

INITIATION A LA HAUTE-FREQUENCE

1. Objectifs.

Le but de ce travail est l'étude de quelques blocs fonctionnels couramment utilisés dans les transmissions radio.

2. Dispositifs à étudier.

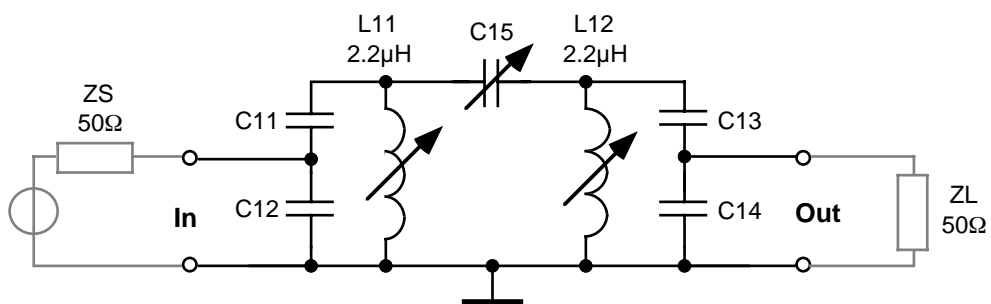
- Un filtre à deux circuits accordés couplés.
- Impédances aux accès d'un transistor MOS.
- Un type d'oscillateur à quartz.
- L'amplificateur sélectif à transistor discret et circuit accordé.
- Divers mélangeurs (mixers).

3. Bibliographie.

- [1] Circuits et systèmes électroniques, Prof. M. Declercq.
- [2] Traité d'électricité volume VIII, Électronique, Prof. R. Dessoulavy et J.-D. Chatelain, PPR.
- [3] Schémas de la platine LEG "Initiation à la HF" (en annexe).
- [4] Notices des circuits intégrés (en annexe).
- [5] Circuits et techniques HF et VHF, Prof. C. Enz.

4. Le filtre LC à deux circuits accordés couplés.

4.1. Description.



Ce filtre est composé de deux circuits résonants parallèles couplés capacitivement. L'entrée et la sortie sont pourvues de prises intermédiaires capacitives de manière à effectuer une transformation d'impédance.

4.2. Questions et calculs.

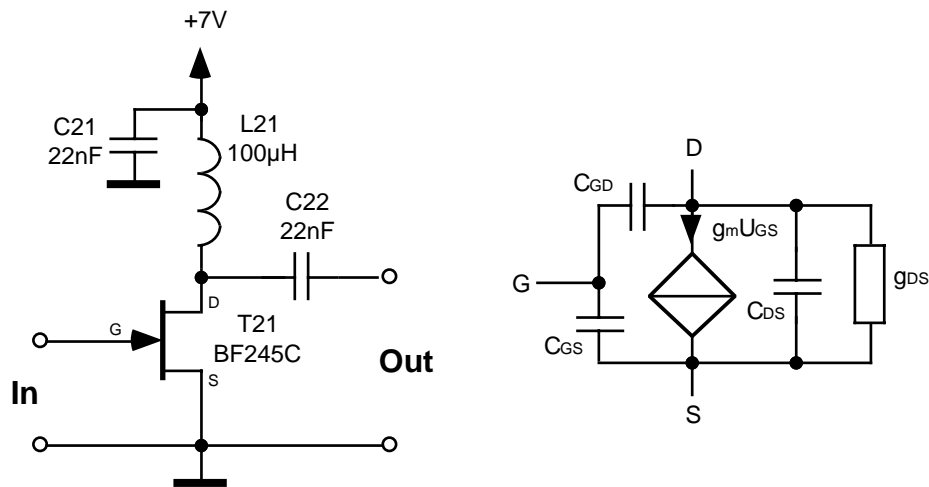
- 4.2.1. L'entrée et la sortie sont pourvues de prises intermédiaires, pour réaliser une adaptation d'impédance entre la source et la charge. Or il suffirait de mettre une prise intermédiaire du côté de la plus basse impédance, quel est donc l'intérêt de cette configuration ? Permet-elle de connecter une source et une charge possédant la même impédance ?
- 4.2.2. Que va-t-il se passer si les impédances de source et de charge sont complexes ?
- 4.2.3. Le condensateur C15 permet d'ajuster le degré de couplage entre les deux circuits résonants. Que se passera-t-il si sa valeur est trop élevée ou trop faible ? Esquisser la réponse en fréquence du filtre dans le cas du couplage critique, respectivement sur-critique et sous-critique.
- 4.2.4. Quels paramètres vont fixer le facteur de qualité maximum du filtre ?
- 4.2.5. Quel est l'ordre de ce filtre ?
- 4.2.6. Dans le cas du couplage capacitif, quelle va être la pente de la réponse en amplitude du filtre avant la résonance, respectivement après la résonance ?
- 4.2.7. Donner d'autres méthodes de couplage possible entre les deux circuits résonants en citant leurs avantages et inconvénients.
- 4.2.8. Ce filtre est prévu pour la bande amateur des 20 m, c'est à dire pour laisser passer sans atténuation les fréquences de 14 MHz à 14.5 MHz. La source et la charge ont toutes deux une impédance de $50\ \Omega$. L11 et L12 étant fixées à $2.2\ \mu\text{H}$, calculer C11, C12, C13, C14 et C15 pour avoir une bande passante à -3 dB allant de 13 MHz à 15 MHz avec un couplage critique.

4.3. Mesures et réglages.

- 4.3.1. Avec un analyseur de réseau, mesurer la réponse en fréquence de ce filtre entre 1 MHz et 100 MHz. Ajuster les différents éléments pour obtenir la réponse désirée. Relever le diagramme de Bode, module et phase, en dB et radians, en fonction du log de la fréquence.
- 4.3.2. Observer en détail la réponse dans une bande de fréquence restreinte autour de 14 MHz et affiner les réglages pour obtenir une courbe de réponse plate optimum en bande passante et respecter au mieux les exigences de largeur de bande imposées.
- 4.3.3. Relever précisément le diagramme de Bode entre 13 MHz et 15 MHz.
- 4.3.4. Mesurer précisément les pertes d'insertion de ce filtre.

5. Mesure des impédances d'entrée et de sortie d'un transistor.

5.1. Description.



Le transistor à mesurer, de type JFET est monté en source commune. L'inductance L1 polarise le drain à $V_{DS} = +7$ V tout en offrant une forte impédance aux fréquences utiles.

5.2. Questions et calculs.

- 5.2.1 A partir du modèle HF du FET donné ci-dessus et en considérant que l'impédance de L21 est très grande aux fréquences considérées, déterminer l'expression de l'impédance d'entrée du transistor en fonction de la polarisation, de l'impédance de charge et de la fréquence.
- 5.2.2 A partir du modèle HF du FET donné ci-dessus et en considérant que l'impédance de L21 est très grande aux fréquences considérées, déterminer l'expression de l'impédance de sortie du transistor en fonction de la polarisation, de l'impédance de source et de la fréquence.

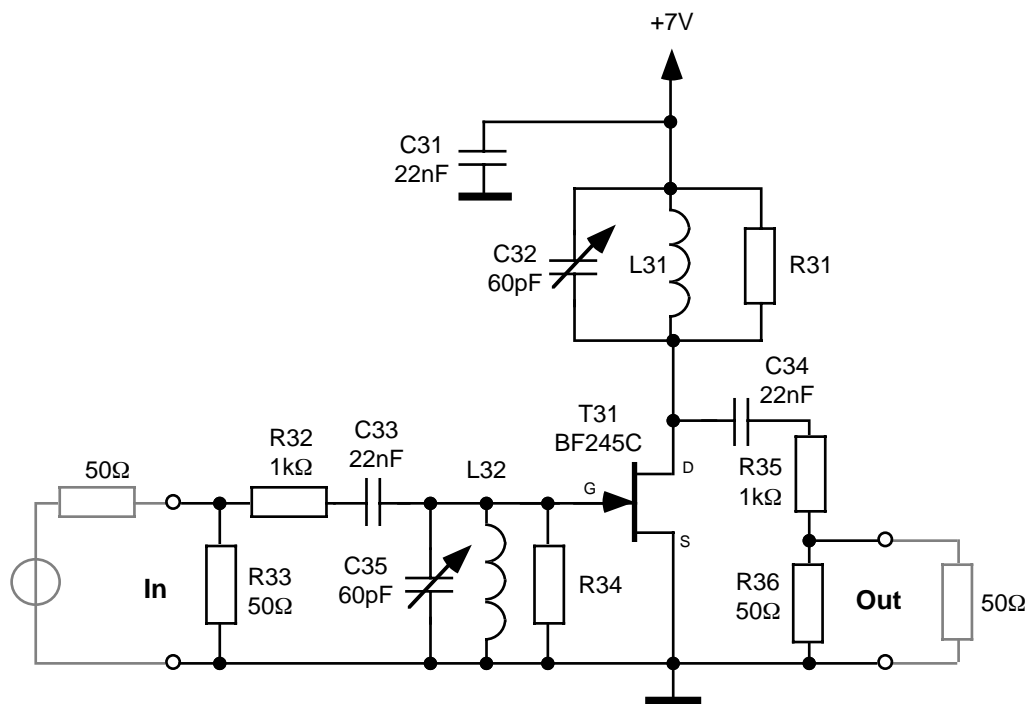
5.3. Mesures.

- 5.3.1 L'impédance d'entrée du transistor va être mesurée entre 14 MHz et 14.5 MHz à l'aide du kit de mesure d'impédance de l'analyseur de réseaux HP-4195A. L'étalonnage devra être réalisé avec beaucoup de soins selon la procédure donnée dans le manuel d'utilisation.
- 5.3.2 Relever la courbe Z_{in} en fonction de la fréquence pour une polarisation de grille $V_{GS} = 0$ V et une charge extérieure de 50Ω . Faire la même mesure sans charge extérieure.
- 5.3.3 Donner le schéma équivalent parallèle de l'impédance d'entrée à 14.25 MHz pour $V_{GS} = 0$ V dans les deux cas de charge étudiés.
- 5.3.4 Tracer la courbe $Z_{in} = f(V_{GS})$ pour V_{GS} variant de -1 V à + 0.5 V, à la fréquence de 14.25 MHz et avec une charge extérieure de 50Ω . Faire la même mesure sans charge extérieure.

- 5.3.5. Relever la courbe Z_{out} en fonction de la fréquence pour une polarisation de grille $V_{GS} = 0V$ et une résistance de source de $50\ \Omega$. Faire la même mesure avec une résistance de source de $10\ k\Omega$.
- 5.3.6. Donner le schéma équivalent parallèle de l'impédance de sortie à $14.25\ MHz$ pour $V_{GS} = 0\ V$ dans les deux cas de résistance de source étudiés.

6. L'amplificateur accordé.

6.1. Description.



Cet amplificateur utilise un JFET en montage source commune. On trouve un premier circuit résonant parallèle sur la grille du transistor et un deuxième comme charge du drain. Les résistances R_{32} , R_{33} , R_{35} et R_{36} sont ajoutées au montage normal pour les besoins de la mesure. R_{32} simule la résistance de source de l'étage précédent. R_{33} est la terminaison pour la source du signal de mesure. $R_{35}+R_{36}$ simulent une charge. Elle est formée de deux résistances pour permettre une adaptation d'impédance avec l'entrée de l'analyseur de réseau. Une telle adaptation d'impédance, faite avec un atténuateur résistif, n'est qu'un artifice de mesure et ne réalise pas une transmission optimale de puissance.

6.2. Questions et calculs.

- 6.2.1. Quel est le type de couplage entre les deux circuits résonants ?
- 6.2.2. Si le facteur de qualité de chacun des circuits résonants est le même, quel est le facteur de qualité global de l'amplificateur ?
- 6.2.3. Cet amplificateur joue également un rôle de filtre. En déterminer le type et l'ordre, ainsi que les pentes (dB/décade) de la courbe de réponse avant et après la résonance.

6.2.4. On désire avoir une bande passante à -3 dB s'étendant de 13 MHz à 15 MHz. Déterminer le facteur de qualité global, ainsi que le facteur de qualité de chacun des deux circuits résonants identiques? Calculer L31, R31, L32 et R34 en conséquence (négliger les impédances d'entrée et de sortie du FET).

6.2.5. Calculer le gain en tension $A_V = U_D / U_G$ théorique à la résonance.

6.3. Mesures et réglages.

6.3.1. Avec un analyseur de réseau, mesurer la réponse de l'amplificateur entre 1 MHz et 100 MHz. Ajuster C32 et C35 pour obtenir la courbe désirée.

6.3.2. Observer la réponse de l'amplificateur entre 13 MHz et 15 MHz et affiner les réglages.

6.3.3. Mesurer le gain en tension U_{Out}/U_{In} en bande passante. En déduire le gain en tension $A_V = U_D / U_G$.

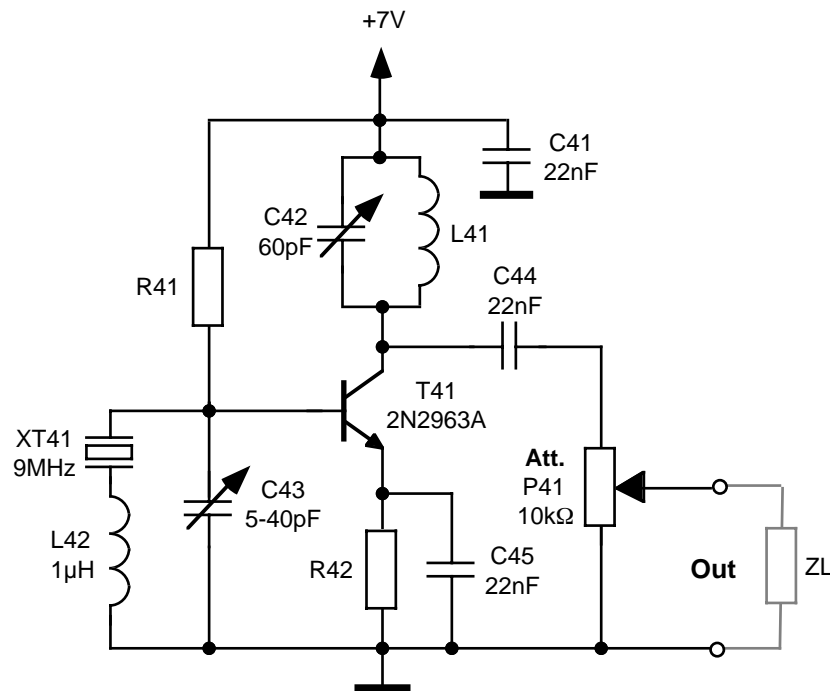
6.3.4. Avec un générateur HF, appliquer un signal à 14 MHz et observer le signal de sortie à l'analyseur de spectre.

6.3.5. Déterminer le niveau maximum du signal d'entrée qui provoque une baisse du gain de 1 dB. Mesurer le niveau de sortie correspondant. Ce niveau est appelé point de compression de 1 dB.

6.3.6. Injecter à l'entrée un signal double-ton à 13.9 MHz et 14.1 MHz et observer le spectre du signal de sortie. Déterminer le taux de distorsion d'intermodulation pour un signal d'entrée se trouvant 10 dB au dessous du maximum (point de compression de 1 dB). Calculer le niveau fictif de sortie (ou d'entrée) pour lequel les raies résultant de l'intermodulation d'ordre trois atteindraient la même amplitude que les raies fondamentales. Ce point est appelé point d'interception du troisième ordre.

7. L'oscillateur à quartz.

7.1. Description.



On distingue sur ce schéma le quartz XT41, l'élément actif T41 et un circuit accordé parallèle L41-C42 permettant de sélectionner l'harmonique désirée du quartz. Les résistances R41 et R42 fixent le point de fonctionnement du transistor. L'inductance L42 et le condensateur C43 modifient légèrement les fréquences de résonance série et parallèle du quartz. C43 permet donc un réglage fin de la fréquence d'oscillation.

7.2. Questions et calculs.

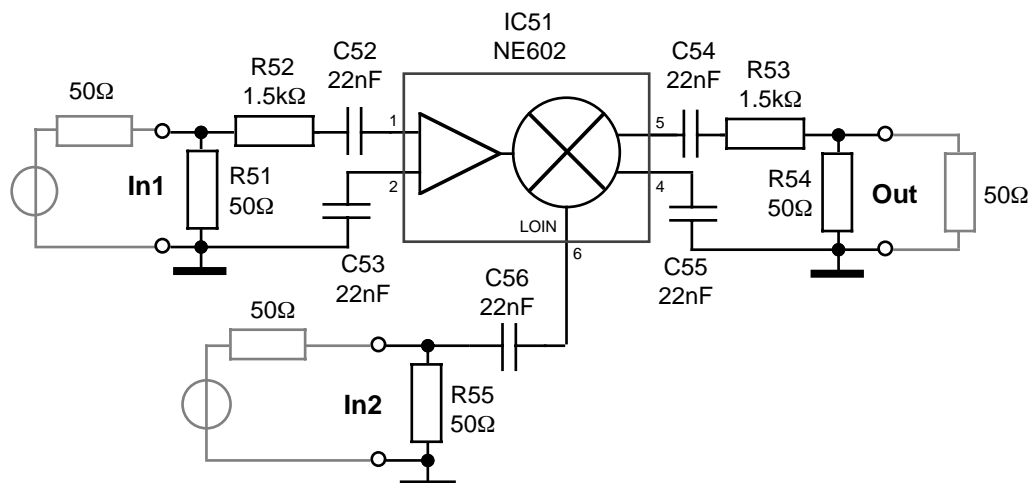
- 7.2.1. De quelle manière s'effectue la réaction positive ? A quel type d'oscillateur peut-on assimiler ce circuit ? Quel est le comportement du quartz (inductif ou capacitif) à la fréquence d'oscillation ?
- 7.2.2. La valeur de C42 va-t-elle influencer la fréquence de l'oscillateur ?
- 7.2.3. Le réglage de P41 (une fois la charge connectée) va-t-il influencer la fréquence de l'oscillateur ?
- 7.2.4. Calculer R41 et R42 de façon à obtenir un courant de repos de 1 mA et une tension de repos d'émetteur de 1 V.
- 7.2.5. Quelle sera la tension maximum disponible à la sortie ?
- 7.2.6. Calculer la valeur de L41 de manière à ce que le quartz oscille sur sa fondamentale (9 MHz).

7.3. Mesures et réglages.

- 7.3.1. Placer le curseur de l'atténuateur près de l'extrémité connectée à la masse. Observer la sortie de l'oscillateur à l'analyseur de spectre.
- 7.3.2. Placer le condensateur ajustable C43 au milieu de sa course et ajuster C42 pour provoquer le démarrage des oscillations.
- 7.3.3. Observer le spectre dans une bande de fréquence restreinte autour de 9 MHz et ajuster grossièrement C42 pour obtenir une oscillation à 9.000 MHz. Affiner la mesure et régler précisément la fréquence à l'aide de C43.
- 7.3.4. Observer l'influence du réglage de P41 sur la fréquence d'oscillation.
- 7.3.5. Éteindre l'alimentation quelques secondes, allumer et contrôler que l'oscillateur démarre spontanément.
- 7.3.6. Observer le spectre de sortie entre 1 MHz et 100 MHz.

8. Le multiplicateur à cellule de "Gilbert".

8.1. Description.



Ce mélangeur est un multiplicateur analogique à quatre quadrants. Grâce à sa polarisation intégrée ce circuit se distingue par sa grande simplicité de mise en oeuvre. Il est capable de travailler à des fréquences atteignant 500 MHz. Dans ce montage, les condensateurs de couplage et de découplage ont une impédance négligeable à la fréquence de travail. Les résistances R51 et R55 servent de terminaisons pour les sources des signaux. R52 et R53 effectuent l'adaptation d'impédance avec les résistances d'entrée et de sortie du mélangeur. La charge R53+R54 est formée de deux résistances pour permettre une adaptation d'impédance avec l'entrée de l'analyseur de spectre. Une telle adaptation d'impédance n'est qu'un artifice de mesure puisqu'il s'agit simplement d'un atténuateur résistif et non d'une transmission optimale de puissance.

Le signal In1 est à 9 MHz, le signal In2 (LOIN) à 5 MHz et le signal de sortie utile est à 14 MHz.

8.2. Questions et calculs.

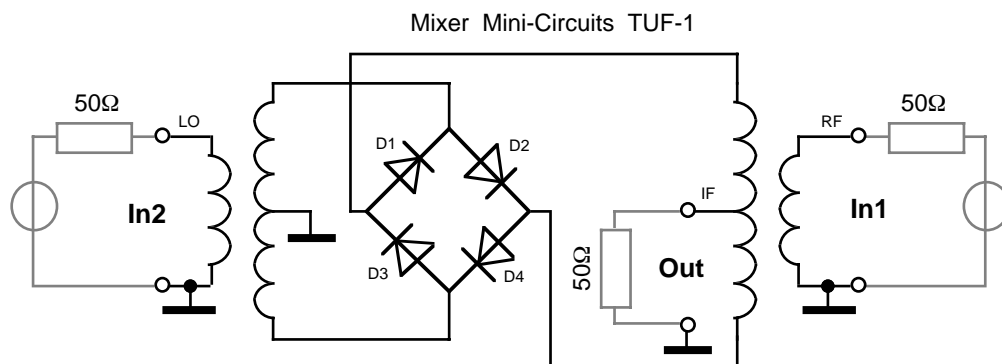
- 8.2.1. En observant le schéma interne du mélangeur, déterminer la partie réelle de l'impédance (approximative) de l'entrée 9 MHz, respectivement de la sortie lorsque le NE602 est connecté comme indiqué sur le schéma ci-dessus.
- 8.2.2. Pourquoi est-il recommandé d'appliquer un signal d'au moins 200 mV crête à crête sur l'entrée LOIN du modulateur ?

8.3. Mesures .

- 8.3.1. Appliquer 200 mV_{eff} sur In2 et 10 mV_{eff} sur In1 et observer le spectre du signal de sortie entre 1 MHz et 150 MHz.
- 8.3.2. Déterminer le gain de conversion du mélangeur (patte 1 vers patte 5).
- 8.3.3. Déterminer l'amplitude max. du signal d'entrée (patte 1) à 9 MHz (point de compression de 1 dB).
- 8.3.4. Injecter un signal 9 MHz double-ton et déterminer le taux de distorsion d'intermodulation d'ordre trois pour un signal d'entrée se trouvant 10 dB au dessous du maximum. En déduire le point d'interception du troisième ordre.

9. Le mélangeur doublement équilibré à diodes.

9.1. Description.



Le dispositif ci-dessus fonctionne à la manière d'un commutateur. Le signal appliqué à l'entrée LO doit avoir une amplitude suffisante pour faire conduire les diodes D2 et D4 durant les alternances positives, respectivement D1 et D3 durant les alternances négatives. Le signal de faible amplitude appliqué à l'entrée RF se retrouve en phase à la sortie IF lorsque D2 et D4 conduisent, et avec inversion de phase lorsque D1 et D3 conduisent. Le signal IF est donc le produit du signal RF par le signe du signal LO.

Sous certaines conditions, les fonctions des différents accès sont interchangeable.

9.2. Questions et calculs.

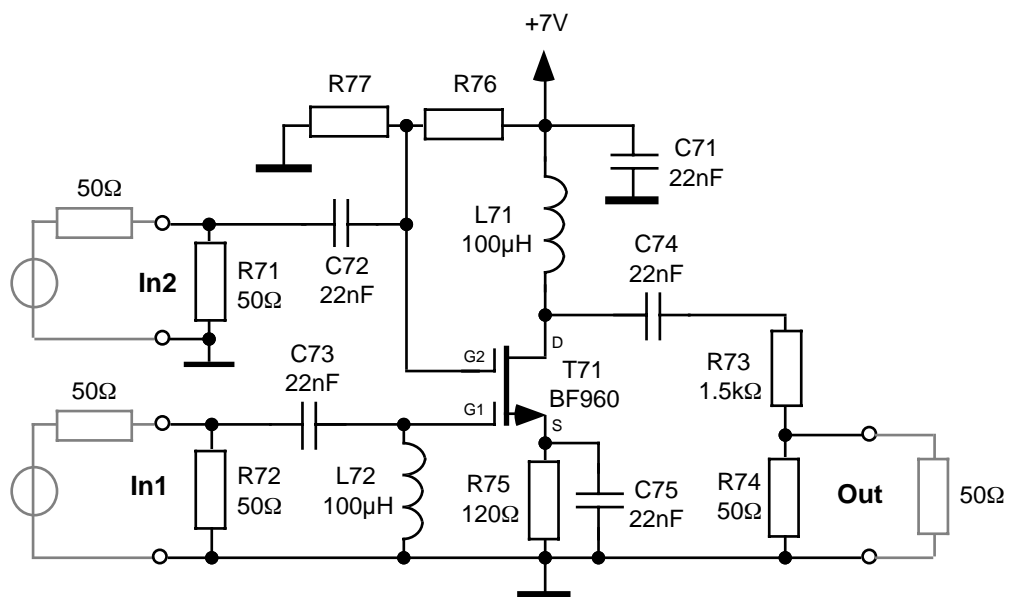
- 9.2.1. En observant le schéma interne du mélangeur, expliquer pourquoi il présente une bonne isolation entre les différents accès.

9.3. Mesures .

- 9.3.1. Appliquer 0.5 V_{eff} sur In2 et 100 mV_{eff} sur In1 et observer le spectre du signal de sortie entre 1 MHz et 150 MHz.
- 9.3.2. Déterminer le gain de conversion du mélangeur.
- 9.3.3. Déterminer l'amplitude maximum du signal d'entrée à 9 MHz (point de compression de 1 dB).
- 9.3.4. Injecter un signal 9 MHz double-ton et déterminer le taux de distorsion d'intermodulation d'ordre trois pour un signal d'entrée se trouvant 10 dB au dessous du maximum. En déduire le point d'interception du troisième ordre.
- 9.3.5. Mesurer l'isolation de l'entrée In2 (LO) vers l'entrée In1 (RF) à 9 MHz la sortie (IF) étant chargée par 50 Ω.

10. Le mélangeur à "MOS double-gate".

10.1. Description.



Les MOS à deux grilles sont très utiles car le courant de drain peut être contrôlé par chacune des grilles. Dans cette application, G1 a une polarisation légèrement négative par rapport à la source, alors que G2 est polarisé à une tension positive par le diviseur de tension R76-R77. Le signal de l'oscillateur local, de forte amplitude, appliqué sur G2, va alors faire varier fortement le courant de drain, donc le g_m du transistor et par là le gain de l'entrée G1 vers la sortie. Ce circuit va donc se comporter comme un "modulateur d'amplitude", d'où l'effet de mélange.

Les résistances R71 et R72 sont les terminaisons pour les sources des signaux. La charge R73+R74 est divisée en deux parties pour faire l'adaptation d'impédance avec l'entrée de l'instrument de mesure (voir 8.1).

Le signal In1 est à 9 MHz, le signal In2 (LO) à 5 MHz et le signal de sortie utile est à 14 MHz.

10.2. Questions et calculs.

10.2.1. Dimensionner R76 et R77 pour obtenir une tension de repos de 1 V sur G2.

10.2.2. Quel est le rôle de L72 ?

10.3. Mesures.

10.3.1. Appliquer 1 V_{eff} sur In2 et 10 mV_{eff} sur In1 et observer le spectre du signal de sortie entre 1 MHz et 150 MHz.

10.3.2. Calculer le gain de conversion de G1 vers le drain.

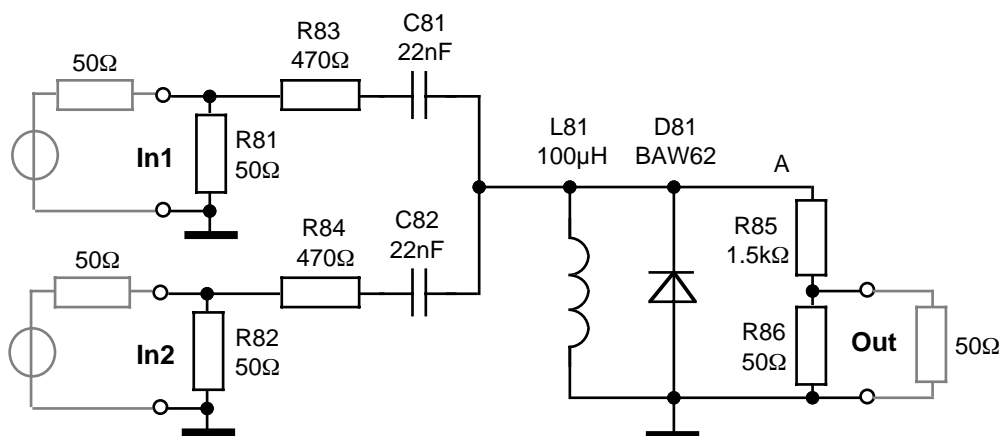
10.3.3. Déterminer l'amplitude maximum du signal d'entrée à 9 MHz (point de compression de 1 dB).

10.3.4. Injecter un signal 9 MHz double-ton et déterminer le taux de distorsion d'intermodulation d'ordre trois pour un signal d'entrée se trouvant 10 dB au dessous du maximum. En déduire le point d'interception du troisième ordre.

10.3.5. Mesurer l'isolation de l'entrée In2 vers l'entrée In1.

11. Le mélangeur à 1 diode.

11.1. Description.



Les résistances R81 et R82 sont les terminaisons pour les sources des signaux. La charge R85+R86 est divisée en deux parties pour faire l'adaptation d'impédance avec l'entrée de l'instrument de mesure (voir 8.1).

Les deux signaux In1 et In2 sont additionnés et le signal résultant est écrêté par la diode. La non-linéarité résultante génère des produits d'ordre 2, 3, ... et provoque l'apparition d'harmoniques et de mélanges des fréquences des deux signaux d'entrée.

Ce dispositif peut aussi être vu comme étant un "hacheur". En effet, si In2 est d'amplitude $> U_j$ et In1 d'amplitude $< U_j$, alors, In2 commute la diode qui, lorsqu'elle conduit, court-circuite vers la masse le signal venant de In1.

Le signal In1 est à 9 MHz, le signal In2 (LO) à 5 MHz et le signal de sortie utile est à 14 MHz.

11.2. Questions et calculs.

- 11.2.1. Quel est le rôle de L81 ?
- 11.2.2. Peut-on donner les impédances réelles d'entrée et de sortie ?
- 11.2.3. Donner l'expression analytique du courant maximum qui peut circuler dans In1 et In2.
- 11.2.4. Que va-t-il se passer au niveau fréquentiel si l'on remplace D81 par deux diodes tête-bêche ? (Questions très délicate et facultative)

11.3. Mesures .

- 11.3.1. Appliquer 2 V_{eff} sur In2 et 10 mV_{eff} sur In1 et observer le spectre du signal de sortie entre 1 MHz et 150 MHz.
- 11.3.2. Calculer le gain de conversion de In1 vers le point A.
- 11.3.3. Déterminer l'amplitude maximum du signal d'entrée à 9 MHz (point de compression de 1 dB).
- 11.3.4. Injecter un signal 9 MHz double-ton et déterminer le taux de distorsion d'intermodulation d'ordre trois pour un signal d'entrée se trouvant 10 dB au dessous du maximum. En déduire le point d'interception du troisième ordre.
- 11.3.5. Mesurer l'isolation de In2 vers In1.

13. Conclusions sur les mélangeurs.

- 13.1. Créer un tableau récapitulatif des avantages et des inconvénients des trois types de mélangeurs analysés.
- 13.2. Donner un ou deux exemples d'applications pour chaque type de mélangeur ou leurs qualités respectives pourraient être exploitées.