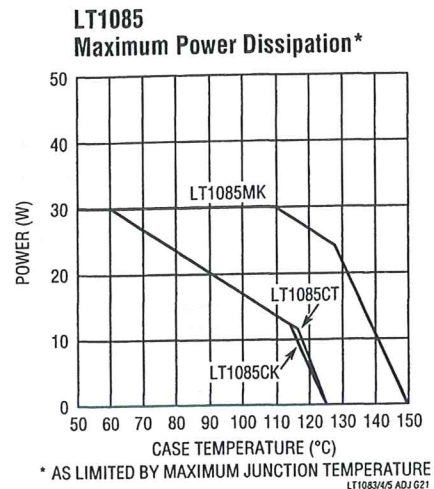
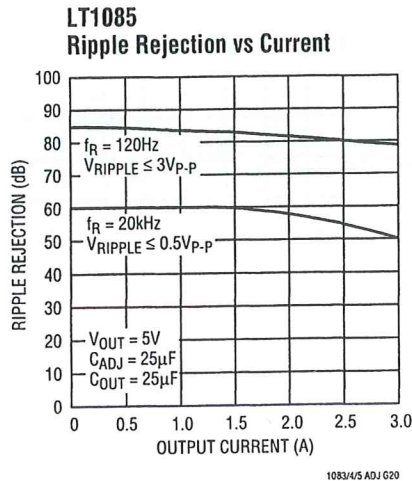
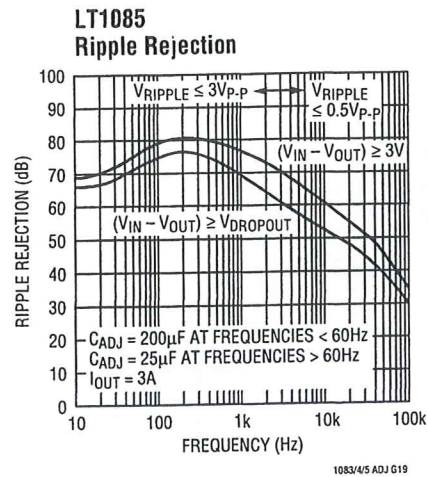
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



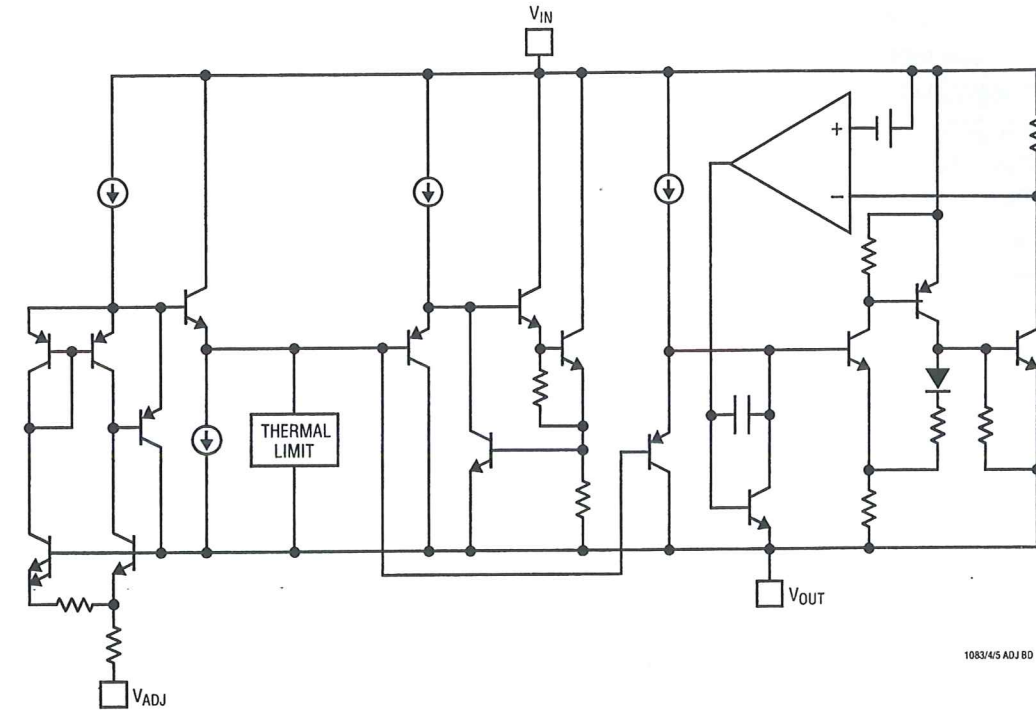
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



BLOCK DIAGRAM



APPLICATIONS INFORMATION

The LT1083 family of three-terminal adjustable regulators is easy to use and has all the protection features that are expected in high performance voltage regulators. They are short-circuit protected, and have safe area protection as well as thermal shutdown to turn off the regulator should the junction temperature exceed about 165 $^{\circ}C$.

These regulators are pin compatible with older three-terminal adjustable devices, offer lower dropout voltage and more precise reference tolerance. Further, the reference stability with temperature is improved over older types of regulators. The only circuit difference between using the LT1083 family and older regulators is that this new family requires an output capacitor for stability.

Stability

The circuit design used in the LT1083 family requires the use of an output capacitor as part of the device frequency compensation. For all operating conditions, the addition of 150 μF aluminium electrolytic or a 22 μF solid tantalum on

the output will ensure stability. Normally, capacitors much smaller than this can be used with the LT1083. Many different types of capacitors with widely varying characteristics are available. These capacitors differ in capacitor tolerance (sometimes ranging up to $\pm 100\%$), equivalent series resistance, and capacitance temperature coefficient. The 150 μF or 22 μF values given will ensure stability.

When the adjustment terminal is bypassed to improve the ripple rejection, the requirement for an output capacitor increases. The value of 22 μF tantalum or 150 μF aluminium covers all cases of bypassing the adjustment terminal. Without bypassing the adjustment terminal, smaller capacitors can be used with equally good results and the table below shows approximately what size capacitors are needed to ensure stability.

Recommended Capacitor Values

INPUT	OUTPUT	ADJUSTMENT
10 μF	10 μF Tantalum, 50 μF Aluminium	None
10 μF	22 μF Tantalum, 150 μF Aluminium	20 μF

APPLICATIONS INFORMATION

Normally, capacitor values on the order of 100µF are used in the output of many regulators to ensure good transient response with heavy load current changes. Output capacitance can be increased without limit and larger values of output capacitor further improve stability and transient response of the LT1083 regulators.

Another possible stability problem that can occur in monolithic IC regulators is current limit oscillations. These can occur because, in current limit, the safe area protection exhibits a negative impedance. The safe area protection decreases the current limit as the input-to-output voltage increases. That is the equivalent of having a negative resistance since increasing voltage causes current to decrease. Negative resistance during current limit is not unique to the LT1083 series and has been present on all power IC regulators. The value of the negative resistance is a function of how fast the current limit is folded back as input-to-output voltage increases. This negative resistance can react with capacitors or inductors on the input to cause oscillation during current limiting. Depending on the value of series resistance, the overall circuitry may end up unstable. Since this is a system problem, it is not necessarily easy to solve; however, it does not cause any problems with the IC regulator and can usually be ignored.

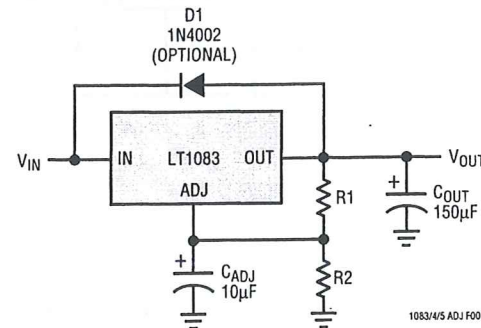
Protection Diodes

In normal operation, the LT1083 family does not need any protection diodes. Older adjustable regulators required protection diodes between the adjustment pin and the output and from the output to the input to prevent overstressing the die. The internal current paths on the LT1083 adjustment pin are limited by internal resistors. Therefore, even with capacitors on the adjustment pin, no protection diode is needed to ensure device safety under short-circuit conditions.

Diodes between input and output are usually not needed. The internal diode between the input and the output pins of the LT1083 family can handle microsecond surge currents of 50A to 100A. Even with large output capacitances, it is very difficult to get those values of surge currents in normal operations. Only with a high value of output capacitors, such as 1000µF to 5000µF and with the

input pin instantaneously shorted to ground, can damage occur. A crowbar circuit at the input of the LT1083 can generate those kinds of currents, and a diode from output to input is then recommended. Normal power supply cycling or even plugging and unplugging in the system will not generate current large enough to do any damage.

The adjustment pin can be driven on a transient basis ±25V, with respect to the output without any device degradation. Of course, as with any IC regulator, exceeding the maximum input to output voltage differential causes the internal transistors to break down and none of the protection circuitry is functional.



Overload Recovery

Like any of the IC power regulators, the LT1083 has safe area protection. The safe area protection decreases the current limit as input-to-output voltage increases and keeps the power transistor inside a safe operating region for all values of input-to-output voltage. The LT1083 protection is designed to provide some output current at all values of input-to-output voltage up to the device breakdown.

When power is first turned on, as the input voltage rises, the output follows the input, allowing the regulator to start up into very heavy loads. During the start-up, as the input voltage is rising, the input-to-output voltage differential remains small, allowing the regulator to supply large output currents. With high input voltage, a problem can occur wherein removal of an output short will not allow the output voltage to recover. Older regulators, such as the 7800 series, also exhibited this phenomenon, so it is not unique to the LT1083.

APPLICATIONS INFORMATION

The problem occurs with a heavy output load when the input voltage is high and the output voltage is low, such as immediately after removal of a short. The load line for such a load may intersect the output current curve at two points. If this happens, there are two stable output operating points for the regulator. With this double intersection, the power supply may need to be cycled down to zero and brought up again to make the output recover.

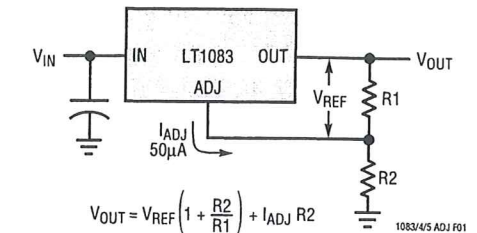


Figure 1. Basic Adjustable Regulator

Ripple Rejection

The typical curves for ripple rejection reflect values for a bypassed adjustment pin. This curve will be true for all values of output voltage. For proper bypassing and ripple rejection approaching the values shown, the impedance of the adjust pin capacitor at the ripple frequency should be less than the value of R1, (normally 100Ω to 120Ω). The size of the required adjust pin capacitor is a function of the input ripple frequency. At 120Hz the adjust pin capacitor should be 25µF if R1 = 100Ω. At 10kHz only 0.22µF is needed.

For circuits without an adjust pin bypass capacitor, the ripple rejection will be a function of output voltage. The output ripple will increase directly as a ratio of the output voltage to the reference voltage (V_{OUT}/V_{REF}). For example, with the output voltage equal to 5V and no adjust pin capacitor, the output ripple will be higher by the ratio of 5V/1.25V or four times larger. Ripple rejection will be degraded by 12dB from the value shown on the typical curve.

Output Voltage

The LT1083 develops a 1.25V reference voltage between the output and the adjust terminal (see Figure 1). By placing a resistor R1 between these two terminals, a constant current is caused to flow through R1 and down through R2 to set the overall output voltage. Normally this current is the specified minimum load current of 10mA. Because I_{ADJ} is very small and constant when compared with the current through R1, it represents a small error and can usually be ignored.

Load Regulation

Because the LT1083 is a three-terminal device, it is not possible to provide true remote load sensing. Load regulation will be limited by the resistance of the wire connecting the regulator to the load. The data sheet specification for load regulation is measured at the bottom of the package. Negative side sensing is a true Kelvin connection, with the bottom of the output divider returned to the negative side of the load. Although it may not be immediately obvious, best load regulation is obtained when the top of the resistor divider R1 is connected *directly* to the case *not to the load*. This is illustrated in Figure 2. If R1 were connected to the load, the effective resistance between the regulator and the load would be:

$$R_p \times \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right), R_p = \text{Parasitic Line Resistance}$$

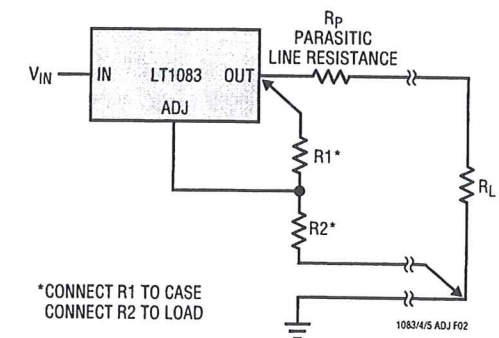
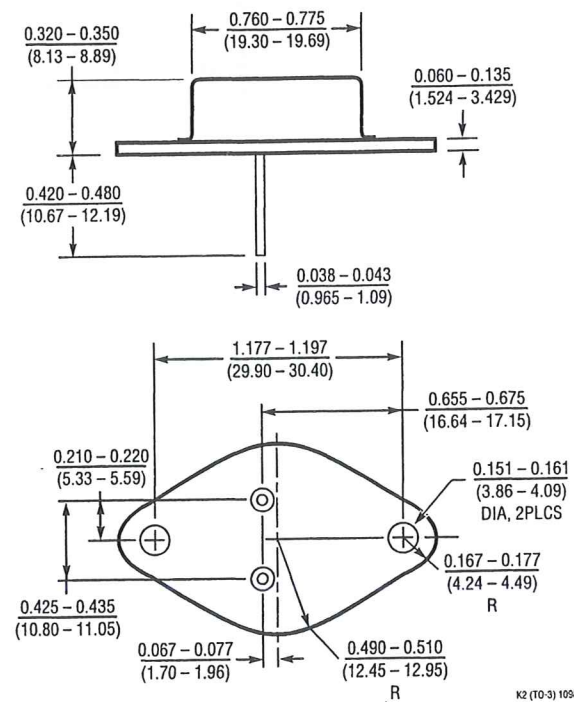


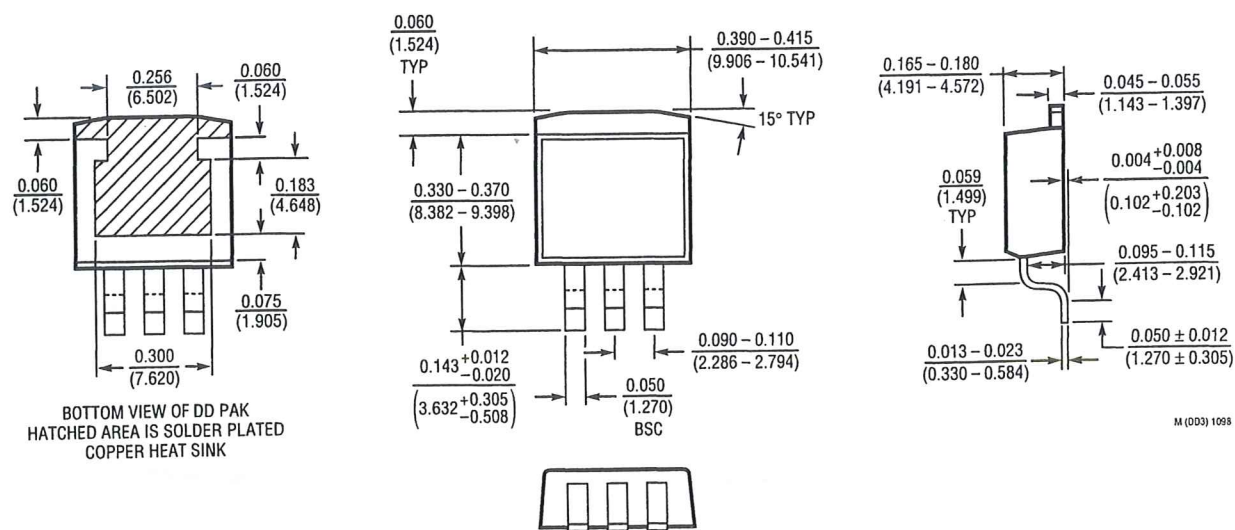
Figure 2. Connections for Best Load Regulation

PACKAGE DESCRIPTION Dimension in inches (millimeters) unless otherwise noted.

K Package
2-Lead TO-3 Metal Can
(LTC DWG # 05-08-1310)

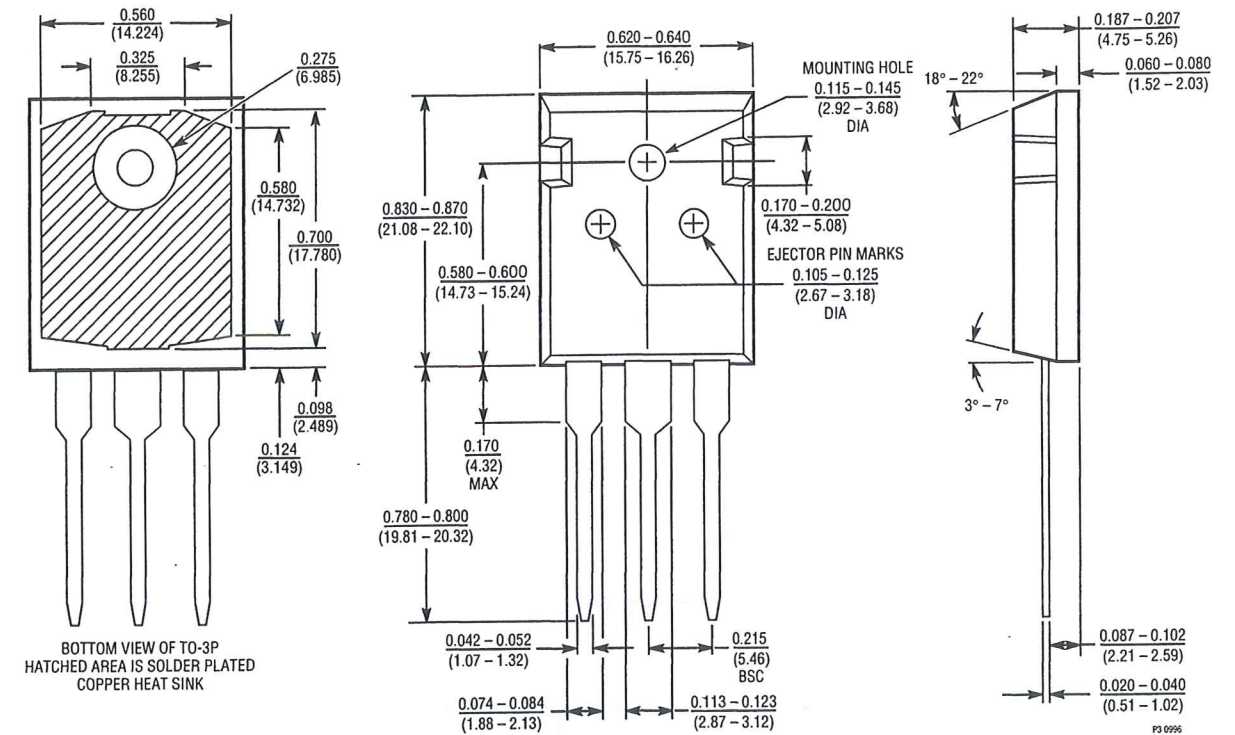


M Package
3-Lead Plastic DD Pak
(LTC DWG # 05-08-1460)

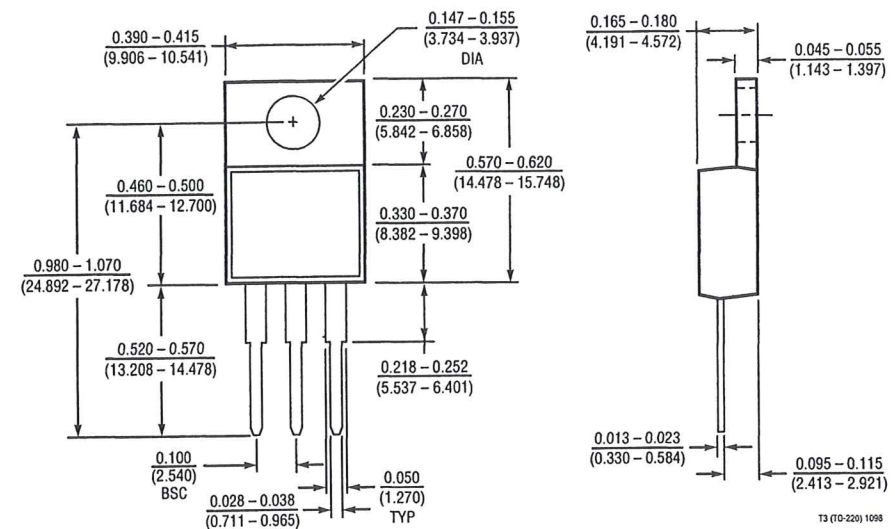


PACKAGE DESCRIPTION Dimension in inches (millimeters) unless otherwise noted.

P Package
3-Lead Plastic TO-3P (Similar to TO-247)
(LTC DWG # 05-08-1450)



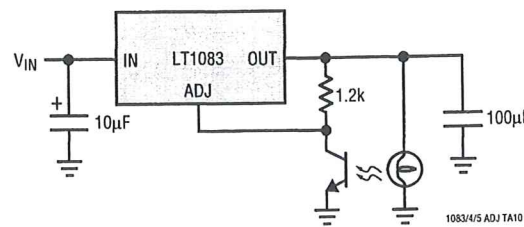
T Package
3-Lead Plastic TO-220
(LTC DWG # 05-08-1420)



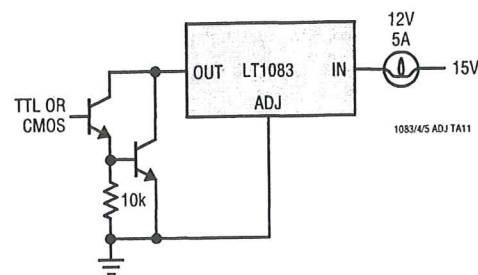
LT1083/LT1084/LT1085

TYPICAL APPLICATIONS

Automatic Light Control



Protected High Current Lamp Driver



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1086	1.5A Low Dropout Regulator	Fixed 2.85V, 3.3V, 3.6V, 5V and 12V Output
LT1117	800mA Low Dropout Regulator	Fixed 2.85V, 3.3V, 5V or Adjustable Output
LT1584/LT1585/LT1587	7A/4.6A/3A Fast Response Low Dropout Regulators	For High Performance Microprocessors
LT1580	7A Very Low Dropout Linear Regulator	0.54V Dropout at 7A, Fixed 2.5V _{OUT} and Adjustable
LT1581	10A Very Low Dropout Linear Regulator	0.43V Dropout at 10A, Fixed 2.5V _{OUT} and Adjustable
LT1430	High Power Step-Down Switching Regulator	5V to 3.3V at 10A, >90% Efficiency
LT1575	UltraFast™ Transient Response LDO Controller	External MOSFET Pass Element
LT1573	UltraFast Transient Response LDO Controller	External PNP Pass Element

UltraFast is a trademark of Linear Technology Corporation.

"HF/VHF/UHF analyzer MFJ 269"
Ou l'analyseur de réseaux du pauvre

INTRODUCTION

Le MFJ est un pont d'impédance compact sur batterie. Cette unité contient 4 fonctions basiques :

- 1,8 à 170 MHz et 415-470 MHz oscillateur variable
- fréquencesmètre
- pont d'impédance 50 Ω prévu initialement pour 50 Ω il peut aller de 0 à plusieurs centaines Ω.
- Microcontrôleur 12 bits.

CARACTERISTIQUES

Les bandes de fréquences sélectionnées sont :

- 1,8 – 4 MHz 27 – 70 Mhz 415 – 470 Mhz
- 4 – 10 MHz 70 – 114 MHz
- 10 – 27 MHz 114 – 170 MHz

Le MFJ peut être utilisé pour ajuster, tester ou mesurer :

- Antennes : SWR, impédance, réactance, résistance, fréquence de résonance et largeur de bande.
- Boîte d'accord : SWR, largeur de bande, fréquence
- Amplificateur : circuit entrée et de sortie
- Ligne de transmission coaxiale : SWR, longueur, facteur de vélocité, Q et perte approximative, fréquence de résonance et impédance.
- Filtre : SWR, atténuation, et plage de fréquence
- Trappes : fréquence de résonance et Q approximatif.
- Emetteur et oscillateur : fréquence.

Le MFJ mesure et affiche:

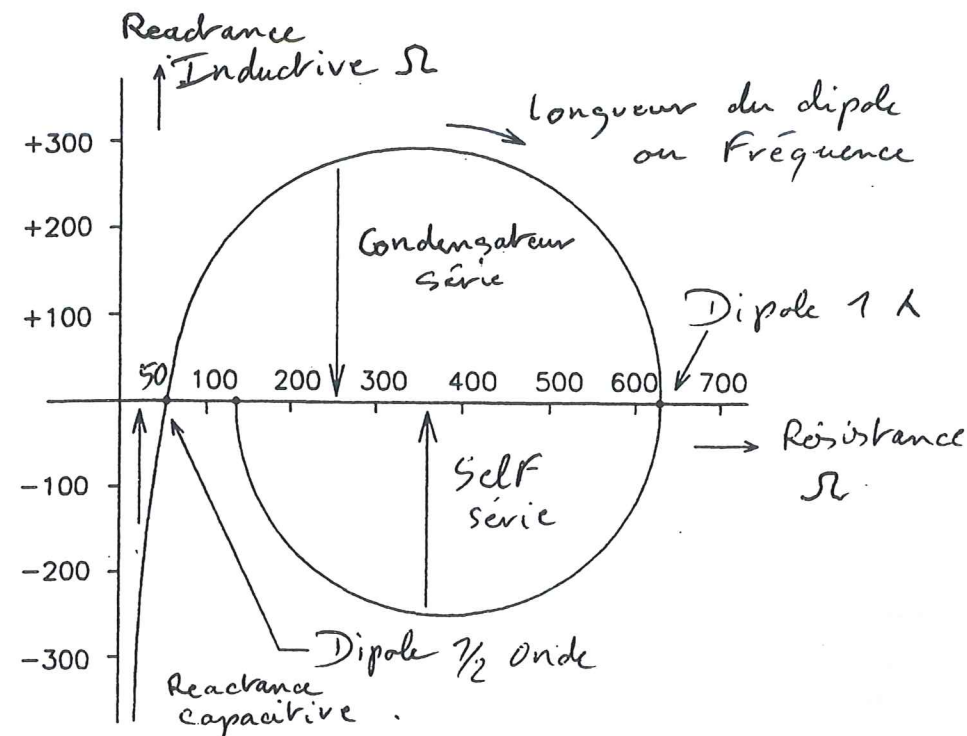
- Longueur de câble (feet)
- Perte du câble (dB)

- Capacitance (pF)
- Impédance ou Z magnitude (Ω)
- Résonance (MHz)
- Fréquence (MHz)
- Impédance phase (degrés)
- Inductance (μ H)
- Réactance ou X (Ω)
- Résistances ou R (Ω)
- Return loss (dB)
- SWR (référé à 50 Ω .)

SWR et MFJ 269.

Le SWR (Standing Wave Ratio, ou Rapport d'ondes stationnaires R.O.S.) est le rapport de l'impédance de charge sur l'impédance de source (50 Ω .)
 Une impédance de charge de 100 Ω ou de 25 Ω donneront le même SWR soit 2.

Exemple d'un dipôle



En abscisse la résistance
 En ordonnée vers le haut la réactance positive ou inductance.
 En ordonnée vers le bas la réactance négative ou capacitance.

La « coquille d'escargot » représente ou la longueur du dipôle ou la fréquence.
 Les points purement résistifs de ce graphique sont 50 Ω pour un dipôle $\frac{1}{2} \lambda$ et 630 Ω pour un dipôle 1λ .

Un dipôle raccourci $< \frac{1}{2} \lambda$ une réactance capacitive et une résistance très basse.
 Entre $\frac{1}{2} \lambda$ et 1λ la réactance est inductive. Au-delà de 1λ la réactance redevient capacitive.

Pour un dipôle $< \frac{1}{2} \lambda$ une inductance (self) doit être mise en série.

Pour un dipôle $> \frac{1}{2} \lambda$ un condensateur de "raccourcissement" avec une impédance réactive négative doit être mis en série.

Si l'antenne est plus longue qu'un λ alors une self est nécessaire au point d'alimentation comme la bien connue $\frac{5}{8} \lambda$.

Pour une mesure de SWR 1 :1 la charge doit être de 50 Ω purement résistive.
 S'il y a 25 Ω de réactance et 25 Ω de résistance le SWR ne sera pas de 1 :1 mais de 2,6 :1.

Une autre croyance : le SWR changerait le long de la ligne d'alimentation *Faux !*

Si la ligne a de faibles pertes le SWR reste stable tout le long de la ligne.

Si ce n'est pas le cas :

- le coaxial n'est pas du 50 Ω .
- Le MFJ n'est pas réglé pour mesurer 50 Ω .
- Les pertes dans le coaxial sont importantes.
- Le coaxial fait partie de l'antenne et rayonne de la HF.

CAPACITANCE INDUCTANCE

Le MFJ 269 mesure la réactance mais ne détermine pas directement s'il elle est inductive (positive) ou capacitive (négative.) Si la fréquence est augmentée et que la réactance (X sur l'affichage ou impédance sur le galvanomètre) diminue la charge est capacitive à la fréquence mesurée et vice versa pour l'inductance.

IMPEDANCE EQUIVALENTE SERIE

Ce mode affiche l'impédance série équivalente de la charge. C'est la forme la plus commune utilisée pour décrire le système d'impédance d'une antenne. Dans ce mode l'impédance de charge est décrite comme étant une résistance en série avec une réactance.

Dans l'ordre, pour changer la réactance sans changer la résistance, une réactance de type opposée et de même valeur doit être connectée en série avec la charge au point de mesure.

Exemple d'affichage d'une impédance série équivalente :

7.1598 MHz 3,2 SWR
 $R_s = 50 \Omega$ $X_s = 62$.

En mettant 62Ω en série avec l'alimentation au point de mesure, la résistance sera toujours affichée à 50Ω , la réactance ira à zéro et le SWR à 1 : 1.

Chaque impédance série a son équivalent parallèle.

Une impédance série de $R_s 50 \Omega$; $X_s 62$ est égale à l'impédance équivalente $R_p 126$; $X_p 102 \Omega$.

IMPEDANCE EQUIVALENTE PARALLELE

Exemple d'affichage équivalent parallèle :

7.1598 MHz 3,2 SWR
 $R_p = 126$ $X_p = 102$

R_p est la résistance parallèle = 126Ω qui est en parallèle avec 102Ω .

Si nous connectons en parallèle une réactance de signe opposé au 102Ω , la réactance parallèle équivalente disparaît et seule la résistance de 126Ω reste.

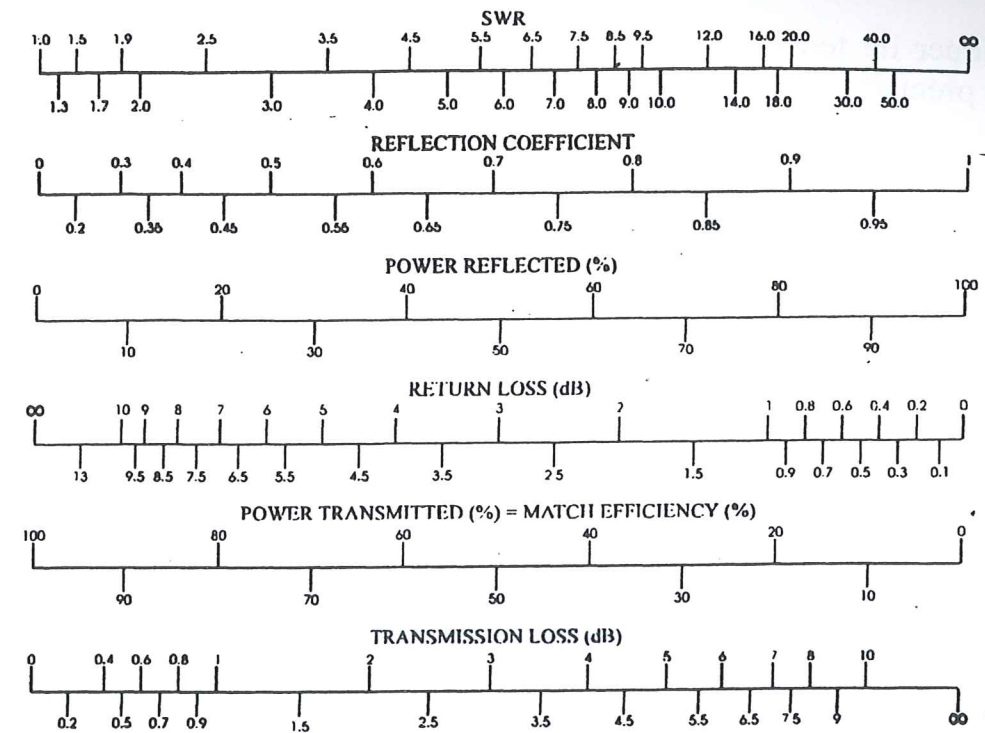
L'impédance série équivalente et l'impédance parallèle équivalente sont des outils puissants d'accord d'antenne.

En essayant une charge pour R_p (résistance parallèle) et R_s (résistance série) vous pouvez voir laquelle des deux est plus proche de celle que vous désirez.

RETURN LOSS ET COEFFICIENT DE REFLEXION

MATCH EFFICIENCE PERTE DE TRANSMISSION

Tout est résumé dans ce tableau.



REGLAGE DES ANTENNES

- Dipôle : Un dipôle est une antenne symétrique, c'est une bonne idée de placer un balun au point d'alimentation. La hauteur du dipôle influence l'impédance du point d'alimentation ainsi que son SWR. Des hauteurs typiques donnent un SWR inférieur à 1,5 : 1 sur la plupart des dipôles. En général le seul réglage du dipôle est la longueur de l'antenne. Si l'antenne est trop longue elle résonnera trop bas en fréquence et vice versa.
- Verticales : Ce sont des antennes asymétriques. Avec un bon système de sol le SWR d'une verticale $\frac{1}{4} \lambda$ est proche de 2 : 1 souvent le SWR s'améliore si le système de sol (et performance) est pauvre. Ainsi SWR bas avec une alimentation directe est un signe d'inefficacité. Pareil au dipôle on raccourcira ou allongera le $\frac{1}{4} \lambda$.

ESTIMATION DES PERTES DES LIGNES DE TRANSMISSION

Le câble coaxial ne doit être terminé par aucune charge. La comparaison de deux types de câble coaxial à la fréquence désirée se fait par une simple lecture. Une extrapolation est possible pour des gammes non couvertes par le MFJ en se souvenant que la perte en dB est réduite de 70 % à la moitié de la fréquence et augmentée de 140 % à deux fois la fréquence mesurée.

FREQUENCEMETRE

Ne pas appliquer de tension continue ou plus que 5 V crête à crête à l'entrée du compteur. Sa précision est de 0,05 %.

MESURES

Mesures comparatives avec un analyseur de réseaux HP410C, visu polaire HP8414, sweeper 8350B boîte de paramètres S, réflectomètre 8740A.

- Avec une charge de qualité 50 Ω le MFJ indique SWR = 1 : 1 de 1,7 à 160 Mhz puis $R_s = 49$ et $X_s = 1$ jusqu'à 174 MHz.
- Utilisation d'un connecteur « short » ou « open » ce sont les conditions extrêmes pour le MFJ. Avec un « open » le MFJ affiche $Z > 1500 \Omega$ à toutes les fréquences jusqu'à 30 MHz. Avec un « short » $R_s = 0$ et X_s bouge de 0 seulement à partir de 50 MHz. Ces petites variations sont dues au fait que le connecteur « short » n'est pas exactement à l'endroit de la mesure.
- Essais avec une charge désadaptée (3 résistances 51 Ω) au bout de 3m de RG58. Le SWR sera proche de 3 diminuant vers les UHF du aux pertes du câble.

Mhz	Network Analyzer			MFJ-269		
	R	X	SWR	R	X	SWR
1.8	18.2	8.1	2.8	18	8	2.6
3.5	19.7	15.8	2.8	19	15	2.7
7.0	27.4	33.1	2.8	27	32	2.9
10.1	44.4	51.2	2.8	47	48	3.0
14.0	105.0	57.8	2.9	106	49	3.0
18.1	123.0	-46.7	2.9	122	-42	3.0
21.0	65.3	-60.5	2.8	67	-59	3.0
24.9	31.8	-38.7	2.8	31	-39	2.9
28.0	22.6	-22.3	2.7	23	-22	2.7
50.0	136.0	-10.1	2.7	131	-12	2.9
70.0	21.0	14.6	2.6	21	14	2.7
144.0	50.3	48.4	2.5	59	45	2.4

INTERET

L'intérêt d'un tel appareil portatif est le côté compact quand il s'agit de monter sur un pylône avec un système de couplage d'antenne, trouver l'antenne en défaut devient un jeu d'enfant. Pouvoir vérifier à faible puissance (15 milliwatts) et rapidement un

système d'antenne. Mesurer la perte en dB d'un câble coaxial sur 144 MHz ou sur 432 MHz.

REPROCHES

- La mise en route trop facile de l'inter M/A et la conséquence : le déchargement rapide des piles. Le collage d'un cylindre creux autour du bouton poussoir (inter) en diminue l'accessibilité.
- La limitation des mesures sur 432 MHz (quantitatif et qualitatif)
- Le changement de piles est fastidieux et coûteux.

CONCLUSION

Dans la vie d'un radio amateur il y a des choses qui restent : un, un « Métrix », un « Weller ». Dans la lignée on peut ajouter le « MFJ ». Malgré tous les systèmes d'appareils de mesure lourds et onéreux que je possède, le MFJ est l'analyseur de réseaux du pauvre (mais très riche par ses qualités.)

BIBLIOGRAPHIE

- *Aerial impedance meter DB1NV VHF com été 2000.*
- *MFJ 269 G3SEK Radcom mai 2000.*
- *Operation of the MFJ 259 News letter.*
- *Manuel d'instruction du MFJ 269.*

CALCUL DE LA PRISE AU VENT D'UN GRILLAGE ET D'UN ENSEMBLE

Par F2TU, Philippe PIERRAT

Pression du vent

La pression varie avec le carré de la vitesse et le profil de la surface vue par le vent:
 $P = 0,00485 \times k \times S \times V^2$ (m², km/h), à 10 m du sol.

Vitesse (km/h)	60	120	140	160	180	200	210
Pression (kg/m ²)	17,5	70	95	124	157	194	214

Tableau déduit des règles neige et vent NV65 pour k = 1

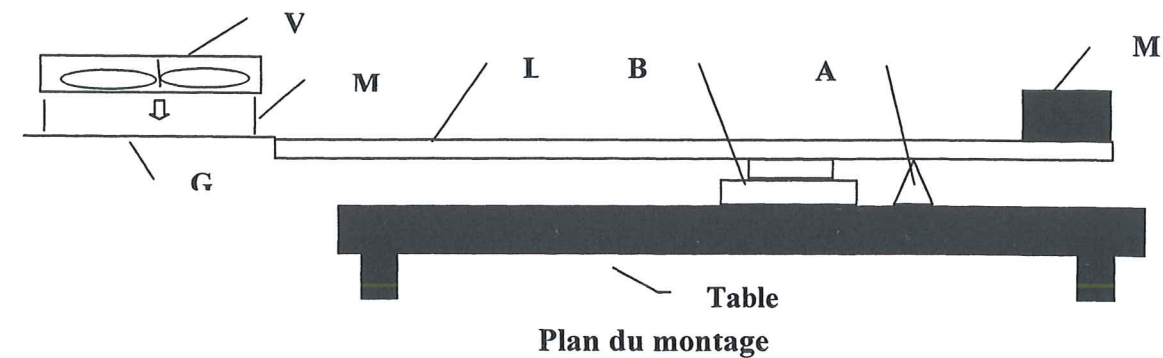
Profil surface	Plane	Cylindrique	Concave
k	1,3	0.6	1,8

Calcul du coefficient de réduction (k) pour un grillage

Méthode expérimentale

Construire une soufflerie artisanale. Le montage employé comprend :

- Une table servant de support sur le bord de laquelle sont disposés :
- Un appui (A) de section triangulaire ou, à défaut, de section ronde de petit diamètre.
- Une balance (B) de précision, au décigramme (modèle électronique plat pour pèse lettre ou à emprunter à votre bijoutier...).
- Un levier (L). Ex : Tube alu section carrée 20x20.
- Une masse (M) d'équilibrage.
- Un ventilateur (V), modèle plat, de récupération informatique, etc..., auquel est adjoit un manchon (C) de longueur 10 cm, en carton, placé à < 1 cm au-dessus de (G). Le ventilateur utilisé mesure 12x12x4 cm.
- Un échantillon du grillage (G), d'une surface plus importante que celle du ventilateur est fixé au levier (L) de telle sorte que la dite fixation ne soit pas dans le «champ» de la mesure, afin de ne pas créer un obstacle au passage de l'air.
- Un cercle en carton du diamètre du manchon.



Mise en œuvre

- Disposer les différents éléments selon le plan, et en posant le cercle en carton sur le grillage pour obstruer le manchon. Plus le bras de levier GA/BA sera important, plus précise sera la mesure.
- Equilibrer l'ensemble avec la masse (M), pour que le poids indiqué par la balance soit faible, afin de laisser une bonne marge pour la pesée.
- Mettre le ventilateur en route et noter le surplus de poids sur la balance : **Pp**.
- Si on se trouve hors plage de mesure, refaire le test après avoir déplacé la masse (M) ou modifié le bras de levier.
- Arrêter le ventilateur, enlever le cercle en carton sans rien bouger du montage, le rééquilibrer par l'ajout d'une petite masse entre (B) et (A) afin d'avoir une indication de poids à peu près identique à celle du départ.
- Remettre le ventilateur en route, noter le nouveau surplus de poids : **Pg**.
- Le coefficient de réduction nous est donné par la simple formule :

$$k = P_g / P_p$$

Le résultat trouvé pour un grillage 6,3 x 6,3, fil 0,65 mm fut : **k = 0,16**

Méthode théorique

Calculer la surface présentée par le fil du grillage pour une surface donnée et en faire le rapport avec la même surface pleine. Le tableau joint (que je ne possédais pas au moment des calculs de la parabole !) donne ce rapport en le déduisant de la transparence.

Dans notre cas, **0,206** (0,20 par le tableau).

Ce qui donne : Surface x **k_cylindrique** = 0,206 x 0,6 = **0,123**

Conclusion

Le calcul théorique ne prend en compte, ni la surface des soudures à chaque croisillon, ni les problèmes d'écoulement de l'air dans des mailles fines. La méthode expérimentale reste donc la plus proche de la réalité.

On peut déduire de ces résultats, un coefficient de 0,8 pour un profil cylindrique dans le cas d'une toile soudée (au lieu de 0,6).

Calcul de la pression totale sur un ensemble

Le travail consiste à :

- Calculer la surface présentée au vent de chaque type de profil (m²). Pour une parabole, la surface du grillage n'est pas la surface d'ouverture mais la surface de recouvrement diminuée de celle des profils pleins de l'ossature.
- Appliquer à chacune de ces surfaces le coefficient de réduction de prise au vent du profil considéré.
- Sommer les surfaces ainsi réduites.
- Multiplier le résultat par la pression du vent (kg/m²).

Mais encore

Reste à calculer les efforts dans les différentes parties de l'ensemble et de vérifier que les résultats sont en dessous de la résistance élastique des matériaux. C'est un calcul complexe, qui s'adresse à de bons techniciens ayant la maîtrise des calculs de Résistances Des Matériaux.

A défaut, tester une partie avec son propre poids ou celui des amis, et se souvenir, en cas de doute, que: «qui peut le plus peut le moins».

Bon vent à tous.
Philippe, F2TU

Annexe : Documentation Toiles soudées.

Les **TOILES soudées** sont réalisées en **ACIER GALVANISE** après fabrication ou en **ACIERS INOXYDABLES**.

Elles sont utilisées fréquemment dans l'industrie, l'agriculture, le bâtiment, en raison de leurs multiples qualités :

- **GRANDE TRANSPARENCE**
- **RIGIDITE**
- **ENTRETIEN NUL**
- **COUT MODERE**

PAS mm	FIL ø mm	LARGEUR					POIDS MOYEN kg/m ²	TRANSPARENCE %
		1 m	1,02 m	1,2 m	1,22 m	2 m		
GALVANISEES APRES FABRICATION								
6,3	0,65	•					1,10	80
12,5	0,65	•		•			0,50	90
12,7	0,80	•					0,80	88
12,7	1,05		•				1,10	84
19	1,45	•					1,50	85
25,4	1,45		•		•		1,20	89
25,4 x 12,7	1,45		•				1,80	83
INOX 304 L								
6,3	0,71	•					1	80
12,7	0,63	•				•	0,40	90
12,5	1	•				•	1	85
12,5	1,25	•				•	1,60	81
12,5	1,50	•				•	2,30	77
20	2	•				•	2,50	81
25	1	•				•	0,50	92
25	1,40	•				•	1	89
25 x 12,5	1,40	•				•	1,50	84
INOX 316 L								
25	1,40	•				•	1	89

Possibilité de réalisation de toiles en toutes nuances soudables.

Largeurs réalisables :

acier nu et galvanisé 2 m et inox 2,50 m suivant caractéristiques et quantités.

Vous trouverez dans les toiles soudées **GANTOIS** la caractéristique **la mieux adaptée** dans les domaines les plus variés :

Grille de protection - Supports d'enduit, de catalyse, de média filtrant -
Claies de séchages - Volières - Paniers de manutention et d'égouttage -
Blindage...

Sur demande, **GANTOIS** peut fabriquer des toiles soudées en **ACIER NU, GALVANISE, INOXYDABLES** et **REFRACTAIRES**, dans différentes caractéristiques et largeurs.

GANTOIS tient également en stock une très vaste gamme de tissus métalliques et réalise sur demande l'**ARMEDIA®** en **ACIER INOXYDABLE** et **ACIER NU** : produit autoportant constitué d'un tissu et d'une toile soudée.

GANTOIS
Tout le métal tissé et perforé

SIÈGE SOCIAL : SAINT-DIE-DES-VOSGES

ADRESSE POSTALE : B.P. 307 - F-88105 ST DIE DES VOSGES CEDEX FRANCE

TELEPHONE : 03 29 55 21 43 - TELECOPIE : 03 29 55 37 29 - TELEX : RHINO 961539F

AGENCES COMMERCIALES, DEPOTS ET ATELIERS EN FRANCE

PARIS / ST DENIS LA PLAINE : 15, AVENUE FRANCIS DE PRESSENSE
TEL. 01 49 46 00 71

ORLEANS / CLERY ST ANDRE : 115 BIS, RUE DE ST ANDRE
TEL. 02 38 45 91 91

EST / ST-DIE-DES-VOSGES : 25, RUE DES QUATRE FRERES MOUGEOTTE
TEL. 03 29 56 19 51

LYON / BEYNOST : Z.I. EST
TEL. 04 78 55 24 02

MARSEILLE : 34, BOULEVARD FREDERIC SAUVAGE (XIV^e)
TEL. 04 91 98 26 02

TOULOUSE : 23, AVENUE DE LARRIEU
TEL. 05 62 20 15 54

BORDEAUX / BEGLAS : Z.I. DE TARTIFUME
TEL. 05 56 85 84 90

RENNES / L'HERMITAGE : ROUTE DE MONTFORT
TEL. 02 99 64 01 64

ROUEN : Z.A.C. DES 2 RIVIERES
TEL. 02 35 08 35 77

ROUBAIX / LYS LEZ LANNOY : Z.I. ROUBAIX-EST
TEL. 03 20 45 29 29

www.gantois.com

LV - RCS SAINT DIE R.505 840 200 - VOSGES

A120

CE PETIT "PROGRAMME" QUI PEUT PARAÎTRE HORS D'ÂGE M'A BIEN RENDU SERVICE. EN EFFET, JE L'AVAIT FAIT EN 1990 ET IL M'A PERMIS DE CALCULER DES AMPLIS (PETITS ET ... GROS) . IL PEUT ÉGALEMENT ÊTRE UTILE POUR ÉVALUER LES POSSIBILITÉS DES CAVITES DE RECUPERATION ET AINSI DE LES MODIFIER.... POUR CEUX QUI BRICOLENT ENCORE !!! 73 et bonne bidouille

```

1220 CLS
1230 PRINT "CALCUL AMPLIS"
1260 PRINT " 1=STRIPLINE ¼ ONDE"
1280 PRINT " 2=STRIPLINE ½ ONDE"
1300 PRINT " 3= CAVITE ¼ ONDE"
1320 PRINT " 4= CAVITE ¾ ONDE"
1340 PRINT " 5= CAVITE 5/4 ONDE"
1360 PRINT " 6= CAVITE 7/4 ONDE"
1380 INPUT " CHOIX :";A
1300 CLS
1400 IF A>6 GOTO 1220
1410 IF A>2 GOTO 1620
1420 IF A=2 GOTO 1450
1430 PRINT "STRIPLINE ¼ ONDE "
1440 GOTO 1460
1450 PRINT "STRIPLINE ½ ONDE "
1460 INPUT "IMPEDANCE DE LA LIGNE"; Z
1480 INPUT "FREQUENCE DE TRAVAIL"; F
1490 IF A=2 GOTO 1510
1500 GOTO 1520
1510 LET F=F/2
1530 INPUT "LONGUEUR DE LA LIGNE EN cm ";L
1550 LET LO=30000/F
1560 LET C=( 1/ (2xPILxFx1000000xZ)) x (1/TAN((2xPILxL) /LO))
1570 LET C2=Cx1E+12
1580 LET C1=(INT(C2x100)) / 100
1590 PRINT " CAPACITE INTER ELECTRODE pF ="; C1
1600 PRINT =====
1610 GOTO 1420
1620 IF A=4 GOTO 1670
1630 IF A=5 GOTO 1690
1640 IF A=6 GOTO 1710
1650 PRINT " CALCUL CAVITE ¼ ONDE "
1660 GOTO 1720
1670 PRINT " CALCUL CAVITE ¾ ONDE "
1680 GOTO 1720
1690 PRINT " CALCUL CAVITE 5/4 ONDE "
1700 GOTO 1720
1710 PRINT " CALCUL CAVITE 7/4 ONDE "
1720 INPUT " IMPEDANCE CAVITE ="; Z1
1740 INPUT " FREQUENCE DE TRAVAIL ="; F1
1760 INPUT " CAPACITE INTERELECTRODES pF ="; C5
1770 LET C6=C5x1E-12
1780 IF A=4 GOTO 1840
1790 IF A=5 GOTO 1870
1800 IF A=6 GOTO 1900
1810 LET F2=F1x1000000
1820 LET F3=F1
1830 GOTO 1920
1840 LET F2=( F1/3)x1000000
1850 LET F3=F1/3
1960 GOTO 1920
1870 LET F2=(F1/5)x1000000
1880 LET F3=F1/5
1890 GOTO 1920
1900 LET F2=(F1/7)x1000000
1910 LET F3=F1/7
1920 LET LE=(3x100000)/F3
1930 DEG
1940 LET LC=((LE/360)x(90-ATN(2xPILxC6xZ1xF2)))
1950 LET LC1= INT(LCx10) / 10
1970 PRINT " LONGUEUR DE LA CAVITE EN mm = "; LC1
1980 PRINT =====
1990 GOTO 1620

```

NOTA : TOUTES LES LIGNES
MANQUANTES PEUVENT ÊTRE
INCREMENTÉES PAR LA COMMANDE
PRINT

EXEMPLES
Strip ¼ 70ohms/144MHz/25cm=16.81pF
Strip ½ 70ohms/432MHz/18cm= 9.93pF
Cavité ¼ 60ohms/1296MHz/2pF=29.3mm
Cavité ¾ 60ohms/2304MHz/2pF=65.0mm
Cavité 5/4 60ohms/5760MHz/2pF=35.4mm
Cavité 7/4 30ohms/1296MHz/15pF=280mm

MS CW Visuel

Par F1JRD et F4ARU

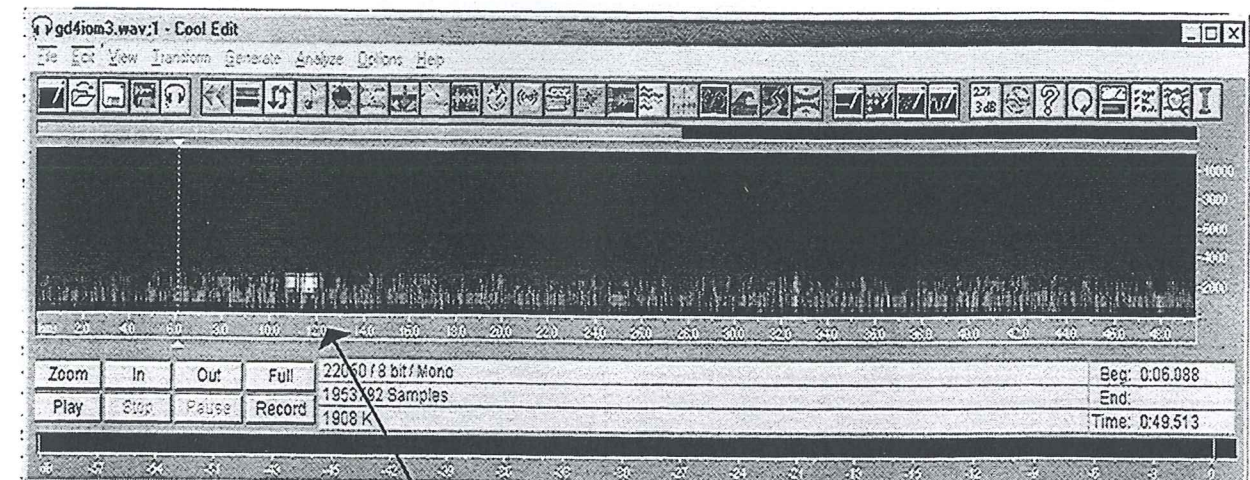
D'après une idée de EB4GIA

Ne sachant pas prendre la cw auditivement, le trafic en MSCW était impossible pour nous. Après un peu de recherche, la solution s'est faite dans un décodage visuel de la cw. La majorité des shacks étant équipée d'ordinateur, notre choix s'est donc porté sur cooledit 96 qui est un programme de son.

Présentation de Cool Edit

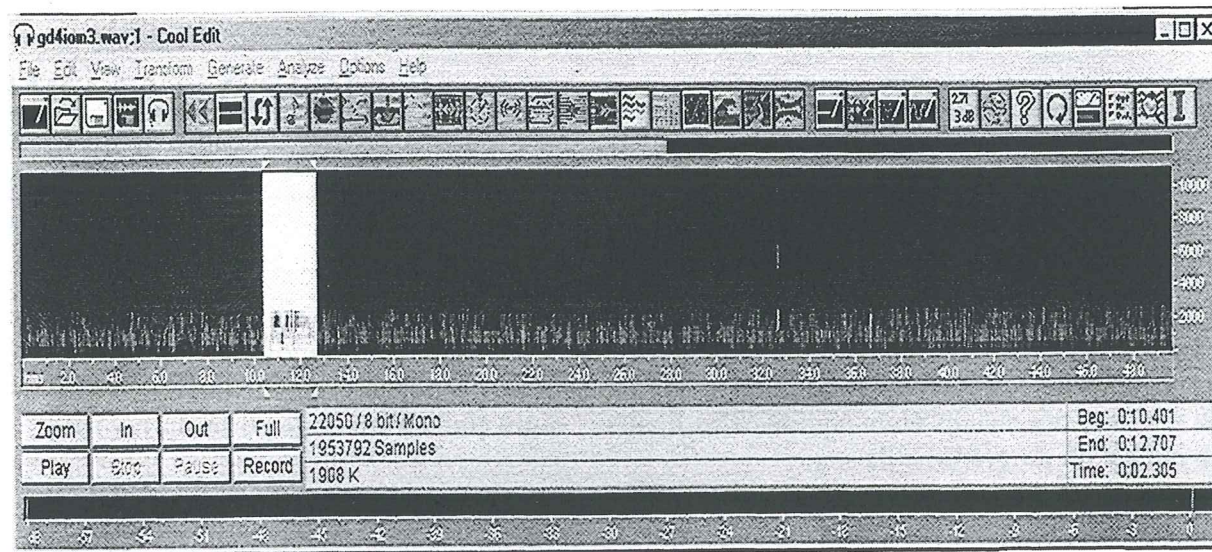
Cool Edit est un programme de traitement du son développé par Syntrillium Software. Il assure la visualisation spectrale du signal reçu en fonction du temps, ce qui nous permettra de 'lire' les bursts. Pour une explication beaucoup plus simple nous allons utiliser des images. Nous allons vous présenter une réception d'un signal MSCW.

Enregistrement avec cool edit d'un qso MSCW

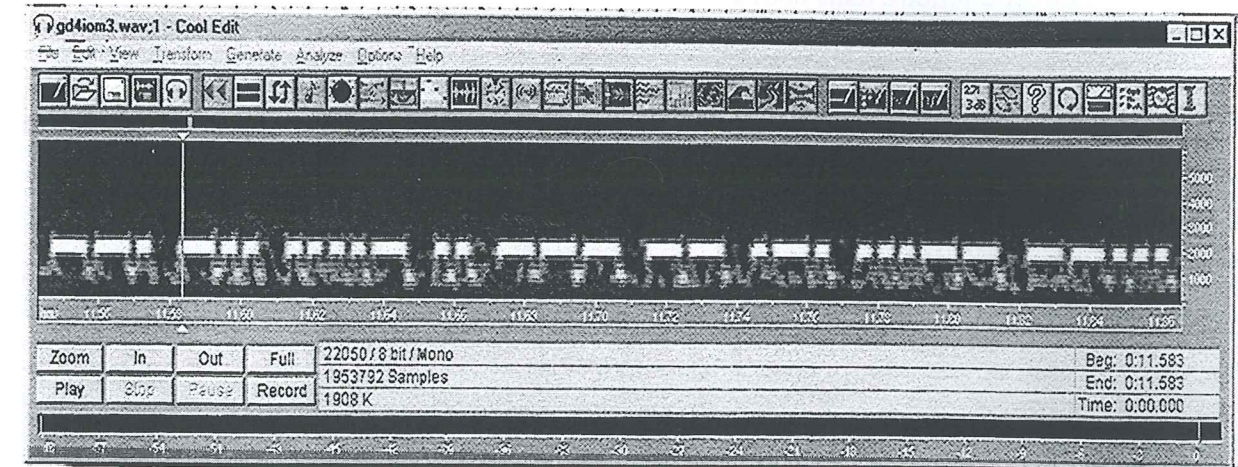


Burst entendu

Après avoir entendu le burst, stopper l'enregistrement. Le burst apparaîtra sous la forme d'une tache jaune, Prendre le curseur et zoomer sur cette tache.

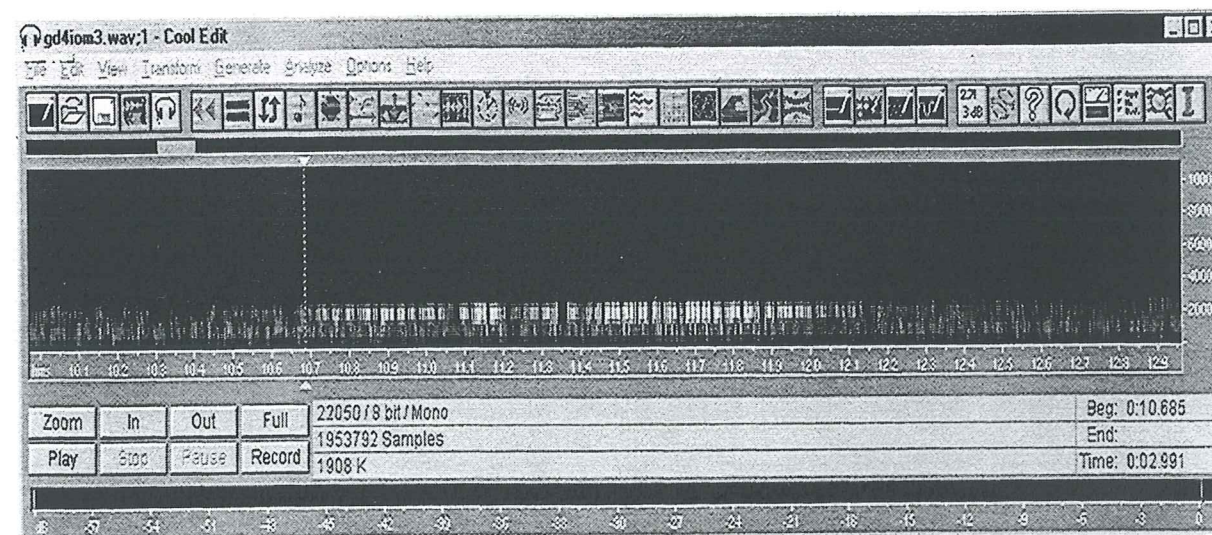


Résultat après le zoom :

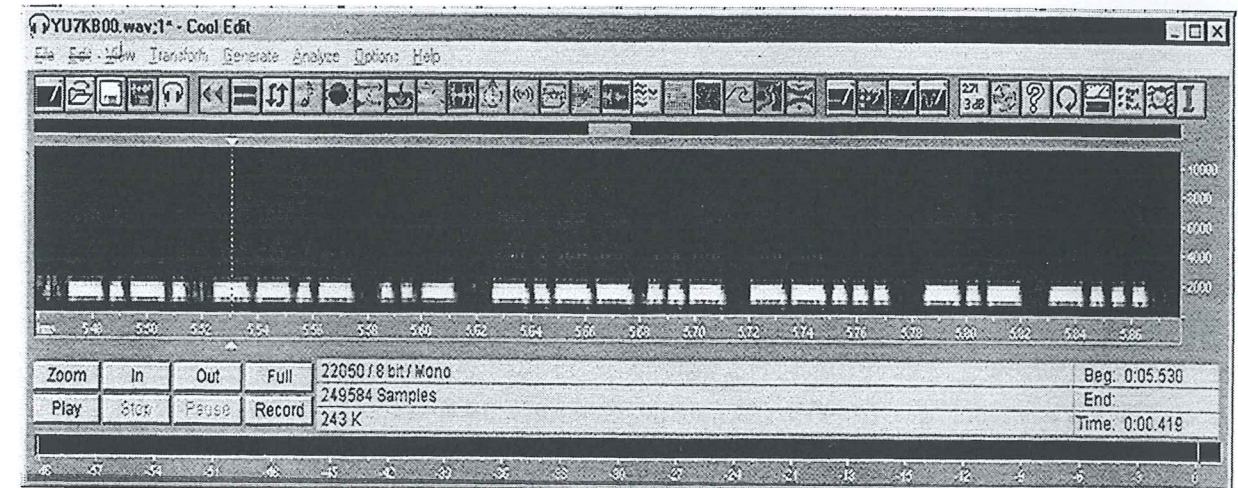


Nous pouvons maintenant 'lire' le burst : GD4IOM R37, pour avoir la suite, il suffit de faire glisser la barre des temps grâce à la souris.

Pour obtenir le résultat, le burst n'étant pas encore lisible, nous effectuerons un autre zoom.



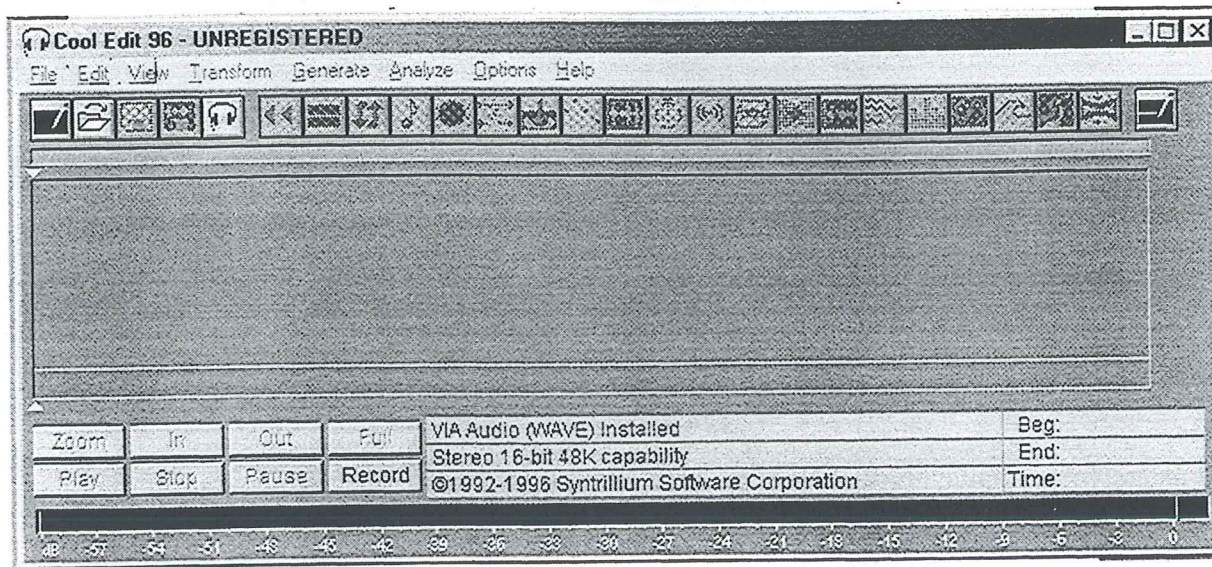
Un autre exemple :



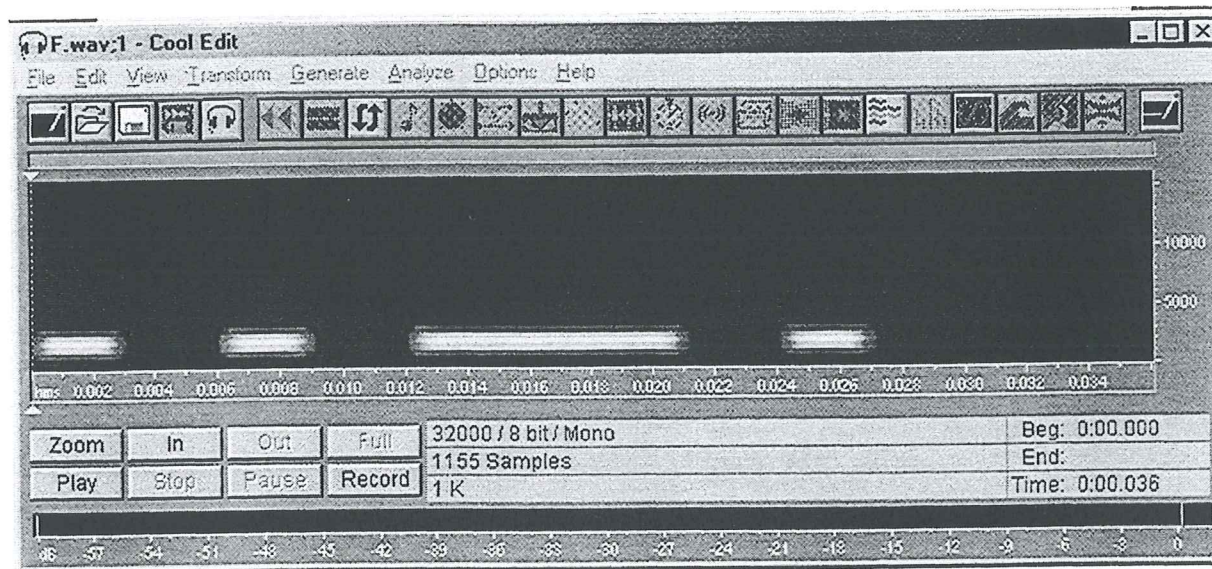
On peut lire ici : « CQ U YU7KB »

Utilisation de cool edit pour l'émission MSCW :

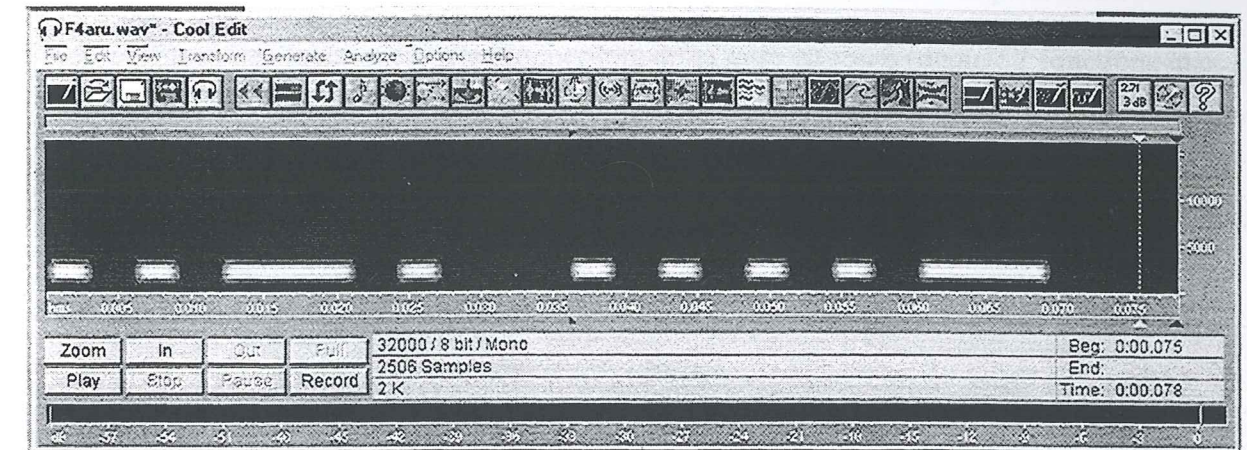
Ouvrir une nouvelle fenêtre dans cool edit.



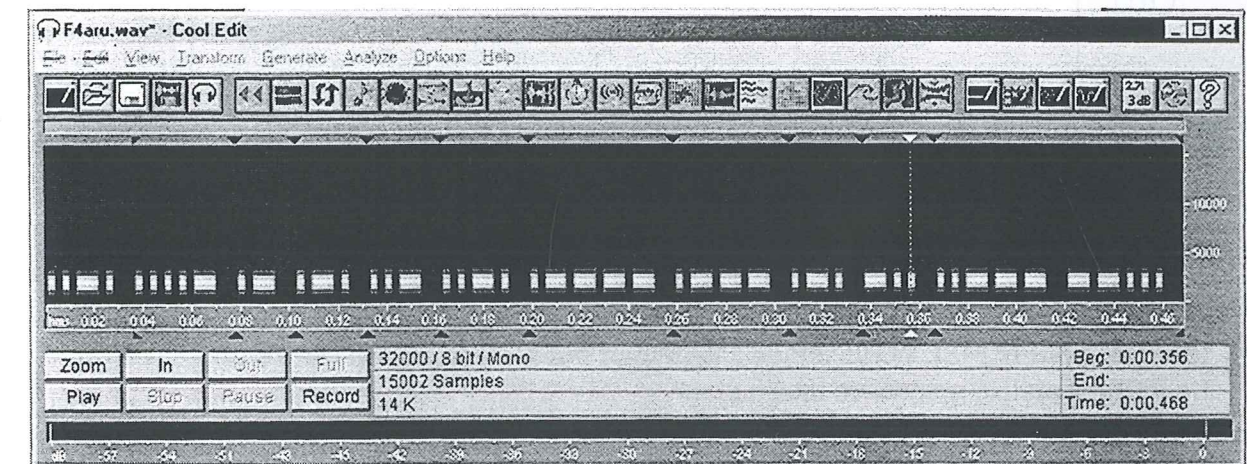
Ouvrir dans les fichiers son la première lettre du message à transmettre, dans notre cas F.



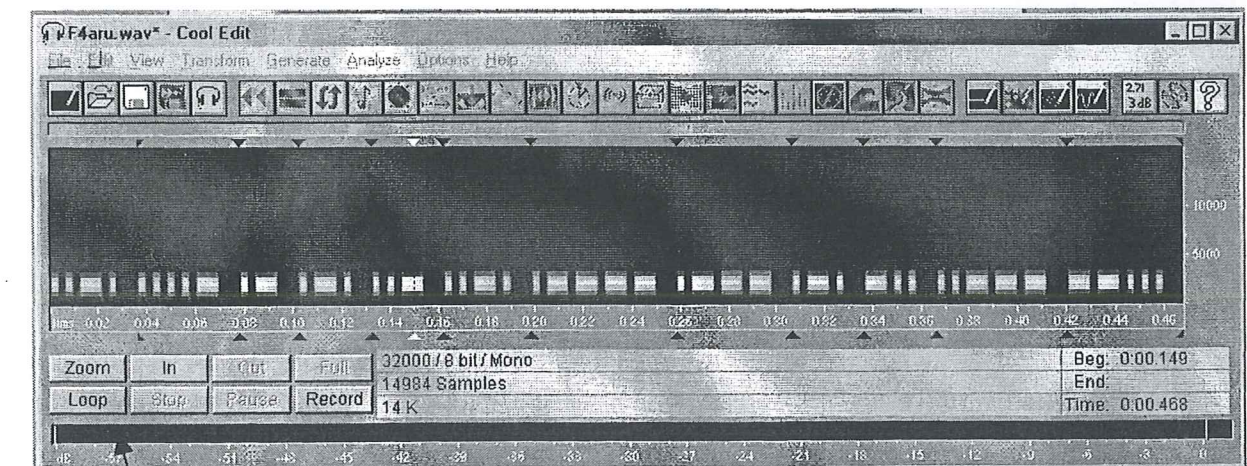
Avec la commande File, Open append, Ouvrir les lettres suivantes. Qui se rajoute automatiquement à la suite de la lettre précédente, ici un 4.



On obtient à la fin le message complet :
ici F4ARU F1JRD 27

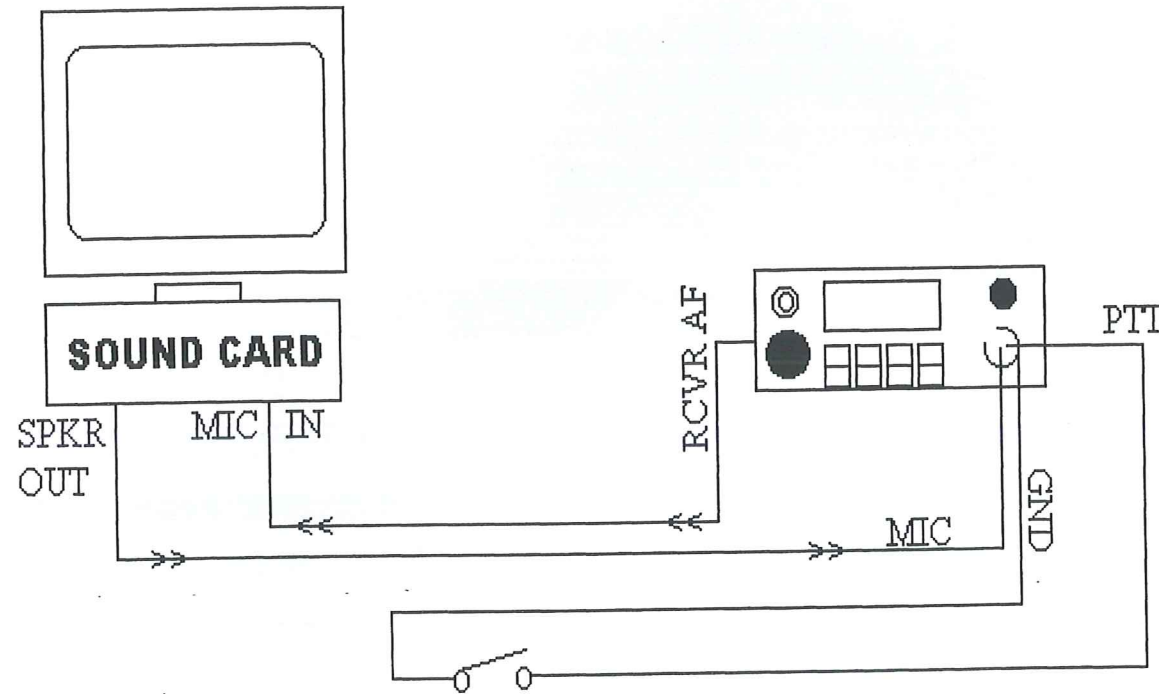


Il ne reste plus qu'à transmettre ce message en boucle pendant votre période d'émission; pour cela, sélectionner option, loop mode.

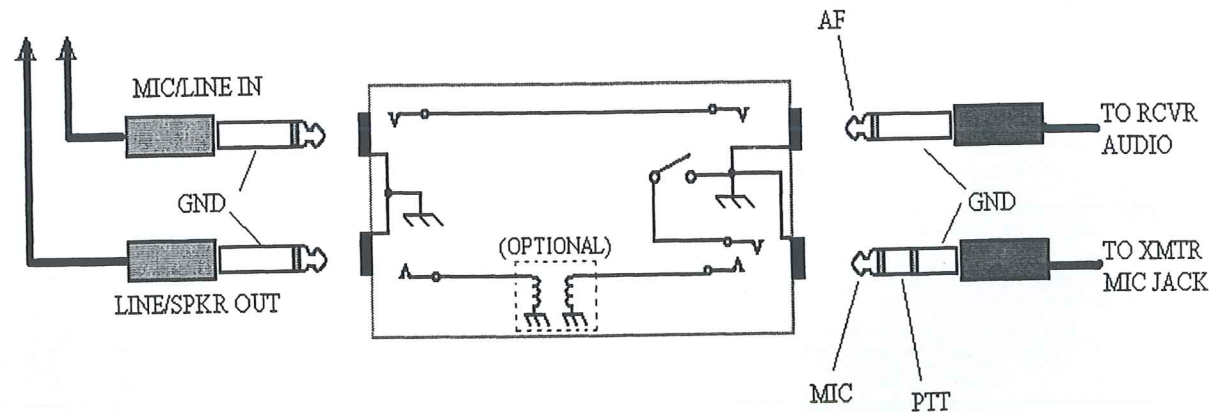


LOOP mode

Connexions entre le PC et le TRX



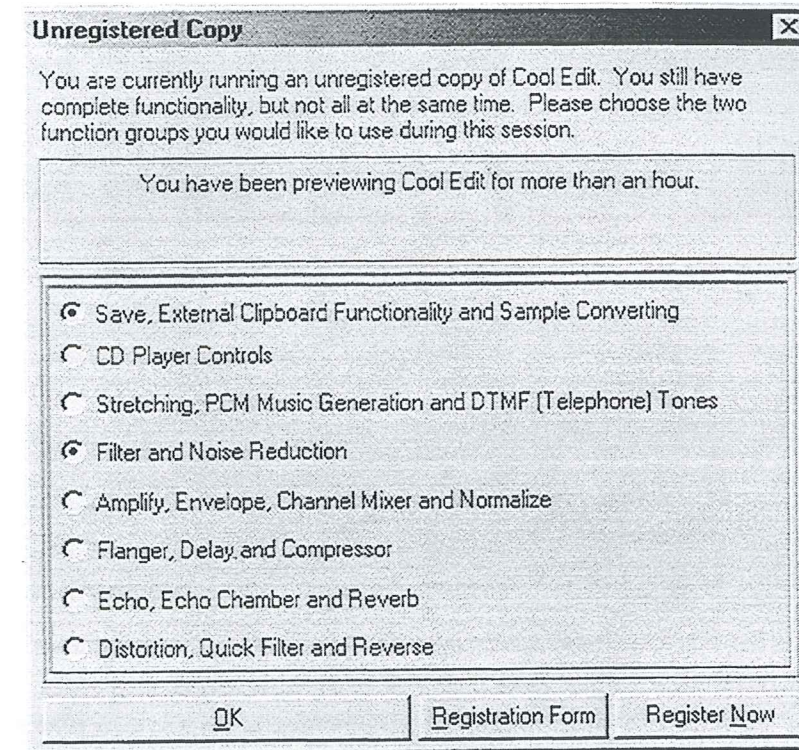
Interface pour le MSCW (identique à la plupart des soft utilisant la carte son).
Le PTT est réalisé grâce à un interrupteur.



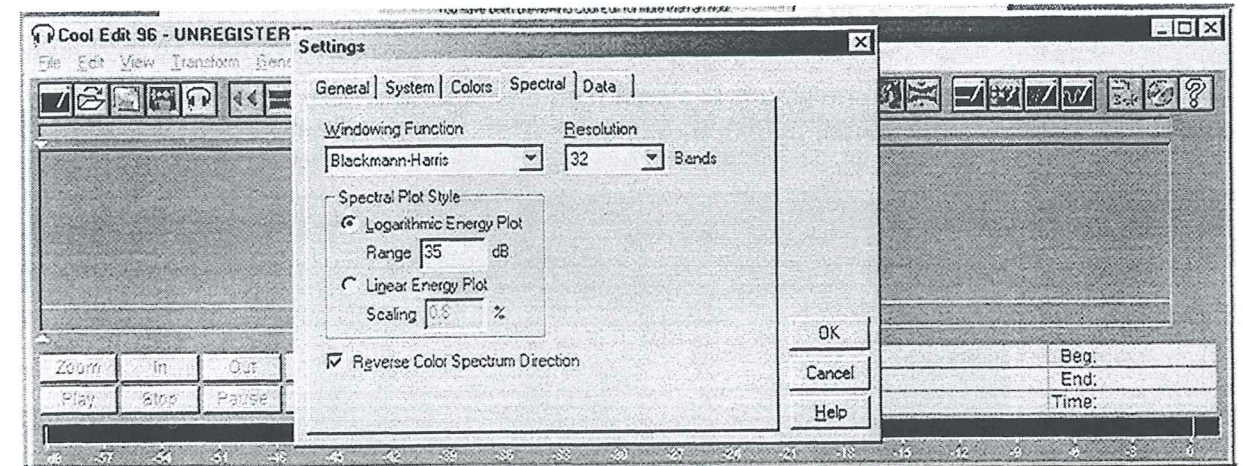
Configuration de cool edit pour l'utilisation en MSCW

Nous utilisons Cool Edit 96, en version Démo, qui est largement suffisante pour notre application.

Voici le tableau des fonctions à sélectionner lors de sa mise en route (démó : 2 fonctions max en même temps).



Puis il faut configurer le logiciel : Option, Settings, spectral.



Windowing function : Blackmann-harris

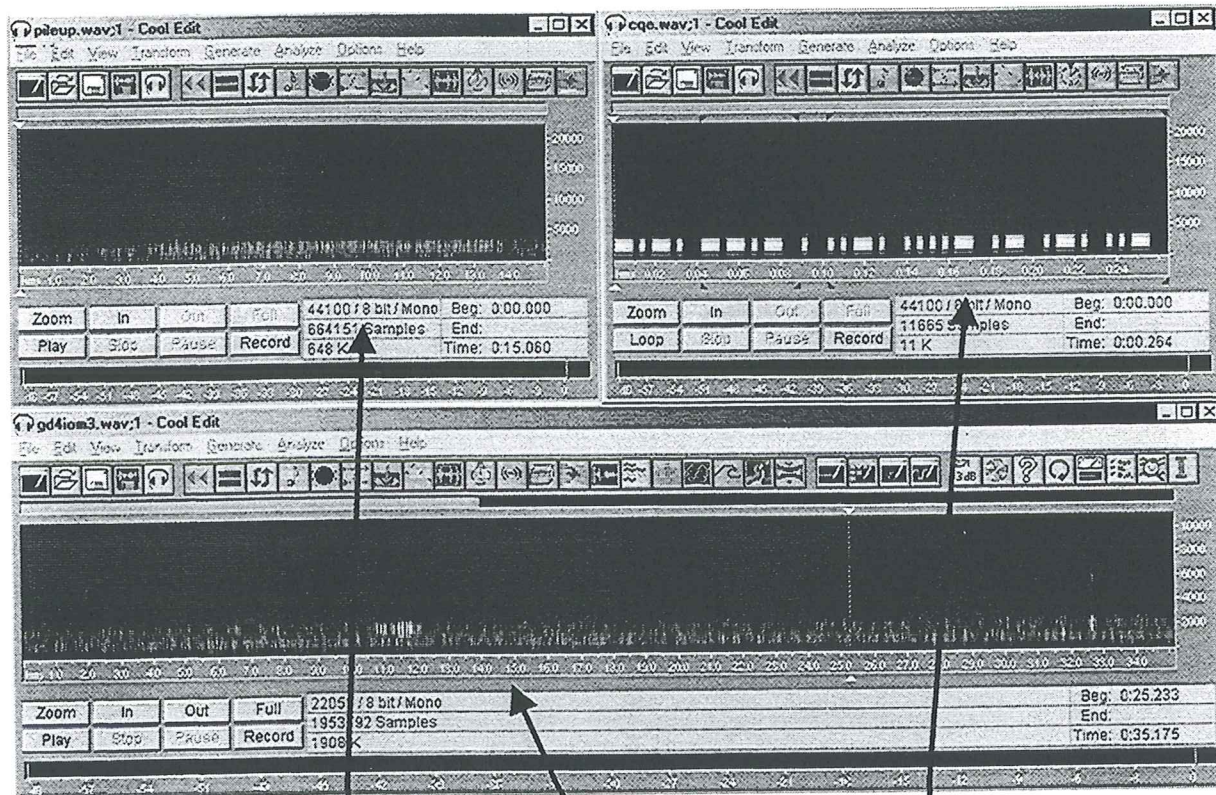
Spectral plot style: Logarithmic 40dB (selon votre niveau sur la carte son, ajuster votre valeur)

Résolution: 32 bands (peut être changer pour une meilleur lisibilité).

Dans le Menu VIEW, sélectionner spectral view.

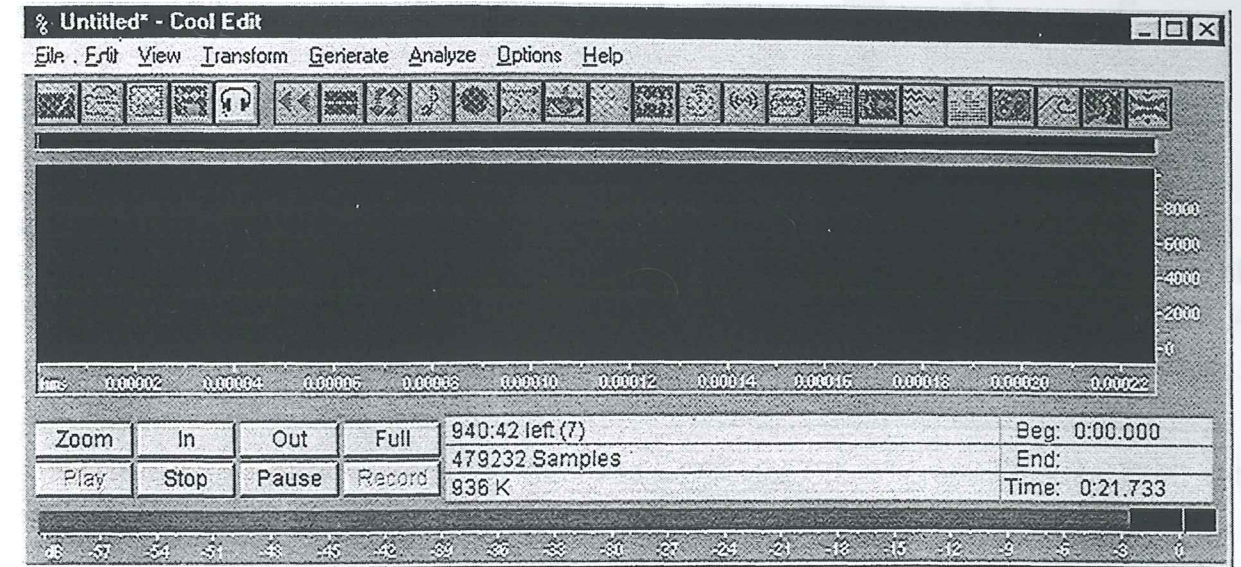
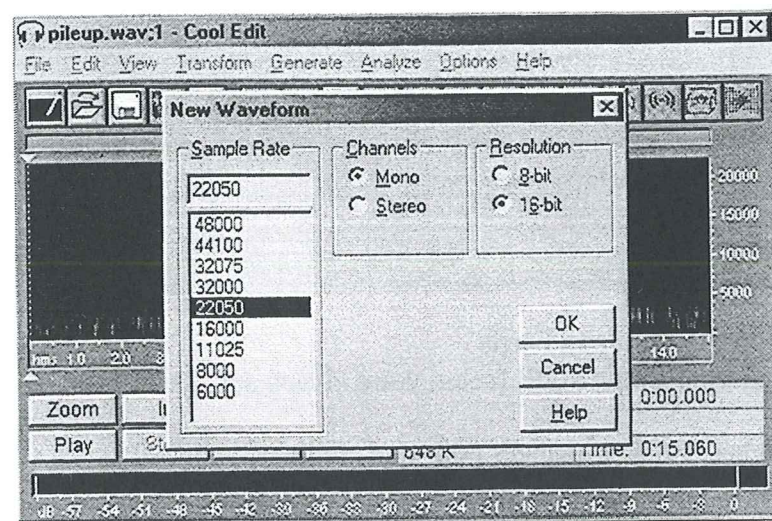
Utilisation en QSO du logiciel :

Ouvrir 3 fenêtres avec la commande File new instance.
2 fenêtres pour la réception, une pour l'émission.



Fenêtre RX 1 Fenêtre RX 2 Fenêtre TX

Les 2 fenêtres RX servent à enregistrer le signal reçu du TRX, pour cela, appuyer sur record de l'une des deux et sélectionner 22050, mono, 8 bit.



Pendant l'enregistrement une barre rouge apparaît en bas indiquant le niveau BF du TRX; ajuster le niveau soit par la carte son soit par le TRX de manière à avoir un niveau fluctuant autour de -3dB sur une réception sans signal. Attention : ne pas mettre le noise blanker car sinon le burst peut être atténué ou déformé.

Quand un burst est reçu sur la fenêtre enregistrement, appuyer sur le bouton stop et sélectionner l'enregistrement sur l'autre fenêtre.

Il ne reste plus qu'à zoomer pour lire le burst reçu .

Pour effacer, faire file new .

Pour émettre sélectionner la fenêtre TX, composer votre message, puis appuyer sur Loop, et mettre l'émetteur en mode TX, faire attention à ne pas saturer l'émetteur; pour cela régler la sortie de la carte son en augmentant progressivement la puissance. Attention : la lecture sur le Wattmètre doit être à peu près 1/3 de la puissance max. (sauf si vous avez un wattmètre crête).

ATTENTION : étant en AFSK il faut se décaler de 2KHz en négatif pour se remettre sur la fréq au battement nul (144.100 ->144.098) (en TX et en RX).

A ce jour nous avons réalisé plus de 150 qso en MSCW grâce à ce procédé.
Et 45 qso pour le contest MSCW du BCC sous le call TM1E en 2001.

Adresses utiles :

www.threechords.com/hammerhead/cool_edit_96.shtml pour récupérer cool edit. 2.3MB
www.qsl.net/K0SM pour récupérer les fichiers pour le TX

bibliographie :

Code Morse ARRL 30.27
MSCW par EB4GIA
MSCW par K0SM

Why Fight For That Last Few Tenths of a dB in LNA Noise Figure?..... by Dick, K2RIW

Editor's note: Dick posted this interesting discussion document on the Internet some weeks ago. We thought it so thought provoking that we just had to publish it in the Newsletter. While it is aimed primarily at the EME operator, there is much for all of us to consider. Our grateful thanks go to Dick for permission to use his document.

Introduction

Some of this information came from the "Do You Need a LNA Line Driver" presentation by K1FO at the 3/17/01 NEWS (North East Weak Signal) Meeting at Enfield, CT, USA. In many amplifying devices, there is a considerable difference between tuning for the best gain, and the best Noise Figure (NF). Under certain conditions it is possible to tune a particular amplifier for best gain and realize a NF of 0.9dB. That same amplifier may deliver 0.3 dB NF, with slightly less gain (maybe 0.5 dB less), when tuned for best NF. At first you might say, gee, a 0.6dB NF improvement! Is that small improvement worth fighting for? The answer is YES, YES! In the paragraphs that follow I'll attempt to show you:

- (1) Why it is worth fighting for.
- (2) Why it is hard to detect the improvement with typical laboratory equipment.
- (3) What else in the system must be working right to get the full benefit.
- (4) The Antenna Impedance problem.
- (5) You'd better have the correct Gain Distribution.

(1) Why is it Worth Fighting For -- You're about to have a demonstration that dBs of NF are not linear, when dealing with a cryogenic communication system and a small NF improvement can make a big difference in the Signal to Noise Ratio (SNR). A communication system becomes cryogenic when you aim the antenna into cold space.

Two EME System Examples -- Assume I have an excellent EME antenna that is presently aimed at a high elevation angle and it is aimed at a cold direction in the Universe, where the true Celestial Background is 2.73 degrees Kelvin (the residual of the Big Bang, by Penzias and Wilson, Nobel Laureates, 1968). Under those conditions, that excellent EME antenna might have a total Antenna Noise Temperature (T_a) of 30 degrees Kelvin (they [the experts] call it 30 Kelvins).

System (A) -- If your Low Noise Amplifier (LNA) had a NF of 0.9dB, that equals an electronic Noise Temperature (NT) of 66.78 Kelvins. The formula for NT is:

$$NT = [A \log(NF/10) - 1] * 290.$$

Your total possible system NT (T_s) is now the sum of the T_a and the NT.
 $T_s = T_a + NT$. $T_s = 30 + 66.78 = 96.78$ Kelvins.

System (B) -- If I were using that LNA when it is tuned at a NF of 0.3dB, the LNA's NT would equal 20.74 Kelvins. Now the $T_s = 30 + 20.74 = 50.74$ Kelvins. The only thing that is always linear about a cryogenic communication system is that the total Noise Power is proportional to the T_s in Kelvins. You have to almost ignore the dBs.

When I compare a system with a T_s of 96.78K (the A system) to a system with a T_s of

50.74K (the B system), that ratio is 2.80 dB. In other words, that EME signal will be 2.80dB further out of the noise when I use the LNA with the better tuning (I'm ignoring Moon Noise). That 2.80dB of difference can easily make the difference between a QSO and a missed QSO, when I'm listening to a weak EME signal.

A Better EME Antenna -- If I were able to make further improvements to that EME antenna so that the Antenna Temperature (T_a) was 20 Kelvins (and that is possible), then that ratio would be 86.78 Kelvins versus 40.74 Kelvins, or 3.28dB of system improvement in Signal to Noise Ratio (SNR). All of this is from a 0.6dB NF improvement (0.9dB to 0. dB NF) in the LNA! A ~ 3 dB SNR improvement for a 0.6dB NF change, that's a beautiful (apparent) non-linearity but it really isn't non-linear ... it just looks that way (in dBs).

(2) Why is it Hard to Detect With Typical Lab Equipment -- When I make measurements with room temperature laboratory equipment, everything (the pads, signal generators, FM Receiver, etc.) is at approximately 290 kelvins. In that 290K environment, a change in the LNA's NF from 0. dB to 0.3dB, can create a change in SNR of 0.6dB (at best). Here the dB's are linear. Unless you are using some good laboratory equipment (such as a SINAD Meter or a good Automatic NF Meter), you will probably not detect that 0.6dB SNR improvement. Your ear probably doesn't have enough discrimination to allow you to hear it, when you hit that "Sweet Spot" in NF tuning. As section (3), (4), and (5) will show, you will not be able to realise the benefit of that 0.6dB of NF improvement, unless the rest of the RCVR has a NF of nearly 1.0dB or so, has the proper antenna impedance and the proper gain distribution.

(3) What Else in the System Must Be Working Properly to Get the Full benefit -- If I were using a RCVR that was Gain Starved or had a second stage NF of 15dB, then the tuning of the LNA takes on an entirely different characteristic.

High Transceiver NF -- Many of the currently used Base Station 2m and 70cm Transceivers have a bare foot NF of 12 to 15dB. This occurs because Japan favours dynamic range over RCVR sensitivity. Those Transceivers are front end Gain Starved. If you lived in a dense community where there was a Ham Radio Operator living on each street, you might agree with this approach.

Add an LNA -- Therefore, almost every American SSB operator must add a ~ 20 dB gain LNA in front of his Transceiver, if he desires full sensitivity of his communication system. If he doesn't add that LNA, all his SSB friends will eventually call him an Alligator (he is all mouth), instead of a Rabbit (a guy that is all ears). During a terrestrial contest, everybody can hear that Alligator call CQ, and they answer him, but because of his poor hearing aid (RCVR), he only hears the locals and only responds to them. The rest of the contest operators become frustrated, and learn to ignore him. Unless some local explains this to the "Alligator," he will conclude that there wasn't much activity during the contest.

It is well known that the total system's cascaded NF (NFs) is equal to:

$NFs = NF1 + (NF2-1)/G1 + (NF3-1)/(G1*G2) + \dots$, where:

NF1 = NF of the first stage (as a real, anti-LOGed number).

NF2 = NF of the second stage (as a real number), etc.

G1 = Gain of the first stage (as a real number).

G2 = Gain of the second stage (as a real number), etc.

Sometimes Best Gain = Best NF -- If I were tuning a communication system's LNA, while it is connected to that bare foot Transceiver, I would find that the best system NF would be

approximately the LNA tuning with the maximum gain. Here is an example:

If you experiment with just the first two terms of that Cascaded NFs formula, and use 15dB for NF2, 0.3dB for NF1 and a gain of 10dB for G1, you will find that the System Noise Figure (NFs) [in dBs] is equal to 6.16dB. If, now, I use 0.9dB for NF1 and 10.5dB for G1, I realise a NFs of 5.98dB.

Notice, that I worsened the LNA's NF by 0.6dB, while improving the gain by only 0.5dB, yet the system NF IMPROVED by 0.18 dB. What this example demonstrates is that when your RCVR system is gain starved, and has a high second stage NF, then the LNA's gain is much more important than it's NF. Even if I were using perfect laboratory instrumentation (such as a perfect NF Meter) while tuning that LNA in that environment, I would end up tuning it for near maximum gain, not best NF.

The conclusion is that to get the maximum benefit of a Super Low Noise LNA, you have to put it into the right environment while tuning it, and using it. Otherwise, you may be "casting pearls upon swine" ... you could be wasting your time and your money.

(4) The Antenna Impedance Problem -- It is well known that when you are tuning an LNA for the best NF, you are primarily adjusting the impedance that the front end of the LNA is looking into. It would be quite wasteful to carefully adjust an LNA stage while it is connected to perfect 50 ohm resistive laboratory equipment, and then connect it to an antenna with a VSWR of 1.41:1. That 1.41:1 antenna could be an impedance that consists of a capacitive (or inductive) reactance of 17.4 ohms in series with a resistance of 50 ohms, or it could be a pure resistance of 70.7 ohms, or 35.4 ohms. In any of these cases, that 1.41 VSWR antenna would drastically change the LNA's NF. Some of those possible impedances would cause more of a NF detriment than others, depending on the particular LNA design.

That uncorrected 1.41:1 VSWR antenna could easily raise your LNA's NF from 0.3dB to 0.9dB and hurt your EME RCVR sensitivity by ~ 3 dB. However, on transmit, the 1.41:1 would only cost you 0.127dB of transmission loss.

Your choices for correction are either to perfectly impedance match the EME antenna (with a double stub tuner, for instance) to make it look like a 50 ohm resistive load to the LNA, or do the NF tuning of the LNA while it is connected to the antenna -- such as by injecting the NF Meter's Noise Source through a 2 dB Directional Coupler (DC) that is always left in the antenna line.

The DC Line Perturbation -- If, after the NF tuning of the LNA, you made the mistake of removing the Directional Coupler, you would be changing the transmission line length, and that would rotate the antenna impedance to a different place on the Smith Chart. This would disturb the LNA's NF tuning.

Another solution is to add a carefully chosen length of line to the DC's straight through path, so that the DC plus the extra line is an exact multiple of a half wavelength (electronically). Now you could remove that DC plus extra line, and not effect the antenna's impedance.

(5) You'd Better Have the Correct Gain Distribution -- To realise the system's best possible sensitivity requires that you have enough front end gain and a low enough second stage NF but this requires a compromise of system NF versus Dynamic range. You usually can't have both all at once.

The best possible system NF usually requires a lot of front end gain (sometimes 20 to 30 dB). But, a system with that much front end gain will saturate 20 or 30 dB sooner from strong local signals -- that's the problem that the Japanese equipment manufacturer's discovered.

Noise Power Saturation -- Also, bear in mind that even if you live in the "Out Back," and saturation from local operators isn't a problem, there can be another subtle detriment from the use of super high front end gains -- Noise Power Saturation. It is possible that the later stages of your RCVR are being subjected to so much Noise Power, from all the front end gain, that they are beginning to saturate on the instantaneous noise peaks. Even if that saturation is only a fraction of a dB, it can

lower the SNR of a weak signal.

It is well known that a limiting stage will suppress a weak signal that's surrounded by noise with, what is called, "Signal-Cross-Noise Terms." In other words, it is possible for a super high gain system to suppress that weak EME signal you're trying to hear, in the later stages of your own RCVR. This phenomenon is quite subtle, and not easy to detect. But, if the gain in your system is shoving the S Meter above S7 from the basic Noise Power, than be wary, it could be happening to you. The only quantitative test procedure I know of to detect this condition is the "Notched Noise Power Fill-In Test," also called the Noise Power Ratio (NPR) Test.

IF Filter BW -- It is also possible that your system is going into and out of Noise Power Saturation, as you change the bandwidth of the IF filter. At first, you would think that the broader IF filter selection would aggravate the problem. However, it is possible that the more narrow filter selection allows less noise power into the final detection stage, and this in turn causes a smaller AGC voltage, which increases the RCVR's gain, and causes Noise Power Saturation in an earlier stage.

Sun Noise Problems -- As your EME system becomes more refined, and you experience a larger number of dBs of Sun Noise measurements, it is possible that with the added Sun Noise power, your RCVR system could be experiencing Noise Power Saturation. That would give you a pessimistic Sun Noise measurement. One simple method of detecting this problem would be to put a 6dB pad in various places (after the LNA), and repeat the Sun Noise measurement. If you get a better reading, you may have the problem.

The best system for high dynamic range is one that has a gain distribution that's just enough, at each stage, to override the NF of the next stage. The best system NF requires considerably more front end gain than that. Soon we will all pay more attention to the Noise Power Saturation characteristics of our tunable IF RCVRs. Then we will simultaneously have the best system NF and high dynamic range.

I hope this information is helpful. Please feel free to correct the mistakes.
73 es Good VHF/UHF/SHF/EHF/Laser DX, Dick, K2RIW. World Grid: FN30HT84DC27.

Here's the question posted to the Microwave Reflector that started the discussion:

Date: Tue, 20 Mar 2001 19:16:39 -0600
From: John Harrington <Johnh@ih2000.net>

Subject: [Microwave] Noise figure vs gain?

I have a question and not enough test equipment to answer it. I have read, many times, that best noise figure and most gain from a tuned amplifier do not necessarily coincide- you may be able to bias a circuit one way or the other by tuning. I do not presently own a noise figure meter, but have a 141-T spectrum analyser, 432 power meter and several signal generators covering frequencies I am interested in, above 1000MHz. For several years, I have been peaking tuned circuits using the 141-T or 432 for rough tuning, then switching to an FM detector and doing the final tuning by ear, with a very weak signal, and tuning for maximum quieting on the FM receiver.

My reasoning is that the ability to recover a weak signal from noise is much more important than raw gain, therefore maximum quieting should represent best noise figure. Is this correct?

The trouble is, I can detect little or no difference between tuning for maximum signal strength and maximum FM quieting, and thus question my assumption. I don't see the big difference in tuning that I would expect. I have tried this dozens of times on conventional L-C circuits, stripline, cavities, and interdigital filters- can't see much difference. Or is it that the gain vs noise figure difference is a very small effect- a fraction of a dB?

Please enlighten me, gentlepersons.

Best regards, John W5EME

LA TELEVISION AMATEUR EN NUMERIQUE (ATVNum) : POURQUOI PAS ET (EVENTUELLEMENT) COMMENT ?

par Jacques GRUSON F6AJW f6ajw@wanadoo.fr

PREAMBULE :

L'auteur de cette communication n'a pas la prétention de proposer des solutions toutes faites, directement applicables, mais cherchera plutôt à déterminer les motivations qui nous pousseraient à tenter la difficile expérience de l' ATVNum. Un retour sur les modulations utilisées sur les différents supports actuels et un parallèle avec nos possibilités d'applications seront proposés. Quelques pistes d'expérimentations pour l'avenir seront suggérées mais la réussite dans ce domaine reposera sur une réelle mobilisation des forces vives. Le cas échéant, certains sujets pourront être approfondis dans l'avenir si d'aucuns y voient la nécessité.

QUELLES POURRAIENT ETRE NOS MOTIVATIONS POUR ABORDER LE NUMERIQUE ?

- **Etre au goût du jour ?** Cela semble à priori insuffisant comme motivation car l'ATV analogique actuelle fonctionne très correctement et tire en partie profit du matériel tombé en désuétude de diffusion satellite analogique au moins pour les bandes supérieures à 1.2 GHz (modulation FM).

- **La production vidéo d'amateur en numérique** devient possible à partir de caméscopes du commerce qui se généralisent et dont les plus perfectionnés permettent de réenregistrer sur un support numérique des programmes même d'origine analogique après traitement ad-hoc (compression, montage, titrage, trucage puis report sur CD Vidéo, voir DVD.... etc) via un PC. La disponibilité de PC de plus en plus rapides équipés de disques durs de grande capacité (40 à 80 GigaOctets), ainsi que de cartes spécialisées avec des interfaces spécifiques (IEEE 1394 ou analogique en entrées / sorties) et des logiciels conviviaux désormais accessibles au grand public, a fait pour beaucoup. Il est possible de convertir ses signaux aux formats MPEG 1 ou 2 (voir plus loin) mais en temps différé ; toutefois le codage direct en MPEG est presque à notre portée (de bourse...). L'amateur se sent maintenant frustré de devoir encore convertir ses signaux en analogique pour les diffuser et recevoir ceux de ses correspondants, au détriment d'une perte de qualité.

- **Des décodeurs numériques** se généralisent dans nos foyers pour la réception des bouquets commerciaux et la tentation est grande pour l'amateur trop (?) curieux de vouloir les réutiliser à d'autres fins. Méfiance toutefois car sauf exception, ce sont des équipements propriétaires « fermés » qu'il sera difficile d'adapter contrairement à ce qui s'est passé pour le matériel utilisé en analogique... On trouve ce type de décodeurs (également dénommés Set Top Box, voire IRD : Integrated Receiver Decoder) principalement pour le Satellite (produits propriétaires des opérateurs ou du marché libre), le Câble (propriétaires quasiment exclusivement), voire pour l'hertzien numérique pour le moment uniquement disponibles à l'étranger mais pour la France, il faudra attendre encore au moins jusqu'en fin 2002 (mais on pourrait envisager de s'approvisionner en Grande Bretagne où ces décodeurs sont « presque » gratuits ; voir à ce titre ce que prévoient nos collègues britanniques....). On voit également fleurir dans nos foyers **des lecteurs DVD** fonctionnant en MPEG2 mais qui n'ont pour interface d'entrée que le disque DVD ; dans un avenir proche, tout un chacun sera en mesure de graver ses propres DVD et de les relire à partir d'un lecteur de salon relativement

économique, mais malheureusement en sortie analogique, sauf pour les sons, pour éviter d'éventuelles duplications (droits d'auteurs obligent...).

LES AMATEURS ONT-ILS REELLEMENT BESOIN DE LA TECHNIQUE NUMERIQUE A L'EMISSION ?

- A part la frustration éventuelle déjà citée plus haut de devoir reconvertir en analogique une production numérique, nous n'avons pas les mêmes besoins qu'un opérateur de bouquet commercial de diffuser de façon plus économique ses programmes : 8, voire 10 programmes dans un répéteur satellite ou un canal du Câble au lieu d'un seul en analogique. Néanmoins **les caractéristiques du numérique pour les TV amateurs sont également séduisantes** : qualité constante pour une puissance assez faible avant décrochage brutal caractérisé par des pixelisations et gels d'image, des clics dans le son avant coupure sont des particularités du numérique.

- Nous souhaitons **diffuser un seul programme** vidéo et un son, voire une stéréo et éventuellement des données d'accompagnement mais ceci **de la façon la plus efficace possible** (signal robuste, portée la plus grande possible) avec un bon compromis entre qualité et performances.

- **Des transmissions ATV simultanées** dans nos bandes de fréquences (basses en particulier) d'images issues de plusieurs amateurs seraient souhaitables comme par ailleurs, en FM ou BLU, plusieurs QSO cohabitent dans nos bandes de fréquences sans (trop) se brouiller. On pourrait donc souhaiter **des émissions numériques utilisant un spectre étroit** : bon compromis entre un débit numérique (en Mégabits par seconde) suffisant pour diffuser nos applications et un faible encombrement spectral (en MégaHertz).

RAPPELS SUR LES PRINCIPAUX SUPPORTS DE DIFFUSION NUMERIQUE ET LES MODULATIONS UTILISEES.

- **Sur satellites (ASTRA, HOT-BIRD ou autres)** : les diffusions ont débuté depuis 1996 pour les opérateurs commerciaux de bouquets numériques connus sur le marché français. La norme de diffusion utilisée est dite « **DVB-S** » de Digital Video Broadcasting-Satellite : il s'agit d'une modulation définie par le consortium européen DVB et normalisée par l'ETSI, relativement simple dite **QPSK** (transport de 2 bits par symbole), utilisant des canaux relativement larges (33 ou 36 MHz) pour des débits utiles usuels de l'ordre de 38 Mégabits par seconde pour le flux numérique (ou **TS** : Transport Stream), donc de l'ordre du bit par Hertz. Un code correcteur d'erreurs interne, dit de **VITERBI (FEC ou Forward Error Corrector de 3/4** utilisé en général soit 4 bits diffusés pour 3 bits utiles), est utilisé pour corriger les effets d'une réception DX d'un satellite géostationnaire situé à 36000 kilomètres mais **en visibilité directe obligatoire** à l'aide en général d'une petite antenne parabolique de 45 à 75 centimètres. On parle alors de signal reçu avec un rapport C/N ou porteuse à bruit de 6 à 10 dB environ pour les spécialistes... Par ailleurs, un code correcteur d'erreurs externe de **REED-SOLOMON** est également utilisé afin de corriger au mieux les erreurs en réception (erreurs inter-symboles : 0 pris pour un 1 ou inversement). On parle également d'un débit symboles de 27.5 MBauds dans les conditions ci-dessus qui définissent le **codage de canal**. Le codage utilisé pour la vidéo est dit MPEG2 (Motion Picture Expert Group) et MPEG1 layer 2 pour le son et ceci est utilisé **quelque soit le support de diffusion** ; on parle alors de **codage de source** des programmes. Remarque : les valeurs de débits et de bande passante sont surabondantes par rapport à nos besoins ou possibilités de certaines bandes utilisables (à part monter en fréquences : 5.7, 10 GHz et au-dessus). Il est possible d'utiliser en diffusion

satellite une variante de la norme dite **SCPC** (Single Channel Per Carrier) qui ne nécessite qu'une largeur de 8 à 9 MHz, par opposition au **MCPC** (Multiple Channel per Carrier) utilisant toute la largeur du canal satellite, et qui permet un débit utile de l'ordre de quelques Mbits/s suivant les paramètres de modulation. Ceci semblerait, de prime abord, bien adapté à nos besoins en ATV Num pour les bandes de fréquences > à 1.2 GHz mais à considérer avec méfiance toutefois car la modulation QPSK d'une porteuse est simple mais relativement fragile vis-à-vis des échos, rotations de phase qui caractérisent nos conditions de réception. **Néanmoins cette modulation QPSK serait utilisable dans de très bonnes conditions de propagation entre stations si possible en visibilité optique et sans réflexions sur des bâtiments ou reliefs.**

- **Sur le Câble** : à l'origine, la modulation dite « **DVB-C** » a été conçue pour assurer la continuité des émissions **DVB-S**, soit un débit de l'ordre de 38 Mbits/s dans des canaux de 8 MHz de large, ce qui devient beaucoup plus délicat à réaliser. Une modulation assez complexe d'une porteuse unique à 64 états (6 bits par symbole), dite **64 QAM**, sera utilisée avec un débit symbole élevé : 6.875 MBauds. On n'utilise pas de VITERBI (ou FEC) car les conditions de transport sur le Câble sont maîtrisées : niveau suffisant à la prise par conception et absence présumée d'échos car il s'agit d'une **transmission guidée d'un signal dans un câble** et non d'hertzien, contrairement au satellite et au terrestre, comme l'on verra plus loin. En théorie, si le réseau est bien conçu d'un bout à l'autre, il n'y a pas de rayonnement mais « du conduit ». Un décodeur sera équipé d'un circuit correcteur d'échos afin de compenser des échos courts liés à des désadaptations dans la connectique ou les éléments passifs ; ce décodeur fonctionnera avec un **C/N élevé de l'ordre de 25 à 30 dB et un niveau de signal à la prise élevé de l'ordre d'une centaine de µVolts** ce qui n'est pas compatible avec nos exigences à part pour des liaisons très locales mais tout le monde n'habite pas dans la Beauce..... Pour peu que l'on puisse « détourner » un décodeur câble de son utilisation d'origine, ce produit est tellement spécifique (notion de numéro de réseau, de tables SI à fournir) pour que le décodeur accepte de fonctionner, que **cette technologie se prête peu au type d'application que nous en attendons**. C'est dommage car la bande de fréquence couverte (120 à 860 MHz) permettrait d'envisager une utilisation sur la bande des 70 cm (430 à 440 MHz) mais un canal de près de 8 MHz est un peu trop large. Une modulation dite 16 QAM, plus robuste au détriment du débit utile, est normalisée mais le canal a toujours la même largeur et il n'existe pas l'équivalent de la modulation SCPC sur le Câble.

- **En Hertzien terrestre** : c'est là où règnent les **modulations multi-porteuses** qui se jouent (ou presque) des échos, des variations du canal radioélectrique, des brouillages dans une certaine mesure...etc. On parle ici de modulation « **COFDM** » (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) dont l'idée de base est de répartir sur un grand nombre de porteuses un débit symbole assez faible par porteuse, et d'utiliser des systèmes correcteurs d'erreurs puissants (un FEC comme sur satellite associé à un Reed-Solomon), des modulations différentes utilisables suivant les débits attendus (QPSK, 16 QAM, 64 QAM) ainsi qu'un intervalle de garde (sorte de poubelle pendant une partie de la durée du symbole capable d'absorber la partie destructrice d'échos trop longs) paramétrable suivant les applications. Deux types d'applications du COFDM existent :

-le « **T-DAB** » (Digital Audio Broadcasting Terrestre) conçu pour la diffusion d'un multiplex de programmes radio ou éventuellement d'un seul programme vidéo de qualité VHS (MPEG 1 à 1.15 Mbits/s) ou encore pour diffuser des données seules. Le canal est de 1.5 MHz pour un débit global de l'ordre de 1.5 Mbits/s, le nombre de porteuses est de l'ordre de 700 modulées en QPSK. Ce système fut conçu à l'origine pour recevoir la radio en qualité numérique en voiture mais peu de récepteurs ont été commercialisés pour le moment et encore moins de

récepteurs permettant la réception vidéo... Les bandes de fréquences définies pour le T-DAB sont la bande III (VHF) ou la bande L (autour de 1.5 GHz).

- le « **DVB-T** » est la version de diffusion adaptée à l'Hertzien terrestre de la TV numérique de demain (mi-2003 en France ?); cette diffusion a déjà démarré dans certains pays européens (Grande-Bretagne, Suède, Espagne, Finlande...etc). La norme de diffusion DVB-T se décline en deux variantes dites 2K (environ 2000 porteuses) et 8K (environ 8000 porteuses) réparties dans un canal de 8 MHz (en fait 7.6 MHz comme sur le Câble). En fonction des différents paramètres de modulation utilisés (FEC, type de modulation et intervalle de garde), un débit entre 5 Mbits/s pour un C/N de 6 dB et 31 Mbits/s pour un C/N de 30 dB serait possible. C'est évidemment l'option la plus durcie qui nous intéresse de façon à lutter contre les aléas d'un canal perturbé en DX. On préférera le mode 2K car les porteuses sont alors espacées de 4kHz (contre 1kHz en mode 8K), ce qui limite les contraintes sur les oscillateurs locaux (bruit de phase), et **la cerise sur le gâteau sera la mobilité !** Ce type de modulation est déjà utilisé pour les reportages genre Tour de France car l'effet DOPPLER est moins critique en 2K qu'en 8K (déplacement apparent de la fréquence en fonction de la vitesse relative entre l'émetteur et le récepteur). La bande de fréquence utilisée par le DVB-T correspond aux bandes TV VHF (bande III) et UHF (bandes IV et V), mais des convertisseurs de fréquence sont toujours utilisables à l'entrée moyennant certaines précautions sur le sens du spectre transposé. De tels décodeurs existent depuis novembre 1998 en Grande-Bretagne où l'on commence également à y trouver des téléviseurs numériques intégrés. Les amateurs britanniques envisagent sérieusement de monter des balisés ATVNum et d'utiliser des décodeurs DVB-T du commerce pour des tests sur des bandes SHF (2.4 GHz par exemple), associés à des convertisseurs de type MMDS modifiés. Une difficulté à signaler : tout décodeur numérique quel qu'il soit demande impérativement la diffusion de **tables SI** (Service Informations) le renseignant sur les caractéristiques de la modulation utilisée, le contenu du multiplex diffusé, les PID's des différentes composantes (identifiants des paquets de données utilisées pour la vidéo, l'audio et l'horloge), et ceci n'est pas trivial à fabriquer. A défaut, on utilisera des décodeurs dont on peut forcer ces paramètres en réception après avoir convenu des valeurs avec le futur correspondant ; certains décodeurs fonctionnent par scanning (balayage de la bande) mais cette opération est assez fastidieuse.

EN GUISE DE CONCLUSION (PROVISOIRE ?)

Ces conclusions ne visent pas à donner des solutions mais plutôt à proposer des thèmes de réflexion et d'expérimentations en ATVNum en fonction des bandes de fréquences que l'on souhaiterait utiliser :

- **pour la bande 430 à 440 MHz** (ou ce que l'on peut encore exploiter) : des modulations à bas débit et faible largeur de bande seraient préférables, si possible en modulation multi porteuses (genre DAB). Il conviendrait de suivre de près ce que proposent nos voisins allemands (avis aux Germanophones !) qui semblent avancer sur la base de modulations mono-porteuse dérivées de la téléphonie mobile n'offrant qu'un débit assez faible compatible avec du MPEG1 et donc une qualité trop limitée ? Dans la mesure du possible, il conviendrait de favoriser un codage de source en MPEG2. Dans un avenir proche, l'UMTS permettra de diffuser des débits entre 384 kbits/s et 2 Mbits/s vers des mobiles mais le codage de source ne sera pas en MPEG2 (qui ne sait pas fonctionner correctement à débit faible) mais plutôt du MPEG4 ou un autre système compatible avec Internet. Des essais en modulation DVB-T voire DVB-C seraient possibles ; il existe une variante de DVB-T en largeur de bande de 7 MHz destinée aux canaux VHF au standard B et même en 6 MHz destinée aux pays utilisant les 525 lignes / 30 images par seconde mais le problème sera de trouver des décodeurs

disposant de ces largeurs de bande (filtre à onde de surface adapté), et il n'y aura plus de compatibilité avec les programmes nationaux.

- **pour la bande 1.2 GHz** (ou ce qui va nous en rester sous peu...) **le choix semble plus vaste** : modulation à bande étroite multi-porteuse (T-DAB), plus large (DVB-T ou DVB-S en SCPC) voire **DVB-S large ce qui semblerait le plus accessible actuellement en termes de moyens pour l'amateur**. Certains décodeurs du commerce pratiquent un scanning (assez fastidieux) de la BIS et devraient se contenter d'une signalisation (SI) simplifiée ; parmi eux, certains décodeurs d'origine française ou scandinave fonctionnent en SCPC.

- **pour la bande 2.3/ 2.4 GHz** : sous réserve d'une transposition de fréquence (boîtier dit Arabsat ou autre), convertissant cette bande en BIS, la modulation DVB-S serait utilisable. Si une transposition MMDS était disponible, une modulation DVB-T serait utilisable.

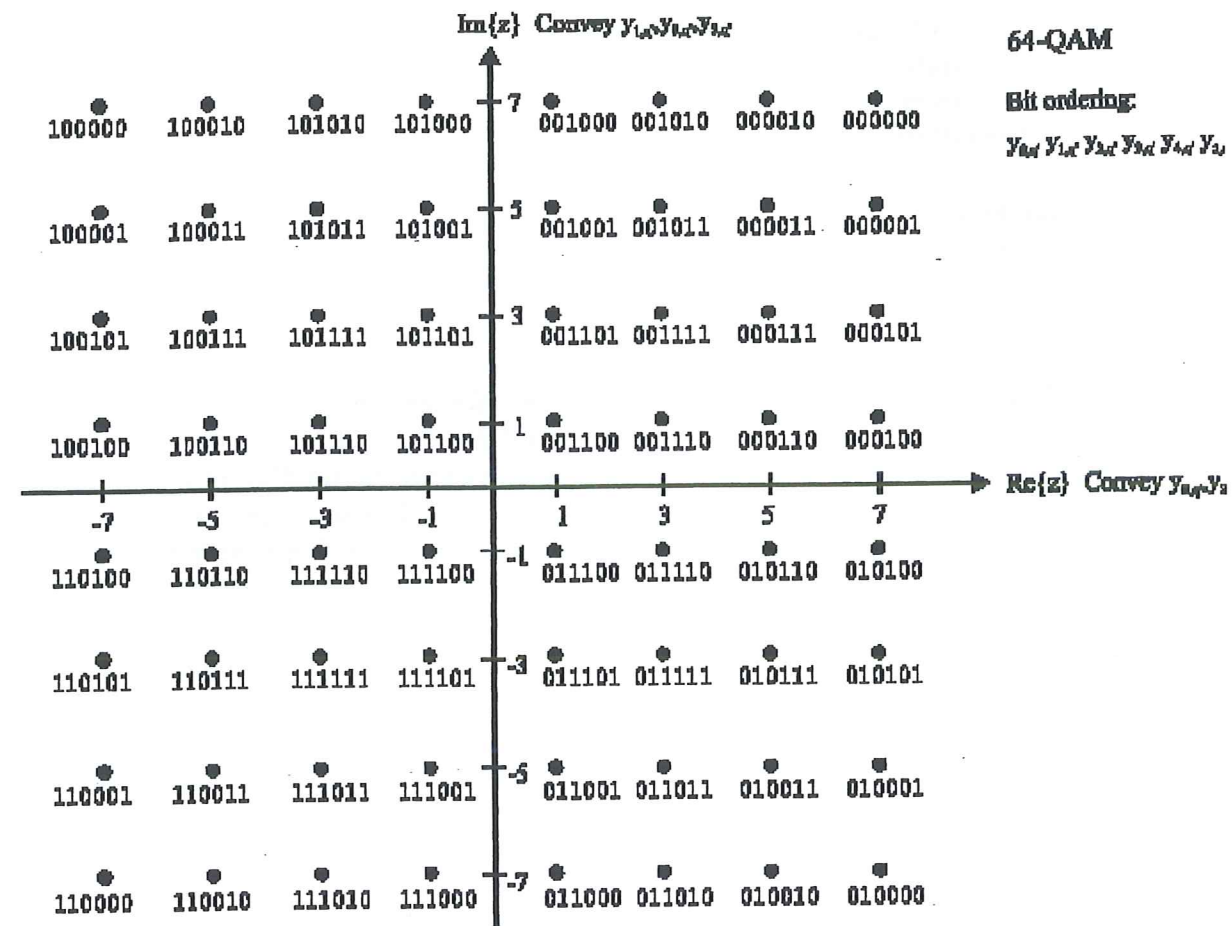
- **pour les bandes 5.7, 10 GHz et au-dessus** : les modulations multi-porteuses semblent inutilisables pour des problèmes de bruit de phase et d'instabilité des oscillateurs locaux. Les modulations satellites DVB-S à bande large ou étroite avec utilisation d'un FEC assurant plus de robustesse au signal (FEC de 1/2 soit 1 bit utile pour 2 bits diffusés), seraient les plus aisées à mettre en œuvre bien que pas forcément les plus performantes et l'on peut supposer que les premiers essais se feront dans la bande 10 GHz.

On peut espérer voir apparaître sur les marchés des surplus des équipements de codage-multiplexage et de modulation QPSK de première génération ; soyons vigilants auprès des spécialistes de la récupération... Un dernier point important : il faudra oublier la FM chère à nos diffusions analogiques actuelles et le fonctionnement en classe C à saturation. En effet, les modulations numériques complexes nécessitent des chaînes d'amplification **très linéaires** : environ 10 à 20 % de la puissance obtenue au point de compression et l'utilisation de la classe A, au risque de voir apparaître des distorsions importantes. Il faudra intégrer les notions de **TEB** (Taux d'Erreurs Binaire) qui se dégradera en fonction de la qualité de la chaîne d'émission et la présence de signaux parasites de part et d'autres de l'émission élargissant cette dernière (on parle dans le jargon spécifique de « shoulders » ou épaules qui s'élargissent inutilement et dont le niveau par rapport au signal utile devrait rester autour de -30 dB minimum en DVB-T. De même les mesures en numérique sont différentes de l'analogique car il faudra raisonner **en densité de puissance** dans une bande passante donnée et non pas en crête de modulation comme en MABLR ou en puissance moyenne en FM.

REVONS UN INSTANT : un Radio-club disposant de compétences spécifiques se lancera-t-il dans la construction d'un répéteur à entrée analogique sur les bandes basses et sortie en numérique après codage MPEG (ou à défaut une mire animée) et modulation (QPSK ?) sur les bandes supérieures à commencer par le 10GHz ? A quand des émissions ATVNum en mobile en s'inspirant des techniques de reportage ?

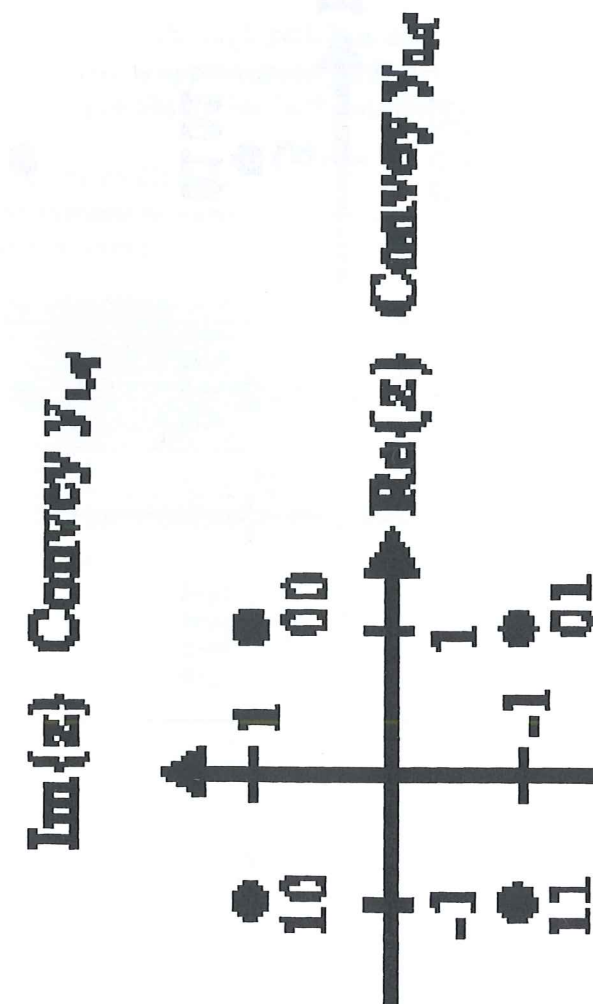
Le plus complexe résidera dans **l'intégration du système** et en particulier dans la disponibilité des interfaces entre nos équipements de production amateur (IEEE 1394, USB ?) et les standards de l'industrie (entrées / sorties parallèles LVDS ou série ASI) ainsi que dans la génération d'un minimum de signalisation interprétable par le décodeur. Avis aux amateurs.... de TVANum !

Reproduction même partielle interdite sans autorisation écrite de l'auteur

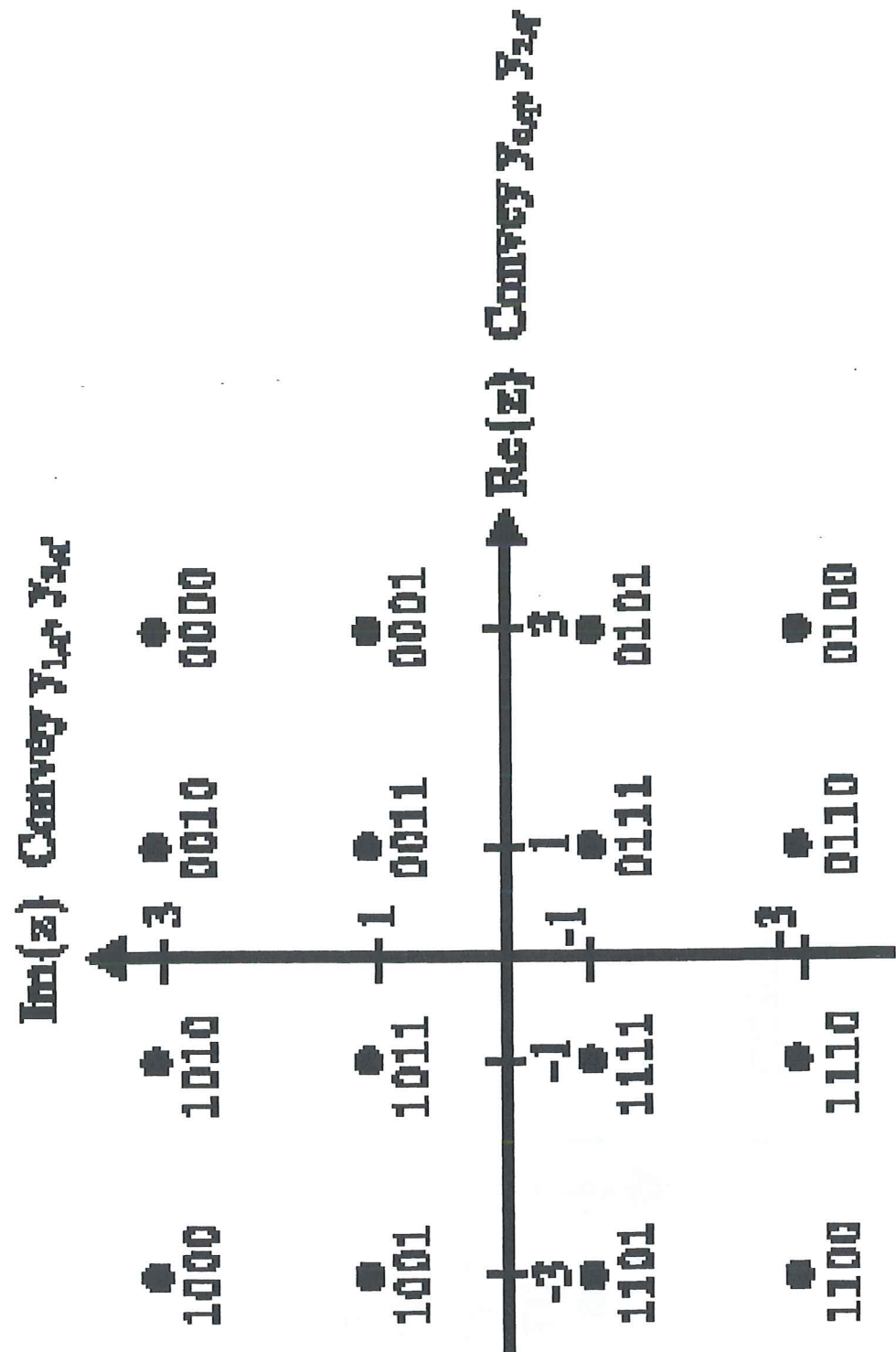


QPSK

Bit ordering:
 $Y_{0d} Y_{1d}$



16-QAM
Bit cartographie
Y₁ Y₂ Y₃ Y₄



The First 24 GHz MOONBOUNCE QSO

By Barry Malowanchuk VE4MA and Al Ward W5LUA

Introduction

On August 18, 2001 at 14:19 UTC VE4MA and W5LUA completed the first 24 GHz EME QSO. The following will discuss efforts over several years by Barry VE4MA and Al W5LUA to make the first moonbounce contact on 24 GHz.

Moonbounce QSO's have been accomplished and have become a routine event up to the 10 GHz band. The next highest amateur band at 24 GHz represents an enormous technology change from the lower frequencies. Most radio technologies don't work very well at 24 GHz, and moonbounce requires very high performance systems, thus moonbounce at 24 GHz represents a supreme technical challenge!

The recent improvements in low noise microwave transistors allow good low noise amplifiers to be created, although this still takes a great deal of skill and patience to achieve. The commercial satellite industry at 14 GHz has created efficient parabolic antenna reflectors that might be useful with reduced efficiency at 24 GHz but obtaining high transmitter power still represents the biggest individual challenge. High power TWTs are not commonly available and low frequency units would be hard pressed to produce the gain and output power needed. As all the radio technologies are challenged to perform well at this frequency, strict attention to details are necessary.

Beyond the technology challenges the high path loss adds a further barrier. The minimum EME path loss to the moon at 24 GHz is approximately 297 dB. Furthermore the 24 GHz band is also severely affected by water vapor absorption in the atmosphere.

The following will review the challenges in more detail and highlights the efforts by VE4MA and W5LUA to assemble the systems required to make a 24 GHz EME QSO possible. Figures 1 and 2 show VE4MA and W5LUA with their 24 GHz EME antenna installations

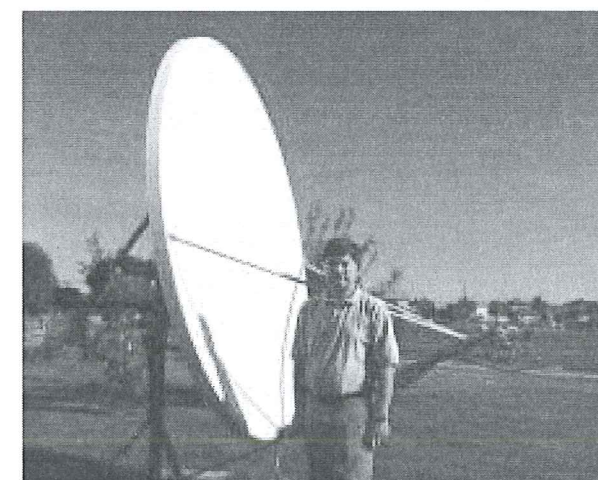


Figure 1 VE4MA and 2.7 Meter Dish for 24 GHz

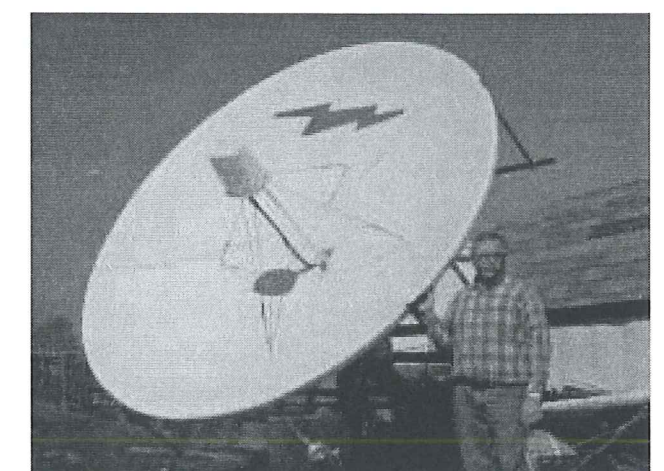


Figure 2 W5LUA and 3 Meter Dish for 24 GHz

Antenna System and Moon Tracking

VE4MA

I initially planned to use an Andrew 3.0m (10ft) (See Figure 3) dish that I have used recently from 1296 to 10,368 MHz. I migrated from a larger homebrewed 3.7 m (12ft) dish a few years in order to gain extra performance at 10 GHz. This 3.0m dish was made for 14/12 GHz satellite terminals however the unit I acquired had some surface inaccuracies that could be a performance problem at 24 GHz. The theoretical gain at 24 GHz was expected to be near 55 dB over an isotropic radiator and with a beamwidth of 0.28 degrees!

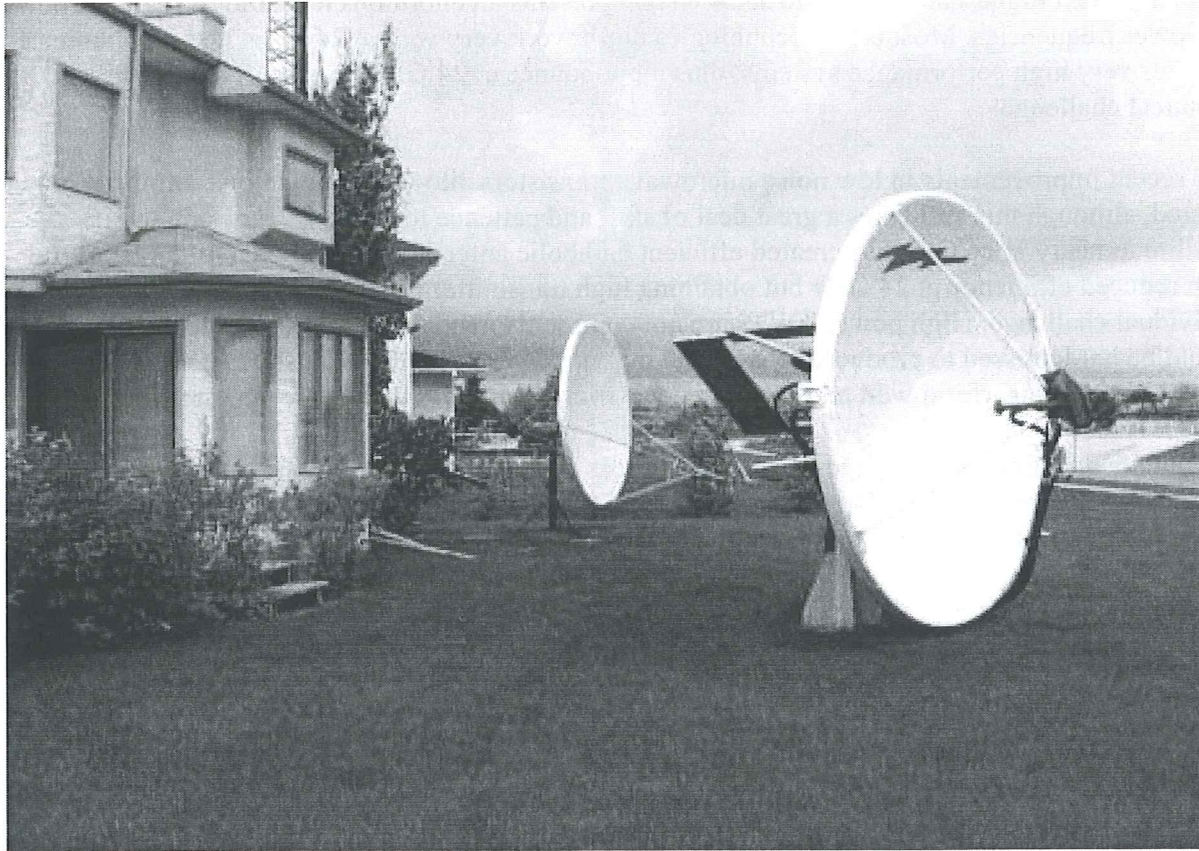


Figure 3. 3.0 Meter Andrew Prime Focus & 2.7 Meter Offset Feed Dishes at VE4MA

Antenna pointing is a significant problem as the dish has a 1dB beamwidth of 0.16 degrees and the moon moves across the sky at a rate of 15 degrees per hour. Hence the antenna pointing must be updated about every 60 seconds minimum! Peaking of the antenna is accomplished manually and is assisted through the use of a "Moon Noise Meter" which displays the relative value of the moon's thermal noise being received. The moon being at an average temperature of 250 degrees Kelvin (273 deg. K = 0 deg. C), radiates thermally generated radio noise, and is quite bright compared to the 4 degree background temperature of space. After careful adjustment of the feedhorn position approximately 0.6 dB of moon noise was seen on this 3.0m dish with the receiving system of the time at 24 GHz (more discussion later). The moon noise meter has a 1 dB full-scale deflection, so that the movement is quite dramatic. Larger dishes would not see any more

noise because the moon illuminates the whole antenna beamwidth, and thus this thermal moon noise actually limits the ultimate sensitivity of the receiving system. More antenna gain from a larger dish would help on transmit, however antenna pointing becomes very critical as you must hit the centre of the moon to ensure that the reflection comes straight back and not get bounced of the side and into space!

Later I had the good fortune to acquire a Prodelin 2.7 m (8 ft) offset feed dish originally intended for 14/12 GHz remote broadcast uplinks. Looking like one of the direct broadcast mini-dishes, this reflector is very flat and in theory might provide very high efficiency and perhaps even as much gain as the larger 3.0m centre fed Andrew dish (see Figures 1 and 3). A fringe benefit of the offset fed dishes is the ability to locate all the electronics at the feed point without introducing blockage of the dish's capture area. Initial Sun noise checks with the reflector using a sub optimum feed were encouraging and a proper feed with much higher gain for the shallow reflector ($f/D=0.7$) was required. Using one of W1GHZ's computer programs a higher gain W2IMU feedhorn was created and built using plumbing parts and sheet copper. Please see Figure 4, which shows the initial & final W2IMU feedhorns.

The final results with the new W2IMU feedhorn, carefully optimized in front of the reflector was 2.3 dB of moon noise (previously 0.6 dB) and 15 dB of Sun noise! This was truly outstanding and the basis of much optimism.

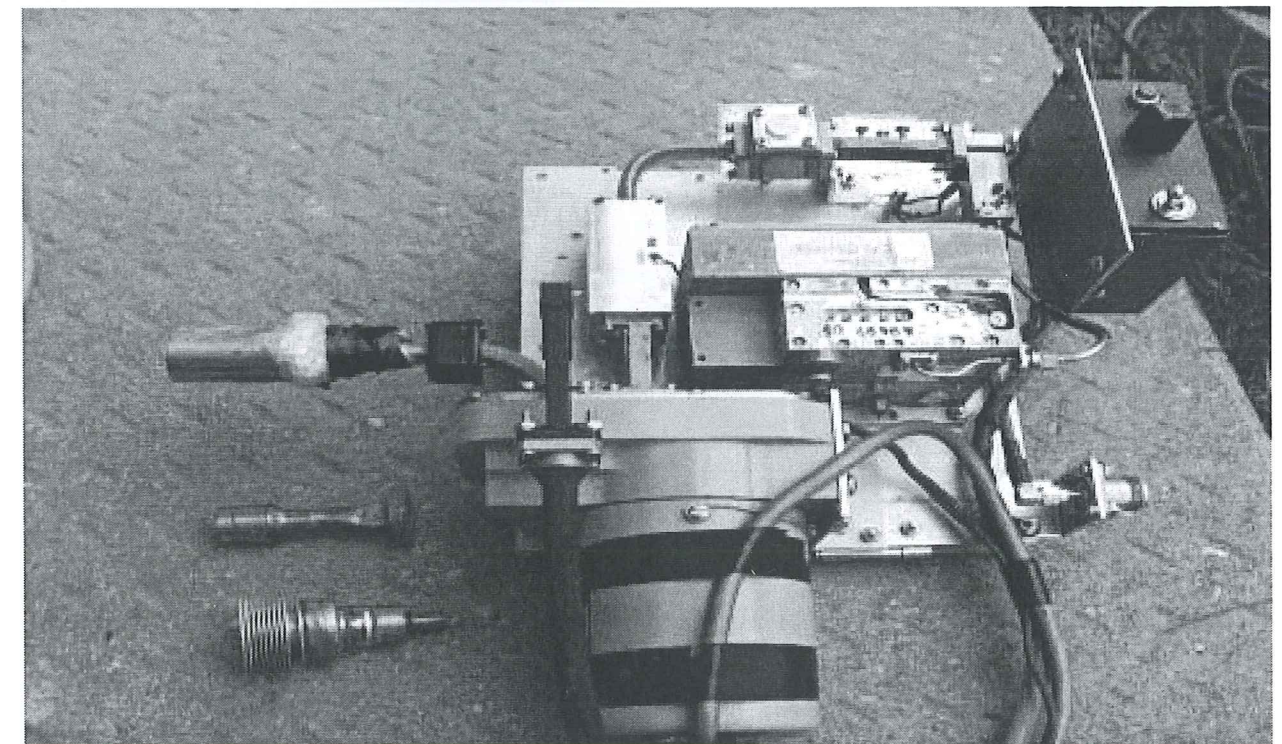


Figure 4. 24 GHz Feed Assembly (Rx Converter & WG Switch) & Lower Gain W2IMU Feedhorn

W5LUA

The antenna at W5LUA is a 3 meter Andrews prime focus dish with an F/D of 0.3. See Figures 2 and 5. According to Andrews, the 3 meter dish is rated to 30 GHz with proper back structuring to optimize the dish's surface. The dish really began to perform when I added a back structure which looks like a tic-tac-toe board mounted to the backside of the dish. The eight points of the back structure allowed me to optimize the dish's surface by pushing or pulling on the back of the dish to enhance the accuracy of the dish's surface. As opposed to the using the popular "string test" to optimize the plane of the dish, I merely used my GR IF amplifier to measure sun noise and based any improvement on changes in sun noise. The end result was improved sun and moon noise. In the March timeframe, when I first received my echoes, I was receiving 12.5 dB of sun noise and 1.3 dB of moon noise. The sun noise is a 3 dB improvement over what I was obtaining prior to optimizing the dish surface. My system noise figure at the time was 2.25 dB. My feed is a scalar feed optimized per the "W1GHZ On-Line Antenna Handbook".

I used a piece of PVC pipe to support the feed and relay/LNA combination. The PVC pipe is guyed back to the dish in 4 directions by the use of insulated Phillystrand cable. I attempted to keep as much metal and conductive material away from the feedhorn as possible. See Figure 2



Figure 5. Back structure for 3 Meter Dish at W5LUA

Transmission Lines

Transmission lines are VERY lossy at this frequency. Most large diameter low loss coaxial cables no longer operate efficiently at this frequency, due to the undesirable propagation modes resulting from the significant distance between the inner and outer conductors in terms of a wavelength. Smaller cables such as a "141" or "085" semi-rigid cables will work however the loss is unacceptable for a high power transmit system but is usable after the first preamplifier for inter-stage connections. Elliptical and rigid waveguide are the transmission lines of choice but still exhibit losses of 6 to 9 dB / 100 ft! Thus transmission lines must clearly be kept as short as possible.

WR-42 rectangular waveguide is the best choice for rigid lines and it exhibits a loss of about 11dB/100 ft. WR-28 and WR-62 could be used for short runs (a few centimeters or 1 inch). The Elliptical waveguides offer lower losses and being flexible also offer ease of use over rigid waveguide. There are two choices for elliptical waveguides Andrew EW220 and EW180 and equivalents from other manufacturers. EW180 is rated from 14-20 GHz but with care (no sharp bends) will work and can produce losses of under 6 dB/100 ft. EW220 is designed for 17-24 GHz and is specified with a loss of about 8.5 dB/100 ft.

EW180 is used at VE4MA for the transmit feedlines from the feedpoint of the dish to inside the ham shack in order to avoid exposing transmitter equipment to extreme weather. The very high voltage TWT power supplies do not like high humidity while the tubes themselves do not take well to cold temperatures.

With very large prime focus dishes, the transmitter feed line loss from the dish feedpoint back to the operating position could be prohibitive, and thus great effort is often put into mounting the transmit power amplifier as close as possible to the dish. Ideally it should be mounted along with the receive preamplifiers and relays right at the feedpoint of the dish but that is usually is impractical for prime focus dishes. This is where the offset or rear fed dishes excel by having the feedhorn outside the capture area of the dish. At W5LUA, I use a combination of rigid and flexible waveguide to connect the output of my TWT to the waveguide relay. I use a 3ft piece of rigid WR-42 waveguide from the waveguide relay at the feed to a point just behind the dish where I continue with a 12 inch length of WR-42 flexible waveguide to the TWT. The TWT and transverter are mounted on a shelf which is attached to the back of the dish. There is an advantage of a low 0.3 f/d dish, i.e. short length from feed to back of dish! Regardless of what type of antenna is used, every effort must be made to minimize transmit feedline loss by keeping it as short as possible and even putting the transmitter out by the dish if practical.

Receiving and Low level Transmitting Equipment

VE4MA

The system is homebuilt and the use of surplus components for the up/down converters significantly minimized the work required. My station starts with an old Icom IC-490 70cm Multimode transceiver, which works into a transverter to convert the signals to and from 24 GHz. I also use a separate 70 cm receive converter down to 28 MHz to drive an HF receiver and the moon

noise meter. The system is linear and highly stable so that CW, SSB and even FM could be used if signal levels permitted.

The receiving preamplifiers can be home built but achieving the very best noise figures can be extremely difficult. I have created a good noise figure measurement system and believe I am reasonably skilled at tuning these preamplifiers with small copper tabs. I have built about 6 waveguide input/ output preamplifiers using a variety of devices and achieved mixed results. The best results of 2.3 dB NF were with an Agilent ATF36077 PHEMT FET (see figure 6). This preamplifier was used with the initial tests with my 3m dish.

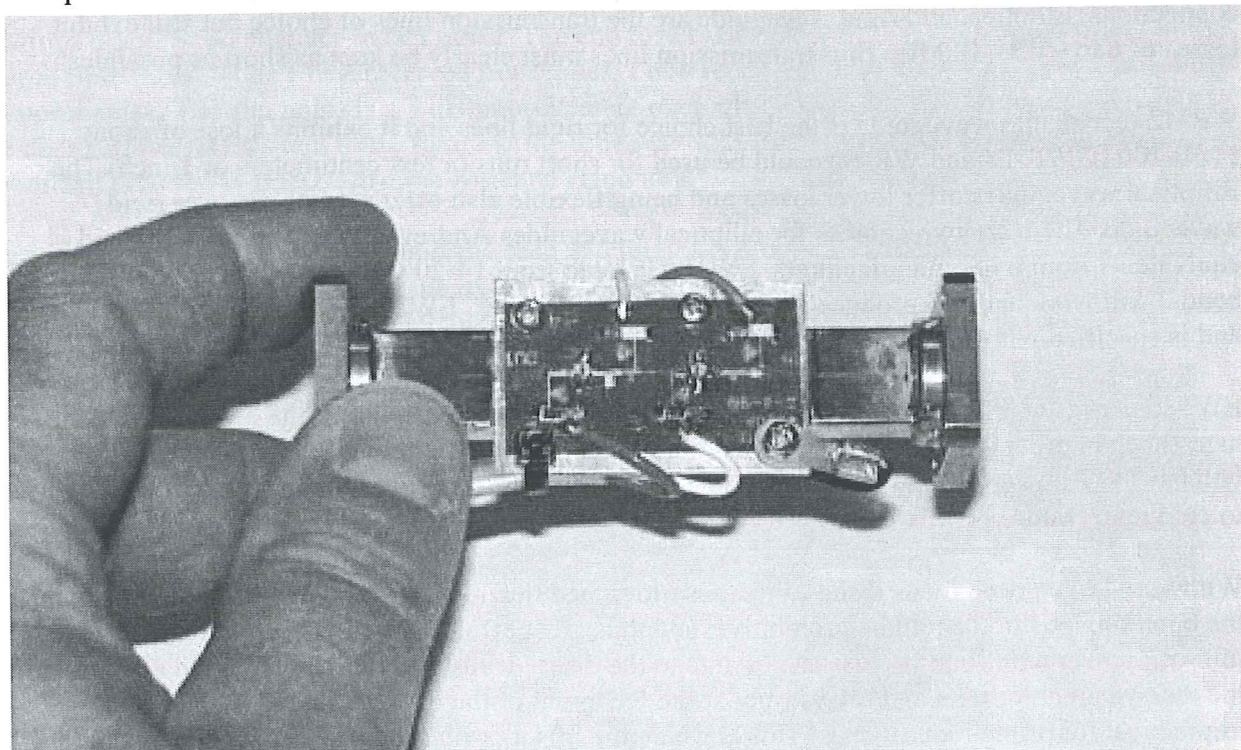


Figure 6 VE4MA 24 GHz Waveguide 2 Stage Preamplifier

There are designs published and PC boards, parts and even assembled units can be obtained if desired from a few European suppliers. As discussed earlier coaxial cable is extremely lossy so that the input to the moonbounce preamplifiers must use WR-42 rectangular waveguide.

In the interest of improving things further and moving on to the power amplifier work, I purchased a 3 stage preamplifier from DB6NT. This unit delivers an extremely impressive 1.55 dB NF @28 dB gain and represents the state of the art and was well worth the cost!

W5LUA

My transverter is also homebrew and mounted out behind the dish on a shelf along with the TWT. The transverter uses a DMC LO and a DMC power amplifier providing 50 milliwatts on transmit. I use several homebrew LNAs to set the system noise figure. The LNA that I used to hear my first

echoes on 24 GHz is a homebrew 2 stage W5LUA design using a pair of Agilent Technologies PHEMT devices which provided a 2.25 dB system noise figure. I have since acquired some lower noise figure devices which has produced a 1.75 dB system noise figure. The transverter is dual conversion with a first IF of 2304 MHz and a second IF of 144 MHz. The 144 MHz is piped into the shack. My IF radio is an ICOM IC-271. I sample some of the 2 meter IF signal and down-convert even further to 28 MHz. The 28 MHz feeds both a GR-1216 IF amplifier for measuring sun and moon noise and also a Drake R7 receiver. Although I have used my IC-271 for nearly every EME and tropo QSO I have made through 10 GHz, I must admit the R7 receiver produced an easier to copy signal off the moon on 24 GHz. The Drake R7 receiver was originally used by W4HHK for his IF on 2304 MHz EME so it is carrying on the EME tradition.

Transmitter Power Amplifiers

Transmitter power is the most difficult thing to achieve. Modern solid-state amplifiers are available on the surplus market up to about ½ Watt, but above this we must rely on traveling wave tube amplifiers (TWTA). Most 24 GHz rated TWTAs that become surplus are instrumentation units that are only rated at 1 Watt output, while lower frequency TWTAs (e.g. 12-18 GHz) are usually rated to about 25 Watts. All TWT amplifiers are usually capable of considerably more power if the focusing voltages are optimized for the specific frequency of interest.

VE4MA

My initial power amplifier work focused on trying to get Varian and Hughes 18 GHz instrumentation amplifiers to move up to 24 GHz. Unfortunately these surplus amplifiers units are often surplus because the power supply and or the TWT itself are defective. I spent many weeks time in reverse engineering switching power supplies, only to find that the tubes are also bad. My best results with a Hughes 1177 10 Watt amplifier was a best of 5 Watts out with only about 17 dB of gain. Notably the low frequency minimum gain specification is 30 dB. With such low gain a driver of about 100 mW is required. I have also tried to use the Hughes 1277 (20 Watt) with very poor results. The best results were obtained with a Hughes 1177 amplifier driving a Logimetrics 10 Watt 8-18 GHz amplifier (ITT tube) to achieve 11 Watts on 24 GHz.

I was fortunate to acquire some 4 Varian 100Watt 28 GHz TWTs and power supplies. Unfortunately these TWTs proved to be narrow band "cavity coupled" tubes and produced no output at 24 GHz. The power supplies are very impressive providing a regulated 23 kV, 12 kV at 150 mA, etc. from a 220V single-phase line. Physically these are hidden behind a 14 inch high 19 inch rack panel and are about 30 inches deep and weigh over 100 pounds. Fortunately there was a complete set of schematics for these power supplies, which has proven to be very important for future work. Please see figures 7 & 8.

After the original tubes did not work out, Al W5LUA was able to acquire 4 different 100 Watt + 26-30+ GHz TWTs that are wideband Helix based tubes. These tubes were donated to the EME effort by Paul Drexler, W2PED. Many thanks to Paul for his generous donation! After modifying the 23 & 12 kV sections of the big power supply to create 15 and 6 kV and compensating for filament and control anode voltage changes, I tested an NEC 150 Watt tube with a rated gain in excess of 50 dB! Unfortunately this tube proved to have an open helix.

My focus was then on further power supply modifications to match the 3 remaining tubes. The second unit I tried is rated at 80 W output from 32-38 GHz so that it was not clear how well it would operate at 24 GHz. See Figure 9 below. It now provides 75 Watts at 24 GHz after the addition of external waveguide tuners, extensive use of extra magnets for refocusing and dramatic adjustment of the Helix voltage from 13.6 to 14.7 kV.

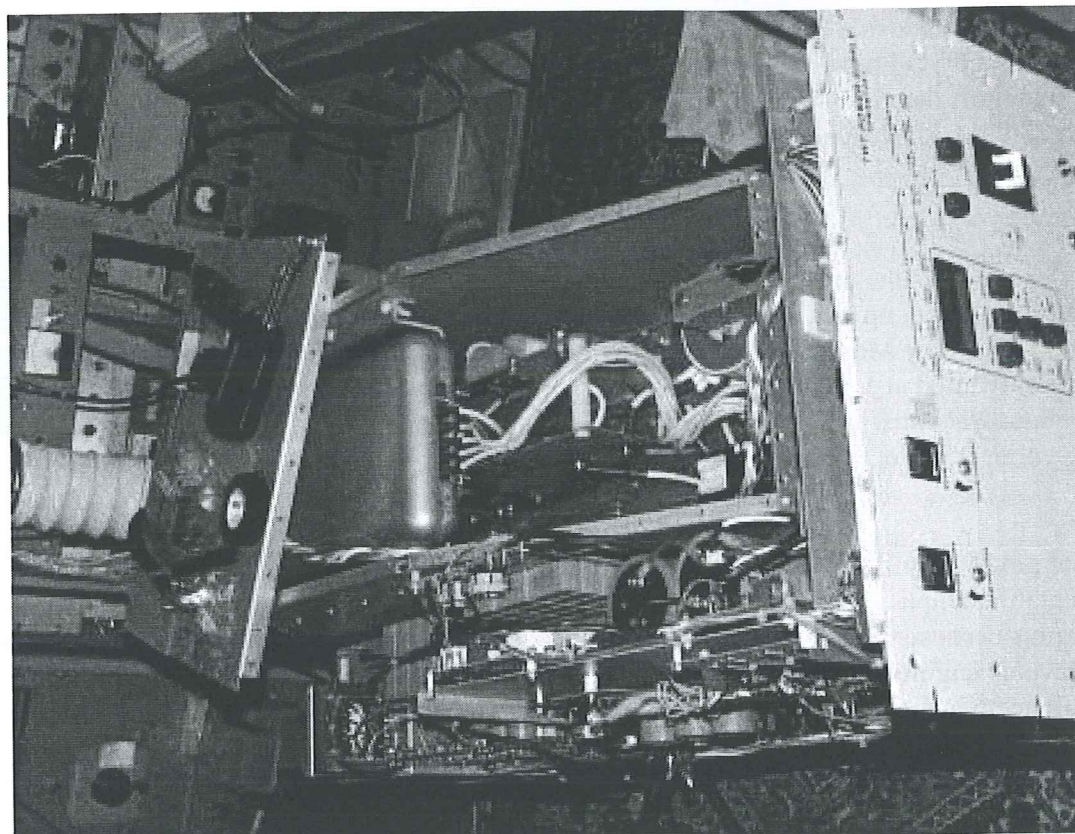


Figure 7 Varian 23 kV Switching TWT Power Supply

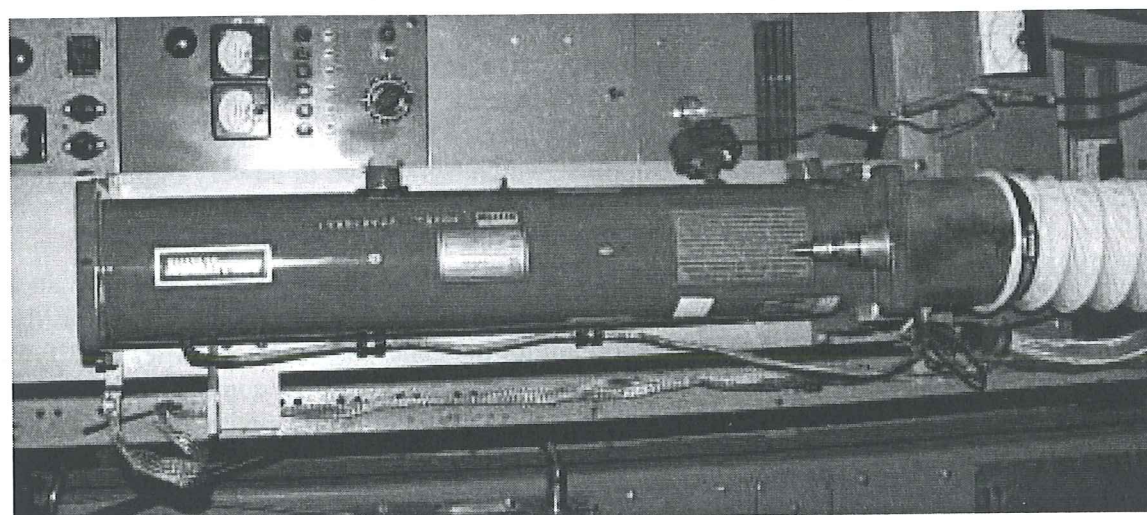


Figure 8 Varian 100 Watt 28 GHz TWT

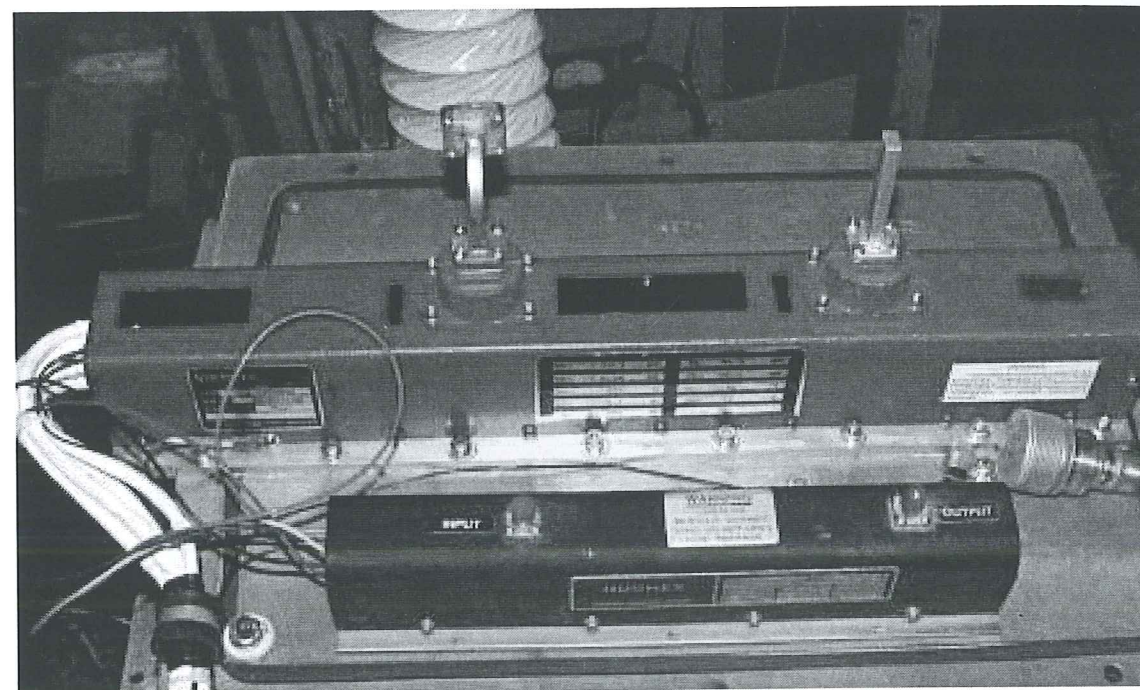


Figure 9 80 Watt 32-38 GHz Varian TWT, Hughes 10 Watt TWT & Glass 2C39 Tube

W5LUA

My initial success in generating power on 24 GHz came after re-tuning my VTU-6191 TWT. The VTU-6191 TWT is a 14.5 GHz 80 watt tube which works very well at 10368 MHz producing 100 watts with some additional waveguide tuning. See Figure 10. I decided to try to see if this tube could be pushed to 24 GHz. Most TWTs can be coaxed up in frequency by lowering the helix voltage. Unfortunately lowering the helix voltage down towards the lower specified limit of the tube will generally raise the helix current and cause trip-outs if not careful. Generous use of small "refrigerator magnets" and some waveguide tuning and I was able to generate nearly 10 watts at 24 GHz with 50 milliwatts of drive. One day I was having a discussion with John Schroeder, K5ZMJ, about tuning my TWT with magnets. John made the comment that he had some very big magnets. So I thought well why not try one and see what happens. The first thing that happened was that I noticed it was a lot easier to trip out the helix current when placing the magnet in the "wrong" position! After careful positioning near the input waveguide connector, I was able to get nearly 20 watts output, a gain of 3 dB over my previous best. At this power level, I was able to hear my first echoes off the moon in March 2001. Also note the bandswitch between 10 and 24 GHz as shown in Figure 10. When I operate 10 GHz, I MUST remove the large magnet!

As mention earlier, Paul Drexler donated several TWTs to the EME cause. I was able to bring up the Thompson TH-3864C which was design primarily for the 28 GHz band. The tube as-is produced 80 watts at 24 GHz without any additional waveguide tuning. See Figure 11. The only problem encountered with the tube was high helix current. The normal no-drive helix current was very near the 5 mA absolute maximum limit. I was able to place a magnet about the size of a domino at a location very near the input waveguide flange which reduced the helix current in half without adversely effecting output power.

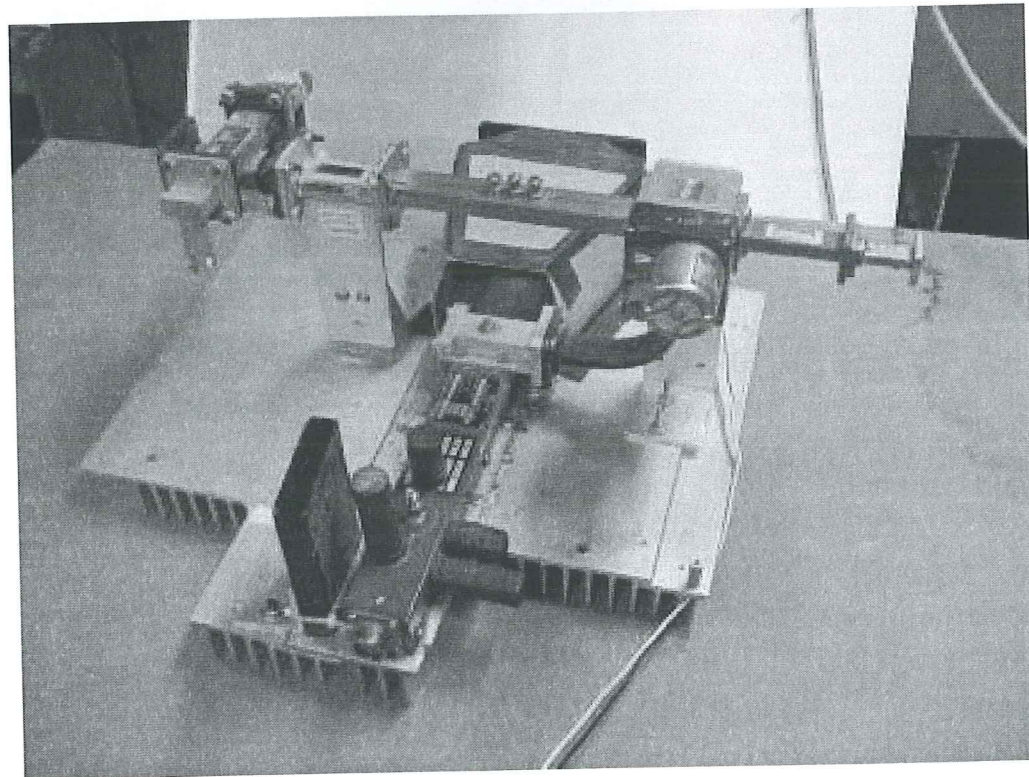


Figure 10 VTU-6191 TWT Bandswitched for 10 and 24 GHz

Several weeks prior to our first QSO, Barry and I had a sked in which Barry was Q5 at my location when he was running 55 watts. I had just remoted my TWT power supply out near the dish and was preparing for and excited about making our first QSO. Upon application of the standby to transmit push button, the power supply proceeded to arc over at one of the transformers. It was the beam forming electrode supply transformer which supplies either -900 volts or -20 volts to the TWT to switch between standby and transmit. However, when the power supply cycles to the transmit mode, it places the beam forming electrode supply at a -12,000 volts with respect to ground! Up until this time, I had had no problems with high voltage arc over in the shack, but due to the 75 to 80% humidity that we had at 0700 in the morning, the power supply decided to act up. It took me 3 weeks of disassembly and rebuild of this transformer to solve the problem. After consultation with WA5TKU, I realized that most switching power supply transformers which consist of 2 "E" section ferrite cores can be easily taken apart leaving only the windings. After removing the 2 "E" section ferrite cores I was left with the transformer windings which were wound around a plastic form. At this point I used some high voltage "pooky" (W5ZN likes this word so I use it) to increase the insulation resistance from the winding to the ferrite core. The best solution was found to be Red-X

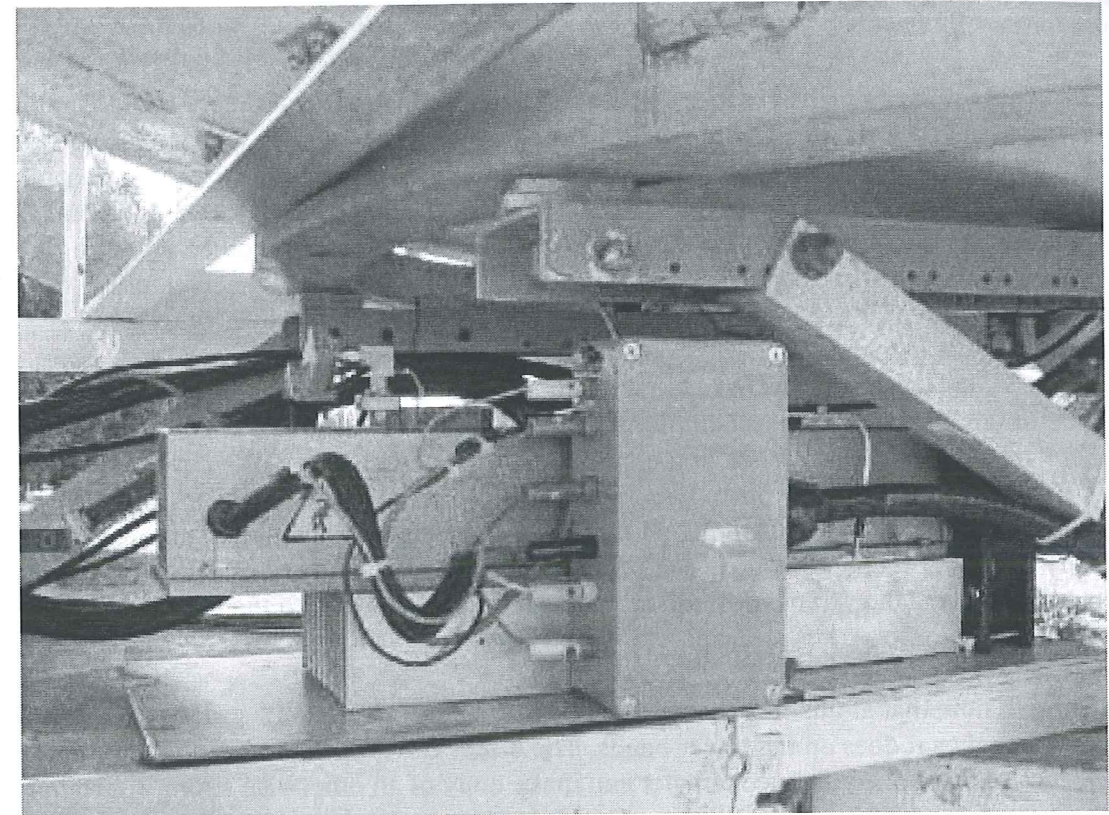


Figure 11 TH-3864C TWT Mounted behind dish. Note high voltage junction box and magnet.

Corona Dope by GC Electronics. It is rated at 15,000 volts per 0.01" thickness. Having solved the high voltage problem, Barry and I were ready for a QSO! While waiting for the various layers of Corona Dope to dry, I was also performing the VE4MA modifications to the power supply that originally powered the 28 GHz couple cavity TWT. As of this moment, I am still working on those modifications as a backup!

Operating Results

Al W5LUA was first able to copy his echoes on March 6th of 2001 and they were weak but CW readable and not just "imagination". Jim WA7CJO has heard his echoes with 11 Watts along with some urban legend DL station that cannot be identified.

You have to appreciate the efforts required to do these tests. Both stations use moon noise peaking on receive, which requires interruption of transmit periods about every 30 seconds. W5LUA can use a visual moon for aiming and both of us need decent weather to be able to keep the dishes pointed.

Not unexpectedly the high values of moon noise achieved in winter dropped dramatically to as low as 1.2 dB (vs. 2.3 dB) at VE4MA and down to 0.8 dB (vs. 1.3dB) at W5LUA. Thus the receive performance had dropped in summer due to the combined effects of atmospheric absorption and the

rise in ambient operating temperature. Please recall that for the tests in winter the ambient temperature was ~-30 deg C vs. +25-35 in summer!

A significant problem in originally finding signals had been frequency co-ordination and Doppler shift. Al's signal was 14 KHz away from where I expected it! This is especially troublesome when tuning slowly for a really weak signal and combined with the dish aiming problems! Al has a calibrated Rubidium source which is used as a reference for an HP signal generator. At the time of our QSO both stations were within a few kHz of where we expected to find each other. As with all narrow band microwave work, frequency calibration and stability is a detail that cannot be overlooked. Completion of many moonbounce QSO's on the lower microwave bands was easy...after finding the signal!

There is a maximum of +/- 70 KHz of Doppler shift at this frequency and this is easily predicted however there are significant differences in the values predicted by different programs. Mike Owen W9IP's old Real Track program seems to be within 500 Hz. With the difference in Latitude between VE4MA and W5LUA the Doppler shift between us differed by a maximum of approximately 12 kHz. Frequency setting can be confusing although it is easiest if the first receiving station corrects their transmit frequency for their echoes to fall on the echoes of the first transmitting station.

It is interesting to note that at this frequency, the rough texture of the moon's surface produces a spreading of a signal as it does on the lower bands. The effect varies with the band for example at 2.3 GHz the loss of symbols within a character can make copy of an otherwise strong signal very difficult. Progressing up to 5.7 GHz a CW signal sounds quite musical and is easy to copy with several discrete carriers being heard close together. At 10 GHz it is somewhat like Aurora on 10m or 6m. The big question was, will 24 GHz be worse than 10 GHz? The answer is no, the narrower antenna beamwidth seems to actually produce less spreading than at 10 GHz. We need more operating time to be sure that this is always true.

On August 18, 2001 W5LUA and VE4MA completed the first 24 GHz EME QSO. W5LUA had 80 Watts at the feed while VE4MA had 60 Watts. The weather was cool & clear at VE4MA, while it was cloudy, hot and humid at W5LUA.

Conclusion

It seems unlikely that moonbounce operation at 24 GHz will ever become as routine as on the lower frequencies, but now that first ever QSO has been completed many more will follow as WA7CJO and AA6IW become fully operational. The preparation work that is required for these 24 GHz QSO's will remain very high. The ability to generate RF power will restrict the possibility of 24 GHz EME to a small number of people but given the future availability of more 100 Watt TWT tubes, there will be more stations that accept the challenge. Several stations in Europe G3WDG, LX1DB, CT1DMK, OH2AUE, OK1UWA and no doubt others are capable of receiving but lack the transmitters with above 1 Watt output.

Barry Malowanchuk, VE4MA, Winnipeg, Manitoba, Canada

Barry graduated with a BSEE from the University of Manitoba in 1974. Since 1974 Barry has been with Manitoba Hydro (an electric utility) and is now the Sr. Communications Engineer. Barry was first licensed as VE4MA in 1975, and was active on 432 MHz in 1966 and on 10 GHz in 1968. Barry has been on EME since 1974, and is equipped to run EME on all bands from 432- 24 GHz. Barry has authored and presented many amateur conference papers on feedhorns, solid state and vacuum tube power and low noise amplifiers. Barry received the Central States VHF Society John Chambers Award in 2000.

Al Ward, W5LUA, Allen, Texas

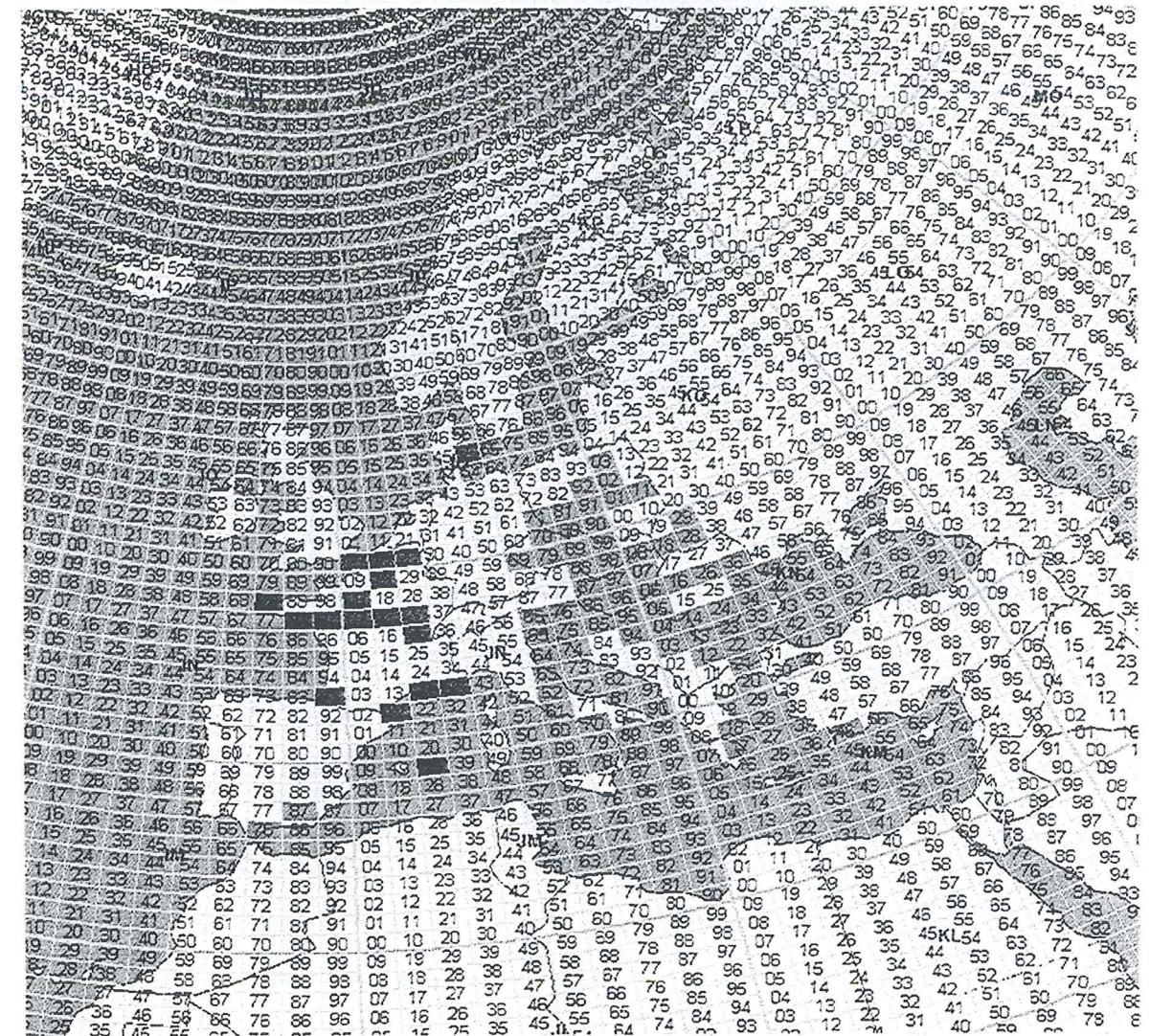
Al graduated with a BSEE from the University of Illinois in 1973. He was a System/Circuit Designer at Texas Instruments from 1973 to 1987, and has been a Semiconductor Applications Engineer with Hewlett Packard and now Agilent Technologies since 1987. Al was first licensed as WA9QZE in 1965 and presently holds the Amateur Extra Class ticket. Al operates all frequencies from 1.8 MHz through 47 GHz. Al has WAS on 50, 144, 220, and 432 MHz, WAC on 1.8, 50, 144, 432, and 1296 MHz. and has worked 41 states on 1296 MHz. Al has completed EME QSO's on all bands, two meters through 24 GHz. Al was instrumental in the formation of the North Texas Microwave Society and was President of the NTMS from its formation through 1989. Al has received the Central States VHF Society John Chambers Award, and was the recipient of the 1997 Dayton Hamvention Technical Excellence Award. Al has also received the ARRL's 1999 Microwave Development Award.

OUVERTURE ES 144 MHZ ANNEE 2001

Tous les Carrés Locators touchés depuis la France, Belgique, Danemark, départs et arrivées pour l'année 2001, sur les 15 jours où il y a eu des ouvertures, 375 contacts recensés (1032 pour 2000) avec une moyenne kilométrique de 1556 KMS, 17 Carrés Locators de départs recensés, pour un total 81 Carrés Locators d'arrivées recensés, dont la plus grande distance recensée fut : 2451kms depuis **IN78QG** vers **KN32AS**.

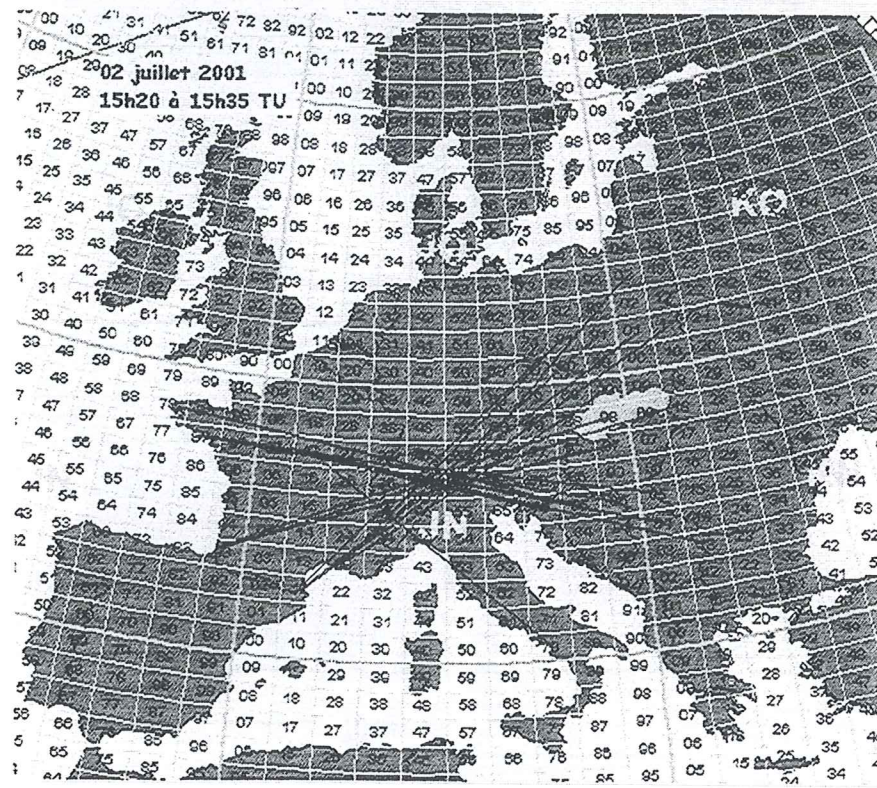
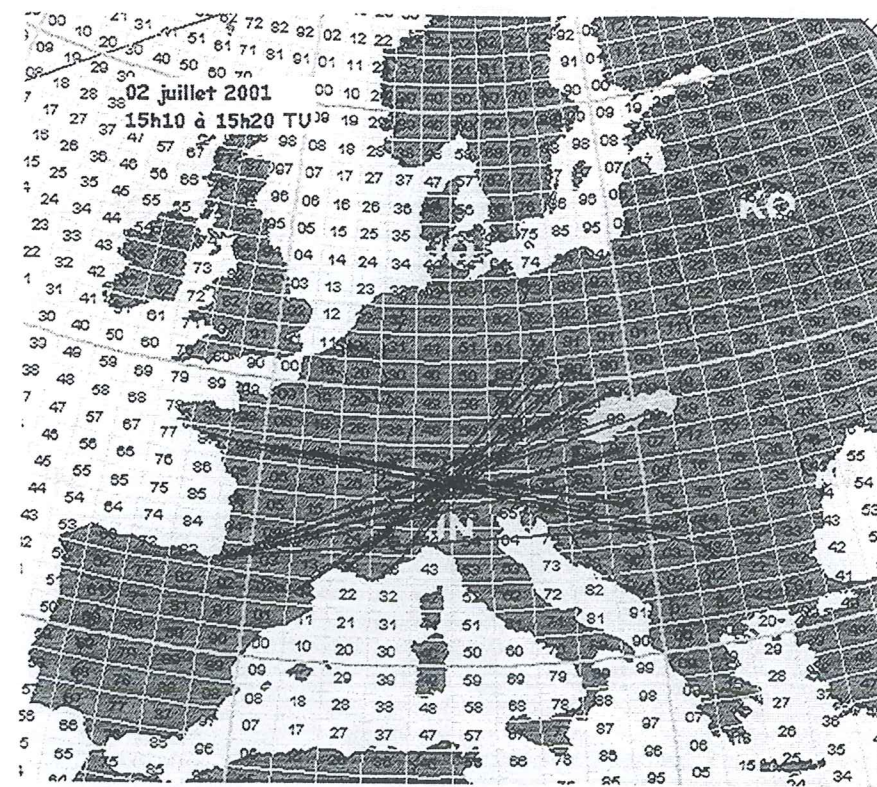
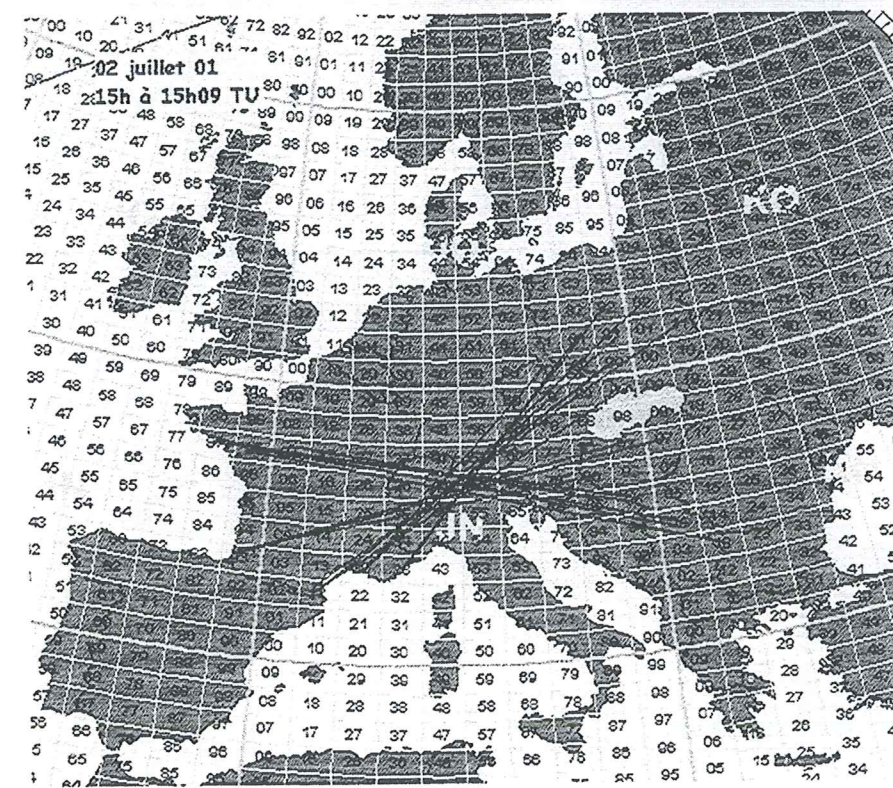
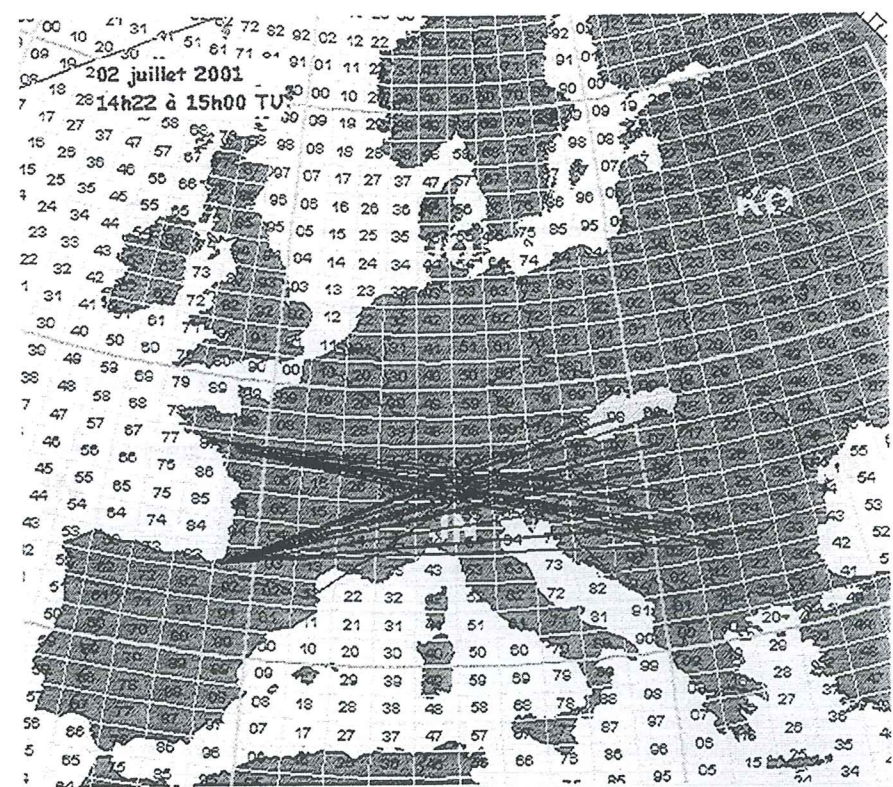
On constate cette année des ouvertures de qualité moyenne, difficile début de saison mai et juin avec très peu d'ouverture, alors que c'est en début de saison, on l'on peut constaté les plus belles ouvertures. moyenne des belles ouvertures fut 75 minutes, la journée **DX** le 07/07/2001 début 15h13 TU à 17h52 TU, puis 18h24 TU à 19h09 TU avec une moyenne kilométrique de 1846 kms

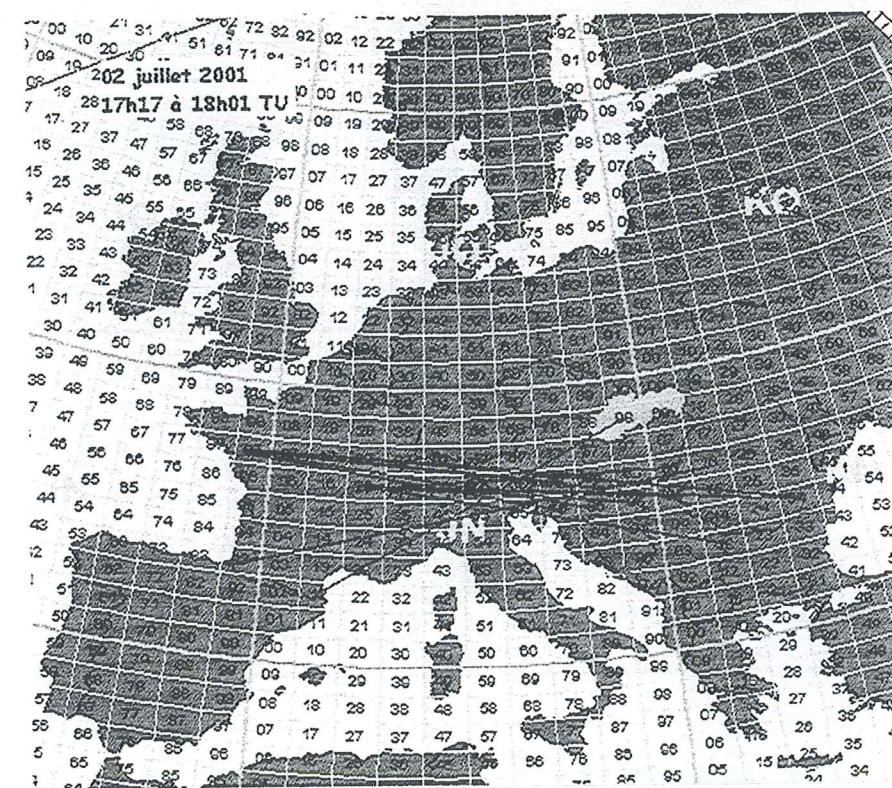
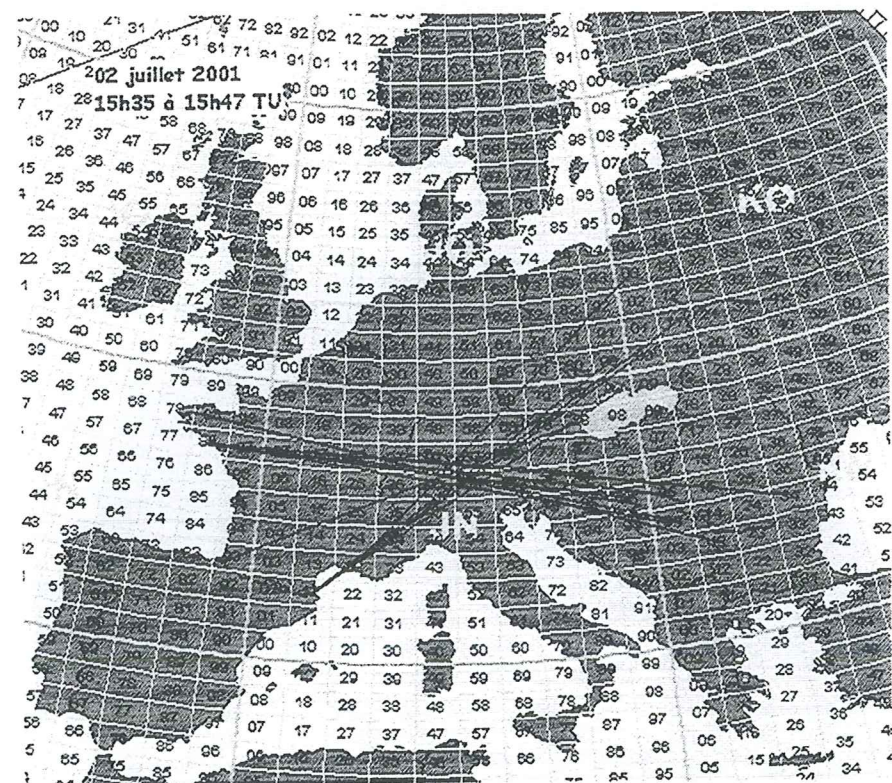
Rendez vous pour l'année 2002 tant que le cycle 23 est encore clément sur 144 MHZ



PS : pour les détenteurs d'info pour les contacts ES 144 l' année 2001 me faire parvenir votre compte-rendu soit par la poste à l'adresse suivante :
M.AUZZINO Christophe Res. Les korrigans bat 3 n° 9 56170 QUIBERON ou
F8ACF@wanadoo.fr ou ON7VZ@qsl.net, j'attends vos critiques et vos idées concernant le sujet.

Le 02 juillet 2001



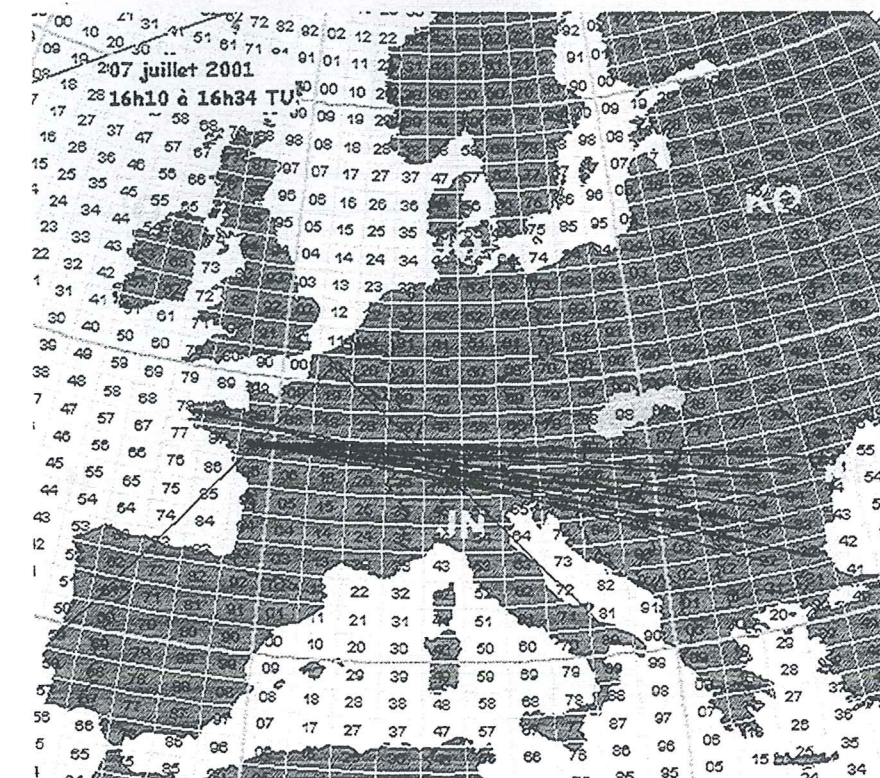
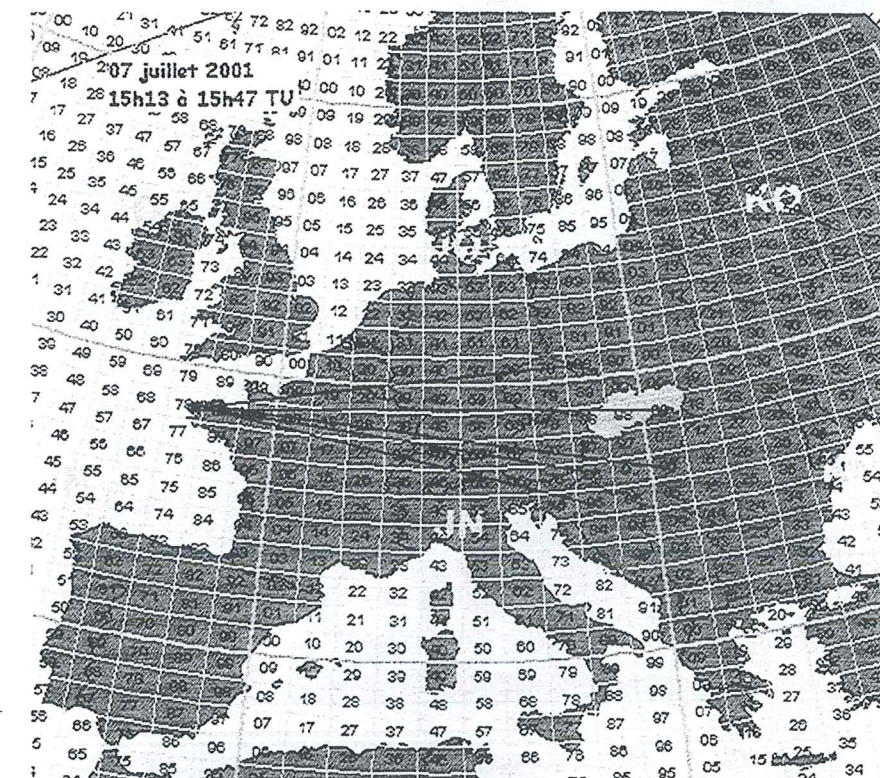


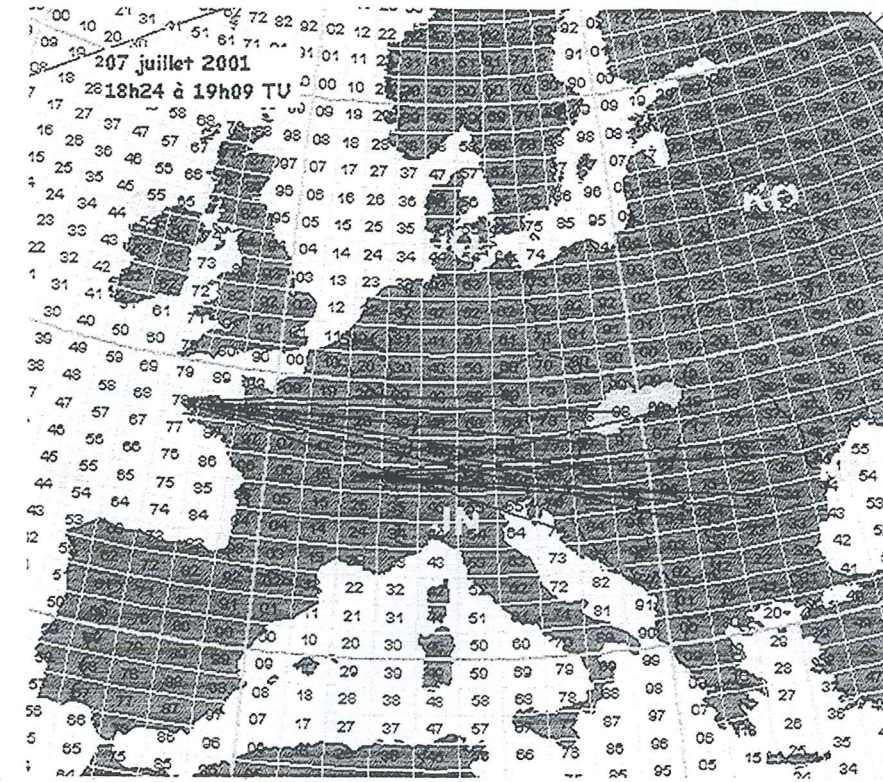
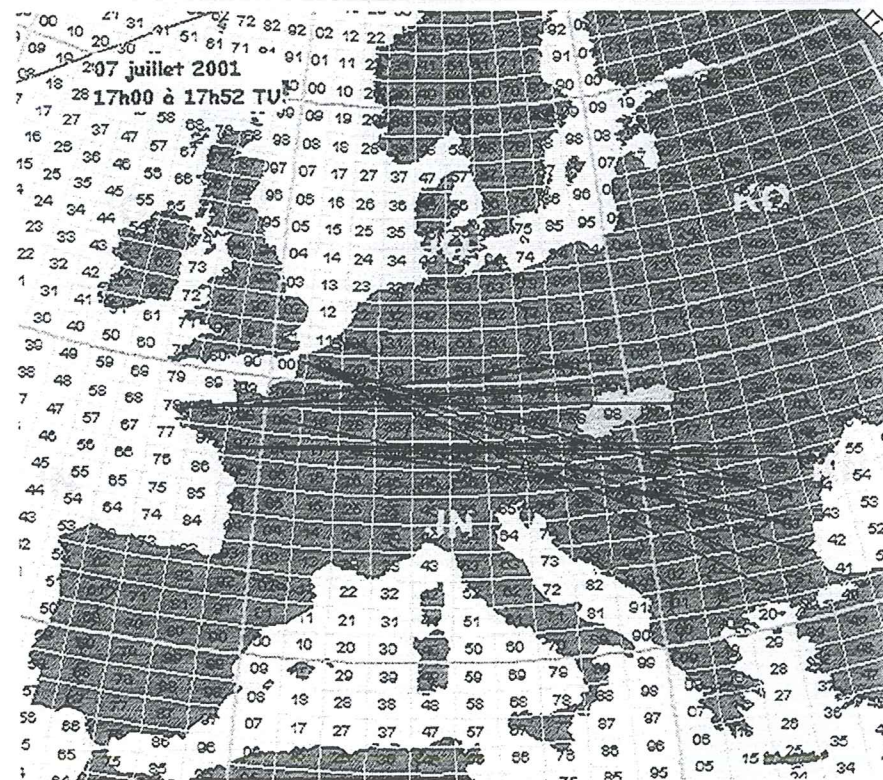
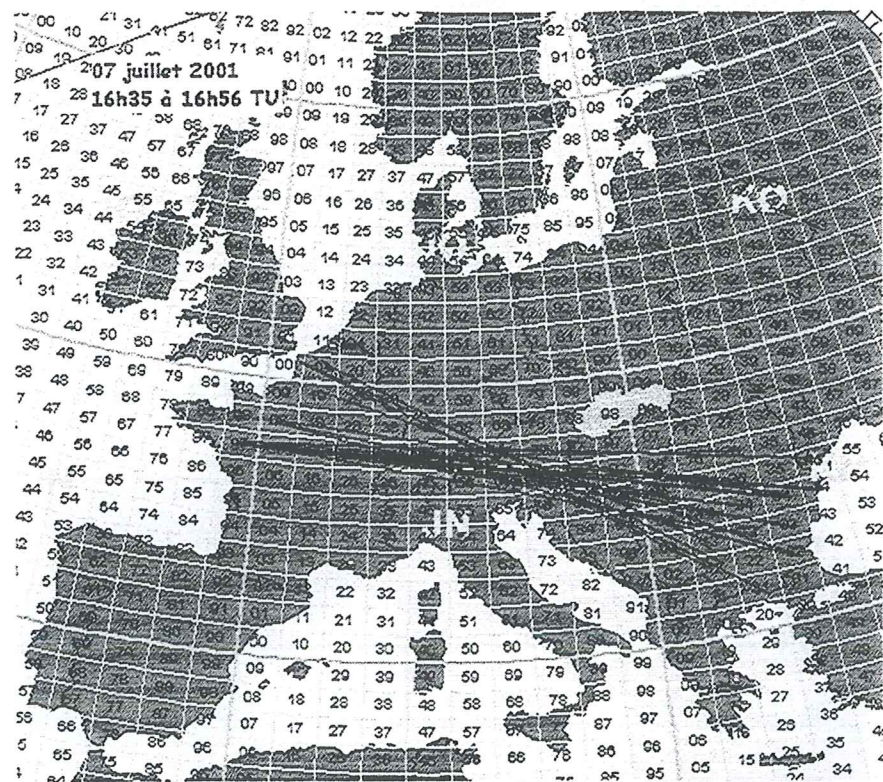
OUVERTURE DU 02-07-2001

211 contacts depuis la France , Belgique , Danemark dont la moyenne kilométrique des contacts fut :1517 KMS , le DX du jour : 2276 kms IN87KL - KN34BJ

depuis F , ON , OZ : 9A , DL , HA , I , LZ , OK , OM , S5 , SP , T9 , YU , YO

Le 07 juillet 2001

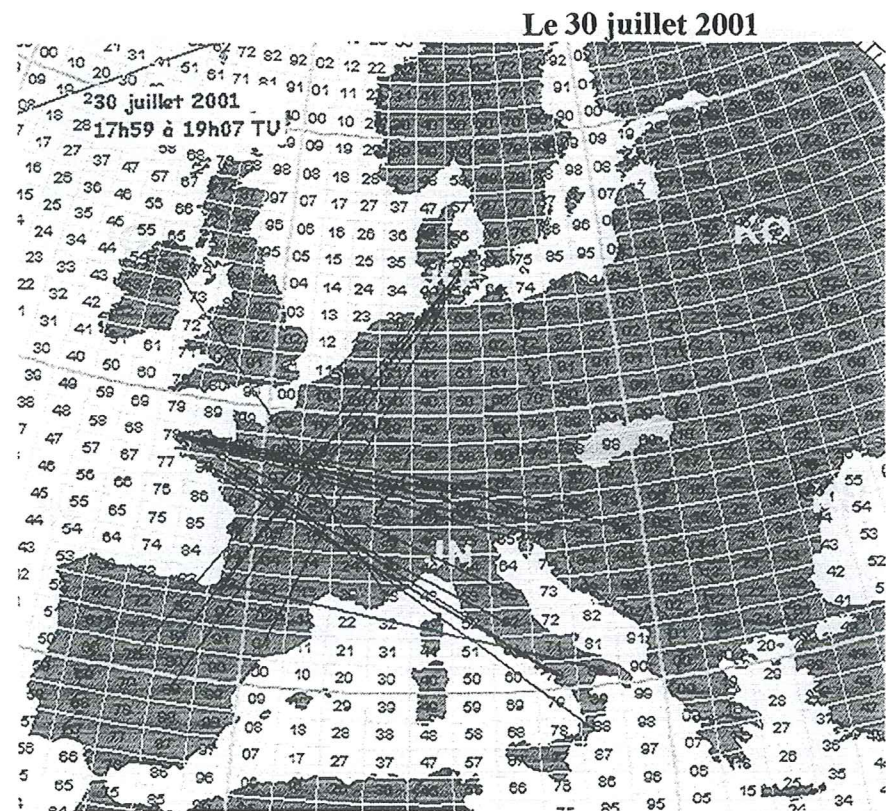




OUVERTURE DU 07-07-2001

108 contacts depuis la France , Belgique , Danemark dont la moyenne kilométrique des contacts fut : 1846 KMS , le DX du jour : 2451 kms IN78QG - KN32AS

depuis F , ON , OZ : 9A , HA , LZ , OK , OM , S5 , SP , UR , UX , YO , YU



OUVERTURE DU 30-07-2001

18 contacts depuis la France , Belgique , Danemark dont la moyenne kilométrique des contacts fut :1535 KMS , le DX du jour : 1788 kms IN78TJ – JN95JG

depuis F , ON , OZ : 9A , GI , I ,EA

CHALLENGE THF 2001 - CLASSEMENT ANNUEL OM COMPLET (by F5AXP)							
Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	69	F6BEG	56472	117429	145833	123309	443043
2	49	F6APE	62282	107091	97744	143786	410903
3	33	F5ADT	53313	172063	83814	18	309208
4	69	F1RLF	34592	93996	58304	40289	227181
5	13	F1DRN	38865	52881	66510	59252	217508
6	40	F4BWJ	18614	40194	80402	69424	208634
7	40	F1BPK	38879	57506	43552	61333	201270
8	84	F8DBN	10653	42042	88060	51984	192739
9	32	F1APH	11692	32100	26142	29016	98950
10	45	F1NYN	28569	23072	12948	30326	94915
11	56	F6ETI	47979	4557	18336	22155	93027
12	69	F1OMQ	24016	44300	10799	0	79115
13	64	F6FZS	16770	14450	33664	8246	73130
14	49	F1CKB	18800	0	19803	25466	64069
15	45	F1COK	16830	13493	27608	5680	63611
16	49	F1HNF	7405	16280	6949	22500	53134
17	64	F9SD	11754	14629	18612	4812	49807
18	59	F1SIU	20664	3362	3567	21452	49045
19	64	F1FLX	11090	12854	13844	10636	48424
20	45	F1UEI	17726	5227	5355	18486	46794
21	72	F6IFX	7360	15520	9966	9986	42832
22	63	F1RBD	10808	12396	7756	9617	40577
23	82	F1RHS	0	0	0	36486	36486
24	07	F6FMB	28012	0	0	0	28012
25	13	F1BTM	27447	0	0	0	27447
26	06	F1SPL	0	11760	14160	0	25920
27	32	F6DJB	0	0	0	25648	25648
28	92	F6GYJ	7128	7890	10296	0	25314
29	81	F5FMW	6206	6732	4182	6911	24031
30	49	F6DFI	0	0	0	23736	23736
31	84	F8BRP	7450	10415	509	4306	22680
32	04	F1RFH	11542	10302	0	0	21844
33	69	F5DCG	2363	2040	10109	6529	21041
34	49	F1CBK	0	19402	0	0	19402
35	49	F1DUZ	0	0	0	17796	17796
36	13	F5LKW	0	0	14432	3150	17582
37	91	F4PZN	546	12908	0	3696	17150
38	06	F4AME	0	3960	6210	6576	16746
39	56	F1BHD	3920	6996	1536	3760	16212
40	72	F5MGD	0	14274	672	0	14946
41	49	F5NXU	0	0	0	13967	13967
42	49	F3VX	4741	2716	1778	3918	13153
43	04	F1AXS	12900	0	0	0	12900
44	35	F4LME/P	2496	5929	0	4060	12485
45	13	F5IRM	11664	0	0	0	11664

46	56	F8ACF	1314	4038	3060	2463	10875
47	06	F6EGV/P	0	0	0	10584	10584
48	06	F1BAV	0	0	10359	0	10359
49	78	F0DBD	0	0	0	6758	6758
50	04	F5LKW/	0	0	5925	0	5925
51	31	F4CIB/P	0	5370	0	0	5370
52	35	F4LME	0	0	5040	0	5040
53	06	F6EGV	0	0	4896	0	4896
54	54	F1MBM	0	4851	0	0	4851
55	60	F4BRL	2752	1395	0	0	4147
56	44	F6IFX/P	0	18	4098	0	4116
57	91	F4PNZ	0	0	4089	0	4089
58	06	F0DLZ	0	0	0	3914	3914
59	41	F4CEY	228	2704	702	0	3634
60	72	F9FZ	1078	1482	621	0	3181
61	82	F1HFW	0	0	0	2967	2967
62	84	F0DNI	0	0	0	2808	2808
63	82	F4BTD	0	0	0	2496	2496
64	72	F5MDG	0	0	0	2254	2254
65	85	F6GYJ/P	0	0	1480	0	1480
66	06	F6GEV	0	1392	0	0	1392
67	69	F8KFX/P	0	0	0	1148	1148
68	72	F4AKH	1023	0	0	0	1023
69	29	F1SIU/P	0	0	1020	0	1020
70	56	F6DZD	394	0	0	0	394
71	69	F1OWN	0	0	0	306	306
72	31	F4CIB	0	16	0	0	16

CLASSEMENT DU CHALLENGE 2001 144 MHZ

Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	69	F6BEG	56472	107331	107301	102459	373563
2	69	F1RLF	34592	93534	51584	35861	215571
3	33	F5ADT	43008	107328	60324	2	210662
4	84	F8DBN	10653	42042	88060	51984	192739
5	40	F4BWJ	18614	40194	68552	54808	182168
6	13	F1DRN	32643	43335	53280	49880	179138
7	49	F6APE	40553	40334	31204	66640	178731
8	40	F1BPK	26477	42284	27976	34615	131352
9	49	F1CKB	18800	0	19803	25466	64069
10	45	F1COK	16830	13493	27608	5680	63611
11	69	F1OMQ	18832	34928	8288	0	62048
12	32	F1APH	7072	21012	12870	16380	57334
13	45	F1NYN	20097	11136	6596	18656	56485
14	64	F6FZS	15336	13072	20094	7973	56475
15	59	F1SIU	20664	3162	3567	21312	48705
16	56	F6ETI	36462	2162	2856	2120	43600
17	72	F6IFX	7315	14857	9966	9860	41998

18	45	F1UEI	15566	3965	4599	15066	39196
19	63	F1RBD	10658	11850	7072	8375	37955
20	64	F1FLX	7392	8732	9344	7102	32570
21	64	F9SD	8154	10366	9204	3696	31420
22	82	F1RHS	0	0	0	30130	30130
23	07	F6FMB	28012	0	0	0	28012
24	06	F1SPL	0	11685	13908	0	25593
25	92	F6GYJ	6728	7680	10296	0	24704
26	49	F6DFI	0	0	0	23736	23736
27	13	F1BTM	21762	0	0	0	21762
28	04	F1RFH	11218	10248	0	0	21466
29	69	F5DCG	2318	2040	9628	5782	19768
30	49	F1CBK	0	19402	0	0	19402
31	49	F1HNF	4345	3904	2279	7935	18463
32	32	F6DJB	0	0	0	18334	18334
33	49	F1DUZ	0	0	0	17670	17670
34	84	F8BRP	5668	8255	320	3388	17631
35	13	F5LKW	0	0	14432	3150	17582
36	91	F4PZN	546	12818	0	3648	17012
37	06	F4AME	0	3960	6210	6576	16746
38	56	F1BHD	3920	6996	1536	3760	16212
39	72	F5MGD	0	14214	672	0	14886
40	04	F1AXS	12900	0	0	0	12900
41	35	F4LME/P	2496	5929	0	4060	12485
42	49	F3VX	4633	2626	1760	3450	12469
43	81	F5FMW	5096	1350	1372	4004	11822
44	13	F5IRM	11664	0	0	0	11664
45	06	F6EGV/P	0	0	0	10584	10584
46	06	F1BAV	0	0	9774	0	9774
47	56	F8ACF	1044	3003	2772	1995	8814
48	49	F5NXU	0	0	0	8107	8107
49	78	F0DBD	0	0	0	6758	6758
50	04	F5LKW/	0	0	5925	0	5925
51	35	F4LME	0	0	5040	0	5040
52	06	F6EGV	0	0	4896	0	4896
53	54	F1MBM	0	4851	0	0	4851
54	60	F4BRL	2752	1395	0	0	4147
55	91	F4PNZ	0	0	3924	0	3924
56	06	F0DLZ	0	0	0	3914	3914
57	41	F4CEY	228	2704	702	0	3634
58	72	F9FZ	1078	1482	621	0	3181
59	82	F1HFW	0	0	0	2967	2967
60	84	F0DNI	0	0	0	2808	2808
61	82	F4BTD	0	0	0	2460	2460
62	72	F5MDG	0	0	0	2254	2254
63	85	F6GYJ/P	0	0	1480	0	1480
64	06	F6GEV	0	1392	0	0	1392

65	31	F4CIB/P	0	1230	0	0	1230
66	69	F8KFX/P	0	0	0	1148	1148
67	72	F4AKH	1023	0	0	0	1023
68	29	F1SIU/P	0	0	1020	0	1020
69	56	F6DZD	384	0	0	0	384
70	69	F1OWN	0	0	0	306	306
71	31	F4CIB	0	16	0	0	16
CLASSEMENT DU CHALLENGE 2001 432 MHZ							
Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	49	F6APE	13629	29337	25200	46746	114912
2	33	F5ADT	9855	45135	17940	6	72936
3	40	F1BPK	12402	15222	15576	26718	69918
4	69	F6BEG	0	10098	38532	20850	69480
5	32	F1APH	4620	11088	13272	12636	41616
6	13	F1DRN	6222	9546	13230	9372	38370
7	45	F1NYN	4752	7686	6192	10650	29280
8	40	F4BWJ	0	0	11850	14616	26466
9	56	F6ETI	10557	210	8700	2325	21792
10	64	F9SD	3600	4263	9408	1116	18387
11	69	F1OMQ	5184	9372	2511	0	17067
12	49	F1HNF	1950	5076	1500	7080	15606
13	64	F6FZS	1134	1218	11700	273	14325
14	64	F1FLX	2898	3402	3960	3174	13434
15	69	F1RLF	0	462	6720	4428	11610
16	45	F1UEI	2160	1242	756	3360	7518
17	32	F6DJB	0	0	0	7314	7314
18	82	F1RHS	0	0	0	5166	5166
19	84	F8BRP	1782	2160	189	918	5049
20	13	F1BTM	4875	0	0	0	4875
21	49	F5NXU	0	0	0	4536	4536
22	63	F1RBD	150	546	684	1242	2622
23	56	F8ACF	270	1035	288	468	2061
24	81	F5FMW	120	192	330	672	1314
25	49	F3VX	108	90	18	468	684
26	06	F1BAV	0	0	585	0	585
27	44	F6IFX/P	0	18	363	0	381
28	04	F1RFH	324	54	0	0	378
29	06	F1SPL	0	75	252	0	327
30	72	F6IFX	45	0	0	126	171
31	91	F4PNZ	0	0	165	0	165
32	91	F4PZN	0	90	0	48	138
33	49	F1DUZ	0	0	0	126	126
34	69	F5DCG	0	0	96	27	123
35	72	F5MGD	0	60	0	0	60
36	59	F1SIU	0	60	0	0	60
37	82	F4BTD	0	0	0	36	36

CLASSEMENT DU CHALLENGE 2001 1296 MHZ							
Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	49	F6APE	6840	14070	7820	16320	45050
2	56	F6ETI	840	2185	6200	17010	26235
3	33	F5ADT	450	19600	5550	10	25610
4	45	F1NYN	3720	4250	160	1020	9150
5	49	F1HNF	840	3100	720	4185	8845
6	81	F5FMW	550	150	360	1615	2675
7	64	F1FLX	800	720	540	360	2420
8	64	F6FZS	300	160	1870	0	2330
9	82	F1RHS	0	0	0	1190	1190
10	69	F5DCG	45	0	385	720	1150
11	13	F1BTM	810	0	0	0	810
12	92	F6GYJ	400	210	0	0	610
13	59	F1SIU	0	140	0	140	280
14	49	F5NXU	0	0	0	245	245
15	45	F1UEI	0	0	0	40	40
16	56	F6DZD	10	0	0	0	10
CLASSEMENT DU CHALLENGE 2001 2320MHZ							
Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	49	F6APE	560	1300	2850	4600	9310
2	49	F1HNF	150	210	1350	1500	3210
3	49	F5NXU	0	0	0	779	779
4	81	F5FMW	200	200	40	60	500
5	56	F6ETI	120	0	40	0	160
CLASSEMENT DU CHALLENGE 2001 5,7 GHZ							
Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	49	F6APE	0	1650	7020	1080	9750
CLASSEMENT DU CHALLENGE 2001 10 GHZ							
Place	Dept	Indicatif	Trim 1	Trim 2	Trim 3	Trim 4	Total
1	49	F6APE	700	20400	23650	8400	53150
2	81	F5FMW	240	4840	2080	560	7720
3	49	F1HNF	120	3990	1100	1800	7010
4	31	F4CIB/P	0	4140	0	0	4140
5	56	F6ETI	0	0	540	700	1240
6	49	F5NXU	0	0	0	300	300
7	45	F1UEI	0	20	0	20	40

CLASSEMENT ANNUEL 2001 PAR DEPARTEMENT				
Place	Département	NB Station	Total	
1	Rhône	8	771834	
2	Maine-et-Loire	7	616160	
3	Bouches-du-Rhône	6	274201	
4	Vaucluse	5	218227	
5	Loiret	4	205320	
6	Pyrénées-Atlantique	4	171361	
7	Morbihan	3	120508	
8	Alpes-Maritimes	3	73811	
9	Tarn-et-Garonne	3	41949	
10	Alpes-de-Hte-Provence	3	40669	
11	Sarthe	3	31390	
Pour être classé il faut avoir participé au challenge durant les 4 trimestres				
CLASSEMENT DES AUTRES DEPARTEMENTS				
	Département	NB Station	Total	
	Landes	2	409904	
	Gers	2	124598	
	Essonne	2	21239	
	Ille-et-Vilaine	2	17525	
	Haute-Garonne	2	5386	
	Gironde	1	309208	
	Nord	1	49045	
	Puy-de-Dôme	1	40577	
	Ardèche	1	28012	
	Hauts-de-Seine	1	25314	
	Tarn	1	24031	
	Yvelines	1	6758	
	Meurthe-et-Moselle	1	4851	
	Oise	1	4147	
	Loir-et-Cher	1	3634	
	Vendée	1	1480	
	Finistère	1	1020	

RÉSEAU DES ÉMETTEURS FRANÇAIS UNION FRANÇAISE DES RADIOAMATEURS

Union sans but lucratif regroupant les radioamateurs, arrêté du 3/1/1994, reconnue d'utilité publique, décret du 29/11/1952
Section française de l'Union internationale des radioamateurs (I.A.R.U.)
Siège social : 32 rue de Suède, 37100 TOURS – Services administratifs : BP 7429 – 37074 TOURS CEDEX 2 – Tél. 02.47.41.88.73 – Fax : 02.47.41.88.88

COMMISSION DES CONCOURS

CHALLENGE THF

RÈGLEMENT 2002

1. ARTICLE 1

Le but de ce challenge est de stimuler une activité régulière sur les bandes THF, et d'y développer l'esprit d'équipe.

2. ARTICLE 2

Peuvent y prendre part les amateurs régulièrement autorisés dans le cadre du règlement A.R.T. en vigueur, depuis leur station fixe, mobile ou portable, à l'exclusion du trafic par relais actif. Peuvent y prendre part également les SWL dont les points compteront pour leur département.

3. ARTICLE 3

Le challenge est ouvert toute l'année, sur toutes les bandes autorisées.

Aucun contact, réalisé lors de n'importe quel concours du REF-Union, ne comptera pour le Challenge.

4. ARTICLE 4

Ce challenge consiste essentiellement à contacter chaque trimestre le plus grand nombre possible de stations différentes françaises ou étrangères. Une même station pourra être contactée une fois par mois et ceci pour chaque bande (donc 3 fois dans le trimestre, et ceci par bande).

5. ARTICLE 5

Chaque participant doit concourir pour le département de son lieu de trafic.

6. ARTICLE 6

Les comptes-rendus trimestriels devront être envoyés au correcteur désigné par courrier ou par email à challenge@ref-union.org, avant le 15 du mois suivant le trimestre échu (le cachet de la poste faisant foi). Les comptes-rendus reçus en retard seront exclus du classement pour le trimestre.

Pour 2002, le correcteur est : Dominique PORTES, F5AXP – 18 chemin Buffetbiau – 31780 CASTELGINEST

7. ARTICLE 7

le formulaire sera réalisé conformément à l'article 14 ci-après (soit le tableau, soit une carte pour une bande donnée).

8. ARTICLE 8 : CLASSEMENT TRIMESTRIEL

- Classement individuel au niveau national pour les OM et SWL par bande.
- Classement type « OM Complet » (toutes bandes confondues).
- Classement des départements : pour être classé, le département devra avoir un minimum de 3 comptes-rendus. Ce classement est effectué en totalisant tous les points obtenus par les participants du département (OM+SWL).

9. ARTICLE 9 : CLASSEMENT ANNUEL

- Classement individuel et par bande en cumulant les points obtenus au cours de l'année (un classement OM et un classement SWL).
- Classement des départements : il s'effectuera par total des places obtenues pour ceux qui auront été classés aux 4 trimestres (OM+SWL).
- Classement type OM Complet (toutes bandes confondues)

10. ARTICLE 10 : CALCUL DES POINTS

- **Points** : un point pour chaque nouvelle station (française ou étrangère) contactée et ceci par mois et par bande.
- **Multiplicateur** : on compte dans le trimestre le nombre de départements et le nombre de QTH Locator (moyens carrés ex : JN03, IN97) différents par bande.
- Les **coefficients** ont ainsi été fixés: 144 MHz : 1 - 432 MHz : 3 - 1296 MHz : 5 - Au-dessus : 10 quelle que soit la bande.
- Total des points pour une bande :
 $T = \text{Points} \times (\text{total départements} + \text{total QTH}) \times \text{coefficient}$
Exemple : en 144 MHz : 450 points x (50 départements. + 40 locators) x 1 = 40 500 points.

11. ARTICLE 11

Le classement sera publié dans Radio-REF, sur www.ref-union.org/concours/, et annoncé par F8REF.

12. ARTICLE 12

Les réclamations seront transmises à la commission des concours qui sera chargée de vérifier le fondement des réclamations. Les journaux de trafic feront foi. Refus ou retard après l'appel de la commission entraînera l'exclusion pour un an de la station interjetée. Un contrôle de la validité des QSO pris en compte pourra être demandé.

13. ARTICLE 13 : RÉCOMPENSES

- Département : coupe annuelle au premier, diplômes annuels aux trois premiers.
- Individuel : coupe annuelle pour le premier de chaque bande, diplômes annuels aux trois premiers.
- OM complet : coupe annuelle, diplômes annuels aux trois premiers.
- SWL : coupe annuelle, diplômes annuels aux trois premiers.

14. ARTICLE 14 : COMPTE-RENDU

SOIT :

Une fiche récapitulative pour le trimestre en reprenant le tableau ci dessous et en remplissant les cases correspondantes pour chaque bande. Le total de chaque ligne s'effectue en additionnant le nombre de stations différentes contactées chaque mois (A). On multiplie alors nombre de points (A) par la somme des départements (B) et des QTH locators (C) différents contactés dans le trimestre. On multiplie ensuite par un coefficient de bande (Coef) pour obtenir le total.

L'équation du total par bande est donc $A = \text{Mois 1} + \text{Mois 2} + \text{Mois 3}$; $\text{Total} = A \times (B+C) \times \text{Coef}$

CHALLENGE VHF / UHF / SHF

Année :

Trimestre :

Indicatif :

Département :

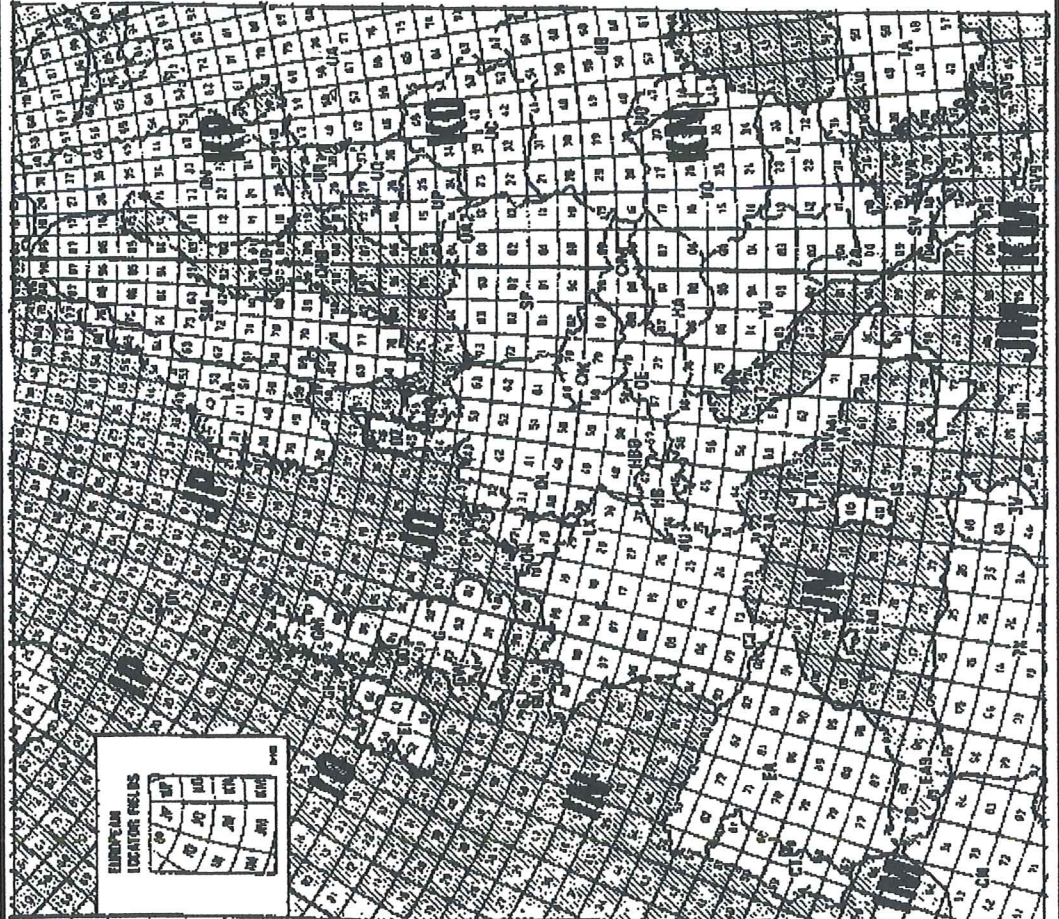

Journée de trafic :

Bande	1 ^{er} mois	2 ^{ème} mois	3 ^{ème} mois	QSO (A)	Dépt (B)	Loc (C)	Coef	Total
144 MHz							1	
432 MHz							3	
1296 MHz							5	
2320 MHz							10	
5760 MHz							10	
10 GHz							10	
24 GHz							10	
47 GHz							10	
76 GHz							10	
146 GHz							10	

SOIT :

Une carte QTH locator + départements par bande (voir page suivante) avec les départements contactés ainsi que les QTH locator noircis. Le calcul est le même que pour la fiche.

Nota : Pour établir votre compte-rendu vous pouvez utiliser soit le tableau précédent soit la carte ci-après. Bien sûr des photocopies de la carte au format A4 peuvent être faites surtout pour les OM qui garnissent la carte en direct avec un crayon de couleur différent chaque mois. Quant au tableau, une formule Excel peut être faite ce qui vous permettra d'éviter les erreurs. L'important c'est de participer et, d'après vos remarques sur les concours de courte durée vous êtes bien partis. Bon trafic à tous.

INDICATIF : _____	CHALLENGE VHF / UHF / SHF Trimestre 200 .	Dépt : _____	MHz _____
			
			
		Nombre de départements : (B) Nombre de carrés locator : (C) N stations 1'mois : Total: (A) N stations 2'mois : N stations 3'mois :	
		Nombre de points $A \times (B+C) =$ x coef =	
coef = 1 pour 144 Mhz, 3 pour 432 Mhz, 5 pour 1296 Mhz, 10 pour F > 1296 Mhz			

"50MHZdotCOM"

Un site Internet dédié à la bande des 6 mètres

par Bernard DELAGE, F5DE

Ce site brésilien qu'on obtient à l'adresse <http://www.50mhz.com> a été créé par Peter PY5CC, le numéro un mondial ayant atteint en 2001, et largement dépassé depuis, la barre des 200 contrées DXCC sur cette bande. La page d'accueil type est reproduite dans cet article.

Cette dernière comprend :

- quelques photos d'opérateurs 6 mètres et de leurs stations
- des liens directs vers le UKSMG (United Kingdom Six Meters Group) et le SMIRK (Six Meters International Radio Klub)
- une liste d'informations présentées très simplement sur les récentes ouvertures à grande échelle
- à gauche, le menu oriente vers les différentes composantes que je vais décrire sommairement dans cet article.

Pour chaque chapitre, à la suite du titre je donne pour information l'adresse (url) correspondant au site ou à la page présentée s'il y a lieu.

DxPeditions :

Informations sur les expéditions prévoyant une activité sur le 6 mètres, ou exclusivement consacrées à cette bande, à partir du mois en cours et pour les 6 prochains mois environ.

OH2AQ Cluster : <http://oh2aq.kolumbus.com/dxs/50.html?>

Affichage des 100 dernières informations 6 mètres passées sur le cluster de OH2AQ. Cette liste est actualisée toutes les 3 minutes.

JA Cluster : <http://www.big.or.jp/~ham/pubhtml/dxcl.html>

Ce cluster d'origine japonaise donne une idée du trafic effectué principalement dans la zone "Pacifique", mais pas exclusivement, puisque ce DX-cluster (comme celui de OH2AQ, plus utilisé en Europe et aux Etats-Unis) nous est accessible à l'adresse ci-dessus.

Announcements : <http://www.uksmg.org/notice.htm>

Ce lien amène le lecteur à la rubrique du même nom sur le site du "UKSMG". Cette rubrique représente un mini forum sur la bande de référence.

N1RZ Path Map : <http://www.n1rz.org>

Cet excellent site présente sur une mappemonde les trajets des liaisons 50MHz qui ont été récemment signalées sur les DX-clusters de WA3SIX, de OH2AQ, du "DX World", ainsi que sur les "DX-Packet-Cluster" TELNET, en différenciant par des couleurs les liaisons de moins de 15 minutes en trait rouge, de moins de 30 minutes en trait vert, et de moins de 2 heures en trait bleu. Les trajets correspondant à des liaisons plus anciennes disparaissent automatiquement. Sur la carte, des petites marques représentant les ionosondes permettent de se connecter sur les sites appropriés spécifiques à l'une quelconque de celles-ci et d'avoir ainsi une information sur l'activité solaire mise à jour toutes les 2 minutes. Nombreuses autres possibilités d'interrogation des bases de données de N1RZ. A fouiller en profondeur pour apprécier ce site fort intéressant.

6M Chat : <http://www.wa3six.com/radio/go.asp>

On accède ici à l'un des mini forums du site "wa3six.com". Nombreuses possibilités d'explorer le site, également fort intéressant, de WA3SIX.

6M Sites :

A la date de rédaction de cet article, pas moins de 86 liens spécifiques sont disponibles ici. D'autres sites peuvent être régulièrement ajoutés à cette liste sur simple demande auprès de PY5CC. A ce stade de l'exploration, grâce aux multiples liens accessibles à partir de chaque site, nous avons accès à des centaines d'autres sites concernant le 50MHz bien sûr, mais également les autres activités se rapportant à l'émission d'amateur. A condition d'avoir beaucoup de temps devant soi, un forfait internet pas trop cher, et un bon "thermos" de café à portée de main, il est possible de passer bien plus de temps que l'on ne voudrait devant l'écran.

Prop Logger : <http://dxworld.com/50prop.html>

Le site du "DX World" permet de diffuser une information DX en temps réel. Elle représente une page Web interactive pour ce type d'information. Elle est remise à jour toutes les 3 minutes. Il est demandé de ne pas abuser d'informations fantaisistes ou sans grand intérêt. Il est préférable de respecter ce code de déontologie si l'on ne veut pas voir son indicatif catalogué comme em.....r ! Au bas de la page, nombreux liens vers d'autres sites intéressants de par leur relation avec les VHF, la propagation, l'activité solaire, les aurores boréales, les QTH-Locators, les émetteurs de TV en bande 1, les ionogrammes, les données de WWV, etc..., du "déjà vu" sur d'autres pages du site "50mhz.com" mais pas forcément. A consulter sans modération !

Smirk : <http://www.smirk.org>

Le site du six Meters International Radio Klub, comme son nom l'indique est lui aussi dédié à notre bande favorite. Nombreuses informations et liens vers d'autres sites spécifiques. Il est possible de devenir membre de ce club pour 6 \$ U.S. par an (après avoir contacté 6 membres).

OZ Bulletin : <http://www.qsl.net/oz6om/>

Le "OZ50MHz DX Bulletin" de OZ6OM présente une information hebdomadaire fort utile sur les activités en cours ou prévues, avec mise à jour quotidienne d'informations complémentaires.

SM7AED : <http://www.algonet.se/~sm7aed/>

Site spécifique de Arne SM7AED. La page d'accueil se présente sous forme de listes de liens parmi les chapitres suivants :

- Informations 50MHz : annonces d'expéditions, mise à jour quotidienne du "SM7AED's notebook", également très utile pour se tenir au courant des raretés annoncées
- Informations en provenance de Suède
- Quelques pages "perso" relatives au 50MHz
- Quelques "callbooks"
- Sites consacrés à la propagation
- Informations concours 6 mètres
- Liens vers des clusters DX
- Liens divers.

GJ4ICD Top 20 : <http://www.btinternet.com/~geoffrey.brown3/50top.html>

Liste des 20 premières stations mondiales sur la bande des 6 mètres, au niveau des nombres de pays contactés et confirmés, et des QTH-locators contactés. Depuis le mois d'août, cette page est en cours de restructuration.

QRZ.com : <http://www.qrz.com>

Ce site est un petit portail sortant du cadre strict du 50MHz. Comme avec tout portail, il faut parfois passer beaucoup de temps avant de trouver une information. Dans le cadre d'une recherche particulière, je préfère utiliser un bon moteur ou métamoteur de recherche. Mérite néanmoins d'être exploré.

Buckmaster : <http://www.buck.com/hammain.html>

Ce site est très intéressant pour la recherche d'adresses d'OM en prévision d'échanges de carte QSL directe. Très simple d'emploi, il est agrémenté pour chaque indicatif demandé d'informations complémentaires s'il y a lieu (adresse "e-mail", pôles d'intérêt, bandes et modes préférés, carte du pays avec nombreuses données géographiques et économiques, météorologie locale, etc...).

Solar Activity : <http://dxlc.com/solar/>

Graphique de l'activité solaire sur les 3 mois écoulés, comprenant :

- le nombre de taches solaires
- le flux solaire
- l'index planétaire A.

A la suite de cet utile graphique, nombreux liens possibles vers différentes pages du site norvégien du DX Listeners' Club (DXLC), consacrées à l'activité solaire et à son influence sur la propagation radioélectrique. Des abaques représentent tous les cycles solaires depuis le n° 1 et permettent de les comparer.

PY SCORES :

Cette page rédigée en langue portugaise mais néanmoins facilement compréhensible pour nous français, présente le classement 50MHz des stations brésiliennes.

PY FIRST :

Egalement rédigée en portugais, cette page présente les premières réalisées, toujours sur la "bande magique" depuis le Brésil avec environ 220 pays.

PYOF FIRST :

Même principe que pour la page précédente, mais en ce qui concerne les premières réalisées depuis l'île de Fernando de Noronha avec environ 120 pays.

PICTURES :

Nombreuses photos d'opérateurs et de leur station.

MEMBERS :

Donne la liste des membres du site "50mhz.com" avec leur QTH-Locator et pour certains quelques photos, ainsi que la possibilité d'adresser un "e-mail" à l'un d'entre eux par un simple clic de la souris.

WEBMAIL :

L'accès à cette page permet de s'inscrire gratuitement au groupe "50mhz.com" de PY5CC. Le seul critère d'inscription demandé est de porter un grand intérêt à la bande des 6 mètres. Un alias (ou une adresse) pour le courrier électronique peut être attribué(e), il (elle) sera de la forme f5de@50mhz.com.

Index :

Situé en tête de certaines tables des matières, ce lien permet à tout moment de revenir à la page d'accueil du site.

Voici donc sommairement brossées les possibilités concernant l'exploration du site de PY5CC, un site que j'ai découvert il y a environ un an suite à une recherche spécifique au 50MHz. Dans ce domaine, de très nombreux autres sites fort intéressants existent sur la toile. Mon choix s'est porté sur celui-ci, sans pour autant délaisser d'autres "valeurs sûres". Un minimum de pratique de l'anglais me semble toutefois nécessaire afin de tirer profit de cet excellent site.

73 QRO de Bernard, F5DE. (UKSMG n°1453, DXCC 6m n°358)

F5AYE /P	JN36DH	74	4	1		JEAN-PAUL	04-50-35-44-54	06-60-29-68-16	f5aye@wanadoo.fr
F5BUU /P		32	2,5	off 0,9	2	JEAN-CLAUDE			
F5CAU /P	JN33NR	6	10	off 1,2	1	GIL	06-84-71-93-53		f5cau@wanadoo.fr
F5DED /P	JN25VV	91				CLAUDE			
F5EFD /P	IN88GT	22	0,5	0,9		MAURICE	02-96-91-04-37		f5efd@aol.com
F5EJZ /P	JN27UR	25	1	0,9	1,3	JEAN-PAUL			
F5FLN /P	JN04AR	33	20	off 0,9	1,2	MICHEL	& F4ARU		également en Fixe
F5FMW	JN13BV	81	1	0,6		ARTHUR	05-63-38-34-40		a.pais@mecanumeric.fr
F5FVP /P	JN05BX	24	4	off 0,9		JEAN-YVES			
F5GGL /P		9	1	0,65		JEAN-LOUIS			
F5HNF /P	IN97		0,4	0,6		PATRICK			
F5HRY /P	IN78VF		10	0,85	1,8	HERVE	01-69-96-68-79		portable
F5HRY	JN18EQ	91	7	0,6	0,8	HERVE	01-69-96-68-79		f5hry@aol.com
F5JBP /P	IN93IN	64	10	1		GERARD	05-59-56-24-11		
F5JEB /P	JN18	77				ROBERT	01-64-22-75-60		
F5JGY /P	JN04PJ	46	1	0,85		GILLES	05-65-35-47-69		QRV que portable, f5jgy@aol.com
F5JTA	IN98DI	35	10	3,5	1	GUY	02-99-45-07-06		EME
F5JWF /P	JN25VV	1				PHILIPPE			
F5LWX		56				ALAIN	02-97-43-38-22		f5lwx@wanadoo.fr
F5MDY /P	JN03BK	64 ou 81	0,25	0,4		NICOLAS			
F5MKD /P	JN38OP	67	0,24	0,5		MICHEL	03-88-20-39-23		
F5MZN /P	IN87	29	0,25	0,5		OLIVIER			
F5NXU	IN97MR	49	0,6	0,7		PIERRE	02-41-61-98-10		
F5NZZ /P	JN23WE	83	0,7	0,75		JEAN-YVES	04-94-75-78-18		IC290E+PAQual, f5nzz@wanadoo.fr
F5ORF /P	JN18	75	0,25	0,5		PATRICK	01-40-50-84-95		f5orf@filnet.fr
F5PAU /P	IN88	29	1,1	0,9		FRANCIS	02-98-59-36-73		
F5PL		11				BERTRAND			
F5PMB	JN18GW	93	1	0,8	0,8	DIDIER	01-48-66-68-85		f5pmb@wanadoo.fr
F5RVO /P	JN24PE					MICHEL			
F5RYZ						SEBASTIEN	06-60-31-10-53		
F5SJP /P	JN33HR					CHRISTOPHE			
F5UEC	JN07VX	45	1	1		HERVE	02-38-74-06-07		Telph. pro.
F6AJW /P	IN93IN	64	4	0,6		JACQUES			
F6APE	IN97QI	49	2	0,6	1	JEAN-NOEL	02-41-78-39-77		
F6AWS	JO10LL	62	10	1 Casg,	0,75	FRANCIS	03-21-74-23-85		06-08-21-40-13 f6aws@aol.com
F6BSJ /P	JN26	71	4	1	1,5	JEAN-MARIE			
F6BVA /P	JN24VC	83	14	1,2	1	MICHEL	04-94-66-15-31		et TVA
F6CBC /P	IN94	33	4	0,9		JEAN			
F6CCH /P	IN96MV	85	4	0,6		HUBERT			
F6CGB	JN18FW	93	2	0,7		RENE	01-48-30-71-04		f6cgb@libertysurf.fr
F6CGJ	IN78	29	1	0,85		LOUIS	02-98-07-20-49		EME
F6CIS	IN94	33	2	off 0,7		SYLVAIN			
F6CWN /P	JN18	78				JEAN-FRANCOIS			
F6CXO	JN03SM	31	4	0,6		GERARD	06-82-59-24-28		/p09 en JN02SV et /p11 en JN03WJ
F6DER /P	JN24VC	4	0,2	1,7		JEAN	04-92-72-07-32		
F6DKW	JN18CS	78	9	0,6		MAURICE	01-30-70-82-84		
F6DPH /P	JN18IL	77	10	1		PHILIPPE	01-60-69-13-96		philippe.millet15@wanadoo.fr
F6DRO	JN03SM	31	4	0,6	1	DOMINIQUE	05-61-81-21-38		f6dro@aol.com
F6DWG /P	JN19AJ	60	7	0,7	0,9	MARC	03-44-84-73-84		P = 50W avec TOP
F6EAS /P	IN98	50				PASCAL			
F6ETI /P	IN87KW	56	1	0,5	1,3	PHILIPPE	02-97-36-74-86		QRV fixe f6eti@wanadoo.fr
F6ETS /P	JN04	23				RENE			
F6ETU /P	JN13GK		4	0,6	1	JEAN-MARIE	05-61-20-73-90		
F6ETU	JN03RO	31	4	1,3	1	JEAN-MARIE	05-61-20-73-90		
F6ETZ		44	1	0,6		JACKY			
F6FAX /P	JN18CK	91	4	off 0,85	1,5	ALAIN	01-69-01-45-98		F6FAX_alain@post.club-internet.fr
F6FXF /P		62				PATRICK			
F6GBQ /P	JN13UM	34	0,2	0,75		JEAN			
F6GEJ /P	JN10	62	0,25			MICHEL			
F6GKJ /P	JN13UM					JEAN-CLAUDE			
F6HGQ		76				OLIVIER	02-35-79-21-03		f6hgq@wanadoo.fr
F6HTJ		66				MICHEL			
F6HYE /P	JN36BI	74	0,8	1,4	0,9	PATRICK	04-50-94-19-14		
F6HZH	JN07WW	45	0,2	Cornet		DANIEL	02-38-74-06-07		Telph. pro.
F6IFR /P	JN09TT	76	0,16	1,2		FRANCOISE			
F6IOC /P	JN36	74				BETTY			
F8UM /P	JN05XK	19	0,2	0,9		RENE	05-55-27-90-32		
F9HV /P			22	3,2		HUBERT			IC202 + DJ9BV + Qualcom + TOP
F9HX /P	JN25	69	1	0,5		ANDRE	04-78-04-16-64		agit@wanadoo.fr
F9QN /P	JN04MC	82	0,1			SERGE			silence key
ON4KHG/P	JO10WP	/							
						10GHz			

Note : 10Ghz = X , PWR en Watts, ANT ,NF , off=offset, pf=prime focus

STATIONS FRANCAISES ACTIVES EN SHF/SSB - BANDE 24GHZ

INDICATIF	LOCATOR	DEPT.	PWR	ANT	NF	PRENOM	TELEPHONE	REMARQUES
FE 5094	JN18RN	10	0,11			LUDOVIC		ludoviccordier@aol.com
F1AHO /P	JN37NV	68	0,1	0,5		JEAN-PIERRE	03-89-64-12-26	f1aho@wanadoo.fr
F1ANY	JN14SC	34				ALAIN		
F1CHF	JN18CX	95				FRANCOIS	01-34-13-46-36	
F1CLQ /P	JN38MA	68	4	0,7		MICHEL	03-88-72-41-58	f1clq@wanadoo.fr
F1DBE	JN09XC	95	0,08	off 0,6	1,2	JEAN-PIERRE	06.62.23.60.02.	loc. / P : JN19BC
F1DFY			0,1	off 0,75		JEAN-ROBERT		
F1GHB /P	IN88IN	22	0,1	0,6		ERIC	02-96-47-22-91	
F1HDF /P	JN18GF	77	0,095	0,73	2	JEAN-CLAUDE	01-60-69-53-78	
F1JGP	JN17CX	45	0,01	0,6		PATRICK	02-38-65-51-96	
F1JSR /P	JN36FG	74	0,1	0,9	2	SERGE	04-50-72-00-52	et TVA
F1OIH /P	JN18DT	92				VINCENT		
F1OPA		38	0,001	0,5		VINCENT	04-76-15-33-64	
F1PYR /P	JN19BC	95	0,5	off 0,85		ANDRE	01-34-16-14-69	06.08.54.84.49
F2SF /P	JN12HM	66	0,05	0,5	2,4	FRANCK	04-68-21-12-24	
F4AQH /P	JN19HG	60	0,11	off 0,85		JEAN-FRANCIS	06-85-69-43-41	
F5CAU /P	JN33NR	6	0,1	0,75	2	GIL	06-84-71-93-53	f5cau@wanadoo.fr
F5EFD /P	IN88IN	22	0,0005	0,4		MAURICE	02-96-91-04-37	
F5HRY	JN18EQ	91	0,08	0,48	2	HERVE	01-69-96-68-79	f5hry@aol.com
F5ORF/P	JN18	75	0,07	0,5		PATRICK	01-40-50-84-95	
F5RVO /P	JN24PE							
F6BVA /P	JN14SC	83	0,5	1,2	1,8	MICHEL	04-94-66-15-31	
F6CGB	JN18FW	93	0,001	0,35		RENE	01-48-30-71-04	100 mW en TVA
F6CXO	JN03SM	31	0,04	0,8		GERARD	06-82--59-24-28	/p09 en JN02SV et /p11 en JN03WJ
F6DER /P	JN24VC	4	0,05	0,75		JEAN	04-92-72-07-32	
F6DPH /P	JN18	77	0,001	0,6		PHILIPPE	01-60-59-13-96	
F6DRO	JN03SM	31	0,001	0,7		DOMINIQUE	05-61-81-21-38	f6dro@aol.com
F6DWG /P	JN19AJ	60	0,1	0,4	1,9	MARC	03-44-84-73-84	
F6ETU /P	JN13GK	31	0,6	1,2		JEAN-MARIE	05-61-20-73-90	
F8UM /P	JN05XK	19	0,0005	0,5		RENE	05-55-27-90-32	

STATIONS FRANCAISES ACTIVES

EN SHF/WBFM - BANDE 24GHZ

INDICATIF	LOCATOR	DEPT.	PWR	ANT	NF	PRENOM	TELEPHONE	REMARQUES
F6EAS	IN99	50	0,015			PASCAL		

Note : 24Ghz = K , PWR en Watts, ANT en Mètres, NF en dB

F1AHR	?		0,45	0,5	?	?		ATV
F1ANY/P	JN14SC		0,04	0,8	?	ALAIN		
F1GHB/P	IN88IN		0,1	0,6	?	ERIC	02-96-47-22-91	
F1GTP	IN93PS							
F1HTI/P	JN25RG		?	?	?	CHARLES	04-76-07-22-45	
F1JSR/P	JN36FG		0,02	0,4	8	SERGE	04-50-72-00-52	ATV
F1NWZ	JN17		0,25	0,9	2,7	PIERRE	02-38-57-20-79	
F1OPA/P	JN26XD		0,2	0,9	1	VINCENT	04-76-15-33-64	
F1URQ/P	IN97		?	?	?	LAURENT	02-41-32-84-77	Dept. 49
F5CAU/P	JN33HR		?	?	?	GIL	04-93-24-48-63	SSB&ATV
F5CAU/P	JN24WE	6	0,01	0,75	3	GIL	04-93-24-48-63	
F5FLN/P	JN05CA		5	0,67	?	MICHEL		également en Fixe

F6CWN/P	JN18		?	?	?			Dept. 78
F6CXO/P	JN03SM		0,2	0,7	?	GERARD	05-61-81-41-45	
F6DKW	JN18CS		9	0,6	?	MAURICE	01-30-70-82-84	

F6GYH/P	JN18LV		0,2	0,5	0,9	BERNARD		& SWL LUDOVIC,
---------	--------	--	-----	-----	-----	---------	--	----------------

***** BALISES FRANCAISES *****

F6HTJ/F1MOZ

(<http://www.ref-union.org/balises/index.html>)

10/03/2002

Indicatif	Fréq. (MHz)	QTH	Dépt	Locator	Alt. (m)	PIRE (W)	Antenne	QTF	Etat	Resp.
F5TMJ	28,243 3	Toulouse	31	JN03sm	220	5	Dipole	omni		F5TMJ
F5KMD	28,259 0	Valenciennes	59	JO10si		5	G.P.	omni		F6BUA

FR5SIX	50,022 5	Réunion		LG58	1700	1,5	Dipole horiz.	N/S		F5QT
FP5XAB	50,038	St Pierre/Miq		GN16		15	Verticale	omni	*	FP5EK
FY7THF	50,039	Guyane		GJ35		5	Verticale	omni		F1AWX
FX4SIX	50,315	Neuville	86	JN06CQ	153	25	2 dipoles horiz.	omni		F5GTW

F5XAR	144,405	Lorient	56	IN87KW	165	400	9 elts	N.O	ATL	F6ETI
F5XSF	144,409	Lannion	22	IN88GS	145	50	9 elts	Est		F6DBI
F5XAM	144,425	Blarininghem	59	JO10EQ	99	14	Big Wheel	omni		F6BPB
F5XAV	144,450	Remoulins	30	JN23GX	100	5	Halo	omni		F5IHN
F1XAT	144,458	Brive	19	JN15AO	913	25	Big Wheel	omni		F1HSU
F1XAW	144,468	Beaune	21	JN26IX	561	10	Big Wheel	omni		F1RXC
F5XAL	144,476	Pic Neulos	66	JN12LL	1100	10	Big Wheel	omni	TEP	F6HTJ
TK5ZMK	144,485		2A	JN41JS	500		Big Wheel	omni	Plan.	TK5EP

F1ZNI	432,804	St Rémy	13	JN23KS	387	10		omni	Plan.	F1AAM
F5XBA	432,830	Preaux	77	JN18KF	166	10	4xHB9CV	omni		F2AI
F5XAG	432,863	Lourdes	65	IN93WC	550	40	2 x 10 elts	N.NE		F5HPQ
F5XAZ	432,886	St Savin	86	JN06KN	144	50	Big Wheel	omni		F5EAN
F5XAS	432,978	Eyne	66	JN12BL	2400	50	3 elts	Nord		F6HTJ

F5XBH	1296,739	Strasbourg	67	JN38PJ	1070	4	Wheel	omni		F6BUF
F1XBI	1296,812	Petit Ballon	68	JN37NX	1278	1	4 elts	S.E	*	F1AHO
F5XBK	1296,847	Favieres	77	JN18IR	160	10	A. Slot	omni	*	F6ACA
F1XAK	1296,862	Istres	13	JN23MM	114	200	Fentes	omni		F1AAM
F1ZMT	1296,872		72	JN07CX	70	20	Panneau	S	Plan.	F1BJD
FX3UHX	1296,875	Landerneau	29	IN78UK	121	1	Quad	Est		F6CGJ
F1XBC	1296,886	Adriers	86	JN06JG	230	25	A. Slot	omni		F1AFJ
F5XAJ	1296,907	Pic Neulos	66	JN12LL	1100	100	Fentes	omni		F6HTJ
F5XBF	1296,948	St Aignan	33	IN94UW	88	50	2 x Wheel	omni	*	F6CIS

Etat : Atl bal. transatlantique

* QRT provisoire

TEP bal. transéquatoriale pendant équinoxes

Plan. planifiée

Indicatif	Fréq.(MHz)	QTH	Dépt	Locator	Alt.(m)	PIRE (W)	Antenne	QTF	État	Resp.
F5XAC	2320,838	Pic Neulos	66	JN12LL	1100	20	Fentes	omni		F6HTJ
F5ZMF	2320,886	Adriers	86	JN06JG	230	40	4 cornets	NO/NE		F5BJL
F1XAH	2360,000	Istres	13	JN23MM	114	15	Fentes	omni		F1AAM

F1XAO	5760,060	Plougonver	22	IN88HL	326	10	Fentes	omni		F1LHC
F5XBE	5760,820	Favières	77	JN18JS	160	4	Fentes	omni		F5HRY
F1XBB	5760,845	Orléans	45	JN07WV	170	200	Fentes	omni		F1JGP
F5KBW	5760,855	Talence	33	IN94QT	60	20	Fentes	E/SE		F6CBC
F6CXO	5760,950	Toulouse	31	JN03RM	273	2	Fentes	omni		F6CXO

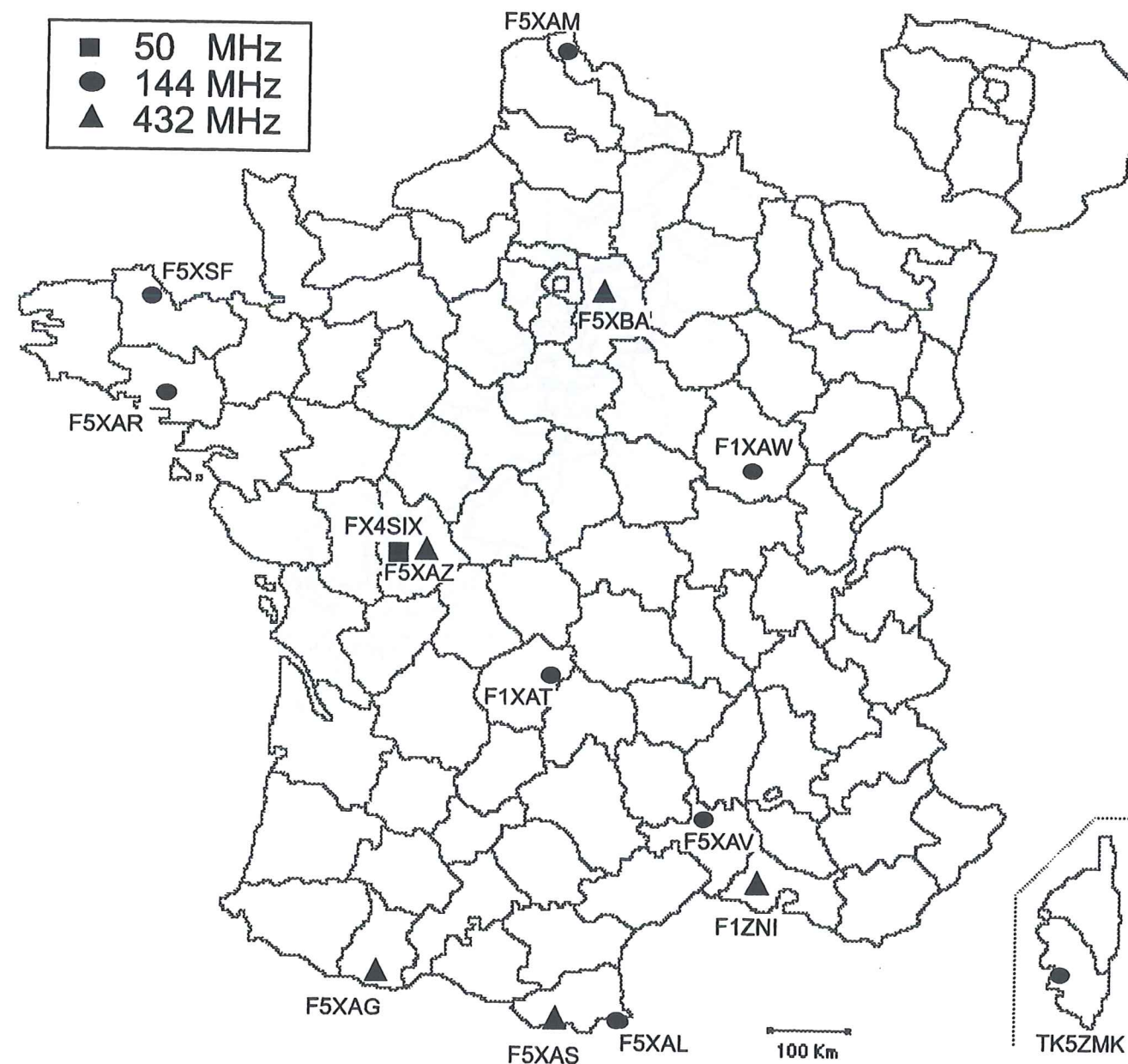
F5XBD	10368,010	Favières	77	JN18JS	160	9	Fentes	omni		F5HRY
F5XAY	10368,050	Mont Alembre	43	JN24BW	1691	3/10	Fent/Corn.	om/N	*	F6DPH
F1XAI	10368,060	Orléans	45	JN07WT	160	10	Fentes	omni		F1JGP
F1XAP	10368,108	Plougonver	22	IN88HL	326	10	Fentes	omni		F1LHC
F5FLN	10368,300	Talence	33	IN94QT	60	20/1500	Cornets	N/ESE		F5FLN
F1XAE	10368,755	Mt Ventoux	84	JN24PE	1910	5	Cornet	O.SO	*	F1UNA
F1XAU	10368,825	Sombernon	21	JN27IH	516	13	Fentes	omni	*	F1MPE
F6DWG	10368,842		60	JN09WI		200	Fentes	omni		F6DWG
F1BDB	10368,860	Mt Doublie	06	JN33KQ	1200	1	Fentes	omni		F1BDB
F5XAD	10368,860	Pic Neulos	66	JN12LL	1100	2	Fentes	Nord		F2SF
F1DLT	10368,924		70	JN27UR		30	Cornet	N.O	*	F1DLT
F5XBG	10368,994	Chalon	71	JN26KT		5	Fentes	omni		F6FAT
F1XAN	10369,000	Bus St Rémy	27	JN09TD	300	1,5	Fentes	omni	*	F1PBZ

F6DWG	24192,170		60	JN09WI		3	Fentes	omni		F6DWG
F1XAQ	24192,252	Plougonver	22	IN88HL	326	0,4	Fentes	omni		F1LHC
F5XAF	24192,830	Paris	75	JN18DU		1	Parabole	Est		F5ORF
F1...	24192,862	Mt Ventoux	84	JN24PE	1910	0,08			Plan.	F1UNA

État : * QRT provisoire Plan. planifiée

BALISES FRANÇAISES

(www.ref-union.org/balises/index.html)



03/2002

F6HTJ, F1MOZ

LISTE DE BALISES HF, VHF, UHF et SHF

par F1MOZ et F6HTJ

Bruno TAVERNY et Michel RESPAUT

Cette liste est une compilation des différentes données reçues sur le réseau Internet. La mise à jour des différentes balises est effectuée au fur et à mesure de l'arrivée des données. Vous noterez, comme d'habitude, que certaines balises ne sont pas à jour lors de la parution de ce document et nous vous demandons de bien vouloir nous en excuser. Tous nos remerciements à ceux qui ont participé à l'élaboration de cette compilation.

Main table with columns: ORG, CALL, NEAR TOWN, QTH, ASL, ANTENNE, QTF, W.F.F.R.F., INFO, STATUS, OBSERVATIONS, MODE, EDITOR, ORIGIN, DURING AURORAS, DOWNCY, AURORA, OKEN, BEACON QRP, 60 Letters per min.

Time	Call Sign	Location	Mode	Power	Frequency	Remarks
28.2052 DL0IGI	HOHENPEISEN	BURG	OMNI	5	150	ZSSS
28.2055 N09X	FOREST VIEW, IL		OMNI	1	150	KK7KZ
28.2057 VA3RR	PICKENS, SC		OMNI	2	150	ZSSS
28.2060 K4JXB	MT KUM		OMNI	10	150	KK7KZ
28.2065 SS5ZRS	NINETEEN SIX SIX		OMNI	10	150	KK7KZ
28.2070 KEANL	VICTOR		OMNI	10	150	KK7KZ
28.2080 W9R4	KIAMBU		OMNI	15	150	EJAZBZ
28.2082 JRDYAN	BLKBBX		OMNI	25	150	ZSSS
28.2082 AKZC	KNRBJW		OMNI	4	150	WNZA
28.2082 WZFA	FZNDJW		OMNI	7	150	ZSSS
28.2088 EJTEN	FZNDJW		OMNI	10	150	GATMV
28.2100 W4JE	COBH		OMNI	1	150	ZSSS
28.2100 NYDZ	HAYESVILLE		OMNI	10	150	KK7KZ
28.2100 N2C0/B	MINERAL WELLS		OMNI	10	150	KK7KZ
28.2106 W5SDX	WILMINGTON NC		OMNI	250	150	ZSSS
28.2117 K7G9C	BLUCKEYE		OMNI	5	150	ZSSS
28.2125 K0KP	FREDENBERG		OMNI	0.5	150	GATMV
28.2130 LU1UG	General Pico		OMNI	5	150	ZSSS
28.2130 W5AB	MISSOURI CITY TX		OMNI	5	150	ZSSS
28.2140 P7BCN	FORTALEZA		OMNI	5	150	ZSSS
28.2145 N8UBJ	KRESGEVILLE, PA		OMNI	1	150	ZSSS
28.2150 K8ASXZ	CHAMPAGNE IL		OMNI	0.5	150	KK7KZ
28.2157 G83RAL	SUGARLOAF KEY, FL		OMNI	25	150	KK7KZ
28.2162 N8EU	SLOUGH BENSHPHIRE		OMNI	5	150	OMNLY
28.2170 N8TLL	LAKE CHARLES, LA		OMNI	5	150	KK7KZ
28.2170 W8WVY5	ALDEN, PA		OMNI	2	150	GATMV
28.2175 W8GY	OKLAHOMA CITY		OMNI	5	150	ZSSS
28.2180 W8MI	ROSEDA CA		OMNI	0.5	150	WU5O
28.2190 K2KL	STRAITS OF MACKINAC, MI		OMNI	5	150	ZSSS
28.2190 N2BAG	ZYGH, CYPRUS		OMNI	28	150	ZSSS
28.2190 N2BAG	MONSEY NY		OMNI	3	150	ZSSS
28.2190 N2BAG	SUFFERN NY		OMNI	3	150	ZSSS
28.2200 K8DJA	DULUTH		OMNI	3	150	GATMV
28.2210 K7ZAR	MOORESVILLE IN		OMNI	+930	150	KK7KZ
28.2215 H8G5W	OKLAHOMA CITY		OMNI	10	150	GATMV
28.2225 H8G5W	APEX NC		OMNI	8	150	KK7KZ
28.2235 W8TOD	LAKE BLUFF IL		OMNI	10	150	ZSSS
28.2240 K8LUF	RIDGECREST, CA		OMNI	5	150	ZSSS
28.2250 K6G6I	MARYSVILLE, WA		OMNI	10	150	ZSSS
28.2250 W7Y7	SAD PALLO		OMNI	4	150	ZSSS
28.2250 P7ZMI	FORT STOCKTON, TX		OMNI	80	150	KK7KZ
28.2260 W8DQZ	KANOEHE BAY		OMNI	60	150	KK7KZ
28.2270 K0WV	TUSCLOA		OMNI	50	150	ZSSS
28.2280 L8EU	PIJAR		OMNI	12	150	KK7KZ
28.2280 W8GT	ROLLISTON		OMNI	1	150	ZSSS
28.2280 K3L7EN	FARMONT, WV		OMNI	10	150	ZSSS
28.2300 K4FARVA	ROLLISTON		OMNI	10	150	ZSSS
28.2300 N2E3ARL	SPRINGFIELD, NJ		OMNI	25	150	ZSSS
28.2300 ZL1HFH	MT. CLIMIE		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2300 W8HP	KANOEHE BAY		OMNI	1	150	WU5O
28.2304 N89PE	TUSCLOA		OMNI	2	150	ZSSS
28.2310 ZLZMHL	PANAMA CITY		OMNI	5	150	GATMV
28.2310 W7PAC	LELAND, AZ		OMNI	7	150	ZSSS
28.2310 W7PAC	SONOITA, AZ		OMNI	5	150	ZSSS
28.2310 W7PAC	RIVERSIDE		OMNI	5	150	GATMV
28.2335 N8RET	WIALES MA		OMNI	5	150	DLEPM
28.2345 N1WRG	RANZVB		OMNI	5	150	ZSSS
28.2350 EA2ZRA	IN8PN		OMNI	5	150	KK7KZ
28.2350 N8TVM	GRASSVALLEY, CA		OMNI	20	150	ZSSS
28.2350 N8ZDQ	TORONTO ONT		OMNI	0.2	150	M5O
28.2360 W2WVF	FREERHOLD, NJ		OMNI	5	150	ZSSS
28.2360 W8ZPZ	OSLO		OMNI	3	150	ZSSS
28.2370 L8EJAN	SAN DIEGO, CA		OMNI	10	150	ZSSS
28.2370 K8ONQ	TUSCLOA		OMNI	0.5	150	ZSSS
28.2400 K8LZV	PARMA, OH		OMNI	16	150	KK7KZ
28.2400 Y0ZX	TIMISOARA		OMNI	0.5/3	150	ZSSS
28.2410 RZ1AWR	THUNDER BAY, ONT		OMNI	10	150	GATMV
28.2410 V8SBS	FREDERICTON, NB		OMNI	5	150	ZSSS
28.2410 W8ZK	ISLIP, NY		OMNI	5	150	ZSSS
28.2424 W8ZK	TOULOUSE		OMNI	25	150	ZSSS
28.2439 F8TJM	LONG BEACH, CA		OMNI	5	150	F7TJM
28.2439 W8GAPQ	HOLLIS		OMNI	3	150	G0AEV
28.2440 W8EJAN	GRAY, TN		OMNI	5	150	ZSSS
28.2440 K8EN	OMAHA, NE		OMNI	5	150	KK7KZ
28.2450 K8DULJ	EN121AH		OMNI	10	150	EJAZBZ
28.2450 K0VZU	STILLWELL, KS		OMNI	10/100	150	EJAZBZ
28.2460 W8BEEA	CRABBE MTN, NB		OMNI	3	150	ZSSS
28.2465 EA3JA	BARCELONA		OMNI	3	150	ZSSS

Page 35 HFVW

Time	Call Sign	Location	Mode	Power	Frequency	Remarks
28.2465 K8ZGU	NEAR NEW YORK		OMNI	5	150	GATMV
28.2465 N8KHE	MAKINAW, MI		OMNI	0.05	150	ZSSS
28.2480 N1ME	BANGOR, ME		OMNI	8	150	EJAZBZ
28.2485 EA2HB	SAN SEBASTIAN		OMNI	8	150	EJAZBZ
28.2485 N7LT	BOZEMAN, MT		OMNI	+40.4/0.0/4.0	150	GATMV
28.2490 P8CFTB	GOSLQ		OMNI	4	150	LWBZLU
28.2500 K0HTF	DES MOINES, IA		OMNI	2.5	150	GATMV
28.2500 P8YSD	NEW KENT, VA		OMNI	3	150	GATMV
28.2500 W8Z	PORTO ALEGRE		OMNI	15	150	ZSSS
28.2505 Z31ANB	ST FRANCIS, WI		OMNI	8	150	ZSSS
28.2520 W8LA	W. MONROE LA		OMNI	80	150	EJAZBZ
28.2530 W8XZ	BULAWAYO		OMNI	5	150	ZSSS
28.2530 W8XZ	VHRT		OMNI	5	150	ZSSS
28.2535 W8XZ	PRIOR LAKE MN		OMNI	40	150	EJAZBZ
28.2541 W8ST	MELBORNE		OMNI	20	150	WBTAI
28.2542 W8XRV	HASTINGS, FL		OMNI	35	150	VK3OT
28.2555 W8HBF	WARRINGTON, WA		OMNI	0.5	150	G0AEV
28.2555 W8HBF	ST PAUL		OMNI	20	150	WBTAI
28.2575 W8XZ	MELBOURNE		OMNI	20	150	KK7KZ
28.2575 W8XZ	MORRISVILLE, NC		OMNI	20	150	ZSSS
28.2577 W8Y5	HOLLYWOOD FL		OMNI	5	150	ZSSS
28.2577 W8Y5	SPRINGLINGER		OMNI	5	150	ZSSS
28.2580 F8NTS	JUPTER FL		OMNI	5	150	ZSSS
28.2580 W8AHS	VALENCIENNES		OMNI	5	150	GATMV
28.2580 KATNSV4	GREEN BAY VA		OMNI	20	150	ZSSS
28.2600 W8VMI	ADLAIDE		OMNI	3	150	OK1LV
28.2600 W8VMI	POARS		OMNI	25	150	WBTAI
28.2610 P8PAP	DURAL NR SYDNEY		OMNI	25	150	GATMV
28.2620 K8ZQY	MEAFORD		OMNI	5	150	ZSSS
28.2630 VA3DX	TOKUSHIMA		OMNI	10	150	ZSSS
28.2640 K4XAO	LEXINGTON		OMNI	5	150	ZSSS
28.2640 N8WLC	TORONTO ONT		OMNI	10	150	ZSSS
28.2640 W8RVA	PERTHA, WA		OMNI	5	150	ZSSS
28.2641 ABZ	PENMA CN		OMNI	5	150	ZSSS
28.2645 K7NWS	MORITZBERG		OMNI	80/270	150	GATMV
28.2650 W8RAN	SACRAMENTO		OMNI	0.3	150	WU5O
28.2650 K4XVVA	KALUGA		OMNI	20	150	ZSSS
28.2670 K8RTEN	PIRTHKOSKI		OMNI	20	150	ZSSS
28.2680 L21EN	DARWIN		OMNI	1	150	ZSSS
28.2685 W8VF	PH57KP		OMNI	40	150	DBDE
28.2685 W8VF	GREEN BAY VA		OMNI	6	150	ZSSS
28.2700 W8KRTL	N MICH		OMNI	5	150	ZSSS
28.2705 W8BEP	SMITHFIELD, NC		OMNI	5	150	ZSSS
28.2720 K8UJA	LAS CHACES, NM		OMNI	0.1	150	ZSSS
28.2720 W8TNY	GREENFIELD, IN		OMNI	20	150	ZSSS
28.2727 W8TNY	AFOPKA		OMNI	20	150	ZSSS
28.2745 K8CZT	KIRKLAND, WA		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2748 K8TMO/B	STILLBAY		OMNI	5	150	KK7KZ
28.2748 K8TMO/B	STILLBAY		OMNI	5	150	ZSSS
28.2750 W8LQG	Jackson, MS		OMNI	315	150	KK7KZ
28.2750 DA2JH	LUEDENSCHIED		OMNI	20	150	EJAZBZ
28.2760 W8BTL	POWELL, OH		OMNI	20	150	EJAZBZ
28.2768 N8SV	GRAND RAPIDS MI		OMNI	5	150	ZSSS
28.2772 K8AMZ	SARASOTA		OMNI	5	150	ZSSS
28.2800 W8R8	NEWARK, NJ		OMNI	10	150	ZSSS
28.2802 K8AB	KIEL		OMNI	20	150	ZSSS
28.2802 K8AB	AUSTIN, TX		OMNI	20	150	ZSSS
28.2810 K8B2BW	RUTHERFORD, NJ		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2810 K8ANQ	MEMPHIS, TN		OMNI	3	150	EJAZBZ
28.2820 K8GCB	CLINTON		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2820 LU8DX	COROBIA		OMNI	10	150	ZSSS
28.2825 K8OEG	HRADCE KRALOVE		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2825 W8HOT	MONTEAL		OMNI	5	150	ZSSS
28.2830 W8DRA	HIGH ANDVILLE, MO		OMNI	5	150	ZSSS
28.2830 W8ERE	THREE RIVERS, MI		OMNI	5	150	ZSSS
28.2840 K8JZC	WEST JORDON, UT		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2840 K8JZC	RAWLINS, WY		OMNI	5	150	EJAZBZ
28.2850 K8TDOJ	PORT ORCHARD WA		OMNI	5	150	ZSSS
28.2850 K8TDOJ	PORTLAND OR		OMNI	5	150	ZSSS
28.2850 N8FZT	TROY NY		OMNI	1	150	EJAZBZ
28.2850 W8PBE	ADELAIDE ISLAND		OMNI	1	150	ZSSS
28.2860 K8GPP	LAS VEGAS, NV		OMNI	5	150	ZSSS
28.2860 N3GPP	LANCASTER, PA		OMNI	10	150	ZSSS
28.2865 N7	RICHWOOD, VA		OMNI	0.1	150	ZSSS
28.2865 N8R8P	CHANDLER AZ		OMNI	2	150	WBTAI
28.2875 H8SL	BERGEN		OMNI	0.25	150	WBTAI
28.2875 H8SL	NEW HARMONY		OMNI	2	150	G0AEV
28.2880 W8LW	CORPUS CHRISTI TX		OMNI	2	150	ZSSS
28.2885 W8LW	BRIGHTON, MI		OMNI	2	150	C224A
28.2900 N8NSY	HONG KONG		OMNI	5	150	ZSSS
28.2900 VR2TEN	HONG KONG		OMNI	5	150	ZSSS

Page 45 HFVW

Table with columns: Call Sign, Date, Location, Frequency, Mode, Power, Direction, Notes. Includes entries for OZ7M@OZ5BBS FYN DNK EU, OZ7M@OZ5BBS FYN DNK EU, etc.

Table with columns: Call Sign, Date, Location, Frequency, Mode, Power, Direction, Notes. Includes entries for OZ7M@OZ5BBS FYN DNK EU, OZ7M@OZ5BBS FYN DNK EU, etc.

CRG	CALL	EDIT DATE	NEAR TOWN	QTH	ASL	ANTENNE	QTF	WZERP	INFO	STATUS	OBSERVATIONS	MODE	EDITOR	ORIGIN
70.000	GB3BLX	01-jun-01	BUXTON, DERBYSHIRE	IO3BF	456	2 x Turnstile	Omni	20	ZSSJF			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.020	ZS1FOR/B	15-avr-00	Western Cape	JF8FB		DIPOLE HOR		15	ZSSJF			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.050	ZS5MTL	15-avr-00	CAMBERLEY	KG50G		TURNSTILE	330°	15	ZSSJF			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.0100	GB3REB	22-jun-98	HARVERHILL	IO1OH	1219	2 EL YAGI		28	G4ASR	PLANNED		FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.0150	GB3EAB	15-avr-00	DUNDEE	IO86W	370	3 EL YAGI	160°	100	ZSSJF			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.0200	GB3MCS	01-jun-01	St Austell	JN76K	250	4 EL YAGI	45°	40	G3YJX			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.0300	SE5ZMB	15-avr-00	AMERSHAM	JN76B	250	4 EL YAGI	310°	5	S5DI			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.0300	S56A	06-mar-88	Zygh, Cyprus	IO81QP	30	4 EL YAGI	315°	25	5BABC	UNCERTAIN		FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.0500	GB3SMG	01-fev-99	Gibraltar	IM78HE	120	2 X 5 EL YAGI	45°/135° SEQ	15	5BABC			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.1140	5B4CY	22-jun-99	DUBLIN	IO63MD				25	EIR9K			FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.1200	ZB2VHF	15-avr-90										FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/
70.1300	E4RF	01-aug-99										FIA	G3JUT	http://www.sct.wv.ac.uk/vhf/

CRG	CALL	EDIT DATE	NEAR TOWN	QTH	ASL	ANTENNE	QTF	WZERP	INFO	STATUS	OBSERVATIONS	MODE	EDITOR	ORIGIN
144.0400	DL8	15-jul-99		LN178C		DIPOLE	0/180	1.5	DL8HCZ			DUBUS	DUBUS	
144.0650	US1VHF	10-jul-99		JG87AH	2300	11 EL	0°	70W	DL8HCZ	QRT	144.399 IN EQUINOXE TO NIGHT TO EU	DUBUS	DUBUS	
144.1200	UZ8TY	15-jul-99	CYPRUS	KO3BL	280	9 EL YAGI	270°	15	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1300	5B4CY	15-jul-99		KM8HT	2000	6+6 YAGI	315°	40	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1570	UZ3MVK	15-jul-99		KO97SV	130	TURNSTILE	OMNI	5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1620	UZ3PWA	15-jul-99		MN89		TURNSTILE	OMNI	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1800	UZ3PWJ	15-jul-99		KO93BD		TURNSTILE	OMNI	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1800	UZ3PWC	15-jul-99		KO98WW		2 X DIPOLE	OMNI	5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1800	UZ3PWA	15-jul-99		KN95LT		V-DIPOLE	OMNI	5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.1900	UZ4JXN	15-jul-99		LO96W	230	9 EL YAGI	360°	10	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2000	UZ4AVX	15-jul-99		MO31FW		9 EL	90	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2010	UZ4WD	15-jul-99		KN8AR		DIPOLE	OMNI	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2250	UZ8UKO	15-jul-99		NO33		9 EL YAGI	OMNI	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2400	UZ8UW	15-jul-99		KN98TU		9 EL YAGI	OMNI	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2500	UZ8UY	15-jul-99		LO80T		9 EL YAGI	135°	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2500	UZ8UY	15-jul-99		MO3SD		DISCONE	OMNI	5	DL8HCZ	Q2/90		DUBUS	DUBUS	
144.2500	UZ8AVA	15-jul-99		MP65LN		6 EL	0	5	DL8HCZ	Q2/90		DUBUS	DUBUS	
144.2750	FO...	14-nov-00	TAHITI	MO51OE		12 EL YAGI		1	FIMG/FSO,SO	PLANNED	TROPO TO CALIFORNIA-HAWAI	FIMGZ	Fimez@free.fr	
144.2750	UL1BET	15-jul-99		KM45DU		DIPOLE	330°	1	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2760	ER5C	15-jul-99		LN13TM		7 EL		5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2820	UZ6XBO	15-jul-99		DM13AS	60			5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2880	VR6KGS	15-jul-99		LO93MI		4X ZICKZACK		5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.2930	UZ9AWD	15-jul-99		NO33WJ		5 EL YAGI	0/270°	4.8WV	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3000	UZ9YMQ	15-jul-99	NOVA SCOTIA	FN8AC		4 X 8 EL YAGI	61°	10	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3000	VE1SMUH	01-jun-99		LO8LX	180	DIPOLE	OMNI	10	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3130	UZ3UZA	15-jul-99		KN78MM		4-YAGI	OMNI	10	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3410	UT8EC	15-jul-99		KN7AVN	285	DIPOLE	130°/150°	0,1	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3600	UZ7OWV	15-jul-99	CERNOVCI	KN8LS	80	DIPOLE	180°/90°	5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3700	UZ8VW	15-jul-99	CHESSOL	KN8LS	80	DIPOLE	OMNI	5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3700	UZ8VW	15-jul-99	KIBW	KN8LS	80	DIPOLE	OMNI	5	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3800	UZ8VW	15-jul-99	AFPE	KO37WJ	150	GROUND PLANE	OMNI	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3800	LY2GEZ	15-jul-99		KN85R		DIPOLE	135°/315°	3	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.3980	UB5RX1	15-jul-99		KO51HU	365	CROSS DIPOLE	OMNI	8	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.4000	UZ3BW	15-jul-99		KN29UA		CROSS DIPOLE	OMNI	1	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.4000	VO177	01-mar-00				GROUND PLANE	OMNI	1	DL8HCZ	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.4010		06-mar-97				GROUND PLANE	OMNI	25	F6ETI			DUBUS	DUBUS	
144.4020	E4VHF	01-aug-01	CANARY IS	IN59E	615	GROUND PLANE	OMNI	25	E4ZSG			DUBUS	DUBUS	
144.4020	E4VHF	01-jun-98	PORTLAW	IL28CC	248	5 EL YAGI	95°	200	E6YQ			DUBUS	DUBUS	
144.4030	UZ8WR	01-jun-98		KO76MT		GROUND PLANE	OMNI	200	OZ6OM	Q2/92		DUBUS	DUBUS	
144.4030	UZ8WR	22-jun-99	QUISTINC BZH	IN67WV	185	9 EL YAGI	N/W	400	F6ETI	24H		DUBUS	DUBUS	
144.4050	F54XR	27-fev-02						400	GA4GA			DUBUS	DUBUS	
144.4050	GB3SSS	01-jun-01	POLDHU	IO70UA	50	8/8 SLOTT YAGI	300°	200	GA4GA			DUBUS	DUBUS	
144.4060	GB3SSS	05-jun-01						50	F8BBI	24H		DUBUS	DUBUS	
144.4080	F54XR	27-fev-02	LANNON	N88GS	145	9 EL YAGI	98°	50	F8BBI	24H		DUBUS	DUBUS	
144.4100	Y02X	18-aug-00	SCHMORIN	JOSGP	90	BIG WHEEL	OMNI	10W	Y02IS	24H		DUBUS	DUBUS	
144.4100	Y02X	01-jun-99	TIMISOARA	KN2PS		GROUND PLANE	OMNI	0.53	ZS2FM	24H		DUBUS	DUBUS	
144.4110	IG	01-sep-99	PORT ELISABETH	KF25UJ	745	5 EL YAGI	45°	180	IK1LW	ON LINE		DUBUS	DUBUS	
144.4110	IG	16-dec-00	LA SPEZIA	JM4VC		TURNSTILE	OMNI	1	SM6CEM	QRT		DUBUS	DUBUS	
144.4120	SKAMPI	07-fev-01	BORLAENGE	JPT0NJ	520	4 X 8 EL YAGI	45°/75°	1500	3A2LF	QRT		DUBUS	DUBUS	
144.4130	3A2B	18-mar-99	MONACO	JN3RR	50	YAGI	90°	200	TK1BI	PLANNED		DUBUS	DUBUS	
144.4130	FX...	18-jul-01						25	DL8KAS			DUBUS	DUBUS	
144.4140	DB0JX	01-mar-99	WURSELEN	JO30DU	238	7 EL YAGI	OMNI	25	IK1PCB	QRT STORM		DUBUS	DUBUS	
144.4150	IM	16-dec-00	BORDIGHERA IM	JN3JUT	300	BIG WHEEL	OMNI	20	PAUCS			DUBUS	DUBUS	
144.4150	PTICIS	01-aug-99	SCHVEININGEN	JO2ZDC	40	DIPOLE	90/270°	50	ONRDD			DUBUS	DUBUS	
144.4170	OH9VHF	18-mar-99	LOUHAN	JO2ZDC	10	CROSS DIPOLE	OMNI	200	ONRDD			DUBUS	DUBUS	
144.4180	OH9VHF	18-dec-00	LOUHAN	JO2ZDC	10	CROSS DIPOLE	OMNI	200	ONRDD			DUBUS	DUBUS	
144.4200	DB0RTJ	18-mar-99	CREMONA	JN5AD	48	CROSS DIPOLE	OMNI	10	IK2TZY			DUBUS	DUBUS	
144.4200	DB0RTJ	18-mar-99		JN8PM	480	BIG WHEEL	OMNI	15	DL8SDI			DUBUS	DUBUS	
144.4220	PT7HY	22-jun-99	HEERMEEN	JO4JHG	326	BIG WHEEL	OMNI	15	DL3DC			DUBUS	DUBUS	
144.4240	IN3A	18-mar-99	TRENTO	JO2ZWW	52	VERT	OMNI	0.1	PA3FYD	ON LINE		DUBUS	DUBUS	
144.4240	IN3A	16-dec-00	BLARINGHEM	JN5NB	225	BIG WHEEL	OMNI	0.1	PA3FYD	24H		DUBUS	DUBUS	
144.4250	F54XM	27-fev-02	SAN JOSE, IBIZA	JO1BEQ	99	BIG WHEEL	OMNI	14	F8BFB			DUBUS	DUBUS	
144.4260	E4VHF	01-jun-98	BLARINGHEM	JM0BP	150	BIG WHEEL	OMNI	20	EA8FB			DUBUS	DUBUS	
144.4270	OH9VHF	01-aug-99	FRYDEK-MISTEK	JN8FN	1323	4 EL YAGI	270°	0.3	OK2JWF			DUBUS	DUBUS	
144.4270	OH9VHF	01-aug-99	BERGAMO	JN8FN	1323	4 EL YAGI	270°	0.3	OK2JWF			DUBUS	DUBUS	
144.4270	PT7PPO	01-aug-99	BERGAMO	JN8FN	1323	4 EL YAGI	270°	0.3	OK2JWF			DUBUS	DUBUS	
144.4280	DB0JT	18-mar-99	BERGAMO	JN8FN	1323	4 EL YAGI	270°	0.3	OK2JWF			DUBUS	DUBUS	
144.4280	N3A	16-dec-00	CORMONS GO	JN87T	785	2 X TURNSTILE	OMNI	30	IK3HW			DUBUS	DUBUS	
144.4300	GB3VHF	01-jun-00	WROTHAM, KENT	JO1DH	288	2 X 3 EL YAGI	315°	40	GBANZ	NOT OP ?		DUBUS	DUBUS	
144.4310	OH9VHF	01-aug-99	WROTHAM, KENT	JO1DH	288	2 X 3 EL YAGI	315°	40	GBANZ	QRT		DUBUS	DUBUS	
144.4310	OH9VHF	01-aug-99	WROTHAM, KENT	JO1DH	288	2 X 3 EL YAGI	315°	40	GBANZ	QRT		DUBUS	DUBUS	
144.4320	TE	01-jun-01	MALTA	JM175V	180	TURNSTILE	OMNI	1.5	TF3AT	Planned		DUBUS	DUBUS	
144.4320	TE	01-jun-01	MALTA	JM175V	180	TURNSTILE	OMNI	1.5	TF3AT	Planned		D		

Table with columns: QRG, CALL, DATE, NEAR_TOWN, QTH, ASL, QTH, ANTENNE, W.FREQ, QTF, STATUS, OBSERVATIONS, MODE, EDITOR, ORIGIN, BEACON TEXT. Contains station data for various locations like Schiphol Airport, Groningen, etc.

Table with columns: QRG, CALL, DATE, NEAR_TOWN, QTH, ASL, QTH, ANTENNE, W.FREQ, QTF, STATUS, OBSERVATIONS, MODE, EDITOR, ORIGIN, BEACON TEXT. Contains station data for various locations like Ploegmonver, Groningen, etc.

