

Laboratoire d'électronique : Initiation à la Haute Fréquence

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

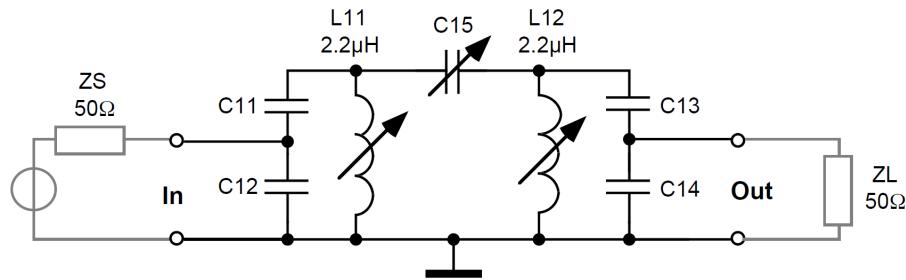


Figure 1: Filtre LC à deux circuits accordés couplés

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.

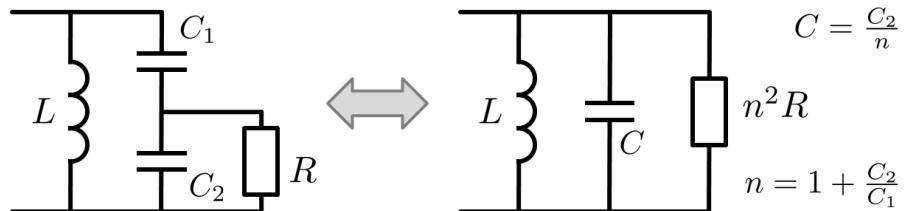


Figure 2: Filtre LC à deux circuits accordés couplés

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

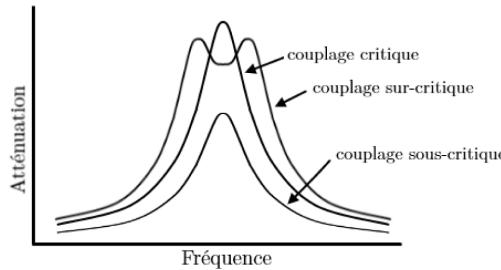


Figure 3: Effets d'un sous ou sur-couplage

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) L'équivalence Fig. 2 est valable pour des fréquences $f \gg \frac{1}{2\pi R_S C_{12}}, \frac{1}{2\pi R_L C_{14}}$. Dans ce domaine de fréquences, le filtre peut être considéré comme un filtre d'ordre 4.

Si l'on considère une plus large gamme de fréquences (des fréquences plus basses), cette équivalence ne peut plus être prise en compte, et l'on observe un filtre d'ordre 6.

6) Si l'on considère des fréquences $f \gg \frac{1}{2\pi R_S C_{12}}, \frac{1}{2\pi R_L C_{14}}$, après application de l'équivalence Fig. 2, on observe 3 pôles en DC. Ainsi, on aura avant la résonance une pente de la réponse du filtre en amplitude de +60 dB/dec. Pour des fréquences $f < \frac{1}{2\pi R_S C_{12}}, \frac{1}{2\pi R_L C_{14}}$, l'équivalence n'est plus valable et C_{11} et C_{13} ajoutent 2 pôles en DC, donnant une pente de +100dB/dec. À noter que si la fréquence de résonance n'est pas suffisamment grande devant $\frac{1}{2\pi R_S C_{12}}, \frac{1}{2\pi R_L C_{14}}$, la pente à +60 dB/dec ne pourra être observée, car cachée par la résonance.

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 inductif, 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 plus proche de la résonance, où l'équivalence Fig. 2 est applicable, 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 réaliser un couplage par transformateur. L'effet sur la réponse en fréquence aurait été le même qu'avec le couplage inductif, mais l'isolation entre la source et la charge s'en serait vue améliorée. Cette méthode plus coûteuse permettrait 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 permettrait de maintenir un réglage manuel, mais ce dernier demeure moins aisément efficace qu'avec un simple couplage capacitif ou inductif.

1.3 Mesures et réglages

1) On prend : $C_{11} = C_{13} = 68\text{pF}$, $C_{12} = C_{14} = 390\text{pF}$, $C_{15}^{\max} = 5\text{pF}$, $L_{11}^{\max} = L_{12}^{\max} = 2,2\mu\text{H}$.

On règle grossièrement les inductances et capacités variables (aboutissant notamment à une légère différence dans les fréquences de résonance). On obtient entre 1MHz et 100MHz les diagrammes de Bode représentés Fig. 4.



Figure 4: Diagramme de Bode expérimental pour le filtre LC à deux circuits accordés couplés

Dans notre cas : $\frac{1}{2\pi R_S C_{12}}$, $\frac{1}{2\pi R_L C_{14}} \approx 8,2\text{MHz}$. La pente +100 dB/dec, que l'on trouverait entre cette fréquence et la fréquence de résonance, n'est donc pas observable : elle est effectivement camouflée par la résonance. On observe en revanche bien en deçà de cette fréquence une pente à +100 dB/dec (typiquement autour de 6-7MHz, avant que tracé ne soit perturbé par des bruits divers).

2,3) On précise les réglages des inductances et capacités variables. Après avoir réglé L11, L12 de sorte à

obtenir des fréquences de résonance identiques, on règle le couplage avec C15. On peut ainsi observer les effets d'un sur-couplage ou d'un sous-couplage comme présenté Fig. 5.



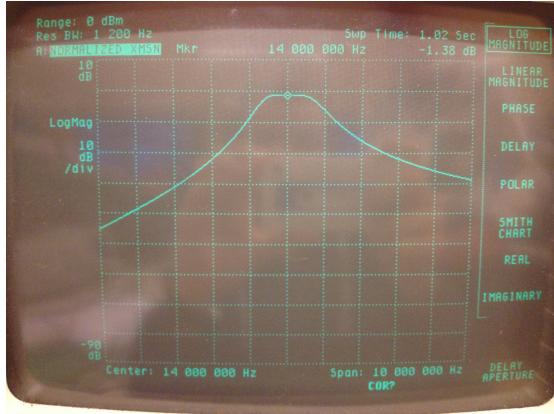
(a) Sous-couplage



(b) Sur-couplage

Figure 5: Exemple de sous- et sur-couplage

En effectuant un léger sur-couplage, on obtient les caractéristiques requises : une bande passante de 2MHz autours 14MHz. Les résultats sont montrés Fig. 6.



(a) Module



(b) Phase

Figure 6: Diagramme de Bode du filtre LC à deux circuits accordés couplés réglé

4) Les pertes d'insertion de ce filtre se lisent sur le tracé Fig. 6. En effet, puisque l'on peut, à 14MHz, négliger les pertes liées aux diviseurs capacitifs, ces pertes d'insertion correspondent aux pertes observer au plus fort de la résonance : -1,38 dB.

2 L'amplificateur accordé

2.1 Description

On considère l'amplificateur accordé décrit Fig. 7.

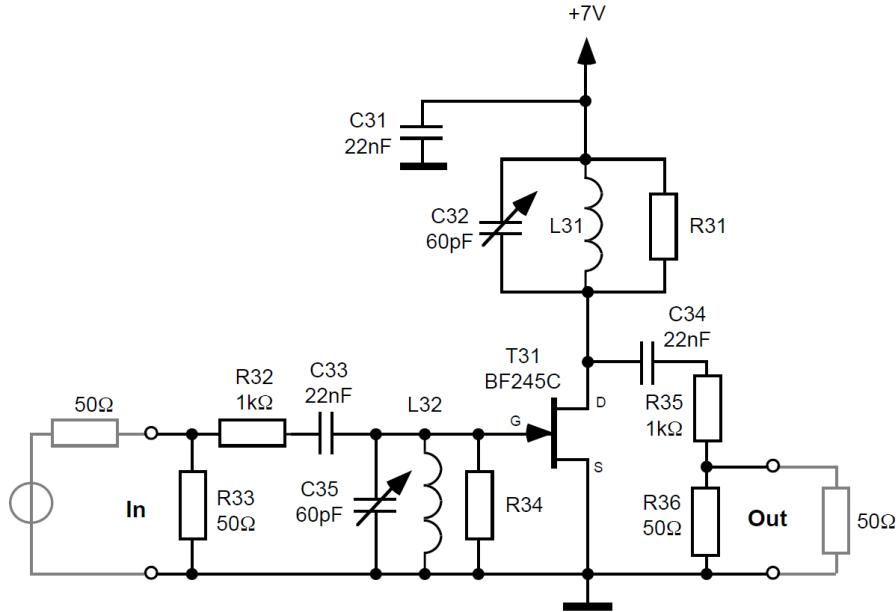


Figure 7: L'amplificateur accordé

2.2 Questions et calculs

- 1) Les deux circuits résonnantes sont couplés via un couplage actif.
- 2) On couple deux filtres d'ordre 2, formant ainsi un filtre d'ordre 4.

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

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

- 3) Les condensateurs C33 et C34, compte tenu de leur taille, 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 tous 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 +40 dB/ec et -40 dB/dec respectivement en-dessous et au-dessus de f_0 .

- 4) Afin d'obtenir une bande passante à -3dB 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 :

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

5) Pour les petits signaux, à la fréquence de résonance — où $C32||L31$ et $C35||L32$ sont assimilés à des circuits ouverts — le montage est équivalent au circuit donné Fig. 8.

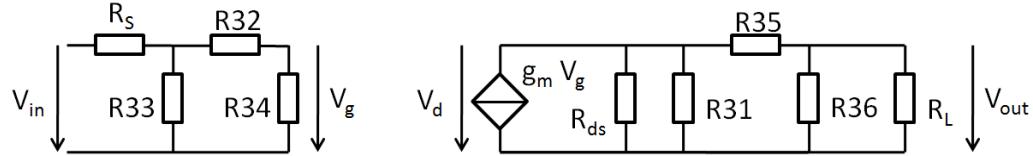


Figure 8: Équivalence pour les petits signaux à la fréquence de résonance

Le gain en tension théorique $A_v = \frac{V_d}{V_g}$ est alors donné par :

$$A_v = \frac{g_m}{\frac{1}{R_{ds}} + \frac{1}{R_{31}} + \frac{1}{R_{35} + \frac{1}{R_{36}^{-1} + R_L^{-1}}}}$$

2.3 Mesures et réglages

1,2) Un fois réglé, l'amplificateur accordé donne les résultats présentés Fig. 9.

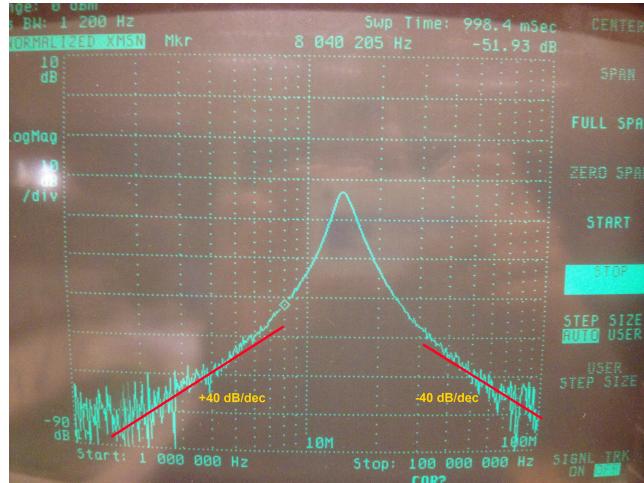


Figure 9: Réponse de l'amplificateur accordé de 1MHz à 100MHz

On observe bien en basses et hautes fréquences les pentes ± 40 dB/dec prédites, relativement noyées dans du bruit et éloignées de la fréquence de résonance — la résonance étant ici relativement large.

3) On mesure à la fréquence de résonance un gain total A_{tot} de -23,3 dB.

Or le pont diviseur $R35-R36-RL$ engendre un gain : $A_R = \frac{(R_{36}||R_L)}{R_{35}+(R_{36}||R_L)} = -32,3$ dB

Le gain A_v est donc de : $A_v = \frac{A_{tot}}{A_R} = 9$ dB = 2,8

4) On applique en entrée de l'amplificateur accordé un signal sinusoïdal de fréquence 14MHz et puissance 0 dBm. On obtient le spectre donné Fig. 10a. La composante à 14MHz est bien réduite d'approximativement 23,3 dB. On retrouve ainsi le gain de conversion est de -23,3 dB. En revanche, à cette composante s'ajoute une harmonique à 28MHz, plus faible de 47 dB.

En augmentant à 10 dBm la puissance en entrée, on obtient le spectre donné Fig. 10b. L'harmonique à 28MHz est renforcée, et d'autres harmoniques apparaissent.

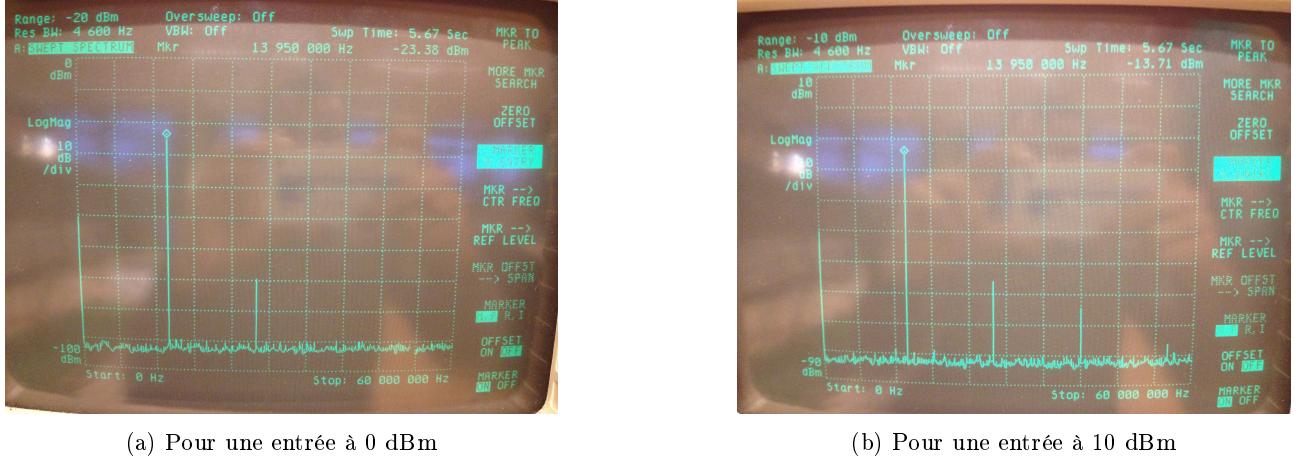


Figure 10: Spectre de la réponse à un signal sinusoïdal à 14MHz

5) On atteint le point compression de 1dB pour une entrée à 11.5 dBm, soit une tension de 2.38V crête à crête.

6) On injecte désormais en entrée un signal double-ton à 13.9 MHz et 14.1 MHz. Pour cela, on utilise un générateur supplémentaire, ainsi qu'un sommateur passif engendrant de perte 6 dB sur chacun des deux signaux additionnés. Ce montage repose sur l'équivalence présentée Fig. 11. Désormais, lorsque l'on parlera d'entrée double-ton à X dBm, on fera référence à la puissance équivalente résultant pour chacune des deux composantes (*donnée du générateur* – 6 dBm donc).

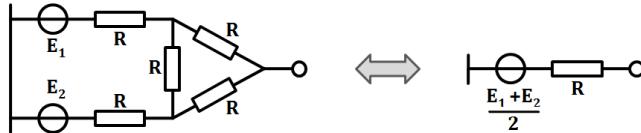


Figure 11: Production d'une entrée double-ton

On observe en sortie les spectres présentés Fig. 12.

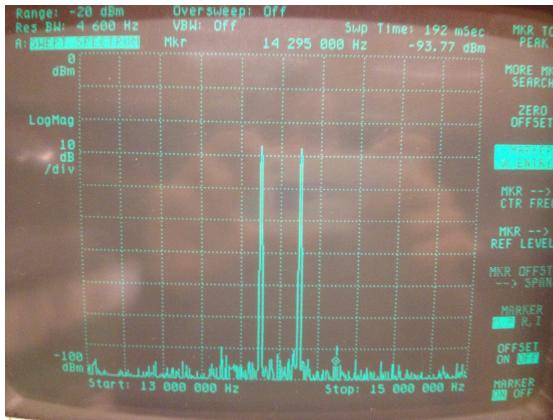
On sait que, pour $X_1 = 0$ dBm en entrée, on obtient $Y_1 = -23.3$ dBm en sortie pour la composante principale. Par ailleurs, pour $X_2 = 5.5$ dBm en entrée pour chaque composante d'un signal double-ton, on obtient en sortie un produit d'intermodulation d'ordre 3 (14.3MHz) de $Y_2^{(3)} = -35.3$ dBm. Le point d'interception du troisième ordre IM3 est alors donné par :

$$Y_1 + 1 \cdot (IM3 - X_1) = Y_2^{(3)} + 3 \cdot (IM3 - X_2) \quad [dBm]$$

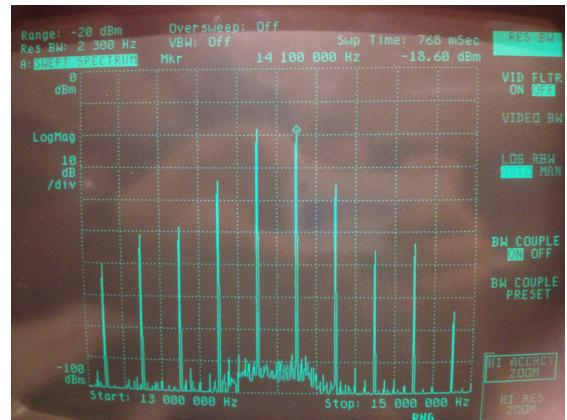
Soit :

$$IM3 = \frac{Y_1 - Y_2^{(3)} + 3X_2 - X_1}{2} \quad [dBm]$$

Le point d'interception de troisième ordre est donc $IM3 = 14.3$ dBm.



(a) Pour une entrée à -6 dBm



(b) Pour une entrée à 5,5 dBm

Figure 12: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 13,9MHz et 14,1MHz

3 L'oscillateur à quartz

3.1 Description

On considère l'oscillateur à quartz représenté Fig. 13.

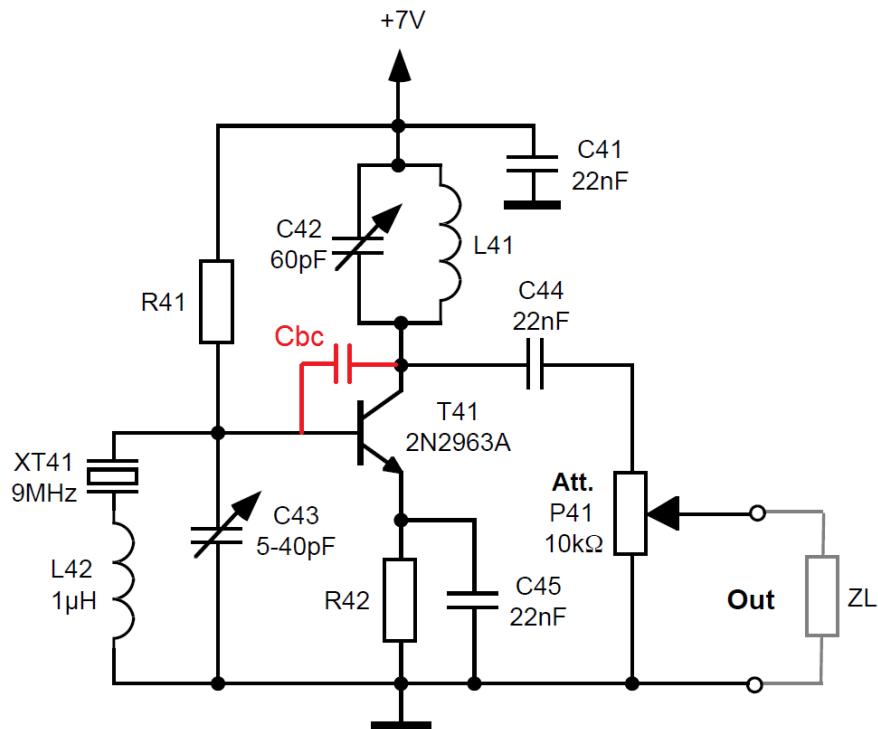


Figure 13: L'oscillateur à quartz

L41 et C42 permettent de sélectionner l'harmonique désirée du quartz XT41. Les résistances R11 et R42 fixent le point de fonctionnement du transistor. L42 et C43 permettent un réglage fin de la fréquence d'oscillation du quartz, en modifiant légèrement les fréquences de résonance.

3.2 Questions et calculs

1) 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 : 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 Fig. 14.

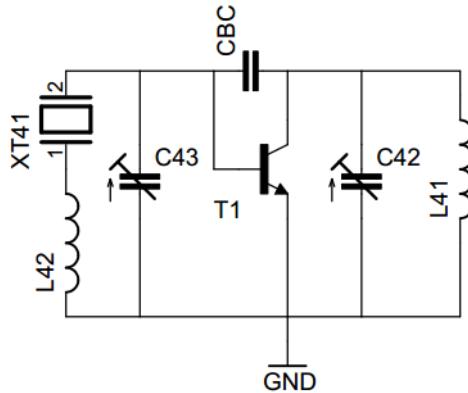
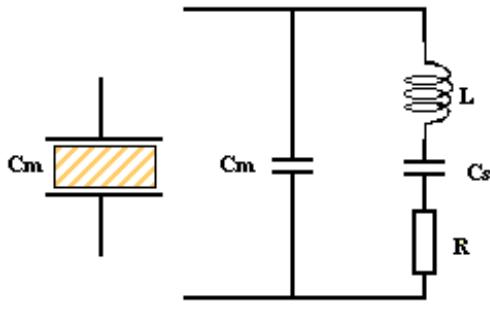


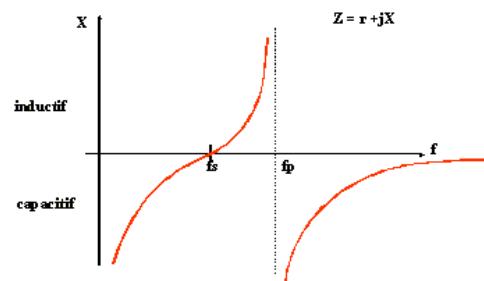
Figure 14: Modèle petits signaux de l'oscillateur à quartz

On voit alors que le circuit de charge est un filtre passe-bande formé par L_{41} et C_{42} . Les fréquences seront toutes atténées, sauf celles proches de la fréquence de résonance f_0 , où $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{41}C_{42}}}$. 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, et le déphasage de la boucle complète doit être de 360° . La branche avec le quartz n'est pas nécessaire pour l'apparition d'une oscillation. Cependant elle sert à sélectionner une fréquence particulière de façon plus précise. En effet, le quartz agit comme un filtre précis en fréquence, et son facteur de qualité Q est très largement plus élevé que celui d'un filtre à composant LC (qui présentent des imperfections). Le quartz peut être modélisé comme représenté Fig. 15a¹.



(a) Modèle du quartz



(b) Impédance en fonction de la fréquence

Figure 15: Modélisation du quartz

¹Source : http://www.acedim.com/Formatronic/Electro_2/oscillateur/lequartz.html

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 $C_{eq} = (C_s^{-1} + C_m^{-1})^{-1}$. Ces deux fréquences sont en général très proches l'une de l'autre.

Au sein de la bande étroite $[f_p, f_s]$, le quartz a un comportement inductif. En revanche, hors de cette bande, il suit un comportement capacitif (cf. Fig. 15b²).

Il est nécessaire que le résonateur L41 et C42 soit accordé à une fréquence très proche de celle du quartz, sans quoi le gain de la boucle complète (amplification par le transistor, filtrage LC et filtrage par le quartz) serait inférieur à 1, empêchant l'établissement d'oscillations.

2) Le condensateur C42 a peu d'influence sur la fréquence de l'oscillateur. En effet, changer sa valeur 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 C42 est mal réglé, nous aurons simplement une atténuation de l'amplitude des oscillations, voire un arrêt de l'oscillateur.

En revanche, le réglage de C43 vient affecter directement le quartz et va donc avoir un effet direct sur la fréquence d'oscillation.

3) Le fait de brancher une charge à la sortie va diminuer le facteur de qualité du résonateur L41-C42 et donc affecter le rapport de force entre ce filtre et le quartz. Plus la résistance R'_L formée par P41 et la résistance de charge est faible, plus le facteur de qualité sera bas, et donc plus la fréquence sera proche de celle définie par le quartz. En revanche, si R'_L est trop élevée et la fréquence de résonance du résonateur L41-C42 diffère trop de celle du quartz, les oscillations ne pourront s'établir.

Le réglage de P42 affectera ainsi la fréquence de l'oscillateur une fois l'impédance de charge Z_L connectée, en affectant la valeur R'_L .

4) On fait une analyse en courant continu. Toutes les inductances sont considérées comme des court-circuits, et les capacités ainsi que le quartz comme des circuits ouverts.

Le courant de polarisation 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 R42 :

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

Le courant I_b circulant dans la base du transistor, et donc dans R41 est β fois plus petit que I_c . Le facteur β varie fortement d'un transistor à l'autre, cependant on peut pour ce transistor estimer que $\beta \simeq 100$, d'où :

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = 10\mu\text{A}$$

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

$$R_{41} = \frac{U_{R41}}{I_{R41}} = \frac{V_{cc} - U_b}{I_b} = \frac{V_{cc} - U_j - U_e}{I_b} = 530\text{k}\Omega$$

Nous prenons donc une valeur normalisée de 470kΩ, arrondie en dessous car il vaut mieux que I_b et I_c soient un peu plus grands que prévu (le transistor conduit mieux) que l'inverse.

5) Le potentiel au collecteur du transistor, étant relié à l'alimentation par une inductance, a une composante continue de +7V. La composante alternative peut descendre au plus jusqu'à $U_b = 1.7\text{V}$ sans subir de déformations. Il est donc possible d'avoir jusqu'à $2 \cdot (7 - 1.7) = 10.6\text{V}$ d'amplitude crête à crête au niveau du collecteur. Suivant le réglage de P41, cette amplitude sera divisée aux bornes de la résistance de charge.

²Source : http://www.acedim.com/Formatronic/Electro_2/oscillateur/oscilaquartz.html

- 6) La fréquence de résonance de la charge au collecteur est donnée par : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{41} \cdot C_{42}}}$

$$\text{On obtient alors : } L_{41} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_{42}} = 5.22\mu\text{H}$$

On utilisera la valeur normalisée la plus proche, à savoir $L_{41} = 5.6\mu\text{H}$

3.3 Mesures

- 1,2)** Afin de favoriser la mise en place d'oscillations malgré un réglage imparfait de l'oscillateur L41-C42, on place le curseur de P41 proche de la masse. Ainsi la résistance de charge perçue R'_L est plus élevée. (Voir partie 3 de la section précédente.)

Après avoir placé C43 au milieu de sa course, on règle alors C42 de sorte à provoquer le démarrage des oscillations.

- 3)** Maintenant que l'on observe des oscillations en sortie du circuit, on observe se dernier au spectromètre. On peut alors affiner le réglage de C42 de sorte à préciser la fréquence d'oscillation.

On obtient ainsi le spectre présenté Fig. 16.

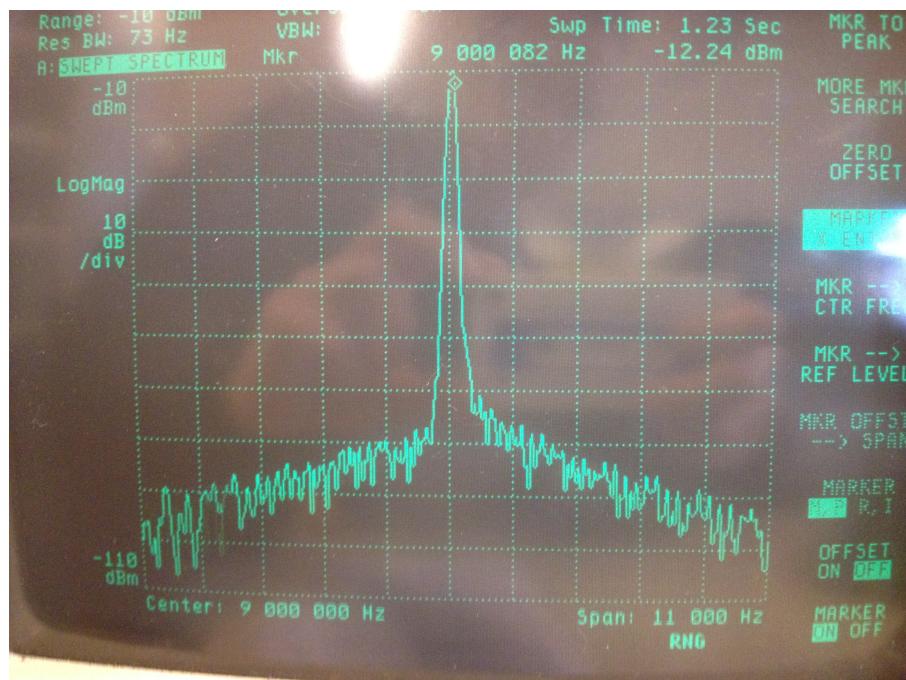


Figure 16: Spectre en sortie autour de la fondamentale à 9MHz

- 4)** On constate que, lorsque l'on éloigne le curseur de P42 de la masse, la fréquence d'oscillation du circuit augmente. Modifier ainsi le réglage de P41 revient à diminuer le facteur de qualité du résonateur L41-C42, et donc accroître la dominance du quartz dans son fonctionnement.

Ainsi, apparemment le quartz utilisé à une fréquence propre légèrement plus élevée que 9MHz. Toutefois, régler P41 et C42 a bien permis d'ajuster la fréquence d'oscillation du système.

- 5)** On couple l'alimentation du système durant quelques secondes, avant de la rallumer. On observe que l'oscillateur fonctionne toujours : des oscillations s'établissent, et ce à la fréquence de résonance précédemment fixée par nos réglages.

Ainsi, on vérifie que l'établissement de ces oscillations ne dépend pas de la succession de réglages précédemment opérés mais juste des réglages finaux ; et que le circuit est donc utilisable en pratique.

- 6) On observe le spectre obtenu en sortie de l'oscillateur de 1MHz à 100MHz. Ce spectre est fourni Fig. 17.

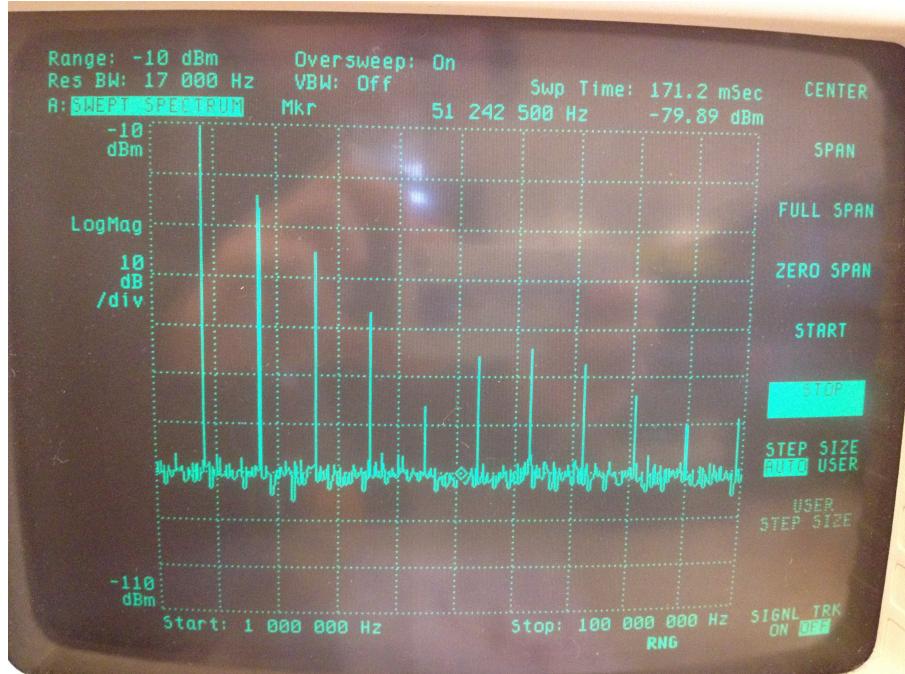


Figure 17: Spectre en sortie de 1MHz à 100MHz

On constate que cette sortie présente de nombreuses harmoniques.

Le filtre réalisé par L41 et C42 détermine laquelle est dominante, dans ce cas ci 9MHz.

4 Mélangeurs

4.1 Introduction

Les mélangeurs sont des circuits qui permettent de multiplier deux signaux sinusoïdaux. On a :

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

Ainsi, idéalement, on obtient en sortie deux composantes sinusoïdales : un à $\omega_1 - \omega_2$ et un à $\omega_1 + \omega_2$.

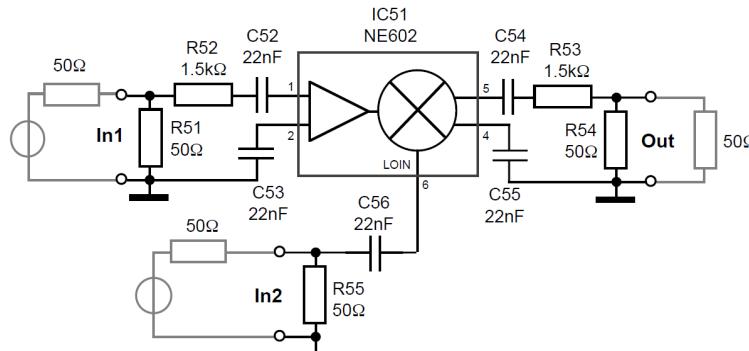
Il est alors possible, par filtrage, d'éliminer l'une de ces deux composantes, typiquement $\omega_1 - \omega_2$, afin de ne garder que la composante en $\omega_1 + \omega_2$.

Ceci est utile pour réaliser plusieurs types de modulations et démodulations.

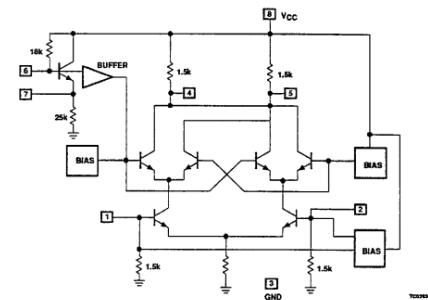
En pratique, la multiplication ne sera pas tout à fait linéaire. On aura donc des harmoniques de ω_1 et de ω_2 en entrée du système. Ainsi, On obtiendra des composantes à toutes les fréquences $m \cdot \omega_1 + n \cdot \omega_2$, avec $(m, n) \in \mathbb{Z}^2$.

4.2 Le multiplicateur à cellule de "Gilbert"

On considère le circuit présenté Fig. 18a.



(a) Schéma du circuit utilisé



(b) Schéma interne du multiplicateur NE602

Figure 18: Le multiplicateur à cellule de "Gilbert"

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.

4.2.1 Questions et calculs

1) Selon la datasheet du composant, la partie réelle l'impédance d'entrée du multiplicateur NE602 (broches 1-2) est d'environ $1.5\text{k}\Omega$. Il en va de même pour l'impédance de sortie (broches 4-5).

Si l'on considère l'intégralité du circuit décrit Fig. 18a, les résistances R51, R52, R53, R54, R55 permettent d'adapter les impédances d'entrées (In1, In2) et de sortie (Out) à 50Ω .

2) Le circuit a 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.

4.2.2 Mesures

1) On applique en entrée In1 un signal sinusoïdal à 9MHz et 10 mVeef, et en entrée In2 un signal sinusoïdal à 5 MHz et 200 mVeef. On observe alors en sortie le spectre Fig. 19.

On y observe notamment le signal construit à 14MHz. Toutefois, on observe aussi des résidus importants des signaux d'entrées, à 5MHz et 9Mhz donc.

2) Lorsque l'on impose en entrée -27 dBm, on observe en sortie -55.3 dBm. On a ainsi pour l'intégralité du circuit un gain de conversion de -28.3 dB.

Toutefois, R53, R54 et la résistance de charge forment un diviseur de tension de gain -35.7 dB, et R52 et la résistance d'entrée du multiplicateur NE602 forment un diviseur de tension de gain -6 dB. Ainsi, en s'affranchissant de ces diviseurs de tensions, on obtient pour le NE602 un gain de conversion intrinsèque de 13.4 dB.

3) En augmentant l'amplitude d'entrée (In1), on mesure le point de compression de 1 dB à -8.2 dBm, soit 87 mVeef.

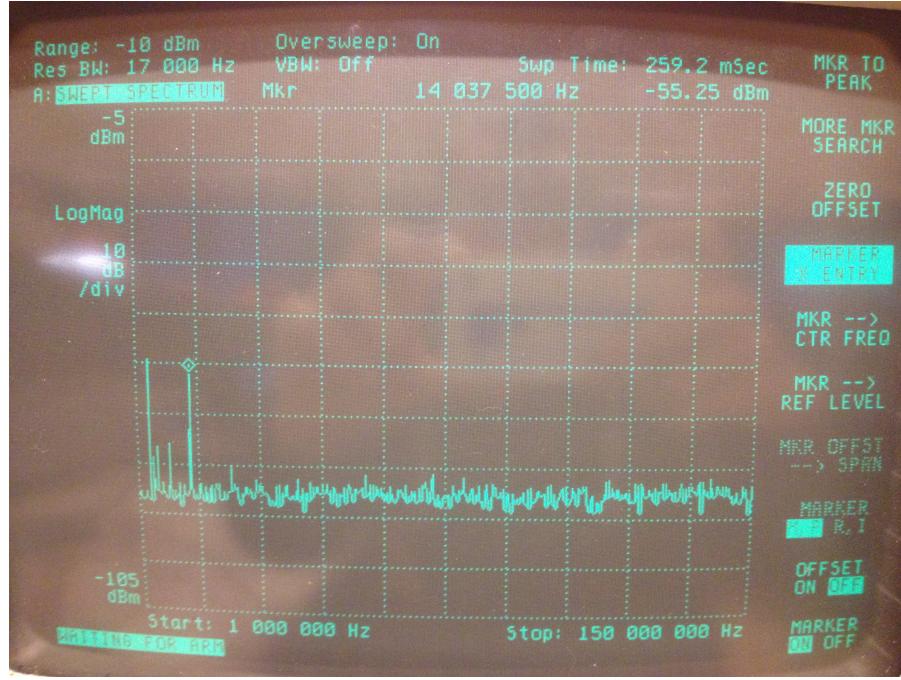


Figure 19: Spectre en sortie du multiplicateur à cellule de Gilbert

4) On injecte en entrée un signal double-ton : 8.9MHz et 9.1MHz. On obtient les résultats fournis Fig. 20.

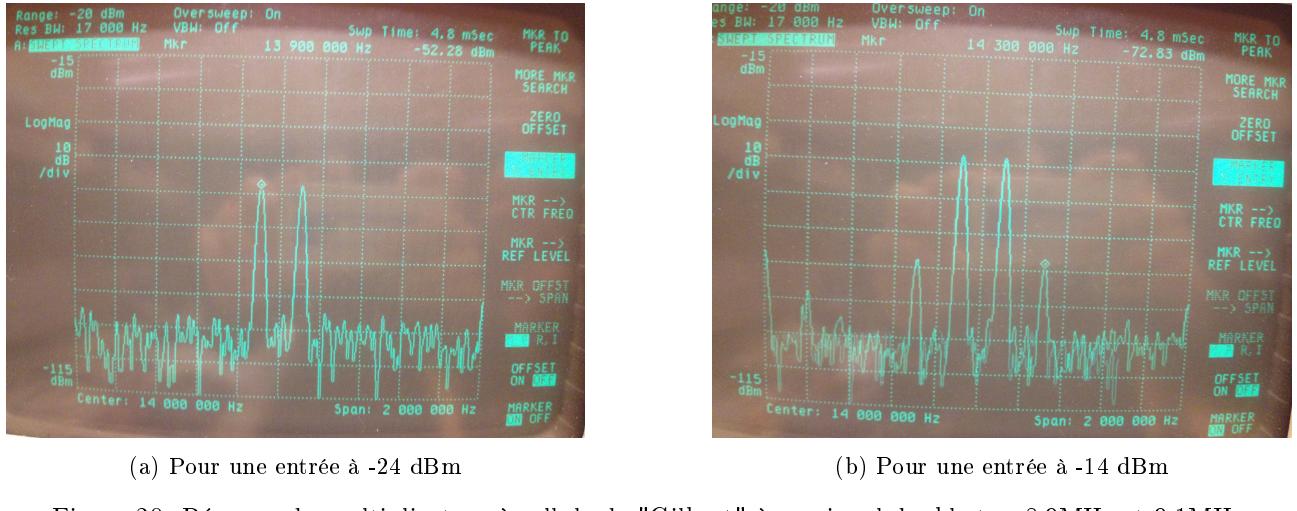


Figure 20: Réponse du multiplicateur à cellule de "Gilbert" à un signal double-ton 8.9MHz et 9.1MHz

On retrouve Fig. 20a le gain total de -28.3 dB : -24dBm en entrée mène à -52.3 dBm en sortie.

Pour $X_1 = -24$ dBm en entrée, on obtient $Y_1 = -52.3$ dBm en sortie à 13.9MHz. Par ailleurs, pour $X_2 = -14$ dBm en entrée, on obtient en sortie un produit d'intermodulation d'ordre 3 (14.3MHz) de $Y_2^{(3)} = -72.8$ dBm. Le point d'interception du troisième ordre IM3 est alors donné par :

$$Y_1 + 1 \cdot (IM3 - X_1) = Y_2^{(3)} + 3 \cdot (IM3 - X_2) \quad [dBm]$$

Soit :

$$IM3 = \frac{Y_1 - Y_2^{(3)} + 3X_2 - X_1}{2} \quad [dBm]$$

On obtient ainsi : $\text{IM3} = 1.25 \text{ dBm}$

4.3 Le mélangeur doublement équilibré à diodes

On considère le mélangeur doublement équilibré à diodes décrit Fig. 21.

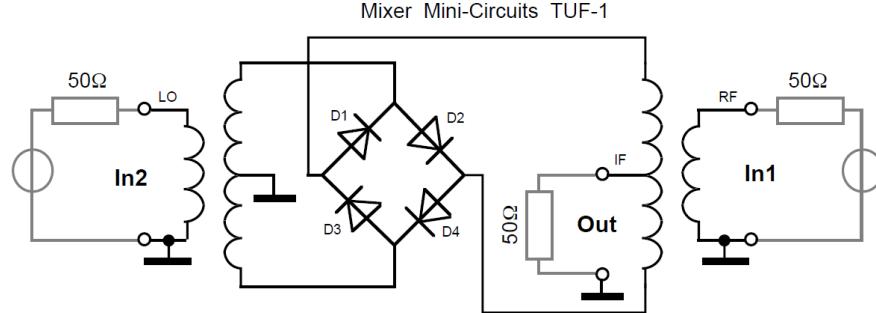


Figure 21: Mélangeur doublement équilibré à diodes

Ce mélangeur Schottky fonctionne comme un commutateur grâce à son pont de diodes. Lors des alternances positives du signal d'entrée LO, les D2 et D4 conduisent et l'entrée RF se retrouve en phase par rapport à la sortie IF. Lors des alternances négatives du signal LO, D1 et D3 conduisent et l'entrée RF est en inversion de phase. IF est donc le produit du signal RF par le signe du signal LO.

4.3.1 Questions et calculs

1) Chaque entrée (RF et LO) dispose d'une isolation galvanique avec la sortie IF. Ce type d'isolation permet de transmettre un signal entre deux circuits électroniques qui n'ont pas forcément les mêmes niveaux de tensions et masses. On garantit ainsi une excellente isolation et indépendance entre les entrées et sortie dans notre cas.

4.3.2 Mesures

1) On applique sur In2, qui est le Local Oscillator, une sinusoïde à 5MHz d'amplitude 0.5 Veff, et sur In1, le signal à transmettre, une sinusoïde à 9MHz d'amplitude 100 mVeff. On observe le signal de sortie entre 1MHz et 150MHz afin d'avoir une vue d'ensemble (cf Fig. 22).

De nombreuses raies apparaissent, celles-ci sont en effet dues aux termes d'ordres supérieurs à 1 de la multiplication (cf section 4.1).

2) En observant de plus près la zone fréquentielle résultant du mélange qui nous intéresse (autour de 14MHz), on parvient à calculer le gain de conversion. L'amplitude en sortie à 14 MHz mesurée est de -12.5 dBm avec un signal d'entrée HF de -7 dBm (0.5 Veff). Le gain de conversion est donc de -5.5 dB.

3) On cherche à trouver le point de compression de 1dB. Pour cela, on augmente progressivement l'amplitude du signal d'entrée RF afin d'observer une différence de gain de 1dB avec le résultat de la question précédente. Pour une amplitude d'entrée de 1dBm (0.250 Veff), la sortie à 14MHz a une amplitude de -5.5 dBm, ce qui correspond à un gain de conversion de -6.5 dB.

Le point de compression de 1 dB est donc à 1 dBm.

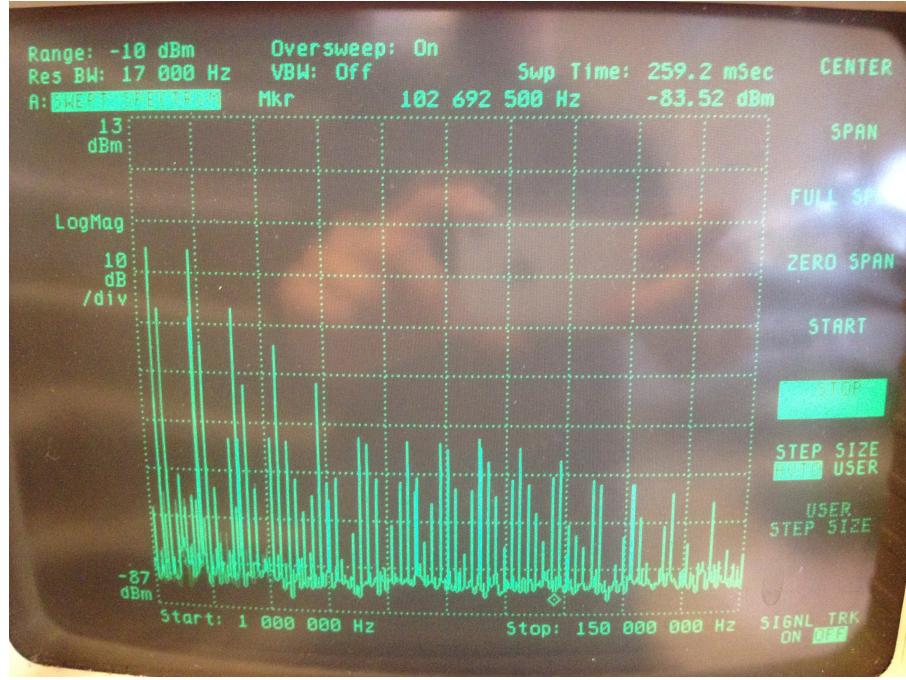


Figure 22: Réponse du mélangeur doublement équilibré à diodes de 1MHz à 100MHz

- 4) On injecte désormais en entrée un signal double-ton à 8.9MHz et 9.1MHz, et à -14.5dBm pour chaque composante. On obtient le spectre Fig. 23. Le produit d'intermodulation d'ordre 3 y est mesuré à -32.2 dBm.

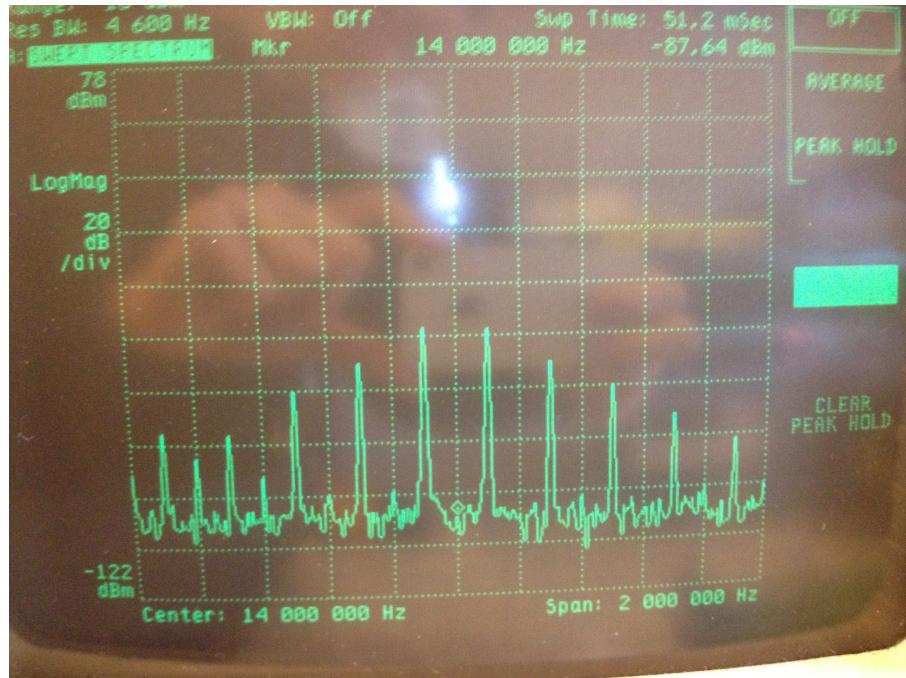


Figure 23: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 8.9MHz et 9.1MHz, à -14.5dBm pour chaque composante

On obtient, de la même manière que précédemment le point d'interception du troisième ordre : $IM3 = -8.4$ dBm. Ce résultat paraît certes faible, mais est cohérent avec le spectre Fig. 23 : les produits d'intermodulation

s'avère particulièrement présents.

- 5) On mesure l'isolation de l'entrée In2 (LO) vers In1 (RF) en chargeant la sortie avec une résistance de 50Ω (50.47 exactement). L'entrée In2 (LO) est observée à l'analyseur de spectre (cf Fig. 24).

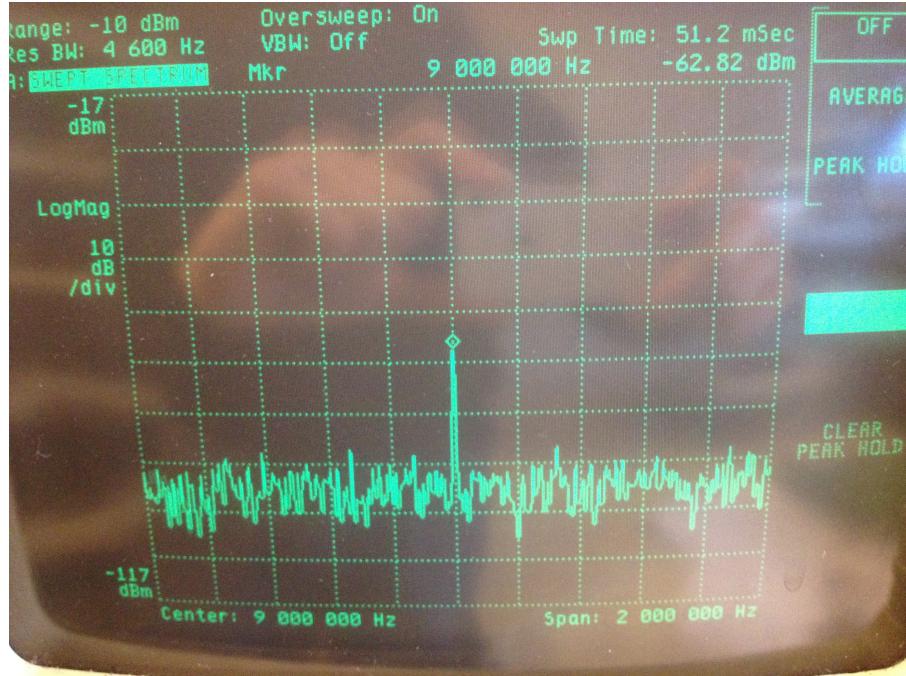


Figure 24: Isolation de l'entrée In2 vers In1

La puissance à la fréquence de 9MHz est de -62.82 dBm. En enlevant celle du signal d'entrée In1 (HF), on obtient un gain et isolation de -67.5 dB, ce qui est correct.

4.4 Le mélangeur à « MOS double-gate »

On s'intéresse maintenant à un autre mélangeur. Celui-ci comporte un transistor MOS à double grille comme décrit Fig. 25.

Ces deux grilles sont très utiles et permettent au courant de drain d'être contrôlé par chacune des grilles. Dans notre cas, la grille G1 est polarisée négativement par rapport à la source et est reliée à l'entrée In1, tandis que G2 est reliée à In2 et est polarisée positivement grâce au pont diviseur de tension lié à VDD et réalisé par les résistances R76 et R77. Le signal In2 (LO) a une amplitude importante et va ainsi faire fortement varier le courant de drain grâce à G2. Le signal In1 (RF), d'une amplitude plus faible, va tout de même faire varier le courant de drain du transistor mais le gain d'entrée G1 sera modulé par celui de G2. D'où l'appellation « modulateur d'amplitude » et l'effet de mélange. On retrouve les adaptations d'impédance vers du 50 ohms nécessaires aux appareils de mesures.

4.4.1 Questions et calculs

- 1) On veut une tension de repos de 1V sur G2. Les résistances R_{76} et R_{77} réalisent un pont diviseur de tension au potentiel de G2, on a donc en DC :

$$V_{G2} = \frac{R_{77}}{(R_{77} + R_{76})} V_{dd} = 1V$$

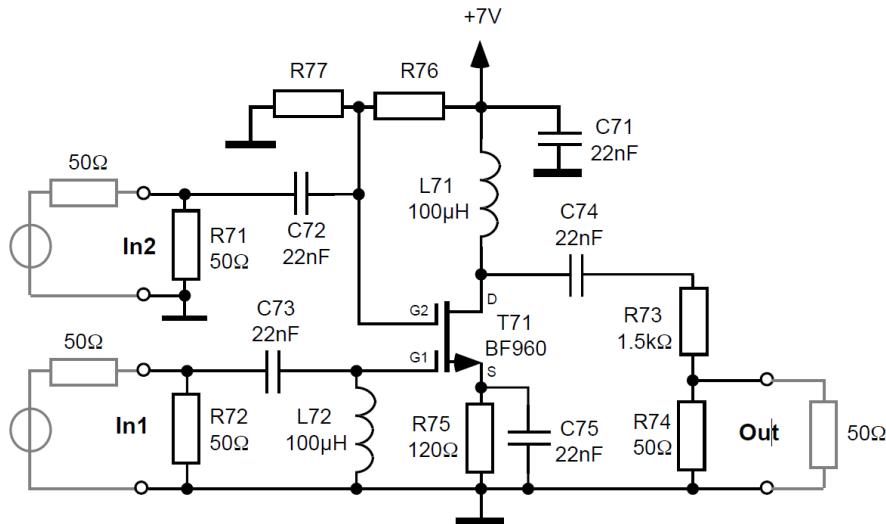


Figure 25: Mélangeur à « MOS double-gate »

On choisit donc :

- $R_{76} = 3.3\text{k}\Omega$
- $R_{77} = 560\Omega$

2) L_{72} permet de fixer la composante DC de G_1 à la masse. On peut ainsi polariser le transistor comme on le souhaite, centré autour de 0V dans notre cas. L'absence de cette inductance ne permet pas de contrôler la polarisation du transistor et le signal RF ne serait plus intégralement transmis.

4.4.2 Mesures

1) On applique sur $\text{In}2$, qui est le Local Oscillator, une sinusoïde à 5MHz d'amplitude 1 Veff, et sur $\text{In}1$, le signal à transmettre, une sinusoïde à 9MHz d'amplitude 10 mVeff, soit -27 dBm. On observe le signal de sortie entre 1MHz et 150MHz afin d'avoir une vue d'ensemble.

On constate qu'il y a nettement moins de raies qu'avec le mélangeur doublement équilibré. Les harmoniques sont mieux atténuerées.

2) On mesure, en zoomant autour des 14 MHz, une amplitude de sortie de -56.6dBm. On a donc sur l'intégralité du circuit un gain de -29.6 dB.

Le diviseur de tension formé par R_{36} , R_{37} et la résistance de charge engendre un gain de -35.7 dB. Le gain de conversion de G_1 vers le drain est donc de 6.1 dB.

3) On utilise la même démarche mise en œuvre pour les autres mélangeurs en augmentant progressivement la tension du signal RF d'entrée. On trouve que le point de compression de 1 dB est à -3.4 dBm, soit 150 mVeff.

4) En injectant en entrée un signal double-ton, on obtient alors le spectre Fig. 27.

Avec -11.4 dBm pour chaque composante en entrée, on mesure en sortie du système le produit d'intermodulation d'ordre 3 à -70.9 dBm.

En appliquant la même formule que précédemment, on trouve que le point d'intersection d'ordre 3 se situe à 3.55 dBm.

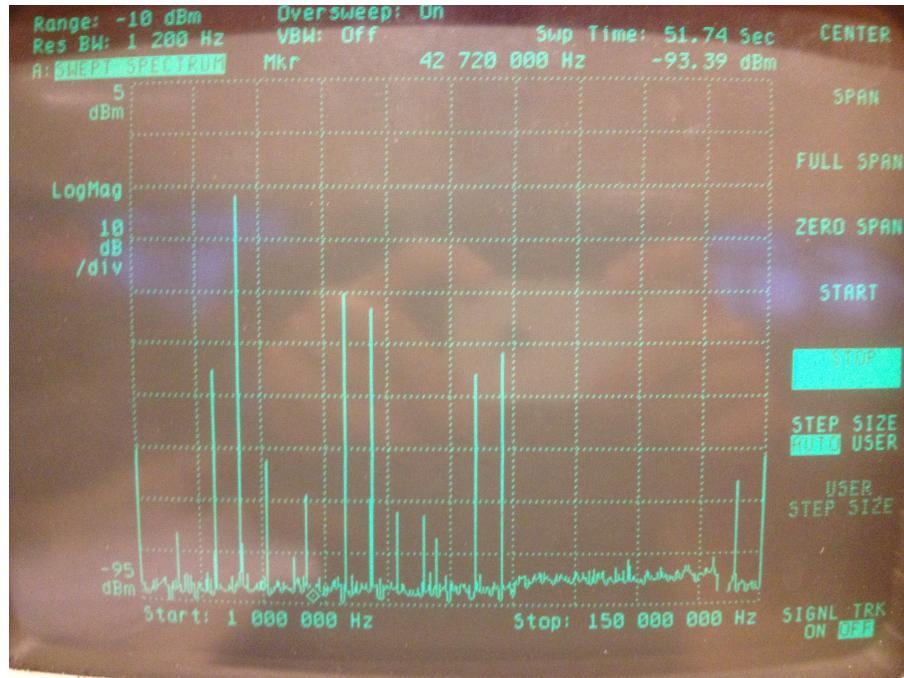


Figure 26: Réponse du mélangeur doublement équilibré à diodes de 1MHz à 150MHz

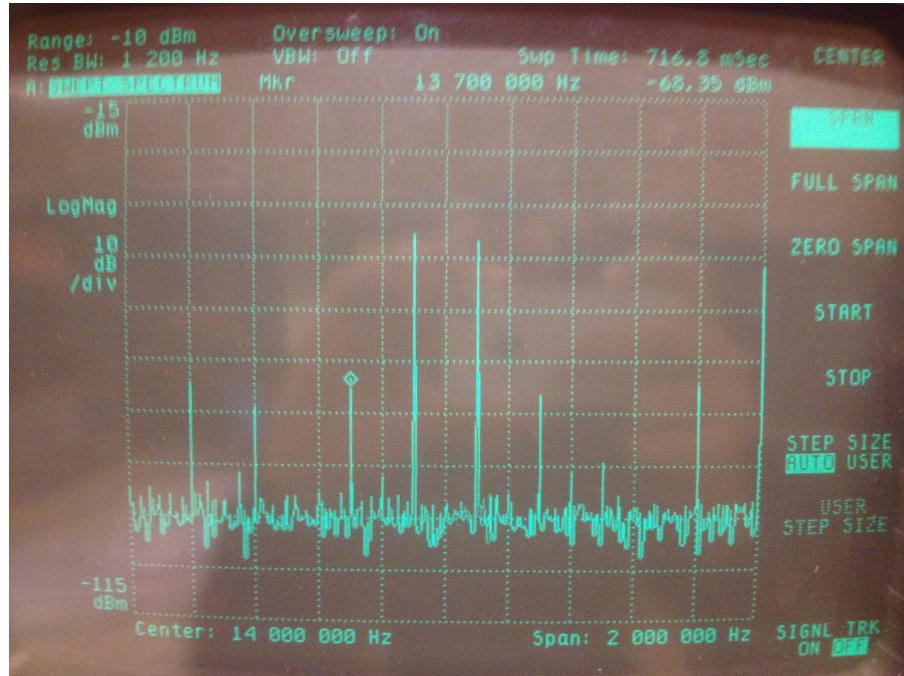


Figure 27: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 8,9MHz et 9,1MHz

- 5) En chargeant la sortie avec une résistance de 50Ω et observant à l'analyseur de spectre l'entrée In2, on mesure un pic à 5MHz de -62.8 dBm, ce qui correspond à un gain ou isolation de -75.8 dB.

4.5 Le mélangeur à 1 diode

On considère le mélangeur décrit Fig. 28.

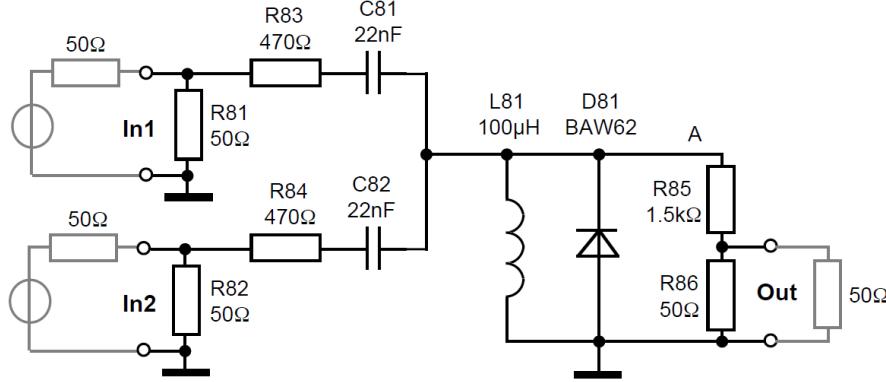


Figure 28: Mélangeur à 1 diode

Ce mélangeur à une diode est le montage le plus simple et moins onéreux à réaliser parmi tous les mélangeurs étudiés. Toutefois ces avantages se paient par un spectre dense avec des harmoniques d'amplitude importantes. Les deux signaux d'entrée In1 (RF) et In2 (LO) sont additionnés. On écrit ensuite le résultat grâce à la diode. Ce dispositif est somme toute similaire à un dispositif « hacheur ».

4.5.1 Questions et calculs

1) L_{81} permet de fixer la valeur moyenne ou valeur DC à 0, ce qui permet de faire conduire la diode correctement.

2) Les impédances réelles d'entrée et de sortie sont d'environ 50Ω . Par analyse fréquentielle on trouve quelles sont comprises entre 45.19Ω et 48.79Ω . Ce qui est environ 50Ω .

Dans tous les cas, les 50Ω exacts sont difficilement atteignables en réalité à cause des tolérances des résistances et aux facteurs environnementaux.

3) Le courant maximum qui peut circuler dans In1 et In2 est limité par la bobine L81, en effet elle va accumuler de l'énergie jusqu'à ce que la diode soit passante et le courant relâché. C'est le principe de fonctionnement de la diode de roue libre dans le hacheur.

On cherche donc le courant maximum que peut relâcher la bobine juste après que la diode soit devenue passante. En considérant uniquement l'une des deux entrées et i le courant la parcourant on a : $i = \frac{U_{in}}{R+Z_C+Z_L}$

En développant les calculs, on trouve : $i = \frac{-LC\omega^2 - jRC\omega}{(RC\omega)^2 + (LC\omega^2)^2} \cdot U_{in}$

Le courant est donc maximal lorsque U_{in} est minimum. Comme les signaux d'entrée sont des sinusoïdes, i_{max} sera bien positif. Le calcul est valable pour les deux entrées avec un ω et une tension minimale différents.

4.5.2 Mesures

1) On applique sur In2 (LO) une sinusoïde à 5MHz d'amplitude 2 Veff, soit 19 dBm, et sur In1 (RF) une sinusoïde à 9MHz d'amplitude 10 mVeff, soit -27 dBm. On observe le signal de sortie entre 1MHz et 150MHz afin d'avoir une vue d'ensemble (cf Fig. 29).

Les harmoniques sont peu nombreuses, mais d'amplitude conséquentes.

2) On mesure, en zoomant autour des 14MHz, une amplitude de sortie de -80.1 dBm.

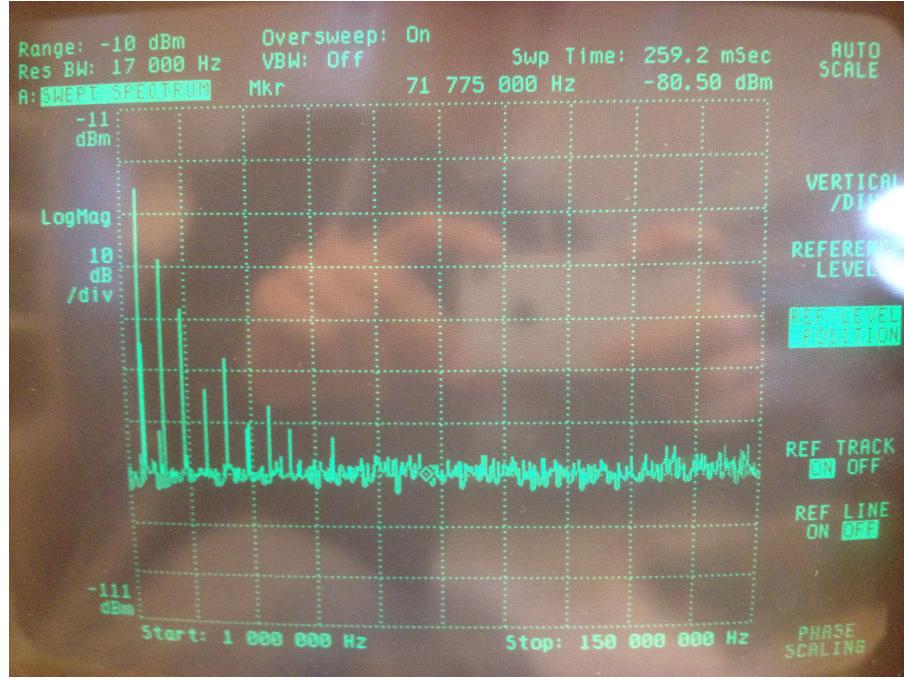


Figure 29: Réponse du mélangeur à 1 diode de 1MHz à 150MHz

Le gain étant très faible, nous avons été obligé d'augmenter légèrement l'amplitude d'entrée de In1 à 20 mVeff, soit -21 dBm, en constatant qu'à partir d'un certain niveau le gain restait constant. La mesure réalisée est un peu moins atténuee et sujette au bruit et donc plus précise.

La puissance obtenue de sortie est alors de -75dBm, soit un gain de -54 dB pour l'ensemble du circuit.

Le diviseur de tension en sortie engendrant un gain de -35.7 dB, le gain de conversion de In1 vers le point A est donc de -18.3 dB.

3) On utilise la même démarche mise en œuvre pour les autres mélangeurs en augmentant progressivement la tension du signal d'entrée RF. On trouve que le point de compression de 1 dB est à 18.5dBm.

4) On applique un signal 9MHz double-ton, avec 12.5 dBm pour chaque composante. On obtient le spectre fourni Fig. 30.

On mesure en sortie du système le produit d'inter-modulation d'ordre 3 à -69.6 dBm.

En appliquant la même formule que précédemment, on trouve que le point d'intersection d'ordre 3 se situe à -11 dBm. Cette faible la faible qualité du mélangeur étudié.

5) En chargeant la sortie avec une résistance de 50Ω et observant à l'analyseur de spectre l'entrée In2, on mesure un pic à 5MHz de -16.5 dBm, ce qui correspond à un gain ou isolation de -35.5 dB.

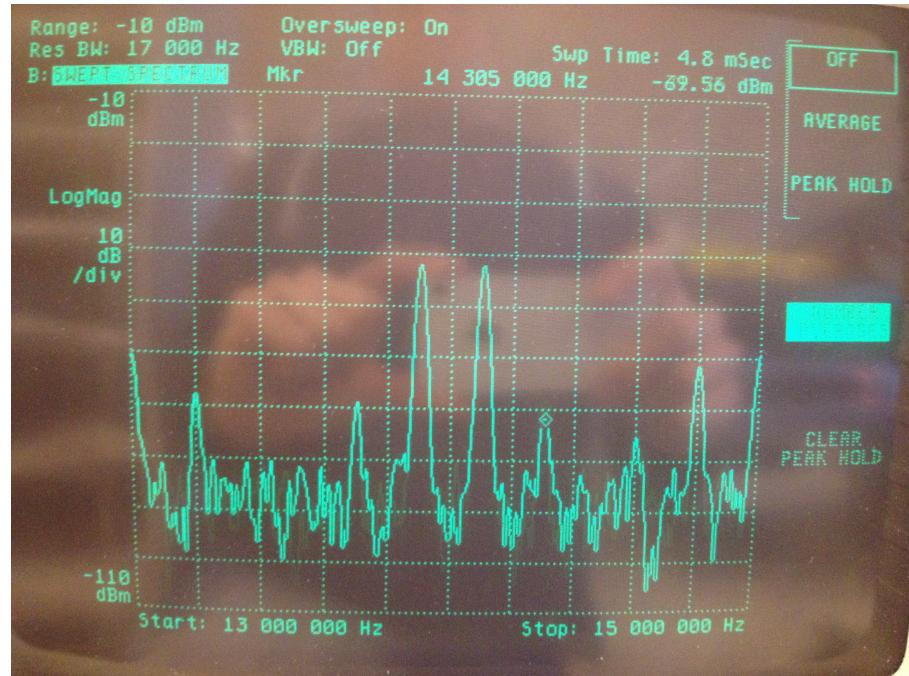


Figure 30: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 8,9MHz et 9,1MHz

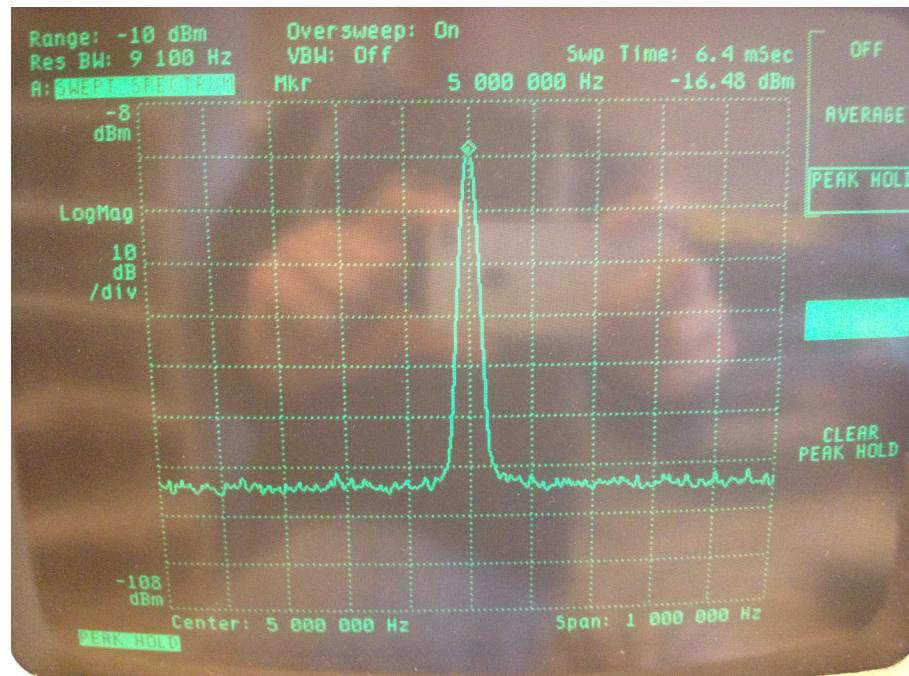


Figure 31: Isolation de l'entrée In2 vers In1

4.6 Conclusions sur les mélangeurs

1) Tableau récapitulatif des quatre types de mélangeurs analysés :

Type	Mélangeur à cellule de Gilbert	Mélangeur doublement équilibré à diodes	Mélangeur à MOS double-gate	Mélangeur à 1 diode
Gain de conversion	13.4dB	-5.5dB	12.07dB	-12.3dB
Point de compression à 1dB	-8.2dBm	1dBm	-3.4dBm	18.5dBm
Pertes d'insertion	Non calculé	-65.7dB	-75.8dB	-35.48dB
Point d'interception d'ordre 3	1.25dBm	-8.4dBm	3.55dBm	-11dBm
Isolation des entrées LO vers RF	—	-67.5dB	-78.5dB	-35.5dB
Spectre	Très sélectif	Dense mais d'amplitude modérée	Pauvre	Pauvre
Simplicité et coût	-	+	+	+++
Alimentation	4.5V à 9V	Passif	7V	Passif

On peut voir les disparités entre les différents mélangeurs grâce au tableau. La simplicité et le bas coût se payent par des performances très atténues et des spectres plus riches en harmoniques. La présence de transistor permet, malgré un mélangeur qui sera actif, d'avoir un signal de sortie d'amplitude plus élevée que celui d'entrée. Il est donc possible de brancher une antenne directement au mélangeur sans devoir pré-amplifier le signal (et donc le bruit) en provenance de celle-ci. Cela est loin d'être le cas avec des diodes.

De plus, un point de compression à 1 dB faible entraîne des pertes croissantes avec des niveaux d'entrée le dépassant. Des niveaux d'entrées trop bas seront quant à eux plus sujet aux bruits. Il faudra donc faire attention à l'amplitude de notre signal d'entrée.

On peut donc conclure que le mélangeur à « MOS double-gate » et les mélangeurs à transistors en général présentent des performances bien plus élevées que les mélangeurs à diode mais nécessitent une alimentation et sont plus complexes et coûteux à mettre en place. Ils peuvent aussi être limités en terme de commutation et donc de fréquence.

2) Chaque type de mélangeurs est exploité pour ses qualités respectives. On retrouve ainsi leurs usages dans différents domaines de l'industrie.

- Le mélangeur doublement équilibré est par exemple utilisé comme tête de réception pour la télévision satellite analogique avec une bi-bande allant de 10,8 à 11,8 GHz et de 11,8 à 12,8 GHz. Il est aussi utilisé dans les récepteur de télécommande (Modulation AM).
- Le mélangeur à « MOS double-gate » est utilisé comme récepteur TV VHF.
- Le mélangeur à 1 diode est quant à lui utilisé dans les radars Doppler Hyperfréquence. On mélange le signal reçu à la fréquence f' (renvoyée par l'objet) au signal émis par la diode. Le signal produit possède une fréquence différence liée à la vitesse v de l'objet.