

Périodique trimestriel de l'A.S.B.L.
WATERLOO ELECTRONICS CLUB
et de la section UBA de WTO
CCP : 000-0526931-27

LOCAL
Campus ULB - QUB RHODE
rue des Chevaux 65-67
1640 RHODE-ST-GENESE

Réunion :
chaque vendredi de
19 h 30
à l'aube

ON7WR



ATTENTION : DERNIERE REUNION
LE 22 JUIN V'

LA GIGAZETTE

REDRISE, LE 7 SEPTEMBRE

N°96 2^{ème} Trimestre 2001

Secrétariat ON7JG on7wr@skynet.be
Président ON4TX rvmarcke@ulb.ac.be
Site ON7WR <http://www.on7wr.be.tf>

De tout un peu on4tx
Le 137 kHz, suite on7zo
Quid du GSM on7ak
Trucs et astuces PC on7jg
SPICE...suite et fin on6st
Standard de fréquence
1^{ère} partie on6st

DE TOUT UN PEU Par ON4TX

Nouvelles de l'association

Depuis la parution de la dernière Gigazette et le rappel de cotisation y annexé pour certains membres qui n'avaient pas encore payé, nous sommes maintenant **117 membres**.

Bienvenue parmi nous à : Fedor, OK1TRW qui est devenu **ON4TRW** en Belgique ainsi que **Bernard VERVY** qui sont tous deux devenus membres de l'ASBL.

Lors de la prochaine **Assemblée Générale**, probablement en Novembre, il y aura des élections statutaires pour la constitution d'un nouveau Conseil d'Administration. Si vous désirez poser votre candidature, faites-le par écrit avant le **15 Septembre** au secrétaire, **on7jg** ou au président, **on4tx**.

Lors du contest du 1^{er} W-E de mai, nous avons pu monter les paraboles 10 GHz et 2,3 GHz. Ceci nous a permis de faire des essais sur les différentes bandes UHF et SHF. Ont participé à cette activité : **ON4TRW, ON4KJA, ON7JG, ON5EG, ON1KNP, ON1OH et ON4TX**. Le dimanche matin, j'ai entendu OK1KEI en CW sur la bande des 13 cm, mais malheureusement pas QSO. Ces OM utilisaient 75 W et une parabole de 1m80. Rappelons que sur cette bande nous avons 12 W et une parabole de 1m20. Le club de Leuven, ON4CP était qrv sur la nouvelle bande (depuis le nouvel arrêté ministériel) de 5,7 GHz. Durant 1^{er} W-E de juin, traditionnellement celui du Fieldday, il y avait aussi le contest microwellen du DARC. Dimanche matin, il y a eu une petite ouverture rain scatter, qui a permis quelques qso en CW avec des DL à 350 km (JN48, et JN49).

A partir du 11 juillet, **ON4TX** sera qrv sur 14.137 MHz en partance vers la Croatie. Le 1^{er} jour, en Autriche je serai qrv aux environs de 7.070 MHz. Les heures de qrx sont 08.30h et 18h30, heure locale belge. En Croatie je serai qrv depuis Biograd na Moru, ensuite à partir du 15 juillet sur l'île de Lastovo et plus tard sur la presqu'île de Peljesac en face de l'île de Korcula.

Exceptionnellement, cette année, la dernière réunion avant les vacances se fera le 22 juin. Donc pas de réunion le 29 juin. Comme chaque année, Marlis et ON1OH nous hébergeront sur le pont de Lasne à partir du 6 juillet.

Problème pour trouver le pont ? Tél. ON1OH 026531273

**Les réunions à Rhode reprendront le vendredi
7 Septembre**

Prochain contest V/UHF : le week-end des 7 et 8 juillet.

Le 137 kHz, par ON7ZO

2^{ème} Partie

L'EMISSION

Le VFO

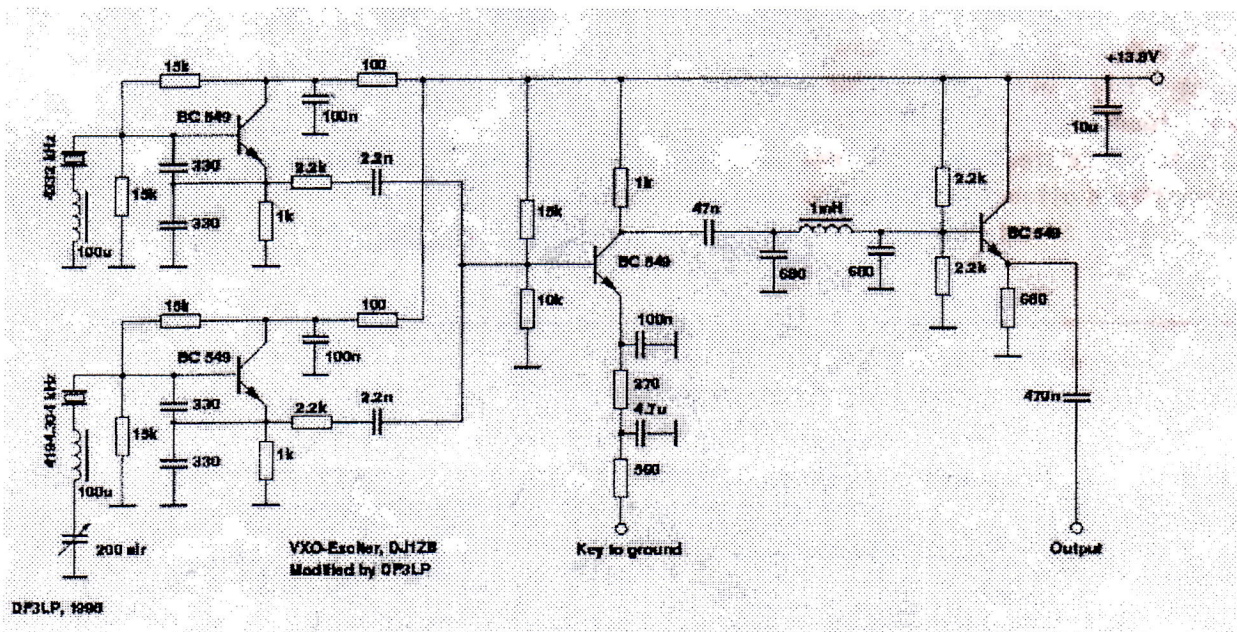
J'ai déjà écrit précédemment que je n'avais pas, dans mes premières lectures, rencontré de schéma satisfaisant pour la construction d'un VFO.

Finalement, j'ai trouvé une excellent réalisation de DJ1ZB, modifiée par DF3LP sur le site de celui-ci :

<http://www.qsl.net/df3lp/index.html>

Il s'agit, à proprement parlé, d'un VXO qui offre la stabilité voulue pour le 137 kHz. il fournit une exploration suffisante de la fréquence pour débiter, enfin, il est élaboré à partir de deux quartz disponibles dans le commerce. Il précède, sur le schéma proposé, un PA de 50 w que je n'ai pas construit.

J'utilise ce VXO (schéma ci-dessous) pour "attaquer" un ampli audio.



L'EMISSION

L'étage de puissance

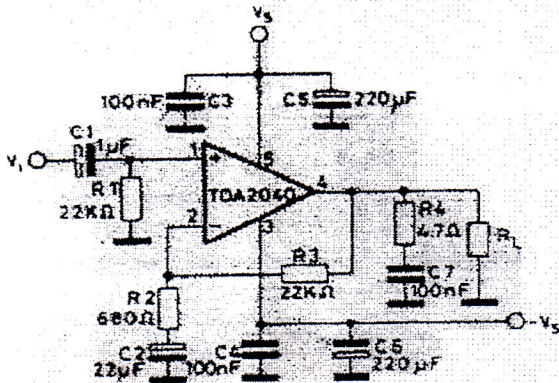
Beaucoup d'OM ont débuté sur le 137 kHz avec des puissances modestes à partir d'amplificateurs "audio" travaillant en classe A.

J'ai fait de même.

J'ai construit deux amplificateurs.

L'un à partir du TDA 2040, qui fonctionne parfaitement, est super protégé et fournit une vingtaine de watts lorsqu'on l'alimente par + et - 12 volts.

application



L'autre utilise un TDA 7294 qui théoriquement permet une centaine de watts avec + et - 50 volts. Les deux défauts majeurs de ce type d'ampli sont :

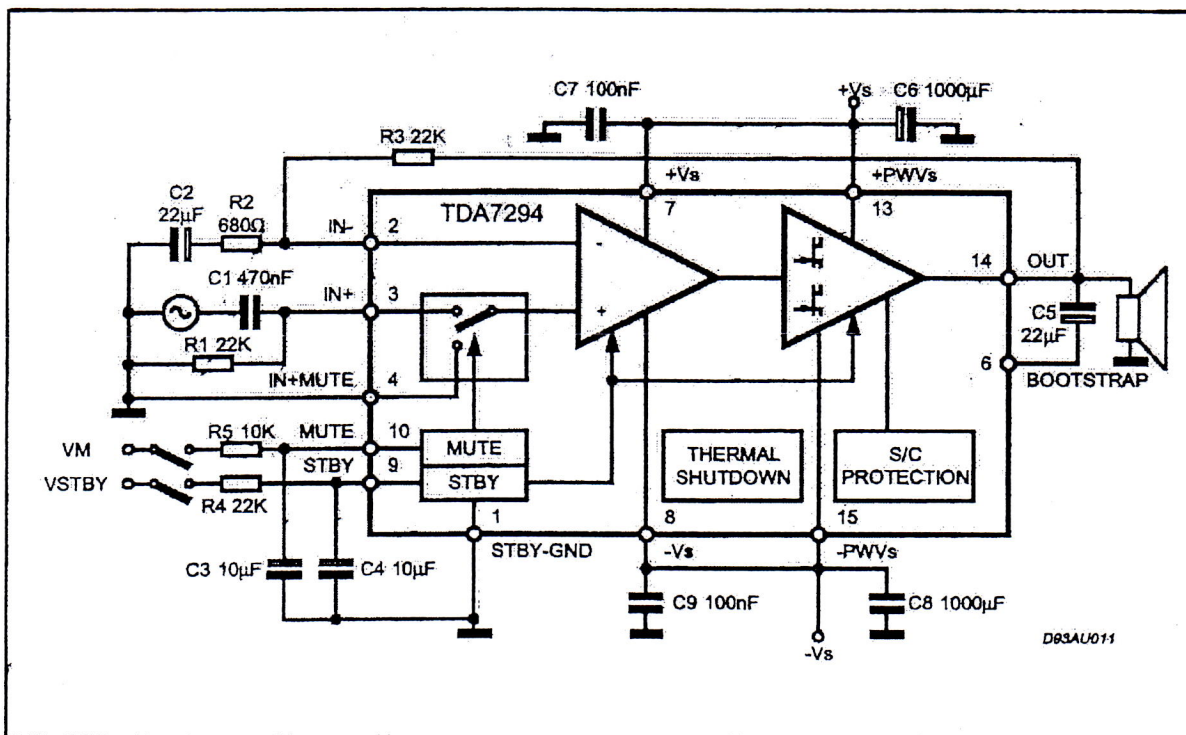
1. La nécessité de disposer d'une alimentation un peu spéciale (+ et -).
2. La très faible impédance de sortie : entre 2 et 4 ohms.

J'ai éprouvé de très grandes difficultés à réaliser les accords d'impédance entre, d'une part ces amplis et le coax de 50 ohms, et d'autre part entre le coax et l'antenne.

Je n'y suis parvenu qu'en suivant les suggestions de GW4ALG avec les toroïdes 3C85 dont l'usage évite bien des déboires. En effet, ils facilitent grandement les transformations d'impédances.

Ces tores existent en diamètres de 14-24-42 et 58 mm. L'utilisation du 58 mm devrait permettre d'atteindre 1000 watts.

Site de GW4ALG : <http://www.alg.demon.co.uk/radio/136/home.htm>



Mon PA de 20 watts m'a permis de faire des QSO de 200 km. Avec une très bonne antenne on doit pouvoir avoir des contacts encore plus éloignés.

Je vous suggère de visiter le site de OH1TN :

<http://netti.nic.fi/~oh9ufo>

J'ai construit l'émetteur de GOMRF. Il fonctionne très bien. Avec une bonne alimentation et une bonne antenne, on doit pouvoir atteindre les 400 watts.
Pour l'instant, je me contente de 200 watts.

L'EMISSION

Le filtre "passe-bas"

En LF, il est facile, grâce à l'oscilloscope, de visualiser la sinusoïde générée par l'émetteur. C'est un plaisir de voir sa perfection mais cela permet aussi de déceler ses imperfections. En modifiant certains des composants de la platine électronique qui la génère on peut parfaire l'ouvrage.

Néanmoins, je vous conseille de construire un filtre "passe-bas" et de le placer entre le PA et l'antenne.

Il existe plusieurs schémas d'un tel filtre et j'en ai réalisé quelques uns, avec des fortunes diverses...

Celui de David, GOMRF (<http://www.gOmrF.freemove.co.uk>), est parfait.

En fonction de la puissance de sortie, il faut adapter la tension d'isolation des condensateurs et des deux toroïdes de micrométal T2.

LA RECEPTION

Le récepteur

Les récepteurs modernes, à quelques exceptions près, sont très peu sensibles sur la bande des 137 kHz.

En général, ils sont équipés d'un atténuateur de 10 à 20 DB afin d'éviter la saturation à l'entrée car de très puissantes stations "broadcast" émettent sur cette partie de QRG.

Pour savoir si votre récepteur de trafic est capable de recevoir la télégraphie des radioamateurs, vous devez en tester la sensibilité. Pour cela, écoutez les stations météo et les balises qui sont voisines des 137 kHz :

135.750 kHz RTTY, GREEK NAVY, S2

139.100 kHz DBF39, BURG 100 Kw, S9 et 30 DB

144.990 kHz NEL, 40 Kw, S9 et 30DB

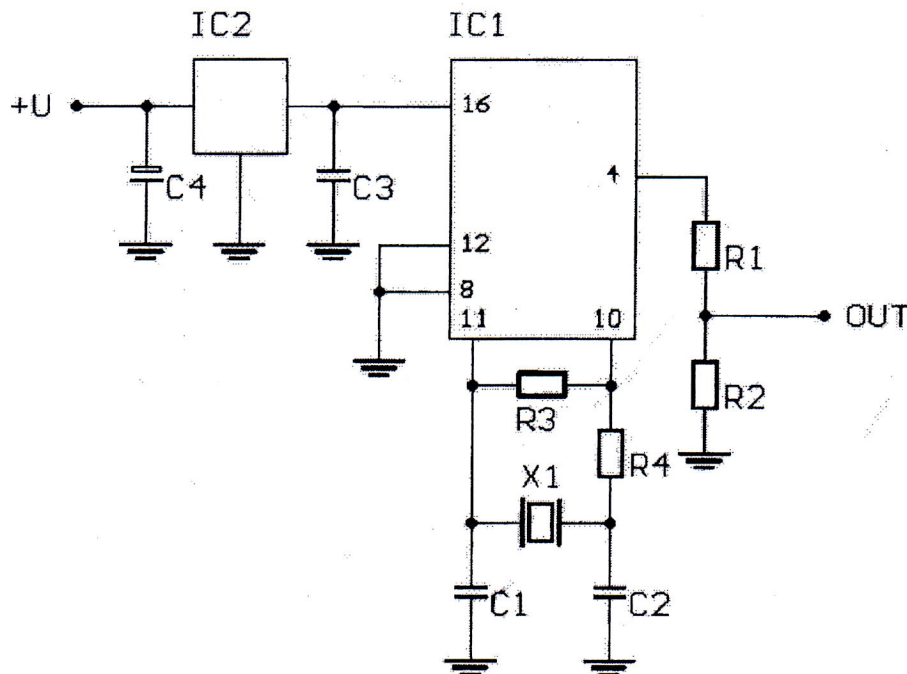
Vous devez également voir l'aiguille de votre Smètre sauter avec vigueur sous l'effet des statiques atmosphériques. Votre HP doit être rempli de petits crachotements...

Mais une méthode plus précise est décrite par ON7YD sur son site :

<http://www.qsl.net/on7yd>

D'après son auteur, vous pouvez, à l'aide d'un IC 74HCT4060 réaliser une source qui permet une précision de 1 DB. Voir le schéma ci-dessous :

Schematic diagram



Components

| | | | | |
|-----------------|-------------|----------------|--------------|-----------|
| IC1 : 74HCT4060 | IC2 : 78L05 | R1 : 11k2 (*1) | R2 : 50 (*2) | R3 : 1M |
| R4 : 2k2 | C1 : 33p | C2 : 100p | C3 : 10µ/15V | C4 : 100n |

*1 : R1 = 10k and 1k2 metalfilm resistors (1%) in series

*2 : R2 = 2 times 100 Ohm metalfilm resistors (1%) in parallel

X1 is a crystal at 8, 16, 32 or 64 times the wanted output frequency in or near the 136kHz amateur band. Dependent on the crystal frequency the appropriate divider output must be selected :

Si le résultat de vos mesures montre que votre récepteur est quelque peu "poussif", tout n'est pas perdu pour autant : il faut lui adjoindre un préamplificateur muni d'un filtre "passe-bas" qui coupe vers les 200 kHz.

Ceci est peut être plus facile à dire qu'à réaliser. Il ne faut pas transformer votre récepteur en "moissonneuse-batteuse". Le gain doit seulement compenser l'insensibilité du récepteur sur cette partie de bande.

J'en ai réalisé plusieurs avec des résultats plus ou moins satisfaisants.

Un des meilleurs a été décrit par G3YXM, dans RAD.COM de septembre 2000. Il est repris sur le site de GOMRF : <http://www.g0mrf.freemove.co.uk>

J'ajouterai que vous aurez intérêt à disposer sur votre récepteur de tous les filtres CW qu'il peut supporter. Un filtre de 200 Hz n'est pas superflu, ni la DSP.

Si, par contre, votre récepteur ne dispose pas de cette plage de fréquences, il faut recourir à la construction d'un convertisseur.

Il en existe de nombreux schémas simples utilisant un SO42p, un NE602, un NE612 un SBL1 ou un SBL3 (le plus adéquat).

L'oscillateur local transposera la réception 137 soit sur le 10, le 14, le 28 MHz ou une autre plage de fréquences à votre meilleure convenance à condition qu'elle soit peu encombrée et n'ait pas de grosses stations dans le proche voisinage. En effet, tous ces convertisseurs ont une propension certaine à inter- et transmoduler, ce qui est du plus mauvais effet, je dois vous l'avouer.

Il est aussi indispensable de placer devant le convertisseur un filtre "passe-bas" (fc 200 kHz) ou un filtre passe bande, le tout suivi d'un transistor à modeste gain.

Les schémas ne manquent pas sur la toile. Vous n'aurez que l'embarras du choix.

Celui qui me donne, pour le moment, le plus de satisfaction a paru dans un ELECTOR (hors série).

Vous trouverez le schéma ci-dessous :

Pour être complet, j'ajouterai que de nombreux adeptes de la LF utilisent des récepteurs maritimes ou militaires qui sont spécialisés sur cette bande de fréquence.

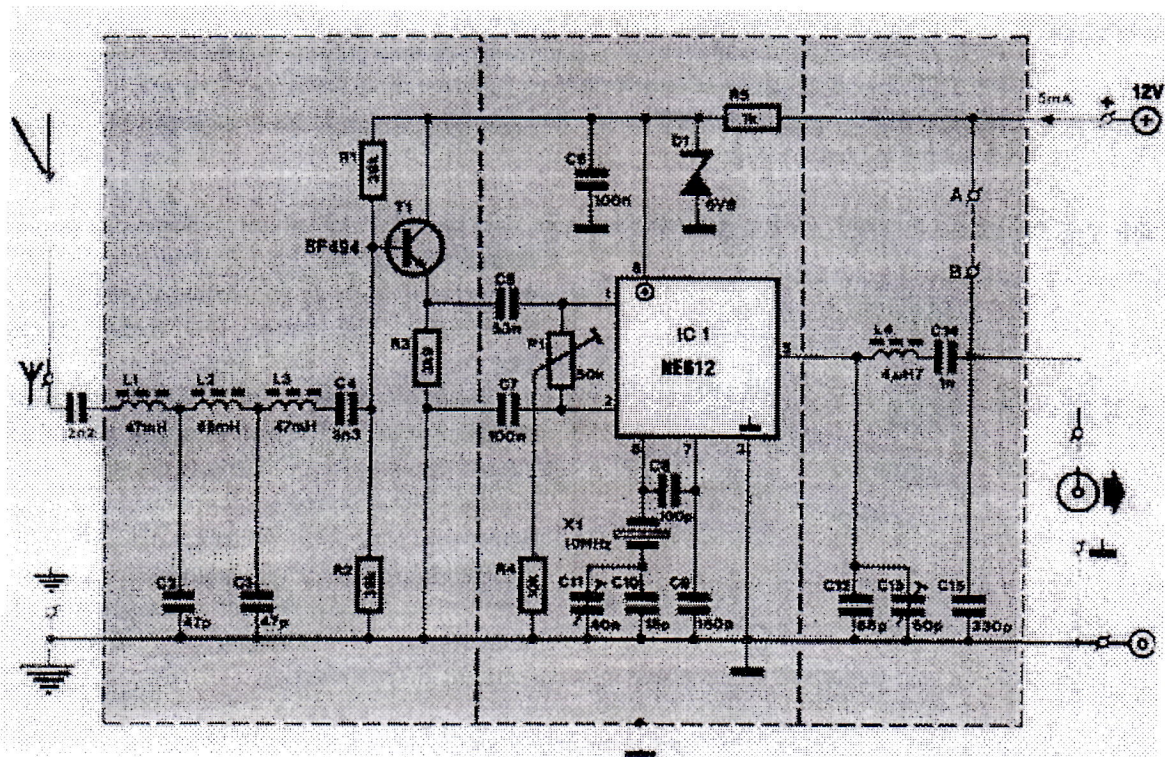


Schéma du convertisseur TBJ

Prochaines Manifestations Radioamateur

29 juin, Le club à Rhode est fermé

29 juin au 1^{er} juillet, Ham Radio à Friedrichshafen

6 juillet, Début des réunions des vacances sur le pont à Lasne

7 et 8 juillet, de 14h00 gmt à 14h00 gmt, Contest Iaru (subrégional) V/UHF

8 et 9 Septembre, UKW Tagung à Weinheim

30 Septembre, Hambeurs NOL à Bochel

BONNES VACANCES A TOUS

SPICE ... avez-vous dit ?

Par Michel Stokowski, ON6ST

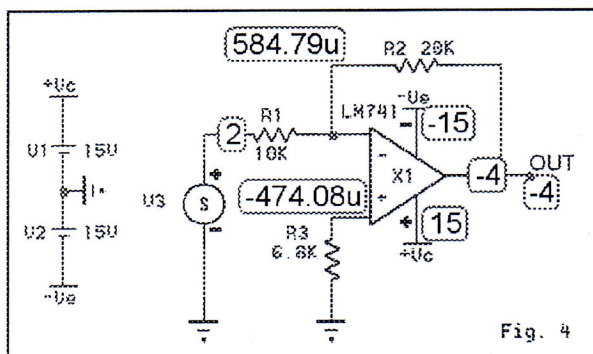
IIème Partie et fin

Après avoir fait connaissance avec les premiers fondements de SPICE, voyons quels sont les types d'analyses possibles. Encore une fois et au risque de me répéter, beaucoup d'aspects seront passés sous silence et je ne puis que vous engager à vous référer à un des livres mentionnés en bibliographie si le sujet vous accroche car la matière est (très) vaste.

Avant de passer au détail des analyses disponibles sous SPICE, il est utile de mentionner que non seulement l'évolution d'une variable d'un circuit peut être visualisée sous forme de graphique mais aussi la relation entre différentes variables au moyen d'expressions. Pour n'en citer que quelques unes :

- AVG(y) : effectue la moyenne de Y, une intégrale en d'autres termes de Y sur l'axe OX.
- RMS(y) : trace la valeur efficace de Y en fonction de la variable d'axe OX.
- DB(y) : donne l'amplitude de Y en décibels en fonction de la variable d'axe OX.
- et bien d'autres ...

L'analyse DC ou en courant continu : comme son nom l'indique déjà clairement, il s'agit de calculer le point



de repos en DC d'un circuit. Prenons l'exemple en fig. 4 d'un amplificateur opérationnel monté en inverseur de tension. Un brave 741 fera l'affaire. Le fonctionnement de ce montage vous est certainement familier et les résultats se passent de commentaires. La tension injectée par le générateur V3 est de +2 Volts DC. Un gain de moins deux justifie la valeur des -4 volts présents sur la sortie OUT. Remarquez les 474 μ V présents sur l'entrée non inverseuse et qui sont provoqués par le courant d'entrée du 741. Ce dernier a été placé à 70 nA pour le modèle utilisé. Un coup d'oeil jeté à une data sheet

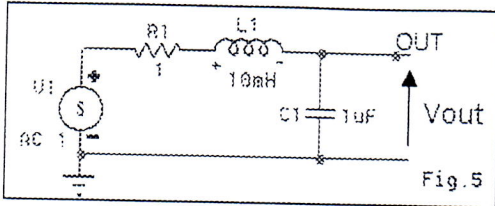
vous permettra de voir qu'il s'agit d'une valeur max du courant de polarisation d'entrée.

Je ne voudrais pas quitter l'analyse DC sans mentionner une directive puissante, à savoir, « .SENS ». Cette dernière permet de déterminer la sensibilité d'une ou de plusieurs sorties d'un circuit en fonction des éléments qui le composent. L'analyse de sensibilité est très utile pour évaluer les tolérances maximales requises sur les composants d'un circuit pour respecter des spécifications précises ou exigées.

Enfin, l'analyse DC permet, tout comme les autres analyses d'ailleurs, de faire du balayage linéaire ou logarithmique, en d'autre mots de faire varier la valeur de certains éléments choisis dans une plage donnée. Utile, par exemple, si l'on souhaite effectuer le tracé des caractéristiques de sortie d'un transistor.

L'analyse fréquentielle ou harmonique : Cette directive permet d'obtenir la réponse en fréquence de filtres, amplificateurs et systèmes asservis.

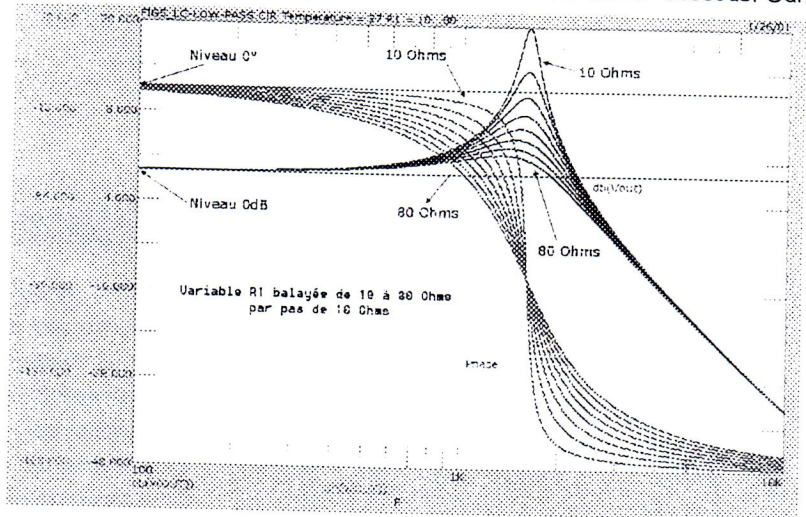
Les sources par rapport auxquelles l'analyse est effectuée voient leur fréquence balayée dans des limites exprimées lors du paramétrage. Cette fonction très puissante permet de tracer des diagrammes de BODE avec une facilité déconcertante. Prenons pour exemple l'analyse d'un simple passe-bas constitué d'une self, d'une capacité et d'une résistance. Voilà qui n'est pas sans rappeler certains maux de tête lorsque cet exercice se réalisait manuellement avec une bonne vieille règle à calculer ...



La figure 5 est on ne peut plus simple et claire. La source V1 est balayée en fréquence de 100Hz à 10KHz et c'est le rapport V_{out}/V_1 exprimé en dB qui est tracé ainsi que le décalage de phase qui existe entre la tension de sortie et celle d'entrée.

Passons à l'analyse des résultats visualisés ci-dessous. Dans

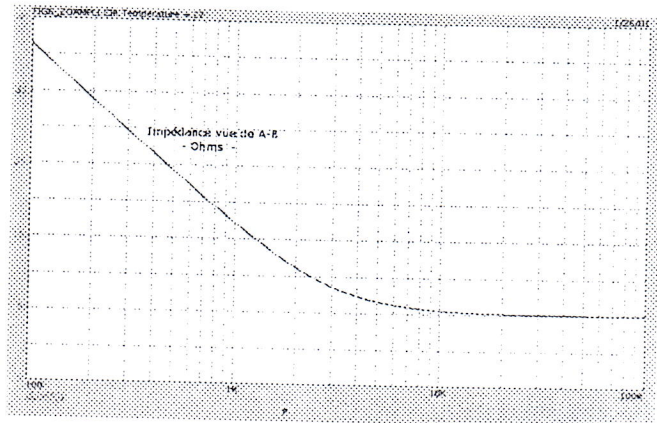
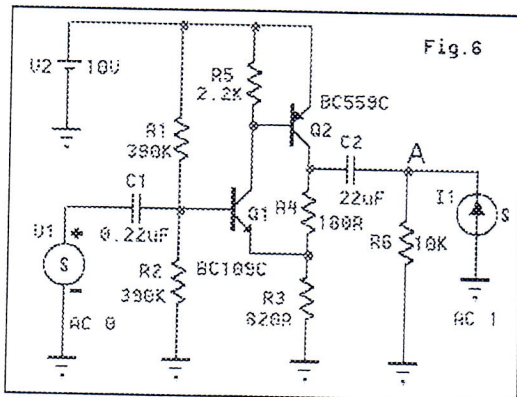
ce graphique la valeur de la résistance a été balayée de 10 à 80 Ohms. On remarque nettement l'effet de résonance dû à un faible coefficient d'amortissement du circuit. Le changement de phase est d'autant plus abrupt que la surtension est forte.



La manipulation virtuelle des circuits permet des acrobaties qui, effectuées dans une réalisation physique, ne manqueraient pas de générer de belles volutes de fumée d'autant plus âcre que la manipulation est osée! Pourtant, regardez ce qui suit. Quoi de plus rébarbatif que la mesure d'une

impédance de sortie d'un étage, surtout s'il s'agit de la chiffrer pour toute une gamme de fréquence. Pourtant c'est un passage obligé dans le cas où une adaptation d'impédances optimale est à réaliser.

Vous voyez-vous relier votre générateur à la sortie de l'ampli que vous venez de concevoir? Et bien oui, osons! La figure 6 représente un amplificateur à transistors. Une contre-réaction en courant est appliquée à Q1 via le pont R3-R4. L'impédance de sortie nous intéresse, en d'autres termes l'impédance vue entre la borne A et la masse. Ceci est une application du théorème de Thévenin. Annulons les tensions dans le circuit d'où V1 est mise à zéro (AC 0) et injectons un courant unitaire (AC 1) dans la sortie au moyen d'un générateur de courant. La chute de tension produite en A sera une image de l'impédance car $1\text{Volt}/1\text{Amp} = 10\text{ohm}$. Zo vaut environs 37 ohms @ 100 Hz et 8 ohms au-dessus de 10 KHz.



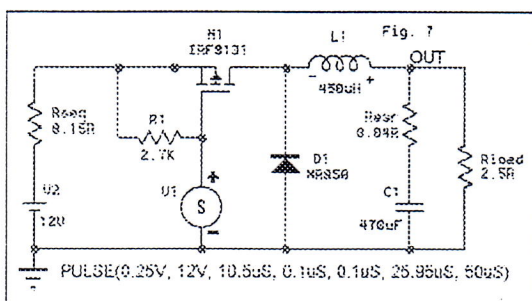
L'analyse transitoire ou temporelle: dans cette analyse la représentation des signaux se fait dans le domaine temporel, donc en fonction du temps ... qui passe. On est ainsi en présence d'un oscilloscope virtuel en quelque sorte.

Débutons par un exemple simple et reprenons notre filtre LC (figure 5) en page précédente. La topologie du schéma reste inchangée mais appliquons un échelon de tension de 1V et de durée égale à 5 mS en lieu et place de la tension alternative injectée précédemment.

Comme cela était prévisible, on constate des oscillations qui s'amortissent d'autant plus vite que le facteur de surtension s'affaiblit et qui disparaissent pour Q inférieur ou égal à 0.7. Le facteur Q vaut, pour rappel:

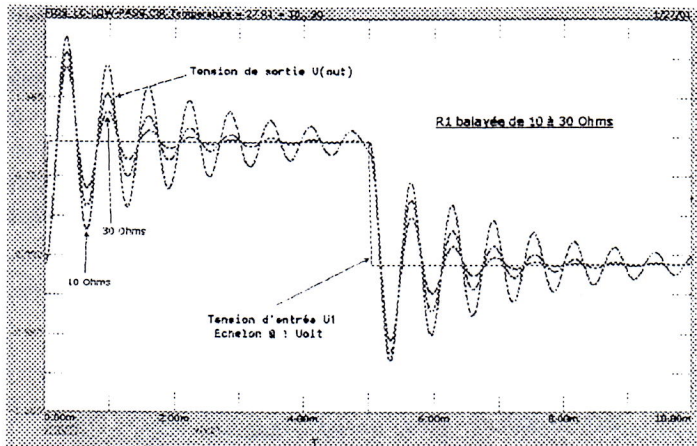
$$Q := \frac{1}{R \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

L'exemple suivant est fort illustratif et très intéressant sur le plan des phénomènes qui s'y produisent. Soit la figure 7 représentant un convertisseur à découpage 5V - 2A. Le schéma a été réduit à sa plus simple expression afin d'examiner le fonctionnement du système en régime établi et charge fixe. A cet effet ses caractéristiques ont été prédéterminées. Pour ceux pour lesquels cette technique n'est pas familière, le principe est le suivant: pendant la conduction du transistor M1 la source V2 fournit un courant à la charge et à la self qui stocke ce courant sous forme d'énergie. Lors de la période de non conduction, la self restitue via D1 son énergie sous forme de courant à la charge. D1 est ce

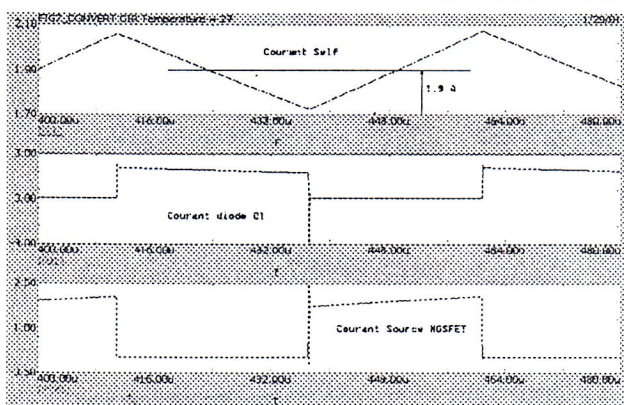
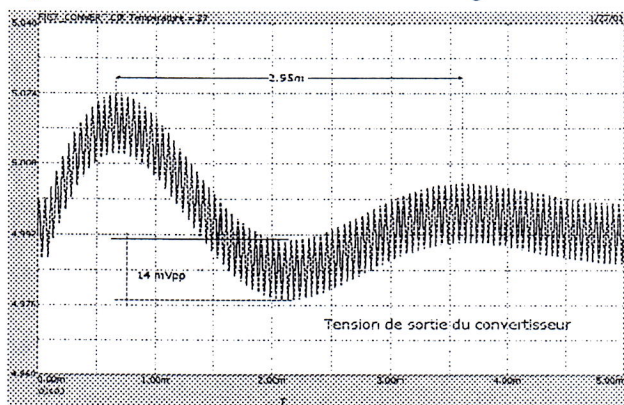


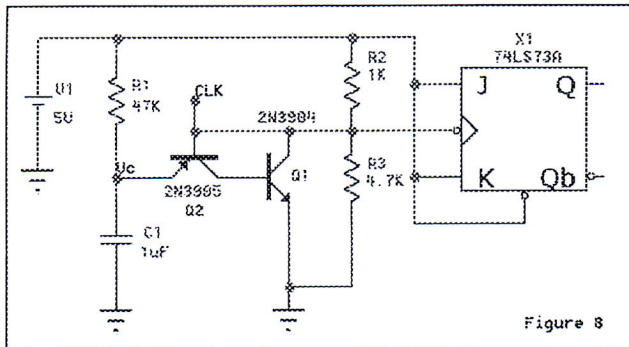
qu'on appelle une diode de roue libre. On remarque, superposée à la tension de sortie, l'ondulation résiduelle due à la fréquence de découpage à 20KHz. Cette dernière est elle-même affectée d'une ondulation de fréquence plus basse due au réseau L1-C1 dont la fréquence de résonance est de 346 Hz (période = 2.96 mS) On retrouve cela sur le graphique ci-contre. Les courants dans la diode, le transistor et la self sont représentés à droite. Au centre, le courant de D1 décroît alors que pendant la phase de conduction suivante celui du MOSFET se met à croître. On remarque également le peak négatif du courant de la diode au blocage dû à la charge recouvrée. Ce même courant doit être délivré par le MOSFET d'où le peak positif en début de conduction de ce dernier. Remarquez aussi l'allure linéaire du courant dans L1.

Pour terminer cet exposé, voici maintenant un exemple de simulation mixte analogique-digitale. Voir figure 8. Un signal d'horloge, généré par Q1 et Q2, attaque une bascule JK. Le signal d'horloge est à 9.5Hz environ et de faible rapport cyclique. La section analogique se termine au noeud R1-R2. En effet SPICE place des sous-circuits d'interfaces de manière à lever toute ambiguïté entre les éléments analogiques et logiques. Ceci n'apparaît pas au niveau du schéma afin de ne pas alourdir ce dernier. Le résultat de l'analyse figure ci-dessous en figure 8a.



source V2 fournit un courant à la charge et à la self qui stocke ce courant sous forme d'énergie. Lors de la période de non conduction, la self restitue via D1 son énergie sous forme de courant à la charge. D1 est ce





Dans la 1ère et seconde fenêtre à partir du haut de la figure 8a, le signal d'horloge et celui aux bornes de la capacité sont représentés en tant que noeuds analogiques. La fenêtre du bas est dédiée à la représentation digitale des signaux. En logique, la forme des signaux présente moins d'intérêt, à certains égards du moins. Ce sont les niveaux logiques qui prennent toute leur importance. Ces états logiques peuvent être soit 0, 1, R(ise), F(all), X(indéterminé) et Z (haute impédance). Dans

l'exemple simple présenté, n'apparaissent évidemment que les états logiques 0 et 1.

En conclusion, pour terminer ... beaucoup d'aspects fondamentaux, importants, intéressants ou simplement utiles n'ont pas pu être abordés. J'ai voulu également garder les exemples simples mais représentatifs. Il va de soi que des problèmes très complexes peuvent être traités de la même manière.

Il n'est pas évident en effet de résumer d'une manière exhaustive une technique telle que la simulation en quelques pages. Ne tirez donc pas sur le pianiste !

Mon objectif a été plutôt de lever un coin du voile et si vous lisez encore ces lignes, c'est que le sujet a pour le moins éveillé votre curiosité. N'oubliez cependant pas ceci: un simulateur ne fera pas les choses pour vous et encore moins les calculer à votre place ! A vous de préparer un schéma et le simulateur vous aidera à en vérifier le bien-fondé des hypothèses posées.

Si vous voulez approfondir cette découverte de SPICE et franchir un nouveau pas, je ne puis que vous recommander de passer à l'acte en vous aidant de la littérature citée en bibliographie.

Je vous souhaite beaucoup de plaisir dans ce cheminement !

73's.

Bibliographie:

- PSPICE 5.30 de Alain RIVAT, chez Dunod, ISBN 2-10-001981-3
- Fundamentals of Computer-Aided Circuit Simulation de W. J. McCalla, Kluwer Academic Publishers
- SPICE A Guide to Circuit Simulation & Analysis Using PSpice by Paul W. Tuinengua , ISBN 0-13-834607-0
- Computer-Aided Circuit Analysis Using Pspice by Walter Banzhaf, ISBN 0-13-159534-2
- Schaltungen erfolgreich simulieren mit Micro-Cap V von Walter Günther, ISBN 3-7723-4662-6
- The Spice Book by Andrei Vladimirescu, John Wiley & Sons, ISBN 0-471-60926-9
- Macro Modelling with SPICE, Connelly & Choi, Prentice Hall, ISBN 0-13-544941-3
- Inside Spice - Overcoming the Obstacle of Circuit Simulation, R. Kielkowski ISBN 0-07-911525-X
- SMPS Simulation with Spice 3, S. M. Sandler, Mc Graw Hill, ISBN 0-07-913227-8

-=oOo=-

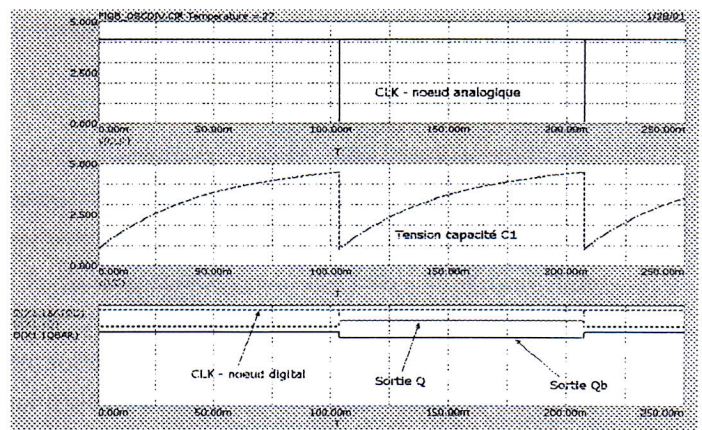


Figure 8a

QUID du GSM ?

Recherches et commentaires compilés par Eric ON7AK
ON7AK@skynet.be

• INTRO

Un grand nombre de personnes tentent actuellement de démystifier le GSM au même titre qu' « Internet » comme étant une mode de télécommunication du futur, et ils ont raison...

En voici quelques traits caractéristiques :

- ◆ Le GSM remplacera le téléphone filaire, comme la téléphonie a surpassé la télégraphie.
- ◆ Le GSM du futur sera un multimédia interactif au même titre qu' « Internet ».
- ◆ Il procurera plus de sécurité par la gestion GPRS, qui pourra être intégrée dans les PC.
- ◆ Il est actif en permanence, toujours en interrogation et émission de données.
- ◆ Les antennes fixes devront croître pour en arriver aux antennes cadres de et par rues.
- ◆ Plus il y aura d'antennes fixes, au moins le GSM devra dissiper de puissance.

• QUI FAIT QUOI ?

A l'heure actuelle, deux grandes institutions nationales sont reconnues comme étant juridiquement apte à verbaliser au pénal et capable d'entreprendre des mesures techniquement approuvées par le gouvernement ; ce sont le « C.C.R.M. » et l' « I.B.P.T. ».

Le C.C.R.M. est un bureau indépendant et apolitique. « Centre de Contrôle du spectre des Radios Mobiles », il jouit d'une grande notoriété et efficacité en ce domaine. Il bénéficie du soutien de la part de beaucoup de sociétés de Télécommunications pour le dépistage des défauts. C'est ainsi qu'elles louent leurs services à des fins privées, parfois confidentielles. Ce centre rentre régulièrement des logs d'écoutes des communications mobiles où sont inscrits les indicatifs et écarts de fréquences hors normes. Toutes fluctuations des installations du réseau mobile à fixe sont répertoriées dans un rapport circonstancié mensuel. Ce bulletin est envoyé vers les sociétés affiliées à ce service.

L'I.B.P.T. est un service devenu indépendant et issu de notre ancienne RTT-Belgacom. L' « Institut Belge des Postes et Télécommunications » a été créé à la demande de cette Belgacom pour planifier les différents entre les services de Télécommunications et ainsi créer un libre-arbitre entre les futurs opérateurs. Il est un paravent entre ceux-ci et le Ministère des Affaires Scientifiques et des Télécommunications qui est géré par notre ministre mécène... C'est l'I.B.P.T. qui, en concertation avec le gouvernement, instaure les nouveaux critères de télécommunications et en contrôle son application.

• NORMALISATION !

Un bien grand mot ! Actualité oblige avec les normes ISO ! Quant est-il du monde GSM ? Malheureusement, nulle part... ! A l'heure où je vous écris, sur les recommandations des deux belligérants, il n'y a aucune tentative actuelle au niveau ITU (internationale) de mettre au point une stratégie de mesures efficaces au point de vue du champ rayonné par les GSM. Cette mesure de champ, tantôt définie par les scientifiques, tantôt contredites par les ingénieurs en télécoms, amène beaucoup de polémiques tout à fait incompréhensibles aux yeux des communs des mortels.

C'est ainsi que j'ai entrepris des recherches auprès de l'organisme le plus ancien et le mieux équipé pour exercer cette mesure de champ dans un esprit purement technique, indépendant et suivant à la lettre les lois de la physique électronique : le C.C.R.M.

• MESURE DE CHAMP

Une mesure de champ, pour être efficace, doit être exécutée sur le canal broadcast qui se trouve à gauche de l'enveloppe générale de la BP utilisée du canal up ou down-link mesuré. Celui-ci culmine à +8 ou +10 dB de l'enveloppe et doit être pris seul en considération, sinon la mesure est sous-estimée.

La méthode consiste à utiliser un spectrum dont le span est ajusté sur 500 MHz pour les stations de base et une antenne calibrée connue, dont on tire mathématiquement le coefficient appelé « facteur d'antenne », qui dépend de sa structure technologique connue. Cette antenne est alors identifiée et marquée pour être considéré isotrope pour une mesure définie.

Calcul de la mesure en dBm:

P out moins le gain de l'antenne, y ajouter le facteur d'antenne connu de l'isotrope de mesure (pour le CCRM +34dBm) et en retirer la perte des câbles feeder = puissance réelle émise en dBm.

A puissance réelle connue, les Volts y sont issus mathématiquement. La distance séparant le pylône GSM de l'antenne isotrope étant connu, il est aisé d'en saisir l'équation V/m de rayonnement.

Il serait facile de terminer ici notre exposé. Mais l'approche mathématique étant connue, c'est surtout dans l'application de la méthodologie de cette mesure où les différents sont de tailles ! Analysons les conséquences et dérive :

- Pour le 900 MHz (GSM1), un span de 500 MHz est OK car la BP est de 30 MHz.
- Pour les 1,8 GHz (GSM2) et 2,2 GHz (UMTS) l'écart entre l'up et le down link est énorme. Aussi, une antenne commerciale convenant pour l'up-link ne sera pas bonne pour une mesure sur le down-link, car l'écart en fréquence est de 100 MHz !
- En UMTS, sur 2,2 GHz : un canal occupe 5 MHz et l'écart en fréquence est de 300 MHz ! Vous conviendrez facilement qu'il est inconcevable d'effectuer des mesures de champ sérieuses avec une seule antenne calibrée... A ce titre, une antenne commerciale UMTS de 6-7 dBi coûte environ 65.000 BEF (1.611,3 Euros)...

Afin de résoudre cette problématique, le CCRM a réalisé une antenne « home made » pour obtenir 100MHz de BP et ainsi être capable de mesurer efficacement le 900 MHz avec ses 30 MHz de bande passante.

• MISE AU POINT

D'après le CCRM, des mesures ont été enregistrées à la côte belge et sont tout à fait dénuées de bon sens, car réalisées avec des antennes directives !! Une mesure avec antennes directives est ridicule et inefficace. De plus, durant cette mesure, les opérateurs ont mélangé : span, bande passante, coefficient d'antenne et gains de toutes sortes. Donc, soyez vigilants quant à la qualité des opérateurs des mesures, des moyens mis en œuvre et des résultats sur le champ réellement rayonné des pylônes GSM.

La puissance du GSM est perpétuellement adaptée aux cellules en nids d'abeilles les plus proches. Au plus d'antennes fixes, au moins il rayonnera de puissance. Le GSM peut s'adapter entre 200mW et 2Watts. Son champ est 25 fois supérieur au rayonnement d'une BTS lorsqu'il est porté à l'oreille en voiture, car il se trouve en cage de Faraday... !!!

Les BTS fixes ont des puissances variables suivant les provinces et le champ de couverture. Cela peut varier de 10W à 50Watts, mais jamais au-delà. Il y a deux pylônes de 50Watts dans la province du Luxembourg et un dans la province de Liège. Les 20Watts sont autoroutiers. En sites urbains, ce sont des 10Watts. En sites ruraux du futur UMTS, ce seront des cadres de 1 à 2Watts maximums, voir moins s'ils sont nombreux...

TRUCS ET ASTUCES POUR PC

Comme promis voici la suite des trucs et astuces en collaboration avec la revue belge *COMPUTER IDEES* (www.computeridees.be), toujours disponible en librairie tous les quinze jours.



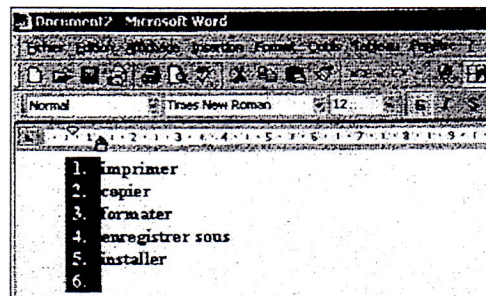
WORD 2000

SELECTION VERTICALE

Lorsque vous sélectionnez du texte dans Word, cela se fait toujours par mot, ligne ou alinéa, de gauche à droite et de haut en bas. Mais peut-être aimeriez-vous modifier un de ces paramètres ?

Si tel est le cas, il existe un petit truc tout simple. Tout en maintenant la touche **ALT-GR** (en bas à droite de la touche espace), cliquez sur la partie de texte à sélectionner et garder le bouton gauche de la souris enfoncé.

Cette fonction peut être très utile lorsque l'on désire par exemple mettre en évidence toute une série de chiffres disposés verticalement.

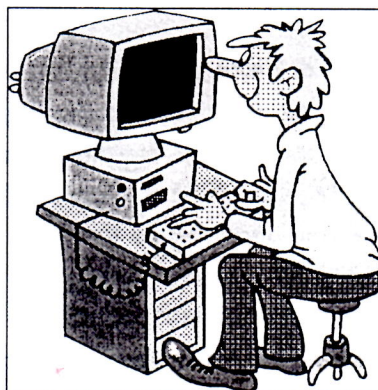


INSERER UNE IMAGE DANS WORD ET TRAITER LE TEXTE (© ON7JG et Virginie)

Comment incruster une image dans WORD ? Il y a plusieurs manières de le faire, les unes plus complexes que les autres, mais une des plus simples est la suivante.

Placez le curseur à l'endroit où vous désirez afficher l'image.

Cliquez sur **Insertion**, puis **Image**, puis **A partir du fichier**, sélectionnez le lecteur où se trouve votre fichier image (CD, disques s'affiche dans le document. bouton gauche de la souris. **ligné** (Habillage du texte, au **Carré**. Si l'image est trop grande, l'aide de l'une des 8 poignées qui ci. Vous pouvez aussi la déplacer au centre de l'image. Dans les enfoncé le bouton gauche de la maintenant taper ou modifier désirez autour de l'image. Le aussi d'autres possibilités que je vous laisse découvrir (image devant, derrière, au travers du texte, etc).



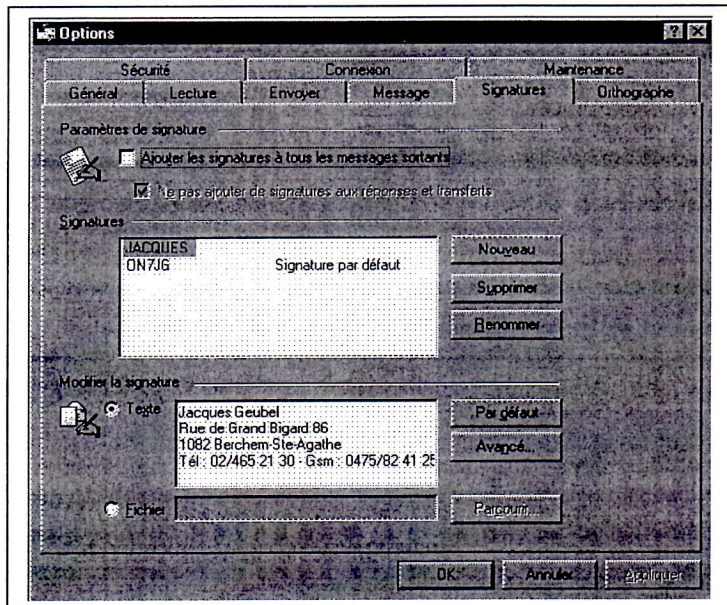
ou autres). Votre image Cliquez sur l'image avec le Cliquez sur le **petit chien** dessus à droite), puis sur vous pouvez la réduire à se trouvent autour de celle- au moyen de la croix située deux cas, il faut maintenir souris. Vous pouvez votre texte comme vous le petit chien ligné vous offre

Word accepte la plupart des fichiers images, vous pouvez utiliser la même méthode pour insérer les cliparts contenus dans Word (**Insertion, Image, Images de la bibliothèque**).

OUTLOOK EXPRESS

SIGNEZ VOS E-MAILS

Il est souvent pratique d'ajouter à un E-Mail quelques données telles que l'adresse, le numéro de téléphone ou autres. Cette fonction peut être activée automatiquement dans Outlook Express. Pour ce faire, cliquez sur **Outils**, puis sur **Options**. Sélectionnez ensuite la touche



Signatures et cliquez sur **Nouveau** (Signature #1) tapez sur **Renommer** (par exemple « ON7JG ») et tapez vos données. Il est possible de créer plusieurs signatures, par exemple : une signature OM et une signature privée. Il est toujours possible de renommer vos signatures.

N'oubliez pas d'utiliser la touche **Appliquer** avant **OK**.

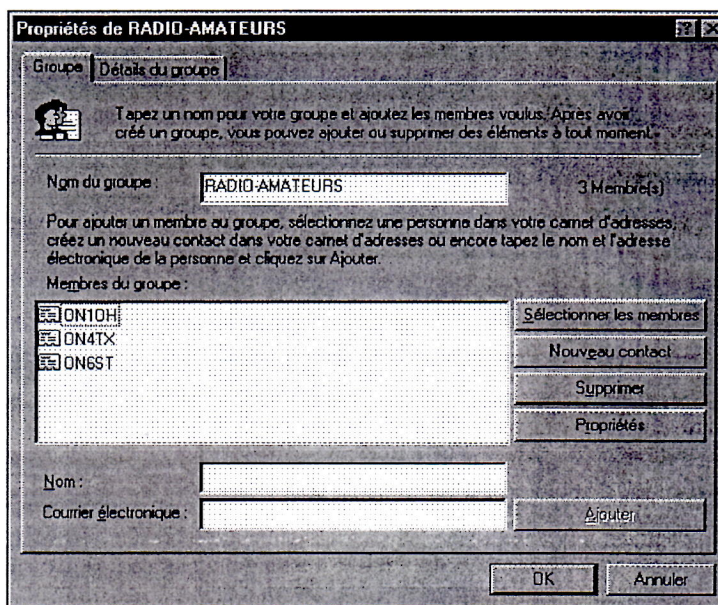
Lorsque vous avez créé un nouveau message dans Outlook, il suffit de cliquer sur **Insertion**, puis sur **Signature** et votre message sera suivi de la signature choisie.

CREER UN GROUPE D'ADRESSES

Vous envoyez souvent des messages à un même groupe de personnes ? Alors il est très facile de rassembler les adresses de ce groupe. Pour créer ce groupe, ouvrez le **carnet d'adresses**, cliquez sur **Nouveau**, puis sur **Nouveau groupe**. Donnez lui un nom et cliquez sur **Sélectionner les membres**. Choisissez les adresses qui correspondent à ce groupe et cliquez sur **OK**.

Voilà, le tour est joué.

Lorsque vous voudrez envoyer votre message à un groupe, ouvrez le carnet d'adresse et tapez le nom de votre groupe. C'est aussi simple que ça. Cette pratique a un double avantage, en temps et en coût ; envoyer un message à un groupe de 3 personnes vous coûtera 3 fois moins cher que de l'envoyer séparément à ces 3 personnes. Le serveur de votre provider fait le travail pour vous. Autant savoir !



Envoyez-nous vos trucs et astuces. Par E-Mail : ON7WR@skynet.be
73 de ON7JG. Jacques Geubel, Rue de Grand Bigard 86 - 1082 Bruxelles.

Standard de fréquence verrouillé sur DCF77

par Michel Stokowski, ON6ST

1ère partie

Encore un ! ... Direz-vous et vous aurez sans aucun doute raison. En effet, les réalisations ne manquent pas dans ce domaine. Il suffit de consulter quelques revues pour s'en convaincre mais chaque réalisation a ses spécificités.

Quelques généralités ...

Un standard de fréquence trouve très vite sa place dans un shack et son utilité n'est plus à démontrer. Ce type de montage a l'avantage de pouvoir être construit sans difficultés insurmontables au moyen de composants courants tout en procurant une précision confortable, une référence donc. Le plaisir de sortir des sentiers battus et celui de fixer, en toute liberté, certaines caractéristiques du montage ont été les plus forts. Je me suis donc lancé dans une aventure toute personnelle. L'idée de devoir approfondir des aspects plus théoriques sur les oscillateurs et PLL était très attrayante d'autant plus que le domaine ne m'était pas particulièrement familier. Le fer à souder et la calculette ont donc été maniés dans chaque main pendant de longs et passionnants moments.

Cette description ne porte que sur la réalisation du maître oscillateur et de son PLL. A l'heure où ces lignes sont couchées sur papier (électronique, hi !) le récepteur VLF n'est pas réalisé et je compte m'inspirer largement de la construction de DJ3RV, décrite dans un article du VHF COMMUNICATIONS (Heft 2/84 et 4/84).

Afin de partir sur de bonnes bases, l'oscillateur se doit d'être précis et à faible dérive. Une solution à oscillateur à quartz placé dans une enceinte thermostatée s'imposa d'évidence. La fréquence choisie fut de 10MHz. Le PLL, plus classique quant à lui, a été réalisé sur base d'un filtre actif comme élément de régulation.

Mais voyons tout cela plus en détail.

L'oscillateur et son four ...

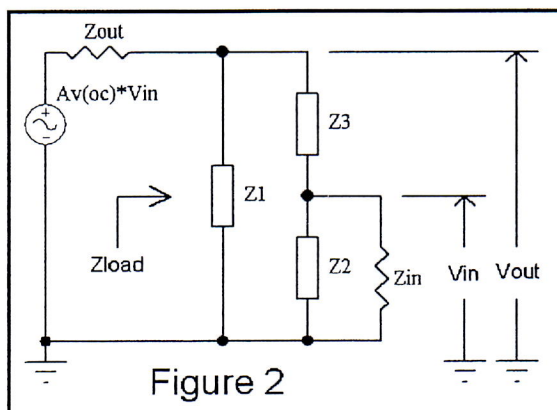


Figure 2

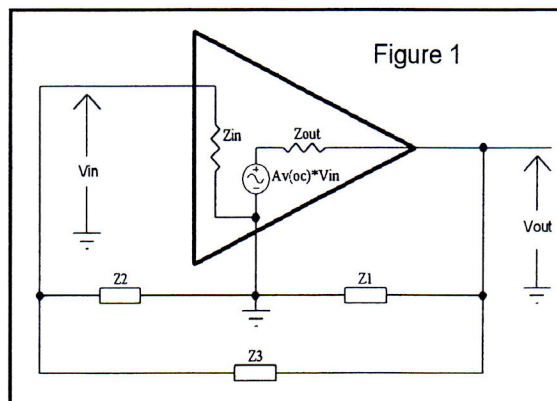


Figure 1

La plupart des oscillateurs HF peuvent être représentés par le circuit équivalent en figure 1. Ces oscillateurs sont caractérisés par le fait qu'ils comportent des circuits résonants dans leurs branches de contre-réaction fixant ainsi la fréquence d'oscillation. Les impédances Z1, Z2 et Z3 sont donc composées de circuits réactifs dont l'arrangement particulier définit un type d'oscillateur bien précis. Par exemple, un Pierce à quartz aura des capacités en Z1, Z2 et un cristal en Z3.

Notre oscillateur peut encore être représenté sous une forme plus pratique (figure 2) permettant d'établir les équations du circuit. On peut écrire ainsi, et je vous fait grâce des développements intermédiaires, la relation qui existe entre le gain de l'étage et les éléments constitutifs du circuit.

La tension d'entrée V_{in} est également la tension de feed-back du montage, soit V_f , qui est définie par le rapport des impédances Z_2 et Z_3 . $Av(oc)$ est le gain en circuit ouvert de l'amplificateur. On part du principe que l'impédance d'entrée Z_{in} a été prévue nettement plus grande que Z_2 .

$$\text{On peut donc écrire que } V_f = V_{in} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \cdot V_{out}$$

$$\text{Le facteur de contre-réaction } B \text{ vaut: } \frac{V_f}{V_{out}} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

La tension de sortie de l'étage vaut:

$$V_{out} = \frac{Z_{load}}{Z_{load} + Z_{out}} \cdot Av(oc) \cdot V_{in} \text{ et le gain de l'étage chargé: } Av = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

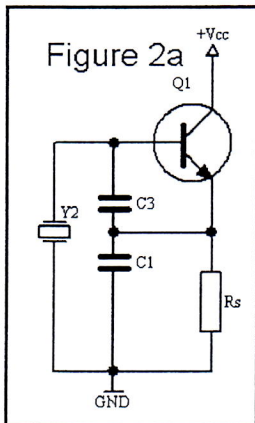
De ces équations de départ il est possible d'établir la valeur du gain de boucle de l'étage, (loop gain) qui est le produit de $B \cdot Av$. On retient de la théorie sur la contre-réaction que si le gain de boucle est égal ou supérieur à l'unité et sa phase de $+ ou - 180^\circ$ on réunit les conditions nécessaires à une entrée en oscillation. (Critère de Barkhausen).

Sachant que, à la résonance, la somme des impédances $Z_1 + Z_2 + Z_3$ est nulle, on peut ainsi arriver à l'expression du gain de boucle:

$$B \cdot Av = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \cdot Av(oc)$$

Il est possible de réécrire la relation liant $Av(oc)$, à la résonance, en fonction de Z_1 et Z_3 :

$$\frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \cdot Av(oc) \geq 1, \text{ ou encore si } Z_1 \text{ et } Z_3 \text{ sont des capacités: } Av(oc) \geq \frac{C_3}{C_1 + C_3}$$



Si on opte pour une structure d'oscillateur comme celle de la figure 2a, on voit qu'un compromis devra être trouvé pour le rapport C_3/C_1 . Il s'agira donc de choisir entre stabilité de l'oscillation et distorsion du signal de sortie. Quelques essais ont montré que, pour ce montage, des valeurs identiques pour C_1 et C_3 réalisaient un compromis acceptable en ce sens.

Vous l'aurez donc deviné! Il a été opté pour un oscillateur Colpitts dont le schéma figure page suivante. L'oscillateur est composé d'un étage J-FET-NPN (Q_1 - Q_2) en source follower de manière à assurer des impédances d'entrée et de sortie correctes. Q_3 sert de tampon et Q_5 effectue une pré-mise en forme pour l'attaque du diviseur du PLL. Une 1ère varicap du côté froid du cristal permet d'ajuster les dérives dans le temps sur une plage de 85Hz au moyen d'un potentiomètre multitours et d'un démultiplicateur. Le potentiomètre est connecté entre A3 et A1 et est alimenté par la même tension que celle de l'oscillateur, soit par les +6V fournis via le régulateur U1. Une seconde varicap, accessible par A2, permet une correction via une tension provenant du PLL. La plage de correction est, cette fois, de $+ et - 5Hz$ par rapport à la fréquence nominale et donc, beaucoup plus étroite que pour la plage de calage en fréquence.

Le potentiomètre est connecté entre A3 et A1 et est alimenté par la même tension que celle de l'oscillateur, soit par les +6V fournis via le régulateur U1. Une seconde varicap, accessible par A2, permet une correction via une tension provenant du PLL. La plage de correction est, cette fois, de $+ et - 5Hz$ par rapport à la fréquence nominale et donc, beaucoup plus étroite que pour la plage de calage en fréquence.

Un mot au sujet du cristal. Il a été taillé pour cette application et son point d'inversion en température est situé à $60^\circ C$. Des mesures à court terme ont montré que la stabilité $\Delta F/F$ intrinsèque de l'oscillateur seul est meilleure que 10-7. Après un repos de 48 heures, le PLL accroche l'oscillateur 1h3/4 environ après la mise en route.

Après quatre mois de repos environ, cet oscillateur s'est recalé à $-4Hz$ près. Tous les espoirs semblent donc permis quant à son comportement futur. Pour les valeurs du schéma, le cristal est un 10MHz, la résonance est parallèle en mode fondamental, la capacité de charge est de 35pF et le point d'inversion en température est à $60^\circ C$.

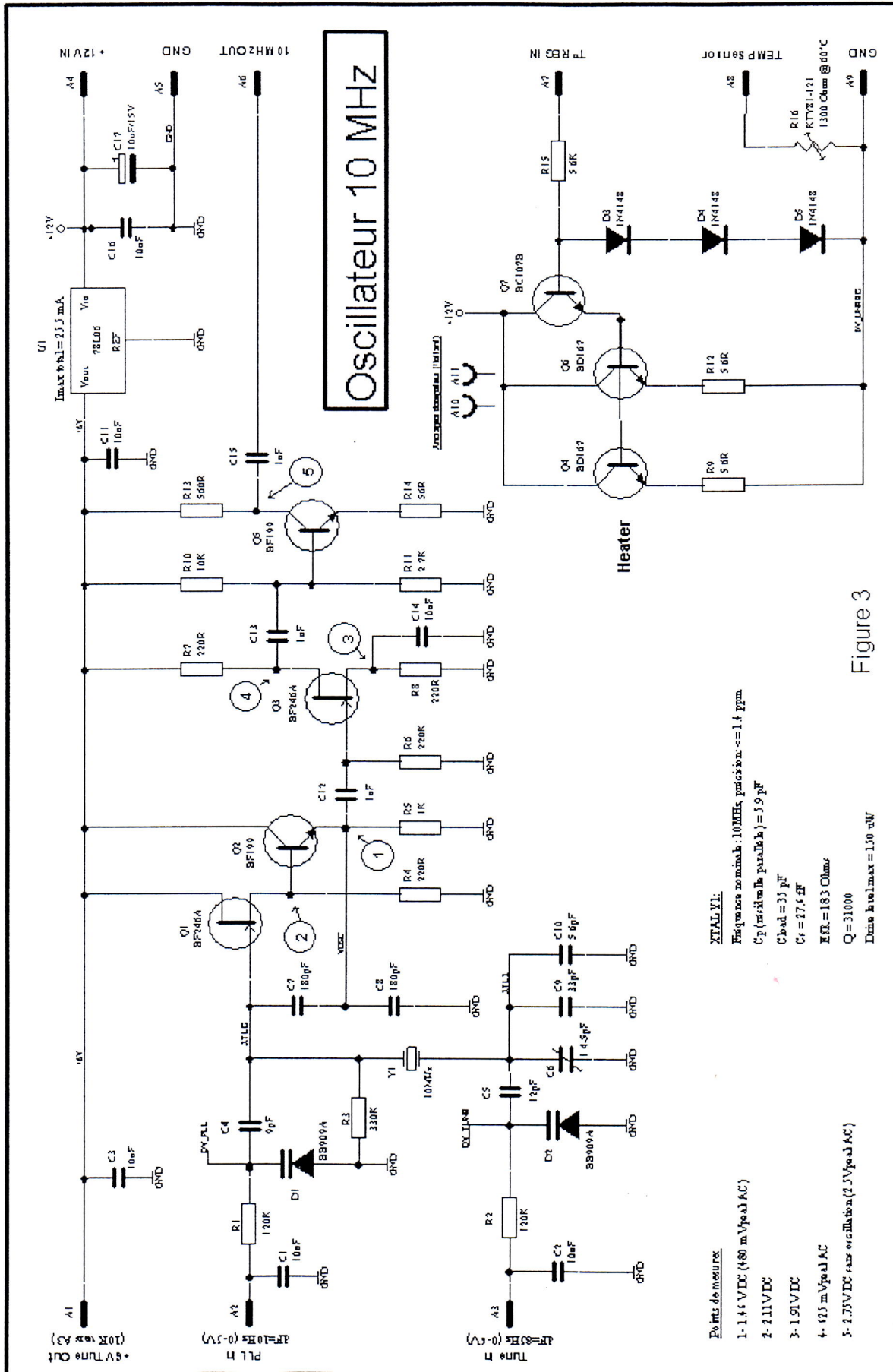


Figure 3

- Points de mesure:**
- 1- 1.45VDC (480 mVpeak AC)
 - 2- 2.11VDC
 - 3- 1.91VDC
 - 4- 63 mVpeak AC
 - 5- 2.73VDC sans oscillation (2.3Vpeak AC)
- XTAL Y1:**
- Fréquence nominale: 10MHz, précision: ±1.4 ppm
 - C_T (résistance parallèle) = 1.9 pF
 - C_{load} = 33 pF
 - C_1 = 27.6 pF
 - IFSR = 18.3 Ohms
 - Q = 31000
 - Donnée k_{relmax} = 130 ppm

Les éléments du chauffage sont constitués par les transistors Q4 et Q6 montés sur un dissipateur en laiton de forme en U de 0.5mm d'épaisseur. Les transistors sont montés en source de courant et pilotés par Q7 afin de soulager l'ampli opérationnel chargé de fournir le signal d'erreur. Un capteur de température (R16), est accessible en A8 pour les besoins de la dite régulation. L'ensemble est monté dans une enceinte en epoxy isolée thermiquement. Le circuit imprimé de 42 x 45mm tient dans un volume isolé au moyen de polystyrène expansé ayant une épaisseur de 10mm. La figure 4 représente le schéma de la régulation du four. Il a été opté pour une régulation proportionnelle-intégrale afin d'assurer une bonne précision dans le contrôle de la température.

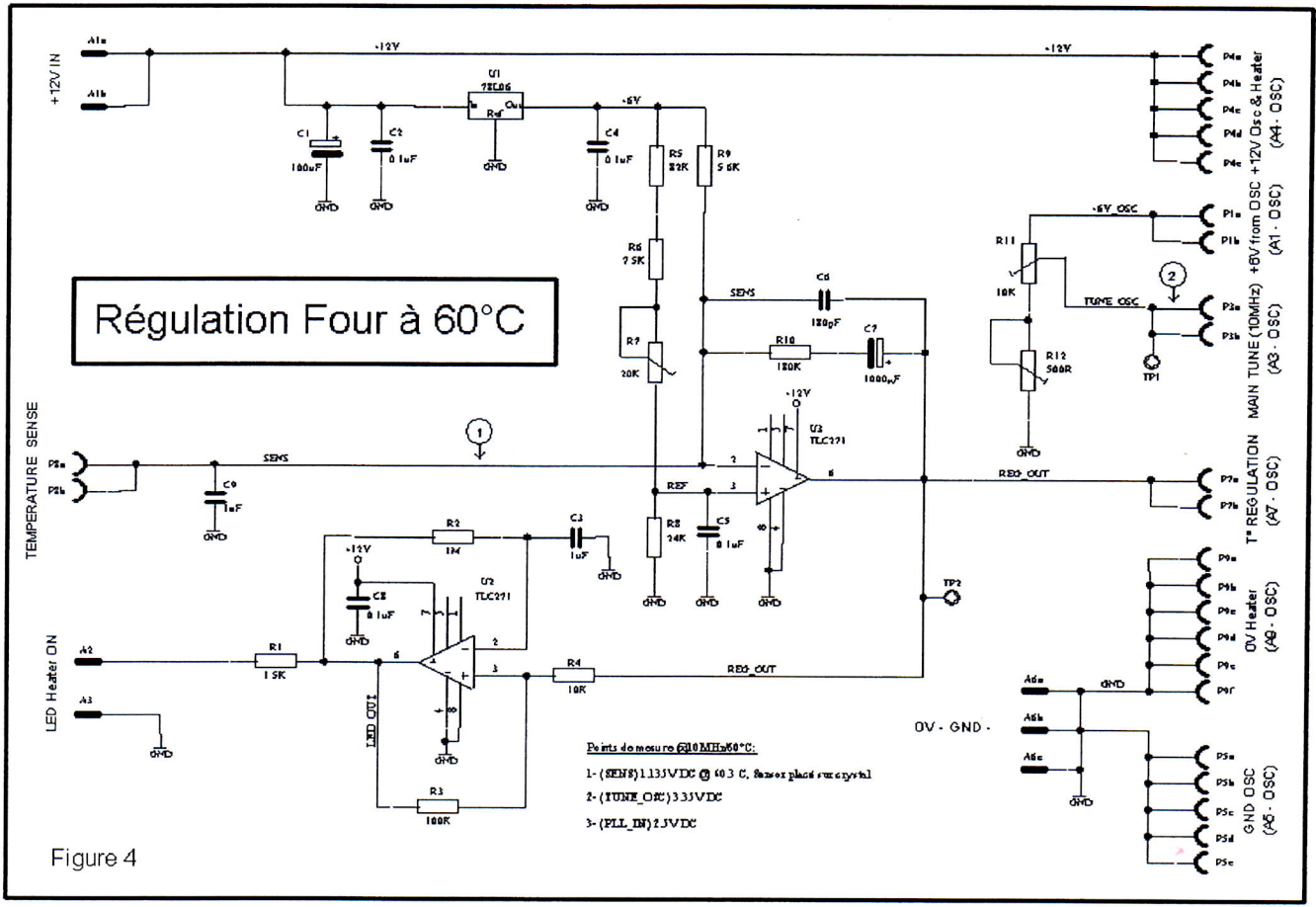


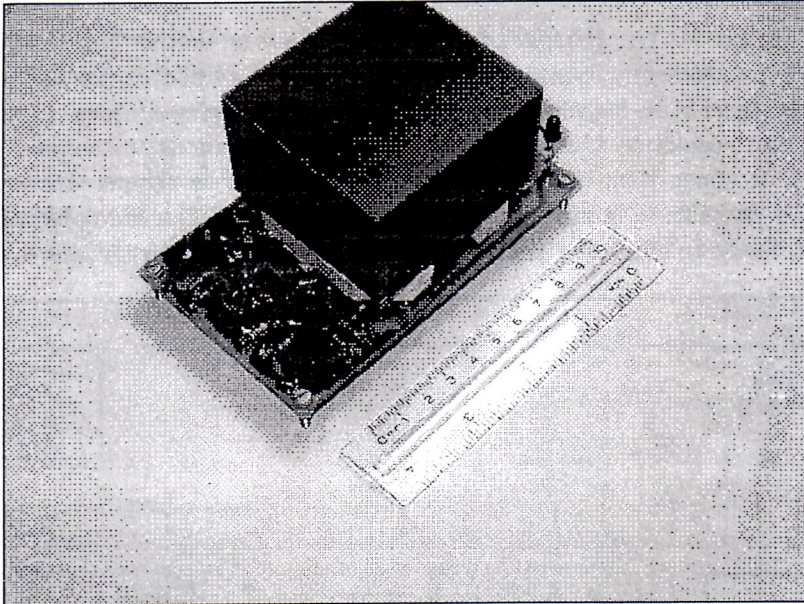
Figure 4

En effet, un système proportionnel pur est affecté d'une erreur d'offset pouvant générer des écarts importants lors de grandes variations de la température ambiante (à gain constant). La valeur de C7 a été déterminée expérimentalement lors du montage définitif de l'enceinte car les caractéristiques thermiques d'un tel ensemble ne sont pas évidentes à évaluer. U3 se charge donc de la tâche de régulation et R7 permet de régler la température à sa valeur de consigne. U2 alimente un voyant à LED qui permet de juger si le four travaille correctement. La LED s'allume d'autant plus longuement et à fréquence plus lente que la température s'écarte de la consigne. A 60°C le rapport cyclique est de $\frac{1}{2}$ environ.

Ci-dessous une vue de l'oscillateur terminé. L'oscillateur est connecté sur une embase et enfiché au moyen de connecteurs tulipe pour circuits intégrés sur la platine de régulation afin de faciliter une maintenance éventuelle. On n'est jamais trop prudent !

Le PLL ...

Afin de maîtriser l'influence des divers constituants et paramètres du PLL, opération indispensable pour mener ce type de réalisation à bien, une approche théorique s'est avérée nécessaire. Je vous livre ci-dessous les grandes étapes de cette réflexion.



La théorie d'un PLL peut être abordée également grâce à la théorie des asservissements.

La figure 5 résume le principe d'un PLL de manière très condensée d'abord.

$G(s)$ et $B(s)$ sont respectivement les produits des fonctions individuelles de transfert dans le sens direct de la boucle et dans le sens du feed-back. $A_i(s)$ et $A_o(s)$ représentent respectivement la phase d'entrée et de sortie.

A ces phases correspondent des signaux d'entrée et de sortie, de fréquence F_i et F_o . La variable 's' est la variable complexe de Laplace. Grâce à la transformée de Laplace il est possible de simplifier les calculs en représentant une fonction du domaine temps $F(t)$ d'un système dans le domaine complexe $F(s)$ en limitant ainsi les manipulations mathématiques à celles d'expressions algébriques, ce qui allège singulièrement le travail.

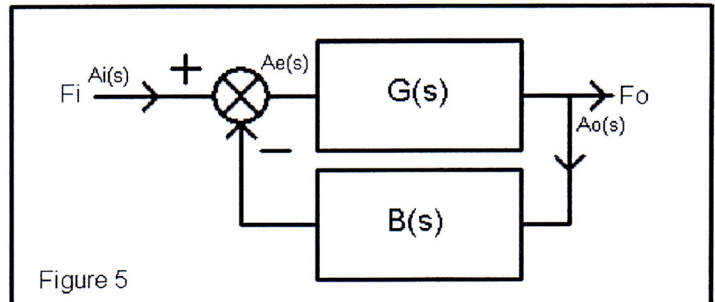


Figure 5

La phase de sortie peut s'exprimer par la relation suivante: $A_o(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot B(s)} \cdot A_i(s)$

On appelle fonction de transfert d'un système, $F(s) = \frac{A_o(s)}{A_i(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot B(s)}$

Si vous regardez cette expression un tantinet de plus près, vous verrez que cette équation est de la même forme que celle rencontrée dans l'étude de la contre-réaction dans les amplificateurs.

Il me semble également utile de préciser les deux notions qui suivent car elles sont parfois confondues dans la littérature, ce qui peut semer une certaine confusion dans les esprits :

- a- Le type d'un système se réfère au nombre de pôles à l'origine du gain de boucle, à savoir, du produit $G(s) \cdot B(s)$.
- b- L'ordre d'un système, par contre, est défini par le degré en 's' le plus élevé de l'expression polynomiale du dénominateur, à savoir, $1 + G(s) \cdot B(s)$, appelée « équation caractéristique » de la fonction de transfert.

Les systèmes de type 2 sont intéressants car l'erreur en sortie est nulle pour une réponse à un échelon du signal d'entrée, tant en position qu'en vitesse. L'échelon en position exprime un saut de phase en radians alors que l'échelon vitesse exprime une rapidité d'accroissement de la phase en radians par seconde. En d'autres termes, cela signifie que le PLL de type 2 aura une bonne réponse en « tracking » contrairement à un PLL de type 1. Ce qui fait la différence entre un type 1 et 2, c'est la structure du filtre employé. Et nous y voilà ! Un type 1 fait appel généralement à un simple filtre RC, passif ou actif. Jetons un coup d'oeil maintenant aux différentes fonctions rencontrées dans le PLL avant de passer aux schémas de l'électronique. Voir la figure 6 ci-après.

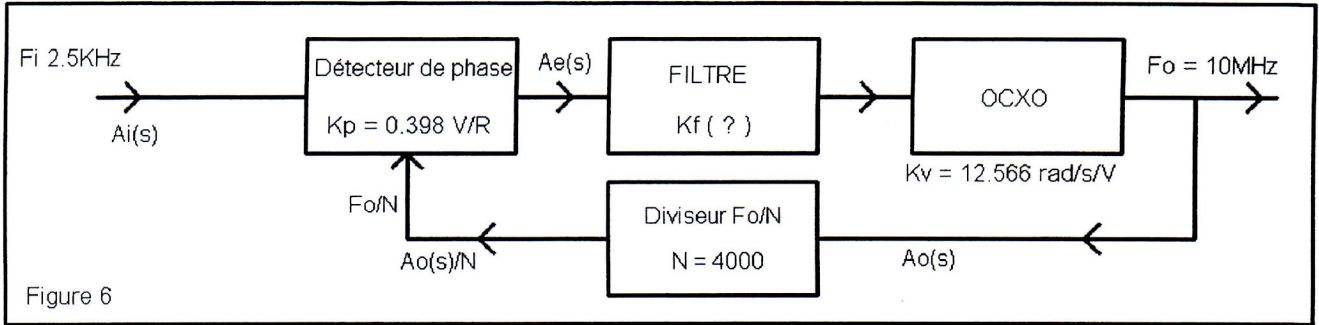


Figure 6

Le signal mis en forme provenant du récepteur DCF77 est d'abord divisé par 31 afin d'obtenir un signal à fréquence de 2.5KHz identique à F_o/N , N étant égal à 4000. A_e est le signal d'erreur issu du détecteur de phase et de fréquence (PC2 d'un 74HC4046) dont le gain de conversion K_p vaut 0.398V par radian de décalage entre les signaux appliqués aux entrées, soit $5V/(4*\pi)$. Pour les raisons déjà évoquées, le filtre choisi n'est pas un RC mais un filtre actif lag-lead. L'oscillateur décrit dans les pages précédentes a, quant à lui, un gain de conversion K_v de 12.566 radian/sec/Volt soit $(10Hz*2*\pi)/5V$.

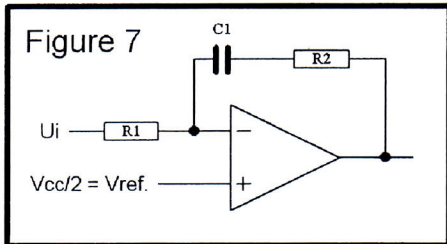


Figure 7

En appliquant la règle décrite lors du commentaire de la figure 5 on peut ainsi rechercher l'expression de la fonction de transfert de la boucle complète du PLL et en retirer les expressions qui permettent de définir les valeurs des éléments du filtre. Ce dernier représente en effet l'inconnue du problème. Soit le filtre en figure 7 et sa fonction de transfert $K_f(s)$, donc le rapport de $U_o(s)/U_i(s)$.

$$K_f(s) = \frac{1 + s \cdot T_2}{s \cdot T_1} \quad \text{avec } T_1 = R_1 C \text{ et } T_2 = R_2 C$$

Tous les éléments nécessaires au calcul de la fonction globale de transfert de la boucle PLL ont été déterminés, soit $F(s)$ cette fonction. En identifiant les facteurs de $F(s)$, on en retire la valeur des grandeurs significatives. Il a été posé $K = K_p \times K_v$.

En identifiant les facteurs de $F(s)$, on en retire la valeur des grandeurs significatives. Il a été posé $K = K_p \times K_v$.

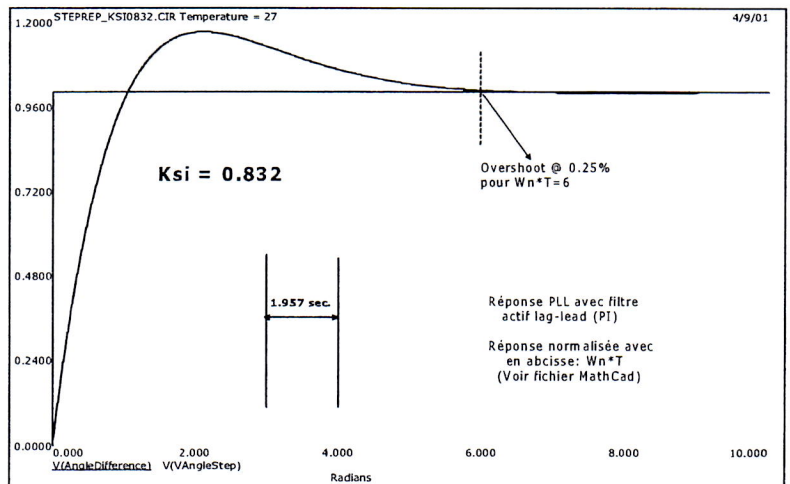
$$F(s) = \frac{N \left(1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot s \right)}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot s + 1}$$

ξ étant le coefficient d'amortissement du système, et ω_n sa fréquence naturelle.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{N \cdot T_1}} \quad \xi = \frac{\omega_n}{2} \cdot T_2$$

$$T_1 = \frac{K}{N \cdot \omega_n^2} \quad T_2 = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \quad R_1 = \frac{K}{\omega_n^2} \cdot \frac{1}{N \cdot C} \quad R_2 = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot \frac{1}{C}$$

De ces expressions, il est possible de retirer la valeur des éléments du filtre après avoir fixé la valeur du coefficient d'amortissement souhaité. Ce coefficient dépend du modèle de réponse désiré à un échelon en position. Il a été opté pour un coefficient théorique de 0.8 qui est devenu 0.832 par la valeur pratique des composants utilisés. La figure ci-contre illustre cette réponse théorique. Ce choix est un bon compromis, le dépassement à un échelon unitaire en position étant de l'ordre de 16%. Ce graphique est normalisé pour $\omega_n = 1$. Un temps de 12 secondes a été choisi provisoirement pour le rétablissement de la phase de sortie à +0.25% de sa valeur en régime établi. On peut ainsi déduire la valeur de ω_n sachant que, en abscisse, $\omega_n \times t = 6$ pour le dépassement fixé. On aura donc une pulsation naturelle ω_n de 0.5 rad./sec. pour la boucle.



Fin de la Ière partie

**Decibels-Volts-Watts Conversion Table
50-Ohm System Terminated**

| dBm | V | P_o | dBm | V | P_o | dBm | mV | P_o | dBm | μV | P_o |
|------------|----------|----------------------|------------|-----------|----------------------|------------|-----------|----------------------|------------|-----------|----------------------|
| +53 | 100.0 | 200 W | +1 | .252 | 1.25 mW | -47 | 1.00 | | -95 | 4.0 | |
| +50 | 70.7 | 100 W | 0 | .225 | 1.0 mW | -48 | 0.90 | | -96 | 3.51 | |
| +49 | 64.0 | 80 W | -1 | .200 | .80 mW | -49 | 0.80 | | -97 | 3.2 | |
| +48 | 58.0 | 64 W | -2 | .180 | .64 mW | -50 | 0.71 | .01 μW | -98 | 2.9 | |
| +47 | 50.0 | 50 W | -3 | .160 | .50 mW | -51 | 0.64 | | -99 | 2.51 | |
| +46 | 44.5 | 40 W | -4 | .141 | .40 mW | -52 | 0.57 | | -100 | 2.25 | .1 pW |
| +45 | 40.0 | 32 W | -5 | .125 | .32 mW | -53 | 0.50 | | -101 | 2.0 | |
| +44 | 32.5 | 25 W | -6 | .115 | .25 mW | -54 | 0.45 | | -102 | 1.8 | |
| +43 | 32.0 | 20 W | -7 | .100 | .20 mW | -55 | 0.40 | | -103 | 1.6 | |
| +42 | 28.0 | 16 W | -8 | .090 | .16 mW | -56 | 0.351 | | -104 | 1.41 | |
| +41 | 26.2 | 12.5 W | -9 | .080 | .125 mW | -57 | 0.32 | | -105 | 1.27 | |
| +40 | 22.5 | 10 W | -10 | .071 | .10 mW | -58 | 0.286 | | -106 | 1.18 | |
| +39 | 20.0 | 8 W | -11 | .064 | | -59 | 0.251 | | | | |
| +38 | 18.0 | 6.4 W | -12 | .058 | | -60 | 0.225 | .001 μW | dBm | nV | P_o |
| +37 | 16.0 | 5 W | -13 | .050 | | -61 | 0.200 | | -107 | 1000 | |
| +36 | 14.1 | 4 W | -14 | .045 | | -62 | 0.180 | | -108 | 900 | |
| +35 | 12.5 | 3.2 W | -15 | .040 | | -63 | 0.160 | | -109 | 800 | |
| +34 | 11.5 | 2.5 W | -16 | .0355 | | -64 | 0.141 | | -110 | 710 | .01 pW |
| +33 | 10.0 | 2 W | | | | | | | -111 | 640 | |
| +32 | 9.0 | 1.6 W | dBm | mV | P_o | dBm | μV | P_o | -112 | 580 | |
| +31 | 8.0 | 1.25 W | -17 | 31.5 | | -65 | 128 | | -113 | 500 | |
| +30 | 7.10 | 1.0 W | -18 | 28.5 | | -66 | 115 | | -114 | 450 | |
| +29 | 6.40 | 800 mW | -19 | 25.1 | | -67 | 100 | | -115 | 400 | |
| +28 | 5.80 | 640 mW | -20 | 22.5 | .01 mW | -68 | 90 | | -116 | 355 | |
| +27 | 5.00 | 500 mW | -21 | 20.0 | | -69 | 80 | | -117 | 825 | |
| +26 | 4.45 | 400 mW | -22 | 17.9 | | -70 | 71 | .1 nW | -118 | 285 | |
| +25 | 4.00 | 320 mW | -23 | 15.9 | | -71 | 65 | | -119 | 251 | |
| +24 | 3.55 | 250 mW | -24 | 14.1 | | -72 | 58 | | -120 | 225 | .001 pW |
| +23 | 3.20 | 200 mW | -25 | 12.8 | | -73 | 50 | | -121 | 200 | |
| +22 | 2.80 | 160 mW | -26 | 11.5 | | -74 | 45 | | -122 | 180 | |
| +21 | 2.52 | 125 mW | -27 | 10.0 | | -75 | 40 | | -123 | 160 | |
| +20 | 2.25 | 100 mW | -28 | 8.9 | | -76 | 35 | | -124 | 141 | |
| +19 | 2.00 | 80 mW | -29 | 8.0 | | -77 | 32 | | -125 | 128 | |
| +18 | 1.80 | 64 mW | -30 | 7.1 | .001 mW | -78 | 29 | | -126 | 117 | |
| +17 | 1.60 | 50 mW | -31 | 6.25 | | -79 | 25 | | -127 | 100 | |
| +16 | 1.41 | 40 mW | -32 | 5.8 | | -80 | 22.5 | .01 nW | -128 | 90 | |
| +15 | 1.25 | 32 mW | -33 | 5.0 | | -81 | 20.0 | | -129 | 80 | .1 fW |
| +14 | 1.15 | 25 mW | -34 | 4.5 | | -82 | 18.0 | | -130 | 71 | |
| +13 | 1.00 | 20 mW | -35 | 4.0 | | -83 | 16.0 | | -131 | 61 | |
| +12 | .90 | 16 mW | -36 | 3.5 | | -84 | 11.1 | | -132 | 58 | |
| +11 | .80 | 12.5 mW | -37 | 3.2 | | -85 | 12.9 | | -133 | 50 | |
| +10 | .71 | 10 mW | -38 | 2.85 | | -86 | 11.5 | | -134 | 45 | |
| +9 | .64 | 8 mW | -39 | 2.5 | | -87 | 10.0 | | -135 | 40 | |
| +8 | .58 | 6.4 mW | -40 | 2.25 | .1 μW | -88 | 9.0 | | -136 | 35 | |
| +7 | .500 | 5 mW | -41 | 2.0 | | -89 | 8.0 | | -137 | 33 | |
| +6 | .445 | 4 mW | -42 | 1.8 | | -90 | 7.1 | .001 nW | -138 | 29 | |
| +5 | .400 | 3.2 mW | -43 | 1.6 | | -91 | 6.1 | | -139 | 25 | |
| +4 | .355 | 2.5 mW | -44 | 1.4 | | -92 | 5.75 | | -140 | 23 | .01 fW |
| +3 | .320 | 2.0 mW | -45 | 1.25 | | -93 | 5.0 | | | | |
| +2 | .280 | 1.6 mW | -46 | 1.18 | | -94 | 4.5 | | | | |