

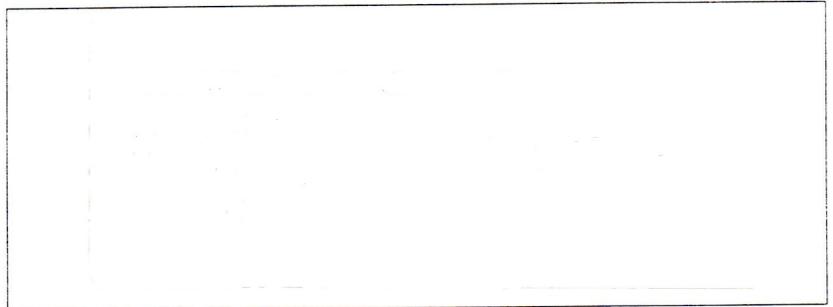
Périodique trimestriel de l'ASBL
WATERLOO ELECTRONICS CLUB
et de la section UBA de WTO
CCP : 000-0526931-27



ON7WR



LOCAL
Campus ULB - VUB RHODE
Rue des Chevaux 65-67
1640 RHODE ST GENESE



Réunion : chaque vendredi à partir de 20 h.

AG STATUTAIRE, LE 22 NOVEMBRE

LA GIGAZETTE

Secrétariat
Président ON4TX
Site ON7WR

on7wr@on7wr.be
rvmarcke@ulb.ac.be
<http://www.on7wr.be>

N° 100/101 3^{ème} Trimestre 2002

De tout un peu	ON4TX
Moulin d'Arenbert	ON1KSZ
Opto-Coupleur	ON6ST
Antenne Double-Bazooka	ON4ZD
RX DCF77	ON6ST
Filtre 50 MHz	ON4BE

Siège Social de l'ASBL : rue Bruyère St Jean, 96 1410 - WATERLOO
Editeur Responsable : ON4TX Roger Vanmarcke - Moensberg 58 à 1180 Bruxelles

DE TOUT UN PEU : Par ON4TX.

Nouvelles de l'Association : Nous totalisons finalement cette année 109 membres, encore quelques-uns en moins que l'an dernier. Le fait de recevoir la Gigazette prouve que vous êtes en règle de cotisation. Je n'ai toujours pas récupéré les étiquettes pour la constitution de ces fameuses cartes.

Gigazette : Cela fait assez longtemps que vous n'avez plus reçu le trimestriel du club, c'est la raison pour laquelle, ce mois-ci il s'agit d'un numéro double. Après 25 ans de loyaux services, j'avais espéré un repreneur, comme annoncé l'année dernière lors de l'AG statutaire, mais malheureusement personne ne s'est manifesté (comme d'habitude aurait dit Jacques, ex-on7jg). Ce n'est pas le manque d'articles qui a motivé ce retard, mais plutôt la nonchalance et l'ambiance dans laquelle je dois travailler. Et ce n'est certes pas la disparition de Jacques qui a arrangé les choses, son ombre plane toujours, mais malheureusement son efficacité a disparu.

Nous avons encore eu à déplorer 3 décès de membres du club ces derniers mois : Philippe Dusart, SWL, Yvan : ON4LCZ, et François : ON4OT.

Philippe Dusart nous a quittés à l'âge de 69 ans le 20 mai, il a succombé à une attaque cardiaque à Huy. Philippe s'intéressait beaucoup aux communications digitales, aux satellites et au décryptage notamment et ne faisait que de l'écoute, il n'avait d'ailleurs jamais été intéressé par l'émission. Docteur en médecine de formation, il avait travaillé de longues années dans un laboratoire de recherche médicale situé à Braine-l'Alleud.

Philippe faisait partie de notre association depuis la création de notre ASBL, dont il était d'ailleurs un des membres fondateurs, et faisait partie à l'époque des membres effectifs.

Philippe est parti en toute discrétion, comme il était dans la vie, sans jamais élever la voix. Il passait parfois aux réunions accompagné d'un de ses petits-fils, peut-être nourrissait-il l'espoir qu'il suive un jour les traces de son grand-père ? Et il ne ratait jamais les brocantes organisées par son club. Quelques amis du club lui ont rendu un dernier hommage le 24 mai.

Que son épouse, ses enfants, sa famille, son frère José (ON7JO), trouvent ici le témoignage de notre profonde tristesse en ces moments difficiles.

J'ai aussi appris durant mes vacances en Croatie le décès de **Yvan, ON4LCZ**. Malheureusement, nous n'avons pas été avisés personnellement de sa disparition. Nous le savions très malade, et cela faisait tout un temps qu'on ne le voyait plus aux réunions. Beaucoup se rappelleront de l'humour caustique de Yvan, qui d'ailleurs à plusieurs reprises avait illustré de ses dessins et bande dessinée, la Gigazette. Il était aussi passionné de vidéo et de satellite. Il avait fait ses premières armes en CW avec Germain ex-ON4LCP, grâce à Henri, ON5ZQ.

Nos témoignages de sympathie vont vers son épouse et ses enfants. Nous leur souhaitons beaucoup de courage à surmonter cette grande peine.

Notre ami **François, ON4OT** nous a quittés le 27 Août. Il n'a pas résisté à une hémorragie interne.

François avait 80 ans et luttait depuis plus d'un an contre la maladie suite à une très grave opération en juin de l'an dernier. Son courage ne s'est jamais ébranlé et il avait encore plein de projets, il expérimentait encore des antennes, c'était son grand dada, sa grande joie c'était de me contacter durant mes vacances en Croatie, ce qu'on a fait d'ailleurs cette année avec ses moyens de fortune. Véhiculé par Paul, ON5EG qui le voyait assez souvent ces derniers mois, il

avait tenu à nous rendre une visite sur le pont chez Henri, ON10H le vendredi précédant sa mort, c'était sans doute prémonitoire, Qui aurait pu imaginer que ce serait sa dernière réunion avec ses copains.

François était arrivé assez tard au radioamateurisme, il avait près de 60 ans lorsqu'il réussissait son examen ON1 après avoir suivi les cours de Serge, ON5YQ pour ensuite devenait ON4.

Il s'est tout de suite investi dans la vie du radio-club, on pouvait toujours compter sur lui que ce soit pour les portes ouvertes, le montage d'antennes, le field-day, ou les contests, et aussi pour la plupart de nos problèmes mécaniques. Il a été un grand artisan des grandes années de ON7WR à la villa et à la Sucrerie. Il participait aussi aux premières escapades lors des brocantes de Weinheim. Pendant de nombreuses années, il a été pour moi un fidèle complice et collaborateur efficace. Il a rendu d'énormes services au radio-club, et il était souvent disponible. Il restera pour nous un exemple de courage, de compétence et de combativité.

Nous pensons aujourd'hui beaucoup à Florence, son épouse, son fils Guy et toute la famille. Votre chagrin est immense et nous vous exhortons à traverser ces moments difficiles avec beaucoup de courage et de résignation. Les membres du radio-club n'oublieront pas de si tôt François.

François, repose en paix...

Un dernier hommage lui a été rendu le vendredi 30 août. Beaucoup de ses amis du radio-club y étaient présents et très émus.

DXPEDITION A CUBA :

Marco, ON8XB nous signale l'organisation d'une Dxpédition à Cuba, dans le cadre du Contest **IOTA des 26 et 27 octobre.**

Cela se passera sur une île à 25 km de la Havane.

L'indicatif utilisé sera **T42EU**, la station sera QRV les 25, 26 et 27 octobre.

La station sera QRV sur toutes les fréquences HF, une attention particulière sera faite pour les stations belges. Les DX cluster seront avertis de leur activité.

Participants : Opérateurs de la station officielle de l'Union Européenne **OR5EU** : Adriano, **ON5GA**, Marc **ON1KSF**, Antonio, **ON9CEG**, Harry, **ON4HVO**, SWL Jean, Michel **ON6KM**, Jean, **ON8RA** et l'organisateur **Marco, ON8XB.**

Un petit fait historique relaté par ON4AY traduit de l'anglais par ON4TX.

W3NE, Bob Thomas, rapporte la nouvelle suivante :

Le co-fondateur de B&W John F. "Jack" Williamson, W3GC SK.

Jack Williamson, W3GC de Newton Square, PA vient de mourir le 19 mars à l'âge de 95 ans.

Williamson était le co-fondateur de Barker & Williamson, B&W était bien connue comme fabricant US d'équipement radioamateur. Licencié en 1921, Williamson dans sa jeunesse gagna une réputation très étendue par sa connaissance de la radio et même le fabricant de radio Atwater Kent et ses ingénieurs allèrent chercher Williamson pour son bagage technique. Après avoir quitté ses études d'ingénieur en électricité à l'Institut de Drexel, au sommet de la Grande Crise, lui et son ami de longue date Barrie Barker, W3DGP, sans travail, lancèrent une nouvelle activité, la construction de bobinages pour les radioamateurs.

La compagnie B&W faisait si bien dans les années avant la 2^{ème} Guerre mondiale, que les ingénieurs de Hallicrafters, frustrés dans leurs essais de concevoir un coupleur d'antenne pour le BC-610 capable d'adapter des antennes courtes avec des spécifications du Signal Corps, approchèrent la Compagnie qui naissait. Le prototype de B&W fut accepté et un contrat de production fut garanti pour le tuner connu sous BC-939. Ceci amena des contrats supplémentaires. Après la 2^{ème} Guerre mondiale, la compagnie eut beaucoup de succès dans les

secteurs militaire et amateur. Le plus notable dans le domaine amateur fut leurs bobinages, les condensateurs variables pour émetteurs et l'émetteur toutes bandes modèle 5100. Lorsque que Barker se retira, Williamson continua à conduire B&W jusqu'à sa vente en 1964. Il a été membre de l'ARRL durant 22 ans et il a continué comme radioamateur actif jusque tout récemment.

Nouveau design de OCXO 10 MHz, Walter DC9UP s'est beaucoup préoccupé de la disponibilité de OCXO de surplus en Allemagne et en Europe. Finalement, il n'en n'a pas trouvé ou alors à des prix exorbitants. C'est cette situation qui l'a conduit au développement d'un OCXO à un prix abordable et avec toutes les possibilités et spécifications d'un appareil haut de gamme à prix élevé. L'un des plus gros problème rencontré fut la conception du chauffage de l'enceinte avec le Xtal. Maintenant avec son montage la précision de la température est en-dessous de 0,06 °C durant une période complète jour-nuit. Le montage est aussi contrôlable en tension comme par exemple le pilotage par un récepteur GPS et de son circuit interface. Pour ceux qui veulent en savoir plus, allez sur le site de Walter : www.walter-schroer.de/id24.htm

Nouveau site de la balise 6m : <http://on0six.on7wr.be>

Chat européen 2m/6m : www.on4kst.com/chat

Schémas Heathkit : www.circuitarchive.co.uk communiqué par ON6ST et visité par ON4TU.

Pour des outils RF voir : www.qsl.net.sm2cew/, pour des adresses d'om www.buck.com

Assemblée Générale Statutaire de l'ASBL WATERLOO ELECTRONICS CLUB

Vous êtes cordialement invités à assister le **vendredi 22 novembre à 20h30**
à notre assemblée générale statutaire

Ordre du jour :

Activité de l'année écoulée
Bilan financier et projet de budget 2003
Tentative de trouver un nouveau secrétaire
Projets d'activités pour la saison 2003

Amicales 73 à tous

Pour le CA, ON4TX, Roger Vanmarcke, Président.

Dates à retenir :

Bourse Amateur de Mortsels	Samedi 19 octobre
Contest 2M CW Marconi	Samedi/dimanche 2 et 3 Novembre
Brocante d'Evere :	Dimanche 10 Novembre
4 ^{ème} Microwave Round Table de Leuven	Dimanche 17 Novembre www.on4cp.org
AG statutaire de l'ASBL	Vendredi 22 Novembre
Bourse Amateur de Saerbruecken	Dimanche 1 décembre
Bourse Amateur à St Trond	Dimanche 29 Décembre
Bourse Amateur à Zevegem	9 février 2003
Bourse Amateur à Oostkamp	23 mars 2003

Nouvelle communiquée par Stéphane ON1KSZ.

Stéphane nous relate l'organisation d'activités au **Moulin d'Arenberg**, cela doit se situer dans les environs de Rebecq ou Tubize, ou du moins dans les environs, ce n'est pas repris dans son communiqué.

Il s'agit d'une exposition sur le thème des télécommunications.

Durée de l'exposition du **9 novembre au 26 novembre inclus**.

Le vernissage aura lieu le 8 novembre au soir. Le montage de l'expo devrait se réaliser du 5 novembre au 8 novembre. Il faudra probablement des OM pour aider.

Les visites sont prévues en semaine : pour les écoles et sur rendez-vous uniquement.

Le week-end : il s'agit de portes ouvertes au grand public.

Sur le thème des télécommunications, on trouvera notamment l'histoire de la radio, expériences de Hertz et démonstrations.

Du côté UBA, il y aura l'Histoire des télécommunications, avec des panneaux didactiques, photos textes et matériel exposé en vitrine.

ON7PC a retravaillé la présentation de ON1LGF. Le matériel a été récupéré, mais il faut des "profs" pour donner les explications, car ce sera l'activité principale durant la semaine pour les écoles.

Il y aura aussi une exposition de matériel radio :

HF : home made, manipulateurs, buzzer, décodeur, panneau avec code Morse, etc...

VHF, UHF, SHF : ON4TX a proposé de montrer la station 10 GHz du club, pour autant qu'elle soit démontée de son pylône après le contest d'octobre.

Autre matériel : Antennes, maquette d'OSCAR etc...

Démonstration ATV, par ON1KSZ

Satellite tracking, réception digitale, PR, PSK31, WSJT, PC avec programmes et panneaux.

Installation d'une station réelle est limitée par le manque de place.

STAND UBA : infos sur l'ASBL, les sections, cours, K7 vidéo didactique.

Comment devenir membre UBA ?, Liste des sections etc...

La section de Lessines LSN semble impliquée dans cette organisation aussi.

Si vous voulez collaborer, contactez Stéphane ON1KSZ à on1ksz@win.be

Deux curiosités...cela n'a rien à voir avec ce qui précède, c'est communiqué par Daniel, ON4LDZ.

<http://www.gapantenna.com/superc.htm>

<http://www.wavehunter.com/antenmo2.htm>

ISOLATION GALVANIQUE PAR OPTO-COUPLEUR LINEAIRE

Par Michel Stokowski, ON6ST

L'avènement du PC et de nouveaux gadgets dans le monde du radio-amateur ont ouvert de nouvelles perspectives. Cependant, la liaison de ces équipements avec du matériel d'émission peut, dans certains cas bien particuliers, s'avérer aussi être une source de problèmes tant pour le matériel que pour la qualité des signaux à transmettre.

Quoi de plus navrant que de voir un problème matériel se propager de l'ensemble que l'on s'évertue à tester vers l'unité audio d'un PC portable. Ceci n'est qu'un exemple parmi d'autres. Une erreur stupide peut dès lors tourner au cauchemar et générer des difficultés ou parfois des frais dont on se serait bien passé. Je ne voudrais pas passer sous silence le problème des boucles de masse qui peuvent générer des perturbations parfois ardues à éliminer, surtout lors de la transmission de signaux à bas niveau.

Un tel problème m'ayant été soumis par un ami OM, l'objet de cet article vise à décrire le résultat de cette réflexion. Il s'agissait donc d'apporter une solution dans la transmission d'un signal analogique dans le domaine des fréquences audio tout en réalisant une isolation galvanique des équipements concernés. En d'autres termes, les masses doivent rester isolées les unes des autres. De plus, l'apparition d'un défaut matériel dans une des unités doit rester sans conséquence pour l'équipement relié, surtout en présence de très hautes tensions.

Evidemment, la première solution qui vient à l'esprit est l'utilisation de ce merveilleux composant qu'est le transformateur. Simple, robuste et fiable, il est l'auxiliaire rêvé dans ce genre de tâches. Cependant mettre la main sur l'exemplaire idéal qui convient parfaitement au problème posé, tant par ses propriétés électriques que mécaniques, ne constitue pas nécessairement un fait évident. Quant à sa construction, n'en parlons pas. Une solution électronique, quoi qu'on en dise, peut se révéler plus souple à certains égards et permettre de contourner toute une série de difficultés d'une complexité toute relative. C'est également l'occasion de mettre le fer à souder en action !

Une réponse à ce type de problème peut aussi être apportée par ce que l'on appelle un opto-coupleur linéaire. Comme son nom l'indique, le transfert de signal est réalisé au moyen d'une liaison optique. Cet opto-coupleur a aussi ceci de particulier qu'il permet de transmettre un signal électrique analogique avec une très bonne linéarité par opposition aux opto-coupleurs digitaux dont le rôle est de transmettre uniquement deux niveaux logiques sous forme d'un signal électrique. Le principe de ces opto-coupleurs n'est pas neuf, des schémas circulent sans aucun doute mais ce qui suit a surtout été orienté sur l'appréciation de la distorsion générée, d'aucuns prétendant que ce type de solution était à rejeter.

Le principe de l'opto-coupleur: présenté dans un boîtier de type DIP à 8 broches, ce dernier comporte une diode LED et deux photodiodes. Le rayonnement de la LED situé dans la gamme des infra-rouges (890 nm) est capté, en partie, par deux photodiodes dont les caractéristiques sont paires. La première des photodiodes, appelée diode de contre-réaction, génère un signal de contrôle IP1 destiné à piloter le courant de la diode LED d'émission afin d'en compenser la non-linéarité et la caractéristique en température. La seconde photodiode, appelée diode de sortie, génère le signal de sortie utile IP2.

Quelques opto-coupleurs dont le principe de fonctionnement est basé sur cette description existent. Je ne citerai que les CNR200, HCNR200, HCNR201 de HP ainsi que le IL-300 de INFINEON, anciennement Siemens. C'est ce dernier qui a été choisi. Vous trouverez les data sheets de ces composants sur les sites web respectifs de ces deux constructeurs.

Un zeste de théorie: Afin de bien saisir le fonctionnement du circuit élaboré et de l'adapter éventuellement à ses propres besoins, il est utile de se pencher sur quelques définitions. Dans son mode photoconductif une photodiode est polarisée en inverse. Cette dernière peut être assimilée à un

générateur de courant dont le courant de sortie est directement proportionnel au flux lumineux incident, généré au moyen d'une diode LED par exemple.

Le servo gain K1 est le rapport du courant de la photodiode de contre-réaction au courant direct passant dans la diode LED, soit $K1 = IP1/IF$. Le gain direct, quant à lui, est le rapport du courant dans la photodiode de sortie à ce même courant dans la LED, soit $K2 = IP2/IF$. Le gain de transfert K3 est le rapport du gain direct au servo gain, soit $K3 = K2/K1$.

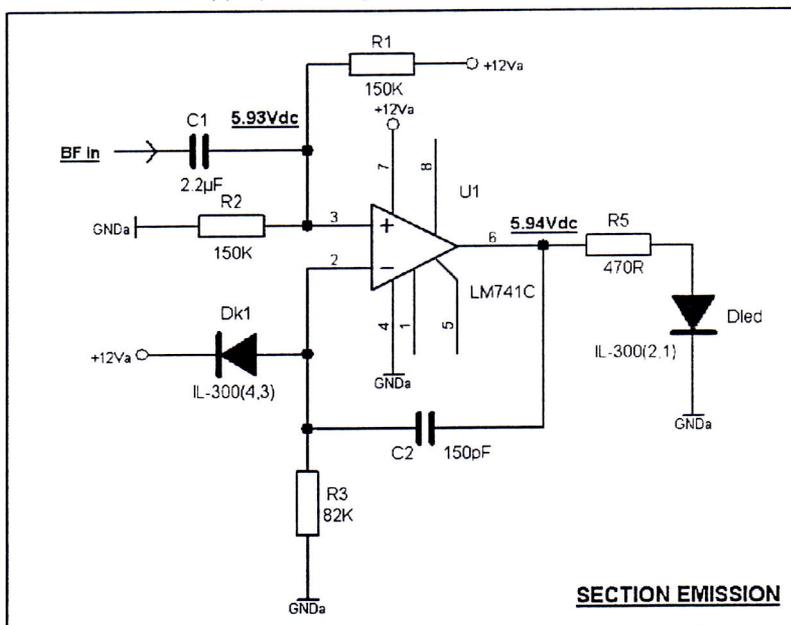
Pour fixer les idées, la valeur typique de K1 et K2 est de l'ordre de 0.007. K3 est dès lors égal à l'unité. Cependant, les dispersions dans les caractéristiques ne permettent pas de garantir ces valeurs pour tout échantillon. Les IL-300 sont, quant à eux, fournis triés par catégories. Par exemple, un IL-300-H possède un K3 dont la valeur peut se situer entre 1.175 et 1.304.

Afin de profiter d'une linéarité optimale, le constructeur de l'IL-300 conseille de travailler à des courants de LED situés entre 5 et 20 mA. La réponse en fréquence en mode photo-conductif est de 200 KHz à -3 dB pour un courant de LED de 10 mA et pour une modulation de ± 4 mA. A 10 mA, la chute de tension directe aux bornes de la LED s'élève à 1.25 V environ.

Pour terminer, un mot sur la distorsion harmonique. Cette dernière trouve son origine dans la non-linéarité du gain d'un système. Le taux de distorsion harmonique total d'un signal, exprimé en %, vaut:

$$THD = 100 \cdot \frac{\sqrt{e_{h1}^2 + e_{h2}^2 + \dots + e_{hn}^2}}{e_{h0}} \quad \text{où } e_{hn} \text{ est l'amplitude du Nième harmonique et } e_{h0} \text{ celle du fondamental}$$

La réalisation: le cahier des charges de l'application est, somme toute, peu exigeant. Il s'agit de passer un signal BF de faible niveau à des fréquences de 5Hz à 6.5 KHz dans le cadre de l'émission d'images en NBTv. Afin de simplifier au maximum la réalisation, le choix s'est porté sur une alimentation unique de 12V et un concept comportant un minimum de composants. Différentes solutions sont possibles et il faut surtout veiller à appliquer le signal de contre-réaction d'une manière adéquate.



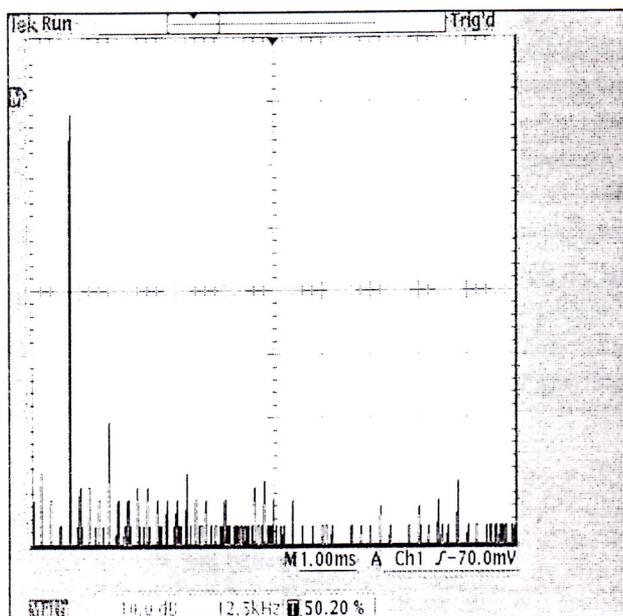
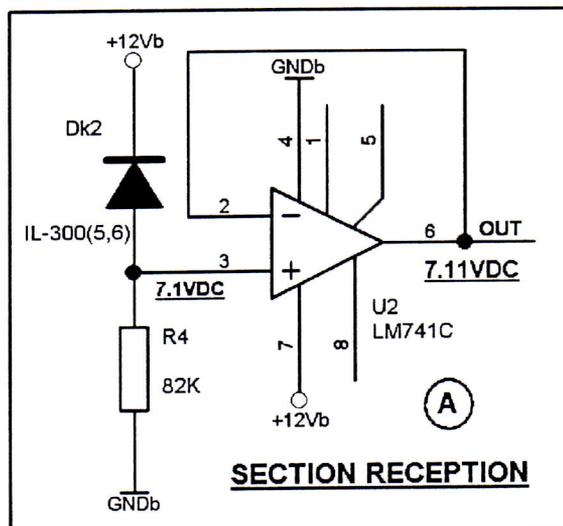
Ci-contre la partie émission. Les exigences posées sont parfaitement remplies par un 741. Le point de fonctionnement en sortie est fixé à $\frac{1}{2} V_{cc}$ par le pont constitué par R1 et R2. La BF est appliquée via un découplage de valeur suffisante afin de garantir la transmission de signaux à fréquence très basse. Il est donc préférable d'attaquer cet étage en basse impédance. Le courant dans la LED au repos vaut approximativement 10 mA. Dans ces conditions, le courant généré dans la diode de contre-réaction DK1 est de l'ordre de 72 μA qui, multipliés par les 82 KOhms de R3, fixent le potentiel de l'entrée inverseuse de

l'ampli de manière à définir un point de fonctionnement stable en sortie, soit 6Vdc. Les diodes de l'optocoupleur sont repérées IL-300(x,y) sur les différents schémas, X et Y donnant respectivement la position des connexions de l'anode et de la cathode de la diode considérée au niveau du boîtier DIP.

La partie réception est évidemment alimentée par une seconde source de 12 V qui peut, par exemple, être assurée par l'équipement cible et dont la masse sera également propre à ce dernier. Voir ci-dessous, l'encadré (A). La solution la plus simple consiste à piloter un suiveur également bâti autour d'un 741 et

dont le signal d'entrée est fourni par la chute de tension due au courant généré par la diode de sortie DK2 au travers de R4 = 82K. On remarquera le décalage en tension appliqué sur l'entrée non inverseuse de 1V environ. Ce dernier est dû au fait que la valeur de K3 (mesurée à 1,25 environ) introduit un gain correspondant, les résistances R3 et R4 étant de valeur identique. A cela s'ajoute également l'influence de la tolérance des composants, loi de Murphy oblige !

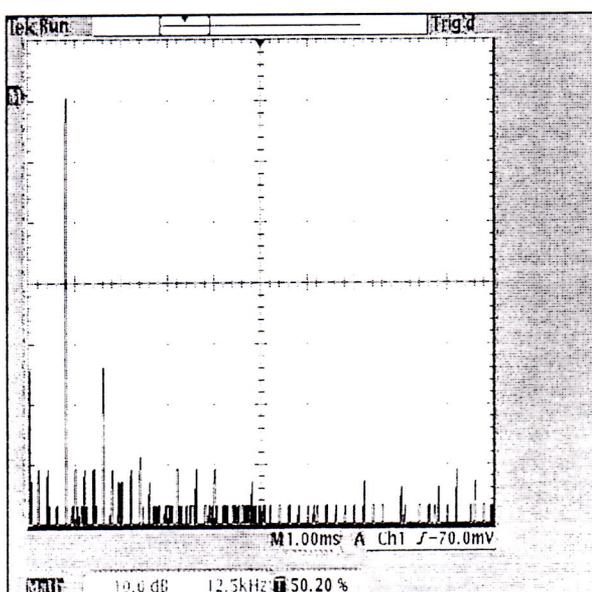
Le signal mesuré en borne (3) de U2 dépasse allègrement la fréquence de 100KHz et les déformations du signal sont pratiquement imperceptibles à l'oeil. Les performances globales du circuit sont bien entendu aussi dépendantes des qualités de l'opérationnel 741 dont le "slew-rate" limite très rapidement le bon comportement comme nous le verrons ci-dessous. Afin d'effectuer une évaluation correcte de la réponse du circuit, il est nécessaire de connaître la caractéristique du signal appliqué à l'entrée afin de pouvoir juger de quelle manière il a été déformé lors de son traitement.



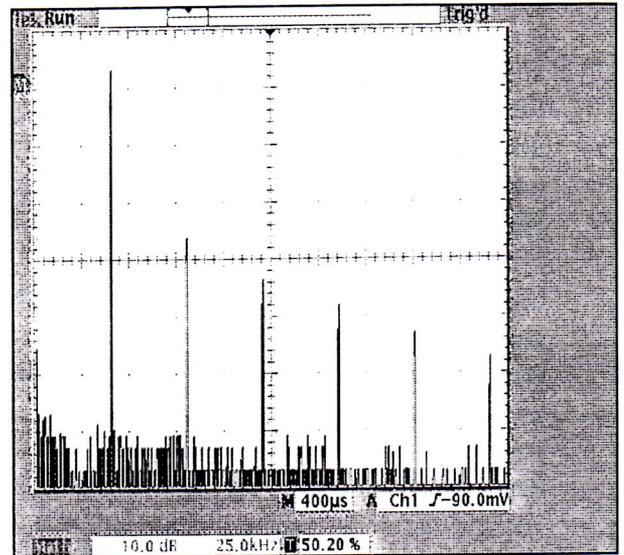
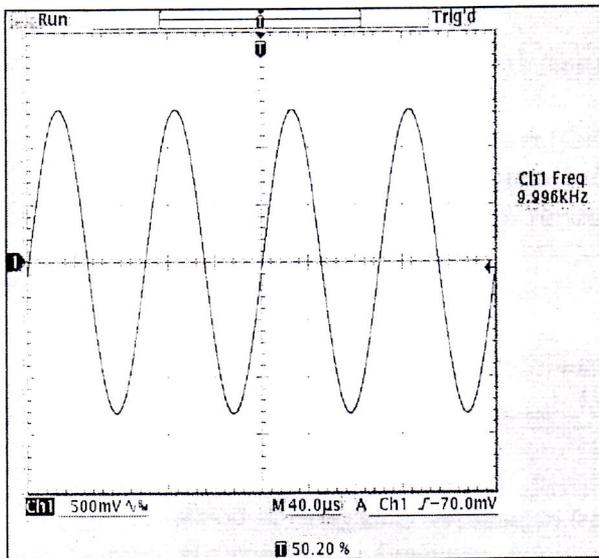
des autres raies est pratiquement située en deçà des -60 dB. Le THD se situe à 0,45% environ et est conforme aux spécifications du générateur.

L'image, ci-contre à droite, donne la composition spectrale du signal mesuré en sortie du montage, à savoir, sur la borne (6) de l'opérationnel U2 monté en suiveur.

On voit que la distorsion globale introduite par le montage est tout à fait acceptable. Seule une légère augmentation de 6 dB de l'harmonique 2 se distingue par rapport au signal injecté en entrée et le THD est maintenant de l'ordre de 0,6%, peu différent donc du signal appliqué à l'entrée. L'allure sinusoïdale de ce même signal de sortie en fonction du temps est donnée ci-dessous, à gauche. Il est difficile d'y repérer une distorsion, même pour un oeil averti.



Si l'on "pousse" le 741 dans ses retranchements en appliquant cette fois un signal de 40KHz en "BF in", une modification notable de la qualité du signal en sortie se constate pour un signal injecté de même amplitude. Bien que la distorsion au niveau de la sinusoïde soit à peine décelable à l'oeil, on remarque que le spectre en sortie s'est sensiblement modifié. Les harmoniques jusqu'au 6^{ème} rang se distinguent maintenant très clairement et le THD s'élève à une valeur de 8% environ, comme le montre la figure

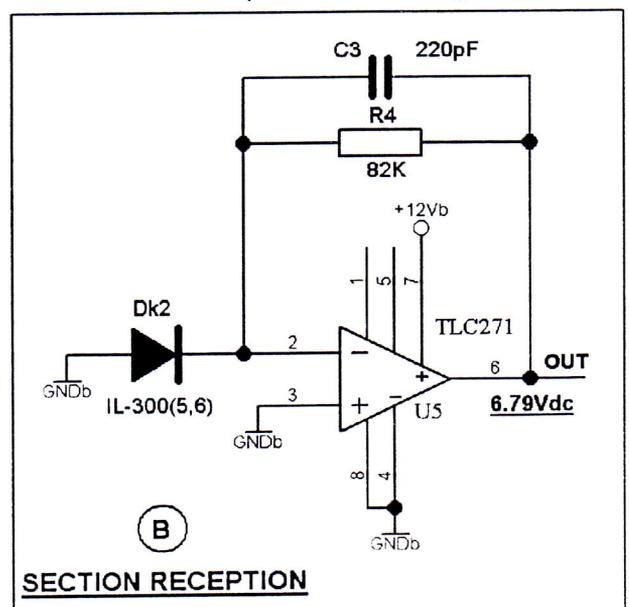


située ci-dessus, à droite. A l'utilisateur de juger si cette valeur est encore tolérable. On voit donc qu'une transmission de signaux analogiques au moyen d'opto-coupleurs linéaires peut constituer également une alternative intéressante et cela, au prix d'une complication toute relative.

L'étage de sortie de l'encadré (A) souffre d'un inconvénient qui peut s'avérer incompatible avec certains objectifs. En effet, il n'est pas possible d'agir sur la bande passante du signal mis à la disposition de l'utilisation en aval. Je ne citerai, en exemple, que l'attaque d'un convertisseur AD qui exige un filtre anti-repliement à l'entrée (anti-aliasing). La solution présentée dans l'encadré (B), ci-dessous, permet de contourner cette difficulté tout en n'augmentant pas le nombre de composants du montage. Le filtre est un "low pass" du 1^{er} ordre dont l'atténuation est à 20dB par décade après la fréquence de coupure. Un filtrage plus "vigoureux" imposerait évidemment l'utilisation de structures un peu plus complexes.

L'étage est cette fois piloté par un TLC271 qui excelle à fonctionner dans les conditions imposées. Un 741 ne ferait pas le poids et le résultat serait décevant. Pour les valeurs adoptées, la fréquence de coupure haute a été mesurée à une valeur de 12 KHz environ.

J'espère que certains PC me seront reconnaissants d'avoir soustrait leur(s) entrée(s) analogique(s) à certaines agressions expérimentales ... Hi! 73's.



Antenne Double Bazooka

Par ON4ZD

Vous trouverez ci-dessous la description de l'antenne que j'utilise en portable lors de mes différentes activités, telles DFCE (diplôme de forts et châteaux de France), BCA (Belgian Castel Award) ou encore en camping.

Il s'agit d'une antenne très simple de construction, économique +/- 7 € et de performance surprenante. Seul inconvénient, elle est mono-bande.

Je l'utilise depuis qu'un ami français (Guy F6EXQ) m'en a communiqué sa description. Nous n'avons rien inventé puisque selon nos sources elle est déjà décrite en page 599 du Radio Handbook en 1973 et plus tôt encore dans le QST de juillet 1968. Elle aurait été popularisée à cette époque par W8TV.

L'antenne est une section de câble coaxial en demi onde avec une gaine ouverte au centre plus une section terminale en 300 Ohms.

La ligne d'alimentation est connectée aux extrémités de la gaine ouverte .

Les sections intérieures neradient pas, ce sont des quarts d'onde qui ont une très haute impédance au point d'alimentation à la résonance.

Pour les fréquences en dehors de la résonance, la réactance du bout change jusqu'à atteindre l'annulation de la réactance de l'antenne et ainsi augmenter la largeur de bande.

L'antenne mono-bande peut être réalisée pour toutes les bandes, y compris le 160m et serait capable de supporter des puissances jusqu'à 2KW. Personnellement je n'ai jamais dépassé les 100 watts.

Calcul de l'antenne

$460 / \text{Fréq (en Mhz)} = \text{longueur totale de l'antenne.}$

$325 / \text{Fréq (en Mhz)} = \text{longueur de la partie centrale en coaxial.}$

Les résultats sont en pieds et en pouces.

La construction est très simple et à la portée de chacun. Connaissant la bande pour laquelle vous désirez construire l'antenne, il faut juste calculer les longueurs de ses éléments en sachant que :

Un pied = 12 pouces et..... Un pouce = 2.54 cm

Exemple de calcul pour la fréquence de 7.060 Mhz. :

1. Longueur totale de l'antenne :

$$460 / 7.060 = 65.15 \text{ pieds} \times 12 = 781.8 \text{ pouces} \times 0.0254 = 19.85 \text{ mètres}$$

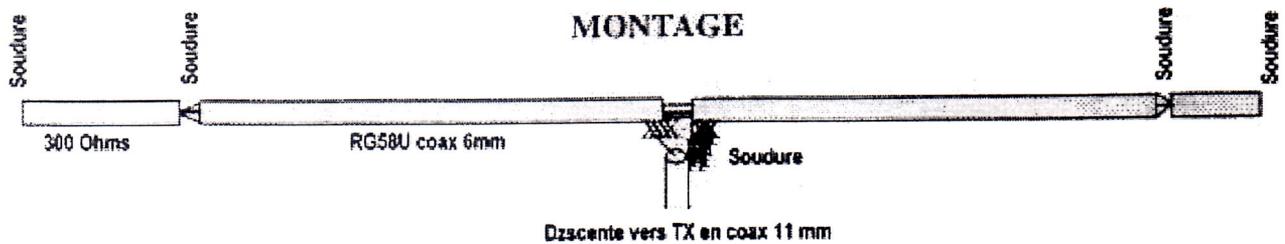
2. Longueur de la partie centrale réalisée en coaxial RG58

$$325 / 7.060 = 46.03 \text{ pieds} \times 12 = 552.36 \text{ pouces} \times 0.0254 = 14.03 \text{ mètres}$$

3. Longueur des extrémités en 300 Ohms (j'utilise du multibrins de +/- 1.5 mm²).

Longueur totale moins longueur centrale soit $19.85 \text{ m} - 14.03 \text{ m} = 5.82 \text{ m}$

La longueur de chaque extrémité sera donc de $5.82 \text{ m} / 2 = 2.91 \text{ m}$



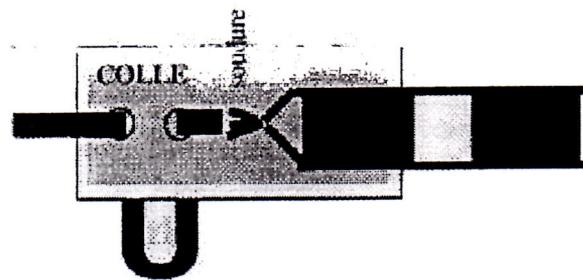
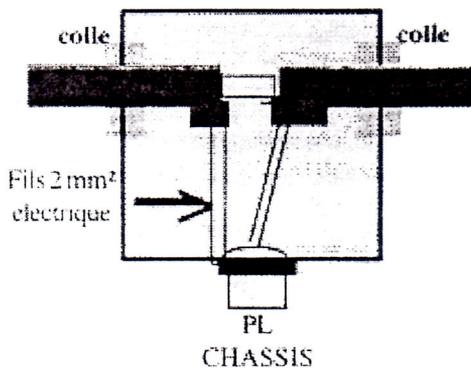
Utilisez du coaxial de 6 mm et de 50 Ohms type RG58U. Réalisez une épissure de 3 cm au centre de la partie centrale (coax). Coupez la gaine extérieure et la tresse au centre pour obtenir environ 2X 1,5 cm de masse. **!!!!!! NE PAS COUPER L'ÂME NI SA GAINÉ.**

Soudez à la façon d'un dipôle sur la tresse du RG58U la ligne d'alimentation de l'antenne. D'un côté l'âme et de l'autre la tresse de masse du feeder.

Par soucis de poids et contrairement à ce que préconise W8TV, j'utilise aussi de RG58 pour la descente au TX en lieu et place du RG213

Court-circuitez par soudure les extrémités du coaxial et y raccorder les extrémités de l'antenne en 300 Ohms qui sont elles aussi court-circuitées à chacune de leur extrémités. C'est tout !!

L'antenne est prête à être utilisée. Cependant, pour des montages de longue durée une boîte étanche en plastique peut être utilisée. Dans ce cas, percez de part en part dans le boîtier un trou de 6 mm pour le passage du coaxial et adjoindre une prise PL. La jonction de la partie centrale en coaxial et des extrémités peut être réalisée via un morceau de circuit imprimé.



Installation en portable.

Au centre du coaxial, j'ai attaché un bout de ficelle nylon de 5mm par un nœud marin de chaque côté de l'épissure. Après avoir lancé le plus haut possible dans un arbre ou tout autre support une pierre attachée à une ficelle de 3 mm, j'attache cette ficelle au morceau de 5mm du centre de l'antenne et hisse l'antenne par son centre y compris le feeder.

Le centre de l'antenne étant à hauteur, il suffit ensuite d'ouvrir le dipôle par ses deux côtés. Chacun de ces côtés est terminé par un isolateur qui permet d'y placer une ficelle qui servira à tendre l'antenne. Je dispose actuellement d'une antenne double bazooka pour le 20m ainsi que d'une pour le 40m. C'est la 40m que j'utilise le plus souvent et, par expérience pour celle-ci des hauteurs d'environ 4 mètres au centre et de 2 mètres en bouts sont largement suffisante pour pouvoir émettre sans problèmes avec mon kenwood TS440S sans coupleur. J'obtiens dans ce cas un ROS maximum de +/- 1,7 : 1

URL utiles :

<http://www.grz.com/download/antennas/bazooka.zip> programme de calcul de l'antenne sous windows 95 (Je ne l'ai pas essayé)

<http://www.bloomington.in.us/~wh2t/bazooka.html>

RECEPTEUR DE SIGNAUX DCF 77

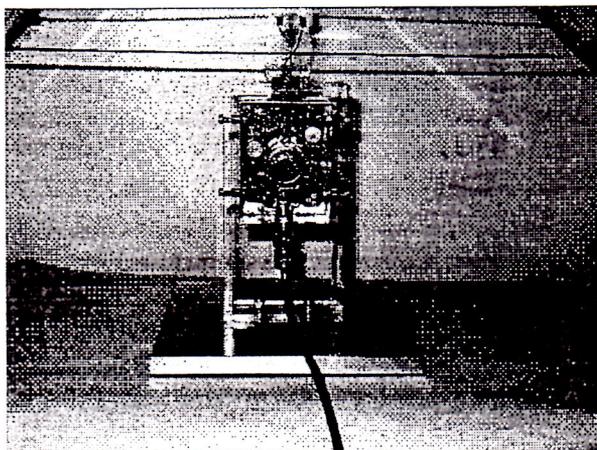
Par Michel Stokowski, ON6ST

La réalisation ci-après fait suite à un article relatant la description d'un PLL et d'un OCXO pour standard de fréquence dont la dernière partie est parue dans la GIGAZETTE du 3^{ème} trimestre 2001. L'intention, au départ, était de réaliser un récepteur calqué sur la réalisation décrite par DJ3RV mais le désir d'explorer d'autres voies a été tentant. La réalisation a plutôt un objectif expérimental afin de découvrir le domaine du 77KC et fait appel à une conception classique destinée à engranger une expérience pour le futur. Je vous recommande aussi la lecture de l'article de DJ3RV cité en référence [1] car il aborde, entre autres, des aspects notamment très intéressants sur les antennes cadre et ferrite.

Avant d'aborder la description du récepteur réalisé, il est utile de s'intéresser un peu au type de signal à recevoir. La porteuse très stable en fréquence, rayonnée par l'émetteur de MAINFLINGEN, est modulée en amplitude à 75% par des informations codées en BCD dont chaque bit est envoyé à chaque seconde. La durée de ce bit, selon que l'information est à un niveau logique 0 ou 1, est respectivement de 100ms et 200ms. Tous les détails utiles concernant ce codage et la manière de générer ce signal étalon sont décrits minutieusement dans la note citée en référence [2]. Il est inutile de s'y attarder dans le cadre de la description qui nous occupe car un des rôles du récepteur est, notamment, d'éliminer cette modulation plutôt gênante afin de générer un signal rectangulaire, synchrone à la porteuse de DCF 77 et destiné à être traité ensuite par le PLL.

La réception comporte deux modules: une antenne active avec sortie sur 50 ohms et le récepteur proprement dit, à amplification directe. Ce dernier comporte un étage d'entrée adaptateur d'impédance, un filtre à quartz, un AGC, un limiteur avec mise en forme et un indicateur "S-mètre" de la valeur relative de l'intensité du signal reçu. Mais voyons tout cela un peu plus en détail.

L'antenne active: Vous trouverez, en page suivante, le schéma complet du préamplificateur d'antenne. Ci-dessous, une vue de la réalisation afin de mieux fixer les idées. L'antenne est constituée par un cadre

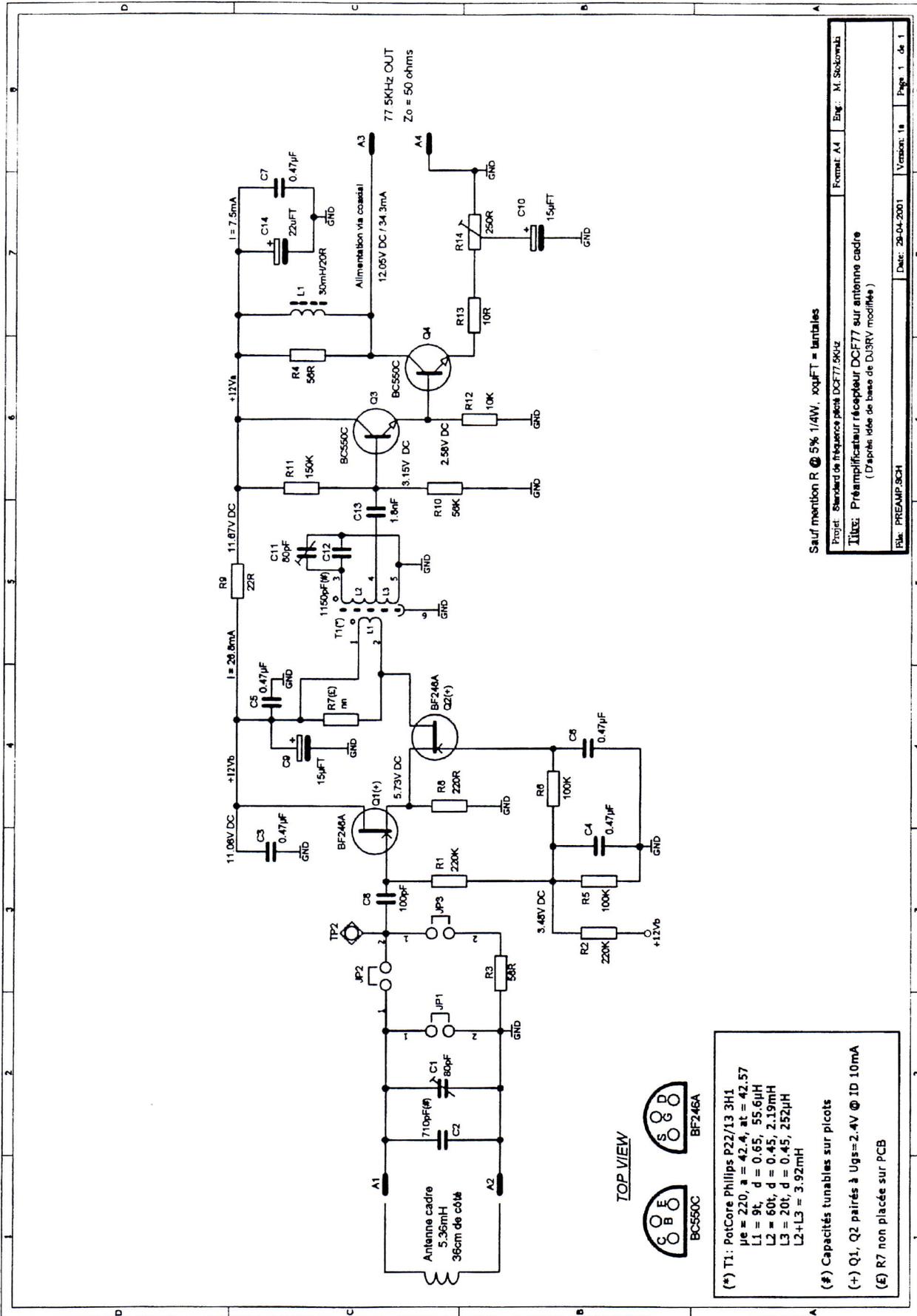


de 36 cm de côté sur lequel sont bobinées environ 75 spires de fil de Litz. Ce choix s'est notamment justifié par le fait qu'une antenne ferrite introduit une modulation de phase plus importante lors d'interférences parasites. Cette modulation de phase est d'autant plus élevée que le Q de l'antenne est grand. Ce phénomène est dû au comportement non linéaire des matériaux utilisés dans les ferrites. Le cadre, d'une inductance de 5 mH environ, résonne sur 77.5KHz au moyen de C1 et C2. A quelques modifications près, le préamplificateur est réalisé sur base de la solution adoptée par DJ3RV. Le filtre à quartz de la réalisation originale a été remplacé par un circuit accordé car les cristaux plutôt exotiques

et nécessaires à la construction de ce filtre étaient introuvables.

Le FET Q1, monté en suiveur, amplifie en courant le signal disponible en haute impédance à l'antenne et le transmet en basse impédance à Q2, monté, quant à lui, en "grille" commune. Cette liaison directe impose que Q1 et Q2 soient pairés. Le signal ainsi amplifié est transféré via le circuit accordé formé par le secondaire de T1 vers l'étage de sortie composé de Q3 et Q4. L'impédance de sortie du dernier étage est de 50 ohms et le signal est amené au récepteur via un câble coaxial. C'est ce dernier qui se charge aussi de l'alimentation du préampli d'antenne en amenant du 12V DC par le conducteur central. R14 permet d'ajuster le niveau du signal de sortie. Lorsque le potentiomètre est placé à environ 45% de sa course maximale, le niveau de sortie s'élève à 1mVeff sur 50 ohms dans les conditions de réception locales. Passons maintenant au récepteur.

Schema antenne active



TOP VIEW

BC550C

BC550C

BF246A

(*) T1: PotCore Philips P22/13 3H1
 $\mu_e = 220$, $a = 42.4$, $at = 42.57$
 $L1 = 9t$, $d = 0.65$, $55.6\mu H$
 $L2 = 60t$, $d = 0.45$, $2.19mH$
 $L3 = 20t$, $d = 0.45$, $252\mu H$
 $L2+L3 = 3.92mH$

(*) Capacités tunables sur picots

(+) Q1, Q2 pairés à Ugs=2.4V @ ID 10mA

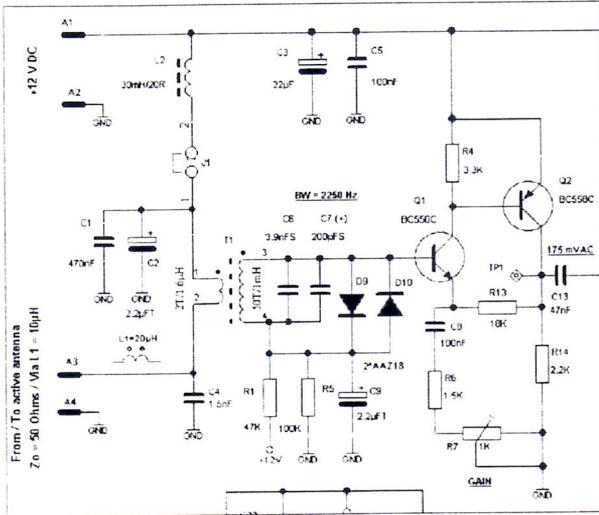
(E) R7 non placée sur PCB

Sauf mention R @ 5% 1/4W, xqµT = tantales

Projet: Standard de fréquence picot DCF77.5KHz	Format: A4	Éq.: M. Sokomab
Titre: Préamplificateur récepteur DCF77 sur antenne cadre (D'après idée de base de DJ3RV modifiée)		
Éq.: PREAMP_SCH	Date: 28-04-2001	Versión: 1a
		Page 1 de 1

Les différentes figures présentées proviennent de copies d'écran partielles du schéma afin d'améliorer la lisibilité. Le schéma du récepteur complet figure en fin d'article.

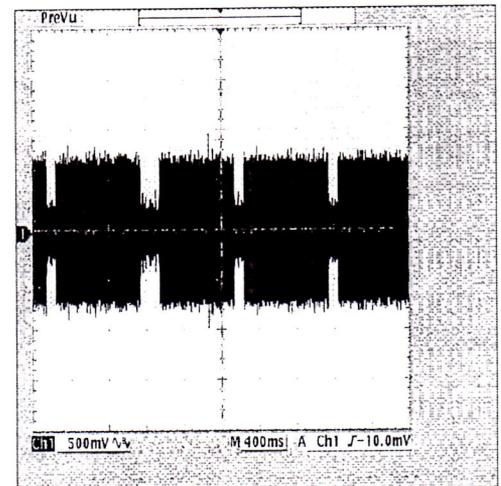
L'étage d'entrée: Ce dernier est réalisé sur base d'une structure à transistors complémentaires Q1 et Q2. Un des intérêts de la solution adoptée réside dans le fait que le gain peut être varié sans modifier les points de polarisation de l'étage. L'antenne active est alimentée en DC via L2 et le primaire de T1. Le



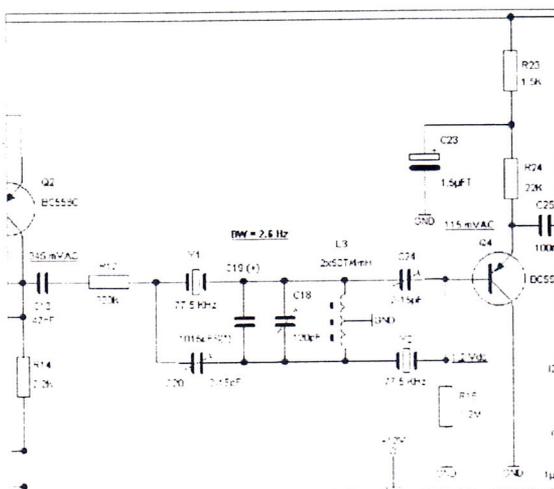
signal disponible sur le connecteur BNC à l'entrée du RX est amené via une self de 20µH sur A3. Le faible nombre de tours au primaire de T1 favorise la sélectivité et un faible niveau d'induction. L'impédance équivalente au transformateur, vue aux bornes (1) et (2), est de 50 ohms environ ce qui permet de réaliser une adaptation optimale. R7 permet d'ajuster le gain de l'étage. Il est important que les étages amplificateurs ne se saturent pas lors de surcharges importantes afin de ne pas générer une modulation de phase parasite.

Dans les conditions normales de réception citées plus haut, on retrouve sur le collecteur de Q2, en TP1 donc, une tension alternative efficace (RMS) de 175mV.

Ci-contre, à droite, une vue de l'enveloppe du signal disponible en TP1. On remarque très bien la chute brutale d'amplitude du signal émis par DCF77 lors de l'émission des bits d'informations. La durée variable de ces derniers se distingue aussi très nettement.



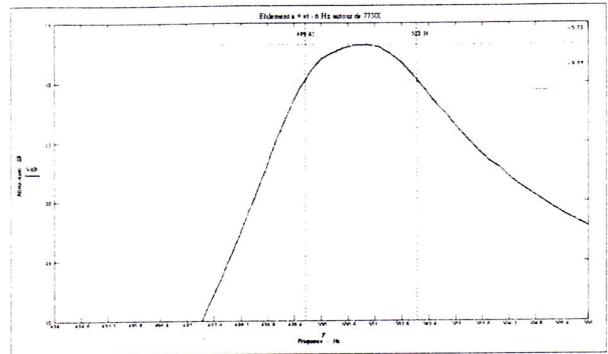
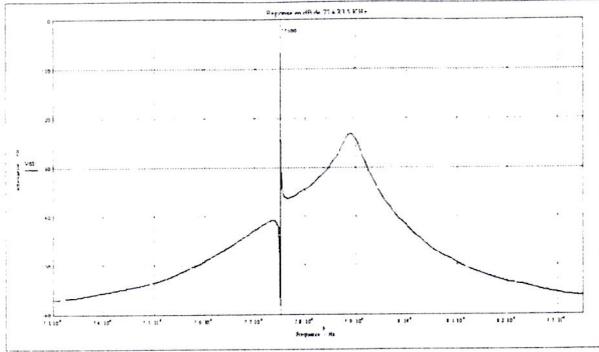
Le filtre à quartz: voir le schéma ci-dessous. Je tiens ce principe d'un OM allemand. Les cristaux employés sont du type à diapason ou "tuning fork". Des cristaux conventionnels sur 77.5KHz étant introuvables à un prix raisonnable, ce fut l'occasion d'expérimenter le comportement de ces quartz minuscules. Il est essentiel de veiller à ne pas charger le filtre par un étage dont l'impédance d'entrée serait trop basse.



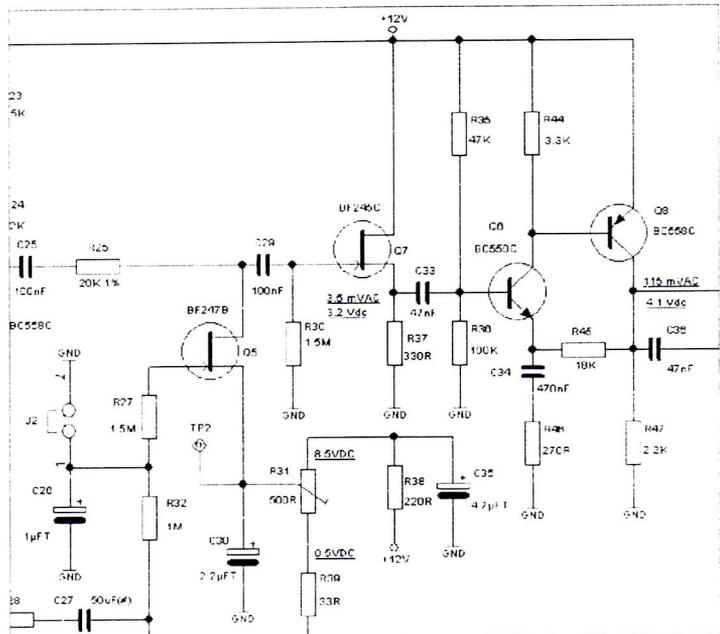
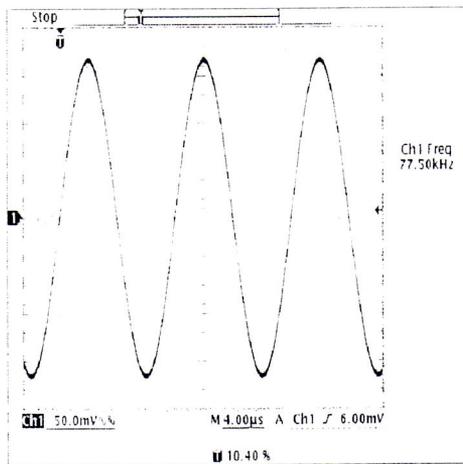
Un second facteur à bien maîtriser est la puissance dissipée dans ces petits cristaux (< 1 µW). La bande passante obtenue est très étroite (2.6Hz). Le centrage du filtre sur 77500Hz et le maximum de signal en sortie sont obtenus au moyen des capacités ajustables C18, C20 et C24.

La perte d'insertion du filtre est de 6.7 dB environ. Le signal de sortie est récupéré sur l'émetteur de Q4. L3 est bobinée "deux fils en main" au moyen d'un pot ferrite Philips, comme pour les autres tranfos d'ailleurs. La description des caractéristiques de ces pots se trouve dans un encadré sur le schéma global du récepteur.

La mesure de la bande passante du filtre a été réalisée en relevant point par point la relation tension de sortie/fréquence. Ces résultats ont été mis ensuite sous forme de graphique au moyen d'un logiciel approprié. Lors du "tuning" il y a lieu de minimiser "l'overshoot" du filtre en réponse à la modulation.



Ci-dessus, à gauche, la réponse du filtre pour une excursion allant de 73 à 83KHz. La raie très étroite, visible à 77500 Hz, est étalée à ± 6 Hz autour de la fréquence centrale sur la figure ci-dessus, à droite. Ci-dessous, à gauche, la porteuse extraite par le filtre qui a été mesurée au scope sur l'émetteur de Q4.



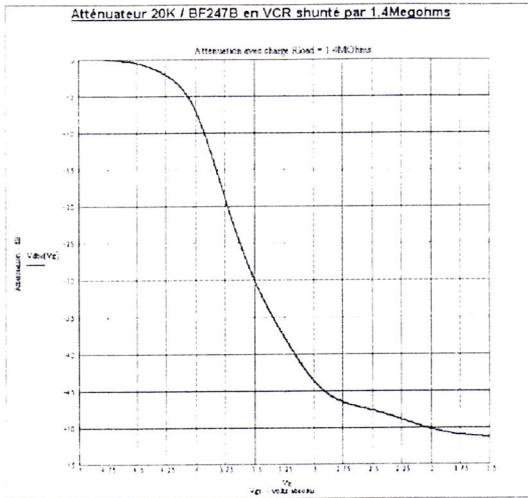
Le rôle principal du filtre est d'éliminer la 5^{ème} harmonique des bases de temps lignes TV calé sur 78.125KHz. Après le filtre, le signal est acheminé vers le contrôle automatique de gain dont le schéma figure ci-contre, à droite.

Le contrôle automatique de gain: L'AGC a été basé sur le principe d'un atténuateur commandé en tension. Cette approche a évidemment pour inconvénient d'atténuer le signal avec obligation de le réamplifier ensuite. Cependant, ce principe offre une excellente dynamique et une bonne souplesse de fonctionnement. L'atténuateur est constitué par le diviseur formé par R25 et Q5 utilisé en résistance variable commandée en tension. Un J-FET dont la tension de drain est limitée à de faibles valeurs, de l'ordre de 300 mV, présente une caractéristique courant/tension pratiquement linéaire et symétrique aux quadrants I et III. La pente de cette droite peut être rendue variable en agissant sur la tension négative appliquée entre la "grille" et la "source".

Le signal venant du filtre est appliqué à ce réseau via la capacité de découplage C25. Il est ensuite récupéré après atténuation via C29 et reconverti par Q7 en basse impédance afin de préserver la dynamique de l'atténuateur.

L'amplificateur, formé par Q6, Q8 et dont le principe est identique à celui de l'étage d'entrée, permet de régénérer le signal dans un rapport de 30 dB qui est la valeur de la perte engendrée au point de fonctionnement fixé. Ce dernier est ajusté au moyen de R31.

Le "jumper" J2 permet de mettre l'AGC hors service dans un but de maintenance ou afin d'effectuer des mesures pour lesquelles le niveau du signal analysé doit rester constant.

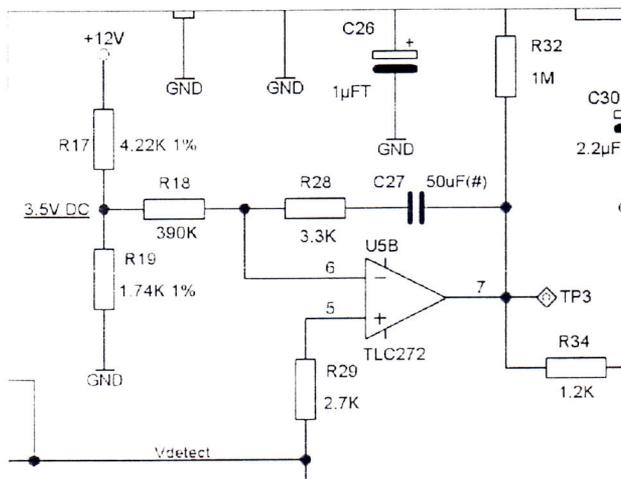
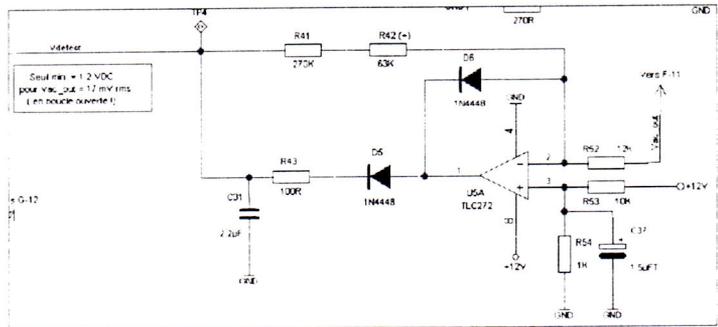


On voit, ci-contre à gauche, le relevé de l'atténuation introduite par le diviseur formé par R25 = 20K et Q5. Ce relevé a été effectué à l'occasion du choix du transistor. Au point de fonctionnement choisi, à une tension de "grille" de -3.5VDC, le réseau présente 30 dB d'atténuation et une allure plutôt logarithmique. L'échelle verticale du graphique est graduée en dB de 0 à -55 et l'échelle horizontale en volts de -5 à -1.5V.

Le circuit AGC peut être assimilé à un système asservi auquel il est nécessaire de fournir une image de la grandeur instantanée du signal de sortie. Ce dernier est comparé par un intégrateur qui, en fonction de l'écart mesuré par rapport à une consigne, effectue la correction d'amplitude nécessaire en faisant varier la tension de "grille" du J-FET

d'une valeur appropriée.

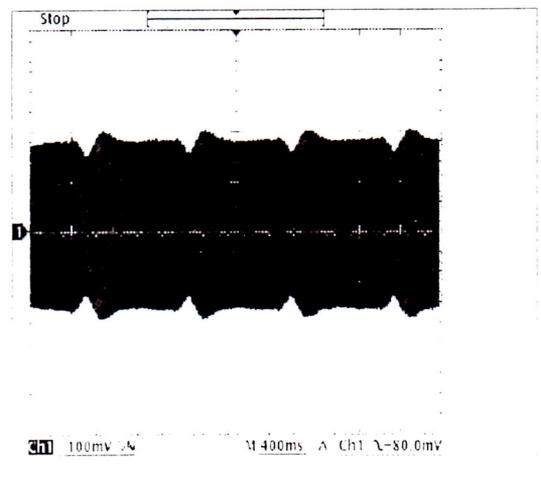
Une partie du signal disponible en Q8 est donc prélevée pour être appliquée via R52 à un redresseur linéaire représenté ci-contre, à droite. La tension redressée présente un niveau proportionnel à l'amplitude de crête du signal alternatif. Ce signal continu, récupéré en TP4 sur la ligne "Vdetect", est acheminé ensuite vers l'intégrateur via R29.



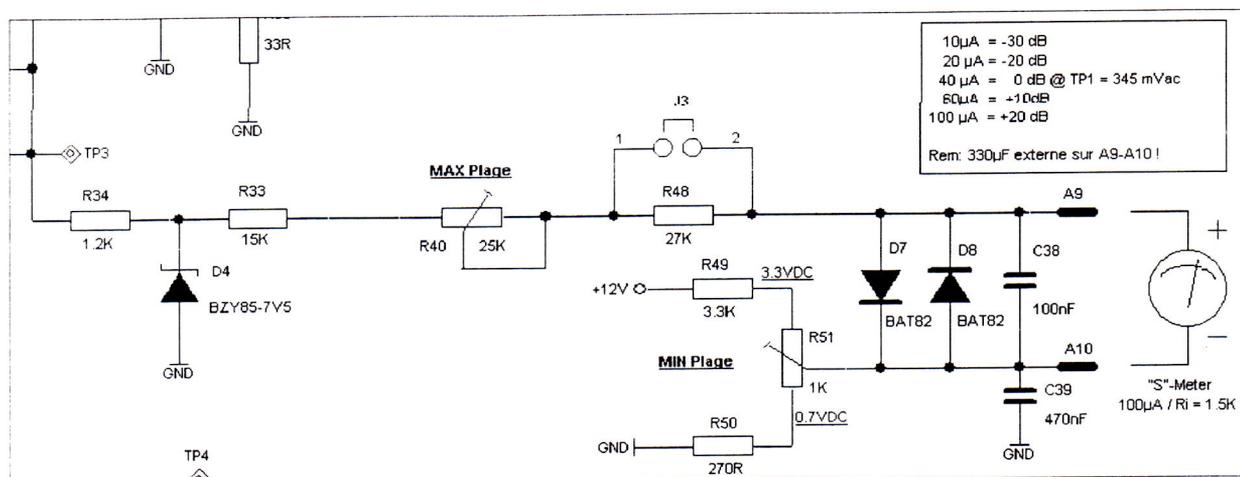
Le schéma de l'intégrateur figure ci-contre, à gauche. Deux constantes de temps définissent le comportement dynamique de la boucle AGC. C27 et R18 d'une part, et C26 avec R32, d'autre part. Le signal de correction est appliqué au J-FET Q5 au travers de R32. La réponse de l'AGC a été déterminée par calcul et simulée afin d'arriver à un fonctionnement satisfaisant. En effet, une réponse très rapide amène un comportement brutal dans la réaction de U5B. Cette réaction est due à la modulation du signal de DCF77 ainsi qu'à certaines

perturbations inévitablement présentes en VLF. L'effet recherché se situe plutôt au niveau de la maîtrise des fluctuations lentes de l'amplitude de la porteuse qui sont engendrées par les variations de la propagation du signal dans l'espace et de ne pas réagir sur les transitoires.

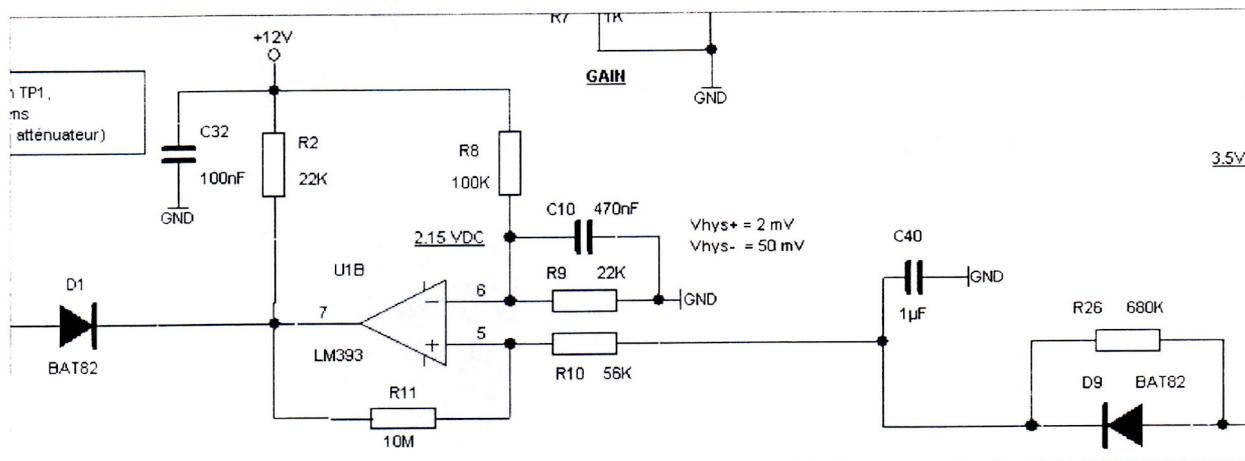
Le signal régulé en amplitude et récolté sur le collecteur de Q8 est représenté par l'oscillogramme figurant ci-contre, à droite. La forme de l'enveloppe est essentiellement déterminée par le filtre car la constante de l'AGC est telle que ce dernier reste pratiquement insensible à l'envoi des bits de données. La tension générée en TP3, en sortie du régulateur donc, est également appliquée au circuit du "S-mètre". Ce dernier indique ainsi le niveau du signal incident avec une réponse logarithmique. Le circuit du "S-mètre" est représenté ci-dessous. L'allure



de la réponse de l'instrument est illustrée par les chiffres figurant dans l'encadré au-dessus de l'instrument de $100\mu\text{A}$.



Le signal "Vdetect", issu du redresseur, est également appliqué à un comparateur via le réseau R26, C40 et D9. Voir la figure ci-dessous. Ce comparateur a pour rôle de passer le PLL en mode "FREE RUN" de l'OCXO en cas de disparition de la porteuse de DCF 77. C40 et R26 ont pour rôle d'éviter une commutation sur des transitoires qui pourraient être générés par des signaux parasites.

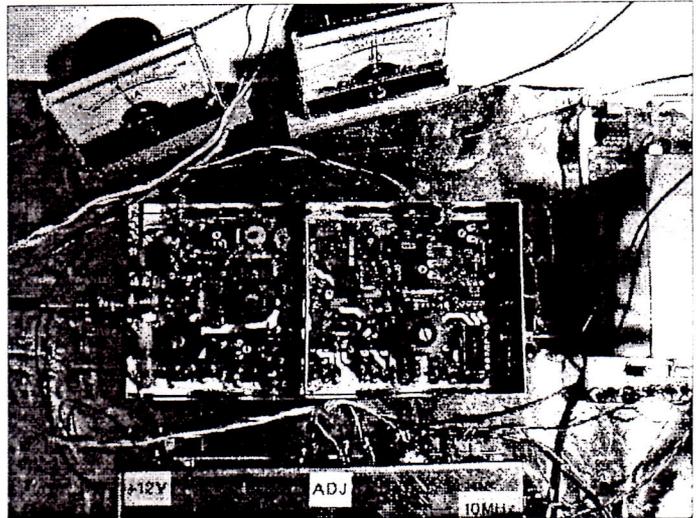
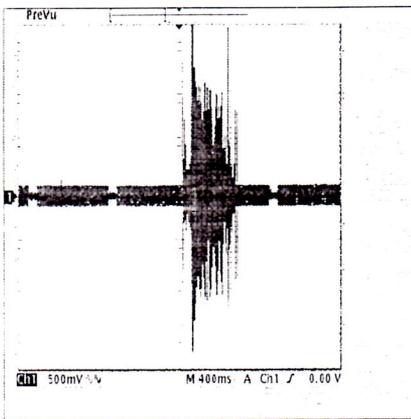
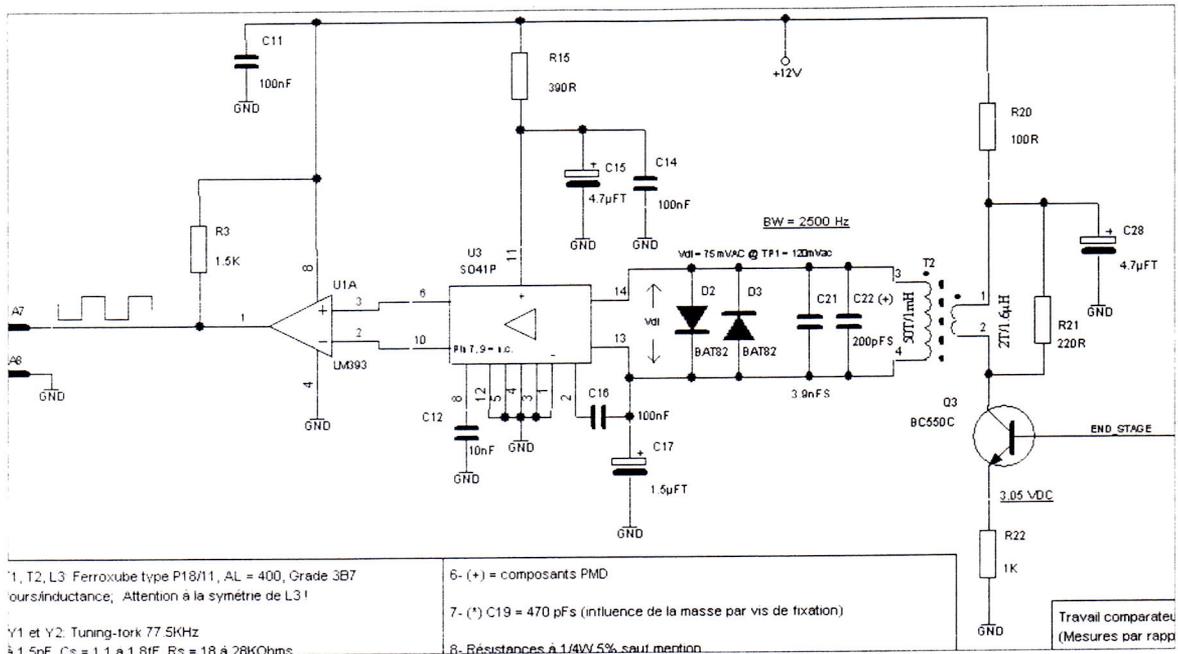


En présence de porteuse, la sortie du comparateur U1B est à un niveau haut, à 12V donc. La diode D1 évite simplement d'appliquer cette tension au PLL pour des raisons inhérentes à ce dernier et permet de ne prendre que le niveau bas en considération.

L'étage limiteur: Le rôle de celui-ci est de débarrasser le signal de DCF de toute modulation d'amplitude indésirable et de fournir un signal stable au comparateur de sortie constitué par U1A. Le schéma de cet étage figure en haut de la page suivante.

L'étage constitué par Q3 est relié en DC avec le collecteur de Q8 sur lequel se retrouve le signal traité par le circuit d'AGC. Une liaison par transformateur accordé amène ce signal vers un démodulateur FM SO41P utilisé uniquement en limiteur. Dans des conditions normales de fonctionnement, les diodes D2 et D3 ne sont pratiquement pas passantes. Leur présence ne se justifie que dans un but de limitation de niveau en cas de surcharges accidentelles. Les sorties du SO41P attaquent les entrées différentielles du second comparateur U1A qui génère, quant à lui, une onde rectangulaire stable à la fréquence de 77.5 KHz qui est ensuite récupérée sur la sortie A7.

Le SO41P est un ancien circuit réalisant parfaitement la tâche qui lui est assignée. Le TBA120 plus récent, constituerait, entre autres, une alternative valable pour cette fonction.



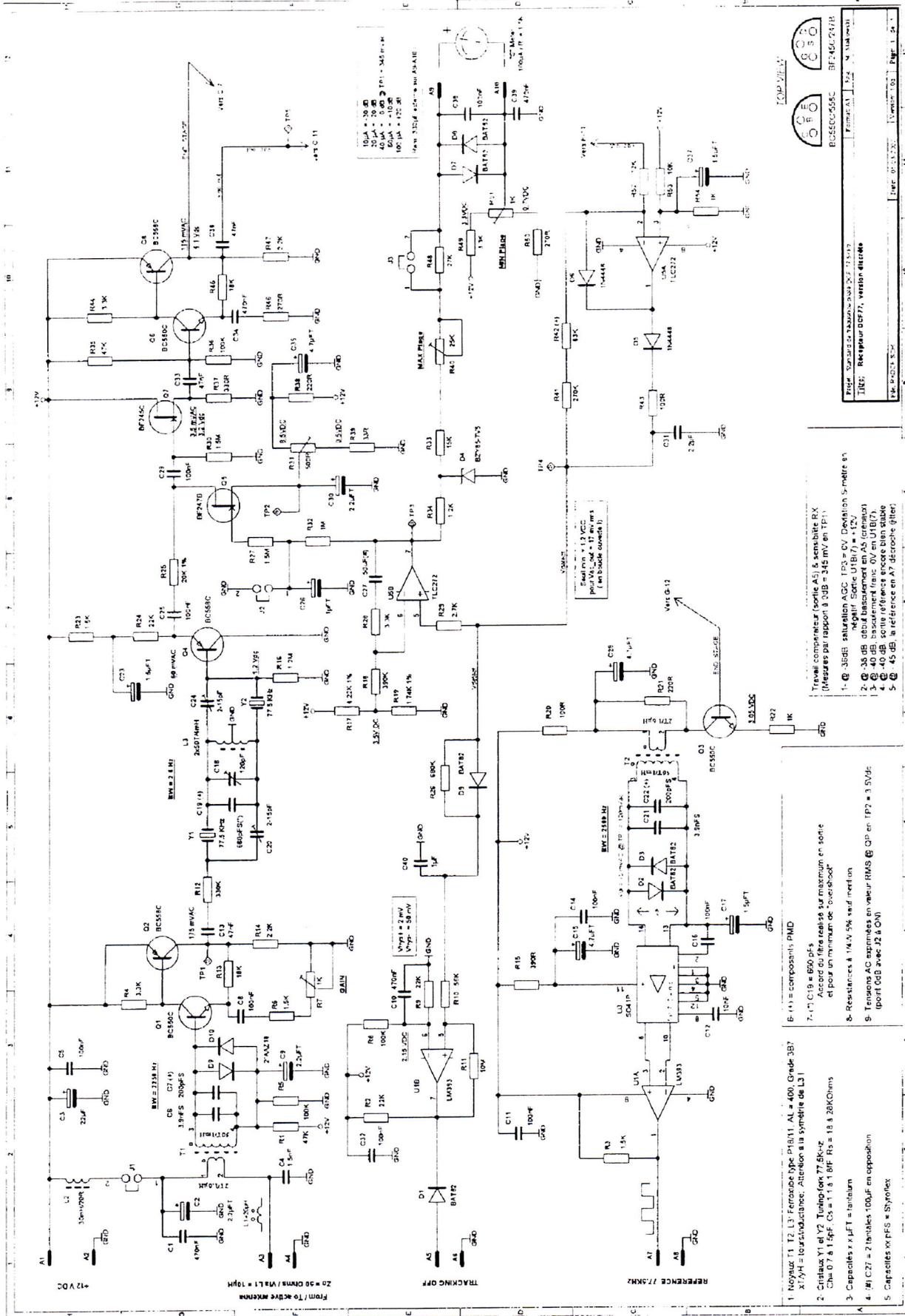
L'oscillogramme, ci-dessus à gauche, donne une idée des perturbations auxquelles peut être soumis le signal de DCF77. L'image a été prise lors d'un orage et on remarque les transitoires violents générés par un éclair proche. La durée du phénomène s'étale sur une durée de 700 mS environ. L'amplitude normale du signal se situe à 150 mV peak alors que lors de la décharge atmosphérique elle dépasse les 2 volts peak.

Épilogue: Ci-dessus, à droite, une vue de l'ensemble RX-OCXO-PLL en fonctionnement. On reconnaît en bas, une partie du boîtier du PLL et à droite, le boîtier de l'OCXO. Le récepteur est, quant à lui, ouvert. En haut à gauche se trouve le "S-mètre" alors que l'instrument de mesure du "delta-F" se situe à droite. On reconnaît, dans le récepteur, respectivement de gauche à droite, les pots en ferrite de T1, L3 et T2. Un blindage sépare les circuits d'entrée, ainsi que le filtre à quartz, du reste du montage. Le standard de fréquence fonctionne, à l'heure où ces lignes sont écrites, avec une constante de temps de 9 minutes environ et un PLL modifié en PLL de type 1 mais ceci est une autre histoire ! Il m'était impossible d'aborder tous les sujets traités et de tout décrire dans les moindres détails en quelques pages. Si vous avez des questions, n'hésitez pas à me les poser ! 73's.

Références :

- [1] - DJ3RV, A Receiver for the VLF Time and Frequency Standard Transmissions from DCF 77. VHF-COMMUNICATIONS numero 2/84
- [2] - Dr. Peter Hetzel, DCF77 : Zeitinformation und Normalfrequenz, Sonder Druck der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt Braunschweig 1993.

Vue d'ensemble du schéma du récepteur DCF 77 (version 1.0d)



COMPONENTS

Form A1 1/24 M (standard)

RC5500-558C

BT7400-7418

PROJ. S. B. 10/10/2000 20/03/2001

DATE: 01/03/2001

Version 1.0d

Page 1 de 8

- Trouvez le composant (partie A5) le plus sensible RX (Mesures par rapport à 0dB = 345 mV en TP11)
1. @ 30dB saturation AGC TP2 = 0V Déviation Symétrique en négatif Source U1B(1) = +12V
 2. @ 35 dB abaissement franc 0V en U1B(7)
 3. @ 40 dB source référence encore bien stable
 4. @ 45 dB la référence en A7 décroche (filter)
 5. @ 45 dB

6. (1) = composants PMD
7. (7) C19 = 890 pF5 Accord du filtre réalisé sur maximum en sortie et pour un minimum de "basse" fréquence
8. Résistances à 1/4W, 5% sauf mention
9. Tenseurs AC espumés en valeur RMS @ QP en TP7 = 3.5Vdc (pour 0dB avec JS à 0V)

1. Noyaux L1, L2, L3 Ferronox type PHB11 AL = 400, Grude 387
2. Cristaux Y1 et Y2 Tuning fork 77.5kHz Cha 0.78 15pF, Cs = 11.8 10pF Rs = 18 20KChens
3. Capacités x 10pF = standard
4. (M) C27 = 7 tentales 100uF en opposition
5. Capacités en pF = Sphorok

CONSTRUCTION D'UN FILTRE LOW-PASS POUR LE 50 MHz

par ON4BE

Faire du 50 MHz, rien que de penser, où se trouve l'harmonique 2 c'est-à-dire en pleine bande FM, peut parfois donner des sueurs.

Faire des filtres, ce n'est pas très compliqué, mais sans équipement spécialisé, c'est difficile d'évaluer la réjection que celui-ci donne.

Pour être sûr, j'ai toujours compté de la façon pessimiste suivante : 1 filtre en PI (ou trois éléments) = 18 dB et, par cellule en L, 8 dB de plus.

En réalité, cela donne de meilleurs résultats.

Ici, pour le 50 MHz, j'ai choisi un filtre en T, suivi de cellule en L.

Avantages : moins de réglages que pour un filtre en PI : 7 éléments avec seulement 3 condensateurs variables, le réglage sera plus simple.

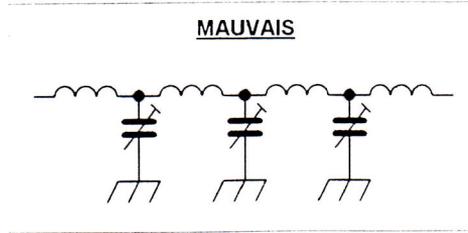
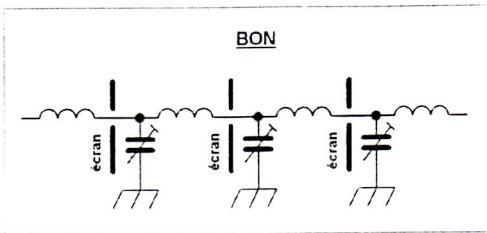
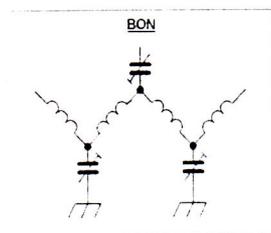
J'ai utilisé, le boîtier d'un low-pass B27, que j'ai vidé comme un poisson en ne gardant que les connecteurs.

Mes selfs sont disposées à 90 degrés, les unes par rapport aux autres. Si on les met à la queue leu leu, on est obligé alors de placer des cloisons pour éviter des phénomènes d'induction parasite limitant les performances du filtre.

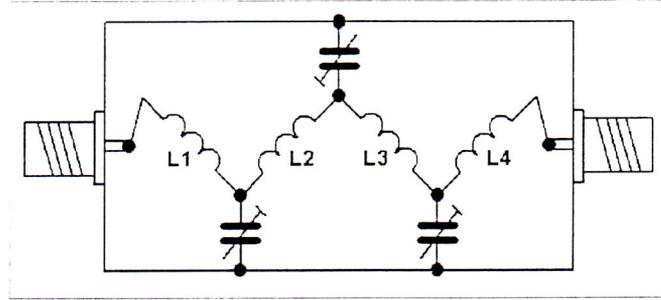
Le vrai nom de ce filtre est : Chebyshev low-pass (cheby, pour les intimes).

Pertes d'insertion : 0,36 db, ROS : 1/1 **réjection** : 100 MHz : 69 dB
150 MHz : 68 dB
200 MHz et plus haut : 71 dB

cela veut dire que si il y avait un résidu du 50 MHz en bande FM (100 MHz), celui-ci sera atténué 8 millions de fois.



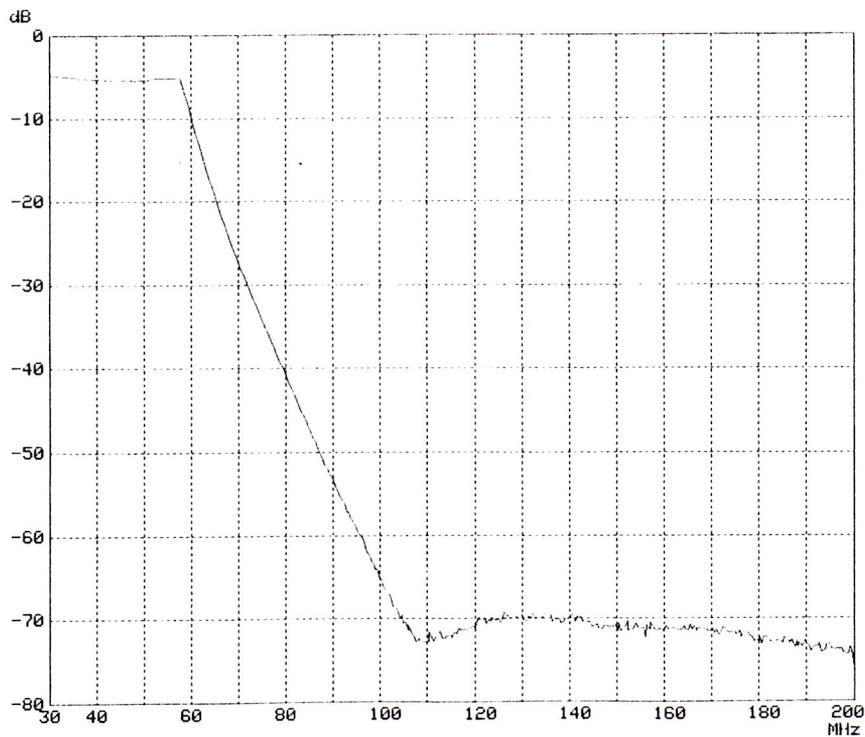
Construction :



CV : 100 pF à air , ou bien 60 pF avec en parallèle 27 pF fixe, réglage des CV à peu près la moitié.
L 1 et L4 : fil émaillé 1 mm, 5 spires bobinées sur la queue d'une mèche de 10 mm, longueur self : 8mm
L 2 et L3 : fil émaillé 1 mm, 10 spires bobinées sur la queue d'une mèche de 10 mm, longueur self : 15mm

On règle les 3 CV au maximum de puissance et au minimum de ROS. Si les CV sont réglés à fond, ajouter une petite capacité céramique de 20 pF en parallèle sur chaque CV. Refaire les réglages. Les petites capacités céramiques Philips jaunes sont isolées à 350 v, les grises à 500 v.

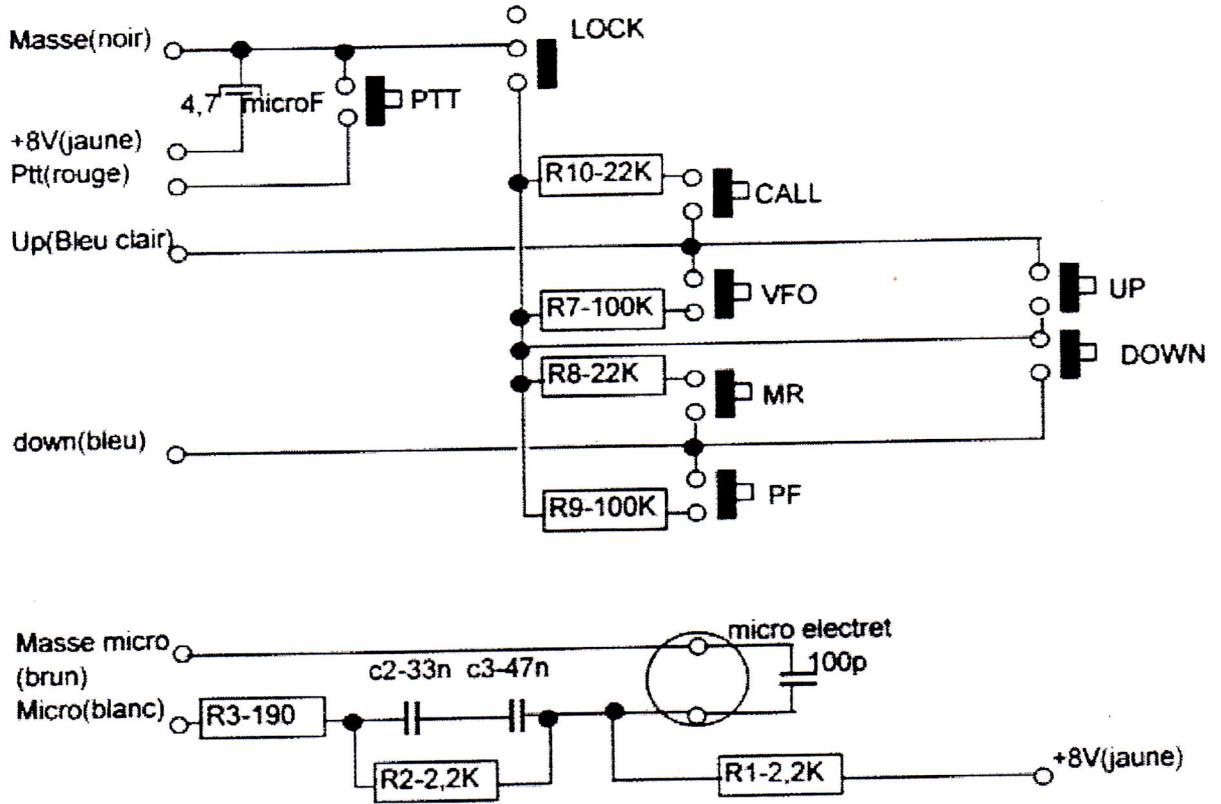
Courbe de réponse du filtre :



Bon fer à souder et, à bientôt. 73, de ON4BE

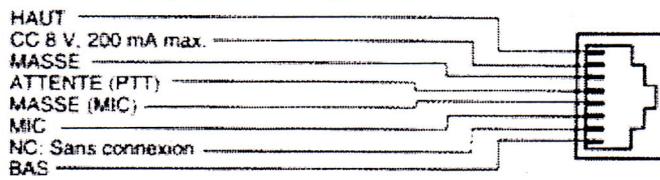
Les dessins ont été faits par Michel, ON6ST.

Micro Kenwood MC-45



🔌 Prise de microphone

Insérez la fiche de connexion modulaire à 8 broches jusqu'au déclic de la languette de blocage.



17 = connexions de la PRISE sur le TX (TM-G707)