

Périodique Trimestriel de l'ASTBL
WATERLOO
ELECTRONICS
CLUB et de la section UBA
de WTO

1410-WATERLOO
P.F.I/6/101

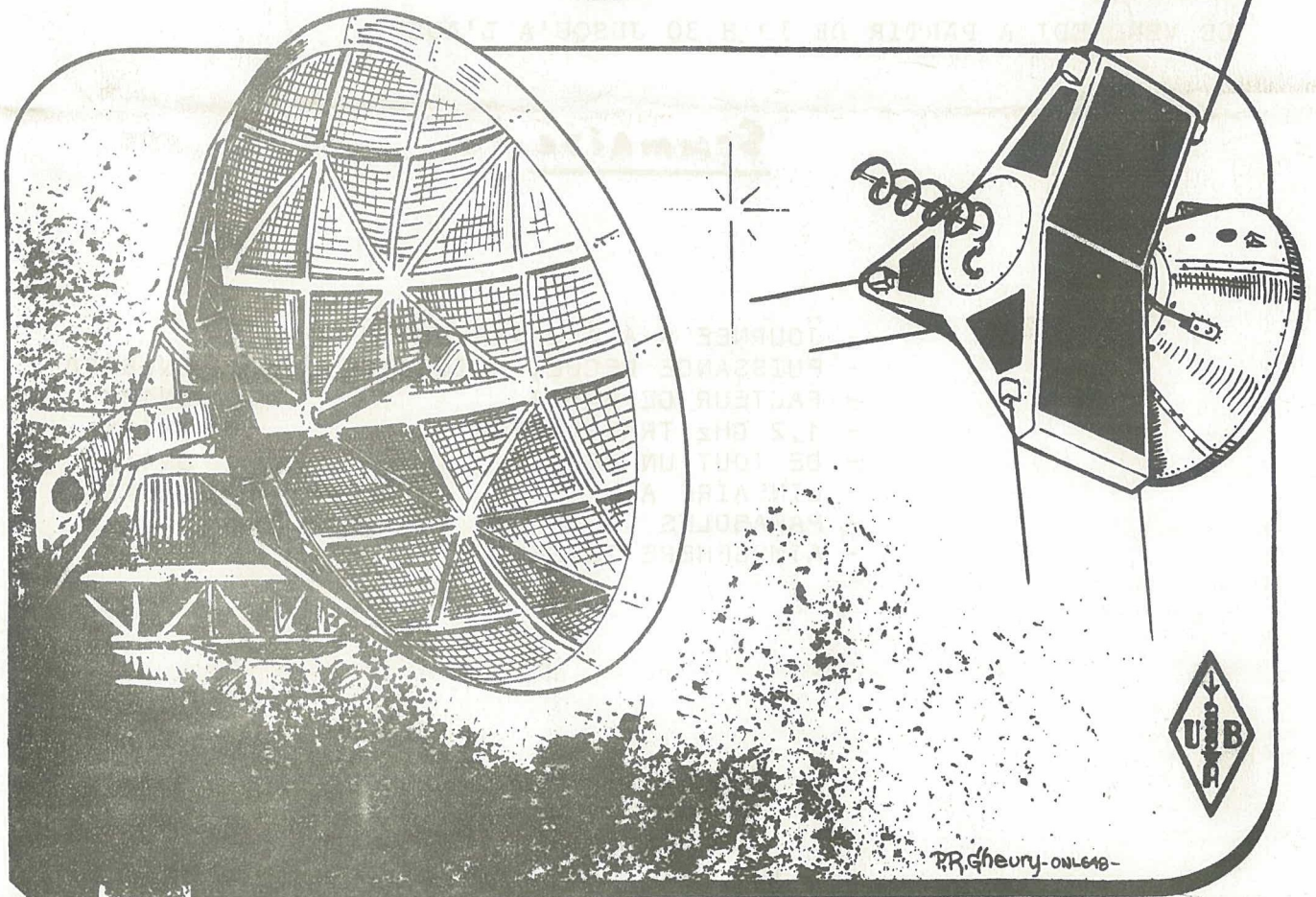


CCP: 000-0526931-27
Courrier: P.O.Box 129,
1410-WATERLOO.

ON 7 WR

N° 35 MARS 1986.

La Gigazette



EDITEUR RESPONSABLE : **ON4TX**
Roger VANMARCKE, Moensberg 58 - 1180 BRUXELLES.

WATERLOO ELECTRONICS CLUB

ON7WR

LOCAL à l'ancienne sucrerie

CCP 000-0526931-27

CHEE DE TERVUREN 188-198
1410 WATERLOO

Rédaction et articles ON7AK

ERIC de KERCHOVE
CHEE DE TERVUREN 72
1160 BRUXELLES

COURRIER

P.O. BOX 129 WATERLOO

Changement d'adresse ASBL ON6YQ

ERIC VAN ESPEN
AV GRAND AIR 33
1640 RHODE ST GENESE

Changement d'adresse UBA ON5IA

ETIENNE DAVID
NIEUWE DOKSTRAAT 28 BUS 2
8400 OOSTENDE

Réunions

LE VENDREDI A PARTIR DE 19 H 30 JUSQU'A L'AUBE

Sommaire

- JOURNEE R-A A WATERLOO
- PUISSANCE RECUE, PUISSANCE EMISE ONL6688
- FACTEUR DE BRUIT ON1PX
- 1,2 GHz TRANSVERTER ON4TX
- DE TOUT UN PEU ON4TX
- LINEAIRE ATV ON1KRG
- PARABOLES
- ATMOSPHERE TERRESTRE

" UBA SECTION DE WATERLOO.
WATERLOO ELECTRONICS
CLUB, ASBL

VOUS ETES CORDIALEMENT INVITES A PARTICIPER
A NOTRE "JOURNEE RADIO-AMATEUR". ELLE SE DE-
ROULERA LE SAMEDI 19 AVRIL DE 10 A 18 H
DANS NOS LOCAUX SITUES A WATERLOO, CHAUSSEE
DE TERVUEREN, 188. (ANCIENNE SUCRERIE).

PROGRAMME :

- Exposition commerciale : DAN ELECTRO, DEMCO, MCR, SCE.
- Exposition de réalisations personnelles
(les candidats sont priés de contacter ON4TX)
- Réception de Télévision par satellite (ON10H)
- Banc de mesure (ON7AK)
- Activité de nos stations : Déca, VHF, ATV.
- Packet-Radio (ON5AV, ON5IQ, ON7PC)
- Brocante Radio-amateur (réservation d'emplacements :
s'adresser à ON7NK, Tél. 02/ 6728542.
- Print Service, Photocopieuse, TV circuit fermé (casset-
te sur OSCAR 10)

POSSIBILITE DE FAIRE LE GASTRO SUR PLACE
RADIOGUIDAGE : 145, 475 MHz et ONØBT (R3)

BIENVENUE A TOUS ET
AMICALES 73.

Le calcul de la puissance reçue en fonction de la puissance émise et les caractéristiques d'antenne.

Recueilli par ONL 6688.°

4' Relation fondamentale. Les notations sont celles de la figure ci-dessous; la liaison a lieu dans le vide et les polarisations des ondes sont adaptées. (fig 1)

Si l'émetteur 'e' était équipé d'une antenne isotrope, le flux P_e de puissance sortant d'une sphère de centre e et de rayon D, serait uniformément réparti à la traversée de cette sphère. Par unité de surface le flux de puissance serait:

$$\frac{P_e}{4\pi D^2}$$

Comme l'antenne de l'émetteur présente dans la direction du récepteur un gain absolu G_e , la densité du flux de puissance dans cette direction est:

$$\frac{G_e P_e}{4\pi D^2}$$

Le produit $G_e P_e$ est la puissance apparente rayonnée ou puissance isotrope rayonnée équivalente (sans perte à l'émission).

L'antenne de réception, de surface équivalente S'_r prélève sur l'onde reçue la puissance:

$$S'_r \frac{G_e P_e}{4\pi D^2}$$

La puissance reçue à l'entrée du Rx est donc:

$$P_r = P_e \cdot \frac{G_e S'_r}{4\pi D^2}$$

Le gain d'une antenne et sa surface équivalente S' étant liés par la relation:

$$G = \frac{4\pi S'}{\lambda^2}$$

où λ est la longueur d'onde, l'expression peut prendre deux formes selon qu'on l'exprime en fonction des gains ou des surfaces équivalentes des antennes:

$$\text{Aère forme: } \frac{P_r}{P_e} = G_e \cdot G_r \frac{1}{(4\pi)^2 D^2}$$

$$\text{2ème forme: } \frac{P_r}{P_e} = S'_e \cdot S'_r \frac{1}{\lambda^2 D^2}$$

L'affaiblissement de puissance $A_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_e}{P_r}$

s'écrit donc, à partir de:

$$A_{dB} = 22 + 20 \log_{10} \left[\frac{D}{\lambda} \right] - G_e - G_r$$

où G_e et G_r sont les gains absolus des antennes exprimés en décibels.

Lorsque les gains d'antennes sont fixés, l'affaiblissement varie comme:

$$A_{E1} = 22 + 20 \log_{10} \left[\frac{D}{\lambda} \right]$$

qui est l'affaiblissement en espace libre c'est-à-dire l'affaiblissement entre deux antennes isotropes. La figure 2 donne les variations de cet affaiblissement en fonction de la fréquence pour la distance $D = 36.000$ Km. correspondant à l'altitude des satellites géostationnaires; il est très important et augmente avec la fréquence.

Il ne faut pas en tirer de conclusion hâtive sur l'inconvénient des fréquences élevées: si l'augmentation de fréquence entraîne une augmentation de l'affaiblissement de propagation, il y a compensation, à surface donnée des antennes, par augmentation du gain d'antenne.

(à suivre)

Extrait de Télécommunication par satellites.

de G. Maral M. Bousquet et J. Pares.

de la collection Masson

AU COIN DE LA THEORIE.

par ONIPX

Importance du facteur de bruit en radio-communication.

Le rapport signal sur bruit d'un récepteur est une qualité déterminante en liaison radio.

De ce rapport dépend la plus ou moins bonne aptitude d'un appareil à dissocier le bruit du signal utile. Cette caractéristique est de plus en plus importante au fur et à mesure que la fréquence de travail augmente ; d'autres éléments entrent aussi en jeu mais nous les verrons plus loin.

Afin de mieux saisir dans quelle mesure ce rapport signal sur bruit est important, je vous propose de voir ou de revoir d'une façon simple mais explicite la théorie du fameux facteur de bruit, ainsi que quelques notions sur le bruit lui-même.

A. Généralités.

Différents types de bruit peuvent entrer en considération, dont deux sortes

- les bruits éliminables et
- les bruits non-éliminables.

Dans la première catégorie nous considérerons les bruits extérieurs au récepteur, soit les bruits cosmiques, solaires, industriels, etc. ... dans la seconde catégorie nous incluerons les bruits propres au récepteur, le bruit "blanc" engendré par les composants électroniques du récepteur, tels que transistors, résistances et le tutti quanti où il y a agitation d'électrons.

Ce bruit se nomme aussi "bruit Johnson": il s'étale sur une bande de fréquence théoriquement infinie. Il est provoqué par le mouvement erratique des électrons composant les éléments de l'appareil. Cette agitation est d'autant plus importante que la température monte et que la bande passante considérée est grande.

Notons que l'agitation thermique est nulle pour 0°Kelvin (-273°C) d'où l'emploi d'amplis paramétriques travaillant à faible température pour les télécommunications par satellites. (ils feront l'objet d'un prochain article).

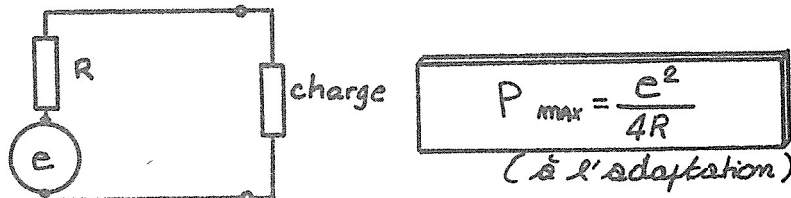
Toute cette prose est résumée en une seule relation, celle de Nyquist.

$$e = \sqrt{4KTBR}$$

- où K = constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}^\circ$)
T = Température en degrés Kelvin
B = Bande passante en Hertz

R = Résistance du circuit en Ω

C'est la tension du bruit que l'on mesure aux bornes d'une résistance. Cela revient à considérer un générateur de f.e.m. "e" avec une résistance "R"



Pratiquement, ce seront les bruits que provoqueront le premier élément amplificateur et la résistance de rayonnement de l'antenne qui seront prédominants.

B. Le Facteur de Bruit.

La contribution au bruit d'un élément amplificateur est définie par son Facteur de Bruit, représenté par la relation:

$$F = 1 + \frac{N_A}{GN_{in}}$$

où N_A = le bruit provoqué par l'élément amplificateur
 N_{in} = le bruit à l'entrée
 G = le gain de l'élément amplificateur

Comment sommes-nous arrivés à cette formule ?

Le facteur de bruit d'un élément amplificateur est aussi le rapport signal sur bruit de l'entrée sur le signal sur bruit de la sortie.

$$F = \frac{S_{in} / N_{in}}{S_{out} / N_{out}}$$

où S_{in} = Signal entrée
 N_{in} = Bruit entrée
 S_{out} = Signal sortie
 N_{out} = Bruit sortie
 G = Gain

Par des transformations mathématiques simples nous aurons :

$$\frac{S_{in}}{N_{in}} = F \cdot \frac{S_{out}}{N_{out}} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \text{d'où} \\ \frac{1}{F} \cdot \frac{S_{in}}{N_{in}} = \frac{G \cdot S_{in}}{N_{out}} \\ \frac{1}{F} \cdot \frac{S_{in} \cdot N_{out}}{G \cdot S_{in} \cdot N_{in}} = 0 \end{array} \right.$$

$$\frac{S_{in}}{N_{in}} = \frac{S_{out}}{N_{out}} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \text{d'où} \\ \boxed{F = \frac{N_{out}}{G \cdot N_{in}}} \quad (1) \end{array} \right.$$

$$S_{in} \cdot \frac{1}{F} = \frac{S_{out}}{N_{out}} = \frac{G \cdot S_{in}}{N_{out}}$$

Nous n'avons pas encore terminé car on peut dire que le bruit de sortie est égal au produit du gain avec le bruit d'entrée plus le bruit introduit par l'élément amplificateur lui-même, soit :

N_A (noise ou bruit amplificateur)

$$\boxed{N_{out} = G \cdot N_{in} + N_A} \quad (2)$$

Si l'on introduit (2) dans (1), nous aurons

$$F = \frac{G \cdot N_{in} + N_A}{G \cdot N_{in}}$$

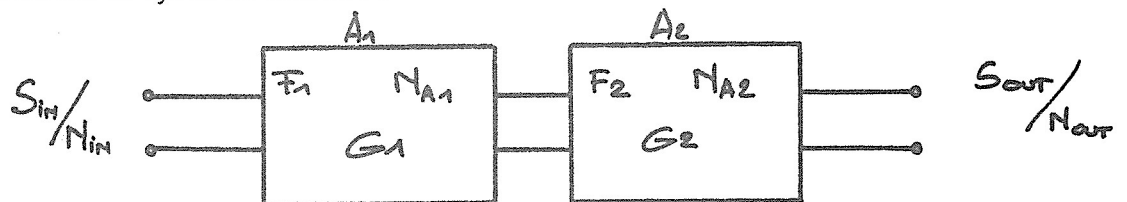
$$F = \frac{G \cdot N_{in}}{G \cdot N_{in}} + \frac{N_A}{G \cdot N_{in}}$$

$$\boxed{F = 1 + \frac{N_A}{G \cdot N_{in}}}$$

cqfd.

C. Facteur de Bruit total d'amplificateur en Cascade.

Considérons le système suivant :



où F_1 et F_2 sont les facteurs de bruit des amplis séparés

où G_1 et G_2 sont les gains respectifs

où N_{A1} et N_{A2} sont les bruits introduits par les éléments amplificateurs.

La relation générale est :

$$F_{\text{tot}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Pour ceux qui le désirent nous démontrerons d'une façon simple d'où vient cette formule. Pour les autres, rendez-vous au paragraphe suivant.

Démonstrations :

Le bruit total est dû à 3 facteurs :

- 1) A N_{in} qui est le bruit d'entrée où contribue N_{out_1} qui lui est le bruit de sortie du premier amplificateur

$$N_{\text{out}_1} = G_1 \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}} \quad (1)$$

- 2) Au bruit introduit par le premier ampli lui-même N_{A1}

$$N_{A1} = (F_1 - 1) \cdot G_1 \cdot N_{\text{in}} \quad \left(\text{de } F_1 = 1 + \frac{N_{A1}}{G_1 \cdot N_{\text{in}}} \right)$$

où contribue le bruit de sortie du second ampli N_{out_2}

$$N_{\text{out}_2} = G_1 \cdot G_2 (F_2 - 1) \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}} \quad (2)$$

- 3) Au bruit introduit par le second ampli lui-même N_{A2}

où contribue

$$N_{\text{out}_3} = N_{A2} = (F_2 - 1) \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}} \quad (3)$$

d'où

$$N_{\text{out}_{\text{tot}}} = N_{\text{out}_1} + N_{\text{out}_2} + N_{\text{out}_3} \quad (4)$$

Remplaçons les valeurs de (4) par (1), (2) et (3)

$$\begin{aligned} N_{\text{out}_{\text{tot}}} &= G_1 \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}} + G_1 \cdot G_2 (F_1 - 1) N_{\text{in}} + G_2 (F_2 - 1) \cdot N_{\text{in}} \\ &= G_1 \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}} + (G_1 \cdot G_2 \cdot F_1 - G_1 \cdot G_2) N_{\text{in}} + G_2 (F_2 - 1) \cdot N_{\text{in}} \\ &= \cancel{G_1 \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}}} + G_1 \cdot G_2 \cdot F_1 \cdot N_{\text{in}} - \cancel{G_1 \cdot G_2 \cdot N_{\text{in}}} + G_2 (F_2 - 1) \cdot N_{\text{in}} \end{aligned}$$

après simplification nous obtenons :

$$N_{\text{out}_{\text{tot}}} = G_1 \cdot G_2 \cdot F_1 \cdot N_{\text{in}} + G_2 (F_2 - 1) \cdot N_{\text{in}} \quad (5)$$

Or, par définition :

$$F = \frac{N_{\text{out}}}{G \cdot N_{\text{in}}}$$

(relation (1) du paragraphe (B))

d'où : effectuons (5)

$$\begin{aligned} N_{\text{OUT.TOT}} &= G_1 \cdot G_2 \cdot F_1 \cdot N_{\text{IN}} + (G_2 \cdot F_2 - G_2) \cdot N_{\text{IN}} \\ &= G_1 \cdot G_2 \cdot F_1 \cdot N_{\text{IN}} + G_2 \cdot F_2 \cdot N_{\text{IN}} - G_2 \cdot N_{\text{IN}} \end{aligned}$$

mise en évidence de $G_2 \cdot N_{\text{IN}}$

$$N_{\text{OUT.TOT}} = G_2 N_{\text{IN}} (G_1 \cdot F_1 + F_2 - 1)$$

$$\frac{N_{\text{OUT.TOT}}}{G_2 \cdot N_{\text{IN}}} = G_1 \cdot F_1 + F_2 - 1$$

$$\frac{N_{\text{OUT.TOT}}}{G_2 \cdot N_{\text{IN}}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = \frac{N_{\text{OUT}}}{G \cdot N_{\text{IN}}} = F_{\text{cot}}$$

d'où :

$$F_{\text{cot}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Pour 3 étages on ajoute
 $+ \frac{F_3 - 1}{G_2 \cdot G_1}$

En guise de conclusion, prenons un exemple pratique : considérons un amplificateur à deux étages avec des facteurs de bruits respectifs de 3 et de 4. Le gain du premier sera de 25. Appliquons la formule :

$$F_{\text{cot}} = 3 + \frac{4 - 1}{25} = 3,12$$

Ce qui démontre que le facteur de bruit est très important sur l'entrée. En effet on voit qu'avec un facteur peu favorable du 2e étage l'ensemble reste bon grâce au 1er élément de bonne qualité.

Tous les éléments de l'entrée entrent en ligne de compte. Une fois le bruit mélangé au signal utile, on ne peut plus rien faire.

Attention aussi au circuit d'entrée self-condensateurs. Un bon compromis pour le facteur de tension "Q" est à observer. N'oubliez pas qu'à la résonance $R = \omega L Q$, Q est proportionnel à R, donc trop de Q donnera plus de bruit.

On peut aussi appliquer la formule de Nyquist à l'antenne. A la résonance l'antenne se limite à la résistance de rayonnement (73 Ohm pour un dipôle). Malheureusement là rien ne peut être modifié pour diminuer la résistance.

Ce survol très général nous permet de terminer cet article par une règle d'or: Soignez l'entrée de vos récepteurs ou convertisseurs.

Bibliographie : RAFFIN, R. "Emission et réception d'amateur"
QUEBAUMS "Télécommunications par satellites"

Daniel Penninckx
Drève des Lilas 9
1310 La Hulpe

1,3 GHz TRANSVERTER MODULE

Article original de OE9PMJ paru dans
DUBUS 3/1985, adapté et traduit par ON4TX.

Dans la dernière GIGAZETTE nous avons évoqué la possibilité de sortir un print comportant un transverter 144/1296 MHz complet. Ce projet s'est concrétisé grâce à ON1KLK qui a acquis le kit OE9PMJ et ON4FR qui a redessiné le circuit double-face. Le print sera disponible au Club au prix de 350 FB. Pour ceux qui désireraient acquérir le kit OE9PMJ, il peut être obtenu de la firme KUENAG ELECTRONICS POB27, FL-9486 SCHAANWALD, PRINCIPALITE DE LIECHTENSTEIN. Tél 075-34289. LE PRIX EST de DM-270 auquel il faut ajouter les frais de port et de douane. Au cas où beaucoup d'OM seraient intéressés, on pourrait rassembler un kit avec les pièces les plus difficiles à trouver.

Vu les dimensions du transverter, il peut être utilisé facilement pour le travail en portable, il sera l'élément essentiel à la maison, suivi d'un amplificateur pour travailler dans la bande des 1296 MHz ou 1269 MHz (Satellite)

SPECIFICATIONS : Fréquence d'entrée 144-146 MHz
Fréquence de sortie 1296-1298 MHz
Puissance de sortie 400 à 700 mW (BFG34)
250 à 500 mW (BFR96S)
Puissance d'entrée 50 mW à 2W PEP (CW, SSB)
réglable.
Réjection des fréquences indésirables 50 dB
Gain du récepteur : 17 dB
Figure de bruit (NF) 3,2 dB

DESCRIPTION DU MONTAGE : L'oscillateur utilise un J-FET (Q1=J310). La capacité du support de Xtal est compensée par L2. Le Xtal sera d'une version précise (déviations thermique -20°C à 70°C max 10 ppm). Le Xtal usuel (standard) 50ppm n'est pas recommandé pour des applications au-dessus de 500 MHz. Les étages multiplicateurs Q2, Q3 et Q4 mènent le signal 96 MHz à 1152 MHz. Le signal passe par L9/C22 et Tr avant d'accéder le mélangeur (D13, D14) utilisé aussi bien en réception qu'en émission. Le filtre passe-bande L10/C24 - L11/C25 sélectionne le signal Emission (TX), L10/C24 - L16/C26 sélectionne le signal réception (RX). CH2/C27 constituent une trappe pour le signal oscillateur (LO=1152 MHz).

Les amplis Q5, Q6 et Q7 amplifient le signal émission de 30 dB, Q10 amplifie le signal MF (144 MHz). L'ampli faible bruit est constitué de Q8 et Q9. La commutation RX-TX est construite autour de D1, D2 et D3. Le détecteur (D5-D6) du système vox intégré est polarisé par la tension stabilisée aux bornes de D8 afin d'avoir une grande sensibilité. Le signal DC amplifié par Q12, Q13 et Q11 alimente Q15 (Q14). Le niveau TX (144 MHz) est ajusté par l'atténuateur VR1 (.05 à 2 W). La constante de temps du VOX-HF est réglable par VR3 (25K).

REALISATION PRATIQUE : Le circuit complet est constitué d'un circuit double-face (epoxy 1,6 mm) qui peut être placé dans un boîtier standard de 148 x 74 x 34 mm. Avant de commencer le câblage prenez soin d'ajuster le circuit aux dimensions du boîtier et effectuez les découpes pour les connecteurs. Les bobines L1, L2, L3 sont des NEOSID prêtes à l'emploi, les inductances L4, L5, L17 et

Tr sont à bobines (caractéristiques dans la liste des composants). Toutes les autres inductances sont imprimées.

Commencez par raccorder les deux faces du circuit en insérant de petits bouts de fil aux endroits suivants : L8, L9, L11 et L16. Installez ensuite les transistors Q2, Q3, Q4, Q6, Q7 et Q9 suivis des résistances, diodes, condensateurs et tous les autres composants. Insérez en dernier lieu les chips (C30, C31, C32, C33) les GaAs Fet Q5, Q8, les résistances R13, R20 et le blindage au-dessus de L10 Les connexions des condensateurs 1n et 10n seront les plus courtes possibles (l'extérieur des condensateurs à la masse du circuit imprimé). Soignez spécialement les capacités aux émetteurs et L8. Les composants avec connexion de masse sont directement soudées sur la surface du circuit (il n'y a pas de trous), sauf pour Q11, Q12 et VR2. Les pins raccorderées à la masse des trimmers seront rabattues à l'extérieur et coupées à 1mm avant de les souder. Après un examen visuel complet, le montage est prêt à être inclus dans son boîtier.

REGLAGES : Avant de brancher le 12V réglez tous les éléments ajustables aux positions indiquées ci-après.

<u>COMPOSANT</u>	<u>VALEUR</u>	<u>ETAGE</u>	<u>ENGAGE A</u>
C19	10pF	Mult. 288M	65%
C20	6	576M	60%
C21	6	1152M	10%
C22	6	filt.1152M	40%
C23	6	MIXER	15%
C24	6	1296 FILTRE	15%
C25	6	1296 FIL. TX	10%
C26	6	1296 FIL. RX	10%
C27	6	1152 LO TRAP	25%
C28	6	1296 Q6-Q7	25%
C17	10	1296 Q6-Q7	60%
C29	6	1296 OUT	5%
C18	10	1296 OUT	60%
C15	5	1296	10%
C16	5	1296	10%
VR1	250	NIVEAU 144	à fond à gauche
VR2	1K	POLAR Q7	70% horlogique
VR3	25K	DELAI VOX	50%
L1	330nH	OSC 96M	Voir texte
L2	330nH	COMP. 96M	2mm enfoncé
L3	115nH	AMPLI MF	2mm enfoncé

Le travail avec RX et TX séparés nécessite l'insertion du pont BR1 (sans BR2) ou insérer BR2 (sans BR1). Il y a 4 possibilités pour activer la fonction Emission/Réception (TX-RX)

- a) ligne PTT sans BR3
- b) +9..15V à VDC TX sans BR3
- c) Vox Hf interne avec BR3
- d) +5..15V au connecteur
RX/TX (R34, D4) insérer BR3

Vérifiez d'abord le VOX-HF et la commutation RX-TX (BR3 inséré). Sans signal 144MHz il n'y a pas de tension (moins de 0,3V) au point VDC TX, par contre VDC RX est à 12V. Quelques mW de 144 MHz à TX input inverse la situation (VDC RX à zéro et VDC TX à +12V). Réglez ensuite l'oscillateur local (LO) comme ci-après.

- a) Ajustez L1 de façon que Q1 oscille (96MHz) la tension à R5 passe de 0 à environ 0,3V. Vérifiez la fréquence avec un compteur à R4 (96MHz)
- b) ajustez C19 pour un maximum de tension à R9 (0,7V)
- c) ajustez C20 pour un maximum de tension à R12(0,5V)

Maintenant un signal de 1152 MHz (LO) à L8, L9 est disponible et un signal 1296 MHz QRO est détectable en réglant C21, C22, C24, C26, C15 et C16 pour un maximum de réception. La consommation en RX est d'environ 80 mA.

Pour régler la partie émission, utilisez un détecteur HF, un filtre 1296 MHz et un atténuateur à la sortie. Evidemment un analyseur de spectre serait d'une grande utilité (pour ceux qui en possèdent un). Activez l'émetteur (connexion PTT à la masse) et ajustez VR2 pour obtenir 1V6 à R17. Injectez 50 à 100 mW de 144 MHz à l'entrée et réglez C25, C28, C29, C17 et C18 pour une puissance de sortie maximum en 1296 MHz. C25 et C28 ont le plus grand effet sur la puissance de sortie. C27 sera réglé pour le maximum de suppression de l'oscillateur local (environ 55 dB). La consommation du RX est d'environ 200 mA.

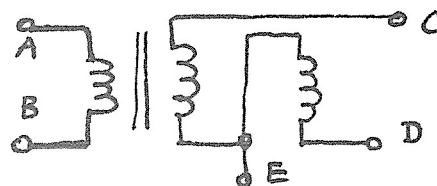
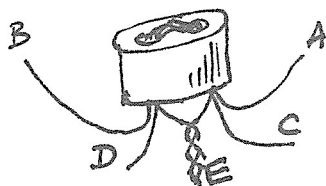
OE9PMJ signale qu'un prototype 13 cm existe, qu'il est sous expérimentation et que bientôt la description se fera dans un prochain DUBUS.

Attention ! vérifiez bien le brochage des GaAs FET de la série CFY et MGF, l'un le drain est coupé en biais tandis que pour l'autre c'est le gate !

LISTE DES COMPOSANTS

<u>Résistances</u>	<u>1/4W</u>	<u>Condens. céram. 2.5mm, 63V</u>
R1	180	14 x 1n
R2	8K2	20 x 10n
R3, R31, R37	2K2	C1 1pF
R4	3K9	C2, C3 2.2pF
R5, R9	100	C4 3.3
R6, R30	4.7	C5, C6 4.7
R7, R11, R39	3K3	C7, C8 5.6
R8	33K	C9 12
R10	82K	C10, C11 39
R12	47	C13 2.2nF
R13 (27..39)	39	C14 (5mm, 16V) 22..56nF
R14	270	<u>Céram. Tubulaire 10mm 63V</u>
R15, R21, R33	120	C12 56..220pF
R16, R43	2K7	<u>Trimmer Plastic Ø 7.5mm</u>
R17, R29	27	C17, C18, C19 (Jaune) 10pF
R18	1.2	C20..C29 (Gris) 6pF
R19, R26	220	<u>Trimmer PTFE SKY</u>
R20 (56..100)	82	C15, C16 5pF
R22	390	<u>Tantale min 16V</u>
R23, R24	560	C34, C35, C36 1uF
R27, R38	150	C37 10uF
R28	820	C38 22uF
R32	680	<u>Céram. Trapèze</u>
R34	1K8	C30, C31, C32, C33 820pF
R35	1K5	
R36, R45	5K6	
R40	27K	
R41	15K	
R42	22K	
R44	18K	
R46	1K	

R25	(22..39)	1/2W	
D1, D2, D3			BA243, BA182, BA282 ou similaire
D4, D5, D6, D7			1N4148, 1N914 ou similaire
D8, D9, D10, D11			Diode Zener 5.6V, 0,5W
D12			Diode Zener 15V, 1W
D13, D14			BA481, HP5082-2811, HP5082-2835
D15, D16			1N4005, 1N4004, BYW56 ou similaire
IC			78L06
Q1, Q10			J310
Q2, Q3			BFW92
Q4, Q9			BFR90A, BFR34A, MRF901
Q5, Q8			CFY13, MGF1200 ou similaire
Q6			BFR96, BFR96S
Q7			BFG34, BFR96S, BFT98T, BFQ34
Q11, Q12			BC237, BC238, BC337 ou similaire
Q13			BC308, BC327, BC557 ou similaire
Q14, Q15			BD136, BD138, BD434 ou similaire
XTAL			96.000MHz (1296) 93.667 (1269) HC-18/U
VR1			Trimpot 250 1/4W 5 x 10mm ou 5 x 7.5mm
VR2			Trimpot 1K 1/4W " "
VR3			Trimpot 25K 1/4W " "
L1, L2			Neosid BV005049, max 330nH (Jaune/Blanc)
L3			Neosid BV005061, 115nH (Bleu/Brun)
L4			Perle ferrit Ø3.5mmx1,3x3.1g 2tours 0,15mm
L5			comme ci-dessus 3 tours 0,15mm
L16			" 1 tour 0,15mm
Tr			ferrit à 2 trous AmidonBN-61-2302 ou Siemens B62 152-A7-X17 2 tours trifilaire 0,15mm

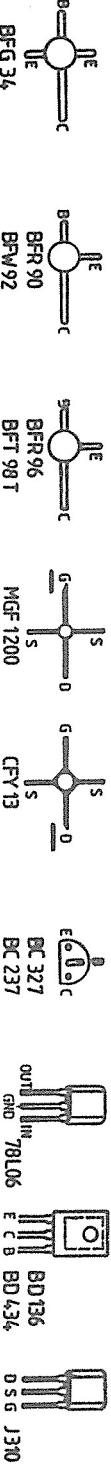
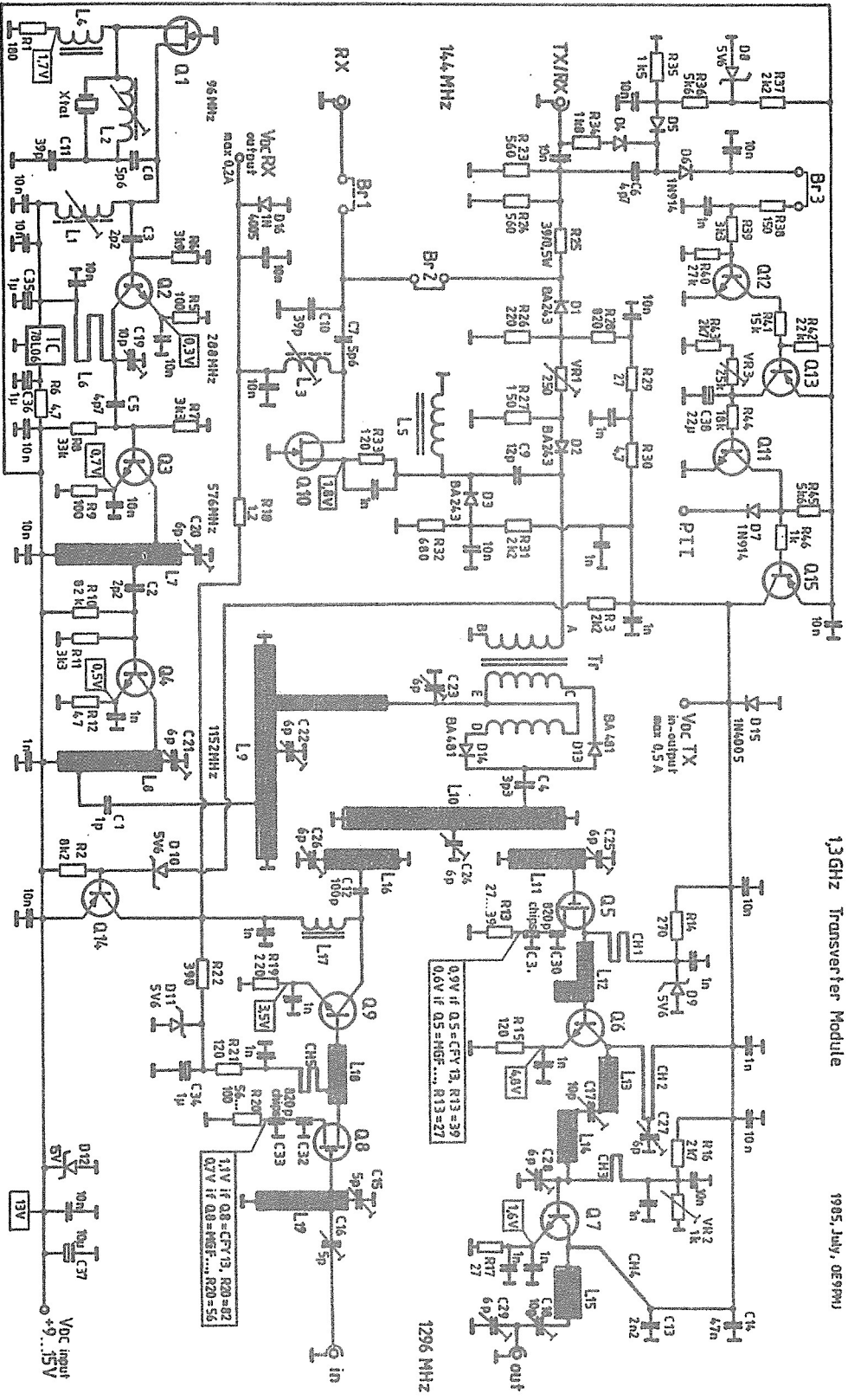


Boitier en fer étamé 144x72x30 mm
 144 MHz Entrée-Sortie BNC, UG290/U ou UG447/U
 1296MHz Entrée-Sortie N, UG447 ou
 BNC, UG290/U ou UG447/U
 Condensateur de passage 1nF Ø 3mm
 Vis et écrous M2,5mm

IL Y A ENCORE PAS MAL DE REVUES QUI
 MANQUENT A LA BIBLIOTHEQUE. CERTAINS
 EMPRUNTEURS NE SE SONT PAS INSCRITS
 N'oubliez pas que le budget de la BI-
 bliothèque se monte à près de 15.000
 francs, et c'est l'argent de nous tous
 un bon geste svp

13GHz Transverter Module

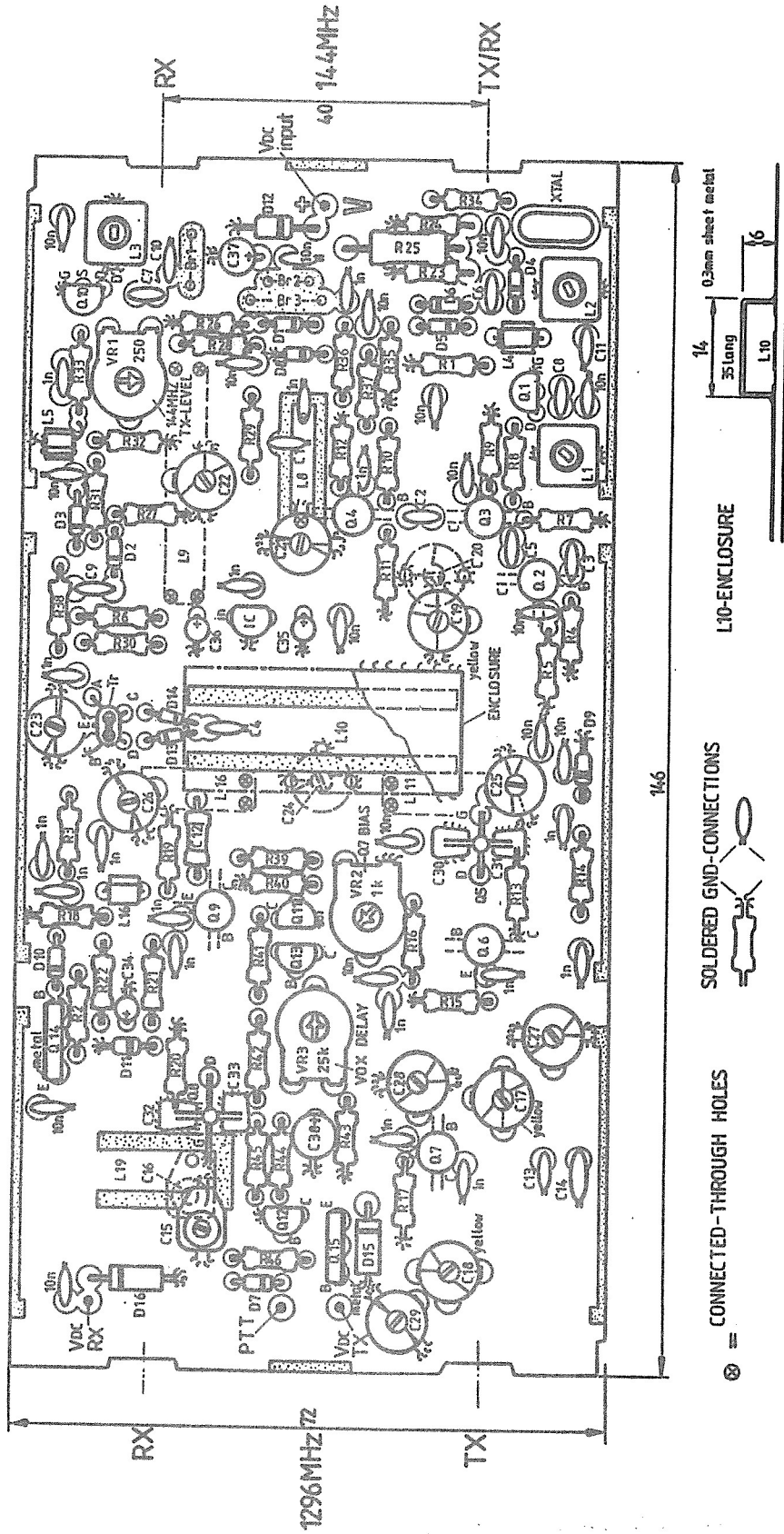
1985, July, OE9PM1



SCHEMA DE PRINCIPE

1.3GHz Transverter Module

1985, July, OE9 PMJ



IMPLANTATION DES ELEMENTS

- Actuellement 153 Membres font partie de l'ASBL. Nous avons recruté cette année près de 15 Nouveaux membres. Bienvenue à ceux-ci et j'espère qu'ils trouveront au Club le support nécessaire pour mener au mieux leur Hobby. Les retardataires qui n'ont pas encore payé leurs cotisations peuvent encore le faire en virant 450 FB à notre CCP ou directement à ON7NK au Club.
- Depuis le mois de Décembre 1985, ON7WR est à nouveau actif sur le décimétrique. ON6KX, Patrice et ON5TA ont monté dans le froid une antenne Delta-Loop 80m. Nous espérons que bientôt nous pourrions remonter le pylone auto-portant qui doit supporter nos antennes Beam. De la main d'oeuvre est souhaitée!!
- La station ATV du Club est à nouveau sur l'air le vendredi soir. Une activité ATV est aussi prévue le dernier Samedi du mois entre 18 et 20H loc. L'écoute se fait sur 144, 750MHz. Bientôt ON1KFZ dotera la station d'une antenne Big-Wheel 4 éléments afin de faire des essais en omnidirectionnelle.
- ON7WR a été actif avec le contest ATV des 8 et 9 Mars. Vingt qso ont été réalisés. Participaient à cette activité : ON1KFZ, ON6KX et ON4TX.
- Les 1 et 2 Mars ON7WR/A a participé au contest UHF. La nuit la température est tombée à -6°C. Des ennuis de Récepteur 1296 MHz n'ont pas permis une activité sur cette bande. Par contre près de 100 qso ont été réalisés sur le 432 MHz. ON1KPF, ON6KX et ON4TX répondaient présents à cette activité.
- L'ami Ragnar, ON8YG est rentré dans son pays. On pourra l'entendre avec l'indicatif SM7KJ. Avant de repartir en Suède, ON8YG nous a donné du matériel-radio et des livres. Il nous a permis d'être QRV en réception RTTY avec un modem Macrotronics et un ATARI équipés de 2 disk drive + les programmes et beaucoup de documentation. Nous souhaitons à Ragnar une paisible retraite et encore Merci pour ce beau geste.
- ON7WR a fait la demande à la RTT pour une licence RTTY.
- N'oubliez pas la récolte de papiers organisée par ON1KFZ et ONL Lucien. But : acheter une caméra pour la station ATV.
- Rappel : Les OM du Club ont l'habitude de se retrouver sur la fréquence de 145, 475 MHz.
- Membres UBA : N'oubliez pas les Elections le Vendredi 4 Avril à 20H30. Vous aurez à choisir des administrateurs, un DM et un CM. Si vous ne pouvez pas assister à ces élections, vous trouverez dans le QSO/CQ de MARS une procuration que vous pouvez remettre ou envoyer dûment complétée à un OM/ONL qui se rend aux élections.
- Le CQ/DL de février 86 publie une première liste des indicatifs entendus par la navette lors de l'opération SPACELAB (DPØSL). On retiendra que jusqu'à présent une seule station belge est reprise dans le log de DPØSL. Il s'agit de Renaat ON1WK. Félicitations et on espère bientôt voir la carte QSL !!
- Pensez dès à présent à votre licence à l'étranger, si vous prenez vos vacances hors de la Belgique. Dans certains pays il faut parfois 6 semaines de délai pour recevoir la licence. Renseignements : ON4VY, Tél.02/7314286.
- Plusieurs OM/ONL ont soit changé d'indicatif ou troqué un ON1 : il s'agit de ON6SE, ON6RU, ON4KBA, ON1KHH, ON1KAD et ON1KNP. Félicitations à tous et bonne intégration au Club.

- N'oubliez pas les prochains contests !!
le Dimanche 6 Avril : Contest de Printemps des Amis de l'UBA
80/40 m en CW
UBA Activity Week 144 MHz démarre le Lundi 14 Avril
Contest de Printemps des Amis de l'UBA 2m Phone/CW le Dimanche
20 Avril.
On ne trouve pas souvent la section WTO dans ces contests na-
tionaux.

- AMSAT PHASE III C

Des groupes de travail Amsat sont actuellement réunis en Allema-
gne et aux USA afin de mettre au point Amsat Phase IIIC.
Les fréquences du successeur de OSCAR10 sont connues. Il y aurait
4 transpondeurs à bord.

Mode B : Up Link : 435,425 - 435,975 MHz
Down Link : 145,825 - 145,975 MHz (inversé)
General Beacon : 145,8125 MHz
Engineering Beacon : 145,975 MHz

Mode JL: mode L UP Link : 1269,325 - 1269,575 MHz
L Down Link : 435,725 - 435,975 MHz (inversé)
General Beacon : 435,650 MHz
mode J UP Link : 145,820 - 145,860 MHz
J Down Link : 435,930 - 435,970 MHz (inversé)

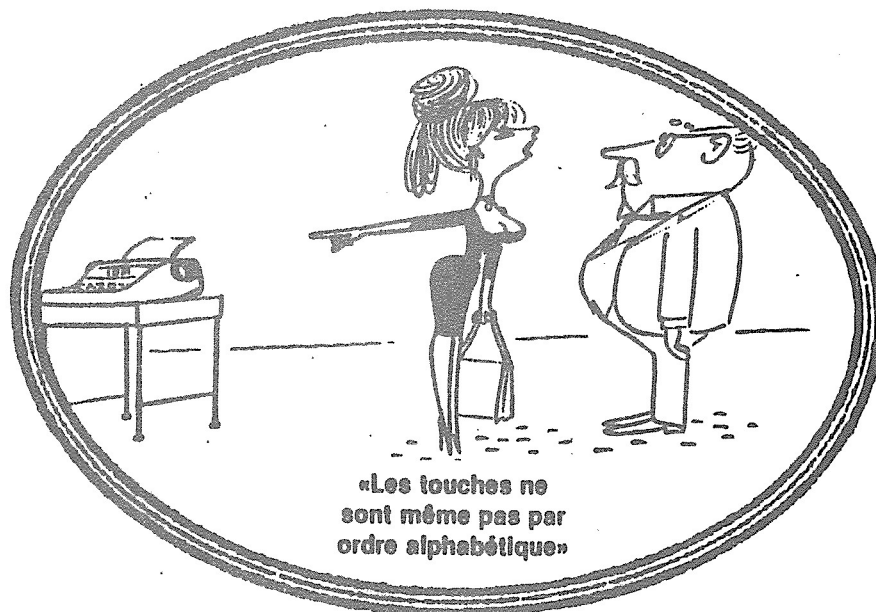
Mode L Rudak : UP Link : 1296,675 MHz
Down Link : 435,675 MHz

Mode S : UP link : 435,625 MHz
Down Link : 2401,337 MHz
S Beacon : 2401,267 MHz

De petites modifications de fréquence sont encore possible? Les
modes L et J sont combinés et seront en fonctionnement ensemble.
Le mode L Rudak est prévu uniquement pour des communications digi-
tales 2400 Baud PSK dans le UP Link et 400 Baud PSK dans le Down
Link.

Le lancer du satellite est prévu pour Septembre 1986 avec une
nouvelle fusée porteuse ARIANE-4.

- ONL 383, Yerganian J-J peut imprimer des cartes QSL pour OM et
ONL. 1000 cartes : 1400 FB, 2000 cartes : 2200 FB - Format 9 x 14
cm - Impression : bleue sur carton blanc ou jaune, une face. Délai
environ 3 semaines. Tél 071-318646.



Toujours ces ennuis de clavier!

Les OM qui font ou désirent effectuer de l'ATV sront un jour ou l'autre confrontés avec les difficultés d'amplification du signal. Les problèmes sont de deux ordres :

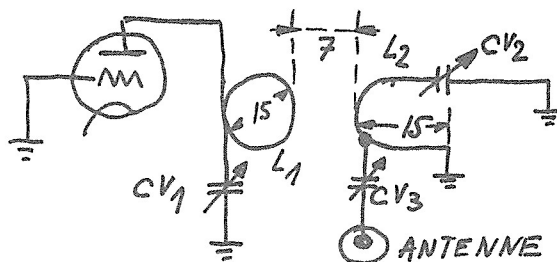
- 1) faible gain, QSJ élevé des transistors
- 2) linéarité des signaux vidéo amplifiés, reformation de la bande latérale inférieure, etc...

Grâce à l'ami Eric, ON7AK qui a bien voulu me confier un module hybride TOSHIBA type SAU4, j'ai pu faire des essais en ATV. Vous trouverez les caractéristiques et le branchement de ce module à la page suivante. Prenez soin de séparer entrée et sortie par un petit blindage.

Ce module peut sortir 20W en FM. Dans le cas qui nous préoccupe, les essais ont démontré que la linéarité était bonne jusqu'à 3W, c'est à dire plus qu'il n'en faut pour attaquer une 2C39.

L'émetteur DJ4LB sortant 50mW suffit amplement pour exciter l'hybride qui consomme au repos 200mA sous 13,5V, la consommation sera de l'ordre de 1A lorsque excité par un signal ATV. La tension de 9V (Vbb) est obtenue à partir d'une diode Zener.

Afin de garder la bande passante et la qualité de l'hybride à la sortie de la 2C39, voici comment j'ai modifié le circuit anode de la 2C39.



CV1 : 1/10 PF
 CV2 : 2/25 PF
 CV3 : 2/25 PF
 L1 : 90mm 2mm²
 L2 : 50mm 2mm²

La puissance de sortie est de 27W, pour une HT de 650V et une consommation cathodique de 120 mA. Le circuit de sortie devrait être réglé au wobulateur.

Comment régler le circuit ? On ferme au maximum CV3, on règle CV1 pour une amplitude maximum de la porteuse image, ensuite on règle CV2 pour avoir une bosse 5MHz plus haut. L'écart entre les deux bosses se règle par le couplage entre L1 et L2. La courbe creusée en son centre s'applatit en réglant CV3. Bonne réussite, à bientôt, 73 de ON1KRG.

NDLR : Depuis 2 mois ON7WR utilise en ATV le module TOSHIBA suivi d'une 2C39 avec la plus grande satisfaction. L'émetteur n'a jamais été aussi stable et plus aucune retouche n'est à faire au potentiomètre de rapport Synchro, Vidéo. Les mesures de linéarité ont été effectuées par ON10H à l'aide d'un démodulateur associé à un scope, avec bien sur un signal vidéo approprié (signal en escalier).

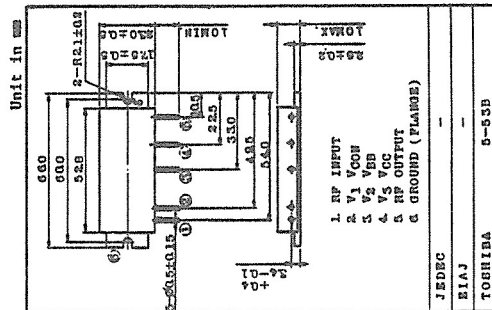
ON7AK nous communique la liste des OM retenus pour la commande des modules TOSHIBA. SAV8 : ON1KPF, SAU4 : ON1KRG, ON1KBC, ON1KFZ, ON1KDR, ON1KND, ON4TX, ON4BE, ON10H, ON5EG, ON5AF, ON6KX, ON6RB, ON7ZO. Délai de livraison: au moins 9 semaines depuis le 10/1/86.

S-AU4

TOSHIBA RF POWER AMPLIFIER MODULE

UHF POWER AMPLIFIER MODULE (MM SSB/PM)

- FEATURES:
- Output Power : $P_o \approx 17W$
 - Minimum Gain : $G_p \approx 19.2dB$
 - Efficiency : $\eta_T \approx 35\%$
 - 50Ω Input/Output Impedance
 - Guaranteed Stability



CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
DC Supply Voltage	VCC	16	V
DC Supply Voltage	VCON	16	V
RF Input Power	P _i	300	mW
Operating Case Temperature Range	T _c (OP)	-30 ~ 100	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-40 ~ 110	°C

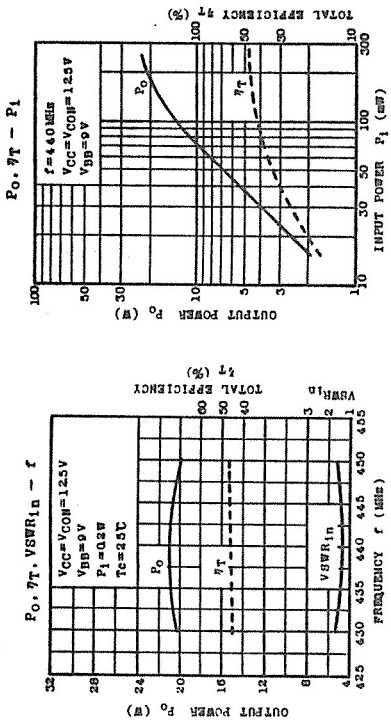
JEDEC
E1AJ
TO918BA
5-53B

MAXIMUM RATINGS (T_c=25°C)

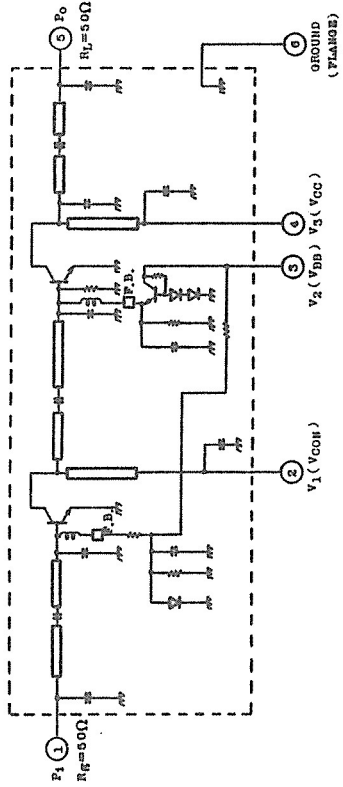
CHARACTERISTICS (T_c=25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Frequency Range	f _{range}		430	-	450	MHz
Output Power	P _o		17	20	-	W
Power Gain	G _p	P _i =200mW	19.2	20	-	dB
Total Efficiency	η _T	VCC=12.5V, VCON=12.5V	35	45	-	%
Input VSWR	VSWR _{in}	Z _g =21=50Ω	-	1.5	2	-
Harmonics	HRM		-	-30	-25	dB
Load Mismatch	-	VCC=15V, VCON=12.5V P _o =20W VSWR Load 20:1 all phase	No Degradation			
Stability	-	VCC=12.5V, P _i =200mW VCON=0~12.5V VSWR Load 3:1 all phase	All spurious output than 60dB below desired signal			
Intermodulation Distortion Ratio	IMD	f ₁ =440.000MHz, f ₂ =440.002MHz VCC=VCON=12.5V, VBB=9V P _o =13WPEP	-	-32	-	dB

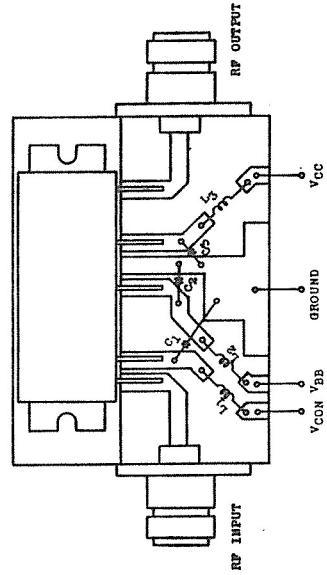
C₁, C₂, C₃ : 1500pF, 10μF
L₁, L₂, L₃ : 50Ω COPPER WIRE, 5T, 51D

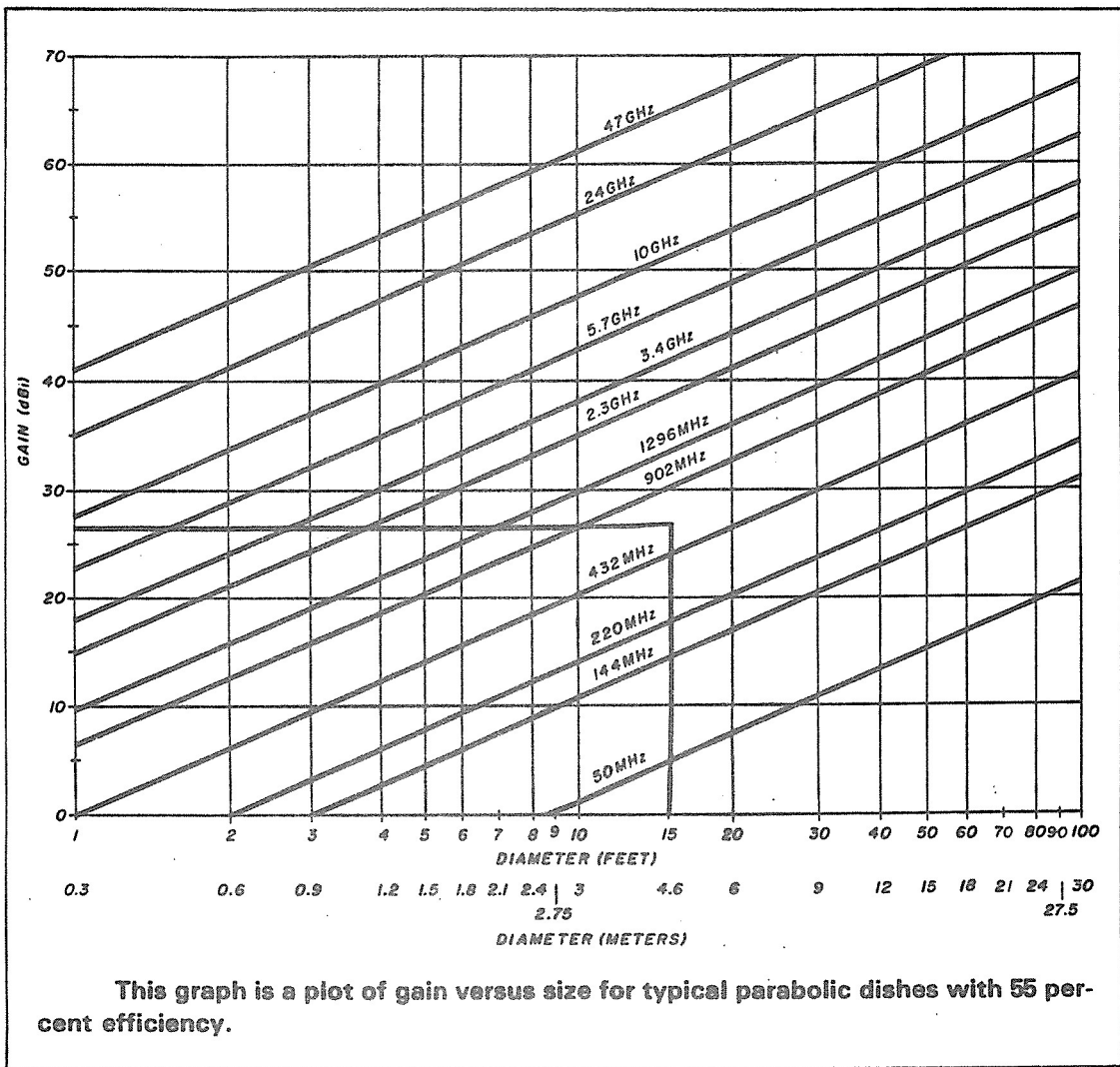


SCHEMATIC

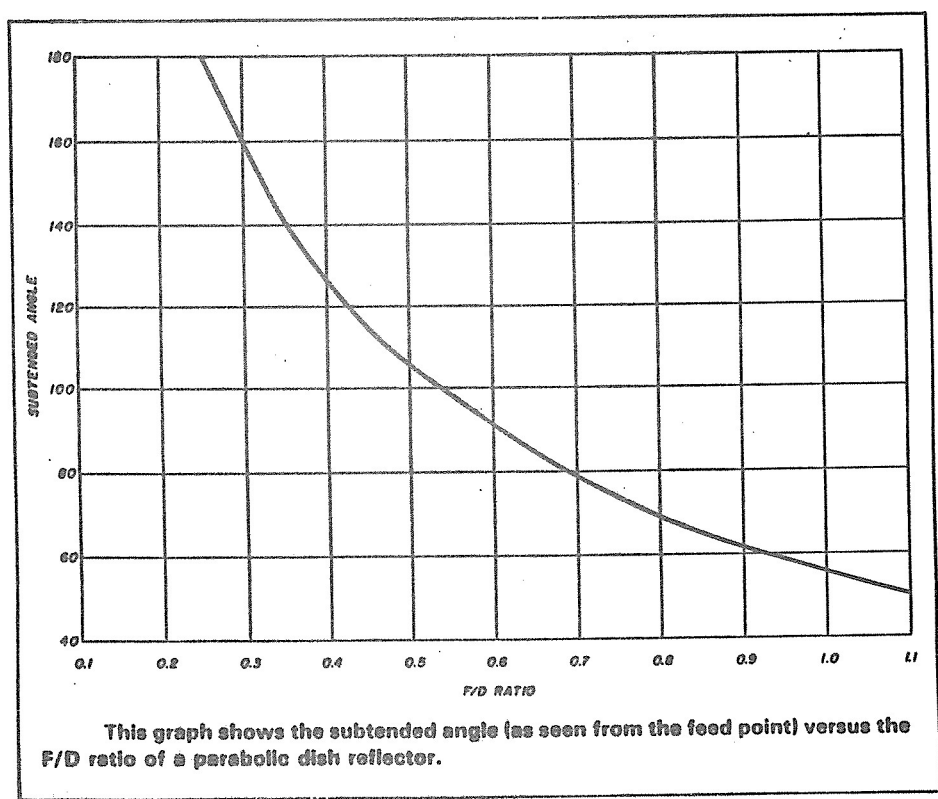


TEST MOUNT





This graph is a plot of gain versus size for typical parabolic dishes with 55 percent efficiency.



This graph shows the subtended angle (as seen from the feed point) versus the F/D ratio of a parabolic dish reflector.

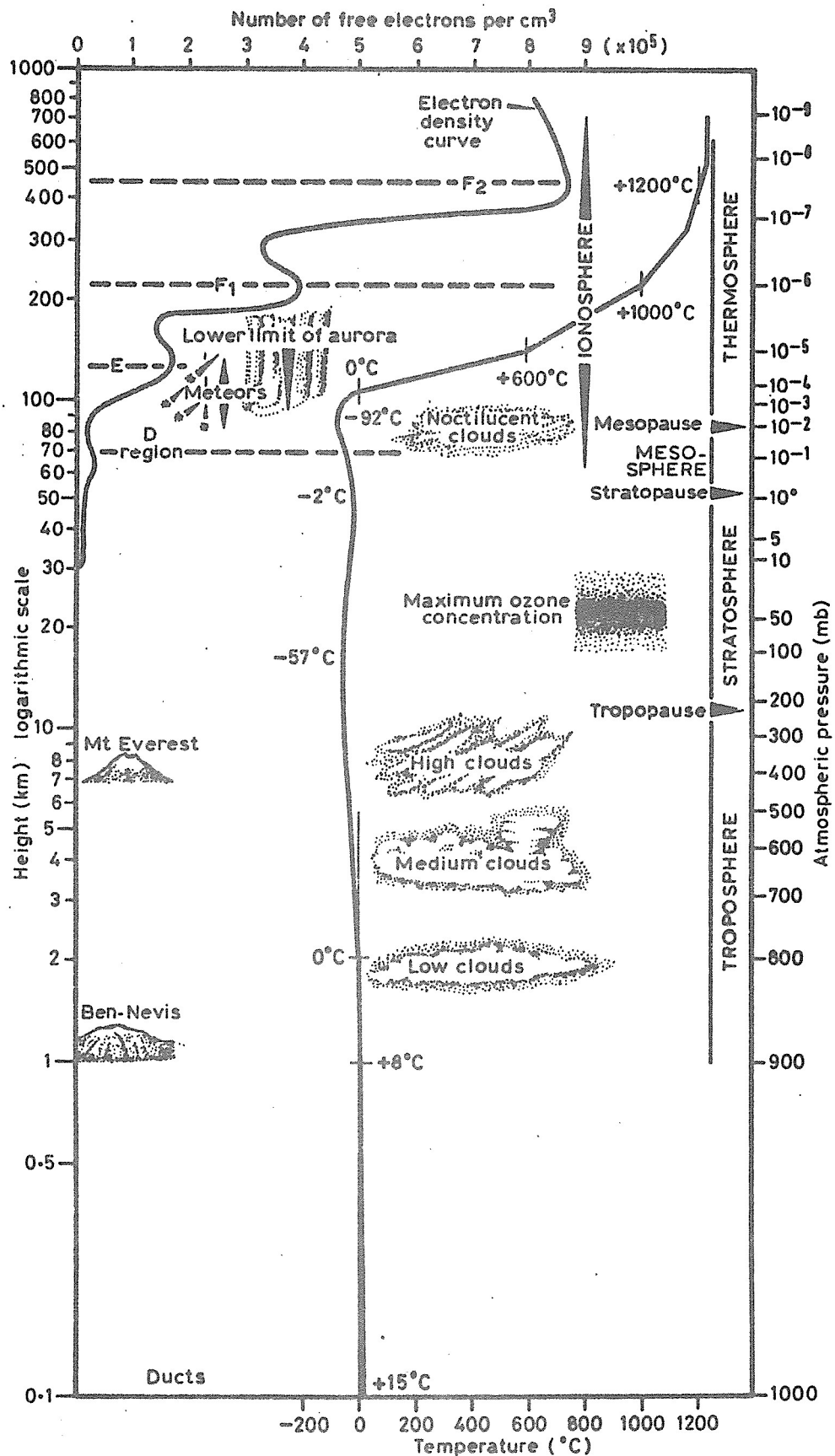


Fig 1. Some features of the earth's atmosphere. The height scale is logarithmic beginning at 100m asl. The equivalent pressure scale on the right is not regularly spaced because the relationship between pressure and height depends on temperature, which does not change uniformly with height (from *Radio Communication Handbook*, Vol 2)