

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

MASUR Jonathan

GRAIGNIC Anthony

GOSSELIN Paul

1 L'amplificateur accordé

1.1 Description

On considère l'amplificateur accordé décrit Fig. 1.

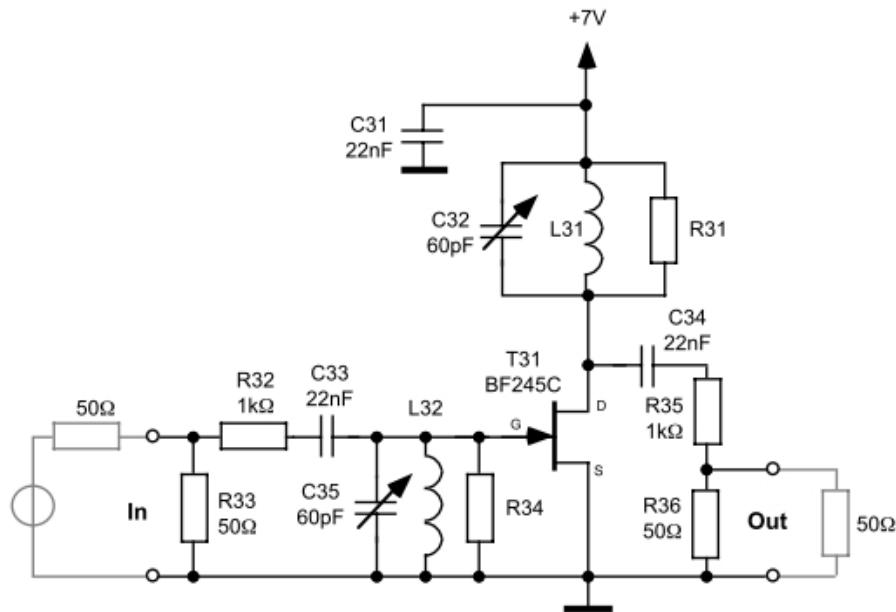


Figure 1

1.2 Questions et calculs

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2 L'oscillateur à quartz

2.1 Description

2.2 Question et calculs

3 Mélangeurs

3.1 Introduction

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

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

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

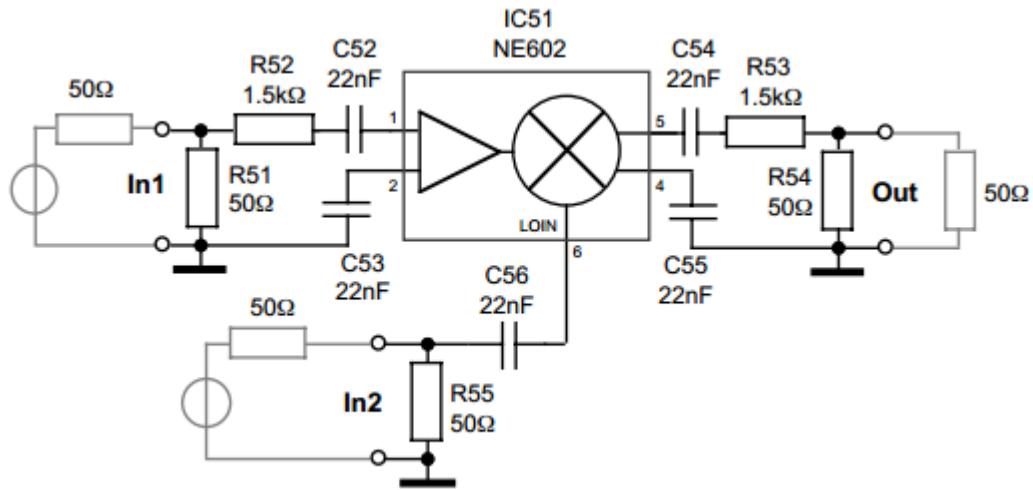
Il est alors possible par filtrage d'éliminer l'une de ces deux composantes, typiquement $\omega_1 - \omega_2$, afin de ne garder que la composante en $\omega_1 + \omega_2$.

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

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

3.1.1 Mélangeur à circuit intégré NE602

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



L'impédance d'entrée sur l'amplificateur différentiel (broches 1 et 2) est d'environ $1.5k\Omega$ ¹. Idem pour les sorties sur les broches 4 et 5. Les résistances R51, R52, R53 et R54 servent à adapter l'impédance du câble d'antenne 50Ω vers le circuit intégré.

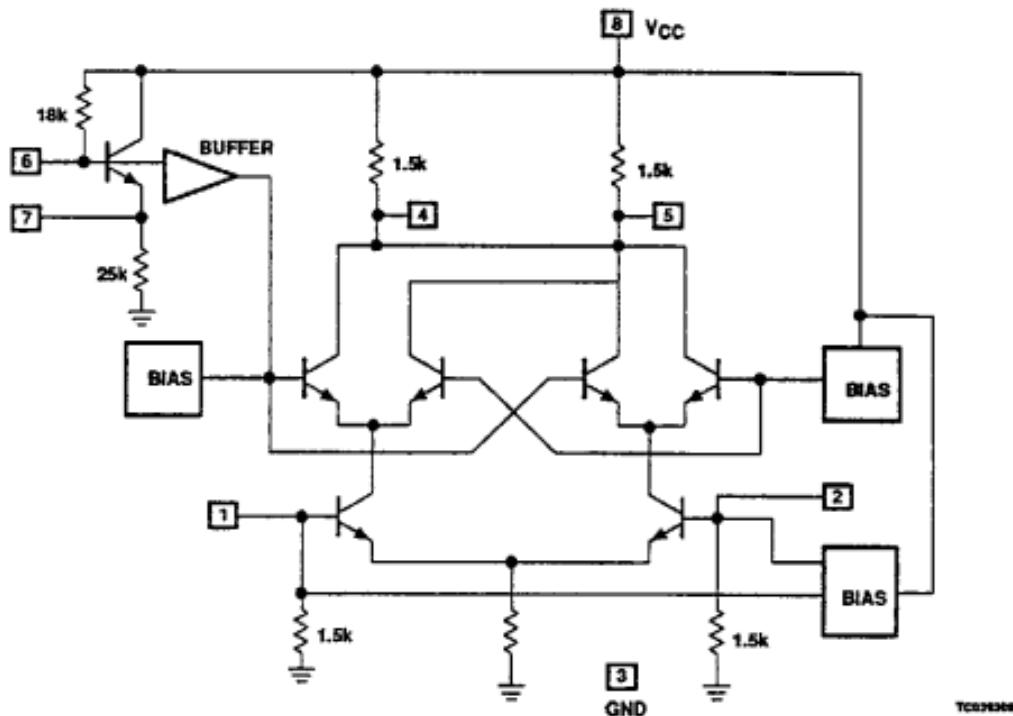
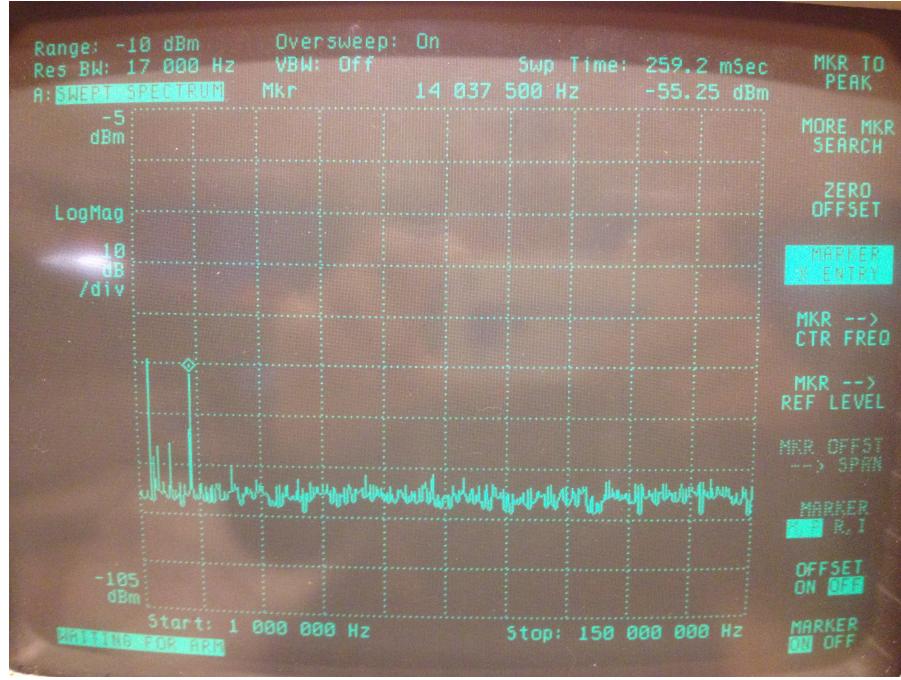


Figure 2. Equivalent Circuit

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.

Spectre de sortie :

¹Voir datasheet du composant NE602



Mesures :

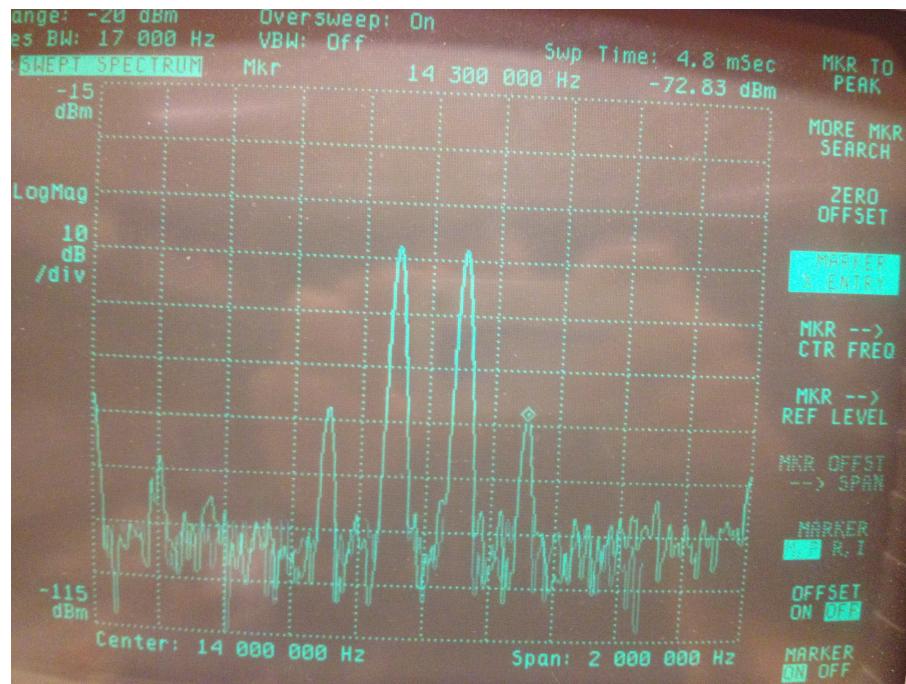
- Guain de conversion : 13.3 dB
- Point de compression de 1dB : -8.2 dBm
- Point d'interception du 3ème ordre : 6.55 dBm

A noter qu'il y a une perte de puissance considérable à cause du changement d'impédance. On perd la moitié du signal d'entrée utile sur le diviseur formé par R_{in} et R51, soit -6 dB. On perd une grande partie de la puissance de sortie à cause du diviseur formé par R53 et R54, les pertes sont de :

$$Pertes = 20 \cdot \log\left(\frac{R54//R_{out}}{(R54//R_{out})+R53}\right) = 20 \cdot \log 2525 + 1500) \simeq -35.7 dB$$

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

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



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

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