

Rapport

Projet Génie Electrique

Réception d'un signal provenant d'une bobine et traitement

Sommaire

Introduction

Page 3

I Cahier des charges

Page 4

II Adaptation d'impédance

Page 5

III Amplification

Page 7

IV Filtrage

Page 9

Conclusion

Page 10

Annexes

Page 11

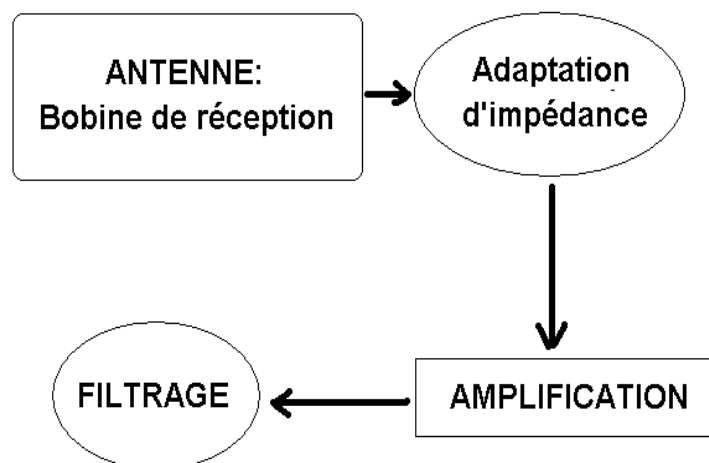
Introduction

Dans le cadre du projet génie électrique, quelques groupes de la classe ont participé à la conception d'un dispositif électronique permettant de faire de la Résonance Magnétique Nucléaire (R.M.N). Deux phases principales ont été mises en œuvre : L'émission d'un signal à une fréquence de 307,6 kHz, et la réception de signal venant de la bobine.

Notre étude porte sur la réception d'un signal issu d'une bobine de fréquence centrale : $F_c = 307,6 \text{ Khz}$. Il nous fallait adapter l'impédance, amplifier puis filtrer.

Dans un premier temps, nous allons présenter le cahier des charges influençant notre étude. Ensuite, dans une deuxième partie, nous verrons les trois parties et leur cheminement pour aboutir à la réalisation.

Schéma de notre étude



I Cahier des charges

Voici les différentes exigences qui nous ont été rapportées pour la réalisation de chaque étage. Il est important qu'elles ne soient pas négligées car sinon, la traduction des signaux reçus n'aura plus beaucoup de valeur.

● Adaptation d'impédance

- ↪ Transmettre le maximum de puissance à 307.6 kHz
- ↪ Adapter 2.25 mH et 32.5 Ohms à 50 Ohms
- ↪ Avoir un facteur de qualité de 100

● Amplificateur

- ↪ Être le plus linéaire possible : réjection < 40 dB
- ↪ Avoir un gain de 10 000 à 307.6kHz
- ↪ $-100 \text{ mV} < V_s < 100 \text{ mV}$
- ↪ Gain bande-passante 30 Mhz

● Filtre

- ↪ Passe-Bande
- ↪ Fréquence centrale 307.6kHz
- ↪ Bande passante 2 kHz
- ↪ Pas de filtres actifs pour éviter les non-linéarités
- ↪ Ondulation dans la bande-passante < 0.1 dB

II Adaptation d'impédance

Les différentes étapes

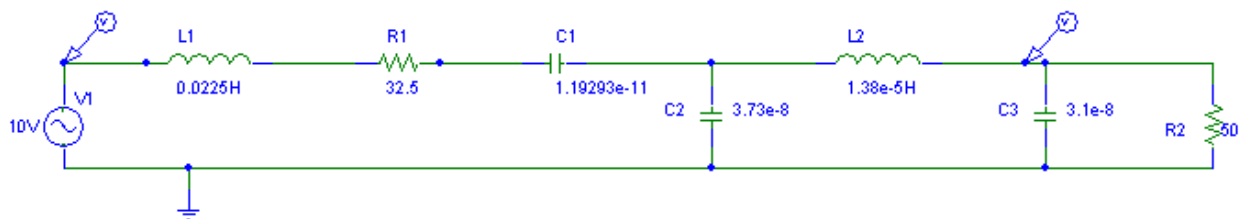
● Nous avons dû tout d'abord refaire les connections menant à la bobine de manière à ce que les fils eux-mêmes ne fassent pas inductance.. Pour cela nous avons torsadé ces fils de manière à ce que le champ moyen soit nul. Nous avons ensuite ajouté une gaine pour la propreté et la protection de l'ensemble.

● La solution d'adaptation retenue l'année précédente, n'étant vraiment pas satisfaisante, nous avons dû recalculer une structure. Grâce à un outil de calcul trouvé sur Internet à l'adresse :

↳ <http://www.ta-formation.com/adaptateur/Qadaptateur.htm>

● Nous avons pu, par tâtonnement et calcul sous Matlab, déterminer les éléments de la structure en « Pi » choisie. Nous avons notamment rencontré quelques problèmes quant au respect du facteur de qualité mais après de multiples essais et comparaisons nous sommes finalement arrivés à dimensionner cette adaptation de manière à utiliser une valeur de d'inductance compatible avec ce facteur de qualité de 100.

↳ Voici donc les résultats illustrés grâce au schéma ci-dessous:



Liste des composants retenus

- ☞ L'inductance vaut donc: 13.8 micro Henry
- ☞ La première capacité : 13 pF
- ☞ La deuxième capacité: 37 nF
- ☞ La troisième capacité : 31 nF

Nous avons donc testé une multitude de composants pour nous rapprocher le plus près des valeurs de capacités et nous avons trouvé exactement les bonnes.

Pour la bobine nous avons choisi deux bobines blindées à noyau plongeur réglables, c'est en effet celles qui offraient le meilleur coefficient de qualité. De plus en combinant une bobine de 10 micro Henry maximum et une de 4.7 micro Henry maximum, nous pourrions par la suite facilement régler l'inductance série de celles-ci à 18,8 micro. Le datasheet de ces bobines est disponible en [Annexe 1](#).

↳ Ce circuit d'après les calculs permet d'adapter exactement l'impédance et répond parfaitement au cahier des charges.

III Amplification

● Nous avons ici choisi la solution d'un amplificateur d'instrumentation vu l'amplitude des signaux dont nous disposons en entrée, cela paraissait en effet la meilleure solution.

Du fait du gain élevé désiré (*10000) nous avons opté pour la solution à trois amplificateurs dont le principe est exposé ci-dessous

Premier étage

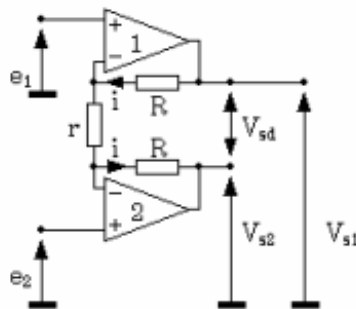


Fig. 1. 1er étage différentiel à deux amplis.

La mise en équation est très simple. On va encore utiliser le fait que les entrées v_+ et v_- des amplificateurs sont égales, et que les impédances d'entrées sont infinies. Le courant circulant dans r et dans les deux résistances R sera donc le même, ce qui permet d'écrire :

$$e2 - e1 = R \times i$$

$$Vsd = (2 * R + r) \times i$$

$$Vsd = (e1 - e2) \times \frac{(2 \times R + r)}{r}$$

La tension de mode commun en sortie vaut:

$$Vmcs = \frac{(Vs1 + Vs2)}{2}$$

On peut calculer les valeurs de V_{s1} et V_{s2} facilement :

$$Vs1 = e1 + R \times i$$

On en déduit la valeur de la tension de mode commun en sortie V_{mcs}

$$V_{mcs} = \frac{(Vs1 + Vs2)}{2} = \frac{(e1 + e2)}{2} = V_{mce}$$

Montage complet

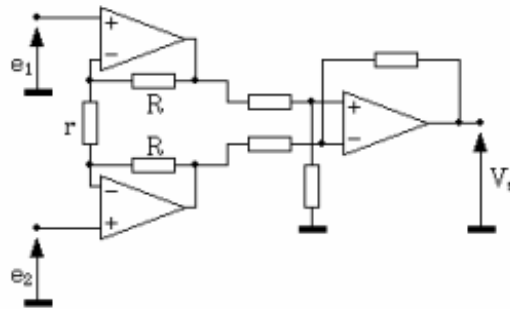


Fig. 2. Montage différentiel à trois amplis

Gain en tension. Ajustage

Si A_{vd2} est le gain différentiel du deuxième étage, on va avoir, pour le montage global

$$Vs = (e2 - e1) \times A_{vd2} \times \frac{(2 \times R + r)}{r}$$

On remarque qu'il est très simple de faire varier ce gain en modifiant uniquement la résistance r . Le schéma de ce dispositif est disponible en [Annexe 6](#)

Nous avons testé ce montage avec des amplificateurs du type LT1007 mais la réjection était trop grande : 30 dB.

C'est pourquoi nous avons opté pour des amplificateurs du type LM 6181 IN qui eux suivent en fréquence. Mais ces composants étant des amplificateurs de courants ils nécessitent l'ajout d'une résistance entre leur borne + et la masse ([voir annexe 8 pour datasheet](#)).

Le routage d'un tel montage possible est disponible en [Annexe 7](#), nous n'avons en effet pas pu réaliser de plaquette du fait de l'absence de solution pour le filtre. Bien sur, il ne faudra pas oublier les capacités de découplage de 1 uF.

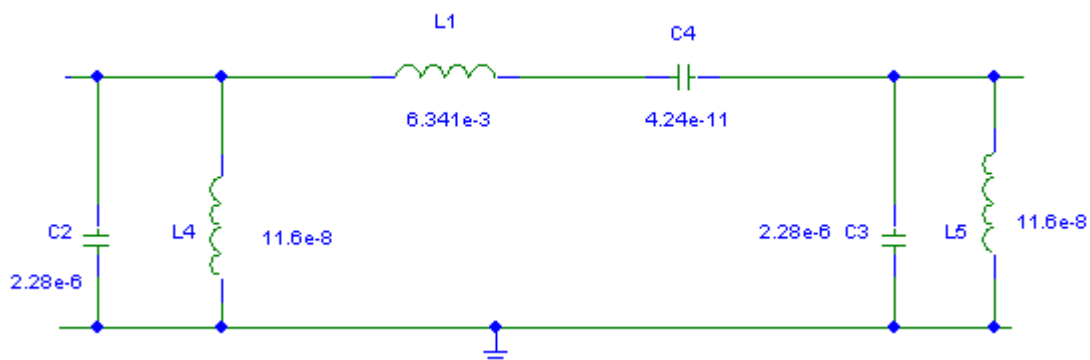
IV Filtrage

La solution d'un filtrage actif, retenu l'année précédente, n'étant pas satisfaisante, ce type de filtre présentant des non-linéarités du fait de l'utilisation d'ampli-opérationnels, nous avons donc opté pour un filtrage passif.

Dans un premier temps nous avons effectué les calculs pour un filtre de type Butterworth. Mais ce genre de filtre présente une pente de coupure trop faible et cela nous conduisait à un ordre 10 pour répondre au cahier des charges. Il a donc fallu abandonner cette solution et se tourner vers un filtre de Tchébycheff.

En effet, même si ce type de filtre ondule dans la bande-passante, cette ondulation pouvant d'ailleurs être maîtrisée, il présente des pentes de coupures très abruptes et permet de réduire l'ordre du filtre.

Nous sommes finalement arrivés à une structure passe-bande d'ordre 6 illustrée par le schéma ci-dessous :



La courbe de réponse de ce filtre est disponible en [annexe 2](#). Nous ne détaillerons malheureusement pas les calculs (procédure classique : détermination de l'ordre avec abaques, prototype passe-bas, prototype passe-bande, dénormalisation). En effet, les inductances sont impossibles à réaliser. Deux axes de recherches sont apparus :

- La solution d'une spire de fil. Elle n'est pas bonne car celle-ci ferait antenne et amènerait des perturbations indésirées dans le signal ([voir annexe 3](#))
- Nous avons essayé de dimensionner une telle bobine sous forme de spirale directement sur le circuit imprimé ([voir annexe 4](#))

Mais la formule donne des résultats à 10 % et le plus grave et qui fait que nous n'avons pas pu valider cette solution de filtre de Tchébycheff est qu'une erreur de moins de 1 % sur les composants produit une translation de la bande centrale, une ondulation de plus de 10 dB et un gain très diminué... ([Voir Annexe 5](#))

➤ Finalement nous n'avons pas pu synthétiser ce filtre mais une solution numérique ou un filtrage après démodulation (plus facile) pourraient être envisagés.

Conclusion

Ce projet nous a appris ce qu'est la réalisation d'un projet précis et pointu. Nous avons pu nous rendre compte des grandes difficultés que l'on peut rencontrer quand le cahier des charges est très précis. Le choix des composants, leur assemblage, les ajustements, tous ces critères deviennent importants

Le seul problème que nous avons rencontré est donc la mise en place du filtre passif passe-bande, qui est pourtant généralement simple à concevoir mais qui, dans notre cas, est extrêmement sélectif et demande des composants dont la valeur est souvent très grande ou trop petite ainsi que très précise. (le taux d'erreur est souvent trop important dans les composants classiques)

Annexes

Annexe 1

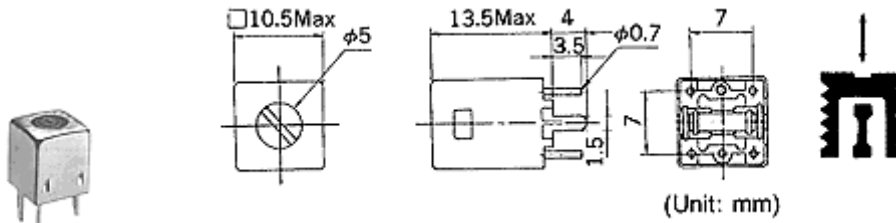
10mm TYPE 10EZ With Internal Capacitor

Frequency Range : 0.2-2MHz (10EZ)
 2-15MHz (10EZ High Freq.)

Inductance Range: 1mH-2mH (10EZ)
 2-55mH (10EZ High Freq.)

Temperature Coefficient: Inductor TC (L) 750±500ppm/°C
 220±220ppm/°C (10EZ High Freq.)
 With Internal Capacitor TC (F) 0±250ppm/°C

Optional Internal Capacitance Values: 150-390pF (10EZ),
 5-100pF (10EZ High Freq.)



Features Most economical and widely used coil in the world for AM and FM IFTs.
 Automatic insertion packaging available.

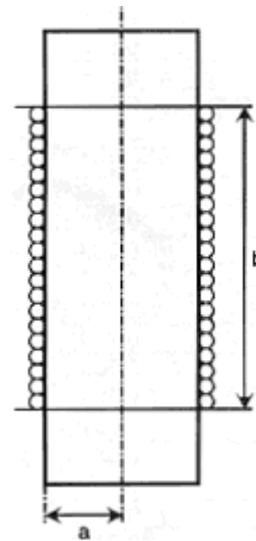
Type 10EZ High Frequency			
TOKO Part Number	Inductance Range (μH)	Q (min.)	Freq. MHz
154ANS-T1005Z	4.7±10%	100	7.96
154ANS-T1006Z	5.6±10%	100	7.96
154ANS-T1007Z	6.8±10%	100	7.96
154ANS-T1008Z	8.2±10%	100	7.96
154ANS-T1009Z	10.0±10%	60	2.52
154ANS-T1010Z	12.0±10%	60	2.52
154ANS-T1011Z	15.0±10%	60	2.52
154ANS-T1012Z	18.0±10%	60	2.52
154ANS-T1013Z	22.0±10%	60	2.52
154ANS-T1014Z	27.0±10%	60	2.52
154ANS-T1015Z	33.0±10%	60	2.52
154ANS-T1016Z	39.0±10%	60	2.52
154ANS-T1017Z	47.0±10%	60	2.52
154ANS-T1018Z	56.0±10%	60	2.52

Annexe 2

Annexe 3

Construction d'une bobine à air pour faibles valeurs de l'inductance

2 . a / b	k	2 . a / b	k
0	1	2	0,526
0,05	0,97	2,5	0,472
0,1	0,959	3	0,429
0,15	0,939	3,5	0,394
0,2	0,92	4	0,365
0,25	0,902	5	0,32
0,3	0,884	6	0,283
0,4	0,85	7	0,258
0,5	0,818	8	0,237
0,6	0,789	9	0,219
0,7	0,761	10	0,203
0,8	0,735	25	0,105
0,9	0,711	50	0,061
1	0,688	75	0,043
1,25	0,638	100	0,035
1,5	0,595	200	0,019
1,75	0,558	400	0,011



Variables

- a = rayon de la bobine en m
- b = longueur de la bobine en m
- n = nombre de spires
- k = coefficient donné par le tableau
- L = inductance en H

Formule

$$L = \frac{(0,0395 \times a^2 \times n^2 \times k)}{b}$$

Annexe 4

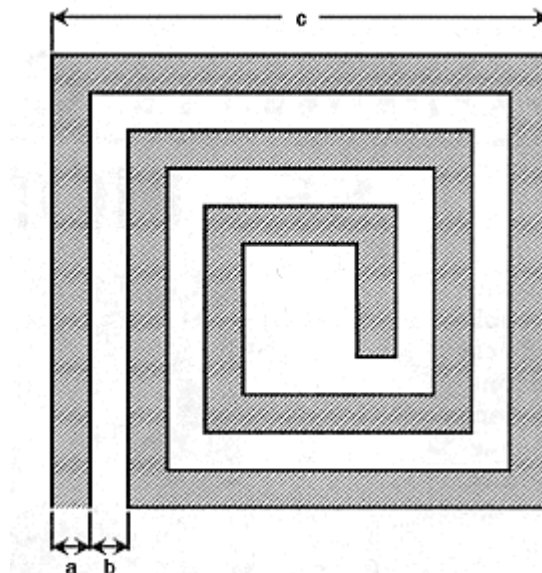
Les bobines sur circuit imprimé

Elles sont réalisées par enroulement en spirale d'une piste de circuit imprimé. Une telle solution est intéressante à plus d'un titre car elle présente en effet les avantages suivants :

- une excellente reproductibilité de la self puisqu'elle est gravée en même temps que le circuit en respectant
- une totale insensibilité aux vibrations, ce qui n'est pas le cas des selfs à air notamment
- un dessin très précis
- une diminution du nombre de composants à stocker et implanter, ce qui est sans intérêt au niveau amateur mais très intéressant pour les fabrications en grande série où tout est bon pour réduire les coûts.

En fait, on ne peut réaliser avec ce procédé que des selfs de faibles valeurs qui ne trouvent donc leur intérêt qu'en très haute fréquence.

La figure ci-contre présente une telle self avec les paramètres utilisés dans la formule associée permettant de calculer sa valeur. Ici encore, il s'agit d'une relation approximative mais qui donne des **résultats précis à 10 % près environ**. En pratique, et bien que l'on ait le choix pour a et b, on utilise généralement des valeurs de l'ordre du millimètre.



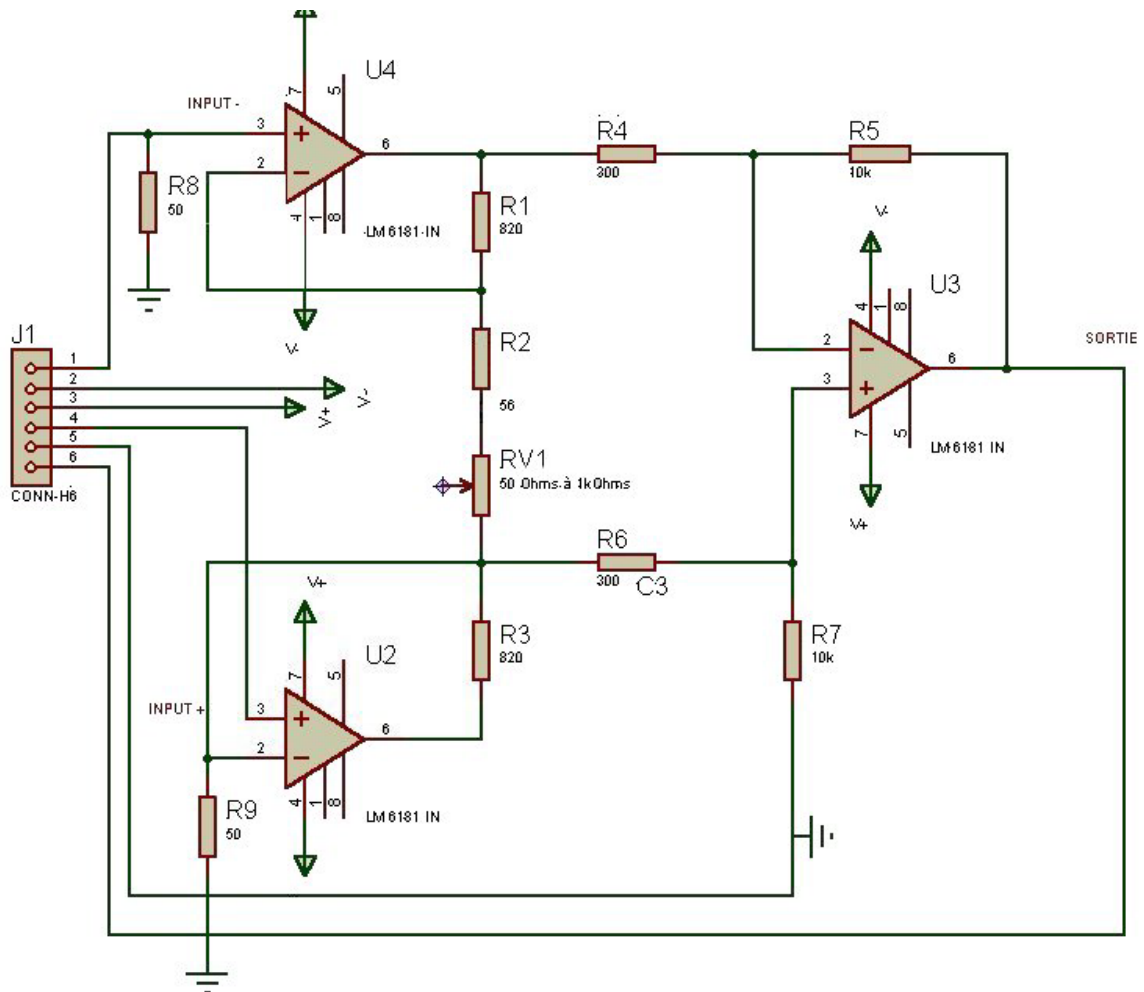
$$c = (L / B)^{0,375}$$

$$\text{avec } B = 2,7 \cdot 10^{-9} \cdot (1 / (1 + b/a)^{1,67}) \cdot 1/a^{1,67}$$

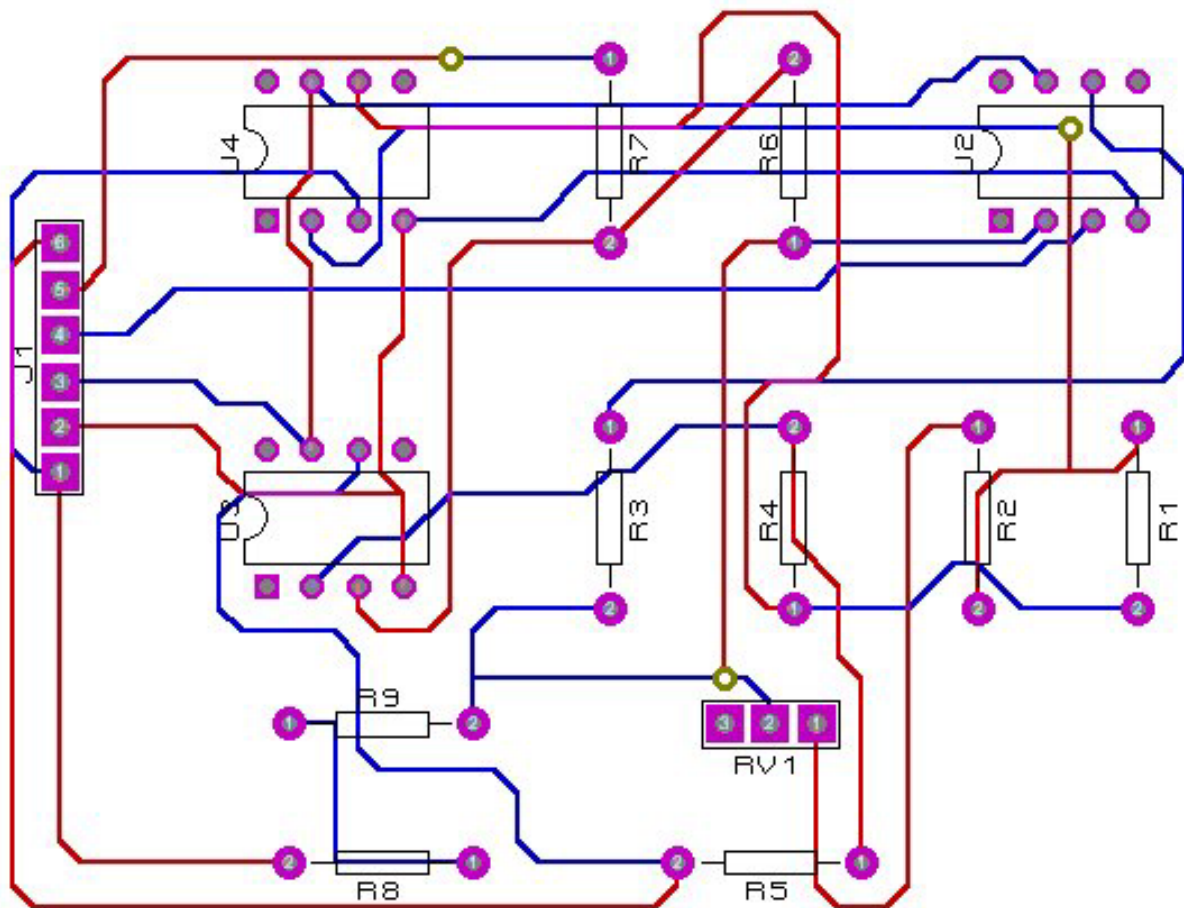
(toutes les dimensions sont en mm et la valeur de L est en H)

Annexe 5

Annexe 6



Annexe 7



Annexe 7