



ECOLE D'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE  
DE L'ARMÉE DE TERRE

4213-00

**COURS ELEMENTAIRE**

**D'ELECTRONIQUE**

**TOME 3**

**LES AMPLIFICATEURS**

## SOMMAIRE

### Chapitre - 1 -

#### TRIODE FONCTION AMPLIFICATRICE

- 10 - Rappels sur la triode
  - 101 - Résistance interne
  - 102 - Pente
  - 103 - Coefficient d'amplification
  - 104 - Relation de Barkhausen
  - 105 - Equation caractéristique de la triode
- 11 - Principe sur le comportement de la triode
- 12 - Fonctionnement de la triode en dynamique
  - 121 - Schéma de montage
  - 122 - Circuit équivalent au repos
  - 123 - Remarques
- 13 - Tension de commande continue
  - 131 - Pente dynamique
  - 132 - Calcul de la variation du courant anodique  $\Delta I_a$
- 14 - Tension de commande alternative
  - 141 - Principe
  - 142 - Circuits équivalents aux variations
- 15 - Récapitulation des formules de la triode

### Chapitre - 2 -

#### AMPLIFICATION EN TENSION

- 20 - Définition
- 21 - Caractéristiques dynamiques
  - 211 - Droite de charge
  - 212 - Pente dynamique
  - 213 - Point de repos : point de fonctionnement

### Chapitre - 3 -

#### PUISSANCE-POLARISATION- DROITE DE CHARGE

- 30 - Puissances mises en jeu dans un tube
  - 301 - Puissance délivrée par la source
  - 302 - Puissance utile
  - 303 - Puissances perdues
  - 304 - Rendement
- 31 - Différents modes de polarisation
  - 311 - Polarisation par générateur indépendant
  - 312 - Polarisation par résistance de cathode
  - 313 - Polarisation grille
  - 314 - Polarisation par le moins
  - 315 - Polarisation par pont sur la haute tension
- 32 - Droite de charge en alternatif

Chapitre - 4 -

EMPLOI DU TUBE PENTODE

- 40 - Généralités
- 41 - Amplification d'un amplificateur à pentode
- 42 - Distorsion
- 43 - Polarisation écran
  - 431 - Polarisation série
  - 432 - Polarisation par pont

Chapitre - 5 -

LES AMPLIFICATEURS

- 50 - Problème de l'amplification
- 51 - Définition
- 52 - Expressions de l'amplification
- 53 - Gain total

Chapitre - 6 -

INCONVENIENTS DE LA TRIODE

- 60 - Existence des capacités inter électrodes
- 61 - Influence des capacités

Chapitre - 7 -

AMPLIFICATEUR DE TENSION

- 70 - Généralités
  - 701 - But
  - 702 - Montage pratique d'une triode en amplificateur de tension
- 71 - Principe
  - 711 - Conditions pour avoir une amplification élevée
  - 712 - Etude algébrique
  - 713 - Etude graphique
  - 714 - Remarques pratiques
- 72 - Cas d'une pentode
- 73 - Charge inductive
- 74 - Premier exercice
- 75 - Deuxième exercice

Chapitre - 8 -

REGIMES DE FONCTIONNEMENT - CLASSES D'AMPLIFICATION

- 80 - Amplificateur en classe A
- 81 - Amplificateur en classe B
- 82 - Amplificateur en classe AB
- 83 - Amplificateur en classe C

Chapitre - 9 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

- 90 - Définition
- 91 - Recherche de la puissance maximale transférée par un générateur à un récepteur.

- 92 - Recherche graphique de la puissance maximale
- 93 - Puissance maximale d'une triode
- 94 - Cas de la pentode

Chapitre - 10 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

- 100 - Principe du montage symétrique
- 101 - Fonctionnement du push pull en classe A
  - 1011 - Principe
  - 1012 - Schéma équivalent pour les variations alternatives
  - 1013 - Puissance utile
  - 1014 - Caractéristiques composées d'un push pull en classe A
- 102 - Fonctionnement du push pull en classe B
- 103 - Fonctionnement du push pull en classe AB
- 104 - Fonctionnement du push pull en classe C
- 105 - Avantages du montage push pull

Chapitre - 11 -

LES DEPHASEURS

- 110 - Généralités
- 111 - Déphaseurs par transformateur
- 112 - Déphaseurs par tubes
  - 1121 - Déphaseur par pont
  - 1122 - Déphaseur cathodyne

Chapitre - 12 -

AMPLIFICATEUR TRIODE GRILLE POSITIVE

- 120 - Existence du courant grille
- 121 - Inconvénients

Chapitre - 13 -

AMPLIFICATEUR DE TENSION NON SELECTIF

- 130 - Définition
- 131 - Organisation d'un amplificateur non sélectif
  - 1311 - Schéma
  - 1312 - Amplification
  - 1313 - Caractéristiques de l'amplificateur
- 132 - Amplificateur en audio-fréquences
  - 1321 - Définition
  - 1322 - Amplificateur à liaison par résistance capacité
  - 1323 - Amplificateur chargé par une inductance
  - 1324 - Amplificateur à liaison par transformateur
  - 1325 - Amplificateur à liaison directe

Chapitre - 14 -

AMPLIFICATEUR VIDEO FREQUENCE

- 140 - But

- 141 - Principe
- 142 - Cas de distorsions dues aux fréquences basses
- 143 - Distorsions dues aux fréquences élevées
- 144 - Correction aux fréquences basses
- 145 - Correction aux fréquences élevées
- 146 - Remarque

Chapitre - 15 -

AMPLIFICATEUR SELECTIF DE TENSION A BANDE ETROITE

- 150 - Généralités
- 151 - Tube chargé par un circuit résonnant parallèle
- 152 - Tube chargé par un transformateur à primaire apériodique et secondaire accordé
- 153 - Tube chargé par un transformateur à primaire et secondaire accordé
- 154 - Etages en cascade

Chapitre - 16 -

AMPLIFICATEUR SELECTIF DE TENSION A LARGE BANDE

- 160 - Définition
- 161 - Amortissement des circuits résonnants
- 162 - Surcouplage des transformateurs de liaison
- 163 - Circuits décalés

Chapitre - 17 -

LIMITATION A L'AMPLIFICATION

- 170 - Limitation due à la fréquence
- 171 - Limitation due aux réactions parasites
- 172 - Limitation due aux bruits de fond

Chapitre - 18 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE NON SELECTIF

- 180 - Généralités
- 181 - Définition
- 182 - Schéma
- 183 - Adaptation des impédances
- 184 - Puissance utile délivrée par le montage
- 185 - Exercice

Chapitre - 19 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SELECTIF

- 190 - Conditions particulières
- 191 - Schéma de principe
- 192 - Neutrodynation
- 193 - Neutrodynation par condensateur
- 194 - Neutrodynation symétrique

- 195 - Neutrodynation par inductance
- 196 - Neutrodynation par la grille
- 197 - Amplification de signaux HF modulés

Chapitre - 20 -

MONTAGES FONDAMENTAUX UTILISES DANS LES AMPLIFICATEURS

Chapitre - 21 -

MULTIPLICATEUR DE FREQUENCE

- 210 - But
- 211 - Principe
- 212 - Autre méthode

Chapitre - 22 -

REACTION

- 220 - Principe
- 221 - Calcul de l'amplificateur avec réaction
- 222 - Réaction négative ou contre réaction
  - 2221 - Amplification réelle avec contre réaction
  - 2222 - Distorsion
  - 2223 - Avantages de la contre réaction
  - 2224 - Inconvénients
- 223 - Réaction positive
- 224 - Conclusion

Chapitre - 23 -

CONTRE REACTION

- 230 - Généralités
- 231 - Contre réaction d'intensité
  - 2311 - Montage pratique
  - 2312 - Circuit équivalent
  - 2313 - Amplification
- 232 - Contre réaction en tension
  - 2321 - Montage
  - 2322 - Circuit équivalent
  - 2323 - Montage pratique
  - 2324 - Valeur de  $\rho$  et de  $\mu$
- 233 - Contre réaction sélective
- 234 - Conclusion

Chapitre - 24 -

AMPLIFICATEUR A ANODE A LA MASSE

- 240 - Constitution - Fonctionnement
- 241 - Amplification en tension
- 242 - Circuits équivalents
  - 2421 - Circuit équivalent en tension
  - 2422 - Circuit équivalent en courant

243 - Impédance de sortie

244 - Impédance d'entrée

245 - Amplification en puissance

246 - Polarisation de l'amplificateur à anode

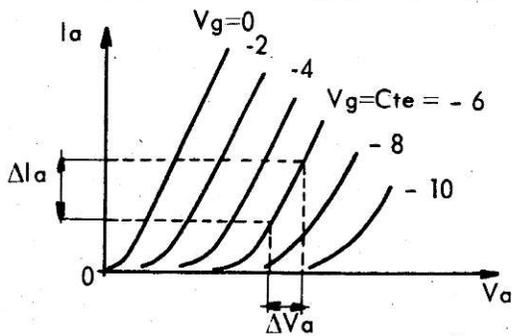
247 - Conclusion.

CHAPITRE - 1 -

TRIODE FONCTION AMPLIFICATRICE

10 - RAPPELS SUR LA TRIODE -

101 - Résistance interne :  $\rho$  ( ou  $R_i$  )



C'est le quotient d'une petite variation de la tension anodique par la variation du courant anodique lui correspondant, la tension grille restant constante.

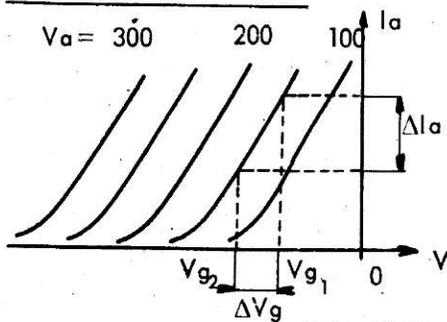
$$\rho_{\Omega} = \frac{\Delta V_{aV}}{\Delta I_{aA}} \quad \text{avec } V_g = \text{Constante}$$

Exemple :

$$\Delta V_a = 100 \text{ v} \quad ; \quad \Delta I_a = 2 \text{ mA}$$

$$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{100}{2 \cdot 10^{-3}} = 50 \times 10^3 \text{ soit } 50 \text{ K } \Omega$$

102 - Pente S ( ou  $\mu$  )



C'est le quotient d'une petite variation du courant anodique (  $\Delta I_a$  ) par la variation de la tension grille (  $\Delta V_g$  ) qui lui correspond, à tension anodique constante.

$$S_{A/V} = \frac{\Delta I_{aA}}{\Delta V_{gV}} \quad \text{avec } V_a \text{ constant.}$$

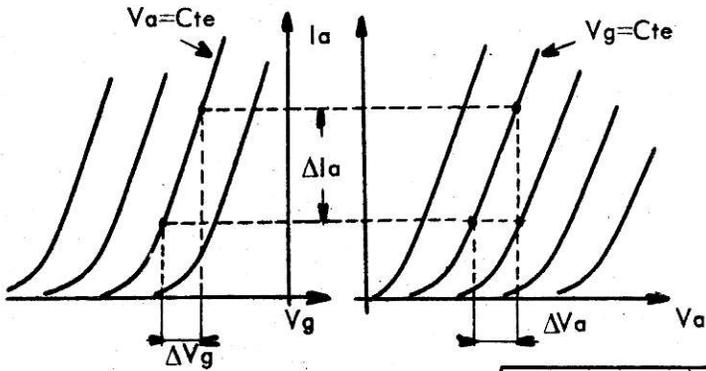
Exemple :

$$\Delta I_a = 2 \text{ mA} \quad \Delta V_g = 0,5 \text{ V}$$

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{0,5} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ A/v}$$

$$S = 4 \text{ mA/V}$$

103 - Coefficient d'amplification  $\mu$  (ou k)



Le facteur d'amplification est le rapport des variations de la tension anodique ( $\Delta V_a$ ) et de la tension grille ( $\Delta V_g$ ) qui provoquent indépendamment la même variation du courant d'anode ( $\Delta I_a$ )

$$\mu = \frac{\Delta V_a (v)}{\Delta V_g (v)} \quad \text{pour le même } \Delta I_a$$

104 - Relation de Barkhausen

On a établi que  $\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$  et  $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$

Si on effectue le produit  $\rho$  par  $S$  :

$$\rho \times S = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \times \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \mu$$

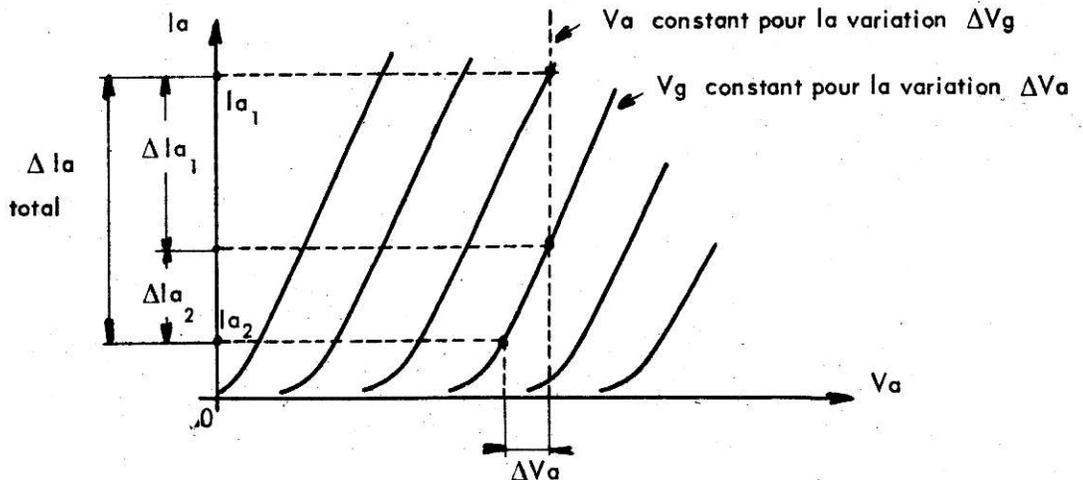
donc

$$\mu = \rho_{\Omega} \times S_{A/V}$$

Exemple :  $\rho = 50 \cdot 10^3 \Omega$        $S = 4 \text{ mA/V}$

$$\mu = 50 \cdot 10^3 \times 4 \cdot 10^{-3} = 200$$

105 - Equation caractéristique de la triode



- Si  $V_a$  est constant, une variation  $\Delta V_g$  entraîne une variation  $\Delta I_{a1}$  telle que  $\Delta I_{a1} = S \Delta V_g$
- Si  $V_g$  est constant, une variation  $\Delta V_a$  produit une variation  $\Delta I_{a2}$  telle que  $\Delta I_{a2} = \frac{\Delta V_a}{\rho}$
- Si  $V_g$  et  $V_a$  varient simultanément la variation totale du courant anodique est :

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

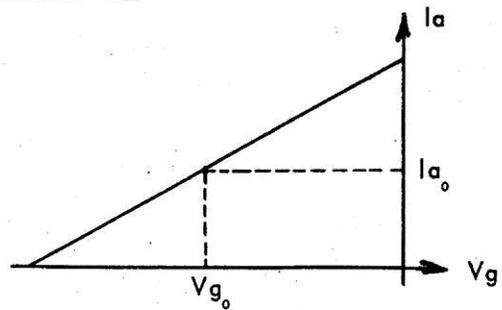
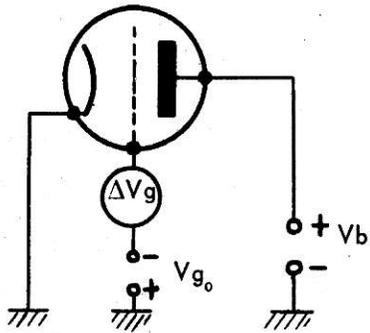
$$\Delta I_a = S \Delta V_g + \frac{\Delta V_a}{\rho}$$

$$\rho \Delta I_a = \rho S \Delta V_g + \Delta V_a$$

$$\rho \Delta I_a = \mu \Delta V_g + \Delta V_a$$

Cette équation dite équation caractéristique de la triode sert de départ à de nombreux calculs.

11 - PRINCIPE SUR LE COMPORTEMENT DE LA TRIODE -

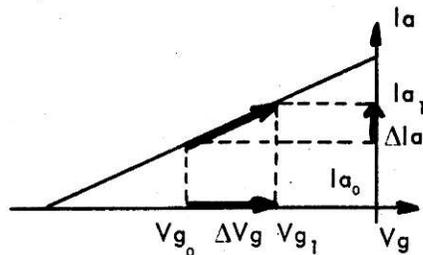


Lorsque la tension grille est augmentée de  $\Delta V_g$  elle devient

$$V_{g1} = V_{g0} + \Delta V_g$$

Le courant anodique croît de  $\Delta I_a$  et devient

$$I_{a1} = I_{a0} + \Delta I_a$$

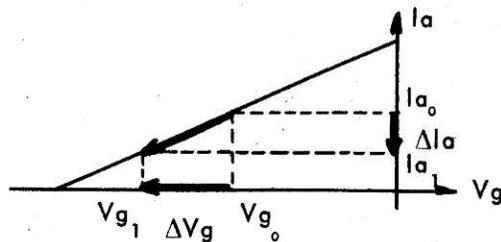


D'une façon analogue le courant diminue et devient

$$I_{a2} = I_{a0} - \Delta I_a$$

Lorsque la tension grille diminue de  $\Delta V_g$  et devient

$$V_{g2} = V_{g0} - \Delta V_g$$

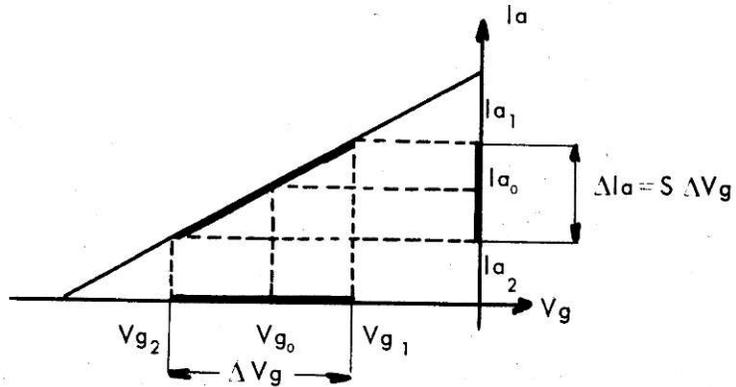


Si la tension grille varie régulièrement ( cas d'un signal alternatif ) de  $V_{g_1}$  à  $V_{g_2}$  le courant anodique varie régulièrement de  $I_{a_1}$  à  $I_{a_2}$ .

Variation de courant  $I_{a_1} - I_{a_2} = \Delta I_a$

Variation de tension grille  $V_{g_2} - V_{g_1} = \Delta V_g$

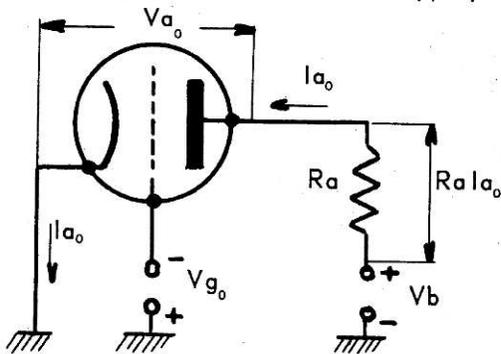
$$\Delta I_a = S \Delta V_g$$



12 - FONCTIONNEMENT DE LA TRIODE EN DYNAMIQUE -

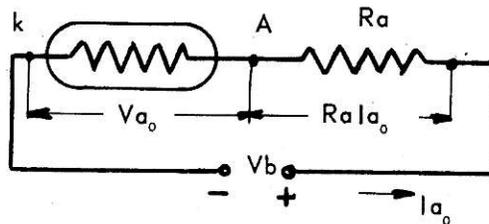
121 - Schéma de montage

Les applications de la triode utilisent les variations du courant anodique provoquées par une tension de commande appliquée à la grille.



Une impédance de charge ou impédance d'utilisation est placée en série dans le circuit anodique pour l'utilisation des variations du courant anodique.

122 - Circuit équivalent au repos



Lorsque la tension grille est  $-V_{g_0}$  un courant  $I_{a_0}$  circule en créant dans la résistance de charge  $R_a$  une chute de tension de  $R_a I_{a_0}$ .

La tension  $V_b$  ou haute tension a pour valeur :

$$V_b = R_a I_{a_0} + V_{a_0}$$

La tension anodique a alors pour valeur :

$$V_{a_0} = V_b - R_a I_{a_0}$$

123 - Remarques

- a) - La tension anodique  $V_{a_0}$  est inférieure à la tension d'alimentation  $V_b$  en statique.
- b) - Le courant anodique diminue lorsque  $R_a$  augmente.  $V_{a_0}$  diminue donc  $I_{a_0}$  correspondant diminue.

La tension de repos  $V_{a_0}$  du tube est la tension à laquelle l'anode se stabilise. Le tube est en fonctionnement, mais sans signal d'entrée.

$V_{a_0}$  sera d'autant plus faible que  $R_a$  sera grand.  $R_a$  ne pourra pas être supérieur à une limite permise car la tension anodique serait insuffisante pour assurer un fonctionnement correct du tube.

13 - TENSION DE COMMANDE CONTINUE APPLIQUEE ENTRE LA GRILLE ET LA CATHODE -

131 - Pente dynamique

Sous l'influence d'une variation  $\Delta V_g$  appliquée à la grille le courant anodique varie de  $\Delta I_a$  donc la tension anodique varie de  $\Delta V_a$ .

$$V_{a_1} = V_b - R_a (I_{a_0} + \Delta I_a)$$

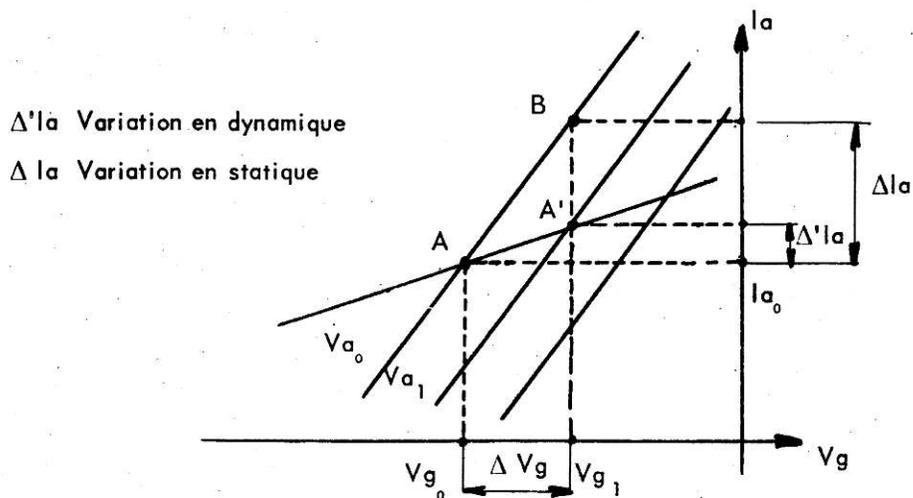
$$V_{a_1} = V_{a_0} + \Delta V_a$$

donc :  $V_{a_0} + \Delta V_a = V_b - R_a I_{a_0} - R_a \Delta I_a$

$$V_{a_0} + \Delta V_a = V_{a_0} - R_a \Delta I_a$$

$$\Delta V_a = - R_a \Delta I_a$$

Lorsque sous l'action de la grille le courant anodique augmente, la tension anodique diminue. Le point de fonctionnement passe d'une caractéristique sur l'autre.



Exemple -

a) - Pour  $R_a = 0$  ( fonctionnement statique ). Une variation  $\Delta V_g$  déplace le point de fonctionnement de A en B. La tension anodique conserve la même valeur  $V_{a_0}$ .

b) - Pour  $R_a = 10 \text{ k}\Omega$  ( fonctionnement dynamique ). Une variation  $\Delta V_g$  entraîne une variation de  $\Delta' I_a$  du courant anodique.

La tension plaque va varier de  $\Delta V_a = - R_a \Delta' I_a$

Le point de fonctionnement passe de A en A'.

$$A' \text{ correspondant à : } \begin{cases} V_{a_1} = V_{a_0} - \Delta V_a \\ V_{g_1} = V_{g_0} + \Delta V_g \end{cases}$$

La droite AA' s'appelle caractéristique dynamique de charge.

La droite AB est la caractéristique statique.

Nota -

Pente statique  $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$

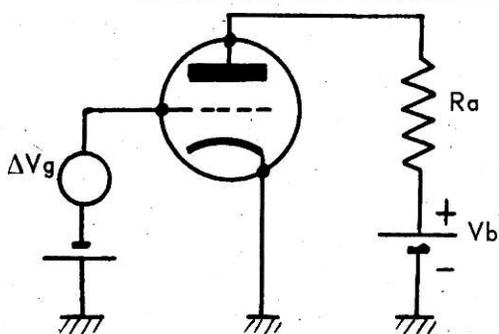
Pente dynamique  $S' = \frac{\Delta' I_a}{\Delta V_g}$

$\Delta V_g$  est constant ;  $\Delta' I_a < \Delta I_a$

donc :  $S' < S$

La pente dynamique est inférieure à la pente statique.

132 - Calcul de la variation du courant anodique  $\Delta I_a$  produite par une variation du signal d'entrée  $\Delta V_g$ .



A tension d'alimentation et à charge constante appliquons entre la grille et la cathode la tension d'entrée  $\Delta V_g$ .

Associons à l'équation de la triode

$$\rho \Delta I_a = \mu \Delta V_g + \Delta V_a$$

la relation  $\Delta V_a = - R_a I_a$

on obtient :  $\rho \Delta I_a = \mu \Delta V_g - R_a I_a$

$$(\rho + R_a) \Delta I_a = \mu \Delta V_g$$

$$\Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_g}{R_a + \rho}$$

Conclusions -

- La variation  $\Delta I_a$  est proportionnelle à  $\Delta V_g$ .
- Il y a amplification, la variation  $\Delta V_a$  peut être plus grande que  $\Delta V_g$ .

$$\Delta V_a = - R_a \Delta I_a = \frac{- R_a \mu \Delta V_g}{R_a + \rho} = - \frac{\mu \Delta V_g}{1 + \frac{\rho}{R_a}}$$

Expression de la pente dynamique :  $S'$

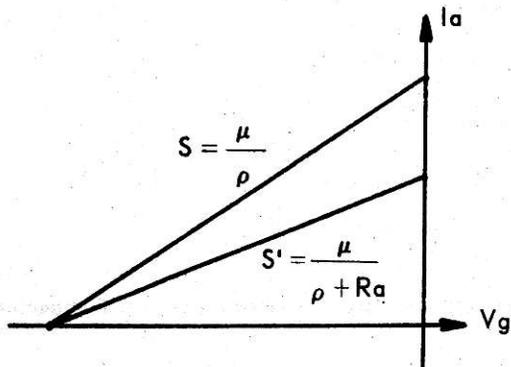
$$S' = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{\mu \Delta V_g}{\Delta V_g (R_a + \rho)}$$

$$S' = \frac{\mu}{R_a + \rho}$$

On peut écrire :

$$S' = \frac{\frac{\mu}{\rho}}{\frac{R_a + 1}{\rho}} \quad \text{or} \quad \frac{\mu}{\rho} = S \text{ pente statique}$$

$$\text{donc : } S' = \frac{S}{\frac{R_a + 1}{\rho}} \quad S' < S$$



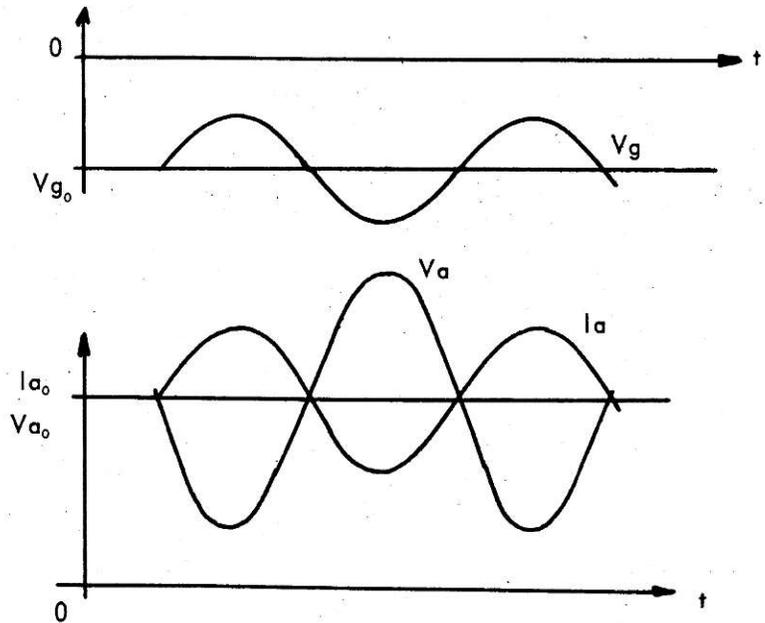
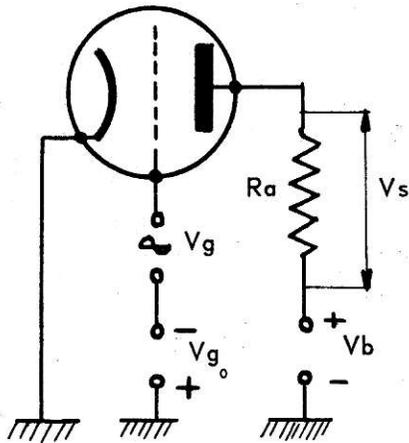
La pente dynamique décroît lorsque la résistance augmente.

La variation de la tension d'anode  $\Delta V_a = - R_a \Delta I_a$  neutralise partiellement l'effet d'un accroissement  $\Delta V_g$ .

$\Delta I_a$  ne varie plus proportionnellement à  $\Delta V_g$

14 - TENSION DE COMMANDE ALTERNATIVE -

141 - Principe



a) Si l'on applique une tension de commande  $V_g$  alternative, la composante  $I_a$  du courant est en phase avec  $V_g$ , et lui est proportionnelle.

$I_a$  varie à la même fréquence que  $V_g$ .

$$\Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_g}{R_a + \rho}$$

- en valeurs instantanées :  $\Delta I_a = i_a$  :  $\Delta V_g = v_g$

$$i_a = \frac{\mu v_g}{R_a + \rho}$$

- en valeurs maximum  $I_{max} = \frac{\mu V_{g \max}}{R_a + \rho}$

- en valeurs efficaces  $I_a = \frac{\mu V_g}{R_a + \rho}$

b) Plus  $I_a$  sera important plus la chute de tension dans la résistance sera importante donc plus  $V_a$  sera petit.

La composante alternative  $v_a$  de la tension d'anode  $V_a$  est en opposition de phase avec la tension de commande.

- en continu  $V_s = \Delta V_a$

- en valeur instantanée  $V_s = v_a$

- en valeur maximum  $V_s = V_a \text{ max}$

- en valeur efficace  $V_s = V_a$

On a  $V_s = - R_a I_a$  ( en valeur efficace ).

donc :

$$V_s = - \frac{R_a \mu V_g}{R_a + \rho}$$

$V_s$  tension de sortie alternative ( en valeur efficace )

### 142 - Circuits équivalents aux variations

#### a)- Générateur de tension.

L'accroissement du courant dû à un accroissement  $\Delta V_g$  à pour valeur :

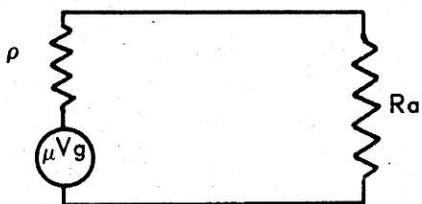
$$\Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_g}{R_a + \rho}$$

ou  $I_a = \frac{\mu V_g}{R_a + \rho}$  en valeurs efficaces

$$I_a = I_{a_0} + \Delta I_a$$

$$V_g = V_{g_0} + \Delta V_g$$

Tout se passe comme si l'on avait un générateur de force électromotrice  $E = \mu V_g$ , de résistance interne  $\rho$  débitant un courant  $I_a$  sur une résistance  $R_a$ .



$$I_a = \frac{\mu V_g}{\rho + R_a}$$

#### b) Générateur de courant

$$I_a = \frac{\mu V_g}{R_a + \rho}$$

$$\Delta V_a = - R_a \Delta I_a \quad \text{ou} \quad V_a = - R_a I_a \text{ ( en valeurs efficaces )}$$

$$V_a = - R_a \frac{\mu V_g}{R_a + \rho}$$

mais  $\mu = \rho S$

donc :

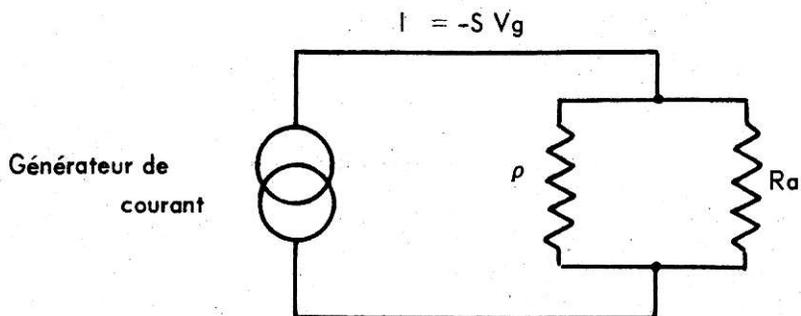
$$V_a = - S \rho R_a \frac{V_g}{R_a + \rho} = - S V_g \times \frac{R_a \times \rho}{R_a + \rho}$$

intensité  $\times$  résistance = tension

Cette expression signifie que  $V_a$  est la tension que produirait un courant  $I = -S V_g$  à travers une résistance :

$$R' = \frac{R_a \times \rho}{R_a + \rho}$$

$R'$  est la résistance équivalente de  $R_a$  et  $\rho$  en parallèle.



15 - RECAPITULATION DES FORMULES DE LA TRIODE -

Définition des paramètres fondamentaux :

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad I_a \text{ constant ;} \quad S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \quad V_a \text{ constant ;} \quad \rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \quad V_g \text{ constant.}$$

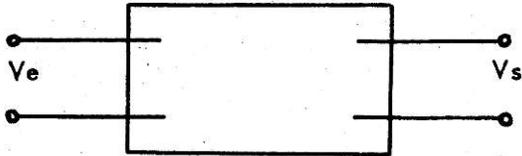
Relation entre les paramètres	$\mu = \rho \times S$
Addition algébrique des petits accroissements	$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{\rho} + S \Delta V_g$
Equation fondamentale de la triode	$\rho \Delta I_a = \Delta V_a + \mu \Delta V_g$ $\rho I_a = V_a + \mu V_g$
Equation du réseau idéalisé	$\rho I_a = V_a + \mu V_g - U_0$
Tension de blocage ( lorsque $U_0$ est négligeable )	$V_{g_0} = \frac{V_a}{\mu}$
Tension anodique dans le cas d'une charge $R_a$ ( et équation de la droite de charge )	$V_a = V_b - R_a I_a$
Variation de la tension d'anode ( à tension d'alimentation $V_b$ constante )	$\Delta V_a = - R_a \Delta I_a$ $V_a = - R_a I_a$
Assimilation de la triode à un générateur de tension	$I_a = \frac{\mu V_e}{R_a + \rho}$
Pente dynamique $S' < S$	$S' = \frac{\mu}{R_a + \rho} = S \frac{1}{1 + \frac{R_a}{\rho}}$

CHAPITRE - 2 -

AMPLIFICATION EN TENSION

20 - DEFINITION -

L'amplification de tension est le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée.



$$A = \frac{V_s}{V_e}$$

Posons  $V_s = V_a$  ;  $V_e = V_g$

$$A = \frac{V_a}{V_g}$$

$$V_a = - R_a I_a \quad ; \quad I_a = \frac{\mu V_g}{\rho + R_a}$$

d'où  $V_a = - R_a \frac{\mu V_g}{\rho + R_a}$

$$A = \frac{V_a}{V_g} = \frac{- R_a \frac{\mu V_g}{\rho + R_a}}{V_g}$$

donc :

$$A = - \frac{\mu R_a}{\rho + R_a}$$

La pente dynamique est :  $S' = \frac{\mu}{\rho + R_a}$

donc :  $A = - S' R_a$

Dans la formule :  $A = - \frac{\mu R_a}{\rho + R_a}$  divisons numérateur et dénominateur par

$R_a$ , on obtient :

$$A = - \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{R_a}}$$

Le signe moins représente l'opposition de phase entre  $V_a$  et  $V_g$ .

21 - CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES -

Les facteurs régissant le comportement d'un tube en fonctionnement peuvent être mis en évidence graphiquement en faisant apparaître l'influence de la charge d'anode.

## 211 - Droite de charge

### 211.1 - Définition .

C'est la caractéristique dynamique sur le réseau  $I_a = f(V_a)$ .

La droite de charge est le lieu des points de fonctionnement pour une charge d'a-node donnée sur ce même réseau.

Considérons  $V_b$  et  $R_a$  constants.

La relation  $V_a = V_b - R_a I_a$  montre que la tension anodique  $V_a$  est une fonction linéaire du courant  $I_a$ .

La relation  $V_a = V_b - R_a I_a$  peut encore s'écrire :

$$R_a I_a = V_b - V_a$$
$$I_a = -\frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_a}$$
$$I_a = -\frac{1}{R_a} V_a + \frac{V_b}{R_a}$$

C'est une fonction de la forme :  $y = -ax + b$

La droite représentative de cette fonction est appelée : droite de charge.

$-\frac{1}{R_a}$  est le coefficient angulaire de la droite, il représente la tangente de l'angle  $\alpha$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} = \frac{\frac{V_b}{R_a}}{V_b} = \frac{1}{R_a}$$

### 211.2 - Tracé de la droite de charge.

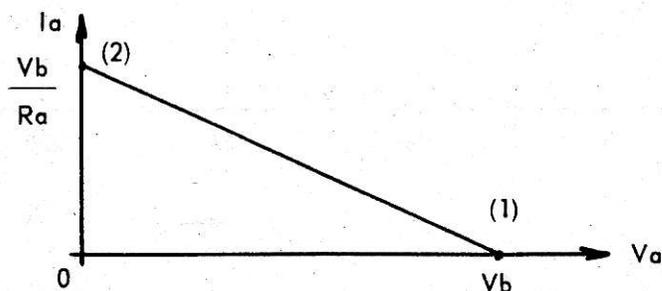
Pour tracer la droite de charge, on détermine deux points à partir de la fonction :

$$I_a = -\frac{1}{R_a} V_a + \frac{V_b}{R_a}$$

Pour  $I_a = 0$   $V_a = V_b$  ( 1<sup>o</sup> point )

Pour  $V_a = 0$   $I_a = \frac{V_b}{R_a}$  ( 2<sup>o</sup> point )

La droite de charge est tracée en joignant les points (1) et (2).



211.3 - Exemples.

1) Soit à tracer une droite de charge pour  $R_a = 20 \text{ k}\Omega$  et  $V_b = 250 \text{ V}$

$$V_a = V_b - R_a I_a$$

Pour  $I_a = 0$  ;  $V_a = V_b = 250 \text{ V}$  point A

Pour  $V_a = 0$  ;  $I_a = \frac{V_b}{R_a} = \frac{250}{20 \cdot 10^3} = 12,5 \text{ mA}$  point B

2) Soit à tracer une droite de charge pour  $R'_a = 10 \text{ k}\Omega$   $V_b = 250 \text{ V}$

Pour  $I_a = 0$   $V_a = V_b = 250$  (point A' = A)

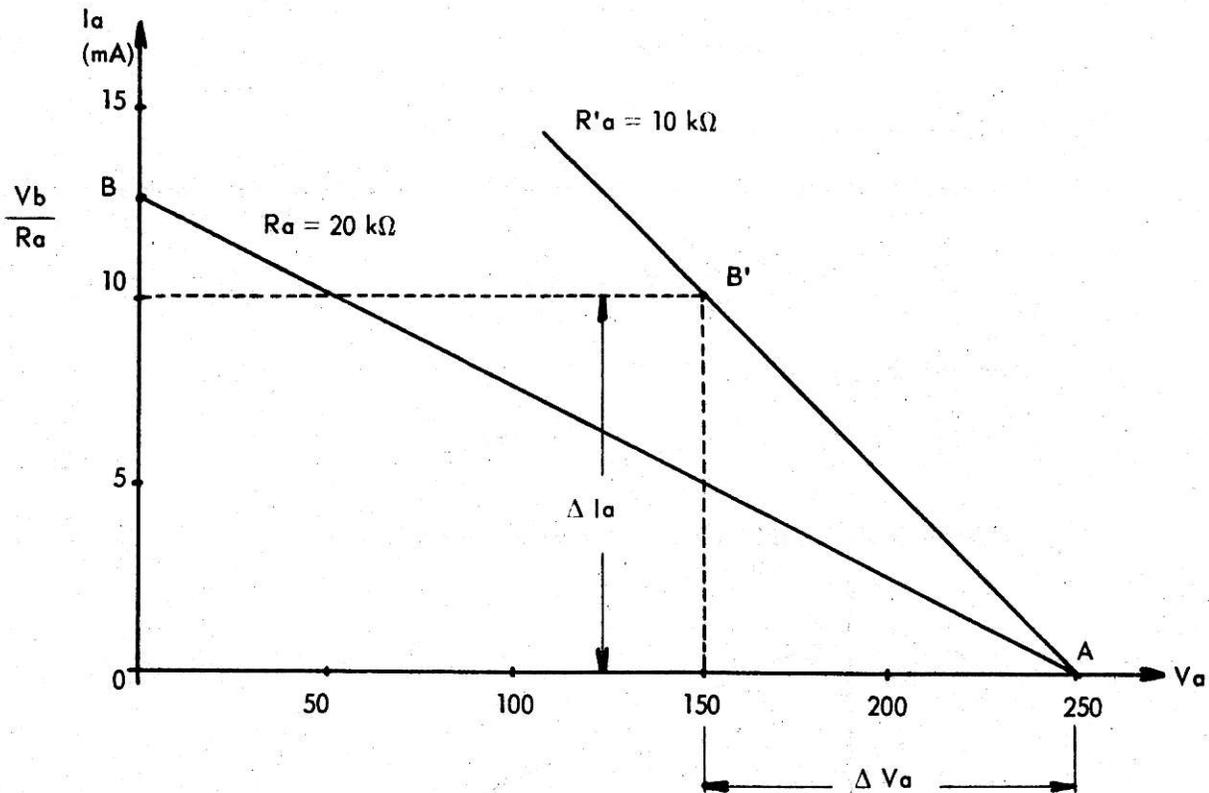
Pour  $V_a = 0$   $I_a = \frac{V_b}{R'_a} = \frac{250}{10 \cdot 10^3} = 25 \text{ mA}$

Ce point B' ne peut être porté sur l'axe  $I_a$ .

On choisit un  $\Delta V_a$  ( $250 \text{ V} - 150 \text{ V}$ ) qui provoque un  $\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{R_a}$

$$\Delta I_a = \frac{100}{10 \cdot 10^3} = 10 \text{ mA}$$

On détermine ainsi le point B'  $V_a = 150 \text{ V}$  ;  $I_a = 10 \text{ mA}$



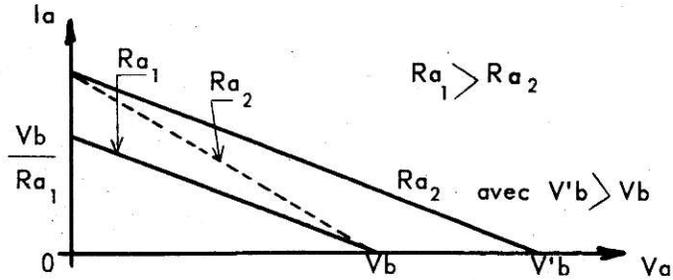
211.4 - Influence des valeurs  $R_a$  et  $V_b$ .

- Si  $R_a$  est augmenté ou diminué

Le coefficient angulaire varie et la droite de charge s'abaisse ou se relève en pivotant autour de  $V_b$ .

- Si  $V_b$  est augmenté ou diminué

La tangente ne change pas, la droite se déplace parallèlement à elle-même.



212 - Pente dynamique -

C'est la caractéristique dynamique sur le réseau  $I_a = f(V_g)$

$$S' = \frac{\mu}{\rho + R_a} \quad S = \frac{\mu}{\rho} \quad \text{donc} \quad S' < S$$

Elle renseigne sur les valeurs que prend le courant d'anode de  $V_g$ , le tube étant chargé par une résistance d'anode.

Tracé de la pente dynamique (voir figure 1)

On reproduit la caractéristique dynamique  $I_a = f(V_g)$  à partir de la caractéristique dynamique  $I_a = f(V_a)$  de la même manière qu'en statique.

213 - Point de repos - Point de fonctionnement (voir figure 2)

- Détermination des points de repos sur les caractéristiques dynamiques :

$$I_a = f(V_g) \quad \text{intersection } V_{g_0} \text{ et } S' \Rightarrow I_{a_0}$$

$$I_a = f(V_a) \quad \text{intersection } V_{a_0} \text{ et droite de charge} \Rightarrow I_{a_0}$$

- Détermination des points de fonctionnement (dynamique) :

$$I_a = f(V_g) \quad \text{intersection } V_{g_1} \text{ et } S' \Rightarrow I_{a_1} \quad (Pf_1)$$

$$\text{intersection } V_{g_2} \text{ et } S' \Rightarrow I_{a_2} \quad (Pf_2)$$

$$I_a = f(V_a) \quad \text{intersection } V_{a_1} \text{ et droite de charge} \Rightarrow I_{a_1} \quad (Pf_1)$$

$$\text{intersection } V_{a_2} \text{ et droite de charge} \Rightarrow I_{a_2} \quad (Pf_2)$$

TRACE DE LA PENTE DYNAMIQUE

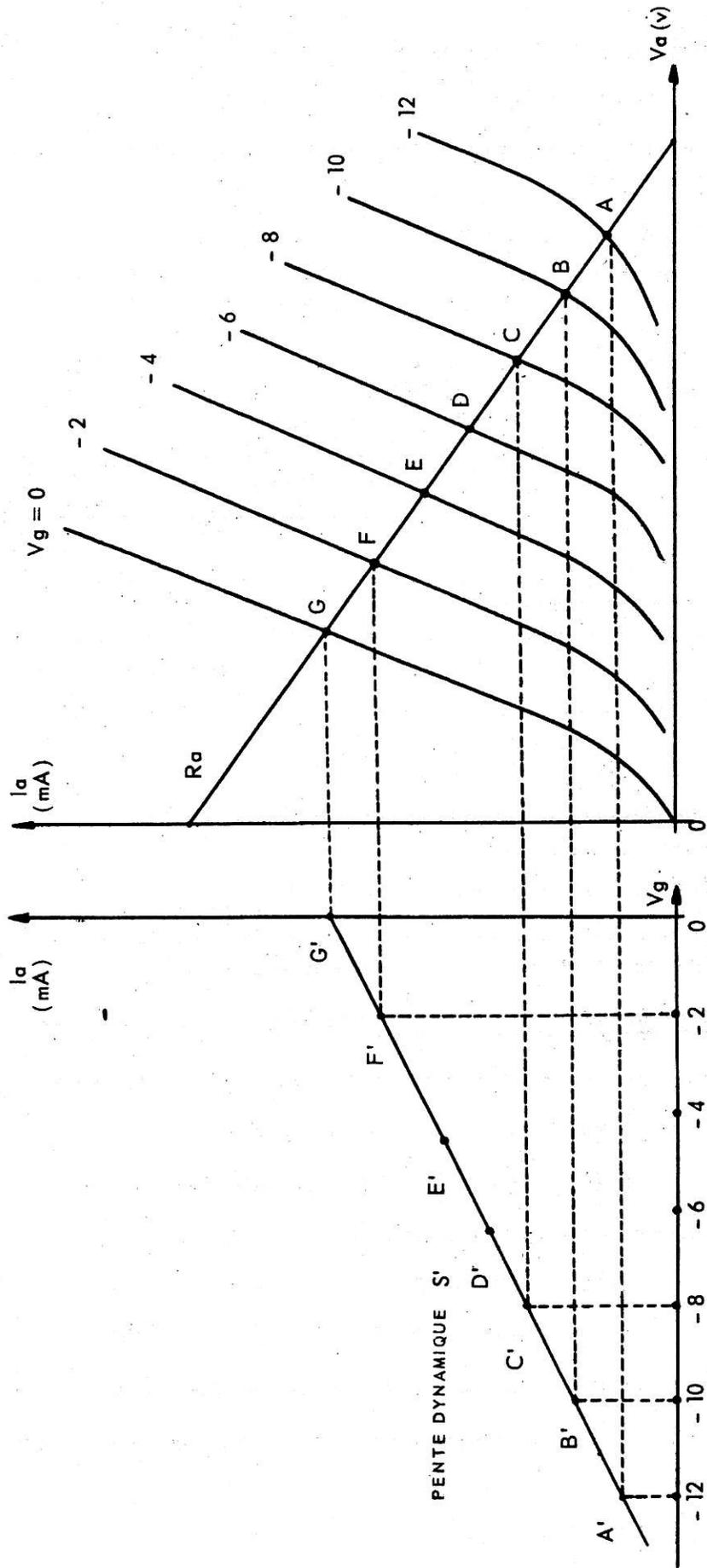


Fig. 1

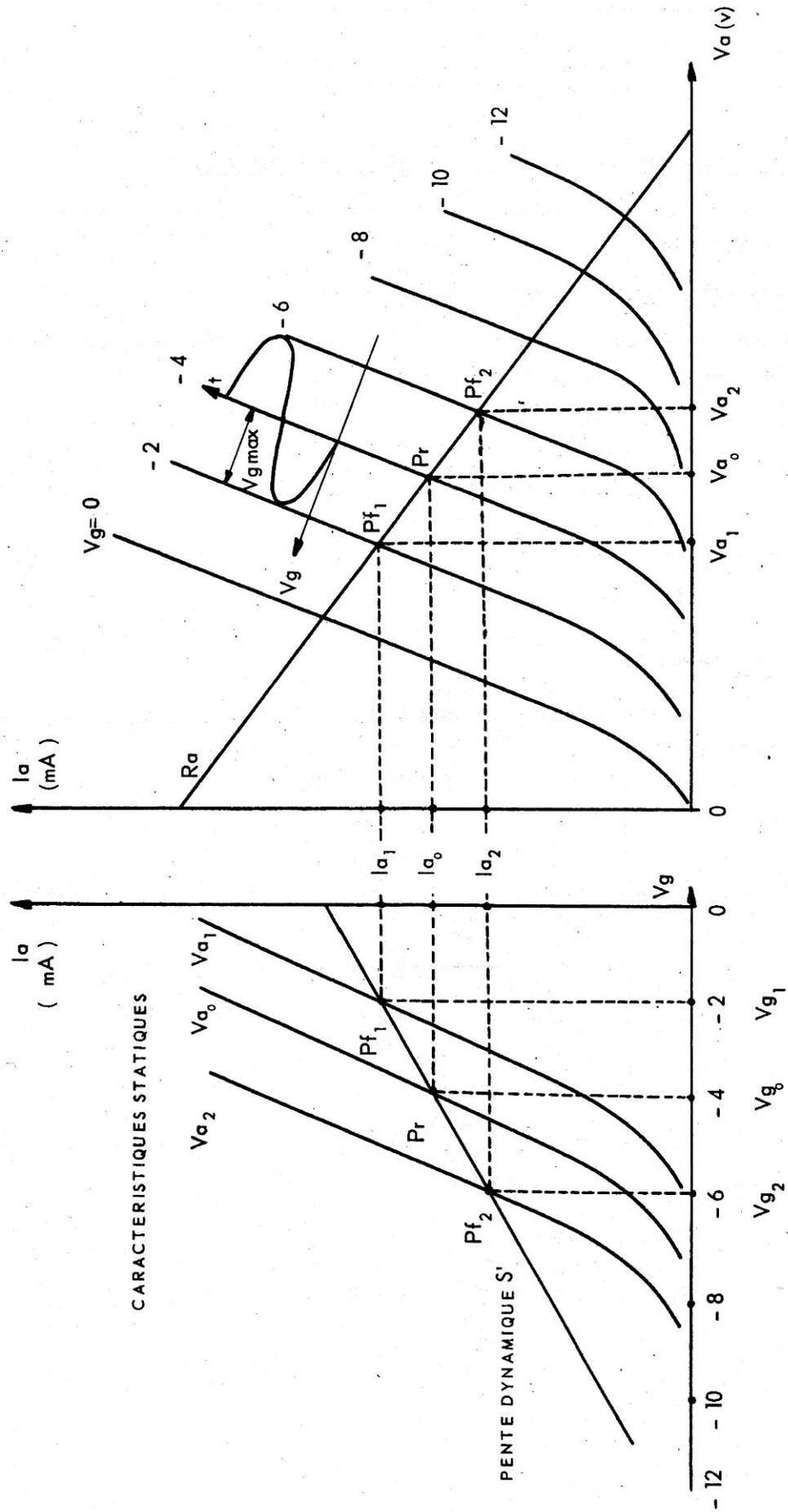


Fig. 2

CHAPITRE - 3 -

PUISSANCE - POLARISATION

DROITE DE CHARGE

30 - PUISSANCES MISES EN JEU DANS UN TUBE - ( voir figure 3 )

Dans un tube plusieurs puissances sont mises en jeu : la puissance délivrée par la source ; la puissance utile ; les puissances perdues.

301 - Puissance délivrée par la source

La source débite un courant continu  $I_a$  sous une tension  $V_b$ , donc la puissance électrique qu'elle fournit au tube est :

$$P_{o_w} = V_{b_v} \times I_{a_o_A}$$

Exemple :

$$V_b = 300 \text{ v} \quad I_{a_o} = 10 \text{ mA}$$

$$P_o = 300 \times 10 \times 10^{-3} = 3 \text{ w}$$

302 - Puissance utile

La puissance utile apparaît aux bornes de  $R_a$  elle est due au passage du courant alternatif  $I_a$  dans la résistance  $R_a$ .

$$P_{u_w} = R_{a_\Omega} \times I_{a_A}^2$$

la courant efficace  $I_{a \text{ eff}} = \frac{I_{a \text{ max}}}{\sqrt{2}}$  donc :  $P_u = R_a \frac{I_{a \text{ max}}^2}{2}$

d'où :

$$P_{u \text{ eff}_w} = \frac{1}{2} V_{a \text{ max}_v} \times I_{a \text{ max}_A}$$

$$P_{u \text{ eff}} = V_{a \text{ eff}} \times I_{a \text{ eff}}$$

Exemple :

$$V_{a \text{ max}} = 30 \text{ v} \quad I_{a \text{ max}} = 2 \text{ mA}$$

$$P_u = \frac{1}{2} 30 \times 2 \times 10^{-3} = 30 \times 10^{-3} \text{ w} \text{ soit } 30 \text{ mw}$$

### 303 - Puissances perdues

Ce sont les puissances dissipées en pure perte par le courant  $I_{a_0}$ .

a) Dans la résistance  $R_a$  -

$$P_r = R_a \times I_{a_0}^2$$

W                    Ω                    A

Exemple :  $R_a = 15 \text{ k}\Omega$  ;  $I_{a_0} = 10 \text{ mA}$  ;  $P_r = 15 \cdot 10^3 \times 100 \cdot 10^{-6} = 1,5 \text{ W}$

b) Dans le tube - (Energie cinétique des électrons)

On peut écrire  $P_o = P_a + P_r + P_u$  ( $P_a$  puissance anodique du tube).

donc :  $P_a = P_o - (P_r + P_u)$

Remplaçons  $P_o$ ,  $P_r$ , et  $P_u$  par leur valeur :

$$P_a = V_b I_{a_0} - R_a I_{a_0}^2 - \frac{1}{2} V_a \text{ max} \times I_{a_0} \text{ max}$$

$$P_a = (V_b - R_a I_{a_0}) I_{a_0} - \frac{1}{2} V_a \text{ max} \times I_{a_0} \text{ max}$$

donc :

$$P_a = V_{a_0} \times I_{a_0} - \frac{1}{2} V_a \text{ max} \times I_{a_0} \text{ max}$$

W                    V                    A                    V                    A

Cette expression montre que la puissance dissipée à l'anode est d'autant plus faible que la puissance utile est grande, donc sans signal.

$$P_a = V_a \times I_{a_0}$$

W                    V                    A

Remarque - Quand on veut le maximum de puissance, on place le point de repos tangent à l'hyperbole de puissance maximum dissipée.

On a alors :

$$I_{a_0} = \frac{P_{\text{max } W}}{V_{a_0} V}$$

### 304 - Rendement

$$\eta = \frac{\text{Puissance utile délivrée par la résistance } R_a}{\text{Puissance fournie par la source}} = \frac{P_u}{P_o}$$

$R_a = 15 \text{ k}\Omega$   
 $I_{a_0} = 10 \text{ mA}$   
 $V_{a_0} = 150 \text{ v}$   
 $V_a \text{ max} = 30 \text{ v}$   
 $I_a \text{ max} = 2 \text{ mA}$

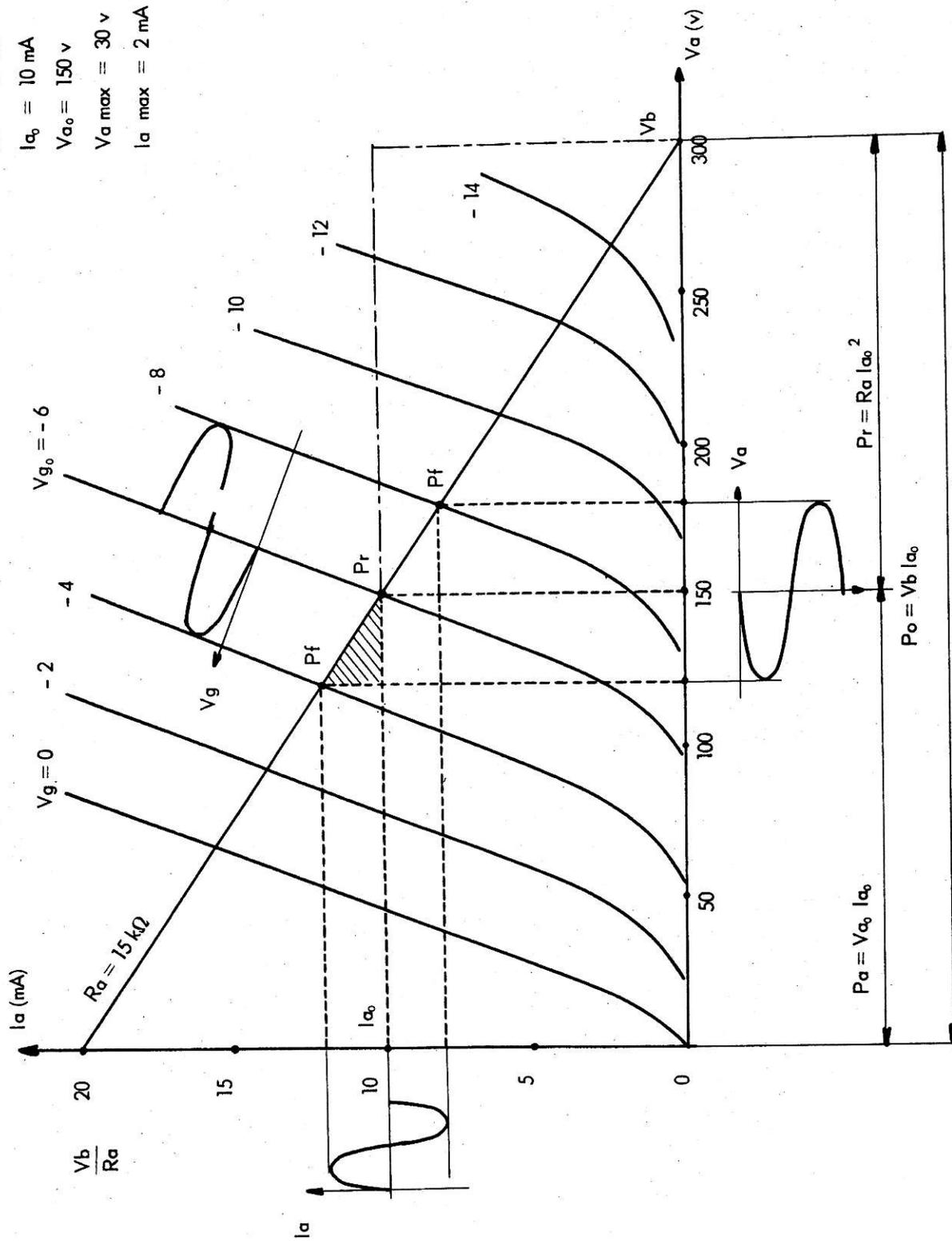
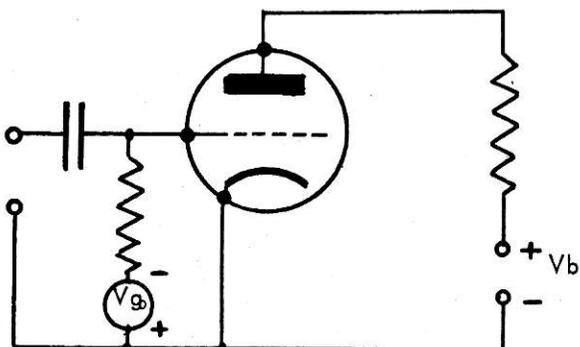


Fig. 3

31 - DIFFERENTS MODES DE POLARISATION -

311 - Polarisation par générateur indépendant.



Cette polarisation est constituée par un générateur de tension continue, placé dans le circuit grille.

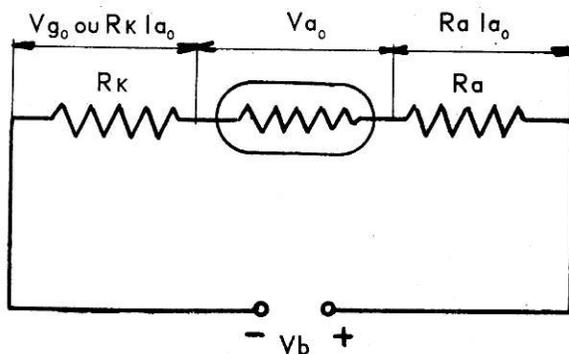
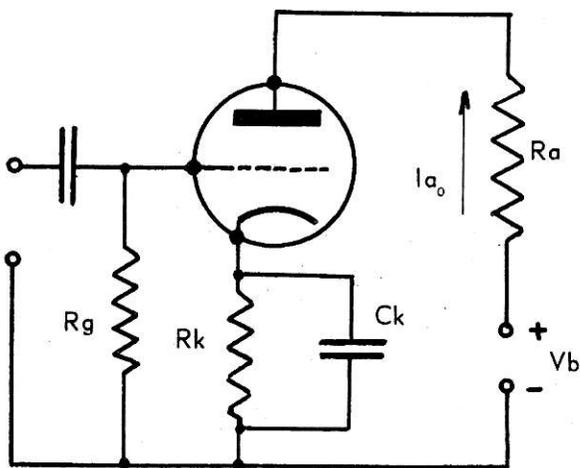
Avantage : Polarisation indépendante du régime de fonctionnement.

Inconvénients : Il faut une source d'alimentation supplémentaire fournissant un potentiel négatif, et le montage est plus complexe.

312 - Polarisation par résistance de cathode. ( polarisation automatique )

Nous avons obtenu dans les montages précédents, la polarisation  $V_{g_0}$  de la grille grâce à une source de tension extérieure placée dans la grille.

On évite l'emploi de cette source en introduisant entre la cathode et la masse une résistance qui, parcourue par le courant de repos  $I_{a_0}$ , produit la polarisation désirée.



$$V_b = V_{a_0} + R_a I_{a_0} + R_k I_{a_0}$$

$$V_{a_0} = V_b - (R_a I_{a_0} + R_k I_{a_0})$$

Le courant  $I_a$  en traversant  $R_k$  produit une chute de tension rendant la cathode positive par rapport à la masse.

Si la grille est réunie à la masse, on pourra dire qu'elle est négative par rapport à la cathode.

Pour obtenir la tension grille désirée ( $V_{g_0}$ ) on choisit  $R_k$  tel que :

$$R_k = \frac{V_{g_0}}{I_k} \quad \text{avec } I_k = I_{a_0}$$

avec  $I_k = I_{a_0}$

Si on applique un signal alternatif à la grille, il apparaît un courant alternatif dans le montage, ce courant modifie la tension cathode donc  $V_{g_0}$ , pour éviter cela on place un condensateur  $C_K$  en parallèle sur  $R_K$  qui maintient la tension cathode fixe donc par suite  $V_{g_0}$ .

Dans la pratique courante on choisit  $C_K$  de manière que la capacitance  $\frac{1}{C_K \omega}$  soit égale

$$\text{à } \frac{R_K}{10}$$

$$\frac{1}{C_K \omega} = \frac{R_K}{10}$$

d'où on tire :  $10 = C_K R_K \omega$

$C_K = \frac{10}{R_K \Omega \omega_{rd} \text{ s}}$	$\Rightarrow$	$C_K \neq \frac{1,6}{R_K \Omega f \text{ Hz}}$
---	---------------	--

Note très importante :

A bien noter que pour calculer  $C_K$ , on considère toujours la fréquence ou la pulsation la plus basse que doit amplifier le tube.

Exemple : la  $I_{a_0} = 5 \text{ mA}$   $V_{g_0} = -10 \text{ v}$  fréquence de 100 à 10000 Hz

$$R_K = \frac{V_{g_0}}{I_{a_0}} = \frac{10}{5 \cdot 10^{-3}} = 2000 \Omega$$

$$C_K = \frac{1,6}{R_K f} = \frac{1,6}{2000 \times 100} = \frac{1,6}{2 \cdot 10^5} = 0,8 \cdot 10^{-5} \text{ F} \text{ soit } \underline{8 \mu\text{F}}$$

313 - Polarisation grille ( polarisation semi automatique )

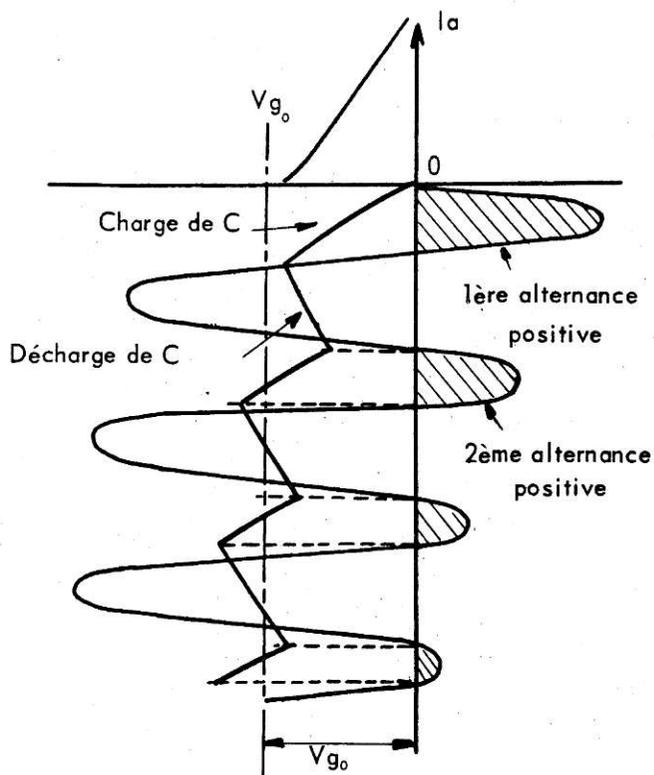
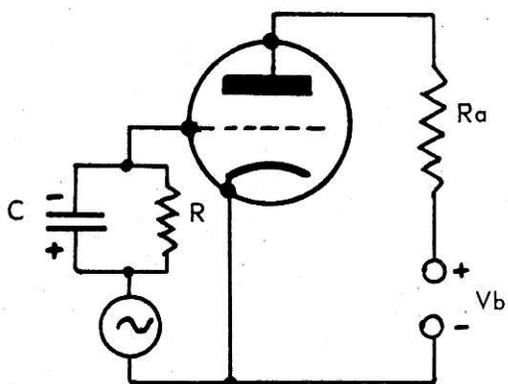
On peut obtenir une tension de polarisation ( $V_{g_0}$ ) en plaçant dans le circuit grille une résistance et un condensateur en parallèle.

Sans signal sur la grille, la cathode et la grille sont au même potentiel donc  $V_{g_0} = 0$ .

Appliquons à la grille un signal alternatif.

A la première alternance positive, la grille tend à devenir positive par rapport à la cathode donc le condensateur  $C$  est chargé par le courant grille ( constante de temps faible  $\theta_1 = C \rho \text{ kg}$  ), ce qui a pour conséquence de rendre la grille négative.

A l'alternance suivante ( négative )  $C$  se décharge dans la résistance  $R$  ( constante de temps longue  $\theta_2 = R \times C$  )

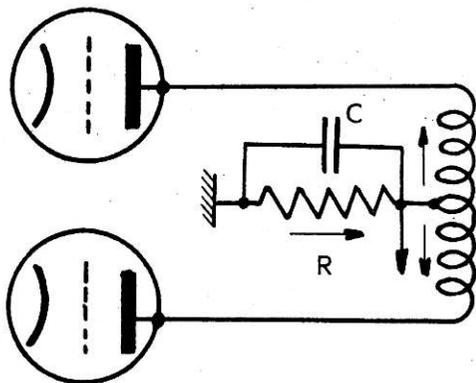


A la deuxième alternance positive, on a un complément de charge de C, et ainsi de suite.

La tension  $V_{g_0}$  se stabilise à une valeur définie par R et C et surtout par l'amplitude du signal alternatif appliqué à la grille.

Ce mode de polarisation est employé pour obtenir les classes A B ou C, toutefois il nécessite un signal d'amplitude plus grande que la tension  $V_{g_0}$  désirée.

### 314 - Polarisation par le moins.



Une résistance est insérée entre la masse et le point milieu du transformateur d'alimentation.

Le courant redressé parcourt la résistance. Il crée une chute de potentiel qui rend une borne de la résistance négative par rapport à l'autre borne mise à la masse.

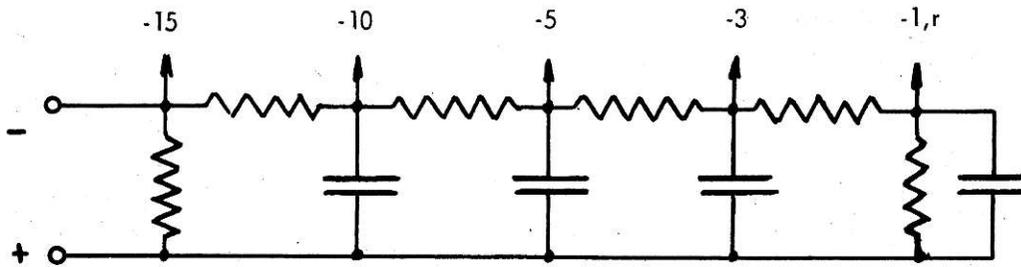
On dispose d'une tension négative de valeur  $V = RI$  total pouvant être utilisée pour polariser les tubes.

Comme pour la polarisation automatique, on découple R par un condensateur dont le rôle est de maintenir constante la tension négative.

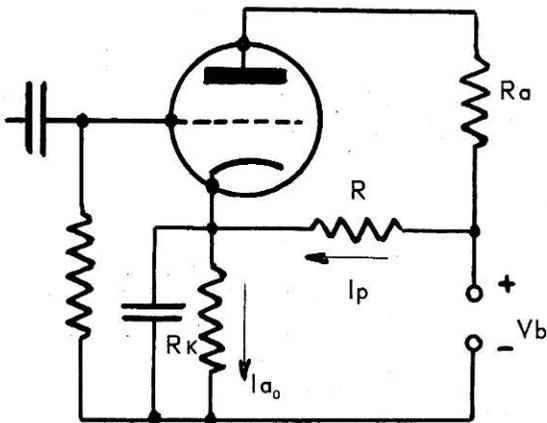
$$\text{En pratique : } \frac{1}{C_F \omega_{rd/s}} = \frac{R \Omega}{10}$$

Ce montage est employé pour polariser les tubes en classe A.

Exemple :



315 - Polarisation par pont sur la haute-tension.



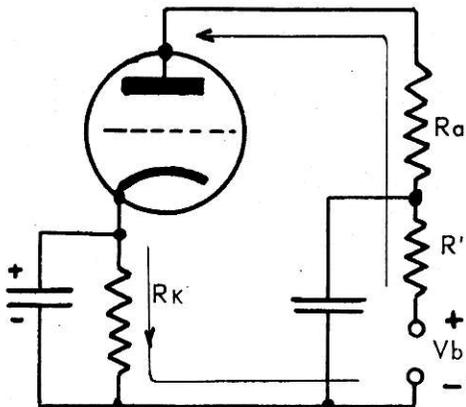
Dans ce mode de polarisation on rend la cathode positive par rapport à la grille, pour cela on place un pont de résistance ( R, Rk ) sur Vb.

La tension de polarisation apparaît aux bornes de Rk donc :  $V_K = V_{g_0} = R_K (I_{a_0} + I_p)$

avec  $I_p \gg I_{a_0}$

Pour maintenir  $V_{g_0}$  donc  $V_K$  constante, on place un condensateur en parallèle sur Rk

32 - DROITE DE CHARGE EN ALTERNATIF .



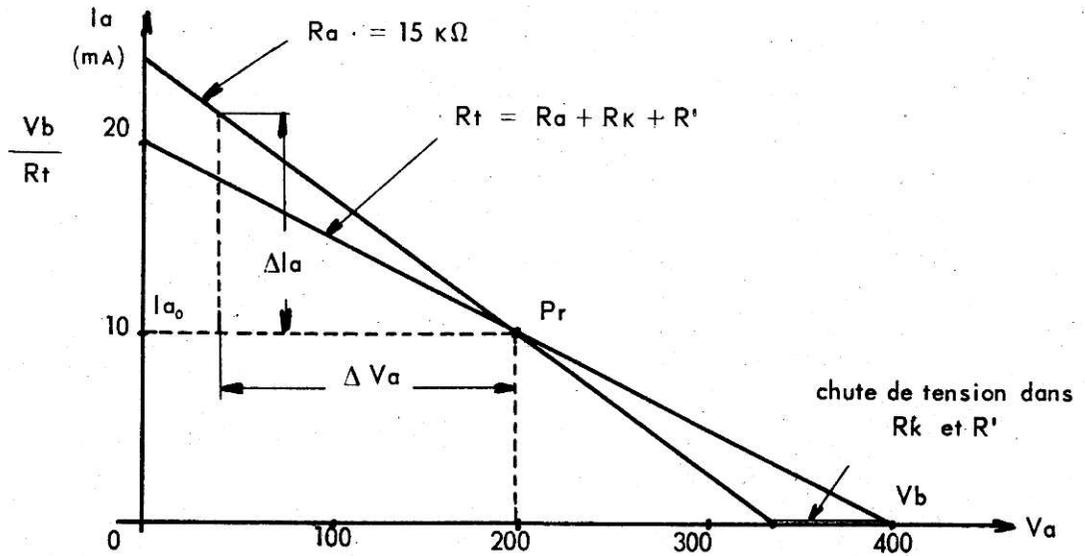
Si le montage comporte des résistances découplées par des condensateurs, on distinguera deux droites de charge :

- la droite de charge en continu.
- la droite de charge en alternatif ( pour les fréquences moyennes ).

$R_a = 15 \text{ k}\Omega$

$R' = 2 \text{ k}\Omega$

$R_k = 3 \text{ k}\Omega$



Tracé des droites de charge :

- En continu : toutes les résistances (  $R_a$   $R_k$  et autres ) chargent le tube, donc pour tracer la droite de charge on tient compte de toutes les résistances parcourues par  $I_{a_0}$ .
- En alternatif : les résistances, découplées par un condensateur de valeur suffisante, sont court-circuitées pour la composante alternative du courant, donc la résistance totale du circuit diminue, par suite la droite de charge se relève en pivotant autour du point  $P_r$ .

Méthode pratique :

- On trace la droite de charge continue comme vu précédemment en prenant toutes les résistances parcourues par  $I_{a_0}$ .
- On place  $P_r$
- On calcule  $\Delta I_a$  en faisant un  $\Delta V_a$  en prenant seulement les résistances non découplées.

$$\Delta I_a = \frac{\Delta V_a}{R_a}$$

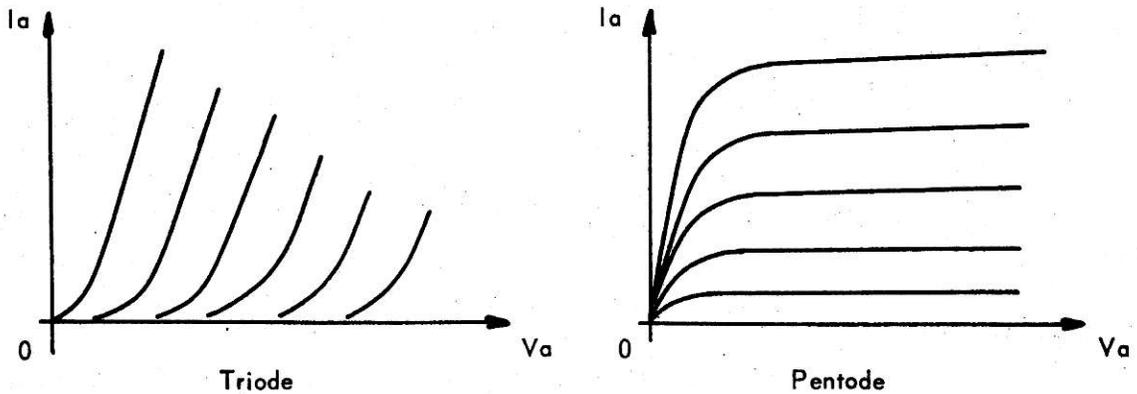
- Puis on trace la droite de charge alternative en joignant le point calculé et  $P_r$  et on prolonge jusqu'à l'axe  $V_a$ .

CHAPITRE - 4 -

EMPLOI DU TUBE PENTODE

40 - GENERALITES -

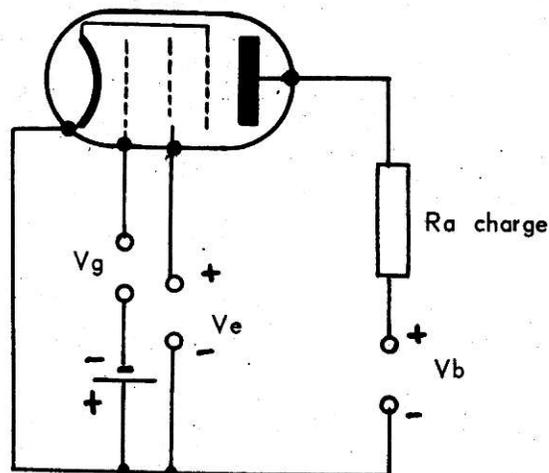
Les amplificateurs utilisant des pentodes permettent d'obtenir des amplifications beaucoup plus élevées que les amplificateurs à triode.



$$\mu \text{ triode} < \mu \text{ pentode}$$

Pour avoir un fonctionnement correcte du tube il faut que :

- La grille de commande soit polarisée négativement
- La grille écran soit portée à un potentiel positif  $V_e$  légèrement inférieur au potentiel de l'anode.
- La grille d'arrêt reliée à la cathode.



41 - AMPLIFICATION D'UN AMPLIFICATEUR A PENTODE -

L'amplification de l'étage est donnée par la formule générale :

$$A = - \frac{\mu R_a}{\rho + R_a}$$

Pour une pentode on peut négliger  $R_a$  devant  $\rho$   
à condition que  $\rho > R_a$  (environ 10 fois)

$$\text{donc } A = - \frac{\mu R_a}{\rho} = -S R_a$$

$$A = -S R_a$$

Exemple : pentode 6 F 5.

$$\begin{aligned} \mu &= 3000 & \rho &= 2,5 \text{ M}\Omega & S &= 1,2 \text{ mA/V} \\ Z_a &= 2 \cdot 10^5 \Omega \end{aligned}$$

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{Z_a}} = \frac{3000}{1 + \frac{2,5 \cdot 10^5}{2 \cdot 10^5}} = \underline{\underline{222}}$$

En utilisant la formule pratique :

$$A = S Z_a = 1,2 \cdot 10^{-3} \times 2 \cdot 10^5 = \underline{\underline{240}}$$

L'amplification est plus élevée avec une pentode qu'avec une triode.

Exemple : tube triode.

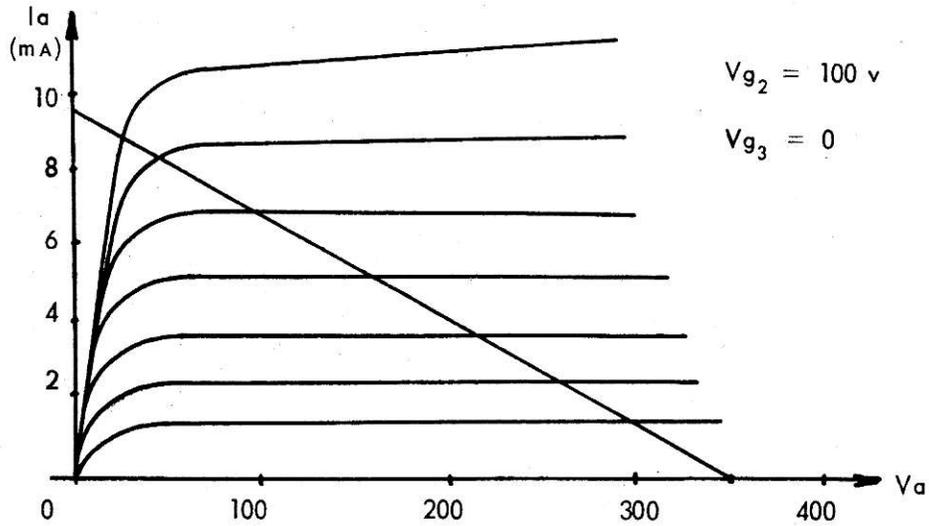
$$\begin{aligned} \text{même pente que précédemment : } S &= 1,2 \text{ mA/V} \\ \text{même charge : } Z_a &= 2 \cdot 10^5 \Omega \end{aligned}$$

$$\mu = 70 \quad \rho = 58 \cdot 10^3 \Omega$$

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{Z_a}} = \frac{70}{1 + \frac{58 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3}}$$

$$\underline{\underline{A = 54}}$$

42 - DISTORSION -



Le tube pentode provoque des distorsions plus importantes que le tube triode, à cause de l'allure des caractéristiques  $I_a = f(V_a)$

Les caractéristiques se resserrent lorsque la grille de commande devient plus négative.

Pour de faibles valeurs de la tension anodique il est difficile de placer la droite de charge dans des régions où les déformations du signal restent négligeables.

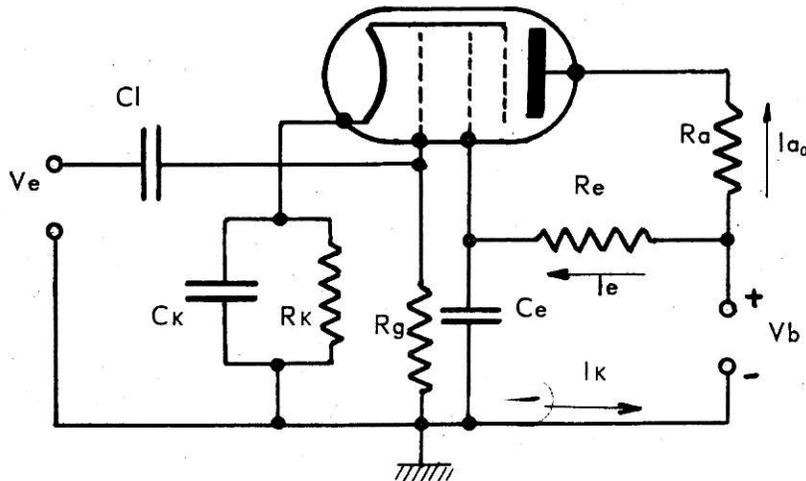
43 - POLARISATION ECRAN -

431 - Polarisation série.

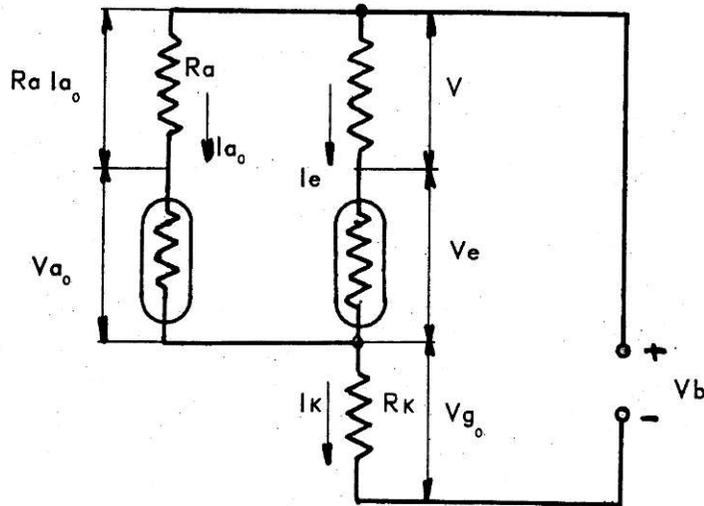
La grille écran étant portée à un potentiel  $V_e$  positif, capte une partie des électrons, donc il va se créer un courant  $I_e$ .

Il est possible de polariser l'écran en utilisant la tension d'alimentation  $V_b$  du tube, sans employer un générateur indépendant.

Schéma :



Circuit équivalent au repos.



La tension écran est :

$$V_e = V_b - (V + V_{g_0})$$

V étant la chute de tension dans  $R_e$

$$V = R_e I_e$$

$$V_e = V_b - (R_e I_e + V_{g_0})$$

$$R_e = \frac{V_b - (V_e + V_{g_0})}{I_e}$$

Lorsqu'un signal sera appliqué à la grille, le courant écran va varier comme le courant anodique, c'est à dire à la fréquence du signal d'entrée.

Pour éviter les variations de polarisation de la grille écran un condensateur est placé entre celle-ci et la masse. Il découple la résistance  $R_e$ .

- Il se charge pour les valeurs de crête du signal.
- Il se décharge dans  $R_e$  pour les valeurs maximum du signal.

On choisit sa valeur comme pour le condensateur de découplage de cathode.

$$\frac{1}{C_{eF} \omega} = \frac{R_e \Omega}{10}$$

$$C_{eF} = \frac{10}{R_e \Omega}$$

Valeur de la résistance de cathode.

La cathode est parcourue par le courant

$$I_k = I_{a_0} + I_e$$

d'où

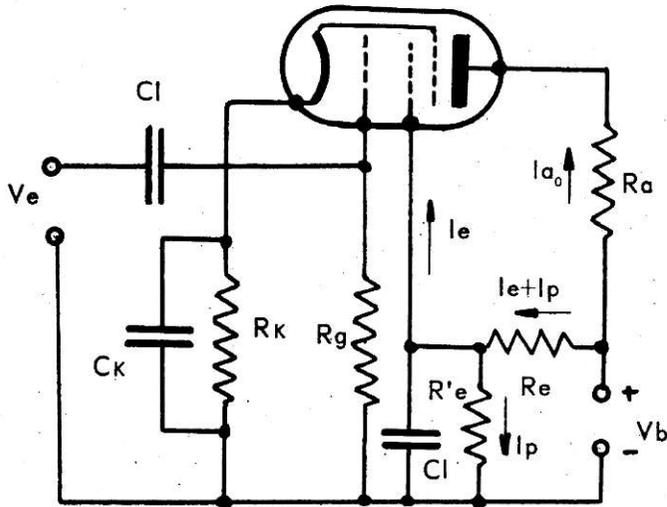
$$R_k = \frac{V_{g_0}}{I_{a_0} + I_e} = \frac{V_k}{I_k}$$

Pour une triode on avait :

$$R_k = \frac{V_{g_0}}{I_{a_0}} = \frac{V_{g_0}}{I_k} \quad I_k = I_{a_0}$$

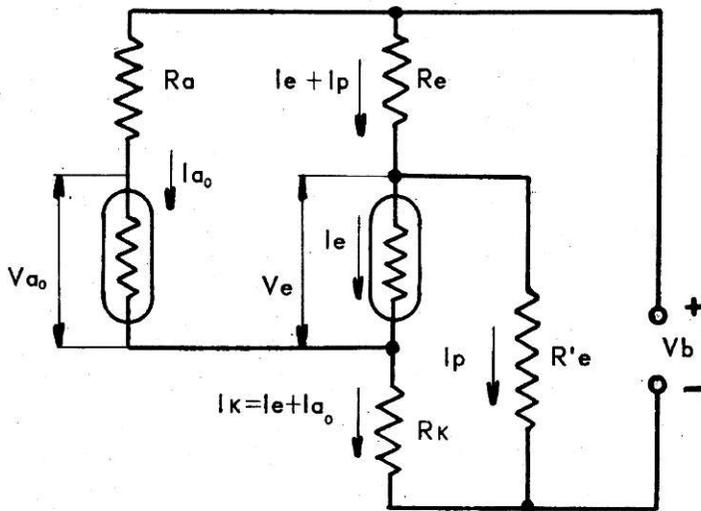
432 - Polarisation par pont.

On emploie une polarisation par pont pour obtenir une meilleure stabilisation de la tension écran.



Pour que la tension écran soit bien stabilisée, on adopte un courant dans le pont  $I_p$  5 à 10 fois plus grand que le courant écran  $I_e$ .

Circuit équivalent au repos.



Valeur de  $R_e$  :

$$R_e = \frac{V_b - (V_e + V_k)}{I_p + I_e}$$

Valeur de  $R_k$  :

$$R_k = \frac{V_k}{I_{a_0} + I_e}$$

Valeur de  $R'e$  :

$$R'e = \frac{V_e + V_k}{I_p}$$

CHAPITRE - 5 -

LES AMPLIFICATEURS

50 - PROBLEME DE L'AMPLIFICATION -

Pour amplifier un phénomène il faut :

- Transformer ce phénomène en variations de potentiel électrique.
- Faire agir cette différence de potentiel à l'entrée d'un amplificateur.
- Recueillir à la sortie de l'amplificateur une tension, un courant, une puissance proportionnels à la grandeur d'entrée.

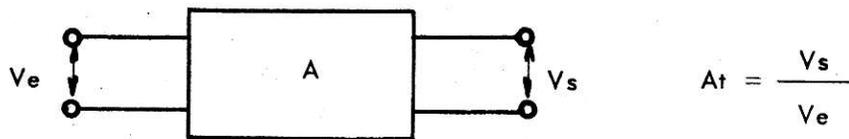
La grandeur d'entrée peut être fournie par un micro, un pick-up, une cellule photo-électrique...

Il existe deux grands types d'amplification :

a) L'amplification en tension réalisée avec des tubes appelés tubes de tension.

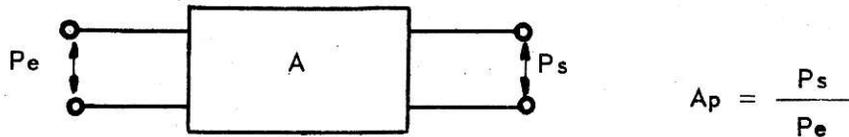
Elle permet d'augmenter les tensions d'origine, a des valeurs suffisamment grandes pour attaquer convenablement les tubes de puissance.

( Dans un récepteur, on amplifie les tensions hautes fréquences avant la détection, et en basses fréquences avant l'étage de puissance ).

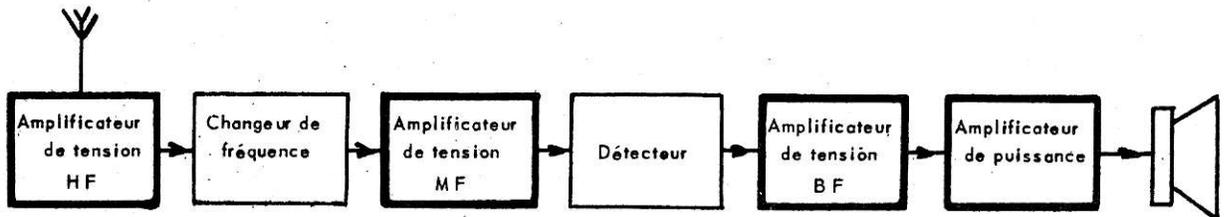


b) Amplification de puissance.

Elle permet d'obtenir la puissance indispensable à la commande de l'organe d'utilisation ( haut parleur en radio, bobine de déviation en télévision ).



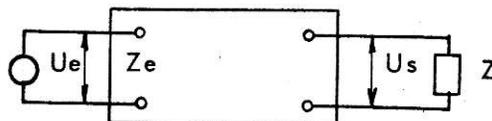
Exemple d'utilisation des amplificateurs de tension et de puissance dans un récepteur.



51 - DEFINITION -

Un amplificateur est un quadripole délivrant dans son impédance de charge  $Z$ , un signal de sortie de puissance active  $P_s$ , supérieur à la puissance d'entrée  $P_e$ , que fournit le signal dans l'impédance d'entrée  $Z_e$ .

Dans des limites données ( forme, amplitude, fréquence ), le signal de sortie doit être l'image fidèle du signal d'entrée sinon il y a distorsion.



52 - EXPRESSIONS DE L'AMPLIFICATION -

$$\text{Amplification en tension} = \frac{\text{Amplitude de la tension de sortie}}{\text{Amplitude de la tension d'entrée}} = \frac{U_s}{U_e} = A_v$$

$$\text{Amplification en puissance} = \frac{\text{Puissance active de sortie}}{\text{Puissance active d'entrée}} = \frac{P_s}{P_e} = A_p$$

$$\text{Gain en puissance en Décibels} \quad G = 10 \log \frac{P_s}{P_e} = 10 \log A_p$$

$$\text{Gain en tension en Décibels} \quad G = 20 \log \frac{U_s}{U_e} = 20 \log A_v$$

Cette relation n'est valable que pour des impédances d'entrée et de sortie égales.  
Si cette condition n'est pas réalisée on a :

$$G = 20 \log \frac{U_s}{U_e} + 10 \log \frac{R_e}{R_s}$$

53 - GAIN TOTAL -

Exemple : amplification en tension.

1 <sup>o</sup> Etage : $A_1 = 25$	$G_1 = 27,96 \text{ dB}$
2 <sup>o</sup> Etage : $A_2 = 12$	$G_2 = 21,60 \text{ dB}$
3 <sup>o</sup> Etage : $A_3 = 15$	$G_3 = 23,52 \text{ dB}$

Amplification totale :

$$A = A_1 \times A_2 \times A_3 = 25 \times 12 \times 15 = \underline{4\,500}$$

Gain total en dB :

$$G = G_1 + G_2 + G_3 = 27,96 + 21,60 + 23,52 = \underline{73,08 \text{ dB}}$$

On peut également calculer le gain total par :

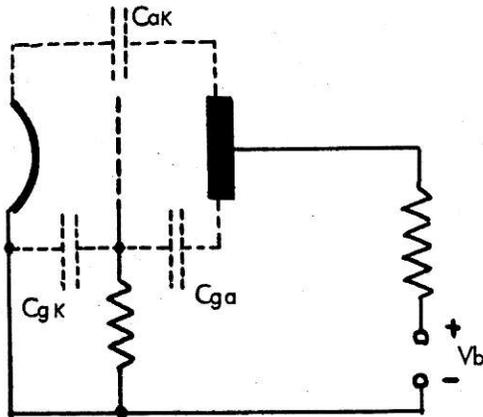
$$G = 20 \log A = 20 \log 4500 = \underline{73,08 \text{ dB}}$$

CHAPITRE - 6 -

INCONVENIENTS DE LA TRIODE

60 - EXISTENCE DES CAPACITES INTER ELECTRODES -

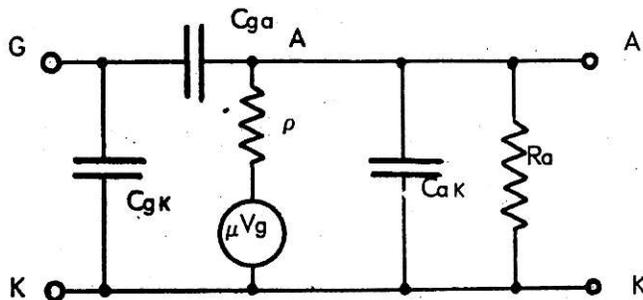
Deux conducteurs voisins forment un condensateur, donc dans un tube entre les différents éléments il existe des capacités. Les capacités inter-électrodes diminuent l'amplification pour les fréquences élevées.



On distingue 3 capacités principales :

- Capacité grille cathode  $C_{gk}$
- Capacité grille anode  $C_{ga}$
- Capacité anode cathode  $C_{aK}$

61 - INFLUENCE DES CAPACITES -



Circuit équivalent de la triode, en tenant compte des capacités inter-électrodes.

La capacité  $C_{aK}$  shunte l'impédance de charge, on a une diminution de l'amplification aux fréquences élevées.

Les capacités  $C_{ga}$  et  $C_{gk}$  sont en parallèle sur l'entrée.

$$C_{\text{entrée}} = C_{ga} + C_{gk}$$

En dynamique on démontre que tout se passe comme si la source  $V_g$  débitait sur une capacité de valeur :

$$C = C_{ga} (A + 1)$$

Cette propriété que possède  $C_{ga}$  de se comporter comme un condensateur de capacité beaucoup plus élevée, placé entre la grille et la masse, est propre à tous les amplificateurs. On la désigne sous le nom d'effet Miller.

Donc en dynamique la capacité d'entrée est beaucoup plus importante :

$$C_{\text{entrée}} = C_{gk} + C_{ga} (A + 1)$$

Exemple :

Tube 6 J 5

$$C_{g \kappa} = 3,4 \text{ pF}$$

$$C_{g \alpha} = 3,4 \text{ pF}$$

Amplification 15

- En statique :  $C_{\text{entrée}} = C_{g \kappa} + C_{g \alpha}$   
 $= 3,4 + 3,4 = 7,4 \text{ pF}$

- En dynamique :  $C_{\text{entrée}} = C_{g \kappa} + C_{g \alpha} (A + 1)$   
 $= 3,4 + 3,4 (15 + 1)$   
 $= 3,4 + 54,4$   
 $= \underline{57,8 \text{ pF}}$

Remarque :

Dans le cas d'un tube pentode la capacité d'entrée se réduit pratiquement à la capacité  $C_{g \kappa}$ ,  $C_{g \alpha}$  étant alors très petite.

CHAPITRE - 7 -

AMPLIFICATEUR DE TENSION

70 - GENERALITES -

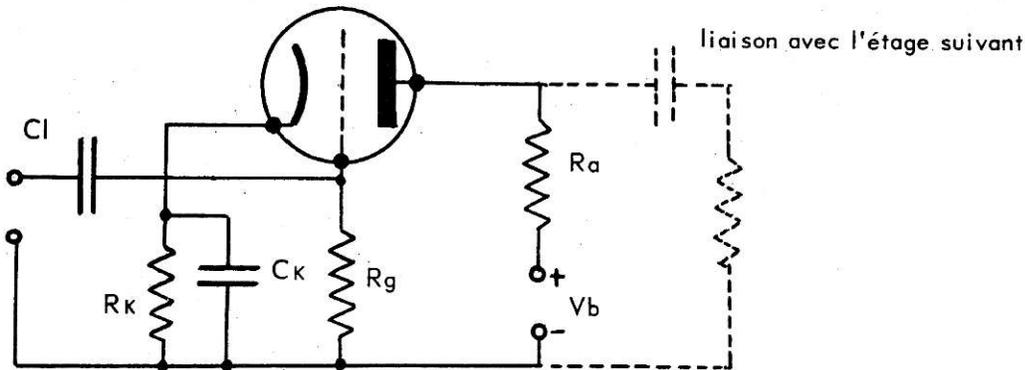
701 - But.

Recueillir à la sortie de l'amplificateur une tension de même fréquence, mais d'amplitude plus grande que la tension injectée à l'entrée.

Un amplificateur basse fréquence doit être fidèle, c'est à dire que le signal de sortie doit être de même forme que le signal d'entrée.

D'autre part un amplificateur basse fréquence doit être apériodique ( amplifier de la même façon toutes les fréquences d'une certaine bande ). C'est d'ailleurs cette exigence qui constitue la difficulté majeure dans la réalisation d'un amplificateur.

702 - Montage pratique d'une triode en amplificateur de tension.



- Rk Résistance de polarisation ( permet l'obtention de  $V_{g_0}$  )
- Ck Capacité de polarisation ( découplage, présente un passage facile au courant alternatif ).
- Ra Résistance de charge ( permet de faire apparaître le signal amplifié ).
- Rg Résistance de fuite de grille.
- C1 Capacité de liaison.

71 - PRINCIPE -

711 - Conditions pour avoir une amplification élevée.

L'expression générale de l'amplification est :

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{R_a}}$$

Pour avoir une amplification importante, on est conduit à adopter :

- Une résistance Ra la plus grande possible
- Un tube ayant un coefficient d'amplification  $\mu$  élevé.

En pratique on prend souvent pour une triode  $R_a \neq 4 \rho$

### 712 - Etude algébrique.

La tension de sortie est :  $V_a = A \cdot V_g$

$$\text{donc } A = \frac{V_a}{V_g}$$

Si on connaît  $A, \mu, \rho$  on peut calculer  $R_a$  :

$$A = \frac{\mu R_a}{R_a + \rho}$$

$$\text{donc } A (R_a + \rho) = \mu R_a$$

$$A R_a + A \rho = \mu R_a$$

$$R_a (\mu - A) = A \rho$$

$$R_a = \frac{A \cdot \rho}{\mu - A}$$

Par suite on peut calculer :

$$I_a = \frac{\mu V_g}{\rho + R_a}$$

$$V_a = A V_g$$

$$P_u = I_a \cdot V_a$$

### 713 - Etude graphique.

#### Domaine d'utilisation.

Considérons le réseau de Kellog ( voir figure 4 ).

La partie utile de ce réseau est limitée :

- à droite par la tension anodique maximum que peut supporter le tube,
- à gauche par les potentiels grilles supérieurs à  $-1V$  ( risque de courant grille ),
- en haut par l'hyperbole de dissipation maximum du tube,
- en bas par les courbures inférieures des caractéristiques.

Le point de fonctionnement doit se déplacer dans la région disponible du réseau.

#### Point de fonctionnement - Droite de charge :

- 1) On se fixe la tension d'alimentation  $V_b$  ( celle dont on dispose ),
- 2) Avec une règle graduée et en prenant  $V_b$  comme point de rotation on cherche ( en tenant compte de l'amplification désirée ), à obtenir avec les caractéristiques statiques des segments égaux sur la droite de charge.
- 3) On trace la droite de charge,

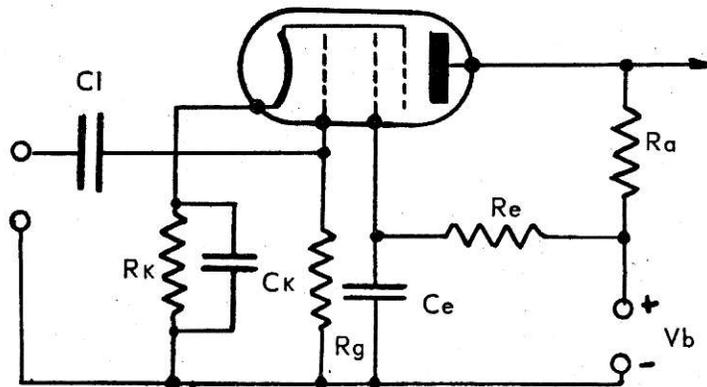
- 4) On place le point de repos, ce qui détermine  $V_{g_0}$  ,  $V_{a_0}$  et  $I_{a_0}$
- 5) On trace la caractéristique dynamique, celle ci doit être rectiligne pour que l'amplificateur soit fidèle,
- 6) Connaissant  $V_{g_0}$  et  $I_{a_0}$  on peut calculer  $R_k$  ,  $C_k$  .

714 - Remarques pratiques.

On utilise un tube triode :

- quand on a pas besoin d'une forte amplification ( $\mu$  faible),
- quand le signal d'attaque à une grande amplitude,
- quand on désire une grande fidélité ( caractéristiques rectilignes ).

72 - CAS D'UNE PENTODE -



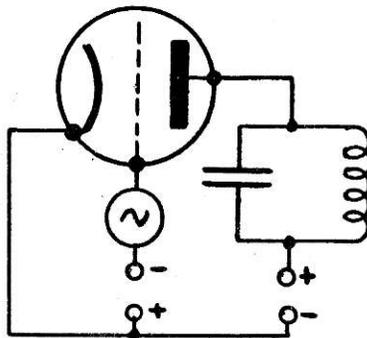
L'amplificateur utilisant une pentode permet d'obtenir une amplification plus élevée que l'amplificateur à triode car la résistance interne du tube est bien plus grande et par suite  $\mu$  est grand.

Le tracé de la droite de charge se fait de la même façon que pour la triode.

On utilise un tube pentode :

- quand on a besoin d'une forte amplification,
- quand le signal d'attaque est de faible amplitude,
- quand les distorsions ne sont pas trop à craindre.

73 - CHARGE INDUCTIVE -



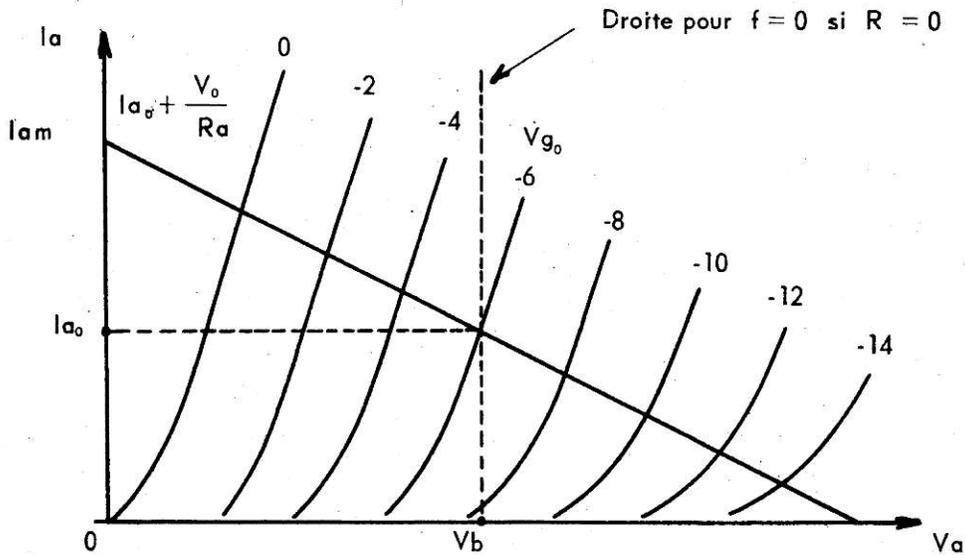
Pour éviter les dissipations par effet Joule dans la résistance de charge, il est souvent avantageux de remplacer la résistance par une inductance qui présente une résistance très faible au courant continu mais possède une impédance élevée en courant alternatif.

Un tel organe d'utilisation est généralement constitué par un circuit résonant accordé sur la fréquence du signal appliqué à la grille du tube.

L'impédance de charge est :  $Z_a = \frac{L}{RC}$



Tracé de la droite de charge.



Le premier point est déterminé pour  $f = 0$  donc  $Z = R$ , mais  $R$  est faible il s'en suit que le point est donné par l'intersection de  $V_b$  et de la caractéristique  $V_{g_0}$ .

Le deuxième point est donné par :  $I_{a_0} + \frac{V_b}{R_a}$

On voit que la charge inductive permet une plus grande amplification.

Avec une résistance de charge convenable, on peut doubler l'amplification en tension.

74 - PREMIER EXERCICE - ( voir figure 5 ).

On dispose d'un tube triode 6 C 5 dont on connaît le réseau de Kellogg  $I_a = f(V_a)$ .

On connaît également  $V_g = 1,4 \text{ V}$  ( $V_{g \text{ max}} = 2 \text{ v}$ ) ;  $V_b = 250 \text{ v}$

On veut obtenir 14 volts à la sortie ( $V_a \text{ max} = 20 \text{ v}$ ).

741 - Détermination des paramètres statiques.

Calculons ces paramètres aux environs de  $V_{g_0} = -6 \text{ v}$

$$S = \left( \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \right)_{V_a = \text{cte} = 180\text{v}} = \frac{(9-5) \cdot 10^{-3}}{6-4} = 2 \cdot 10^{-3} \quad \underline{\underline{S = 2 \text{ mA/v}}}$$

$$\rho = \left( \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \right)_{V_g = \text{cte} = -6\text{v}} = \frac{220-180}{(9-5) \cdot 10^{-3}} = \frac{40}{4 \cdot 10^{-3}} \quad \underline{\underline{\rho = 10 \text{ k}\Omega}}$$

$$\mu = \rho \cdot S = 10 \times 10^3 \times 2 \cdot 10^{-3} \quad \underline{\underline{\mu = 20}}$$

742 - Etude algébrique.

a) Amplification  $A = \frac{V_a}{V_g} = \frac{14}{1,4} = 10$

b) Calcul de  $R_a$   $R_a = \frac{A \rho}{\mu - A} = \frac{10 \cdot 10^4}{20 - 10} = 10^4$   $R_a = 10 \text{ k}\Omega$

c) Calcul de  $I_a$   $I_a = \frac{\mu V_a}{\rho + R_a} = \frac{20 \times 1,4}{20 \cdot 10^3}$   $I_a = 1,4 \text{ mA}$

d) Calcul de la puissance utile

$$P_u = I_a V_a = 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 14 \quad P_u = 20 \cdot 10^{-3} \text{ w}$$

743 - Etude graphique.

a) Transformer les valeurs efficaces en valeurs maximum :

$$I_a \text{ eff} = 1,4 \text{ mA} ; \quad I_a \text{ max} = 1,4 \sqrt{2} = 2 \text{ mA}$$

$$V_a \text{ eff} = 14 \text{ v} ; \quad V_a \text{ max} = 14 \sqrt{2} = 20 \text{ v}$$

$$V_g \text{ eff} = 2 \text{ v} ; \quad V_g \text{ max} = 1,4 \sqrt{2} = 2 \text{ v}$$

b) Délimiter la zone utile.

c) Tracé de la droite de charge pour  $R_a = 10 \text{ k}\Omega$

Pour une variation de la tension grille de 4v crête à crête, cherchons dans quelle partie de la droite de charge se trouve deux segments égaux. Seuls les segments situés autour de -6v sont égaux.

On prendra donc  $V_{g_0} = -6 \text{ v}$  ; ce qui nous donne :

$$I_{a_0} = 5,8 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{a_0} = 190 \text{ v}$$

Faisons varier  $V_g$  de 2 v , on a  $I_a \text{ max} = 2 \text{ mA}$  ;  $V_a \text{ max} = 20 \text{ v}$

$$\text{Puissance utile : } P_u = \frac{2 \cdot 10^{-3} \times 20}{2} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ w}$$

75 - DEUXIEME EXERCICE -

On dispose d'un tube 6-C 5 ; avec  $R_a = 25 \text{ k}\Omega$  et  $V_g \text{ max} = 2 \text{ v}$

- Calculer l'amplification ;  $I_a$  ;  $V_a$  ; la puissance utile.
- Vérifier sur le graphique.
- Calculer la puissance fournie - Le rendement.

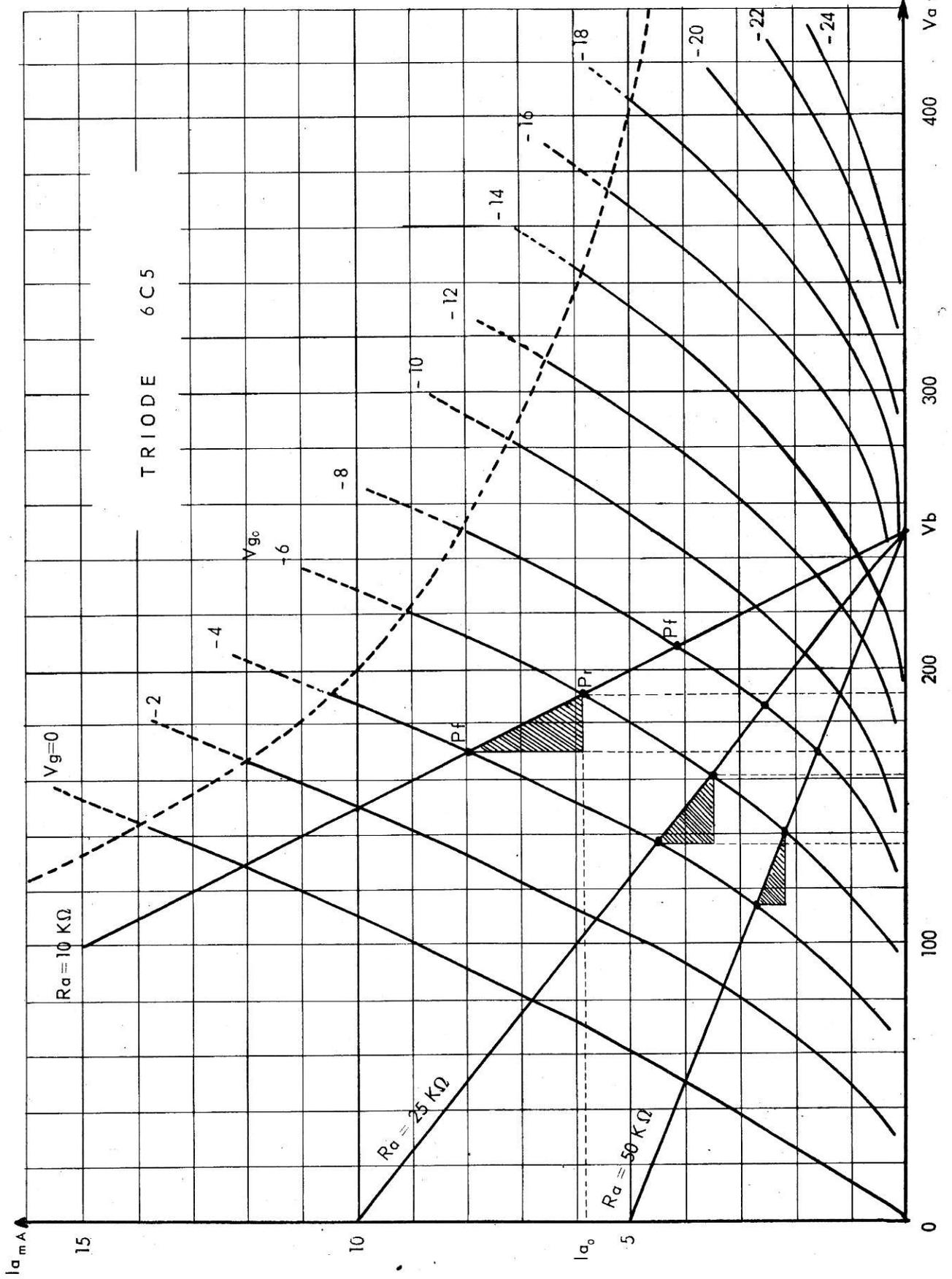


Fig. 5

751 - Etude algébrique.

$$A = \frac{\mu R_a}{\rho R_a} = \frac{20 \times 25 \cdot 10^3}{(10 + 25) 10^3} = \frac{500}{35} \quad A \neq 14$$

$$V_{a \max} = A V_{g \max} = 14 \times 2 = 28 \text{ v} \quad V_{a \max} = 28 \text{ v}$$

$$I_{a \max} = \frac{V_{a \max}}{R_a} = \frac{28}{25 \cdot 10^3} \quad I_{a \max} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$P_u = \frac{28 \times 1,1 \cdot 10^{-3}}{2} = 15,8 \cdot 10^{-3} \text{ w} \quad P_u \neq 16 \text{ mw}$$

752 - Etude graphique.

Traçons la droite de charge pour  $R_a = 25 \text{ k}\Omega$  ; Cherchons à obtenir des segments égaux pour  $V_{g \max} = 2 \text{ v}$ .

Seuls ceux situés autour de  $-6 \text{ v}$  sont égaux donc on prendra  $V_{g_0} = -6 \text{ v}$  d'où

$$V_{a_0} = 162 \text{ v} \quad \text{et} \quad I_{a_0} = 3,5 \text{ mA}$$

Pour une variation de  $V_{g \max}$  de  $2 \text{ v}$ , on mesure  $I_{a \max} = 1,1 \text{ mA}$  et  $V_{a \max} = 26 \text{ v}$  ( la valeur mesurée est plus faible que la valeur trouvée par le calcul, ceci est dû au fait que les caractéristiques ne sont pas rectilignes ).

- Calcul de la puissance fournie :

$$P_0 = V_b \times I_{a_0} = 250 \times 3,5 \cdot 10^{-3} = 875 \cdot 10^{-3} = 0,875 \text{ w}$$

- Calcul du rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_0} = \frac{15,8 \cdot 10^{-3}}{875 \cdot 10^{-3}} \quad \eta \neq 1,8 \text{ \%}$$

Le rendement est très faible, car on a été obligé de prendre un point de repos élevé à cause des caractéristiques non parallèles.

CHAPITRE - 8 -

REGIMES DE FONCTIONNEMENT

CLASSES D'AMPLIFICATION

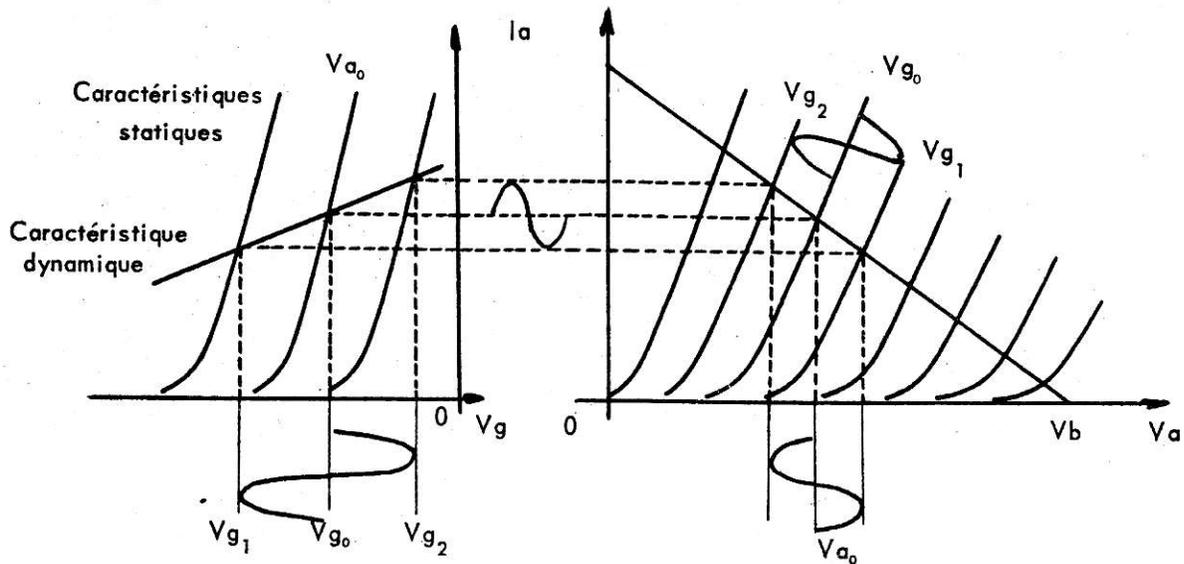
80 - AMPLIFICATEURS EN CLASSE A -

801 - Point de fonctionnement.

Le fonctionnement en classe A donne une amplification sans distorsion.

La polarisation grille a une valeur telle que le point de fonctionnement se déplace dans les régions où les caractéristiques sont linéaires, parallèles et équidistantes.

De plus la grille doit être en cours de fonctionnement, toujours négative afin d'éviter le courant grille.



802 - Obtention de la polarisation en classe A.

La grille doit être négative par rapport à la cathode.

On peut employer :

- La polarisation par générateur indépendant.
- La polarisation par le moins.
- La polarisation « automatique » ( qui est la plus employée).
- La polarisation par pont.

803 - Avantage de la classe A :

Très faibles distorsions, donc très fidèle.

804 - Inconvénient :-

Le rendement est faible ( 20 à 30 % ).

805 - Utilisation.

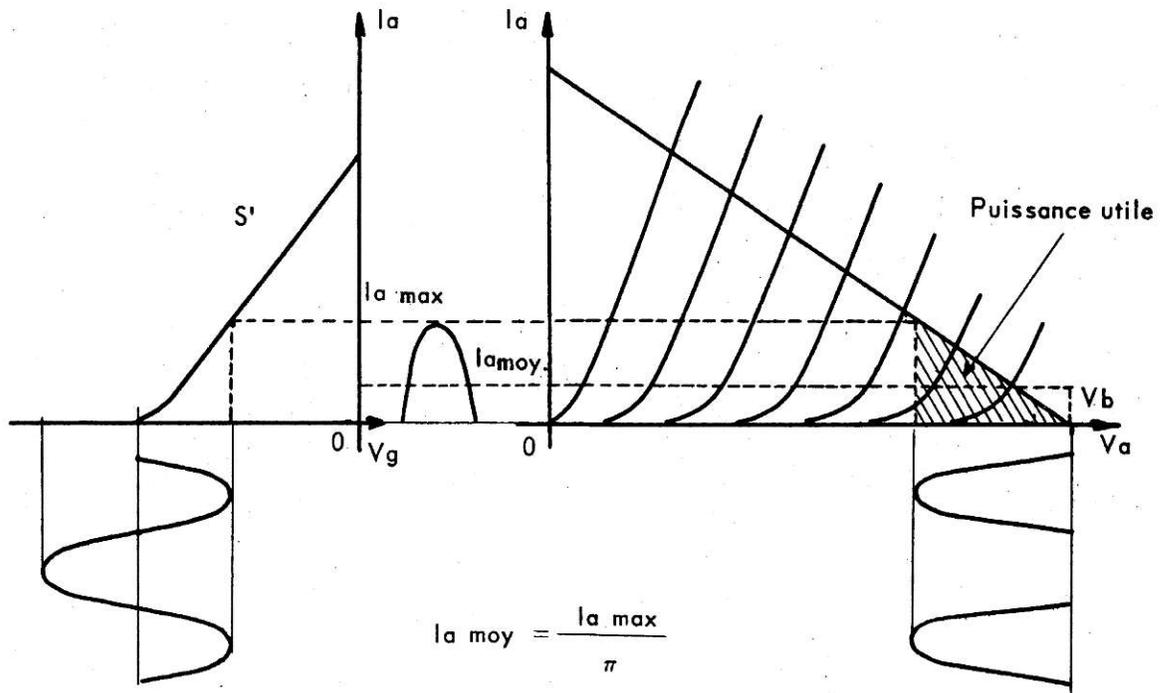
Dans les amplificateurs où l'on désire une amplification sans distorsion, donc surtout en Basse Fréquence.

81 - AMPLIFICATEURS EN CLASSE B -

811 - Point de fonctionnement.

La polarisation de la grille est telle que le point de repos  $V_{g_0}$  est situé au début de la caractéristique, près du cut-off.

Le courant anodique ( $I_{a_0}$ ) de repos est nul, une seule alternance du signal  $V_g$  est reproduite, celle qui rend la grille moins négative, l'autre alternance correspond à un courant nul.



812 - Inconvénients.

Une distorsion considérable se produit, mais elle se corrige à l'aide d'un montage symétrique, ou à l'aide d'un circuit accordé placé dans l'anode.

Les signaux de très faible amplitude sont très mal reproduits.

813 - Avantage .

Le rendement est bon ( $45^\circ / 0^\circ$ ).

814 - Polarisation.

Puisque le courant anodique est nul au repos, il n'est pas possible d'utiliser la polarisation automatique par résistance de cathode.

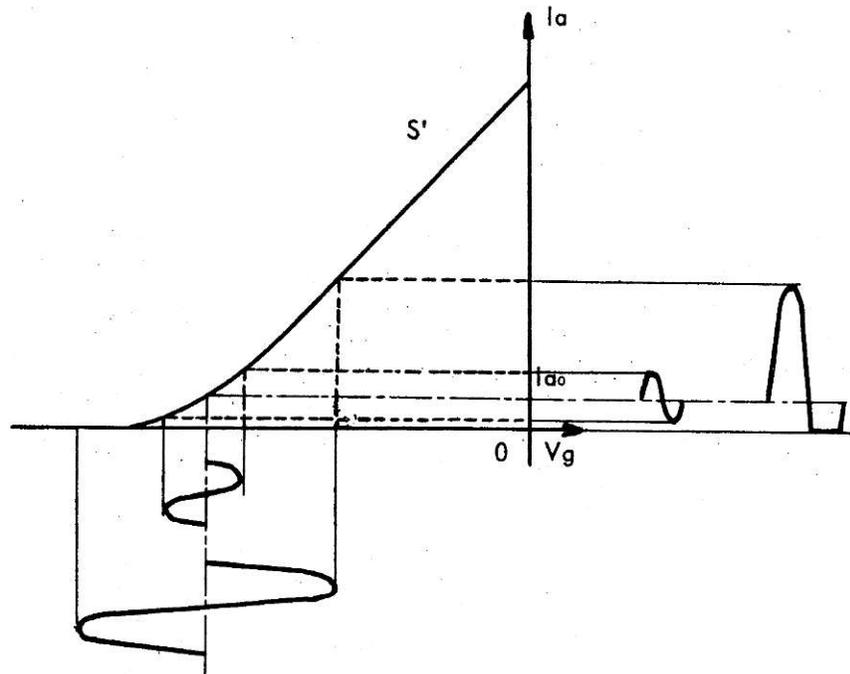
La polarisation sera soit semi-automatique, soit fournie par un générateur indépendant.

815 - Emplois.

Amplificateurs Hautes fréquences.

Amplificateurs symétriques Basses fréquences.

82 - AMPLIFICATEURS EN CLASSE AB -



Le point de repos se situe dans la partie courbe de la caractéristique dynamique, de telle sorte que la tangente à la courbe en ce point forme 2 angles égaux par rapport à la caractéristique.

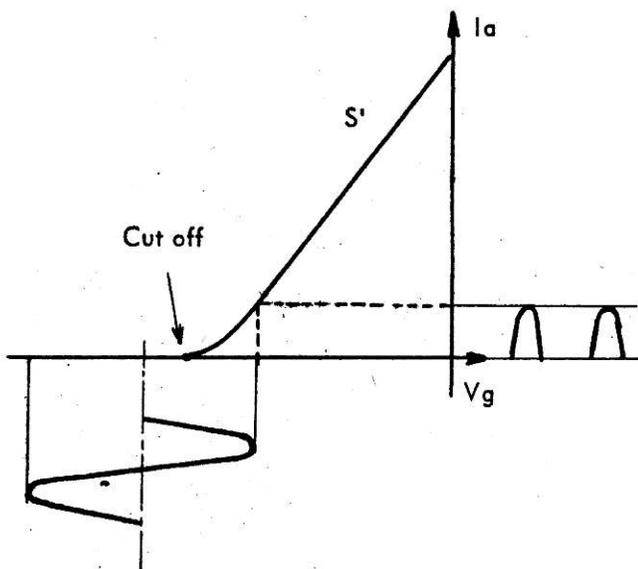
Les signaux de faible amplitude sont reproduits comme en classe A.

Les signaux de forte amplitude sont reproduits comme en classe B.

Avantage : Le rendement est amélioré par rapport à la classe A.

Inconvénient : Distorsion importante. On emploie cette classe dans les montages symétriques.

83 - AMPLIFICATEURS EN CLASSE C -



En classe C le tube est polarisé au delà du point de cut-off.

Le courant  $I_a$  ne circule que pendant une fraction de l'alternance positive du signal d'entrée.

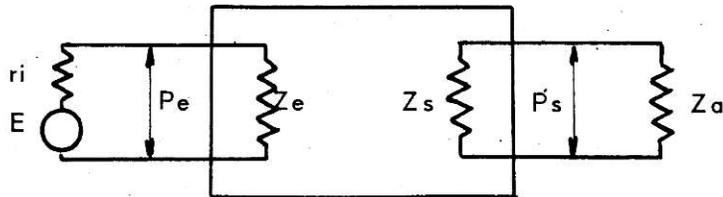
Le rendement peut atteindre 90%.

La classe C est utilisée dans les amplificateurs HF de grande puissance, où les pointes de courant anodique servent à entretenir les oscillations d'un circuit bouchon.

CHAPITRE - 9 -

AMPLIFICATION EN PUISSANCE

90 - DEFINITION -

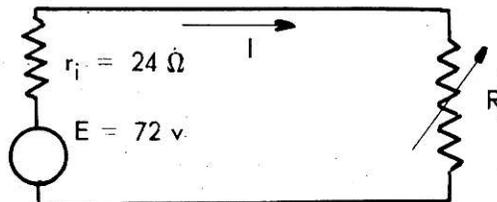


Un amplificateur de puissance est un quadripôle délivrant dans son impédance de charge (  $Z_a$  ) un signal de sortie de puissance active (  $P_s$  ) supérieure à la puissance (  $P_e$  ) que fournit le signal d'entrée dans l'impédance  $Z_e$ .

L'étage amplificateur en puissance suit généralement le ou les étages amplificateurs en tension.

91 - RECHERCHE DE LA PUISSANCE MAXIMALE TRANSFEREE PAR UN GENERATEUR A UN RECEPTEUR - ( en courant continu ).

Un générateur de résistance interne  $24 \Omega$  et de f.e.m.  $72 \text{ v}$  débite un courant  $I$  dans une résistance variable qui prend les valeurs suivantes :  $12 \Omega$  ;  $18 \Omega$  ;  $24 \Omega$  ;  $30 \Omega$  ;  $36 \Omega$ .



Pour chaque valeur de la résistance calculons :

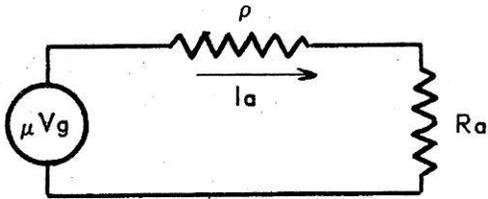
- L'intensité débitée : 
$$I = \frac{E}{R + r_i}$$

- La puissance fournie au récepteur : 
$$P = R I^2$$

On obtient les résultats suivants :

R	$I = \frac{E}{R + r_i}$	$P = R I^2$
$12 \Omega$	2 A	48 w
$18 \Omega$	1,7 A	52,56w
$24 \Omega$	1,5A	54 w
$30 \Omega$	1,33A	53 w
$36 \Omega$	1,2 A	51,84w

On constate que la puissance transférée à la résistance est maximum lorsque sa valeur ( R ) est égale à la résistance interne du générateur ( ri ).



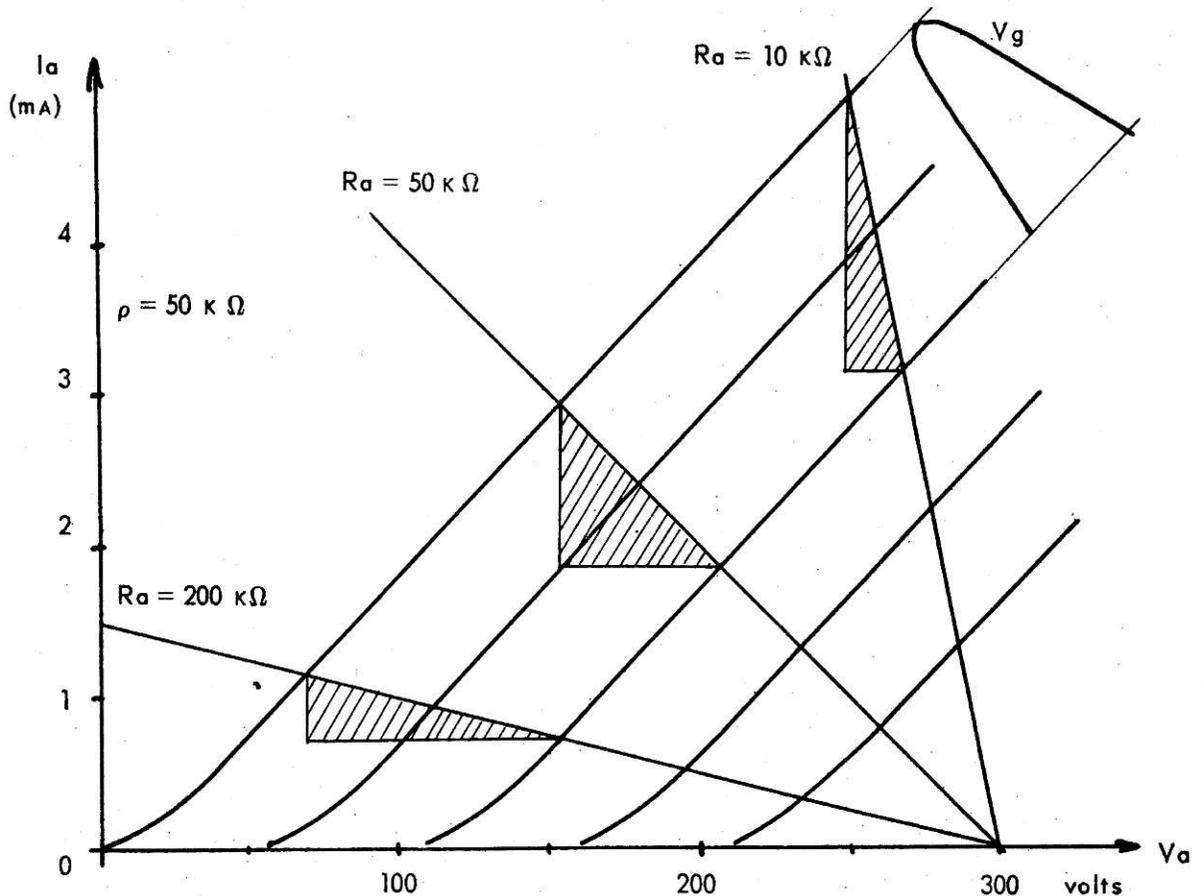
Si on compare le montage précédent au schéma équivalent de la triode, on peut remplacer E par  $\mu V_g$  ;  $r_i$  par  $\rho$  et R par  $R_a$ .

On en déduit que la puissance transférée par le tube à la résistance  $R_a$  ( résistance pure ) sera maximum quand

$$R_a = \rho$$

92 - RECHERCHE GRAPHIQUE DE LA PUISSANCE MAXIMALE ( pour  $V_g$  donné ) -

Quand on fait varier la valeur de la résistance de charge, la surface du triangle de la puissance utile passe par un maximum, qui correspond à  $R_a = \rho$ .



93 - PUISSANCE MAXIMALE D'UNE TRIODE (à excitation donnée).

On sait que  $I_a = \frac{\mu V_g}{\rho + R_a}$

La puissance utile recueillie est :

$$P_u = \frac{1}{2} R_a I_a^2$$

$$P_u = \frac{1}{2} R_a \frac{\mu^2 V_g^2}{(\rho + R_a)^2}$$

La puissance utile sera maximum quand  $(\rho + R_a)^2$  sera minimum c'est à dire quand  $\rho = R_a$ .

Dans ce cas on peut écrire :

$$P_u = \frac{1}{2} \mu^2 V_g^2 \frac{R_a}{(\rho + R_a)^2} = \frac{1}{2} \mu^2 V_g^2 \frac{R_a}{4 R_a^2} \quad (\text{puisque } \rho = R_a)$$

$$P_u = \frac{1}{2} \mu V_g^2 \frac{\mu}{4 R_a} = \frac{1}{8} \mu V_g^2 \frac{\mu}{R_a} \quad \rho = R_a \text{ donc } \frac{\mu}{R_a} = S$$

$$P_u = \frac{1}{8} \mu S V_g^2$$

avec  $V_g = V_g \text{ max}$

Cette expression donne la puissance utile maximum délivrée par le tube quand  $R_a = \rho$ .

Remarque :

Quand la tension  $V_g$  n'est pas donnée, on essaie d'exploiter les caractéristiques au maximum, c'est à dire d'attaquer la grille du tube avec un signal  $V_g$  le plus grand possible; dans ce cas pour des raisons de configuration du réseau de caractéristiques statiques, on règle la valeur de la résistance de charge à  $2\rho$

donc  $R_a = 2\rho$

Ceci est également valable pour une charge inductive ( transformateur de sortie ).

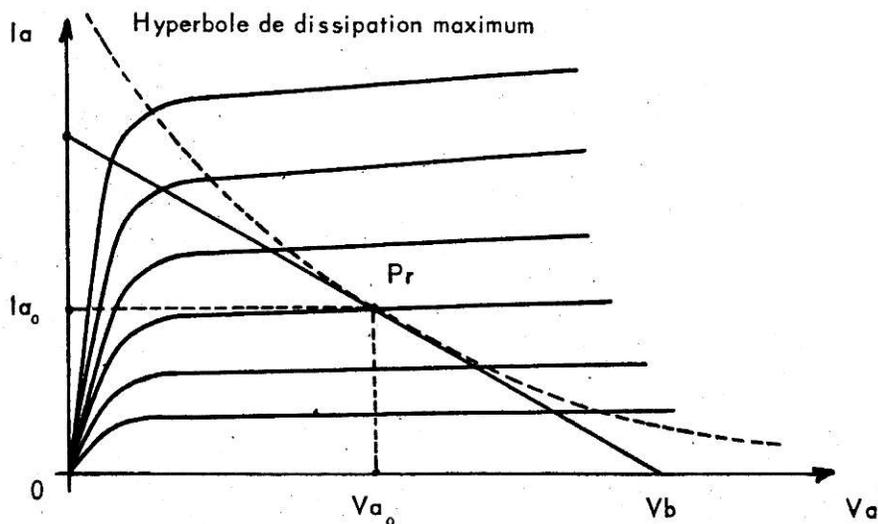
94 - CAS DE LA PENTODE -

Il est évident que l'on ne peut prendre  $R_a = \rho$ , car la résistance interne d'une pentode est trop élevée.

L'étude graphique est celle qui nous renseigne le mieux.

Remarque importante -

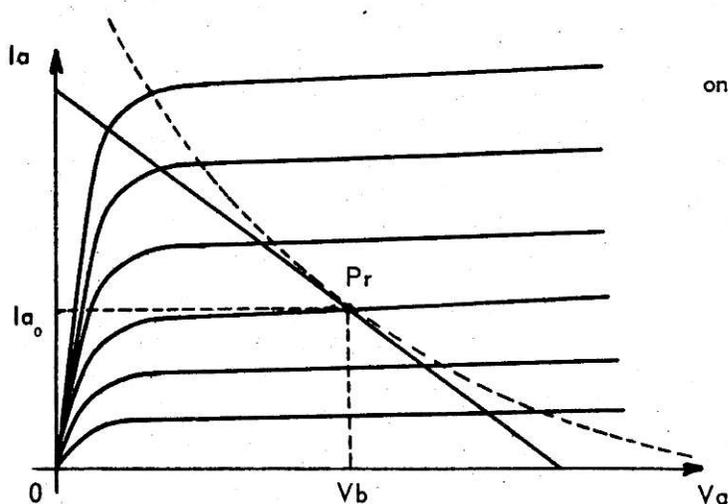
1) L'impédance de charge est une résistance pure.



Si on connaît la courbe de dissipation maximum on place le point de repos (Pr) tangent à cette courbe de telle façon que  $V_{a_0} = \frac{V_b}{2}$  ce qui permet de déterminer l'impédance de charge optimum :

$$Z_{op} = \frac{V_{a_0}}{I_{a_0}}$$

2) L'impédance de charge est inductive ( Transformateur ).



Dans ce cas  $V_{a_0} \neq V_b$   
on peut donc écrire :

$$Z_{op} = \frac{V_b}{I_{a_0}}$$

Exemple : Puissance de dissipation maximum 12,5 w ;  $V_b = 250$  v

1)- Détermination de  $V_{a_0}$  et  $I_{a_0}$  :

$$V_{a_0} \neq V_b \quad ; \quad I_{a_0} = \frac{P_{max}}{V_b} = \frac{12,5}{250} = 50 \cdot 10^{-3} \quad \text{soit } 50 \text{ mA}$$

2)- Calcul de l'impédance de charge optimum :

$$Z_{op} = \frac{V_b}{I_{a_0}} = \frac{250}{50 \cdot 10^{-3}} = 5\,000 \, \Omega$$

En pratique -

On divise la tension anodique ( $V_{a_0} \neq V_b$ ) par le courant  $I_{a_0}$  (donné par le constructeur) pour avoir la valeur de la charge optimum.

Exemple : Une pentode EL 41 à un courant anodique de 36 mA. La tension d'alimentation est  $V_b = 250$  v. La charge optimum est :

$$Z_{op} = \frac{V_b}{I_{a_0}} = \frac{250}{36 \cdot 10^{-3}} = 7\,000 \, \Omega$$

Autre exemple :

Une pentode chargée par un transformateur a un courant  $I_{a_0} = 50$  mA, sa tension d'alimentation est de 250 v.

La tension efficace aux bornes de la charge optimum est de 160 v.

Calculer :

- 1) - La puissance appliquée au tube.
- 2) - La charge optimum.
- 3) - La puissance modulée.
- 4) - Le rendement.

Solution :

1) Calcul de la puissance fournie ( $P_0$ )

$$P_0 = V_b \times I_{a_0} = 250 \times 50 \cdot 10^{-3} = 12,5 \text{ w}$$

2) Calcul de la charge optimum :

$$Z_{a\,op} = \frac{V_b}{I_{a_0}} = \frac{250}{50 \cdot 10^{-3}} = 5\,000 \, \Omega$$

3) Calcul de la puissance utile :

$$P_u = \frac{U^2}{Z} = \frac{(160)^2}{5\,000} = \frac{25\,600}{5} = 5,1 \text{ w}$$

4) Calcul du rendement :

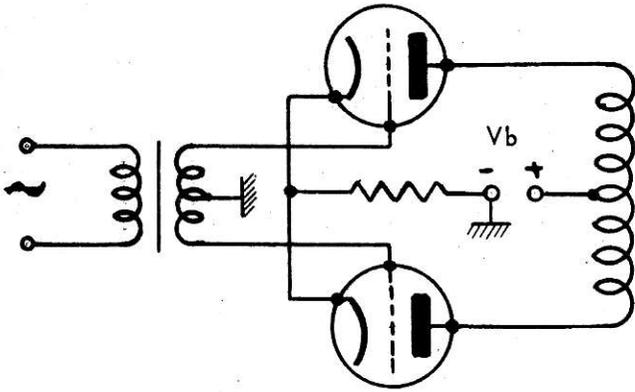
$$\eta = \frac{P_u}{P_f} = \frac{5,1}{12,5} \neq 40\%$$

CHAPITRE - 10 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

ETAGES SYMETRIQUES ( PUSH - PULL )

100 - PRINCIPE DU MONTAGE SYMETRIQUE -

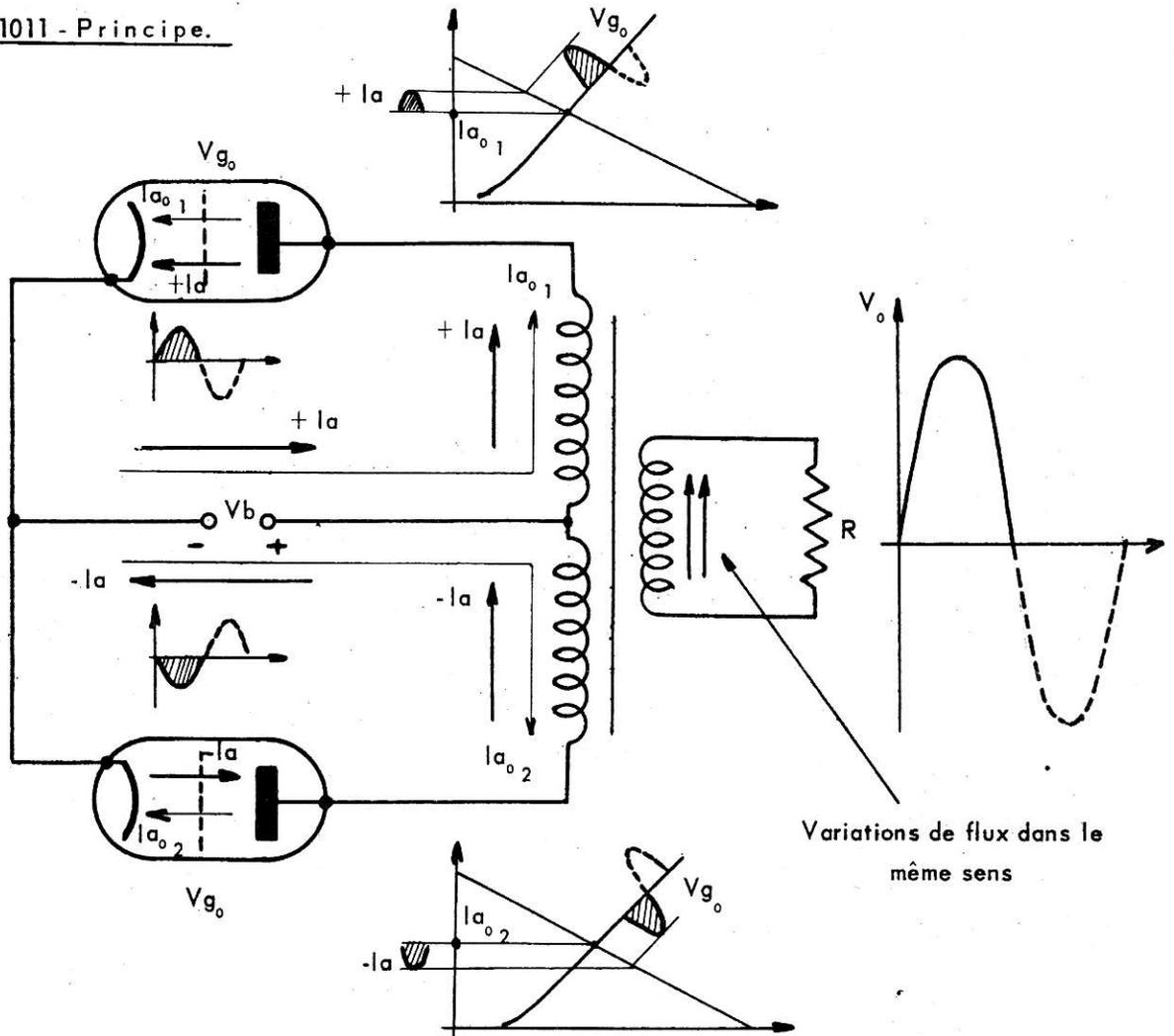


Le montage Push-Pull utilise 2 tubes amplificateurs absolument identiques. Les charges anodiques respectives sont constituées par les demi-enroulements du transformateur de sortie, le point milieu de celui ci étant au potentiel  $+V_b$ .

Les grilles de commande sont attaquées par des signaux rigoureusement en opposition de phase, et de même amplitude.

101 - FONCTIONNEMENT DU PUSH PULL EN CLASSE A -

1011 - Principe.

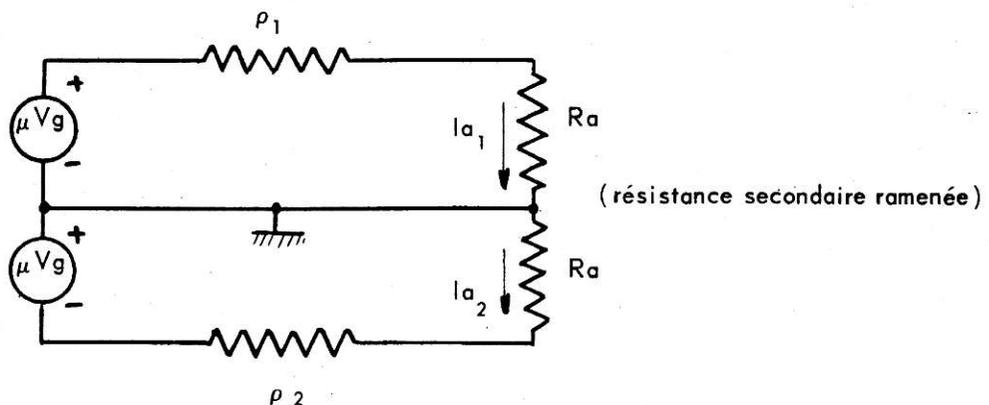


En l'absence de signal sur les grilles, un courant de repos  $I_{a0}$  circule dans chacun des tubes. Le montage est symétrique  $I_{a1} = I_{a2}$ , mais ces courants traversent en sens opposé les deux moitiés identiques du primaire du transformateur, créant ainsi deux flux électromagnétiques égaux et opposés. Ces deux flux s'annulent donc. le circuit magnétique du transformateur de sortie ne risque pas d'être saturé.

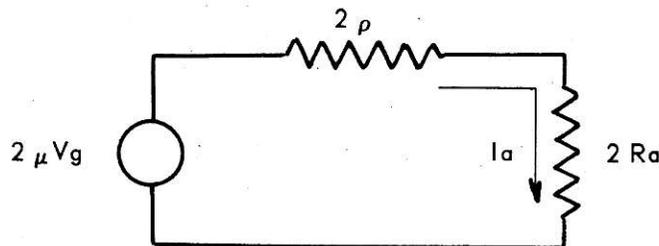
Appliquons un signal alternatif sur les grilles. Lorsqu'une alternance positive est appliquée sur la grille du tube 1, une alternance négative est appliquée sur la grille du tube 2 donc  $I_{a1}$  augmente et  $I_{a2}$  diminue.

Dans le transformateur les variations de flux provoquées par les variations de courant, sont dans le même sens, et au secondaire nous avons la somme de ces deux variations.

1012 - Schéma équivalent pour les variations alternatives.



Comme  $I_{a1} = I_{a2}$  par suite de la symétrie du montage, la connexion de masse peut être supprimée et l'ensemble considéré comme un générateur de f.e.m.  $2 \mu V_g$  de résistance interne  $2 \rho$  débitant un courant  $I_a = I_{a1} = I_{a2}$  dans une résistance égale à  $2R_a$  d'où le schéma équivalent :



Nota -

Les composantes alternatives  $I_{a1}$  et  $I_{a2}$  sont égales et en opposition de phase donc en passant dans la résistance  $R_K$  ( si on fait une polarisation automatique ), elles ne produisent aucune chute de tension, par conséquent la capacité  $C_K$  est inutile.

1013 - Puissance utile ( modulée ).

L'amplitude du courant résultant est :

$$I_{a \max} = \frac{2 \mu V_g \max}{2 (\rho + R_a)} = \frac{\mu V_g \max}{\rho + R_a}$$

L'amplitude de la tension recueillie au primaire :

$$V_a \max = 2 R_a I_a \max = 2 \frac{R_a \mu V_g \max}{\rho + R_a}$$

La puissance utile est :

$$P_u = \frac{1}{2} V_a \max \times I_a \max$$

$$P_u = \frac{1}{2} \frac{2 R_a \mu V_g \max}{\rho + R_a} = \frac{\mu V_g \max}{\rho + R_a}$$

$$P_u = \mu^2 V_g^2 \max \frac{R_a}{(\rho + R_a)^2}$$

Dans le cas où  $R_a = \rho$  (puissance maximum transférée), on peut écrire :

$$P_u = \mu^2 V_g^2 \max \frac{R_a}{4 R_a^2} = \mu V_g^2 \max \frac{\rho}{4 \rho^2} \times \mu$$

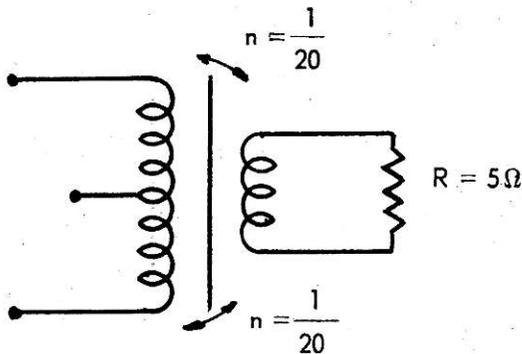
$$P_u = \frac{1}{4} \mu V_g^2 \max S$$

Cette expression montre que la puissance obtenue avec un Push Pull est double de celle obtenue par un même tube dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Nota -

Lorsque le Push Pull est chargé par un transformateur ce qui est le cas le plus courant, l'impédance de charge de chaque tube n'est pas l'impédance du demi primaire considéré seul, elle est deux fois plus élevée que celle-ci. Cet accroissement apparent de l'impédance de charge des tubes est dû au couplage permanent des deux parties du primaire, couplage qui a pour effet de doubler la tension alternative.

Exemple : Soit un transformateur ayant un rapport de transformation de  $1/20^{\circ}$  entre secondaire et demi primaire.



soit  $4\ 000\ \Omega$  pour un demi-primaire.

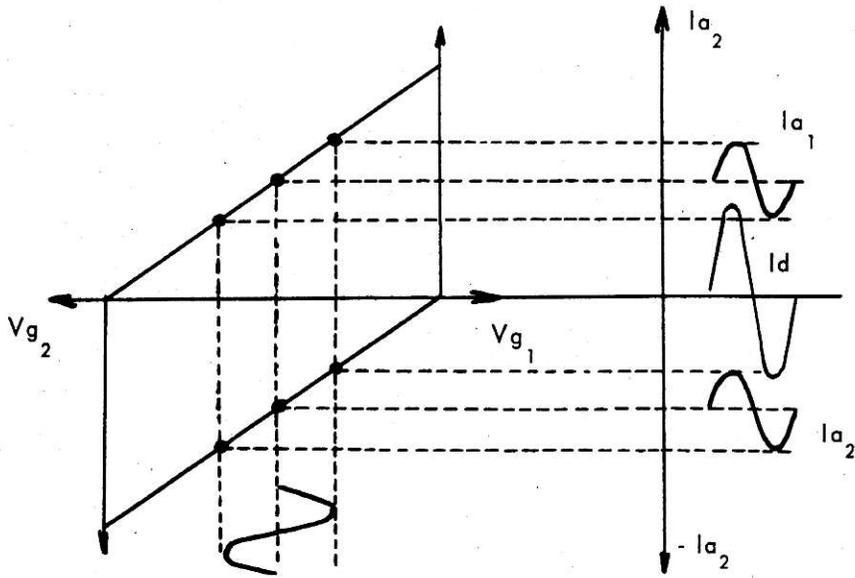
En considérant seulement un demi-primaire, on trouverait comme impédance apparente primaire :

$$Z_1 = \frac{Z_2}{n^2} = \frac{5}{\left(\frac{1}{20}\right)^2} = 2\ 000\ \Omega$$

Ce qui est faux car l'impédance réelle est :

$$Z_1 \text{ totale} = \frac{Z_2}{n^2 \text{ (total)}} = \frac{Z}{\left(\frac{1}{40}\right)^2} = 8\ 000\ \Omega$$

1014 - Caractéristiques composées d'un push pull en classe A.



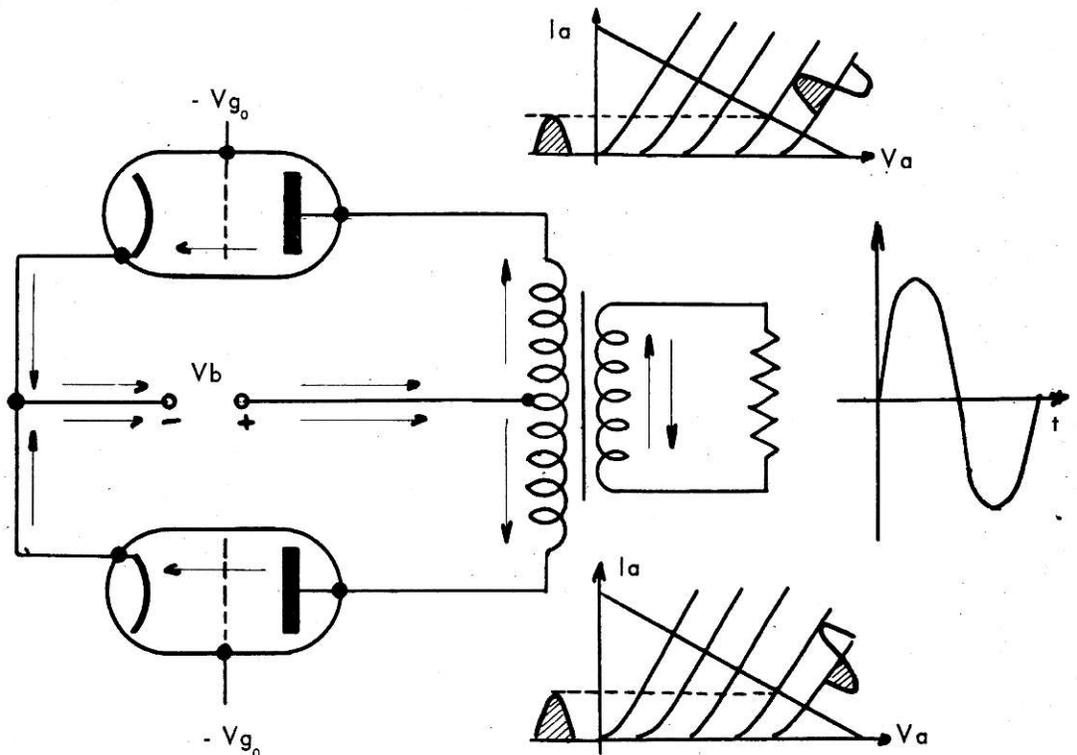
102 - FONCTIONNEMENT DU PUSH PULL EN CLASSE B -

Dans ce montage on polarise les tubes de façon qu'en l'absence de signal sur la grille, ils soient au cut-off.

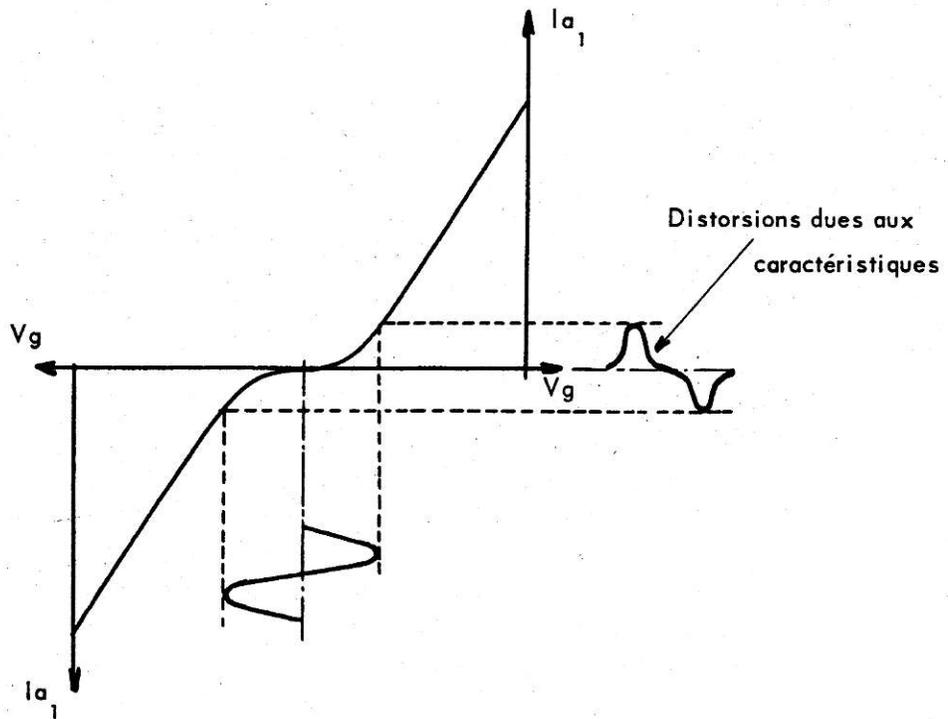
Les tubes travaillent ainsi alternativement pendant une alternance sur deux.

En fait, un tube ne travaillant que pendant une demi période, tout se passe comme si la charge anodique n'était pas  $R_a$  mais  $\frac{R_a}{2}$ .

Le signal est reconstitué par le secondaire du transformateur de sortie.



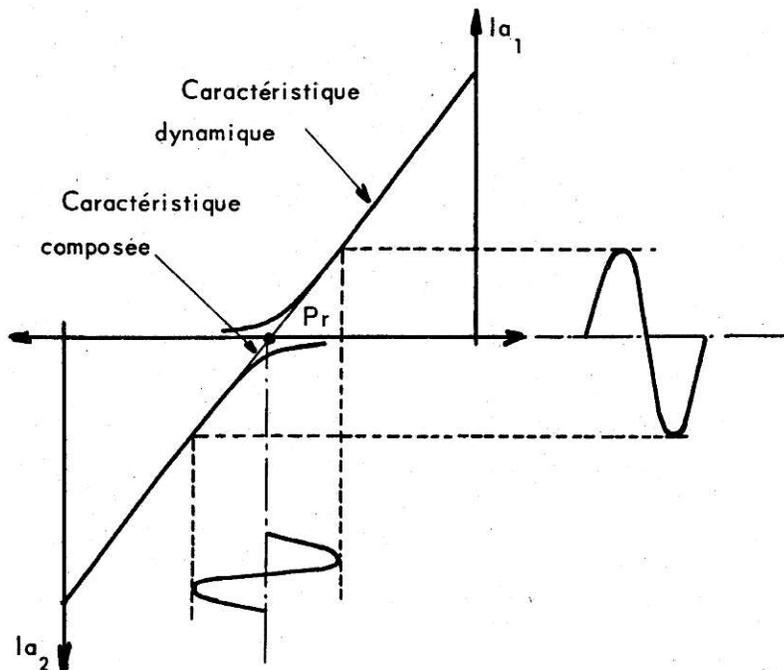
Le rendement est élevé, de l'ordre de  $75\%$  ; toutefois ce montage amène des distorsions dues aux courbures des caractéristiques.



### 103 - FONCTIONNEMENT DU PUSH PULL EN CLASSE AB -

Ce montage permet d'une part un bon rendement ( supérieur à celui de la classe A ) et d'autre part de supprimer les distorsions dues aux parties non linéaires des caractéristiques.

On fixe le point de repos en prolongeant la partie rectiligne d'une caractéristique dynamique jusqu'à son intersection avec l'axe des abscisses.



Les distorsions apportées par un tube sont compensées par celles apportées par l'autre tube. La caractéristique dynamique composée est une droite.

Il y a de plus, la possibilité d'utiliser une polarisation automatique puisque  $I_{a_0}$  n'est pas nul ( $I_{a_0 1}$  et  $I_{a_0 2}$  parcourent RK dans le même sens).

#### 104 - FONCTIONNEMENT DU PUSH PULL EN CLASSE C -

La polarisation est placée au-delà du cut-off ; le rendement est très bon ( $>75\%$ ) mais les distorsions sont inadmissibles en BF.

Ce montage est employé dans les amplificateurs haute fréquence avec le secondaire du transformateur accordé sur la fréquence à amplifier.

#### 105 - AVANTAGES DU MONTAGE PUSH PULL -

- 1) Suppression des risques de saturation du noyau magnétique du transformateur de sortie.
- 2) Suppression du ronflement dû à l'insuffisance du filtrage.
- 3) Suppression de la capacité de découplage  $C_K$  (classe A).
- 4) Puissance doublée en classe A et encore davantage en classe AB et B.
- 5) Suppression des distorsions par harmonique d'ordre pair.

En effet, si par exemple il y a production de l'harmonique 2, on obtient pour le 1er tube :  $V_1 = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 2 \omega t$

et pour le 2ème tube qui travaille en opposition de phase :

$$V_2 = V \max \sin (\omega t + \pi) + V' \max \sin 2 (\omega t + \pi)$$

Le signal résultant est :

$$V_t = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 2 \omega t - \left[ V \max \sin (\omega t + \pi) + V' \max \sin 2 (\omega t + \pi) \right]$$

$$V_t = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 2 \omega t - V \max \sin (\omega t + \pi) - V' \max \sin (2 \omega t + 2 \pi)$$

$$V_t = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 2 \omega t + V \max \sin \omega t - V' \max \sin (2 \omega t + 2 \pi)$$

$$V_t = 2 V \max \sin \omega t + V' \max \sin 2 \omega t - V' \max \sin 2 \omega t$$

$$\underline{V_t = 2 V \max \sin \omega t}$$

L'harmonique 2 ne figure pas dans le signal de sortie, et il en est de même pour tous les harmoniques pairs.

Par contre les distorsions par harmoniques impairs subsistent.

Exemple :  $V_1 = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 3 \omega t$

$$V_2 = V \max \sin (\omega t + \pi) + V' \max \sin 3 (\omega t + \pi)$$

$$V_t = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 3 \omega t - \left[ V \max \sin (\omega t + \pi) + V' \max \sin 3 (\omega t + \pi) \right]$$

$$V_t = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 3 \omega t - V \max \sin (\omega t + \pi) - V' \max \sin 3 (\omega t + \pi)$$

$$V_t = V \max \sin \omega t + V' \max \sin 3 \omega t + V \max \sin \omega t - V' \max \sin (3 \omega t + 3 \pi)$$

$$V_t = 2 V \max \sin \omega t + V' \max \sin 3 \omega t - V' \max (- \sin 3 \omega t)$$

$$\underline{V_t = 2 ( V \max \sin \omega t + V' \max \sin 3 \omega t )}$$

L'harmonique 3 subsiste et son amplitude est doublée.

CHAPITRE - 11 -

LES DEPHASEURS

110 - GENERALITES -

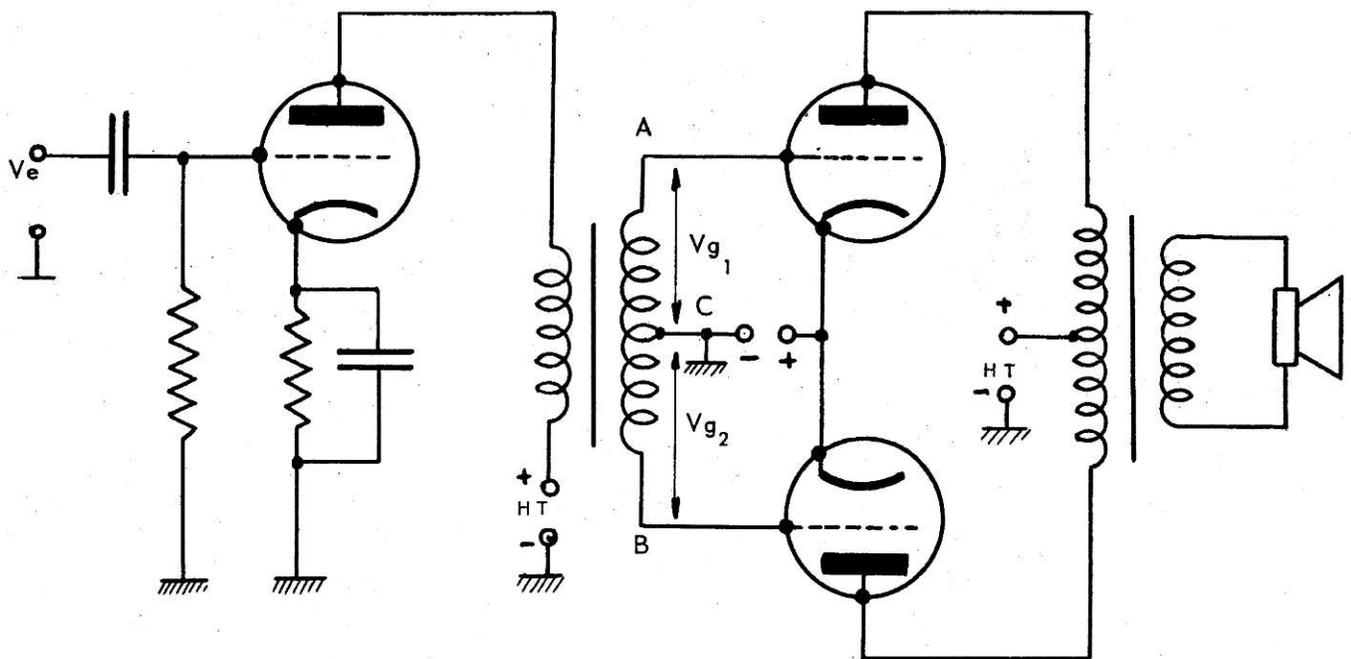
Pour attaquer un étage symétrique, il est nécessaire d'appliquer à chacun des tubes des tensions rigoureusement égales et en opposition de phase.

Les déphaseurs sont de plusieurs types :

- Par transformateur.
- Par tube électronique.
  - par pont
  - déphaseur cathodyne.

111 - DEPHASEURS PAR TRANSFORMATEUR -

En principe ils sont précédés d'un étage pré-amplificateur.



$$V_{AB} = 2 V_{AC}$$

$$V_{AB} = V_{g_1} - V_{g_2}$$

$$V_{AC} = V_{g_1}$$

$$\text{donc : } 2 V_{g_1} = V_{g_1} - V_{g_2}$$

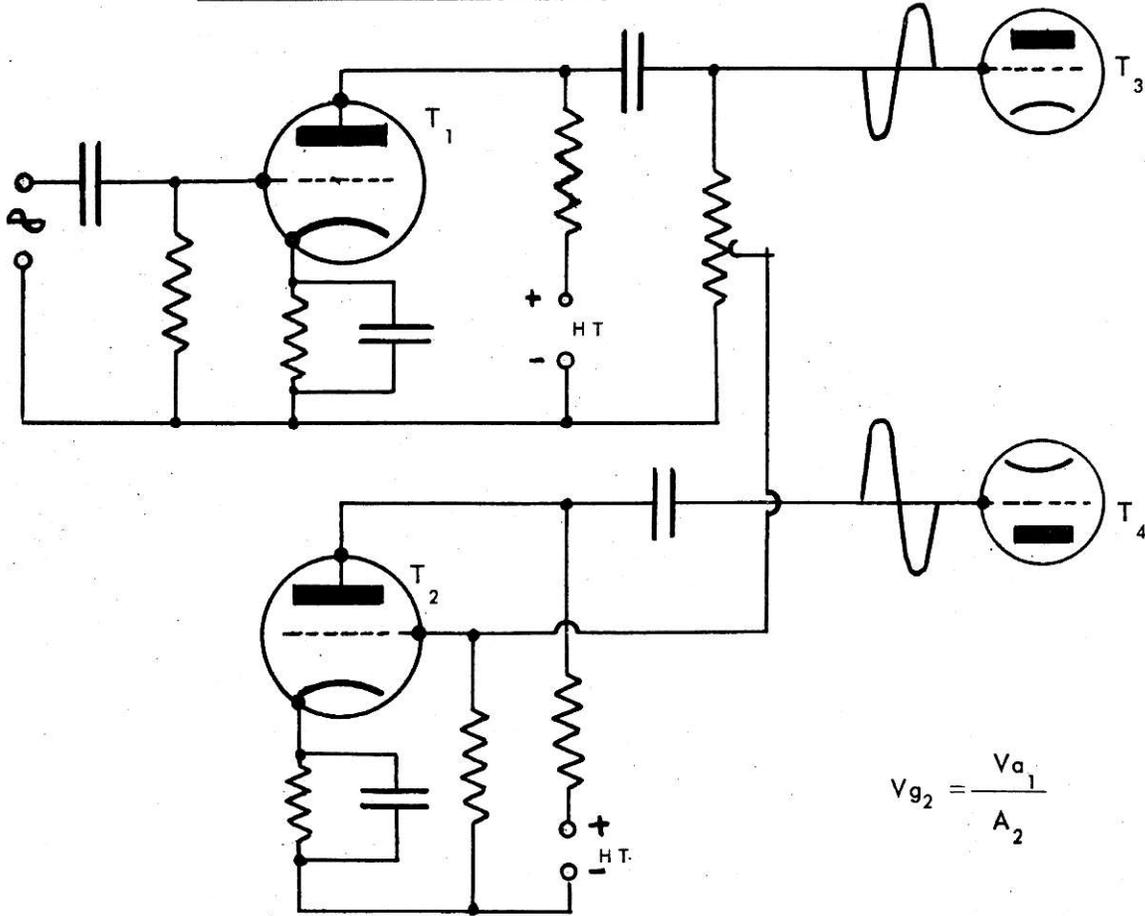
d'où

$$V_{g_1} = - V_{g_2}$$

112 - DEPHASEURS PAR TUBES -

Les déphaseurs par tubes sont basés sur la propriété fondamentale des amplificateurs. La tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée.

1121 - Déphaseur par pont.



Les deux tubes sont identiques et montés avec les mêmes éléments. On a donc  $A_1 = A_2$

Le signal appliqué à la grille du tube 1 est amplifié et commande la grille de T<sub>3</sub>.

Une fraction du signal prélevé par un potentiomètre est appliquée à la grille du tube 2.

Ce tube amplifie le signal et inverse la phase pour attaquer la grille de T<sub>4</sub>.

Montage à cathodes communes

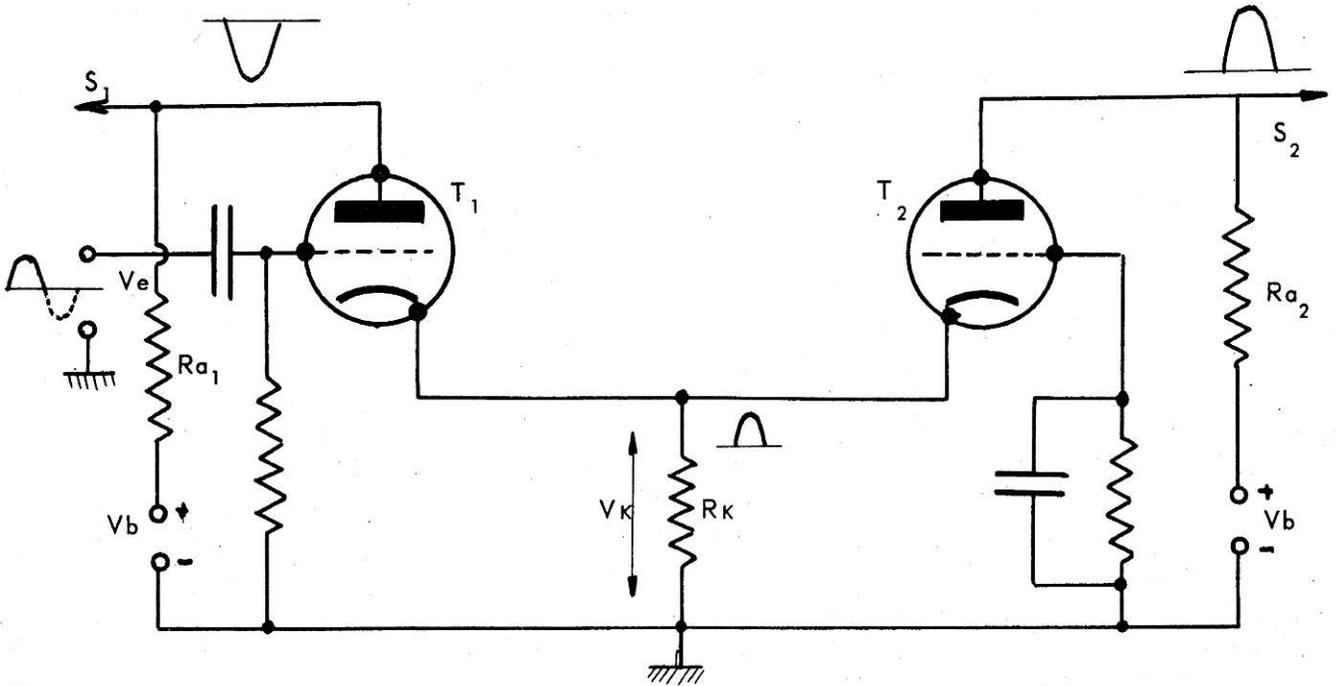
Le tube 1 est monté en amplificateur normal.

Le tube 2 a sa grille à la masse donc le signal à amplifier est appliqué à la cathode.

Les cathodes ont une résistance commune.

Le signal à déphaser est appliqué à la grille du tube 1.

Prenons par exemple le moment où le signal présente une alternance positive. Le courant  $i_1$  augmente donc :



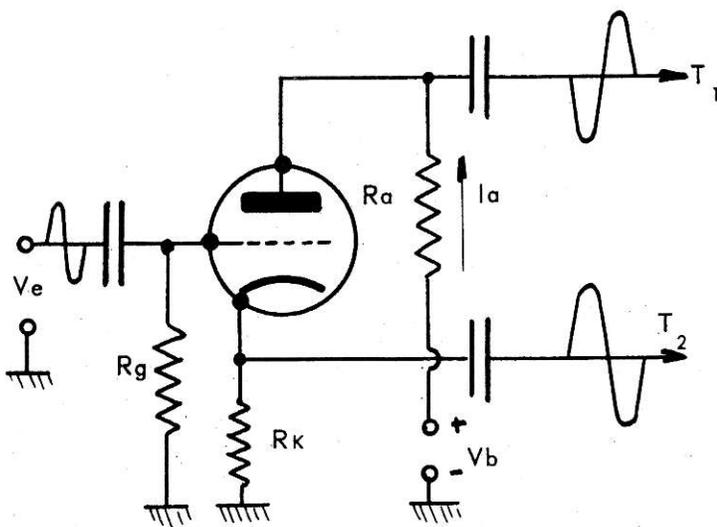
- D'une part  $V_{a1}$  diminue, nous recueillons aux bornes de  $R_{a1}$  une alternance négative
- D'autre part  $V_K$  augmente d'où alternance positive aux bornes de  $R_K$ .

Le tube 2 ayant sa grille à la masse et sa cathode devenant positive a son courant  $i_{a2}$  qui diminue donc  $V_{a2}$  augmente et nous recueillons aux bornes de  $R_{a2}$  une alternance positive.

Il s'en suit que les signaux apparaissant aux bornes de  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$  sont en opposition de phase.

### 1122 - Déphaseur cathodyne.

Schéma de principe :



Au repos, le tube est polarisé par le courant  $I_{a0}$  dans  $R_K$ .

En alternatif, le courant  $i_a$  circule dans  $R_a$  et dans  $R_K$ ; lorsque  $i_a$  augmente sous l'effet de  $V_g$ , la tension anodique diminue; par contre la tension cathodique augmente. Lorsque  $i_a$  change de sens, les variations changent de sens.

Les tensions  $V_{g1}$  et  $V_{g2}$  sont en opposition de phase.

$$V_{g1} = V_a = - R_a I_a$$

$$V_{g2} = V_K = R_K I_a$$

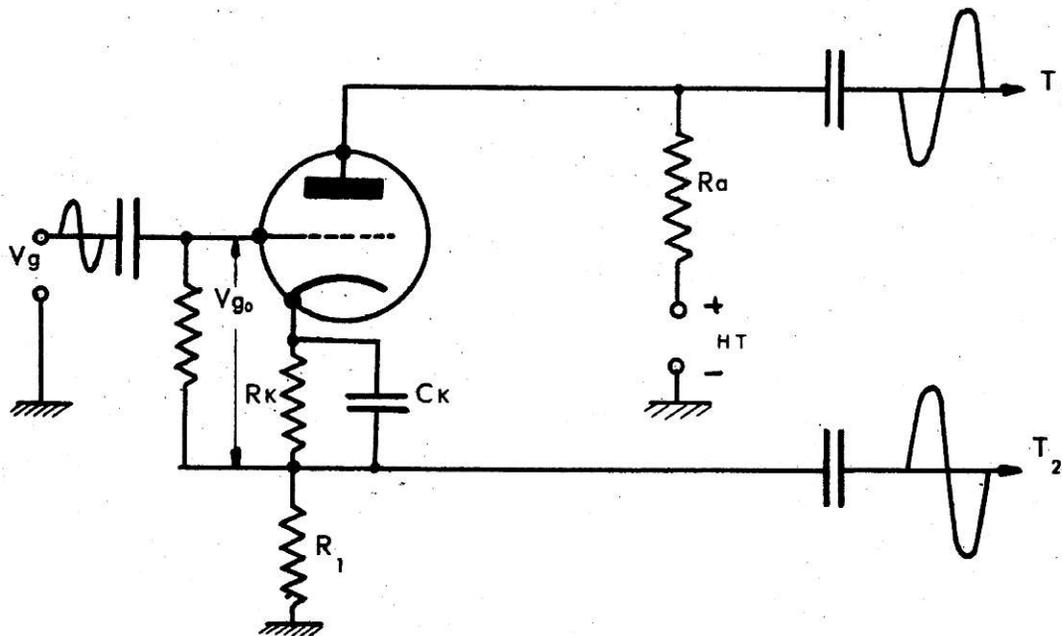
Ces deux tensions sont égales si  $R_K = R_a$ .

On obtient un fonctionnement stable insensible aux variations de  $V_b$  et au vieillissement du tube.

Le potentiel de cathode est élevé. Même avec une résistance  $R_K$  faible, la tension de polarisation peut placer le point de repos dans les parties courbes des caractéristiques.

Il est alors nécessaire de placer deux résistances dans le circuit cathodique  $R_K$  et  $R_1$ .

La résistance  $R_K$  assurant seule la polarisation peut être découplée,  $R_K$  peut être alors de faible valeur.



Si  $R_K$  est découplée il faut que  $R_1 = R_a$

$R_a$  recueille une tension déphasée de  $180^\circ$  par rapport à la grille.

$R_a + R_K$  ( ou  $R_1$  ) recueille une tension en phase par rapport à la grille.

CHAPITRE - 12 -

AMPLIFICATEUR TRIODE

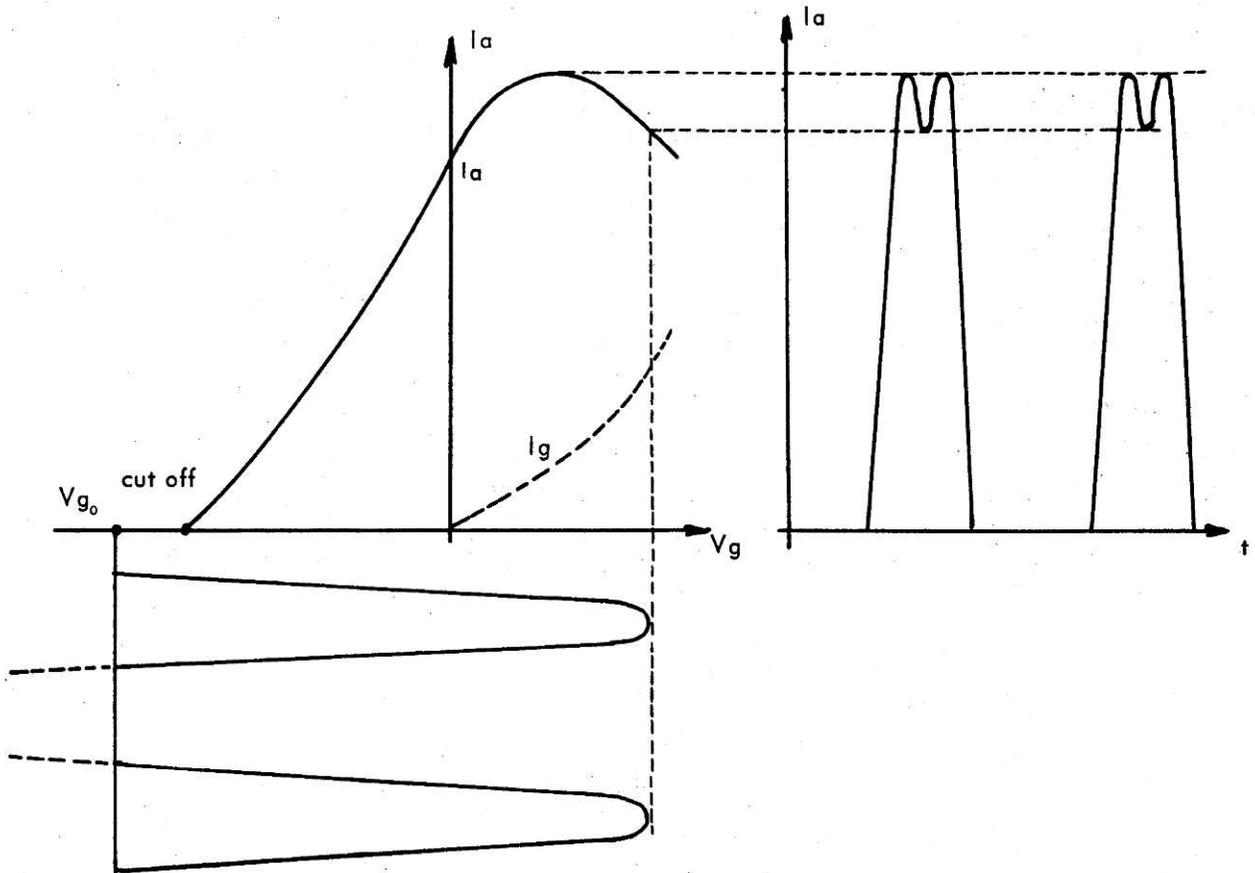
GRILLE POSITIVE

120 - EXISTENCE DU COURANT GRILLE -

Une grille positive capte une partie des électrons issus de la cathode. Ces électrons constituent le courant grille.

121 - INCONVENIENTS -

- a) Le courant grille peut provoquer un échauffement exagéré de la grille, qui se traduit par :
  - la fusion partielle de la grille,
  - la déformation de la grille, mettant le tube « hors caractéristique »,
  - une émission thermoélectrique de grille, qui par exemple prolonge le courant anodique lorsque le tube devrait être bloqué.
- b) Le courant grille cause de la distorsion dans certains amplificateurs.



Dans les amplificateurs de puissance un bon rendement est primordial, on tolère un courant de grille.

Les tubes de puissance sont prévus pour une dissipation grille élevée.

CHAPITRE - 13 -

AMPLIFICATEUR DE TENSION

NON SELECTIF

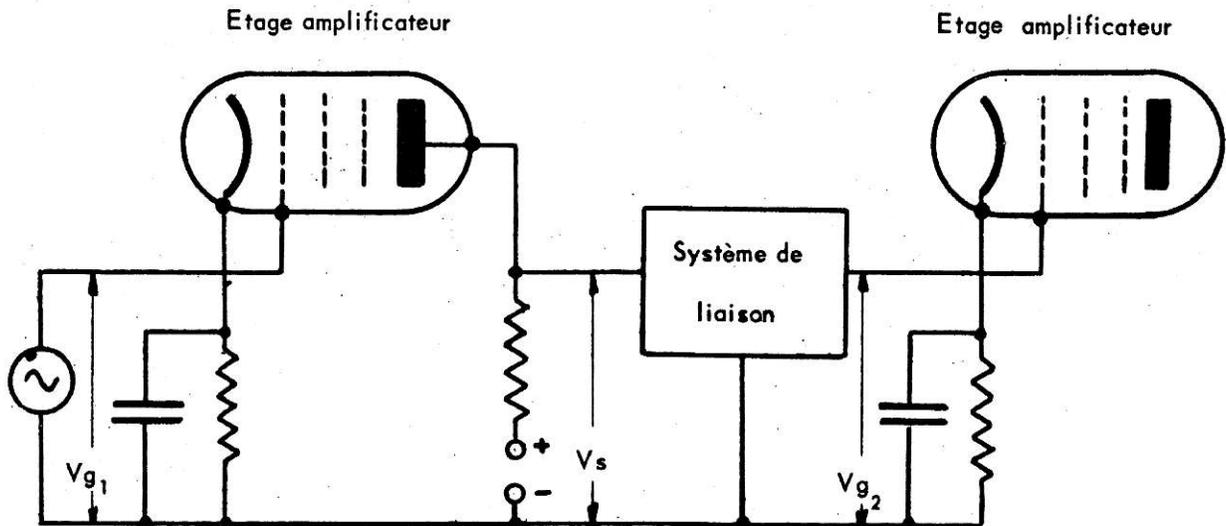
130 - DEFINITION -

Un amplificateur de tension non sélectif est un amplificateur qui ne favorise ou ne défavorise aucune fréquence, donc ayant une bande passante très grande.

131 - ORGANISATION D'UN AMPLIFICATEUR NON SELECTIF :

Un amplificateur de tension non sélectif comprend un ou plusieurs étages amplificateurs. Dans le cas où il y a plusieurs étages ceux-ci sont reliés par un système de liaison ( RC ; transformateur ; directe ; etc ).

1311 - Schéma.



1312 - Amplification.

Le système de liaison pouvant amener une atténuation ou une amplification, il faut en tenir compte donc :

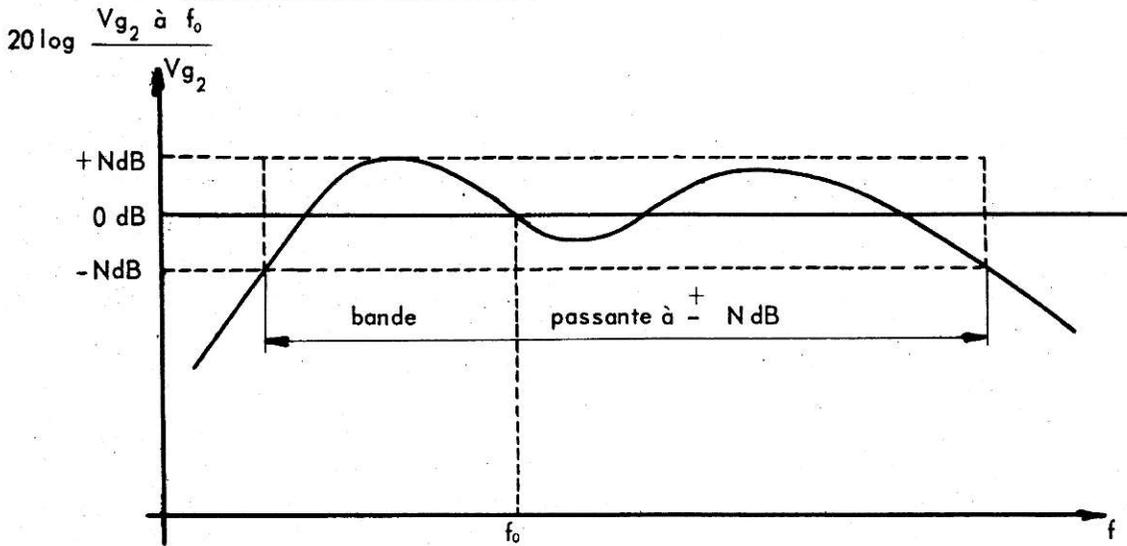
Amplification de l'étage seul :  $A = \frac{V_s}{V_{g1}}$

Amplification de l'étage avec liaison :  $A = \frac{V_{g2}}{V_{g1}}$

1313 - Caractéristiques de l'amplificateur.

1313.1 - Courbes de réponse.

a) Caractéristique de fréquence.



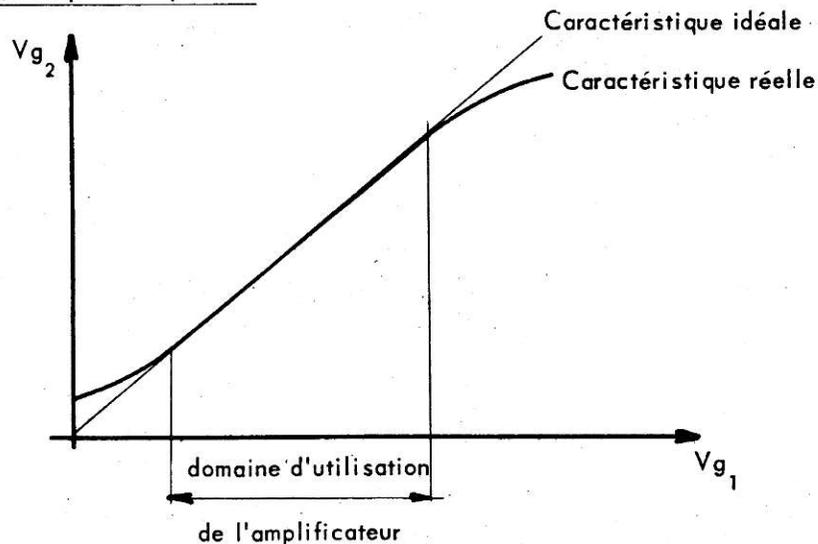
Cette courbe représente l'atténuation  $\frac{V_{g_2}}{V_{g_1}}$  de l'amplitude de  $V_{g_2}$ , pour une tension  $V_{g_1}$  à  $f$  quelconque

tension  $V_{g_2}$  d'entrée d'amplitude constante.

Très souvent ce rapport est exprimé en décibel.

Il renseigne immédiatement de la valeur de la bande passante ( Ex : 10 KHz à  $\pm 3$  dB ).

b) Caractéristique d'amplitude.



Elle représente l'amplitude ( $V_{g_2}$ ) de la tension de la 2<sup>o</sup> grille à une fréquence constante ( par exemple  $f_0$  ) pour diverses valeurs de la tension d'entrée ( $V_{g_1}$ ).

Elle renseigne sur les possibilités d'utilisation de l'amplificateur au point de vue amplitude de  $V_{g_1}$ .

### 1313.2 - Distorsions.

Il y a distorsion du signal amplifié, quand la forme de la tension de sortie ne reproduit pas exactement la forme de la tension d'entrée.

#### a)- Distorsion de fréquence, dite distorsion linéaire.

On sait que l'amplification varie avec la fréquence. En conséquence un signal quelconque, qui peut être décomposé en une tension sinusoïdale et ses harmoniques, n'a pas tous ses composants amplifiés dans le même rapport puisque l'amplification varie avec la fréquence.

Il s'en suit que le signal de sortie n'a pas la même forme que le signal d'entrée.

Cette distorsion a pour origine les circuits de liaison.

#### b)- Distorsion d'amplitude dite : distorsion non linéaire.

L'amplification varie avec l'amplitude du signal d'entrée. Il en résulte qu'une tension sinusoïdale donne après amplification une tension non sinusoïdale, il y a donc introduction d'harmoniques étrangers. Cette distorsion est généralement produite par les caractéristiques des tubes ( non équidistantes - courbures ).

Suivant la forme de cette caractéristique il y a production d'harmoniques de rang pair ( triode ) ou de rang impair ( pentode ).

#### c)- Distorsion par transmodulation.

Supposons que l'on applique à l'amplificateur deux tensions de fréquences différentes  $f_1$  et  $f_2$ , par exemple  $f_1$  de faible amplitude et  $f_2$  de forte amplitude;  $f_2$  introduit de la distorsion d'amplitude et le point de fonctionnement se déplace dans la région courbée des caractéristiques, de ce fait il y a distorsion même pour la fréquence  $f_1$ .

A la sortie on a un signal composé des fréquences :  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_1 + f_2$ ,  $f_1 - f_2$ ,  $f_1 + 2f_2$ ,  $f_2 + 2f_1$ , etc ...

Ce type de distorsion assez rare avec les triodes peut prendre une grande importance avec les pentodes.

#### d)- Distorsion de phase.

Dans un signal quelconque à l'entrée de l'amplificateur, entre la fondamentale et les harmoniques, il existe certains déphasages.

Le système de liaison et certaines capacités parasites peuvent modifier ces déphasages. Il s'en suit qu'à la sortie le signal est déformé.

## 132 - AMPLIFICATEUR EN AUDIO-FREQUENCES ( AF ) -

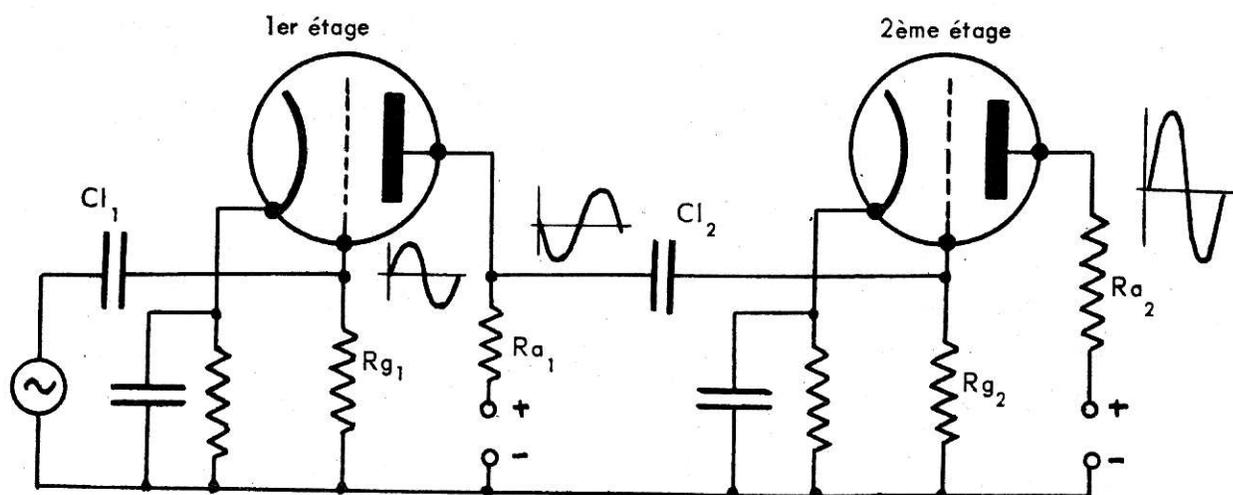
### 1321 - Définition.

Un amplificateur audio-fréquence ( basse fréquence ) est un montage électronique organisé pour amplifier une bande de fréquence de 15 Hz à 15 000 Hz ou 20 000 Hz.

Le signal de sortie devant être la reproduction fidèle et agrandie du signal d'entrée, l'amplification doit se faire sans distorsion, toute sélectivité doit être évitée, on dit que l'amplificateur est apériodique.

1322 - Amplificateur à liaison par résistance - Capacité -

1322.1 - Schéma de montage.



1322.2 - Fonctionnement .

L'amplificateur travaille en classe A; on prendra par exemple un montage avec polarisation automatique.

On applique le signal alternatif à travers la capacité  $Cl_1$  entre grille et masse, c'est à dire aux bornes de la résistance de fuite  $Rg_1$ .

Le potentiel grille par rapport à la masse varie donc au rythme du signal alternatif.

Ce potentiel grille varie donc aussi par rapport à celui de la cathode maintenu fixe, La différence de potentiel à amplifier apparaît bien aux bornes de  $Rg$ .

De plus  $Rg$  fixe le potentiel continu de la grille ( celui de la masse ) et sert à écouler les électrons que la grille pourrait capter malgré sa polarisation négative.

On sait que les variations alternatives autour du potentiel  $V_{g_0}$  entraînent des variations de courant anodique autour de  $I_{a_0}$  et de là des variations de la tension anodique autour de  $V_{a_0}$ , le signal amplifié apparaît aux bornes de  $Ra_1$ .

Le signal amplifié recueilli aux bornes de  $Ra_1$  est transmis à la grille du tube suivant par la capacité de liaison  $Cl_2$ , ce signal apparaît aux bornes de  $Rg_2$  et est amplifié par le 2<sup>o</sup> tube.

A noter que  $Cl_2$  a pour rôle de transmettre la composante alternative, et de bloquer la composante continue de l'anode du 1<sup>o</sup> étage.

On remarque que l'ensemble  $Cl_2, Rg_2$  est en parallèle au point de vue alternatif sur la résistance de charge  $Ra_1$ . L'impédance de charge est ainsi shuntée, elle est donc plus faible que sans la liaison.

Il en résulte une diminution de l'amplification puisque :

$$A = \frac{-\mu Ra}{\rho + Ra}$$

mais  $Ra$  change de valeur et devient égale à  $Z_a$  impédance équivalente de  $Ra$  et  $Z$  liaison en parallèle donc :

$$Z_a = \frac{R_a \times Z_l}{R_a + Z_l} = \frac{R_a \sqrt{R_g^2 + \frac{1}{C_l^2 \omega^2}}}{R_a + \sqrt{R_g^2 + \frac{1}{C_l^2 \omega^2}}}$$

Pour réduire la diminution de l'amplification, il faut que l'impédance  $C_l, R_g$  soit élevée.

Autrement dit il faut que le terme  $\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{C_l^2 \omega^2}}$  soit grand devant  $R_a$ , ce qui revient à prendre  $R_g$  élevée et  $C_l$  faible.

Mais par ailleurs l'ensemble  $C_l, R_g$  forme un montage potentielométrique et la tension appliquée à la grille du 2<sup>o</sup> tube est plus faible que la tension recueillie sur l'anode du 1<sup>o</sup> tube ce qui amène une atténuation.

On a donc intérêt à ce que l'impédance  $\frac{1}{C_l \omega}$  soit la plus faible possible, ce qui revient à prendre  $C_l$  élevée, qui est à l'encontre de l'augmentation du terme :

$$\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{C_l^2 \omega^2}}$$

Il ne reste plus qu'à adopter la solution suivante : augmenter  $R_g$  mais ici encore on est limité car si  $R_g$  est très élevée, les électrons captés par la grille ne peuvent s'écouler que très lentement à la masse et la grille devient de plus en plus négative.

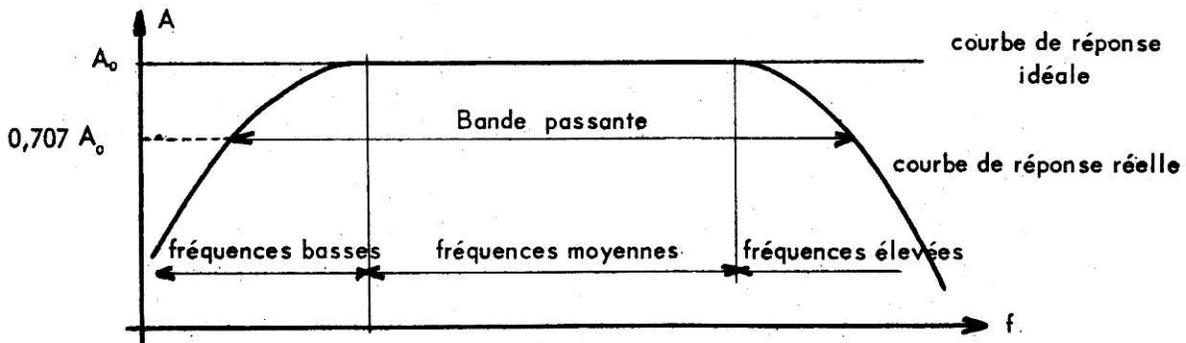
En résumé :

- L'amplification n'est pas constante à toutes les fréquences.
- On doit avoir  $\frac{1}{C_l \omega} \ll R_g$  ( de  $0,01 \mu F$  à  $0,1 \mu F$  pour  $C_l$  ).
- La valeur de  $R_g$  ne doit pas être trop élevée (  $250 K\Omega$  à  $1 M\Omega$  ).
- Pour les fréquences moyennes, on néglige l'impédance  $\frac{1}{C_l \omega}$  et l'amplification devient :

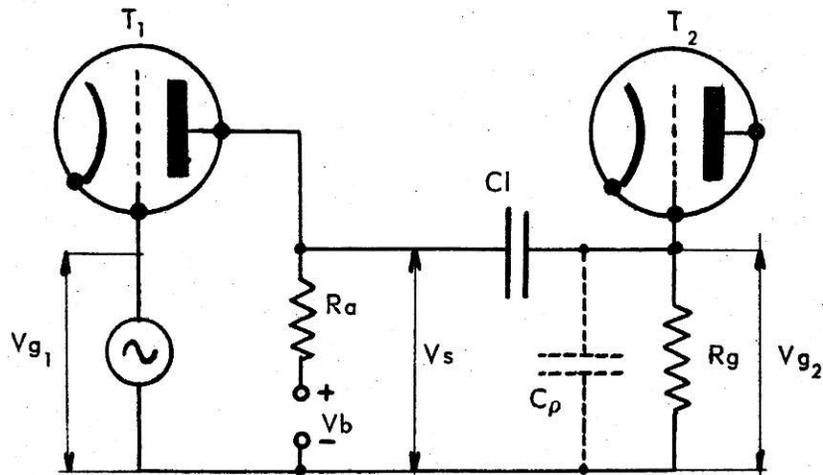
$$A = \frac{-\mu Z_a}{\rho + Z_a}$$

avec  $Z_a = R_a$  et  $R_g$  en parallèle.

1322.3 - Courbe de réponse en fréquences.



1322.4 - Etude de la courbe de réponse.



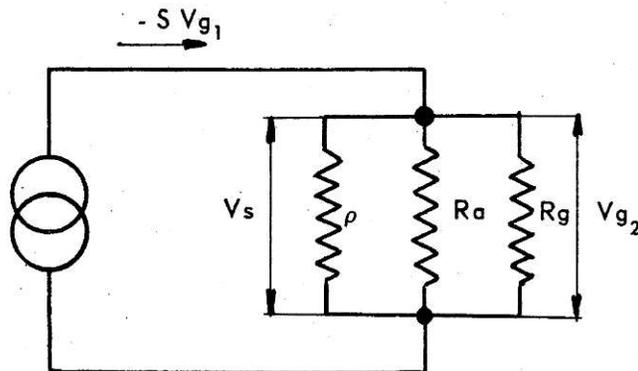
Soit la liaison RC entre deux étages amplificateurs.

Les éléments qui vont jouer sur la forme de cette courbe sont la capacité C1, aux fréquences basses, et les capacités parasites aux fréquences élevées.

a) Aux fréquences moyennes-

Pour ces fréquences le condensateur C1 a une impédance négligeable par rapport à Rg; la capacité parasite résultante a une impédance très grande, donc sans action, il s'en suit que l'amplification est maximale.

Schéma équivalent aux fréquences moyennes.



De ce schéma équivalent on tire que :

$$V_{g_2} = -S V_{g_1} \times R'$$

avec  $R' = \rho ; R_a ; R_g$  en parallèle.

L'amplification est égale à  $A_0 = \frac{V_{g_2}}{V_{g_1}} = \frac{\mu R_{eq}}{\rho + R_{eq}}$

Avec  $R_{eq} = R_a$  et  $R_g$  en parallèle.

b) Aux fréquences basses-

Pour ces fréquences le condensateur  $Cl$  a une impédance qui n'est plus négligeable par rapport à  $Rg$ , donc il ne transmet plus à  $Rg$  toute la tension apparaissant aux bornes de  $Ra$  de ce fait  $Vg_2$  est plus faible que  $Vs$ .

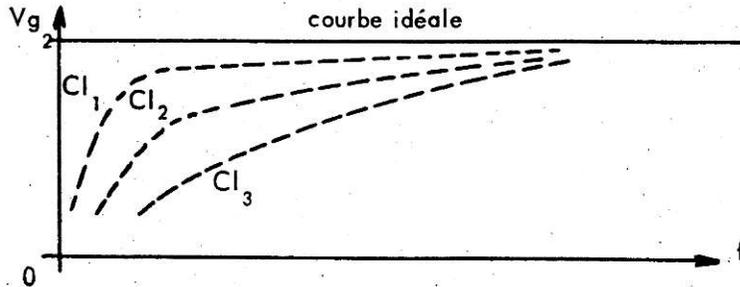
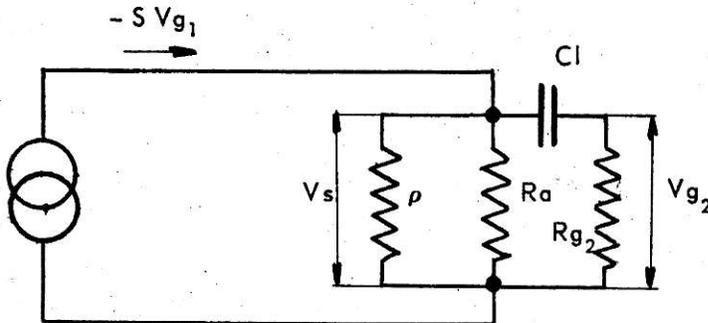


Schéma équivalent aux fréquences basses.



Le circuit de liaison  $Cl Rg$  ayant une grande impédance, le courant qui le traverse est négligeable, par suite la tension  $Vs$  aux bornes de  $\rho$  et  $Ra$  en parallèle est :

$$Vs = -S Vg_1 \times R_{eq} \quad \text{avec} \quad R_{eq} = \frac{\rho Ra}{\rho + Ra}$$

Cette tension est appliquée au circuit RC de liaison où elle se répartit proportionnellement aux impédances  $Rg$  et  $\frac{1}{Cl\omega}$  donc aux bornes de  $Rg_2$  apparaît une tension .

$$Vg_2 = \frac{Vs Rg_2}{\sqrt{Rg_2^2 + \frac{1}{Cl^2 \omega^2}}}$$

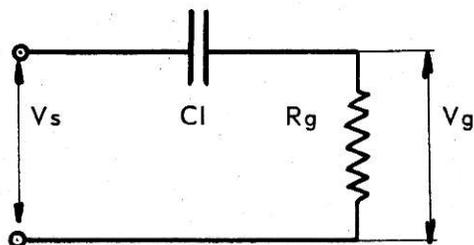
On démontre que l'amplification devient :

$$A = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Rg^2 Cl^2 \omega^2}}}$$

Cette expression montre que l'amplification aux fréquences pour lesquelles le circuit de liaison ne remplit pas exactement son rôle, est inférieure à l'amplification pour les fréquences moyennes.

Fréquence de coupure  $f_1$  à - 3 dB ou 0,707 A max.

La fréquence de coupure est fixée conventionnellement à - 3 dB ou 0,707 A. D'après cette convention en examinant le circuit RC de liaison on peut écrire qu'à - 3 dB :



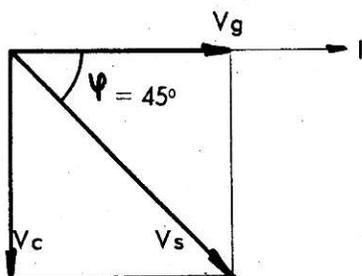
$$V_g = 0,707 V_s$$

$$V_g = \frac{V_s}{\sqrt{2}}$$

$$V_g^2 = \frac{V_s^2}{2}$$

$$2V_g^2 = V_s^2$$

Cette expression veut dire que  $V_g = V_c$  donc :



$$\operatorname{tg} \psi = \frac{V_c}{V_g} = 1$$

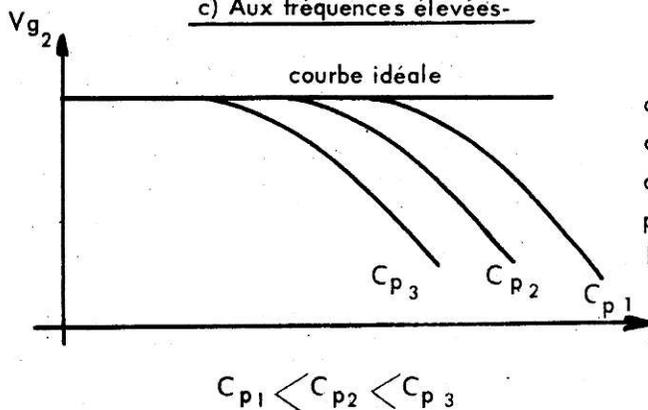
mais

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1}{RC\omega} \quad \text{donc :}$$

$$1 = \frac{1}{RC\omega} = \frac{1}{2\pi f RC}$$

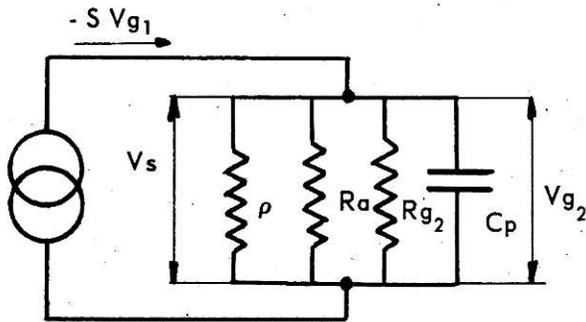
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_g C_1} = \frac{0,159}{R_g C_1}$$

c) Aux fréquences élevées-



Pour les fréquences élevées, l'impédance du condensateur  $C_1$  est négligeable, mais les impédances des capacités parasites diminuent, et comme ces capacités sont en parallèles sur l'impédance de charge, il s'en suit une diminution de l'amplification.

Schéma équivalent aux fréquences élevées.



Dans ce schéma équivalent il est à noter que la capacité  $C_p$  représente toutes les capacités parasites  $C$  câblage;  $C_{gk}$ ;  $C_{ag}(A+1)$ , etc...

On voit que la tension  $V_{g_2} = V_s$  est donnée par :

$$V_{g_2} = - S V_{g_1} R'$$

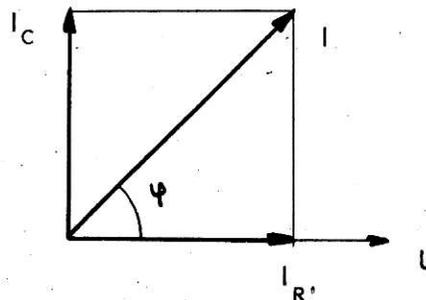
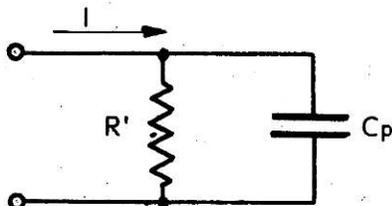
avec  $R' = \rho, R_a, R_{g_2}$  et  $\rho_1$  impédance de  $C_p$  en parallèle.

Il s'en suit que  $V_{g_2}$  diminue quand la fréquence augmente car  $Z_{C_p}$  diminue.

On peut démontrer que l'amplification pour les fréquences élevées est :

$$A = \frac{A_0}{\sqrt{1 + R'^2 C_p^2 \omega^2}}$$

Fréquence de coupure  $f_2$  à -3 dB ou  $0,707 A_0$ .



La fréquence de coupure à -3 dB est définie, comme pour les fréquences basses, par  $\text{tg} \psi = 1$ .

Donc on peut écrire :

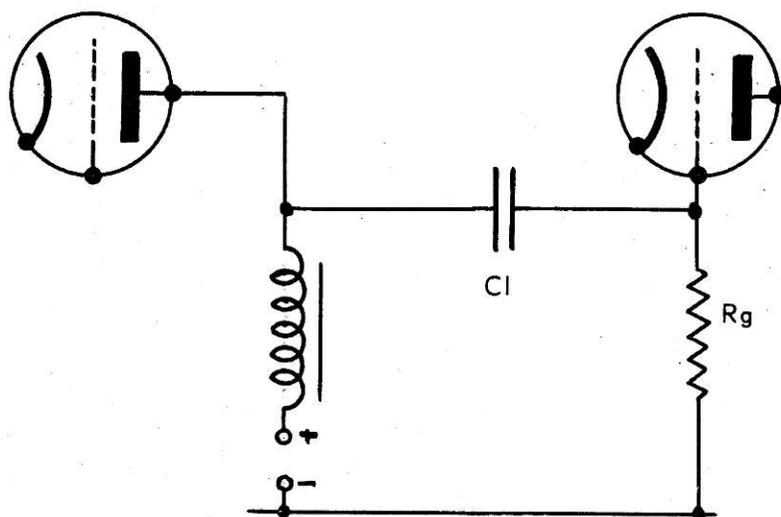
$$\text{tg} \psi = \cot \psi = \frac{U}{R' I} = \frac{U}{U R' C_p \omega} = \frac{1}{R' C_p \omega}$$

$$\text{donc : } \frac{1}{R' C_p \omega} = 1 = \frac{1}{2 \pi f R' C_p}$$

Avec  $R' = \rho, R_a, R_{g_2}$  en parallèle :

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi R' C_p} = \frac{0,159}{R' C_p}$$

1323 - Amplificateur chargé par une inductance avec liaison résistance -  
capacité -



L'utilisation d'une résistance comme charge présente parfois un inconvénient. En effet, elle offre la même impédance au passage du courant continu  $I_{a_0}$  et aux courants alternatifs BF.

Le passage du courant  $I_{a_0}$  s'il est important provoque une perte de puissance  $R I_{a_0}^2$  non négligeable et une diminution de potentiel  $V_{a_0}$ .

On a donc intérêt à disposer une impédance de charge qui, tout en conservant la même valeur pour toutes les fréquences à amplifier, reste négligeable pour le courant continu  $I_{a_0}$ .

On est donc tenté de remplacer la résistance de charge par une inductance. Mais un gros inconvénient apparaît immédiatement : l'impédance placée dans le circuit anode est  $Z_a = L \omega$  donc variable en fonction de la fréquence et la distorsion de fréquence devient évidente. De plus, du fait des capacités réparties entre les différentes couches du bobinage, ce dernier, risque de présenter des effets de résonance extrêmement défavorables. La liaison  $R_g C_l$  amène les mêmes effets que ceux étudiés dans le montage précédent.

1324 - Amplificateur à liaison par transformateur.

1324.1 - Généralités.

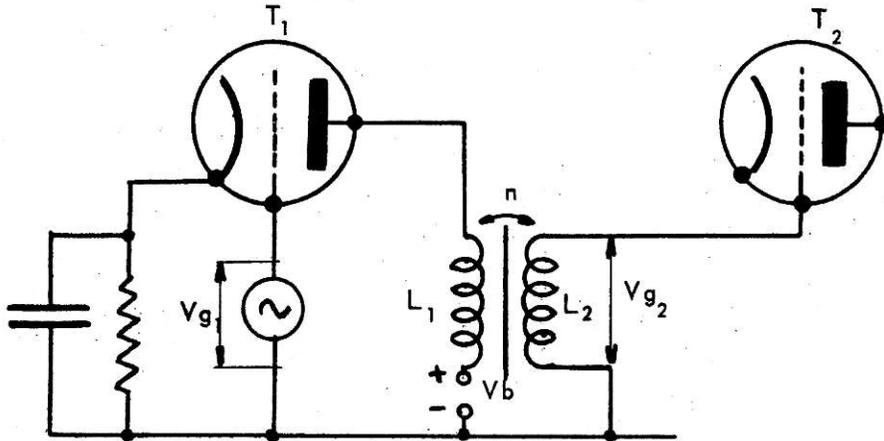
L'amplification d'un étage amplificateur à résistance est en pratique toujours inférieure au coefficient d'amplification  $\mu$ . Pour dépasser cette limite l'emploi du transformateur est indiqué.

L'amplification devient :

$$A_t = A \times n$$

Amplification totale = Amplification de l'étage  $\times$  rapport de transformation

1324.2 - Montage de principe.



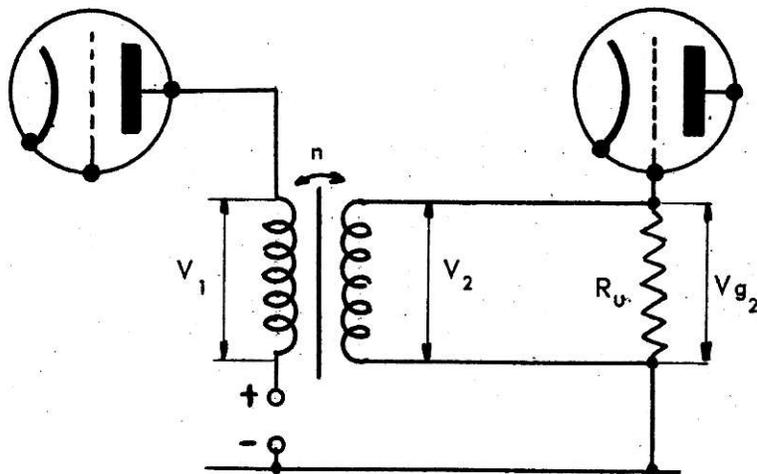
Si le tube  $T_2$  fonctionne sans courant grille, le secondaire ne débite aucun courant.

On se trouve pendant ce mode de fonctionnement en présence d'un transformateur à secondaire ouvert, et le primaire se comporte comme une impédance égale à  $L_1 \omega$  donc l'amplification sera fonction de la fréquence :

$$\text{Amplification de } T_1 = \frac{\mu Z_a}{\rho + Z_a} \text{ avec } Z_a = L_1 \omega$$

$$\text{Amplification totale : } \frac{V_{g_2}}{V_{g_1}} = A_{T_1} \times n$$

1324.3 - Montage rationnel.



Afin d'éviter le fonctionnement du transformateur avec le secondaire ouvert, il convient de refermer ce dernier sur une résistance.

En appelant  $V_1$  la tension alternative aux bornes du primaire et  $V_2$  la tension alternative aux bornes du secondaire, la puissance dissipée dans  $R_u$  est égale à :

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_2^2}{R_u}$$

Si on admet qu'il n'y a pas de perte dans le transformateur et si  $Z_a$  est l'impédance apparente du circuit d'anode, on peut écrire :

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_1^2}{Z_a} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_2^2}{R_u}$$

d'où on déduit  $\frac{V_1^2}{Z_a} = \frac{V_2^2}{R_u}$

et  $Z_a = R_u \frac{V_1^2}{V_2^2}$  mais  $\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{n}$

donc :  $Z_a = \frac{R_u}{n^2}$

Cette expression montre que si  $R_u$  est une résistance pure, le primaire se comporte lui-même comme une résistance pure.

La valeur à donner à  $R_u$  dépend de l'impédance de charge convenable pour le tube utilisé et du rapport du transformateur employé.

Dans ces conditions, le primaire ne se comporte plus comme une impédance  $L\omega$ , comme dans le montage de principe, mais comme une résistance de valeur indépendante de la fréquence de fonctionnement. La présence de  $R_u$  permet également d'amortir considérablement les résonances possibles du secondaire.

Remarques-

L'amplificateur à transformateur comme l'amplificateur à résistance n'a pas une amplification uniforme en fonction de la fréquence.

La courbe de réponse peut présenter deux résonances :

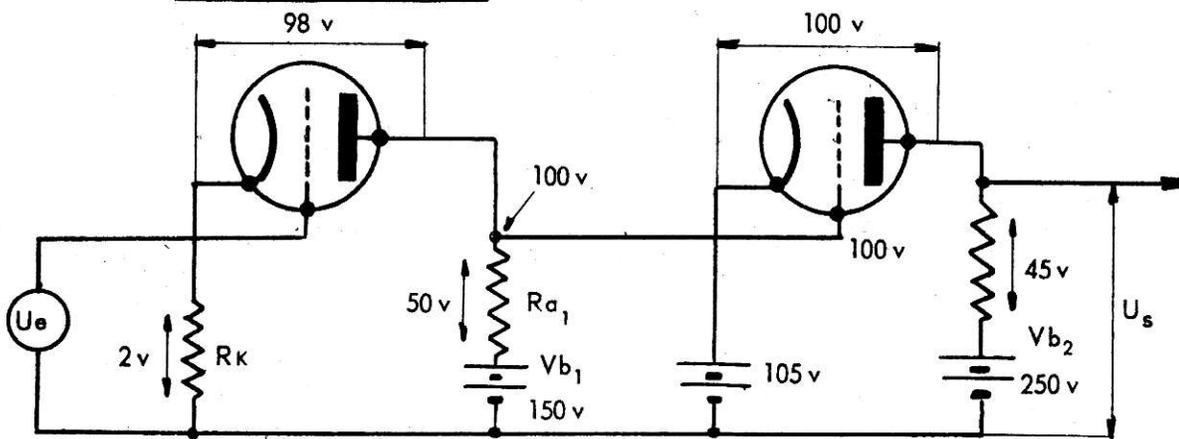
- La première dite résonance parallèle se produit pour une fréquence d'autant plus basse que le coefficient d'auto induction ( $L_1$ ) du primaire est important.
- La seconde dite résonance série se produit pour une fréquence d'autant plus élevée qu'il y a moins de fuites magnétiques et que la capacité des enroulements est plus faible.

1325 - Amplificateur à liaison directe.

1325.1 - Généralités.

Les systèmes de liaison étudiés précédemment ( RC transformateur ) ne permettent pas la transmission des fréquences très basses ( par exemple :  $10^{-2} \text{ Hz}$  ) ainsi on a été amené à construire des amplificateurs à liaisons directes, dont les courbes de réponses en fonction de la fréquence ne sont pas modifiées par les systèmes de liaison.

1325.2 - Schéma théorique.



Tube T<sub>1</sub> - Polarisation automatique par R<sub>k</sub> ( 2 v ).

$V_{a_0} = 98 \text{ v}$  ( tension normale pour un bon fonctionnement )

R<sub>a<sub>1</sub></sub> : Résistance de charge, le courant  $i_{a_0}$  y provoque une chute de tension de 50 v.

donc :  $V_{b_1} = V_k + V_{a_0} + R_a i_{a_0} = 2 + 98 + 50 = 150 \text{ v}$ .

A noter que le potentiel d'anode est de 100 v.

Tube T<sub>2</sub> - La tension grille est de 100 v donc si par exemple la tension de polarisation doit être de - 5 v, il faut porter la cathode à 105 v.

Si  $V_{a_0}$  doit être toujours de 100 v et  $R_a i_{a_0}$  de 45 v on en déduit que :

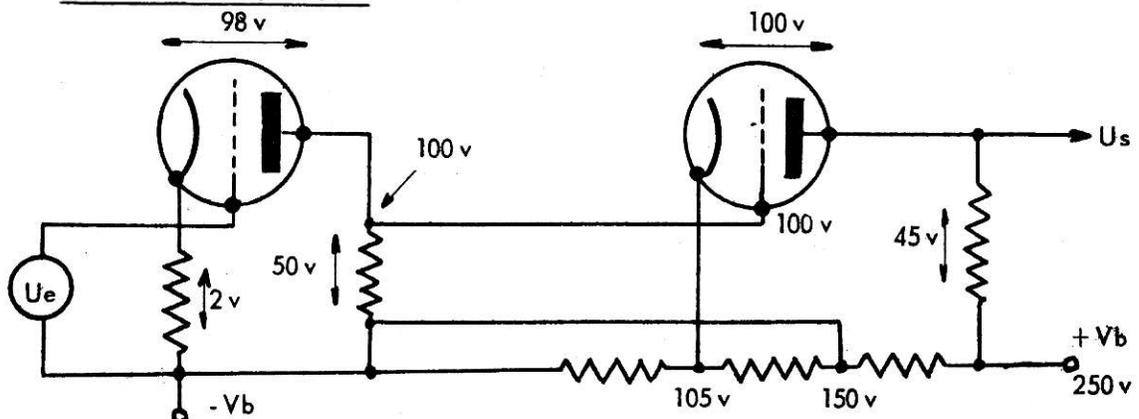
$V_{b_2} = V_k + V_{a_0} + R_a i_{a_0} = 105 + 100 + 45 = 250 \text{ v}$ .

Il est évident que si l'on applique à la grille de T<sub>1</sub> une tension (  $U_e$  ) elle est amplifiée par T<sub>1</sub> puis par T<sub>2</sub> .

Toutefois ces amplificateurs présentent deux inconvénients :

- a) Ils nécessitent des tensions d'alimentation élevées ( en effet la tension  $V_b$  augmente pour chaque étage ).
- b) Ils sont instables : une variation quelconque par exemple  $V_b$  provoque une variation de la tension de sortie.

1325.3 - Schéma pratique.



CHAPITRE - 14 -

AMPLIFICATEUR VIDEO FREQUENCE

140 - BUT -

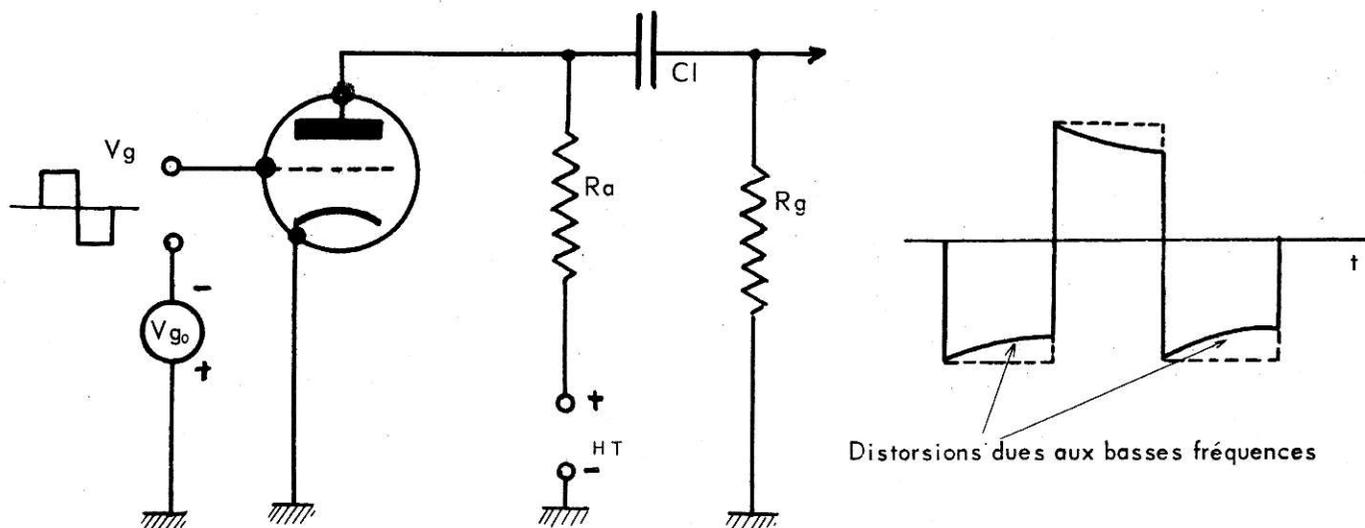
Les amplificateurs vidéo fréquence sont destinés à l'amplification des signaux non sinusoïdaux, c'est à dire triangulaires, rectangulaires, etc..., dont la forme peut résulter d'un grand nombre de signaux sinusoïdaux de fréquences différentes.

141 - PRINCIPE -

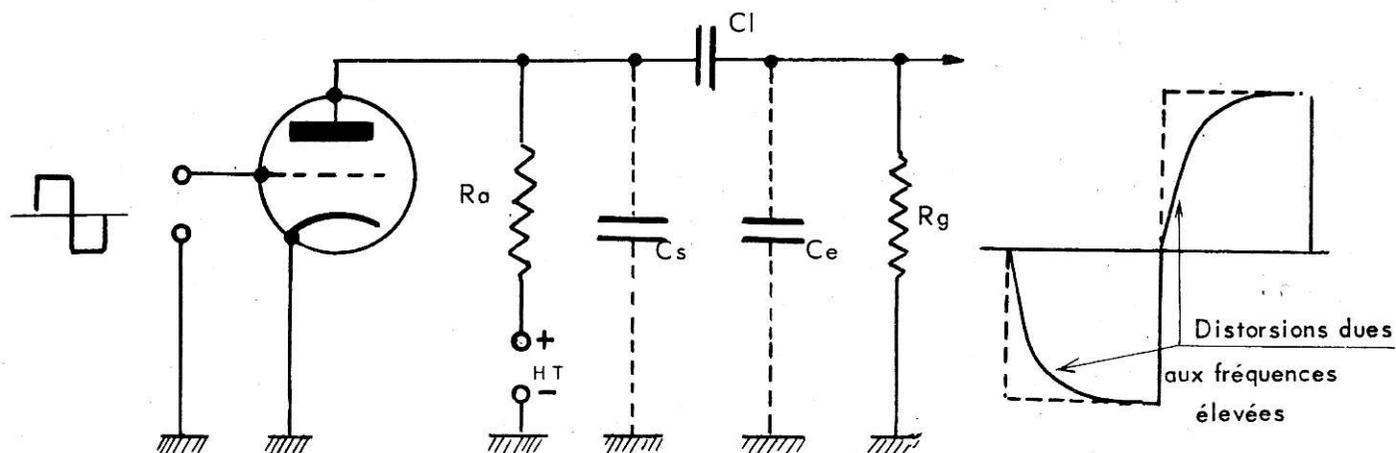
Un amplificateur vidéo fréquence devant amplifier des ondes non sinusoïdales sans distorsion, doit avoir une bande passante comprenant la fréquence fondamentale de l'onde à amplifier ainsi que toutes les fréquences harmoniques qui la composent. ( voir fig.6 )

142 - CAS DE DISTORSION DUES AUX FREQUENCES BASSES.

Ces distorsions sont dues à la charge de la capacité de liaison à travers  $R_g$  ce qui modifie la tension aux bornes de  $R_g$  dans le temps.



143 - DISTORSIONS DUES AUX FREQUENCES ELEVEES.



$$U = U_1 \sin \omega t + \frac{1}{3} U_1 \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} U_1 \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} U_1 \sin 7 \omega t$$

Fondamentale

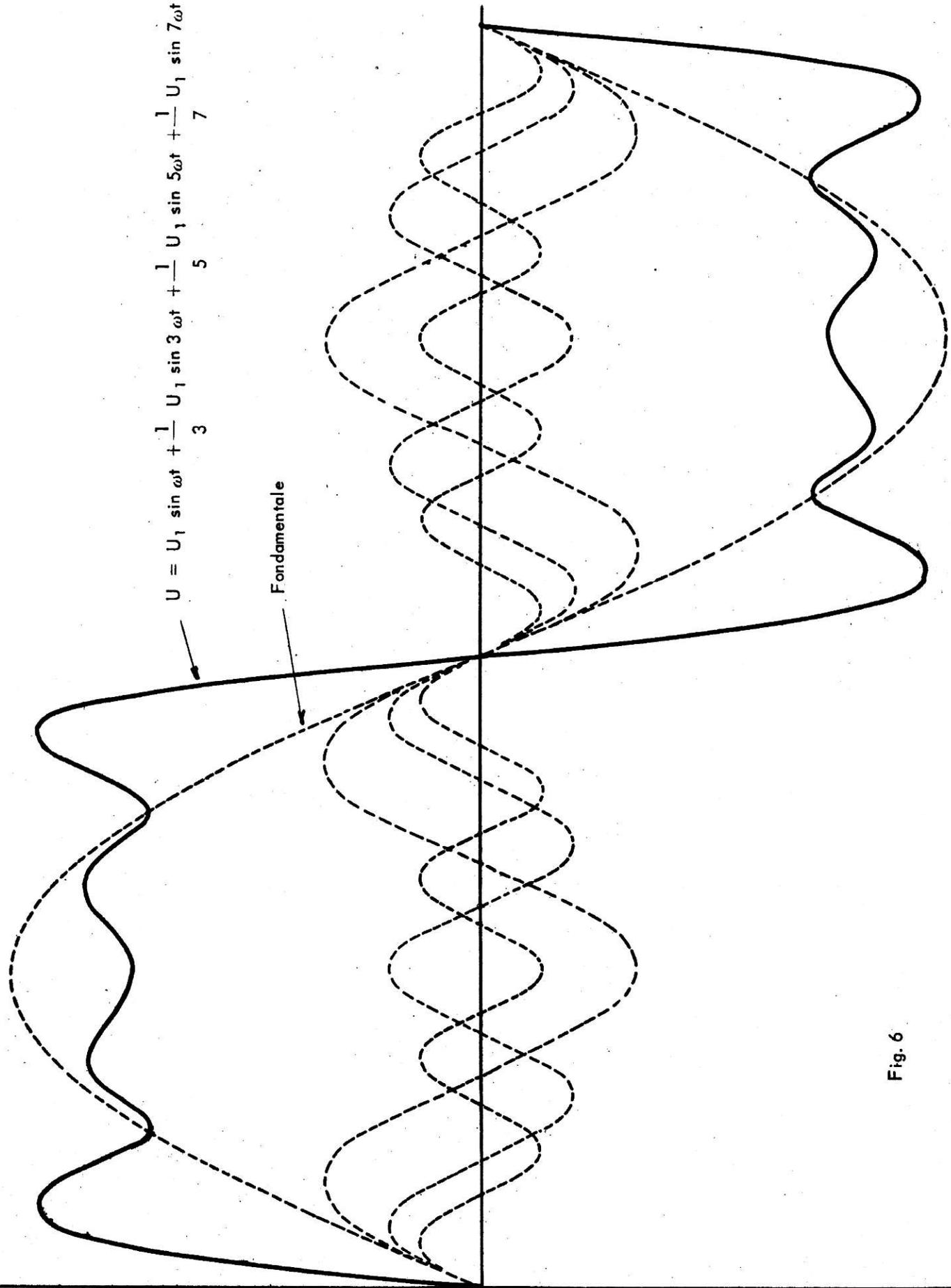


Fig. 6

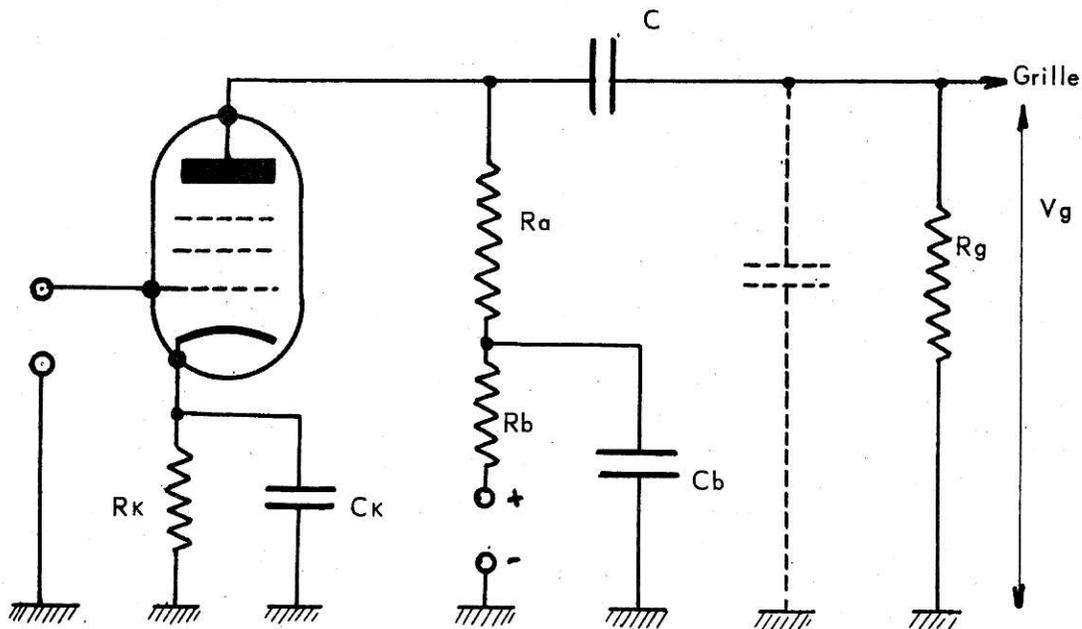
Ces distorsions sont dues aux capacités de sortie (  $C_s$  ) et d'entrée (  $C_e$  ) appelées capacités parasites.

Pour palier à ces distorsions nous étudierons successivement la correction aux fréquences basses et la correction aux fréquences élevées.

144 - CORRECTION AUX FREQUENCES BASSES -

Pour corriger la courbe aux fréquences basses, on compare par exemple l'effet des capacités  $C$  de liaison et  $C_k$  aux bornes de  $R_k$  et l'effet de l'impédance de la source haute tension.

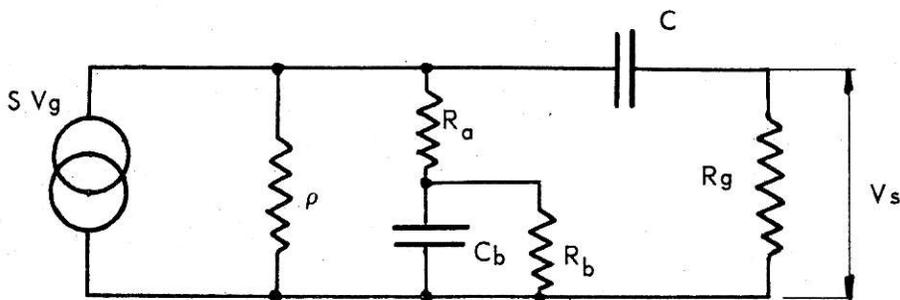
Pour les fréquences très basses on est limité pour l'augmentation de la capacité  $C$  de liaison car d'une part c'est une cause de diminution de sa résistance de fuite, et d'autre part son volume augmentant, on augmente ainsi la capacité parasite par rapport à la masse.



L'étude des droites de charge en continu et en alternatif, nous permettent de constater que pour les fréquences basses la charge normale du tube est formée par deux résistances en série  $R = R_a + R_b$ , mais  $R_b$  est shuntée à la masse par une forte capacité  $C_b$ . On voit ainsi que si  $C_b$  à une valeur convenable, la charge aux fréquences moyennes et hautes est  $R_a$ .

Naturellement les capacités plaque-cathode de la lampe d'entrée, grille-cathode de la lampe de sortie n'ont aucune action.

Si l'on considère  $R_b \gg \frac{1}{C_b \omega}$  on peut alors représenter le schéma équivalent :



145 - CORRECTIONS AUX FREQUENCES ELEVEES -

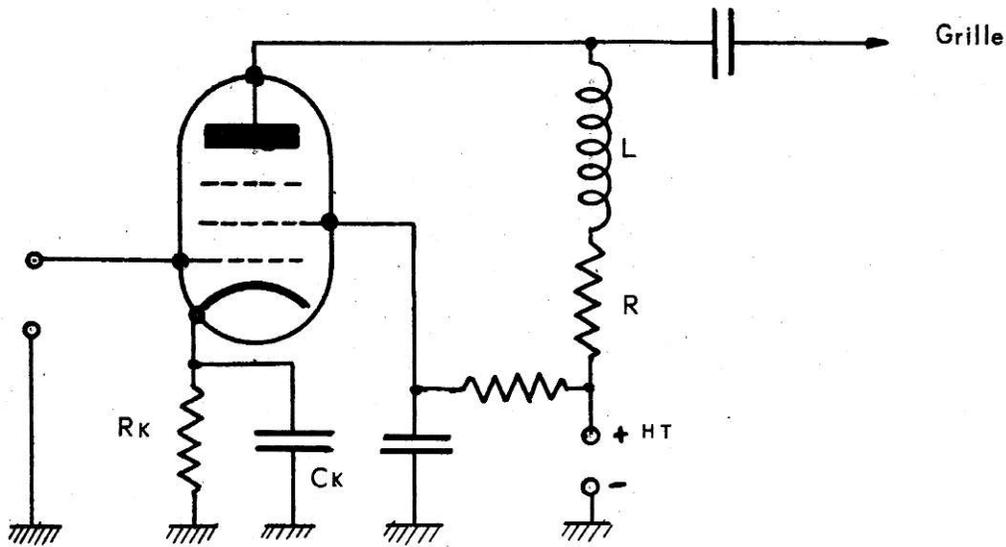
Pour augmenter l'amplification aux fréquences élevées, on utilise des pentodes spéciales, dites de « vidéo fréquence », à grande pente ( 10 mA/V ) et à faible capacité d'entrée et de sortie ( quelques picofarads ).

La charge  $R_a$  de l'anode doit être faible ( quelques milliers d'ohms ) pour augmenter la bande passante. Toutefois cette faible résistance de charge diminue l'amplification.

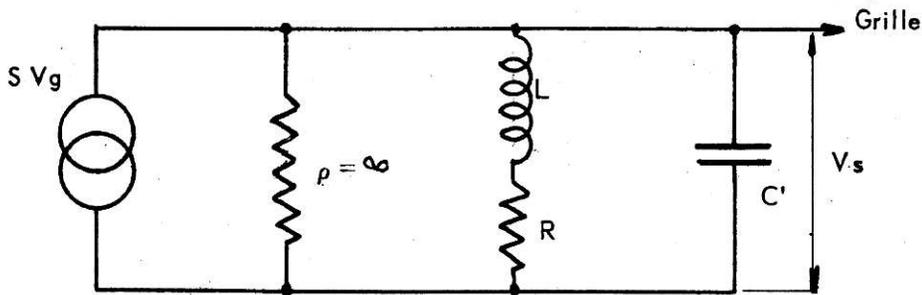
Il existe deux systèmes de correction généralement employés pour augmenter l'amplification aux fréquences élevées.

1451 - Correction parallèle ou shunt -

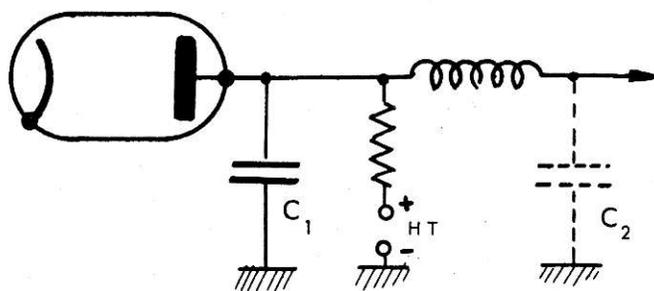
On ajoute dans le circuit d'anode une inductance  $L$  en série avec la résistance  $R$  de charge, ainsi la charge de la lampe augmentera avec la fréquence.



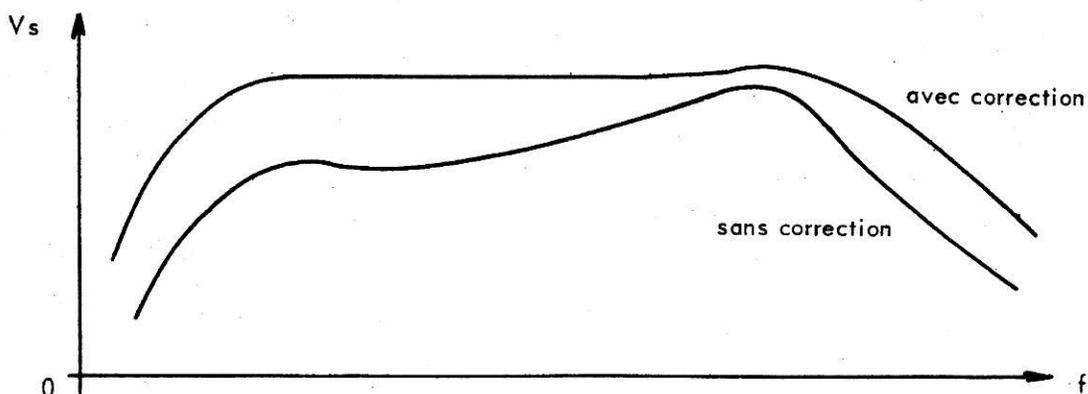
Le circuit équivalent pouvant être représenté ainsi :



1452 - Correction série -



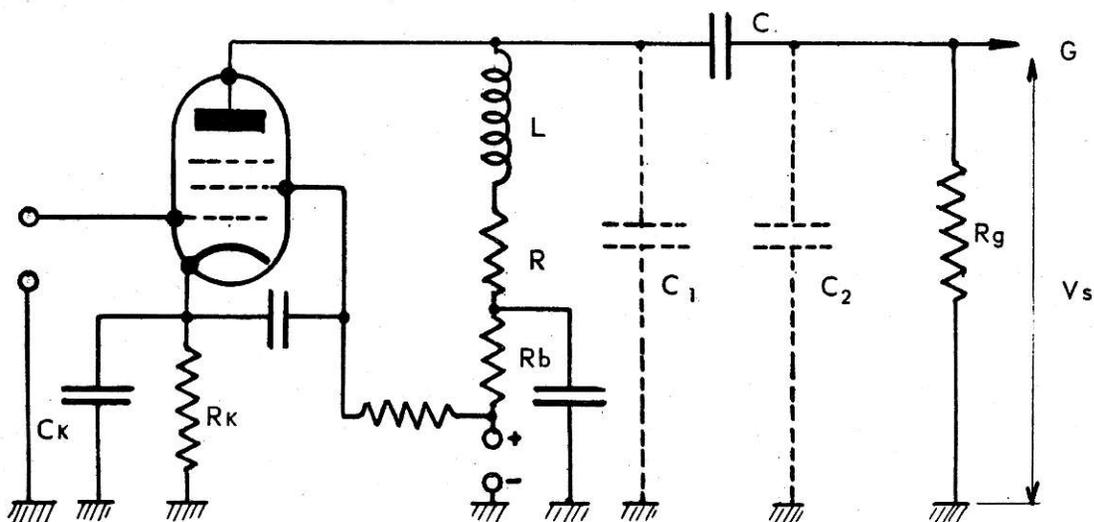
L'inductance L est en série.  
On utilise la capacité interne du tube pour faire l'accord sur une fréquence élevée.



146 - REMARQUES PRATIQUES SUR L'IMPLANTATION DES CIRCUITS DE CORRECTION -

Les circuits de correction pour les fréquences basses et élevées, peuvent être appliqués à un même étage, il n'y a pas de réaction de l'un sur l'autre. Par suite l'énorme écart de fréquences de leur propre domaine ; le circuit correcteur pour les fréquences basses n'a aucune action aux fréquences élevées et inversement.

D'autre part le circuit correcteur aux fréquences basses doit être placé du côté dont le potentiel variable est le plus bas, c'est à dire près de la plus haute tension ( pour réduire la capacité C de sortie du tube d'entrée ).



CHAPITRE - 15 -

AMPLIFICATEUR SELECTIF DE TENSION

A BANDE ETROITE

150 - GENERALITES -

Il est souvent nécessaire d'amplifier une bande déterminée de fréquence. Pour cela on emploie un amplificateur sélectif.

Par exemple dans la radiodiffusion, plusieurs émissions peuvent être reçues simultanément à l'antenne, il faut donc procéder à la sélection de l'émission choisie.

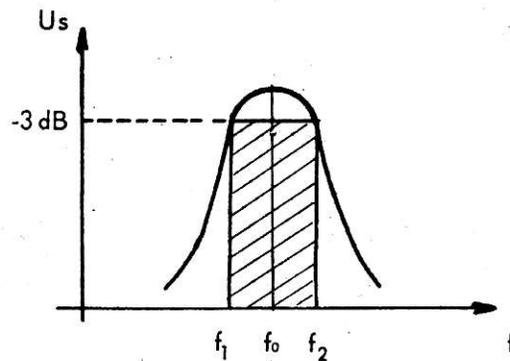
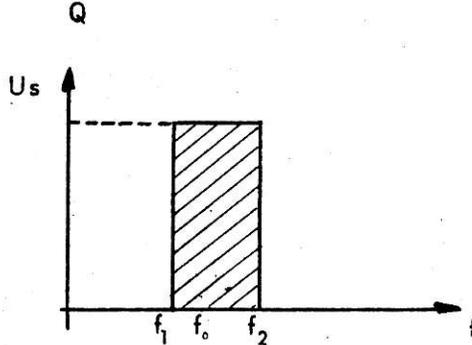
1501 - Définition -

Un amplificateur sélectif est un montage électronique étudié pour amplifier une bande de fréquence déterminée.

1502 - Principe de l'amplificateur sélectif à bande étroite -

On emploie des circuits accordés présentant une sélectivité importante tout en tenant compte de la bande passante ; en effet si la sélectivité augmente, la bande passante diminue :

$$B = \frac{f_0}{Q}$$

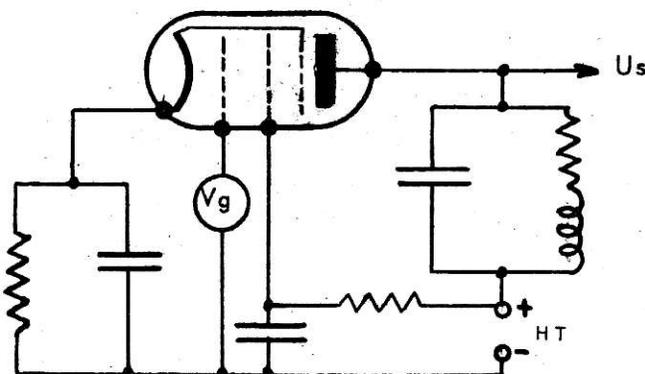


Pour obtenir ce résultat, on utilise trois montages principaux :

- Tube chargé par un circuit résonnant parallèle accordé.
- Tube chargé par un transformateur à primaire apériodique et à secondaire accordé
- Tube chargé par un transformateur à primaire et secondaire accordés.

151 - TUBE CHARGÉ PAR UN CIRCUIT RÉSONNANT PARALLÈLE -

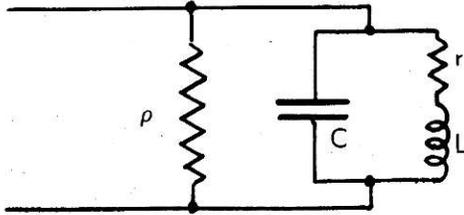
1511 - Schéma de montage -



Dans ce montage la charge est constituée par un circuit bouchon accordé sur la fréquence de résonance :

$$Z_{\text{charge}} = \frac{L}{RC} \quad \text{à l'accord}$$

1512 - Circuit équivalent-



Dans ce montage il faut proscrire l'usage des triodes qui ont des résistances internes trop faibles,  $\rho$  étant en parallèle sur le circuit bouchon, on aurait un amortissement trop grand, donc le facteur de qualité et la sélectivité seraient insuffisants.

1513 - Amplification du montage-

$$A = \frac{\mu Z}{\rho + Z} \quad \text{avec } Z = \frac{L}{RC} = \frac{L \omega_0}{RC \omega_0} = \frac{L \omega_0}{R} \times \frac{1}{C \omega_0}$$

$$\text{or } L \omega_0 = \frac{1}{C \omega_0}$$

$$\text{donc } Z = \frac{L \omega_0}{R} \times L \omega_0 = Q L \omega_0 \quad \text{car } Q = \frac{L \omega_0}{R}$$

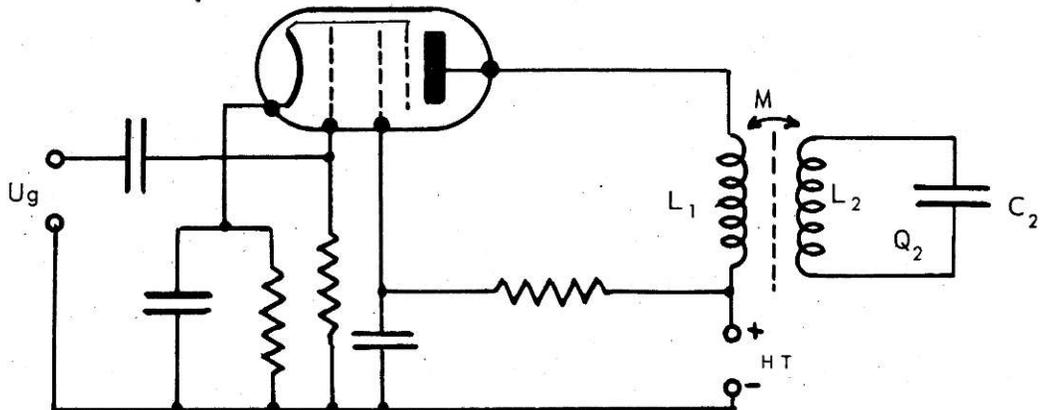
$$\text{si } \rho \gg Z \quad \text{on a } A = \frac{\mu Z}{\rho} = S Z$$

$$A = S_{A.V} Q L_H \omega_0 r_{d.s}$$

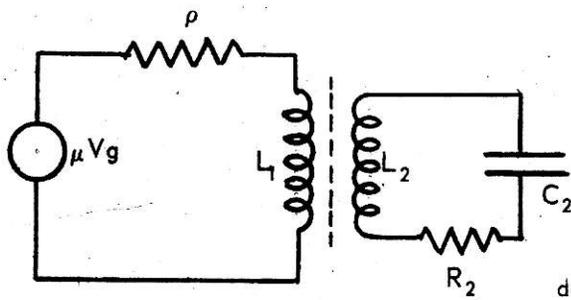
152 - TUBE CHARGE PAR UN TRANSFORMATEUR A PRIMAIRE APERIODIQUE ET SECONDAIRE ACCORDE

1521 - Schéma de montage-

Ce montage est surtout utilisé dans les amplificateurs haute fréquence. La sélectivité est donnée par le secondaire accordé, donc elle est fonction de  $Q_2$ .



1522 - Amplification du montage -



$$I_2 = \frac{M \omega_0 E}{Z_1 Z_2 + M^2 \omega_0^2}$$

$$E = \mu Vg$$

donc 
$$I_2 = \frac{M \omega_0 \mu Vg}{Z_1 Z_2 + M^2 \omega_0^2}$$

Si on néglige  $L_1 \omega_0$  devant  $\rho \rightarrow Z_1 = \rho$

à la résonance  $Z_2 = R_2$

$$U_2 = L_2 \omega_0 I_2 = L_2 \omega_0 \frac{M \omega_0 \mu Vg}{Z_1 Z_2 + M^2 \omega_0^2}$$

$$A = \frac{U_s}{U_g} = \frac{\mu M L_2 \omega_0^2}{\rho R_2 + M^2 \omega_0^2}$$

Pour une pentode, on peut négliger  $M^2 \omega_0^2$  devant  $\rho R_2$  ( $\rho R_2 \gg M^2 \omega_0^2$ )

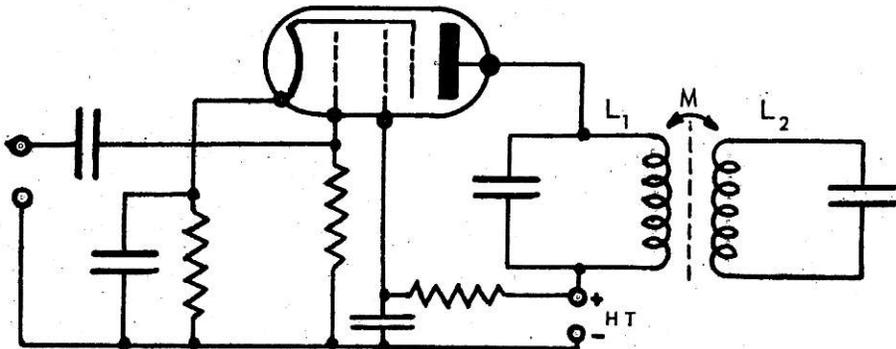
$$A = \frac{\mu}{\rho} \cdot M \omega_0 \cdot \frac{L_2 \omega_0}{R_2} = S M \omega_0 Q_2$$

$$A = S M \omega_0 Q_2$$

153 - TUBE CHARGÉ PAR UN TRANSFORMATEUR A PRIMAIRE ET SECONDAIRE ACCORDÉS

1531 - Schéma de montage -

Ce montage est très utilisé dans les amplificateurs MF et FI. Les circuits primaires et secondaires sont accordés sur la même fréquence. Ils sont couplés avec un indice  $n$  variant entre 1 et 1,5.



1532 - Amplification -

$$A = S Z_c$$

$$Z_c = \frac{n}{1+n^2} \sqrt{Z_1 Z_2} \quad \text{impédance de charge vue de l'étage amplificateur}$$

$$A = S \frac{n}{1+n^2} \sqrt{Z_1 Z_2}$$

$$Z_1 = \frac{L_1}{R_1 C_1} = Q_1 L_1 \omega_0$$

$$Z_2 = \frac{L_2}{R_2 C_2} = Q_2 L_2 \omega_0$$

$$n \text{ indice de couplage} = \frac{M \omega}{\sqrt{R_1 R_2}}$$

S pente statique.

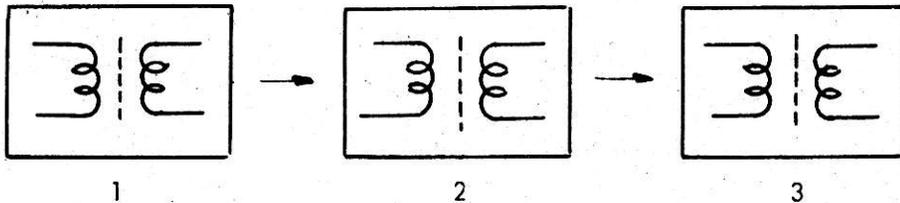
Remarque :

En principe  $n = 1$ , comme  $Z_1 = Z_2$  (circuits identiques)

$$Z_c = \frac{Z_1}{2}$$

$$\text{donc } A = S \frac{Z_1}{2}$$

154 - ETAGES EN CASCADE -



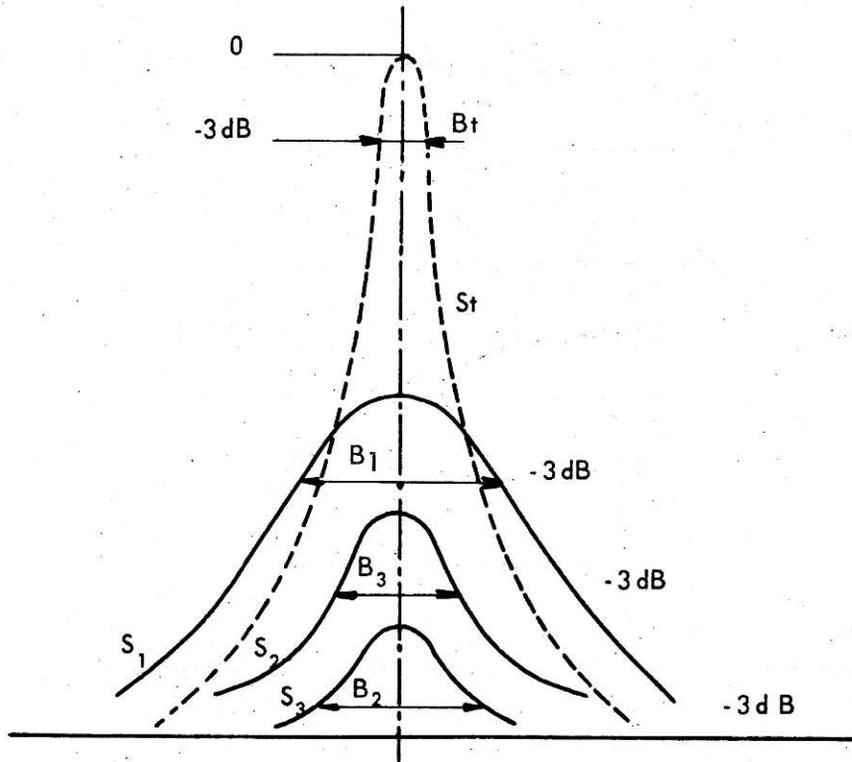
S'il y a plusieurs étages en cascade :

$$A \text{ total} = A_1 \times A_2 \times A_3$$

$$G \text{ total} = G_1 + G_2 + G_3$$

$$\text{Sélectivité totale } St = S_1 + S_2 + S_3$$

La bande passante à - 3 dB est plus petite que la bande passante de chaque étage à - 3 dB.



$$\begin{aligned} B_t &< B_1 \\ B_t &< B_2 \\ B_t &< B_3 \end{aligned}$$

CHAPITRE - 16 -

AMPLIFICATEUR SELECTIF DE TENSION

A LARGE BANDE

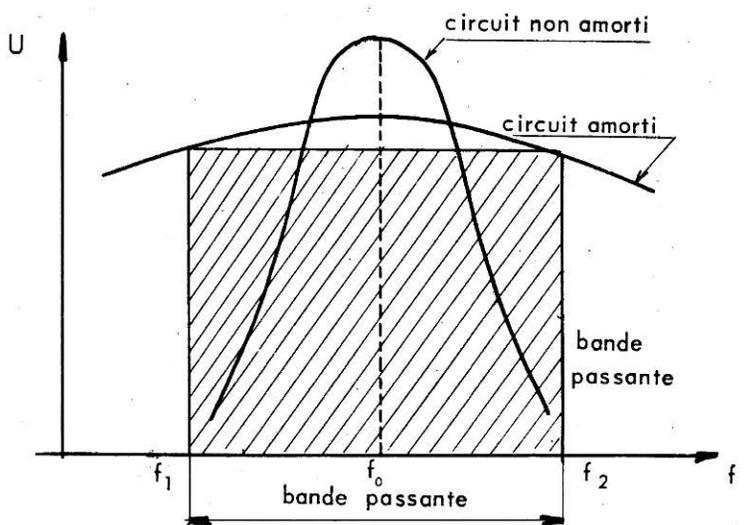
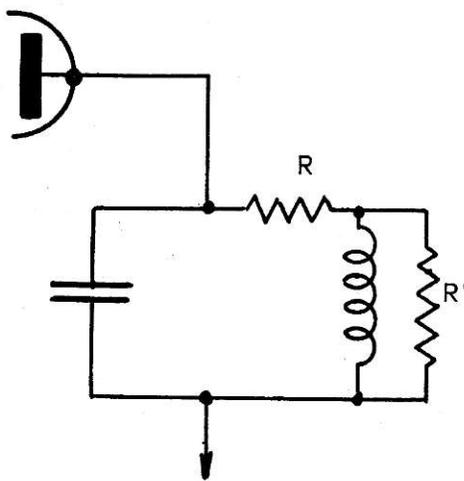
160 - DEFINITION -

Un amplificateur sélectif à large bande est un montage étudié pour amplifier une bande importante de fréquence.

Exemple, en télévision il faut amplifier une bande de 10 MHz.

Plusieurs procédés peuvent être employés.

161 - AMORTISSEMENT DES CIRCUITS RESONNANTS -



La résistance en parallèle sur le circuit résonnant provoque une diminution du facteur de qualité Q. La sélectivité  $S = \sqrt{1 + 4 Q^2 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}$  diminue et par suite la bande passante augmente.

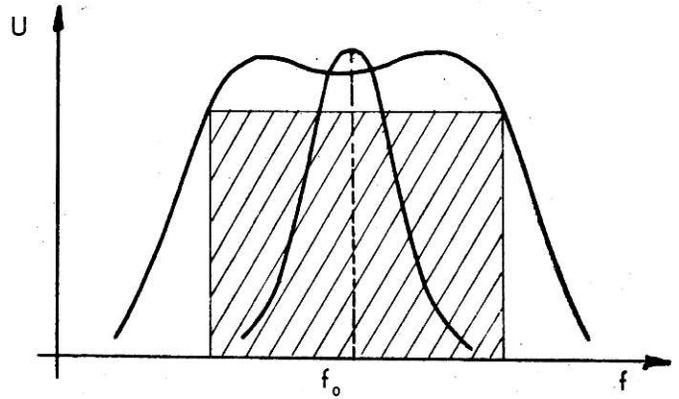
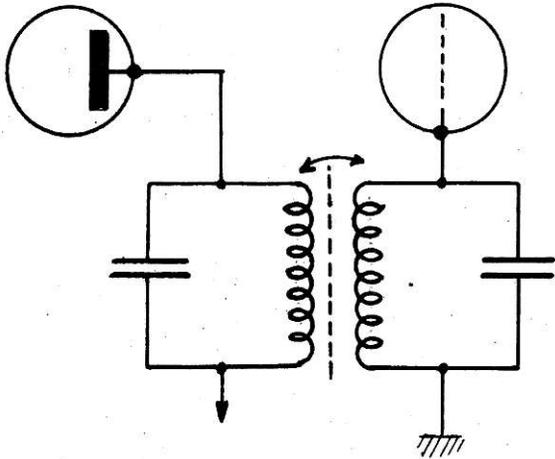
Inconvénients : La sélection de la bande de fréquence à amplifier se fait mal.

162 - SURCOUPLAGE DES TRANSFORMATEURS DE LIAISON -

Ce procédé présente une bonne sélectivité et le gain de l'étage peut être important. Toutefois on est limité au point de vue bande passante car le couplage devient trop serré ( ce qui élargit la bande passante ) un creux apparait défavorisant la fréquence de résonance et les fréquences voisines.

$$A = Z \cdot S'$$

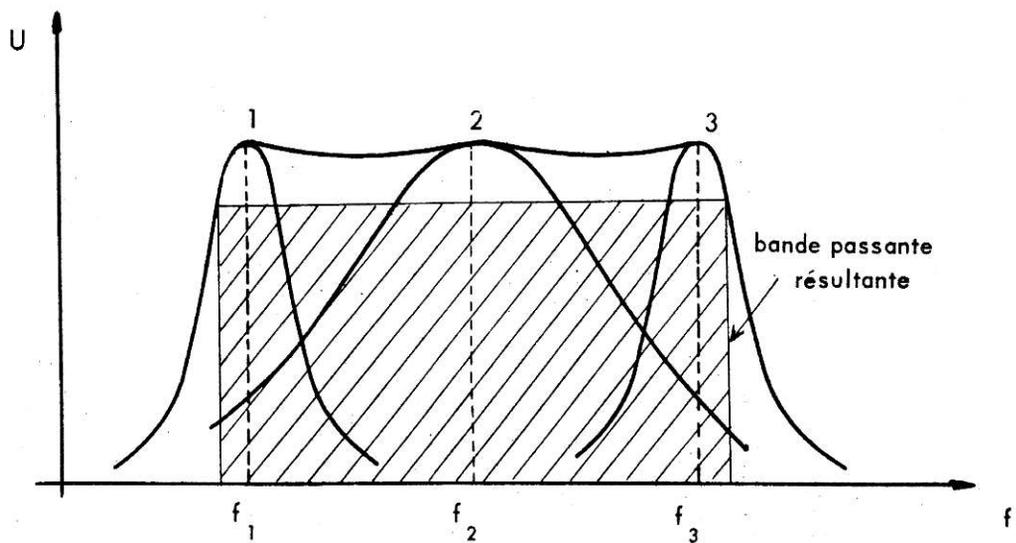
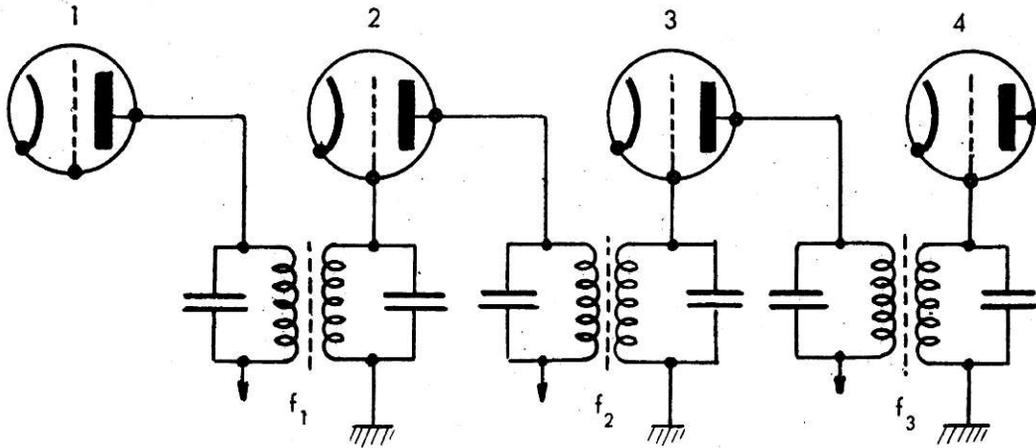
$$Z = \frac{n}{1+n^2} \sqrt{Z_1 Z_2}$$



163 - CIRCUITS DECALES -

Ce procédé consiste à régler les circuits sur des fréquences différentes. La courbe de réponse totale est la somme des différentes courbes des circuits ( voir figure 7 ).

La sélectivité est très bonne.



ETUDE D'UN TRIPLÉTE CENTRE SUR 14,3 MHz

Bande passante 20,6 MHz

Lampe 6 AK 5 ; S = 5 mA/v ; C = 10p F

COURBE I - Circuit centré sur 7,8 MHz

Bande passante B = 4,7 MHz

R = 3400 Ω ; A = 17 soit 27 dB

COURBE II - Circuit centré sur 26,3 MHz

B = 15,8 MHz ; R = 1000 Ω ; G = 14 dB.

COURBE III - Circuit centré sur 14,3 MHz

B = 20,6 MHz ; R = 780 Ω ; G = 12 dB

COURBE IV - Courbe résultante centrée à 14,3 MHz

B = 20 MHz ; Gain total G = 40 dB

( Les valeurs de R indiquées sont les valeurs totales, R entrée lampe et R fuite de grille en parallèle).

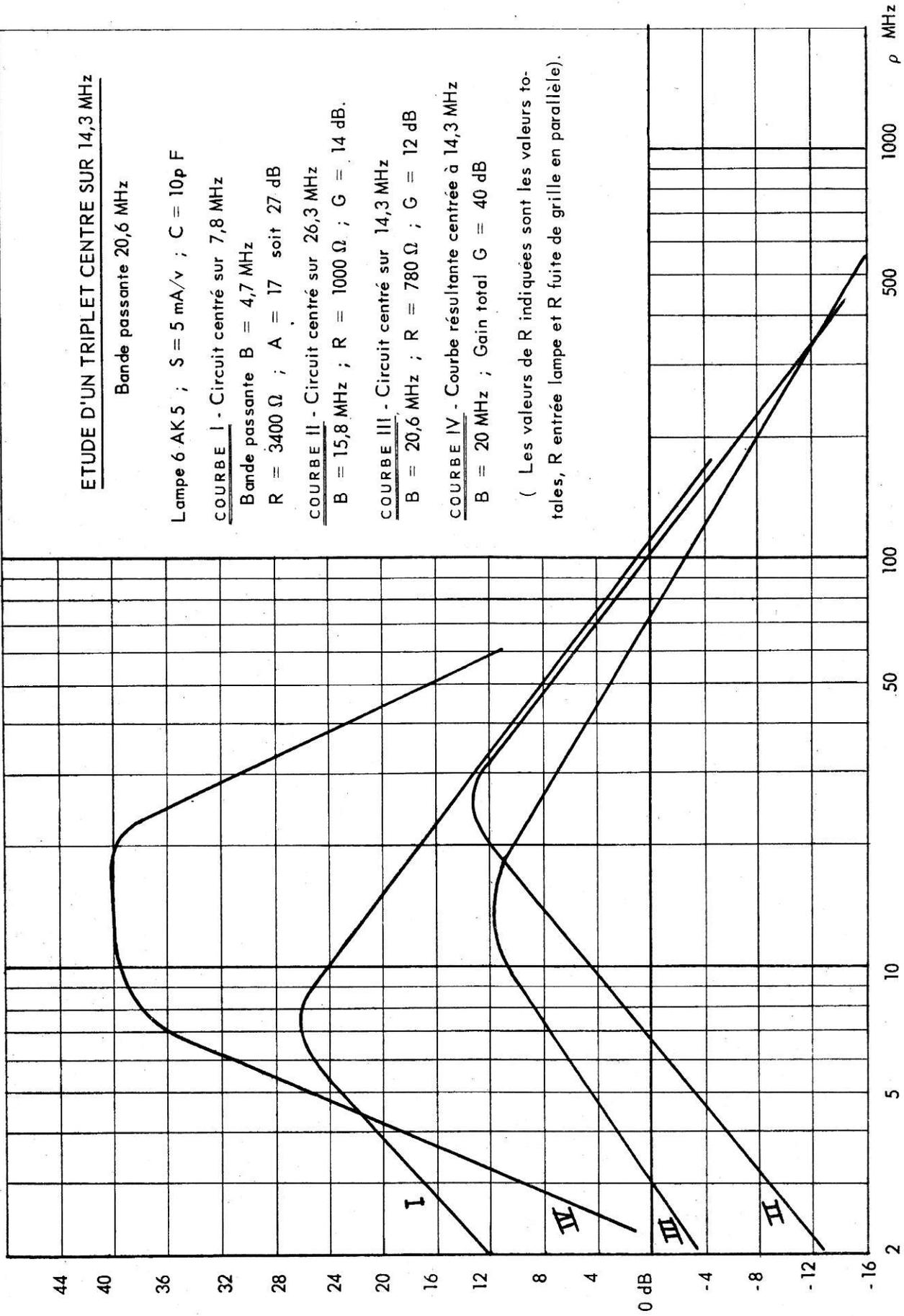


Fig. 7

CHAPITRE - 17 -

LIMITATIONS A L'AMPLIFICATION

L'amplification semble théoriquement pouvoir être infinie, en fait plusieurs éléments interviennent et limitent cette amplification.

Il y a trois principales limitations :

- 1) Limitation due à la fréquence
- 2) Limitation due aux réactions parasites
- 3) Limitation due au bruit de front.

170 - LIMITATION DUE A LA FREQUENCE -

CAUSE	CONSEQUENCE	ORIGINE	REMEDE
Réduction de l'impédance de charge des étages lorsque la fréquence croît.	Fréquence limite au-delà de laquelle $A < 1$	Dans les amplificateurs sélectifs : - Tubes - Circuits résonnants (pertes croissantes avec la fréquence)  Dans les amplificateurs non sélectifs : - Capacités parasites	- Tube miniature à faible temps de transit - Lignes résonnantes  - Tube à faible capacité parasite et à grande pente - Circuits correcteurs.

171 - LIMITATION DUE AUX REACTIONS PARASITES -

CAUSE	CONSEQUENCE	ORIGINE	REMEDE
Réactions positives entre étages modifiant les caractéristiques de l'amplificateur ou déterminant l'auto excitation de l'amplificateur à la fréquence où le facteur de réaction est suffisant $(\alpha A > 1)$	L'amplificateur est instable.	Couplages capacitifs ou magnétiques par réactance commune à plusieurs étages. ( par exemple l'impédance de sortie de l'alimentation ).	- Réduction du taux de réaction parasite. Blindage et orientation des organes ; découplage des circuits.  - Neutrodynation des tubes triodes.

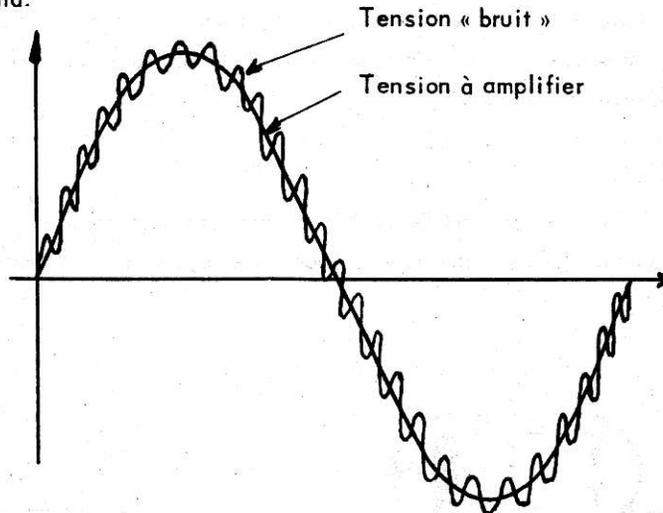
172 - LIMITATION DUE AUX BRUITS DE FOND .

Le bruit de fond est dû à l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs, et au débit irrégulier du flux électronique des tubes.

Donc à l'entrée d'un amplificateur, il y a le signal à amplifier plus une autre tension parasite ( bruit ).

Si la tension à amplifier est grande par rapport à la tension « bruit », il n'y aura pas de perturbation du signal de sortie.

Par contre si la tension « bruit » est importante, le signal à amplifier à la sortie sera noyé dans le bruit de fond.



On conçoit que pour avoir une amplification correcte il faut que le rapport :

Tension signal à amplifier soit le plus grand possible.

Tension bruit

CHAPITRE - 18 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

NON SÉLECTIF

180 - GENERALITES -

Un amplificateur est souvent destiné à alimenter un récepteur.

Ce récepteur peut être un haut parleur, un relais, un moteur, etc ...

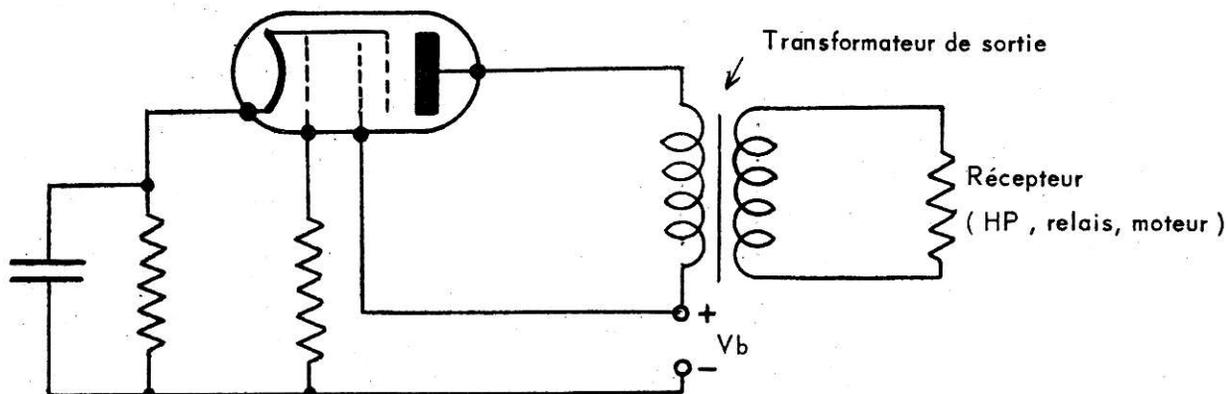
Dans tous les cas, l'amplificateur doit fournir au récepteur une certaine puissance.

La gamme des puissances mises en jeu va de quelques milliwatts ( casque d'écoute ) à plusieurs kilowatts ( moteur ).

181 - DEFINITION -

L'amplificateur de puissance non sélectif est un montage électronique étudié pour amplifier en puissance, il doit être apériodique c'est à dire ne pas favoriser ni défavoriser certaines fréquences.

182 - SCHEMA -



Les amplificateurs de puissance utilisent des tubes à faible résistance interne et à grande pente. Les courants sont importants, aussi on emploie comme charge une inductance, en général un transformateur qui a l'avantage d'adapter l'impédance de charge optimum du tube à l'impédance de l'utilisation.

183 - ADAPTATION DES IMPEDANCES -

Adapter deux circuits d'impédances différentes, c'est mettre ces deux circuits dans les conditions optimales de fonctionnement.

Prenons l'exemple d'un amplificateur de sortie qui fournit une puissance utile ( modulée ) destinée à actionner un haut parleur, malheureusement l'impédance de la bobine mobile du haut parleur est faible par rapport à l'impédance optimum de charge du tube, ( par exemple prenons le cas d'une pentode EL41, le constructeur fixe la charge optimum à 7000  $\Omega$ , l'impédance de la bobine mobile est 2,5  $\Omega$  ), il faudra adapter les impédances avec un transformateur.

On calcule le rapport du transformateur à l'aide de la formule :

$$n = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \quad \begin{array}{l} \text{( Impédance secondaire )} \\ \text{( Impédance primaire )} \end{array}$$

Nota : Le courant  $I_{a_0}$  traversant le primaire crée une induction dans le circuit magnétique, il faudra veiller à donner une section suffisante à celui-ci de façon à éviter sa saturation.

184 - PUISSANCE UTILE DELIVREE PAR LE MONTAGE -

Au primaire du transformateur nous avons :

$$P_{u \text{ (utile)}} = \frac{1}{2} V_{a \text{ max}} \cdot I_{a \text{ max}}$$

mais le transformateur n'est pas parfait, il faudra tenir compte du rendement pour calculer la puissance délivrée par le secondaire à la résistance d'utilisation.

$$P_{u \text{ (dans l'utilisation)}} = P_{u \text{ (primaire)}} \times \text{rendement}$$

185 - EXERCICE -

Une pentode de puissance ( $\rho = 45 \text{ K}\Omega$  ;  $S = 11,1 \text{ mA/v}$ ) alimente la bobine mobile d'un haut parleur ( $2,5 \Omega$ ),

Calculer :

- 1) Le rapport du transformateur adapteur, sachant que la charge optimum est  $5000 \Omega$ .
- 2) La valeur de la composante alternative ( $I_a$ ) du courant dans le primaire pour un signal  $V_g \text{ max} = 5 \text{ v}$ .
- 3) La puissance utile primaire.
- 4) La puissance utile délivrée à la bobine mobile, sachant que le rendement du transformateur est  $80\%$ .

Solution :

- 1) Pour calculer le rapport du transformateur, il suffit d'appliquer la formule :

$$n = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \sqrt{\frac{2,5}{5000}} = \sqrt{5 \cdot 10^{-4}} = 2,23 \cdot 10^{-2} = \underline{0,023}$$

- 2) Nous connaissons  $\rho = 45 \text{ K}\Omega$ ;  $\mu = 500$ ,  $Z_a = 5000$ ,  $V_g = 5 \text{ v}$ , donc avec la formule :

$$I_a = \frac{\mu V_g}{\rho + Z_a} \quad \text{on peut calculer } I_a :$$

$$I_{a \text{ max}} = \frac{500 \times 5}{(45 + 5) \cdot 10^3} = \frac{2500}{50 \cdot 10^3} = 5 \cdot 10^{-2} = \underline{50 \text{ mA}}$$

- 3) La puissance utile primaire est donnée par :

$$P_u = \frac{1}{2} V_{a \text{ max}} \times I_{a \text{ max}} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{2} Z_a I_a^2$$

$$P_u = \frac{1}{2} 5000 \times (50 \cdot 10^{-3})^2 = \frac{12,5}{2} = \underline{6,25 \text{ w}}$$

4) Pour calculer la puissance délivrée à la bobine mobile, il faut tenir compte du rendement :

$$P_u = P_u \text{ primaire} \times \eta = \frac{6,25 \times 80}{100} = \underline{5 \text{ w}}$$

CHAPITRE - 19 -

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SELECTIF

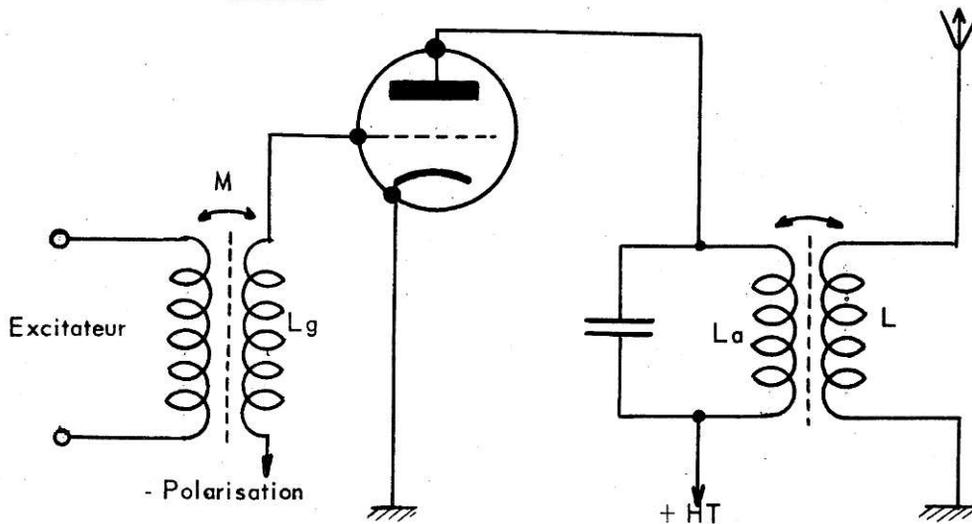
190 - CONDITIONS PARTICULIERES -

Ce genre de dispositif est destiné à amplifier une fréquence bien déterminée et s'opposera autant que possible au passage des fréquences voisines.

Le circuit de charge d'anode devra donc avoir une sélectivité poussée, la courbe de résonance doit être très pointue, d'où l'emploi d'un circuit accordé.

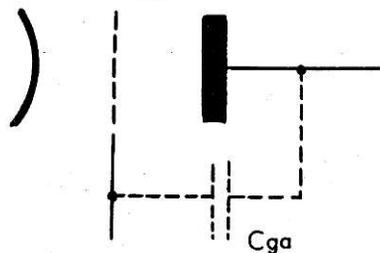
Le circuit oscillant placé dans l'anode peut être excité par des impulsions de courant et par conséquent la polarisation en classe C, qui permet l'obtention d'un rendement élevé, sera toute indiquée.

191 - SCHEMA DE PRINCIPE -



L'amplificateur de puissance est excité par un étage amplificateur de tension sélectif. Dans le circuit d'anode les fortes variations de courant délivrent une puissance haute fréquence élevée, destinée à alimenter le récepteur, par exemple l'antenne émission à travers le transformateur constitué par La et L.

192 - NEUTRODYNATION -



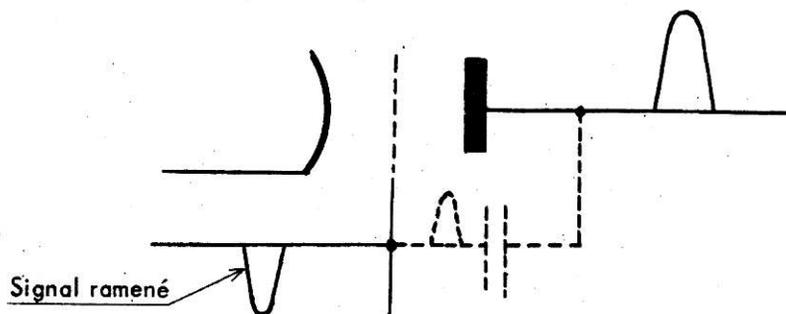
La capacité grille anode présente aux fréquences élevées une réactance non négligeable.

$$X_c = \frac{1}{C_{ga} \omega}$$

Cette réactance introduit une fraction du signal d'anode sur la grille de commande déphasée par rapport au signal grille.

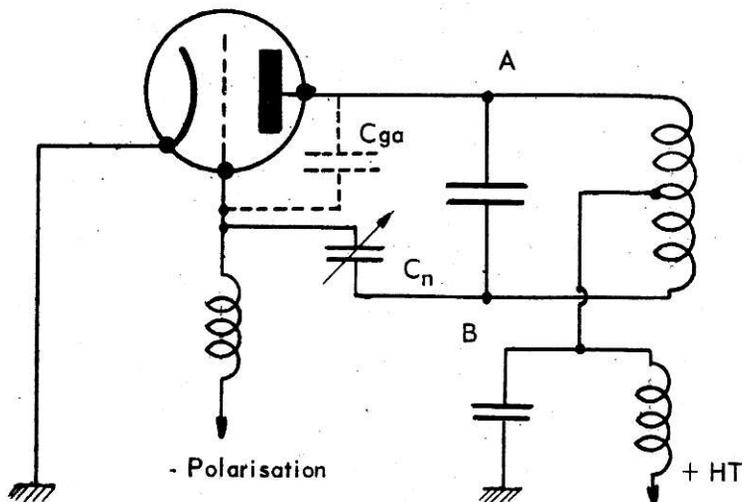
L'amplification varie.

Pour annuler cette anomalie on réalise le montage de principe qui consiste à ramener en plus sur la grille de commande, un signal de même amplitude et en opposition de phase avec celui introduit par le condensateur grille anode.



Cette opération s'appelle la neutrodynation, elle neutralise l'effet de  $C_{ga}$ .

### 193 - NEUTRODYNATION PAR CONDENSATEUR -



#### Fonctionnement :

Les signaux sont en opposition de phase entre A et B.

$C_{ga}$  ramène une fraction du signal anodique sur la grille.

$C_n$  (condensateur de neutrodynage) ramène également une fraction du même signal mais déphasé de  $180^\circ$ .

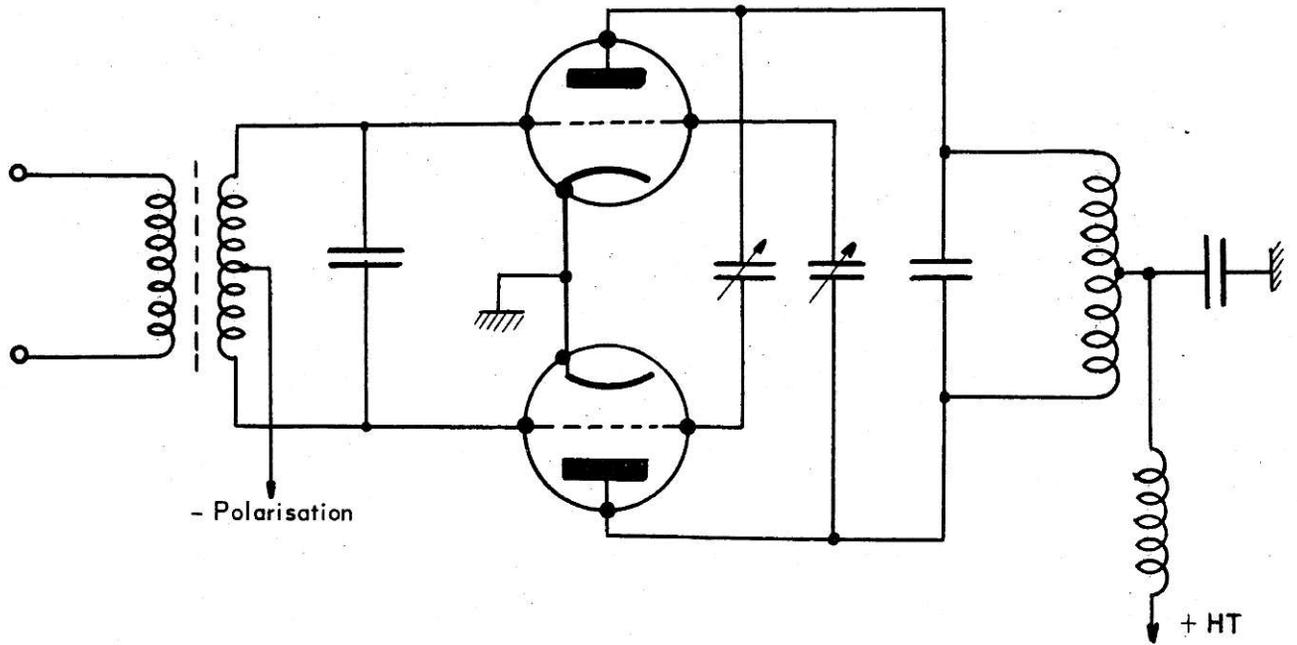
#### Inconvénient du montage -

La résistance interne du tube amplificateur amortit une partie du circuit accordé. Cette dissymétrie ne permet pas un neutrodynage parfait.

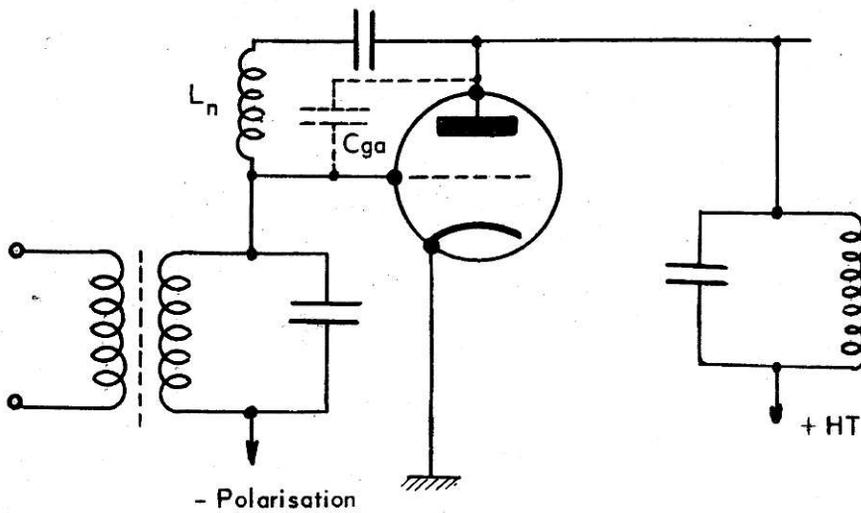
### 194 - NEUTRODYNATION SYMETRIQUE -

A l'aide d'un tel montage, il suffit de prélever la tension sur l'anode d'un tube et de l'appliquer sur la grille du deuxième. Le signal parasite sera annulé par la neutrodynation pour :

$$C_n = C_{ga}$$



195 - NEUTRODYNATION PAR INDUCTANCE -

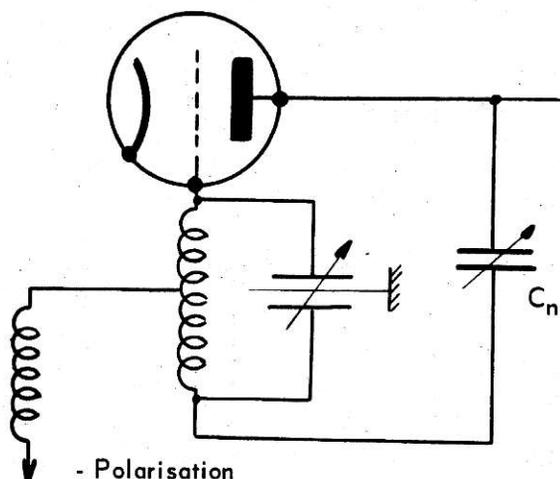


L'inductance de neutrodynage et le condensateur grille-anode, constituent un circuit accordé sur la fréquence de travail

$$Z = \frac{L}{C R} \text{ est maximum}$$

Le condensateur en série avec l'inductance présente une réactance négligeable, il évite de porter la grille au potentiel continu d'anode.

196 - NEUTRODYNATION PAR LA GRILLE -



Dans ce montage, l'énergie de neutrodynation est prise à la grille et appliquée sur l'anode par le condensateur  $C_n$ .

197 - AMPLIFICATION DE SIGNAUX HF MODULES -

La modulation d'amplitude fait apparaître les signaux de fréquences :

- $f_0$  : porteuse
- $f_0 + f_1$  et  $f_0 - f_1$  bandes latérales.

D'autre part, l'amplitude des signaux HF varie au rythme de la modulation.

Ces considérations nous amènent à utiliser :

- Un circuit accordé ayant une bande passante égale à :

$$(f_0 + f_1) - (f_0 - f_1)$$

- Une polarisation classe B avec un amplificateur linéaire.

Cette polarisation sera assurée obligatoirement avec une source indépendante ; l'effet de régulation produit par la polarisation par courant grille est contre-indiqué.

CHAPITRE - 20 -

MONTAGES FONDAMENTAUX UTILISÉS  
DANS LES AMPLIFICATEURS

MONTAGE	AMPLIFICATION	IMPEDANCE D'ENTREE	IMPEDANCE DE SORTIE
<p><u>TRIODE CATHODE A LA MASSE</u></p>	$A = - \frac{\mu R_a}{\rho + R_a}$	$Z_e : \text{grand}$	$Z_s = \rho$
<p><u>TRIODE ANODE A LA MASSE</u></p>	$A = \frac{\mu R}{\rho + R(1 + \mu)}$ $A < 1$	$Z_e : \text{très grand}$	$Z_s = \frac{\rho}{1 + \mu}$ <p>Exemple 12 AU 7 <math>Z_s \neq 400 \Omega</math></p>
<p><u>TRIODE GRILLE A LA MASSE</u></p>	$A = \frac{(1 + \mu) R_a}{\rho + R_a}$	$Z_e = \frac{\rho + R_a}{1 + \mu}$ <p>Exemple 12 AU 7 <math>Z_e \neq 3000 \Omega</math></p>	$Z_s = \rho$
<p><u>PENTODE</u></p>	$A \neq S R_a$	$Z_e : \text{grand}$	$Z_s = \rho$

CHAPITRE - 21 -

MULTIPLICATEURS DE FREQUENCE

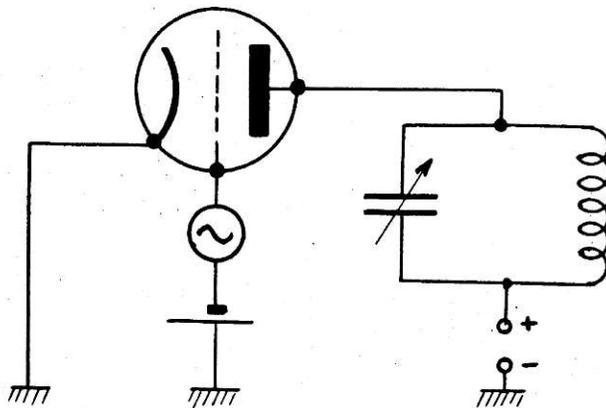
210 - BUT -

A l'aide d'un oscillateur de base fonctionnant sur une fréquence assez basse pour avoir une bonne stabilité, on obtient la fréquence de la porteuse désirée par multiplication.

211 - PRINCIPE -

Une fréquence de base riche en harmoniques, est appliquée à l'entrée d'un amplificateur sélectif dont le circuit d'anode est accordé :

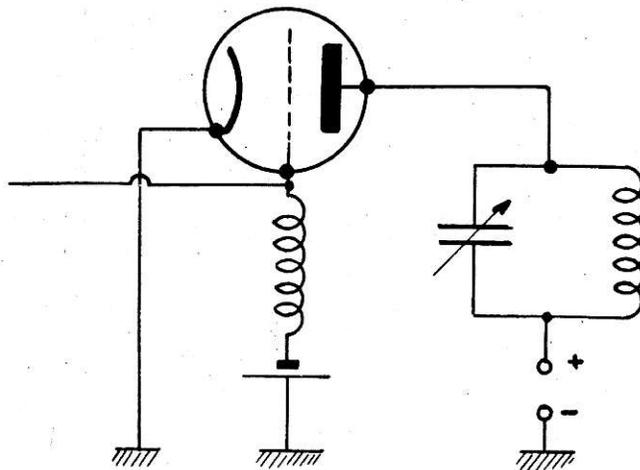
- sur l'harmonique 2 , on multiplie par 2.
- sur l'harmonique 3 , on multiplie par 3.

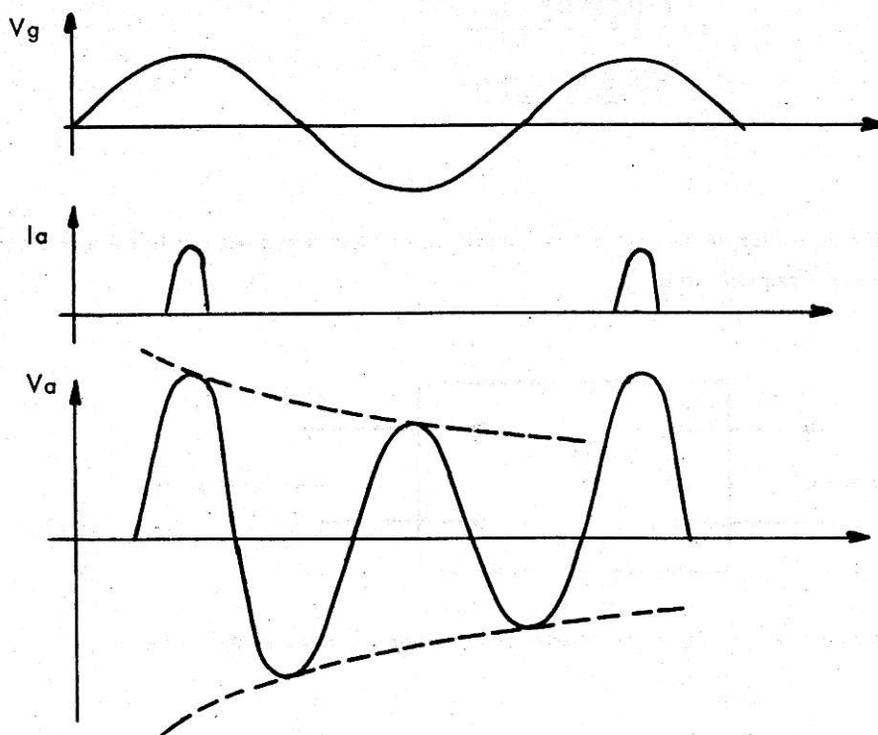


$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = nf$$

Le circuit favorise l'harmonique choisi.

212 - AUTRE METHODE - ( Exemple doubleur )





Le circuit d'anode est accordé sur  $2f$  d'entrée.

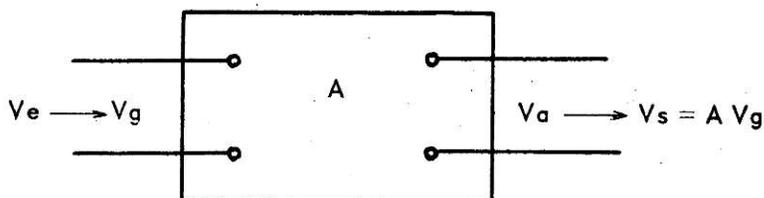
La grille est au delà du cut-off.

Les parties positives seulement permettent l'entretien des oscillations une fois sur deux.

REACTION

220 - PRINCIPE -

Une partie de l'énergie de sortie d'un amplificateur est renvoyée sur le circuit d'entrée.  
Considérons l'amplificateur :



Les tensions  $V_e$  et  $V_g$  constituent les tensions d'entrée et de sortie.

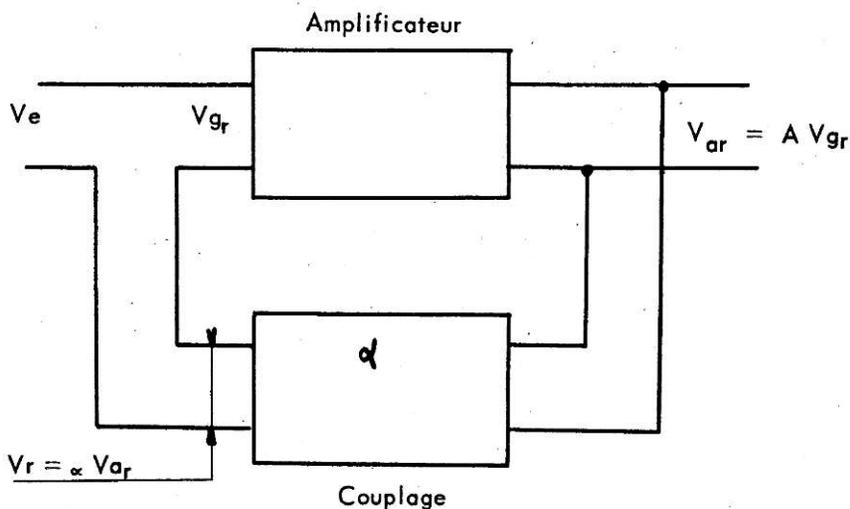
$$A = \frac{V_s}{V_e}$$

Il s'agit de l'amplification propre d'un circuit fixé uniquement par le tube et la valeur de son impédance de charge.

Lorsqu'un organe de couplage est placé entre la sortie et l'entrée, une fraction de la tension de sortie est ramenée en série avec la tension d'entrée. Il y a réaction.

L'organe de couplage constitue le circuit de réaction.

Les tensions de sortie et d'entrée sont alors modifiées et deviennent  $V_{gr}$  et  $V_{ar}$ .



$V_r$  : tension de réaction.

$\alpha$  : taux de réaction, terme qui représente la fraction du signal de sortie ramenée sur l'entrée.

Suivant le couplage et le sens de branchement,  $V_r$  peut s'ajouter ou se retrancher à  $V_e$ .

- Si  $V_r$  s'ajoute à  $V_e$  le signal appliqué à la grille est augmenté.

$$A' = \frac{A V_{gr}}{V_e}$$

Si  $V_{gr}$  augmente  $A' > A$

On dit qu'il y a réaction positive ou simplement réaction.

- Si  $V_r$  se retranche à  $V_e$  le signal appliqué sur la grille est alors diminué :

$$A' = \frac{A V_{gr}}{V_e}$$

Si  $V_{gr}$  diminue  $A' < A$

On dit qu'il y a réaction négative ou contre réaction.

221 - CALCUL DE L'AMPLIFICATION AVEC REACTION -

L'amplification du montage sans réaction était :

$$A = \frac{V_a}{V_g} = \frac{V_s}{V_e}$$

Avec réaction elle devient :

$$A = \frac{V_{ar}}{V_{gr}}$$

La tension appliquée sur la grille devient :

$$V_{gr} = V_e + V_r \quad V_r = \alpha V_{ar}$$

$$V_{gr} = V_e + \alpha V_{ar}$$

$$V_{ar} = A V_{gr} \quad \alpha V_{ar} = \alpha A V_{gr}$$

$$V_{gr} = V_e + \alpha A V_{gr}$$

$$V_e = -\alpha A V_{gr} + V_{gr} = V_{gr} (1 - \alpha A)$$

L'amplification réelle devient :

$$A' = \frac{V_{ar}}{V_e} = \frac{V_{ar}}{V_{g_2} (1 - \alpha A)} = \frac{A}{1 - \alpha A}$$

$$A' = \frac{A}{1 - \alpha A}$$

La réaction multiplie l'amplification par une quantité  $A_r = \frac{1}{1 - \alpha A}$  que l'on appelle

amplification de réaction

$$A' = A_r \times A$$

222 - REACTION NEGATIVE OU CONTRE REACTION -

Un amplificateur est à réaction négative lorsque le circuit de réaction entraîne une diminution de l'amplification.

$$A' < A$$

$A' = A_r \times A$ , l'amplification de réaction est alors inférieure à 1.

$$A_r = \frac{1}{1 - \alpha A} < 1 \qquad 1 < 1 - \alpha A$$

$$\qquad \qquad \qquad 0 < -\alpha A$$

$\alpha A < 0$  donc  $\alpha$  est négatif

En effet :

$$\alpha = \frac{V_r}{V_{ar}} \qquad A = \frac{V_{ar}}{V_{gr}}$$

$$\alpha A = \frac{V_r}{V_{ar}} \times \frac{V_{ar}}{V_{gr}} = \frac{V_r}{V_{gr}}$$

$A$  étant négatif,  $V_r$  et  $V_{gr}$  sont de signes contraires donc en opposition de phase.

Donc la tension  $V_r$  est en opposition de phase par rapport à  $V_e$ .

Il y a contre réaction chaque fois que l'ensemble formé par l'amplificateur et le circuit de réaction provoque un déphasage de  $180^\circ$  entre la tension d'entrée et la tension de réaction.

### 222.1 - Amplification réelle avec contre réaction -

L'amplification avec contre réaction ayant un taux de réaction  $\alpha$  négatif, l'amplification effective devient :

$$A' = \frac{A}{1 - \alpha A} \qquad A' = \frac{A}{1 - (-\alpha A)} = \frac{A}{1 + \alpha A}$$

$$\boxed{A' = \frac{A}{1 + \alpha A}}$$

Le terme  $\delta = 1 + \alpha A$  s'appelle efficacité de la contre réaction.

Remarque :

- Si l'amplificateur a une amplification importante, la valeur 1 est négligeable devant  $\alpha A$ . L'amplification effective devient :

$$A' = \frac{A}{\alpha A} = \frac{1}{\alpha}$$

$A'$  est alors indépendant de  $A$  ;  $A'$  est uniquement fonction de  $\alpha$

- Si l'amplification propre du circuit devient inférieure à  $\frac{1}{\alpha}$ , la contre réaction n'agit presque plus.

### 222.2 - Distorsion -

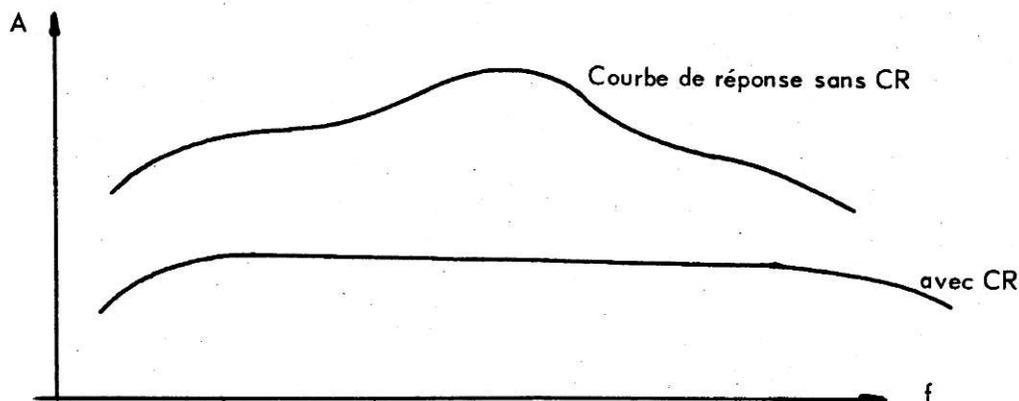
Distorsion d'amplitude :

Dans le cas où la tension de sortie contient des harmoniques étrangers au signal à amplifier, une partie de ces harmoniques est réinjectée à l'entrée en opposition de phase, ce qui tend à les annuler.

Distorsion de fréquence :

Dans ce cas l'amplification n'est pas indépendante de la fréquence, et certaines fréquences sont plus amplifiées que d'autres. Pour ces fréquences la tension ramenée à l'entrée  $\alpha V_{ar}$  est plus importante, donc l'amplification est plus diminuée.

La courbe de réponse se rapproche donc de la courbe idéale, qui serait une droite parallèle à l'axe des abscisses pour toute la bande des fréquences considérées.



Formule de la distorsion :

$$d = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + \dots}$$

$$d_{CR} = \frac{1}{1 + \alpha A}$$

Exemple  $d_2 = 3\%$      $d_3 = 6\%$      $\alpha = \frac{5}{100}$      $A = 40$

Avant contre réaction :  $d = \sqrt{3^2 + 6^2} = 6,7\%$

Après contre réaction :  $d_{CR} = \frac{6,7}{1 + \frac{5 \times 40}{100}} = 2,2\%$

222.3 - Avantages de la contre réaction -

L'amplification de l'étage est constante pour une large bande de fréquence. Les distorsions sont réduites.

La contre réaction est souvent utilisée pour stabiliser l'amplification d'un circuit et pour réduire les distorsions apportées par l'amplificateur.

222.4 - Inconvénient -

Le gain de l'étage est diminué.

223 - REACTION POSITIVE -

Un amplificateur est à réaction positive lorsque le circuit de réaction est conçu pour que l'amplification soit augmentée.

$$A' = A \times A_r \qquad A' > A$$

$$A_r = \frac{1}{1 - \alpha A} > 1 \quad \frac{1}{1 - \alpha A} > 1 \quad \alpha A > 0 \quad \alpha \text{ est positif}$$

La valeur de l'amplification est inchangée :

$$A' = \frac{A}{1 - \alpha A} = \frac{A}{1 - (+\alpha A)}$$

$$A' = \frac{A}{1 - \alpha A}$$

Supposons que  $0 < \alpha A < 1$

$$\alpha A = \frac{V_r}{V_{ar}} \times \frac{V_{ar}}{V_{gr}} = \frac{V_r}{V_{gr}}$$

$V_r$  et  $V_{gr}$  sont de même signe,

$V_r$  et  $V_e$  sont en phase.

Si  $\alpha A$  tend vers 1 :

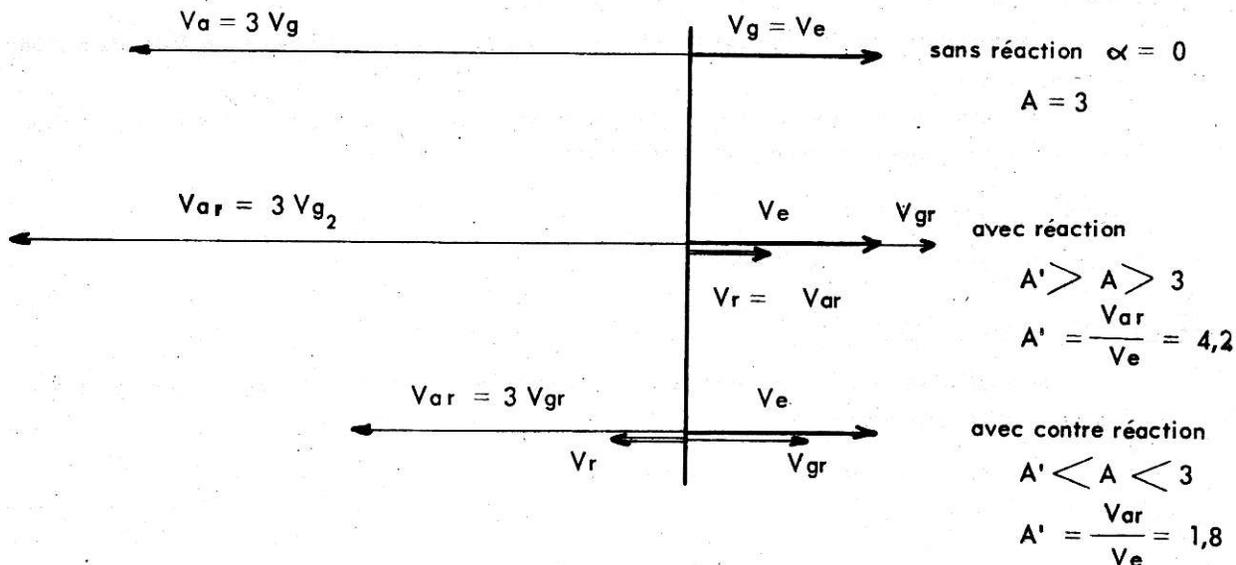
$$A' = \frac{A}{1 - \alpha A} = \frac{A}{1 - 1} = \frac{A}{0} \quad A' \text{ tend vers l'infini.}$$

$$A = \frac{V_r}{V_{gr}} = 1 \quad V_r = V_{gr}$$

or  $V_{gr} = V_e + V_r$  donc :  $V_e = V_{gr} - V_r = 0$

L'amplificateur se comporte comme un générateur de tension.

224 - CONCLUSION -



CHAPITRE - 23 -

CONTRE REACTION

230 - GENERALITES -

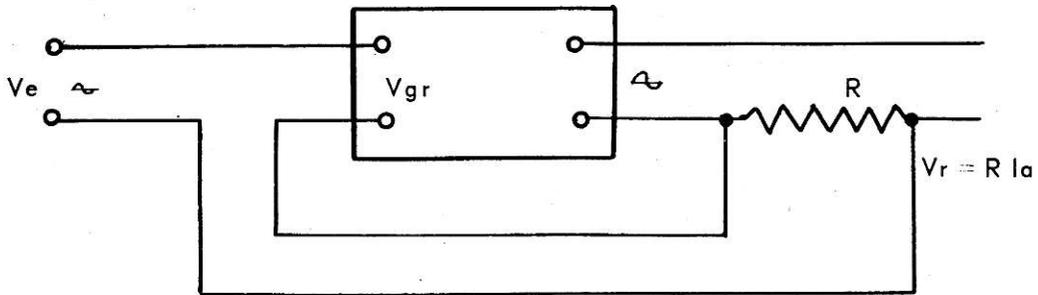
Le circuit de contre réaction peut être réalisé suivant deux principes :

- Contre réaction d'intensité : la tension de contre réaction est proportionnelle à l'intensité de sortie.

- Contre réaction de tension : la tension de contre réaction est proportionnelle à la tension de sortie.

231 - CONTRE REACTION D'INTENSITE -

On injecte à l'entrée une tension  $V_r$  qui est proportionnelle à l'intensité de sortie.

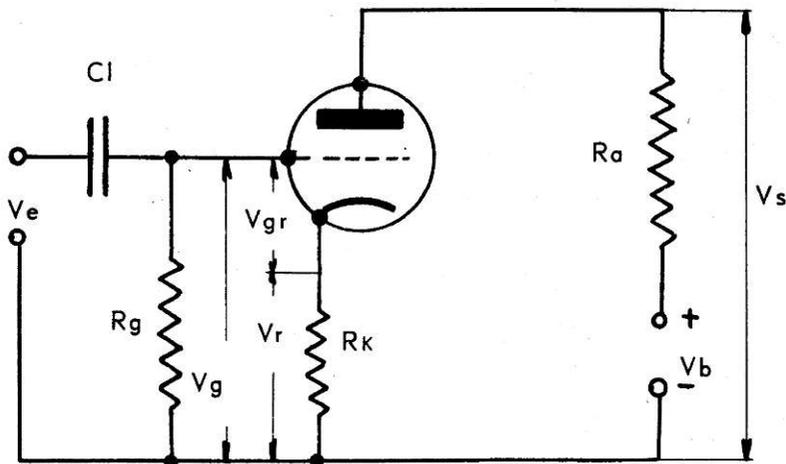


231.1 - Montage pratique -

La contre réaction d'intensité s'applique sur la cathode.

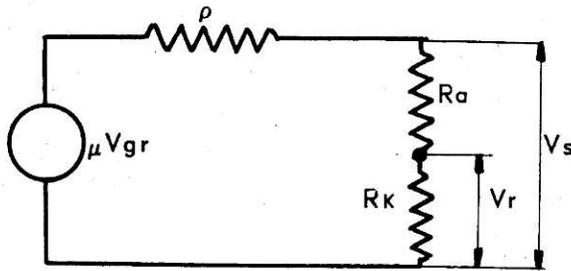
On applique une contre réaction d'intensité en supprimant CK.

La tension alternative que l'on obtient sur RK est en phase avec  $V_e$ .



La tension à amplifier étant la tension grille-cathode, si  $I_a$  augmente le potentiel cathode augmente, la tension grille cathode diminue.

231.2 - Circuit équivalent -



La charge d'anode n'est plus égale à  $R_a$ .

$R_k$  traversé par le courant  $I_a$  se comporte comme une fraction de la résistance de charge qui devient :  $R_a + R_k$

d'où :  $V_{ar} = I_a (R_a + R_k)$

$V_{gr} = V_e - V_r = V_e - R_k I_a$

Tension de sortie :  $V_{ar} = I_a (R_a + R_k)$

Tension de CR :  $V_r = R_k I_a$

Taux de CR :  $\alpha = \frac{V_r}{V_{ar}} = \frac{R_k I_a}{(R_k + R_a) I_a}$

$$\alpha = \frac{R_k}{R_k + R_a}$$

Remarque : En principe  $R_k$  est faible devant  $R_a$ .

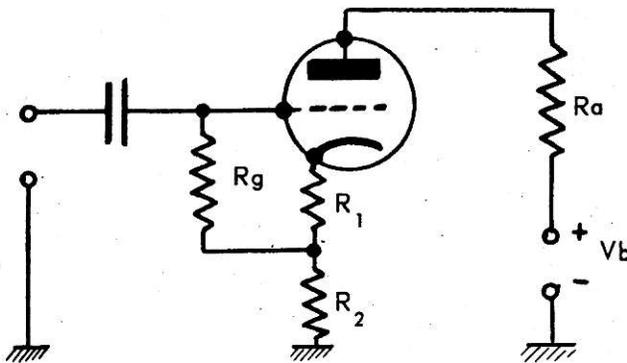
On peut alors négliger  $R_k$ , d'où la formule :

$$\alpha = \frac{R_k}{R_a}$$

En pratique dans les conditions normales d'emploi,  $\alpha$  ne peut guère dépasser 5% car la résistance  $R_k$  ne peut dépasser une valeur supérieure à celle qui assure correctement la polarisation du tube.

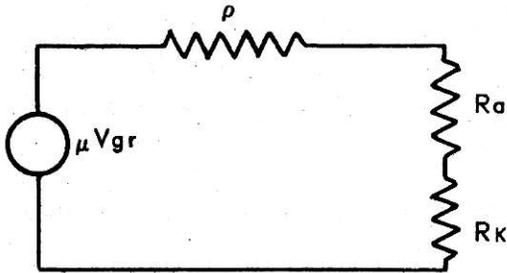
Pour augmenter  $\alpha$ , il faudrait augmenter  $R_k$ , mais on aurait une variation de  $V_{g_0}$ .

Pour obtenir un taux plus élevé, on fractionne la résistance de cathode en deux parties, dont une seule assure la polarisation.



231.3 - Amplification -

1° Amplification propre :



$$I_a = \frac{\mu V_{gr}}{R_a + R_k + \rho}$$

$$V_{ar} = I_a R_a = \frac{\mu V_{gr} R_a}{\rho + R_a + R_k}$$

$$A = \frac{V_{ar}}{V_{gr}} = \frac{\mu V_{gr} R_a}{V_{gr} (\rho + R_k + R_a) V_{gr}}$$

$$A = \frac{\mu R_a}{R_a + R_k + \rho}$$

2° Amplification effective :

$$A' = \frac{V_{ar}}{V_e}$$

$$V_{ar} = A V_{gr}$$

$$V_e = V_{gr} + V_r$$

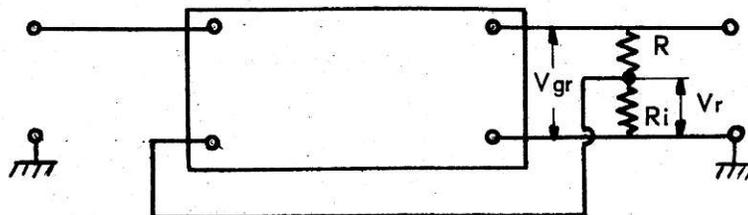
$$A' = A \frac{V_{gr}}{V_{gr} + V_r} = A \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_r}{V_{gr}}} = A \frac{1}{1 + \frac{V_r \times A}{V_{ar}}} = A \frac{1}{1 + \alpha A}$$

$$A' = \frac{\frac{\mu R_a}{R_a + R_k + \rho}}{1 + \frac{\alpha \mu R_a}{R_a + R_k + \rho}}$$

$$A' = \frac{\mu R_a}{R_k + \rho + R_a(1 + \alpha \mu)}$$

232 - CONTRE REACTION EN TENSION -

Le circuit de contre réaction est constitué par un pont de résistances intercalé entre la sortie et l'entrée du tube.



$$\alpha = \frac{V_r}{V_{ar}}$$

$$V_r = R_1 I$$

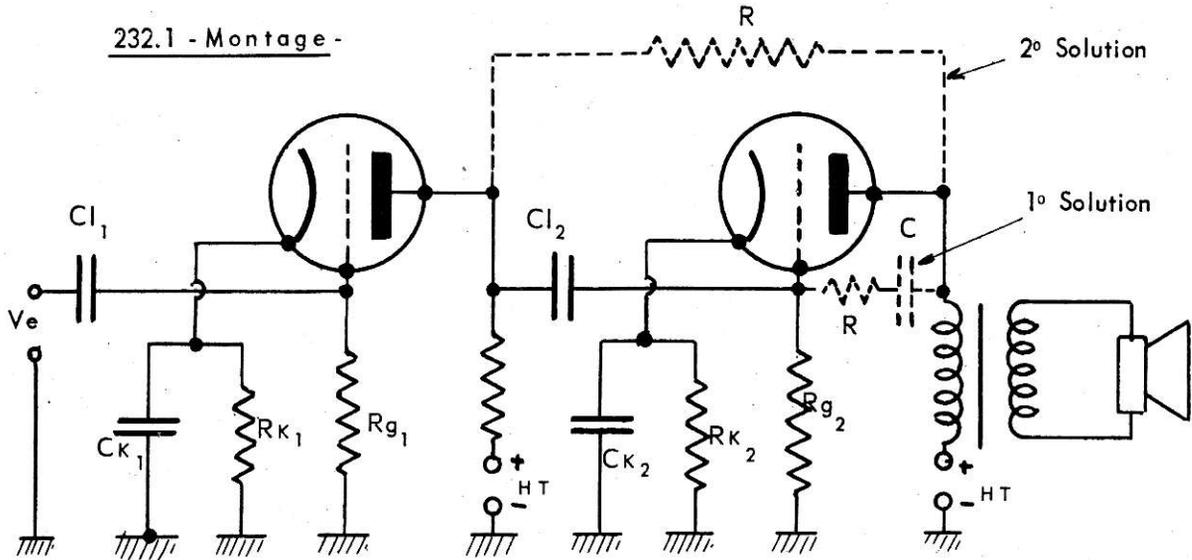
$$I = \frac{V_{ar}}{R + R_1}$$

$$V_r = \frac{R}{R_1 + R} \times V_{ar}$$

$$\alpha = \frac{R}{R_1 + R}$$

$\alpha$  ne dépend que du circuit de contre réaction. Il peut être constant dans de grandes proportions.

232.1 - Montage -



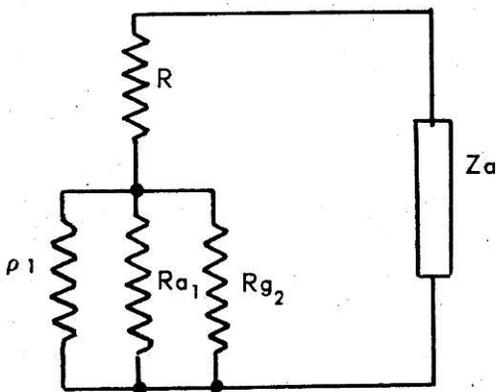
1° Solution : la résistance R injecte sur la grille une partie de la tension de sortie.

Le condensateur C de très faible impédance n'intervient pas en alternatif, il bloque la composante continue d'anode, et évite à la grille d'être positive par rapport à la masse.

2° Solution :

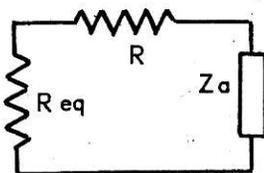
La résistance est reliée directement à l'anode du premier tube, le condensateur C n'a plus d'utilité, son rôle est joué par le condensateur de liaison Cl.

232.2 - Circuit équivalent -



La deuxième résistance du pont potentiométrique est formée de Ra, Rg<sub>2</sub> et rho<sub>1</sub> mis en parallèle par les condensateurs.

La valeur de la résistance équivalente de l'ensemble (R + Req) doit être de faible valeur, pour ne pas modifier Za.

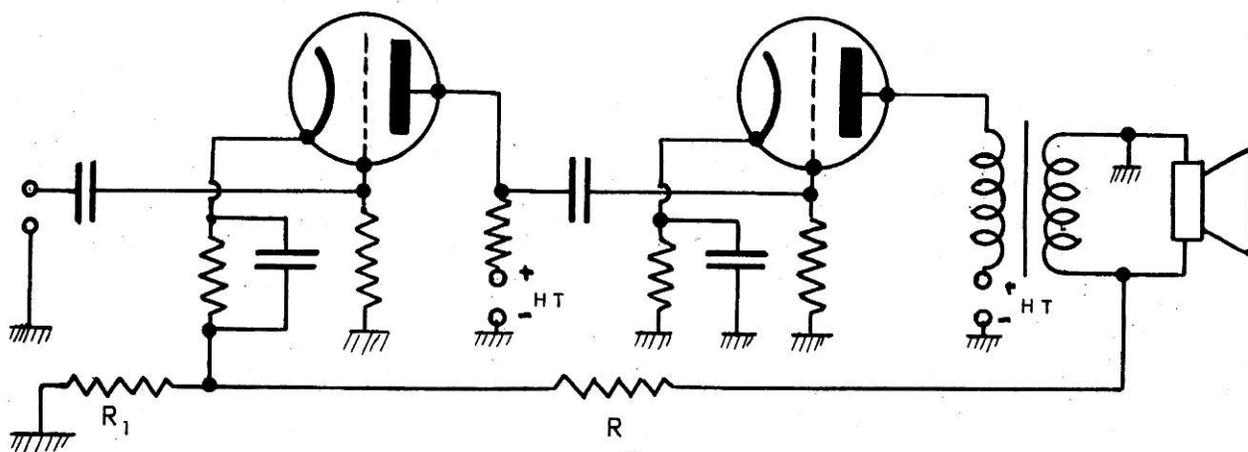


$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{R_{g_2}}$$

$$\alpha = \frac{R_{eq}}{R_1 + R_{eq}}$$

232.3 - Montage pratique -

Si on veut améliorer la courbe de réponse de l'étage, il faut inclure le secondaire du transformateur dans la contre réaction, et englober le 1<sup>o</sup> étage de l'amplificateur.



Le taux de réaction est alors :  $\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R}$

La tension de réaction est alors appliquée à la cathode du 1<sup>o</sup> tube, car elle est de même phase que  $V_e$ .

Si on l'appliquait à la grille du 1<sup>o</sup> tube, on aurait une réaction positive.

Le sens de branchement du secondaire n'est pas indifférent, une inversion de connexion crée une inversion de phase.

En outre  $R_1$  est parcouru par le courant  $i_a$  du 1<sup>o</sup> tube, il y a donc une contre réaction d'intensité.

232.4 - Valeurs de  $\rho$  et de  $\mu$  avec contre réaction -

Si on considère un tube seul :

$$A = \frac{\mu R_a}{R_a + \rho}$$

Avec contre réaction, l'amplification effective devient :

$$A' = A \times \frac{1}{1 + \alpha A}$$

$$A' = \frac{\frac{\mu R_a}{\rho + R_a}}{1 + \frac{\alpha \mu R_a}{R_a + \rho}} = \frac{\frac{\mu R_a}{R_a + \rho}}{\frac{R_a + \rho + \alpha \mu R_a}{R_a + \rho}} = \frac{\mu R_a}{R_a + \rho + \alpha \mu R_a} = \frac{\mu R_a}{\rho + R_a (1 + \alpha \mu)}$$

En divisant par  $1 + \alpha \mu$

$$A' = \frac{\frac{\mu}{1 + \alpha \mu} R_a}{\frac{\rho}{1 + \alpha \mu} + R_a}$$

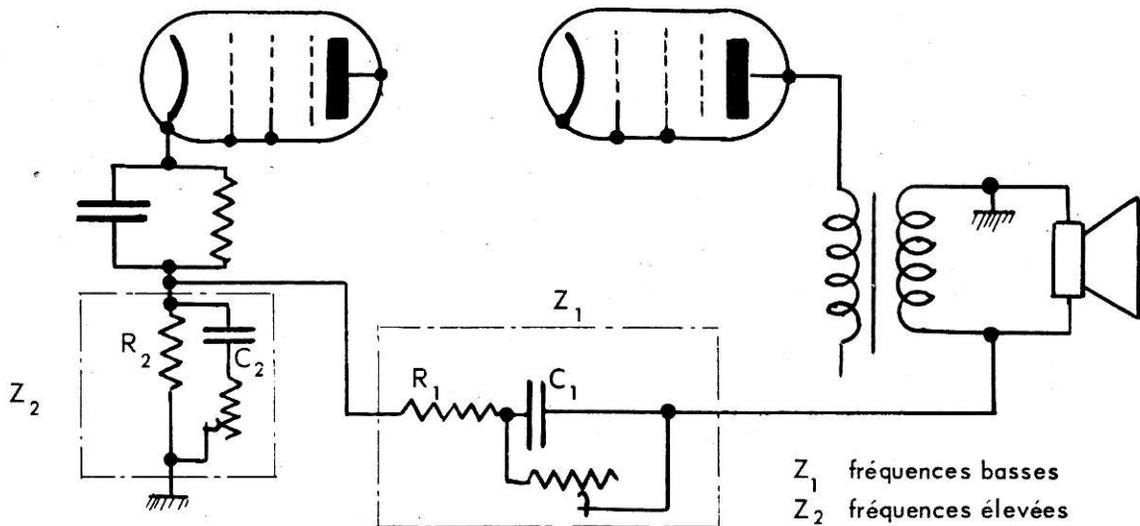
En posant :  $\mu'_{CR} = \frac{\mu}{1 + \alpha \mu}$  et  $\rho'_{CR} = \frac{\rho}{1 + \alpha \mu}$

on a :  $A' = \frac{\mu' Ra}{\rho' + Ra}$

La contre réaction semble diminuer la résistance interne et le coefficient d'amplification.

233 - CONTRE REACTION SELECTIVE -

On favorise une fréquence en l'éliminant de la contre réaction. Si le circuit de contre réaction empêche le passage des fréquences élevées, celles ci ne subiront pas d'atténuation.

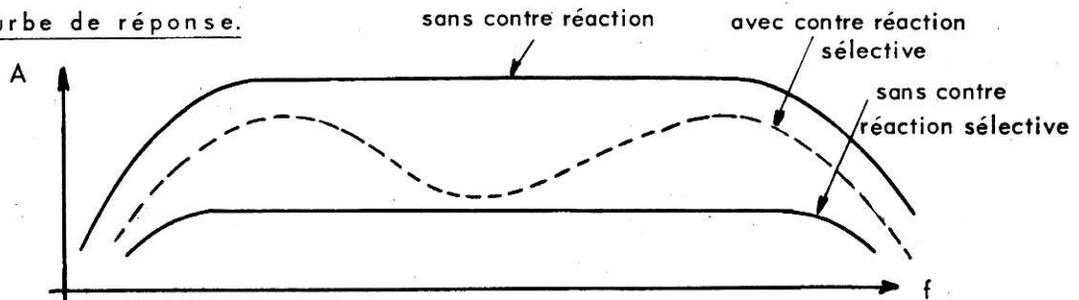


Aux fréquences basses  $C_1$  présente une forte impédance, donc :

$Z_1$  est élevée,  $\alpha$  est faible, les fréquences basses ne sont pas atténuées.

Aux fréquences élevées  $C_2$  présente une faible impédance, donc court-circuité pratiquement  $R_2$  ;  $\alpha$  est faible. Les fréquences élevées ne sont pas atténuées.

Courbe de réponse.



234 - CONCLUSION -

L'utilisation de la contre réaction permet de réduire dans des proportions considérables, les diverses distorsions dans les amplificateurs.

En particulier, la courbe de réponse peut être rendue rectiligne ( augmentation de la bande passante ) au détriment du gain

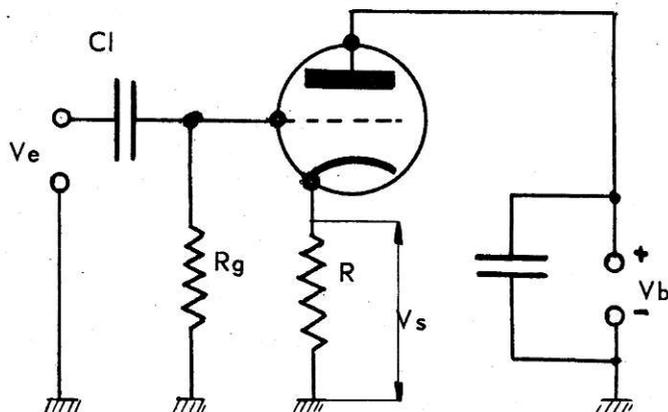
CHAPITRE - 24 -

AMPLIFICATEUR A ANODE A LA MASSE

CATHODE FOLLOWER

240 - CONSTITUTION - FONCTIONNEMENT -

L'amplificateur à anode à la masse, a son impédance de charge ( généralement une résistance pure ) placée dans le circuit cathodique.



Au repos la grille est au potentiel masse.

$i_{a_0}$  fait apparaître une d.d.p aux bornes de R, rendant la cathode positive :

$$V_K = R i_{a_0} \quad V_{g_0} = - R i_{a_0}$$

On choisit R de telle sorte que le tube fonctionne en classe A.

Durant l'alternance positive du signal d'entrée, la tension grille croît. Le courant  $i_a$  augmentant, produit une chute de tension plus élevée dans R, rendant ainsi la cathode plus positive et inversement pendant l'alternance négative.

La tension de sortie est alors en phase avec la tension d'entrée.

La tension  $V_g$  existant réellement entre la grille et la cathode, diminue par rapport au signal d'entrée.

$$V_g = V_e - V_s$$

$$V_g = V_e - R i_a$$

Le signal de sortie s'oppose à l'action de la grille.

Tout se passe comme si on appliquait à l'entrée une tension de contre réaction.

$$V_s = V_r \quad \alpha = \frac{V_r}{V_s} = \frac{V_s}{V_s} = 1$$

L'amplificateur à anode à la masse est un amplificateur à contre réaction totale ( $V_r = V_s$ ).

241 - AMPLIFICATION EN TENSION -

1° Méthode :

On peut calculer l'amplification en partant de la contre réaction

$$A' = A \frac{1}{1 + \alpha A}$$

avec  $A = \frac{\mu R}{R + \rho}$  comme si R était placé dans l'anode.

$$\alpha = 1$$

d'où  $A' = \frac{A}{1 + A}$

2° Méthode :

Considérons l'équation caractéristique de la triode :

$$\rho I_a = \mu V_g + V_a$$

Les tensions  $V_g$  et  $V_a$  sont alors respectivement :

$$V_g = V_e - R I_a$$

$$V_a = - R I_a$$

$$\rho I_a = \mu V_e - \mu R I_a - R I_a = \mu V_e - I_a (\mu R + R)$$

$$\mu V_e = \rho I_a + I_a (\mu R + R) = I_a (\mu R + R + \rho) = I_a [\rho + R(\mu + 1)]$$

$$I_a = \frac{\mu V_e}{R(\mu + 1) + \rho}$$

Tension de sortie :

$$V_s = R I_a = \frac{R \mu V_e}{\rho + R(\mu + 1)}$$

Amplification :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\mu R}{\rho + R(\mu + 1)}$$

L'amplification en tension est toujours inférieure à l'unité.

Remarque :

$$A = \frac{\mu R}{\rho + R(\mu + 1)} \quad \text{si } \mu \text{ est élevé par rapport à } 1.$$

$$A = \frac{\mu R}{\rho + \mu R} = \frac{\frac{\mu}{\rho} R}{1 + \frac{\mu}{\rho} R} = \frac{SR}{SR + 1}$$

242 - CIRCUITS EQUIVALENTS -

242.1 - Circuit équivalent en tension -

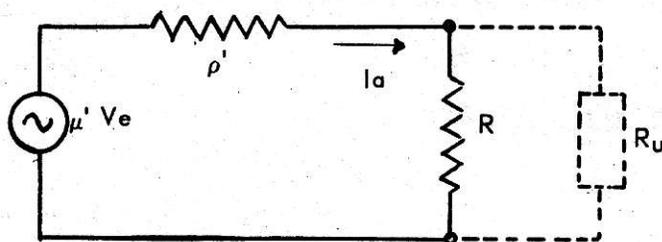
$$I_a = \frac{\mu V_e}{\rho + R(\mu + 1)} = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} V_e}{\frac{\rho}{\mu + 1} + R}$$

En posant :

$$\frac{\mu}{1 + \mu} = \mu' \quad \text{et} \quad \frac{\rho}{\mu + 1} = \rho'$$

Le courant devient :

$$I_a = \frac{\mu' V_e}{\rho' + R}$$



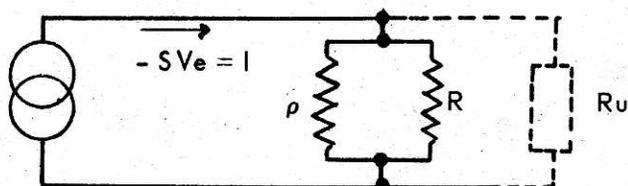
242.2 - Circuit équivalent en courant -

$$I_a = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} V_e}{\frac{\rho}{\mu + 1} + R} = \frac{\frac{\rho S}{\mu + 1} V_e}{\frac{\rho}{\mu + 1} + R} = S V_e \frac{\frac{\rho}{\mu + 1}}{\frac{\rho}{\mu + 1} + R} = \frac{\rho'}{\rho' + R} S V_e$$

Or  $V_s = - R I_a$

$$V_s = - S V_e \times \underbrace{\frac{\rho' R}{\rho' + R}}_{Z_s} = I \times Z_s$$

d'où le circuit équivalent :



$$A' = \frac{V_s}{V_e} = \frac{S V_e Z_s}{V_e}$$

$$A' = S Z_s$$

242 - IMPEDANCE DE SORTIE -

Vis à vis de R utilisation, l'impédance de sortie est :

$$Z_s = \frac{\rho' R}{\rho' + R}$$

$$Z_s = \frac{\rho R}{\rho + R(\mu + 1)} = \frac{S \rho R}{S [\rho + R(\mu + 1)]} = \frac{1}{S} \frac{\mu R}{\rho + R(\mu + 1)} = \frac{1}{S} A'$$

$$Z_s = \frac{A'}{S}$$

Au maximum  $A' = 1$  d'où  $Z_s = \frac{1}{S}$

L'impédance de sortie est faible.

Si on désire un transfert maximum de puissance, il faut :

$$Z_s = R_u$$

244 - IMPEDANCE D'ENTREE -

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \quad I_e = I_g \quad (I \text{ entrée})$$

$$I_g = \frac{V_{gr}}{R_g} \quad V_{gr} = V_e - V_s$$

$$Z_e = \frac{V_e}{I_g} = \frac{V_e}{\frac{V_{gr}}{R_g}} = \frac{V_e}{\frac{V_e - V_s}{R_g}} = \frac{V_e R_g}{V_e - V_s}$$

$$Z_e = \frac{R_g}{1 - \frac{V_s}{V_e}} = \frac{R_g}{1 - A'}$$

$A' < 1$  ;  $Z_e$  est très important.

Exemple :

$$R_g = 1 \text{ M}\Omega \quad ; \quad A' = 0,9$$

$$Z_e = \frac{1}{1 - 0,9} = 10 \text{ M}\Omega$$

245 - AMPLIFICATION EN PUISSANCE -

$$A'_p = \frac{P_s}{P_e} \quad P_s = \frac{V_s^2}{R_u} \quad P_e = \frac{V_e^2}{R_g}$$

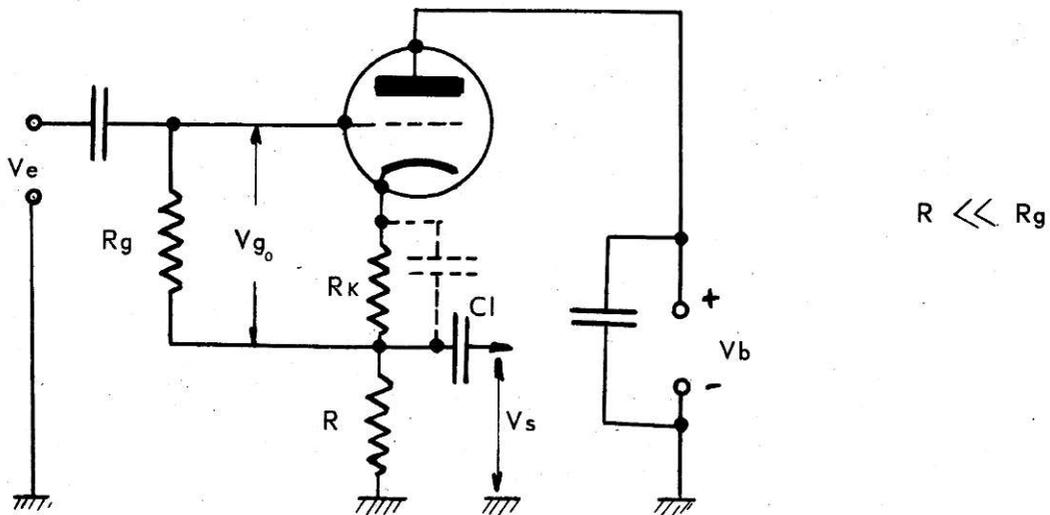
$$A'_{p} = \frac{\frac{V_s^2}{R_u}}{\frac{V_e^2}{R_g}} = \frac{V_s^2}{R_u} \times \frac{R_g}{V_e^2} = \left( \frac{V_s}{V_e} \right)^2 = \frac{R_g}{R_u}$$

$$A'_{p} = (A'_{t})^2 \times \frac{R_g}{R_u}$$

L'amplification en puissance est très importante.

246 - POLARISATION DE L'AMPLIFICATEUR A ANODE A LA MASSE -

On est souvent amené à fractionner R pour adapter à la résistance d'utilisation.



247 - CONCLUSION -

L'amplificateur à anode à la masse, présente toutes les caractéristiques d'un adaptateur d'impédance.

- Impédance de sortie faible.
- Impédance d'entrée élevée ( ne modifie pas l'impédance sur laquelle il est branché ).
- Large bande passante  $f_2 - f_1$  à - 3 dB

$$f_2 = \frac{0,159}{R' C'} \longrightarrow R' \text{ équivalente à la résistance } R, \text{ et la résistance } R_u \text{ en parallèle est faible, d'où } f_2 \text{ augmente.}$$

$$f_1 = \frac{0,159}{R_g C_1} \longrightarrow R_g \text{ élevée donc } f_1 \text{ diminuée.}$$