

Laboratoire d'électronique : Convertisseurs A/N et N/A

MASUR Jonathan

GRAIGNIC Anthony

GOSSELIN Paul

1 Le filtre LC à deux circuits accordés couplés

1.1 Description

On considère le filtre LC à deux circuits accordés couplés décrits Fig. 1

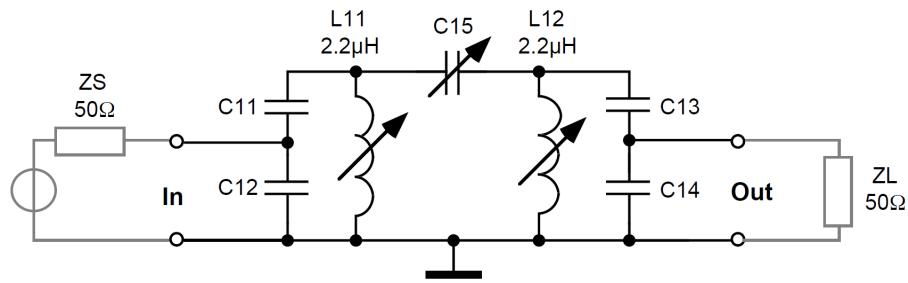


Figure 1: Filtre LC à deux circuits accordés couplés

1.2 Questions et calculs

1) Ici, on réalise une double adaptation d'impédance, utilisant deux diviseurs capacitifs. Leur concept repose sur l'équivalence décrites Fig. 2.

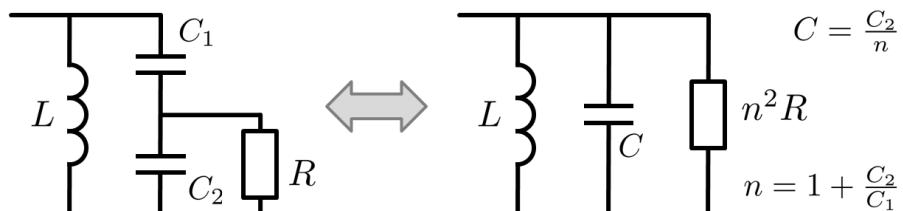


Figure 2: Filtre LC à deux circuits accordés couplés

Pour juste réaliser l'adaptation d'impédance, il suffirait de mettre uniquement un diviseur capacitif, du côté de l'impédance (de source ou de charge) la plus faible. Toutefois, les condensateurs C11 et C13 ainsi ajoutés permettent d'utiliser en entrée et en sortie du filtre des tensions de valeurs moyennes non nulles. Sans eux, les inductances L11 ou L12 engendreraient un court-circuit vers la masse.

Cela est tout particulièrement intéressant du côté de la source ; et si son impédance est strictement plus faible que l'impédance de charge, l'utilisation d'un unique diviseur capacitif est envisageable. En revanche, si ce n'est pas le cas, deux diviseurs capacitifs seront requis : le diviseur capacitif placé du côté de la source afin d'en isoler la composante DC augmentera son impédance ressentie, la rendant nécessairement plus élevée que l'impédance de charge, qui devra alors être adaptée.

Évidemment, utiliser en particulier deux diviseurs capacitifs identiques de chaque côté permet de connecter une source et une charge de même impédance, tout en gardant l'avantage susmentionné.

2) Une impédance de source ou de charge faussera le diviseur capacitif, résultant d'une part en une désadaptation d'impédance affectant le facteur de qualité du circuit résonnant concerné, d'autre part en une modification de sa fréquence de résonance (modifier C_2 dans Fig. 2 modifiera C). Les effets d'une telle modification de la fréquence de résonance seront évoqués plus bas.

3) En augmentant C_{15} , on augmente le coefficient de couplage k . Si C_{15} est trop faible, le couplage est insuffisant. On parle de sous-couplage : l'impédance trop élevée crée des pertes. Si C_{15} est trop élevé, les fréquences de résonance des circuits résonnantes s'éloignent. On parle de sur-couplage.

Les effets de ces phénomènes sont représentés Fig. 3

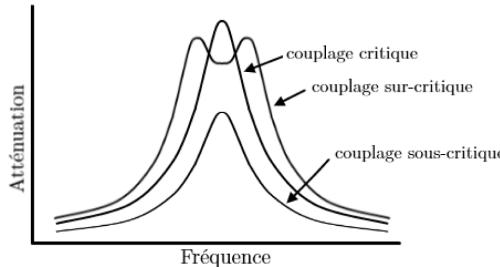


Figure 3: Effets d'un sous ou sur-couplage

4) On suppose fixée la résonance désirée ω_0 et les impédances de source et de charge, et on utilise pour chaque circuit résonant les notations de la figure Fig. 2.

Maintenir la résonance $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \sqrt{\frac{n}{L \cdot C_2}}$ impose alors de maintenir : $L = \frac{n}{\omega_0^2 C_2} = \frac{C_1 + C_2}{\omega_0^2 C_1 C_2}$.

Le facteur de qualité de chacun des circuits résonants s'écrit :

$$Q = \omega_0 \cdot n^2 \cdot R \cdot C = \omega_0 \cdot n \cdot R \cdot C_2 = \omega_0 \cdot R \cdot C_2 \cdot \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$$

Ainsi, le facteur de qualité maximal du système sera fixé par les valeurs choisies pour les condensateurs $C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}$. On pourra notamment l'augmenter en augmentant C_{12} et C_{14} . Toutefois, il convient de choisir $C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}$ de sorte que les valeurs requises pour L_{11} et L_{12} demeurent réalisables avec les inductances variables sélectionnées.

5) Dans le cadre d'utilisation de ce filtre, les fréquences d'intérêts seront telles que l'équivalence Fig. 2 soit valable ($\omega \gg \frac{1}{R_S C_{12}}, \frac{1}{R_L C_{14}}$).

Ce filtre est donc être considérer d'ordre 4.

Cela n'est toutefois valable qu'en restreignant les fréquences d'intérêt : si l'on considère l'intégralité du spectre, on a un filtre d'ordre 6.

6) Toujours en considérant que l'équivalence Fig. 2 est valable, on a 3 pôles en DC. Ainsi, on aura avant la résonance une pente de la réponse du filtre en amplitude de +60 dB/dec.

Si l'on s'intéresse à de très basses fréquences ($\omega \gg \frac{1}{R_S C_{12}}, \frac{1}{R_L C_{14}}$), les diviseurs capacitifs agiront comme passe-bas. On aura aboutira donc pour ces fréquences à une pente +100 dB/dec.

À l'infini, L11 et L12 agissent comme des interrupteurs ouverts tandis que C11, C15, C13 se comportent comme un fil. Les capacités C12 et C14 sont alors placées en parallèle, résultant en un unique pôle à l'infini. Ainsi, on aura après la résonance une pente de la réponse du filtre en amplitude de -20 dB/dec.

7) On aurait pu aussi réaliser un couplage capacitif, en remplaçant C15 par une inductance. Cela aurait eu pour avantage de compenser l'effet passe-haut lié aux diviseurs capacitifs, fournissant un filtre plus symétrique sur l'intégralité du spectre : +60 dB/dec avant la résonance, -60 dB/dec après la résonance si l'on s'intéresse à une très large gamme de fréquence. Dans la gamme de fréquence d'intérêt, on favorise l'atténuation des hautes fréquences : +20 dB/dec avant la résonance, -60 dB/dec après la résonance. Toutefois, compte tenu de l'utilisation d'une inductance supplémentaire, il s'agit d'une méthode plus coûteuse et moins précise.

On aurait aussi pu réalisé un couplage par transformateur. L'effet sur la réponse en fréquence aurait été le même, mais l'isolation entre la source et la charge s'en serait vue améliorée. Cette méthode plus coûteuse permettrait en revanche de s'affranchir de l'utilisation des inductances L11, L12, remplacées par celles liées au transformateur. Toutefois, le système n'est alors plus réglable. Préserver en parallèle les inductances variables L11, L12 permet de maintenir un réglage manuel, mais ce dernier demeure moins aisé et moins efficace qu'avec un simple couplage capacitif ou inductif.

2 L'amplificateur accordé

2.1 Description

On considère l'amplificateur accordé décrit Fig. 4.

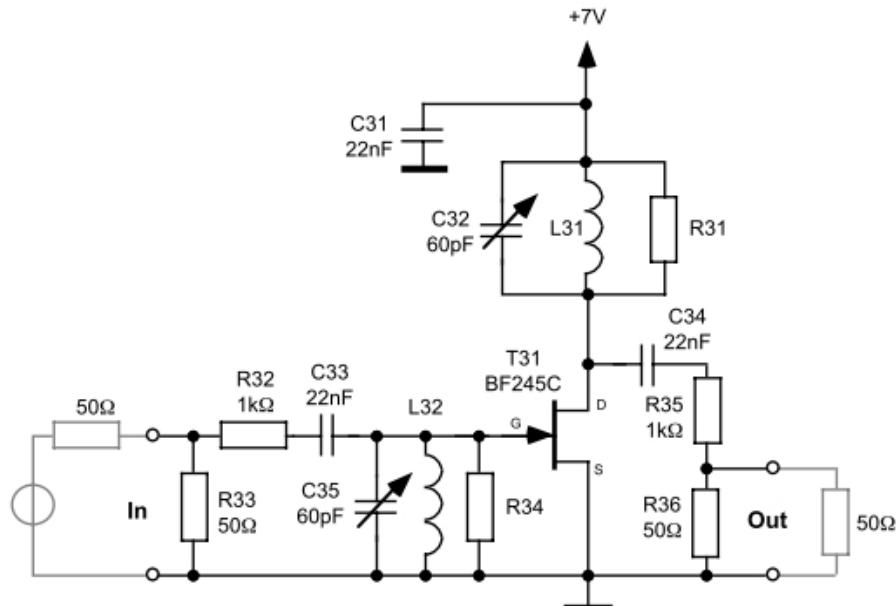


Figure 4

2.2 Questions et calculs

1) Les deux circuits résonnantes sont couplés via un couplage actif.

2) On couple deux filtres d'ordre 1, formant ainsi un filtre d'ordre 2.

Si le facteur de qualité de chacun des circuits résonants est le même, on obtient donc un facteur de qualité global de :

$$Q_{tot} = \frac{1}{\sqrt{2^{1/2} - 1}} Q = 1,554Q$$

3) Les condensateurs C_{33} et C_{34} permettent uniquement de couper de très basses fréquences, hors de notre domaine d'intérêt. On peut donc les ignorer.

Les filtres restants en amont et en aval du JFET sont tout deux constitués d'une inductance et d'une capacité en parallèle, liées à une tension de référence. Ce sont deux passe-bande d'ordre 2 : l'ordre est de 1 de chaque côté de la fréquence de résonance, donnant donc lieu à des pentes de ± 20 dB/décade de part et d'autre de cette fréquence.

En couplant ces deux filtres, on obtient donc un filtre passe-bande d'ordre total 4. On trouve de part et d'autre de la fréquence de résonance f_0 un ordre 2, soit des pentes de $+20$ dB/décade et -20 dB/décade respectivement en-dessous et au-dessus de f_0 .

4) Afin d'obtenir une bande passante à -3 dB s'étendant de $f_1 = 13$ MHz à $f_2 = 15$ MHz, le facteur de qualité total doit être de :

$$Q_{tot} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

avec $f_0 = 14$ MHz, soit :

$$Q_{tot} = 7$$

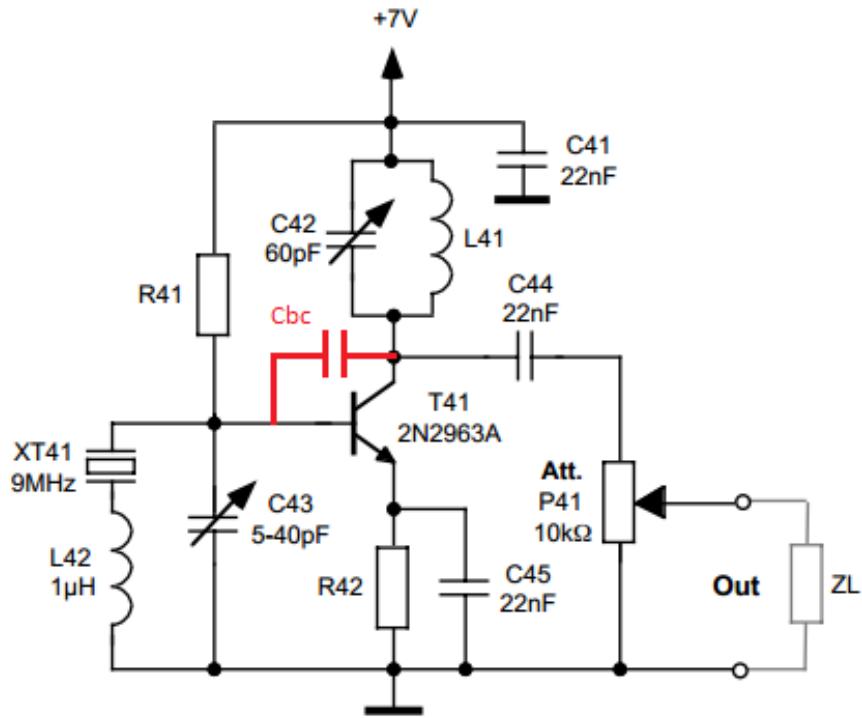
Cela correspond pour chaque circuit résonant à un facteur de qualité de :

$$Q = \sqrt{2^{1/2} - 1} \quad Q_{tot} = 4,505$$

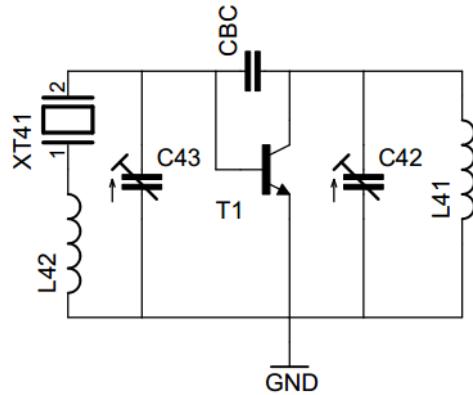
3 L'oscillateur à quartz

3.1 Description

La réaction positive s'effectue par le condensateur parasite C_{bc} qui se trouve entre le collecteur et la base du transistor.



L'oscillateur est de type Colpitts, c'est à dire que la réaction positive est réalisée par un diviseur capacitif. Si on considère le schéma petits signaux (suppression des composantes continues servant à polariser le transistor) on obtient le schéma suivant :



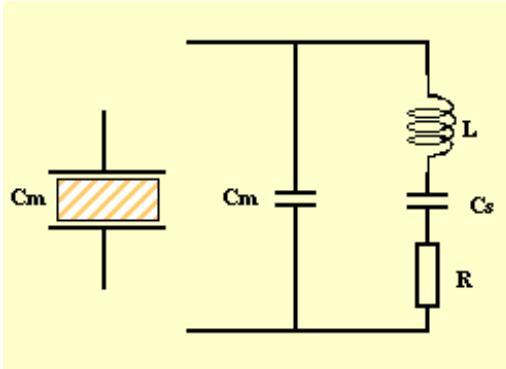
On voit alors que le circuit de charge est un filtre passe-bande formé par L_{41} et C_{42} . Les fréquences seront toutes atténuerées, sauf celles proches de la fréquence de résonance f_0 , où $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{41} \cdot C_{42}}}$.

En admettant qu'à l'enclenchement du circuit, il y a du bruit blanc sur la base du transistor, ce bruit blanc inclut toutes les fréquences y compris f_0 . Il ne restera plus que f_0 à la sortie, qui sera alors ré-injectée dans la base par le diviseur formé par C_{BC} et C_{43} .

La condition pour que l'oscillation démarre est que le gain du transistor doit être plus grand que l'atténuation du diviseur captatif. La branche avec le quartz n'est pas nécessaire pour l'apparition d'une oscillation. Cependant elle sert à sélectionner une fréquence particulière de façons plus précise.

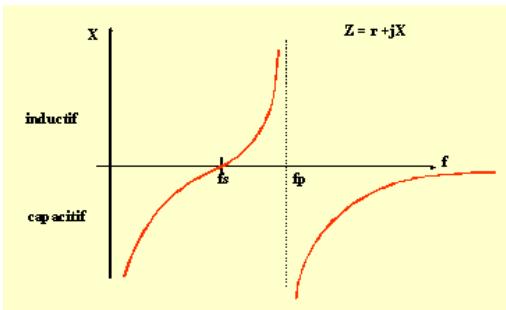
En effet, le quartz agit comme un filtre supplémentaire, et son facteur de qualité Q est très largement plus élevé que celui d'un filtre à composant LC (qui présentent des imperfections électromécaniques).

Le quartz peut être modélisé de la façon suivante :¹



Il a alors deux fréquences de résonances : $f_p = \frac{1}{2\pi \cdot L_s \cdot C_s}$ et $f_s = \frac{1}{2\pi \cdot L_s \cdot C_{eq}}$, où $C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_m}}$. Ces deux fréquences sont en général très proches l'une de l'autre.

Le quartz est capacitif sur toutes les plages de fréquences sauf dans la bande très étroite qui se trouve entre f_p et f_s ²:



Le quartz a un comportement inductif à la fréquence d'oscillation, qui est donc toujours comprise entre f_p et f_s .

Il est nécessaire que le résonateur L_{41} et C_{42} soit accordé à une fréquence très proche de celle du quartz, sinon les deux filtres vont s'annuler réciproquement et il n'y aura pas d'oscillations.

Le condensateur C_{42} a peu d'influence sur la fréquence de sortie. En effet, changer son réglage changera f_0 , mais le filtre réalisé par le Quartz ayant un facteur de qualité beaucoup plus grand, c'est lui qui sera déterminant pour la fréquence des oscillations. Si C_{42} est mal réglé, nous aurons simplement une atténuation de l'amplitude des oscillations, ou carrément un arrêt de l'oscillateur.

En revanche le réglage de C_{43} vient affecter directement le quartz, et va donc avoir un effet direct sur la fréquence d'oscillation.

Le fait de brancher une charge à la sortie va diminuer le facteur de qualité du résonateur L_{41} et C_{42} . Cela va donc affecter le rapport de force entre ce filtre et le quartz. Plus la résistance de charge est faible, plus le facteur de qualité baisse donc plus la fréquence sera proche de celle du Quartz, ce qui est l'idéal.

3.2 Dimensionnement de la polarisation

On fait une analyse en grand signaux, c'est à dire que toutes les inductances sont des court-circuits, et les capacités ainsi que le quartz sont circuits ouverts.

¹Source : www.acedim.com/Formatronic/Electro2/oscillateur/lequartz.html

²Source : <http://www.acedim.com/Formatronic/Electro2/oscillateur/oscilaquartz.html>

Le courant de repos I_c de $1mA$ doit circuler dans le collecteur et l'émetteur du transistor. On désire avoir $1V$ sur l'émetteur, d'où la valeur de R_{42} :

$$R_{42} = \frac{U_e}{I_c} = \frac{1V}{1mA} = 1k\Omega$$

Puis, le courant circulant dans la base du transistor, et donc dans R_{41} est β fois plus petit que I_c . Le facteur β varie fortement avec la température et d'un transistor à l'autre, cependant on peut pour ce transistor estimer que $\beta \simeq 100$ d'où :

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{1mA}{100} = 10\mu A$$

La tension entre la base et l'émetteur est identique à celle d'une diode en conduction $U_j \simeq 0.7V$, d'où :

$$R_{41} = \frac{U_{R41}}{I_b} = \frac{V_{cc}-U_b}{I_b} = \frac{V_{cc}-U_j-U_e}{I_b} = \frac{7V-0.7V-1V}{1mA} = 530k\Omega$$

Nous prenons donc une valeur normalisée de $470k\Omega$, arrondi en dessous car il vaut mieux que I_b et I_c soient un peu plus grand que prévu (transistor conduit mieux) que l'inverse.

La sortie, qui se trouve sur le collecteur du transistor, peut osciller librement entre la tension d'émetteur, qui est de $1V$, et la tension d'alimentation, qui est de $7V$. Il est donc possible d'avoir jusqu'à $6V$ d'amplitude en sortie.

3.3 Calcul de l'inductance

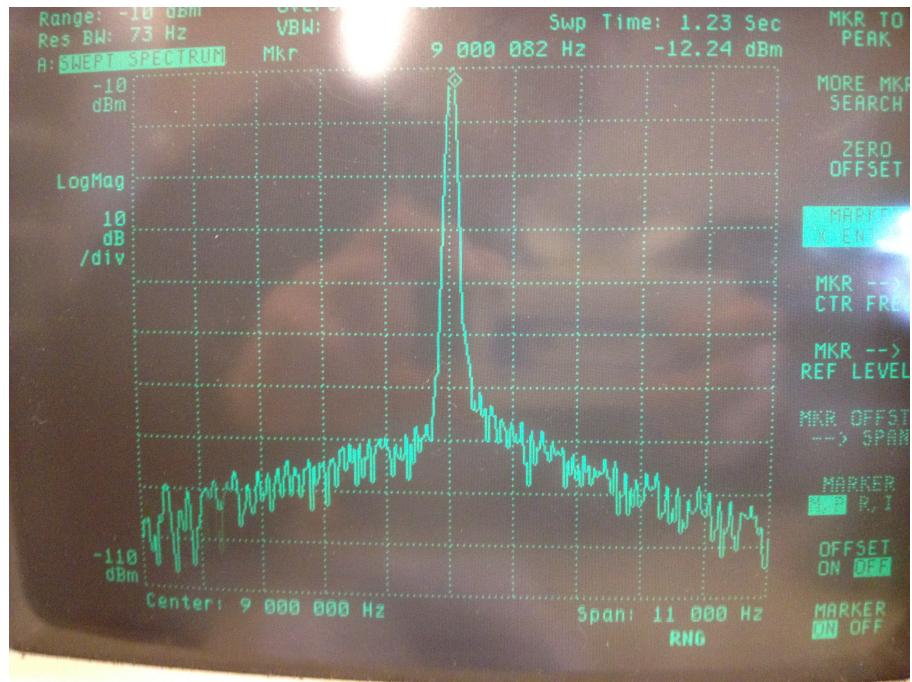
La fréquence de résonance de la charge au collecteur est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{41} \cdot C_{42}}} \Rightarrow L_{41} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_{42}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 9 \cdot 10^6)^2 \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = 5.22\mu H$$

On a utilisé la valeur normalisée la plus proche, c'est à dire $5.6\mu H$

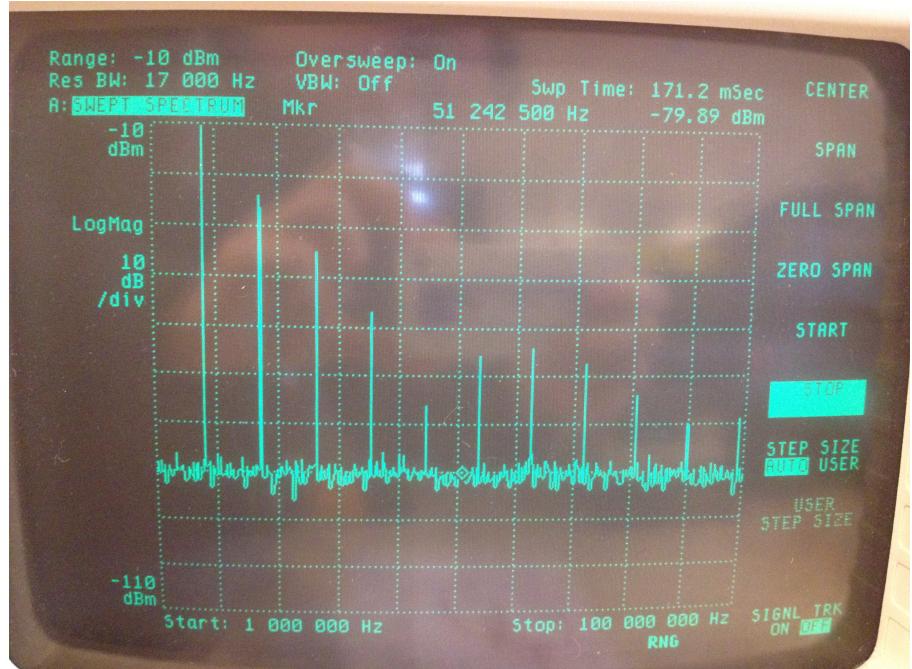
3.4 Mesures

Spectre de sortie autour de la fondamentale à $9MHz$:



Réglage de P41 : On constate que, lorsqu'on monte le curseur, la fréquence augmente. Augmenter le curseur revient à charger plus la sortie donc à diminuer le facteur de qualité du résonateur de sortie. Apparemment notre quartz à une fréquence propre un peu plus élevée que 9MHz mais le réglage a été établi de manière à ajuster la fréquence. Le fait de diminuer le facteur de qualité diminue l'influence du réglage sur la fréquence, d'où un rapprochement à la fréquence propre du quartz c'est à dire une augmentation.

Spectre de sortie de 1MHz à 100MHz :



On constate que le quartz à de nombreuses harmoniques, qui s'observent sur la sortie malgré le filtre de sortie L_{41} et C_{42} . Sans l'effet de ce filtre, l'intensité de toutes les harmoniques serait probablement presque égal. Il est donc possible de faire osciller ce circuit à une autre fréquence avec le même quartz, en changeant les composants. On peut alors choisir une harmonique sur laquelle on vient s'accorder avec le quartz : Le filtre LC donne une grossière approximation de la région où les oscillations vont démarrer tandis que le quartz règle précisément la fréquence.

4 Mélangeurs

4.1 Introduction

Les mélangeurs sont des circuits qui permettent de multiplier deux signaux sinusoïdaux. D'après la formule d'addition des sinus :

$$\sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \sin(\omega_2 \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot (\cos((\omega_1 - \omega_2) \cdot t) - \cos((\omega_1 + \omega_2) \cdot t))$$

Pour un montage idéal, nous avons donc une première composante fréquentielle en $\omega_1 - \omega_2$ et une deuxième en $\omega_1 + \omega_2$

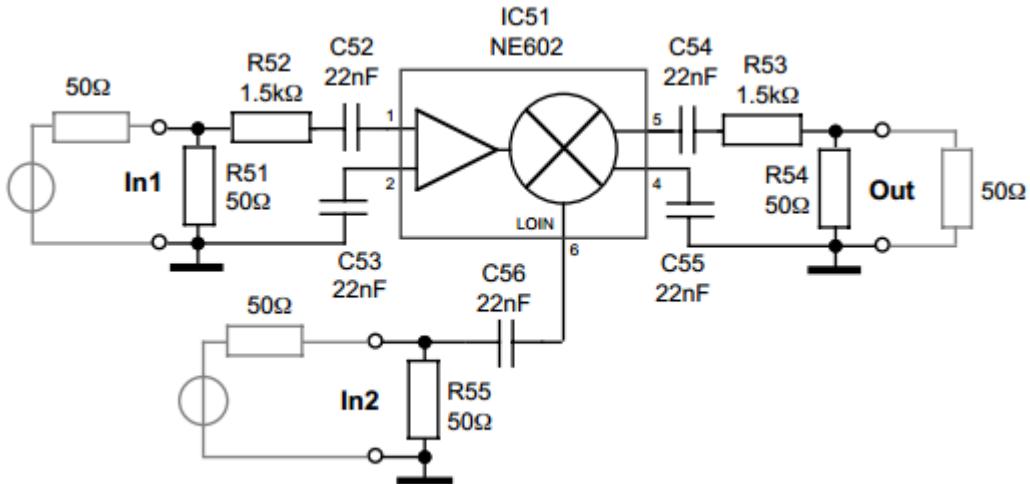
Il est alors possible par filtrage d'éliminer l'une de ces deux composantes, typiquement $\omega_1 - \omega_2$, afin de ne garder que la composante en $\omega_1 + \omega_2$.

Ceci est utile pour réaliser plusieurs types de modulation et de démodulation.

En pratique, la multiplication va présenter des non linéarités, nous aurons donc des harmoniques de ω_1 et de ω_2 en entrée du système. Ainsi, nous avons des composantes à toutes les fréquences : $m \cdot \omega_1 + n \cdot \omega_2, \forall m, n \in \mathbb{Z}$

4.1.1 Mélangeur à circuit intégré NE602

La multiplication des signaux IN1 et IN2 est faite par le circuit intégré NE602. Il s'agit d'un multiplicateur à 4 quadrants, c'est à dire que la sortie est valable pour toutes les combinaisons possibles des signes des tensions IN1 et IN2 (+, +), (+, -), (-, +) et (-, -). Il n'y a donc aucunement besoin de polariser les entrées avec une composante continue, d'où un montage très simple.



L'impédance d'entrée sur l'amplificateur différentiel (broches 1 et 2) est d'environ $1.5k\Omega$ ³. Idem pour les sorties sur les broches 4 et 5. Les résistances R_{51} , R_{52} , R_{53} et R_{54} servent à adapter l'impédance du câble

³Voir datasheet du composant NE602

d'antenne 50Ω vers le circuit intégré.

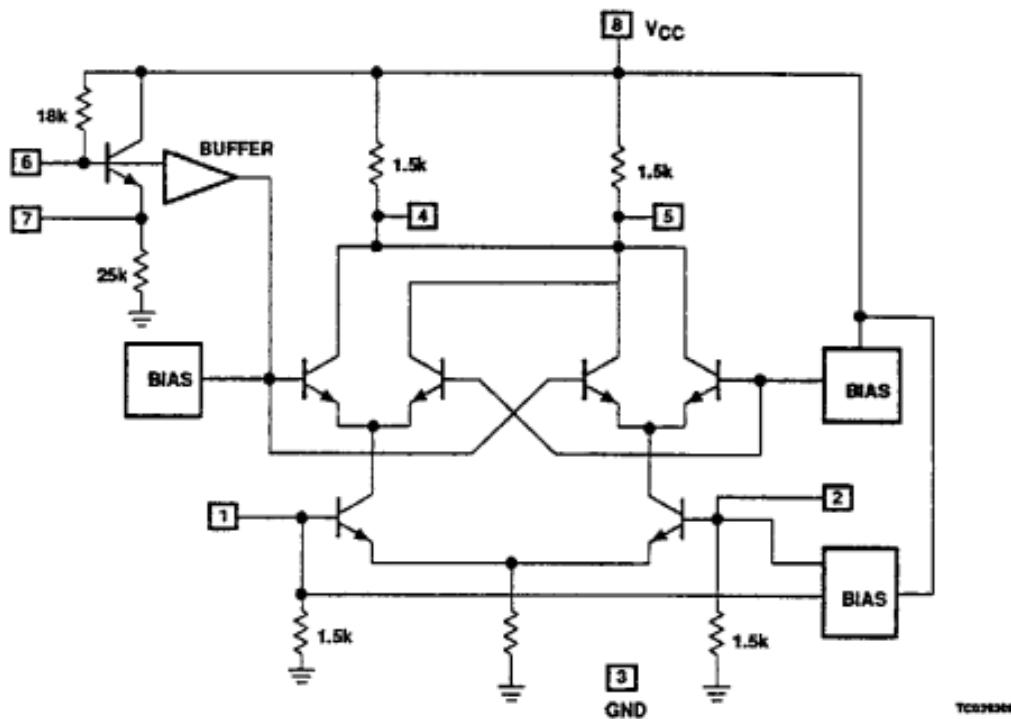
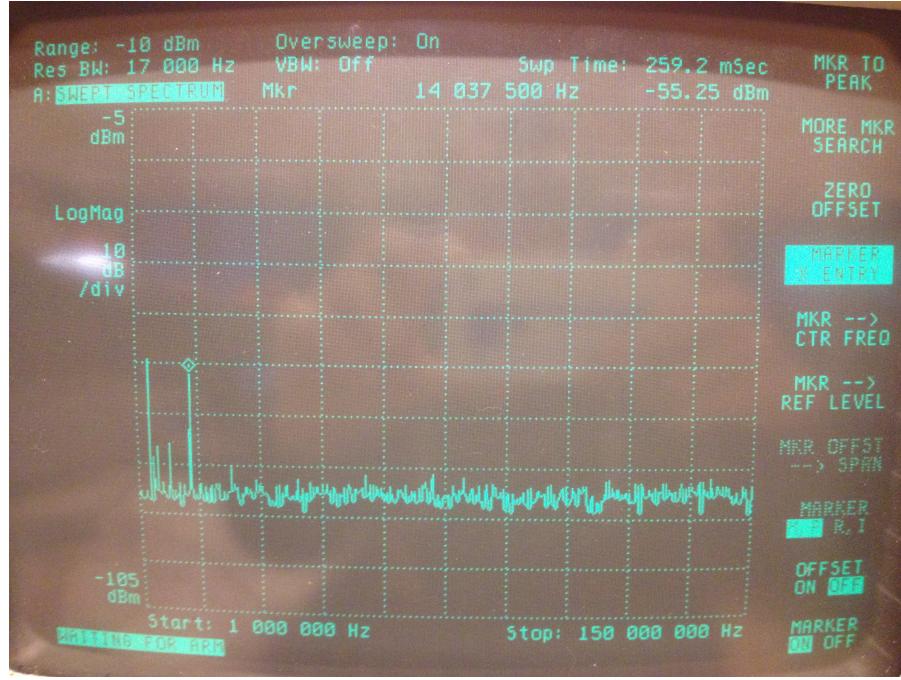


Figure 2. Equivalent Circuit

Le circuit à été prévu pour fabriquer un oscillateur avec les broches 6 et 7 cependant on n'utilise pas cette fonctionnalité, car nous avons notre propre oscillateur. L'amplitude doit être au moins de $200mV$ pour simuler un oscillateur local, qui n'est pas amplifié à l'intérieur du circuit, contrairement à l'entrée des broches 1 et 2 qui simule une antenne, et qui est amplifiée en interne.

Spectre de sortie :



Mesures :

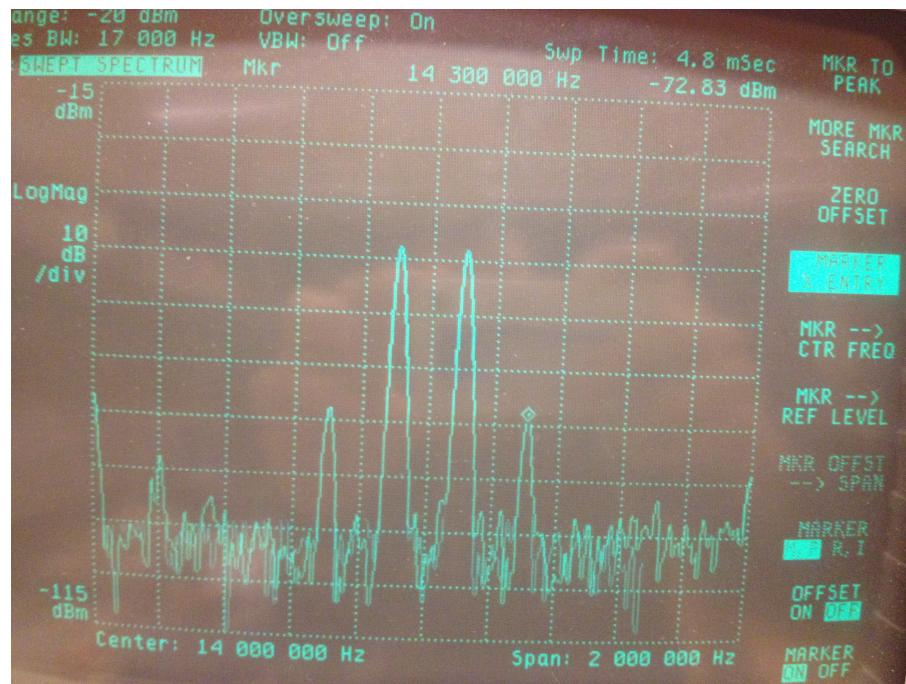
- Guain de conversion : 13.3 dB
- Point de compression de 1dB : -8.2 dBm
- Point d'interception du 3ème ordre : 6.55 dBm

A noter qu'il y a une perte de puissance considérable à cause du changement d'impédance. On perd la moitié du signal d'entrée utile sur le diviseur formé par R_{in} et R_{51} , soit -6 dB. On perd une grande partie de la puissance de sortie à cause du diviseur formé par R_{53} et R_{54} , les pertes sont de :

$$\text{Pertes} = 20 \cdot \log\left(\frac{R_{54}/R_{out}}{(R_{54}/R_{out})+R_{53}}\right) = 20 \cdot \log 2525 + 1500) \simeq -35.7 \text{ dB}$$

Nous avons donc, en réalité, 41.7 dB de plus que ce que nous indique l'appareil.

Voici le spectre de sortie d'un signal double ton d'amplitude -8 dBm (l'appareil voit -35.7 dB de moins, soit -43.7 dBm):



Le pic de l'harmonique 3 est à -72.8 dBm pour l'appareil, c'est à dire en réalité $-72.8 + 35.7 = -37.1$ dBm.
 On peut alors calculer le taux de distortion d'intermodulation d'ordre trois, c'est le point qui satisfait l'équation :

$$y = -37.1 + 3 \cdot (y + 8) \Rightarrow y = 6.55 \text{ dBm}$$