

# Amplification à lampe, par triode.

Dans toute pré-amplification, il faut garder à l'esprit que chaque composant va jouer un rôle et que la prise de recul est nécessaire pour avoir un ensemble cohérent et de qualité lors de la conception. Il faut donc garder à l'esprit cette approche globale.

En amplification de guitare, les modèles de lampes les plus rencontrés sont les suivants : ECC83/12AX7 alors que les ECC81/12AT7, ECC82/12AU7 et les 12AY7 ne se voient que de temps à autre. Ceci est dû au fait que la ECC83 a des propriétés bien particulières qui vont nous intéresser de près, notamment en ce qui concerne la distorsion (ce qui est un atout majeur dans l'amplification de guitares)

Pour info, les références suivantes décrivent la même lampe (hormis des paramètres de qualité, ou de fabricants) : ECC83/ECC803/CV4004/M8137/12AX7/7025 et 6681. Parfois même des lettres sont ajoutées en fin de référence afin d'indiquer des temps de chauffe, ou bien par pure fantaisie du constructeur. Ce qu'il faut retenir c'est que les caractéristiques techniques de ces lampes sont les mêmes en ce qui concerne la conception d'un circuit.

## 1 - Théorie de base sur les lampes :

Dans une lampe, il y a au minimum 2 électrodes (plaques de métal) enfermées dans une enceinte en verre dans laquelle on a fait le vide. Chacune porte un nom : Cathode et Anode.

### 1.1 - Cathode

- Source d'électrons,
- Charge négative
- Nécessite d'être chauffée en faisant passer un courant dans un filament (d'où le nom lampe) disposé à proximité, (ou, plus rarement directement à travers la cathode). Ce circuit indépendant s'appelle le Heater et possède une entrée et une sortie (+ et -), mais on ne les compte pas comme des "électrodes" car elles sont indépendantes du signal..
- A 777°C un nuage d'électrons entoure la cathode, on appelle cela "l'espace de charge"

### 1.2 - Anode

Récepteur d'électrons

Charge positive

La différence de charge avec la Cathode va permettre d'attirer et d'accélérer des électrons (pour info, une ddp de 100V entre la Cathode & l'Anode permet aux électrons d'atteindre la vitesse de 5900 km/s !)

On appelle :

**I<sub>a</sub>** le courant entre l'Anode et la Cathode

**V<sub>a</sub>** ou **V<sub>ak</sub>** la tension entre l'Anode et la Cathode générée par une alimentation **HT** (haute tension).

### 1.3 - La courbe caractéristique d'anode statique :

Plus **V<sub>a</sub>** augmente, plus **I<sub>a</sub>** va augmenter également. On peut donc tracer une courbe caractéristique liant ces deux grandeurs afin de déterminer comment l'une varie en fonction de l'autre. Cette caractéristique n'est pas linéaire, en cas de faible valeur de **V<sub>a</sub>**, la valeur du courant **I<sub>a</sub>** décroît fortement pour des raisons multiples (écrans magnétiques, accélération non linéaire des électrons, etc...) . D'où "l'arrondi" des courbes en bas de graphiques.

Si l'attraction des électrons est très forte, alors l'anode arrache tous les électrons que la cathode est

capable d'émettre cela s'appelle la saturation.

Comme cette émission dépend de la température, on parle de limite de température d'utilisation de la lampe, en effet, la saturation crée un endommagement de la surface de la cathode, et diminue la durée de "vie" de la lampe.

## 2 - Triodes

On met une 3ème électrode entre l'anode et la cathode : la grille.

Cette dernière permet de contrôler le débit d'électrons, cela fait une 3<sup>o</sup> électrode, d'où le nom "triode"

Si une charge positive est appliquée à la grille, les électrons seront attirés vers cette dernière, mais comme son nom l'indique, elle comporte des trous qui permettent de les laisser passer jusqu'à l'Anode.

Si une charge négative est appliquée à la grille, cela repoussera les électrons qui auront tendance à rester proche de la cathode, dans l'espace de charge, ce qui limitera le courant d'anode. Si la tension de grille est très négative, alors les électrons seront confinés près de la cathode, même si l'anode est à des centaines de volts !

Cette condition est appelée "cut off" ou "grid base".

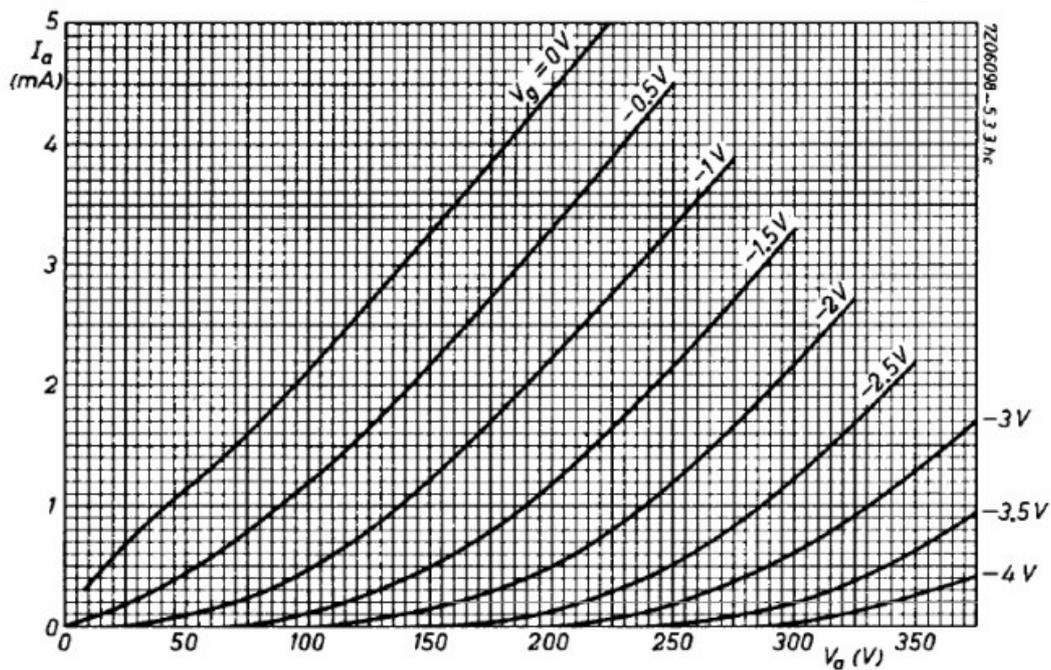
Comme la grille est plus proche de la cathode que l'anode, une petite variation de tension de cette dernière aura un plus grand effet sur le courant d'anode que la même variation sur l'anode. Cette propriété est appelée Mu ( $\mu$ ).

Grâce aux différentes tensions appliquées sur la grille, on va pouvoir faire varier le courant d'anode sur toute une gamme de valeurs.

La caractéristique "statique" d'une triode peut toujours être tracée, mais en fonction de différentes valeurs de tension de grille.

Il y a 3 paramètres, appelés de façon optimiste "constantes" qui définissent une triode :

La résistance d'anode ( $r_a$ ), le facteur d'amplification ( $\mu$ ), et la transconductance ( $g_m$ ).



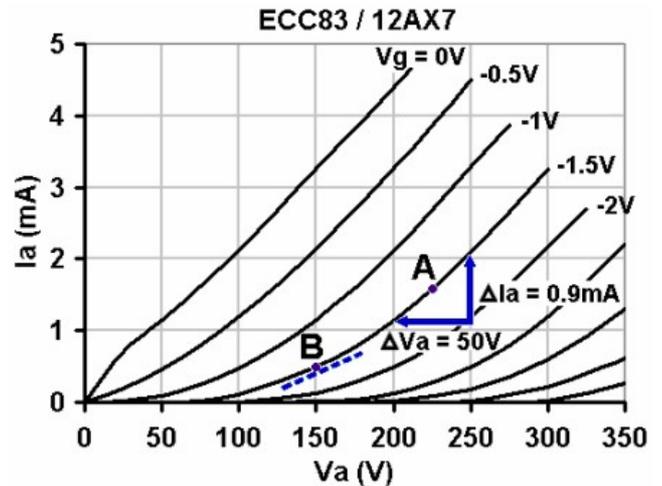
Elles peuvent toutes être déterminées d'après les courbes caractéristiques.

## 2.1 - La résistance d'Anode $r_a$ :

Sur la figure, au point A ( $V_a = 225V$  et  $I_a = 1,6mA$ ) on peut imaginer une résistance équivalente de  $225 / 1,6 mA = 141 k\Omega$ . Cependant au point B ( $V_a = 150V$  et  $I_a = 0,5 mA$ )  $R_{eq} = 300 k\Omega$ . On constate donc que ce composant n'est pas linéaire. On peut donc définir la résistance équivalente en fonction des variations autour du point considéré :

$$R_{eq} = r_a = \Delta V_a / \Delta I_a = 50V / 0,9mA = 55,6 k\Omega$$

Cette pente inverse définit la constante  $r_a$  de la lampe en fonction de son point nominal d'utilisation. Dans le cas du point B on peut faire de même en traçant la tangente, on trouve alors  $r_a = 83k\Omega$ .



## 2.2 - Facteur d'amplification $\mu$ :

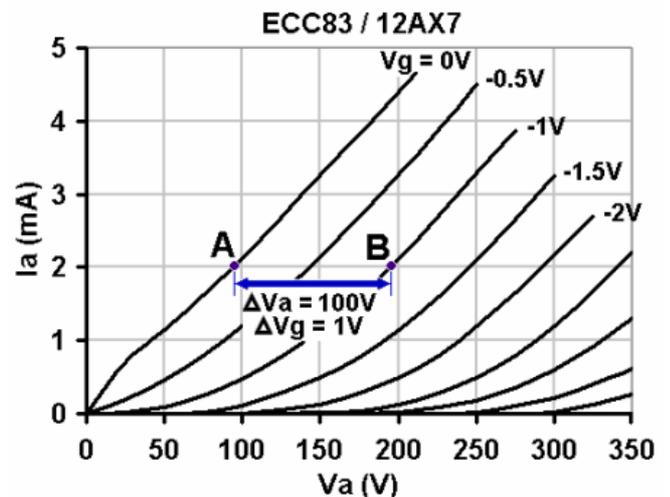
En regardant bien les courbes, on s'aperçoit que le fait d'appliquer une tension de plus en plus négative à la grille, nous déplace vers la droite, et que ces courbes ont plus ou moins la même pente.

On réduit alors le courant d'anode pour une tension d'anode donnée.

Par exemple, en partant du point A ( $V_a = 90V$  et  $I_a = 2mA$ ) avec une tension  $U_g = 0V$  qui diminue jusqu'à  $-1V$ , cela entraîne une variation de  $I_a$  de  $0,4mA$ . On peut alors la faire remonter jusqu'à  $2mA$  en augmentant  $V_a$  à  $190V$ .

On a alors  $\Delta V_a = 100V$  et  $\Delta V_g = 1V$

On appelle facteur d'amplification le rapport  $\mu = \Delta V_a / \Delta V_g$  ( $\mu = 100$  dans notre exemple).



On voit à quel point la variation de tension de la grille va rendre effective la variation de tension d'anode.

On peut constater que  $\mu$  est directement lié à l'écartement horizontal des courbes qui est, à peu de choses près, constant. C'est la raison pour laquelle le facteur  $\mu$  est la plus constante des 3 constantes d'une lampe.

## 2.3 - La transductance $g_m$ :

On a trouvé  $r_a$  avec  $U_g = cte$  et  $\mu$  avec  $I_a = cte$ .

On va trouver  $g_m$  en maintenant  $V_a = cte$ .

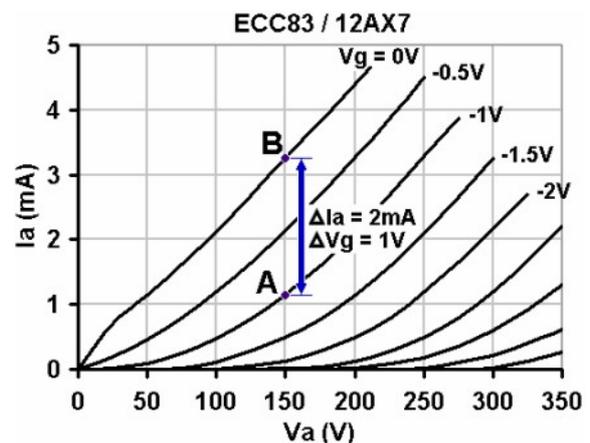
Si  $V_a = 150V$ , une variation de  $V_g$  de  $-1V$  à  $0V$  entraîne un accroissement de  $I_a$  de  $2mA$ .

Ce contrôle opéré par  $V_g$  sur  $I_a$  est appelé la transductance, ou la conductance mutuelle,  $g_m$ .

$$g_m = \Delta I_a / \Delta V_g$$

Dans notre exemple, la transductance est  $g_m = 2mA/V = 2mS$  ( $S \rightarrow$  Siemens tq  $1S = 1A/V$ )

Note : le siemens est l'inverse de la résistance, et



décrit implicitement un comportement passif ce qui n'est pas réellement le cas de la transconductance des lampes, c'est pour cela que  $g_m$  est souvent exprimé en mA/V.

A un point donné de la courbe, on peut relier les 3 constantes par la relation suivante :  $\mu = g_m \times r_a$ .  
Avec le temps,  $r_a$  augmente et  $g_m$  diminue, seule  $\mu$  reste constante.

**Pour résumer :**

$$r_a = \Delta V_a / \Delta I_a$$

$$\mu = \Delta V_a / \Delta V_g$$

$$g_m = \Delta I_a / \Delta V_g$$

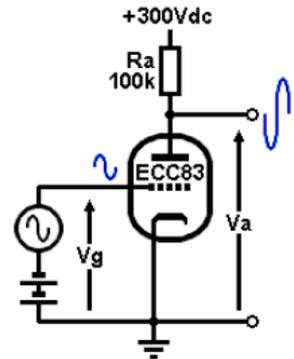
$$\mu = g_m \times r_a$$

### 3 - L'amplification :

Pour amplifier un signal, il faut l'appliquer à la grille et le récupérer en sortie d'anode. Mais on passe d'une variation de tension à une variation de courant. Il faut donc placer une résistance de charge  $R_a$  en sortie d'anode. La variation de tension autour de  $R_a$  sera notre signal de sortie amplifié.

Il existe plusieurs variantes de montages d'amplification à triode, nous allons partir sur l'un des plus courant, à **cathode commune**, dont la configuration est la suivante :

- Une tension constante  $V_g < 0V$  superposée au signal variable à amplifier.
- Une tension constante HT à l'anode qui se superposera au signal variable amplifié.
- Une mise à la masse de la cathode, ce qui fait que cette dernière sera reliée à l'entrée et la sortie.



Pour déterminer le gain de ce type de montage, on peut aborder les choses de 2 façons : graphique ou mathématique.

Commençons par la version graphique.

#### 3.1 – La droite de charge :

Le principe est de tracer une droite sur les courbes des caractéristiques statiques de la lampe afin de déterminer la gamme d'utilisation de la lampe. Pour cela il nous faut 2 points qui correspondent aux conditions aux limites.

Point A : on imagine que la lampe est éteinte d'où  $I_a = 0A$ , et  $U_{Ra} = 0V$  alors toute la HT se trouve appliquée à l'anode. Donc le point A à pour coordonnées ( $V_a = 300V$ ,  $I_a = 0mA$ )

Point B : On suppose la lampe en court circuit (ce qui est impossible). Toute la HT passe à travers  $R_a$ , on applique alors la loi d'Ohm pour trouver le courant :  $I_a = 300V/100k\Omega = 3mA$ .

En considérant la linéarité de la loi d'Ohm, ces 2 points nous suffisent à tracer la droite de charge. Tout croisement de la droite de charge avec les courbes caractéristiques nous indiquent ce que sera  $V_a$  et  $I_a$  pour une valeur de  $V_g$  donnée.

Cette droite de charge est directement dépendante de la valeur de  $R_a$ .

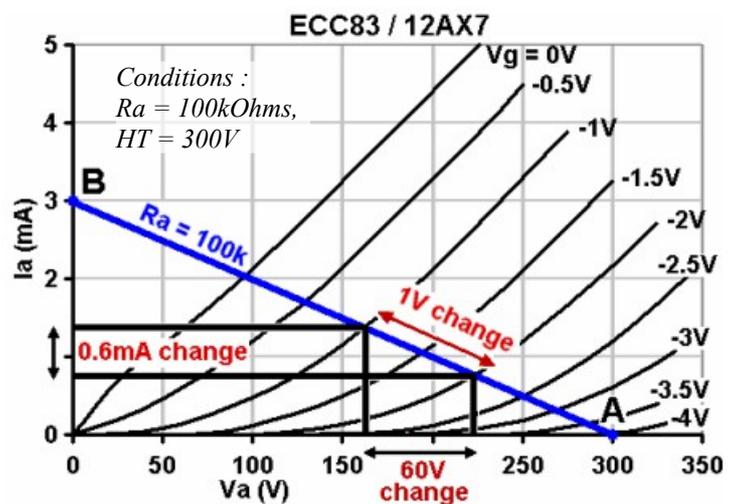
A partir de cette droite, on va pouvoir déterminer le gain en tension du circuit.

Pour  $I_a = 0,8mA$  on lit que  $V_a = 224V$

Avec  $\Delta I_a = 0,6mA$  on a  $\Delta V_a = 60V$  alors que  $\Delta V_g = 1V$

Amplification  $A = \Delta V_a / \Delta V_g = 60$

On observe que ceci est inférieur à la valeur de  $\mu$ . On observe également qu'une variation négative de  $V_g$  entraîne une variation positive de  $V_a$ , le signal de sortie sera donc déphasé de  $180^\circ$  par rapport



au signal d'entrée.

On observe également que la valeur de A n'est pas constante en fonction des différentes valeurs de  $I_a$  et  $V_a$ . En effet les courbes ne sont plus équidistantes pour une valeur de  $I_a$  faible, ou de  $V_a$  trop élevée.

Quelle valeur de gain doit on prendre en considération ? Quelle influence sur la distorsion ?

Cela va dépendre du réglage du BIAS de la lampe.

### 3.2 – Réglage du Bias :

Un signal alternatif varie sous forme de pics positifs et négatifs autour d'une valeur de référence. On représente souvent cette référence comme étant égale à 0V pour un signal sinusoïdal. Mais cette référence est rendue relative par le réglage du Bias, qui va correspondre à la valeur "au repos", sans signal d'entrée, de la tension de grille.

Le Bias correspond donc à  $V_g$  en tension continue, et sera la valeur de référence à laquelle on superposera la tension alternative du signal à amplifier.

En d'autres termes, le Bias est la référence en absence de signal d'entrée.

Cette valeur va déterminer le couple  $V_a$  et  $I_a$  de la lampe au repos.

Si  $V_g = -1V$ , alors  $V_a = 163V$  et  $I_a = 1,4mA$ .

Plus cette  $V_g$  sera stable, plus notre amplification sera fidèle au signal de départ.

En pratique comment fixer la valeur de  $V_g$  à une tension négative stable ?

Il existe plusieurs méthodes.

La plus courante est de placer une résistance  $R_g$  entre la grille et la masse, d'une valeur typique de 1MOhms, qui va permettre de dissiper tout courant de fuite de la grille. A cette résistance on couple une capacité  $C$  afin d'empêcher toute composante continue du signal d'entrée de s'ajouter à  $V_g$ , afin de maintenir la composante continue de la tension  $V_g$  la plus stable possible.

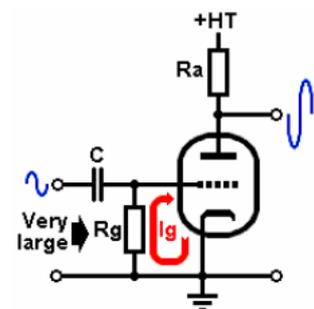
Le couple  $C$ ,  $R_g$  va également jouer le rôle de filtre passe-haut, il faudra donc choisir les valeurs pour permettre aux fréquences audio d'atteindre la grille.

#### Bias Fixe :

De piles au lithium sont parfois utilisées pour fixer  $V_g$ , leur durée de vie est très longue car peu d'intensité passe par la grille.

#### Bias de contact :

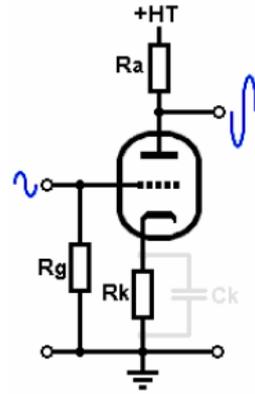
Lorsque la tension de grille n'est pas suffisamment négative, un faible nombre d'électrons vont parvenir à circuler de la cathode à la grille. Ce faible débit permet de fixer une valeur de tension constante à la grille. Ce courant étant inférieur au  $\mu A$ ,  $R_g$  doit être de très forte valeur pour générer une valeur de Bias fixe (loi d'Ohm :  $V_g = R_g \times I_g$ ). Cette méthode est très peu utilisée de nos jours car elle est difficilement prédictible quant à ses résultats et elle est génératrice de bruits excessifs ainsi que de distorsion.



### Bias auto-régulé :

Une autre approche, plutôt que de vouloir  $V_g < 0V$  et fixer  $V_k$  (potentiel de la cathode), consiste, à l'inverse, à considérer  $V_g$  fixe et appliquer une valeur positive à  $V_k$ . La lampe réagissant aux différences de tensions entre la grille et la cathode, ces deux valeurs doivent avoir un rapport relatif entre elles, indépendamment de leurs tensions en valeurs absolues.

L'idée est donc de placer une résistance entre la cathode et la masse,  $R_k$ . Étant donné que dès que la HT est appliquée à l'anode un courant parcourt la lampe, une tension sera présente aux bornes de  $R_k$ . Cette dernière sera déterminée par la HT appliquée aux bornes de  $R_a$ ,  $r_a$  et  $R_k$  grâce à la loi d'Ohm :  $HT = (R_a + r_a + R_k) \times I_a$



### Cette option comporte plusieurs avantages :

1. L'ajustement est auto-géré. Si le courant de référence augmente, la tension de la lampe suivra et empêchera l'augmentation du courant d'anode, et *vice versa*. Le Bias est donc en auto-régulation et s'adaptera aux changements de la HT, de la tolérance des lampes, ou au vieillissement de celle-ci. Il y a également moins de chances pour que la lampe soit endommagée en cas de dégradation du circuit (ce qui est appréciable dans le cas des lampes de puissance).

2.  $R_g$  force la grille au potentiel de 0V, donc aucun condensateur de filtrage n'est nécessaire, à moins de devoir filtrer le signal d'entrée.

3. Une capacité  $C_k$  peut être ajoutée en parallèle afin de contrôler le gain, la réponse en fréquence et la linéarité du circuit. (voir plus loin)

### **3.3 - La ligne de charge de la cathode :**

Lorsque l'on cherche à construire une amplification à lampe, la procédure classique est la suivante :

On choisit la triode

On choisit  $R_a$  en fonction des courbes caractéristiques

On trace la droite de charge

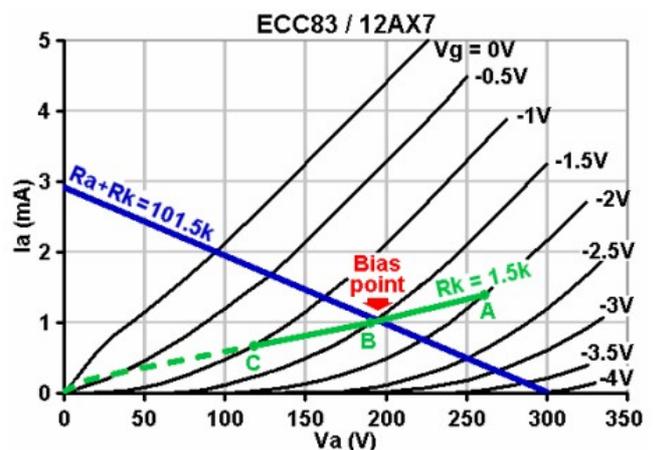
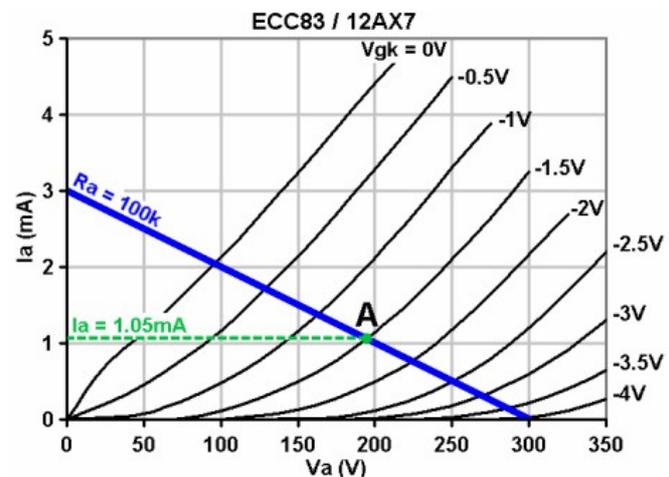
On choisit le point de Bias, et si besoin la valeur de  $R_k$ .

Voyons comment déterminer cette dernière.

Reprenons la ligne de charge (avec  $R_a = 100k$ ) et considérons, non plus  $V_g$  et  $V_k$  séparément, mais la tension relative entre les deux :  $V_{gk}$ . Prenons  $V_{gk} = -1,5V$  (point A), ce qui revient à dire que nous mettons la cathode à  $+1,5V$ . La lecture graphique nous indique qu'alors,  $I_a = 1,05mA$ , d'où :

$$R_k = V_k / I_a = 1,5V / 1,05mA = 1,4 \text{ k}\Omega$$

Cette valeur n'étant pas standard, nous choisirons la valeur de  $1,5 \text{ k}\Omega$ . Mais ce choix n'est qu'une première approximation, car si on ajoute  $R_k$ , alors la droite de charge sera modifiée car  $R_k$  sera en série avec  $r_a$  et  $R_a$  (dans notre exemple  $R_{total} = 101,5 \text{ k}\Omega$ ). Mais cette approximation est convenable car  $R_k \ll R_a$ .



Modifions donc légèrement la ligne de charge, en prenant la valeur de 101,5 kOhms.

La "droite" de charge de la cathode (CB) part de l'origine et coupe la droite de charge au point de Bias. En réalité cette courbe n'est pas tout à fait linéaire, il peut donc être nécessaire de prendre plusieurs points.

Pour  $V_k = 2V$  on a :  $I_a = V_k / R_k = 2V / 1,5 \text{ kOhms} = 1,3 \text{ mA}$  (Point A)

Pour  $V_k = 1,5V$  on a  $I_a = 1,5 / 1,5 \text{ kOhms} = 1,0 \text{ mA}$  (Point B)

Pour  $V_k = 1V$  on a  $I_a = 0,7\text{mA}$  (Point C)

En pratique pour la partie de pré-amplification, si  $R_k \ll R_a$ , alors l'approximation de la linéarité de la droite de charge de la cathode reste parfaitement pertinente. Ceci est plus délicat en ce qui concerne les lampes de puissance, et il devient nécessaire de tracer la courbe.

### 3.4 - La distorsion harmonique :

Le choix du point de Bias va être d'autant plus pertinent qu'il correspondra à un point de milieu des caractéristiques. En effet, s'agissant d'une valeur autours de laquelle le signal va varier, il devient évident de se placer là où la gamme de variation sera la plus grande de part et d'autre de cette valeur. Le centrage du Bias permet donc d'éviter les écrêtages de signal par saturation de la lampe.

Supposons maintenant que le signal entrant sur la grille a une amplitude crête à crête de 4V, avec un Bias réglé à  $V_g = -2V$ .

On aura pour valeurs extrêmes :

$V_g = 0V$  (donc un pique d'entrée à +2V) alors  $I_a = 2\text{mA}$  et  $V_a = 95V$

$V_g = -4V$  alors  $I_a = 0\text{mA}$  et  $V_a = 300V$

On peut remarquer que pour une variation de  $V_g$  symétrique celle de  $V_a$  ne l'est pas en raison de la non équidistance des courbes caractéristiques. Ce phénomène est tracé en bas du graphique sous forme de sinusoïde asymétrique.

Cette modification du signal entraîne l'apparition de nouvelles fréquences dans le signal audio. Ces dernières

sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale d'origine, ce dont donc des harmoniques.

Ce sont principalement ces dernières qui sont à l'origine de la particularité sonore des lampes.

Si conformément à l'exemple, la sinusoïde est étirée vers le bas, alors des harmoniques paires seront majoritairement introduites, elles seront d'amplitude dégressive en fonction de leur rang (l'harmonique de rang 2 sera donc celle de plus forte amplitude).

Si plusieurs lampes sont mise en cascade, alors chacune d'entre elle ajoutera son lot d'harmoniques et « remplira » le son.

On détermine le taux distorsion harmonique par le ratio suivant :

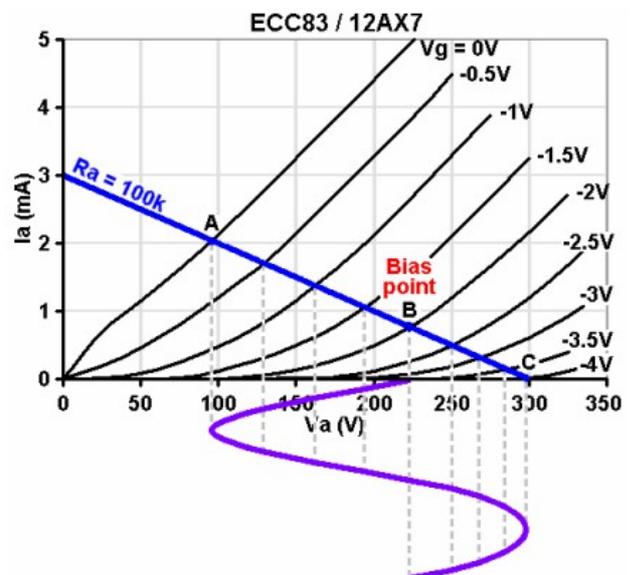
$$H = 100 \times [(AB - BC) / 2.(AB + BC)] = 100 \times [(128 - 77) / 2.(128+77)] = 12 \%$$

Notes :

- Il s'agit du taux de distorsion de l'harmonique de rang 2.

- Le choix de la résistance de charge de l'anode affectera ce paramètre.

- La valeur moyenne de la sinusoïde n'est plus 0V puisque cette dernière n'est plus symétrique (centrée autours de 0V), il apparaît donc une composante continue. Cette composante, sur les transitoires, n'a pas le temps de se réinitialiser lorsque le signal change, cette inertie crée une variation du point moyen de fonctionnement de la lampe et modifie la dynamique, ce qui donne un



*effet de compression. Cet effet serait à l'origine de la « chaleur » des lampes tant recherchée dans l'audio. Mais il faut que ce dernier soit pris en compte et bien géré pour ne pas avoir d'effets néfastes sur la qualité sonore.*

### 3.5 - Distorsion intermodulaire

Lorsqu'une sinusoïde pure est injectée en entrée d'un système non-linéaire, le signal de sortie sera distordu et contiendra des harmoniques. Cependant lorsqu'un signal devient complexe, alors des interactions entre les différentes fréquences produites par la dissymétrie de la lampe vont apparaître. Elles vont parfois se trouver en déphasage avec le signal entrant, ce qui va modifier le signal sortant, on appelle ça la distorsion intermodulaire. (en anglais IMD).

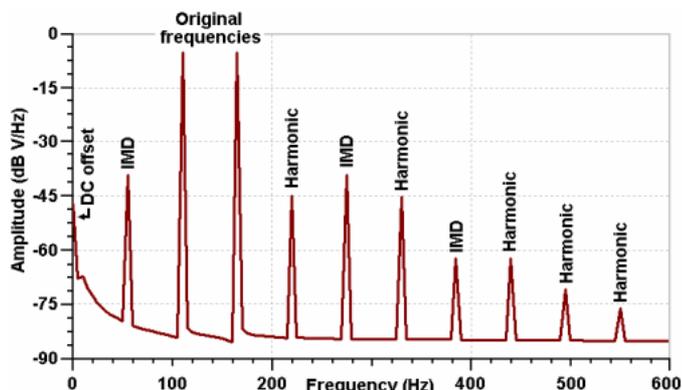
La distorsion modulaire « endommage » le son original, ce qui pose un gros problème en Hi-Fi, mais cela peut être intéressant pour certains usages.

Les règles générales qui régissent les IMD sont les suivantes :

Lorsque l'on somme la distorsion harmonique paire, produite par la triode, au signal entrant, les déphasages vont produire l'apparition d'harmoniques aiguës mais aussi plus graves, ce qui a pour effet d'ajouter des basses artificielles au son.

Dans la figure ci-contre, deux fréquences (110Hz et 165Hz) sont injectées dans une ECC83. Les IMD de plus forte amplitude se trouvent aux fréquences  $110 + 165 = 275\text{Hz}$  et  $165 - 110 = 55\text{Hz}$ .

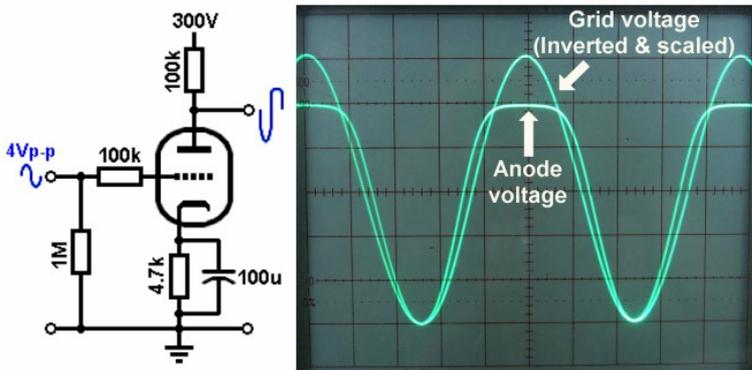
Cela explique pourquoi le son sorti d'une lampe paraît plus « gros ». Ce phénomène est particulièrement intéressant dans le cas des son de distorsion de guitare, souvent jouée en accord de puissance (fondamentale et quinte uniquement) afin de remplir l'espace fréquentiel avec une tonalité bien particulière.



### 3.5 - La saturation

#### A – Saturation par Bias.

L'overdrive va utiliser la lampe au delà de ses limites d'amplification. Pour ce faire, on va pousser la grille à une tension très négative, se rapprocher de la partie basse de la ligne de charge, là où les courbes caractéristiques se superposent, et où le gain devient très faible.



Si on poursuit l'abaissement de  $V_g$  alors la lampe peut atteindre son point limite de fonctionnement, et cessera complètement de conduire. La tension de sortie sera fixe et continue, donc saturée, quelle que soient les variations de la tension de grille.

Sur la courbe, on s'aperçoit qu'avant la saturation, la sinusoïde est « arrondie ». Cela s'explique par le fait que des électrons s'échappent encore par les extrémités de la grille, créant un faible courant, alors que cette dernière vient d'atteindre sa tension critique. Ce phénomène est à l'origine de cette saturation « douce » produite par les lampes, qui reste très difficile à reproduire par l'électronique moderne. (ce qui en fait un dispositif de premier choix pour les guitaristes.)

## B – Saturation par courant de grille

Dans les courbes,  $V_{gk}$  est toujours négatif, car la lampe est difficile à utiliser pour des tensions positives. En effet, les électrons seraient alors détournés par la grille au lieu d'aller jusqu'à l'Anode. Ce détournement d'électrons a pour effet de compenser toute tension positive appliquée à l'anode, comme si l'impédance de la lampe passait de plusieurs mégaOhms à quelques kiloOhms. Cet effet est appelé « limitation du courant de grille ».

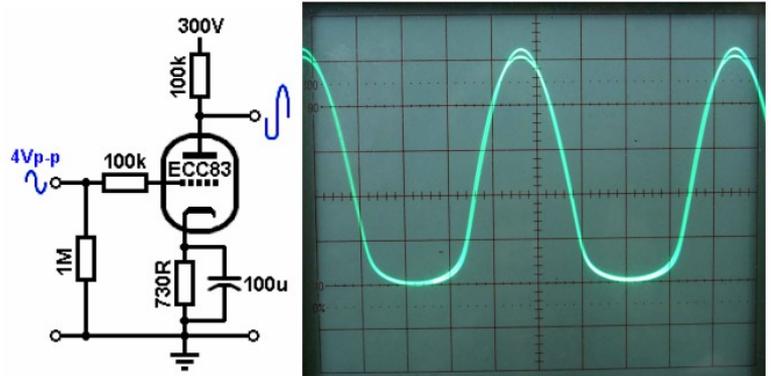
Le signal sera alors saturé sur la partie positive de la tension, mais comme la sortie est inversée, le signal apparaîtra saturé sur sa partie négative.

Il est important de noter que dans ce cas, c'est la tension de grille qui sature, et non la lampe, qui amplifiera de façon tout à fait normale.

Ce phénomène n'apparaît pas instantanément. Un courant commence à apparaître avant que la grille n'atteigne la tension de cathode, vers  $V_{gk} = -1V$  en fonction des lampes. Cela est parfois indiqué comme  $V_{gk}$  « max » sur certaines caractéristiques, et correspond au point où  $I_g$  dépasse  $0,3\mu A$ .

Plus on met une forte résistance en série avec la grille, plus le « saut de voltage » du au courant de grille sera fort, ce qui rendra la saturation plus dure et abrupte.

Sur la figure ci-contre, le signal de sortie n'est pas modifié par rapport au signal d'entrée (même si une inversion et une mise à l'échelle à été faite pour le graphique) Cela montre bien que c'est le courant de grille qui apporte la saturation, mais que la lampe amplifie le signal entrant sans le modifier, car les courbes se superposent presque parfaitement.



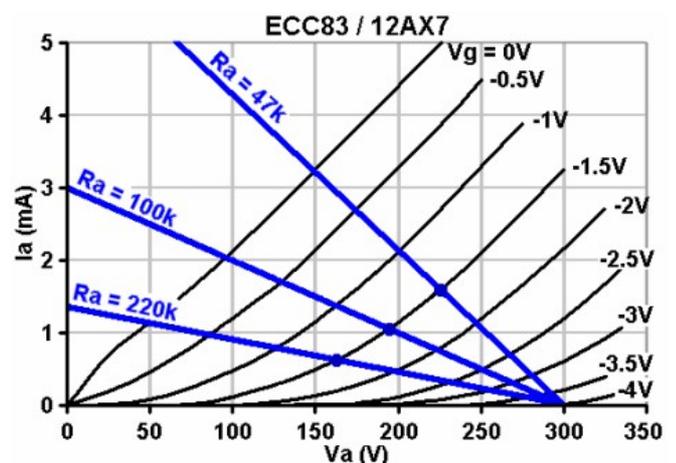
Cette façon de faire « saturer » la lampe lui impose de dissiper plus de chaleur, on l'appelle en anglais le « hot biasing ».

### 3.6 - L'influence de la charge sur la distorsion.

Plus  $R_a$  sera grande, plus on arrivera à une zone imprévisible du comportement de la lampe. Malheureusement, dans les préamplis, on trouve souvent des valeurs de  $R_a$  autour de 500k. Le bias choisi est de  $-1,5V$ , il est représenté par un point sur la courbe. Par ce choix, l'étage d'amplification atteindra le courant de grille limite avant d'arriver à la saturation de bias.

En observant les courbes, on s'aperçoit que plus  $R_a$  est grande, plus l'amplitude de tension de sortie possible est grande.

**Donc, Les grandes résistances de charge réduisent la distorsion harmonique et permettent un gain plus grand.**

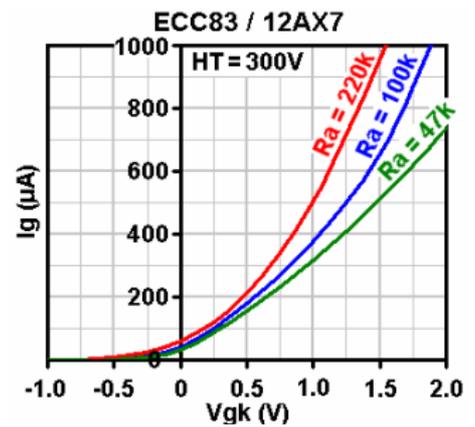


Load resistance	Voltage gain	Maximum output swing	2 <sup>nd</sup> harmonic distortion
47kΩ	43	130Vp-p	7.7%
100kΩ	60	180Vp-p	4.3%
220kΩ	68	205Vp-p	3.7%

Un autre effet est que plus  $R_a$  sera grande, plus la  $V_a$  diminuera au fur et à mesure que  $V_g$  approchera 0V. Donc  $I_g$  sera plus grand lorsque les saturation apparaîtront.

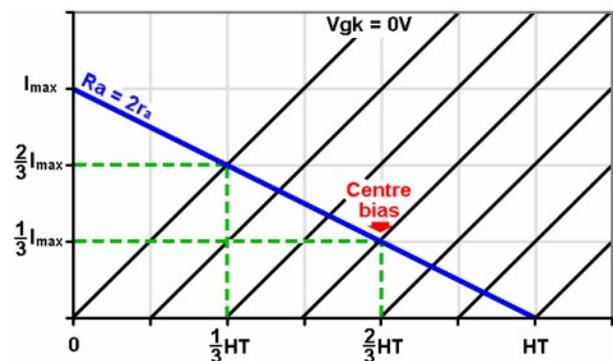
On peut résumer ce phénomène en disant que plus  $R_a$  sera grande, plus  $I_g$  sera grand, ce qui entraînera une saturation par courant de grille plus forte.

En terme de son, cela produira une saturation plus dure et agressive.



### 3.7 - Le ratio en Or

- Lorsque  $R_a = 2 \times r_a$ , le courant de pique d'anode  $I_{a-p} = HT / (R_a + r_a) = 2/3 \times I_{max}$
- Le point de Bias qui donne le plus d'amplitude est alors à la moitié de cette valeur, c'est à dire :  $1/3 \times I_{max}$ .
- alors  $V_a = 2/3 \times HT$
- Gain =  $2/3 \times \mu$



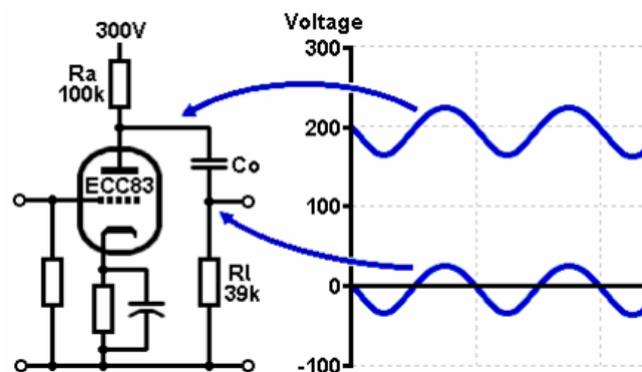
Il s'avère que c'est aussi une condition qui fournit le maximum de puissance à la charge, ce qui est utile principalement en amplification de puissance (plus qu'en préamplification)

Ceci est vrai pour une triode parfaite, or une triode réelle n'est pas linéaire, mais ce choix de fixer  $R_a$  à  $2 \times r_a$  reste une bonne option pour qui ne dispose pas des caractéristique de la lampe employée. Pour cette raison, il est fréquent de trouver sur des montages pour ECC83 ou 12AX7 la valeur « standard » de  $R_a = 100 \text{ kOhms}$ .

### 3.8 – La ligne de charge en courant alternatif

Afin de ne récupérer en sortie que le signal alternatif, on place un condensateur,  $C_o$ , qui bloquera la composante continue. Nous aurons donc un couple RC, qui se comportera également comme filtre passe-haut. Le signal inférieur à la fréquence de coupure de ce filtre sera donc atténuée, par conséquent il faut prendre une valeur suffisamment grande pour  $C_o$ , afin de laisser passer l'intégralité du signal audio.

En ce qui concerne le signal continu (donc la HT) aucune modification n'est à noter. En revanche pour la composante alternative,  $R_1$  va devoir être pris en compte dans le calcul global de la résistance de charge (association de dipôles ohmiques en parallèle).



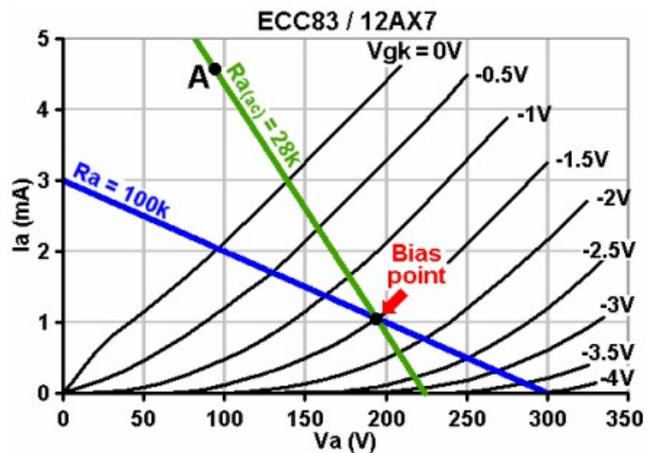
D'où  $R_{ac} = R_a // R_1 = (R_a \times R_1) / (R_a + R_1) = (100k \times 39k) / (100k + 39k) = 28k$ .

De plus le signal aux bornes de  $R_1$  n'aura plus de composante continue, il sera donc centré sur 0V.

Sur les caractéristiques, nous pouvons maintenant tracer 2 droites de charge : Une pour  $R_a$ , en courant continu, et une pour  $R_a(ac)$  en courant alternatif.

Ces deux droites de charge passeront par le même point de bias, puisque ce dernier sera fixé par  $V_{gk}$ . (Ex : Bias = -1,5V)

A l'aide de la loi d'Ohm, appliquée avec  $R_a(ac) = 28k$  on obtient le 2eme point :  
 $100V / 28k = 3,6 \text{ mA}$



Cette droite de charge ne sera utile que lorsque l'on amplifiera un signal dans des conditions d'utilisation variables, ou dynamiques. Elle est parfois appelée droite de charge de travail.

On voit que la droite de charge de travail fait « une rotation » autour du point de bias. La pente de la droite passe de «  $-1/R_a$  » à «  $-1/(R_a/R_1)$  ».

Cette variation va apporter plusieurs changements :

La dé-symétrisation des espaces entre les courbes a pour effet directe d'augmenter les distorsions harmoniques, et de réduire le gain.

Load line	Voltage gain	Maximum output swing	2 <sup>nd</sup> harmonic distortion	Centre bias point
DC (100kΩ)	60	180Vp-p	4.3%	-2V
AC (28kΩ)	30	90Vp-p	11%	-1.5V

Dans ce cas précis le gain est réduit de moitié en raison de la faible valeur de  $R_1$ .

En pratique, la valeur de  $R_1$  est bien plus grande afin de réduire la rotation de la droite de charge autour du point de Bias.

Note : On peut se demander comment la valeur crête du courant de la charge alternative peut être supérieur à celui fournit par  $R_a$ . La source d'énergie additionnelle provient de la décharge du condensateur  $C_o$ .

### 3.9 - Condensateur de Cathode

Après ces explications sur le fonctionnement de l'amplification, faisons un petit retour sur le circuit de Bias de la cathode.

Lorsque  $V_g$  augmente,  $I_a$  augmente également, ce qui permet d'obtenir une plus grande amplitude pour  $V_a$ , et donc amplifie le signal.

Mais  $I_a$  passe aussi par  $R_k$ . Donc les variations de  $I_a$  se retrouvent aux bornes de  $R_k$ .

$V_k$  quant à elle suit les variations de  $I_g$ .

Donc la différence de potentiel entre  $V_g$  et  $V_k$  sera inférieure au signal appliqué à la grille, or c'est cette différence qui est amplifiée.

Donc en ajoutant  $R_k$ , on diminue l'amplitude du signal à amplifier, et le résultat sera inférieur à ce qu'indique la droite de charge.

Cet effet est appelé « courant de retour de cathode » ou encore Dégénération cathodique.

En plus de réduire le gain, cet effet réduit les distorsions et augmente la réserve disponible.

Pour contrôler ces effets, qui parfois peuvent être souhaités, il faut une réserve de courant « tampon » que l'on réalise en mettant un condensateur  $C_k$ , en parallèle avec  $R_k$ . Cette capacité va compenser les variations de courant, et stabiliser ainsi le Bias.

Une autre approche des choses amène à considérer cette capacité comme un découplage de la liaison cathode-masse pour tout signal alternatif. On notera au passage que la valeur de Bias étant en courant continu, elle reste inchangée.

Cependant un condensateur en parallèle d'une résistance va générer un filtre passe haut. Il va donc falloir choisir sa valeur pour préserver le signal audio. Si la valeur est assez grande, tout le signal audio sera amplifié de la même façon, on parlera de configuration « fully bypassed », si en revanche, la valeur de ce condensateur est trop faible, alors les basses fréquences auront un gain minimisé par rapport aux hautes fréquences, on parlera alors de configuration « partially bypassed ». En l'absence de ce condensateur, le gain sera minimal, on parlera alors d'une configuration de cathode « unbypassed ».

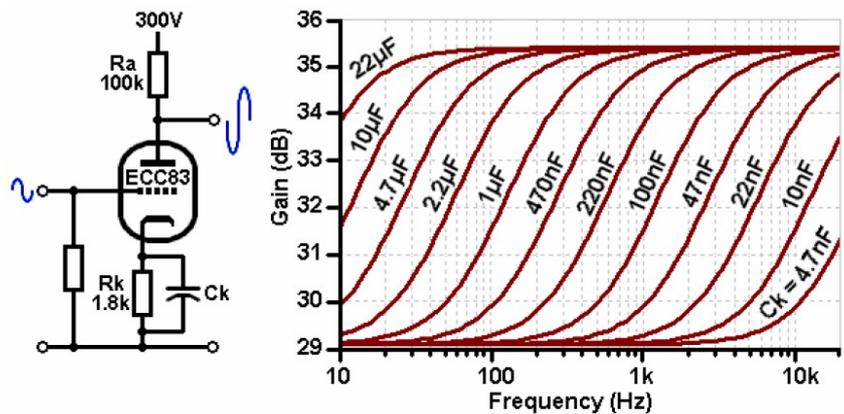
Cette possibilité de contrôle de gain entre les hautes et les basses fréquences est une conséquence très utile pour le choix du bias de cathode.

La relation suivante permet de déterminer la valeur de la fréquence à laquelle le gain sera « boosté » :

$$f_{lo} = \frac{1}{2\pi \cdot R_k \cdot C_k}$$

L'accentuation du signal aura un ratio de 20dB/décade (6dB/Octave) jusqu'à ce qu'il atteigne le gain maximum lié à la droite de charge. La courbe représente la variation de la réponse en fréquence pour une ECC83.

La fréquence de coupure dépend également de la valeur de  $R_k$ . Plus  $R_k$  sera forte, plus la courbe descendra en fréquence, mais cela influencera également le bias, donc le gain de l'amplification. Pour d'autres lampes, les valeurs à choisir de  $R_k$  et  $C_k$  seront fonction des caractéristiques internes de résistance d'anode et de cathode, mais l'allure de la courbe sera identique.



#### 4.0 – Circuits équivalents.

La méthode graphique est très instructive et peut conduire à l'anticipation des affectation d'un composant à l'ensemble du circuit, notamment par les variations de droites de charge.

Cependant il peut être utile d'avoir des équations d'ordre générales. On peut obtenir ces dernières en appliquant les méthodes des circuits équivalents de Norton et Thévenin moyennant quelques approximations.

Seul le signal alternatif est pris en compte.

Dans ces modélisations, la lampe peut être considérée comme un générateur linéaire :

de tension (Thévenin) dont  $U = -\mu \times V_{gk}$

de courant (Norton) dont  $I = -g_m \times V_{gk}$

Les 2 modèles amènent au même résultat.

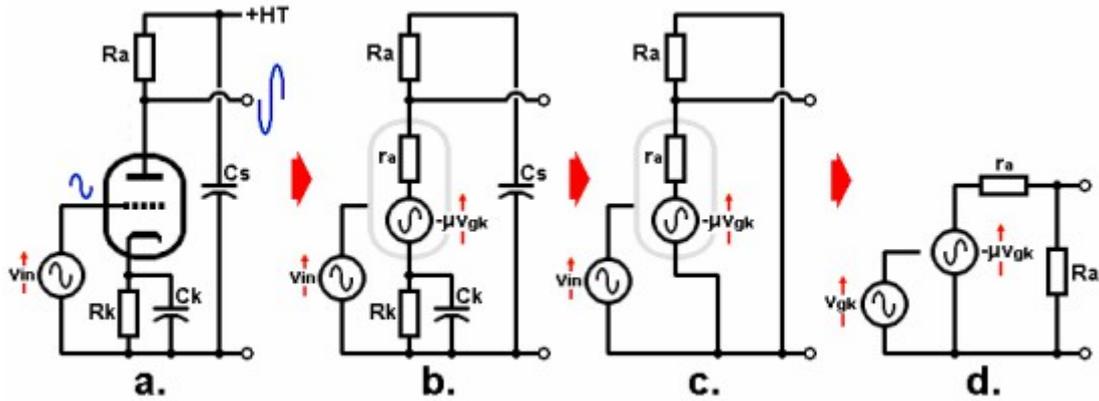


Fig. 1.27: Fully bypassed gain stage broken down into its Thévenin equivalent.

$$v_{out} = -\mu v_{gk} \frac{R_a}{R_a + r_a} \quad \text{Ce qui équivaut à} \quad v_{out} = -\mu v_{in} \frac{R_a}{R_a + r_a}$$

On peut donc arriver à l'expression du gain :

$$A_{(bypassed)} = -\mu \frac{R_a}{R_a + r_a}$$

Dans ce modèle il ne faut pas oublier les restrictions suivantes :

Les fréquences étaient considérées assez hautes pour remplacer les condensateurs par des fils, mais à de plus basses fréquences, il faudra les prendre en compte dans le modèle.

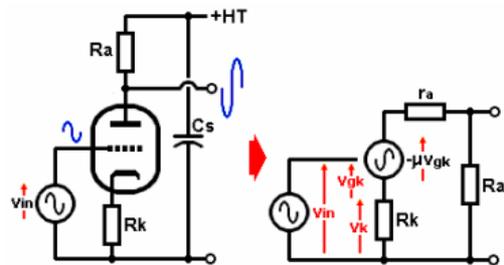
De plus la linéarité de la lampe n'est valable que pour de faibles signaux.

Si aucun condensateur n'est mis en parallèle de Rk, ou bien si la fréquence est suffisamment basse pour le considérer comme un interrupteur ouvert, alors Rk produira un courant de retour et réduira le gain.

Dans ce cas, nous aurons besoin d'un nouveau modèle équivalent :

D'après la loi d'Ohm, le courant circulant dans le circuit sera alors égale à :

$$i = \frac{v}{R} = \frac{-\mu v_{gk}}{R_a + r_a + Rk}$$



Mais dans ce cas, l'équivalence entre Vin et Vgk n'est plus possible. Il faut considérer l'atténuation due au courant de retour :

$$v_{gk} = v_{in} - v_k = v_{in} + iRk$$

On obtient alors :

$i = \frac{-\mu v_{in}}{R_a + r_a + Rk + \mu Rk}$  On peut remarquer que le courant de retour cathodique peut être considéré sous un aspect résistif qui ajoute alors  $\mu Rk$  à la sortie du circuit. En multipliant cette intensité par Ra, nous obtenons la tension de sortie. Il reste à diviser par Vin pour obtenir le gain du circuit :

$$A_{(unbypassed)} = -\mu \frac{R_a}{R_a + r_a + Rk(\mu + 1)}$$

Pour concevoir des circuits amplificateurs à

lampe, il n'est pas toujours nécessaire de rentrer dans un tel degré de calcul et de modélisation.

Certaines approximations permettent de simplifier les formules, et rien ne remplace l'expérimentation, mais les circuits équivalents restent un modèle puissant.

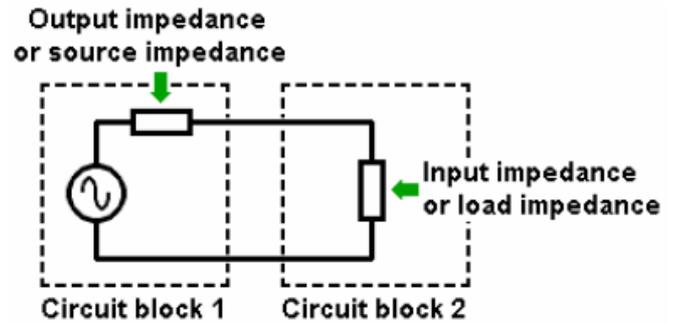
## 5.0 - Impédances d'entrée et de sortie

Dès lors qu'un circuit est couplé à un autre, une interaction va s'en suivre. L'impédance est une grandeur physique qui décrit l'inertie d'un milieu à réagir à un signal, lorsqu'il y a variation d'impédance, il y a variation des propriétés de propagation du signal.

Le couplage d'impédance d'entrée et de sortie est donc un soucis permanent lorsque l'on « interconnecte » des appareils électriques.

Lorsque l'on couple deux appareils, on peut considérer que l'un est une impédance de charge, et l'autre possède une impédance de sortie. L'effet sera identique à un diviseur de tension. Il est donc important que ces impédances soient en correspondances, c'est à dire que le circuit d'alimentation de la charge soit conçu pour « voir » en sortie l'impédance de cette charge, pour une transfert optimal de puissance, et amoindrir les perturbations.

L'impédance se note  $Z$ , et s'exprime en Ohms.



Dans un préampli, la grandeur principale est la tension, et pour avoir un transfert maximum, l'impédance d'entrée doit être la plus élevée possible (en accord avec l'impédance de sortie). A ce stade, nous voyons que l'impédance de sortie de la lampe  $r_a$  forme un diviseur de tension avec la résistance de charge  $R_a$ , donc plus  $R_a$  sera petite, plus la tension transférée sera faible. D'une manière générale, on considère tout l'étage de gain comme un « bloc » dont il est nécessaire de définir les impédances d'entrée et de sortie avant de connecter quoi que ce soit.

## 5.1 - Impédance de Sortie d'une amplification à Triode

Le circuit équivalent de Thévenin d'un amplificateur en « bypass » va nous permettre de déterminer l'impédance de sortie.

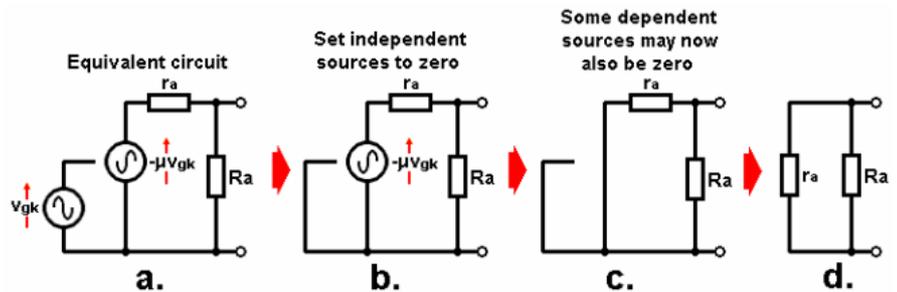
On définit  $Z_{source} = 0$  Ohms.

Dans ce cas, la seule source est  $V_{gk}$ .

Si on règle le gain pour produire une

tension de sortie nulle, nous obtenons un « court circuit » (schéma b), et comme il n'y a rien à amplifier, cela nous amène au schéma c puis d.

Dans ce cas, l'impédance équivaut à  $r_a$  en parallèle avec  $R_a$ .



Une façon de considérer l'impédance de sortie est d'imaginer que l'on applique une tension de 1V à la sortie du circuit, et de s'interroger sur la valeur du courant parcourant  $Z_{sortie}$ . ( $Z_o$  pour  $Z$  output) Sachant que :

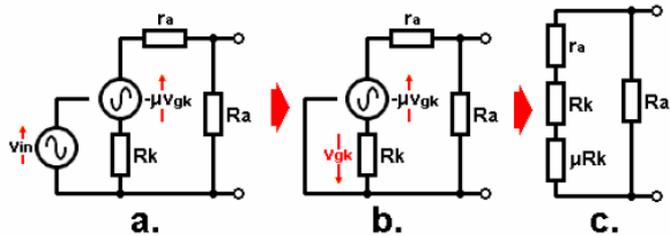
$$Z_{o(\text{bypassed})} = \frac{R_a \times r_a}{R_a + r_a}$$

Prenons par exemple des valeurs de ECC83/12AX7 avec  $R_a = 100\text{kOhms}$  et  $r_a = 65\text{kOhms}$ , on obtient  $Z_o = 39\text{kOms}$ .

Donc si l'on connecte un circuit ayant  $39\text{kOms}$  d'impédance d'entrée, alors le ratio du diviseur de tension sera de 1 : 1. La conséquence sera que la moitié de la tension disponible sera « perdue » dans l'impédance de sortie, en d'autres termes, le gain total se verra divisé par 2.

Cela peut être directement lu sur la caractéristique grâce à la droite de charge.

Lorsque l'étage de gain est actif, le résultat est quelque peu différent. La tension d'entrée ne peut plus être considérée nulle, elle sera égale à celle qui parcourt  $R_k$ . Cette dernière aura pour effet « d'ajouter » une autre résistance au circuit qui sera  $\mu$  fois plus grande que  $R_k$  (schéma c). Il apparaît alors que l'impédance de sortie est  $R_a$  en parallèle avec  $(r_a + R_k + \mu R_k)$



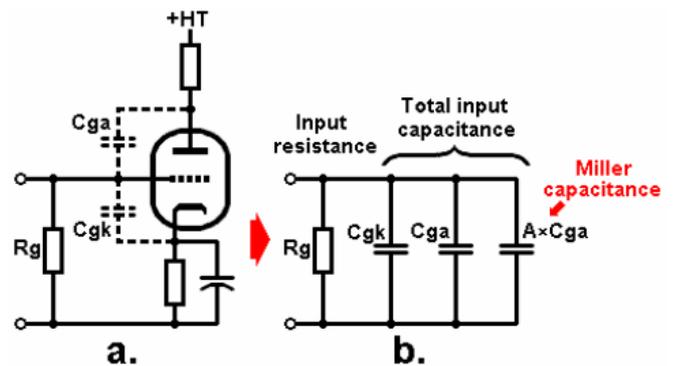
$$Z_{o(\text{unbypassed})} = \frac{R_a (r_a + R_k(\mu + 1))}{R_a + r_a + R_k(\mu + 1)}$$

Pour résumer, une résistance de cathode  $R_k$  augmente l'impédance de sortie. Mais il faudrait également considérer les capacités des condensateurs dans le calcul de l'impédance, mais leur influence ici est négligeable.

## 5.2 – Impédance d'entrée d'une amplification à Triode.

Lorsque le bias est suffisamment négatif pour que le courant de grille ne circule pas, alors la résistance d'entrée de la grille est quasiment infinie, le circuit est « ouvert ». Cependant une résistance de fuite est toujours nécessaire, et elle définit la résistance de l'étage d'entrée comme un tout. Habituellement on trouve une valeur de  $1\text{M}\Omega$  ce qui est suffisamment grand pour ne pas provoquer d'atténuation avec les impédance de source les plus communes.

La capacitance d'entrée d'une triode est une autre histoire, elle ne peut être négligée. Entre chaque électrode, dans la lampe, apparaît une capacitance inter-électrode. Les deux plus importantes se situent entre la grille et l'anode ( $C_{ga}$ ) et entre la grille et la cathode ( $C_{gk}$ ).



Un courant d'entrée va apparaître entre ces composantes de la triode comme si de réels composants étaient connectés au circuit entre la grille et la masse. Ceci est représenté sur la figure b.

Cependant,  $V_a$  est une version amplifiée de  $V_g$ , la tension aux bornes de  $C_{ga}$  sera plus importante que si  $V_a$  était conservée constante, donc le courant résultant sera également plus important. Par exemple, si le gain est de 60, et que l'on fait entrer un signal d'amplitude 1V, alors  $V_a = 60\text{V}$  donc la tension totale aux bornes de  $C_{ga}$  sera de 61V.

Dès lors que l'entrée est concernée, tout se comporte comme si nous avions une charge capacitive additionnelle 60 fois plus importante que  $C_{ga}$ . Cette multiplication de la capacitance d'entrée s'appelle l'effet Miller, et ce condensateur « virtuel » s'appelle la capacitance de Miller

La capacitance aux bornes d'entrée se définit par (avec  $A$  : le gain en tension) :

$$C_{in} = C_{gk} + C_{ga} (A + 1)$$

*Note : certaines caractéristiques ne donnent pas  $C_{gk}$ , mais la capacité de « grid to all except anode » qui est équivalente.*

Prenons l'exemple de la ECC83. Sur les données on peut trouver  $1,6\text{pF}$  pour  $C_{ga}$  et  $C_{gk}$ . Avec un gain en tension de 60 (au signe moins près) on obtient :

$$C_{in} = 1,6 + 1,6 \times (60 + 1) = 99,2 \text{ pF}$$

Il est d'usage de majorer cette valeur car des capacités additionnelles apparaissent dans la réalité physique du circuit (particulièrement avec le support de lampe).  
On peut donc arrondir la valeur précédente à 100pF.

Cette capacité d'entrée, rappelons le, crée un filtre passe bas et permet d'exclure les hautes fréquences provenant de la source.

## 6.0 – Le domaines sécurisés d'utilisation des lampes

Chaque lampe possède des limites en rapport aux tensions d'application, courants admissibles, dissipation thermique, etc... qui doivent être prises en compte lors de la conception du circuit. En plaçant ces limites sur les courbes caractéristiques, on peut voir clairement le domaine d'utilisation sécurisé de la lampe. En anglais on nomme cette zone, « Safe Operating Area » ou encore SOA.

### Limites :

**1 - Tension d'anode max  $V_{a0}$**  avant dégradation de la lampe (pour l'ECC83 :  $V_{a0} = 550V$ )

Zone en noire sur le graphique

**2 – Tension d'anode max  $V_{a(max)}$  nominale** (pour l'ECC83  $V_{a(max)} = 350V$ )

Le point de Bias ne peut être à droite de cette valeur. Il s'agit d'une valeur efficace, donc la valeur instantanée de  $V_a$  peut être supérieur, tant qu'elle reste en dessous de  $V_{a0}$ .

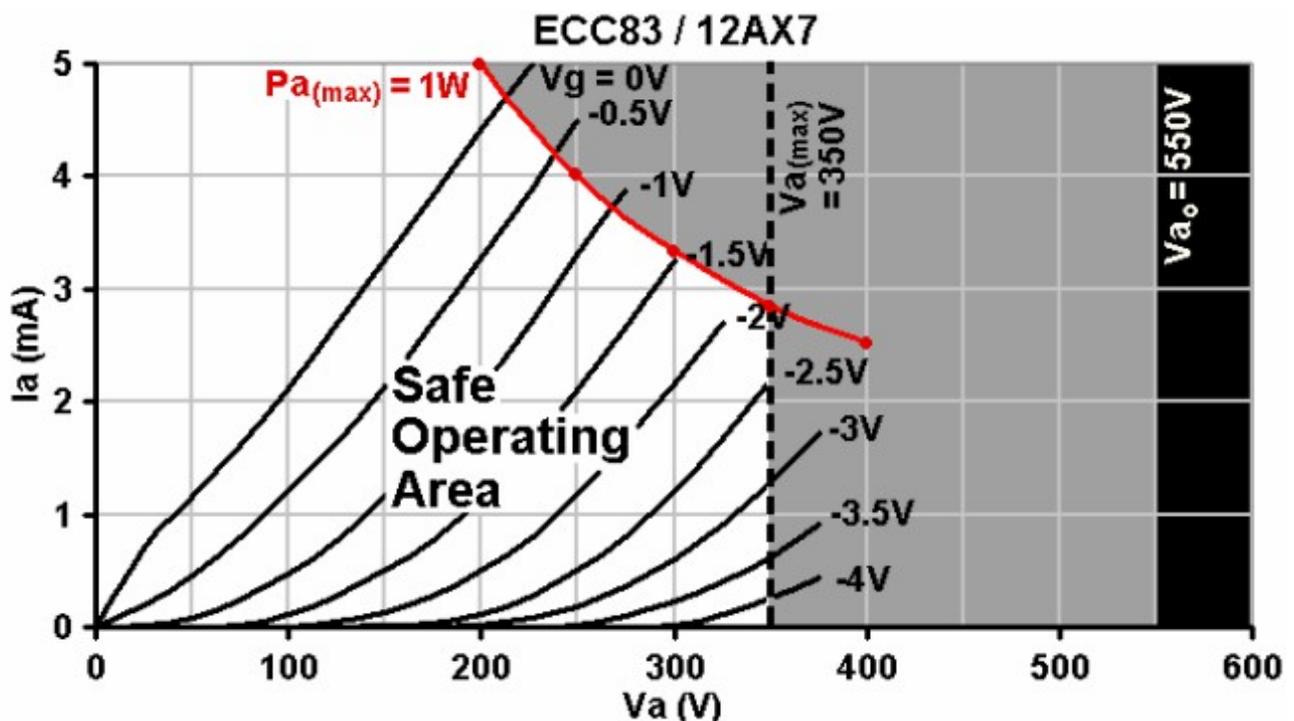
Zone en gris sur le graphique.

**3 – Puissance maximum de dissipation  $P_{a(max)}$**

L'anode à une température de chauffe limite au delà de laquelle une déformation peut apparaître, et donc une modification des distances entre les électrodes. (pour l'ECC83  $P_{a(max)} = 1W$ ).

Pour faire apparaître cette donnée sur le graphique, on utilise la formule de la puissance :  $P = U \times I$ .  
Ou encore  $I = P / U$  (exemples :  $1W / 400V = 2,5mA$  |  $1W / 350V = 2,9mA$  | etc...)

Trait rouge sur le graphique.



Cette zone d'utilisation de la lampe concerne principalement les lampes de puissances qui sont beaucoup plus souvent poussées dans leurs limites que celles dédiées à la pré-amplification.

Il existe d'autres limites qui ne peuvent apparaître sur ce graphique, comme la tension max entre le filament et la Cathode ( $V_{hk} \rightarrow \text{Heater} - \text{Cathode}$ ). Si cette tension est trop forte, on observe un courant de fuite entre les deux. Cela aura un effet de crépitement sur le son. Cette limite est plus de « confort » que de « sécurité », elle garantit un traitement optimal du son. Lors du vieillissement du tube, ces crépitements peuvent apparaître, c'est un signal de changement. La limite recommandée est de l'ordre de +/- 90V. (même si on trouve la valeur optimiste de 180V pour l'ECC83)

Dans la plus part des circuits la Cathode et le filament sont à des tensions basses, mais dans certains montages (Cathode follower, ou Cascode the Cathode)  $V_k$  peut être assez élevée. Dans ce genre de cas, il est conseillé de monter la tension du filament à une valeur proche de celle de la cathode.

L'intuition nous dit qu'il faut aussi être vigilant sur la différence de potentiel entre la grille et la cathode pour éviter l'arc électrique. Cette limite n'est jamais spécifiée sur les caractéristiques, mais on peut considérer que cette ddp ne doit pas excéder la centaine de volts.

Il existe également des limites de résistance pour le courant de fuite entre la grille et la cathode ( $R_{gk_{(max)}}$ ). Durant l'utilisation de la lampe, la grille chauffe, elle émet donc ses propres électrons qui créent un faible « contre courant de grille ». Si ce dernier est trop grand, alors une tension positive peut apparaître sur la grille, et ainsi changer la valeur de Bias.

Un circuit à Bias cathodique est plus résistant à cet effet qu'un circuit à Bias. En effet toute augmentation de courant d'Anode va engendrer une augmentation de la tension dans la résistance de Bias.

Les feuilles de caractéristiques donne en général deux valeurs pour la fuite de grille, une pour le Bias cathodique, et une pour le Bias fixe.

Pour l'ECC83, la valeur max est souvent de 2MOhms pour le Bias Cathodique cette valeur peut monter jusqu'à 10MOhms si le courant d'anode est inférieur à 1mA.

Beaucoup de feuilles caractéristiques présentent également la résistance maximum acceptable entre la Cathode et le filament (heater). Plus cette dernière est importante, plus le bruit de tension qui apparaîtra à ses bornes sera fort en raison du courant de fuite.

Pour l'ECC83  $R_{hk}$  est donnée à 150kOms. Cette valeur est indicative, et ne constitue pas une limite tant que  $V_{hk_{(max)}}$  n'est pas dépassée.

Source :

[http://www.freewebs.com/valvewizard1/Common\\_Gain\\_Stage.pdf](http://www.freewebs.com/valvewizard1/Common_Gain_Stage.pdf)

Traduction :

Eynkel

<http://fr.audiofanzine.com/membres/400110/>

<http://www.qsound.fr>