

Etude d'un récepteur à un seul tube diode

SOMMAIRE

	Page
1. Introduction	2
2. Rappel relatif au fonctionnement d'un tube à vide de type diode	3
2.1 Généralités et comparaison des diodes à semi-conducteur avec les diodes à vide	3
2.1.1 Généralités à propos des tubes à vide	3
2.1.2 Comparaison des diodes à semi-conducteur avec les diodes à vide et imperfection de celles-ci	6
2.1.3 Redressement du signal par la diode	8
2.2 Etude du filament et de la cathode	9
2.3 Etude des caractéristiques de la diode	11
2.3.1 Caractéristique de la diode (I_a en fonction de U_a)	11
2.3.2 Saturation thermique	13
2.3.3 Charge d'espace	14
2.3.4 Prise en compte de la vitesse initiale des électrons	15
2.3.5 Effet Schottky	16
2.3.6 Potentiel et champ électrique entre cathode et anode	16
2.3.7 Trajectoires des électrons	18
3. Le récepteur	20
3.1 Description du récepteur	20
3.2 Modèle électrique du récepteur et choix des valeurs	22
3.3 Résultat obtenu avec ce premier récepteur	24
3.4 Amélioration de ce premier récepteur	24
3.5 Résultat obtenu avec ce deuxième récepteur	26
3.6 Quelques photos de ce deuxième récepteur	27
4. Conclusion	28
5. Références	29

1. Introduction

L'auteur, bien que né après l'invention du transistor (1948), a fait ses premières armes sur des montages à tubes (cf. Référence [1]), d'où une certaine nostalgie. Souhaitant redécouvrir les tubes, je me suis donc proposé de mettre en œuvre et de réétudier le plus simple des tubes, c'est-à-dire la diode, avec ce que j'avais à disposition dans mes tiroirs.

Un montage destiné à redresser le courant dans une alimentation n'étant pas très intéressant, j'ai opté pour un récepteur Ondes Longues à un seul tube diode, le but étant de recevoir une des stations de diffusion que l'on entend à Paris en journée, soit donc Europe 1 (183 KHz) ou RTL (234 KHz). A noter que d'autres stations peuvent être entendues mais plus faiblement, comme la BBC (198 KHz) ou RMC (216 KHz).

Après une recherche sur Internet et dans la littérature disponible et après compilation de toutes ces informations, j'ai réalisé un petit récepteur AM. Le but n'est pas de proposer un montage directement réalisable (cela n'aurait que très peu d'intérêt). Il s'agit, ici, d'une expérimentation, disons d'un « TP » (Travaux Pratiques), le but étant d'étudier le fonctionnement d'un montage. Chacun pourra, éventuellement, s'amuser à reproduire ce « TP » avec les moyens disponibles. Je m'appuierai sur la simulation d'un tube à vide de type diode, développée par l'auteur (référence [7]).

Avant de décrire le récepteur au §3, quelques rappels sur la physique des tubes à vide sont proposés au §2.

Les instruments de mesure utilisés par l'auteur dans l'article sont les suivants : inductancemètre, capacimètre, ohmmètre, contrôleur universel standard, générateur BF/HF jusqu'à 2 MHz, fréquencemètre, générateur de tension continue variable (1 à 30 V). La précision de cette instrumentation est standard, donc ni spécifiée ni vérifiée.

Notations

Dans la suite du texte :

- le produit simple est noté « * » ou « . » ou n'est pas noté s'il n'y a pas d'ambiguïté,
- les puissances de 10 sont notées Ex ou 10^x (par exemple 10^{-7} ou E-7),
- la puissance d'une variable est notée ^ ou avec l'exposant (x^2 ou x^2 , par exemple),
- la racine carrée est noté \sqrt{x} plutôt que $x^{0,5}$ ou $x^{0,5}$

2. Rappel relatif au fonctionnement d'un tube à vide de type diode

2.1 Généralités et comparaison des diodes à semi-conducteur avec les diodes à vide

2.1.1 Généralités à propos des tubes à vide

Le tube à vide a été mise au point entre la fin du 19^{ème} siècle et le début du 20^{ème} siècle pas des inventeurs et des physiciens dont EDISON, PERRIN, DE FOREST, SCHOTTKY, FLEMING (inventeur de la diode).

Ci-dessous on trouvera, à gauche, une photo de différents tubes appartenant à l'auteur, puis, à droite, un gros plan sur la diode 25Z6GT, qui sera utilisée tout au long de cet article.



Le tube à vide à chauffage indirect de type « simple diode » comprend deux électrodes : la cathode et l'anode appelée aussi « plaque ». Elles sont à l'intérieur d'un tube qui a été mis sous un vide poussé, pour éviter les collisions entre électrons et atomes. En effet, les collisions avec des atomes ralentiraient les électrons émis par la cathode et créeraient des paires ions/électrons secondaires, les ions attirés par la cathode pouvant détruire le revêtement extérieur de celle-ci.

La cathode (cylindre en alliage de nickel recouvert d'une couche d'oxyde de baryum ou de strontium) est chauffée entre 900 et 1000°C par un filament en tungstène. Il faut environ 30 secondes pour chauffer la cathode et la stabilisation est acquise au bout d'une minute.

Le filament est isolé électriquement mais en contact thermique avec la cathode à travers un cylindre intermédiaire en matière isolante réfractaire. L'anode est un cylindre qui entoure la cathode, de près mais sans contact.

A noter, qu'il existe aussi, mais de façon plus rare, des tubes à chauffage direct, le filament faisant office de cathode, la température étant alors nettement plus élevée (autour de 1600 °C).

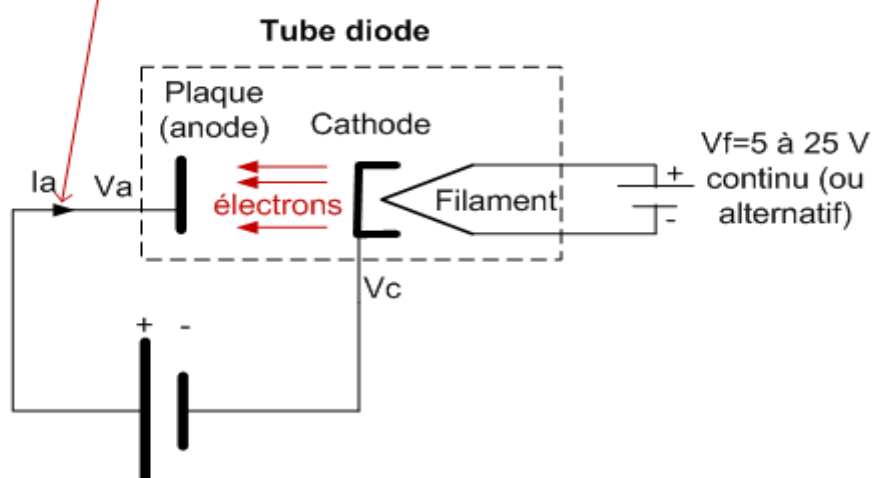
A cette température de cathode (900 à 1000°C), l'agitation thermique et donc l'énergie cinétique des électrons (particules de charge négative orbitant autour du noyau composé de protons et de neutrons) est très forte. Du fait de cette énergie, un certain nombre d'électrons situés sur la couche externe de la cathode peuvent s'extraire. Pour cela, il faut, pour les électrons, dépasser un certain « travail de sortie » pour quitter la surface de la cathode. Ces électrons forment un nuage électronique de forte charge négative qui génère un champ électrique qui repousse (le « - » repoussant le « - ») vers la cathode les nouveaux électrons extraits (charge d'espace, voir le §2.3.3). En l'absence de tension sur l'anode, la quasi-totalité des électrons retournent à la cathode.

Par contre, dès que l'anode devient positive, elle génère un champ électrique entre cathode et anode qui met en vitesse, vers l'anode, les électrons par attraction coulombienne (le « + » attirant le « - »). Inversement si l'anode est négative, tous les électrons sont repoussés vers la cathode et il ne circule aucun courant. Un courant n'est donc généré que si l'anode est positive. La diode est donc un redresseur de courant.

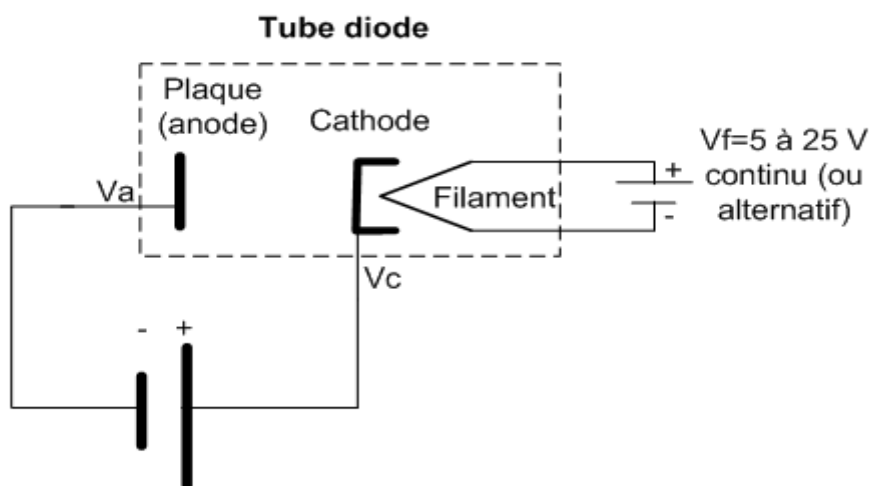
En page suivante, ce principe est illustré (pour une diode plane).

L'émission thermoélectronique

Sens du courant conventionnel



$V_a > V_c$: un courant d'électrons circule entre cathode et anode



$V_a < V_c$: aucun courant ne circule entre cathode et anode

Pour plus de détails, l'historique des tubes à vide ainsi que leur fonctionnement, et en particulier, celui de la diode (dite de Fleming) sont très bien présentés dans les pages de F5ZV (en référence [2]).

Par la suite, je prendrai comme exemple la double diode 25Z6GT pour deux bonnes raisons :

- il m'en restait une dans mon stock de tubes,
- elles sont encore relativement bon marché (environ 10 Euros sur Internet, sans les frais de port).

On trouvera les caractéristiques de ce tube en référence [3].

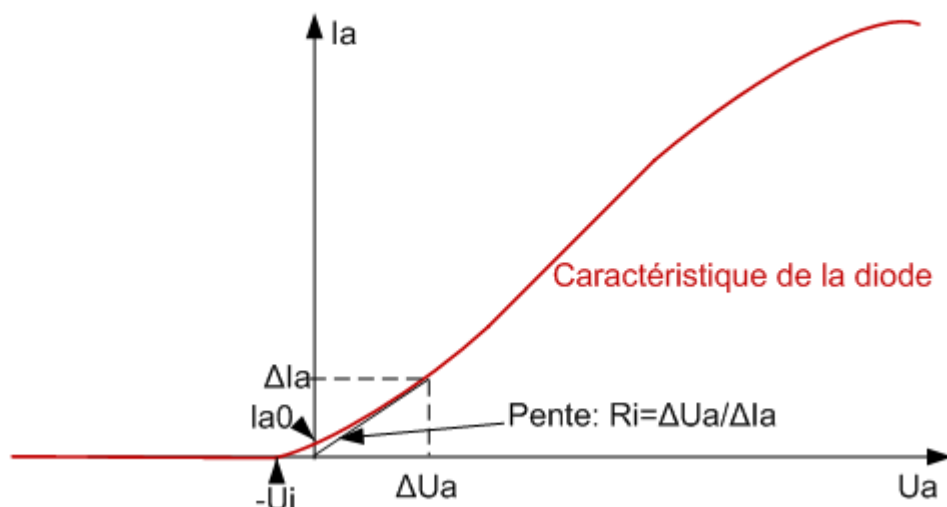
A noter que la cathode fait, à vue d'œil, 1 mm de diamètre et l'anode 2 mm de diamètre. La longueur de ces cylindres est de 25 mm. Ces dimensions seront utilisées pour la simulation du tube.

2.1.2 Comparaison des diodes à semi-conducteur avec les diodes à vide et imperfection de celles-ci

On sait que les diodes au silicium ou au germanium ne sont pas idéales car la résistance inverse n'est pas négligeable (autour de 500 KOhm). De plus, elles présentent un seuil avant de conduire franchement (0,2 V pour le germanium et 0,6 V pour le silicium).

Cependant, comme on peut le voir sur la figure suivante (courbe la en fonction de Ua), le tube diode est loin d'être un redresseur parfait.

Courbe la (I anode) en fonction de Ua (U anode) - Imperfection de la diode à vide (-Ui et Ia0) et résistance interne (Ri)



En effet, même avec un écart de 0 V entre cathode et plaque, on a un courant non nul (I_{a0}) et, pour annuler ce courant, il faut générer une tension U_a négative ($-U_i$) de l'ordre de -1 à -2 V.

Nota: on profite de cette figure montrant la caractéristique U_a/I_a du tube (en rouge), pour déterminer graphiquement la résistance interne du tube autour de $U_a=0$ V, donc pour l'usage que l'on souhaite (détection d'un signal HF), en négligeant U_i et I_{a0} .

Par exemple, l'auteur a mesuré ce courant (I_{a0}), pour la diode 25Z6GT, pour différentes tensions sur le filament (et donc différentes puissances de chauffage) :

Uf (U filament en V)	Ia0 (I anode en μA)
7	0,08
8	0,4
9	1,2
10	6
13	47
15	260
20	950
25	1650

On voit que l'accroissement de I_{a0} en fonction de U_f est très rapide. Ce comportement s'explique par le fait que plus la tension sur le filament est grande, plus la puissance de chauffage est grande et plus la température de la cathode est élevée. Or la vitesse initiale des électrons augmente avec la température de la cathode. Même si la charge d'espace (cf. §2.3.3) ramène la plupart des électrons à la cathode, statistiquement un certain nombre arrivent à passer (du fait de leur vitesse initiale) et à percuter l'anode.

Au vu de ces résultats, on ne peut pas dire qu'une tension U_f de 7 V serait mieux qu'une de 25 V en arguant qu'à 7 V le courant I_{a0} serait quasiment nul (et que l'on tendrait vers une diode parfaite). En effet, à 7 V l'émission thermo-ionique est très faible également, et ceci quelle que soit la différence de potentiel entre anode et cathode. Donc ce serait plutôt le rapport entre ce courant I_{a0} et le courant à saturation thermique qui devrait être regardé.

Le courant I_{a0} et la tension U_i non nuls vont entraîner une certaine distorsion du fait d'une détection imparfaite ainsi qu'une limitation de la sensibilité. A l'oreille, pour le récepteur décrit par la suite, on peut constater qu'une tension de 13 à 14 V donne la meilleure intelligibilité à la voix. Si la tension est trop forte (>20 V), le son semble étouffé avec du ronflement et si la tension est trop faible (<7 V), on n'entend quasiment plus rien.

La différence essentielle entre les deux types de diode (semi-conducteur / tube) est que le courant qui passe dans la diode à semi-conducteur est prélevé sur le courant reçu de l'antenne, alors que le courant (I_a) qui passe dans la diode à tube dépend de la tension sur l'anode U_a , de la résistance interne de la diode (voir figure précédente) et donc de la puissance de chauffage (liée à la tension sur le filament) et pas du courant reçu.

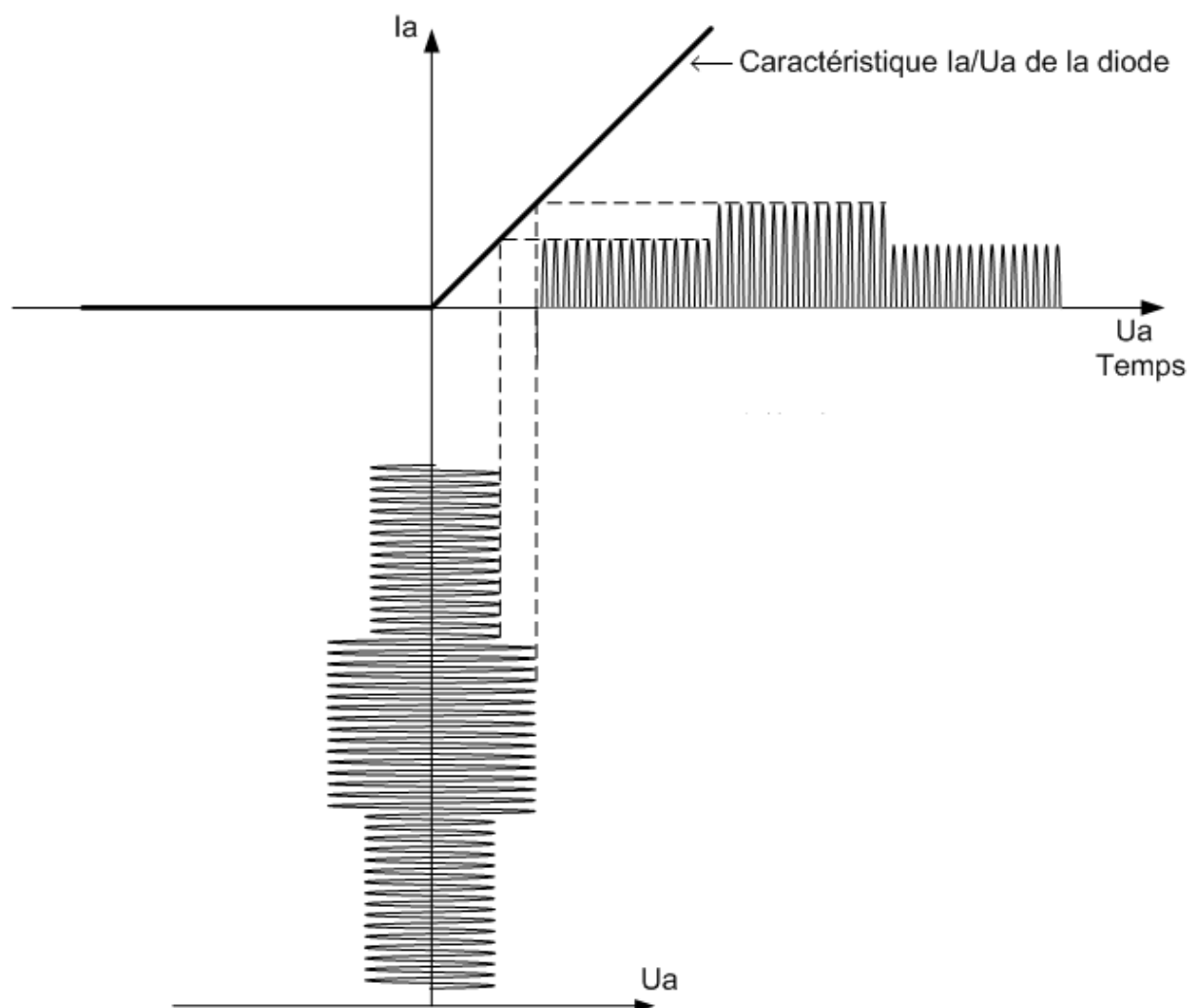
Nota : il doit, cependant, forcément y avoir un certain courant de déplacement pour faire varier la tension de la plaque (celle-ci ayant une certaine capacité), mais on n'en tiendra pas compte.

2.1.3 Redressement du signal par la diode

Ci-après, on trouvera un schéma montrant comment se fait le redressement du signal reçu. Ici la puissance de chauffage et donc la tension de filament est fixe. Elle détermine la caractéristique plaque de la diode (I_a en fonction de U_a). En effet, plus la puissance de chauffage est grande et plus le courant I_a est important (la caractéristique se « redresse »).

Ci-dessous, la caractéristique I_a/U_a est supposée idéale (donc passant pas l'origine).

Redressement du signal reçu par la diode



2.2 Etude du filament et de la cathode

Il a été fait un certain nombre de mesures (U filament / I filament) . On peut en déduire directement la puissance de chauffage ($P=U.I$) et la résistance du filament ($R=U/I$).

Pour information, il a été estimé la température de la cathode (qui détermine la vitesse initiale des électrons), en partant :

- d'une hypothèse : la température nominale de la cathode pour une tension sur le filament de 25 V est de 950°C (d'après la couleur de la cathode),
- de la variation de la résistivité d'un métal en fonction de la température (supposée linéaire),
- de l'évacuation de la chaleur par rayonnement (donc par application de la loi de Stephan : $P=K.(T^4 - T_{\text{ambiante}}^4)$, avec $T_{\text{ambiante}}=293^{\circ}\text{K}$), car il n'y a pas de convection (le tube est vide d'atmosphère) et on néglige la conduction à travers les parties métalliques. Qualitativement, la température estimée semble plus vraisemblable suivant cette seconde loi que suivant la première (basée sur la résistivité).

Les résultats et les courbes qui illustrent cette analyse sont regroupés à la page suivante.

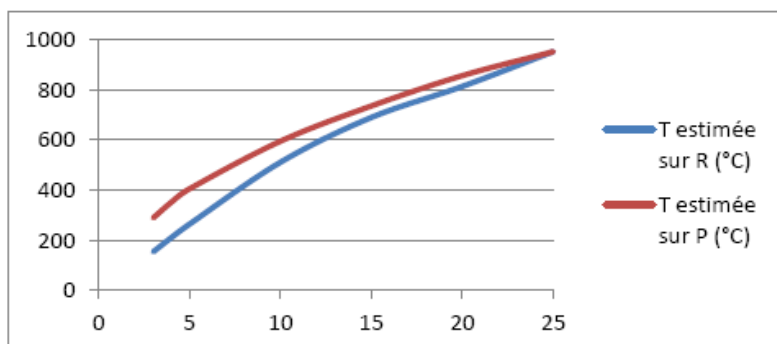
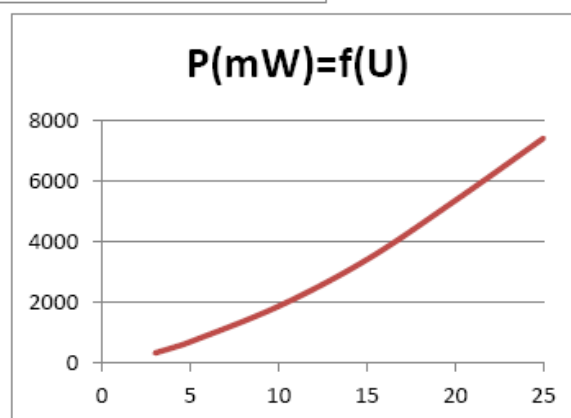
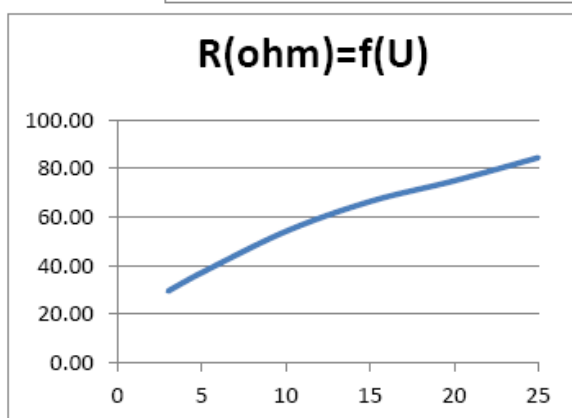
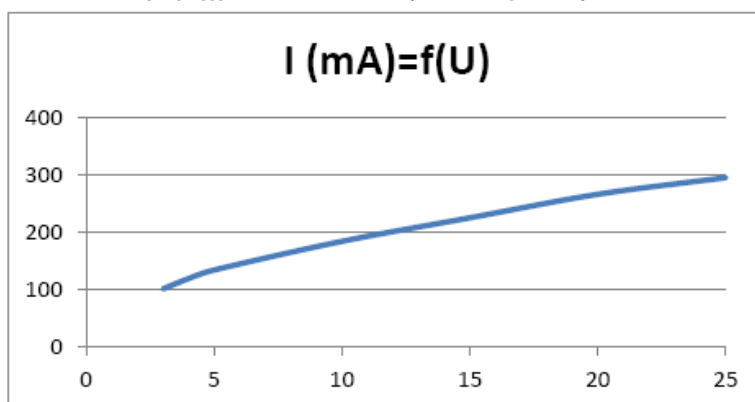
Etude du chauffage de la cathode par le filament

U filament (V)	I filament (mA)	P=U*I (mW)	R (ohm)	T estimée sur R (°C)	T estimée sur P (°C)
3	102	306	29.41	153	289
4	120	480	33.33	210	351
5	135	675	37.04	263	405
10	185	1850	54.05	510	594
15	226	3390	66.37	688	734
20	267	5340	74.91	812	855
25	296	7400	84.46	950	950

A 25 V la température de la cathode estimée sur la base de sa couleur est de 950°C soit 1223°K

T (cathode) estimée sur R (°C) = $(1223/84.46) * R - 273$

T (cathode) estimée sur P (°C) = $(((P/7400 * 2.23E12) + 7.39E9)^{0.25}) - 273$



2.3 Etude des caractéristiques de la diode

2.3.1 Caractéristique de la diode (Ia en fonction de Ua)

La caractéristique de la diode (voir §2.1.2) est très importante. Elle permet de déterminer quel est le courant passant de la cathode vers l'anode en fonction de la tension sur l'anode, pour une tension du filament donnée.

En fait le paramètre contrôlé est la température de la cathode. En effet, sans entrer dans les équations, l'énergie des électrons est proportionnelle à cette température mais aussi au carré de la vitesse. Donc la vitesse (moyenne) des électrons éjectée par la cathode est proportionnelle à la racine carrée de la température de la cathode.

Nota : tant la vitesse que la direction de départ des électrons ont un caractère probabiliste (c'est-à-dire fonction de lois de distribution statistique). Ceci implique qu'il n'y a pas une seule vitesse et une direction unique mais une infinité.

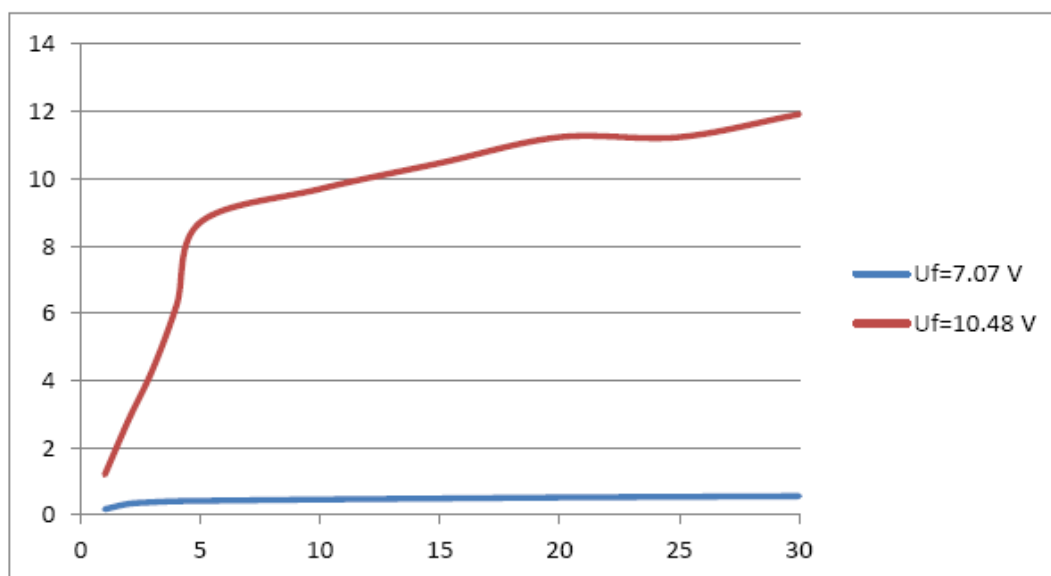
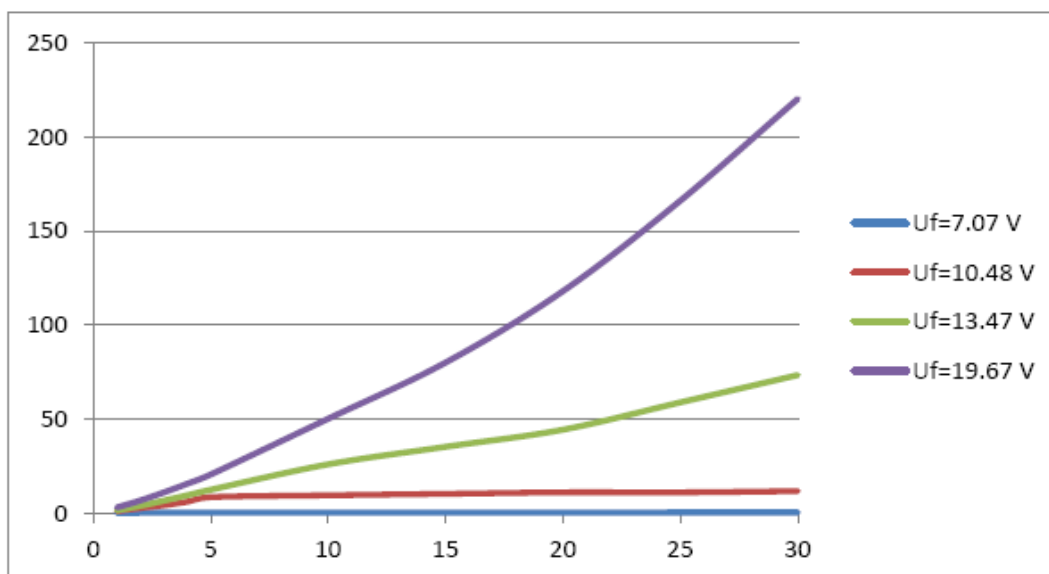
D'après les relevés et les courbes montrés à la page suivante, on voit que l'augmentation du courant en fonction de U_f est très rapide (1^{ère} figure).

Ce courant suit la loi de Dushman-Richardson qui montre qu'à une faible augmentation de température de la cathode correspond une forte augmentation du courant émis, pour une tension sur l'anode constante. C'est bien ce que l'on constate.

Nota 1 : la tension normale d'alimentation du filament est de 25 V pour la diode 25Z6GT.

Nota 2 : un seul couple cathode/anode intervient ici et non les 2 couples cathode/anode mis en parallèle, comme pour le récepteur (cf. §3).

Ua (U anode) (V)	Uf=7.07 V Ia(mA)	Uf=10.48 V Ia(mA)	Uf=13.47 V Ia(mA)	Uf=19.67 V Ia(mA)
1	0.18	1.2	1.62	3.24
2	0.34	2.84	4.08	6.95
3	0.39	4.33	6.83	11.22
4	0.42	6.24	9.66	15.83
5	0.43	8.71	12.61	20.74
10	0.47	9.7	26.1	50.3
15	0.5	10.47	35.4	80.1
20	0.53	11.24	44.5	118
25	0.55	11.24	59	166
30	0.57	11.92	73.5	220



Courant (I_a) cathode \rightarrow anode (0 à 220 mA) (ordonnée) en fonction de la tension sur l'anode (U_a) comprise entre 0 et 30 V (abscisse), ceci pour différentes tensions d'alimentation (U_f) du filament

2.3.2 Saturation thermique

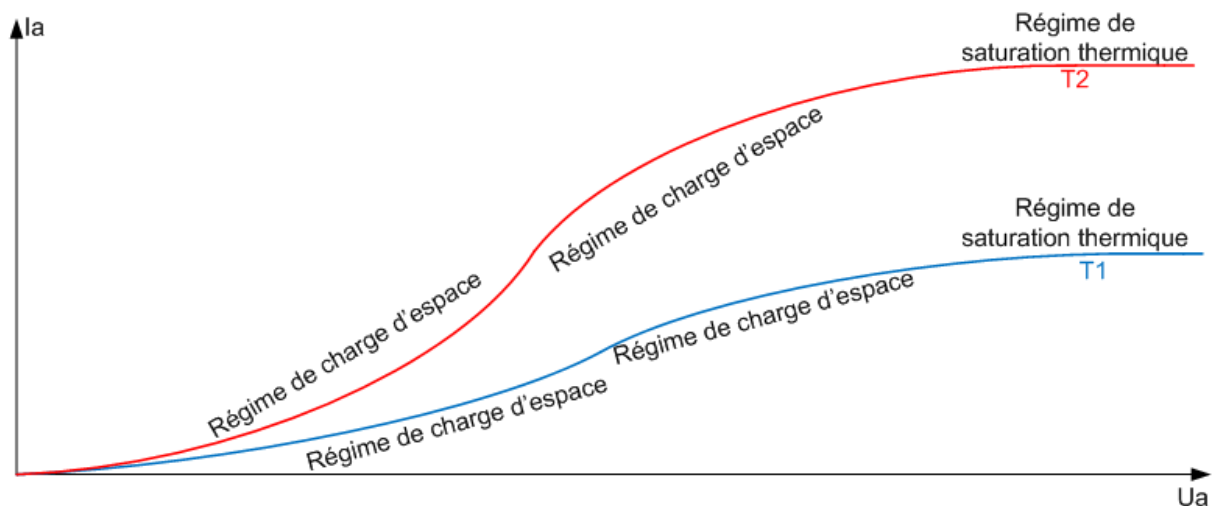
Par ailleurs, on peut constater que le courant dépend de la tension d'anode (la cathode étant supposée être à 0V).

On pourrait penser, a priori, que tous les électrons émis par la cathode se dirigent vers l'anode. Dans ce cas, le courant (débit d'électrons) ne devrait pas dépendre de la tension d'anode. En fait, c'est bien ce qui arrive, lorsque l'on dépasse une certaine tension d'anode (en fonctionnement normal, plusieurs centaines de V). Dans ce cas, la plupart des électrons émis atteignent l'anode. Il s'agit de la « saturation thermique ».

Nota : en fait le courant continue à augmenter avec la tension anode mais faiblement. Ceci est dû au fait que le champ électrique augmente, ce qui diminue le travail de sortie et fait donc légèrement augmenter le débit d'électrons émis (effet Schottky, voir le §2.3.5).

La figure ci-dessous illustre le phénomène de saturation thermique (qui est à éviter pour l'utilisation des tubes à vide).

Courant d'anode (I_a) en fonction de la tension sur l'anode (U_a), pour deux températures de cathode (T_1 et T_2 avec $T_2 > T_1$) montrant les régimes de charge d'espace et de saturation thermique de la diode



On voit aussi clairement ce phénomène de saturation thermique sur la 2^{ème} figure de la page précédente, à partir de 3 V pour $U_f = 7.07$ V et de 5V pour $U_f = 10,48$ V.

En effet, comme on se trouve à de faibles températures de cathode et donc à de faibles débits d'électrons, la saturation est vite atteinte, ceci sans attendre des centaines de V.

2.3.3 Charge d'espace

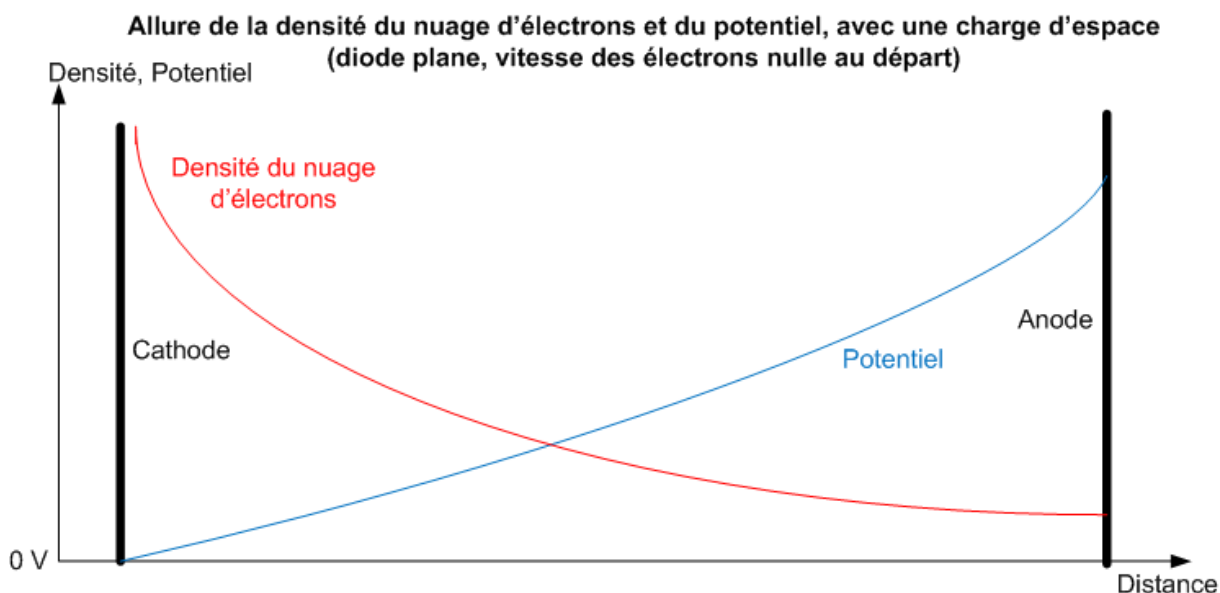
Comme dit précédemment, on pourrait penser que tous les électrons émis par la cathode se dirigent vers l'anode. Dans ce cas, le courant (débit de charges et donc d'électrons) ne devrait pas dépendre de la tension d'anode, or on constate, par exemple sur la courbe $i_a=f(U_a)$ pour $U_f=19,67$ V (cf. §2.3.1), que ce n'est pas le cas. Ceci s'explique par le phénomène de charge d'espace.

La charge d'espace est constituée par le nuage d'électrons alimenté en électrons par la cathode, nuage qui se trouve entre la cathode et l'anode. Ce nuage a une densité (ρ) qui augmente à proximité de la cathode. En effet, la densité de courant $J=\rho.v$ (v : vitesse) étant constante, il s'ensuit que ρ est inversement proportionnelle à la vitesse.

Ayant une charge électrique négative, ce nuage d'électrons fait diminuer le champ électrique local (suivant la loi de Poisson). De façon générale, plus le courant émis par la cathode est fort et plus le nuage d'électrons est dense et plus il tend à limiter le courant allant vers l'anode, ceci jusqu'à l'équilibre. Sans entrer dans les détails de calcul, on montre, en partant d'une vitesse initiale des électrons nulle et d'un champ nul au niveau de la cathode, que le courant d'anode est (grosso-modo) proportionnel à la tension d'anode à la puissance 3/2 (loi de Child-Langmuir).

Nota : cette formulation ne tient pas compte de la capacité ou non par la cathode de fournir ce courant. Tant que la cathode peut fournir ce courant, on est en régime de charge d'espace (et ce qui ne va pas à l'anode, retourne à la cathode, voir le §2.3.4). Si ce n'est plus le cas, alors on entre en régime de saturation thermique

Ci-dessous on montre l'allure de la densité du nuage d'électrons et du potentiel.



2.3.4 Prise en compte de la vitesse initiale des électrons

Pour être plus précis relativement à la charge d'espace, il faut tenir compte de la vitesse initiale des électrons. En effet, le débit d'électrons allant à l'anode dépend aussi de la vitesse des électrons en sortie de la cathode. Comme indiqué plus haut, la densité du nuage d'électrons est très forte à proximité de la cathode. Cette fine couche s'oppose au mouvement des électrons, en renvoyant une partie des électrons vers la cathode, Seuls les électrons les plus énergétiques peuvent traverser cette couche.

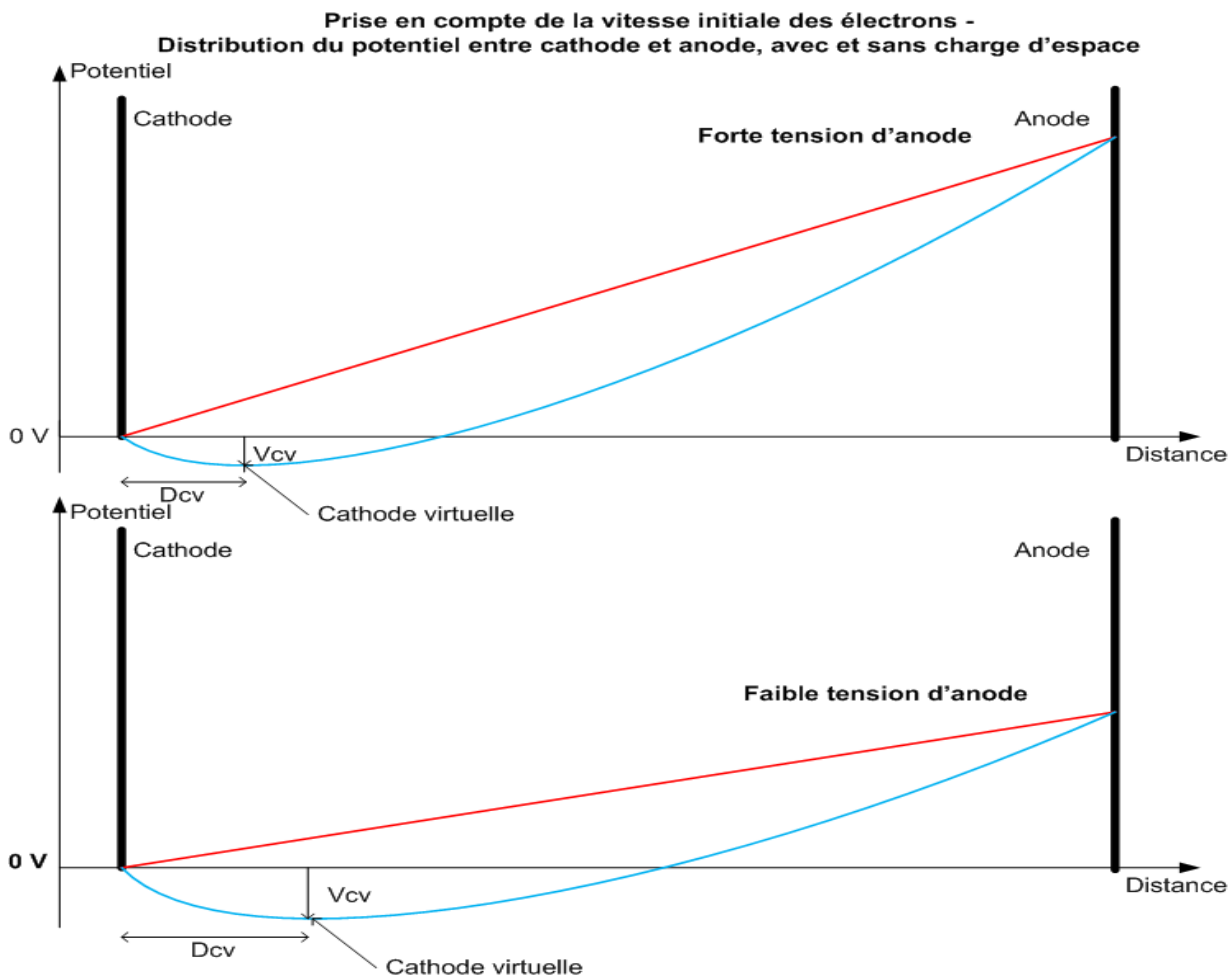
Ci-dessous, il est représenté, à l'équilibre, l'évolution du potentiel entre la cathode et l'anode (pour une diode plane), sans charge d'espace puis avec charge d'espace et prise en compte d'une vitesse initiale non nulle (c'est-à-dire conforme à la réalité).

Le point minimum de potentiel forme une cathode virtuelle. Si un électron, du fait de sa vitesse initiale, peut atteindre la cathode virtuelle (potentiel négatif), il est certain d'atteindre l'anode (le potentiel local ne faisant ensuite qu'augmenter).

A noter que la différence de potentiel entre anode et cathode virtuelle est plus grande qu'entre anode et cathode matérielle.

On voit que plus la tension d'anode est faible et plus la tension négative V_{cv} de la cathode virtuelle est grande. De même pour la distance D_{cv} entre cathode matérielle et cathode virtuelle.

Donc, malgré une vitesse initiale non nulle, plus la tension d'anode est faible et plus il est difficile d'atteindre l'anode, ce qui se traduit par une diminution de courant.



2.3.5 Effet Schottky

Cet effet est cité pour mémoire car il n'a d'influence qu'au régime de saturation thermique, en faisant légèrement croître le courant de saturation avec la tension sur l'anode. Ce phénomène est dû au fait, qu'au niveau de la cathode, plus le champ électrique est fort et plus le travail de sortie des électrons diminue, ce qui permet d'extraire plus d'électrons.

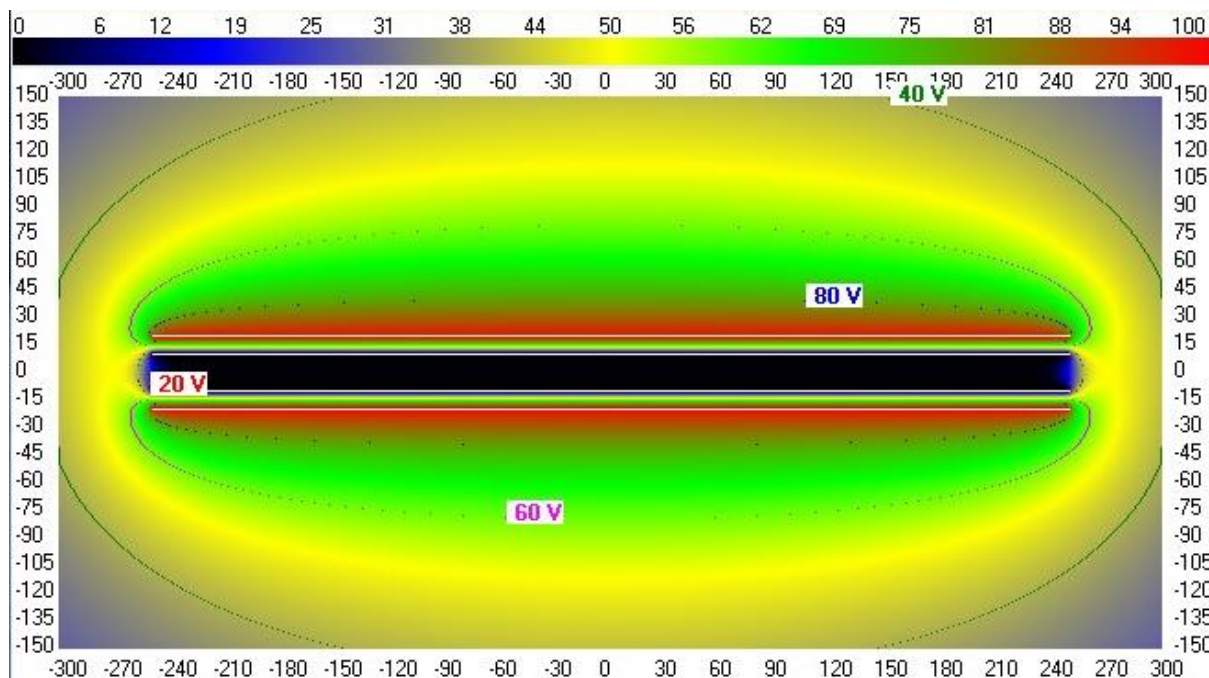
Si l'on souhaite plus de détails sur ce sujet (§2.3.1 à 2.3.5) , on pourra consulter les références [4] à [6].

2.3.6 Potentiel et champ électrique entre cathode et anode

Si l'on considère la diode 25Z6GT, l'anode (diamètre d'environ 2 mm) entoure la cathode (diamètre d'environ 1 mm) sur une distance de 25 mm. Sur les figures ci-dessous (isopotentiels puis champ électrique), on voit la cathode et l'anode (traits blancs) agrandies 20 fois, les graduations représentant des mm. La tension d'anode est fixée à 100 V, celle de la cathode est à 0V.

Isopotentiels (V)

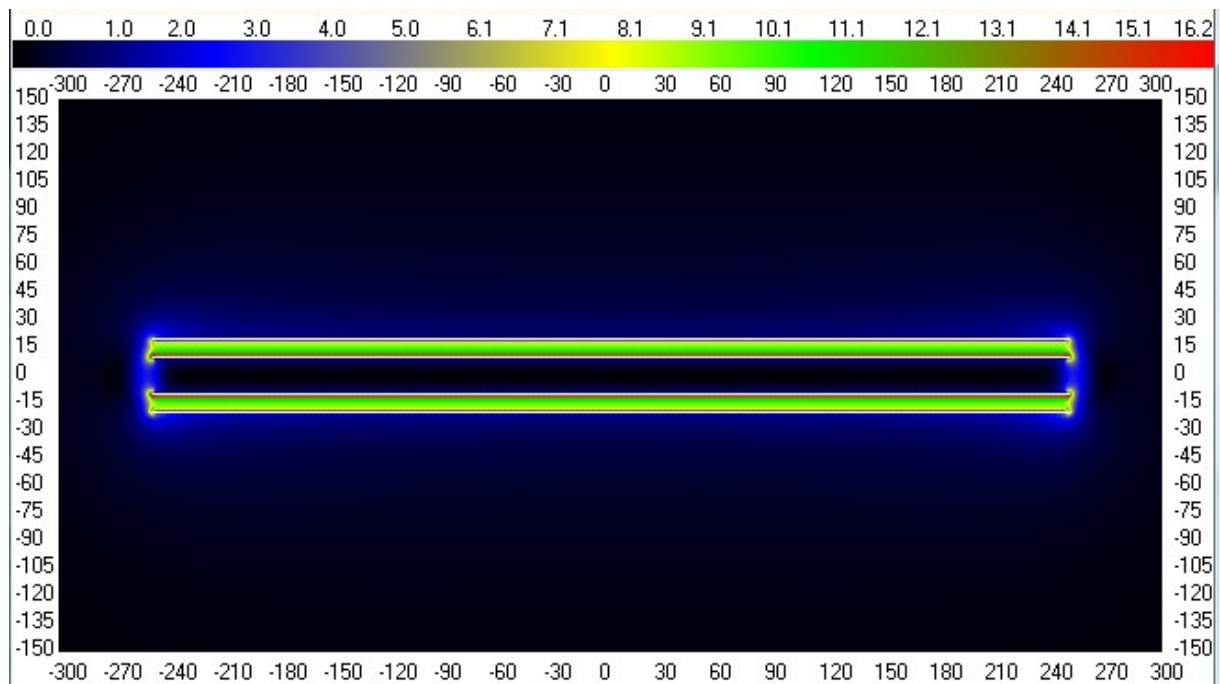
Entre les électrodes la variation du potentiel est régulière (mais non linéaire) et toujours identique, alors qu'au niveau des bords le potentiel est beaucoup moins régulier. On peut donc prévoir qu'une fraction plus ou moins grande des électrons émis ira se perdre sur les parois, via les bords.



Champ électrique (V/mm)

Rappel : le champ électrique est un vecteur dont chacune des 3 composantes est égale à la dérivée du potentiel par rapport à x, y ou z. Ce qui est représenté ci-dessous est donc le module (scalaire) du champ électrique.

On peut observer que le champ électrique entre les électrodes varie assez peu, bien qu'il ne puisse être constant car la variation de potentiel entre électrodes n'est pas linéaire. Le champ moyen entre cathode et anode vaut, dans l'exemple, environ 10 V/mm. On peut voir au niveau des bords droit et gauche des effets dits « de pointes ».



2.3.7 Trajectoires des électrons

On ne peut tracer chaque trajectoire car il y en a des dizaines (voire des centaines) de milliers. On peut, par contre, avoir une idée de l'ensemble des trajectoires sur une coupe dans le plan longitudinale, en tenant compte de l'axisymétrie.

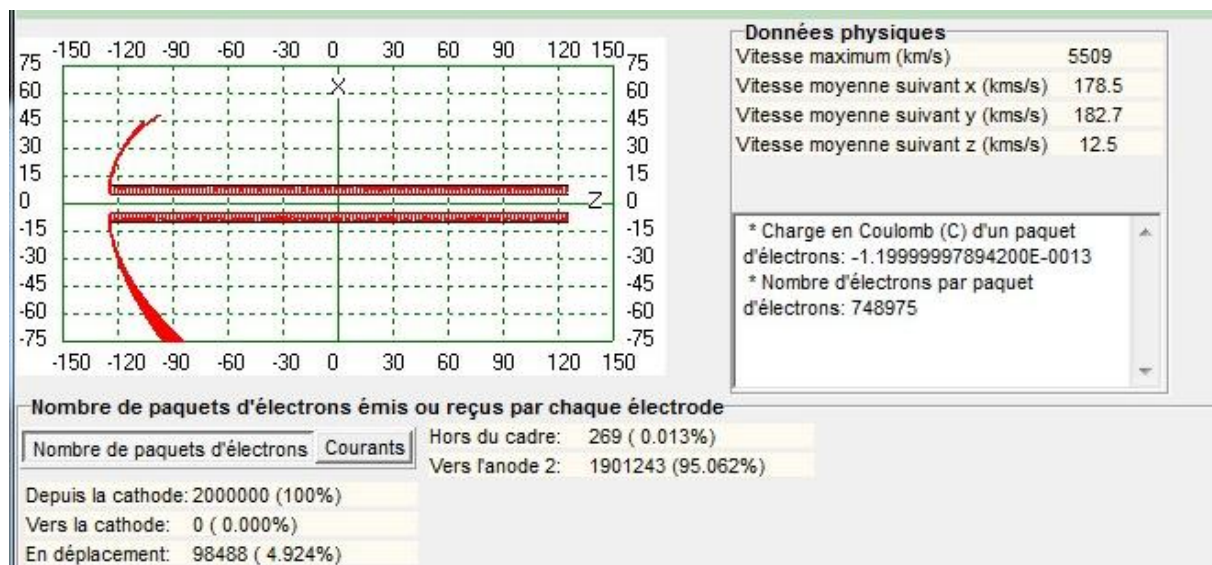
Précisément, on trace toutes les trajectoires apparaissant dans une épaisseur de 5 mm, de part et d'autre du plan X/Z central, donc entre le plan X/Z d'ordonnée $Y=-2,5$ mm et le plan X/Z d'ordonnée $Y=+2,5$ mm.

Pour les copies d'écran ci-dessous, on a supposé une densité de courant de 100 mA/cm² pour une température de cathode de 900 °C. La tension d'anode est fixée à 100 V, celle de la cathode est à 0V. La cathode et l'anode sont agrandies 10 fois.

Sans prise en compte de la charge d'espace

Si les électrons étaient uniquement dépendants du potentiel des électrodes, alors les électrons passeraient simplement de la cathode à l'anode comme on peut le voir ci-dessous. En effet, on observe que :

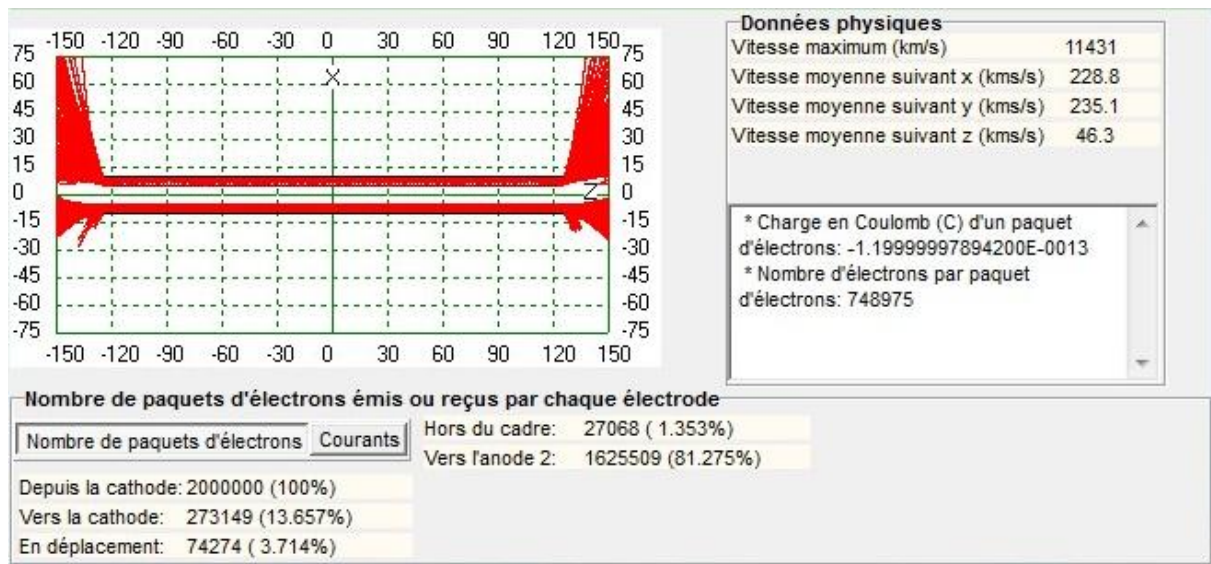
- seulement 0,013% des électrons ont échappés à l'anode , pour aller sur les parois, via les bords,
- aucun électron n'est retourné vers la cathode.



Avec prise en compte de la charge d'espace

Les électrons sont dépendants du potentiel des électrodes et de la charge d'espace constituée par les autres électrons émis, encore en déplacement. Par rapport à l'image précédente, on observe que :

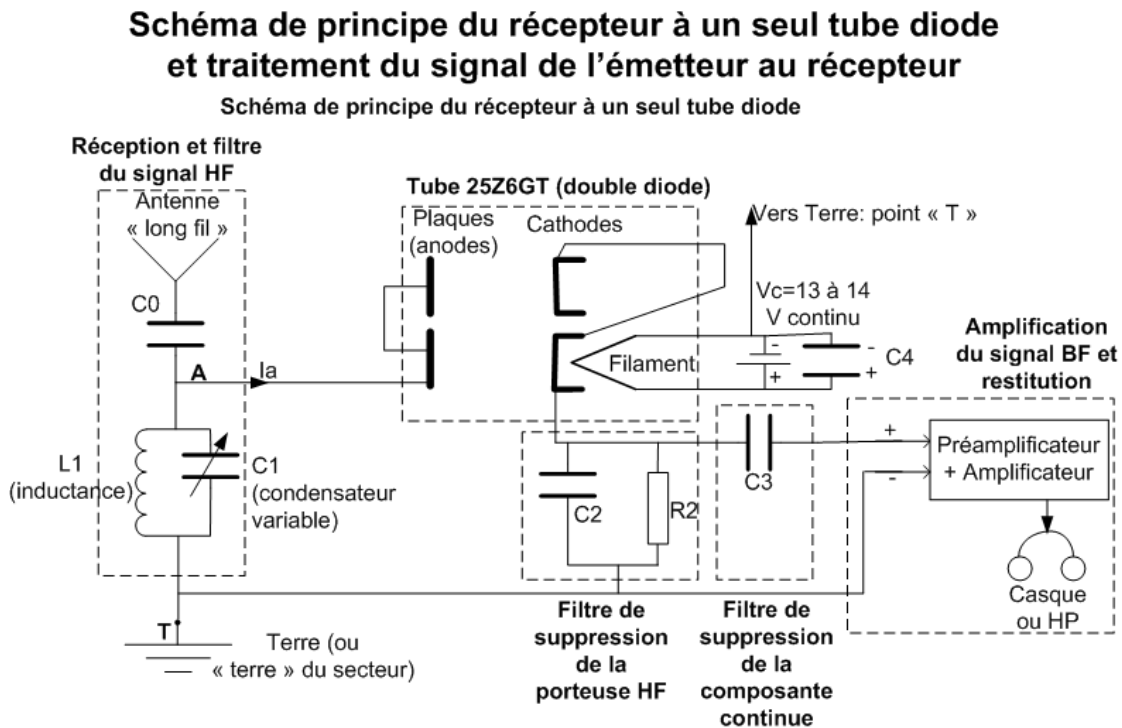
- le nombre d'électrons chassés vers les parois est bien plus grand (1,353 % au lieu de 0,013 %)
- 13,657 % des électrons sont retournés vers la cathode (au lieu de 0 %).



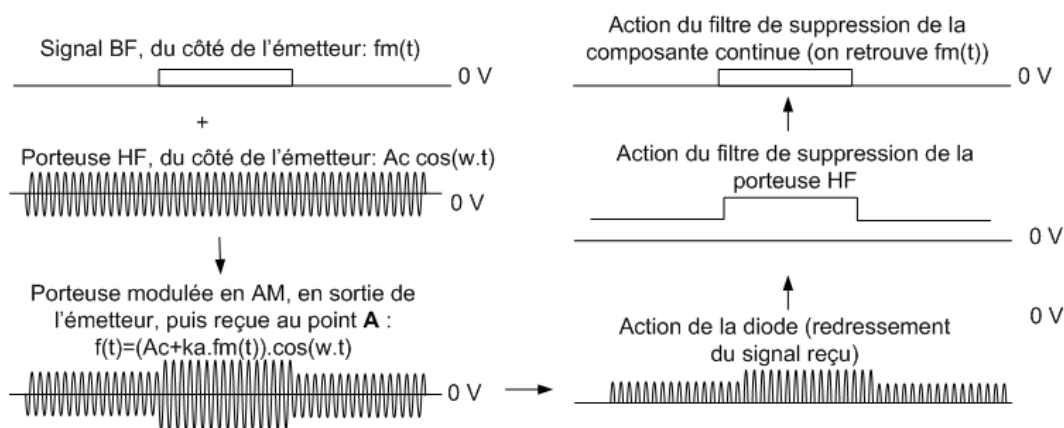
3. Le récepteur

3.1 Description du récepteur

Le schéma de principe de ce premier récepteur est donné ci-dessous.



Etapes du traitement du signal de l'émetteur au récepteur



Numéro des broches utilisées sur le tube 25Z6GT

Sur ce schéma, les deux plaques sont connectées ensemble (broches 3 et 5) ainsi que les deux cathodes (broches 4 et 8). Les broches du filament portent les numéros 2 et 7.

L'alimentation du filament se fait entre 13 à 14 V (non critique, on peut descendre jusqu'à 9 V). Cette intervalle de tension donne une bonne intelligibilité à la voix (cf. §2.1.2). Le bloc secteur utilisé est mis sur la position « 12V » et fournit 13 V ce qui est correct. Le condensateur électrolytique C4 permet d'annuler un résidu de ronflement 50 Hz. J'ai pris ce que j'avais de plus gros sous la main soit donc un condensateur de 2200 μ F (valeur non critique), supportant 25 V.

Le signal AM (modulation d'amplitude) est reçu par l'antenne « long fil ». Dans mon cas, l'antenne est constituée par les 10 m de câble coaxial qui connecte l'émetteur-récepteur à mon antenne de balcon. J'utilise la tresse, qui semble être légèrement meilleure que l'âme du coaxial, le niveau sonore étant plus puissant.

Si l'antenne « long fil » est branchée directement au circuit accordé, elle va se mettre en parallèle de celui-ci. Or elle introduit une forte capacité (ainsi qu'une faible inductance que l'on peut négliger). Si l'on mesure les fréquences de résonance du circuit accordé, CV fermé, avec et sans antenne branchée, on s'aperçoit que l'antenne long fil introduit une capacité de 420 pF (soit 42 pF/m).

Nota : stricto sensu, ce n'est pas la seule capacité « parasite » à se mettre en parallèle sur le circuit accordé. L'inductance et les fils et sans doute, dans une moindre mesure, le tube et son circuit, ajoutent une petite capacité résiduelle.

J'ai déterminé que le total devait faire environ 16 pF.

De plus, on constate que l'antenne amortit le circuit accordé car la sélectivité devient mauvaise.

Le condensateur C0 en série avec la capacité d'antenne permet donc de la réduire. Mais si la valeur de C0 est trop grande elle ne sert à rien et si elle est elle est trop petite, elle bloque le signal. La valeur de C0 est donc déterminée expérimentalement, en visant la puissance maximum du signal reçu (la station RTL dans mon cas). Pour une antenne « long fil » de 10 m environ, C0=82 pF donne le meilleur résultat.

Le 0 V du montage doit être relié à la Terre, voire à la « terre du secteur » (pour refermer le circuit « Antenne »). Sans cette connexion, le son est de mauvaise qualité.

Le signal est ensuite filtré par le circuit bouchon L1/C1, avec une efficacité qui dépend du facteur de qualité du circuit (en particulier de L1 et de l'antenne).

La diode établit un courant qui va dépendre principalement de la tension au point A et de la capacité de la cathode à diffuser des électrons, capacité qui dépend elle-même de la puissance thermique fournie par le filament.

A noter que l'on pourrait inverser le rôle des anodes et des cathodes, ce qui ne devrait rien changer.

Le courant la redressé est filtré par C2/R2 dans le but de supprimer la porteuse HF (il s'agit d'un filtre passe-bas) puis la capacité C3 bloque la composante continue. A la sortie de C3, on a récupéré le signal BF. Nota : le retour du courant la vers l'anode se fait via l'inductance L1 qui se comporte vis-à-vis du courant la quasiment comme un court-circuit, les fréquences BF étant très inférieures à la fréquence HF.

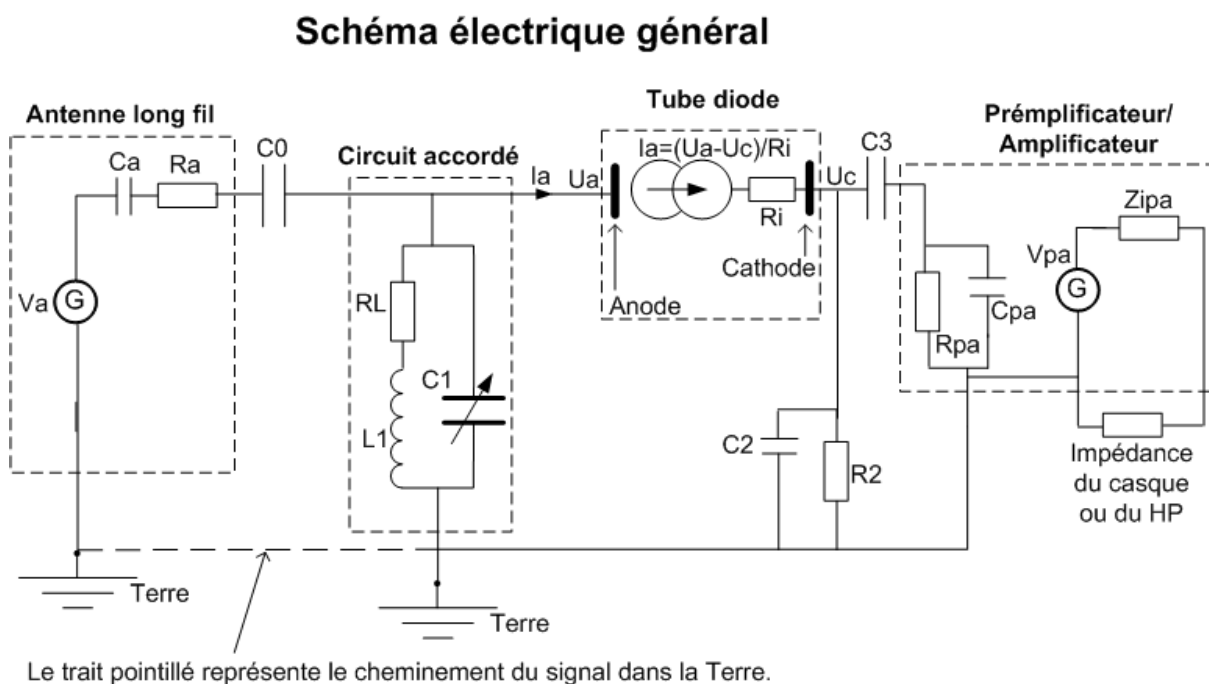
Il ne reste plus qu'à amplifier le signal BF par le préamplificateur/amplificateur, en espérant que l'impédance d'entrée du préamplificateur soit la plus élevée possible. Il faut s'attendre, a priori, à une valeur entre 10 à 50 KOhm. A la sortie de l'amplificateur, on connectera soit un casque soit un haut-parleur.

Sur le schéma précédent, sont également indiquées également les principales étapes de traitement du signal :

- Au niveau de l'émetteur, on suppose que le signal BF à transmettre est un signal carré (créneau du genre signal morse). Ce signal module la porteuse en AM. La porteuse modulée est amplifiée et transmise à l'antenne d'émission.
- Au niveau du récepteur, on retrouve la même porteuse modulée mais très atténuée. Elle est redressée, puis filtrée pour retrouver le signal BF d'origine.

3.2 Modèle électrique du récepteur et choix des valeurs

Le modèle électrique général du récepteur est donné sur la figure ci-dessous.



Circuit accordé

La sélectivité est principalement apportée par le circuit accordé L1/C1.

- Pour L1 : j'avais à disposition une inductance sur ferrite de 0,68 mH (pour réception DCF77) que j'ai utilisée. C'est un peu juste pour les fréquences visées (ondes longues), car cela oblige à avoir une grande capacité variable. Une inductance autour de 2 mH aurait été sans doute plus adaptée.

On rappelle la formule de Thomson : $f = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C})$ (avec L l'inductance, C la capacité et f la fréquence visée). Donc pour une fréquence donnée, si l'inductance L est un peu juste, la capacité de réglage C doit être un peu plus grande.

- Pour C1 : j'avais à disposition 2 CV variables :
 - le premier de 69 à 171 pF,
 - le deuxième CV est un double CV permettant une variation entre 22 et 492 pF ou $2 \times 22 = 44$ pF et $2 \times 492 = 984$ pF (les deux CV en parallèle).

Le deuxième CV s'impose car il donne plus de latitude de réglage et permet de recevoir RTL, avec les 2 CV en parallèle.

Nota 1 : il faut tenir compte des différentes capacités parasites en parallèle sur C1 (cf. §3.1). Comptez 140 pF environ, ce qui détermine une bande de réception comprise entre 182 KHZ (pour $L=0,68$ mH et $C=140+984$ pF) et 450 KHz ($C=140+44$ pF). Seule la bande passante associée à RTL est complètement reçue.

Nota 2 : même en ajoutant une capacité sur les CV pour recevoir Europe1, cette station est faiblement reçue. Sans doute est-ce dû à la position de l'antenne.

RL est la résistance série de la self. On ne peut la mesurer qu'en continu (5 ohm pour l'inductance de 0,68 mH). Le coefficient de qualité à $f=200$ KHz serait donc a priori égal à $Q=L \cdot 2 \cdot \pi \cdot f / RL = 170$. Ceci donnerait une bande passante de $200/170 = 1,2$ KHz, qui serait d'ailleurs trop étroite. Mais la résistance HF due, en particulier, à l'effet de peau est supérieure à la résistance en continu, ce qui fait que la bande passante est plus large. Le cas échéant, on pourrait plus amortir le circuit accordé et donc augmenter la bande passante, en ajoutant une résistance (100 KOhm, par exemple) en parallèle de C1. A l'oreille, cela ne m'a paru nécessaire.

Filtre C2/R2

Pour ce qui concerne le filtre passe-bas C2/R2 destiné à éliminer la porteuse HF, tout en gardant les fréquences BF (100 à 3300 Hz) :

- R2 doit être élevé pour récupérer le maximum de tension BF.
En effet, d'après le schéma électrique en page précédente, on voit que $I_a = (U_a - U_c) / R_i$ (pour la résistance interne du tube R_i , se référer au §2.1.2). Si l'on néglige l'impédance d'entrée du préamplificateur et la réactance de la capacité C2, ceci pour simplifier le calcul, on peut écrire que : $U_c = R_2 \cdot I_a = R_2 \cdot (U_a - U_c) / R_i$, d'où $U_c \cdot R_i = R_2 \cdot U_a - R_2 \cdot U_c$, soit $U_c \cdot (R_i + R_2) = R_2 \cdot U_a$. Ceci donne $U_c = U_a \cdot (R_2 / (R_2 + R_i))$. On en conclue que pour que U_c soit le plus grand possible, R2 doit être grand devant R_i , or la valeur de R_i est comprise entre 300 et 5500 ohm ($R_i = U_a / I_a$) d'après les résultats donnés au §2.3.1.
Il faut donc une résistance R2 très supérieure à 5500 ohm. On choisit 470 KOhm, après expérimentation avec un potentiomètre 1 MOhm.
- En première approximation, C2 doit être choisi pour avoir une fréquence de coupure F_c de 3300 Hz (fréquence BF maximum). Pour ce genre de filtre passe-bas, on a $F_c = 1 / (2 \cdot \pi \cdot C \cdot R)$ soit $C_2 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot F_c \cdot R_2)$ donc $C_2 = 100$ pF. Expérimentalement, une fois le circuit complètement monté et le préamplificateur de la carte son connecté (via le jack « microphone » du PC), il s'avère que cette valeur convient. En fait, vu du capacimètre, l'entrée microphone du PC présente une capacité de 258 pF. D'ailleurs, si on retire C2, le récepteur continue à fonctionner correctement.

Filtre C3

Pour ce qui concerne le condensateur de liaison C3 destiné à éliminer la composante continue sans bloquer la plus basse fréquence BF (100 Hz), une valeur de 100 nF (non critique) convient car elle donne une réactance de 16 KOhm à 100 Hz, compatible avec l'impédance d'entrée du préamplificateur.

Nota : en fait l'entrée microphone du PC étant capacitive, le condensateur C3 est inutile. On le garde pour le principe.

Le signal BF est ensuite transmis à l'entrée microphone de la carte son.

Préamplificateur/amplificateur

Le préamplificateur / amplificateur est celui de la carte son du PC. Le gain microphone maximum est de 30 dB, mais un gain de 20 dB est suffisant.

A noter que la carte son qui numérise le signal à 48 KHz, dispose, en amont du convertisseur analogique-numérique, d'un filtre anti-repliement qui coupe les fréquences au-dessus de 24 KHz.

En sortie de la carte son (étage de conversion numérique-analogique), après configuration de la table de mixage (« mixer » du PC), on peut brancher soit un casque soit un haut-parleur.

Bien sûr, tout préamplificateur/ amplificateur externe (pour cellule de tourne-disque, par exemple) fera l'affaire.

3.3 Résultat obtenu avec ce premier récepteur

La seule station reçue dans la bande passante du récepteur (182 à 450 KHz) est RTL. La qualité du son restitué est correcte. Le volume sonore est plutôt faible mais la parole parfaitement intelligible. Il reste un peu de « bourdonnement ». Le niveau de celui-ci semble dépendre de la tension d'alimentation du filament, sans que la raison soit très claire. La sensibilité n'est pas au rendez-vous...

A ce propos, ne pas oublier de relier le «-» du montage à la Terre, voire à la « terre du secteur ». Sans cette connexion, le son est de mauvaise qualité.

3.4 Amélioration de ce premier récepteur

Dans le schéma actuel, il n'y a pas d'adaptation d'impédance entre l'antenne et le circuit bouchon. On se contente de réduire la capacité de l'antenne avec le condensateur C0.

Ce montage doit pouvoir être amélioré en adaptant les deux impédances (antenne/récepteur) par l'utilisation d'un transformateur HF élévateur de tension.

A la page suivante, on trouvera le nouveau schéma de principe suivi du schéma électrique de ce deuxième récepteur.

Schéma de principe du deuxième récepteur à un seul tube diode

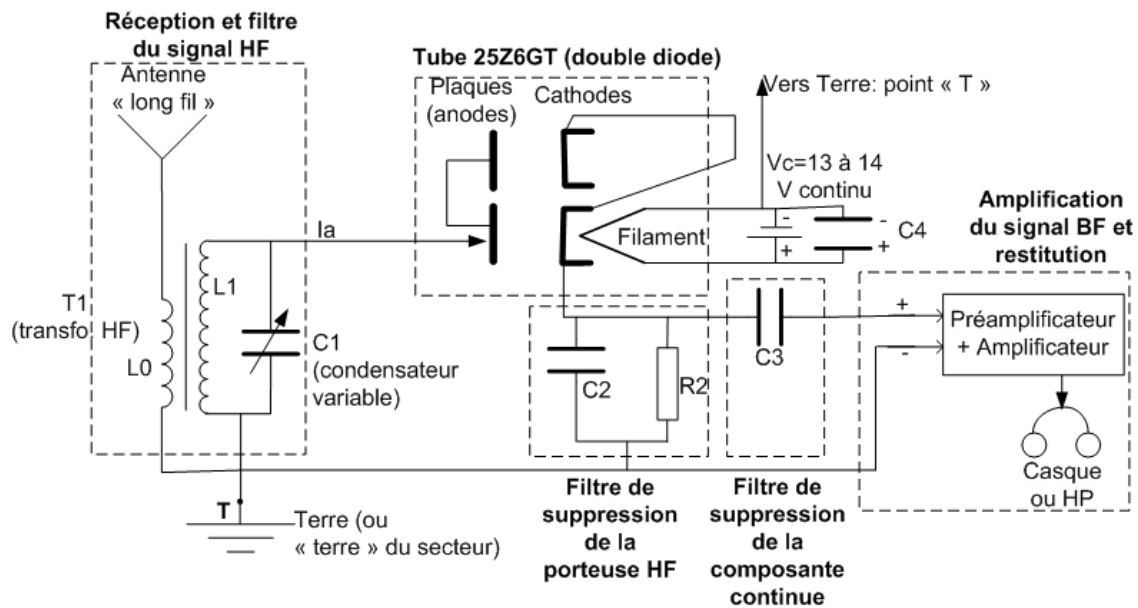
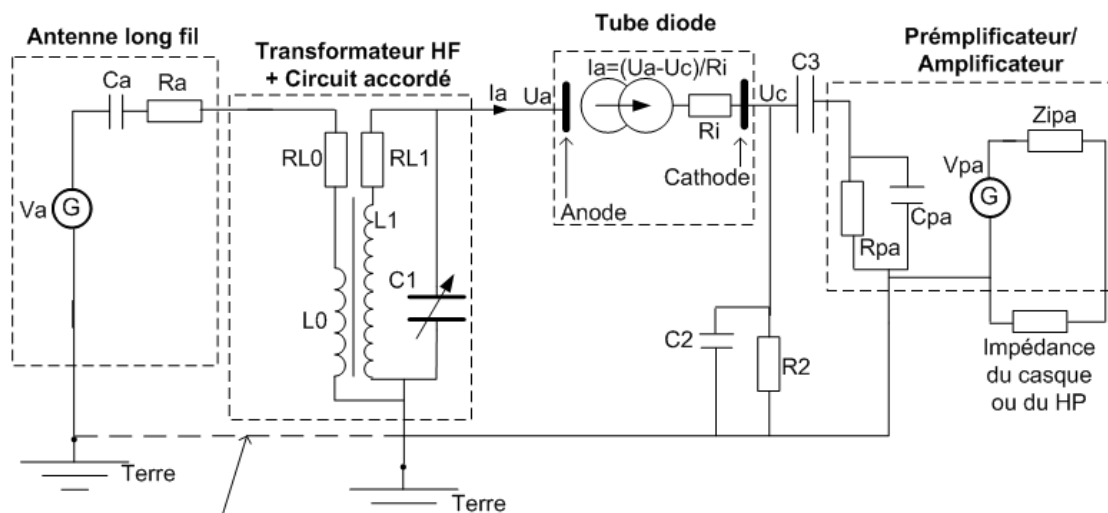


Schéma électrique général



Le trait pointillé représente le cheminement du signal dans la Terre.

Je dispose d'un ancien barreau de ferrite (qui devait appartenir à un poste à transistors) sur lequel on trouve un transformateur HF. Le primaire fait 0,061 mH / 1 Ohm et le secondaire fait 5,64 mH / 21 Ohm. Le rapport de transformation N_t à vide mesuré avec un générateur et un voltmètre est égal à environ 12 (légèrement variable avec la fréquence).

Nota : cette modélisation du transformateur HF est simplifiée, mais une modélisation plus fine serait inutile ici.

Le primaire (L0) va être directement alimenté par l'antenne et le secondaire (L1) est l'inductance du circuit bouchon.

Grâce à ce transformateur, on va fortement minimiser l'influence de la capacité de l'antenne sur le circuit accordé. En effet, la capacité de l'antenne C_a va se retrouver au secondaire égale à $C_a/(Nt)^2$

Avec $C_a=420$ pF (cf. §3.1) on trouve que $C_a(\text{au secondaire})=3$ pF, valeur négligeable.

Il reste à adapter la partie résistive du primaire à celle du secondaire.

La partie résistive (R_a) de l'impédance de l'antenne n'est pas connue. Elle est sans doute proche de 0 Ohm (cf. §3.2). RL_0 (mesuré en continu) vaut 1 ohm. Supposons qu'à 234 KHz l'ensemble R_a+RL_0 fasse 50 ohms (ce qui est sans doute très surestimé).

Au secondaire, l'impédance R (uniquement résistive à la résonance) du circuit accordé lorsque l'on est réglé sur la station RTL (234 KHz), en négligeant les éléments autres que le circuit accordé, peut être estimé à $R=(L.w)^2/RL_1$. RL_1 vaut 21 ohms en continu. Supposons qu'à 234 KHz, RL_1 du fait de l'effet de peau, des courants de Foucault et de l'hystérésis dans la ferrite, vaille le double (42 ohms). On trouvera alors que $R=1,64$ MOhm. R est ici la résistance équivalente à RL_1 en parallèle sur le circuit bouchon.

L'adaptation des impédances est faite si la résistance R_a+RL_0 ramenée au secondaire soit donc $(R_a+RL_0)*(Nt)^2$ est égale à R .

Donc il faudrait que $Nt=\sqrt{R/(R_a+RL_0)}=181$. Le Nt « idéal » est donc bien loin du Nt de 12. Il existe donc une possibilité d'amélioration en augmentant ce rapport de transformation.

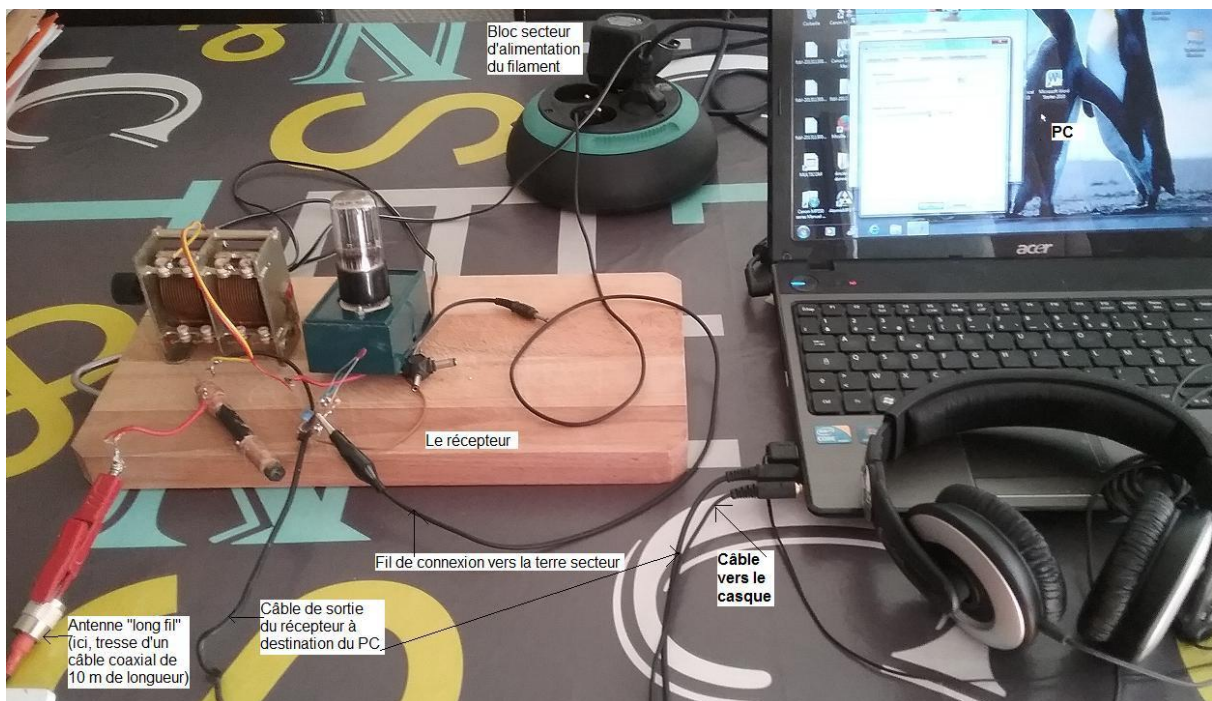
La bande passante mesurée est comprise entre 92 et 284 KHz. La capacité résiduelle en parallèle du condensateur variable (22 à 492 pF) est donc de 34 pF.

3.5 Résultat obtenu avec ce deuxième récepteur

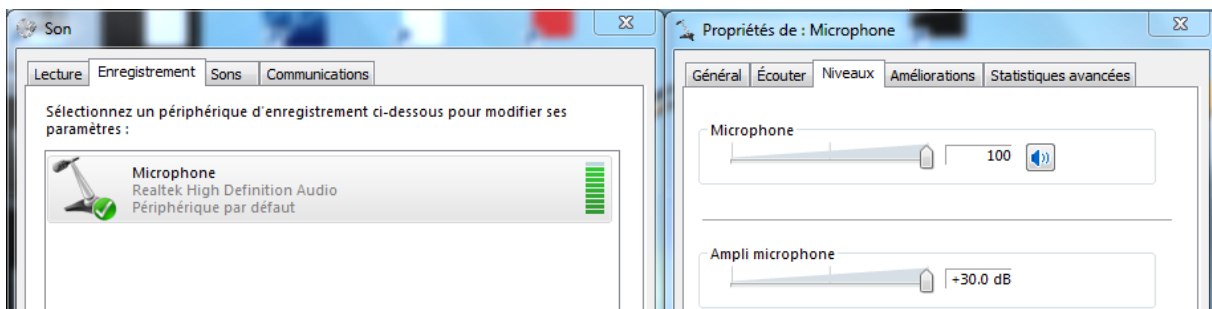
La seule station reçue est RTL (Europe 1 est seulement perçue). La qualité du son restitué est identique à celui du premier récepteur (il reste toujours un peu de « bourdonnement ») et la sensibilité est aussi médiocre. Par contre, comme prévu, le signal reçu est bien plus élevé car le volume sonore est nettement supérieur. Quant à la qualité du son, ce n'est pas de la « Haute fidélité » mais la parole est parfaitement compréhensible.

3.6 Quelques photos de ce deuxième récepteur

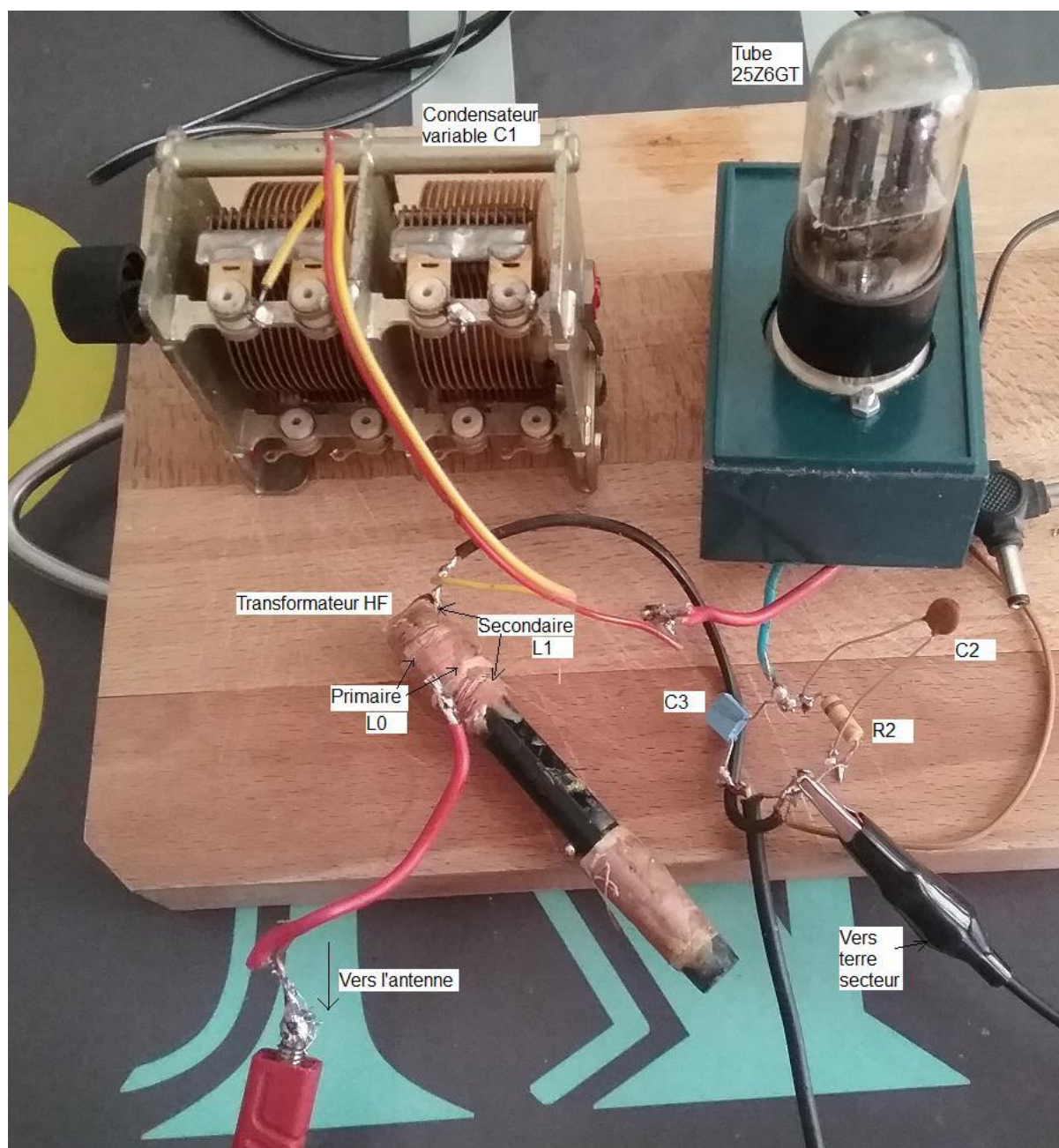
Vue générale du récepteur, de l'alimentation et du PC



Extrait d'une copie de l'écran du PC montrant les panneaux de contrôle de l'entrée microphone.



Vue du récepteur



4. Conclusion

Ce petit récepteur montre l'utilisation d'un tube à vide en détection. Même si l'intérêt n'est que didactique, un tube qui brille est plus ludique qu'un morceau de semi-conducteur.

Si vous améliorez ce montage ou si vous voyez des corrections à faire, proposez vos améliorations ou vos corrections à la revue.

5. Références

[1] « Technique de l'émission-réception sur ondes courtes » de Ch. Guilbert F3LG

[2] <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM23/RM23G/RM23G01.HTM>
et <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM23/RM23G/RM23G02.html>

[3] « Sylvania Type 25Z6 Type 25Z6G Redresseur et doubleur de tension à vide parfait », faire « Sylvania 25Z6 pdf » sous un moteur de recherche.

[4] « Vacuum tubes » de Karl R. Spangenberg (PDF accessible sur le Net)

[5] «How Vacuum Tubes really work » de John Harper:
<http://www.john-a-harper.com/tubes201/>

[6] « Projet expérimental de Physique Statistique - Emission Thermoélectronique »
(PDF accessible sur le Net)

[7] « Multiplasma 1.1 » de l'auteur (F6CTE):
http://f6cte.free.fr/MULTIPLASMA_setup.exe