

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

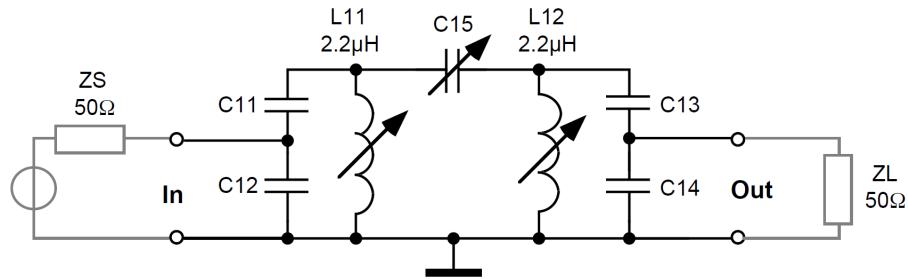


Figure 1: Filtre LC à deux circuits accordés couplés

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.

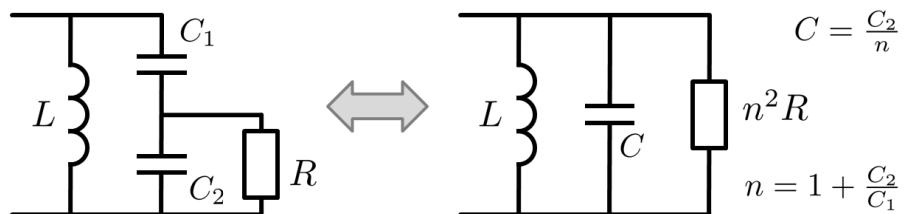


Figure 2: Filtre LC à deux circuits accordés couplés

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

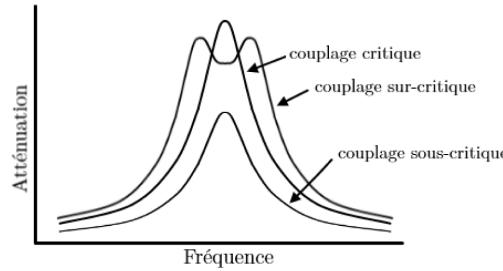


Figure 3: Effets d'un sous ou sur-couplage

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. À noter que si la fréquence de résonance n'est pas suffisamment grande devant $\frac{1}{2\pi R_S C_{12}}, \frac{1}{2\pi R_L C_{14}}$, cette pente à +60 dB/dec ne pourra être observée car cachée par la résonance.

Si l'on s'intéresse à de plus basses fréquences ($f \ll \frac{1}{2\pi R_S C_{12}}, \frac{1}{2\pi R_L C_{14}}$), les diviseurs capacitifs agiront comme passe-bas. On aboutira alors 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.

8) ??

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 +60 dB/dec, que l'on trouverai 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 observé 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.

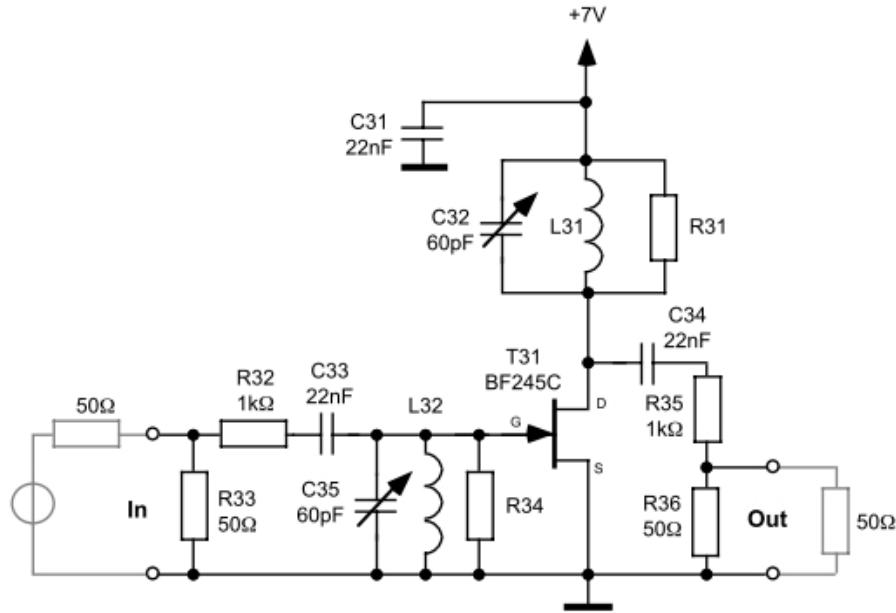


Figure 7: L'amplificateur accordé

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 résonnantes 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.

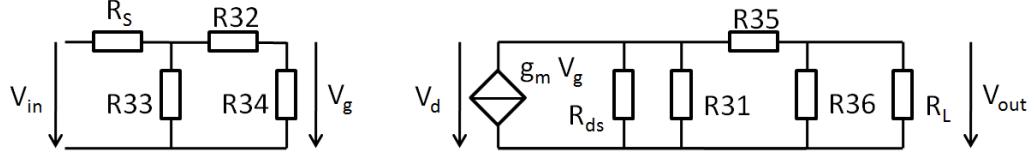


Figure 8: Équivalence pour les petits signaux à la fréquence de résonance

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

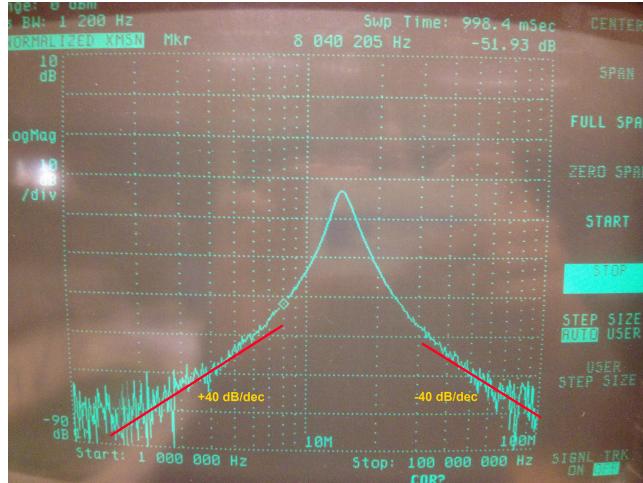


Figure 9: Réponse de l'amplificateur accordé de 1MHz à 100MHz

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

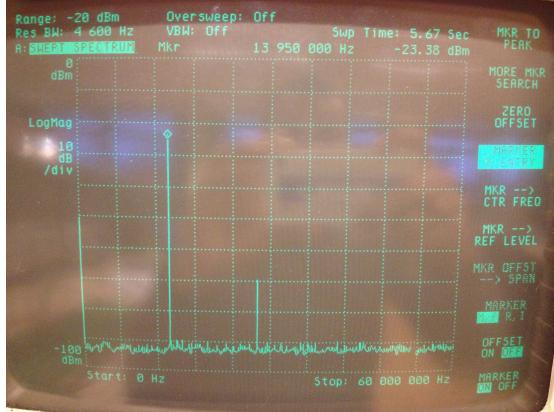
- 3) On mesure à la fréquence de résonance un gain total A_{tot} de -23,3 dB.

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

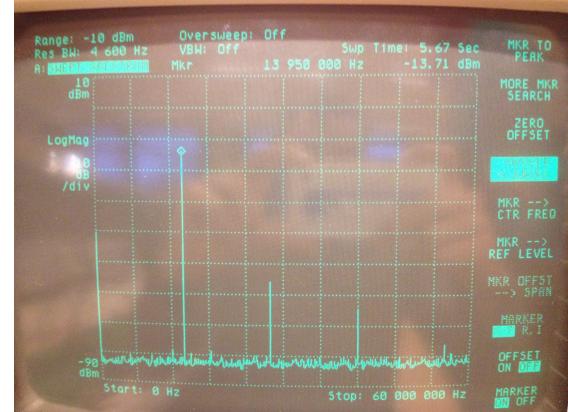
Le gain A_v est donc de : $A_v = \frac{A_{tot}}{A_R} = 9$ dB = 2,8

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. 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.



(a) Pour une entrée à 0 dBm

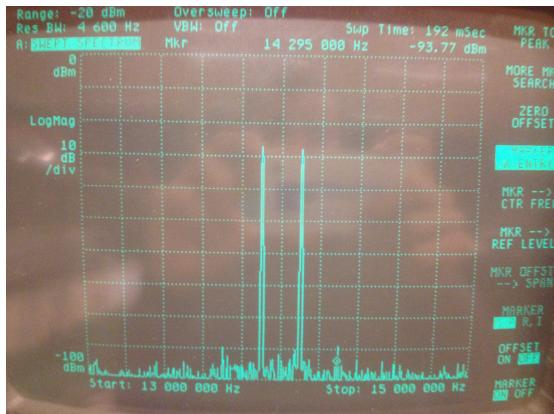


(b) Pour une entrée à 10 dBm

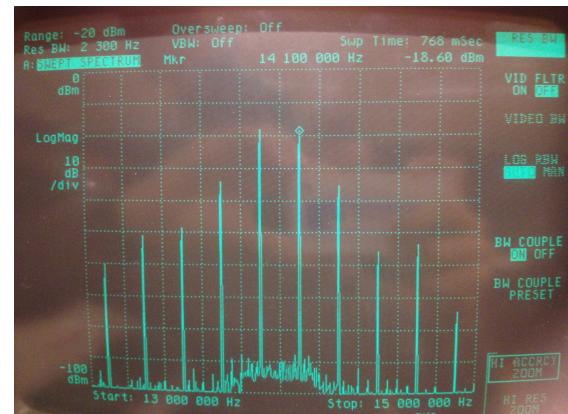
Figure 10: Spectre de la réponse à un signal sinusoïdal à 14MHz

5) On atteint le compression à 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 13,9MHz et 14,1MHz. On observe en sortie les spectres présentés Fig. 11.



(a) Pour une entrée à 0 dBm



(b) Pour une entrée à 11,5 dBm

Figure 11: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 13,9MHz et 14,1MHz

Pour une entrée simple-ton à 14MHz et de 0 dBm, on a vu mesuré en sortie à 14MHz une fondamentale de -23,3 dBm. Pour une entrée double-ton à 13,9MHz et 14,1MHz et de 0 dBm, on obtient en sortie un produit d'intermodulation d'ordre 3 de -89,9 dBm.

On déduit que le point du troisième ordre se situe à $\frac{89.9-23.3}{2} = 33.3$ dBm, soit 29,9V crête à crête.

3 L'oscillateur à quartz

3.1 Description

On considère l'oscillateur à quartz représenté Fig. 12.

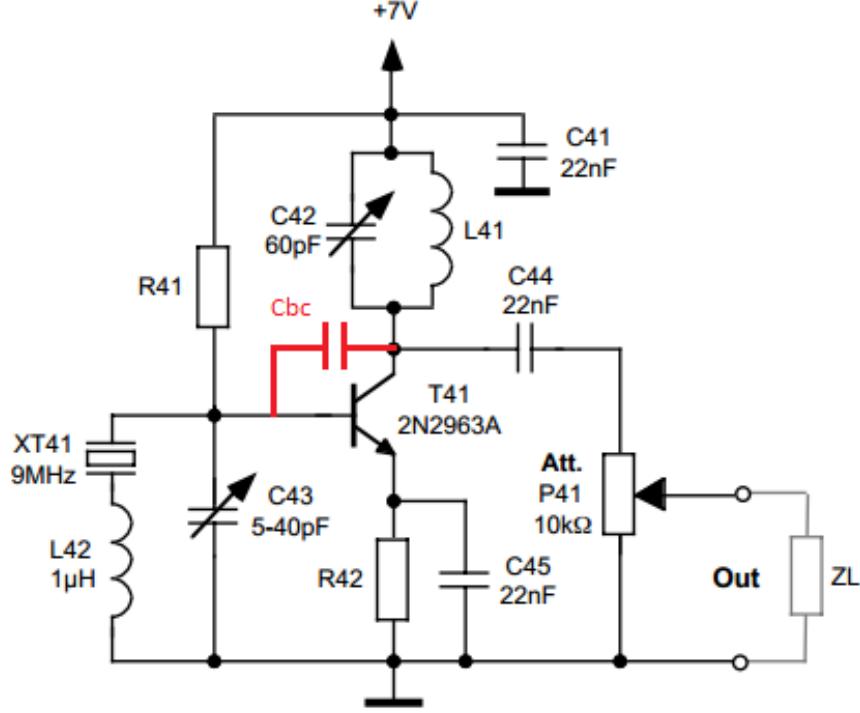


Figure 12: L'oscillateur à quartz

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. 13.

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 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{41} \cdot C_{42}}}$. 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, 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

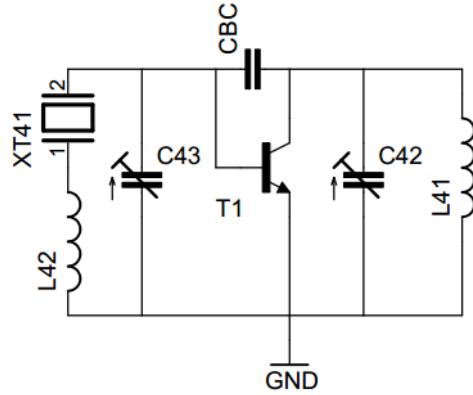
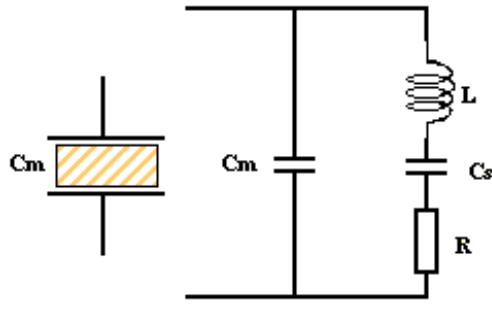
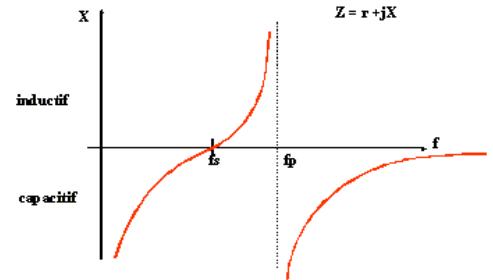


Figure 13: Modèle petits signaux de l'oscillateur à quartz

qualité Q est très largement plus élevé que celui d'un filtre à composant LC (qui présentent des imperfections). Il peut être modélisé comme représenté Fig. 14a¹.



(a) Modèle du quartz



(b) Impédance en fonction de la fréquence

Figure 14: Modélisation du quartz

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. 14b²).

Il est nécessaire que le résonateur L_{41} et C_{42} 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 C_{42} 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 C_{42} est mal réglé, nous aurons simplement une atténuation de l'amplitude des oscillations, voire un arrêt de l'oscillateur.

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

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

En revanche, le réglage de C_{43} 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 R_{42} :

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

Le courant I_b circulant dans la base du transistor, et donc dans R_{41} 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 $470\text{k}\Omega$, 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.

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 placer 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. 15.

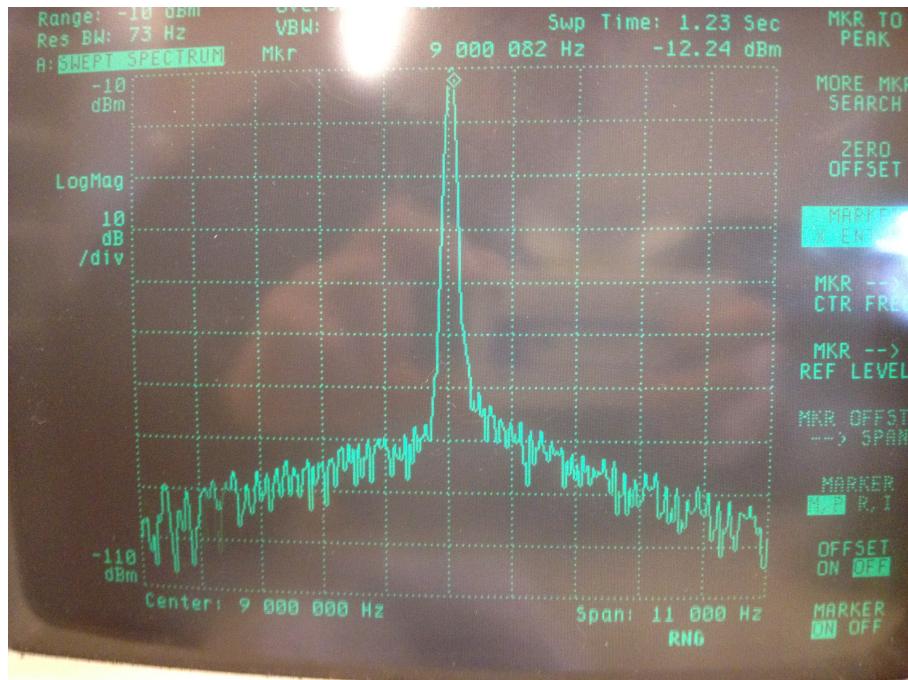


Figure 15: Spectre en sortie autour de la fondamentale à 9MHz

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 quelque seconde, 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. 16.

On constate que cette sortie présente de nombreuses harmoniques.

4 Mélangeurs

4.1 Introduction

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

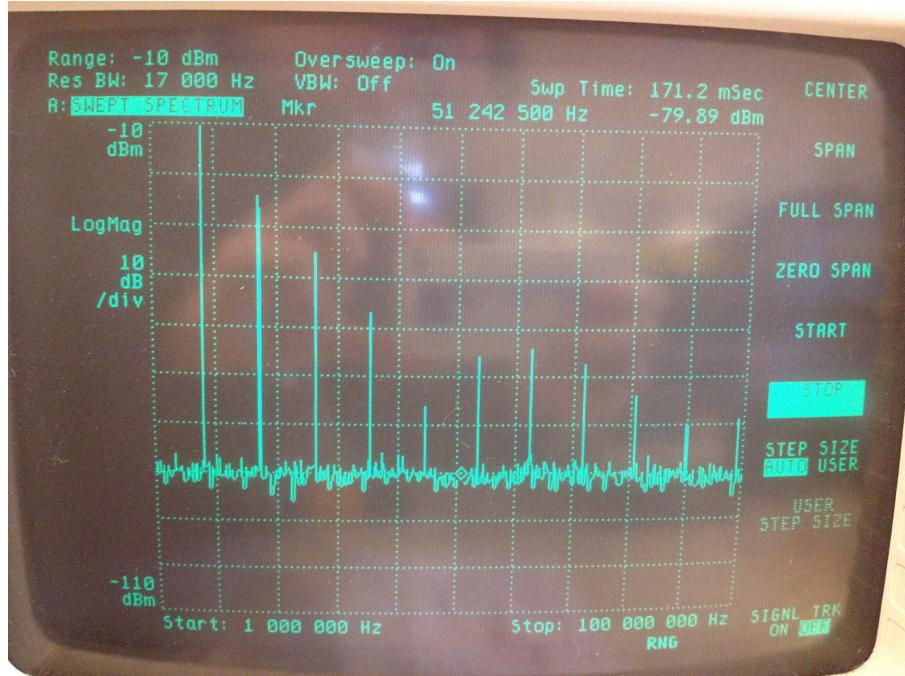


Figure 16: Spectre en sortie de 1MHz à 100MHz

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

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. 17a.

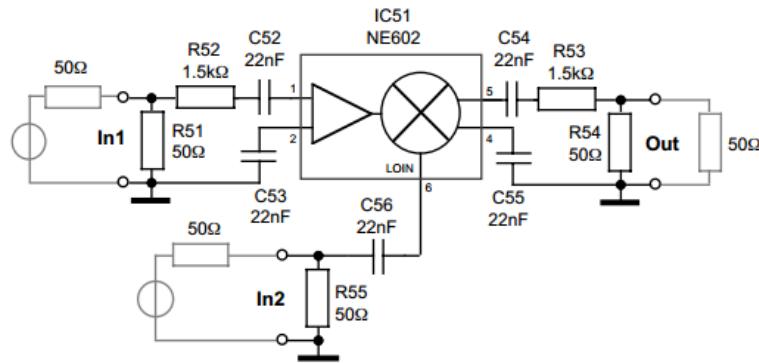
La multiplication des signaux IN1 et IN2 est faite par le circuit intégré NE602. Il s'agit d'un multiplicateur à 4 quadrants, c'est à dire que la sortie est valable pour toutes les combinaisons possibles des signes des tensions IN1 et IN2 (+, +), (+, -), (-, +) et (-, -). Il n'y a donc aucunement besoin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

4.2.1 Questions et calculs

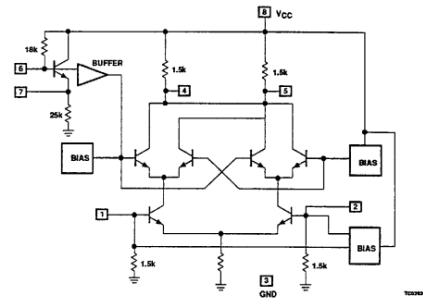
1) Selon la datasheet du composant, la partie réelle l'impédance d'entrée du multiplicateur NE602 (broches 1-2) est d'environ $1.5k\Omega$. Il en va de même pour l'impédance de sortie (broches 4-5).

Si l'on considère en revanche l'intégralité du circuit décrit Fig. 17a, les résistances R51, R52, R53, R54, R55 permettent d'adapter les impédances d'entrées (In1, In2) et de sortie (Out) à 50Ω .

2)



(a) Schéma du circuit utilisé



(b) Schéma interne du multiplicateur NE602

Figure 17: Le multiplicateur à cellule de "Gilbert"

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

- On applique en entrée In1 un signal sinusoïdal à 9MHz et 10 mVeFF, et en entrée In2 un signal sinusoïdal à 5 MHz et 200 mVeFF. On observe alors en sortie le spectre Fig. 18.

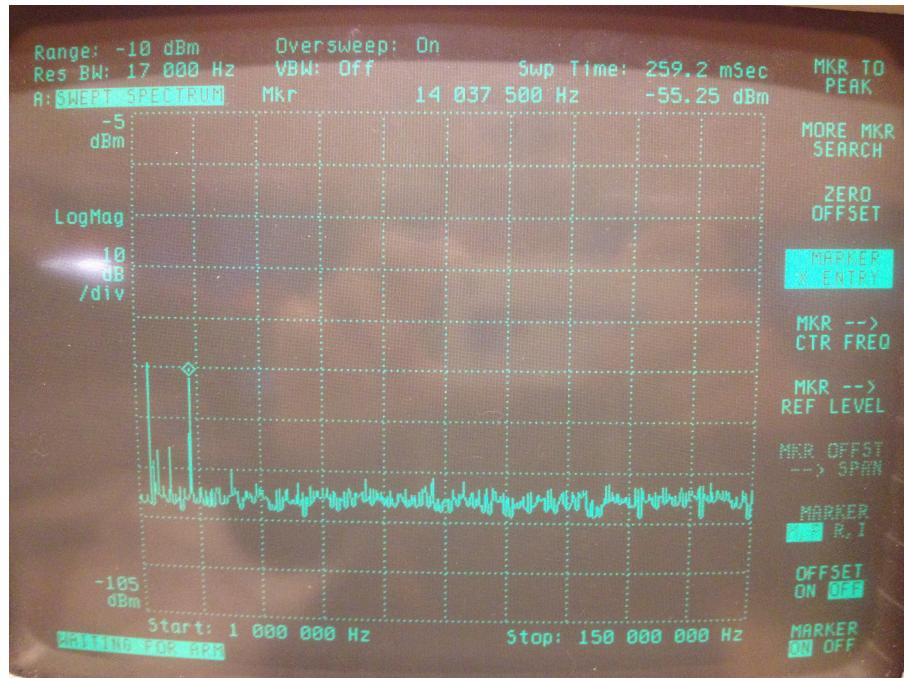


Figure 18: Spectre en sortie du multiplicateur à cellule de Gilbert

2) Lorsque l'on impose 18 dBm — soit 28 mVeff — en entrée (In1), on obtient en sortie -52.3 dBm. (On retrouve ce résultat sur pour un signal double-ton Fig. 19a.)

On a ainsi pour l'intégralité du circuit un gain de conversion de -34.3 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 7.4 dB.

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

4) On injecte en entré un signal double-ton : 8.9MHz et 9.1MHz. On obtient les résultats fournis Fig. 19.

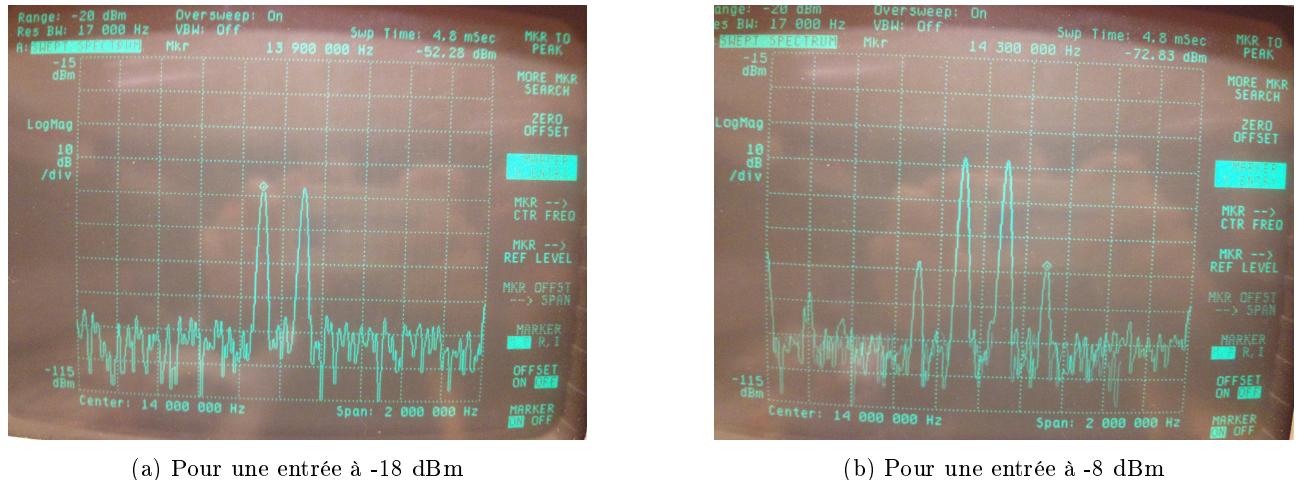


Figure 19: Réponse du multiplicateur à cellule de "Gilbert" à un signal double-ton 8.9MHz et 9.1MHz

On retrouve le gain total de -34.3 dB.

Pour $X_1 = -18$ dBm en entrée, on obtient $Y_1 = -52.3$ dBm en sortie à 13.9MHz. Par ailleurs, pour $X_2 = -8$ 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 : $IM3 = 7.3$ dBm

On remarque par ailleurs que pour un signal d'entrée se trouvant à 10 dB en dessous du point de compression de 1 dB, soit une entrée à environ -18 dBm, le taux de distorsion d'intermodulation d'ordre 3 est négligeable. En effet, pour une telle entrée, les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont noyés dans le bruit.

4.3 Le mélangeur doublement équilibré à diodes

On considère le mélangeur doublement équilibré à diodes décrit Fig. 20.

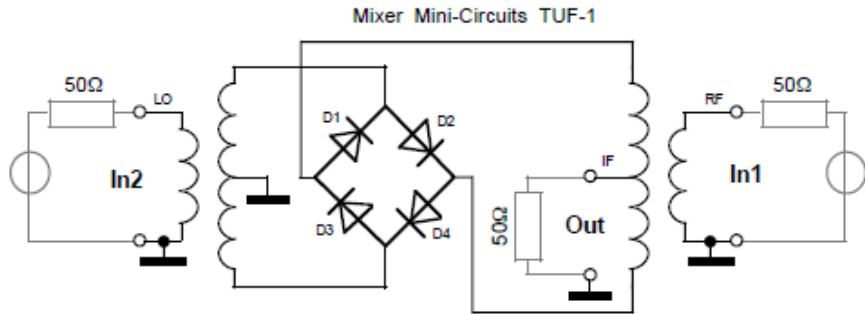


Figure 20: Mélangeur doublement équilibré à diodes

Ce mélangeur Schottky fonctionne comme un commutateur grâce à son pont de diode. 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 2 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 1 et 150MHz afin d'avoir une vue d'ensemble.

De nombreuses raies apparaissent, celles-ci sont en effet dues aux termes d'ordre supérieur à 1 de la multiplication.

2) En observant de plus près, la zone fréquentielle résultat 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 $-12.5dBm$ avec un signal d'entrée HF de $-7dBm$ (0.5 Veff). Le gain de conversion est de $-5.5dB$.

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 $-5.5dBm$, ce qui correspond à un gain de conversion de $-6.5dB$.

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

4) On injecte un signal double ton à l'aide d'un générateur de signaux supplémentaire et d'un sommateur passif de perte 6 dB. On cherche tout d'abord à déterminer le taux de distorsion d'inter-modulation d'ordre trois. En se plaçant à 10 dB en dessous du maximum pour notre signal d'entrée, on obtient le spectre suivant :

Le pic de l'harmonique de troisième ordre est de -32.3 dBm.

On utilise la même démarche qu'auparavant. On obtient un point d'interception du troisième ordre est de 17.65 dBm.

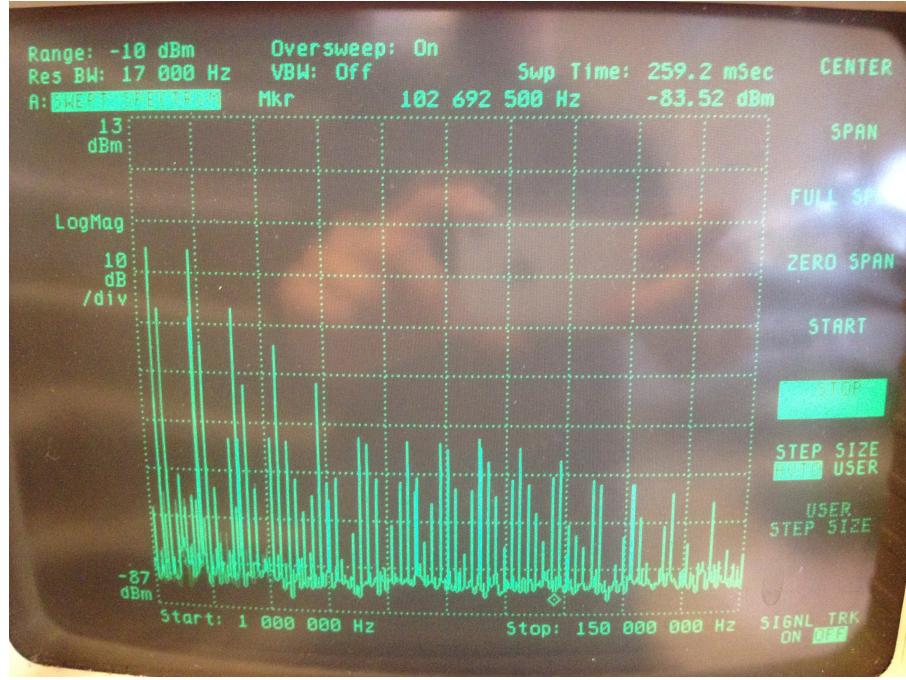


Figure 21: Réponse du mélangeur doublement équilibré à diodes de 1MHz à 100MHz

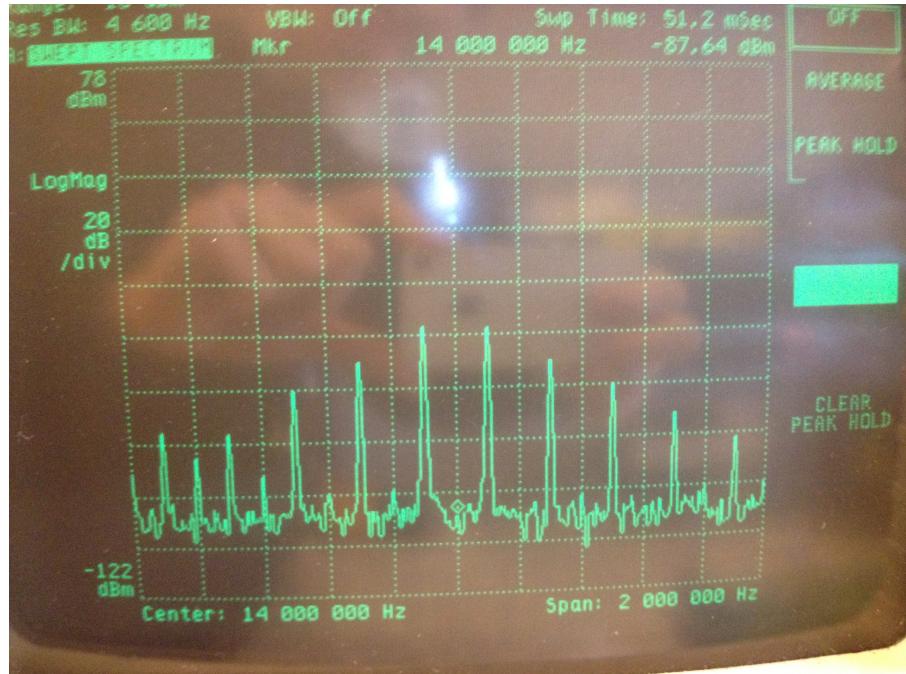


Figure 22: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 8,9MHz et 9,1MHz

5) On mesure l'isolation de l'entrée In2 (LO) vers In1 (RF) en chargeant la sortie avec une résistance de 50 Ω (50.47 exactement). L'entrée IN2 (LO) est observée à l'analyseur de spectre, l'amplitude à la fréquence de 9MHz est de -62.82 dBm.

En enlevant le gain du signal d'entrée IN1 (HF), on obtient un gain et isolation de -67.5 dB, ce qui est

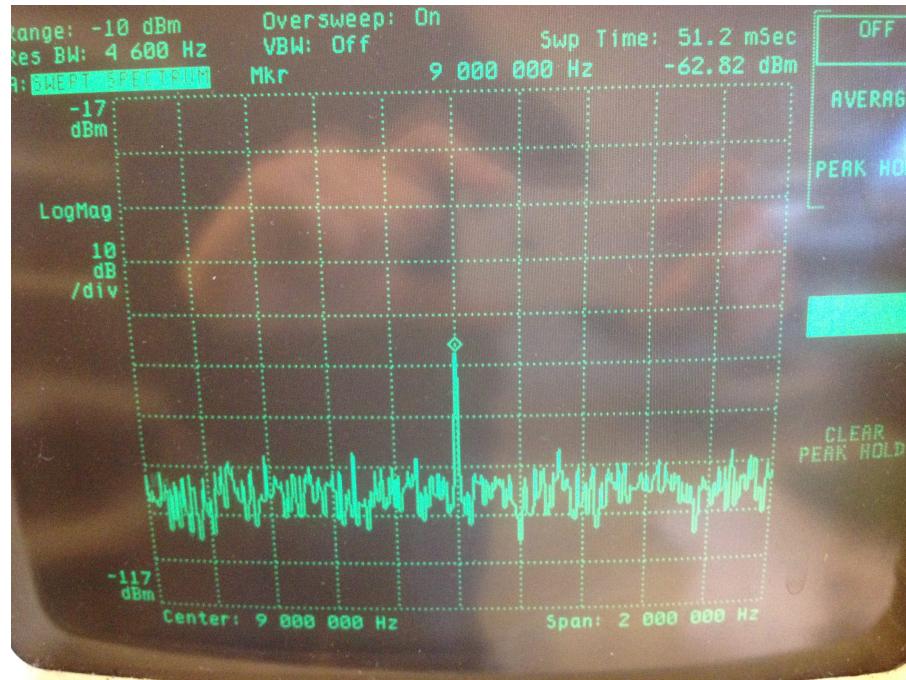


Figure 23: Isolation de l'entrée IN2 vers IN1

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. 24.

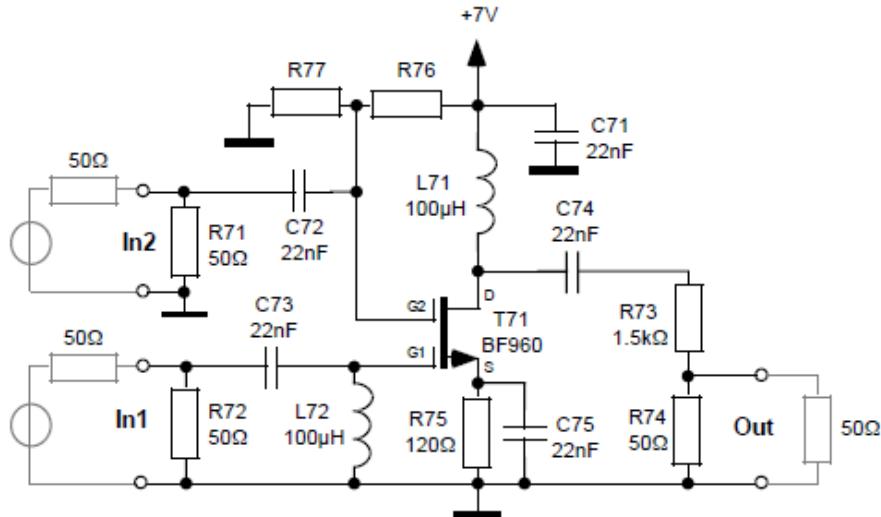


Figure 24: Mélangeur à « MOS double-gate »

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 légèrement polarisée négativement par rapport à la source, elle est reliée à l'entrée In1, alors que G2 est polarisée positivement grâce au pont diviseur de tension lié à VDD et réalisé par les résistances R76 et R77. Elle est reliée à In2. 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 quand 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 :

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

On choisit donc :

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

2) L_{72} permet de fixer la composante DC à G1 à la masse. On peut ainsi polariser le transistor comme on le souhaite, négativement 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 IN2 qui est le Local Oscillator une sinusoïde à 5MHz d'amplitude 1 Veff et sur IN1, le signal à transmettre une sinusoïde à 9MHz d'amplitude 10 mVeff. On observe le signal de sortie entre 1 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 -56.63dBm. Il ne faut pas oublier de prendre en compte les étages d'adaptation d'impédance. L'adaptation en entrée réduit le signal de 6dB. Les résistances de 50Ω forment un pont diviseur de tension de facteur 0.5 qui se traduit par un gain de -6dB. Alors que l'adaptation en sortie réduit le signal de 35.7dB (6dB à cause la résistance de 50Ω et 29.7dB à cause la résistance de 1.5kΩ).

Le gain de conversion de G1 vers le drain est donc de : 12.07dB

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 -3.4dBm.

4) On applique un signal 9MHz double ton, on cherche le taux de distorsion d'inter-modulation d'ordre trois. En se plaçant à 10 dB en dessous du maximum pour notre signal d'entrée, on obtient le spectre suivant :

Le pic de l'harmonique de troisième ordre est de -29.2dBm (après désadaptation). En appliquant la même formule que précédemment, on trouve que le point d'intersection d'ordre 3 se situe à 6.5 dBm.

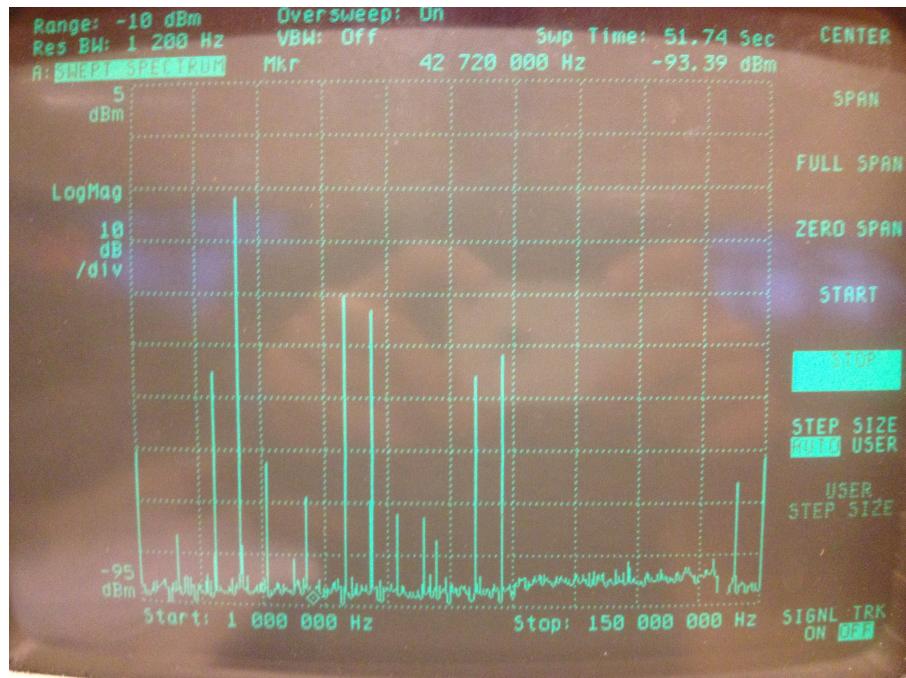


Figure 25: Réponse du mélangeur doublement équilibré à diodes de 1MHz à 150MHz

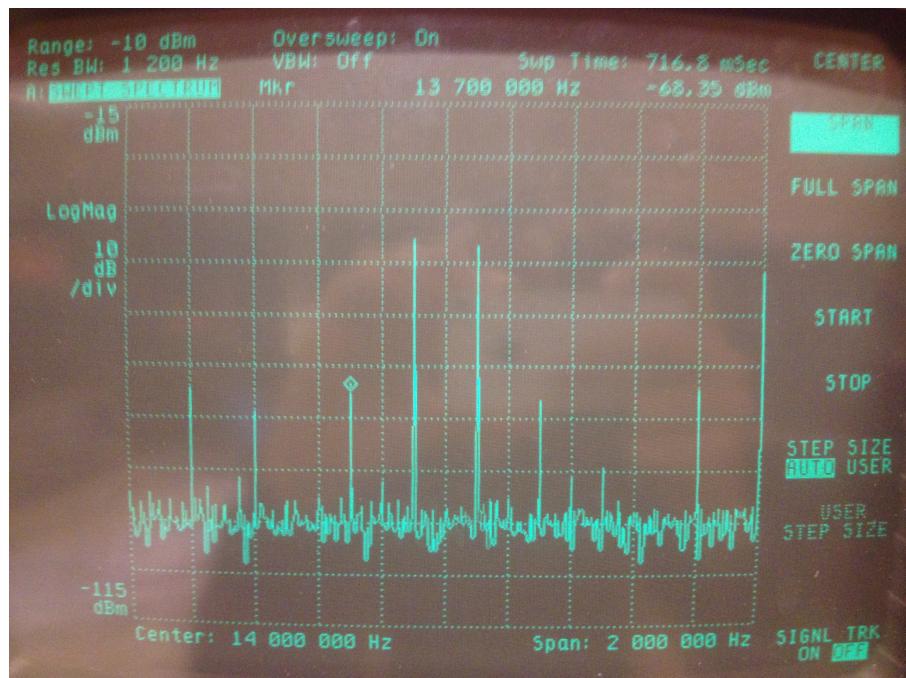


Figure 26: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 8,9MHz et 9,1MHz

- 5) En chargeant la sortie avec une résistance de 50 ohms et observant à l'analyseur de spectre l'entrée IN2, on mesure un pic à 5MHz de $-62.8dBm$, ce qui correspond à un gain de conversion ou isolation (insertion loss) ici de $-75.8dB$.

4.5 Le mélangeur à 1 diode

On considère le mélangeur décrit Fig. 27.

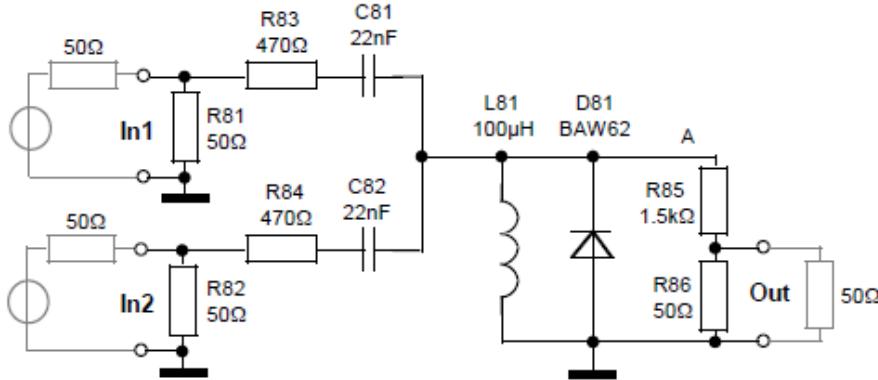


Figure 27: Mélangeur à 1 diode

Ce mélangeur à une diode est le montage le plus simple et moins onéreux à réaliser parmi tous les mélangeurs étudiés. Mais ces avantages se paient par un spectre dense avec des harmoniques d'amplitude importantes. Les deux signaux d'entrées IN1(RF) et IN2(LO) sont additionnés, on écrète 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 45.19 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) Pour déterminer le courant maximum qui peut circuler dans IN1 et IN2, on applique la loi des noeuds en IN1 en considérant uniquement cette entrée. On considère 2 cas :

- La diode est passante. Dans ce cas, le courant maximum qui revient sur l'une des entrées est égal à la moitié des courants entrants.
- La diode est bloquante. Dans ce cas on a : $I = i_L + i_{Out} + i_{dretour,max}$

$$\text{On obtient après calcul : } I = \frac{U_{out}}{R86} - j \frac{R86^2}{R86(R85+R86)L\omega} U_{out} + i_{dretour,max}$$

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 1 et 150MHz afin d'avoir une vue d'ensemble.

Les harmoniques sont peu nombreuses mais d'amplitude conséquentes !

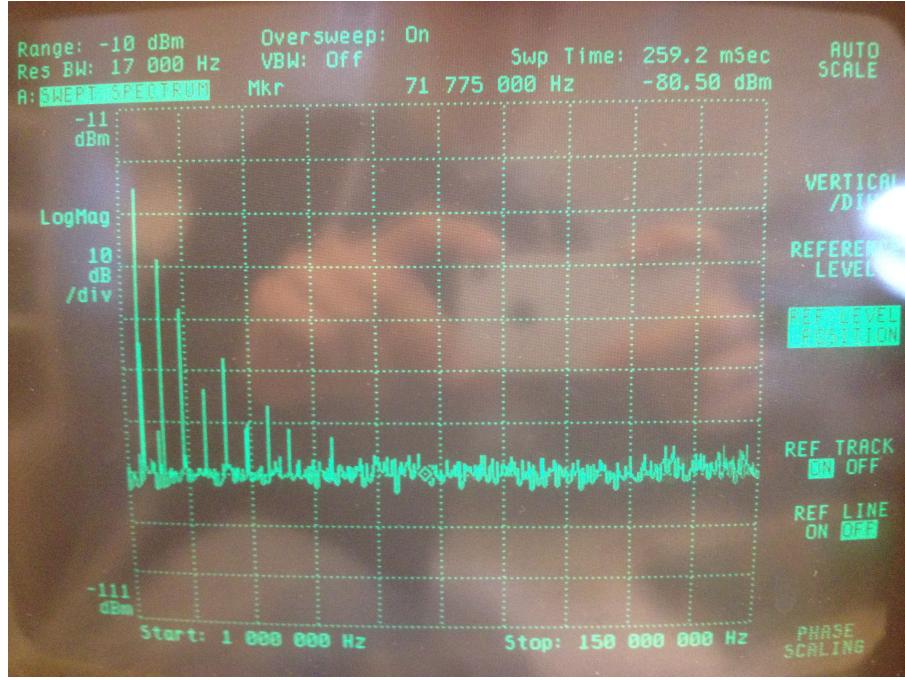


Figure 28: Réponse du mélangeur à 1 diode de 1MHz à 150MHz

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

2) 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.

L'amplitude de sortie est alors de -75dBm. En prenant en compte les étages d'adaptation d'impédance, le gain de conversion est de $-12.3dB$.

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 18.5dBm.

On applique un signal 9MHz double ton, on cherche le taux de distorsion d'inter-modulation d'ordre trois. En plaçant à 10 dB en dessous du maximum pour notre signal d'entrée, on obtient le spectre suivant :

Le pic de l'harmonique de troisième ordre est de $-28.5dBm$ (après désadaptation). En appliquant la même formule que précédemment, on trouve que le point d'intersection d'ordre 3 se situe à 42 dBm.

En chargeant la sortie avec une résistance de 50 ohms et observant à l'analyseur de spectre l'entrée IN2, on mesure un pic à 5MHz de $-16.48dBm$, ce qui correspond à un gain de conversion ou isolation (insertion loss) ici de $-35.48dB$.

4.6 Conclusions sur les mélangeurs

1) Tableau récapitulatif des trois types de mélangeurs analysés:

Type	Gain de conversion	Point de compression à 1dB	Pertes d'insertion
Mélangeur doublement équilibré à diodes	-5.5dB	1dBm	-65.7dB
Mélangeur à « MOS double-gate »	12.07dB	-3.4dBm	-75.8dB
Mélangeur à 1 diode	-12.3dB	18.5dBm	-35.48dB

On peut voir les disparités entre les différents mélangeurs grâce au tableau. La simplicité et le bas coût se payent par des performances très atténueées et des spectres plus ou moins riches en harmoniques. La présence

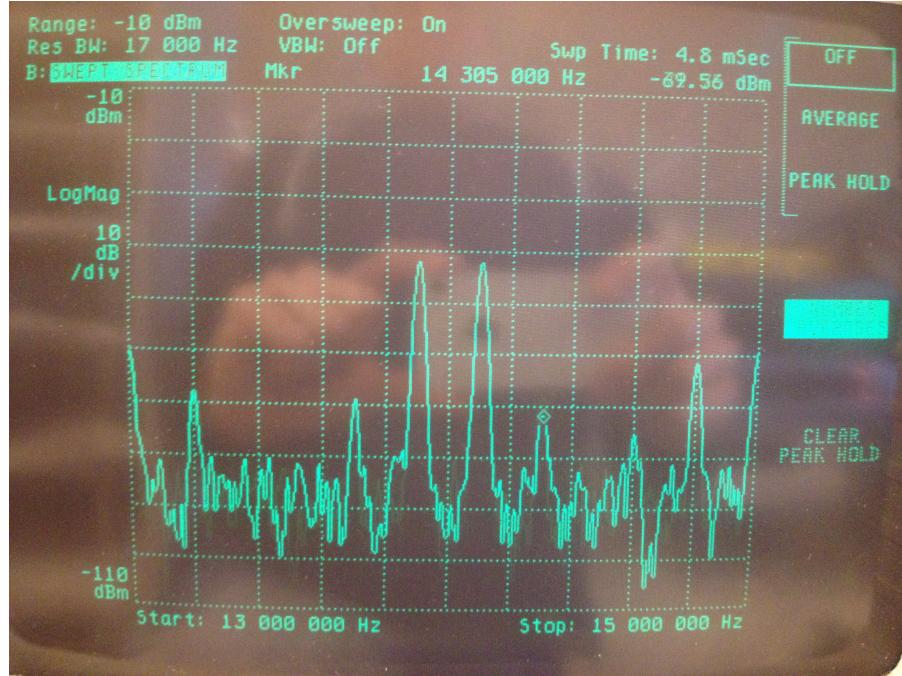


Figure 29: Spectre de la réponse à un signal double-ton à 8,9MHz et 9,1MHz

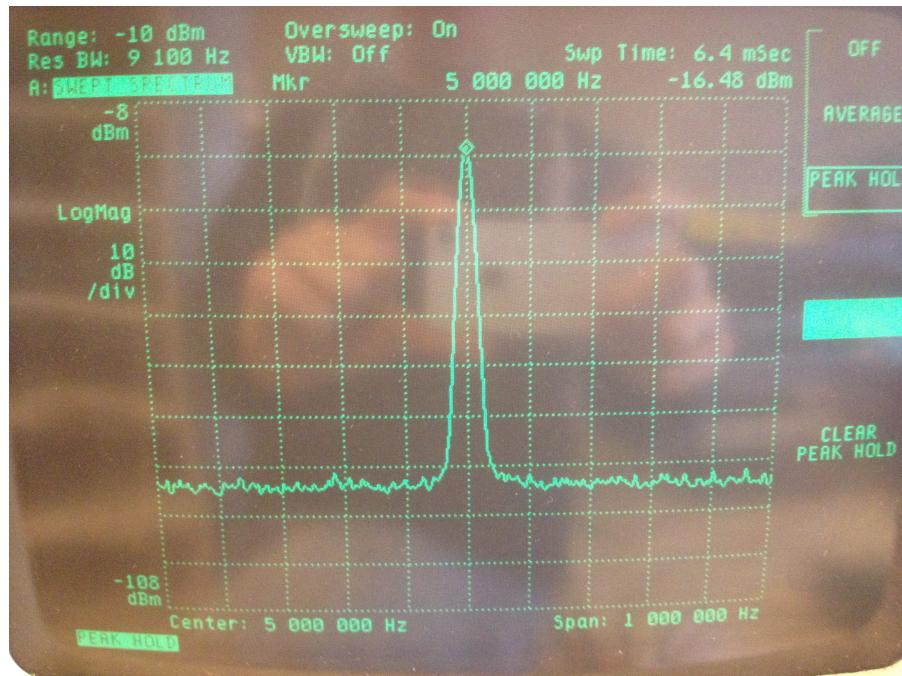


Figure 30: Isolation de l'entrée IN2 vers IN1

de transistor permet, malgré un mélangeur qui sera actif, d'avoir un signal de sortie d'amplitude plus élevée que celui d'entrée. Ce qui 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.

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 ou encore plus coûteux.

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 f par la diode, le signal produit possède une fréquence différence liée à la vitesse v de l'objet.