

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



1410-WATERLOO

P.P.I/6/101



Editeur responsable ON4TX  
ROGER VANMARCKE  
MOENSBERG 58 1180 BRUXELLES

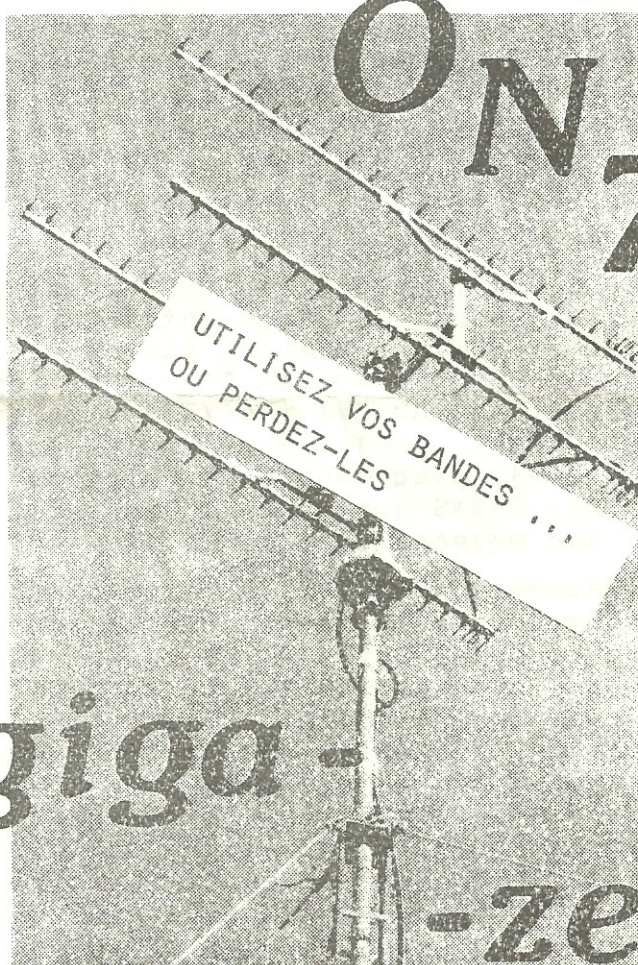
Rédaction et articles ON7AK  
ERIC de KERCHOVE  
CHEE DE TERVUREN 72  
1160 BRUXELLES

LOCAL ancienne sucrerie  
CHEE DE TERVUREN 188-198  
1410 WATERLOO

QTR REUNIONS  
CHAQUE VENDREDI  
A PARTIR DE 19.00

COURRIER  
P.O. BOX 129 WATERLOO

CCP 000-0526931-27



ON  
7  
WR

la giga-

-zette

N° 27 MARS 1984

**Sommaire**

Dans le désordre	: ON4TX
Antenne Sloper	: ON6TN
Ampli X et Y pour contro- leur oscilloscopique de signaux RTTY	: ON6ST
Circuit temporisateur	: ON4TX
Chronique de l'Espèce	: ONL646
2 Antennes Déca	: ON4TX
Oscillateur 1 GHz	: ON4TX
Convertisseur 1,3 GHz	: ON4TX

DANS LE DESORDRE : par ON4TX

- Si vous avez l'intention d'amener avec vous durant vos vacances votre émetteur, songez dès à présent de demander votre licence. Certains pays demandent un délai pouvant aller jusque deux mois pour l'octroi d'une licence.
- Si vous avez entendu W5LFL depuis la navette spatiale Columbia, vous pouvez envoyer votre carte QSL directement à ARRL HQ, 225, Main Street, NEWINGTON, CT-06111, USA.
- L'émission d'amateur a été officiellement rétablie en Pologne depuis le 1er Octobre 1983, suivant PZK.
- Le Japon a alloué 80 canaux espacés de 25 kHz à 900 MHz pour l'utilisation CB. Chaque émetteur s'identifie automatiquement par un signal envoyé au début de chaque transmission.
- ON7WR/A a participé au contest UHF les 3 et 4 Mars 1984. La propagation a été médiocre. Après que l'équipe s'est donnée tant de mal à monter les antennes dans le froid et le vent, 110 qso ont été réalisés en 432 et 21 qso en 1296. Les acteurs principaux de cette activité étaient : ON1KTM, ON4OT, ON6KX, ON1KPF, ON4BF, ON1KDL, Patrice, ON4YZ, ON4TX, ON1KSW, ON1KMW, ON1KVI.
- Cette année, c'est la RSGB qui jugera le contest IARU Région 1. 2000 entrées de logs sont prévues.
- ON7WR/A s'est classé 52ème au contest IARU Région 1 en 1983 sur 432 MHz, il y avait 211 logs entrés. En 1296 MHz, ON7WR/A s'est classé 14ème, 94 logs avaient été entrés. En mono opérateur 144, on relève la 68ème place de l'ami Paul de ON4YZ, il y avait 507 logs rentrés. En 432 MHz, ON4YZ/A a obtenu la 33ème place avec 379 logs rentrés. En 144 MHz le plus gros score a été réalisé par F6CTT/P (AJ14j) avec 1008 qso. Relevons au passage la performance réalisée par EA8XS qui avec 50 qso termine 24ème totalisant 73986 km, soit une moyenne de plus de 1400 km au qso, il fallait le faire.
- Le 17 Décembre 1983, la sucrerie a connu un grand succès de foule à l'occasion de la bourse des amateurs organisée par le Club. Des OM de tous les coins du pays sont venus nous voir. Les démonstrations de Meteosat (ON1AA) et Horizon (ON4TX) ont été suivies avec grand intérêt. ON1AA, à l'aide d'une installation entièrement construite par ses mains depuis l'antenne parabolique jusqu'au décodeur, nous a montré des images d'excellente qualité transmises sur 1 GHz 691 par le satellite Meteosat. Pour la première fois des images couleurs de la Télévision soviétique étaient montrées à Waterloo par ON4TX. Ces images étaient transmises par Horizon sur 3 GHz 675. Des essais d'illuminateurs ont été effectués et c'est finalement un pot construit par ON1OH et ONL Reoul qui s'est montré le plus performant. Entretemps le son a été ajouté à l'image couleur et la réception est presque à un niveau professionnel. Merci à tous les acteurs de cette magnifique journée. Coup de chapeau aussi aux courageuses XYL qui ont été sur la brèche le midi et le soir pour la préparation des repas.
- Après notre dernière mésaventure, nos locaux ont été dotés d'un système d'alarme et une porte métallique renforcée a été réalisée. La grande salle de réunion a été repeinte. Ces différents travaux ont été réalisés par les OM courageux habituels du Club. Que ceux qui n'ont encore rien fait se fassent connaître, car les habitués se fatiguent...

— Si vous avez payé votre cotisation, votre carte de membre sera insérée dans cette revue. Si tel n'était pas le cas, dépêchez-vous à virer 450 fr à notre CCP 000-0526931-27 de Waterloo Electronics Club, ASBL 1410-Waterloo. Dans le futur, nous ne pourrions plus envoyer la Gigazette aux non-membres.

- L'activité circuits imprimés a repris timidement depuis quelques semaines dans les pièces du bas. Coup de chapeau à Lucien et Laurent qui ont refait un châssis de fenêtre.

- Merci aux OM qui ont arrondi leurs cotisations suite à notre appel du mois de décembre. Votre contribution servira à regarnir les tables de nos shacks après le vol de matériel du mois de Novembre 1983.

- Les élections Administrateurs, DM et CM se dérouleront à la section le Vendredi 20 Avril à 20H30. Pour plus de détails, revoyez le CQ/QSO du mois de Mars. Si vous avez un empêchement ce soir-là transmettez une procuration (que vous trouverez dans le QSO/CQ) à un ami qui participe aux élections.

- Les premiers GaAs Fet spécifiés pour 30 GHz sont disponibles chez TOSHIBA sous le type JS8830-AS. Ce Fet à faible bruit dans la bande KU a un gain de 9,5 dB à 18 GHz et un NF de 2 dB. A 30 GHz, il a encore 7,5 dB de gain et un NF de 4 dB.

- TOSHIBA sort aussi un ampli linéaire UHF de puissance. IL s'agit du type S-AU4 qui est utilisable entre 430 et 450 MHz. La puissance de sortie est de 17 W avec un gain de 19,2 dB. L'alimentation se fait en 12V DC.

- NEC offre maintenant dans la gamme de 2 à 8 GHz les transistors NE8001 et NE8002. Le NE8001 donne 26 dBm de sortie pour une tension drain de 9V et un courant de 150 mA, à 7,2 GHz avec un gain de 8,5 dB.

- INTERSIL produit un convertisseur de tension : le ICL7660. Ce chip (8p. dual in line) produit à partir d'une tension positive stabilisée de l'ordre de 10V une tension négative qui peut débiter jusque 40 mA. Cet IC nécessite 2 condensateurs de 10 $\mu$ F Tantale comme éléments extérieurs.

- TELEFUNKEN a sorti un circuit pré-diviseur pour des fréquences dépassant 2 GHz. Il s'appelle U822BS et se présente sous la forme d'un boîtier plastic à 4 pattes (comme les Mos Fet). Il divise par 2, il s'alimente sous 5V et a une sensibilité de 150 mV. L'impédance d'entrée est de 50 $\Omega$ .

### S O I R E E O N L .

LES MEMBRES ONL OU NON-LICENCIÉS DU CLUB SONT  
INVITÉS A PARTICIPER LE MARDI 10 AVRIL A 20 H.  
A UNE REUNION CONSACRÉE A VOTRE HOBBY.

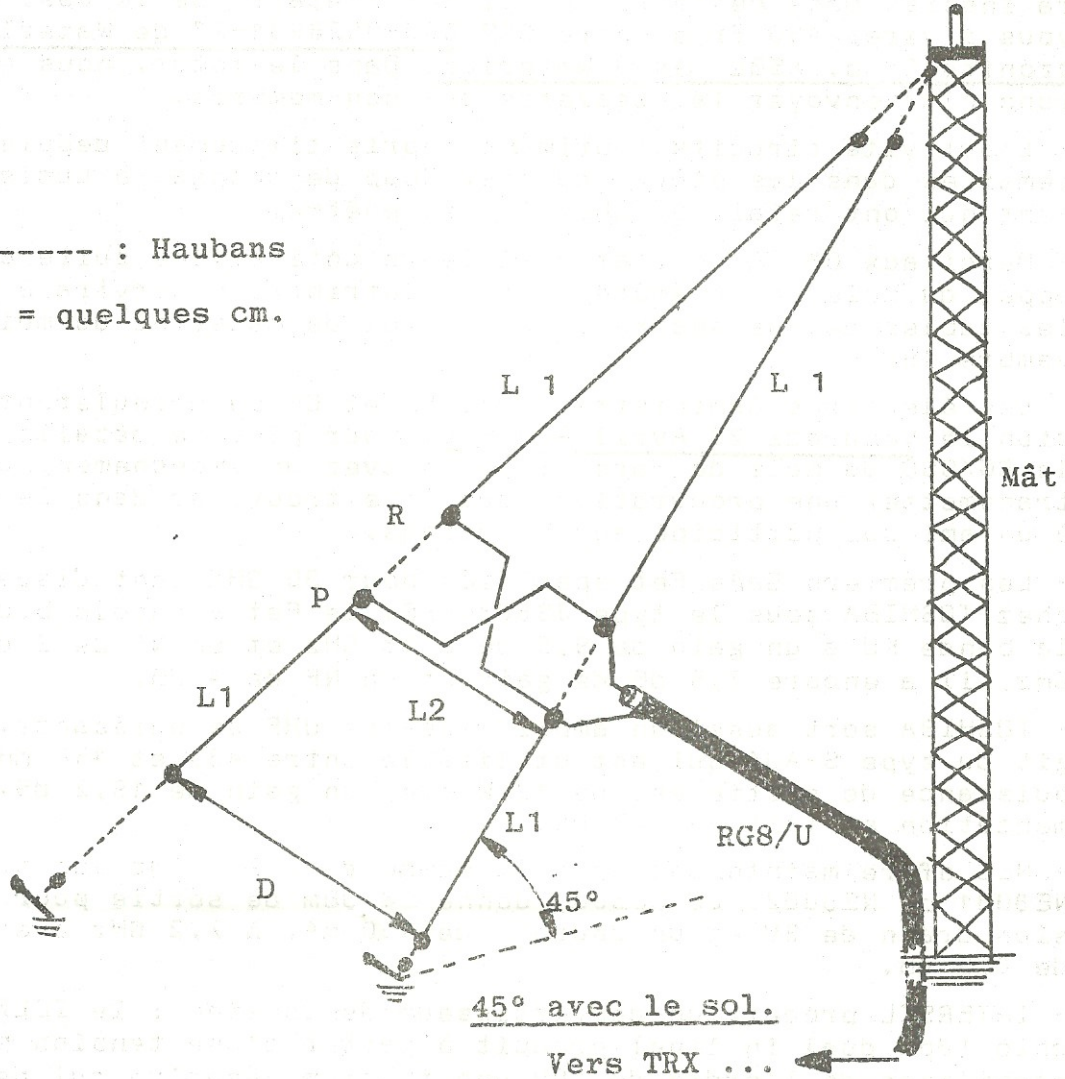
FAITES-NOUS CONNAÎTRE VOS DESIRS ET VOS  
ASPIRATIONS. NOUS NOUS EFFORCERONS A RE-  
PONDRE A VOS POINTS D'INTERROGATION ET NOUS  
ESPERONS QUE VOUS POURREZ MIEUX VOUS INTEGRER  
PARMI LES OM DU CLUB.

RENDEZ-VOUS A LA SUCRERIE LE 10 AVRIL.

# LES « SLOPER' S »

En - - - - : Haubans

P R = quelques cm.



## VERSION A ELEMENTS PILOTES (Avec l'aimable autorisation de F9HJ)

Cette SLOPER très efficace a été publiée par WA 1 AKR dans le QST d'août 1980 (page 42).

Le tableau ci-dessous donne, en fonction de F en MHz, les différentes dimensions en m. Le coax utilisé était du RG8/U. Il attaque directement l'un des 2 éléments, alors que l'autre élément est indirectement alimenté, en opposition de phase, à la manière d'une W 8 JK ou d'une Log-périodique.

Je souhaite de bonnes performances à ceux qui installeront cet aérien moderne.

F MHz	L1 en m.	L2 en m.	D en m.
3,64	19,57	9,77	19,09
3,7	19,25	9,61	18,78
7,05	10,11	5,26	11,13
7,07	10,08	5,24	11,10

## AMPLIS DE DEFLEXION X ET Y POUR CONTROLEUR

### OSCILLOSCOPIQUE DE SIGNAUX RTTY.

par M.Stokowski, ON6ST°

Pour ceux qui, comme moi-même, éprouvent le besoin d'adjoindre un contrôle par affichage d'ellipses à leur convertisseur RTTY, la lecture de ce qui suit pourrait constituer le premier pas vers une solution possible. Il n'est plus utile de revenir sur l'intérêt d'un tel contrôle et plutôt que de mobiliser un scope à cette fin, il peut être tout aussi intéressant d'intégrer un ensemble home made à sa station RTTY. Les problèmes annexes (alimentations, circuits imprimés, ...) sont suffisamment classiques pour être passés sous silence et nous nous attarderons plus particulièrement sur la description des amplis (identiques) des balayages X et Y, utilisables en déflection électrostatique uniquement. Cet ampli, dont la version définitive apparaît en fig. 3, possède suffisamment de souffle pour pouvoir attaquer une grande variété de tubes cathodiques, anciens ou modernes, dont les sensibilités diffèrent parfois notablement.

Profil de l'ampli :

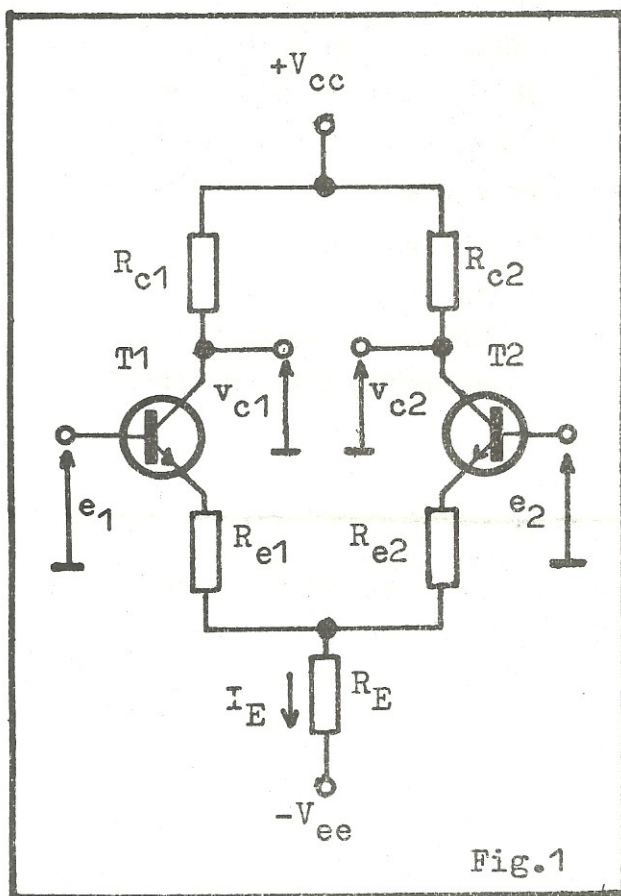
- Impédance d'entrée :  $\approx 100$  Kohms
- Tension de sortie max (entre plaques) : 170 Volts efficaces (240 V crête sinus)
- Tension d'entrée (par sortie max) : 3,5 à 6,3 Volts efficaces
- Gain en tension variable
- Bande passante minimum  $\approx 8$  Hz à  $\approx 15$  KHz
- Impédance de sortie :  $\approx 40$  Kohms
- Consommations (amplis X et Y) :
  - + 300 Volts : max 35 mA
  - + 15 Volts : max 45 mA
  - 15 Volts : max 50 mA.

#### 1. Principe de base.

Référons-nous d'abord à la fig. 1 représentant un étage différentiel dénommé "long-tailed pair" ou "paire à longue queue" et qui est à la base des amplificateurs opérationnels intégrés. Ce schéma doit son nom à la résistance  $R_E$  commune aux émetteurs.

### 1.1. Approche physique.

Par le choix des valeurs des composants et des tensions d'alimentation, cette résistance  $R_E$  se comporte approximativement comme une source à courant constant et le courant qui la traverse, que provisoirement nous pouvons évaluer comme sensiblement égal à  $\frac{V_{ee}}{R_E}$ , se partage entre les collecteurs des deux transistors T1 et T2.



En l'absence de signal différentiel appliqué entre les bases de ces transistors, le partage est équitable et les chutes de tension aux bornes des résistances  $R_{C1}$  et  $R_{C2}$  - d'égales valeurs - sont égales. La différence de potentiel entre les collecteurs est nulle.

Si on applique une tension entre les bases de ces transistors et si la polarité de cette tension est telle que la base de T1 soit positive, le débit collecteur de ce transistor va augmenter. Mais le courant fourni aux émetteurs à travers  $R_E$  étant constant par construction, c'est d'autant moins que pourra débiter T2. Il y aura donc un déséquilibre entre les chutes de tension aux bornes de  $R_{C1}$  et  $R_{C2}$ . La chute de tension aux bornes de  $R_{C1}$  sera approximativement égale à  $R_{C1} \cdot i_{b1} \cdot \beta_1$  et par conséquent la chute de tension aux bornes de  $R_{C2}$  sera :

$$R_{C2} \times [I_E - (i_{b1} \cdot \beta_1)].$$

Si nous recommençons l'expérience en rendant la base de T2 positive par rapport à celle de T1, le phénomène se produira en sens inverse : diminution de la chute de tension aux bornes de  $R_{C1}$  et augmentation de celle aux bornes de  $R_{C2}$ . On assiste donc à un effet de balançoire.

### 1.2. Approche théorique.

⑥

Essayons maintenant de mieux saisir le comportement de ce circuit ce qui,

au premier abord, pourrait sembler parfaitement évident. Evaluons également la valeur du gain en tension, paramètre déterminant dans notre application.

Afin de pouvoir poser les équations de base, convertissons le circuit de la fig.1 en schéma équivalent en régime dynamique basse fréquence, soit la fig.2.

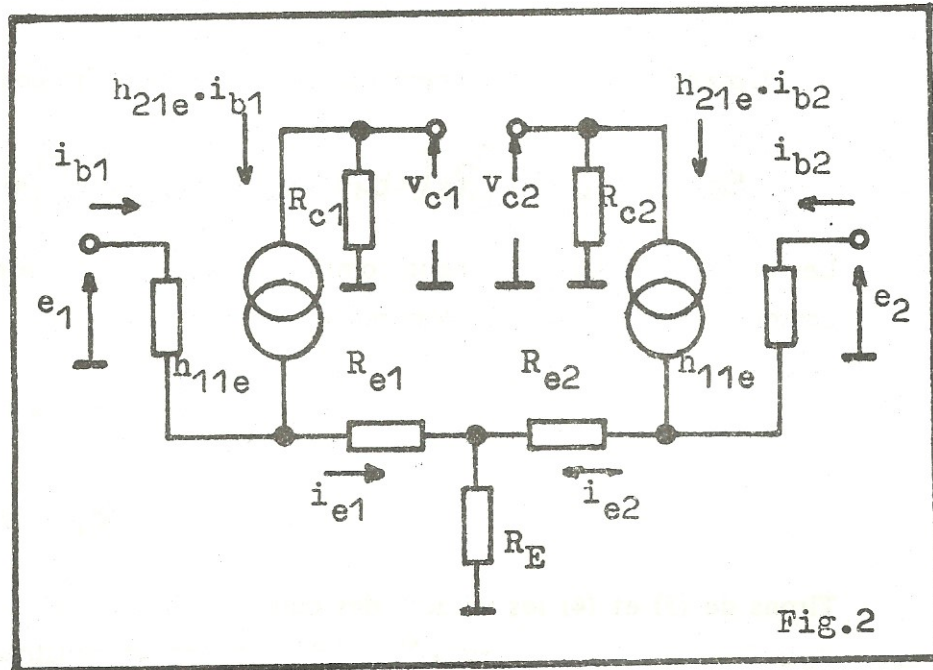


Fig.2

Afin de ne pas alourdir l'analyse et de dégager les particularités essentielles, imaginons :

1. Le montage idéalement symétrique dans ses composants et leurs caractéristiques ainsi que sans dérives d'aucune sorte.
2. les paramètres  $h_{12e}$  et  $h_{22e}$  des transistors comme étant nuls.
3. les impédances internes des sources  $e_1$  et  $e_2$  nulles.

Ces conventions prises, on peut écrire les équations suivantes en vertu de la loi des mailles :

$$e_1 = h_{11e} \cdot i_{b1} + i_{b1} \cdot R_{e1} (h_{21e} + 1) + R_E (i_{e1} + i_{e2})$$

On remplace les courants d'émetteurs par leur valeur :

$$i_{e1} = i_{b1} (h_{21e} + 1)$$

⑦

$$i_{e2} = i_{b2} (h_{21e} + 1)$$

L'équation de  $e_1$  devient :

$$e_1 = (h_{21e} + 1) [R_E (i_{b1} + i_{b2}) + R_{e1} \cdot i_{b1}] + h_{11e} \cdot i_{b1} \quad (1)$$

En adoptant le même raisonnement, on peut aussi écrire pour  $e_2$  :

$$e_2 = (h_{21e} + 1) [R_E (i_{b1} + i_{b2}) + R_{e2} \cdot i_{b2}] + h_{11e} \cdot i_{b2} \quad (2)$$

Les tensions de sortie en mode commun, c'est à dire se référant à un point commun, soit la masse en l'occurrence, valent :

$$v_{c1} = -R_{c1} \cdot h_{21e} \cdot i_{b1} \quad (3)$$

$$v_{c2} = -R_{c2} \cdot h_{21e} \cdot i_{b2} \quad (4)$$

Tirons de (3) et (4) les valeurs des courants de base et portons celles-ci dans les expressions (1) et (2). Additionnons et soustrayons membre à membre les équations ainsi obtenues.

Tirons de ces derniers résultats les tensions de sortie en sachant que, par définition :

$$R_{e1} = R_{e2} = R_e \quad \text{et} \quad R_{c1} = R_{c2} = R_c$$

Ce qui donne :

$$-v_{c1} - v_{c2} = \frac{(e_1 + e_2) R_c \cdot h_{21e}}{(h_{21e} + 1)(2R_E + R_e) + h_{11e}} \quad \text{et} \quad (5)$$

$$v_{c2} - v_{c1} = \frac{(e_1 - e_2) R_c \cdot h_{21e}}{R_e (h_{21e} + 1) + h_{11e}} \quad (6)$$

(8)



L'expression (6) nous donne la tension de sortie en mode différentiel et celle-ci sera proportionnelle à la différence des tensions présentes aux entrées. De plus, on peut estimer  $h_{21e} \gg 1$  et si on s'arrange pour que  $h_{11e}$  soit négligeable devant le produit  $R_e \cdot h_{21e}$ , on aura d'une manière plus pratique :

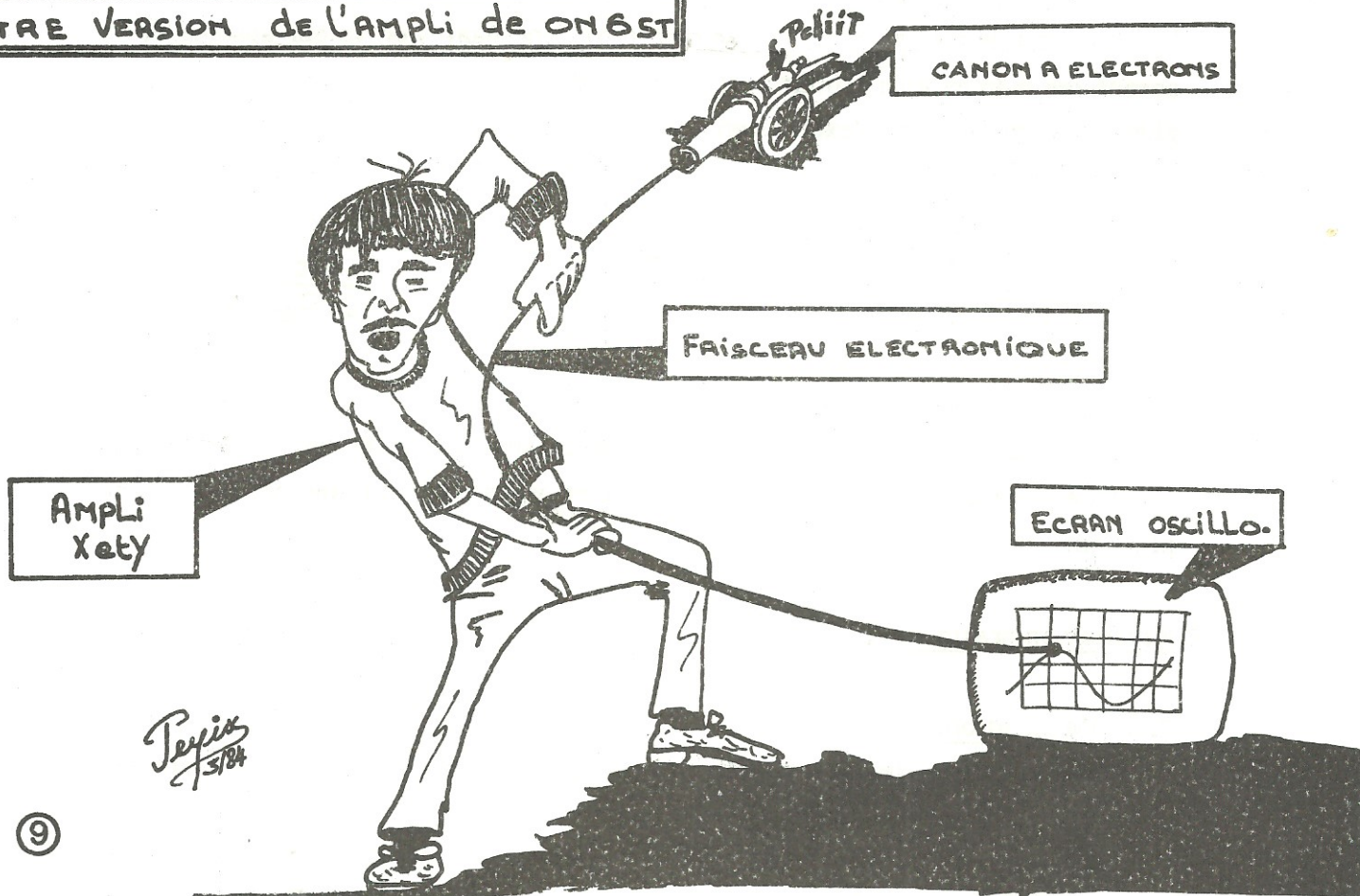
$$v_{C2} - v_{C1} \approx (e_1 - e_2) \cdot \frac{R_c}{R_e} \quad (6a)$$

Enfin, additionnons et soustrayons membre à membre les expressions (5) et (6) et il viendra ainsi :

$$v_{C1} = - \frac{R_c \cdot h_{21e}}{2} \left[ \frac{e_1 - e_2}{R_e (h_{21e} + 1) + h_{11e}} + k \right] \quad (7)$$

$$v_{C2} = \frac{R_c \cdot h_{21e}}{2} \left[ \frac{e_1 - e_2}{R_e (h_{21e} + 1) + h_{11e}} - k \right] \quad (8)$$

AUTRE VERSION DE L'AMPLI DE ONGST



avec coefficient K valant :

$$K = \frac{e_1 + e_2}{(h_{21e} + 1)(2R_E + R_e) + h_{11e}}$$

$v_{c1}$  et  $v_{c2}$  expriment les tensions de sortie en mode commun et, comme on l'aura certainement déjà remarqué, celles-ci ne dépendent pas uniquement de la différence des tensions aux entrées mais également d'un facteur K. Si on examine l'expression (9) de plus près, on voit que le coefficient K est fonction notamment de la somme des tensions présentes aux entrées. K représente donc l'erreur en mode commun de l'ampli différentiel qui, comme son nom l'indique, ne devrait prendre en compte que la différence des tensions présentes aux entrées. Ce coefficient d'erreur pourra être minimisé en prenant  $R_E$  très grande, ou mieux encore, en remplaçant celle-ci par une source à courant constant dont la résistance interne est théoriquement infinie.

Les tensions de sortie en mode commun sont donc égales en valeur absolue et en posant les mêmes approximations que précédemment pour  $h_{21e}$  et  $h_{11e}$ , avec en plus K négligé, on aura l'expression réduite en pratique :

$$|v_{c1}| = |v_{c2}| = v_c \approx (e_1 - e_2) \frac{R_c}{2R_e} \quad (10)$$

On concevra également que si  $R_e$  varie, la tension de sortie en sera affectée. C'est ce principe qui sera exploité pour faire varier le gain comme on le verra plus loin.

## 2. Réalisation pratique. (FIG. 3)

### 2.1. Description.

On retrouve le schéma théorique de base avec quelques différences essentielles :

- T1 et T2 sont pilotés par un opérationnel améliorant la caractéristique d'entrée et assurant une meilleure stabilité DC du circuit. Ceci

est cependant réalisé au détriment de la bande passante, surtout en grands signaux car le "slew rate" des 741 est peu performant. La fréquence de coupure haute (sur charge infinie) se situe néanmoins à environ 15 KHz - gain au minimum et V maximum en sortie - ce qui est amplement suffisant dans cette application.

- Les charges T1 et T2 sont constituées par T3/T4 modèles haute tension, dont l'attaque est réalisée en base commune. Cette solution offre l'avantage d'isoler la haute tension et de permettre à l'ampli différentiel proprement dit de travailler à faible tension collecteur et gain élevé en courant. Il en résulte une faible contre-réaction interne de la sortie sur l'entrée, ce qui réduit les problèmes de stabilité.
- P1 permettra de cadrer légèrement le spot si celui-ci ne se situe pas au centre lorsque les plaques de déflexion ne sont soumises à aucun potentiel. Plage de correction environ 1 cm pour une sensibilité de 35 V/cm.  
P1 est découplé et sa valeur n'intervient pas dans le calcul du gain dynamique.
- P3 est destiné à effectuer l'équilibrage de l'ampli et à compenser les dispersions au niveau des composants. Il n'est pas indispensable d'utiliser des résistances à tolérance plus serrée que 5%, mais un pairage de celles-ci améliorera sensiblement la symétrie du montage qui n'en sera que plus performant.
- P2 rendra le gain variable. Cette solution est un peu particulière dans la mesure où elle consiste à faire varier la valeur des résistances de contre-réaction situées dans les émetteurs et cela, d'une manière symétrique à l'aide d'une commande unique.

Si l'on considère les sommets A, B et C du triangle, les éléments de chaque branche peuvent être convertis de façon à obtenir une configuration étoile (en Y) s'inscrivant dans ces mêmes sommets (théorème de Kennely).

Pour les valeurs adoptées, on aura dans chaque branche oblique (et selon la position min ou max de P2) :

$R_e$  max : 737 Ohms

$R_e$  min : 406 Ohms

tandis que dans la branche verticale n'intervenant pas dans la contre-réaction, c'est-à-dire en série avec le collecteur de T<sub>5</sub> :

R max : 322 Ohms

R min : 156 Ohms.

Le gain différentiel, calculé d'après (6a) sera compris entre 27 et 49 environ, la variation entre ces extrêmes étant non linéaire.

- P4 permettra d'ajuster le courant délivré par la source T5 et de déterminer ainsi le point de repos des tensions sortie en mode commun à 150 Volts.

D1 permet de minimiser l'influence des variations de température sur le courant débité par la source.

Le circuit de polarisation est commun aux deux amplis X et Y et les bases des 2 transistors de source sont reliées.

## 2.2. Mise en service.

Si les règles élémentaires ont été respectées au niveau du lay-out (découplages à proximité directe des points à découpler, plan de masse, connexions raisonnablement courtes, ...) le circuit devrait démarrer du premier coup.

1. Avant la mise sous tension court-circuiter P1 (charges T3/T4 reliées au +HT), relier l'entrée de l'ampli à la masse et placer P3 à mi-course.
2. Mettre le circuit sous tension et laisser celui-ci se stabiliser thermiquement pendant quelques instants.
3. Placer le gain (P2) au maximum de résistance et équilibrer au moyen de P3 pour une tension nulle entre les collecteurs de T3 et T4. Si le circuit est bien équilibré, une variation de P2 sur toute sa plage ne peut entraîner un décalage supérieur à  $\approx 600$  mV.

4. Au moyen de P4, ajuster le point de repos à 165 Volts (collecteurs T3 et T4 par rapport à la masse).
5. Parfaire les réglages repris en 3 et 4.
6. Remettre P1 en service et caler le spot au centre.

A ce stade, les essais en dynamique ne devraient poser aucune difficulté majeure.

+ + + + +

Pour ceux qui se laisseraient tenter par cette réalisation, bon succès et attention aux 741 qui cohabitent avec de la haute tension car ils sont encore plus chatouilleux que nos doigts !

73'

---

\*Michel Stokowski, 108 avenue Stuart Merrill, 1190 Bruxelles.

ERRATA : Deux erreurs de dactylographie se sont glissées dans le précédent numéro de la gigazette (n°26 Déc.83) à la page 7 de l'article de ON4WJ concernant le programme de QTH Locator pour le ZX 81.

180 LET C=(41+B-C/8-(E-INT E)/4.8)\*P

Pour calculer vos coordonnées à partir de votre QTH loc.

170 LET G=2\*A+D/5-INT E/30

O F F R E D' E M P L O I

ON7WR cherche collaborateurs pour animer ses shacks DECA, VHF, UHF, TV, construire certains modules et aider les responsables ON1KSW et ON4BF.

Faire offre à ON4TX

Discretion assurée

Salaire : Pour la bonne cause

T3/T4 sur refroid. alu anod. e=2mm<sup>2</sup> surf. utile 4 cm<sup>2</sup> forme en U

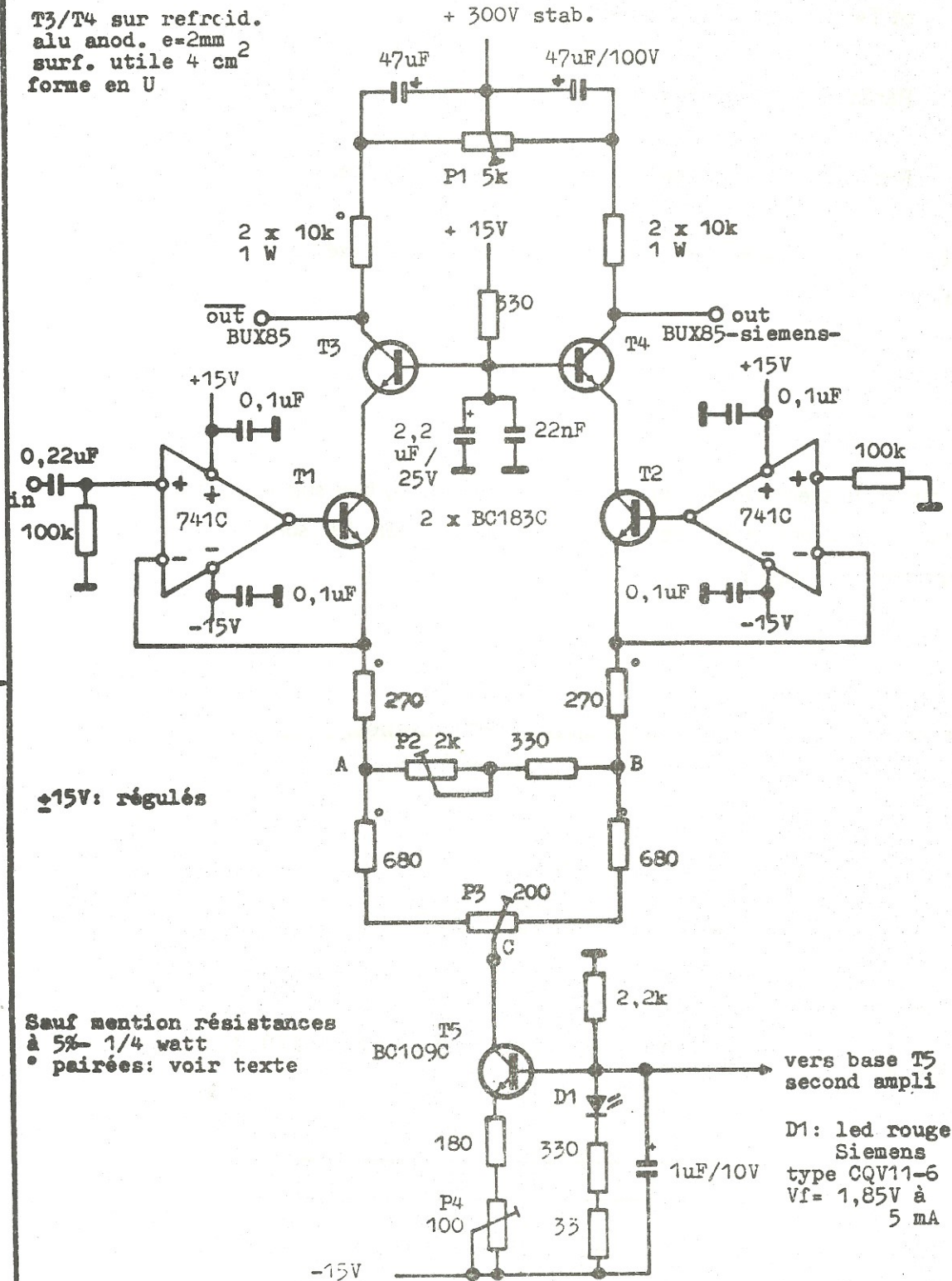
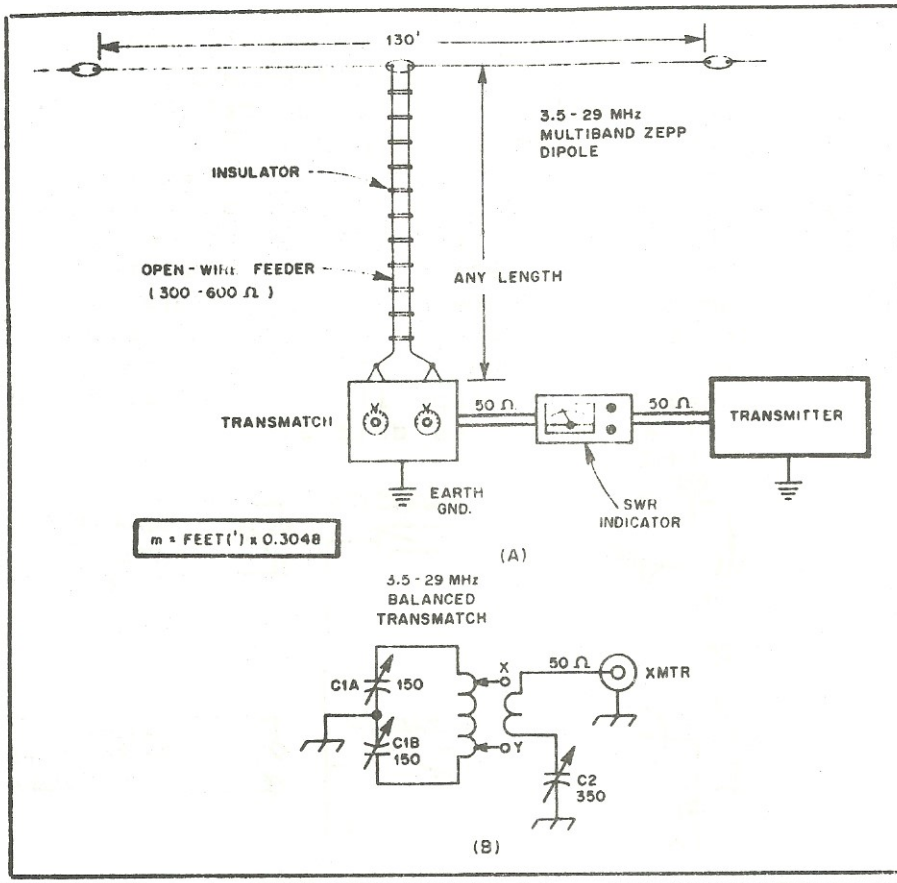


Fig.3

AMPLIFICATEUR DE DEFLEXION HORIZONTALE ET VERTICALE POUR TUBE CATHODIQUE

on6st/dec.83

DITES QUE VOUS L'AVEZ LU DANS LA GIGAZETTE



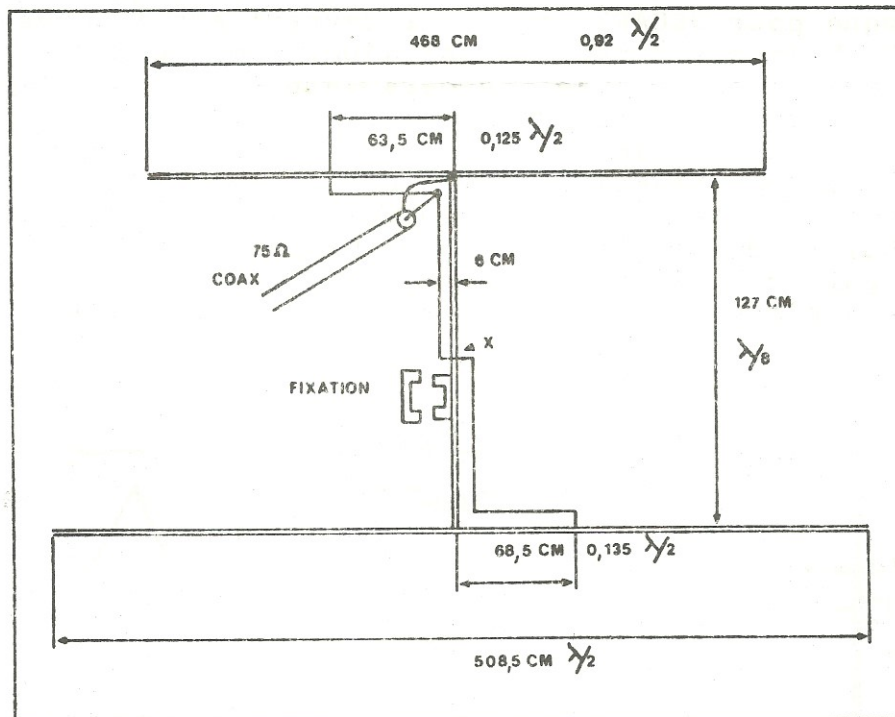
Antenne ZEPP à alimentation centrale.

Cette antenne est multibande, le Transmatch est utilisé pour passer d'un système symétrique à un système asymétrique adaptant l'impédance de la ligne à celle de l'émetteur.

On peut utiliser comme ligne symétrique 2 fils de cuivre de 14/10 espacés de 10 cm. Les espaceurs seront constitués par des morceaux de PVC percés de deux trous et espacés de 30 cm.

On pourrait aussi utiliser du twin lead de  $300\Omega$  avec l'inconvénient de modifications de caractéristiques avec la pluie.

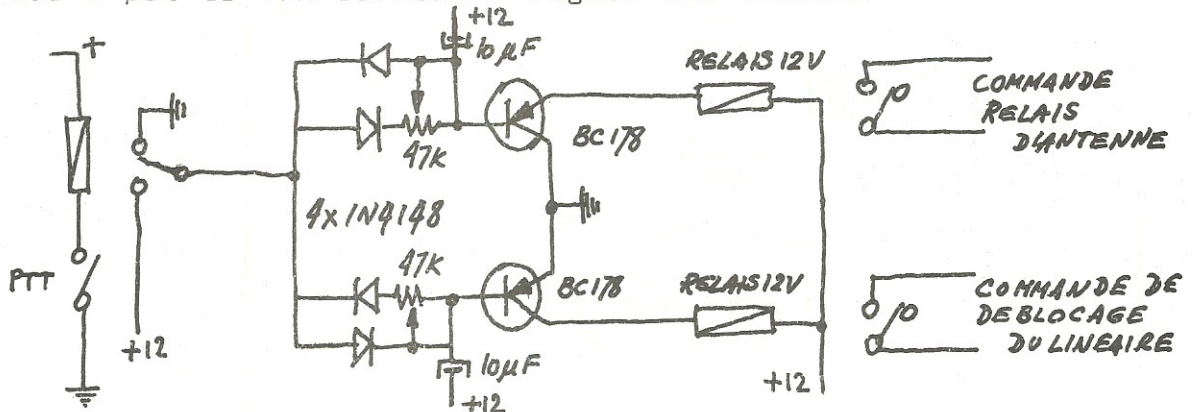
(Tiré de QST 12/83)



Ci-dessus la description d'une antenne décimétrique pour la bande des 10m centrée sur 29,500 MHz (Mode A satellite)  
 Le réflecteur et le directeur sont réalisés en tube d'aluminium de 20mm de diamètre.  
 Le boom est en tube de 30 mm de  $\varnothing$ . Le gamma est réalisé en fil de cuivre rigide de  $2,5\text{ mm}^2$ . Au point X, le Gamma traverse le boom au centre. Veillez à l'isolement électrique du boom et du Gamma.

CIRCUIT TEMPORISATEUR : par ON4TX

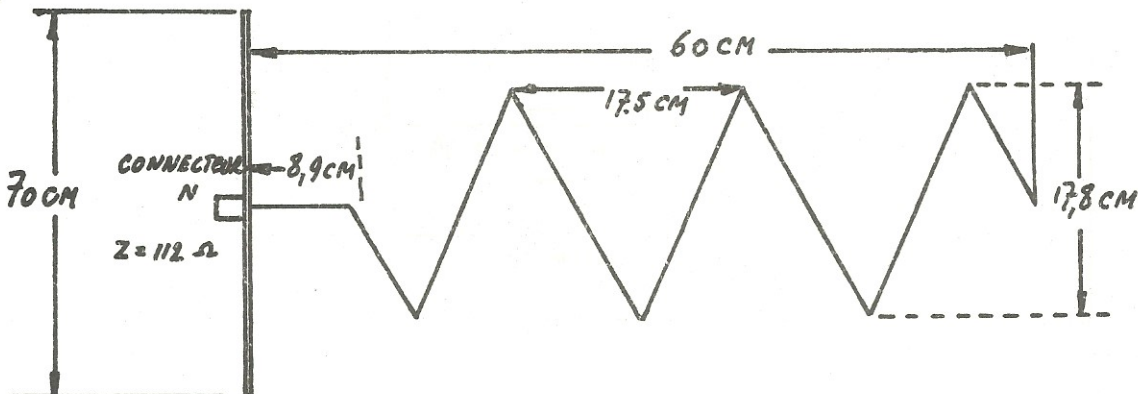
Ce circuit décrit il y a de nombreuses années dans le REF est très utile pour les OM qui utilisent des amplificateurs linéaires. Il a pour but de préserver les contacts du relais d'antenne. En effet lorsqu'on passe en émission par le PTT du TX/RX, le relais d'antenne est d'abord commuté et un petit temps plus tard s'enclenche le linéaire. Lorsqu'on passe en réception l'inverse se passe : le linéaire est d'abord coupé et peu de temps après le relais d'antenne est déclenché. De cette façon le relais d'antenne n'a jamais à commuter de la HF ce qui en fait préserver ses contacts. En réfléchissant un peu, on pourrait sans doute simplifier le schéma en supprimant les relais intermédiaires tout en conservant le dispositif de temporisation. NB. Les 2 pot de 47K servent à régler les délais.



CHRONIQUE DE L'ESPACE : par ONL646

Jean nous communique le schéma d'une antenne qui a été conçue à l'époque pour OSCAR7, mais qui devrait aussi convenir pour OSCAR10. Elle a été décrite par N1DM, Domenic M Mallozzi dans Amsat Newsletter Nr 1 Vol 10 Mars 1978.

Afin d'obtenir la polarisation circulaire droite ; bobinez l'antenne hélicoïdale dans le sens horlogique depuis le point d'alimentation. Rappelez-vous : pas de métal à l'intérieur des enroulements. L'antenne aura autant que possible 3 tours de tube de cuivre de 6mm de Ø. On aura besoin d'environ 1m52 de tube. Le gain calculé est de 8,5 dBi. L'ouverture à 3 dB est de 75°. Afin d'adapter l'impédance à 50Ω, utilisez un transformateur λ/4 qui sera constitué d'une longueur de 105 mm de câble RG59.

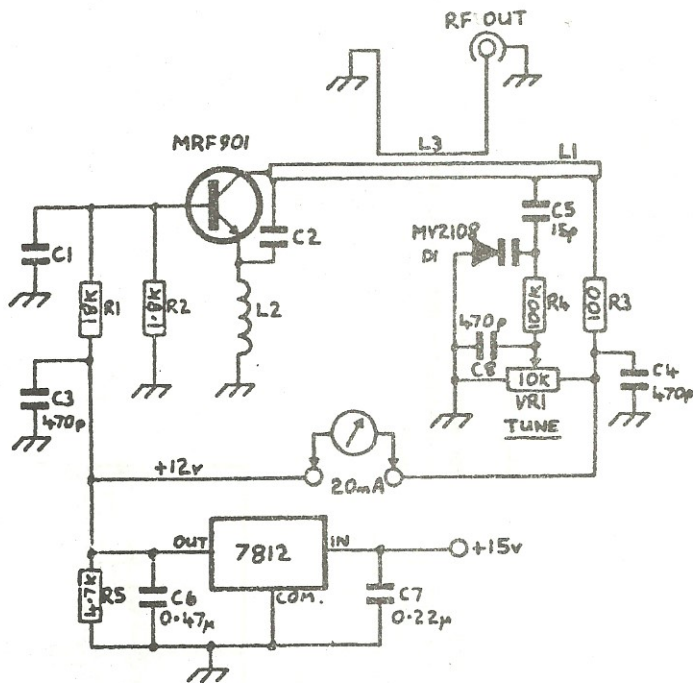


73 et bon DX, Jean

Le réflecteur circulaire est constitué d'un disque d'aluminium percé de trous afin de diminuer la prise au vent.

Des spacers en nylon maintiennent la forme et l'écartement des spires.





- C1. printed capacitor.
- C2. see text.
- L1. printed inductor.
- L2. 4t 22swg on 1/8" former, self supp. spaced one wire width.
- L3. .010" brass or copper strip bent as shown in text. Strip 3/16" wide.

le 7812 peut être remplacé par un 78L12

MRF901 peut être remplacé par BFR91.

Fig.1

1GHZ OSCILLATOR CIRCUIT DIAGRAM

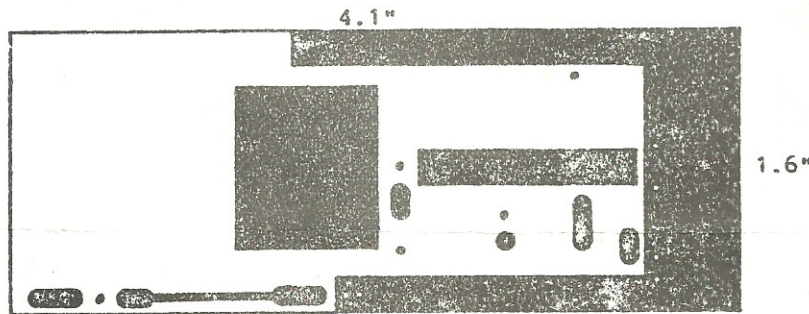
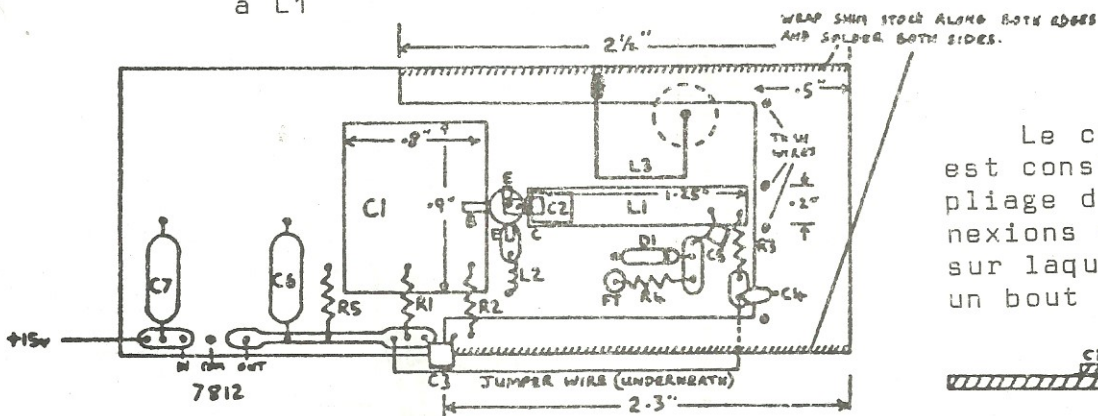


Fig.2

PRINTED CIRCUIT PATTERN (component side) Epoxy double face

Attention! le dessin n'est pas à l'échelle

L3 est réalisé par un fil couplé à L1



Le condensateur C2 est constitué par le pliage d'une des connexions de l'émetteur sur laquelle on soude un bout de cuivre qui voisine la connexion collecteur

End view

Fig.3

COMPONENT LAYOUT

OSCILLATEUR 1 GHZ (d'après WA6RDA) 10 mW avec MRF901.

H. Wessels, PA 2 HWG

# A 1296 MHz/144 MHz Converter equipped with the GaAs-FET 3SK97

The author became interested in experimenting with these transistors after the price of dual-gate GaAs-FETs dropped to a level that was affordable for regular amateurs. Similar articles have already been published for applications in the 144 MHz and 432 MHz bands (1). For this reason, the author decided to experiment with them on the 1296 MHz band.

The circuit shown in Figure 1 is result of a few weeks of experimentation. The main specifications of this circuit are:

- Power gain of T1: approx. 15 dB
- Conversion gain of T2: approx. 10 dB
- Overall gain: approx. 25 dB
- Total noise figure: approx. 4 dB

### Construction

The case of the converter is built up from 0.8 mm thick brass plate which provides it with a sufficient mechanical stability. A piece of Veroboard

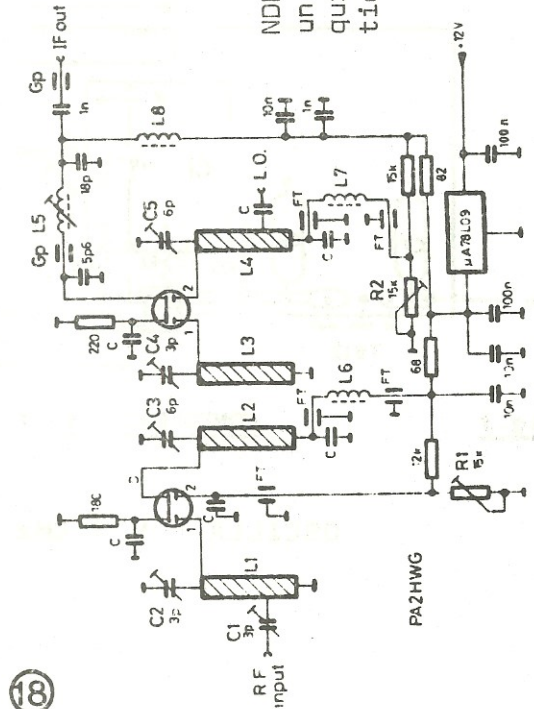


Fig. 1: A 1296 MHz converter with the DG-GaAs-FET 3SK97 in preamplifier and mixer stage

NDLR. Prochainement, on décrira un oscillateur local (DF80K001) qui a paru dans VHF Communications 4/1978.

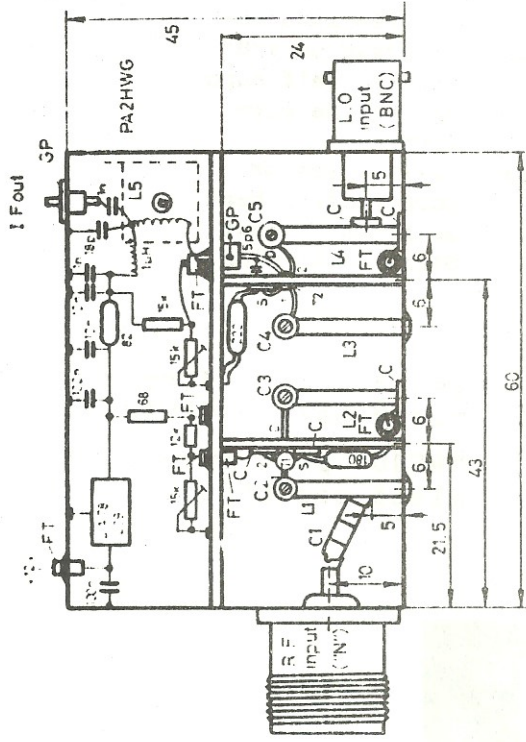


Fig. 2: Dimensions of the metal box as seen from above

is used for the DC-ports of the circuit and for the intermediate frequency output. It should be possible with the aid of Figure 2 and 3 to construct the converter without difficulties.

- L 5: 5 turns of 0.8 mm dia. enamelled copper wire wound on a 5 mm coil former with VHF core
- L 6, L 7: 0.56  $\mu$ H miniature choke
- L 8: 1  $\mu$ H miniature choke

### Components

- T 1, T 2: 3SK97, S3030, MRF966
- C: Chip capacitor approx. 200 pF
- FT: Feedthrough capacitor, approx. 1 nF
- GF: Low-capacitance feedthrough (glass)
- L 1... L 3: 13 mm length of 2 mm dia. silver-plated copper wire
- L 4: as L 1, but 15 mm long

### Alignment

For aligning the converter a local oscillator is required that is able to provide a local oscillator signal of approximately 3 mW at 1152 MHz. Furthermore a 144 MHz receiver, and a test signal from a local station or beacon. The alignment is commenced by placing the trimmer potentiometers R1 and R2 to their center positions.

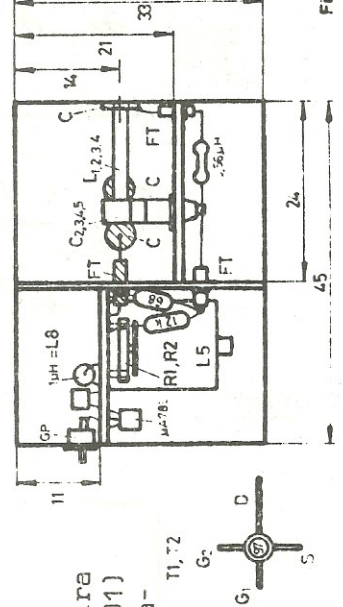


Fig. 3: Side-view from the left-hand side

Comme d'habitude vous trouverez les pièces spéciales chez DEMCO (ON8AU)