

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

BELGIQUE - BELGIE  
P.P.  
1410 WATERLOO  
6/1429



**ON7WR**

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

Réunion : chaque vendredi à partir de 20 h.

# LA GIGAZETTE

Secrétariat  
Président ON4TX  
Site ON7WR

[on7wr@on7wr.be](mailto:on7wr@on7wr.be)  
[on4tx@skynet.be](mailto:on4tx@skynet.be)  
<http://www.on7wr.be>

N° 105 1<sup>er</sup> Trimestre 2004

De Tout un Peu            ON4TX  
Gain de boucle            ON6ST  
CW sur Internet            ON4MIC

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 sommes dès à présent 81 membres à avoir renouvelé la cotisation à l'ASBL. Pour les distraits, un rappel de cotisation sera inclus dans cette Gigazette. Nous espérons pouvoir compter sur votre contribution, il faudrait que le nombre de membres avoisine cent. Merci aux membres qui ont arrondi leur cotisation à 20, 25 voire 30 €.

### Note du trésorier :

Lors du versement de vos cotisations n'oubliez pas de préciser votre indicatif ou vos coordonnées. Certains ont payé la cotisation sous le nom de jeune fille de leur épouse ce qui nécessite parfois des recherches fastidieuses pour retrouver les coordonnées exactes.

D'avance merci. **Le trésorier on5eg**

**Contests** : ON7WR a remporté le trophée UBA 50 MHz, Multioperator, félicitations à ON7SAT, ON4LDZ et ON7WAT qui se sont investis dans cette activité. Nous avons aussi remporté le trophée 2,3 GHz multioperator, en ne participant pas à tous les contests et en ne le faisant pas trop exprès. A quelques points près on a raté la première place au ON Contest UBA 144 MHz.

**Gigazette** : Nous avons déjà 3 articles à paraître dans la prochaine Gigazette, merci à ON4MIC, ON4KNP et ON4SEB.

### Station Météo :

Laurent Pierard, ONL2956, donne sur son site le WX à Pont-à-Celles. Allez visiter :

<http://users.skynet.be/am042471/html/pontacelles.html>

Un site intéressant à visiter aussi est celui de ON5KN : <http://users.belqacom.net/bn290458/>

ON7NK, **Klerer Johnny** nous a quittés le 8 Avril, terrassé par un anévrisme, il avait 73 ans. Johnny était un habitué de nos réunions du vendredi. Depuis novembre dernier, on ne voyait plus Johnny aux réunions car il n'était plus motorisé. Johnny faisait partie du club dès sa création en 1977 et était un des membres fondateurs de l'ASBL, lorsqu'il était encore ON1KJ. Il a été membre du Conseil d'Administration et trésorier de l'association durant de nombreuses années. Une dizaine d'om du club lui ont rendu un dernier hommage le 10 Avril au Crématorium de Uccle. En ces moments de tristesse, nous pensons beaucoup à son épouse Yolande et à ses trois filles.

Lors de l'AG de l'UBA à Torhout, j'ai appris aussi le décès de **ON5NS**, Serge Vanderhoeven qui était aussi membre du club depuis longtemps, mais qui n'était plus actif depuis de nombreuses années. Il avait fait ses débuts en compagnie de Daniel, ON5ZS lui-même décédé fin 2003.

*LA TRANSITION EST DIFFICILE,*

### Peggy Sue a obtenu sa licence :

Durant la récente opération " événement spécial commémoratif à Buddy Holly" avec le call W5B, Peggy Sue Gerron- Rackam était l'une des opérateurs la plus connue parmi les invités. L'un des succès les plus fameux en 1957 de Buddy Holly était Peggy Sue. Elle avait été à l'école supérieure avec Holly, et plus tard avait marié le drummer de l'orchestre. Peggy Sue a obtenu le call KE5AKW. Maintenant elle projette d'obtenir un call spécial (vanity call). C'est Jerry Allison qui avait convaincu Holly de modifier sa chanson originale titrée "Cindy Lou" en "Peggy Sue", il avait eu raison car la chanson "Peggy Sue" a fait le tour du monde.

## AO 40 :

Un peu d'espoir pour AO-40. Un faible bruit a été entendu sur la fréquence de la balise 2,4 GHz de AO-40. Il y a de l'espoir que le satellite soit encore en vie. AO-40 est silencieux depuis le 27 janvier suite à une chute de tension soudaine des batteries. Les contrôleurs au sol du satellite pensent que une ou plusieurs cellules de la batterie sont court-circuitées et sont au cœur du problème. VK5HI, Colin Hurst de l'équipe de commande de AO-40 rapporte que le 9 mars entre 0310 et 0320 UTC (orbite 1541) un pic de bruit de 4 à 5 dB a été entendu au voisinage de la fréquence de la balise, après avoir effectué une séquence de commande de reset au satellite. Après avoir écouté environ 15 s, il a émis une commande de fermeture de l'émetteur et le bruit a disparu.

On a appris le décès d'un pionnier du Moonbounce, **W6PO, Bob Sutherland** de San Mateo, Californie à l'âge de 78 ans. Il a été très actif entre les années 1960 et 1980. Il était le premier amateur de la côte Ouest des USA à avoir effectué une liaison EME sur la bande des 1.2 GHz entre W6HB (Eimac Radio Club) et W1BU. Il a été employé par la firme Eimac durant près de 50 ans, et a développé plusieurs amplis de puissance basés sur les tubes EIMAC.

**Leslie A. Moxon, G6XN** est aussi décédé le 3 mars, il avait 95 ans et probablement le plus ancien des opérateurs-radio amateurs en Grande-Bretagne. Il était licencié en 1928, mondialement connu dans la communauté des radio-amateurs par ses écrits sur les antennes et en particulier en 1982 son HF Antennas Book for All Locations. Durant la 2<sup>ème</sup> guerre mondiale, il était impliqué dans un travail top-secret pour développer le RADAR. Il a travaillé jusqu'en 1969 pour le compte du gouvernement comme spécialiste radio. Son fils, David se rappelle que leur jardin n'était qu'une plantation d'antennes. Il aimait de vivre au sommet des collines, c'était disait-il le qth idéal pour la bonne propagation des ondes.

## NEW MORSE "@" CHARACTER BECOMES OFFICIAL MAY 3

Le codé morse international va s'enrichir d'un nouveau caractère le 3 Mai. Il s'agit du caractère qui est maintenant familier : @. Ce seront les lettres "AC" transmises ensemble (. - - . - .). Connu comme le "at commercial" ou "Arobase". Pour en connaître plus sur l'histoire de l'Arobase, voir : <http://www.iclve.com/frenchclve/sabircyber/arobase.htm>

## Des Amateurs reçoivent Mars Express !

Charles Suckling, G3WDG utilisant comme il le dit lui-même, un système mis rapidement ensemble, a reçu un signal en Grande-Bretagne du satellite Mars Express de l'Agence Spatiale Européenne. Malheureusement le véhicule Beagle 2 qu'il portait a été perdu à l'atterrissage pendant la période de Noël. Charlie rapporte qu'il a entendu le signal de Mars Express dans la bande X (8.4 GHz) le 9 décembre en utilisant une parabole de 3 m. Dans un message à James Miller, G3RUH qui lui avait procuré les renseignements nécessaires afin de mettre en place son équipement, Charlie décrivait que le NF du système était de l'ordre de 1 dB et il utilisa l'hélice de Miller de 2,25 tours (LHCP) pour la bande S mais taillée pour le 8,4 GHz. Les signaux étaient assez consistants durant 2 heures. Le niveau était approximativement de 0 dB de NF dans 2.5 kHz. G3WDG ajoutait que ce ne fut pas trop difficile de localiser le signal durant une dizaine de minutes de recherche +/- 100 kHz et corrigeant l'azimut et l'élévation.

Des radioamateurs allemands ont aussi entendu le signal de Mars Express avec une installation plus sophistiquée à Bochum utilisant une parabole de 20 m de diamètre. ODX de l'ordre de 159 millions de km.

## Satellite ROSETTA de l'ESA :

Le 2 mars 2004, Rosetta a été lancé pour son grand voyage dans l'espace profond. Des essais ont été effectués pour recevoir les signaux. Le 20 mars, Freddy, ON6UG a reçu de forts signaux et données à l'aide de la parabole de 20 m de l'Observatoire de Bochum. La distance au satellite était en ce moment de 5,8 millions de km. Mais avec des moyens plus modestes, Peter, DJ9PC dans les îles Canaries a reçu les signaux à l'aide d'une parabole offset de 1 m avec un illuminateur en hélice de 5 ½ tours le 19 mars à 08:48 UTC sur 8421,631 MHz. G3WDG utilisant une parabole de 3 m de diamètre, et visant approximativement la direction a entendu les signaux plusieurs jours de suite avec des signaux assez forts. Les informations de tracking se trouvent sur : <http://ssd.jpl.nasa.gov/horizons.html> . Si vous désirez plus de détails et écouter les signaux, vous pouvez aller sur le site : <http://www.amsat-dl.org/p5a/rosetta.htm>

*Pour ceux que cela intéresse, on a toujours une parabole de 3 m de diamètre, pour effectuer une activité similaire, yaqua...*

## LICENCE DE BASE :

Le nombre de radioamateurs ne faisant que diminuer, l'UBA a pris plusieurs dispositions. L'une de ces dispositions est une proposition pour modifier le système de licences de radioamateur, par lequel, le niveau des connaissances est réduit. Cette expérience a été faite en Angleterre et elle a amené une augmentation significative du nombre de radioamateurs. L'examen comporte une partie théorique et une partie pratique. La détention d'une licence de base donne accès à toutes les bandes radioamateurs entre 1.8 et 440 MHz, mais **sans** la bande des **10 m** et avec une puissance d'émission réduite, **10 W** dans les bandes jusque 50 MHz et **50 W** pour les bandes de 144 et 430 MHz. On ne peut utiliser que du **matériel commercial**.

L'IBPT souhaite que les associations de radioamateurs ne se limitent pas à organiser des épreuves pratiques, mais qu'elles offrent aussi la formation nécessaire pour les épreuves théoriques et pratiques.

L'épreuve pratique est organisée par une des associations de radioamateurs reconnue en présence d'au moins 3 radioamateurs qui ont reçu l'autorisation de l'IBPT. L'épreuve doit être organisée dans un endroit, à une date et heure connus d'avance. Un contrôle de l'IBPT est toujours possible. Le candidat qui réussit l'épreuve pratique reçoit une attestation qui lui permet de se présenter à l'épreuve théorique organisée par l'IBPT.

Dans ce sens, j'ai essayé de recruter au moins 3 examinateurs et un instructeur en envoyant des mails (13) il y a déjà plusieurs semaines aux om du Conseil d'Administration, et aux om les plus actifs ou plus présents aux réunions. A ce jour je n'ai reçu que 3 réponses. Je suis plutôt découragé devant cet état de chose, pensant que c'était le moment rêvé pour recruter de nouveaux membres. Lorsque je laisse aller les choses à l'initiative des membres, on me rétorque que je devrais plus communiquer pour avoir de l'aide et lorsque je communique, on ne me répond pas. Alors je pense qu'un jour il faudra crever l'abcès et tirer les conclusions qui s'imposent de cette incompréhension.

## PROCHAINES BROCHANTES

Zottegem, le 30 mai

Friedrichshafen, les 25, 26 et 27 juin

La Louvière, 3 octobre

Mortsel, 16 octobre

Zelzaete, 16 novembre et St Truiden, 19 décembre

# LA TELEGRAPHIE SUR INTERNET

## PAR ON1MIC °

Vous connaissez peut être déjà Echolink, un programme qui permet des contacts en phonie via le net entre radioamateurs ?

Il existe aussi InterAce, qui permet de faire de la SSTV via Internet.

Si ces deux modes de communication radio se retrouvent maintenant sur Internet, il fallait s'attendre à ce qu'un jour on puisse faire de la télégraphie directement via le Net.

C'est chose faite depuis quelque temps déjà grâce à un programme gratuit que l'on peut trouver sur Internet, à la page <http://www.mrx.com.au/> et sur lequel il est loisible, entre autre, de downloader le fichier CW Communicator.

L'installation sur le pc se fait aisément et, au lancement de ce programme, il vous faudra le configurer un peu pour le personnaliser.

Il est loisible de manipuler via le clavier, les deux boutons de la souris, un joystick ou en connectant une pioche ou un manipulateur iambique sur le port parallèle du pc via une DB25.

A chaque lancement du programme, il faudra retourner dans les configurations pour re-sélectionner le port com car, par défaut, il revient toujours sur le clavier.

Dans les configurations, il est permis aussi de choisir la vitesse de transmission désirée et si vous souhaitez une traduction simultanée dans la fenêtre du programme ou pas.

Pour voir si d'autres sont connectés sur le site permettant de faire de la télégraphie, il suffit de cliquer sur le bouton représentant un écran d'ordinateur. Vous arriverez ainsi sur une page Web <http://morsecode.dyndns.org/>

Un petit tableau se présentant sous la forme

Index	Frequency	Call Sign
1	1000	ON4MIC - ERIC

Frequency est en fait le numéro d'un canal, par défaut le 1000 mais, il est possible de choisir un canal entre 1 et 65500 (si mes souvenirs sont bons !)

Le canal 1000 est en général celui où l'on peut trouver des débutants dans l'utilisation de CW Communicator.

Pour vous connecter, vous aussi, il faut juste cliquer sur le bouton représentant une mappemonde. Vous verrez apparaître un message comme celui-ci :

11.34 DE IONOSPHERE: CONNECTED!

11.34 étant l'heure à laquelle vous vous connecterez  
DE IONOSPHERE le serveur sélectionné dans la fenêtre *connecté*  
Et CONNECTED ! Vous signalant que vous êtes connecté.

Et maintenant ?

Sur la page WEB <http://morsecode.dyndns.org/> choisissez un canal sur lequel se trouve déjà quelqu'un : de retour dans le programme CW Communicator, entrez le numéro de canal correspondant dans la case blanche, dans le bas du programme. Appuyez sur Enter ...et vous voilà sur le canal choisi.

Maintenant, place à la télégraphie !! A vous de lancer CQ ou appeler directement le correspondant en attente.. son indicatif est repris dans le tableau de la page Web <http://morsecode.dyndns.org/>

Bon, c'est bien ok ! Mais ce n'est vraiment plus de la radio !!  
Entièrement d'accord avec vous ... mais cela reste de la télégraphie !!

Une application évidente, c'est l'utilisation que l'on peut faire de ce programme pour apprendre, étudier et se perfectionner en télégraphie.

Il suffit qu'un apprenti élève se mette en contact avec un télégraphiste pour fixer un sked sur un canal précis... Le texte ou le QSO peut s'engager ... et l'élève peut, à tout moment, voir si ce qu'il a décodé correspond bien à ce que son professeur lui a envoyé simplement en comparant avec le texte affiché à l'écran.

Pas de QRM, pas de QSB ... et pas de problème de propagation selon la saison ... une horreur pour un radioamateur mais une bénédiction pour un apprentissage de la télégraphie !!

On pourrait même imaginer une équipe de volontaires qui, chacun à son tour, animerait un cours ou un QSO CW via ce système à l'intention des débutants.

Ainsi, chaque jour de la semaine, on pourrait suivre un cours pratique ... et manipuler soi-même !

On pourrait aussi imaginer des canaux choisis en fonction de la vitesse des opérateurs (par ex : 14013 pour la vitesse 13 wpm , 14018 pour 18 wpm etc...)

L'outil est à disposition, à nous de l'exploiter au mieux !

Pour toutes informations complémentaires ou simplement pour un sked pour essai, vous pouvez me contacter par email : [on4mic@skynet.be](mailto:on4mic@skynet.be)

73's de Eric ON4MIC

# EVALUER le GAIN de BOUCLE d'un SYSTEME

Par Michel Stokowski, ON6ST

L'intérêt de la mesure du gain de boucle de systèmes munis d'une rétro-action comme les amplificateurs ou systèmes asservis n'est plus à démontrer. Différentes méthodes ont été pensées à cet effet. Voir [1] et [2] en bibliographie.

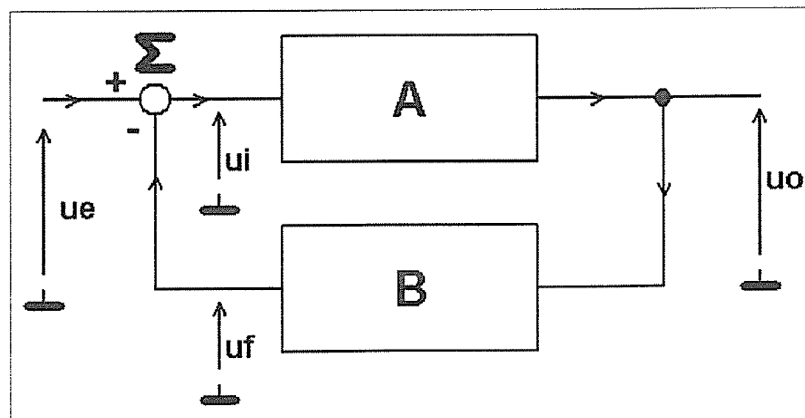
Bien souvent, il s'agit d'une démarche qui rebute si la tâche est à accomplir manuellement. En effet, elle implique nécessairement du calcul, un tracé de diagrammes comme ceux de BODE entre autres, ainsi que du temps disponible. Heureusement, les nombreux simulateurs de schéma en électronique présents sur le marché se révèlent être des auxiliaires très précieux en cette matière. Ils offrent confort, rapidité, précision, et exactitude dans le traitement de nombreux problèmes dont celui évoqué ci-dessus.

L'objectif de ce document n'est pas de réinventer la roue mais de redécouvrir la méthode citée en [1] et [6], en faisant appel à un raisonnement parmi d'autres possibles, sans aucun doute. Cette synthèse devrait permettre une assimilation solide de cette technique, son utilisation à bon escient et la maîtrise de ses limitations. En effet, les documents originaux décrivant ces théories comme celle en [6] sont anciens et semblent être difficilement accessibles à l'heure actuelle. De plus, les littératures évoquant ce sujet pèchent souvent par leur concision ce qui les rend un peu hermétiques à une bonne compréhension.

## 1- Rappel de la problématique et de quelques notions :

Beaucoup de systèmes munis d'une contre-réaction ou d'une information de retour destinée à être comparée ou soustraite à une grandeur d'entrée peuvent être représentés comme en figure 1. La soustraction du signal de "feed-back" se rencontrant un peu plus fréquemment en pratique, c'est cette convention qui sera adoptée. Imaginons, dans un premier temps, que la transmittance 'A' ait une impédance de sortie très faible vis-à-vis de l'impédance équivalente 'Z<sub>e</sub>' vue à l'entrée de la chaîne de contre-réaction 'B'.

Figure 1: principe d'un système en boucle fermée



On peut donc écrire en vertu de ce qui vient d'être énoncé :

$$u_o = u_i \cdot A \quad , \quad u_e - u_f = u_i \quad , \quad u_f = u_o \cdot B \quad \text{d'où} \quad u_o = A \cdot (u_e - u_f) \quad \text{et} \quad A \cdot u_e = u_o \cdot (1 + A \cdot B)$$

La fonction de transfert du système peut donc s'écrire:  $G = \frac{A}{1 + A \cdot B}$  ou encore  $G = \frac{u_o}{u_e}$

Le terme constitué par le produit de 'A' et 'B' porte le nom de gain de boucle. Ou en anglais, "open loop gain", "loop gain" ou "return ratio". Dans les dispositifs réels, 'A' et 'B' dépendent souvent de la fréquence et le cas échéant, introduisent un déphasage.

Si 's' est la variable complexe qui vaut 'j $\omega$ ' en régime harmonique, l'expression du gain du système s'écrit comme suit:

$$G(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s) \cdot B(s)} \quad \text{et avec pour le gain de boucle : } T(s) = A(s) \cdot B(s) \quad \text{et } T(s) = \frac{u_f(s)}{u_i(s)}$$

Si le terme 'A\*B' est positif, il y a contre-réaction, le gain en boucle fermée est bien défini et le système sera stable. Si ce terme devient inférieur ou égal à -1, il y aura réaction positive et source d'instabilité. On pourrait tenir le même raisonnement en ce qui concerne le gain en courant d'un tel système. On voit aisément que, selon le dispositif à réaliser, amplificateur ou oscillateur, l'étude de ce gain de boucle prendra une importance toute particulière.

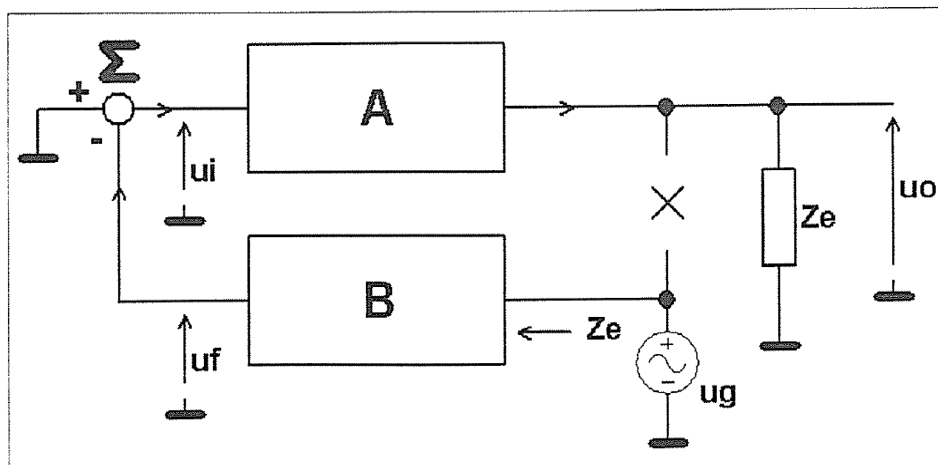
La stabilité relative d'un système devra donc être appréciée dans une configuration en boucle ouverte ce qui n'est pas aisément réalisable en pratique. D'où encore, l'intérêt de la simulation. La boucle devra être ouverte dans sa chaîne de retour, par exemple, et un signal de "test" sera injecté à cet endroit. Le signal mesuré au point d'entrée de la boucle sera comparé en grandeur et en phase à celui retourné au point opposé. Cet examen devra être réalisé pour un cycle complet du décalage de phase, à savoir, 180° dans notre cas car le signal en sortie du bloc 'B' est soustrait du signal d'entrée. En fait, cette analyse est également correcte lorsque l'ouverture de la boucle se fait dans la chaîne directe mais elle se démontre plus aisément lorsque la coupure s'effectue dans la chaîne de retour.

Si le gain en boucle ouverte vaut l'unité avec un déphasage valant 180°, le système sera instable car la sortie alimentera sa propre entrée en boucle fermée. Donc, le nombre de degrés de déphasage relevé par rapport à 180°, lorsque le gain (en dB) est nul, nous indique la marge de phase de laquelle on dispose avant instabilité du système. De même, le nombre de dB disponibles par rapport à 0 dB mais à un déphasage de 180° nous donnera la marge de gain du système. Si la marge de phase est inférieure à 45° le système sera le siège d'un "peaking" en régime harmonique d'autant plus important que l'on se rapprochera de 0°. De même, le circuit générera du "ringing" en réponse à un échelon de tension à l'entrée.

On voit donc qu'une telle analyse peut se révéler déterminante dans l'étude du comportement d'un système.

## 2- Ouverture "physique" de la boucle simulée

Figure 2: coupure "physique" de la boucle





Effectuer la mesure du gain de boucle comme illustré en figure 2 pourrait affecter la qualité des résultats, selon la topologie en examen, surtout si la coupure se fait sans en évaluer les conséquences.

2.1- La coupure de la boucle doit être vue comme une coupure effectuée au sens alternatif "AC" du terme. En effet, il ne peut y avoir de coupure au sens "DC" sous peine d'altérer les niveaux de tension qui fixent les points de fonctionnement du circuit. A ces points de repos correspondent les valeurs dynamiques "petits signaux" qui seront prises en compte lors d'une analyse en régime harmonique.

2.2- La coupure de la boucle implique de devoir dupliquer l'impédance équivalente ' $Z_e$ ' vue à l'entrée de la chaîne de contre-réaction. ' $Z_e$ ' est alors à placer en sortie du système afin de garantir un comportement identique du circuit. Ce calcul peut constituer une difficulté supplémentaire et pas nécessairement aisée à surmonter. L'impédance ' $Z_e$ ' venant charger le système, ' $A$ ' représente le "loaded gain" du système.

2.3- La source extérieure active en conditions normales de fonctionnement est annulée et seule son impédance interne reste en circuit. C'est la source délivrant la tension ' $u_g$ ' qui pilote le circuit en boucle ouverte.

Les méthodes citées en bibliographie ont chacune leur approche spécifique afin d'apporter une réponse à ces contraintes. Elles livrent des résultats similaires mais celle développée en [1] étant plus rigoureuse sur le plan de la mise en oeuvre, c'est cette méthode qui sera approfondie dans la suite de l'exposé.

### 3- Gain en boucle ouverte du système:

On déduit aisément les expressions suivantes de la figure 2:

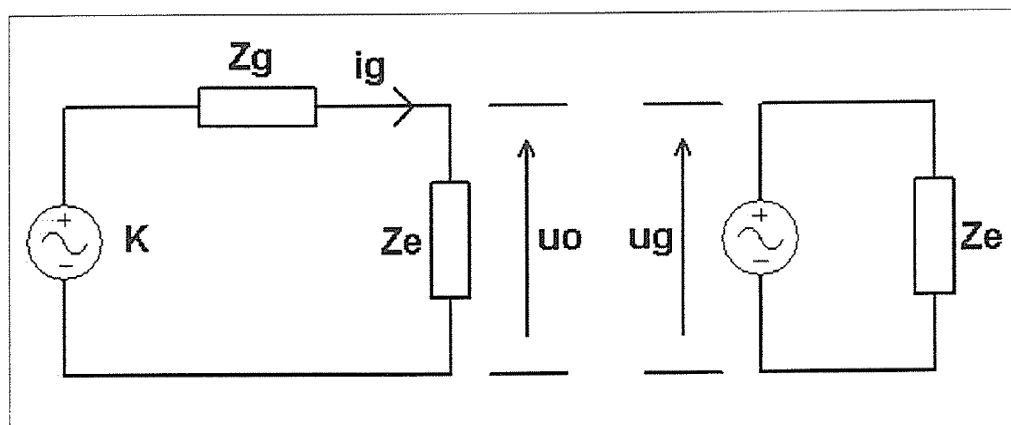
$$u_i = -u_f \quad , \quad \text{ainsi que} \quad u_o = -A \cdot u_f \quad \text{et} \quad u_f = B \cdot u_g \quad \text{d'où, on peut écrire} \quad u_o = -u_g \cdot A \cdot B.$$

$$\text{Si on pose} \quad K = A \cdot B \quad \quad K = -1 \cdot \frac{u_o}{u_g} \quad \text{'K' est la transmittance du système en boucle ouverte.}$$

Cette relation exprimant la valeur de 'K' n'est cependant valable que si l'impédance de sortie de la source constituée par ' $K \cdot u_g$ ' est très inférieure à ' $Z_e$ ' elle-même très élevée. Soit ' $Z_g$ ' cette impédance de sortie. Ces conditions n'étant pas nécessairement toujours rencontrées dans la réalité, il conviendra alors de prendre également en compte le gain en courant du système.

Tenant compte de ce qui vient d'être énoncé au niveau des impédances, le système en boucle ouverte de la figure 2 peut se mettre sous une forme équivalente visible en figure 3.

Figure 3: schéma équivalent



On peut établir les relations qui suivent à partir de la maille dans laquelle s'établit le courant ' $i_g$ ' :

$$K \cdot u_g - i_g \cdot Z_g - i_g \cdot Z_e = 0$$

or  $i_g \cdot Z_e = u_o$ , ce qui donne  $u_o = K \cdot u_g - i_g \cdot Z_g$ , ou encore  $u_o = K \cdot u_g - Z_g \cdot \frac{K \cdot u_g}{Z_g + Z_e}$

$$u_o = K \cdot u_g \cdot \left( 1 - \frac{Z_g}{Z_e + Z_g} \right) \quad \text{ou encore} \quad u_o = K \cdot u_g \cdot \frac{Z_e}{Z_g + Z_e}$$

Soit T le gain du système et  $-T = \frac{u_o}{u_g}$  (3.1) ou  $-T = K \cdot \frac{Z_e}{Z_g + Z_e}$  (3.1a)

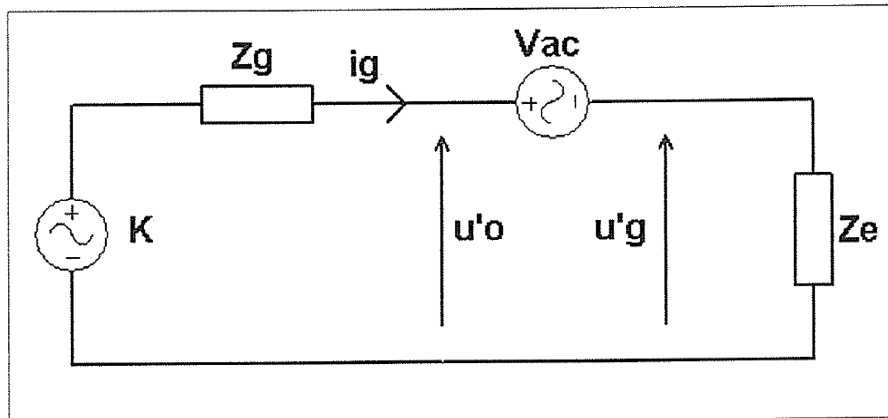
L'objectif à atteindre à présent sera triple :

- il s'agit de mesurer les grandeurs permettant d'exprimer les gains ' $T_i$ ' et ' $T_v$ ', respectivement gains en courant et tension du circuit.
- la méthode adoptée pour effectuer la mesure de ces grandeurs doit respecter la topologie du circuit et répondre aux contraintes évoquées au §2.
- il y aura lieu ensuite d'exprimer le gain 'T' en fonction des gains ' $T_i$ ' et ' $T_v$ '.

#### 4- Gain en tension du système:

On insère une source de tension ' $V_{ac}$ ' dans la boucle à l'endroit choisi pour la coupure qui est schématisé par une croix en figure 2. Les conditions évoquées au §2 sont remplies car la source possède une résistance interne nulle. Le courant ' $i_g$ ' délivré en sortie est identique à celui consommé à l'entrée et on en calcule l'effet exercé sur les tensions ' $u_o$ ' et ' $u_g$ ', comme illustré en figure 4.

Figure 4: calcul du gain en tension



On peut ainsi déduire les expressions suivantes de ce schéma:

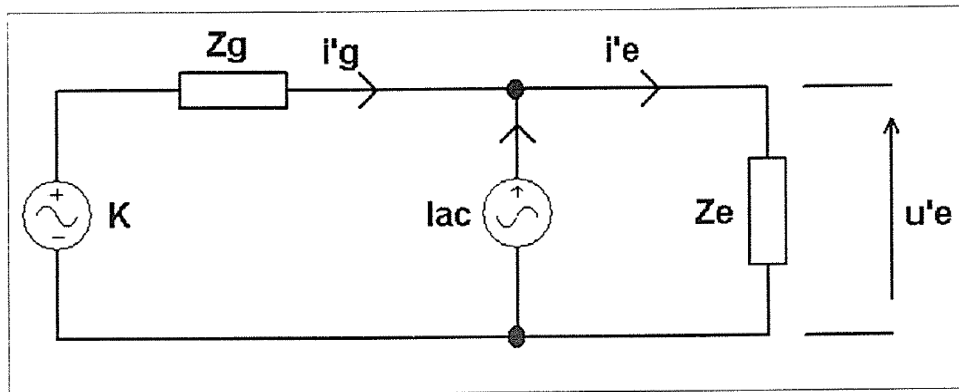
$$u'_o = K \cdot u'_g - Z_g \cdot \frac{u'_g}{Z_e} \quad \text{et en transformant :} \quad u'_o = u'_g \cdot \left( K - \frac{Z_g}{Z_e} \right)$$

On obtient le gain en tension en boucle ouverte :  $-T_v = \frac{u'_o}{u'_g}$  (4.1)  $-T_v = K - \frac{Z_g}{Z_e}$  (4.1a)

## 5- Gain en courant du système :

On injecte un courant à l'endroit souhaité de la coupure de la boucle au moyen d'une source de courant 'I<sub>ac</sub>'. Ce courant génère deux composantes 'i'<sub>g</sub>' et 'i'<sub>e</sub>', comme illustré en figure 5. La résistance interne de cette source est infinie et le fonctionnement de la boucle n'est pas perturbé car 'Z<sub>e</sub>' voit une impédance infinie à ses bornes. La tension en entrée, aux bornes de 'Z<sub>e</sub>', est maintenue identique à celle présente en sortie puisque le noeud est commun.

Figure 5: calcul du gain en courant



On déduit de cette même figure les expressions qui mènent au gain en courant :

$$K \cdot u'_e - i'_g \cdot Z_g - u'_e = 0 \quad \text{Or, à l'entrée } u'_e = i'_e \cdot Z_e \quad \text{et on obtient} \quad i'_e \cdot Z_e \cdot (K - 1) = i'_g \cdot Z_g$$

$$\text{Le gain en courant vaut : } -T_i = \frac{i'_g}{i'_e} \quad (5.1) \quad \text{ou encore } -T_i = \frac{Z_e}{Z_g} \cdot (K - 1) \quad (5.1a)$$

## 6- Expression de 'T' (en fonction de 'T<sub>i</sub>' et 'T<sub>v</sub>') :

$$\text{De l'expression (4.1a) on tire : } -T_v = \frac{K \cdot Z_e - Z_g}{Z_e}$$

$$\text{On isole la valeur de 'Zg' et on obtient : } Z_g = Z_e \cdot (K + T_v) \quad (6.1)$$

La valeur de 'Zg' obtenue en (6.1) est placée dans l'expression de 'T' en (3.1a), ce qui donne :

$$-T = K \cdot \frac{Z_e}{Z_e \cdot (K + T_v) + Z_e} \quad \text{et en simplifiant, le gain 'T' devient : } -T = \frac{K}{K + T_v + 1} \quad (6.2)$$

La valeur trouvée pour 'Zg' en (6.1) est remplacée dans l'expression de 'T<sub>i</sub>' en (5.1a),

$$\text{d'où : } -T_i = \frac{Z_e}{Z_e \cdot (K + T_v)} \cdot K - 1 \quad \text{et } -T_i = \frac{K - 1}{K + T_v} \quad (6.3)$$

$$\text{De l'expression (6.3) obtenue pour 'T<sub>i</sub>', tirons la valeur de 'K' et } K = \frac{1 - T_v \cdot T_i}{1 + T_i} \quad (6.4)$$

En remplaçant la valeur obtenue pour K en (6.4) dans l'expression de 'T' en (6.2) on obtient la valeur finale du gain 'T' du système, soit :

$$-T = \frac{1 - T_v \cdot T_i}{T_v + T_i + 2} \quad \text{Multiplions chaque membre par '-1' et on a enfin : } T = \frac{T_v \cdot T_i - 1}{T_v + T_i + 2} \quad (6.5)$$

Un examen attentif de l'expression de 'T' en (6.5) permet de constater que c'est le gain le plus faible qui sera déterminant dans le comportement du système.

### 7- Mise en oeuvre pratique de la méthode :

Une analyse du gain de boucle d'un système peut se résumer en quelques étapes :

a) Une première version du circuit à examiner sera dessinée. Le cas échéant, la tension de la source extérieure pilotant le circuit sera annulée. Il y aura lieu de déterminer ensuite le point d'insertion de la source de tension 'Vac' d'une manière judicieuse. Il est préférable de localiser ce point sur une sortie qui est en basse impédance. Le principe du calcul du gain en tension est illustré en figure 6. Si 'Z<sub>out</sub>' est très inférieure à 'Z<sub>in</sub>' on peut se contenter du gain 'T<sub>v</sub>' pour l'analyse de la stabilité du système.

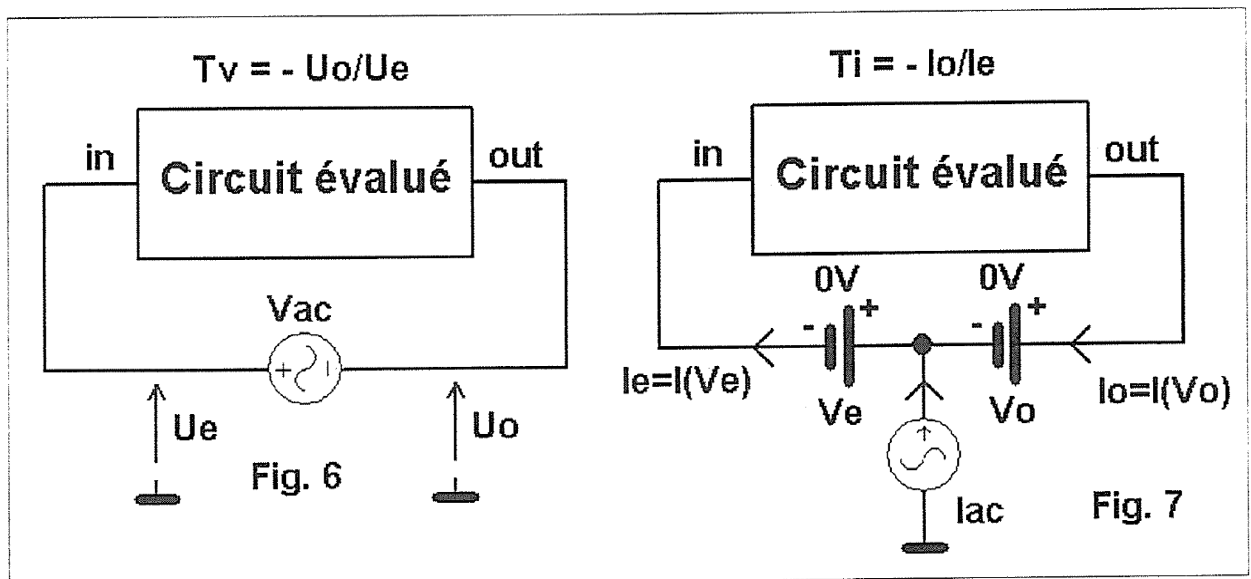
b) Dans un cas plus général, il y aura lieu de dessiner une seconde version du schéma au moyen des fonctions "copy-paste" de Windows, par exemple. On supprime la source de tension, on rétablit la liaison et on place la source de courant 'Iac'. Comme il s'agit cette fois-d'une mesure de courants, il y aura lieu de placer des senseurs de courant, au moyen par exemple, de sources de tension dont les valeurs auront été annulées au préalable. Voir la figure 7.

c) Après avoir étiqueté les tensions et courants nécessaires à l'analyse, on crée les fonctions "user" nécessaires au calcul des gains 'T', 'T<sub>i</sub>' et 'T<sub>v</sub>'. Ces calculs seront conformes aux équations (4.1), (5.1) et (6.5).

d) On pourra ensuite passer aux différents tracés souhaités au moyen de l'outil d'affichage de graphiques du simulateur utilisé.

Les simulateurs modernes permettent de réaliser très élégamment ce travail à l'aide de fonctions "user", de macros ou sous-circuits liés à des symboles spécifiques placés en bibliothèque. Ces possibilités permettent d'automatiser les analyses d'une manière efficace. Voir l'exemple [1] en bibliographie à cet effet.

Figures 6 et 7: principe de la mesure de 'T'

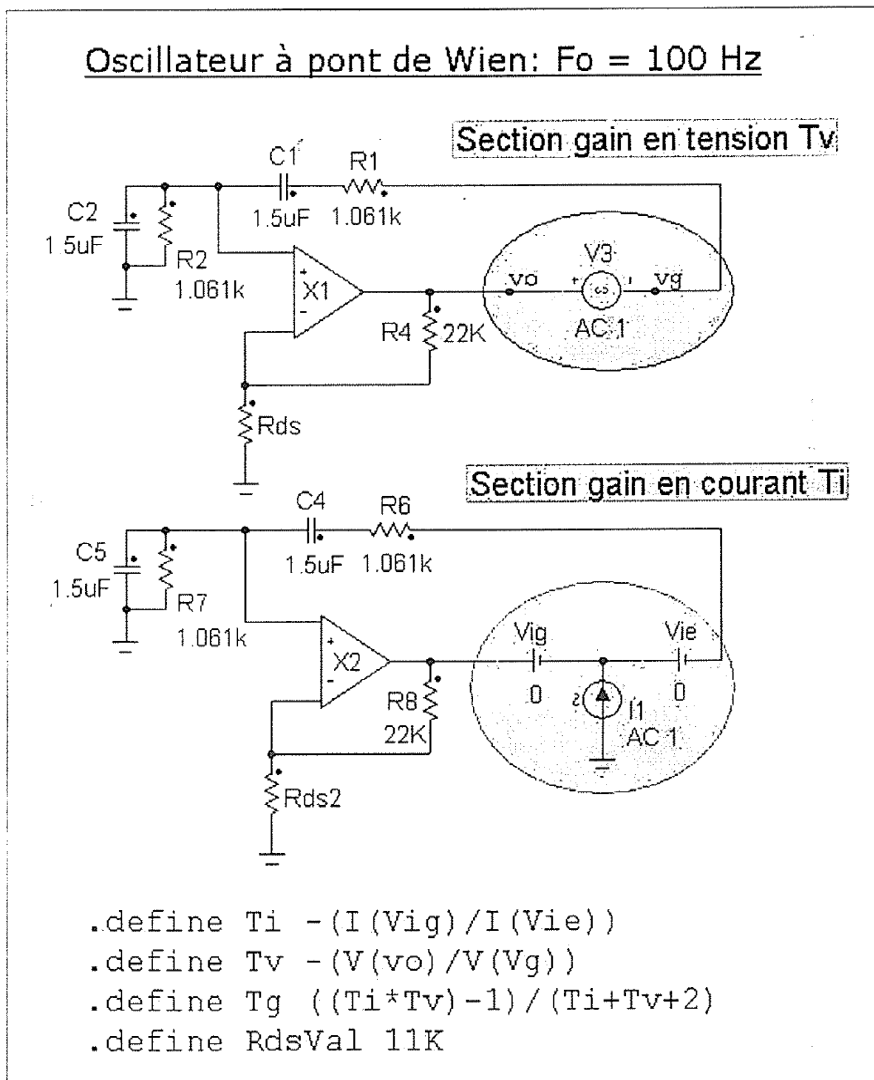


## 8- Un exemple concret d'analyse :

Les exemples [1] et [2] présentés en bibliographie étant plutôt orientés vers les amplificateurs, l'analyse choisie illustrera une application dans le domaine des oscillateurs. Le principe choisi est basé sur le pont de WIEN, un "classique" du genre. Ce qui nous intéresse au premier chef, c'est de vérifier que les conditions nécessaires à démarrer une oscillation soient bien remplies pour les valeurs calculées des composants. Les marges de phase et de gain devront être nulles pour démarrer une oscillation.

Afin de clarifier la démarche au maximum, la procédure décrite au §7 a été strictement suivie. Le schéma des deux circuits apparaît ci-contre puisque les deux gains sont mesurés dans ce cas précis, à savoir, 'Ti' et 'Tv'.

L'amplificateur opérationnel a été modélisé de manière à ce que ses performances répondent grosso modo à celles minimales données pour un 741C.



Afin de fixer les idées:

- A(vol) = 100dB avec un pôle à ~ 5 Hz,
- Ri ~ 300 Kohms
- Ro ~ 75 Ohms
- BW @ 0dB ~ 1MHz

On se souviendra certainement que le réseau du pont de WIEN introduit un déphasage nul à une fréquence valant:

$$f_0 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Cette expression est uniquement valable à la condition de prévoir des résistances et capacités identiques lors de la conception du pont déphaseur.

A cette fréquence, le signal récupéré sur l'entrée '+' non inverseuse de l'opérationnel est atténué dans un rapport de 3.

Ce sera donc l'ampli qui, à l'aide de son propre réseau de contre-réaction, devra

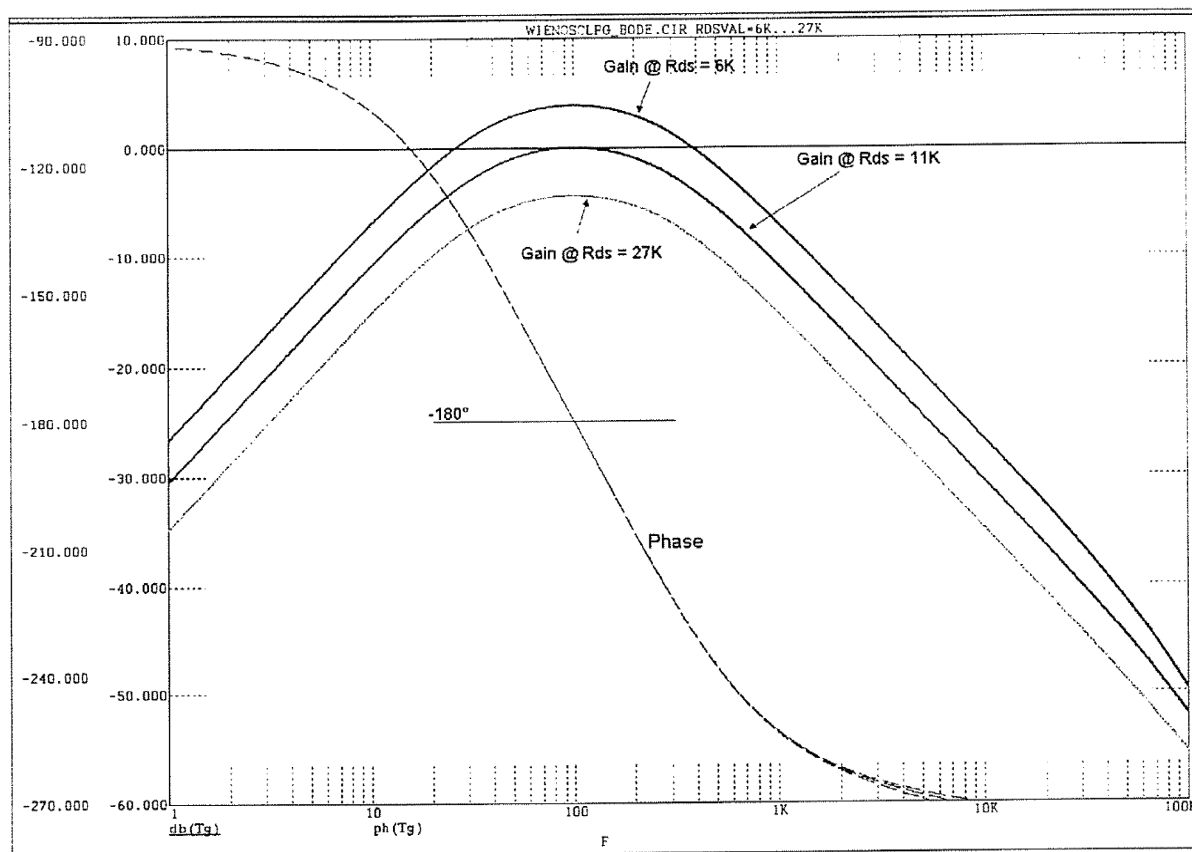
fournir suffisamment de gain afin de garantir le maintien des oscillations.

Cette condition sera réalisée pour Rds = 11K. On notera l'endroit auquel la coupure a été effectuée pour effectuer la mesure du gain. Ci-dessous, page suivante en figure 9, le résultat du tracé du gain en boucle ouverte pour 3 valeurs de 'Rds', à savoir, 6K, 11K et 27 K.

La phase correspondante (courbe en pointillés) est de  $180^\circ$  à un gain maximum, soit à 0 dB pour  $R_{ds} = 11K$ . Pour  $R_{ds} = 6K$ , le surcroît de gain de 4 dB mènera l'amplificateur vers une saturation avec génération d'une non-linéarité importante qui sera présente dans le signal de sortie. Pour  $R_{ds} = 27K$ , la condition de phase est réalisée mais l'atténuation de -4 dB ne permettra pas un établissement correct des oscillations.

Ce réseau de WIEN ayant un faible 'Q' (égal à  $1/3$ ), il faudra donc adjoindre à ce circuit un système de "feed-back" adaptatif afin d'en stabiliser la tension de sortie en amplitude, comme on le verra encore plus loin.

Figure 9



Enfin, pour terminer, il est intéressant d'examiner quel serait le résultat du tracé si la coupure de la boucle avait été effectuée entre la sortie de 'X1' ('X2') et les deux branches de "feed-back". Le tracé du gain est illustré en figure 10 page suivante.

Ce graphique de la figure 10 diffère notablement de la figure précédente. Ceci s'explique par le fait que la coupure de la boucle ayant été déplacée de manière à englober les deux réseaux de "feed-back", c'est l'action conjuguée de ceux-ci sur un ampli à grand gain qui est concrétisée dans le tracé. Dans le cas précédent, l'ampli et son réseau de contre-réaction résistif étaient considérés comme une entité séparée à faible gain.

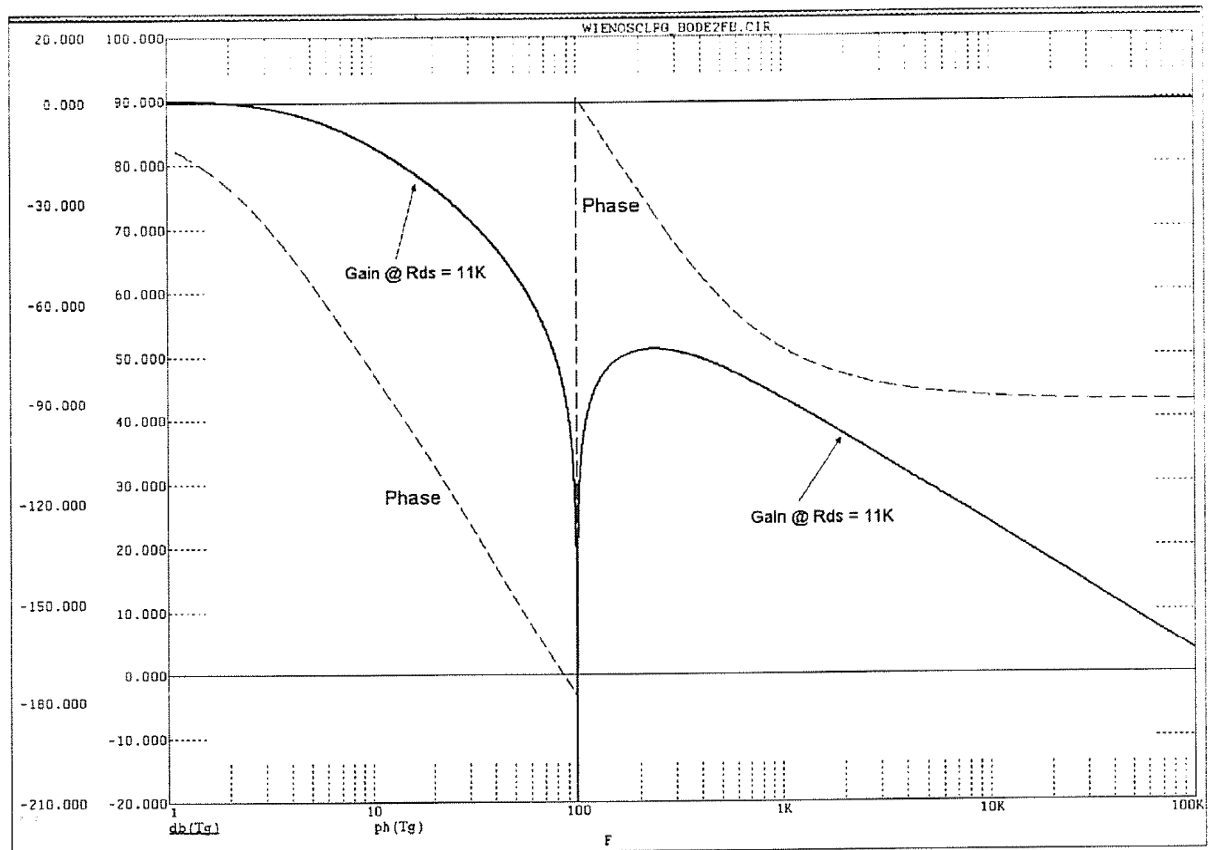
Le circuit en boucle ouverte illustrant cette seconde stratégie de coupure est présenté en page 10, figure 11. La situation illustrée n'est valable qu'à la fréquence ' $f_o$ ' de 100Hz. ' $B_r$ ' représente le facteur de contre-réaction du réseau résistif et ' $B_w$ ' celui du pont de WIEN. Les tensions récupérées en sortie de ces réseaux sont respectivement étiquetées ' $u_r$ ' et ' $u_w$ '. La tension différentielle résultante présente à l'entrée même de l'amplificateur est repérée par ' $u_d$ '. Le signe de ' $u_d$ ' détermine également celui de la tension de sortie ' $u_o$ '.

A une fréquence très basse, 1 Hz, le réseau de WIEN n'exerce que peu d'action et le gain de boucle dépend essentiellement du réseau résistif.

Le gain de boucle vaut donc  $\sim 90$  dB à cette fréquence, soit 100dB diminués des 9.5dB dûs à l'action indépendante de la fréquence du réseau résistif formé par 'R4' et 'Rds'.

A  $f_0$ , soit à 100Hz, la marge de phase s'annule. La phase du signal provenant du réseau de WIEN s'annule également. Les signaux présents sur les entrées différentielles sont donc de même phase et de même amplitude.

Figure 10: tracé sur coupure avant les 2 réseaux de "feed-back" @ Rds= 11K



L'atténuation des 2 réseaux étant identique, la tension différentielle ' $u_d$ ' présente à l'entrée de l'ampli tend à s'annuler et la tension de sortie ' $u_o$ ' passe également par un minimum. Le gain ' $u_o/u_g$ ' est donc théoriquement nul en boucle ouverte et ceci explique la crevasse exprimée jusqu'en valeurs de dB's négatifs sur la courbe.

On assiste à un effet de réjection brutal du signal d'entrée en boucle ouverte dont le 'Q' apparent est accentué par le gain élevé de l'amplificateur. Cette réjection se traduit également par une rotation de phase de  $180^\circ$  à  $f_0$ . Cette variation de phase est dûe au changement de signe de la tension ' $u_d$ ' lui-même provoqué par le changement de signe de la phase du réseau de WIEN. A la fréquence  $f_0$ , le niveau du signal à l'entrée de l'ampli X1 est minimal et ceci garantit une distorsion minimale lorsque le circuit oscille en boucle fermée.

Le graphique issu de la solution avec coupure avant les deux réseaux de "feed-back" est sans doute moins explicite quant à la présentation des conditions d'oscillation du circuit mais il souligne deux faits importants:

- a) La meilleure linéarité du signal de sortie sera obtenue si les conditions d'amplitude et de phase sont respectées avec précision à la sortie des deux circuits de "feed-back".

b) Le respect de la condition d'amplitude exige de faire appel à un système de contrôle précis du gain dans la branche résistive de contre-réaction.

Figure 11: schéma équivalent oscillateur selon la seconde coupure

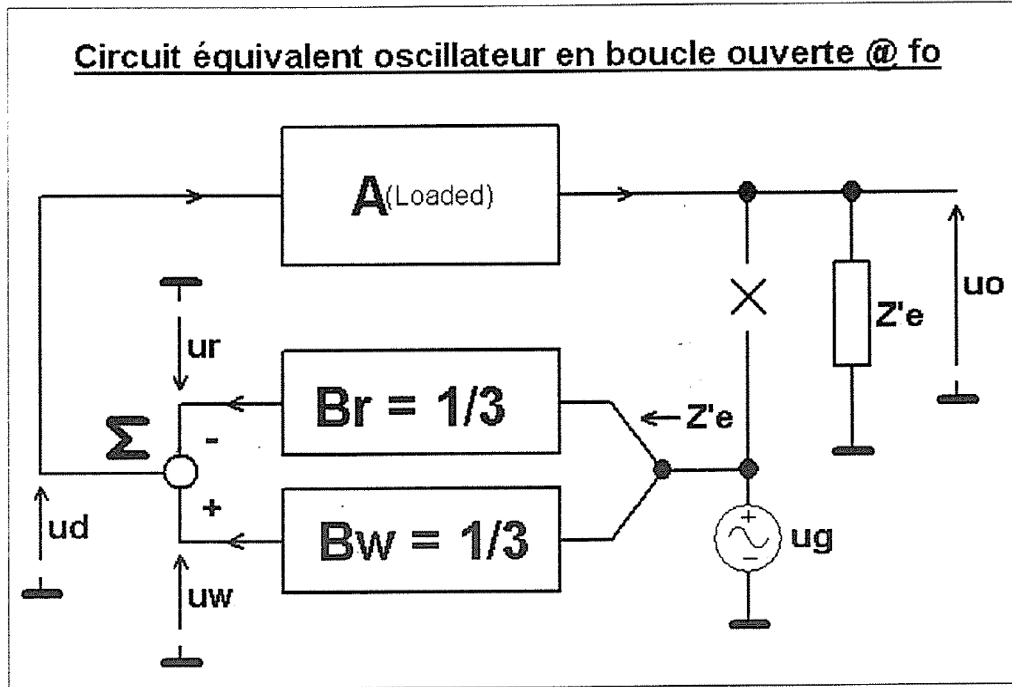
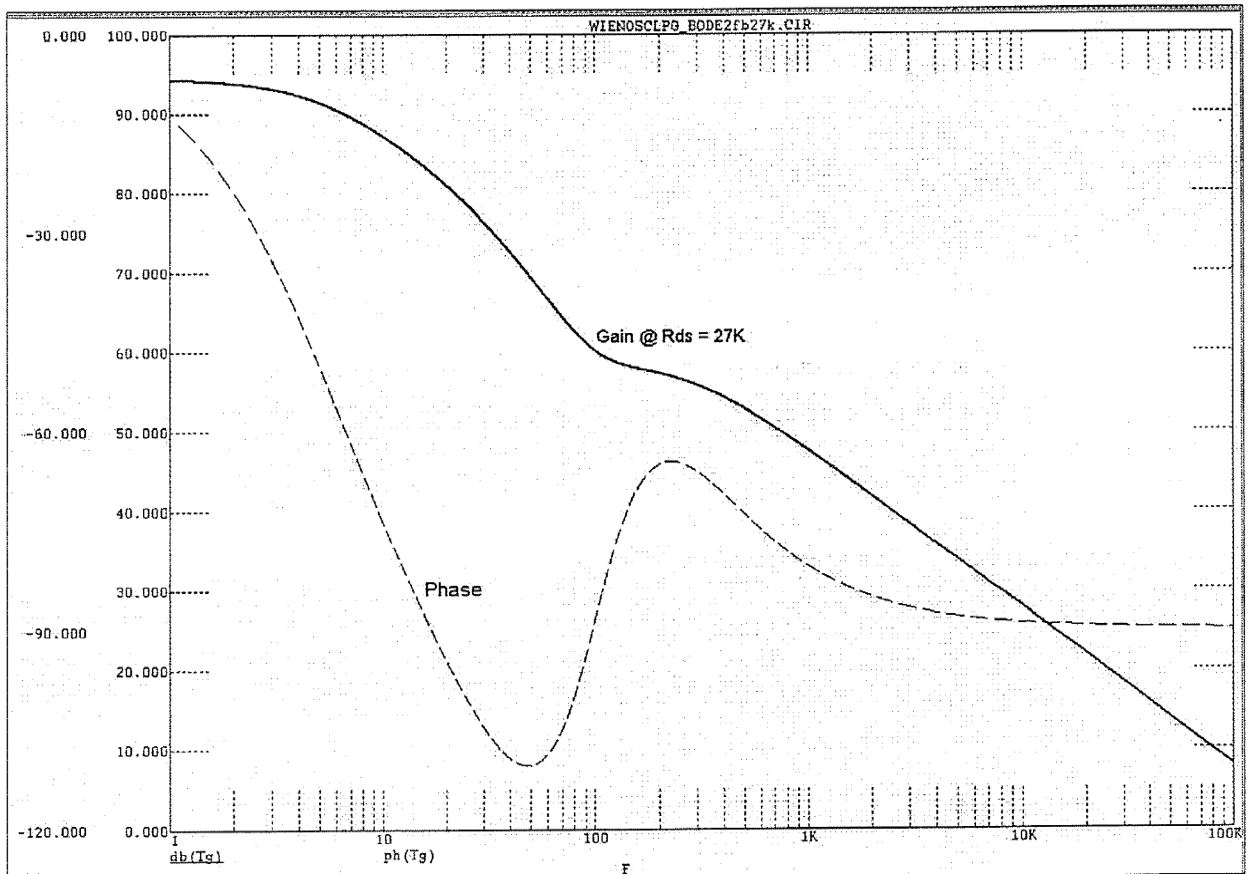


Figure 12: tracé sur coupure avant les 2 réseaux de "feed-back" @ Rds= 27K





Il est encore intéressant d'illustrer ce qui vient d'être dit au moyen de la figure 12, à la page précédente, qui a été tracée aux mêmes conditions que les figures 10 et 11 mais avec 'Rds' valant 27K.

Ce dernier tracé illustre les conséquences d'une condition d'amplitude qui n'est plus réalisée. A la fréquence ' $f_0$ ', la marge de phase s'élève à environ ' $-90^\circ$ - $(-180^\circ)$ ' donc à  $90^\circ$  et elle varie rapidement autour de cette fréquence suite à l'action "LAG-LEAD" du réseau de WIEN. La marge de phase la plus critique se situe à 48 KHz environ et s'élève à ' $-110^\circ$ - $(-180^\circ)$ ', soit à  $70^\circ$ .

L'évolution du gain en boucle ouverte ne présente plus de creux significatif et le "roll-off" de la courbe s'établit aux 20dB par décade de la caractéristique en boucle ouverte de l'amplificateur pris isolément.

### 9- Conclusion :

Cette méthode d'analyse attrayante et efficace, conjuguée à l'emploi d'un simulateur permettra d'élaborer rapidement des solutions fiables dans des domaines très divers.

Mais elle exigera, d'une part, un choix judicieux quant à l'emplacement de la coupure de la boucle du système étudié et, d'autre part, une bonne dose de réflexion dans l'interprétation des résultats obtenus afin de juger si ceux-ci sont conformes au comportement réel du principe examiné.

Et les simulateurs de schémas n'échappent pas non plus à cette seconde règle ...

73's.

### Références / Bibliographie :

- [1] - SPECTRUM NEWS / Spring 1997 - Open Loop Gain Measurements
- [2] - SPECTRUM NEWS / Winter 2001 - Measuring Loop Gain and Phase Margin
- n.b. : [1] et [2] sont des notes d'applications à télécharger sur le site [www.spectrum-soft.com](http://www.spectrum-soft.com)
- [3] - Analyse et Conception de Circuits Electroniques avec PSPICE / DESIGNLAB. Eyrolles, ISBN2-212-09585-6
- [4] - The SPICE Book. John Wiley & Sons, ISBN 0-471-60926-9
- [5] - Computer-aided Circuit Analysis Using PSPICE. Prentice Hall, ISBN 0-13-159534-2
- [6] - OPEN LOOP GAIN MEASUREMENT, by DR. R. D. Middlebrook, Journal of Electronics, volume 38, number 4, 1975
- [7] Quelques simulateurs de schémas en électronique :
  - Pspice de MICROSIM : [www.microsim.com](http://www.microsim.com) (distribué actuellement par ORCAD)
  - Icap de INTUSOFT : [www.intusoft.com](http://www.intusoft.com)
  - MicroCap de SPECTRUM : [www.spectrum-soft.com](http://www.spectrum-soft.com)

