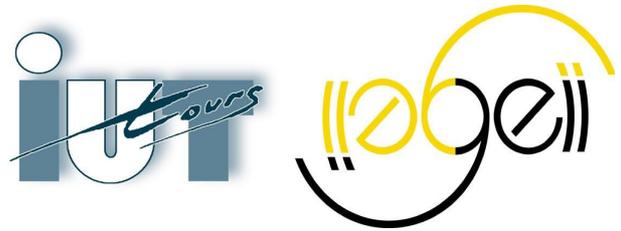


# Alimentation 650V / 300V et Bias.

Rapport de projet 2ème année.



# **Alimentation 650V / 300V et Bias.**

Rapport de projet 2ème année.

## **Remerciements.**

Je remercie Monsieur Thierry LEQUEU, Monsieur Philippe AUGER et Monsieur Michel ZAPATA pour l'aide qu'il m'ont apporté lors de mes recherches.

# Sommaire

Remerciements.....	3
Introduction.....	5
Cahier des charges.....	6
Planning prévisionnel.....	6
1.Alimentation 650V / 300V continue.....	7
1.1.Rôle dans l'amplificateur.....	7
1.2.Principe de l'alimentation.....	9
1.3.Dimensionnements.....	11
1.4.Réalisation.....	14
2.Bias.....	16
2.1.Rôle dans l'amplificateur.....	16
2.2.Principe du Bias.....	17
2.3.Dimensionnements.....	18
2.4.Réalisation.....	19
3.Conclusion.....	20
Résumé.....	21
Index des illustrations.....	22
Sommaire des annexes.....	23

## **Introduction.**

Dans le cadre du semestre 4 du DUT GEII, nous avons un projet à réaliser.

Dans l'idée de réaliser un amplificateur à lampes audio 200W, et d'en apprendre plus sur les tubes et leurs caractéristiques, j'ai décidé que mon projet portera sur l'alimentation de tubes de puissances de l'amplificateur. De plus, l'alimentation d'un circuit est la base de celui-ci, aucun système électronique ne fonctionne sans alimentation.

Le projet se décomposera donc en deux parties que l'on verra séparément, l'alimentation 650V/300V et les Bias. Pour les deux circuits, nous verrons tout d'abord leurs rôles dans l'amplificateur, leurs principes, leurs dimensionnements et leurs réalisations. Enfin nous conclurons et nous verrons si les objectifs attendus ont été remplis.

## Cahier des charges.

- Utiliser un transformateur existant.
- Redresser une tension alternative pour pouvoir alimenter des tubes électronique d'un amplificateur audio en tension continue.
- Avoir plusieurs tensions continues disponibles à la sortie de l'alimentation (650V continue et 300V continue ).
- Avoir une tension continue variable à la sortie du Bias.
- Tenir compte des puissances et des tensions élevées. (isolation)
- Minimiser le prix du projet (50€).

## Planning prévisionnel.

Séances (2/semaine)/ Tâches	S37	S38	S39	S40	S41	S42	S43	S44	S45
Recherche du cahier des charges									
Élaboration, plan, composants									
Réalisation									
Tests									
Rédaction du rapport									
Oral									

	Réel
	Estimé

Nous voyons que le dimensionnement a pris plus de temps que prévu, en effet, vu la puissance et les tensions présentes, il est très important de bien dimensionner les composants.

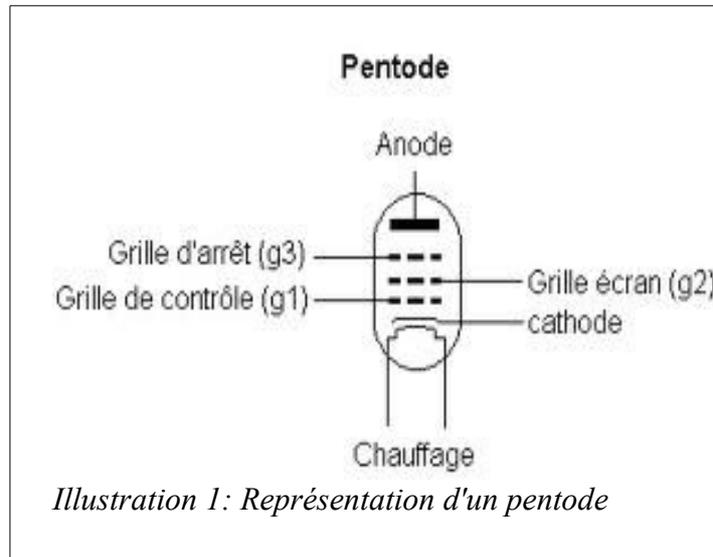
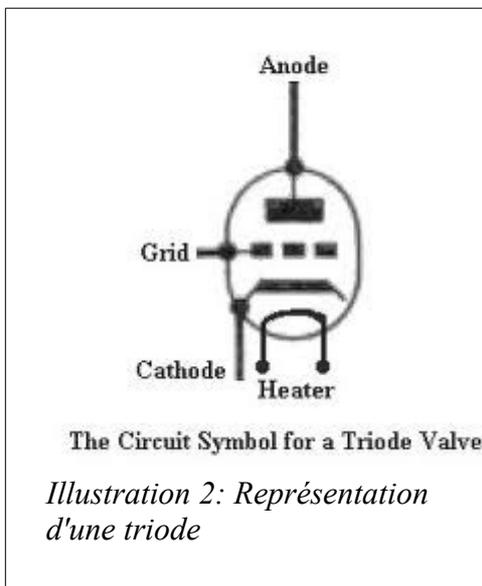
# 1. Alimentation 650V / 300V continue.

## 1.1. Rôle dans l'amplificateur.

L'alimentation sera intégrée à un amplificateur à tubes, et son rôle sera d'alimenter les tubes de pré-amplification (triodes) et de puissance (pentodes). La tension continue créée à partir d'un transformateur sera appliquée sur l'anode des tubes, à la valeur préconisée par leur caractéristiques respectives. Nous allons donc voir les tubes qui seront utilisés.

### 1.1.1. Les tubes.

Pour cet amplificateur nous utiliserons des tubes de pré-amplification qui seront des triodes et des tubes de puissance qui seront des pentodes. Une triode est un tube qui est composé de trois éléments principaux qui sont : une anode, une grille et une cathode. Une pentode est basé sur le même principe qu'une triode mais il y a deux grilles en plus que l'on appellent « grille écran » et « grille d'arrêt ». Nous pouvons voir leur représentation symbolique ci dessous.



Pour la pré-amplification, nous utiliserons des triodes 12AX7.

Pour la partie amplification de puissance, nous utiliserons des pentodes KT88.



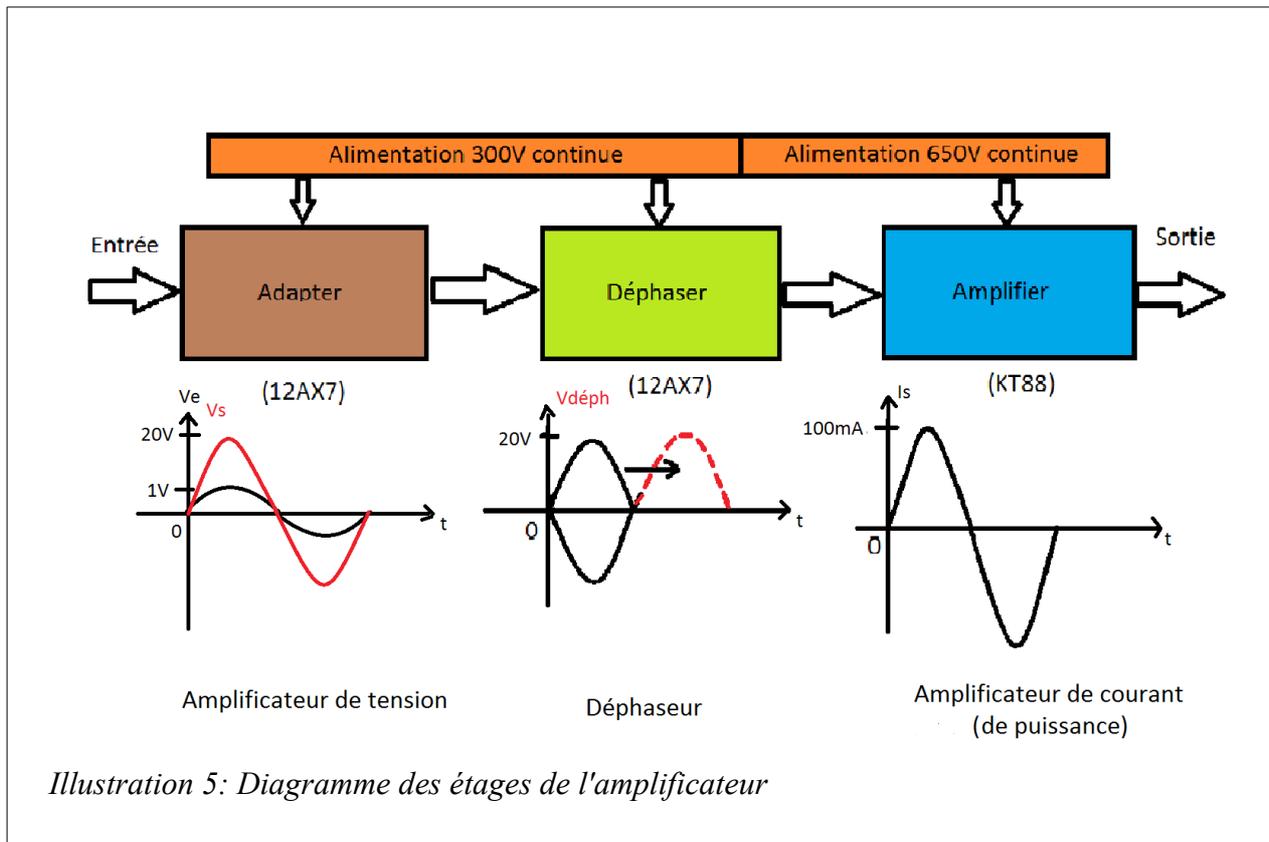
Illustration 4: 12AX7



Illustration 3: KT88

Les 12AX7 seront utilisés dans deux étages, un étage de pré-amplification pour « adapter » le signal d'entrée en tension et un montage « déphaseur » afin de recréer une sinusoïde et pouvoir amplifier le signal en courant par l'étage « push-pull » de puissance composé des KT88.

On peut voir un schéma pour mieux comprendre :



On voit que l'on amplifie d'abord le signal en tension, que l'on a besoin de déphaser le signal avant de l'amplifier, car les alternances négatives et positives se retrouvent en phase. Et enfin on amplifie le signal en courant. Au final le signal est amplifié en tension et en courant donc en puissance.

Nous avons besoin de connaître les caractéristiques de ces tubes afin de bien dimensionner l'alimentation.

### 1.1.2. Caractéristiques des tubes.

Il est très important de prendre en compte les caractéristiques des tubes, pour cela nous nous référerons à leurs documentations techniques qui seront présentes en **annexes 1 et 2 (p. 24 et 25)**:

- Datasheet 12AX7.
- Datasheet KT88.

Commençons par les 12AX7. D'après le constructeur, il préconise une tension d'alimentation (sur l'anode) de 300V environ. On peut aussi voir que leur courant d'anode est d'environ 1,2mA.

Pour les KT88, le constructeur préconise une tension d'alimentation d'environ 600V et le tube aura une consommation d'environ 100mA.

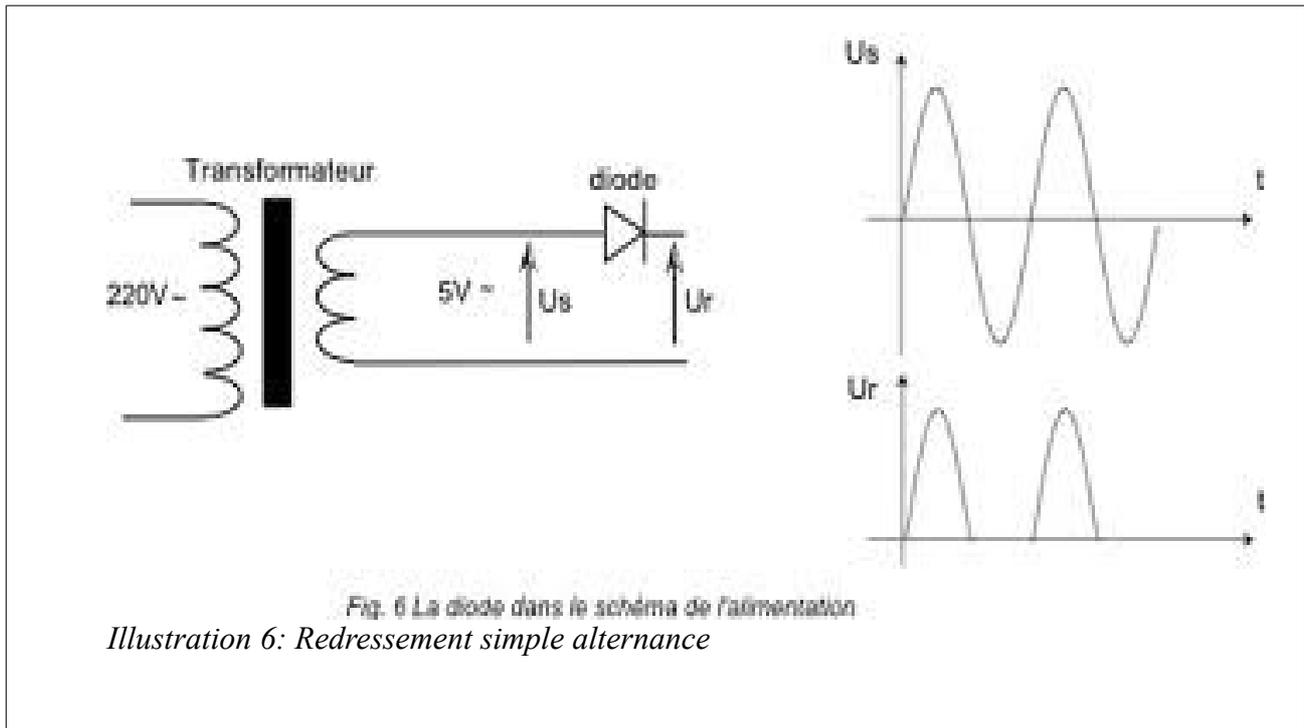
Maintenant que l'on connaît les caractéristiques des tubes, nous allons pouvoir passer à l'étude de l'alimentation.

## 1.2. Principe de l'alimentation.

L'alimentation doit fournir une tension continue la plus constante possible afin que les lampes ne subissent pas de changements permanents. Pour cela nous verrons que l'alimentation se décompose en deux parties principales : le redressement et le filtrage. Voyons maintenant le redressement.

### 1.2.1. Le principe du redressement.

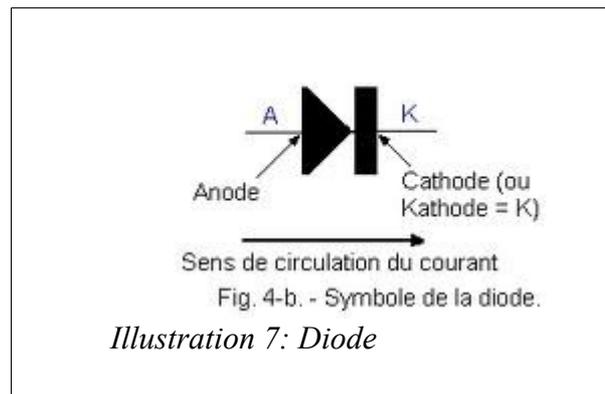
Le redressement est la base d'une alimentation continue, elle se réalise souvent grâce à des diodes destinées à cet usage. Le principe du redressement est de ne garder qu'une partie de la sinusoïde alternative. Il existe deux types de redressement, le redressement simple ou double alternances. Voyons cela par un schéma.



On voit bien ici que l'on supprime une alternance sur deux pour ne garder que la partie positive du signal. Ce phénomène est dû à la diode car celle-ci laisse passer le signal seulement dans un sens (Anode vers Cathode). Donc elle ne laisse passer que les alternances positives.

Ensuite il y a le redressement double alternances, basé sur le même principe mais cette fois, on garde toutes les alternances mais on fait passer les négatives en positives. Pour cela on doit mettre deux diodes dans le circuit.

Nous pouvons voir le schéma dans la suite du paragraphe.



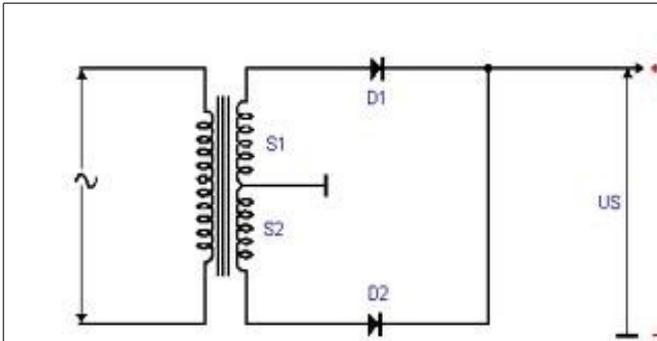


Fig. 9. - Redresseur double alternance.

Illustration 9: Redressement double alternances

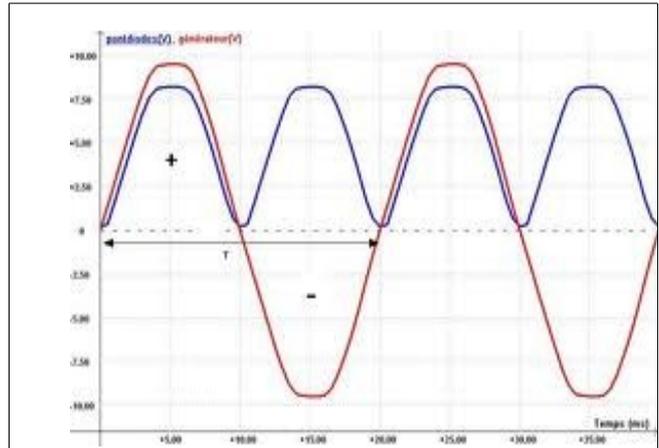


Illustration 8: Tension "doublement" redressée (bleue)

Les deux diodes vont conduire l'une après l'autre, chacune sur une alternance. La diode D2 dévie l'alternance négative vers le + pour que celle-ci devienne positive. Pour résumer, sur la première alternance, le signal part de S1, passe par D1, puis par la charge et revient sur le point milieu du transformateur (S1;S2). Et sur la seconde alternance, le signal part de S2, passe par D2, puis par la charge et revient sur le point milieu.

C'est ce montage que nous utiliserons pour la partie redressement.

Après le redressement, il faut filtrer la tension redressée afin de la garder constante. Voyons maintenant le filtrage.

### 1.2.2. Le principe du filtrage.

Un signal alternatif est composé de plusieurs harmoniques de fréquences différentes. On sait que l'harmonique de rang 0, appelée « fondamentale » constitue la partie continue du signal, or c'est celle que l'on veut garder. Donc il faut éliminer toutes les fréquences supérieures à la fondamentale.

Pour garder une tension constante en sortie d'une alimentation, il faut donc la filtrer, ce phénomène sera réalisé à l'aide d'un filtre du type R-C ( Résistance + Condensateur ). Cet ensemble constitue un filtre du premier ordre « passe-bas ». Son principe est simple, il coupe les fréquences

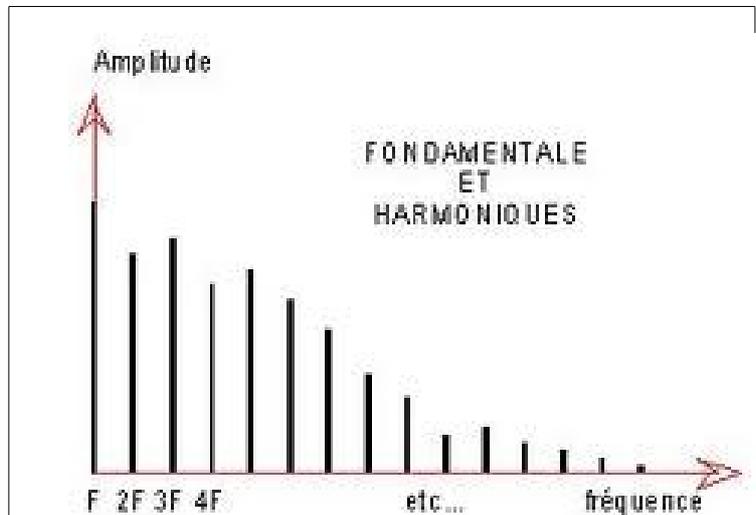


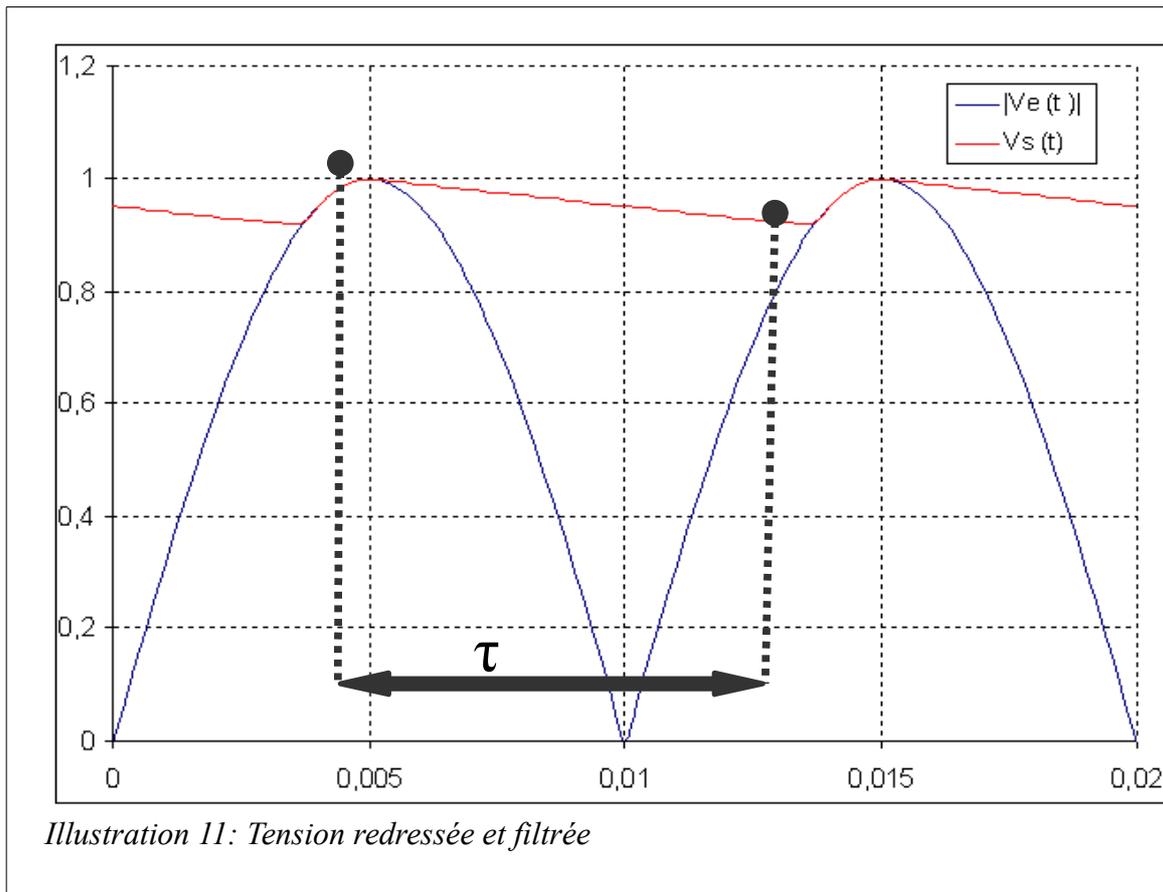
Illustration 10: Spectre harmonique d'un signal

supérieures à la fréquence de coupure «  $f_c$  » qui est donnée par la formule :  $f_c = \frac{1}{2 * \pi * R * C}$  .

Nous calculerons cette fréquence dans la partie dimensionnement selon le résultat souhaité.

Il existe aussi une constante de décharge (en seconde), elle est appelée  $\tau$  et on sait que  $\tau = R * C$  . Donc selon la valeur des composants, l'ondulation de la tension sera plus ou moins

grande. Voyons ce phénomène sur le schéma suivant :



On voit bien ici la tension redressée (bleue) et la tension qui se charge dans le condensateur (rouge) et donc la constante de décharge  $\tau$ . On dit souvent que la tension est « lissée ».

Nous allons maintenant voir comment on associe les deux parties de l'alimentation.

### 1.2.3. Schéma du montage.

On peut retrouver le schéma simplifié du montage réalisé en annexe 3 (p. 26).

On voit que le montage redresseur à diodes et le filtre sont montés en cascade, et le filtre est composé de trois cellules montées en cascade.

Passons maintenant au dimensionnement.

## 1.3. Dimensionnements.

### 1.3.1. La cellule de redressement.

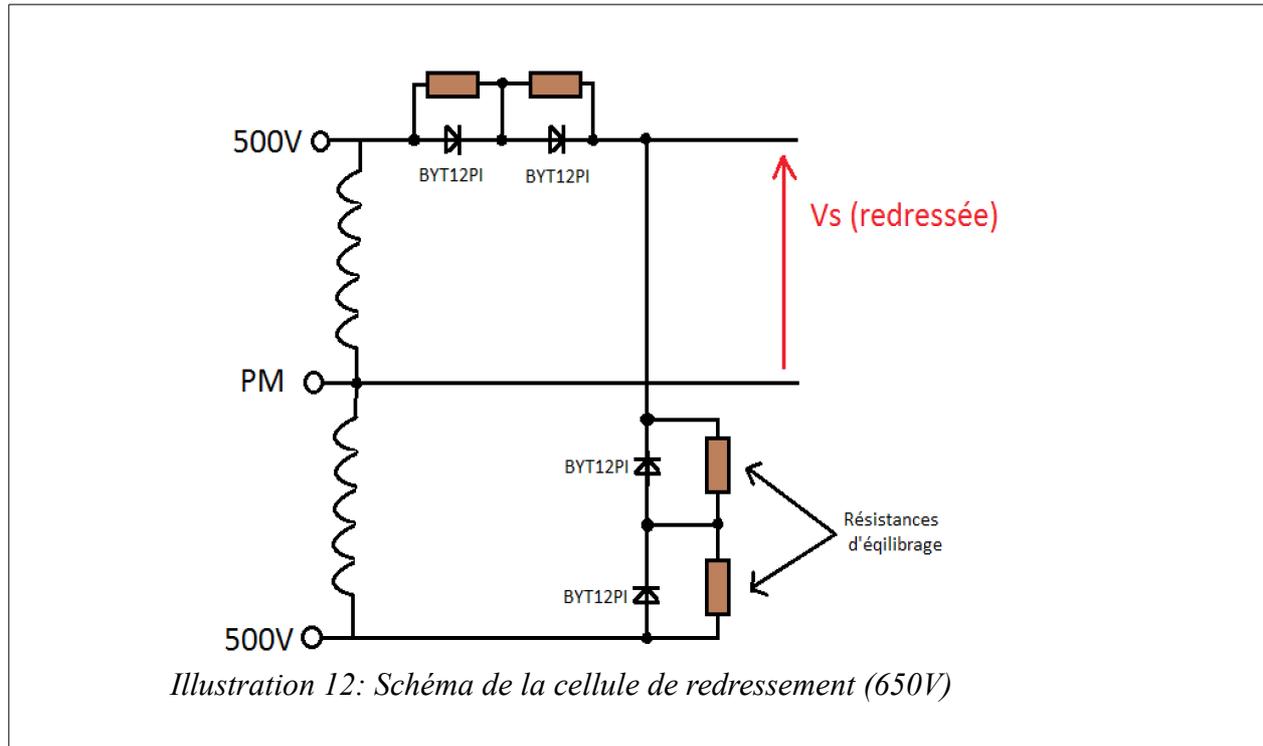
Concernant le redressement, le dimensionnement s'est effectué en deux parties : pour le 300V continu et pour le 650V continu. De plus nous utiliserons le schéma de montage vu précédemment en Illustration 9.

Tout d'abord, pour le 300V, il a fallu choisir des diodes capables de tenir au minimum 480V alternatif entre les deux enroulements 240V du transformateur soit  $V_{max} = 480 * \sqrt{2} = 678,8 V$ , pour cela nous avons choisi des diodes de redressement 1N4007 car elle peuvent tenir une tension maximale de 1000V, on peut le voir dans leur documentation technique présente en annexe 4 (p. 27).

Ensuite pour le 650V continu, la tension maximale qu'elles doivent supporter est :

$V_{max} = V_{eff} * \sqrt{2} = 1000 * \sqrt{2} = 1414,2 V$  , donc nous avons fait le choix d' utiliser des diodes de redressement BYT12PI car elles tiennent une tension efficace maximale de 1000V, soit la valeur limite de notre tension efficace (voir documentation technique en **annexe 5, p. 28**) , donc pour être prévoyant, on doublera ces diodes (2 diodes en séries pour chaque bras). Mais comme nous mettons deux diodes en série, il faut équilibrer la tension à leurs bornes, afin que la tension soit répartie également sur chacune d'elle. Nous mettrons des résistances de grande valeur telle que 100k $\Omega$  pour que le courant dans celles-ci soit négligeable.

Au final, voici le schéma de la cellule de redressement pour le 650V :



### 1.3.2. La cellule de filtrage.

En ce qui concerne le filtrage, nous avons vu précédemment qu'une cellule était un filtre passe bas du premier ordre. Ici, nous en cascaderons trois pour effectuer un meilleur filtrage. Théoriquement nous pourrions dire que nous avons un filtre passe-bas du troisième ordre qui équivaldrait à une addition de 3 filtres du premier ordre, mais cela est valable seulement si la sortie de chaque cellule est à vide (sans charge). Alors qu' en pratique, ça n'est pas le cas, puisque chaque cellule charge la précédente. De plus, à chaque système on peut associer une fonction de transfert qui représente le rapport entre la sortie et l'entrée de ce système, elle est notée  $T(p) = \frac{V_s}{V_e}$  , celle-ci sert à établir le diagramme de Bode du système. Un diagramme de Bode représente le comportement du système en fréquentiel et notamment sa fréquence de coupure. La fonction de transfert d'un filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre est :  $T(p) = \frac{1}{(1+RCp)}$  . Nous pouvons voir le diagramme de Bode de ce filtre :

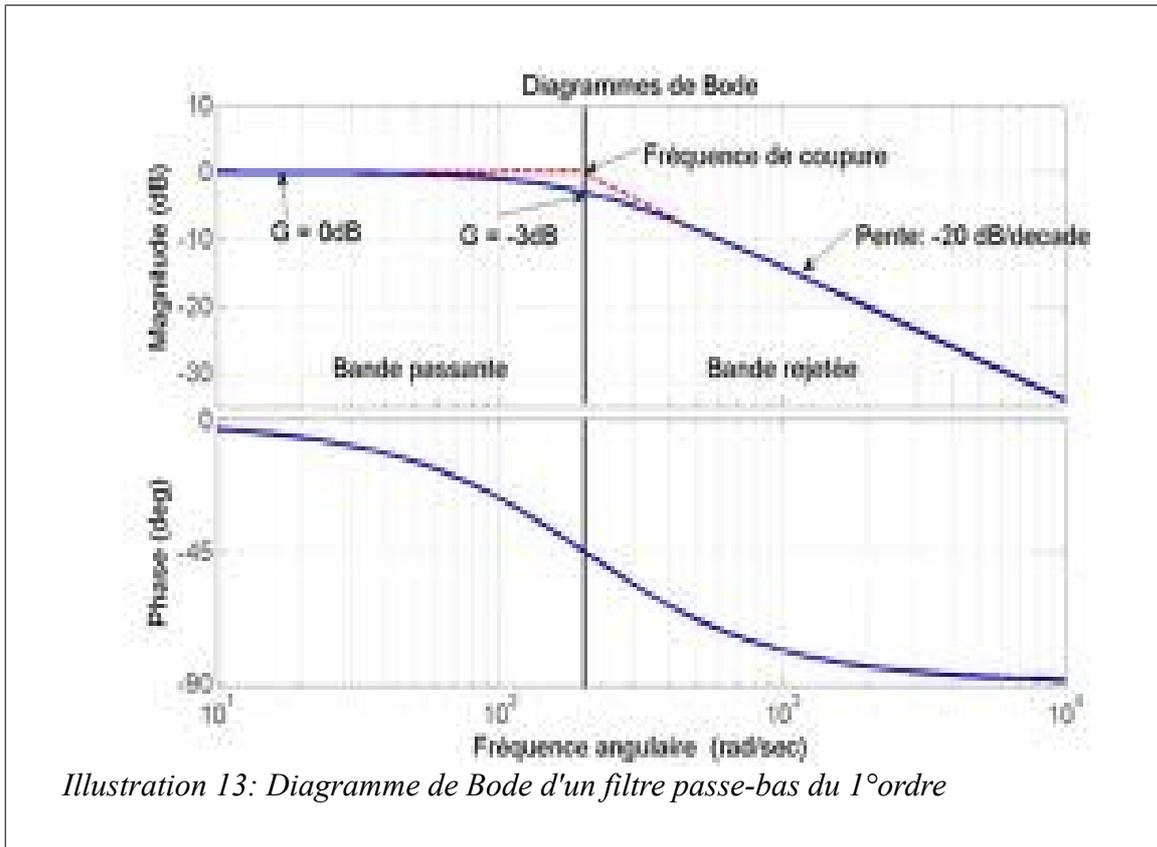


Illustration 13: Diagramme de Bode d'un filtre passe-bas du 1<sup>o</sup> ordre

On peut voir ici que la fréquence de coupure est à -3dB du gain statique (ici 0dB) et qu' après la fréquence de coupure, il y a une pente de -20dB/décade.

Nous avons fait le calcul d'un filtre passe-bas du 3<sup>ème</sup> ordre en passant par le théorème de TEVENIN, (calcul détaillé en **annexe 6, p. 29 et 30**) et nous avons trouvé :

$$T(p) = \frac{1}{(1 + 6\tau p + 5(\tau p)^2 + (\tau p)^3)}$$

Ayant la fonction de transfert de ce filtre, nous allons maintenant pouvoir trouver sa fréquence de coupure par simulation à l'aide du logiciel ASL4. En rentrant cette fonction de transfert, le logiciel établit le diagramme de Bode du filtre et donc nous pourrions établir sa fréquence de coupure en modifiant la valeur de  $\tau$  donc de R et C. Sachant que l'on effectue un redressement double alternances, notre fréquence de coupure sera de 100Hz. Nous allons donc simuler ce système et nous modifierons la valeur de  $\tau$  jusqu'à obtenir une fréquence de coupure de 100Hz soit

$\omega = 2\pi * fc = 2\pi * 100 = 628 \text{ rad/s}$ . On peut voir la simulation en **annexe 7 (p. 31)**. On voit donc que pour avoir une fréquence de coupure de 100Hz,  $\tau = 0,000308$ . À partir de là, on peut établir la valeur de R et C. Pour le 300V continu, on a une tension redressée  $V_{red} = 240\sqrt{2} = 339V$  donc

on veut avoir 40V de chute de tension et on sait que  $I = 3mA$ , soit  $R = \frac{40}{0,003} = 4,4 k\Omega$ , on prendra donc  $R = 4,7k\Omega$ . La puissance dissipée par ces résistances est  $Pd = R * I^2 = 4700 * 0,003^2 = 42,3 mW$  donc les résistances seront des 4,7kΩ/0,5W. On peut maintenant fixer la valeur minimum du condensateur :  $C = \frac{0,000308}{R} = 66 nF$ . Pour le 650V

continu, on va fixer la valeur de la résistance car nous voulons une petite chute de tension à ses bornes ( $\approx 20V$ ). On sait que  $I = 200mA$  donc  $R = \frac{U}{I} = \frac{20}{0,2} = 100 \Omega$ , on aura donc au total une

chute de tension de 60V. La puissance dissipée par ces résistances sera  $Pd = \frac{U^2}{R} = \frac{20^2}{100} = 4W$  , donc les résistances seront des 100Ω/5W. On peut maintenant fixer la valeur minimum du condensateur :  $C = \frac{0,000308}{R} = 3,08\mu F$  . En pratique, on prendra une valeur supérieure ( $\approx 110\mu F$ ). Les condensateur devront supporter une tension de  $V_{max} = 650V$  . Donc nous mettrons deux condensateurs en série avec des résistances d'équilibrage, sur le même principe des diodes de redressement. Donc on prendra des condensateur de 220μF/450V et des résistances d'équilibrage 100kΩ .

En résumé, les caractéristiques des composants seront :

	R		Quantité	C		Quantité
	(Ω)	(W)		(μF)	(V)	
300V	4700	1/2	3	220	450	3
650V	100	5	3	220	450	6

Nous avons donc pu établir un bon de commande pour les composants indisponibles en stock :

	Fabricant	Référence	Prix (€)	Total (€)
R (100Ω/5W)	Farnell	PNP5WV	5,2	44,3
C (220uF/450V)	Farnell	EETUQ2W221C A	39,1	

### 1.3.3. Simulation.

Avant de réaliser la carte, nous avons procédé à des simulations électriques à l'aide du logiciel LTspiceIV. Ainsi nous avons pu déterminer si les valeurs calculées précédemment étaient exactes. La simulation de l'alimentation 650V continu en **annexe 8 (p. 32)**. On voit que la tension de sortie est d'environ 600V et que l'ondulation de celle-ci ne dépasse pas 0,5V. De plus, on peut voir l'effet du filtrage de chaque cellule, en **annexe 9 (p. 33)**. On voit bien que la tension est de plus en plus constante après chaque étage. Une fois les simulations terminées, nous pouvons passer à la réalisation de la carte.

## 1.4. Réalisation.

### 1.4.1. Typon.

Nous avons réalisé le typon du circuit à l'aide du logiciel Kicad. Comme nous avons la présence de tensions élevées, nous avons préféré des pistes épaisses et espacées. Il a fallu prendre en compte les dimensions des composants, notamment celle des condensateurs, qui sont assez importantes. Nous pouvons voir le typon en **annexe 10 (p. 34)**. Une fois le typon réalisé nous avons gravé la carte, on peut la voir ci dessous :

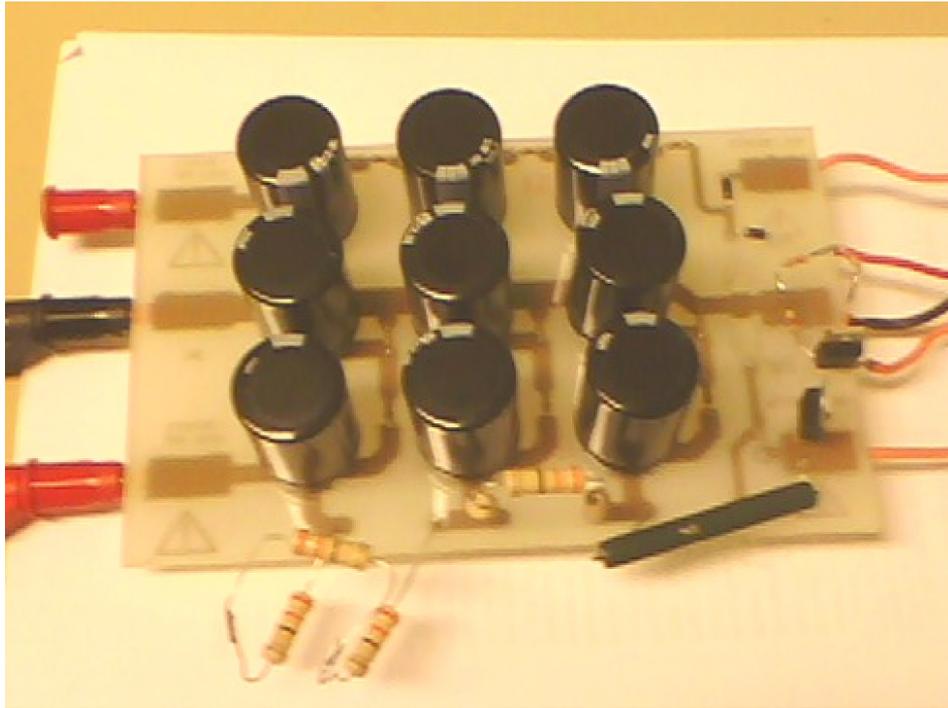


Illustration 14: Carte d'alimentation expérimentale

Nous allons maintenant procéder aux tests.

#### 1.4.2. Tests.

Pour pouvoir tester la carte, il faut simuler une charge en sortie de chaque alimentation. Pour cela, nous avons utilisé des blocs de charges résistives de forte puissance. Pour la partie 300V nous avons mis plusieurs résistances (1,8W de puissance dissipée) en série pour avoir

$$R = \frac{U}{I} = \frac{300}{0,006} = 50k\Omega$$

Pour la partie 650v, nous avons mis deux blocs en série qui ont la même valeur ohmique afin que la tension à leurs bornes soit répartie équitablement. Pour simuler un courant de sortie de 200mA, nous avons mis une résistance totale :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{650}{0,2} = 3,250\Omega$$

soit environ 1,5k $\Omega$  sur chaque bloc. À l'aide d'un oscilloscope et de deux voltmètres, nous pourrons

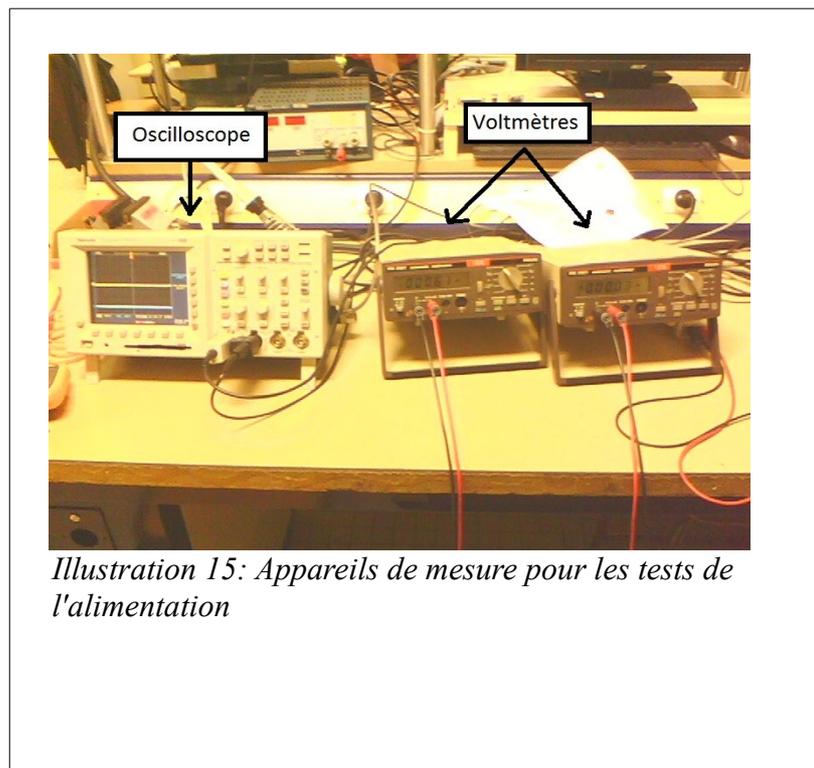


Illustration 15: Appareils de mesure pour les tests de l'alimentation

comparer les tensions d'entrées et les tensions de sorties de l'alimentation ainsi que contrôler la tension aux bornes de chaque bloc. On peut voir une photo des appareils utilisés ci-dessus.

En **annexe 11 (p. 35)**, nous pouvons voir le résultat des mesures. On voit que la tension de sortie est stable, et l'ondulation est négligeable. Donc le résultat est satisfaisant.

### 1.4.3. Problème rencontrés.

Durant la réalisation, nous avons rencontré des difficultés que nous avons résolus. Voici un tableau récapitulatif :

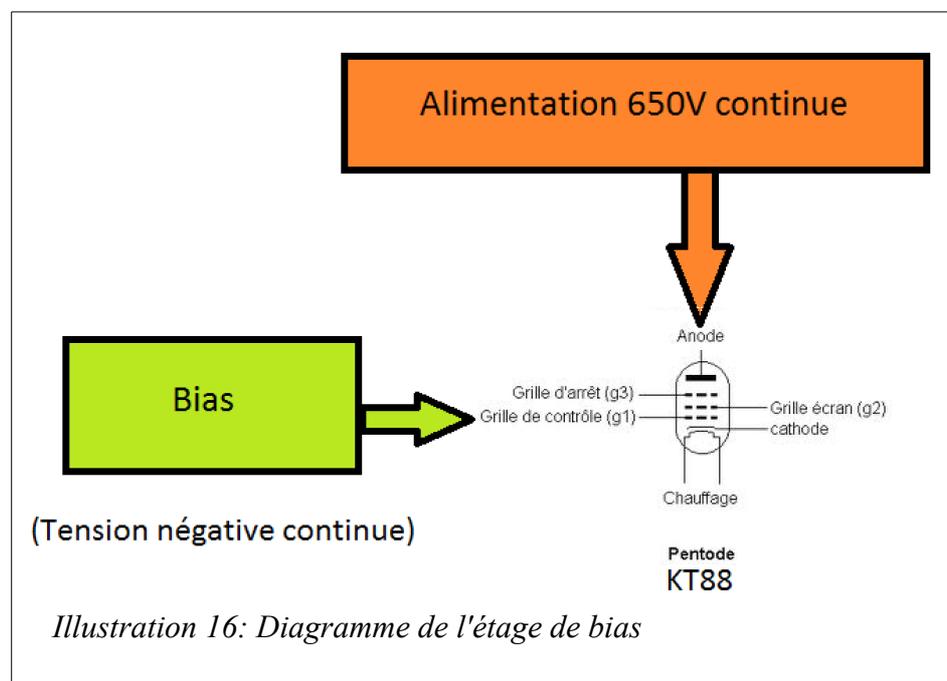
Problèmes	Cause	Solutions
Résistance de filtrage sur le 650 V grillée.	Diode de redressement BYT12PI en court-circuit.	Mettre deux diode BYT12PI en série + résistances d'équilibrage pour répartir la tension à leurs bornes.
Contact direct avec le 300V.	Condensateurs non déchargés.	Mise en place d'une résistance de décharge et d'une LED indiquant la présence de tension.

## 2. Bias.

### 2.1. Rôle dans l'amplificateur.

#### 2.1.1. Tube de puissance.

Dans cet amplificateur, nous utiliserons des KT88 en tube de puissance. Pour fonctionner ces tubes ont besoin d'être polarisé et équilibré, cela se fait par le biais d'une tension négative appliquée sur la grille de contrôle du tube (G1, voir Illustration 1, p. 7). Chaque tube à ses propres caractéristiques, nous verrons celle d'une KT88. Le rôle



du bias est de créer cette tension négative que l'on appliquera sur la grille du tube. On peut voir le diagramme ci-dessous pour mieux comprendre.

### 2.1.2. Caractéristiques d'un tube KT88.

On peut voir la documentation technique du tube en **annexe 2 (p. 25)**. On peut voir ci-dessous la courbe caractéristique de tension négative du tube en fonction du courant d'anode et de la tension d'anode :

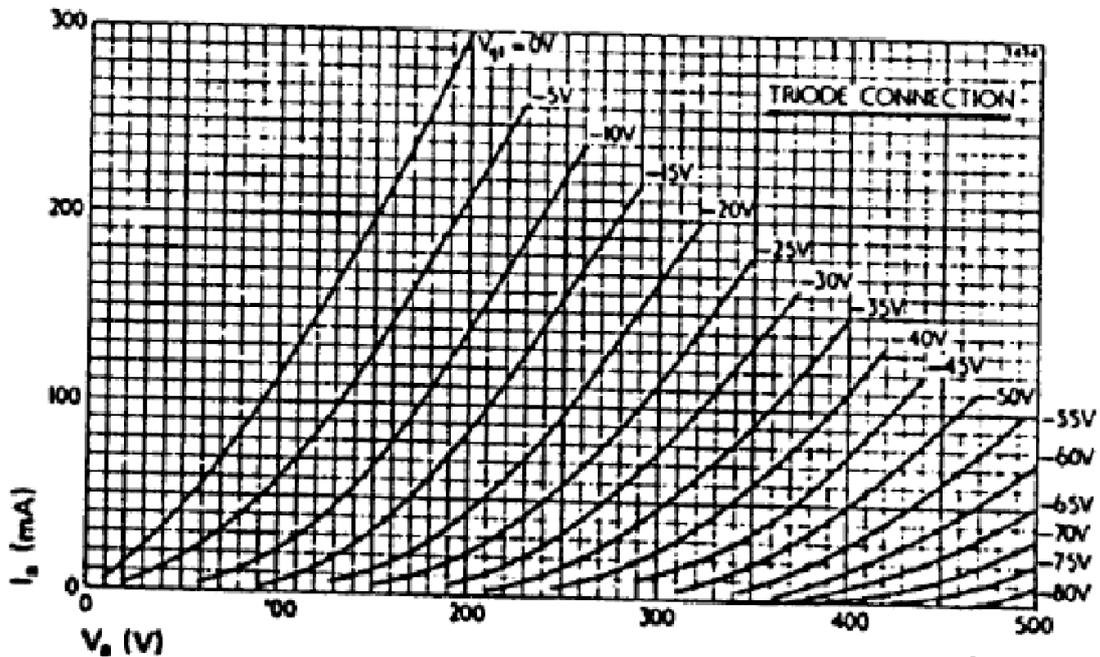


Illustration 17: Courbe caractéristique de tension de bias d'une KT88

On peut voir sur cette courbe que selon ce que l'on veut obtenir comme amplification en courant, il faut choisir la tension négative de bias, sachant la tension d'alimentation du tube. Nous savons que le tube sera alimenté par une tension de 650V continue donc il nous faudra une tension négative minimum de -80V pour avoir un courant d'amplification. Nous ferons donc une alimentation continue variable de -10V à -80V. Quand on fait varier cette tension, on se déplace sur la courbe, et on peut donc travailler dans le « coude » du tube et ainsi choisir si l'on veut un amplificateur de classe A ou B (clean ou distordu).

## 2.2. Principe du Bias.

### 2.2.1. Le principe du redressement.

Le principe du redressement sera analogue au redressement de l'alimentation, avec deux diodes 1N4007. Mais dans la pratique, nous le ferons avec une seule diode nous utiliserons un seul enroulement du transformateur donc entre (80V et point milieu). Nous aurons le schéma ci-dessus :

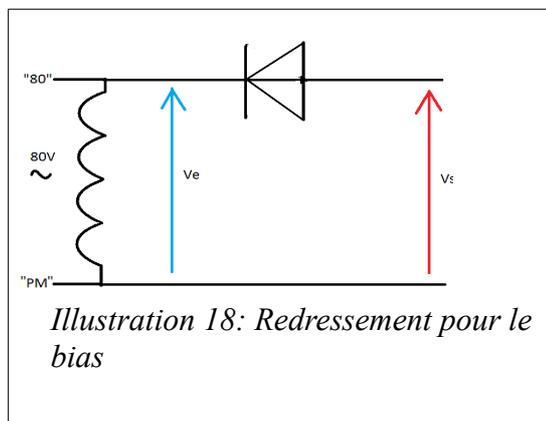


Illustration 18: Redressement pour le bias

et

On voit que la diode est montée en inverse, cela pour redresser les alternances négatives et donc avoir une tension négative.

### 2.2.2. Le principe de filtrage.

Le principe du filtrage sera le même que pour l'alimentation sauf que nous utiliserons une seule cellule RC, donc un filtre passe-bas du premier ordre. Sa fréquence de coupure sera :

$$f_c = \frac{1}{(2\pi RC)}$$

### 2.2.3. Le principe du pont diviseur.

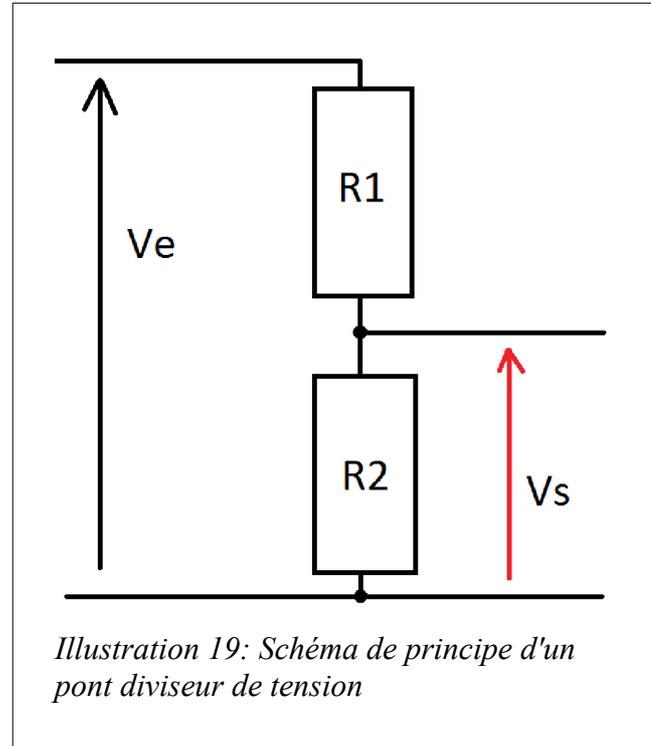
Pour faire varier la tension de sortie du bias, nous utiliserons un pont diviseur de tension avec une résistance fixe et une résistance variable. On peut voir le schéma ci-dessous :

On utilisera la règle du pont diviseur de tension afin de dimensionner les résistances. Cette règle est :

$$V_s = \frac{V_e * R_2}{(R_1 + R_2)}$$

Nous fixerons la valeur de R1 comme une résistance de butée, afin que l'on est -62V maximum au borne de R2 quand celle-ci est au maximum (10kΩ), soit R1 = 8,2kΩ et R2 sera une résistance variable pour faire varier la tension de -10V à -80V. En sortie de ce pont diviseur de tension nous rajouterons un condensateur de découplage afin d'éviter les retour alternatif et pour mieux filtrer la tension.

On pourra voir la totalité du schéma de montage en **annexe 15 (p. 39)**.



## 2.3. Dimensionnements.

### 2.3.1. Cellule de filtrage.

Nous allons procéder comme pour l'alimentation, on sait que  $f_c = \frac{1}{(2\pi RC)}$ , et on veut  $f_c = 50\text{Hz}$ . Donc  $RC = \frac{1}{(2\pi f_c)} = \frac{1}{(2\pi 100)} = 1,6 \cdot 10^{-3}$ .

On fixe R = 8,2 kΩ, donc  $C = \frac{(1,6 \cdot 10^{-3})}{8200} = 194\text{nF}$ . On prendra un condensateur de 22μF/250V.

### 2.3.2. Pont diviseur de tension.

Pour dimensionner le pont diviseur, il faut connaître les valeurs minimum et maximum de tension que l'on veut obtenir. Soit -10V et -80V. Comme on connaît la valeur de R1 et Ve, il faut juste retourner l'équation du pont diviseur (détail du calcul en **annexe 12, p. 36**). On a donc :

$$R_2 = \frac{(R_1 * V_s)}{(V_e - V_s)}$$

Connaissant R1 = 8,2kΩ, Ve = -80\*√2 = -113V, on a :

- Pour  $V_s = -10V$ ,  $R_2 = 796,1 \Omega$ .
- Pour  $V_s = -80V$ ,  $R_2 = 19,878k\Omega$ .

Il Nous faudra donc une résistance variable  $R_2$  variant de 0 à  $20k\Omega$ . En pratique, nous prendrons une résistance variable de  $10k\Omega$ . Car nous ferons varier la tension de sortie jusqu'à  $-60V$  au minimum. Soit  $R_2 = 9,2k\Omega$  pour  $V_s = -60V$ .

On peut aussi faire le calcul des puissances dissipées par les résistances. Pour  $R_1$ ,  $U = -113 - (-60) = -53V$  soit  $Pd = \frac{U^2}{R} = \frac{-53^2}{8200} = 0,34W$  donc nous prendrons une résistance  $8,2k\Omega/0,5W$ . Pour  $R_2$ ,  $U = -60V$ , soit  $Pd = \frac{U^2}{R} = \frac{-60^2}{10000} = 0,36W$  donc nous prendrons également une résistance variable  $10k\Omega/0,5W$ .

Le condensateur sera un  $10\mu F/63V$ , puisque l'on aura maximum  $60V$  à ses bornes.

### 2.3.3. Simulation.

Avant de réaliser la carte, nous avons procédé à des simulations électriques à l'aide du logiciel LTspiceIV comme pour l'alimentation. Ainsi nous avons pu déterminer si les valeurs calculées précédemment étaient exactes. La simulation du bias en **annexe 13 (p. 37)**. On voit que la tension de sortie est d'environ  $-60V$  et que l'ondulation de celle-ci ne dépasse pas  $0,01V$ . Une fois les simulations terminées, nous pouvons passer à la réalisation de la carte.

## 2.4. Réalisation.

### 2.4.1. Typon.

Nous avons réalisé le typon de la carte, on peut le retrouver en **annexe 14 (p. 38)**. On peut voir la carte réalisée ci-dessous :



*Illustration 20: Carte de bias*

Nous pouvons voir que nous avons mis deux résistances de  $16k\Omega/0,25W$  en parallèles pour avoir une résistance équivalente de  $8k\Omega/0,5W$ .

### 2.4.2. Tests.

Nous avons procédé aux tests de la carte, on peut retrouver les mesures en **annexe 16 (p. 40)**. On peut voir que la tension est constante, et que l'ondulation est très faible ( $150mV$ ). Donc nous avons obtenu un résultat satisfaisant.

Pour cette carte, nous n'avons pas rencontré de problèmes.

### **3. Conclusion.**

En conclusion, nous pouvons dire tout d'abord que les montages fonctionnent, nous avons réussi à obtenir des résultats satisfaisants autant pour l'alimentation que pour le bias. Nous avons vu aussi que lorsque l'on travaille sous grandes tensions, il faut être prudent mais aussi, le dimensionnement est très important. De plus, les résultats entre la théorie et la pratique sont assez proches. Nous avons aussi réussi à réaliser un projet avec moins de 50€. La plupart des objectifs ont été atteints. Enfin, je dirais que ce projet m'a permis de conduire une étude du début à la fin, de connaître le principe exact d'une alimentation continue, avec le redressement et le filtrage mais aussi d'en apprendre plus sur le fonctionnement des tubes de pré-amplification et de puissance, notamment d'étudier leurs documentations techniques et leurs caractéristiques. Pour finir, nous pourrions nous demander si le principe utilisé est le meilleur pour un amplificateur audio, et si il existe d'autres moyens plus performants et plus adéquate du niveau des perturbations dans le domaine audio.

## Résumé.

Dans ce rapport, nous avons tout d'abord présenté le projet dans son contexte (amplificateur à lampes), nous avons commencé par étudier l'alimentation continue, puis le bias. Nous avons décrit le rôle de chacun dans l'amplificateur, leur principe de fonctionnement, leur dimensionnement et enfin leur réalisation. On peut dire que chaque montage a un rôle précis à tenir, et qu'ils sont indispensables au bon fonctionnement d'un amplificateur. Nous avons abordé quelques notions sur les tubes. On a pu voir que leur fonctionnement était analogue, et qu'il s'agit principalement de redressement à diode et de filtrage à l'aide de filtre passe-bas. Nous avons pu voir qu'un filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre se comportait différemment d'un filtre passe-bas du 3<sup>er</sup> ordre du point de vue fréquentiel et que l'on ne pouvait pas dire que cela équivalait à trois 1<sup>er</sup> ordre en cascade. Nous avons vu comment dimensionner un cellule de filtrage. Ensuite, nous avons dimensionné les composants, en fonction des contraintes que l'on avait. Suite à ce dimensionnement, nous avons vu la réalisation de ces circuits, ainsi que les phases de tests. Enfin nous avons conclu, en voyant que les résultats obtenus étaient satisfaisant et que les objectifs étaient remplis.

## Index des illustrations

Illustration 1: Représentation d'un pentode.....	7
Illustration 2: Représentation d'une triode.....	7
Illustration 3: KT88.....	7
Illustration 4: 12AX7.....	7
Illustration 5: Diagramme des étages de l'amplificateur.....	8
Illustration 6: Redressement simple alternance.....	9
Illustration 7: Diode.....	9
Illustration 8: Tension "doublement" redressée ( bleue).....	10
Illustration 9: Redressement double alternances.....	10
Illustration 10: Spectre harmonique d'un signal.....	10
Illustration 11: Tension redressée et filtrée.....	11
Illustration 12: Schéma de la cellule de redressement (650V).....	12
Illustration 13: Diagramme de Bode d'un filtre passe-bas du 1 <sup>o</sup> ordre.....	13
Illustration 14: Carte d'alimentation expérimentale.....	15
Illustration 15: Appareils de mesure pour les tests de l'alimentation.....	15
Illustration 16: Diagramme de l'étage de bias.....	16
Illustration 17: Courbe caractéristique de tension de bias d'une KT88.....	17
Illustration 18: Redressement pour le bias.....	17
Illustration 19: Schéma de principe d'un pont diviseur de tension.....	18
Illustration 20: Carte de bias.....	19

## Sommaire des annexes

Annexe 1 : Documentation technique 12AX7.....	24
Annexe 2 : Documentation technique KT88.....	25
Annexe 3 : Schéma simplifié de l'alimentation.....	26
Annexe 4 : Documentation technique 1N4007.....	27
Annexe 5 : Documentation technique BYT12PI.....	28
Annexe 6 : Calcul détaillé de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du 3°ordre.....	29
Annexe 7 : Simulation d'un filtre passe-bas du 3°ordre.....	31
Annexe 8 : Simulation de l'alimentation.....	32
Annexe 9 : Simulation du filtrage de l'alimentation.....	33
Annexe 10 : Typon de la carte d'alimentation.....	34
Annexe 11 : Mesures sur la sortie de l'alimentation.....	35
Annexe 12 : Calcul détaillé du pont diviseur de tension.....	36
Annexe 13 : Simulation du Bias.....	37
Annexe 14 : Typon de la carte de Bias.....	38
Annexe 15 : Schéma de la carte de Bias.....	39
Annexe 16 : Mesures sur la sortie du bias.....	40

# Annexe 1 : Documentation technique 12AX7.



## 12AX7 TWIN TRIODE

**12AX7**  
ET-T509B  
Page 1  
6-53

### DESCRIPTION AND RATING

The 12AX7 is a miniature high-mu twin triode each section of which has an individual cathode connection. The 12AX7 is especially suited for use in resistance-coupled voltage amplifiers, phase inverters, multivibrators, and numerous industrial-control circuits where high voltage gain is desired. A center-tapped heater permits operation of the tube from either a 6.3-volt or a 12.6-volt heater supply.

#### GENERAL

Cathode—Coated Unipotential

	Series	Parallel
Heater Voltage, AC or DC	12.6	6.3 Volts
Heater Current	0.15	0.3 Amperes
Envelope—T-6 1/2, Glass		
Base—E9-1, Small Button 9-Pin		
Mounting Position—Any		

Direct Interelectrode Capacitances

	With Shield*	Without Shield
Grid to Plate, Each Section	1.7	1.7 $\mu\mu\text{f}$
Input, Each Section	1.8	1.6 $\mu\mu\text{f}$
Output, Section 1	1.9	0.46 $\mu\mu\text{f}$
Output, Section 2	1.9	0.34 $\mu\mu\text{f}$

#### MAXIMUM RATINGS

##### DESIGN-CENTER VALUES, EACH SECTION

Plate Voltage	300	Volts
Positive DC Grid Voltage	0	Volts
Negative DC Grid Voltage	50	Volts
Plate Dissipation	1.0	Watts
Heater-Cathode Voltage		
Heater Positive with Respect to Cathode	180	Volts
Heater Negative with Respect to Cathode	180	Volts

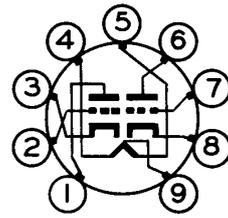
#### CHARACTERISTICS AND TYPICAL OPERATION

##### CLASS A<sub>1</sub> AMPLIFIER, EACH SECTION

Plate Voltage	100	250	Volts
Grid Voltage	-1	-2	Volts
Amplification Factor	100	100	
Plate Resistance, approximate	80000	62500	Ohms
Transconductance	1250	1600	Micromhos
Plate Current	0.5	1.2	Milliamperes

\* With external shield (RETMA 315) connected to cathode of section under test.

#### BASING DIAGRAM

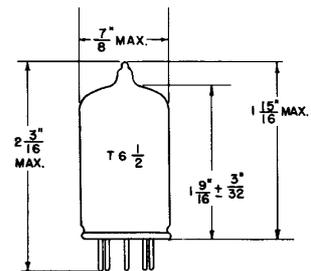


RETMA 9A  
BOTTOM VIEW

#### TERMINAL CONNECTIONS

- Pin 1—Plate (Section 2)
- Pin 2—Grid (Section 2)
- Pin 3—Cathode (Section 2)
- Pin 4—Heater
- Pin 5—Heater
- Pin 6—Plate (Section 1)
- Pin 7—Grid (Section 1)
- Pin 8—Cathode (Section 1)
- Pin 9—Heater Center-Tap

#### PHYSICAL DIMENSIONS



RETMA 6-2

**GENERAL ELECTRIC**

Supersedes ET-T509A dated 2-51

## Annexe 2 : Documentation technique KT88.

### Push-Pull, Class AB1, Fixed Bias, Ultra-Linear Connection. (40% Tapping Points)

$V_{a,g2(b)}$	560	460	V
$V_{a,g2(o)}$	553	453	V
$I_{a+g2(o)}$	2 x 50	2 x 50	mA
$I_{a+g2}$ (max sig)	2 x 157	2 x 140	mA
$R_{L(a-a)}$	4.5	4	k $\Omega$
* $-V_{g1}$ (approx)	75	59	V
$P_{out}$	100	70	W
$D_{tot}$	2	2	%
†I.M.	11	10	%
$P_{a+g2(o)}$	2 x 27.5	2 x 22.5	W
$P_{a+g2}$ (max sig)	2 x 33	2 x 27	W
$V_{(g1-g1)(ac)}$ crest	140	114	V
$Z_{out}$	7	6.5	k $\Omega$

\*It is essential to provide two separately adjustable bias voltage sources, having a voltage adjustment range of  $\pm 25\%$ .

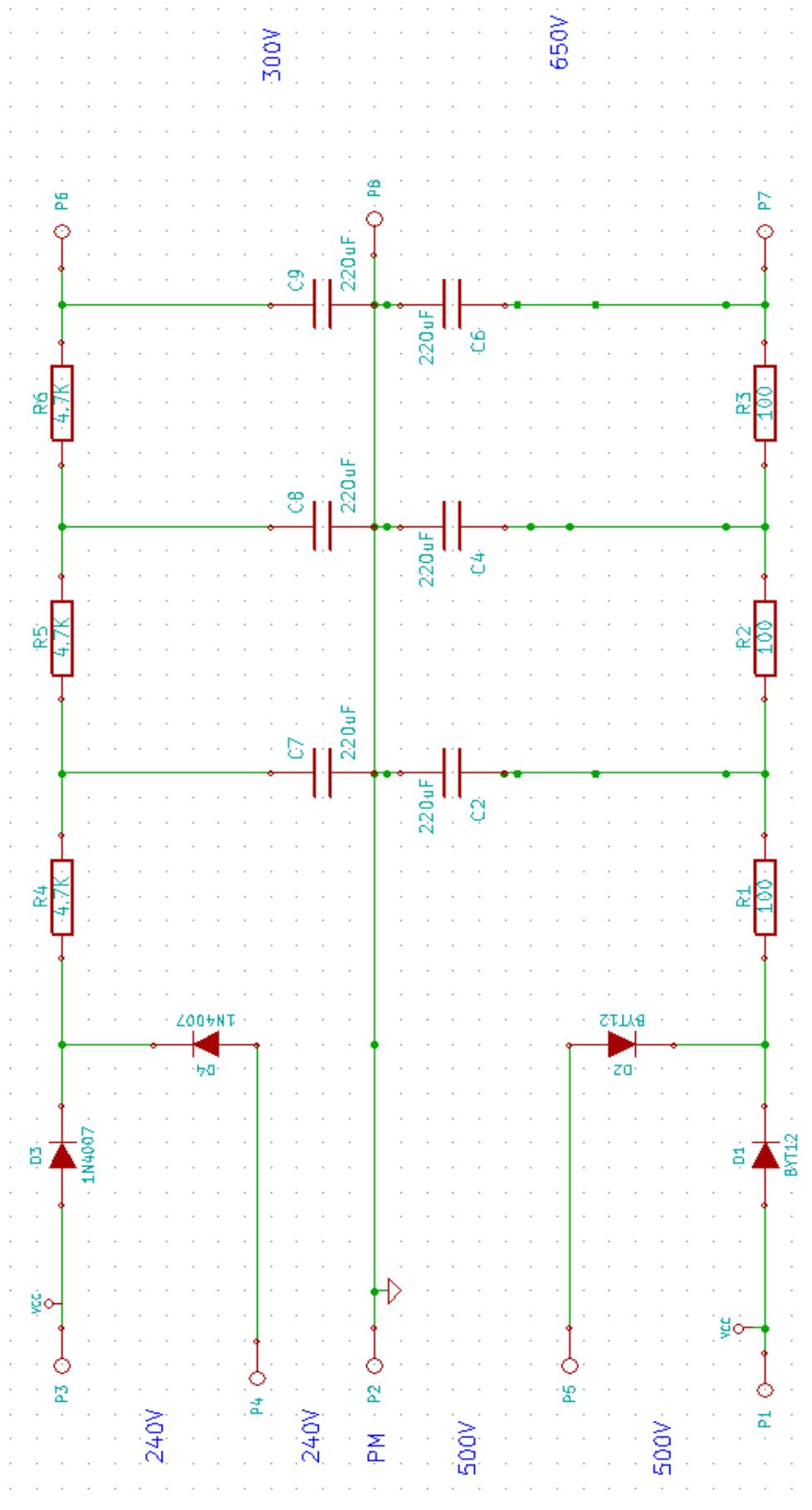
†Intermodulation distortion; measured using two input signals at 50 and 6000Hz (ratio of amplitudes 4:1).

### Push-Pull, Class AB1, Cathode Bias, Triode Connection

$V_{a,g2(b)}$	400	485	V
$V_{a,g2(o)}$	349	422	V
$I_{a+g2(o)}$	2 x 76	2 x 94	mA
$I_{a+g2}$ (max sig)	2 x 80	2 x 101	mA
$R_{L(a-a)}$	4	4	k $\Omega$
* $-V_{g1}$ (approx)	40	50	V
$P_{out}$	17	31	W
$D_{tot}$	1.5	1.5	%
†I.M.	5.6	5.6	%
$P_{a+g2(o)}$	2 x 26.5	2 x 40	W
$P_{a+g2}$ (max sig)	2 x 19	2 x 27	W
$R_k$	2 x 525	2 x 525	$\Omega$
$V_{(g1-g1)(ac)}$ crest	78	114	V
$Z_{out}$	2	1.9	k $\Omega$

\*Intermodulation distortion; measured using two input signals at 50 and 6000Hz (ratio of amplitudes 4:1).

### Annexe 3 : Schéma simplifié de l'alimentation.



# Annexe 4 : Documentation technique 1N4007.

**MOTOROLA**  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document  
by 1N4001/D

## Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

### Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

**1N4001  
thru  
1N4007**

1N4004 and 1N4007 are  
Motorola Preferred Devices

**LEAD MOUNTED  
RECTIFIERS  
50-1000 VOLTS  
DIFFUSED JUNCTION**



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V <sub>RRM</sub> V <sub>RWM</sub> V <sub>R</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V <sub>RSM</sub>	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	V <sub>R(RMS)</sub>	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, T <sub>A</sub> = 75°C)	I <sub>O</sub>	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I <sub>FSM</sub>	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> T <sub>stg</sub>	-65 to +175							°C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (I <sub>F</sub> = 1.0 Amp, T <sub>J</sub> = 25°C) Figure 1	v <sub>F</sub>	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>L</sub> = 75°C, 1 inch leads)	V <sub>F(AV)</sub>	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) (T <sub>J</sub> = 25°C) (T <sub>J</sub> = 100°C)	I <sub>R</sub>	0.05 1.0	10 50	µA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current (I <sub>O</sub> = 1.0 Amp, T <sub>L</sub> = 75°C, 1 inch leads)	I <sub>R(AV)</sub>	—	30	µA

\*Indicates JEDEC Registered Data

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 5

© Motorola, Inc. 1995



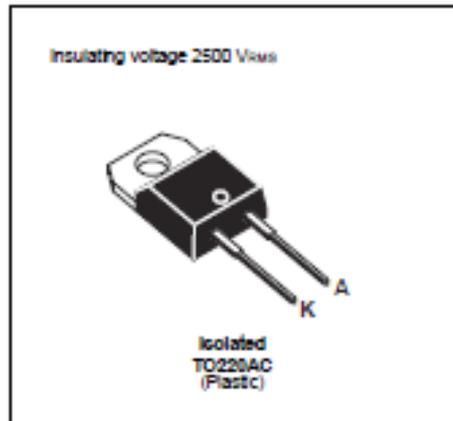
# Annexe 5 : Documentation technique BYT12PI.



**BYT 12PI-1000**

## FAST RECOVERY RECTIFIER DIODE

- VERY HIGH REVERSE VOLTAGE CAPABILITY
- VERY HIGH REVERSE RECOVERY TIME
- VERY LOW SWITCHING LOSSES
- LOW NOISE TURN-OFF SWITCHING
- INSULATED: Capacitance 7pF



### SUITABLE APPLICATIONS

- FREE WHEELING DIODE IN CONVERTERS AND MOTOR CONTROL CIRCUITS
- RECTIFIER IN S.M.P.S.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{RRM}$	Repetitive Peak Reverse Voltage	1000	V
$V_{RSM}$	Non Repetitive Peak Reverse Voltage	1000	V
$I_{RM}$	Repetive Peak Forward Current	$t_b < 10\mu s$	A
$I_{RMS}$	RMS Forward Current	25	A
$I_F$	Average Forward Current	$T_c = 50^\circ C$ $\delta = 0.5$	A
$I_{SM}$	Surge non Repetitive Forward Current	$t_b = 10ms$ Sinusoidal	A
P	Power Dissipation	$T_c = 50^\circ C$	W
$T_{stg}$ $T_j$	Storage and Junction Temperature Range	-40 to +150 -40 to +150	$^\circ C$

### THERMAL RESISTANCE

Symbol	Test Conditions	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction-case	4	$^\circ C/W$

## Annexe 6 : Calcul détaillé de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du 3<sup>o</sup> ordre.

$$Eth1 = \frac{Ve * Zc}{(R + ZC)} = \frac{Ve * (\frac{1}{Cp})}{(R + \frac{1}{Cp})} = \frac{Ve * 1}{(1 + RCp)}$$

$$Rth1 = \frac{R}{(1 + RCp)}$$

$$Eth2 = \frac{Eth1 * Zc}{(Rthéq1 + Zc)} \quad \longrightarrow \quad Rthéq1 = Rth1 + R = \frac{R}{(1 + RCp)} + R = \frac{(2R + R^2Cp)}{(1 + RCp)}$$

$$Eth2 = \frac{Eth1 * (\frac{1}{Cp})}{((\frac{(2R + R^2Cp)}{(1 + RCp)}) + \frac{1}{Cp})}$$

$$Eth2 = \frac{Eth1 * (\frac{1}{Cp})}{(\frac{((2R + R^2Cp) * Cp + 1 + RCp)}{(Cp + RC^2p^2)})}$$

$$Eth2 = \frac{Eth1 * (\frac{1}{Cp})}{(\frac{(1 + 2RCp + R^2C^2p^2 + RCp)}{(Cp(1 + RCp))})}$$

$$Eth2 = \frac{Eth1 * 1}{(\frac{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)}{(1 + RCp)})} = \frac{Eth1 * (1 + RCp)}{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)}$$

$$Eth2 = \frac{Ve * 1}{(1 + RCp)} \cdot \frac{(1 + RCp)}{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)}$$

$$Eth2 = \frac{Ve * 1}{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)}$$

$$Rth2 = \frac{(2R + R^2Cp)}{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)}$$

$$Vs = \frac{Eth2 * (\frac{1}{Cp})}{(Rthéq2 + \frac{1}{Cp})} \quad \longrightarrow \quad Rthéq2 = Rth2 + R = \frac{(2R + R^2Cp)}{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)} + R$$

$$Rthéq2 = \frac{(2R + R^2Cp + R + 3R^2Cp + R^3C^2p^2)}{(1 + 3RCp + R^2C^2p^2)}$$

$$R_{théq2} = \frac{(R*(2+4RCp+1+R^2C^2p^2))}{(1+3RCp+R^2C^2p^2)}$$

$$V_s = \frac{Eth2 * (\frac{1}{Cp})}{(\frac{(R*(2+4RCp+1+R^2C^2p^2))}{(1+3RCp+R^2C^2p^2)} + (\frac{1}{Cp}))}$$

$$V_s = \frac{Eth2 * (\frac{1}{Cp})}{(\frac{((R*(2+4RCp+1+R^2C^2p^2))*Cp+1+3RCp+R^2C^2p^2)}{((1+3RCp+R^2C^2p^2))*Cp})}$$

$$V_s = \frac{Eth2 * 1}{(\frac{RCp*(2+4RCp+1+R^2C^2p^2)+1+3RCp+R^2C^2p^2}{(1+3RCp+R^2C^2p^2)})}$$

$$V_s = \frac{Eth2 * 1}{(\frac{(2RCp+4R^2C^2p^2+RCp+R^3C^3p^3+1+3RCp+R^2C^2p^2)}{(1+3RCp+R^2C^2p^2)})}$$

$$V_s = \frac{Eth2 * (1+3RCp+R^2C^2p^2)}{(1+6RCp+5R^2C^2p^2+R^3C^3p^3)}$$

$$V_s = \frac{Ve * 1}{(1+3RCp+R^2C^2p^2)} \cdot \frac{(1+3RCp+R^2C^2p^2)}{(1+6RCp+5R^2C^2p^2+R^3C^3p^3)}$$

$$V_s = Ve \cdot \frac{1}{(1+6RCp+5R^2C^2p^2+R^3C^3p^3)}$$

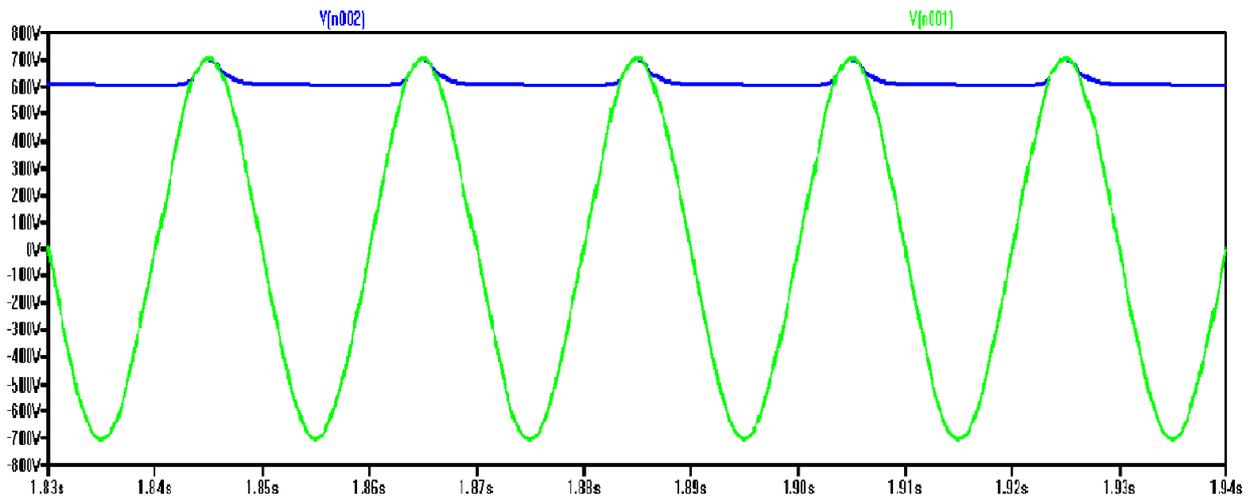
$$T(p) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1+6RCp+5R^2C^2p^2+R^3C^3p^3)}$$

$$T(p) = \frac{1}{(1+6(\tau p)+5(\tau p)^2+(\tau p)^3)}$$

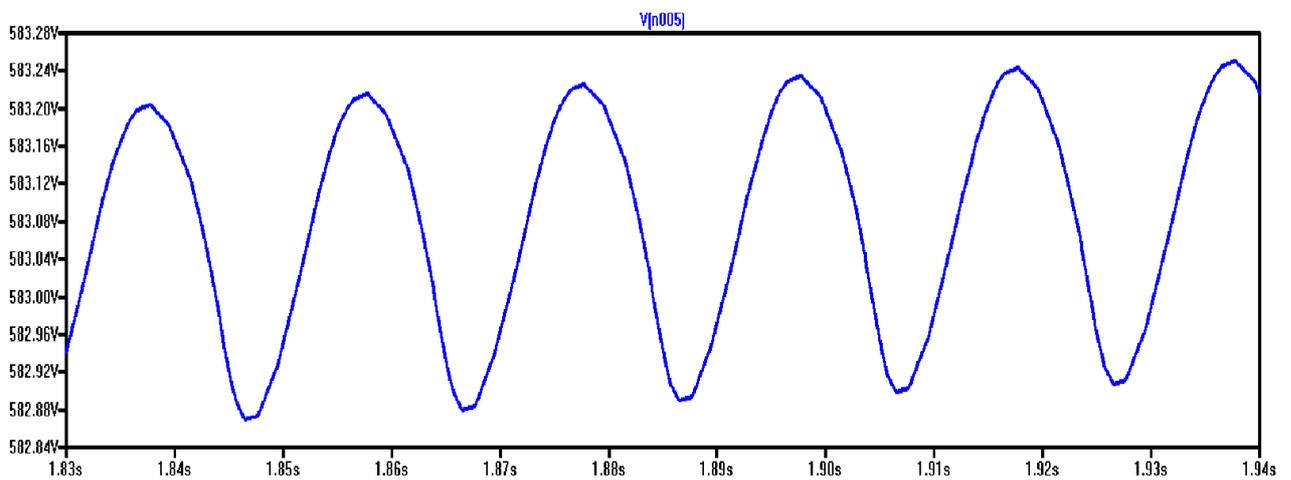
## Annexe 7 : Simulation d'un filtre passe-bas du 3<sup>o</sup> ordre.



## Annexe 8 : Simulation de l'alimentation.

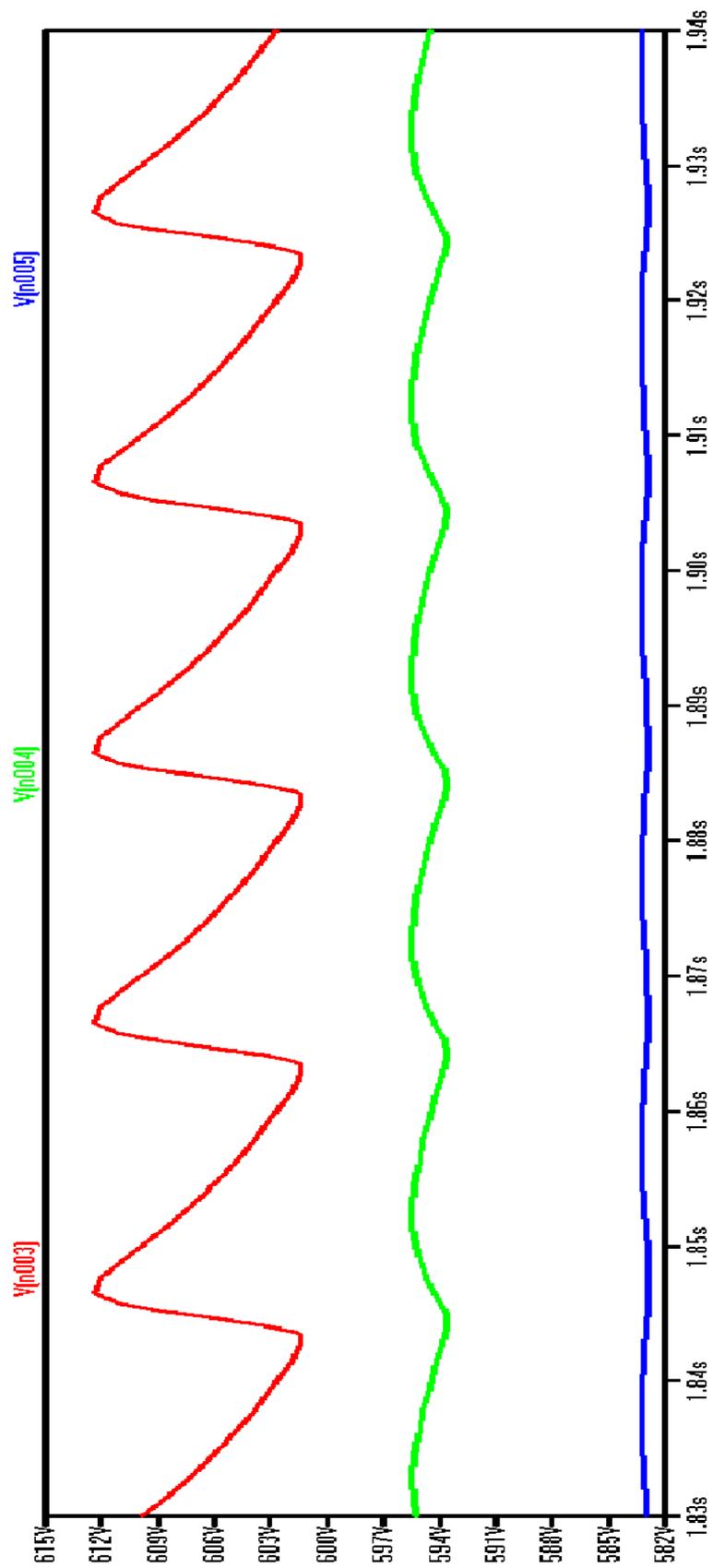


Texte 1: Tension d'entrée (vert) et tension de sortie (bleue) de l'alimentation continue.



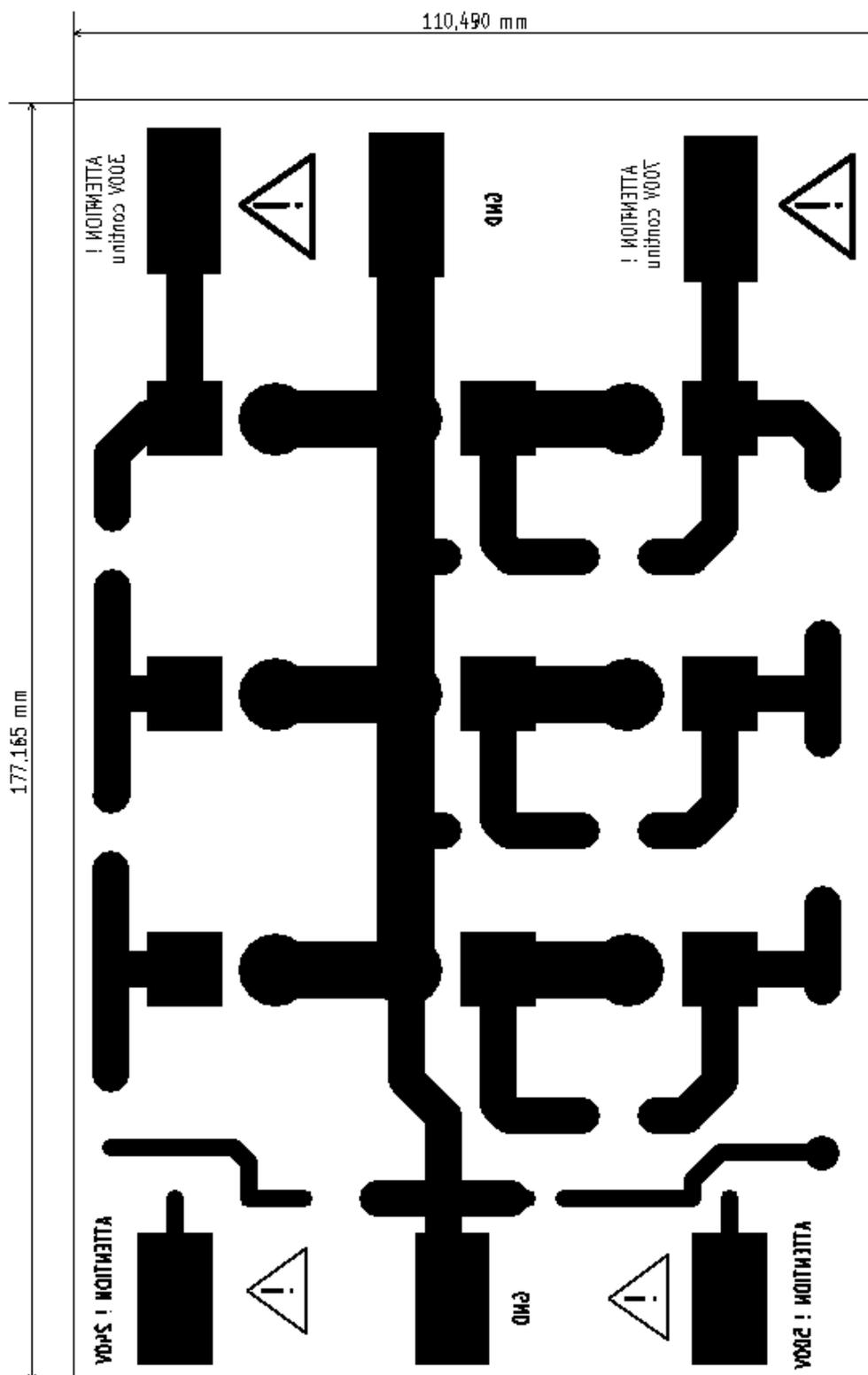
Texte 2: Ondulation de la tension de sortie de l'alimentation.

## Annexe 9 : Simulation du filtrage de l'alimentation.

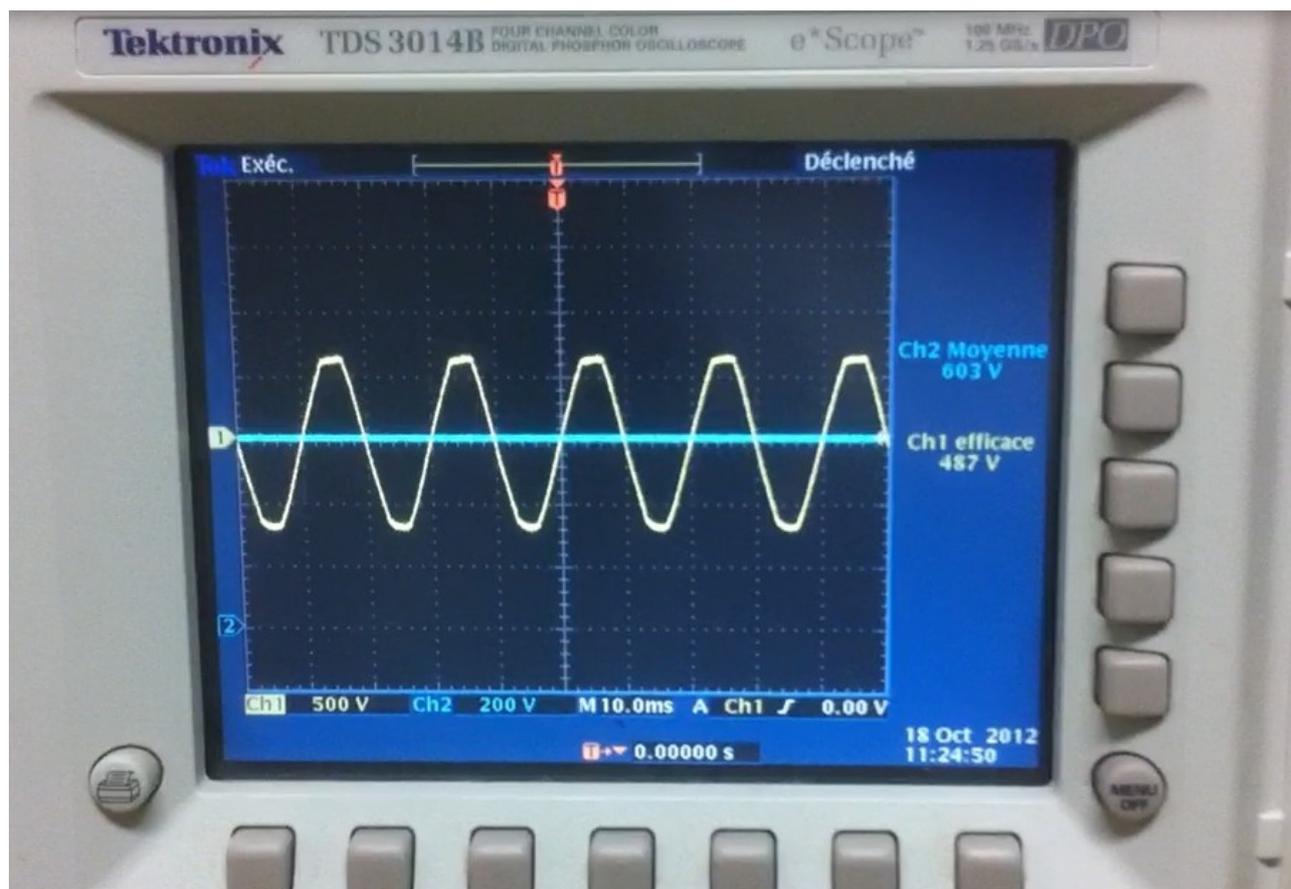


Cellule 1 (rouge), cellule 2 (vert), cellule 3 (bleue).

## Annexe 10 : Typon de la carte d'alimentation.



## Annexe 11 : Mesures sur la sortie de l'alimentation.



## **Annexe 12 : Calcul détaillé du pont diviseur de tension.**

Pour un pont diviseur de tension , pour avoir la tension que l'on veut en sortie, il faut déterminer les résistances, pour cela, on utilise la formule :  $R_2 = (R_1 * V_s) / (V_e - V_s)$ .

Selon la formule du pont diviseur de tension on sait que :  $V_s = V_e * ( R_2 / (R_1 + R_2) )$   
donc on peut dire que  $(V_s / V_e) = R_2 / (R_1 + R_2)$

Ensuite on multiplie par  $(R_1 + R_2)$  de chaque coté donc on a :  $( (V_s * R_1) + (V_s * R_2) ) / V_e = R_2$

Donc on a :  $( (V_s * R_1) / V_e ) + ( ( V_s * R_2) / V_e ) = R_2$

Alors on a :  $( (V_s * R_1) / V_e ) = R_2 - ( ( V_s * R_2) / V_e )$

Ensuite on met  $R_2$  en facteur donc :  $( (V_s * R_1) / V_e ) = R_2 * (1 - V_s / V_e)$

On isole alors  $R_2$  donc on a :  $[ ( (V_s * R_1) / V_e ) ] / [ (1 - V_s / V_e) ] = R_2$

On a alors :  $[ ( (V_s * R_1) / V_e ) ] * [ 1 / (1 - V_s / V_e) ] = R_2$

Donc :  $(V_s * R_1) / [ V_e - ((V_e * V_s) / V_e) ] = R_2$

On simplifie les  $V_e$  donc il nous reste :  $R_2 = (R_1 * V_s) / (V_e - V_s)$ .

Exemple :

- $R_1 = 10\text{k}\Omega$
- $V_e = 24\text{V}$

Trouver  $R_2$  pour avoir  $V_s = 5\text{V}$  avec ces éléments.

AN :

$$R_2 = (10\text{k}\Omega * 5\text{V}) / (24 - 5)$$

$R_2 = (50/19)$ $\text{k}\Omega$
----------------------------------

Vérification :

$$V_s = V_e * ( R_2 / (R_1 + R_2) )$$

$$V_s = 24 * ( (50/19) / ( (50/19) + 10\text{k}\Omega ) )$$

$$V_s = ( 1200 / 19 ) / ( 240 / 19 )$$

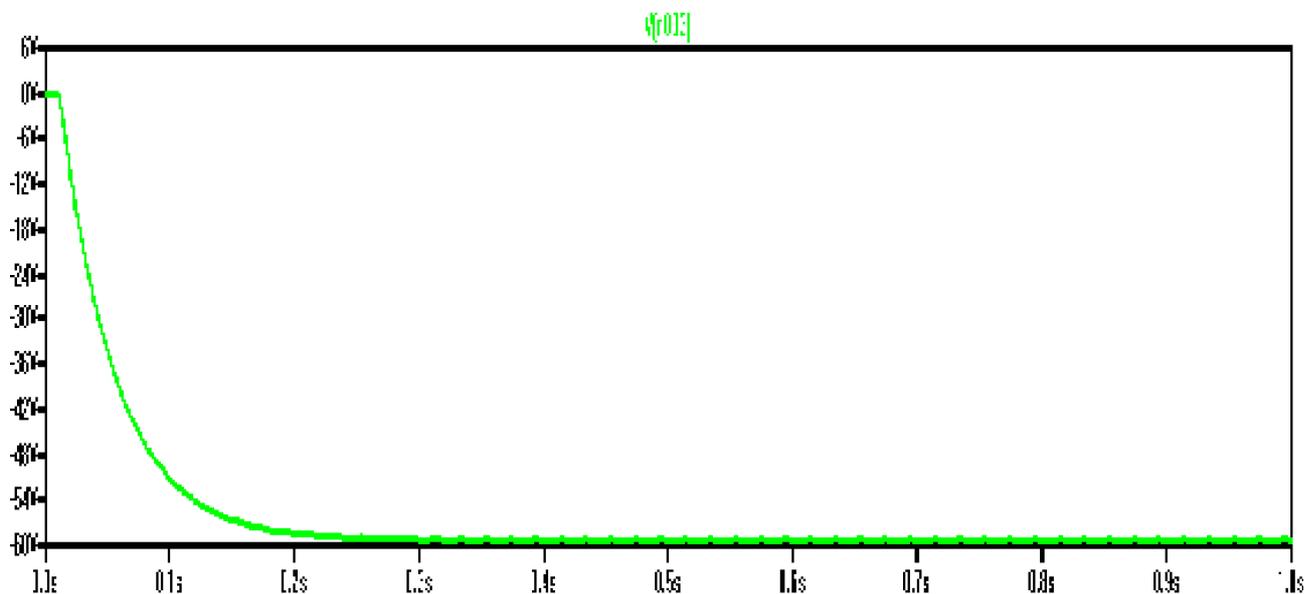
$$V_s = 1200 / 240$$

$$V_s = 120 / 24$$

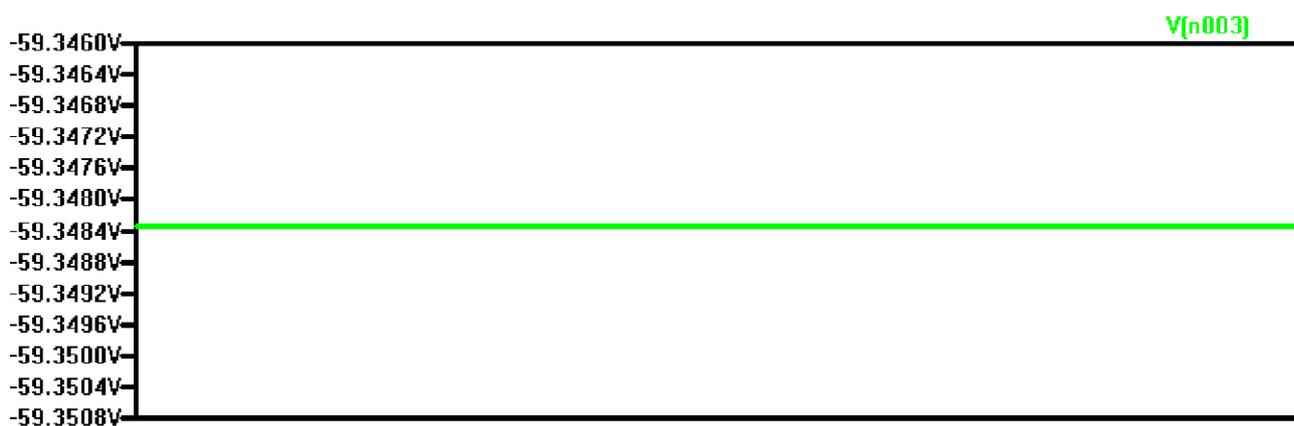
$$V_s = 10 / 2$$

$V_s =$ $5\text{V}$
---------------------

## Annexe 13 : Simulation du Bias.

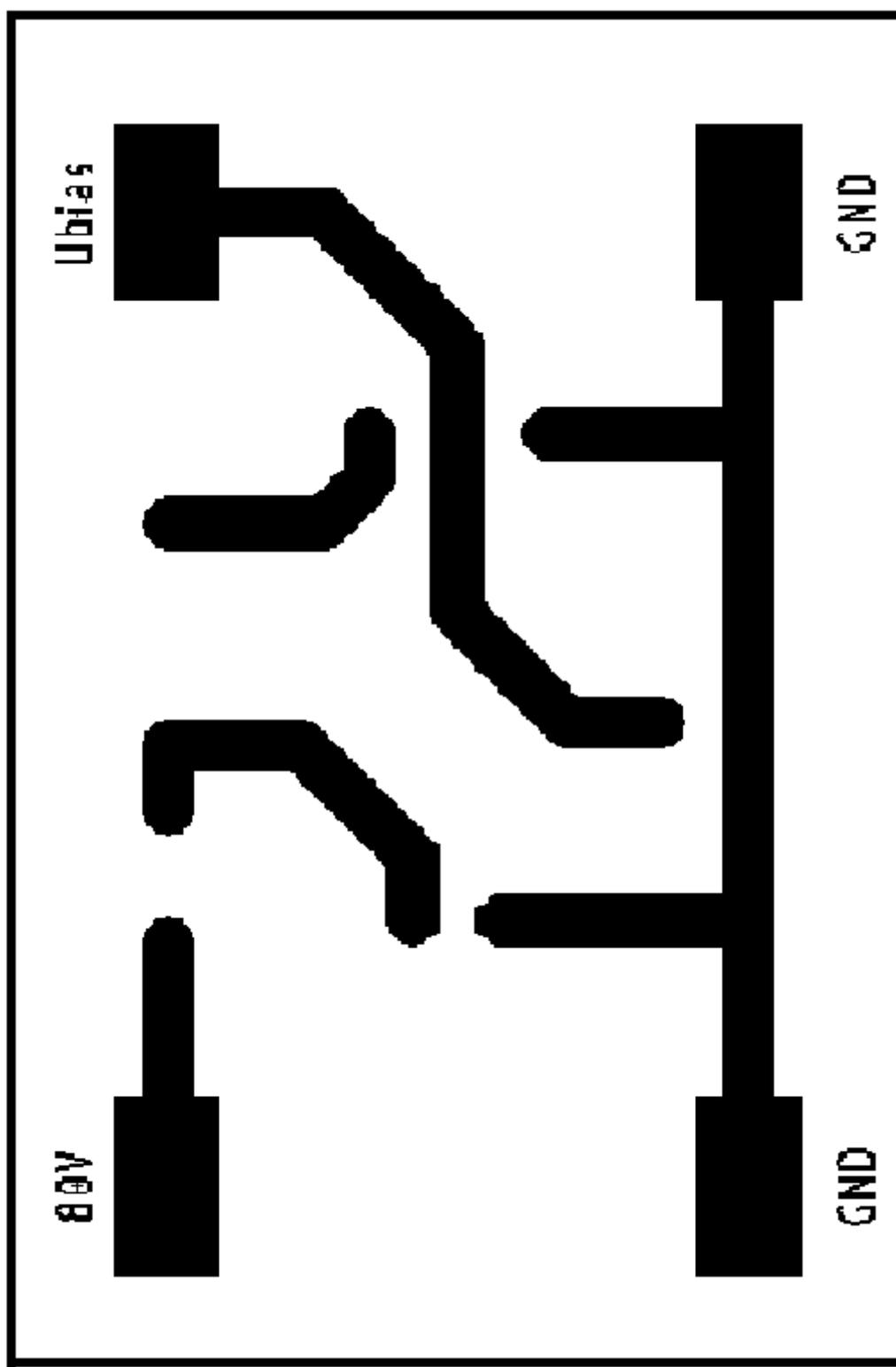


Texte 3: Tension de sortie du bias.

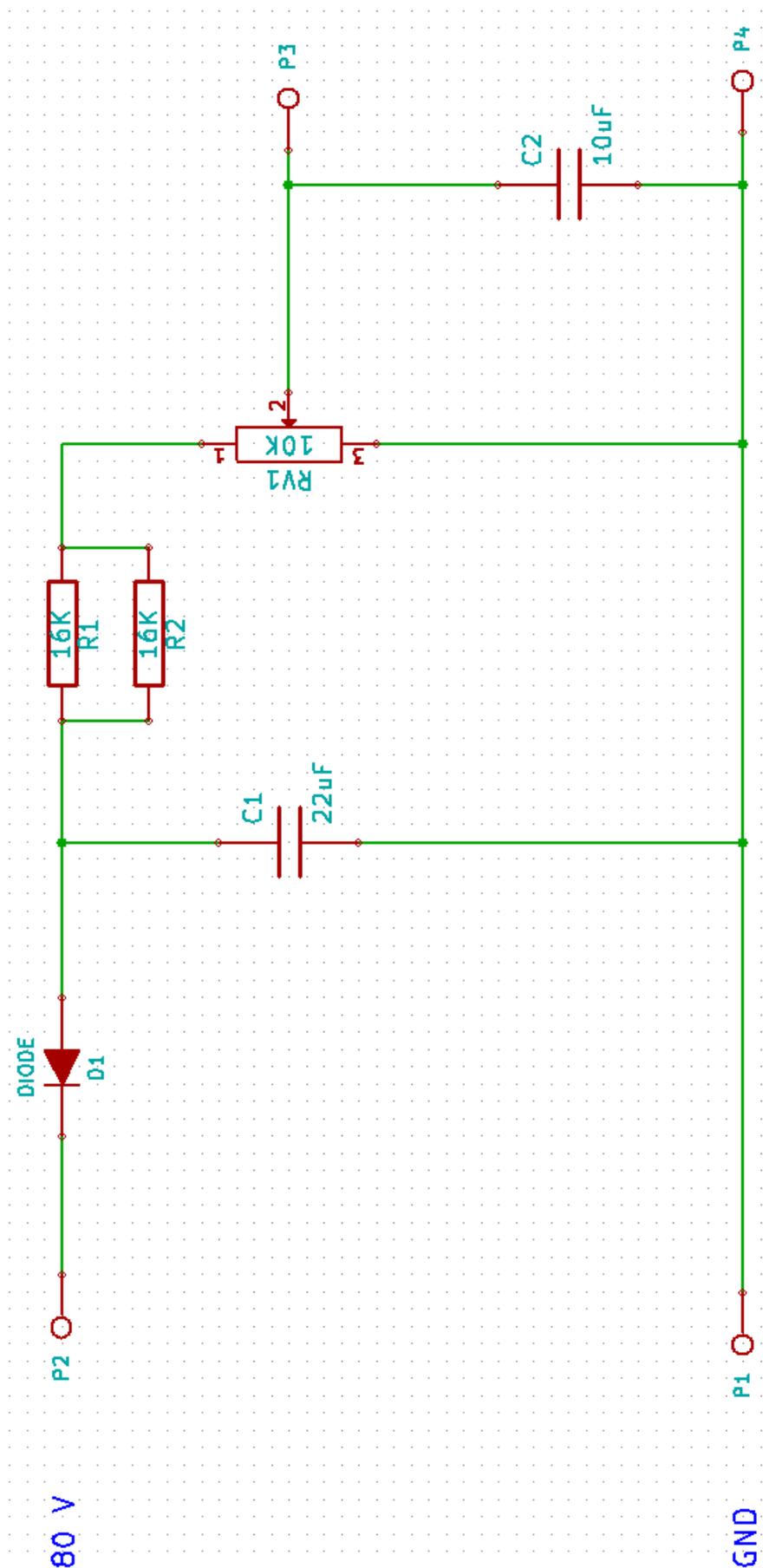


Texte 4: Ondulation de la tension de sortie du bias

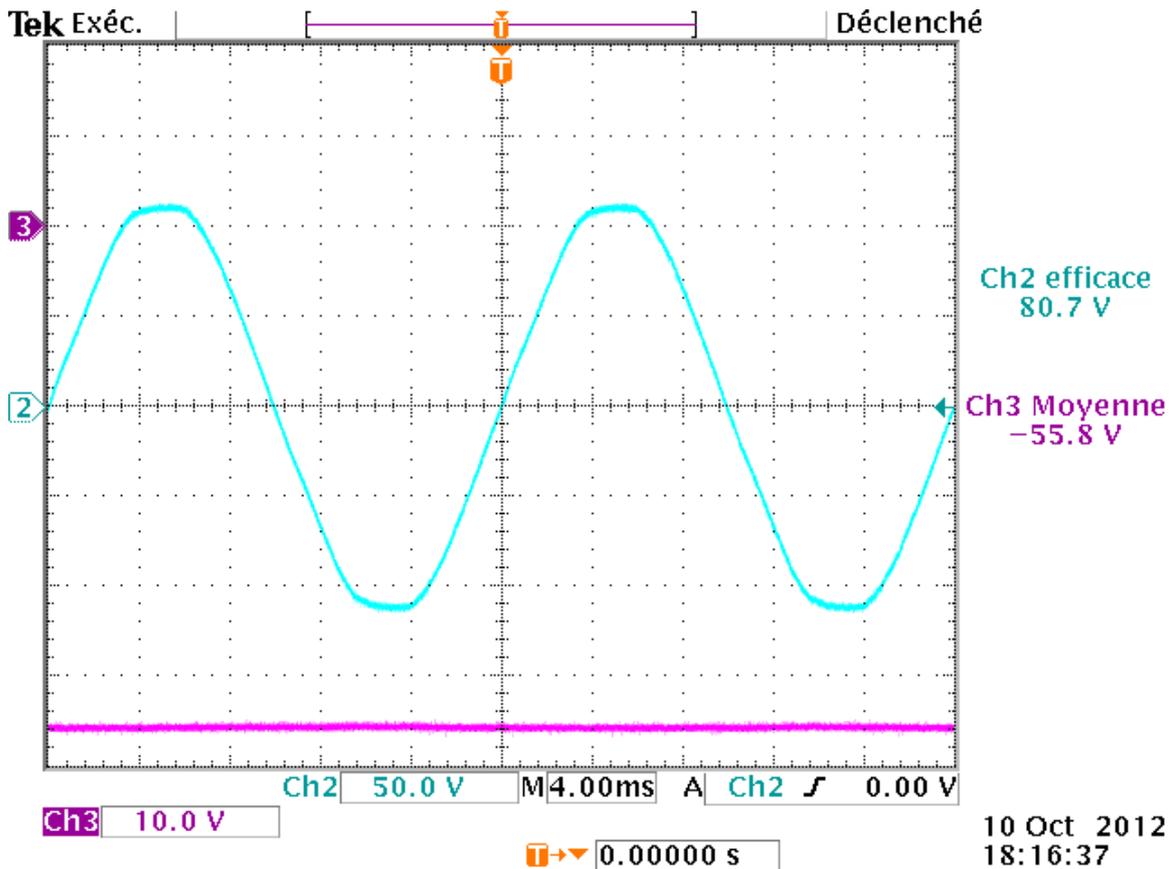
**Annexe 14 : Typon de la carte de Bias.**



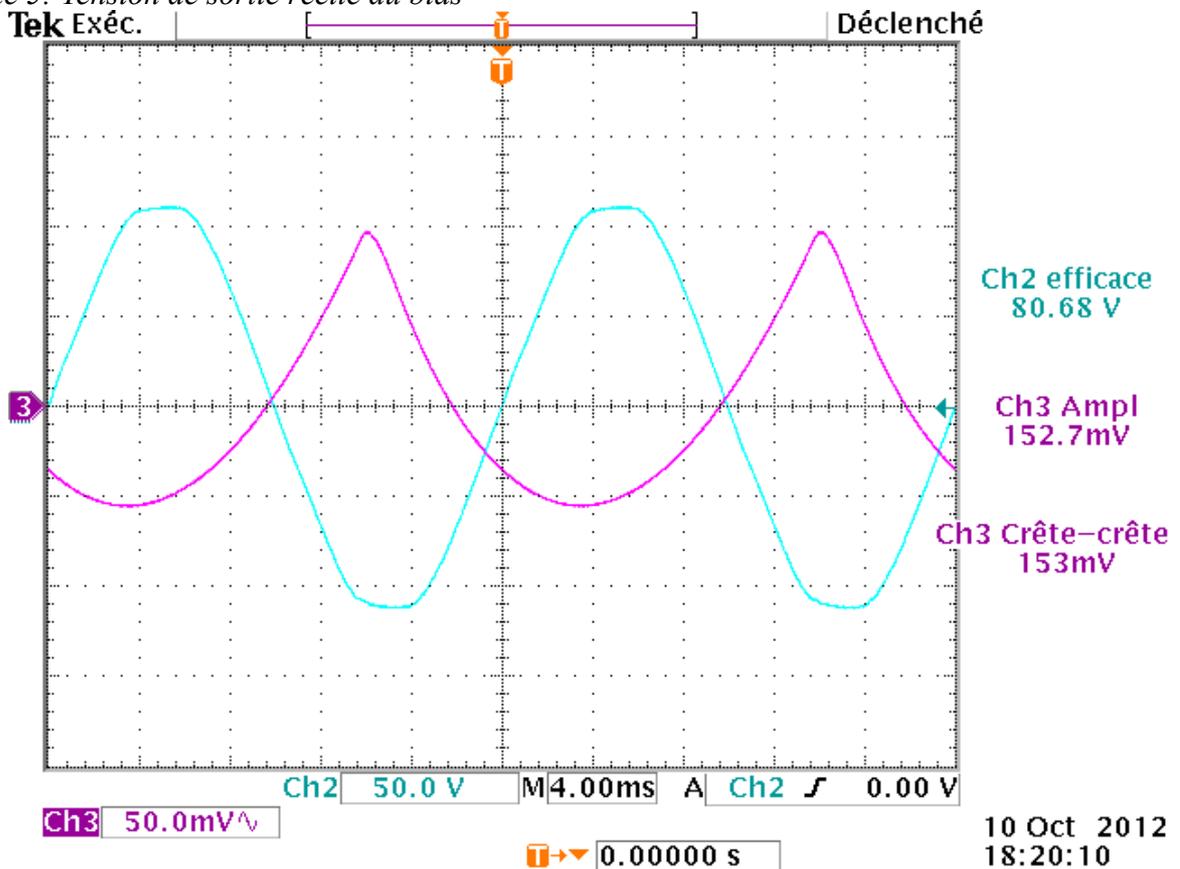
## Annexe 15 : Schéma de la carte de Bias.



## Annexe 16 : Mesures sur la sortie du bias.



Texte 5: Tension de sortie réelle du bias



Texte 6: Ondulation réelle à la sortie du bias.