

# STABILITE DES OSCILLATEURS

Olivier ERNST F5LVG

Les livres d'électronique contiennent en général de nombreuses informations sur les amplificateurs. A l'inverse, le sujet des oscillateurs est abordé superficiellement et les montages réalisés sont conçus empiriquement à partir de "recettes de cuisines" (W. Hayward, W7ZO1, introduction to radio frequency design, ARRL). Ce manque d'information concernant les oscillateurs est d  à la difficulté théorique du sujet qui ne peut être abordé correctement par des approximations d'électronique linéaire. Pour le radioamateur ce sujet est pourtant capital : la démodulation d'une onde BLU ou CW nécessite un oscillateur. Tout poste radioamateur, même le plus simple, comprend donc au moins un oscillateur dont la stabilité en fréquence, sur une courte période, ne doit pas dépasser 100 ou 200 Hz. Le but de cet article est donc d'exposer les règles qui permettent d'obtenir un oscillateur stable en fréquence. Ces règles ont été établies à partir de la lecture d'articles multiples et de 20 années d'expériences dans la fabrication de récepteurs amateurs. Le niveau mathématique ne dépasse pas la règle de 3, les équations du premier degré et les racines carrées. Dix lois sont disséminées dans cet exposé. Les quatre premières décrivent les lois générales sur la stabilité d'un oscillateur. Les lois suivantes (5 à 10) décrivent les principaux points à suivre pour réaliser un oscillateur stable.

## I STABILITE D'UN OSCILLATEUR PARFAIT

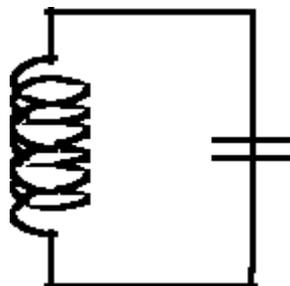


Figure 1 : circuit oscillant parfait

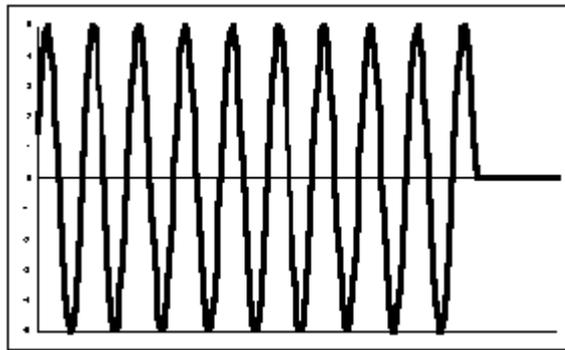


Figure 2 : Tension aux bornes d'un circuit oscillant parfait en fonction du temps

Soit un circuit oscillant (CO) parfait (figure 1). Si le condensateur est chargé par une tension  $U$ , il se décharge dans la bobine qui se décharge ensuite dans le condensateur etc... Une tension sinusoïdale existe alors aux bornes du CO (figure 2). La fréquence ( $f_0$ ) et la pulsation ( $\omega_0$ ) de cette sinusoïde correspondent à l'égalité d'impédance entre le condensateur et la bobine. On a donc  $L\omega_0 = 1/C\omega_0$ , d'où  $(\omega_0)^2 = 1/LC$  (formule de Thomson).

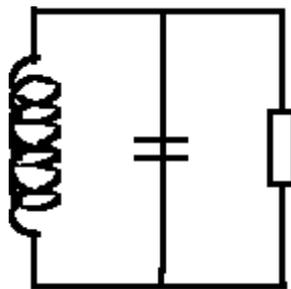


Figure 3 : Circuit oscillant réel. Tout branchement du circuit oscillant dans un montage le charge, ce qui est symbolisé par la résistance en parallèle.

Etudions maintenant un circuit oscillant parfait employé dans un montage quelconque. Ce montage amènera fatalement une résistance en parallèle du CO (figure 3). Cette résistance correspond, par exemple, à la résistance interne d'un amplificateur. Cette résistance va amortir le circuit et diminuer la fréquence de résonance. En effet, dans un circuit parfait ( $R = \infty$ ), quand le condensateur s'est déchargé de 10% de son énergie, la bobine est chargée à 10% de l'énergie maximum. Par contre, dans le circuit amorti, le condensateur va se décharger à la fois dans la bobine et la résistance. Pour que la bobine ait une charge égale à 10% de l'énergie maximum, il faudra donc que le condensateur se soit déchargé de plus de 10% de son énergie de départ, par exemple 15% (10% de l'énergie chargeant la bobine, et 5% de l'énergie étant dissipée dans  $R$ ). Au total, les oscillations sont donc ralenties et la fréquence de résonance diminue. L'amplitude des oscillations diminuera aussi progressivement (Figure 4).

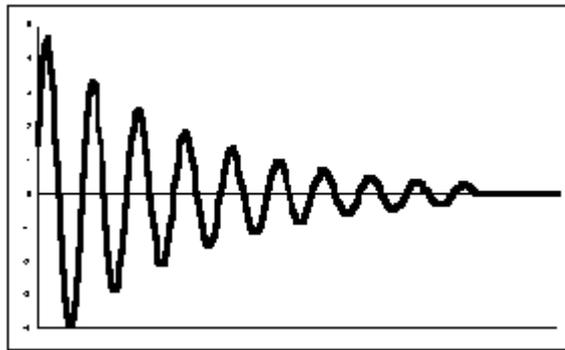


Figure 4 : Evolution de la tension aux bornes d'un circuit oscillant chargé.

Plus la valeur de la résistance de charge sera faible, plus la fréquence des oscillations diminuera. A valeur de résistance égale, cette baisse de fréquence sera d'autant plus importante que la valeur de la capacité est faible. Dans notre exemple si C est doublé (et L divisé par 2), quand la capacité se sera déchargée de 15%, la résistance n'aura absorbé que 2,5% de son énergie et la bobine se sera chargée à 12,5% de l'énergie maximum. La diminution de la fréquence de pulsation d'un CO chargé ( $\omega_p$ ) peut être calculée mathématiquement :  $(\omega_p)^2 = (\omega_0)^2 - (1/2RC)^2$ . Cette formule confirme que plus un CO est chargé (ou amorti) et plus la valeur de la capacité est faible, plus la fréquence de pulsation est petite par rapport à la fréquence de résonance d'un circuit oscillant parfait.

Abordons maintenant le circuit oscillateur. La résistance de charge diminuant progressivement l'amplitude des oscillations, il est indispensable de les amplifier puis de les réintroduire sur le CO pour compenser les pertes. Cela équivaut à introduire une résistance négative  $R_n$  en parallèle de R. La fréquence des oscillations ( $f_s, \omega_s$ ) sera alors supérieure à  $\omega_0$ . Reprenons notre exemple. Quand le condensateur s'est déchargé de 15% de son énergie, la résistance en a absorbé 5%. La bobine est donc chargée à 10% de l'énergie de départ à laquelle il faut ajouter l'énergie réintroduite par l'amplificateur, par exemple 7%. La bobine est alors chargée à 17% de l'énergie de départ, alors quelle serait chargée à 15% pour un circuit parfait non chargé et 10% pour un circuit amorti. Dans un oscillateur, les transferts d'énergie sont donc accélérés par rapport à un CO non chargé, et la fréquence d'oscillation est supérieure à  $\omega_0$ . Dans la formule donnant  $\omega_p$  il suffit de changer le moins en plus pour obtenir  $\omega_s$ .

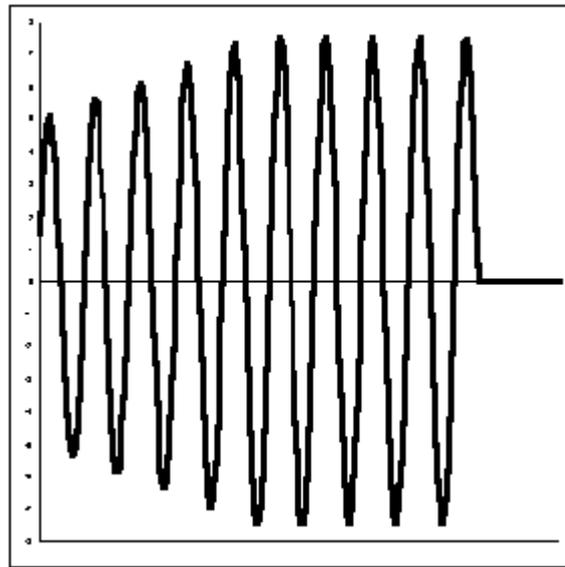


Figure 5 : Evolution de la tension aux bornes d'un circuit oscillant employé dans un oscillateur.

Cependant les choses ne sont pas si simples... En effet l'amplitude des oscillations devrait croître indéfiniment, ce qui est matériellement impossible. Au bout d'un certain temps, l'amplificateur va être saturé : à partir d'une certaine tension d'entrée le signal va être écrêté, la charge du CO va alors être fortement augmentée car la résistance interne (d'entrée) de l'amplificateur diminue fortement, le plus souvent par effet diode. Au bout d'un certain temps (théoriquement infini...), les oscillations vont atteindre une amplitude constante (Figure 5). On se retrouve alors dans le cas du circuit oscillant parfait, la fréquence d'oscillation étant passée progressivement de  $\omega_s$  à  $\omega_0$ . La valeur de  $R_n$  est alors égale à  $R$  du fait de la diminution de  $R$ . Ce mécanisme correspond à l'effet de saturation observé dans les oscillateurs.

Le phénomène de saturation des oscillateurs est une plaie pour le radioamateur. En effet, après mise en route d'un oscillateur, sa fréquence baisse progressivement passant de  $\omega_s$  à  $\omega_0$ . Sur un récepteur à conversion directe, les émissions en USB deviennent de plus en plus aiguës, et celles en LSB de plus en plus graves. Pour diminuer ce mécanisme il faut que  $f_s$  soit la plus proche possible de  $f_0$ . Il faut donc que le circuit soit le moins amorti possible ( $R$  grand), et la capacité d'accord la plus grande possible. Il est aussi souhaitable que l'amplificateur renvoie le minimum d'énergie nécessaire sur le CO de façon à juste compenser les pertes. En théorie, si cette compensation était parfaite, on aurait  $\omega_s = \omega_0$ , et donc pas de dérive de fréquence. Cependant, un amplificateur n'est jamais parfait et son gain fluctue un peu. Il est indispensable de sur-compenser les pertes, et donc  $\omega_s > \omega_0$ .

Pour résumer cette première partie, retenons qu'après mise en route, un oscillateur baisse progressivement de fréquence (loi 1). Cette diminution de fréquence est d'autant plus faible que le circuit est peu amorti (faible charge) (loi 2) et que la capacité d'accord est élevée (loi 3), et que l'oscillateur fonctionne le plus loin possible de la saturation, c'est-à-dire qu'il est réglé en classe A.

## II OSCILLATEUR REEL

### 1) Dépendance entre la stabilité, la fréquence et la capacité.

Dans un oscillateur réel, les caractéristiques des différents composants varient en cours de fonctionnement. Imaginons que ces modifications aboutissent à une augmentation des capacités parasites de 1% sur un oscillateur accordé sur 7 MHz par une capacité de 100 pF. La formule de Thomson permet de calculer le rapport entre la fréquence de départ ( $f_1$ ) et la fréquence ( $f_2$ ) après augmentation de 1pF des capacités :  $(f_1/f_2)^2 = C_2/C_1$  donc  $(7/f_2)^2 = 101/100$  d'où  $f_2 = 6,965$  MHz, soit une baisse de 35 kHz. Si le même oscillateur est accordé sur 14 MHz, il faut que la capacité d'accord soit de 200 pF pour conserver la même variation de fréquence après modification de 1 pF :  $(14/f_2)^2 = 201/200$  d'où  $f_2 = 13,965$  MHz soit là encore une variation de la fréquence de 35 kHz.

Ce simple exemple illustre que pour conserver une stabilité constante, la capacité d'accord d'un oscillateur doit être proportionnelle à sa fréquence (loi 4).

## 2) Du choix de la capacité d'accord d'un oscillateur.

Pour obtenir une stabilité constante, la valeur de la capacité d'accord doit être choisie en fonction de sa fréquence. Une longue expérience de radioamateur montre que pour obtenir une stabilité suffisante pour pouvoir écouter 10 minutes une station BLU sans retoucher la capacité d'accord ( $c_r$ ), il faut :  $c_r \text{ pF} > 50 f \text{ MHz}$  (loi 5r). Pour un émetteur, il est préférable d'employer une capacité ( $c_e$ ) double :  $c_e \text{ pF} > 100 f \text{ MHz}$  (loi 5e). Il faut ajouter à ces valeurs 20% de capacité ajustable pour régler précisément la gamme couverte.

Cependant une difficulté apparaît. A fréquence égale, plus la valeur d'une bobine est faible, plus son coefficient de qualité est faible, ce qui à une certaine valeur aboutit à une absence d'oscillation. Il existe donc une valeur minimum de bobine à employer, et donc une valeur maximum de la capacité d'accord à adopter pour que le montage oscille. La valeur de la capacité maximum ( $c_{max}$ )   employer avec un circuit bien établi est inversement proportionnelle à la fréquence :  $c_{max} \text{ pF} = 6000/F \text{ MHz}$  (loi 6). Il est possible d'ajouter à cette valeur 20% de capacité ajustable. Pour être certain que le circuit oscille sur un prototype, il est préférable de choisir une capacité moitié moindre que nous appellerons  $c_{max}/2$  telle que  $c_{max}/2 \text{ pF} = 3000/F \text{ MHz}$ .

Voici les résultats numériques des capacités d'accord (en pF)   adopter pour 20 40 et 80 m, par exemple avec un récepteur à conversion directe ayant un oscillateur accordé sur la fréquence de réception. Dans ces calculs, nous utilisons la limite supérieure de la bande.

20m  $c_r=717$ ;  $c_e=1435$ ;  $c_{max}=418$ ;  $c_{max}/2=209$

40m  $c_r=355$ ;  $c_e=710$ ;  $c_{max}=845$ ;  $c_{max}/2=422$

20m  $c_r=190$ ;  $c_e=380$ ;  $c_{max}=1578$ ;  $c_{max}/2=789$ .

Rappelons que pour obtenir un oscillateur stable qui oscille, il faut que la capacité d'accord soit supérieure à  $c_e$  et inférieur à  $c_{max}$ . Dans notre exemple, ceci est possible sur 40 et 80m. Par contre sur 20 m soit l'oscillateur n'oscille pas, soit une dérive en fréquence est quasi inévitable avec des moyens amateurs. Pour être certain d'obtenir un résultat correct il faut même que la capacité d'accord soit comprise en  $c_e$  et  $c_{max}/2$ . Cette condition n'est réalisée dans notre exemple que sur 80m. Cet exemple montre qu'il n'est pas possible d'obtenir des oscillateurs stables sur des fréquences élevées.

Il est toutefois possible d'obtenir une stabilité suffisante avec une capacité d'accord  $c_{min}$  égale à  $c_{min} (pf) = 20 f$  (en MHz). Il est alors indispensable que l'énergie réintroduite sur le circuit oscillant soit parfaitement en phase. Cela impose en particulier l'emploi d'une capacité de forte valeur entre le circuit oscillant et le transistor et la présence d'une résistance (220 ohms en général) non découplée par une capacité en série avec l'émetteur ou la source du transistor (voir paragraphe 11). Il est alors des oscillateurs satisfaisant sur 14 MHz.

Les valeurs de capacité calculées correspondent à la capacité d'accord principale à laquelle on peut ajouter 20% de capacité ajustable et un CV ou une varicap pour couvrir une faible gamme de fréquence comme une gamme amateur.

### 3) *Choix du transistor*

Pour conserver une bonne stabilité, le transistor doit présenter une résistance d'entrée élevée. Un transistor MOSFET double porte est donc hautement désirable. En effet, l'impédance d'un FET simple porte diminue fortement quand la fréquence augmente. L'impédance d'entrée d'un BF245 à 10 MHz peut ainsi être inférieure à 3 kohm. Il est aussi possible d'employer un transistor bipolaire en mettant une résistance de contre-réaction non découplée de 100 à 500 ohms en série avec l'émetteur. Son impédance d'entrée augmente alors fortement, au prix d'une baisse de la pente.

Dans tous les cas, le transistor devra fonctionner en UHF (loi 7) afin de présenter des capacités parasites les plus faibles possibles, et une impédance d'entrée élevée en HF. Personnellement, j'utilise donc le plus souvent un MOSFET UHF double porte (BF960), ou, parfois un transistor bipolaire BFR91A. L'emploi d'un transistor ne fonctionnant pas en UHF, même s'il est prévu pour les VHF (exemple BF981) est un non-sens... Du fait de l'emploi de transistor UHF, il y a risque d'oscillations UHF ajoutées aux oscillations HF. Pour éviter ce phénomène, il suffit de mettre une bobine d'arrêt VHF en série avec le drain (collecteur) du transistor. Parfois cette bobine d'arrêt type VK200 peut être remplacée par une résistance de 100 ohms.

Lors de l'emploi de MOSFET double porte, il est capital de ne pas oublier de polariser le transistor de façon à permettre une oscillation importante avant le phénomène de saturation. De nombreux montages effectuent cette polarisation en mettant une diode entre la porte 1 et la masse. La polarisation s'effectue alors par le redressement de l'oscillation ce qui entraîne une charge du circuit, et donc une instabilité supplémentaire. Cette diode a été préconisée dans les ARRL Handbooks pendant plus de 20 ans, avant d'être nettement déconseillé dans l'édition 2000, grâce au travail d'Ulrich Rohde, KA2WEU. Cela rappelle la nécessité pour les radioamateurs de savoir, aujourd'hui encore, sortir des idées préconçues, comme ont su le faire nos aînés. Il est donc préférable d'effectuer la polarisation par une résistance en série avec la source (loi 8). Cette résistance aura la valeur la plus importante possible qui permette l'oscillation du système (1 kohm pour le BF960). Souvent, elle évite l'emploi d'une bobine d'arrêt dans le circuit source (émetteur).

### 4) *Choix des autres composants*

Les condensateurs fixes déterminant la fréquence d'un oscillateur doivent de préférence être des condensateurs polystyrène (MKS, ou styroflex), à défaut des condensateurs céramique NPO à 2% mais

leur qualité dépend du fabricant. Les condensateurs ajustables peuvent être d'un type plastique grand public. Les condensateurs variables sont actuellement difficiles à trouver. Les gammes amateurs étant peu étendues, il est possible d'employer des varicaps. La tension doit cependant être extrêmement bien stabilisée. Les diodes zeners 1 watt 6,8V forment d'excellentes varicaps à forte capacité. Leur résiduelle est cependant élevée. La tension qui leur est appliquée ne doit pas dépasser 5V. Un potentiomètre 10 tours permet d'obtenir un étalement suffisant. Pour des valeurs plus faibles de capacité, les diodes LED rouges standards de 5mm forment aussi de bonnes varicaps. En VHF, pour couvrir le 144, un simple transistor UHF type BFR91a monté en diode (base émetteur ou base collecteur) est satisfaisant. Dans tous les cas, la tension doit être parfaitement réglée.

Les bobines peuvent être fabriquées par tout radioamateur qui possède un grid-dip. Il est déconseillé d'utiliser un noyau magnétique.

### 5) Choix du montage

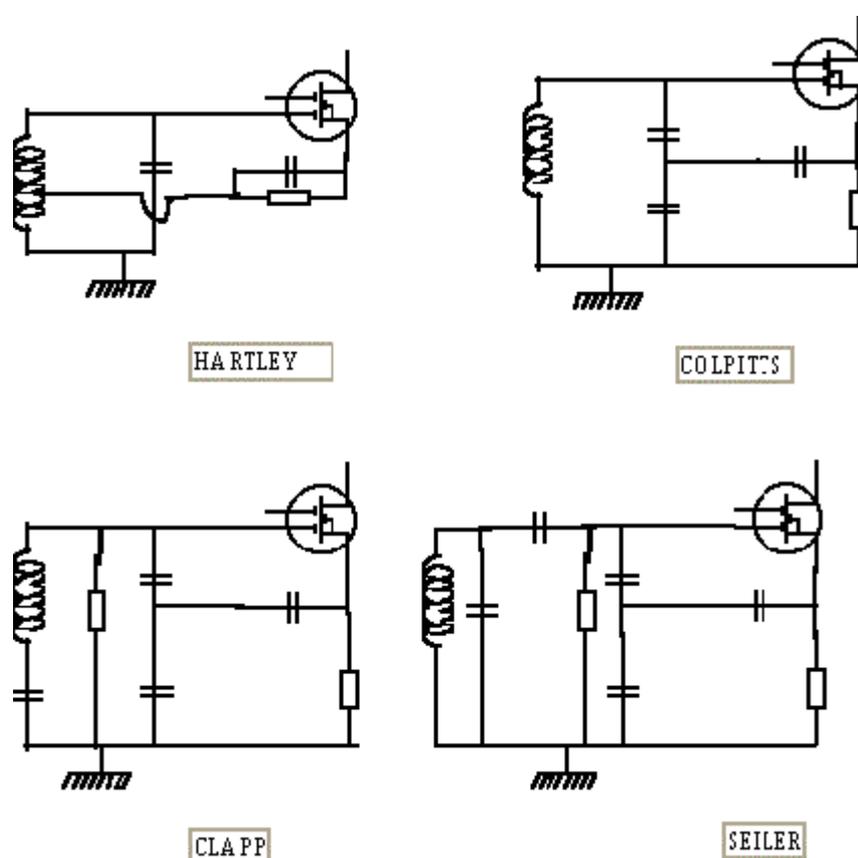


Figure 6 : Différents types d'oscillateurs.

Du point de vue théorique, tous les oscillateurs se valent presque (figure 6). Il est toutefois déconseillé de choisir des schémas à 2 transistors à cause du déphasage imparfait apporté par chaque transistor. Le plus simple à utiliser avec une bobine de construction OM est l'Hartley. Le Colpitts est cependant un peu meilleur du fait de l'absence de prise sur la bobine, la localisation optimale de cette prise étant critique. Les deux capacités du Colpitts doivent bien sûr avoir une valeur double de la valeur calculée par la théorie, du fait de leur mise en série. Le Clapp et le Seiler sont encore meilleurs mais plus

difficiles à mettre au point. Il s'agit en effet de Colpitts dont on rajoute en série entre la bobine et la masse une capacité. Cette capacité se "soustrait" à la valeur de la bobine qui a donc une valeur plus élevée que dans un Colpitts et donc un meilleur coefficient de qualité. Cette amélioration permet d'augmenter quelque peu la stabilité. Comme base de départ, les valeurs des 2 capacités principales peuvent être égales à  $c_{max}/2$  chacune, la valeur de la capacité en série avec la bobine étant égale au quart de cette valeur (y compris le CV pour le Clapp). Dans le Seiler, la capacité en parallèle avec la bobine correspond aux capacités ajustables et au CV. Ce montage est préférable au Clapp, en cas d'emploi de varicap, car la bobine est reliée à la masse ce qui facilite l'alimentation de la varicap. La valeur de la résistance entre la porte 1 et la masse est de 220 kohms (non critique). Pour couvrir une bande amateur, je conseille un Colpitts ou un Hartley bien conçu. La faible valeur de la capacité de couplage dans le Clapp et le Seiler peut en effet entraîner une dérive en fréquence (voir paragraphe 11). Remarquons qu'il est parfois nécessaire de mettre en série une bobine d'arrêt ( $L = 1mH$ ) entre la résistance de source et la masse pour les Colpitts, Clapp et Seiler. Cette bobine évite d'amortir le circuit oscillant par cette résistance.

Le circuit pour coupler l'oscillateur à l'étage suivant doit aussi être parfaitement conçu. Si l'étage suivant est à faible impédance (circuit intégré, transistor en émetteur commun...), la sortie doit être à faible impédance. Le plus simple dans les montages à drain (collecteur) commun est de relier cette électrode au plus du régulateur alimentant l'étage, par une résistance de 100 à 500 ohms et de prélever cette oscillation sur le drain. Son niveau est donc très faible, il faut donc que l'étage suivant amplifie. Si l'étage suivant l'oscillateur est à haute impédance (transistor en collecteur commun, MOSFET suffisamment polarisé), le signal sera prélevé sur la source (émetteur) en cas d'oscillateur conçu en drain (collecteur) commun.

## 6) Effet de la chaleur

Les variations de température provoquent une dilatation ou une rétraction de tous les matériaux. Les caractéristiques des composants, et en particulier leur capacité, changent. Une modification de température entraîne donc une variation de la fréquence d'oscillation. Aucune source importante de chaleur ne doit donc être dans le coffret de l'oscillateur. Les régulateurs de tension doivent être suffisamment éloignés de l'oscillateur. Il est préférable que les alimentations secteurs soient entièrement indépendantes du montage où est employé l'oscillateur.

## 7) Effet de la tension d'alimentation

Une variation de la tension d'alimentation entraîne une variation des capacités internes d'un transistor. La tension d'alimentation d'un oscillateur devra donc toujours être régulée, au moins par une diode zener. Une varicap exigera un deuxième régulateur en série (loi 9). Les circuits intégrés régulateurs "tout fait" conviennent en général fort bien.

## 8) Effet des harmoniques

Les harmoniques d'un oscillateur bien conçu n'interviennent pas en général sur la stabilité d'un oscillateur. Une seule exception existe. Il s'agit des émetteurs dont la fréquence de sortie est un multiple de la fréquence de l'oscillateur. Ce type de réalisation était fréquent sur les émetteurs AM et CW des années 30 aux années 60. Dans ce cas, l'oscillateur local reçoit un retour de la sortie HF qui est une harmonique de forte puissance. L'oscillateur va alors de tenter de se synchroniser sur son harmonique.

Certes le rapport entre la fréquence de l'oscillateur et la fréquence de sortie est toujours constant, mais le rapport entre leurs phases varie du fait des circuits oscillants intermédiaires qui ne sont jamais parfaitement accordés. L'oscillateur va donc tenter de se mettre en phase avec son harmonique, en modifiant sa fréquence. La fréquence de sortie varie donc et va de nouveau modifier la fréquence de l'oscillateur. Ce phénomène aboutit à une instabilité en fréquence. La synchronisation sur l'harmonique se fait d'autant plus que le retour HF sur l'oscillateur est important et donc que la puissance de sortie est importante et le feeder d'antenne non blindé (antenne long fil). Pour éviter de telles sources d'instabilité, il ne faut jamais concevoir un émetteur dont la fréquence de sortie est une harmonique de l'oscillateur (loi 10). Il faut donc construire un VFO avec changement de fréquence. Un tel VFO peut être réalisé avec trois MOSFET double porte (oscillateur quartz, oscillateur LC, mélangeur) comme dans le TRX BLU décrit dans Radio-REF de septembre 1997.

### 9) Réalisation mécanique

La réalisation mécanique doit être rigide. Les fils volants ne devraient pas exister. Les spires des bobines doivent être bien fixées à leur mandrin par un peu de colle cyanolite. Il ne devrait jamais y avoir de commutateur sur un circuit oscillateur. S'il est indispensable de changer de gamme, il est préférable de réaliser un oscillateur par gamme et de commuter leur sortie et leur alimentation. Outre l'intérêt d'éviter le problème du commutateur, cela permet d'optimiser l'oscillateur pour chaque gamme. Un coffret métallique pour éviter l'effet de main (variation de la fréquence à l'approche de la main) et les retours HF est quasi indispensable.

### 10) Largeur de bande couverte

Cet exposé montre qu'on obtient un résultat optimum pour une fréquence précise. Il n'est donc pas souhaitable de vouloir couvrir avec une réalisation amateur des gammes larges. Il est préférable de couvrir une faible gamme de fréquence (10% de la fréquence moyenne), ce qui permet, malheureusement, de couvrir sans difficulté les bandes amateurs.

### 11) Choix de la capacité de liaison

Les explications théoriques données dans le paragraphe I, supposaient que le report d'énergie sur le circuit oscillant était parfaitement en phase avec le signal d'origine présent dans le circuit oscillant. Examinons le schéma de la figure 7a. Dans la plupart des livres, il est conseillé de choisir une capacité de couplage CL la plus faible possible, pour que les modifications d'impédance du transistor en cours de fonctionnement soient négligeables par rapport à l'impédance de CL. Il est exact qu'une faible valeur de CL rend négligeable les variations de fréquences dues, par exemple, aux modifications de la tension d'alimentation du transistor. Par contre, l'expérimentation démontre que plus la valeur de CL est faible, plus la dérive en fréquence en fonction du temps augmente. On obtient donc exactement l'inverse de ce qui était attendu. Ceci s'explique facilement. Soit Ri, la résistance interne entre base et émetteur du transistor. CL est en série avec Ri. Il existe donc un déphasage  $\theta$  aux bornes de Ri tels que  $\theta = -\arctg(Z_{CL} / R_i)$ . Si l'impédance du condensateur est égale à la valeur de Ri, le déphasage est de 45°. Si la valeur de l'impédance de CL est égale à 0,1 Ri le déphasage est de 5°. Le déphasage atteint 1° pour une valeur de CL égale à 0.02 Ri. Si le transistor de la figure 7a est un BFR91A, avec un courant collecteur de 1mA, la valeur de Ri est de 1Kohm. A 10 MHz, l'impédance d'un condensateur de 16 pF est de 1Kohm. Si CL est de 16 pF la tension présente sur la base du transistor est déphasée de 45° par rapport au signal initial. Le signal réinjecté sur le circuit oscillant par l'émetteur est donc déphasé (en retard) de 45° par rapport au signal initial. Du fait de ce retard, la fréquence de l'oscillateur diminue. Ce phénomène se poursuit théoriquement durant un temps infini.

La solution consiste à employer une valeur élevée pour CL, en pratique au moins 470 pF (loi 11). Pour diminuer la charge apportée au circuit oscillant par le transistor, il suffit de mettre en série avec l'émetteur une résistance RE de 220 ohms. Dans notre exemple, Ri monte alors à 10 Kohms. Le schéma résultant est donné figure 7b. Remarquons que cette valeur n'aurait pu être obtenue qu'avec CL de 1.6 pF en l'absence de RE. Mais le montage n'oscillerait probablement pas du fait de l'important déphasage (84 ).

L'adaptation à un MOSFET est donné figure 7c. Le plus simple est de supprimer CL et d'utiliser RE pour l'augmentation d'impédance du transistor et pour sa polarisation. Malgré l'importante impédance d'entrée d'un MOSFET, RE reste indispensable. En effet, à la saturation, son impédance diminue fortement, RE permet alors de conserver une valeur acceptable.

Les exemples donnés dans ce paragraphe, permettent d'obtenir une stabilité suffisante pour une réception BLU sur 14 MHz, la capacité d'accord du circuit oscillant étant composée d'une varicap, d'un ajustable de 90 pF, et d'une capacité fixe de 220 pF.

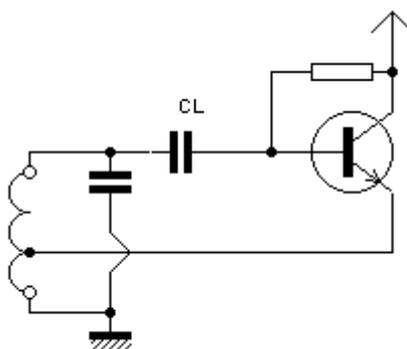


Figure 7a, ce qu'il ne faut pas faire : choisir la valeur minimum pour CL afin que le transistor charge le moins possible le circuit oscillant. En effet, une faible valeur de CL entraîne un déphasage important, source d'un glissement de fréquence quasi infini.

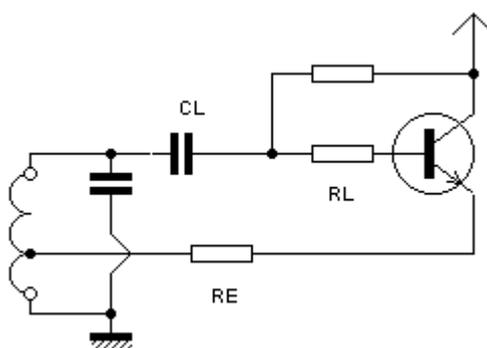


Figure 7b, ce qu'il faut faire : choisir une valeur importante pour CL afin de rendre négligeable le déphasage qu'il introduit. La charge apportée par le transistor est diminuée par RE. Remarquez la présence de RL qui sert à éviter les auto-oscillations en UHF, fréquentes avec un transistor UHF. En

pratique  $CL = 470 \text{ pF}$ ,  $RE$  et  $RL = 220 \text{ Ohm}$ .

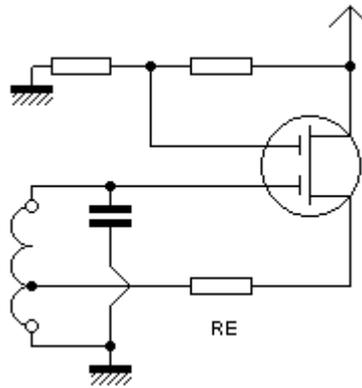


Figure 7c : adaptation à un MOSFET. Remarquez que G1 est reliée directement au circuit oscillant. La valeur habituelle de RE est 220 Ohm.

### III DIVERS

En utilisant la capacité maximum permettant une oscillation ( $c_{max}$ ), un oscillateur Colpitts respectant tous les critères peut être suffisamment stable en réception sur 14 MHz ( coute d'une BLU plus de 10 minutes sans devoir retoucher l'accord).

Dans cet article, le chiffre deux après une parenthèse (...)2 signifie qu'il faut mettre le contenu de la parenthèse au carré. La lettre  $w$  représente la pulsation ( $2 \times \pi \times f$ ).

Si après avoir construit votre oscillateur vous constatez une instabilité inacceptable, il vous reste à construire un dispositif stabilisateur de fréquence qui comparant la fréquence de l'oscillateur à une base de temps permet de caller la fréquence de l'oscillateur sur une harmonique de la base de temps.

[Dispositif stabilisateur de fréquence](#)

Olivier ERNST F5LVG

## STABILISATEUR DE FREQUENCE POUR OSCILLATEUR LC

Olivier ERNST F5LVG

La réalisation d'oscillateurs stables est souvent un cauchemar pour le radioamateur. Soit il construit un oscillateur LC, mais au-dessus de 10 MHz on observe généralement une dérive continue en fréquence, soit il utilise un oscillateur à quartz et la fréquence est alors fixe. La solution est de réaliser un synthétiseur de fréquence à boucle à verrouillages de phase (PLL c'est-à-dire phase locked loop).

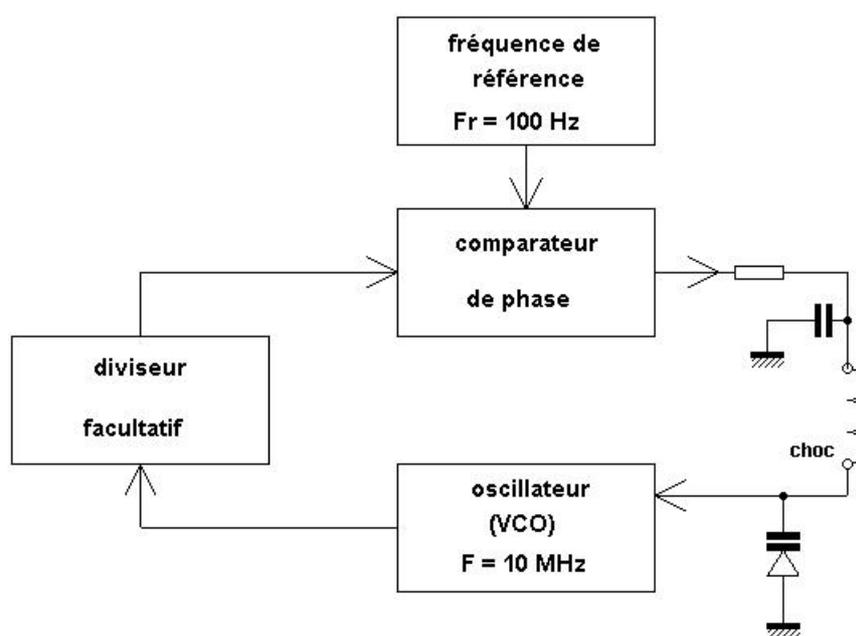


Figure 1 : Synthétiseur à verrouillage de phase (PLL).

Un synthétiseur PLL est un circuit qui comprend 3 éléments (figure 1). D'abord un oscillateur LC dont la fréquence peut être modifiée par une tension appliquée à une diode varicap (VCO). Ensuite un oscillateur de référence qui va déterminer le pas du synthétiseur (100 Hz par exemple). Enfin, un comparateur de phase qui applique une tension variable sur la diode varicap du VCO en fonction de la différence de phase entre la référence et l'oscillateur (ou un de ses sous-multiples). Pour être simple imaginons un oscillateur dont la fréquence est exactement de 10 MHz lors de l'allumage et en phase avec la fréquence de référence de 100 Hz. Si l'oscillateur est parfaitement stable, il reste en phase avec la référence et la tension

appliquée à la diode varicap reste constante. Si la fréquence de l'oscillateur diminue (il présente un retard de phase par rapport à la référence), le comparateur de phase augmente la tension de la varicap ce qui fait remonter la fréquence de l'oscillateur à 10 MHz. A l'inverse, si l'oscillateur augmente sa fréquence (il présente une avance de phase par rapport à la référence), le comparateur de phase diminue la tension appliquée à la varicap ce qui fait redescendre la fréquence de l'oscillateur à 10 MHz. Cet exemple illustre le fait que quelles que soient les variations spontanées de fréquence d'un oscillateur, une boucle de phase PLL permet de compenser cette dérive. D'une façon générale, la fréquence de sortie d'un synthétiseur est synchronisée sur une fréquence égale à un multiple de la fréquence de référence. Une remarque importante doit être faite. La fréquence de l'oscillateur peut être commandée par un condensateur variable en parallèle de la varicap. La varicap peut alors ne modifier la fréquence de l'oscillateur que sur une faible plage (50 KHz par exemple), servant uniquement à compenser la dérive. Les autres modifications de fréquence, pour l'accord sur plusieurs MHz par exemple, sont alors effectuées par le condensateur variable. Le diviseur de fréquence est facultatif. En son absence, il faut employer un comparateur de phase qui n'est actif que durant les flancs montant ou descendant de la fréquence de référence. Un synthétiseur PLL peut ainsi être presque simple, contrairement à ce que pensent la plupart des électroniciens amateurs ou professionnels.

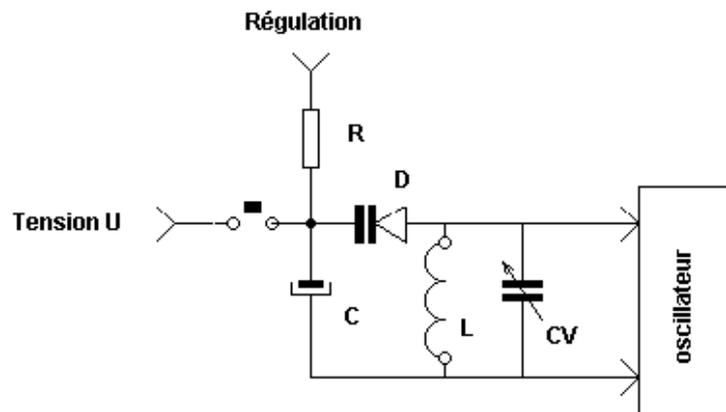


Figure 2

Avant de donner le schéma de réalisation examinons le montage de la figure 2. Il s'agit d'un oscillateur LC, dont la fréquence peut être modifiée sur une large gamme par CV (8 à 20 MHz par exemple). Par ailleurs on a ajouté en parallèle un dispositif régulateur de fréquence comprenant une diode varicap D permettant une faible variation de fréquence (100 KHz en milieu de gamme par exemple). Imaginons que l'on appuie sur le bouton-poussoir et qu'on règle la fréquence de l'oscillateur sur 10 MHz. Le condensateur C est donc chargé à la tension U pendant le réglage de la fréquence de l'oscillateur. Relâchons ensuite le bouton-poussoir. Le condensateur C va alors se décharger progressivement à travers la diode varicap D. Cette diode étant polarisée en sens inverse, sa résistance interne est très élevée, la décharge de C sera donc très lente. Nous allons étudier trois cas particuliers.

Premier cas : l'oscillateur est parfait, sa fréquence est parfaitement stable tant que C est

chargé à la tension fixe  $U$ . Une fois le bouton-poussoir relâché, la tension aux bornes de  $D$  tend à diminuer, sa capacité augmente et donc la fréquence tend à diminuer. Pour éviter cette baisse de fréquence il faut appliquer sur l'entrée " régulation " des impulsions de tension positive de façon à remonter périodiquement la tension aux bornes de  $D$  à la valeur  $U$ .

Deuxième cas : l'oscillateur tend à augmenter de fréquence tant que  $C$  est chargé à la tension fixe  $U$ . Une fois le bouton-poussoir relâché, la tension aux bornes de  $D$  tend à diminuer ce qui augmente sa capacité ce qui a tendance à faire diminuer la fréquence de l'oscillateur. Dans un cas extrême, cette baisse de fréquence induite par la varicap compensera exactement l'augmentation de fréquence que présente spontanément l'oscillateur sans ce dispositif. Il ne faut alors appliquer aucune tension sur l'entrée régulation.

Troisième cas : l'oscillateur tend à baisser de fréquence tant que  $C$  est chargé à la tension fixe  $U$ . Il s'agit du cas le plus fréquent. Une fois le bouton-poussoir relâché, il faut augmenter la tension aux bornes de  $C$  afin que la capacité de  $D$  diminue de façon à compenser la baisse de fréquence spontanée de l'oscillateur. Pour obtenir cette augmentation de tension aux bornes de  $C$  il faut appliquer sur l'entrée régulation des impulsions de tension positive (valeur nettement supérieure à  $U$ , par exemple  $5U$ ) dont la fréquence sera adaptée à la régulation nécessaire.

Au total, on remarque qu'il est possible de compenser la dérive en fréquence (positive ou négative) de l'oscillateur en jouant sur la fréquence des impulsions de tension appliquées sur l'entrée régulation. Ceci mérite quelques précisions. La durée des impulsions est très courte (quelques millièmes de secondes) par rapport à la constante de temps  $RC$  (quelques minutes). Chaque impulsion tend à charger le condensateur  $C$ . Si on double la fréquence des impulsions, le condensateur se chargera deux fois plus vite. On comprend donc bien que la fréquence des impulsions détermine la courbe de charge du condensateur. En jouant sur la fréquence de ces impulsions il est donc effectivement possible de compenser exactement la dérive en fréquence de l'oscillateur.

Le schéma du circuit stabilisateur réel est donné figure 3. La fréquence de référence est produite par un unique circuit intégré 74HCT4060. Ce CI permet à la fois de réaliser un oscillateur à quartz et une division de la fréquence du signal par 16384. En sortie on obtient donc un signal carré de 183 Hz. C'est le pas du synthétiseur. Le signal du VFO est appliqué à un transistor BC549c qui sert d'adaptateur d'entrée au circuit 74HCT74. La polarisation du BC549c doit être réglée pour obtenir une tension collecteur de 1.4 V en l'absence de signal. La fréquence de référence est aussi appliquée au 74HCT74. Ce circuit est une bascule de type  $D$  déclenchée par le front montant de la tension de référence. La tension de sortie (broche 8) ne se modifie que lors des fronts montants de la fréquence de référence, et se met au même niveau (haut ou bas) que la tension provenant du VFO à travers le BC549c. Tout changement de niveau de la sortie, induit une impulsion (positive ou négative) entre la base du BD137 et la masse. Ce transistor devient passant pour chaque impulsion positive. A sa sortie on obtient donc des séries d'impulsions positives dont la fréquence dépend des différences de phase observées entre le VFO et la référence. Ces impulsions sont appliquées au circuit  $RC$  (220 kohm, 680  $\mu F$ ). Vous remarquerez que le condensateur de 680  $\mu F$  n'est pas relié à la masse mais à un circuit diviseur de tension ( $U = 0.33 V$ ) de façon à obtenir à l'allumage du circuit une charge automatique de  $C$ . Le bouton-poussoir (INT1) ne sera donc utilisé que lors des changements de gamme, ou après un long temps de fonctionnement quand la tension aux bornes de  $C$  atteint sa valeur maximum (1.5 V).





donc pas été spécialement étudié et il est très probable qu'il est possible de faire nettement mieux. Il n'est donc décrit qu'à titre d'exemple. La résistance ajustable est réglée de façon à obtenir une oscillation sur toute la gamme sans fréquence parasite. Une diode LED rouge de 5 mm est utilisée en varicap. L'intérêt des LED est d'avoir une tension seuil plus élevée que les diodes au silicium et donc de pouvoir fonctionner à basse tension.

La principale difficulté de ce montage est le choix de la constante de temps du circuit RC (220 kohm, 680  $\mu$ F) et de la varicap. J'utilise fréquemment les LED rouges 5 mm en varicap de " faible capacité ". Je n'ai donc pas essayé d'autres diodes. Par contre j'ai essayé de nombreuses valeurs pour le circuit RC. En première approximation il faut choisir une valeur de capacité importante (470  $\mu$ F à 1000  $\mu$ F). Ensuite, il faut adapter la valeur de R. Une valeur trop importante ne permet pas la régulation. Une valeur trop faible crée une instabilité, chaque impulsion de tension induisant une variation de fréquence supérieure au pas du montage. Une valeur adéquate à une extrémité de gamme peut être inadéquate à l'autre extrémité. A priori, il faut choisir la valeur la plus faible permettant une régulation de qualité dans le haut de la gamme de fréquence.

Le circuit stabilisateur de fréquence a été monté en l'air sur une platine de bakélite cuivrée de 8x15 cm. Des résistances de 4.7 Mohm ont été utilisées pour réaliser la fixation des connexions. Les circuits intégrés sont montés " pattes en l'air ", chaque broche devant recevoir une connexion étant soudée à une résistance de 4.7 Mohm reliée à la masse. Cette technique permet de souder les connexions sur le fil de la résistance et non sur le circuit intégré lui-même. Les résistances de 4.7 Mohm sont totalement négligeables dans ce genre de montage.

En guise de conclusion, résumons les résultats de ce montage. Mon prototype permet l'écoute de station BLU sur 14 MHz (oscillateur 19 MHz) comme 3.5 MHz (oscillateur 8.5 MHz) pendant plus d'une heure sans retouche du potentiomètre d'accord de fréquence. La fréquence maximum théorique de ce montage est de 50 MHz. Ce circuit stabilisateur de fréquence permet donc de compenser quasiment parfaitement les dérives en fréquences lentes (sur plusieurs secondes). Par contre, il ne permet pas de rattraper les dérives de fréquence rapide (en moins d'une seconde). C'est d'ailleurs ce qui permet les variations de la fréquence par CV ou varicap en parallèle de la bobine. Ce circuit ne permet donc pas de compenser un effet de main, ou une variation de fréquence lors d'une commutation etc.

Si votre VFO dérive en fréquence construisez ce stabilisateur de fréquence ! Bonne réalisation.

Olivier ERNST F5LVG

**POUR EN SAVOIR PLUS SUR LES DISPOSITIFS STABILISATEURS DE FREQUENCE  
CONSULTEZ**

[GOUPL](#) : Ce site en anglais fait la synthèse des articles amateurs sur les circuits stabilisateurs de fréquence (CIRCUITS HUFF and PUFF) et l'emploi de diodes diverses en varicap.