



The Ultra-Linear Power Amplifier

An adventure between triode and pentode

Rudolf Moers

(traduction en français par Didier Villers)

En cherchant un article sur les principes de base d'un amplificateur de puissance fonctionnant en mode ultra-linéaire, j'ai eu la chance de "tomber" sur un article de Rudolf Moers. Comme il était en anglais, j'ai donc été obligé de le traduire. Je peux dire qu'il a fait un sacré bon boulot. Merci à lui. Pour en faire bénéficier la communauté francophone, je l'ai mis en forme et mis en ligne avec l'autorisation de Rudolf et de Linear Audio (www.linearaudio.net.) J'espère qu'il n'y aura pas trop de "boulettes" dans la traduction.

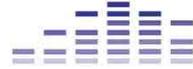
Bonne lecture,

Le modeste et débutant traducteur.



Table des matières

1 Introduction	3
2 Une aventure entre triode et pentode.....	4
3 Puissance et rendement	9
4 Analyse structurelle.....	17
5 Détermination pratique de la position de "x"	23
6 Mesures de l'amplification AC en tension et de la résistance r_{out} de sortie en fonction x.....	33
7 Mesures et comparaisons sur un amplificateur de puissance câblé en mode "triode", mode ultra-linéaire et mode pentode.....	41
8 Influence du courant AC d'anode et du courant AC de grille sur un étage de puissance en ultra-linéaire	52



The Ultra-Linear Power Amplifier

An adventure between triode and pentode¹

Rudolf Moers

(traduction en français par Didier Villers)

1 Introduction

En 1951, David Hafler et Herbert Keroes décrivent un amplificateur de puissance à base de pentodes, dans lequel un point intermédiaire de l'enroulement primaire du transformateur de sortie est connecté à la grille écran de la pentode de puissance [2]². Ils ont appelé ce montage « Amplificateur de puissance Ultra-Linéaire ». Cet amplificateur de puissance montre les avantages d'un montage à base de triodes, faible résistance interne d'anode en AC³ et une faible distorsion, ainsi que les avantages d'un montage avec une pentode, un grand courant d'anode en AC et un bon rendement. La narration faite par David Hafler et Herbert Keroes est exacte et confirmée par la pratique ; ceci est très important.

Ce que je n'ai pas personnellement trouvé dans leurs écrits est une explication théorique du fonctionnement du montage ultra-linéaire. J'ai plusieurs livres électroniques, y compris les sept ouvrages bien connus de la série de « Electron Tube » écrite par des scientifiques de la société Philips (*Philips Gloeilampenfabrieken Compagny*) à Eindhoven aux Pays-Bas. J'ai aussi tous les livres d'électronique, pour l'enseignement, écrits par AJ Sietsma. Dans aucun de ces livres, je n'ai trouvé une explication théorique du fonctionnement du montage ultra-linéaire. Je ne dis pas qu'une telle explication n'existe pas, je n'ai pas été capable de la trouver. C'est pourquoi je suis parti dans l'aventure entre triode et pentode moi-même. Dans cette aventure, la théorie sera vérifiée par rapport à la pratique.

Opgave 5

Gegeven:

$$R_1 = 50 \text{ k}\Omega; S = 12\frac{1}{2} \text{ mA/V};$$

$$\mu_{g2g1} = 15; S_2 = 2,5 \text{ mA/V};$$

$$n_1 : n_2 : n_3 = 40 : 1 : 15; R_{isp} = 7,5 \Omega.$$

Gevraagd:

1. Bereken $\frac{v_a}{v_i}$ indien men de eindtrap niet tegenkoppelt (d.w.z. g_2 ligt dan aan punt A).
 2. Bereken $\frac{v_a}{v_i}$ indien men de eindtrap wel tegenkoppelt (zoals in het gegeven schema).
 3. Welke soort tegenkoppeling treedt er hier op?
- Opmerking: zie blz. 343, opgave 18.

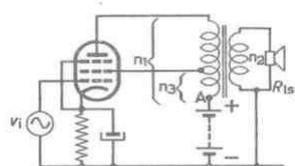


Figure 1. Exercice à faire à la maison à partir du "great book" 1959 de A.J. Sietsma [3].

¹ note du traducteur (n.d.t.): L'amplificateur de puissance en mode ultra-linéaire, une aventure entre le mode triode et le mode pentode.
² n.d.t.: voir référence [...] en fin d'article
³ n.d.t.: AC: courant alternatif



version β

En faisant des recherches pour mon livre [1], j'ai été agréablement surpris de trouver l'exercice de devoirs de la figure 1. Malheureusement, il est en néerlandais, mais vous devriez être capable de comprendre le circuit.

La société Philips n'a jamais publié d'informations au sujet du gain en puissance d'un amplificateur en mode ultra-linéaire, car ils n'ont jamais conçu un tel amplificateur. J'ai contacté Sietsma sur le pourquoi et le comment de cet exercice, mais il est trop vieux pour être en mesure de répondre. Son fils m'a dit que son père avait l'habitude de concevoir les exercices et tous les devoirs lui-même. Il a probablement voulu vérifier les connaissances de ses élèves à propos du montage « écran grille en rétroaction négative », qui est le nom technique de ce montage (nom de marketing: montage ultra-linéaire).

C'est cet exercice qui m'a motivé pour faire une étude approfondie sur un amplificateur de puissance en mode ultra linéaire. Merci à Sietsma ; j'ai développé ma propre étude sur ce montage, ce que Sietsma a probablement fait aussi, même si cette étude n'a jamais été publiée. J'ai résolu cet exercice en 2006, et j'ai obtenu les mêmes résultats que Sietsma. Pendant le Festival de European Triode (ETF) 2010, j'ai présenté un document sur ce sujet. Pour un développement plus poussé, je recommande la lecture de mon livre [1].

2 Une aventure entre triode et pentode

Vous rencontrerez rarement un amplificateur de puissance à tubes en mode ultra-linéaire avec un câblage « single end »⁴. En principe, il est tout à fait possible d'en construire un, mais je ne sais pas si ces amplificateurs de puissance ont un rendement satisfaisant. Cependant, l'amplificateur de puissance ultra-linéaire en mode « single-end » est très approprié pour expliquer le concept ultra-linéaire. Nous verrons plus loin qu'une explication distincte du « push-pull » d'un l'amplificateur de puissance en mode ultra-linéaire dans les classes A, B et AB avec leurs calculs de puissance et de rendement n'est pas nécessaire. Cela semble trop beau pour être vrai, mais je vais montrer qu'il en est ainsi. Dans la **figure 2**, nous avons la même topologie « single-end » avec une résistance externe r_a d'anode en AC . La caractéristique d'anode $I_a = f(V_{a,k})$ est représentée pour une tension de grille de commande $V_{g1,k}$ qui permet d'obtenir une valeur de I_a qui se se trouve à mi-chemin⁵ entre le blocage « $I_a = 0A$ » et la saturation « $I_a = I_{a_sat}$ » (voir l'encadré pour expliquer les termes et les symboles). C'est le point de fonctionnement le plus favorable parce que nous sommes alors dans au milieu de la zone la plus linéaire de la transconductance statique / dynamique du courant anode $I_a = f(V_{a,k})$. Nous devons

⁴ note du traducteur (n.d.t): c'est à dire un étage de sortie avec un transformateur utilisé en classe A -

⁵ n.d.t.: c'est le point de fonctionnement au repos en classe A



version β

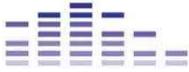
éviter les zones non linéaires « *les coudes* » en raison des distorsions qu'elles provoquent. La connexion en mode triode donne $V_{g2,k} = V_{ak} \neq \text{constante}$ et la connexion en mode pentode donne $V_{g2,k} = V_b = \text{constante}$. La raison pour laquelle les deux caractéristiques d'anode ne sont pas linéaires est également visible en regardant les équations de «Child-Langmuir⁶» situées au dessus des courbes de la figure 2. Avec la connexion en mode triode, nous voyons une courbure concave faible. Avec la connexion en mode pentode, nous voyons une courbure convexe raide et après le coude elle se transforme en une ligne presque horizontale. Par anticipation de ce qui viendra plus tard, une coordonnée « x » est représentée le long de l'enroulement primaire du transformateur de sortie. L'extrémité du transformateur reliée à V_b ⁷ est le point où $x = 0$. Parce que V_b est un court-circuit pour les courants en AC, nous pouvons dire que $x = 0 = \text{mise à la terre}$. L'extrémité du transformateur reliée à l'anode est où $x = 1$, L'échelle x est divisée linéairement le long de l'enroulement primaire du transformateur.

Que ferions-nous, si nous voulions une caractéristique de l'anode linéaire et de la forme :

$$I_a = K_{ultralinéaire} \times V_{ak} ?$$

Si les caractéristiques d'anode en « mode triode » et en « mode pentode » sont respectivement *concave* et *convexe*, nous pouvons alors imaginer qu'entre *concave* et *convexe* il y a un *compromis linéaire*. La grille écran G_2 connecté à l'anode nous donne une caractéristique de courant d'anode concave et une caractéristique de courant d'anode convexe si elle est connectée à la tension d'alimentation V_b .

⁶ n.d.t.: loi de Child-Langmuir: l'équivalent de la loi d'ohm pour les tubes à vide
⁷ n.d.t.: V_b : tension d'alimentation



version β

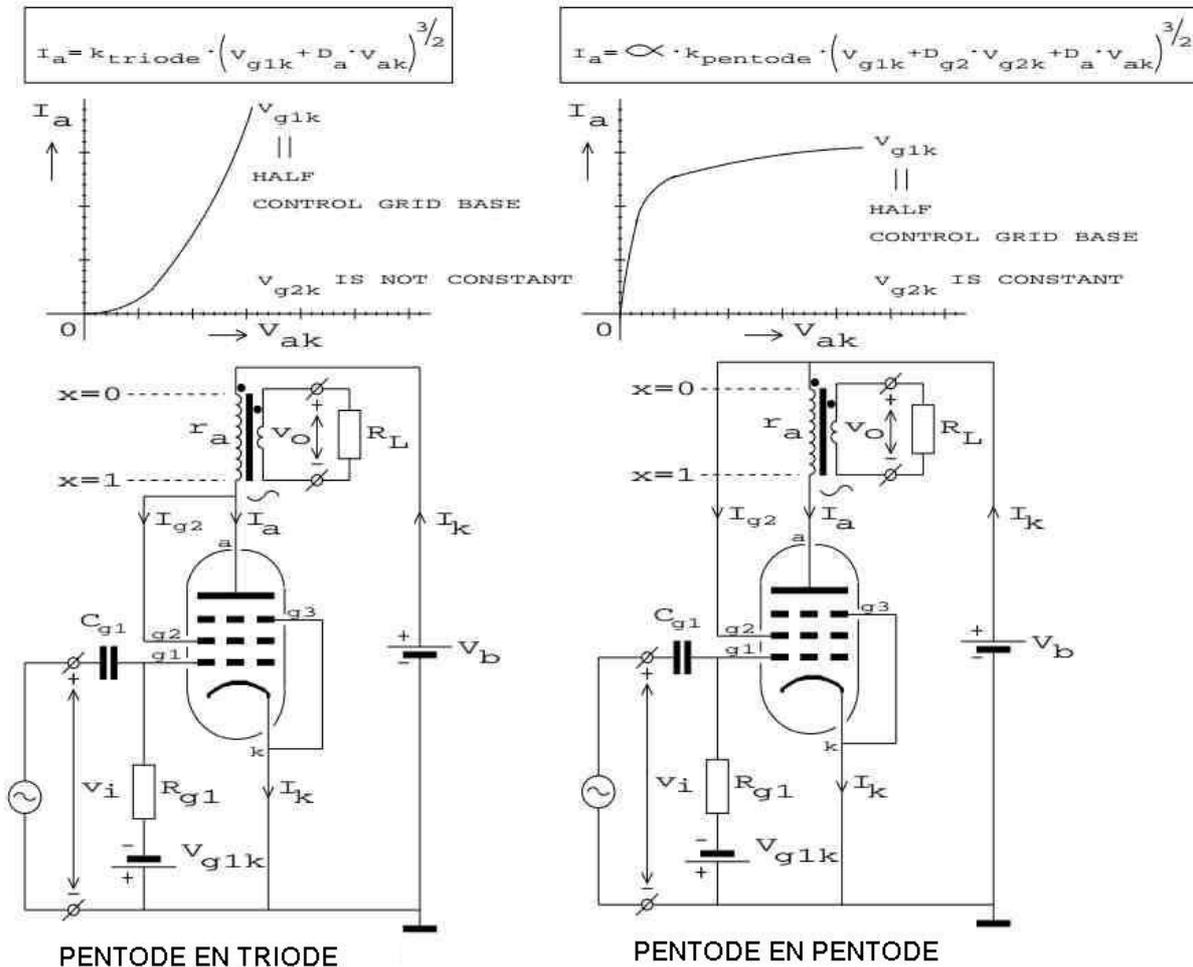


Figure 2. la pentode utilisée en triode et la pentode utilisée en pentode dans un amplificateur de puissance

Ainsi, il est semble donc évident qu'en réalisant , quelque part la connexion de la grille d'écran g_2 entre l'anode du tube et la tension d'alimentation V_b , à un point de l'enroulement primaire du transformateur de sortie, cela donnera une caractéristique du courant d'anode plus linéaire, ce que l'on peut voir sur le graphique de la **figure 3**.

L'impédance entre le point « x » au primaire du transformateur de sortie, connecté à la grille écran de la pentode et V_b est appelée « $x \cdot r_a$ » et l'impédance entre ce point et l'anode de la pentode est appelé « $(1-x) \cdot r_a$ ». Parce que la source de tension continue V_b se comporte comme un court-circuit pour les courants alternatifs, nous pouvons dire que, en alternatif, la tension « $v_{g2,k}$ » est identique à la tension « v_{ak} ». Une tension continue $V_{g2,k}$ s'applique toujours entre à la grille écran « g_2 » et la cathode « k », mais à partir de maintenant, la tension continue « $V_{g2,k}$ » et la tension alternative « $v_{g2,k}$ » se superposent. La somme des tensions est donc :



version β

$v_{g2,k} = (V_{g2,k} + v_{g2,k})$. Cette tension $v_{g2,k}$ varie donc dynamiquement dans le temps et de ce fait, il se crée une variation du champ électrique qui agit sur la variation de l'attraction (force attractive ou répulsive) des électrons qui sont plus ou moins accélérés ou ralentis en fonction de cette variation de force. Le « nuage » électronique qui se situe autour de la cathode varie donc lui aussi dynamiquement. La grille d'écran « g_2 » se comporte donc comme une contre réaction comme le fait l'anode avec des triodes, mais avec une force moins grande que dans de vrais triodes.

Nous pouvons également le voir dans l'équation suivante du courant de pentode « I_a » fonction de « $S, V_{g1,k}; V_{g2,k}; V; \mu$; et $\mu_{g2,g1}$. »

$$i_a = S \cdot \left[V_{g1,k} + \frac{V_{g2,k}}{\mu_{g2,g1}} + \frac{V_{a,k}}{\mu} \right]$$

voir référence [1]

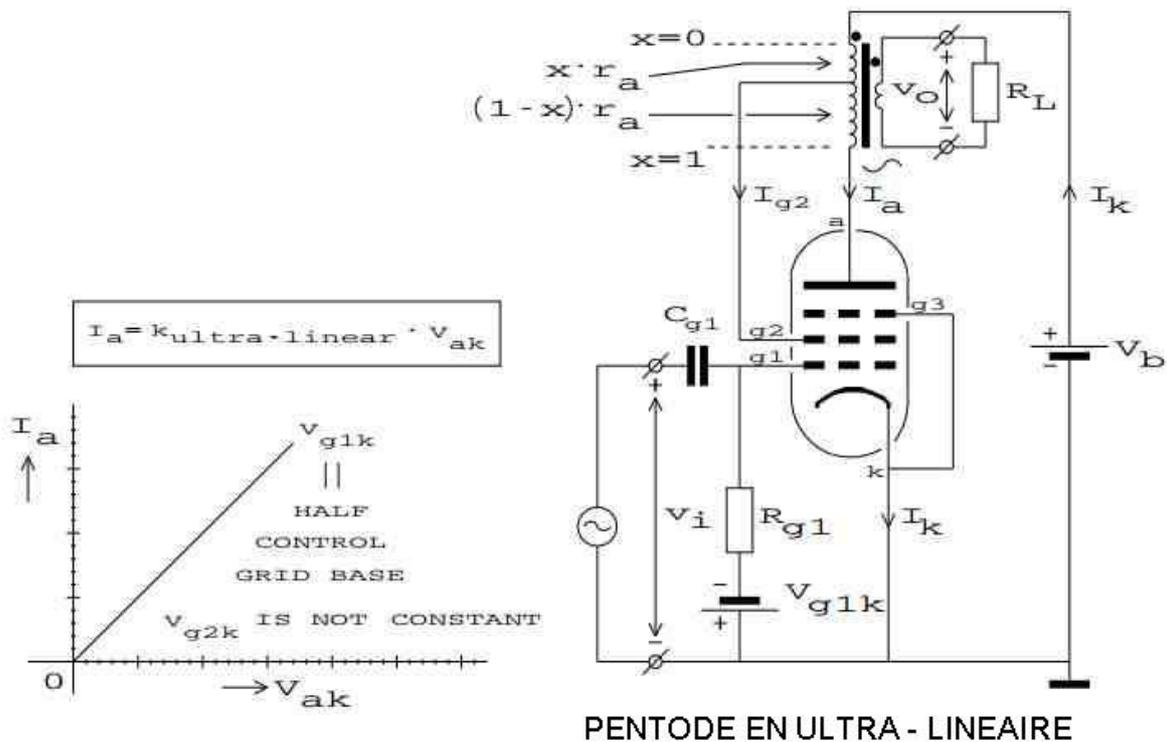


Figure 3. Pentode utilisée en amplificateur de puissance en montage "Ultra-Linéaire"



version β

Parce que μ est grand pour les pentodes, le facteur « V_{AK}/μ » peut être négligé. En outre, aussi longtemps que la grille-écran est découplé par un condensateur C_{g2} ou par une source de tension externe $V_{g2,k1}$, alors $V_{g2,k} = 0V$, et c'est aussi vrai pour le facteur $V_{g2,k}/\mu_{g2,k1}$. Toutefois, $v_{g2,k} \neq 0V$ et $\mu_{g2,k1}$ n'est pas très grand, donc le facteur $v_{g2,k}/\mu_{g2,k1}$ ne peut plus être négligé et participe de façon significative au courant d'anode alternatif « i_a ». Les signaux de sortie v_{ak} et $v_{g2,k}$ sont en opposition de phase par rapport au signal d'entrée $v_{g1,k} = v_i$ et s'opposent au courant alternatif « i_a ». Il s'agit d'un cas classique de *contre-réaction en tension*. La figure 3 montre également la linéarité de la caractéristique d'anode $i_a = f(V_{ak})$ et de nouveau avec un point de fonctionnement au milieu de la courbe grâce à la valeur adéquate choisie de la tension continue $V_{g1,k}$ (la tension de grille). Encore une fois, c'est le point de travail plus favorable parce que nous sommes ici entre les « coudes » supérieurs et inférieurs de la courbe de transconductance statique / dynamique d'anode $i_a = f(V_{g1,k})$. Ainsi, la constante *Kultralinear* est vraiment une constante indépendante de $V_{g2,k}$ et V_{ak} . Quand nous négligeons la résistance du cuivre de l'enroulement primaire du transformateur ($R_p = 0 \Omega$), nous pouvons dire $V_b = V_{ak} = V_{g2,k}$, Nous verrons plus tard que $v_{g2,k}$ est presque égale à « $x \cdot v_{ak}$ ».

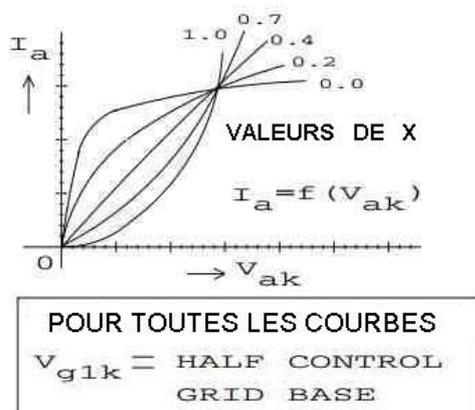


Figure 4. Caractéristique dynamique d'anode en ultra-linéaire $i_a = f(V_{ak})$ avec x comme paramètre.

Cette équation semble évidente mais n'est pas tout à fait correcte, bien que dans la pratique, elle peut être appliquée sans faire de grosses erreurs. Je reviendrai sur ce sujet plus tard.

La question suivante est de connaître la valeur de « x » pour obtenir une caractéristique d'anode linéaire. La **figure 4** montre la réponse: pour $x = 0,4$.

La valeur $x = 0,4$ est un «choix classique» des fabricants de transformateurs de sortie en mode ultra-linéaire. Certains d'entre eux utilisent plutôt la valeur $x = 0,33$. En fait, x est différent pour chaque type de tube à électrons, voir même sur chaque tube d'un même type (ceci est dû à des problèmes de tolérances de fabrication), Alors, quelle est la valeur idéale de x pour une application? Vous devez être pragmatique dans cette situation, parce si la valeur idéale était $x = 0,38$? Devons-nous ensuite fabriquer un transformateur de sortie spécifique pour cette valeur?



Ou peut-on faire avec un transformateur de sortie avec plusieurs points intermédiaires au primaire pour pouvoir choisir entre $x = 0,30$ ou $x = 0,35$ ou encore $x = 0,40$? Tous ces points supplémentaires ne contribuent pas à obtenir la meilleure bande la bande passante possible pour ce transformateur pour des raisons technologiques ainsi que sur certains autres aspects relatif à la qualité de ce composant. Peut-être que vous devriez juste choisir $x = 0,4$ et accepter le fait que vous n'avez pas de linéarité idéale pour chaque échantillon de pentode.

Dans le paragraphe 5 du présent article, nous allons déterminer, joliment, et par les mesures, la valeur de x pour un spécimen spécifique de pentode.

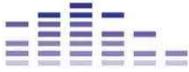
3 Puissance et rendement

La figure 4 montre que nous avons une pentode qui se « comporte » comme une pentode pour $x = 0,0$ et une pentode qui se « comporte » comme une triode pour la valeur de $x = 1,0$.

Ceci correspond aux valeurs de x indiquées sur les figures 2 et 3. En outre, toutes les courbes sont tracées pour un point de fonctionnement optimal, qui dépend de la tension de grille de commande $V_{g1,k}$, qui doit être située à mi chemin des valeurs limites possibles. Et pour les autres courbes en $V_{g1,k}$? Ceci peut être vu sur la **figure 5**. Avec une triode « standard », il faut regarder la figure 5.a, la courbe $I_a = f(V_{ak})$ pour $V_{g1,k} = 0V$ passe par l'origine O de la caractéristique d'anode. Avec une pentode « standard », il faut alors regarder figure 5.c, la courbe $I_a = f(V_{ak})$ pour, $V_{g1,k} = 0V$, se trouve presque au sommet de la caractéristique d'anode. Supposons que le point de câblage sur l'enroulement du primaire du transformateur soit réglable avec un curseur comme un « potentiomètre bobiné ». Lorsque le curseur se déplace de $x = 0,0$ à $x = 1,0$ la caractéristique d'anode va progressivement du « mode pentode » au « mode triode » : voir respectivement les figures 5.c et 5.a. Lorsque le curseur se déplace de nouveau à $x = 0,4$, nous nous retrouvons dans la situation de la figure 5.b Ici, les courbes sont tracées pour obtenir le point de fonctionnement optimal. Celui ci dépend de la tension (continue) de grille de commande $V_{g1,k}$ qui doit être située à mi chemin de ses valeurs limites possibles. La courbe $V_{g1,k}$, passe par l'origine de la caractéristique de l'anode et la courbe $V_{g1,k} = 0V$ ne se situe jamais au-dessus de l'origine. Même avec une triode idéale, la courbe pour $V_{g1,k} = 0V$ ne se trouve jamais au-dessus de l'origine. Cela nous promet beaucoup d'espoirs lorsque nous étudierons plus en détails le signal de commande de la grille g_1 .

Attaquer la grille g_1 avec une tension supérieur à $V_{g1,k} = 0V$ (tension positive) n'est pas souhaitable pour éviter un courant de grille trop important. Nous avons le niveau de tension le plus bas avec v_{ap}^8 (tension d'anode crête en AC) avec le mode triode, parce que nous sommes

⁸ n.d.t.: la tension V_{ap} représente la variation maximale possible entre le point de fonctionnement et la valeur crête du signal AC "utile", donc une variation de ΔV de $2V_{ap}$ pour un signal crête à crête; avec le point de fonctionnement W à égal distance de $V_{ap-mini}$ et $V_{ap-maxi}$.



version β

limités à la valeur $V_{g1,k} = 0V$. Nous avons le niveau de tension le plus élevé pour v_{ap} avec le mode pentode, malgré la limite du coude qui se trouve non loin de l'axe I_a . Avec le mode « ultra-linéaire », le niveau de commande avec v_{ap} est nettement plus important que le mode « triode », et juste un peu en dessous avec le mode « pentode »⁹.
 . La limite de du mode « ultra-linéaire » est causée par à l'endroit où se resserrent les courbes $I_a = f(V_{ak})$ en fonction des valeurs de $V_{g1,k}$.

Dans le cas idéal, en mode ultra-linéaire, les courbes $I_a = f(V_{ak})$ pour $V_{g1,k}$ comprise entre $0V$ et la tension $V_{g1,k} = 1/2 V_{gk0}$, à mi-chemin dans la plage d'excursion de la tension de grille, sont parallèles et au dessus du point de fonctionnement « W » I_a et les courbes $I_a = f(V_{ak})$ pour $V_{g1,k}$ compris entre $V_{g1,k} = 1/2 V_{gk0}$ et $V_{g1,k} = V_{gk0}$ sont parallèles et au dessous du point de fonctionnement « W ». En outre, la courbe $V_{g1k} = 1/2 \cdot V_{g1,k0}$, droite linéaire passera par l'origine « O » de la caractéristique de l' anode. Cependant, les pentodes idéales n'existent pas, mais nous pouvons reconnaître la relation suivante: $V_{ap,triode} \ll V_{ap, ultra-linéaire} < V_{ap}$.

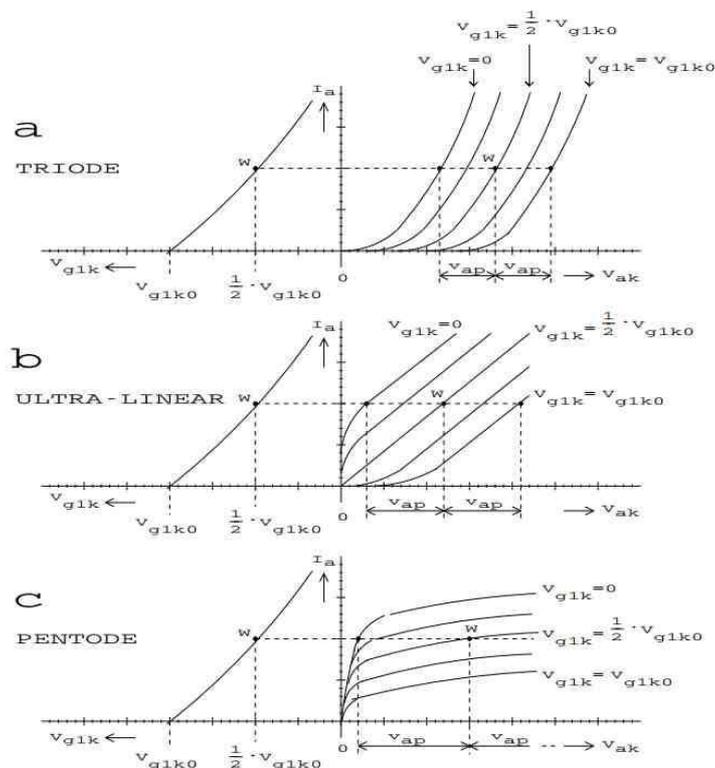


Figure5. Comparaison des caractéristiques dynamiques de la transconductance et du courant d'anode en mode triode, ultra-linéaire et pentode

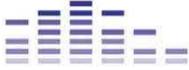
9 n.d.t. : facile à voir sur la figure 5



La **Figure 6** de [6] représente les caractéristiques constructeur « Svetlana » du courant d'anode $I_a = f(V_{ak})$ de la tétrode KT88 câblée en mode triode, en mode ultra-linéaire avec $x = 0,4$ (40%) et le mode pentode. La partie inférieure droite de la figure 6 montre comment le fabricant spécifie les caractéristiques d'anode ultra-linéaires $I_a = f(V_{ak})$ dans la pratique. Dans ce cas, les courbes sont représentées pour $V_{g1,k}$ variant entre 0 V et -60 V. Avec un peu d'interpolation, le centre de la courbe pour $V_{g1,k} = -30$ V passe bien par l'origine. La courbe $V_{g1,k} = 0$ V commence parallèle à l'axe I_a et s'incurve lentement vers l'horizontal dans la partie supérieure de la caractéristique d'anode. La courbe $V_{g1,k} = -60$ V se trouve presque à plat sur l'axe V_{ak} .

Le rapprochement de toutes les courbes à l'origine ne sont pas dessinées. Cette partie de la caractéristique d'anode est probablement différente pour chaque échantillon, et d'ailleurs il faut éviter de travailler dans cette zone. Faisons une comparatif entre les distances des courbes $V_{g1,k} = 0$ V et l'axe I_a pour le mode triode, le mode ultra-linéaire et la pentode (tableau 1):

Note: La position verticale des courbes $I_a = f(V_{ak})$ dans le mode triode dépendra de la valeur de la tension $V_{g2,k}$. // en est de même pour le mode ultra-linéaire et le mode pentode.

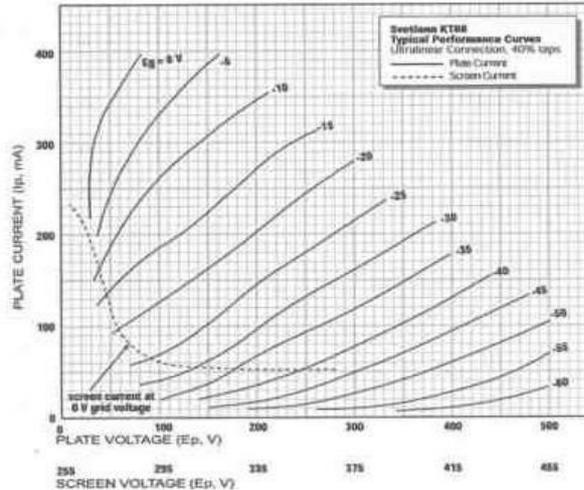
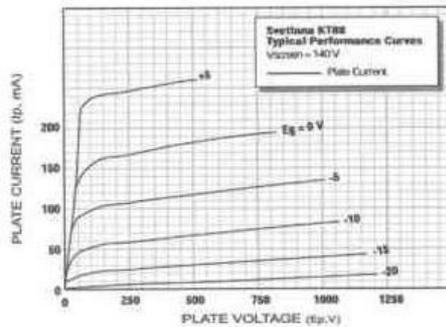
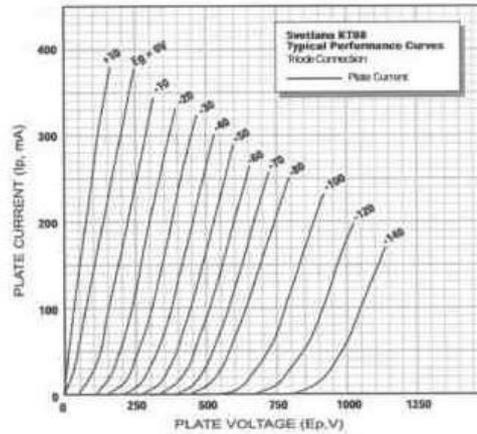
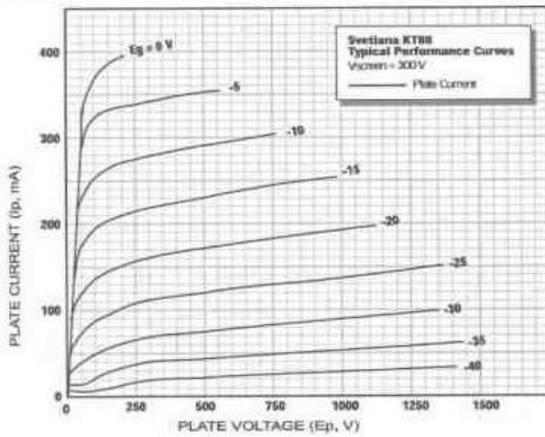


version β

Svetlana KT88 High Performance Audio Beam Power Tetrode

Typical Operation Class A, (single tube)

DC plate voltage	400	V
Grid no.2 DC (screen) voltage	225	V
Grid no.1 DC (control) voltage	-16.5	V
Peak AF grid no.1 (control) voltage	16.5	V
Zero-signal plate current	87	mA
Max signal plate current	105	mA
Zero signal grid no.2 (screen) current	4	mA
Max signal grid no.2 (screen) current	18	mA
Transconductance	11.5	mA/Volt
Signal output	19	W



www.svetlana-tubes.com

Figure 6. KT88 Tétrode de puissance à faisceau dirigé en mode triode, ultra-linéaire ($x = 0.4 = 40\%$) et pentode.



version β

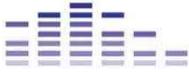
La **figure 7** montre les 3 versions des caractéristiques théoriques idéales par rapport aux courbes de la figure 5 et à la documentation constructeur de la figure et 6. Les plages d'excursion de la tension alternative v_{ap} et du courant i_{ap} (AC) d'anode sont plus petites en dans le mode triode, et plus grandes dans le mode ultra-linéaire et le mode pentode. Les tensions v_{ap} et les courants i_{ap} sont égaux dans le mode ultra-linéaire et le mode pentode. Cela veut dire que la puissance restituée à l'anode du tube est identique en mode ultra-linéaire et en mode pentode. C'est une bonne nouvelle. En outre, nous pouvons voir que les courbes $I_a = f(V_{ak})$ en mode ultra-linéaire ont la même linéarité, quelque soit la valeur de la tension de commande $V_{g1,k}$ que les courbes dans le mode triode. C'est aussi une très bonne nouvelle.

Les figures 7.b et 7.c montrent deux «points fictifs de rotation»: Quand on fait tourner toutes les courbes de 7.b dans le sens des aiguilles d'une montre de 45° nous obtenons la figure 7.c. Quand on fait tourner toutes les courbes de la figure 7.c dans le sens antihoraire de 45° nous obtenons la figure 7.b

Une fois de plus les plages d'excursion de la tension alternative v_{ap} et du courant i_{ap} (AC) d'anode sont identiques en dans le mode ultra-linéaire et le mode pentode.. Les deux modes ont la même puissance restituée à l'anode du tube de puissance. Cela signifie que nous n'avons pas besoin de faire des calculs sur les équations séparément pour le mode ultra-linéaire, il suffit juste de prendre les résultats des calculs en mode pentode. Ceci est valable pour les mode « single-end », ou push-pull dans les classes A, B et AB, mais seulement en théorie, bien sûr. Comment doit gérer cela dans la pratique ? Nous ne pouvons pas utiliser la situation de la figure 7, mais nous pouvons utiliser celle de la figure 6.

Nous avons vu précédemment que: $v_{ap, triode} \ll v_{ap, ultra-linéaire} < v_{ap, pentode}$

En réalité, la zone de «rétrécissement» mentionné en mode ultra-linéaire est plus large que cette même zone en mode pentode. Nous ne devons pas utiliser ces deux zones, pour éviter des d'importantes distorsions sur le signal « utile ». Donc, si vous voulez calculer la puissance délivrée à l'anode du tube de puissance en mode ultra-linéaire, vous devez d'abord calculer la puissance délivrée à l'anode du tube de puissance en mode pentode et ensuite diminuer cette par un certain facteur. Mais quelle est cette valeur ?



version β

Il me semble qu'une estimation comprise entre 20% et 30% devrait être soustraite de la valeur de la puissance restituée à l'anode du tube en mode pentode. Maintenant, pourquoi votre auteur propose-t-il cette idée? En référence [4], quelques exemples de conception sont présentés avec les résultats suivants pour une puissance de sortie:

Deux EL34 avec V DV6040PP transformateur: $p_{triode} = 13 \text{ W}$, $p_{ultra-linéaire} = 33 \text{ W}$ et $40 \text{ W} = p_{pentode}$

Quatre EL34 avec V DV6040PP transformateur: $p_{triode} = 30 \text{ W}$, $p_{ultra-linéaire} = 70 \text{ W}$ et $p_{pentode} = 80 \text{ W}$

Ainsi, l'estimation comprise avec une baisse de 20% à 30% semble raisonnable. En outre, la puissance délivrée en mode ultra-linéaire est tout à fait suffisante pour une écoute dans votre salon. Il est évident que l'efficacité du mode ultra-linéaire se situe entre l'efficacité du mode triode et celle du mode pentode. Dans la partie pratique [section 7](#) de cet article, nous allons voir que le comportement de la puissance et de l'efficacité du mode ultra-linéaire se rapprochent en mode pentode que de mode triode.

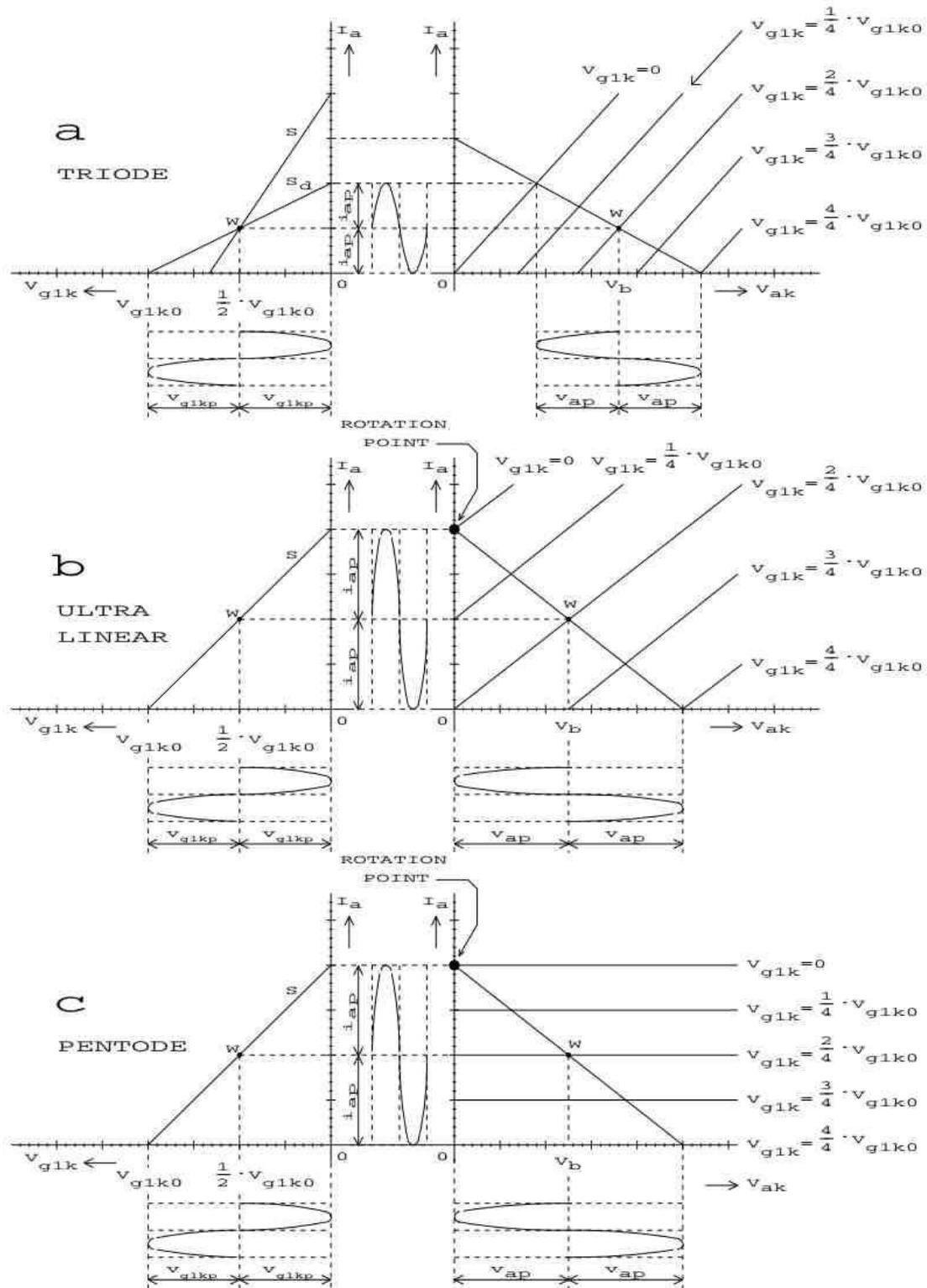


Figure 7. Comparaison des caractéristiques dynamiques de la transconductance et du courant d'anode dans les conditions d'une triode idéale, d'une configuration ultra-linéaire idéale et d'une pentode idéale.



4 Analyse structurelle

Considérons à nouveau le circuit en mode ultra-linéaire de la figure 3. Mon but est de vous

montrer le calcul de l'amplification (en AC) en tension « A_a » : $A_a = \frac{v_{ak}}{v_{g1,k}} = f(x)$, de

l'amplification (en AC) en tension « A » : , $A = \frac{v_o}{v_i} = f(x)$ et le calcul de la résistance de sortie

$r_{out} = f(x)$ « x » étant la position du point de sortie intermédiaire sur l'enroulement primaire du transformateur de sortie, valeur comprise entre « 0 » et « 1 ».

Avant de procéder à l'analyse structurelle d'un amplificateur de puissance en mode ultra linéaire, un examen des caractéristiques d'une pentode et de ses paramètres est nécessaire. Surtout parce que les fabricants actuels de pentodes nous délivrent des documentations techniques pauvres et incohérentes. Un paramètre a plusieurs noms à travers le monde: la conductance, de la trans-conductance, la conductance mutuelle, la pente, steilheid (en néerlandais) et steilheit (en allemand) avec les symboles g_1 , g_m et S . Un autre exemple est celui de la résistance d'anode interne (en AC) qui peut être appelée r_i , ou R_p « résistance de plaque » ou bien encore R_a « résistance d'anode ». Il est important d'avoir des définitions claires pour comprendre la suite de ce récit. J'ai énuméré les diverses expressions et les symboles que j'utilise dans cet article dans les « encadrés suivants » (voir les figures 8, 9 et 10).

Les **figures 8 et 9** montrent comment les différents paramètres de la pentode peuvent être déterminées à partir des caractéristiques constructeurs. Il y a n'y a rien de nouveau ici, vous pouvez trouver les mêmes informations dans de nombreux anciens livres d'électronique.



version β

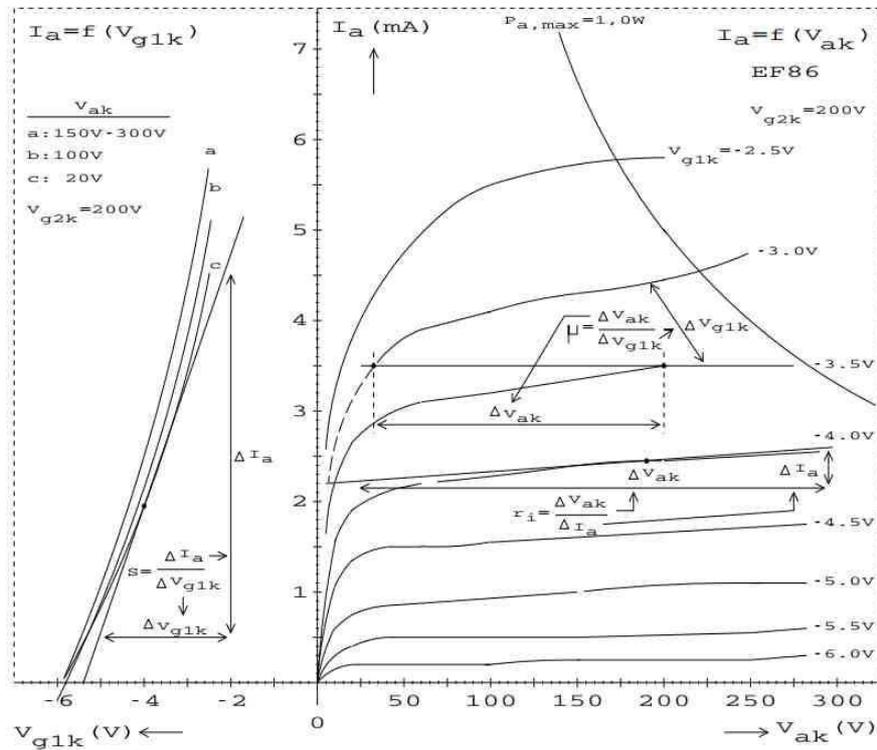


Figure 8. Détermination des paramètres s , μ et r_i de la pentode EF 86

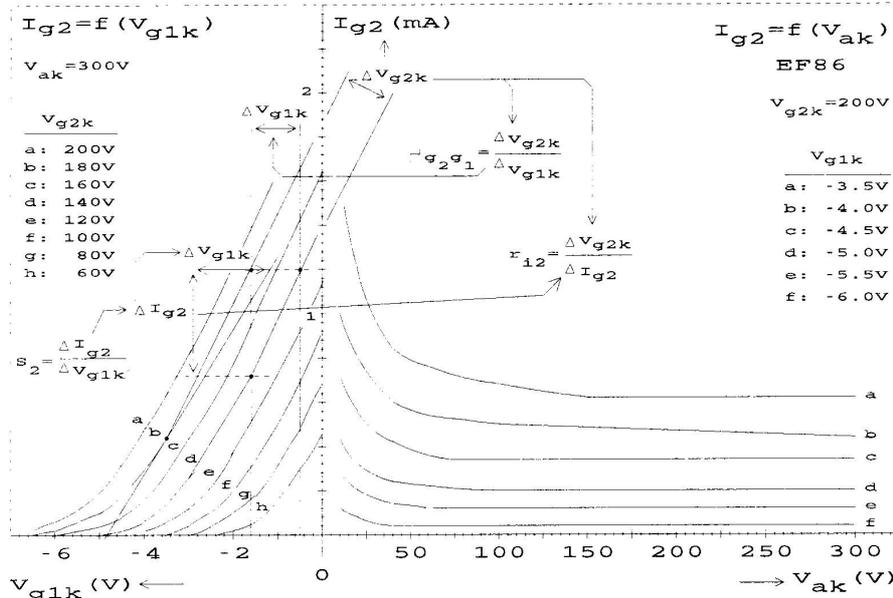


Figure 9. Détermination des paramètres de la grille écran



version β

La **figure 10** nous montre les caractéristiques du courant d'anode $I_a = f(V_{g1k})$ et du courant de la grille écran $I_{g2} = f(V_{g1k})$. On voit que les points de coupure (cut-off)¹⁰ des deux courbes de trans-conductance sont identiques pour une même valeur de $V_{g2,k}$.

Ainsi, les deux plages d'excursion de la grille de contrôle sont égales: $\Delta V_{g1,k} \text{ for } S = \Delta V_{g1,k} \text{ for } S_2$

Cela donne : $V_{g1,k} = \frac{\Delta I_a}{S} = \frac{\Delta I_{g2}}{S_2}$ et la relation entre le courant d'anode I_a et le courant grille

écran I_{g2} est: $I_{g2} = \frac{S_2}{S} \cdot I_a$ and $i_{g2} = \frac{S_2}{S} \cdot i_a$

Nous avons déjà vu que l'équation de la pentode est:

$$i_a = S \cdot \left(v_{g1,k} + \frac{v_{g2,k}}{\mu_{g2,g1}} + \frac{v_{ak}}{\mu} \right)$$

Mais maintenant, nous pouvons en voir une seconde:

$$i_{g2} = S_2 \cdot \left(v_{g1,k} + \frac{v_{g2,k}}{\mu_{g2,g1}} + \frac{v_{ak}}{\mu} \right)$$

Vous pouvez maintenant voir et reconnaître depuis le début de ce paragraphe d'introduction des équations et des symboles connus. A partir de maintenant, pour la suite de ce de ce paragraphe vous allez voir beaucoup d'équations qui semblent "tomber du ciel" et normalement je n'aime pas ça, mais je ne veux pas vous ennuyer avec les démonstrations et leurs calculs. En référence [1] toutes les formules mathématiques suivantes sont expliquées dans par de petites et étapes faciles. Un morceau de gâteau, vraiment, mais maintenant je vais analyser et expliquer le fonctionnement des structures électroniques.

¹⁰ n.t.d.: cut-off: tension de blocage



version β

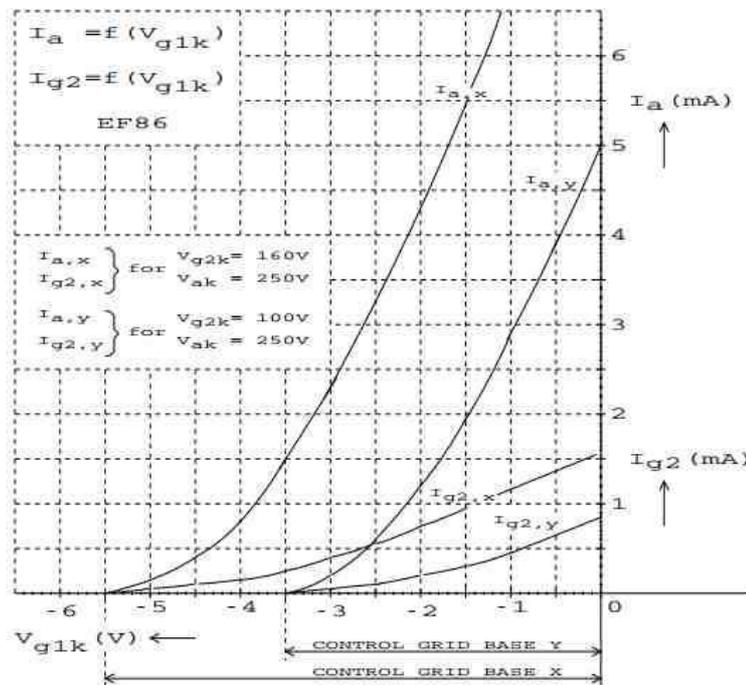


Figure 10. Courant DC d'anode et courant de grille écran dans le cas d'une pente unique

Avec l'aide des deux équations de la pentode et certains des astuces mathématiques, il est possible d'obtenir un *circuit équivalent* à base de « source de courant » et un *circuit équivalent* à base de « source de tension » pour un amplificateur de puissance « single-end » utilisant une pentode en mode ultra-linéaire.

Avec un transformateur doté d'un point de sortie à son primaire, câblé sur la grille G2 de la pentode, on obtient alors le *modèle*¹¹ *équivalent avec sources de courant* et un *modèle équivalent avec sources de tension* pour le montage avec pentode comme amplificateur de puissance ultra linéaire.

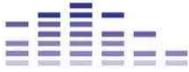
modèles équivalents ont pour origine le schéma structurel de la figure 3, et sont présentés dans la **figure 11**.

Nous négligeons les résistances de cuivre des enroulements du transformateur. En outre, nous considérons que le transformateur a un rendement $\eta_{\text{transformer}}$ de 100%. En appliquant la première loi de Kirchhoff¹², $i_k = i_a + i_{g2}$ et la résistance de charge R_L est purement résistive. En utilisant des règles ci dessus, nous pouvons tirer l'équation importante:

$$\frac{V_{ak}}{r_a} = -(i_a + X \cdot i_{g2}) = -i_{total}$$

¹¹ n.d.t: on dit indifféremment "circuit équivalent" ou "modèle équivalent"

¹² n.d.t.première loi de Kirchhoff: la somme algébrique des courants entrants dans un noeud est égale à la des courants sortants de ce noeud.



version β

Note importante: le courant alternatif « i_{total} » n'est pas le même que le courant alternatif « i_k » de la cathode !

Le courant alternatif de l'anode i_a et une fraction « x » du courant « AC » i_{g2} de la grille écran g_2 fournit la puissance au primaire du transformateur et traverse la résistance externe r_a . C'est vraiment une approche algébrique. En regardant la figure 1 on peut dire ce qui suit: les courants « i_a » et « i_{g2} » agissent ensemble dans l'enroulement primaire du transformateur « $x \cdot r_a$ » et seulement « i_a » est actif dans la partie primaire $(1-x) \cdot r_a$.

Ce que nous faisons algébriquement est de définir un courant alternatif « i_{total} » qui traverse la résistance d'anode externe « r_a » de la pentode. Le courant « i_{total} » ne passe pas par le point de intermédiaire du primaire du transformateur de sortie (qui est câblé directement à la grille écran g_2 de la pentode.)

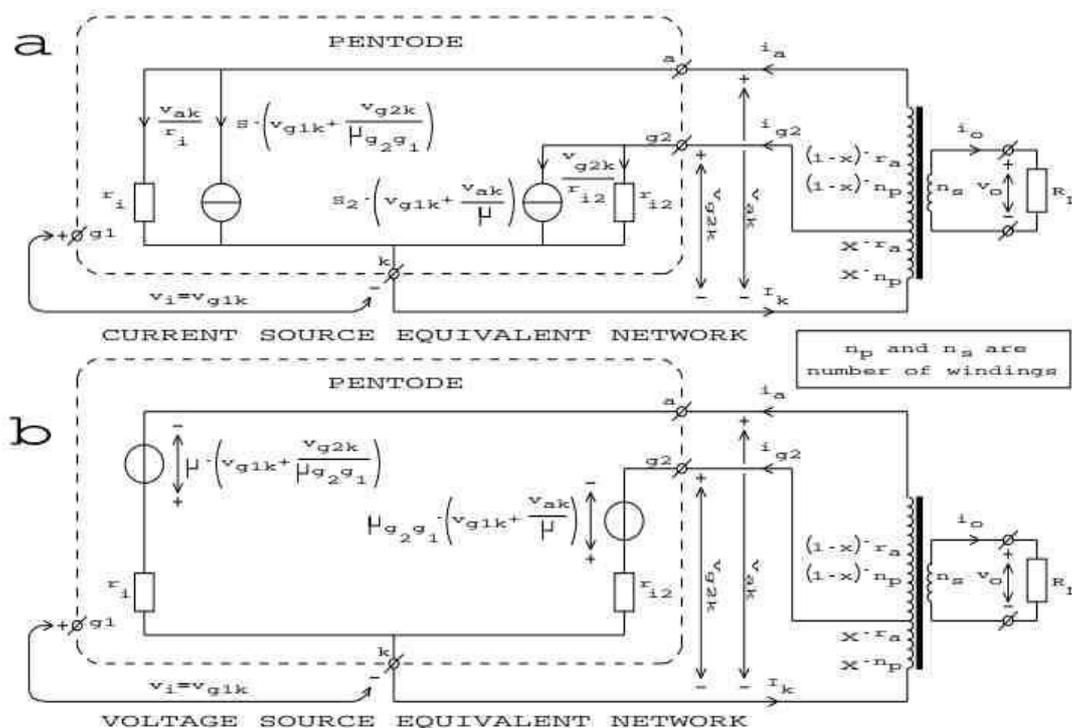


Figure 11. modèle équivalent avec une source de courant (a) et modèle équivalent avec une source de tension (b) dans un montage amplificateur de puissance en mode ultra-linéaire.

Le courant alternatif d'anode i_a et le courant AC de grille écran i_{g2} , qui, en réalité, voit



version β

partiellement différentes résistances AC, sont remplacés par un courant $i_{total} = (x + i_a \cdot i_{g2})$ qui traverse une résistance en courant alternatif. Cependant, r_a sans point de câblage à la grille écran et i_{total} sont fictifs. Certes, notre imagination est mise à rude épreuve¹³.

Dans le paragraphe 8, je vais vous montrer que ces affirmations sont effectivement justes.

En outre, cela serait super si $x = \frac{v_{g2,k}}{v_{ak}}$ mais dans ce cas, le courant « $x \cdot r_a$ » doit être le même que le courant « $(1-x) \cdot r_a$ ». Malheureusement, ce n'est pas le cas, dans la pratique, $x = 0,4$ et $i_{g2} \approx 0,2 \cdot x \cdot i_a$.

Ainsi devient $\frac{v_{ak}}{r_a} = -(i_a + 0.4 \times 0.2 \times i_a) = 1,08 \cdot i_a = -i_{total} \approx i_a$

L'hypothèse $x = \frac{v_{g2,k}}{v_{ak}}$ est donc vérifiée.

Maintenant, nous avons tous les outils mathématiques pour calculer l'amplification en tension en

« A.C. » du montage, $A_a = \frac{v_{ak}}{v_{g1,k}} = f(x)$, $A = \frac{v_o}{v_i} = f(x)$ et de la résistance r_{out} du circuit de sortie fonction de « x » : $r_{out} = f(x)$.

En 1959, Sietsma a probablement obtenu les mêmes résultats que j'ai fait en 2006. Malheureusement, il ne l'a pas publié, et j'ai été obligé de faire ces calculs moi même; c'est juste une question de courage.

Dans le paragraphe 6, je vais vous démontrer les équations suivantes:

Amplification en tension (A.C.):

$$A_a = \frac{v_{ak}}{v_{g1,k}} = - \frac{(S + x \cdot S_2) \cdot r_a}{1 + \left(\frac{x}{\mu_{g2,g1}} + \frac{1}{\mu} \right) \cdot (S + x \cdot S_2) \cdot r_a}$$

¹³ n.d.t. : il s'agit uniquement de modèles équivalents. Il se comportent comme... C'est purement théorique et cela facilite les calculs. On peut simuler le montage mais hélas pas le câbler.



version β

Amplification en tension (A.C.):
$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{(S + x \cdot S_2) \cdot r_a}{1 + \left(\frac{x}{\mu_{g2,g1}} + \frac{1}{\mu} \right) \cdot (S + x \cdot S_2) \cdot r_a}$$

résistance de sortie (A.C.):
$$r_{out} = \left(\frac{n_s}{n_p} \right)^2 \cdot \frac{1}{(S + x \cdot S_2) \cdot \left(\frac{x}{\mu_{g2,g1}} + \frac{1}{\mu} \right)}$$

Les paramètres indiqués dans ces équations ont déjà été expliqués et sont constants au point de fonctionnement considéré. La seule variable est le paramètre « x », position du point de sortie intermédiaire sur l'enroulement primaire du transformateur de sortie. Lorsque vous appliquez $x = 0$ et $x = 1$ dans ces équations, vous obtenez les amplifications en tension, « A_a », « A » et la valeur de la résistance de sortie r_{out} respectivement pour le mode pentode et le mode triode. Encore une fois, voir pour plus de détails, dans le document « référence [1] » cité à la fin de cet article. Ce sont des petits calculs très facile à comprendre.

5 Détermination pratique de la position de "x"¹⁴

Cela serait bien de visualiser les courbes de la figure 4 sur un écran d'oscilloscope. Au cours du salon « European Triode Festival » de 2007, Yves Monmagnon a fait une démonstration avec son traceur de courbes pour tubes. Plus tard, j'ai vu des résultats de cet équipement sur l'Internet, voir la référence [7], mais à cette époque je n'étais pas au courant de l'événement E.T.F. Plusieurs années auparavant, alors élève à l'école technique secondaire, j'ai appris comment afficher les caractéristiques de transistors sur un écran d'oscilloscope, mais les sources de tension réglable de grille de commande, de grille-écran et d'anode qui peuvent aller de 0 V jusqu'à une tension maximale de plus |400|V ne me semble pas facile à réaliser. Avant, j'avais vu des photos de la présentation de Yves en 2007, mais j'avais déjà mis au point une autre méthode, voir **figure 12**.

La tension d'alimentation V_b est un court-circuit pour le courant alternatif, et les amplitudes de la tension « anode,cathode » V_{ak} en AC et la tension de grille écran $V_{g2,k}$ cathodique toujours en AC démarre à partir du point $V_{ak} = V_b$ sur l'axe V_{ak} de la figure 12. Pour la courbe avec $x_{TR} = 1,00$ c'est à dire en « mode triode », $V_{g2,k} = V_{ak}$ est toujours vrai. Pour obtenir $V_{ak} = 175V$ au point TR avec un courant continu d'anode I_a de 14 mA, il faut que la tension $V_{g2,k}$ soit de 175V.

¹⁴ n.d.t. : "x" est la valeur de la position (entre 0,00 et 1,00) du point de câblage intermédiaire au primaire du transformateur de sortie



version β

Par une pure coïncidence c'est également la valeur de la tension V_{ak} .

Pour la courbe avec $x_{PE} = 0,00$ pour la pentode, $V_{g2,k} = V_b = 300V$ est toujours vrai. Pour obtenir $V_{ak} = 175V$ au point « PE » avec un courant continu d'anode I_a de 72 mA, il faut que la tension $V_{g2,k}$ soit de 300 V. Par une autre coïncidence c'est aussi la valeur de la tension V_b .

Les courbes $I_a = f(V_{a,k})$, pour une tension de grille de commande $V_{g1,k}$ égale à la 1/2 valeur de la tension de base de la grille de commande en mode triode et en mode pentode, se croisent au point de fonctionnement W.

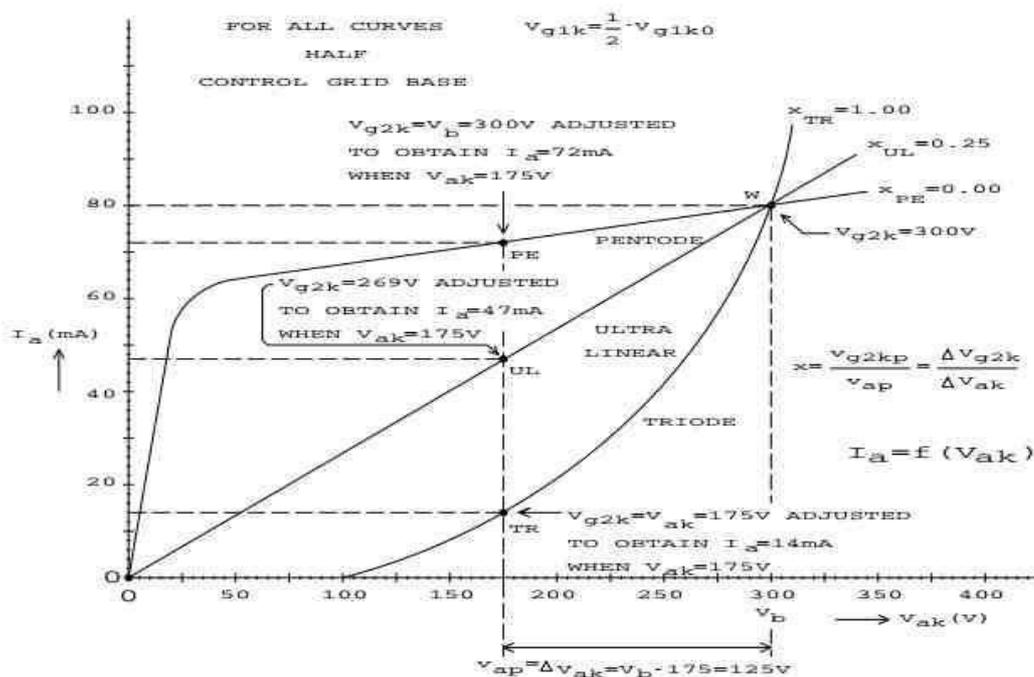
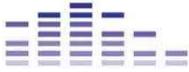


Fig12. Explication de la méthode pour déterminer la valeur de x (x : position du point de connexion sur l'enroulement primaire du transformateur de sortie)

pour $I_{aw} = 80$ mA et $V_{akw} = 300V$. Nous pouvons maintenant tracer une ligne droite, c'est celle de la caractéristique en montage « ultra-linéaire », entre le point de travail W et l'origine « O ». Nous appelons cette ligne x_{UL} .

A partir du point x_{UL} pour une tension $V_{ak} = 175V$, on peut lire $I_a = 47$ mA. Maintenant, nous devons déterminer la valeur de la source de tension qui alimente $V_{g2,k}$ pour obtenir $I_a = 47$ mA avec $V_{ak} = 175V$. Dans notre cas, il faut $V_{g2,k} = 269$ V.

Les caractéristiques de la pentode câblée en mode triode, U.L. et pentode de la figure 12 sont mesurées avec le montage « Test » de la figure 13



version β

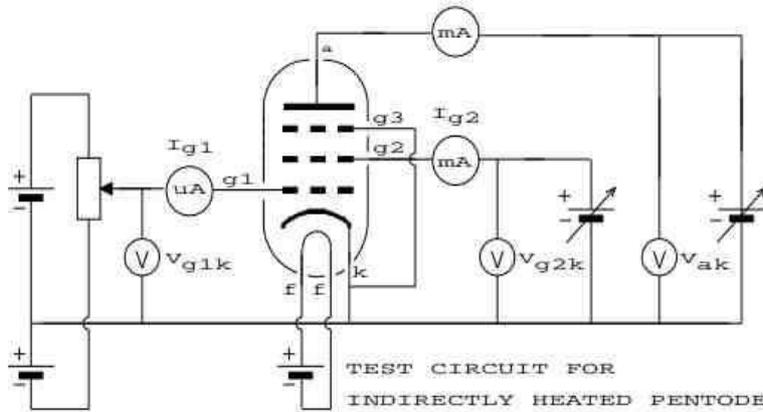


Figure 13. Circuit test pour la mesure des caractéristiques statiques de la pentode.

Nous pouvons maintenant déterminer les valeurs de x_{TR} , x_{UL} et x_{PE} , « X » étant la position du point de câblage intermédiaire primaire du transformateur.

Au point PE: $v_{g2,kp} = \Delta V_{g2,k} = V_b - 300 = 0V$
 $v_{ap} = \Delta V_{ak} = V_b - 175 = 125V \rightarrow$

$$x_{PE} = \frac{v_{g2,kp}}{v_{ap}} = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}} = \frac{0V}{125V} = 0.00$$

Au point UL: $v_{g2,kp} = \Delta V_{g2,k} = V_b - 269 = 31V$
 $v_{ap} = \Delta V_{ak} = V_b - 175 = 125V \rightarrow$

$$x_{UL} = \frac{v_{g2,kp}}{v_{ap}} = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}} = \frac{31V}{125V} = 0.25$$

Au point TR $v_{g2,kp} = \Delta V_{g2,k} = V_b - 175 = 125V$
 $v_{ap} = \Delta V_{ak} = V_b - 175 = 125V \rightarrow$

$$x_{TR} = \frac{v_{g2,kp}}{v_{ap}} = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}} = \frac{125V}{125V} = 1.00$$

Si l'explication par cette méthode ne vous semble pas clair à 100% , elle le sera bientôt parce que nous allons appliquer maintenant cette méthode dans un cas pratique. La **figure 14** nous montre les caractéristiques du courant d'anode $i_a = f(V_{ak})$ pour cinq valeurs différentes « x » position du point de câblage intermédiaire au primaire du transformateur de sortie. Le tube utilisé



est une pentode modèle « KT88 no.1 ».

La courbe 1 est mesurée en premier avec la pentode en mode triode: « x » = 1,00.

La courbe 2 est ensuite dessinée "à main levée", mais on ne sait pas encore que la valeur de « x » correspondante pour cette courbe est « x » = 0,42.

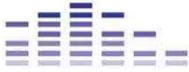
La courbe 3 est ensuite dessinée « à la règle", mais on ne sait pas encore que la valeur de « x » correspondante pour cette courbe est « x » = 0,25.

La courbe 4 est ensuite dessinée "à main levée", mais on ne sait pas encore que la valeur de « x » correspondante pour cette courbe est « x » = 0,13.

La ligne 5 est mesurée à l'avance avec la pentode en mode pentode avec « x » = 0,00.

A partir de toutes ces courbes, on peut voir la valeur de I_a que pour chaque valeur de V_{ak} . Nous devons maintenant rechercher la valeur nécessaire de V_{g2k} pour chaque point sur ces courbes. Par conséquent, nous avons besoin du circuit « Test » de la figure 13 que j'ai utilisé pour faire les mesures des courbes 1 et 5. A une certaine valeur du courant continu d'anode « I_a » et avec un réglage « ad hoc ¹⁵ » de la tension continue « anode - cathode » V_{ak} , la valeur de la tension continue « grille écran - cathode » V_{g2k} que j'ai mesuré, doit être soustraite de la tension d'alimentation $V_b = 300$ V. En outre la tension V_{ak} doit être soustraite de $V_b = 300$ V. Cela vous donne respectivement ΔV_{g2k} et ΔV_{ak} .

¹⁵ n.d.t.: aucun rapport avec le capitaine



version β

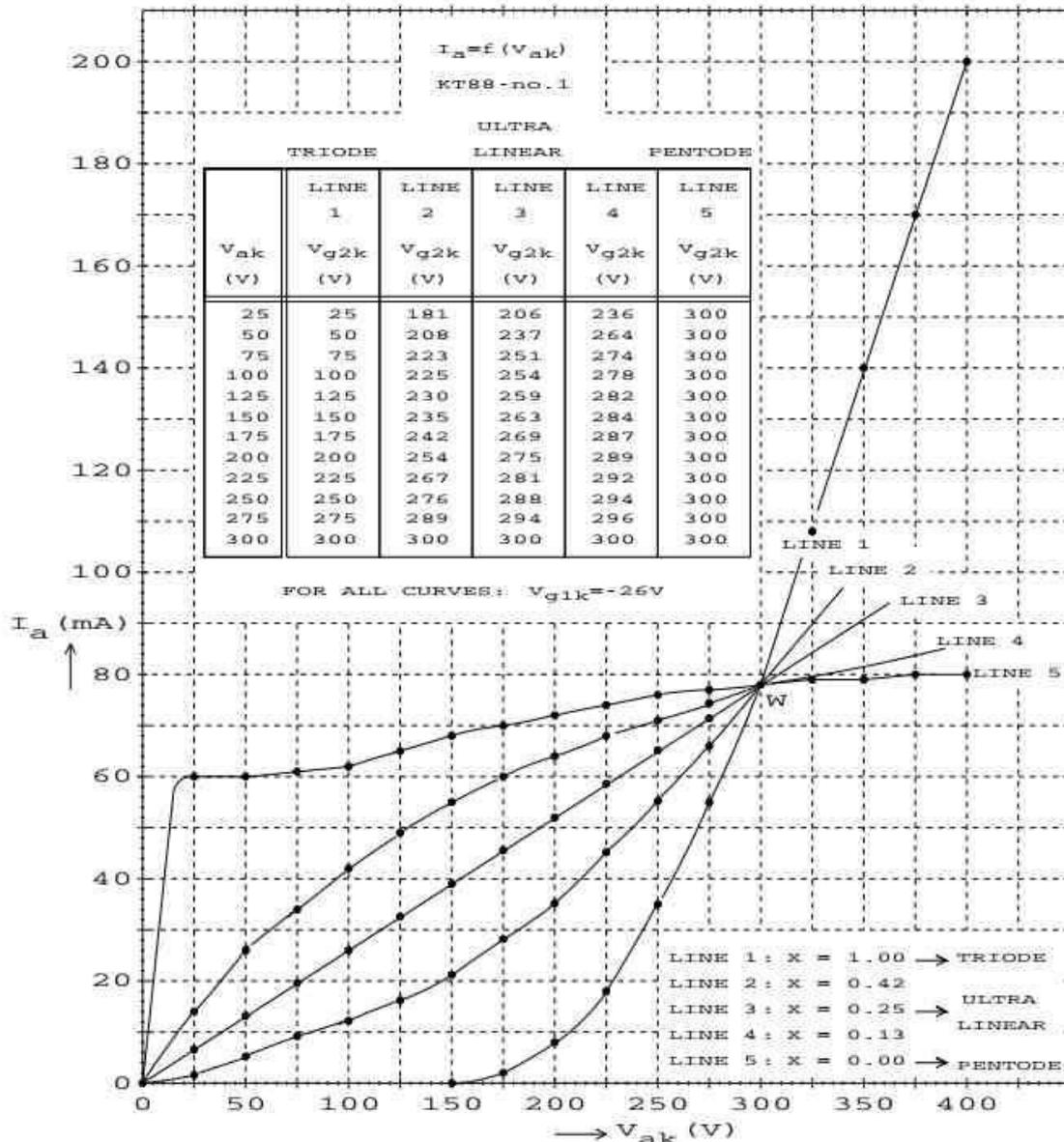


Figure 14. Caractéristique d'anode du tube KT88 no.1 pour différentes valeur de la position de x au primaire du transformateur de sortie. Les valeurs correspondantes de $V_{g2,k}$ à chaque mesure sont visibles dans le tableau.

Les cinq tableaux suivants montrent que la méthode utilisée dans les figures 12 et 14 explique et fournit la preuve que dans la pratique, pour toutes les valeurs mesurées (les points sur les lignes), la position du point intermédiaire x du primaire du transformateur de sortie, reliée à la grille g_2 de la pentode, est la même pour la ligne correspondante. Nous mesurons également le courant continu I_{g2} de la grille écran g_2 pour une utilisation ultérieure.



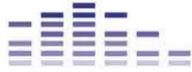
version β

V_{ak} (V) adjusted	I_a (mA) read on I_a -axis	I_{g2} (mA) measured	$V_{g2,k}$ (V) adjusted to read I_a	ΔV_{ak} (V) [300V - V_{ak}]	$\Delta V_{g2,k}$ (V) [300V - $V_{g2,k}$]	$x = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}}$
0	0	0	0	300	300	1
25	0	0	25	275	275	1
50	0	0	50	250	250	1
75	0	0	75	225	225	1
100	0	0	100	200	200	1
125	0	0	125	175	175	1
150	0	0	150	150	150	1
175	2,6	0,1	175	125	125	1
200	8,5	0,7	200	100	100	1
225	19,2	1,6	225	75	75	1
250	35,6	2,9	250	50	50	1
275	55	4,6	275	25	25	1
300	79	7	300	0	0	unknown
325	110	9,2	325	Not further than point W		
350	140	12,1	350			
375	170	16,5	375			
400	200	21	400			

Table 2. Measured values for line 1, fig 14. The adjustment of $V_{g2,k}$ happens automatically of course, because the screen grid is connected to the anode. The screen grid primary transformer tap $x = 1.00$ but that will surprise nobody, so this is the pentode in triode mode.

V_{ak} (V) adjusted	I_a (mA) read on I_a -axis	I_{g2} (mA) measured	$V_{g2,k}$ (V) adjusted to read I_a	ΔV_{ak} (V) [300V - V_{ak}]	$\Delta V_{g2,k}$ (V) [300V - $V_{g2,k}$]	$x = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}}$
0	0	0	unknown	300	unknown	unknown
25	6,5	3,8	206	275	94	0,34
50	13	12,5	237	250	63	0,25
75	19,5	16	251	225	49	0,22
100	26	13	254	200	46	0,23
125	32,5	10,4	259	175	41	0,23
150	39	8	263	150	37	0,25
175	45,5	7	269	125	31	0,25
200	52	6,5	275	100	25	0,25
225	58,5	6,5	281	75	19	0,25
250	65	6,5	288	50	12	0,24
275	71,5	6,5	294	25	6	0,24
300	78	7,1	300	0	0	unknown

Table 4. Measured values of line 3, fig 14. The average value of all screen grid primary transformer taps $x_{average} = 0.25$. For this specimen KT88 no.1 we have pure ultra-linear at $x = 0.25$.



version β

V_{ak} (V) adjusted	I_a (mA) read on I_a -axis	I_{g2} (mA) measured	$V_{g2,k}$ (V) adjusted to read I_a	ΔV_{ak} (V) [300V - V_{ak}]	$\Delta V_{g2,k}$ (V) [300V - $V_{g2,k}$]	$x = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}}$
0	0	0	unknown	300	unknown	unknown
25	15	9,5	236	275	64	0,23
50	26	19,7	264	250	36	0,14
75	34	20,6	274	225	26	0,12
100	41	17,7	278	200	22	0,11
125	49	14,2	282	175	18	0,10
150	55	11,2	284	150	16	0,11
175	60	9,4	287	125	13	0,10
200	64	8,1	289	100	11	0,11
225	68	7,6	292	75	8	0,11
250	71	7,1	294	50	6	0,12
275	74	7	296	25	4	0,16
300	78	7	300	0	0	unknown

Table 5. Measured values of line 4, fig 14. The average value of all screen grid primary transformer taps $x_{average} = 0.13$.

V_{ak} (V) adjusted	I_a (mA) read on I_a -axis	I_{g2} (mA) measured	$V_{g2,k}$ (V) adjusted to read I_a	ΔV_{ak} (V) [300V - V_{ak}]	$\Delta V_{g2,k}$ (V) [300V - $V_{g2,k}$]	$x = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}}$
0	1	54	300	300	0	0
25	60	30	300	275	0	0
50	60	30	300	250	0	0
75	61	28	300	225	0	0
100	63	22	300	200	0	0
125	65	19	300	175	0	0
150	68	14	300	150	0	0
175	70	12	300	125	0	0
200	72	9,5	300	100	0	0
225	74	8,5	300	75	0	0
250	75	7,8	300	50	0	0
275	76	7,2	300	25	0	0
300	77	7	300	0	0	unknown
325	78	6,5	300	Not further than point W		
350	79	6,3	300			
375	80	6	300			
400	80	6	300			

Table 6. Measured values of line 5, fig 14. The adjustment of $V_{g2,k}$ happens automatically of course, because the screen grid is connected to V_b . The screen grid primary transformer tap $x = 0.00$ but that will surprise nobody; this is pentode mode.

Avec cette méthode, vous pouvez déterminer la position du point intermédiaire x du primaire du transformateur de sortie, reliée à la grille g_2 de la pentode, pour chaque échantillon de pentode et chaque courbe de la caractéristique $I_a = f(V_{ak})$. Dans la pratique, nous ne nous intéressons uniquement à la courbe utilisée pour une application en mode ultra-linéaire.

Les courbes 2 et 4 de la figure 14, tracées "à main levée", sont juste une illustration pour montrer comment la valeur de x peut se situer entre «triode et ultra-linéaire» et entre «ultra-linéaire et pentode».



J'ai aussi relevé le courant continu I_{g2} de la grille écran pendant cette manipulation, car il est intéressant de voir l'influence de la position du point intermédiaire x au primaire du transformateur sur le courant I_{g2} , on peut voir les résultats sur la **figure 15**.

La **ligne 1** indique le comportement en mode triode. Le courant continu de la grille écran I_{g2} augmente en même temps que le courant continu I_a . Plus lentement bien sûr, parce que la trans-conductance statique S_2 de la grille écran est plus petite que la trans-conductance statique de l'anode S .

La **ligne 5** montre un comportement en mode pentode. Parce que $I_k = I_a + I_{g2} \approx$ constante, la courbe du courant continu de l'écran de grille I_{g2} est le miroir¹⁶ par rapport au courant continu d'anode I_a . L'étrange «palier¹⁷» de l'échantillon KT88 - n°1 qui se situe dans la zone où $25V < V_{ak} < 50V$, ce qui est typique des tubes Tétrodes à faisceau dirigé, ce qui peut se voir dans les deux courants mentionnés. Nous connaissons déjà la forme de la courbe du courant I_{g2} , voir figure 9.

Les courbes **des lignes 2, 3 et 4** sont très différentes. Nous voyons d'abord un comportement de triode "rapide" pour les faibles valeurs de V_{ak} parce que dans ce cas là, la grille écran g_2 se comporte comme une "anode" et attire les électrons du nuage électronique qui gravitent autour de la cathode. Par conséquent, le courant I_{g2} augmente. Par la suite, la tétrode se comporte à nouveau comme une pentode et la tension d'anode V_{ak} est suffisante pour attirer les électrons. Le courant I_{g2} a une valeur maximale quand la tension V_{ak} est égale à environ 75V.

¹⁶ ndt : la courbe I_{g2} est le symétrique de la courbe I_a par rapport à un axe horizontal passant par le point « W »
¹⁷ ndt : la caractéristique "Ia", courbe 5, est horizontale pour les valeurs de V_{ak} comprise entre 25V et 50V

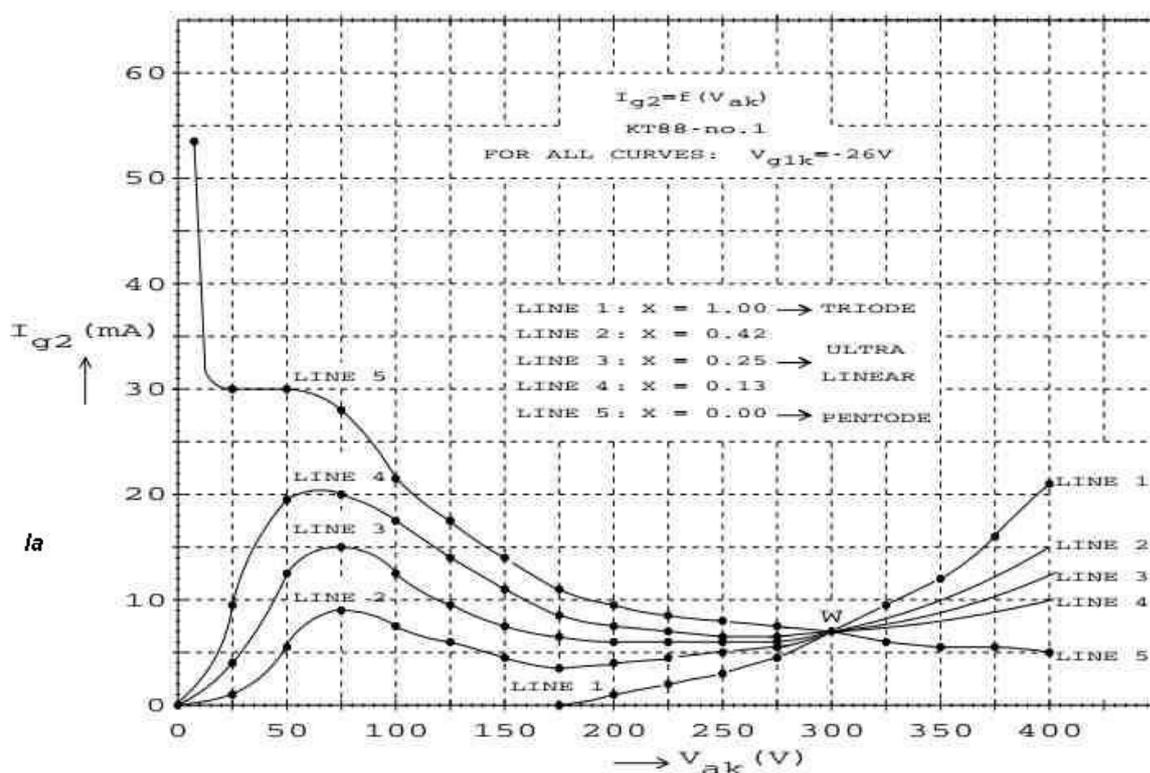
version β 

Figure 15. Caractéristique de $I_{g2} = f(V_{ak})$ pour différentes valeurs de x , position au primaire du transformateur de sortie.

6 Mesures de l'amplification AC en tension et de la résistance r_{out} de sortie en fonction x ¹⁸

Dans l'analyse structurelle du paragraphe 4, nous avons vu l'influence de la position « x » du point de câblage intermédiaire du primaire du transformateur sur l'amplification en tension en AC et sur la valeur de la résistance de sortie: $A_a = f(x)$, $A = f(x)$ et $r_{out} = f(x)$. Maintenant, il est temps de découvrir ce qui se passe réellement en pratique. La figure 16 montre la maquette test. Ce que l'on voit immédiatement, c'est le transformateur de sortie avec ses 10 points de câblage intermédiaires à son primaire. Une fois, alors que je n'avais jamais entendu parler de l'amplificateur de puissance en mode ultra-linéaire, j'ai fait une recherche au sujet de la puissance maximale délivrée par une triode modèle 300B en fonction de la valeur de sa résistance externe r_a/r_i . Quand on sait que pour une triode 300B classique la valeur de r_i en fonctionnement normal est de 700 Ω , il ne semble pas étrange que la valeur ohmique entre deux points intermédiaires de l'enroulement primaire du transformateur (r_a) de la figure n°6 soit un multiple de 700 Ω . Bien que cette étude sur cette puissance soit fort intéressante, elle va est au-

18 n.d.t: x est la position du point intermédiaire au primaire du transformateur de sortie



version β

de là de la portée de cet article. Voir le chapitre 4 de de la référence [1].

Pour ceux d'entre vous qui veulent faire les mêmes expériences que j'ai faite, vous pouvez commander ce transformateur de sortie d'essai au fabricant néerlandais AE-europe. Le numéro de référence est « 27844 » et son intensité maximale en continue est de 200 mA. Ne vous attendez pas à avoir une grande largeur de bande passante et une bonne qualité audio avec ce modèle, mais il est peut être utilisé pour les manipulations à des fréquences audio moyennes. J'ai encore utilisé le spécimen pentode KT88-no 1 au point de fonctionnement suivant:

$$V_{ak,w} = 300V, I_{a,w} = 80 \text{ mA}, V_{g1,kw} = -26V, V_{g2,kw} = \sim 300V \text{ and } I_{g2,w} \sim 8mA.$$

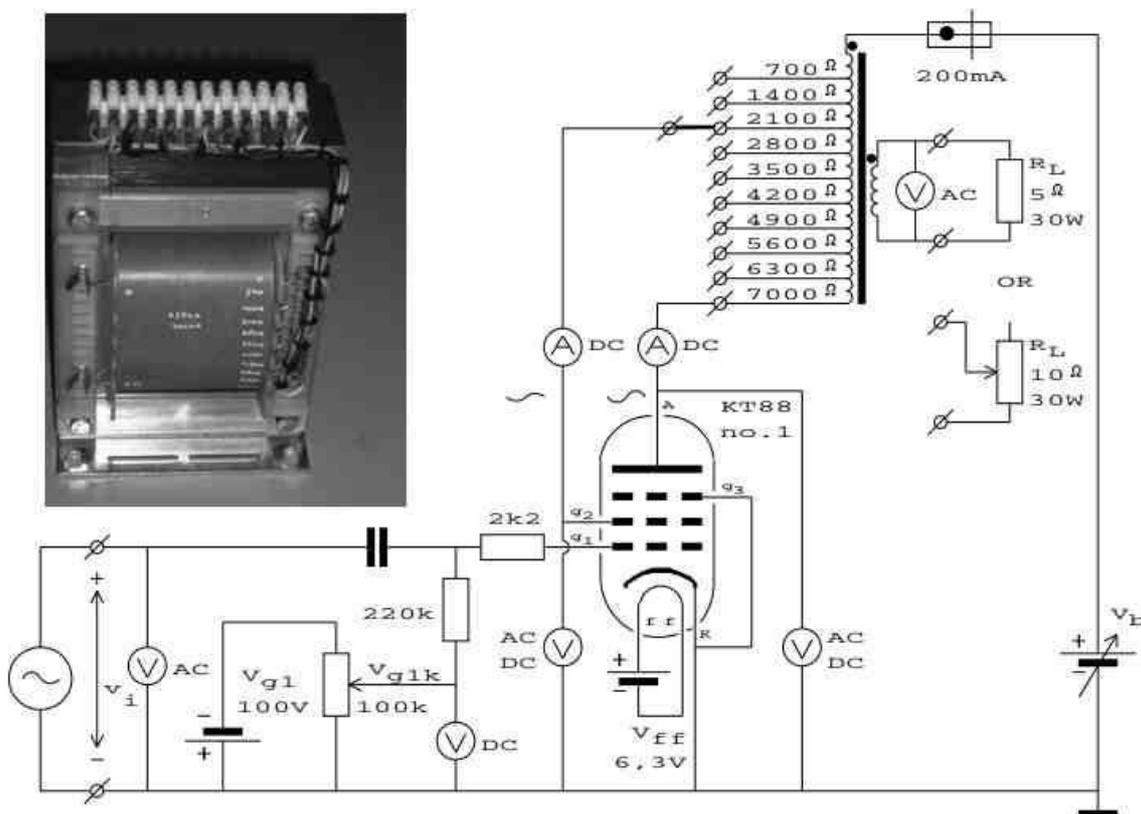
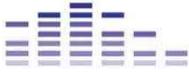


Figure 16. Circuit test pour déterminer la dépendance du gain d'anode en AC et la valeur de la résistance de sortie suivant la valeur de x , position du point de cablage au primaire du transformateur de sortie.

Il faut noter que le point de fonctionnement W varie légèrement avec d'autres valeurs de « x », (position du point intermédiaire au primaire du transformateur de sortie), nous devons alors changer légèrement la valeur de la tension $V_{g1,kw}$ pour atteindre la valeur nominale désirée. Il existe une chute de tension aux bornes de l'enroulement du primaire du transformateur $(I_a + I_{g2}) \cdot (1 - x) \cdot R_p$ qui dépend de la position de « x ». Elle varie d'une valeur d'environ 10V. A chaque position de x , on ajuste la tension du point de fonctionnement si nécessaire.

*version β*

En regardant le schéma structurel de la maquette d'essais de la figure 16, nous nous attendons à obtenir les valeurs suivantes de « x » à chaque point de câblage au primaire du transformateur de sortie:

$$x = \frac{0\ \Omega}{7000\ \Omega} = 0.0 ; x = \frac{700\ \Omega}{7000\ \Omega} = 0.1 ; x = \frac{1400\ \Omega}{7000\ \Omega} = 0.2 ; x = \frac{2100\ \Omega}{7000\ \Omega} = 0.3 ; \dots x = \frac{7000\ \Omega}{7000\ \Omega} = 1.0$$

Nous définissons $x_{measured} = \frac{\Delta V_{g2,k}}{\Delta V_{ak}} = \frac{V_{g2,k}}{V_{ak}}$ et les mesures détermineront si $x = x_{measured}$.

Comment répartir linéairement les points de câblage sur l'enroulement du primaire du transformateur de sortie ? Quelle est l'influence des courants I_{g2} et i_{g2} sur la fonction « $f(x)$ » du point « x » ? Quelle est l'influence de la résistance (en AC) interne r_{i2} de la grille écran sur la valeur de « x » ? Nous devons bien réaliser que ce transformateur de test n'est pas conçu et fabriqué pour des applications d'amplification en mode « ultra-linéaire », mais il est disponible et donc nous l'utilisons. D'où l'introduction du paramètre $x_{measured}$.

$$V_{g2,k} = x \cdot V_{ak} \rightarrow V_{g2,k} = x_{measured} \cdot V_{ak}$$

Nous commençons avec l'amplification (en AC) en tension $A_a = f(x_{measured})$.

Vous remarquerez que les tensions de sortie et les puissances sont plutôt faibles. S'il vous plaît ne jugez pas trop sévèrement ses résultats. Dans d'autres applications qui utilisent les tubes pentodes KT88, la tension d'alimentation peut être augmentée jusqu'à 400 V au lieu de 300 V ici. Il faut bien se souvenir que la puissance de sortie délivrée est proportionnelle au carré de la tension (V_b^2 / r_a).

OK, on y va: la résistance externe d'anode (en AC) $R_a = 7000\ \Omega$. La fraction $V_{ak} / I_{ak} = R_i = 300V / 80\ \text{mA} = 1750\ \Omega$.

Ce qui nous donne que la fraction $r_a / R_i = 7000/3750 = 1.87$ et en les informations « référence [1] », indiquent que cette valeur est très défavorable pour atteindre une grande puissance de sortie. Mais je vous promets : tout finira bien en ce qui concerne la puissance de sortie, s'il vous plaît soyez patient.

Nous avons également besoin de l'équation : $A_a = \frac{V_{ak}}{V_{g1,k}} = - \frac{(S + x \cdot S_2) \cdot r_a}{1 + \left(\frac{x}{\mu_{g2,g1}} + \frac{1}{\mu} \right) \cdot (S + x \cdot S_2) \cdot r_a}$ et pour

x nous substituons dans $x_{measured}$.



Nous pouvons obtenir les paramètres suivants de la documentation constructeur de la pentode KT88:

$S = 11,5 \text{ mA / V}$, $r_i = 12 \text{ k}\Omega$ et $\mu_{g2,g1} = 8$. Malheureusement, S_2 n'est pas donné par la plupart des fabricants actuels de tubes électroniques. Dans les mesures précédentes, nous avons vu qu'avec $V_{ak} = 300\text{V}$, $I_a \approx 10 \cdot I_{g2}$. Je fais donc l'hypothèse que $S = 10 \cdot S_2$, ce qui nous donne $S = 1,15 \text{ mA / V}$.

Nous avons maintenant tous les paramètres nécessaires pour modifier l'équation en plaçant le terme $x_{measured}$.

Nous commençons avec $v = 3,72 \text{ V}_{RMS} = 5.25V_p$, pour éviter de la distorsion à la tension v_{ap} à $x = x_{measured} = 0,0$.

La puissance de sortie est $p_a = \frac{v_{ak,RMS}^2}{r_a}$ and $p_{RL} = \frac{v_{RL,RMS}^2}{r_a}$ et sa valeur est très faible, mais

comme promis ce sera bien mieux à la fin.

Les résultats des mesures et des calculs sont présentés dans le **tableau 7** et comme prévu, $x \neq x_{measured}$, parce que les points de sortie ne sont pas parfaitement espacés d'une façon linéaire sur l'enroulement primaire du transformateur. Nous verrons plus loin qu'avec un transformateur toroïdal actuel, $x = x_{measured}$.

x	$V_{g1,k}$ (VRMS)	$V_{g2,k}$ (VRMS)	V_{ak} (VRMS)	$x_{measured} = \frac{V_{g2,k}}{V_{ak}}$	p_a (W)	V_{RL} (VRMS)	p_{RL} (W)	$ A_a = \frac{V_{ak}}{V_{g1,k}}$	$ A_a $ with formula
0.0	3.72	0.0	158.0	0.00	3.60	4.01	3.20	42.4	50.6
0.1	3.72	19.2	60.8	0.32	0.53	1.51	0.45	16.3	16.8
0.2	3.72	21.3	47.7	0.45	0.33	1.22	0.29	12.8	13.3
0.3	3.72	22.3	40.7	0.55	0.24	1.01	0.20	10.9	11.3
0.4	3.72	23.2	36.1	0.64	0.19	0.92	0.16	9.7	10.1
0.5	3.72	23.6	33.4	0.71	0.16	0.83	0.14	9.0	9.3
0.6	3.72	23.9	30.9	0.77	0.14	0.78	0.12	8.3	8.7
0.7	3.72	23.2	28.9	0.84	0.12	0.73	0.11	7.8	8.1
0.8	3.72	24.2	27.3	0.89	0.11	0.69	0.10	7.3	7.7
0.9	3.72	24.6	26.1	0.94	0.10	0.65	0.09	7.0	7.3
1.0	3.72	25.0	25.0	1.00	0.09	0.62	0.08	6.6	7.0

Table 7. The results of measurements and calculations based on figure 16.

La **figure 17** montre respectivement les graphiques (partiel) du tableau 7 à partir des résultats

*version β*

des colonnes « 9 » et « 10 » en fonction de la colonne « 5 », c'est à dire les fonctions $A_{a,measured} = f(x_{measured})$ et $A_{a,calculated} = f(x_{measured})$. La pratique est conforme à la théorie, la concordance est bonne. il y a cependant quelques différences aux faibles valeurs de $x_{measured}$.

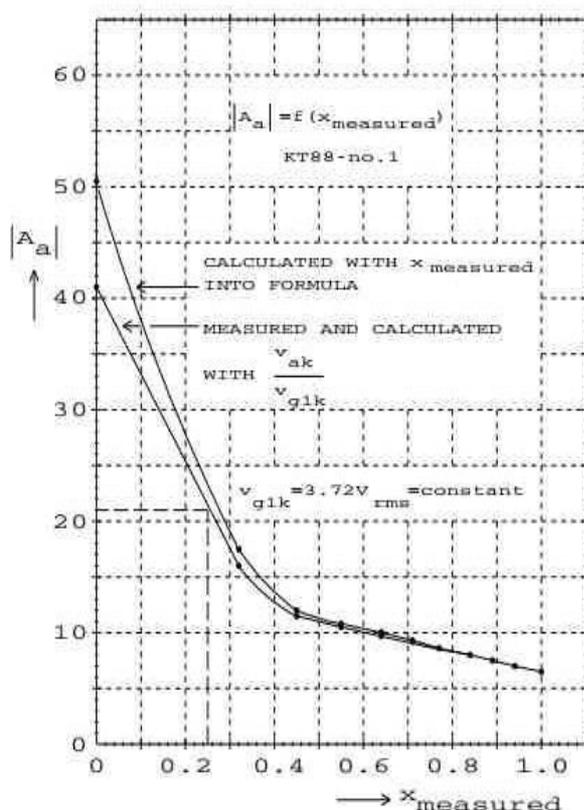


Figure 17. $p_a = f(x_{measured})$ for a constant $v_{g1,k}$, calculated and measured.

Figure 17. $p_a = f(x_{measured})$ pour une tension constante de $v_{g1,k}$, calculé et mesuré.

Ce transformateur de « test » n'a pas points de sorties pour : $0,00 < x < 0,10$ et $0,00 < x_{measured} < 0,32$. Pour les autres valeurs nous pouvons voir que la décroissance de l'amplification $|A_a|$ suit presque parfaitement la croissance de x et $x_{measured}$. Une grande valeur de x et $x_{measured}$, une grande tension de grille-écran en contre-réaction, et la diminution de l'amplification $|A_a|$. Une faible amplification donne des faibles valeurs de v_{ak} et v_{RL} et donc, de faibles puissances p_a et de p_{RL} , voir les colonnes 6 et 8 du tableau 7. Cependant, personne ne peut nous prédire la valeur $v_{g1,k} = 3,72V$ pour chaque valeur de x . Plus la valeur de x est grande et plus nous nous rapprochons de la caractéristique en mode triode, et moins le coude de la partie supérieure de la caractéristique de transconductance $I_a = f(V_{g1,k})$ est prononcé¹⁹. Par conséquent, la tension de base de la grille de commande augmente et peut être utilisée avec une grande valeur de $V_{g1,k}$.

La **figure 18** montre la courbe de puissance $p_a = f(x_{measured})$ pour $v_{G1,k} = 3,72 V$, la deuxième colonne du tableau 7, et montre $p_a = f(x_{measured})$ avec le réglage de la tension $v_{g1,k}$, qui doit être la plus grande possible sans provoquer toutefois une distorsion de non linéarité visible sur

¹⁹ n.d.t: bref, nous nous approchons de plus en plus de la caractéristique désirée, le graal, la droite linéaire...



version β

l'oscilloscope. La puissance se situe alors entre 2,5 W et 5,5 W, qui fournira des niveaux sonores raisonnables. Plus de puissance peut être obtenue en augmentant la valeur de la tension $V_{akw} = V_b$ et et du courant I_{aw} , mais je ne le ferai pas ici. Bien sûr, nous devons choisir la valeur de la fraction r_a / R_i de façon optimale, voir référence [1].

Comme promis, ces résultats sur la puissance P_a (W) disponible se révèlent être bons. Les lignes en pointillé sur la figure 17 nous montre l'amplification en puissance pour $x_{measured} = 0,25$ et que c'est le mode de fonctionnement en ultra-linéaire pour ce modèle de pentode : la KT88-n°1. Voir aussi la ligne 3 de la figure 14 et la 7^{ème} colonne du tableau 4.

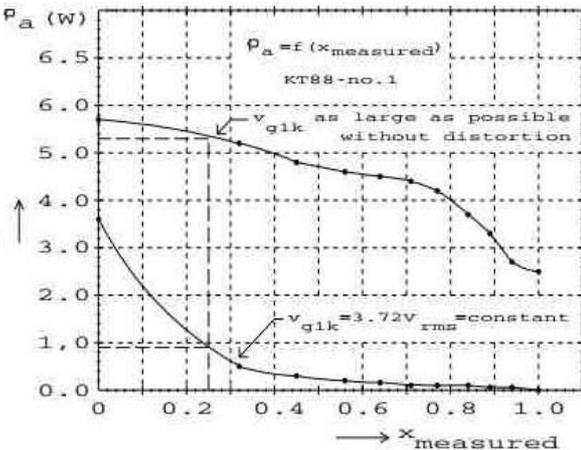
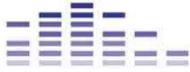


Figure 18. $p_a = f(x_{measured})$ for a constant $v_{g1,k}$ and for an adjusted $v_{g1,k}$.



version β

Nous allons maintenant continuer avec la résistance de sortie dynamique (AC) circuit de sortie comme une fonction de $x_{measured}$, ou x est le point de sortie intermédiaire au primaire du transformateur de sortie, point connecté à la grille-écran. Pour résumer : $r_{out} = f(x_{measured})$.

En théorie, nous pouvons appliquer le théorème de Thévenin $r_{out} = \left| \frac{V_{open}}{i_{shortcircuit}} \right|$ mais en pratique, cela peut être dangereux.

Réaliser un court-circuit pour mesurer i_{RL} est admissible pour une courte durée, mais ouvrir le circuit pour mesurer $V_{RL,open}$ est dangereux. Quand une charge est enlevé subitement au secondaire sur le transformateur de sortie, une haute tension inductive²⁰ peut apparaître et détruire le tube de puissance. C'est la raison pour laquelle vous ne devez jamais débrancher les câbles des haut-parleurs sur les sorties de votre amplificateur à tube électronique quand il n'est pas éteint). Nous déterminerons r_{out} selon le montage de la **figure 19**.

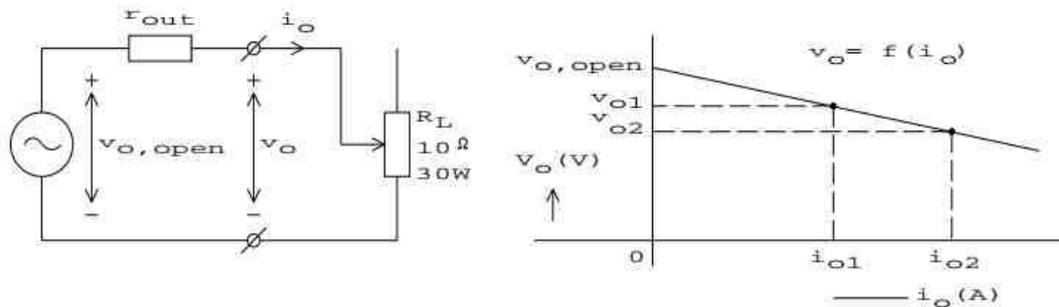


Figure 19. Voltage source model to determine circuit AC output resistance r_{out} .

La source de tension est le côté secondaire du transformateur de sortie et nous voulons connaître la valeur de r_{out} . Nous utiliserons une résistance bobinée ajustable de $10\Omega / 30W$ comme la résistance de charge R_L et nous réglerons le curseur du potentiomètre en position médiane; maintenant $R_L = 5 \Omega$.

De la figure 19 nous pouvons déduire les équation suivantes:

$$V_{o,open} = i_{o1} \cdot r_{out} + V_{o1}$$

²⁰ n.d.t. : $V = L \cdot di/dt$ et si $dt \rightarrow 0$ alors $V \rightarrow +\infty \dots$



version β

$$V_{o,open} = i_{o2} \cdot r_{out} + V_{o2}$$

$$i_{o1} \cdot r_{out} + V_{o1} = i_{o2} \cdot r_{out} + V_{o2}$$

Nous utilisons maintenant les équations suivantes:

$$(V_{o2} - V_{o1}) = (i_{o1} - i_{o2}) \cdot r_{out}$$

$$r_{out} = \frac{(V_{o2} - V_{o1})}{(i_{o1} - i_{o2})}$$

$$r_{out} = \frac{\Delta V_o}{\Delta i_o}$$

En ajustant le curseur légèrement vers la droite ou vers la gauche, nous pouvons créer ΔV_o et Δi_o et appliquer ceci pour chaque valeur de x et $x_{measured}$. Au plus grandes valeurs extrêmes de x et $x_{measured}$, lorsque l'amplification est faible et donc que les valeurs de v_o et i_o sont également faibles, nous pouvons augmenter $v_i = v_{g1,k}$ pour atteindre de plus grandes valeurs de v_o et i_o . Si $v_o \approx 5$ V alors $i_o \approx 1$ A parce que $R_L = 5 \Omega$. Ces valeurs sont très faciles à mesurer avec un voltmètre et une sonde de courant. Pour chaque valeur de x et $x_{measured}$ nous pouvons faire un tableau pour V_{o1} , V_{o2} , i_{o1} , i_{o2} et r_{out} .

Nous avons également besoin de l'équation $r_{out} = \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \cdot \frac{1}{(S + x \cdot S_2) \cdot \left(\frac{x}{\mu_{g2,g1}} + \frac{1}{\mu}\right)}$ et nous

remplaçons $x_{average}$ par x .

Les valeurs de S , S_2 , μ et $\mu_{g2,g1}$ sont connues. Le carré du rapport de transformation du transformateur est bien sûr $(n_s / n_p)^2$. Quand vous regardez les impédances du transformateur de test, vous obtenez le carré du rapport d'enroulement $5\Omega/7000\Omega = 1/1400$. Pour obtenir les valeurs *réelles*, il est faut regarder les valeurs mesurées de la tension V_{RL} , côté du primaire et de V_{AK} , côté du secondaire du transformateur ; voir les résultats dans le tableau 7. Lorsque vous calculez cette fraction pour chaque valeur de x et de $x_{measured}$ vous obtenez $V_{RL} / V_{AK} = 0,025$ pour le carré du rapport d'enroulement est $(V_{RL} / V_{AK})^2 = 1/1600$. Tous les «ingrédients» de cette équation sont maintenant connus et nous appliquerons cela onze fois pour des valeurs de x comprise de 0,0 à 1,0 par incrément de 0,1. Nous mettrons tous les résultats de $r_{out-calculated}$ et de

*version β*

$r_{out-measured}$ de la même façon que pour le tableau de $r_{out} = f(x_{measured})$ puis nous en tirerons les graphiques comme le montre la figure 20 .

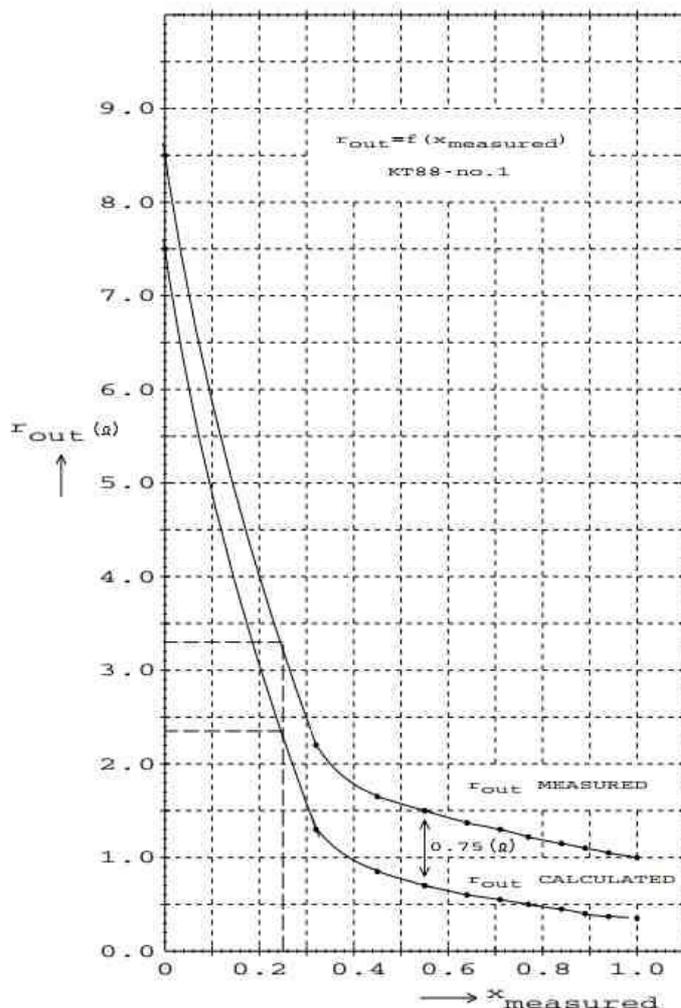


Figure 20. $r_{out} = f(x_{measured})$, calculated and measured.

La différence entre $r_{out-calculated}$ et $r_{out-measured}$ pour chaque $x_{measured}$ est d'environ 0.75Ω , ce qui est causée par les résistances de cuivre au primaire et au secondaire du transformateur de « test » et des résistances des fils, soudures et des pistes du circuit imprimé. Dans le mode ultra-linéaire, pour $x_{measured} = 0,25$, nous trouvons une impédance r_{out} calculée de $3,3\Omega$ (voir lignes pointillées). Sachant l'importance de r_{out} sur le facteur d'amortissement, les audiophiles peut être en mesure d'entendre la différence dans le caractère sonore due aux différentes valeurs de r_{out} causées par différentes valeurs de $x_{measured}$.

Enfin nous pouvons conclure que l'analyse des structures de l'article 4 correspond à la réalité !

7 Mesures et comparaisons sur un amplificateur de puissance câblé en mode "triode", mode ultra-linéaire et mode pentode

Dans cette partie, nous allons comparer la puissance de sortie, le rendement, le comportement en fréquence et la distorsion de non-linéarité d'un amplificateur à tubes électroniques existant que nous pouvons faire travailler comme un amplificateur en mode triode, ultra-linéaire ou pentode en changeant la position de deux cavaliers²¹. Le schéma, voir référence [4] en fin d'article, est représenté **figure 21**.

²¹ n.d.t: jumper en anglais



version β

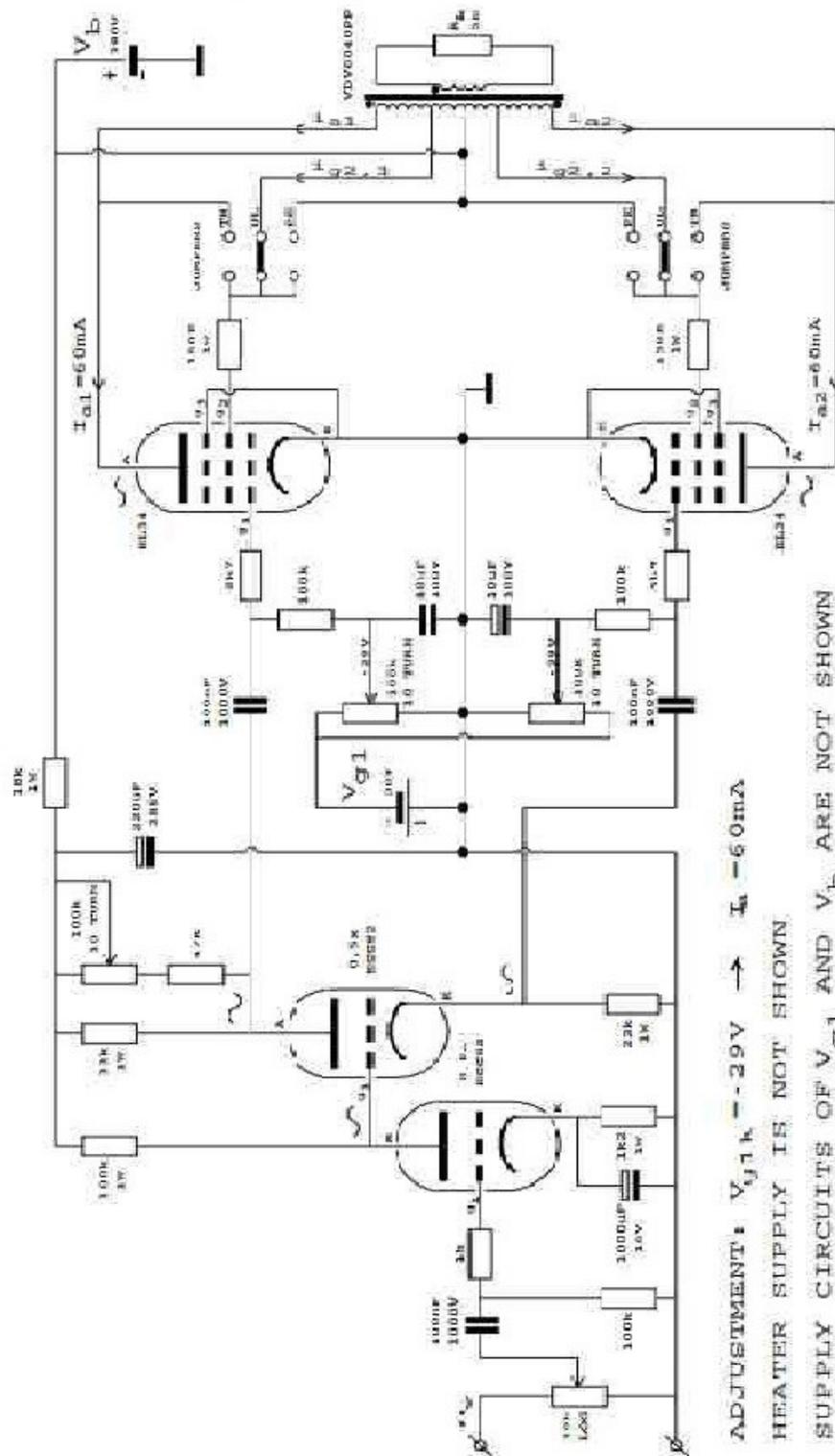


figure 21 schéma structurel d'une voie monophonique de mon premier amplificateur, le montage provient de la référence [4]



version β

Je vais d'abord commencer par la comparaison de la puissance de sortie et du rendement.

Pour chaque configuration mentionné le point de fonctionnement est réglé sur $I_{aw} = 60$ mA pour $V_{g1,kp} = 0$ V.

En référence [4], la puissance promise est de 13 W pour le mode triode, de 33 W pour le mode ultra-linéaire et de 40 W pour le mode pentode. Après la fabrication et avoir réalisé des mesures, une certaine distorsion est apparue à ces niveaux de puissance maximum. J'ai donc diminué les valeurs de ces puissances à 12 W pour le mode triode, à 23 W pour le mode ultra-linéaire et à 25 W pour le mode pentode. Avec ces valeurs, il n'y avait pas de distorsion de linéarité visible sur l'écran de l'oscilloscope et ces puissances sont très suffisantes pour une utilisation dans un salon. Malgré l'utilisation du tube «EL34 basique» et d'un «schéma structurel classique», la qualité sonore est fantastique.

La **figure 22** montre la puissance de sortie et de le rendement de l'amplificateur en fonction de la tension maximum dynamique (*en AC*) fournie à la grille commande $V_{g1,kp}$ pour le schéma structurel monophonique de la figure 21. Les ordonnées (axes verticaux) montrent, sur une échelle commune:

Puissance fournie	-	P_{in}
Puissance dissipée à l'anode	-	P_a
Puissance restituée à l'anode	-	p_a
Rendement	-	η_{anode}

La puissance fournie P_{in} augmente lentement parce que le courant I_a passe de 60 mA à 72 mA, ou de 60 mA à 80 mA ou encore de 60 à 86 mA respectivement suivant le mode de fonctionnement: triode, ultra-linéaire ou pentode.. Le point de fonctionnement passe de la classe A à la classe AB. La différence de puissance de sortie entre le mode triode et et le mode ultra-linéaire est relativement grande. La différence de puissance de sortie entre le mode ultra-linéaires et le mode pentode es très petite, comme je l'ai déjà indiqué précédemment.

En outre, vous pouvez voir des différences dans la tension de commande de la grille pour obtenir la puissance maximum restituée à l'anode du tube suivant un câblage en mode triode, ultra-linéaire ou pentode. La valeur maximale de $V_{g1,kp}$ pour obtenir la puissance maximale délivrée anode p_a est donc différente selon le cas utilisé. Afin d'être en mesure d'utiliser le même pré-ampli en tension dans tous les cas, j'ai utilisé un "cavalier" en série avec le curseur du potentiomètre de volume. Avec trois valeurs différentes de résistances en série avec le curseur je



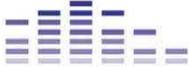
peux choisir entre trois différents niveaux de tension d'entrée.

Ensuite, je continue avec la comparaison du comportement en fréquences.

Les **figures 23 à 25** montrent la caractéristique amplitude-fréquence et la caractéristique phase-fréquence respectivement pour le mode triode, le mode ultra ultra-linéaire et le mode pentode. Pendant les mesures, l'entrée de l'amplificateur est connectée à une source de tension via une résistance de 600 Ω câblée en série. Le signal d'entrée est 775 mV_{RMS} = 0 dB. La puissance fournie à l'entrée est de 1mW.

La tension de sortie dynamique (AC) est mesurée à travers la résistance de charge de 5 Ω et donc, la puissance de sortie peut être calculée par les équations données ci-dessous. Les puissances qui sont alors obtenues sont inférieures aux puissances indiquées à la figure 22 parce que le signal d'entrée est désormais limitée à 775 mV_{RMS} = 0 dB, la puissance fournie à l'entrée est de 1mW.

Lorsque vous augmentez le niveau d'entrée de 1,6 V_{RMS}, les niveaux de puissance de la figure 22 peuvent être facilement atteints. Quand nous voulons que ces niveaux de puissance maximale à 0 dB, les amplifications en tension du préamplificateur et du déphaseur doivent être augmentées.



version β

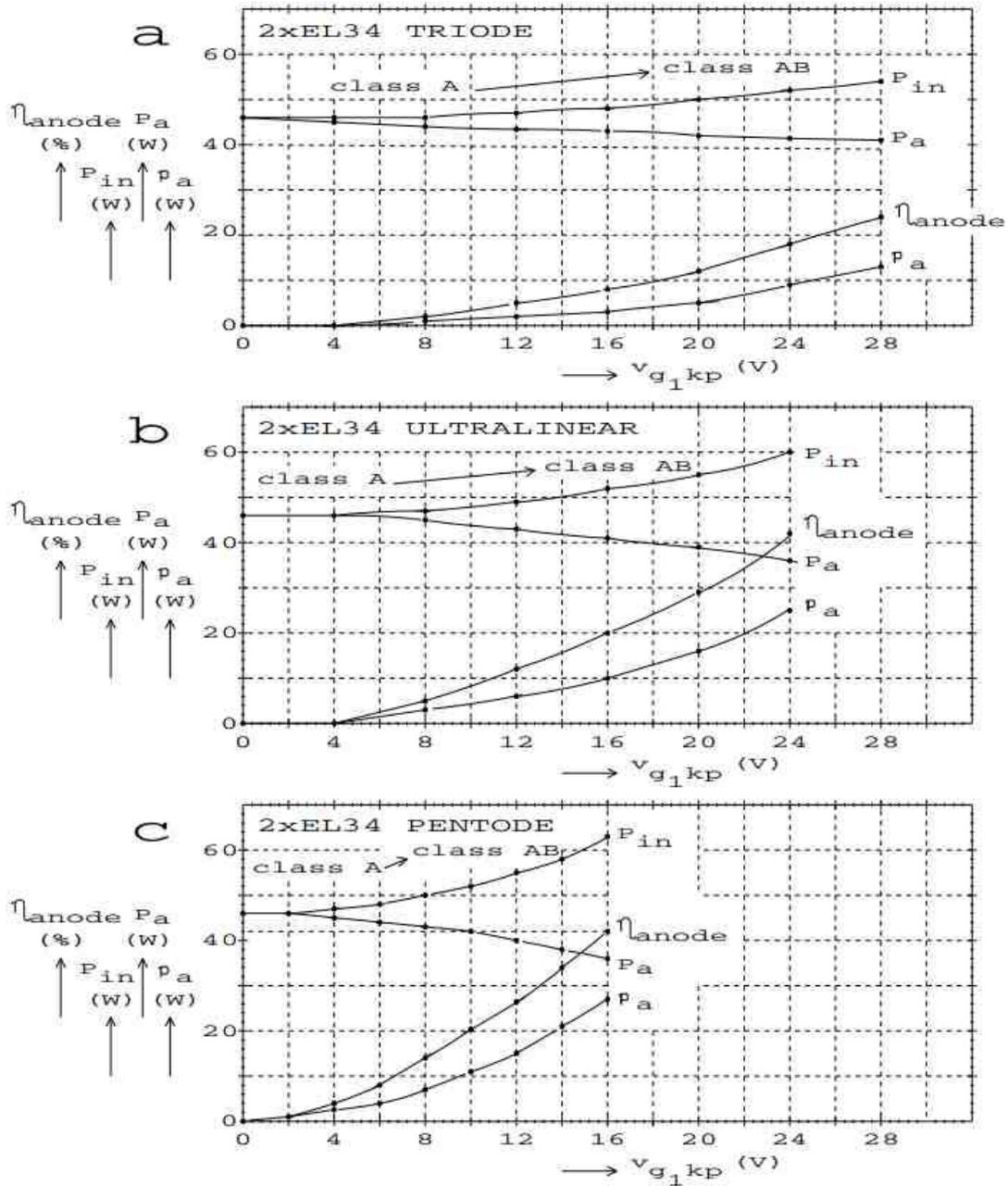
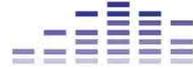


Figure 22. The output power, dissipation and the efficiency of the mono block of figure 22. Top to bottom: triode, ultra-linear and pentode mode.



version β

Gain en puissance:
$$A_p = 10^{.10} \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^{.10} \log \frac{\left(\frac{V_{R_L}^2}{R_L}\right)}{0.001}$$

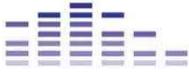
Gain en tension:
$$A_v = 20^{.10} \log \frac{V_{out}}{V_{in}} = 20^{.10} \log \frac{V_{R_L}}{0.775}$$

La Comparaison des figures 23 à 25 montre que la fréquence de coupure basse du spectre audio est presque la même pour les modes triode, ultra linéaire et pentode. Pour la fréquence de coupure haute du spectre audio, cette valeur est sensiblement différente. La largeur de la bande passante (BP) est la plus grande pour le mode triode, puis vient ensuite le mode ultra-linéaire et enfin le mode pentode. On pourrait croire que la plus grande valeur de $C_{a,g1}$ et l'effet Miller²² auraient un effet négatif pour le mode triode, mais dans ce mode, la valeur de la résistance interne dynamique R_i (en AC) est très basse. Dans le mode pentode la valeur de $C_{a,g1}$ est très petite mais la résistance interne dynamique R_i (en AC) est très grande. Les paramètres liés à la valeur de $C_{a,g1}$ et de l'effet Miller en fonction de r_i induisent la meilleure bande passante pour le mode triode. En ce qui concerne le mode ultra-linéaire, la largeur de bande passante se situe entre celle du mode triode et celle du mode pentode. Par ailleurs, aucune de ses pentes de n'ont pour valeur 6 dB / octave ou 20 dB / décade car le schéma structurel de cet amplificateur U.L.²³ avec ses différentes étages²⁴ est un "patchwork" de caractéristiques d'amplitude - fréquences et de caractéristiques de phase - fréquence indépendantes les unes des autres.

²² Note du traducteur - effet Miller: variation de l'impédance d'entrée d'un amplificateur en fonction de son propre gain (dB)

²³ Note du traducteur U.L. : ultra linéaire

²⁴ Note du traducteur : on parle aussi de sous-fonctions.



version β

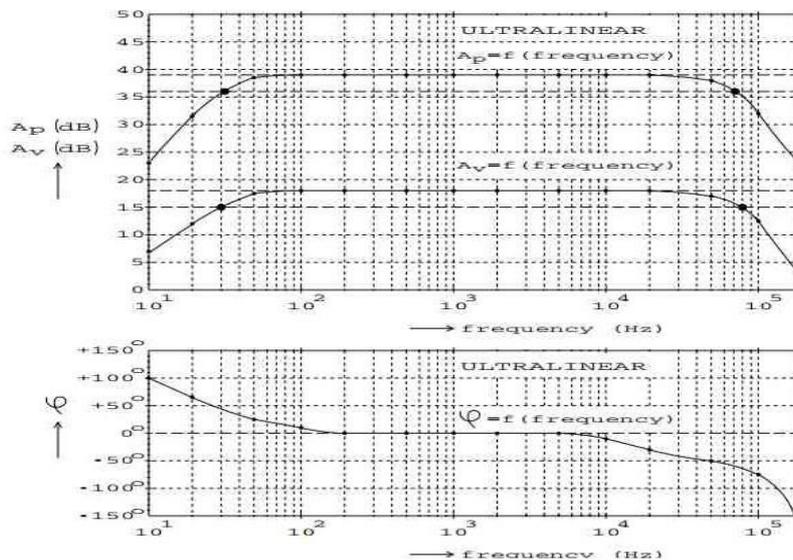


Figure 24. Réponse en fréquence mesurée de l'amplificateur de la figure 21 en mode ultra-linéaire

$$A_p = 10 \cdot 10 \log \left(\frac{P_{5\Omega}}{P_{600\Omega}} \right) = 10 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}^2 / 5}{0.001} \right) = 10 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}^2}{0.005} \right) = 10 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}}{\sqrt{0.005}} \right)^2 = 20 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}}{0.0707} \right)$$

$$A_p = 20 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}}{0.707 \times 0.1} \right) = 20 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}}{0.707} \times 10 \right) = 20 \times 10 \log \left(\frac{v_{R_L}}{0.707} \right) + 20 \times 10 \log 10$$

Le facteur du gain en puissance est: $A_p = 20 \cdot 10 \log \frac{v_{R_L}}{0.707} + 20$

Le facteur de gain en tension est la suivante: $A_v = 20 \cdot 10 \log \frac{v_{R_L}}{0.775}$

Imaginez qu'une tension de 10 VRMS soit mesurée aux bornes de la résistance de charge R_L d'un amplificateur de puissance en mode pentode, voir figure 25.

$$A_p = 20 \cdot 10 \log \frac{v_{R_L}}{0.707} + 20 = 20 \times 10 \log \frac{10}{0.707} + 20 = 20 \times 10 \log 14.1 + 20 = 23 + 20 \Leftrightarrow A_p = 43 \text{ dB}$$

$$A_v = 20 \cdot 10 \log \frac{v_{R_L}}{0.775} = 20 \times 10 \log \frac{10}{0.775} = 20 \times 10 \log 12.9 \Leftrightarrow A_v = 22 \text{ dB}$$

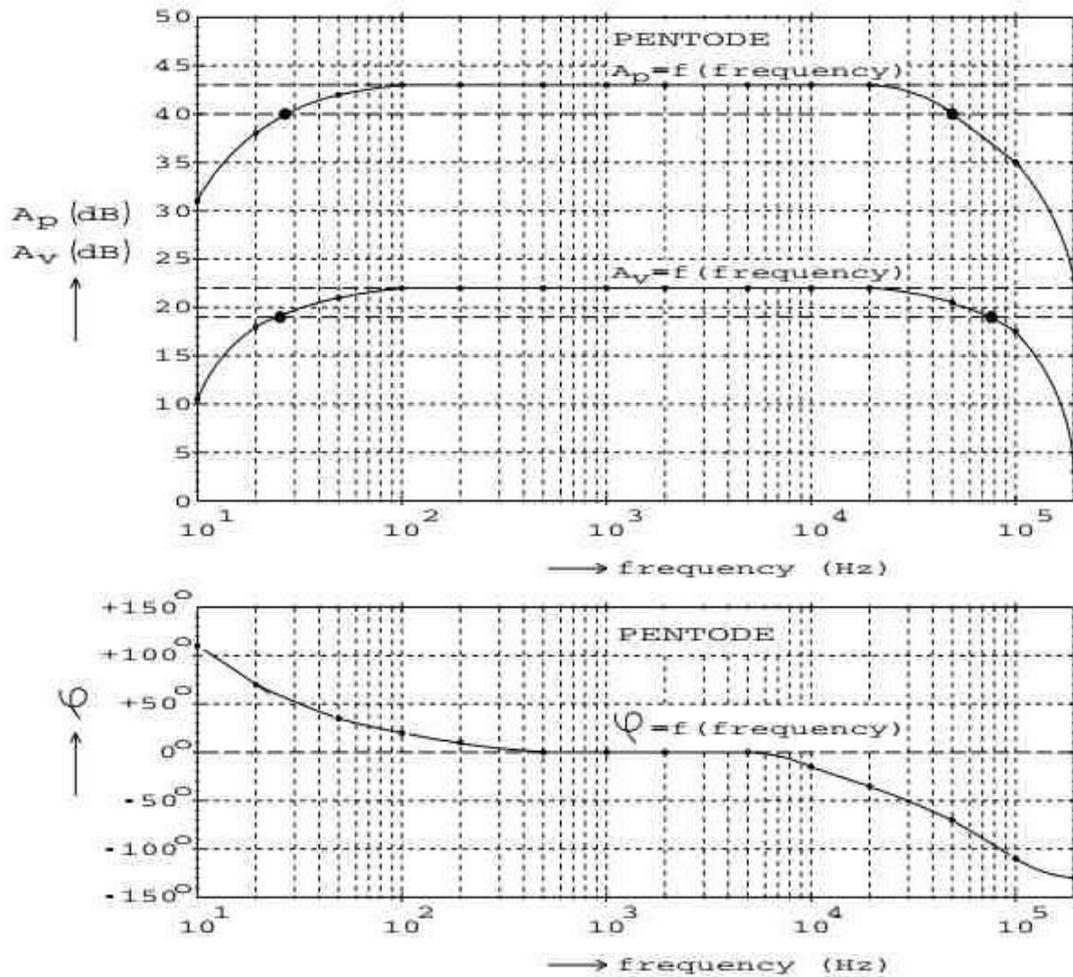


Figure 25 Réponse en fréquence mesurée de l'amplificateur de la figure 21 en mode pentode.

La différence entre le gain en puissance A_p et le gain en tension A_v est de 21 dB et vous pouvez le voir sur la figure 25. Les pentes sont différentes car $\log 14.1$ de A_p n'est pas égal à $\log 12.9$ de A_v .

Enfin, je vais comparer les distorsions de non-linéarité, voir figure 26.

- Si nous acceptons juste les distorsions à la limite de la visibilité sur l'oscilloscope, nous pouvons prendre la valeur maximum de puissance P_a restituée à l'anode du tube, multipliée par le rendement du transformateur, ici d'environ 93%.



version β

Configuration en mode TRIODE:

- L'amplificateur triode génère principalement des harmoniques pairs (2^{nd}) ce qui répond bien à la théorie.
- Un amplificateur de puissance de type push-pull devrait permettre d'éliminer les harmoniques paires, mais pas dans le cas réel de cet amplificateur. C'est parce que, bien que les courants continus d'anodes soient égaux, les lampes de puissance (et leurs paramètres) ne sont pas identiques.
- Les chiffres relatifs à la distorsion ne sont pas si mauvais, mais les opinions diffèrent à ce sujet.
- Cet amplificateur en mode triode sonne très bien, même à à pleine puissance. Bien sûr, ceci est mon opinion personnelle.

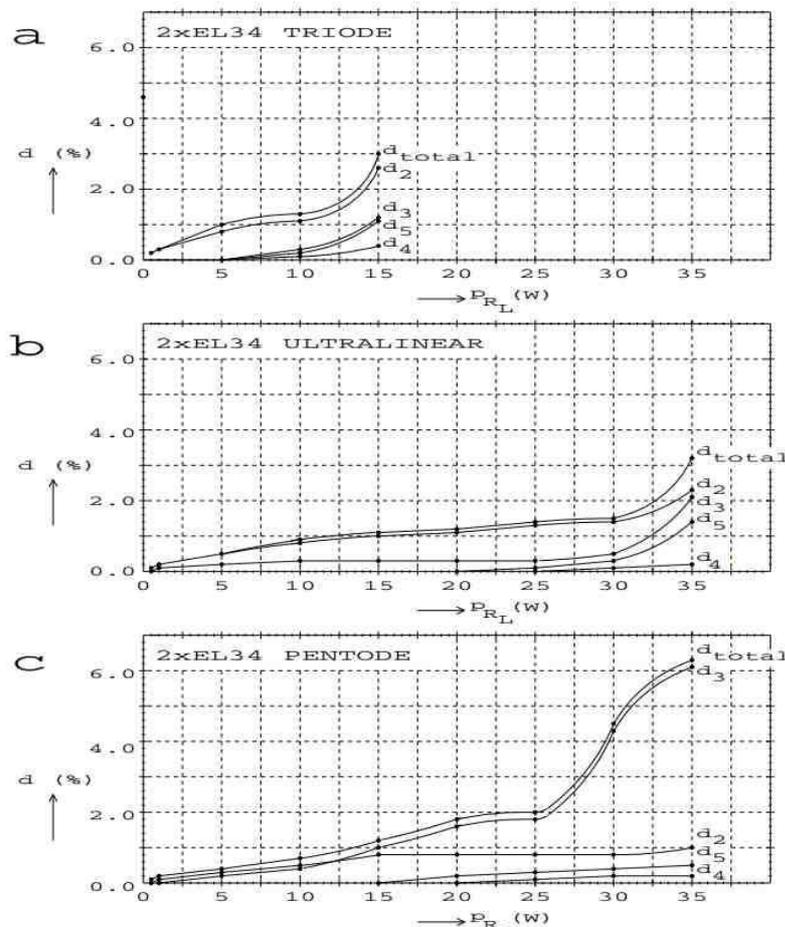


Figure 26. Distorsions harmoniques d_2 , d_3 , d_4 , d_5 et d_{total} (=THD) en fonction de la puissance de sortie P_{R_L} du schéma structurel figure 21 en mode triode, mode ultra-linéaire et mode pentode.



Configuration en mode ULTRA-LINEAIRE:

- L'amplificateur en mode ultra-linéaire a presque les mêmes chiffres de distorsion qu'en mode triode. C'est avec une puissance d'anode délivrée de 35 W, le double de la puissance par rapport à la configuration triode. Personnellement, je trouve que c'est un très bon résultat, mais votre opinion est peut-être différente.
- La puissance maximale est presque la même que celle de la configuration pentode, mais avec une distorsion divisée par deux par rapport aux chiffres de de la configuration pentode.
- Jusqu'à 30 W de puissance d'anode délivrée, cette configuration se penche légèrement vers la configuration triode en raison des harmoniques paires (2nd). Au-dessus de 30 W, la configuration se penche plus à la configuration de pentode avec une forte augmentation des harmoniques de rang 3 et 5. Pour cette raison, la distorsion d_{total} augmente fortement.
- Une de puissance d'anode délivrée de 20 W donne beaucoup de volume sonore et 1% de distorsion c'est très bon.
- Cet amplificateur ultra-linéaire me semble très bon à pleine puissance. Bien sûr, il s'agit encore une fois, mon opinion personnelle.

Configuration en mode PENTODE:

- L'amplificateur à base de pentodes est connu pour ses harmoniques impaires (3rd) et ceux-ci ne sont pas (partiellement) annulés par la configuration push-pull. Le deuxième harmonique est divisé de moitié par rapport à la configuration en mode ultra-linéaire et il est mieux atténué grâce à la configuration push-pull. C'est une propriété de la configuration en mode pentode. Il semble que les caractéristiques des tubes pentodes EL34 utilisés en mode pentode sont plus semblables que ces mêmes tubes utilisés en mode triode.
- La mode pentode génère trop de distorsion à puissance maximale, mais à 25 W avec la distorsion d_{total} est de 2%, ce qui n'est pas mauvais.
- Mon opinion est qu'en écoutant cet amplificateur en mode pentode à pleine puissance, le son restitué n'est pas très bon, mais à 25 W de puissance de sortie, votre auteur ne peut pas entendre aucune perturbation.



8 Influence du courant AC d'anode et du courant AC de grille sur un étage de puissance en ultra-linéaire

Dans les analyses du réseau du chapitre 4, nous avons vu l'équation :

$$\frac{V_{ak}}{I_a} = -(i_a + x \cdot i_{g2}) = i_{total}$$

Comme expliqué précédemment, i_{total} est le courant d'anode alternatif fictif traversant la résistance externe r_a sans écran tenir compte du courant de grille provenant du point « x », sortie intermédiaire au primaire du transformateur de sortie . Il offre la même puissance que le vrai courant d'anode AC i_a actuel et le vrai courant de grille écran AC i_{g2} existant dans la relation: « $i_a + x \cdot i_{g2}$ », Ils délivrent une puissance, en AC, à la résistance d'anode extene r_a avec une grille d'écran connecté au point x du primaire du transformateur de sortie.

Nous allons maintenant étudier ces courants réels d'anode AC i_a et le courant réel AC d'écran i_{g2} dans la structure étudiée à partir de leur relation ($i_a + x \cdot i_{g2}$) . Par conséquent, nous utilisons l'amplificateur de test de la section précédente (figure 21) où nous sélectionnons le mode ultra-linéaire. Nous utilisons deux sondes de courant pour obtenir une image sur l'oscilloscope pour les deux courants. Les résultats sont présentés dans la **figure 27**.

Lorsque vous connectez ces sondes de courant à la fois à un voltmètre DC et un voltmètre AC, alors vous pouvez mesurer les courants i_{a1} , i_{a2} , $i_{g2,1}$, $i_{g2,2}$, i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} et $i_{g2,2}$ respectivement. Ces courants sont également mentionnés dans le schéma de la figure 21. Nous ferons les calculs avec les courants AC. Pour le transformateur de sortie VDV6040PP $r_{aa} = 6000 \Omega$ et $x = 0,40$. Le **tableau 8** montre $x = x_{measured}$. Contrairement au transformateur de test, celui-ci a un véritable point de sortie prise au primaire du transformateur de sortie.



version β

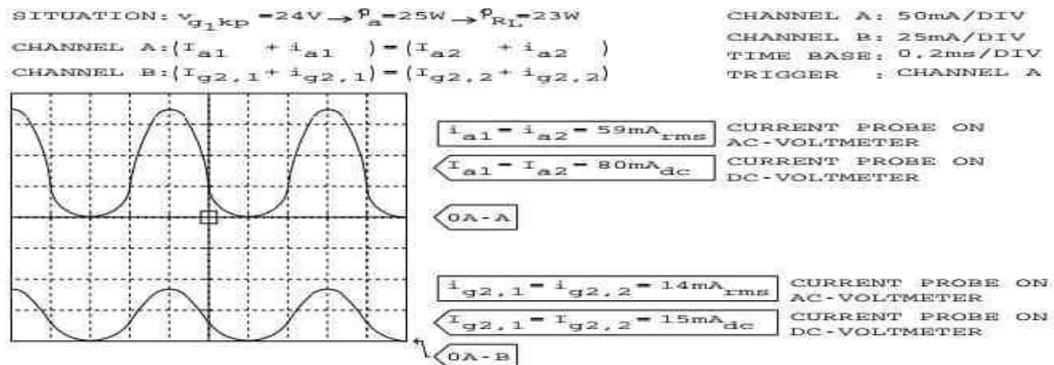


Figure 27. Courants d'anode et courants de grille écran pour l'amplificateur en mode ultra-linéaire

V_{ak} (V _{RMS})	$V_{g2,k}$ (V _{RMS})	$x_{measured} = \frac{V_{g2,k}}{V_{ak}}$	given x of power transformer VDV6040PP
31,1	12,5	0,402	0,4
100,0	40,1	0,401	0,4
193,6	78,0	0,403	0,4

Table 8. Tensions réelles mesurées d'anode et de grille écran, et $x_{measured}$ pour la valeur nominale de $x = 0,4$ (x position du point de câblage au primaire du transformateur).

Les valeurs mesurées sont également présentés figure 27 où $v_{AK} = 193,6 V$ et $v_{g2,k} = 78,0V$:

- $i_{a1} = i_{a2} = i_a = 59 \text{ mARMS}^{25}$
- $I_{a1} = I_{a2} = I_a = 80 \text{ mADC}$
- $i_{g2,1} = i_{g2,2} = i_{g2} = 14 \text{ mArms}$
- $I_{g2,1} = I_{g2,2} = I_{g2} = 15 \text{ mADC}$

Si nous substituons ces valeurs mesurées de i_a et de i_{g2} dans l'équation de i_{total} nous obtenons la mesure fictive du courant alternatif:

$$i_{total} = i_{a,measured} + x \cdot i_{g2,measured} = \frac{V_{ak}}{r_a} = 59 + 0,4 \cdot 14 = 59 + 5,6 \Leftrightarrow$$

$$i_{total} = 64,6 \text{ mARMS}$$

Nous pouvons également lire la puissance d'anode p_a pour une commande à pleine puissance ultra linéaire de la figure 22: **$p_a = 25 W$**

25 n.d.t: RMS: root mean square; racine carrée de la valeur moyenne; bref c'est à dire la valeur efficace



version β

Pour chaque pentode de puissance nous avons: $p_{a-EL34} = 12.5W$

Aussi $p_{a-EL34} = i_{total}^2 \cdot r_a$ avec $r_a = 1/2 \cdot r_{aa} = 1/2 \cdot 6000\Omega = 3000\Omega$

Substituons tout: $12,5 = i_{total}^2 \cdot 3000$

$$i_{total} = \sqrt{\frac{12.5}{3000}} = \sqrt{4.1667 \times 10^{-3}} = 0.0645 A_{RMS}$$

$$i_{TOTAL} = 64,5 \text{ mA}_{RMS}$$

Calculé différemment, on a: $P_{a-EL34} = \frac{v_{ak}^2}{r_a}$

Remplaçons $12.5 = \frac{v_{ak}^2}{3000} \Leftrightarrow v_{ak} = \sqrt{12.5 \times 3000} = \sqrt{37500} = 193.6V_{RMS}$

Appliquons dans l'équation: $i_{total} = i_{a,measured} + x \cdot i_{g2,measured} = \frac{v_{ak}}{r_a}$

Remplaçons $i_{total} = \frac{193.6V_{RMS}}{3000\Omega} = 0.0645 A_{RMS}$

$$i_{TOTAL} = 64,5 \text{ mA}_{RMS}$$

Je suis sûr que vous allez me permettre de négliger la différence de 0,1 mA_{RMS} .

L'effet de ce courant fictif i_{total} donne une puissance d'anode de 12,5 W pour une pentode de puissance.

L'effet de $(i_{a,measured} + 0,4 \times i_{g2,measured})$ est également une puissance de 12,5 W anode pour une pentode de puissance.

Ainsi, une partie de l'analyse des structures a été démontrée: *quod erat demonstrandum*²⁶

Références

²⁶ n.d.t.: "en latin :ce qu'il fallait démontrer" ("C.Q.F.D.)



- [1] *Fondamental Amplifier Techniques with Electron Tubes*; 1st édition 2010, Rudolf Moers
Publié par Elektor by International Média BV, ISBN 978-0-905705-93-4
- [2] *An Ultra-Linear Amplifier*, David Hafler et Herbert I. Keroes; article paru dans l'Audio
Engineering; Novembre 1951
- [3] *Radio Technique part 1*; 2nd, 1959; A.J. Sietsma; publié par H. Stam, Haarlem
- [4] *Modern High-End Valve Amplifiers* basé sur les transformateurs de sortie toroïdaux, 1st édition
Menno van der Veen; Publié par Elektor International Media BV; ISBN 0-905705-63-7
- [5] *Lehrbuch der Elektronenröhren und ihrer technischen Anwendungen*, 8th edition
Dr H. Barkhausen; Publié par S. Hirzel Verlag Leipzig
- [6] www.svetlana-tubes.com
- [7] www.triodefestival.net → ET F2007 → Tube Curves Tracer