

PREMIERE PARTIE

LES CIRCUITS D'ALIMENTATION

CHAPITRE I

CIRCUITS DE CHAUFFAGE DES TUBES ELECTRONIQUES

Rappel des prescriptions d'emploi des filaments des tubes électroniques .

Les tensions et intensités de chauffage données par le constructeur doivent être suivies avec une tolérance très faible, généralement inférieure à 10 % , les caractéristiques des tubes électroniques étant étroitement liées à la température de fonctionnement de la cathode. Rappelons que, pour un filament de tungstène pur chauffé à 2 100° C, une modification de température de 10° C, soit moins de 0,5 %, entraîne une variation de courant électronique de 10 %; pour une cathode à oxydes dont la température de fonctionnement est d'environ 900° C, une élévation de température de 20° C multiplie environ l'émission thermoionique par 50. De plus, un filament surchauffé se rompt facilement, tout particulièrement pour les tubes batteries à chauffage direct, 1,4 V - 50 ou 25 m A. Il ne faut pas pour autant sous-chauffer les filaments des tubes électroniques car les cathodes à chauffage indirect s'épuisent autant par sous-chauffage que par sur-chauffage. De plus des distorsions B.F., des décrochages de l'oscillation de la partie oscillatrice des changeuses de fréquence sont également dus au sous-chauffage.

Les filaments des tubes cathodiques ne diffèrent pas de ceux des tubes électroniques mais, étant donné leur prix très élevé , des précautions plus grandes encore sont nécessaires : la tension filament devra être égale à la tension nominale à ± 7 % près et l'intensité de chauffage ne devra pas s'écarter de $\pm 3,5$ % de la valeur publiée par le constructeur.

Montages série et parallèle des filaments.

Les différents filaments d'un ensemble électronique peuvent être alimentés en parallèle sous la même tension de chauffage ou en série sous la même intensité. Quel que soit le montage utilisé, on s'arrangera pour que la tension entre filament et cathode d'un tube ne dépasse pas la tension admissible indiquée par le constructeur.

Le montage des filaments en parallèle est utilisé sur les appareils du type " alternatif " ainsi que sur ceux alimentés par batterie d'accumulateurs ou par pile basse-tension.

Le montage des filaments en série est employé sur les appareils du type "tous-courants" ainsi que sur ceux utilisables indifféremment sur secteur ou sur batteries.

Dans les téléviseurs, étant donné le nombre élevé de tubes électroniques nécessaires, on est conduit à utiliser sur un même appareil deux chaînes (connectées en parallèle) de filaments montés en série.

I - APPAREILS DU TYPE ALTERNATIF -

Ces appareils sont caractérisés par :

- 1°) l'emploi d'un transformateur d'alimentation ;
- 2°) le redressement 2 alternances ;
- 3°) la même tension de chauffage pour les tubes autres que la valve.

A) ALIMENTATION DES FILAMENTS DES TUBES AUTRES QUE LA VALVE.

1°) Appareils usuels :

Les filaments sont alimentés en parallèle par un secondaire du transformateur d'alimentation dont la tension correspond à celle exigée par les tubes.

Le même circuit alimente en parallèle les ampoules de cadran. Pour préserver l'isolement filament-cathode des tubes, une extrémité du circuit de chauffage est mise à la masse (fig.1).

Câblage avec 2 fils (fig.2).

Les fils sont torsadés pour éviter le rayonnement à 50 hz du secteur sur les différents circuits de l'appareil.

Câblage avec 1 fil et retour par la masse (fig.3).

Ce procédé est très utilisé parce qu'il est plus économique.

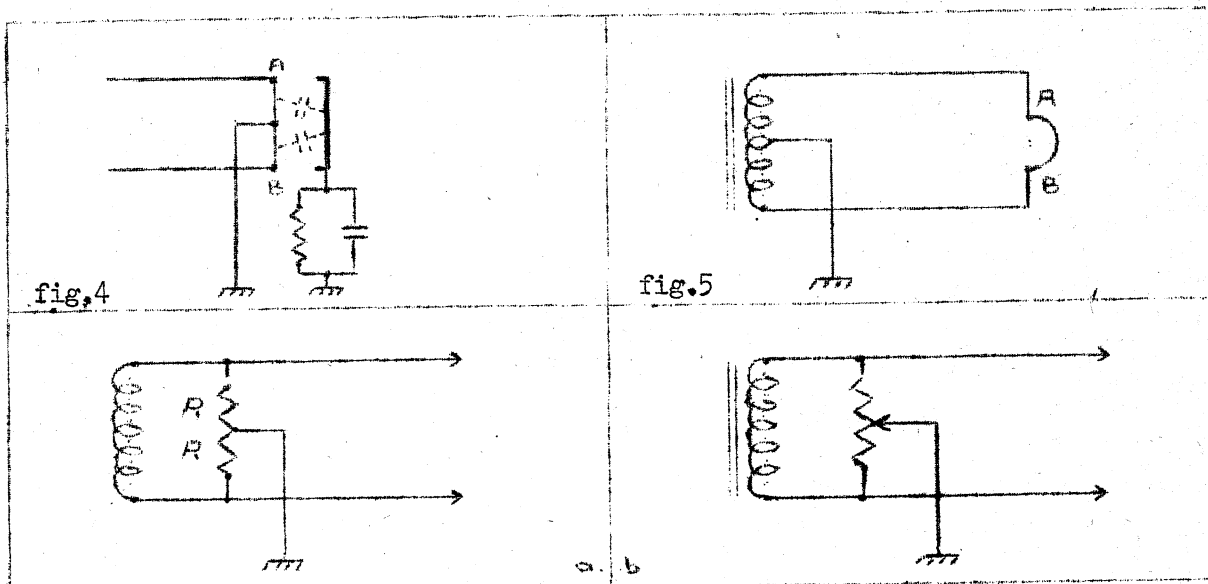
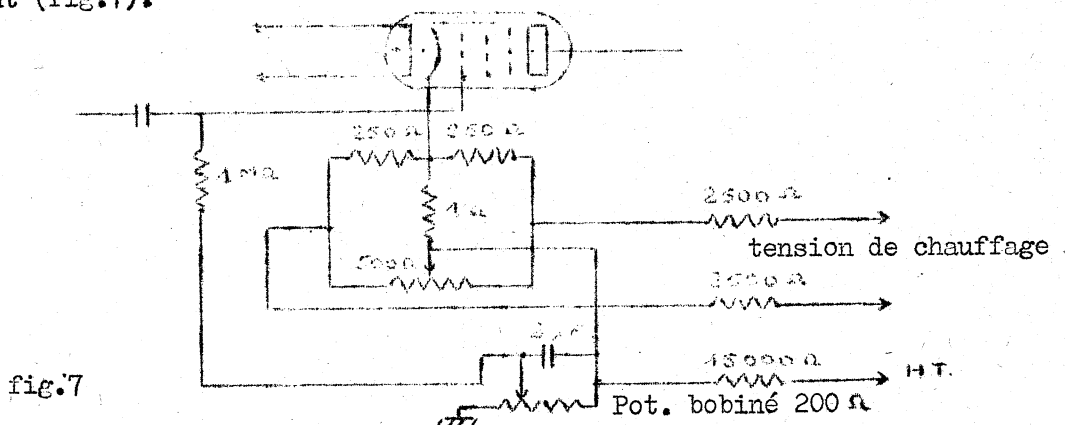


fig.6

Sur certains appareils professionnels, on obtient un potentiel alternatif nul sur la cathode à l'aide d'un montage en pont de Wheastone dit "antironfleur" ; on peut, en déséquilibrant convenablement le pont, ramener sur la cathode une tension alternative en opposition de phase avec la tension induite par le filament (fig.7).



3°) Appareils à gain élevé et à très faible niveau d'entrée.

Les amplificateurs de certains ensembles électroniques pour électrocardiogramme, électroencéphalogramme, capteur de vibrations, enregistrement magnétique (magnétophone) sont chargés d'amplifier des signaux de fréquence très basse - quelques périodes par seconde, voire par minute - à un niveau extrêmement faible et

nécessitent un chauffage en courant continu, tout au moins pour la lampe d'entrée (fig.8) ; dans le cas du chauffage par retour H.T., le courant considéré doit être égal au courant de chauffage nominal du tube.

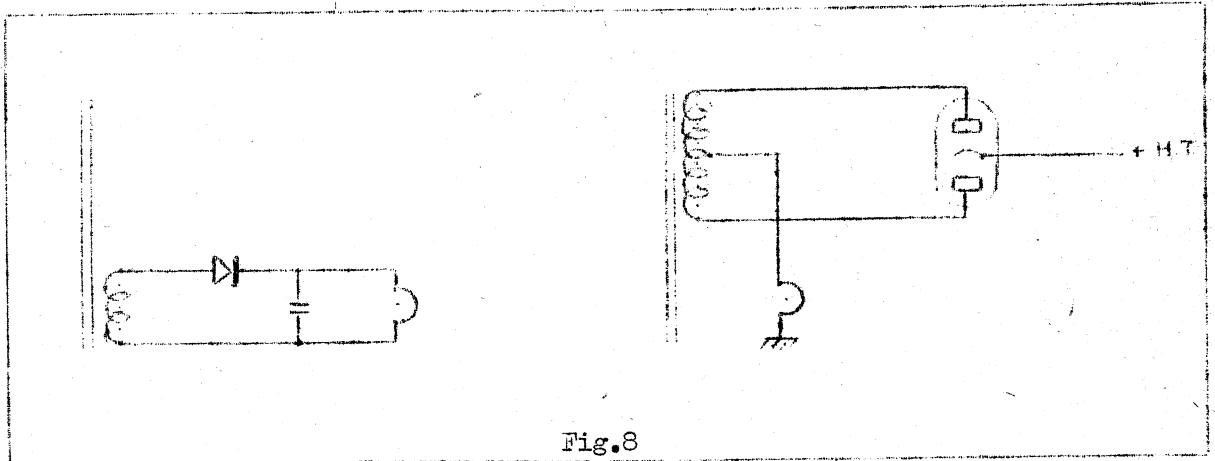


Fig.8

4°) Alimentation en alternatif des filaments de tubes à chauffage direct .

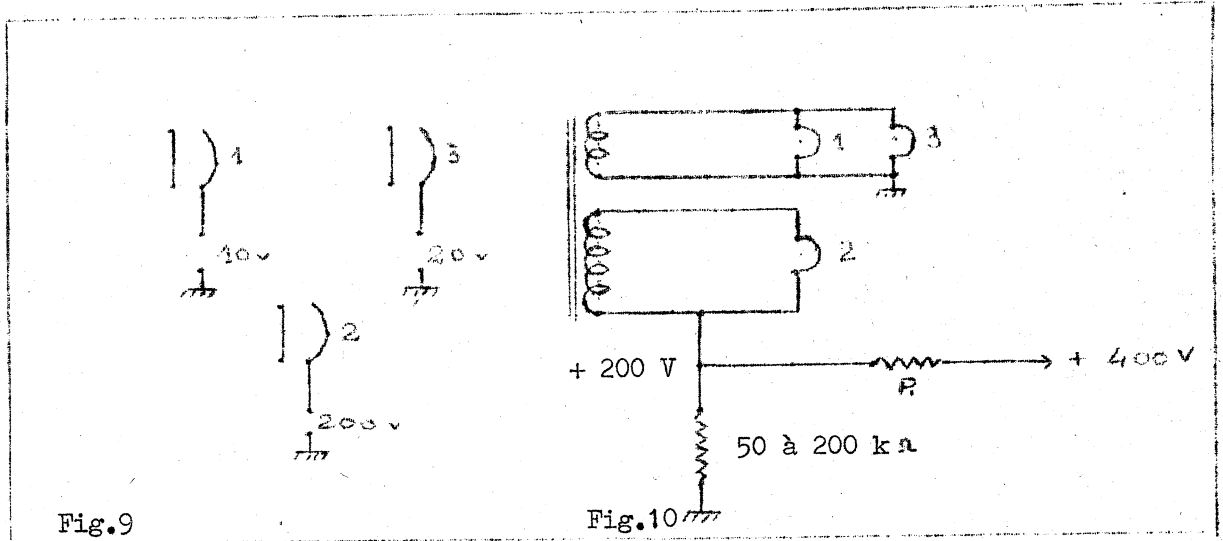
Sur certains ensembles anciens, le tube de puissance B.F. est à chauffage direct, genre AL 1 par exemple ; son alimentation en alternatif est possible grâce à l'emploi obligatoire d'un circuit d'équilibrage, de préférence par potentiomètre. Les tubes à chauffage direct de moyenne et grande puissance pour l'émission sont alimentés en courant alternatif triphasé ; de ce fait, la tension alternative induite par les trois parties du filament sur la cathode est nulle.

5°) Alimentation des filaments de tubes dont les cathodes sont à un potentiel élevé par rapport à la masse .

Si dans un même ensemble électronique, les cathodes sont à des potentiels différents et certains d'entre eux élevés, plusieurs circuits de chauffage sont nécessaires (fig.9) :

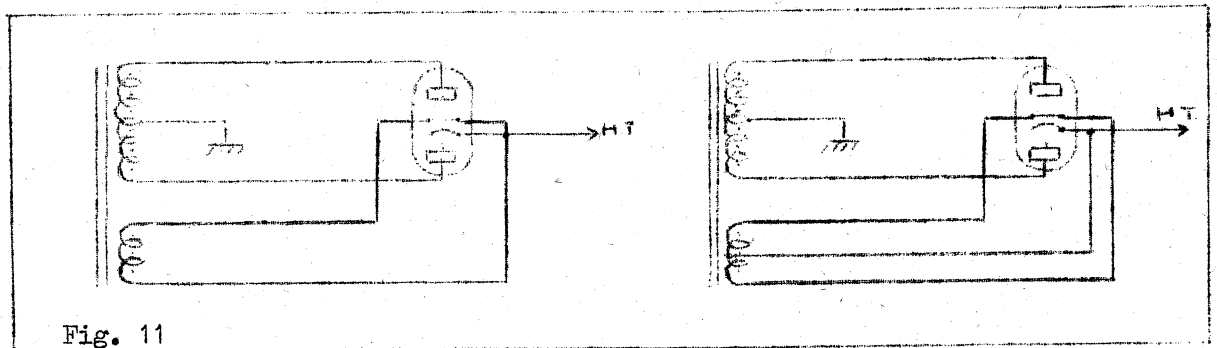
- un circuit pour les tubes 1 et 2 dont les cathodes sont à un potentiel faible par rapport à la masse ;

- un circuit pour le tube 2 dont la cathode est à un potentiel élevé par rapport à la masse (fig. 10).



B) ALIMENTATION DU FILAMENT DE LA VALVE .

La cathode étant à un potentiel élevé, on est ramené au cas déjà étudié, c'est-à-dire que l'on utilise un enroulement de chauffage séparé dont une extrémité ou le milieu de l'enroulement est réuni à la H.T. (fig.11).



Dans un but de simplification du câblage des circuits de chauffage, certaines valves à haut isolement filament-cathode peuvent être montées directement en

parallèle avec les autres tubes de l'appareil, leur tension de chauffage étant identique ; telles sont les valves suivantes :

- Série transcontinentale : E Z 1 - E Z 2 - E Z 3 - E Z 4 - E Z 11 - E Z 12 ;
- Série miniature secteur : 6 K 4 .
- Série noval : E Z 80.

II - APPAREILS DU TYPE TOUS-COURANTS -

Ces appareils fonctionnant sur secteur continu ou alternatif sont caractérisés par :

- 1°) l'absence du transformateur d'alimentation ;
- 2°) le redressement 1 alternance ;
- 3°) la même intensité de chauffage pour tous les tubes .

Schéma de branchement.

Dans ce type de montage, on voit, figure 12, qu'un pôle du secteur est relié à la masse de l'appareil ; de ce fait, le châssis métallique - ainsi que les axes des différents organes de réglage (potentiomètres, condensateur variable)- présente, suivant le branchement de la fiche secteur, une d.d.p. avec le sol ce qui est dangereux pour l'utilisateur ; des précautions spéciales seront prises pour qu'aucun organe métallique ne soit accessible lorsque l'appareil est sous tension ; pour leur dépannage, il est recommandé de travailler sur un sol isolant.

Ordre de branchement des filaments .

Pour des raisons d'isolement filament - cathode et pour diminuer la d.d.p. alternative entre cathode et filament de certains tubes , on adopte l'ordre suivant :

-secteur - résistance chutrice - valve - finale B.F. - amplificatrice F.I. - changeuse - préamplificatrice B.F. - détectrice - masse - secteur.

La figure 12 donne l'exemple d'un récepteur radio classique équipé des lampes octales : 25 Z 6 valve, 25 L 6 finale B.F., 6 M 7 amplificatrice F.I., 6 E 8 changeuse, 6 Q 7 préamplificatrice B.F.- détectrice. L'intensité nominale de ces tubes est de 0,3 A, la tension de chauffage de 25 V pour les tubes 25 Z 6

et 25 L 6 et de 6,3 V pour les autres.

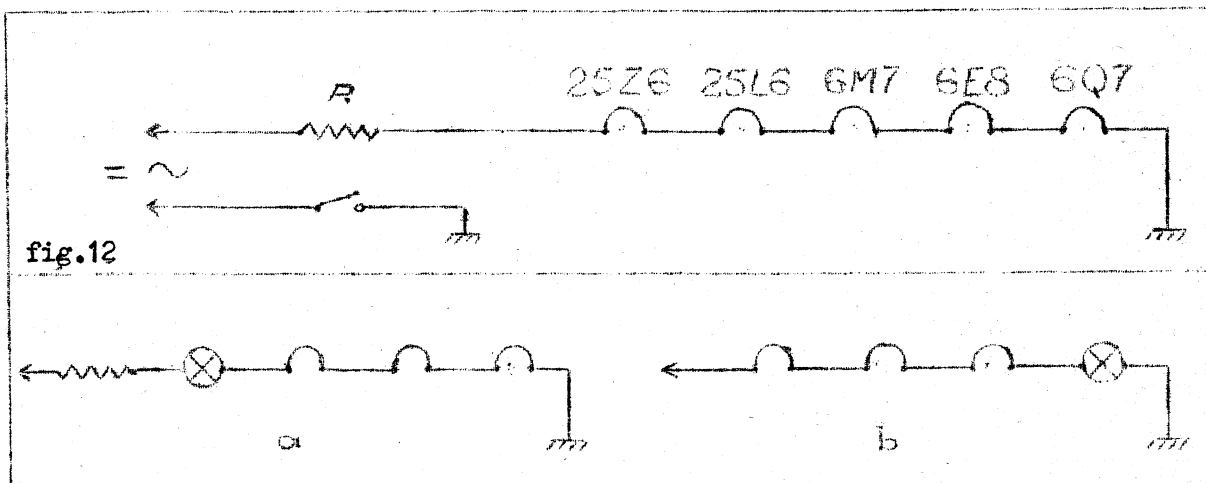


fig. 13 a. b.

Calcul de la résistance chutrice R pour un secteur de 120 V .

Dans le cas de l'exemple donné par la figure 12 , on a :

tension aux bornes de la chaîne filament : $2 \times 25 + 3 \times 6,3 = 68,9 \text{ V}$;

chute de tension aux bornes de R : $120 - 68,9 \text{ V} = 51,1 \text{ V}$;

valeur de la résistance R : $R = \frac{U}{I} = \frac{51,1}{0,3} = 170,3 \Omega$.

Pratiquement, on arrondit cette valeur à 5 % près par excès de préférence ;
la puissance à dissiper est :

$$P = U.I. = 51,1 \times 0,3 = 15,33 \text{ W}.$$

En pratique , on utilisera une résistance bobinée de 20 W.

Principaux tubes utilisés pour constituer un récepteur radio "tous-courants"

Série	! Intensité ! ! de chauff- ! fere	! Changeuse !	F.I.	! Détectri- ! ce B.F.	! B.F.	! Valve !
Transcont- nationale	0,2 A	ECH 3	EF 9	EBF 2	CBL 6	CY 2
Octale	0,3 A	6 E 8	6M 7	6 H 8	25 L 6	25 Z 6
Rimlock	0,1 A	UCH 41	UF 41	UAF 41	UL 41	U Y 41
Miniature	0,15A	12 BE 6	12 BA 6	12 AT 6	50 B 5	35 W 4
Noval	0,1 A	UCH 81	UF 80	U B C 81	UL 84	UY 85

Branchement des ampoules de cadran .

1°) Montage en série dans la chaîne filaments .

Une ou plusieurs ampoules prévues pour une tension comprise entre 2 et 12 V et de même intensité nominale que celle de la série de tubes utilisés sont insérées en série avec les autres tubes soit du côté de la résistance chutrice (fig. 13 a), soit du côté masse (fig. 13 b).

- Le montage (a) présente l'inconvénient d'une d.d.p. élevée entre les supports des lampes cadran et la masse.

- Le montage (b) augmente la d.d.p. alternative entre filament et cathode du tube préamplificateur B.F., d'où un risque accru de ronflement.

Inconvénients communs aux deux montages : à la mise sous tension de l'appareil, les filaments des tubes ne sont pas encore chauds ; leur résistance est faible, le courant dans la chaîne filaments dépasse sa valeur normale et les ampoules de cadran "grillent" très facilement, mettant ainsi l'appareil en panne par suite de la coupure produite dans le circuit de chauffage.

Remèdes : On shunte les ampoules de cadran par une résistance qui absorbe la surintensité mais, lorsque l'intensité devient normale, les ampoules sont sous-alimentées et éclairent moins. On calcule généralement la résistance R (fig.14) pour que l'ampoule soit parcourue par les 2/3 de son intensité nominale.

Exemple : Dans l'exemple de la figure 14, la tension U aux bornes de l'ensemble résistance - ampoule a pour valeur :

$$U = 6,3 \times \frac{2}{3} = 4,2 \text{ V.}$$

La valeur de la résistance R se calcule facilement :

$$R = \frac{4,2^2}{0,1} = 42 \Omega.$$

La puissance à dissiper est de : $4,2 \times 0,1 \approx \frac{1}{2} \text{ W.}$

2°) Montage en parallèle sur une partie de la résistance chutrice .

En utilisant une résistance chutrice à colliers (fig.15), on peut régler la tension aux bornes de l'ampoule à environ 2/3 de sa valeur nominale, ce qui évite la surtension à la mise en service.

3°) Montage en série dans la chaîne filaments avec remplacement de la résistance chutrice bobinée par une résistance C.T.N.

Pour éviter la surintensité à la mise en service, on remplace la résistance chutrice par une résistance C.T.N. dont la valeur à chaud est égale à celle de la résistance bobinée.

4°) Montage avec une valve spéciale .

Certaines valves, telle la 55 W 4, comportent une prise intermédiaire sur le filament destinée au branchement d'une ampoule de cadran 6,3 V/ 0,1 à 0,15 A (fig.16).

Pour un courant redressé supérieur à 60 mA, une résistance écoulant le surcroît d'intensité sera prévue aux bornes de l'ampoule de cadran.

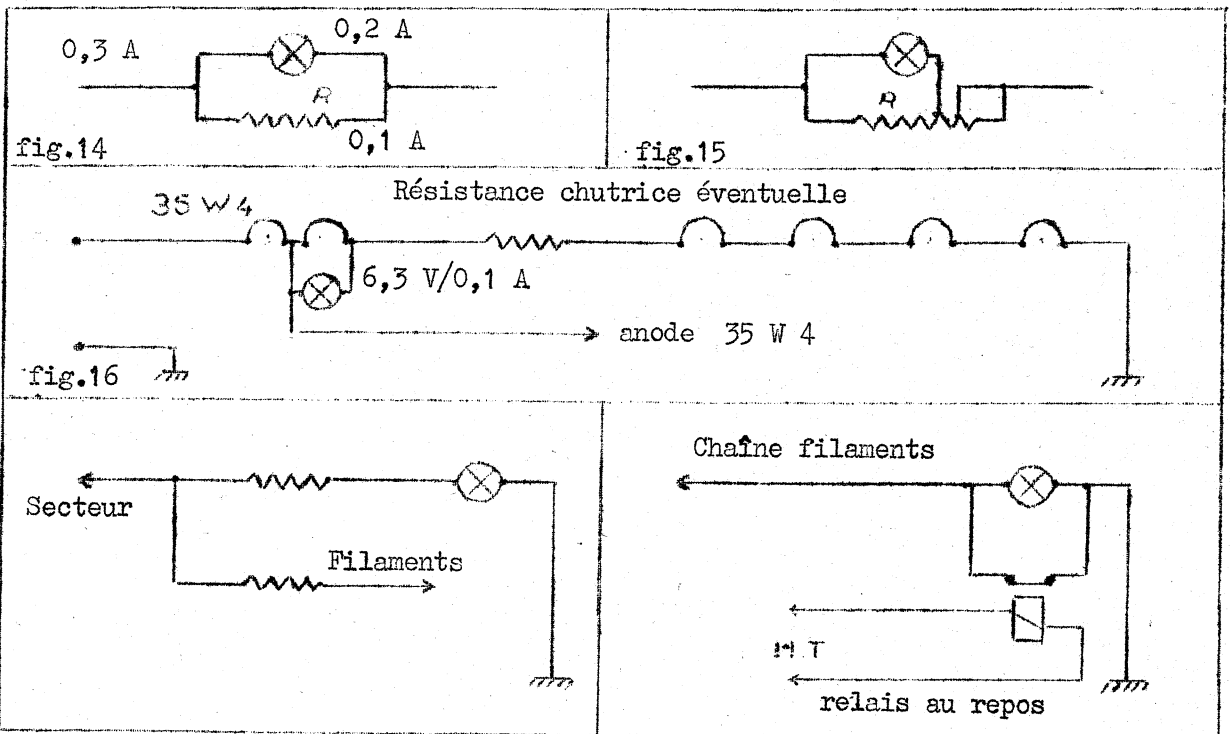


Fig.17

fig.18

5°) Montage séparé .

La ou les ampoules de cadran sont alimentées séparément de la chaîne filaments

à l'aide d'une résistance séparée (récepteurs PHILIPS par exemple). Pour diminuer la consommation , on utilise des ampoules d'intensité nominale faible , 50 mA par exemple, et de tension 12, 24 ou 48 V. Certains constructeurs utilisent même des ampoules 120 V/5 ou 10 W de dimensions réduites.

6°) Montage de l'ampoule de cadran en fusible H.T.

Ce montage est utilisé surtout sur les amplificateurs B.F. dont le débit H.T. est au moins de 50 mA.

7°) Montage avec un relais (récepteurs RADIALVA).

Dans ce montage (fig.18), la ou les ampoules de cadran sont court-circuitées par le contact repos d'un relais dont la bobine insérée dans le circuit H.T. sert d'ailleurs de self de filtrage. Lorsque le courant H.T. atteint sa valeur normale, les filaments de tous les tubes étant chauds, Le relais vient au travail et met en circuit les ampoules de cadran.

Adaptation d'un tous-courants aux différentes tensions secteur.

1°) Par résistances

Les différentes résistances calculées en tenant compte non seulement du courant de chauffage, mais aussi, le cas échéant, de l'intensité du courant H.T. sont commutées soit par un bouchon rotatif comportant un certain nombre de broches et dont la position repérée par la valeur de la tension secteur établit les jonctions nécessaires (PHILIPS , RADIOLA , etc...) , soit plus simplement par un cavalier pouvant servir de fusible. Au-dessus de 120 V, la résistance est montée dans le circuit secteur de façon à ne pas dépasser 120 V sur l'anode de la valve (fig.19).

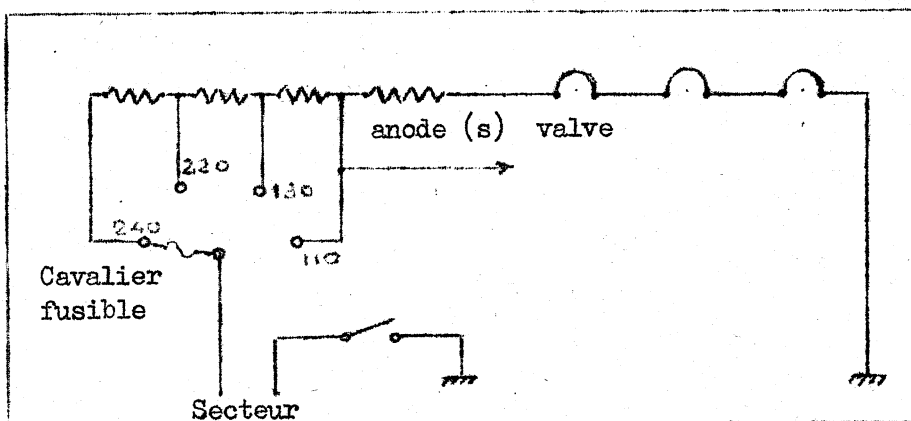


Fig.19

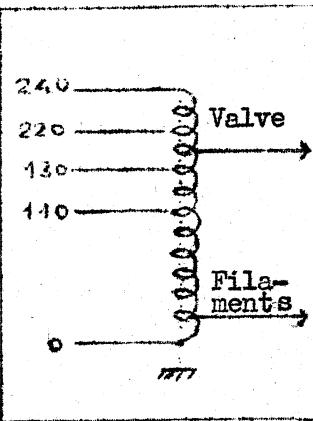


fig.20

2°) Par lampe " Celsior " (marque commerciale).

Les différentes résistances réalisées sous forme d'un enroulement spiralé (de quelques millimètres de diamètre) utilisant un fil résistant en nickel-chrome par exemple sont incluses dans un ballon en verre qui est comparable à celui d'un tube électronique de la série octale ou de la série transcontinentale et qui comporte un culot octal ou transcontinental ; les différentes prises sur l'enroulement résistant sont réunies aux broches de ce culot. Il existe différentes lampes " Celsior " suivant le nombre et le type de tubes électroniques utilisés sur l'ensemble considéré. Ce procédé d'adaptation aux différentes tensions du secteur , bien que très intéressant, est maintenant abandonné du fait d'ailleurs de la diminution du nombre d'appareils tous-courants construits actuellement.

3°) Par autotransformateur.

Bien que ce mode d'adaptation ne soit utilisable qu'en courant alternatif, nous le rangerons néanmoins dans le type tous-courants, les appareils l'utilisant en ayant les mêmes caractéristiques. Les filaments sont alimentés soit en série, soit en parallèle à partir d'une prise établie en conséquence sur l'autotransformateur (fig.20).

III - APPAREILS ALIMENTES PAR BATTERIE D'ACCUMULATEURS-

A) Accumulateurs 6 V.

On utilise des tubes chauffage 6,3 V montés en parallèle.

B) Accumulateurs 12 V.

1°) On utilise des tubes chauffage 12 V montés en parallèle.

2°) On utilise des tubes chauffage 6,3 V montés en série par groupe de deux, les filaments d'un même groupe étant prévus pour la même intensité (fig.21 a). S'il n'en est pas ainsi , une résistance R sera prévue aux bornes du filament dont l'intensité nominale est la plus faible. Dans l' exemple donné par la figure 21 b, on a :

$$R = \frac{6,3}{0,5} = 12,6 \Omega .$$

Pratiquement, on utilise une petite résistance bobinée 5 W à collier réglable.

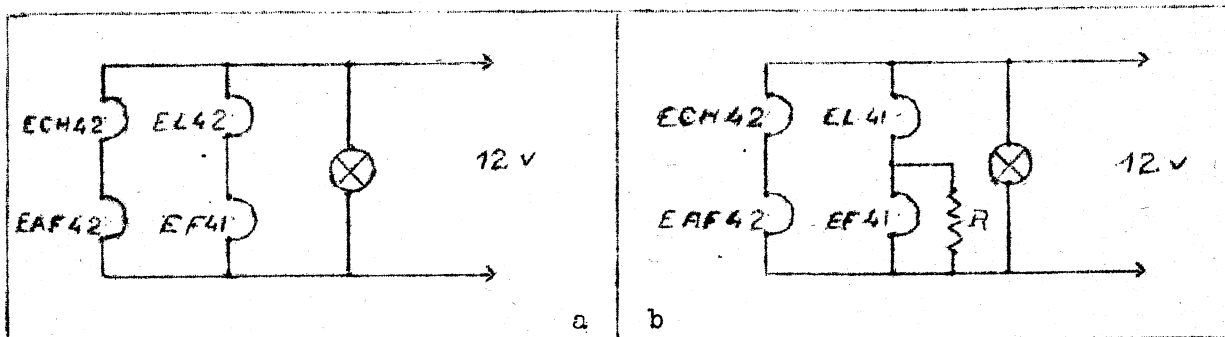


Fig. 21 a b

C) Alimentation par vibreur et transformateur d'alimentation .

Un certain nombre de postes voitures fabriqués antérieurement aux postes à transistors sont conçus comme des appareils du type alternatif normal. Ces récepteurs sont généralement amovibles de façon à pouvoir être utilisés en appartement.

D) Alimentation par convertisseur alternatif 110 ou 220 V.

Les appareils alimentés par un petit convertisseur rotatif sont comme ci-dessus conçus comme des récepteurs normaux .

IV - APPAREILS ALIMENTÉS PAR PILES .

Avant le développement très important des transistors, de nombreux appareils électroniques fonctionnant sur piles et utilisant des tubes batteries à chauffage direct ont été réalisés. Les principaux tubes batteries utilisés pour constituer un récepteur radio alimenté par piles sont donnés par le tableau ci-dessous.

Série	Changeuse	Amplificatrice F.I.	Déteçtrice B.F.	B.F.	Valve	Indicateur d'accord
Normale (50 mA)	AC6/DK92	1T4/DF 91	1S5/DAF 91	3Q4/DL 95 3S4/DL 92	117 Z 3	1 F 3/DN 70
A consommation réduite (25 mA)	DK 96	DF 96	DAF 96	DL 96		"

Les tubes de puissance comportent un filament à point milieu ; l'utilisation peut se faire sous 2,8 V (50 ou 25 mA suivant la série) lorsque les deux parties du filament sont en série ou 1,4 V (100 ou 50 mA suivant la série) lorsqu'elles sont en parallèle.

A) Récepteurs fonctionnant uniquement sur piles (H.T. et B.T.).

1°) Les filaments sont connectés en parallèle.

Dans ce cas , l'alimentation des filaments est assurée par une pile B.T. 1,5 V à forte capacité . Plusieurs marques utilisent 2 piles rondes 1,5 V (genre pile WONDER " Export ") en parallèle. La tension étant faible, le courant de circulation par déséquilibre de tension entre les deux piles est faible, donc sans grand danger pour la longévité des piles.

2°) Les filaments sont connectés en série.

La tension nécessaire pour alimenter la chaîne filament est dans ce cas , pour un récepteur à 4 tubes, de 7 V. L'alimentation se fait à partir d'une batterie de piles de 9 V obtenue, par exemple, à l'aide de deux piles normales de lampe de poche 4,5 V (genre pile WONDER " Batri ") montées en série.

Une résistance chutrice généralement de 30 Ω est insérée dans la chaîne filaments pour absorber la surtension de 2 V. Un dispositif manuel ou automatique peut être prévu pour mettre cette résistance hors circuit après quelques heures de fonctionnement car, par suite de la polarisation des piles, la tension délivrée n'est plus que de 7 V environ.

Le courant anodique des tubes traversant la chaîne filaments, des résistances d'équilibrage sont prévues pour absorber cette surintensité (fig.22). Le calcul de ces résistances est très facile :

$$V_B - V_E = 7 - 2,8 = 4,2 \text{ V ,}$$

$$R_{BE} = \frac{4,2}{7,2 \cdot 10^{-3}} \approx 600 \Omega ,$$

$$V_C - V_E = 4,2 - 1,4 = 2,8 \text{ V ;}$$

$$R_{CE} = \frac{2,8}{4,6 \cdot 10^{-3}} \approx 600 \Omega ;$$

$$V_D - V_E = 1,4 \text{ V} ;$$

$$R_{DE} = \frac{1,4}{5 \cdot 10^{-3}} \approx 300 \Omega .$$

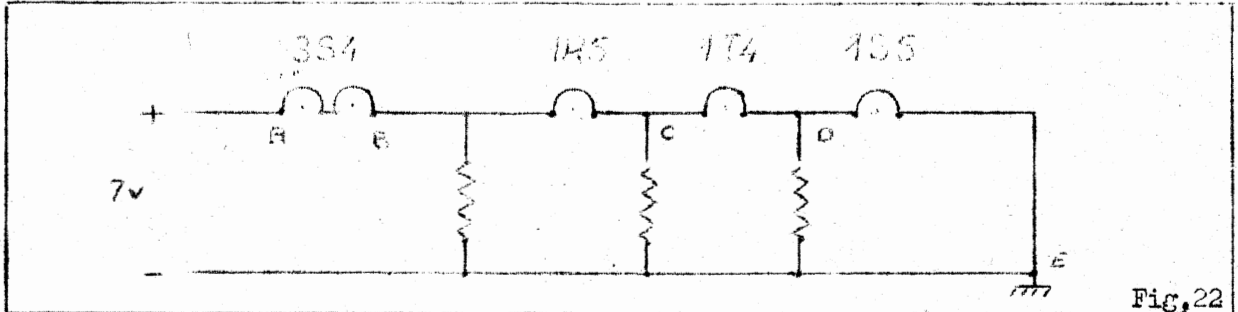


Fig. 22

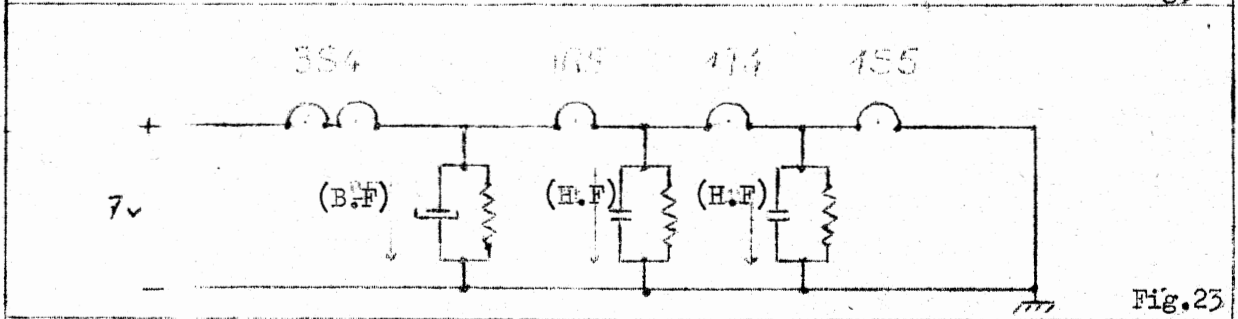


Fig. 23

Découplage des filaments.

Les composantes H.F. et B.F. des courants anodiques des tubes empruntant le même circuit, il faut découpler soigneusement les résistances d'équilibrage pour éviter des accrochages intempestifs. La résistance d'équilibrage prévue après la 3 S 4 sera découplée par un condensateur de 50 à 100 μF / 10 à 15 V ; les autres résistances seront découplées par des condensateurs miniatures (au papier métallisé par exemple) de 0,05 à 0,1 μF (fig. 23).

Polarités des filaments.

Cas de la figure 24 a .

Le moins du filament et la résistance de fuite de grille se trouvent réunis à la

masse .La plus grande partie du filament est positive par rapport à la grille, d'où une certaine polarisation identique à une polarisation par la cathode.

Cas de la figure 24 b .

Le plus du filament et la résistance de fuite de grille sont à la masse. La grille est donc positive par rapport au filament ce qui n'est pas très indiqué. Si le + B.T. est à la masse, il faut donc ramener la résistance de fuite de grille au moins du filament.

Lorsqu'il s'agit d'une penthode, le pôle - est indiqué par le constructeur sur la notice correspondant au tube considéré car la grille suppresseuse y est réunie (fig. 25). La polarité indiquée doit être respectée car la grille suppresseuse ne doit pas être positive par rapport au filament , ce qui risquerait de modifier considérablement les caractéristiques de la lampe.

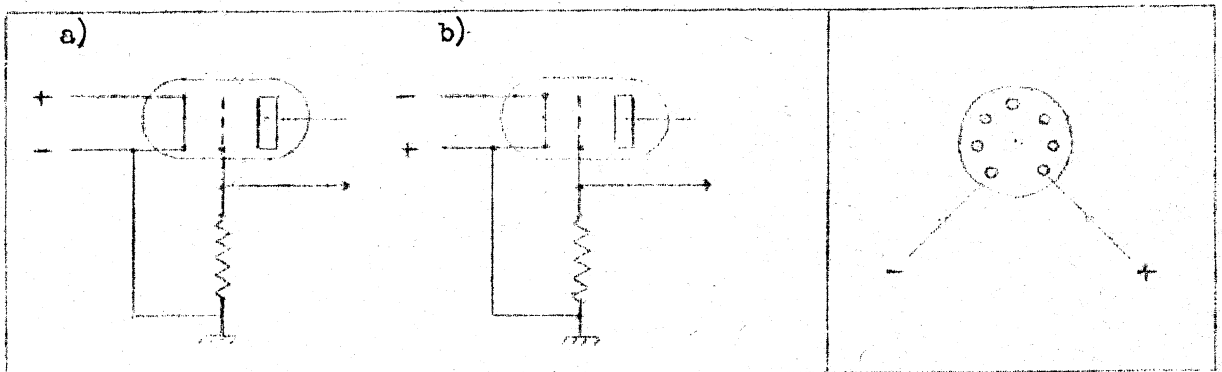


fig. 24 a.b

fig.25

Pour les tubes comportant une diode, la polarité du branchement filament est également très importante car la plaque de la diode se trouve placée au voisinage de l'extrémité du filament reliée au - ; une inversion de polarité introduirait un retard à la détection, la plaque se trouvant négative par rapport à la partie du filament en regard.

B) Récepteurs fonctionnant sur piles et secteur .

Le passage du fonctionnement sur piles au fonctionnement sur secteur se fait par

un commutateur.

Sur piles, le fonctionnement reste celui exposé ci-dessus ; sur secteur, la H.T. est fournie par un redresseur ou une valve genre 117 Z 3 dont le filament est alimenté directement sur le secteur 110/130 V. Les autres filaments sont alimentés en courant continu par l'intermédiaire d'une résistance chutrice ou d'un pont d'alimentation (fig.26).

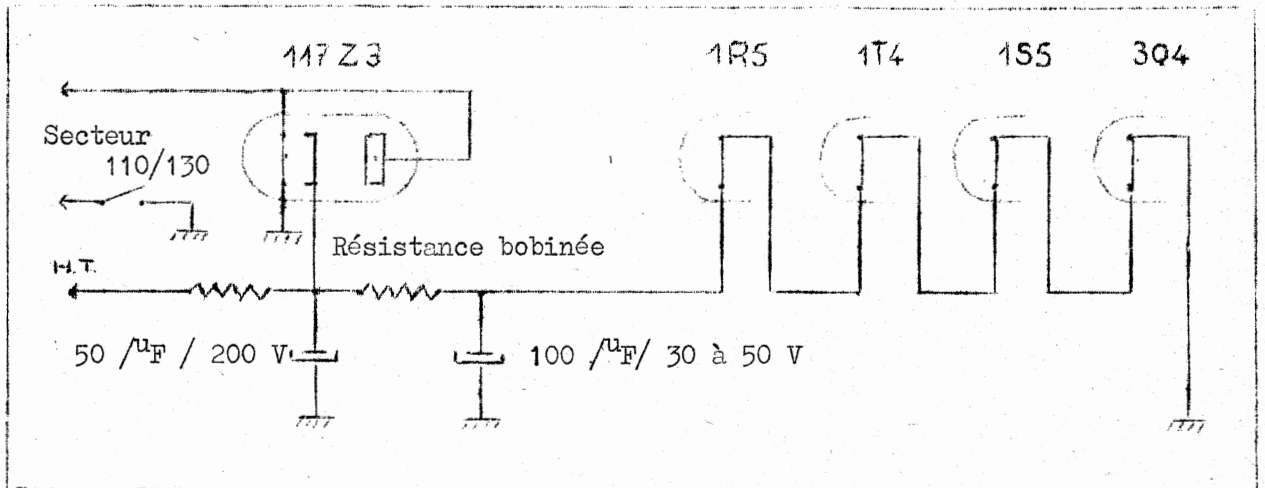


Fig. 26

Il existe également des redresseurs au sélénium conçus spécialement pour l'alimentation des filaments des tubes batteries soit en série, soit en parallèle. Ils présentent l'avantage de redresser non seulement la tension alternative d'alimentation, mais également de stabiliser la tension continue aux bornes de la chaîne filaments ; c'est ainsi qu'une surtension de 30 V de la tension secteur ne se traduit que par une variation de 0,2 V de la tension de chauffage.

CHAPITRE II

CIRCUITS HAUTE-TENSION " H.T." DES TUBES ELECTRONIQUES

Rappel des prescriptions d'emploi des redresseurs.

La H.T. continue d'un ensemble ou d'un sous-ensemble électronique est obtenue par le redressement de la tension alternative du secteur ; ce redressement est effectué soit à l'aide de valves mono ou biplaques, soit à l'aide de redresseurs secs au sélénium ou de diodes cristallines à pointe ou à jonction au germanium ou au silicium. Suivant le type d'alimentation considéré, tous-courants ou alternatif, on redresse une ou deux alternances de la tension alternative. Pour l'établissement du schéma de principe et du plan de câblage des circuits redresseurs, on se rappellera les prescriptions suivantes.

Valve.

Il convient de ne jamais dépasser la tension inverse de pointe admissible, ni le débit maximum indiqué par le constructeur. Il convient également de ne pas dépasser la valeur de condensateur d'entrée indiquée par le constructeur, généralement $16 \mu\text{F}$ pour une valve prévue pour une alimentation du type alternatif et $50 \mu\text{F}$ pour une valve prévue pour une alimentation du type tous-courants ; dans le cas d'un filtrage à self d'entrée, la valeur minimum de self indiquée par le constructeur - généralement de l'ordre de 8 H - devra être respectée. Du point de vue pratique, la valve sera bien dégagée de manière à favoriser son refroidissement ; cette dernière remarque est d'ailleurs valable pour tous les types de redresseurs ainsi que pour les condensateurs chimiques de la cellule de filtrage.

Redresseur au sélénium.

La tension maximum alternative applicable à un redresseur au sélénium débitant sur une cellule de filtrage à capacité d'entrée est d'environ 10 V eff. par plaque ; un tel redresseur resté longtemps sans fonctionner devra être remis

progressivement sous tension.

Diode cristalline.

Choisir un modèle prévu pour l'intensité maximum nécessaire, éviter toute surcharge de longue durée, les soudures des connexions doivent être effectuées à au moins 10 mm du corps de la diode avec interposition d'un shunt thermique, la température maximum pour une diode au germanium est de 70° C et de 150° C pour une diode au silicium.

Polarité de la sortie H.T.

Cette polarité dépend du point du circuit redresseur mis à la masse et du sens de branchement du redresseur (fig. 27).

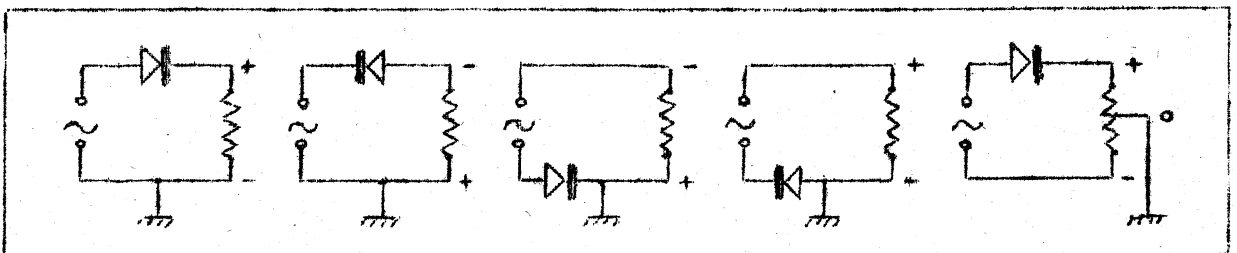


Fig.27

Schémas de principes des redresseurs à condensateur ou à self d'entrée.

Les montages redresseurs 1 ou 2 alternances à capacité d'entrée (fig.28) sont utilisés sur les ensembles électroniques où la H.T. ne dépasse pas 500 V pour un débit maximum de quelques centaines de milliampères.

Les montages redresseurs à self d'entrée (fig.29) sont utilisés pour l'alimentation des amplificateurs B.F. de grande puissance , l'alimentation des émetteurs etc..., particulièrement lorsque les éléments redresseurs utilisés sont des phanotrons (valves à vapeur de mercure) ou des thyratrons (triodes à gaz). Les redresseurs à self d'entrée présentent l'avantage d'une tension de sortie presque constante en fonction de l'intensité débitée ; toutefois, à vide ou pour un courant débité faible , il se produit une brusque montée de tension ; pour éviter cette surtension qui risque d'être préjudiciable à l'ensemble , on place aux bornes de sortie du redresseur une résistance assurant

un débit égal au dixième environ du courant normal d'utilisation.

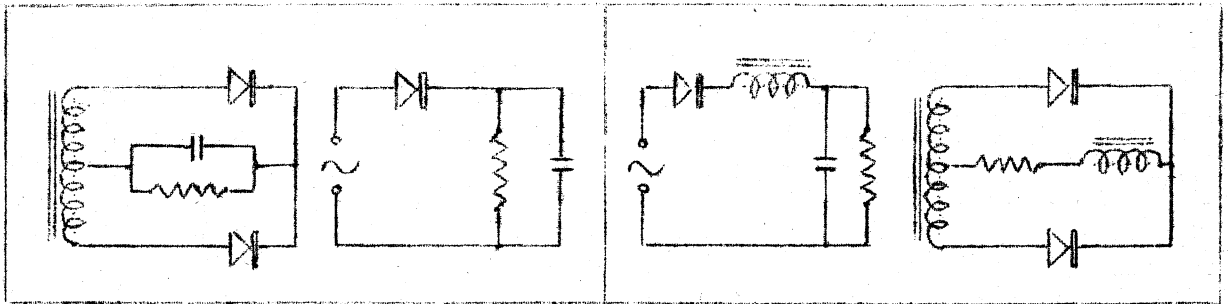


Fig.28

Fig.29

Filtrage de la tension redressée.

Le filtrage de la tension redressée est effectué par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas " self-capacité " ou " résistance-capacité", ce filtre arrête la composante alternative ou tension d'ondulation ou de ronflement de la tension redressée (50 Hz pour le redressement une alternance et 100 Hz pour le redressement deux alternances) et laisse passer la composante continue. L'efficacité de la cellule de filtrage mesurée par le rapport de la tension moyenne redressée à la valeur efficace de la composante fondamentale de la tension ondulée doit être au maximum de :

- 1 % pour l'alimentation d'étages oscillateurs ;
- 5 % pour l'alimentation d'étages amplificateurs H.F. non modulée ;
- 2,5 % pour l'alimentation d'étages amplificateurs H.F. modulée ;
- 0,1 % à 0,5 % pour les récepteurs radio et les amplificateurs B.F. de puissance ;
- 0,1 % pour l'alimentation d'étages préamplificateurs-correcteurs B.F. ou d'appareils spéciaux (capteurs de vibrations, électrocardiogrammes, électro-encéphalogrammes etc...).

Le filtrage est généralement effectué dans la connexion positive de la H.T. " filtrage par le + " (fig. 30 a redressement 1 alternance, fig. 30 b redressement 2 alternances). Il peut également être effectué dans la connexion négative de la H.T. " filtrage par le - " (fig. 31 a redressement 1 alter-

nance, fig 31 b redressement 2 alternances) .

Fig.30

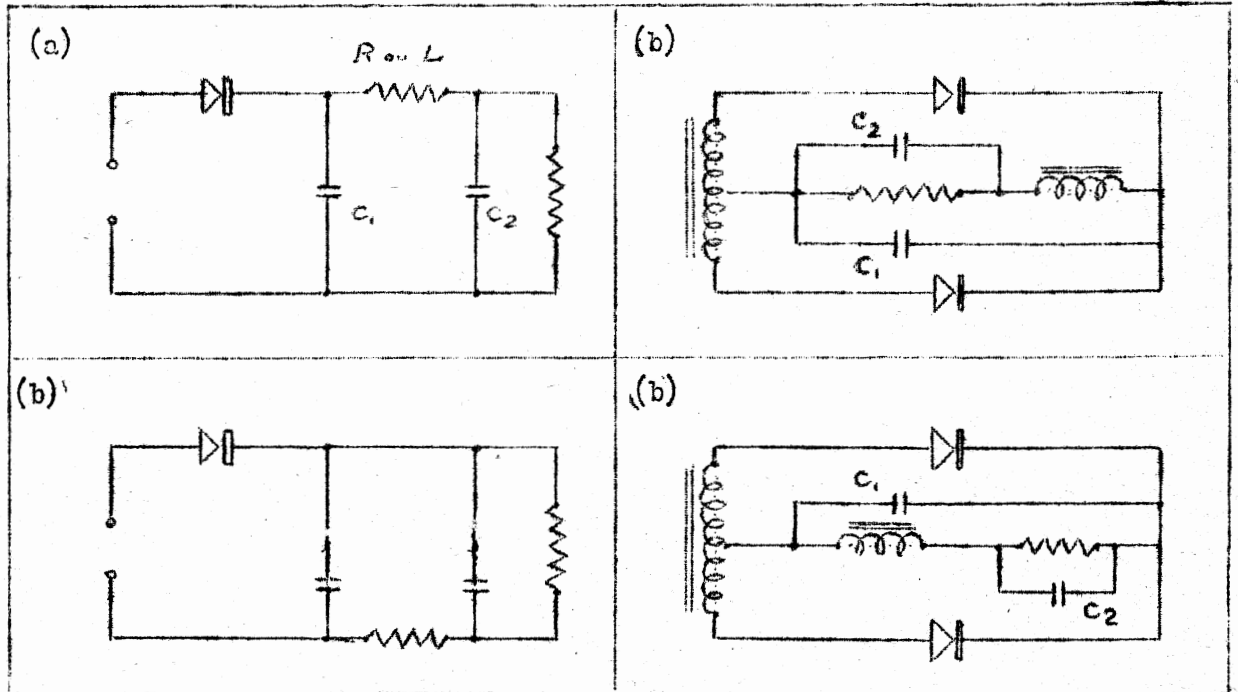


Fig.31

Valeur de la tension redressée.

Pratiquement, la valeur de la tension redressée dépend :

- 1°) du type de montage redresseur ;
- 2°) de la valeur de la tension alternative appliquée ;
- 3°) de la valeur du condensateur ou de la self d'entrée ;
- 4°) de la résistance interne du redresseur ;
- 5°) de l'intensité consommée par l'utilisation.

Choix pratique des éléments.

Valve, redresseur sec ou diode cristalline.

Tenir compte du type d'appareils à alimenter (tous-courants ou alternatif) , de la tension de chauffage disponible, de la valeur de la tension à redresser, de la tension inverse de pointe, de la résistance interne du redresseur et de

l'intensité continue nécessaire.

Condensateur d'entrée.

Tenir compte de la tension de ronflement admissible, du débit demandé et de la valeur maximum indiquée par le constructeur de la valve.

Cellule de filtrage.

Tenir compte de l'efficacité de filtrage demandé, de la chute de tension continue admissible et du prix de revient.

I - APPAREILS DU TYPE ALTERNATIF.

Dans 90 % de ces appareils, le filtrage est effectué par le + , le négatif des condensateurs d'entrée C_1 et de filtrage C_2 est à la masse (fig.32).

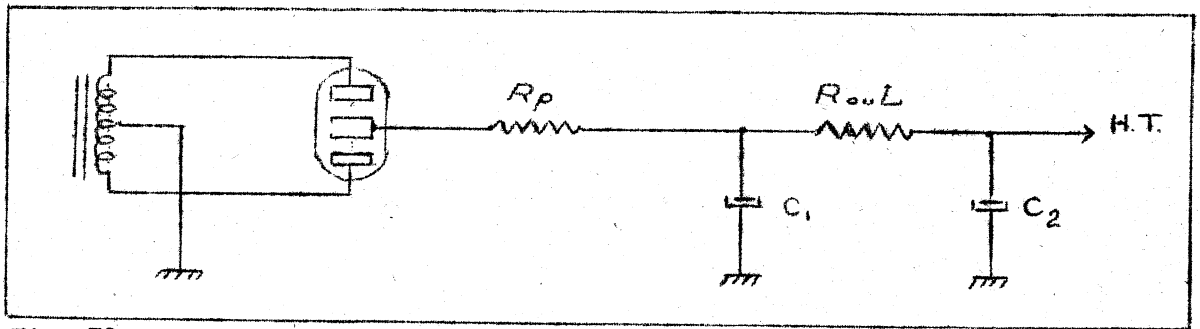


Fig. 32

Valeurs usuelles des éléments.

Transformateur : 2 x 250 V eff. à 2 x 400 V eff.

Valve :

- Série américaine : 80.
- Série octale : 5 Y 3, 5 Y GB, 5 Z 4, 5 X 4.
- Série européenne ancienne : 506.
- Série transcontinentale : AZ 1, EZ 3, 1882, 1883.
- Série rimlock : GZ 40, GZ 41.
- Série miniature : 6 X 4 / EZ 90.
- Série noval : EZ 80, EZ 81; en télévision, on utilise le tube PY 82, chauffage filament série ou parallèle (19 V - 0,3 A).

Résistance de protection R_p .

En général, cette résistance qui peut être également placée soit dans chaque plaque, soit en série entre le point milieu de l'enroulement H.T. et la masse est supprimée, la résistance de cet enroulement en tenant lieu ; par précaution, une résistance de 50 à 500 Ω peut néanmoins être prévue.

Condensateur d'entrée C_1 .

Valeurs : 8, 16, 32 μ F/ 550 V. Ce condensateur est souvent placé dans le même boîtier que C_2 .

Bobine de filtrage.

On utilise soit une self de filtrage (dont le circuit magnétique comporte, rappelons-le, un entrefer) de 10 H dont la résistance est comprise entre 100 et 300 Ω pour un débit maximum de 100 mA, soit la bobine d'excitation du H.P. dont la résistance est comprise entre 1000 et 2000 Ω . Dans ce dernier cas, la chute de potentiel aux bornes de cette bobine étant au moins de 100 V, le transformateur d'alimentation devra donner 2 x 300 V pour obtenir une H.T. de 250 V après filtrage.

Condensateur de filtrage C_2 .

Valeurs : 8, 16, 32 μ F/550 V.

Remarque sur l'utilisation des valves à chauffage direct (5 Y 3 par exemple).

A la mise sous tension de l'appareil, le filament de la valve chauffe presque instantanément alors que pour les autres tubes, le temps nécessaire est de l'ordre de 30 s, voire quelques minutes, si les tubes sont " pompés ". Pendant le temps correspondant, la tension redressée est maximale puisque, en l'absence de débit H.T., la chute de potentiel dans le redresseur et la cellule de filtrage est nulle. De ce fait, la tension sur les condensateurs d'entrée et de filtrage est sensiblement égale à la tension maximale donnée par l'enroule-

ment H.T. du transformateur d'alimentation.

Exemple : pour un transformateur usuel $2 \times 350 \text{ V eff}$, la tension aux bornes des condensateurs est sensiblement de $350 \sqrt{2} \approx 500 \text{ V}$; il faut donc prévoir un isolement suffisant pour tous les éléments de l'étage redresseur et surtout pour les condensateurs chimiques.

Il faut signaler que cette remarque s'applique également au redressement par redresseurs secs ou par diodes cristallines.

Les ensembles électroniques actuels dans le secteur T.V. et le secteur professionnel font de plus en plus appel à de tels redresseurs généralement montés en pont (fig.33).

Filtrage par le moins.

Les 2 connexions positives (fils rouges ou cosses à souder) sont réunies ensemble, le négatif du condensateur d'entrée est isolé du châssis (fig.34) ; les valeurs des éléments restent celles indiquées ci-dessus.

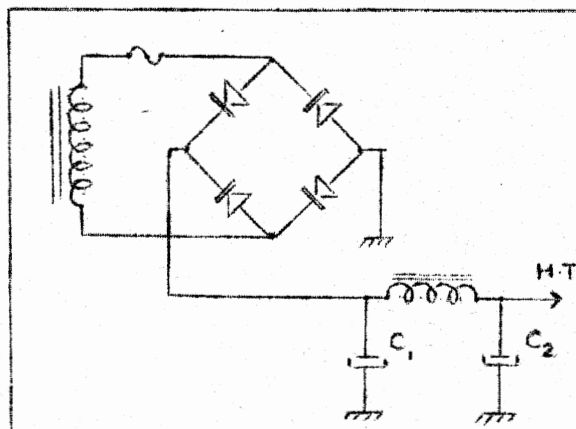


Fig.33

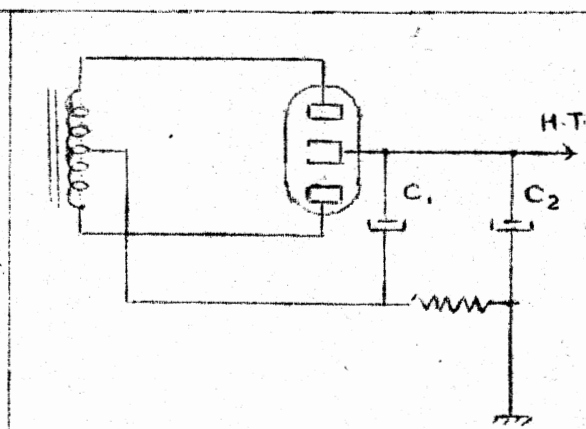


Fig.34

Filtrage par le plus et polarisation par le moins (fig. 35).

Dans la figure 34, nous avons représenté la partie polarisation en traits gras.

Valeurs des éléments.

R 1 et R 2 : à déterminer suivant la valeur du courant H.T. ;

C 1 et C 2 : mêmes valeurs que celles précédemment indiquées ;

C 3 : 25 à 50 μ F , positif à la masse ;

C 4 : 0,1 à 50 μ F, suivant la valeur de R₃ ;

C 5 : 0,1 μ F.

Remarque : le négatif de C₁ se trouve quelquefois ramené à la tête du pont diviseur de tension de polarisation.

Filtrage et polarisation par le moins (fig. 36).

Les résistances R₁, R₂, R₃ forment un pont diviseur dont la résistance totale doit être grande par rapport à l'impédance du filtrage.

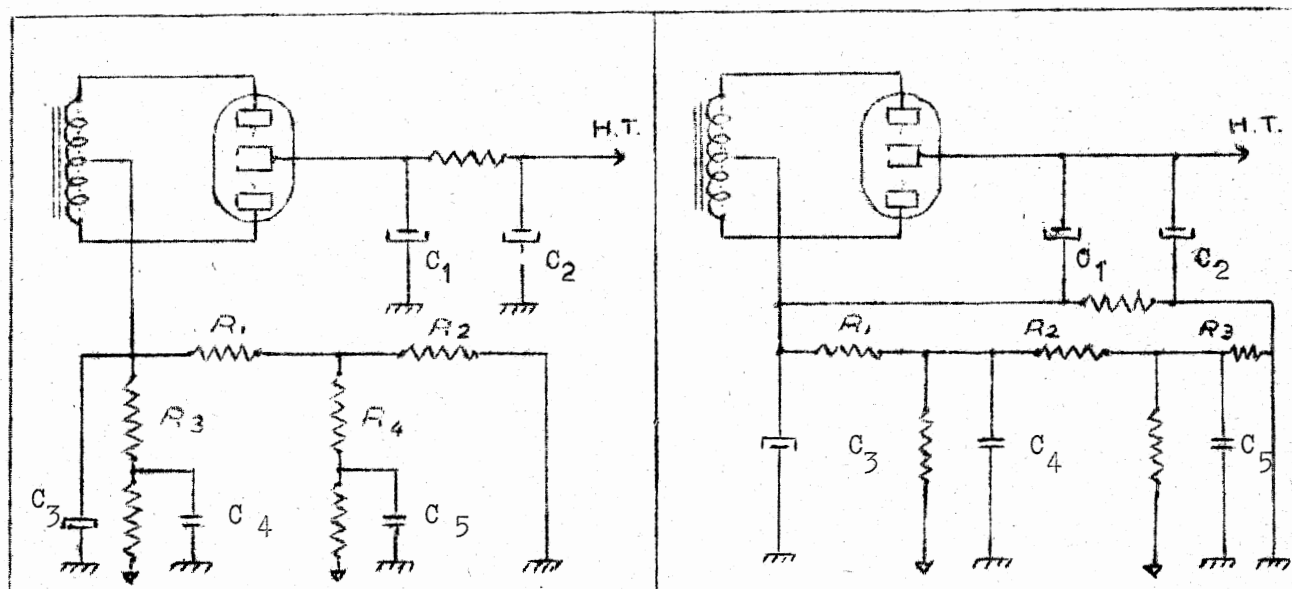


Fig. 35

Fusible H.T.

Fig. 36

Ce fusible consiste généralement en une ampoule de cadran de 0,3 A placée entre le point milieu de l'enroulement H.T. et la masse. Ce fusible doit être largement dimensionné (0,3 A pour un débit H.T. normal de 65 à 70 mA) sinon , en remettant l'alimentation sous tension alors que la valve est encore

chaude , le courant de charge du condensateur d'entrée ferait sauter le fusible

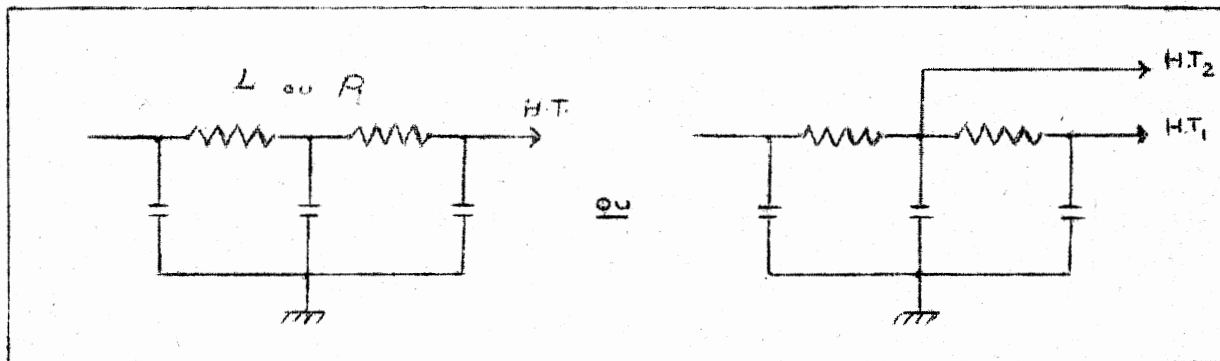


Fig.37

Amélioration du filtrage.

Pour améliorer le filtrage, on dispose deux cellules de filtrage en série (fig. 37) ; dans le cas d'un tube à faible débit plaque, on peut améliorer le filtrage par un filtre résistance-capacité (fig.38).

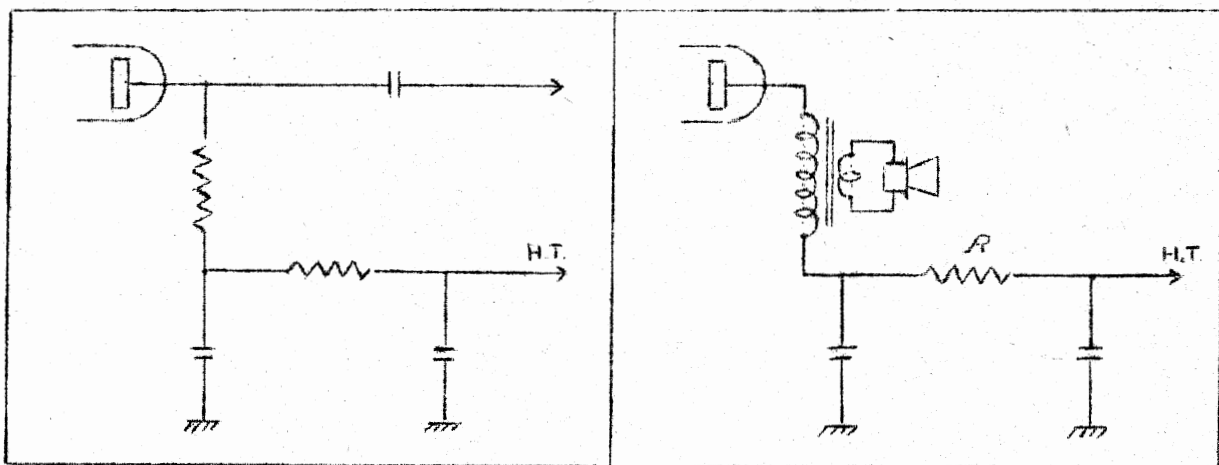


Fig.38

Fig. 39

Filtrage économique.

Sur certains récepteurs (Schneider, Philips, Radiola, etc...) on remplace la self de filtrage par une résistance (fig. 39). Pour éviter une trop grande

chute de tension, on ne filtre pas la tension d'alimentation de l'étage final B.F. ; dans l'exemple choisi , l'intensité H.T. totale est de 65 mA et l'intensité anodique du tube de puissance de 45 mA ; si on adopte une résistance de filtrage de 1000 Ω , la chute de potentiel n'est que de 20 V ce qui est une valeur très acceptable, même pour un tous-courants. Le gain de l'étage B.F. étant faible, ce mode de filtrage n'entraîne qu'un très léger ronflement.

Compensation de la tension de ronflement.

De nombreux montages ont pour but d'éliminer le ronflement dans les ensembles électroniques : récepteurs amplificateurs B.F., magnétophones etc...

1°) Utilisation d'une tension de compensation.

On peut diminuer considérablement le ronflement dans un appareil en " injectant " une fraction convenable de la tension de ronflement sur la cathode ou sur la grille supprimeuse du premier tube préamplificateur B.F. ou sur la cathode du tube final, ou encore à un circuit grille, celui du tube final par exemple. Dans ce dernier cas, la connexion de la tension de compensation sera obligatoirement blindée.

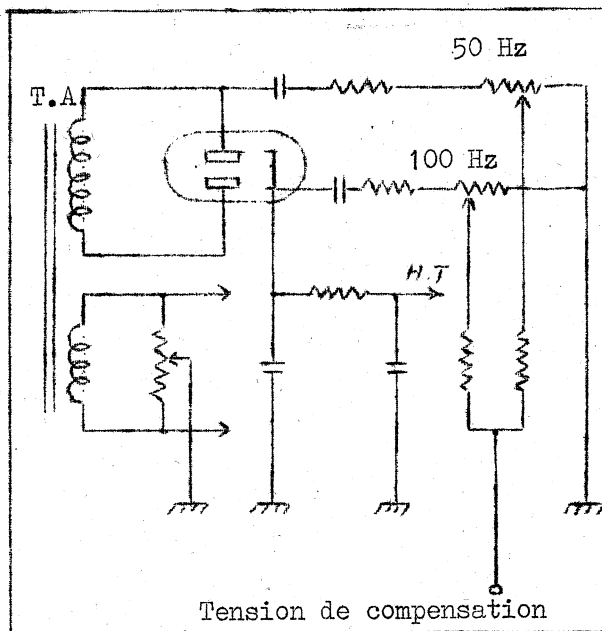


Fig. 40

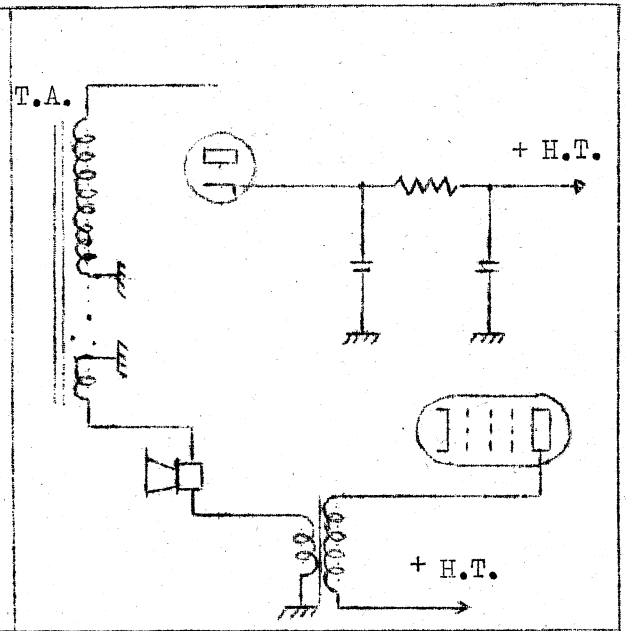


Fig.41

Les figures 42 (a) , (b) et (c) montrent trois réalisations possibles ; la figure (c) correspond à l'application de la tension de compensation à la grille de l'étage final B.F.

Le montage de la figure 40 permet de compenser également la tension de ronflement à 50 Hz.

On peut également, pour un montage utilisant un autotransformateur et un redressement monoplaque, prévoir un enroulement de compensation de quelques spires sur l'autotransformateur (le nombre de ces spires est à déterminer expérimentalement, ainsi que le sens de branchement de l'enroulement) ; cet enroulement sera connecté en série avec la bobine mobile du H.P. (fig 41).

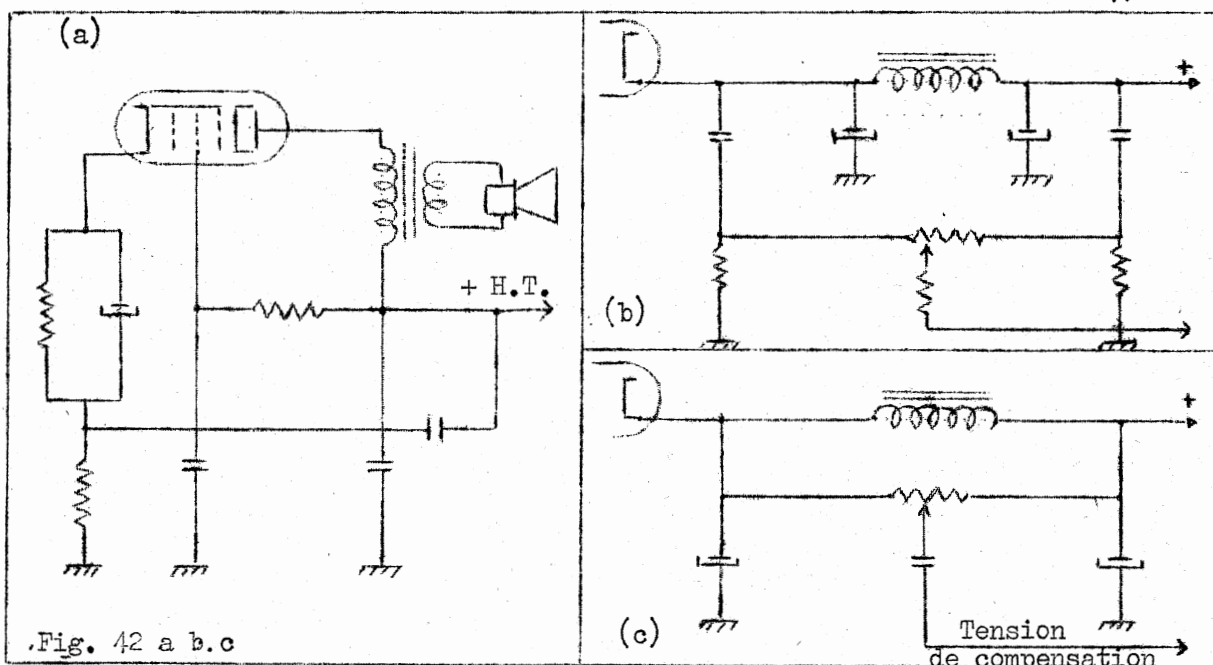
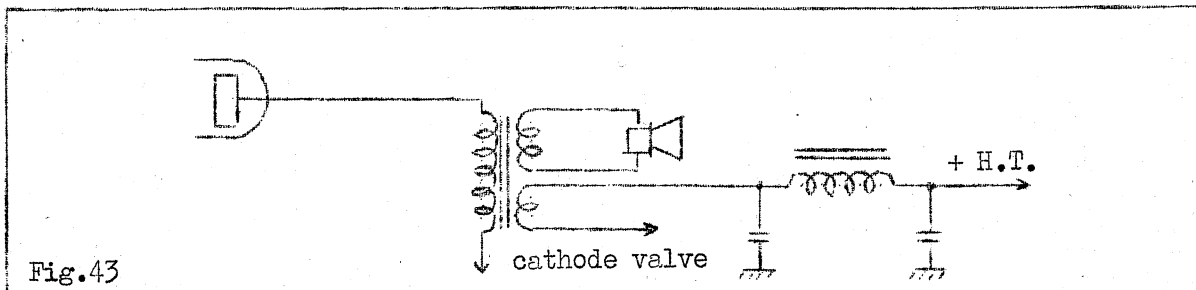


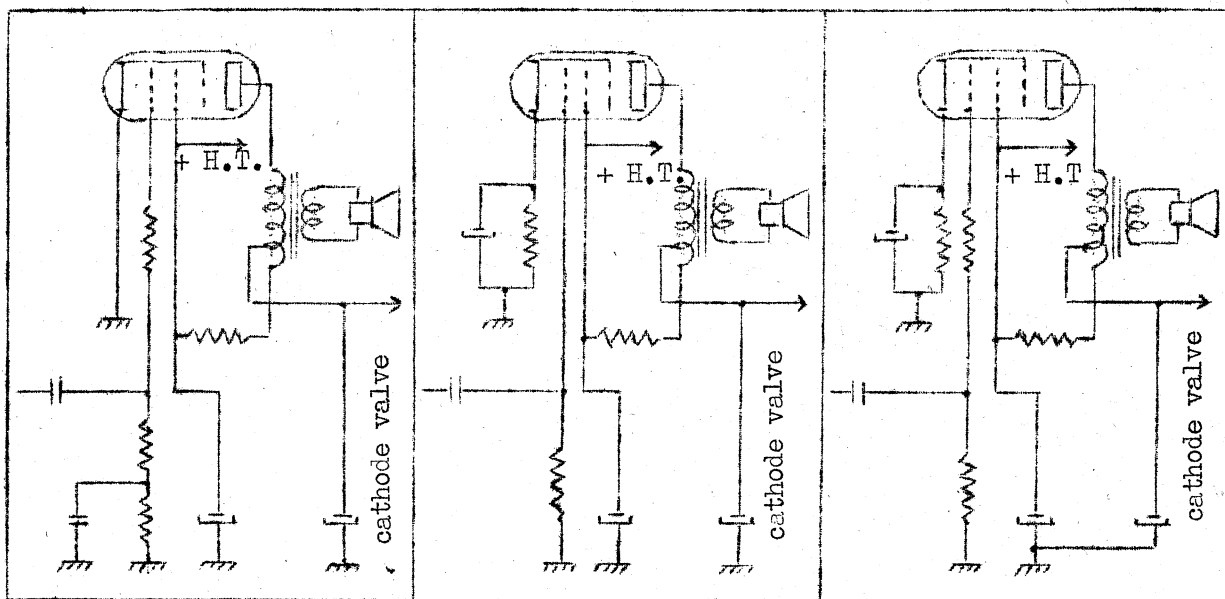
Fig. 42 a b.c

Sur certains récepteur anciens, le transformateur de sortie comporte un enroulement supplémentaire qui est branché en série dans la H.T. avant la cellule de filtrage (fig. 43.). La tension de ronflement ainsi introduite permet de diminuer considérablement le ronflement de l'appareil si sa phase - donc le sens de branchement de l'enroulement supplémentaire - est convenable.



2°) Utilisation d'une partie de l'enroulement primaire du transformateur de sortie B.F. comme self de filtrage.

Les constructeurs anglais et allemands utilisent une partie du primaire du transformateur de sortie comme self de filtrage (fig.44); le principe de ces montages est sensiblement identique à celui de la figure 43.



3°) Montages "antironflements" dans les circuits des écrans des tubes B.F.

La réalisation de la figure 45 est une version de dispositif antironflement qui s'applique à la fois sur la lampe finale et sur la préamplificatrice B.F; le principe est sensiblement identique aux montages de la figure 43.

Les résistances R_1 et R_2 devront avoir une valeur convenable pour que la tension d'écran de la préamplificatrice soit correcte. On peut ajouter à ce montage une **contreréaction non sélective de plaque à plaque** (en traits gras sur la figure 45).

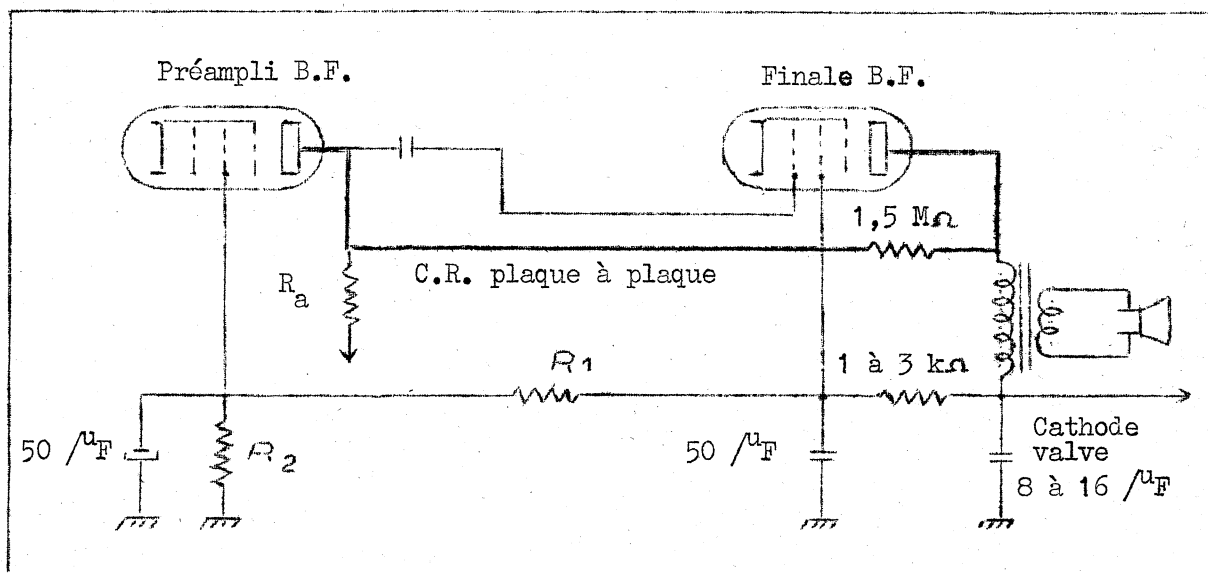
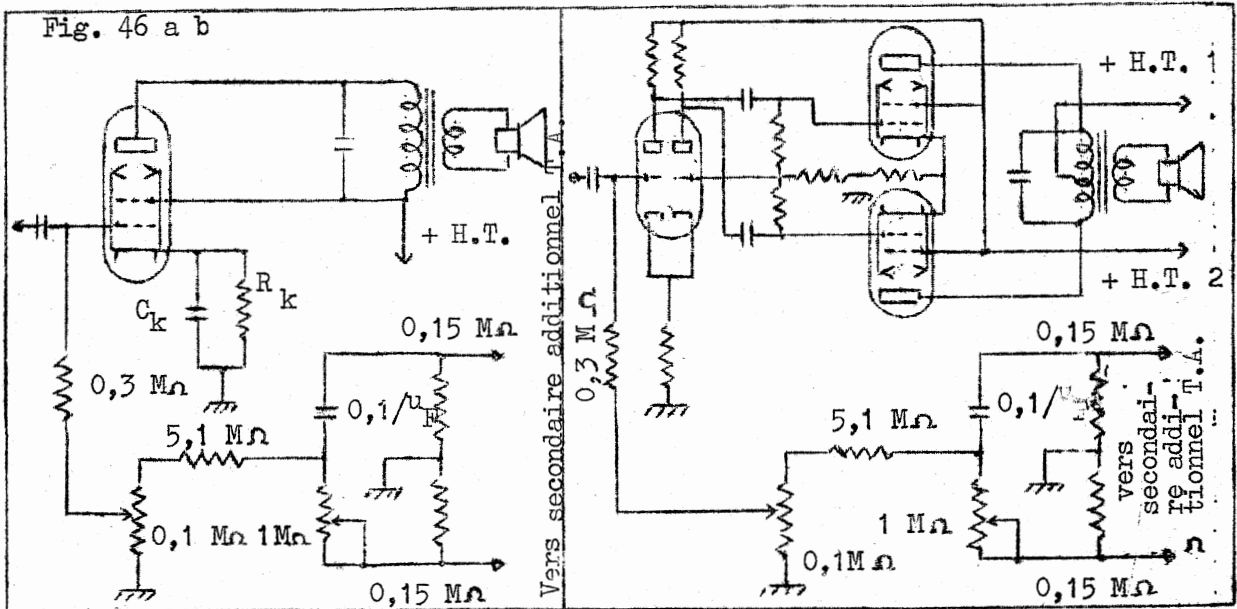


Fig.45

4°) Montages antironflements dans les étages à haute fidélité.

Nous terminerons cette étude des dispositifs antironflements par les montages de la figure 46 (a) et (b) ; le montage (a) correspond à un étage à haute fidélité équipé d'un seul tube et le montage (b) à un étage push-pull. L'enroulement supplémentaire prévu sur le transformateur d'alimentation est en fil fin et peut être ajouté après coup.



Filtrage avec self d'entrée (fig.47).

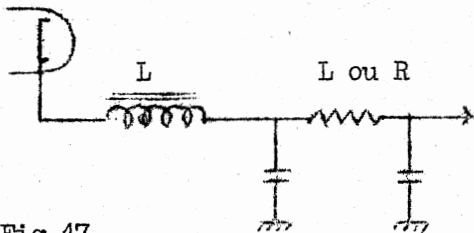


Fig.47

La H.T. obtenue avec ce montage est moins élevée que celle obtenue avec une cellule de filtrage avec condensateur d'entrée (cellule en π), mais elle est presque indépendante du débit. Ce montage est d'utilisation courante pour les

amplificateurs classe B ou C. Comme nous l'avons dit dans les prescriptions d'emploi, la valeur minimum du coefficient de self de l'inductance d'entrée indiquée par le constructeur de la valve devra être respectée.

Filtrage à l'aide d'un tube électronique.

L'inductance de filtrage peut être remplacée par un tube penthode par exemple ; en courant continu, ce tube ne présente qu'une résistance apparente assez faible de quelques milliers d'ohms qui est insérée entre le point milieu du transformateur d'alimentation et la masse (fig.48) alors qu'en

courant alternatif , le tube présente une résistance égale à sa résistance interne, c'est-à-dire plusieurs centaines de kilohms.

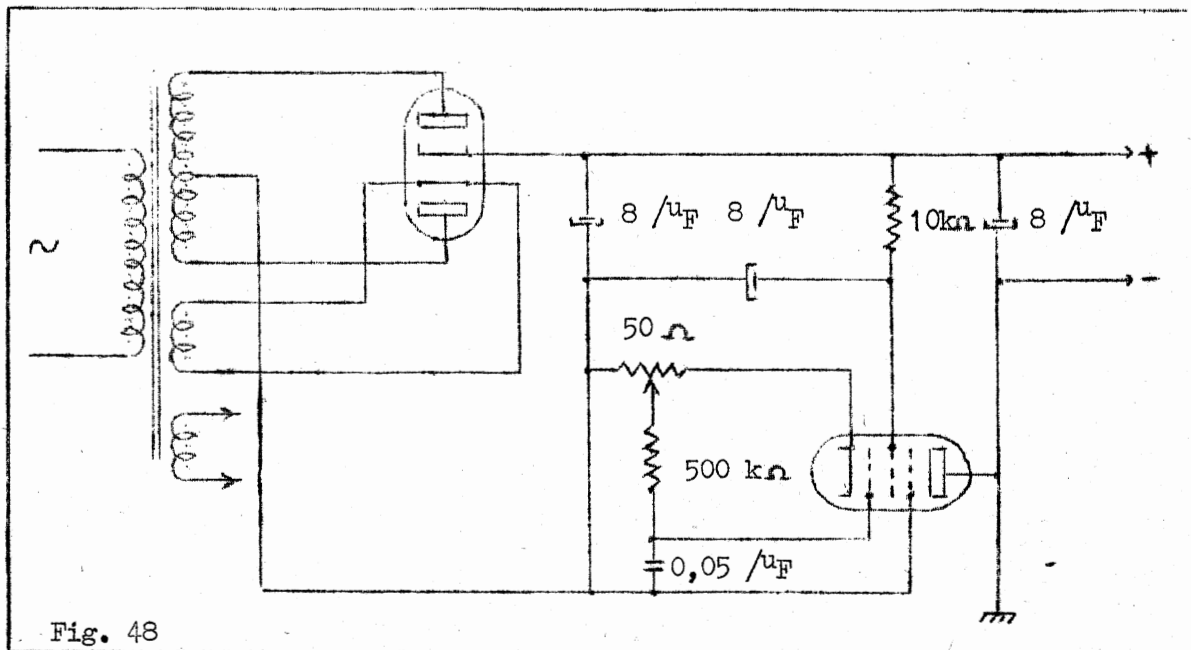


Fig. 48

Alimentation H.T. stabilisée.

Dans de nombreux ensembles électroniques, la H.T. est stabilisée soit avant redressement par des régulateurs de tension magnétiques à fer saturé par exemple, soit après redressement par des tubes stabilisateurs de tension à gaz (stabilovolts ou tubes étalons de tension) ou par des tubes électroniques triodes ou penthodes.

1°) Régulateurs de tension magnétique.

Un tel régulateur (fig. 49.) placé avant le transformateur d'alimentation est constitué par une self à fer et un circuit accordé comportant une inductance à noyau saturé et un condensateur ; la tension de sortie est constante pour une tension secteur variant entre 100 et 140 V.

Cette stabilité de la tension de sortie s'explique ainsi :

- Lorsque la tension d'entrée du régulateur diminue, l'intensité du courant

le traversant diminue également, le noyau de l'inductance L est donc moins saturé et le coefficient de self de ce bobinage augmente, le circuit $L C$ n'est plus accordé et la self l'emporte sur la capacité ; la tension de sortie prélevée aux bornes de l'ensemble $l_2 +$ self résultant du désaccord augmente car les tensions aux bornes de ces deux éléments s'ajoutent, étant sensiblement en phase.

- Lorsque la tension d'entrée augmente, au contraire, le coefficient de self de L diminue, le circuit $L C$ est à nouveau désaccordé, mais cette fois la capacité l'emporte sur la self ; la tension de sortie diminue car les tensions aux bornes de l_2 et de la capacité résultant du désaccord sont sensiblement en opposition de phase

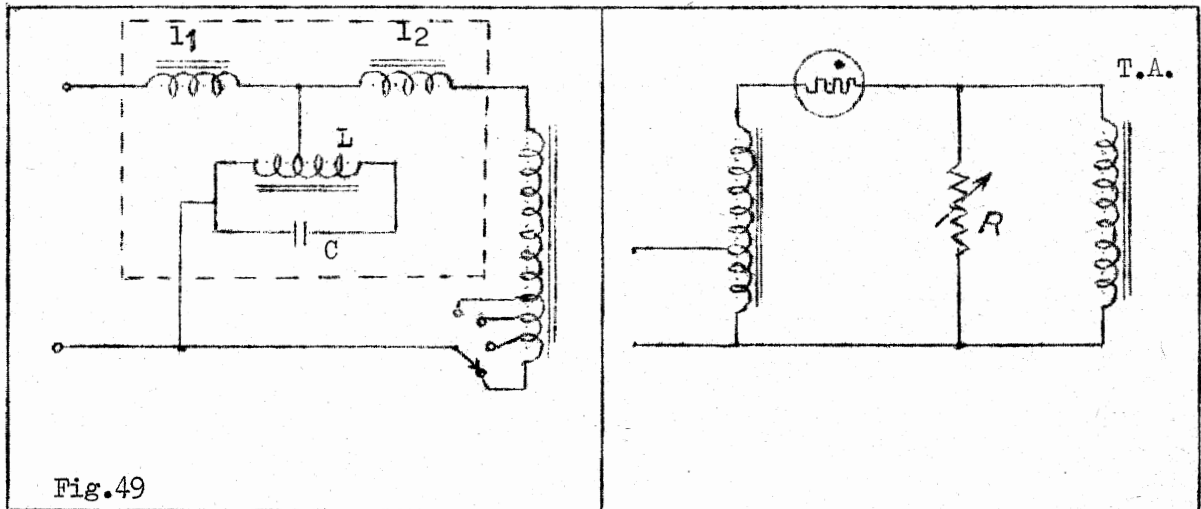


Fig.49

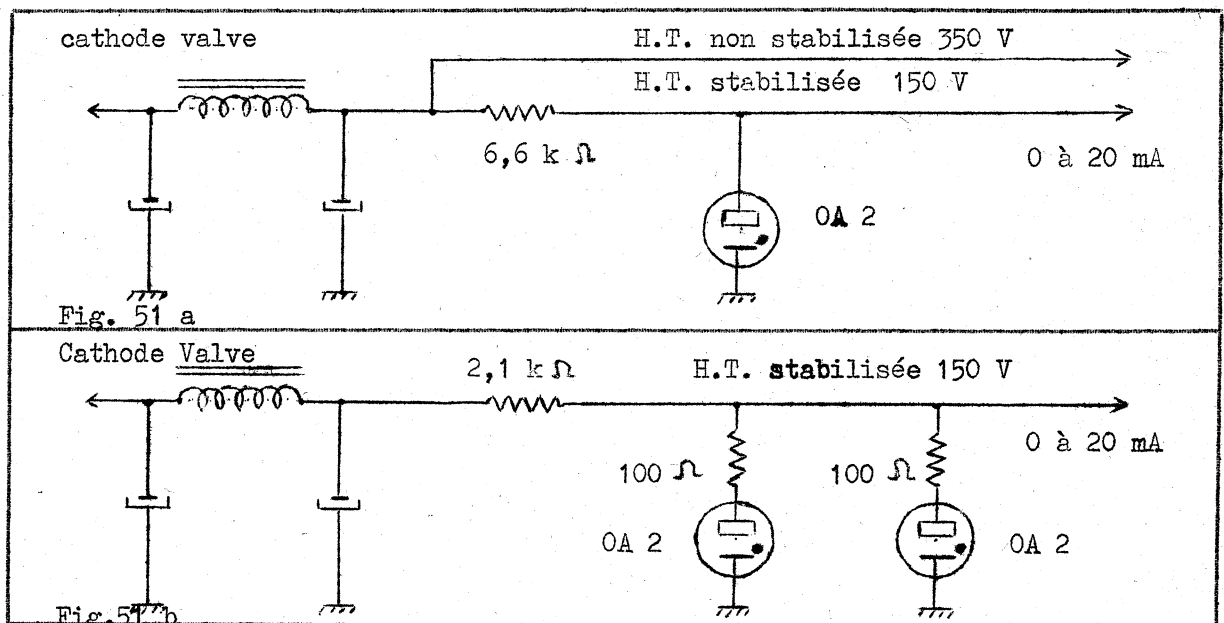
2°) Régulateurs fer - hydrogène.

On peut également stabiliser la tension d'entrée aux bornes du transformateur d'alimentation d'un ensemble électronique en utilisant un régulateur d'intensité fer-hydrogène dont on sait que la résistance varie très fortement en

fonction du courant qui le traverse. Cette particularité est exploitée dans le régulateur de tension alternative dont le schéma de principe est donné par la figure 50 ; la résistance ajustable R a pour but de fixer le point de fonctionnement du régulateur au milieu du palier de stabilisation du tube fer-hydrogène utilisé. Signalons que les tubes fer-hydrogène sont surtout utilisés comme régulateurs d'intensité en particulier dans les chaînes filaments de certains vieux récepteurs tous-courants.

3°) Stabilisation de la H.T. continue par stabilovolts.

Le choix de la résistance série et du type de stabilisateur à utiliser dépend de la H.T. continue non stabilisée disponible, de la tension stabilisée à obtenir et du débit maximum.



Dans l'exemple de la figure 51 (a), la tension de sortie est uniforme pour un débit variant entre 0 et 20 mA si la tension d'entrée varie de $\pm 5 \%$; dans les mêmes conditions, si cette tension varie de $\pm 10 \%$, la résistance série devra être voisine de $16 \text{ 000 } \Omega$ et la H.T. non stabilisée de 650 V. Pour simpli-

fier cette alimentation, on est conduit à utiliser deux stabilisateurs en parallèle (fig. 51 b). Dans ce dernier cas, la résistance série est de $2,1 \text{ k } \Omega$ et la H.T. nécessaire avant stabilisation de l'ordre de 260, 280 V. Si la tension à stabiliser dépasse la valeur maximale admissible par un seul stabilisateur, on a recours à deux stabilisateurs montés en série.

4°) Stabilisation de la H.T. continue par tubes électroniques.

Ce procédé de stabilisation est très employé dans les ensembles électroniques professionnels et les appareils de mesure.

La figure 52 donne un exemple d'alimentation stabilisée par tubes électroniques (version simplifiée de la platine régulation d'un émetteur T.V. de 50 W C.S.F.); de nombreuses variantes sont également possibles. Si le débit l'exige, on peut monter plusieurs tubes de débit ou tubes " robinets " (L_1) en parallèle; la résistance interne de ce ou ces tubes (qui, dans un tel montage est de l'ordre de 5Ω) est commandée par le tube L_2 dont le rôle est de comparer la tension régulée + 250 V à la tension de référence fournie par le stabilisateur de tension S_1 . Le stabilisateur de tension S_2 assure la stabilisation d'une partie - dans l'exemple choisi, 108 V - de la tension régulée de 250 V. Une tension régulée de 150 V est prélevée aux bornes du stabilisateur S_3 alors qu'une tension de polarisation stabilisée de - 150 V est prélevée aux bornes du stabilisateur S_4 .

Les tensions régulées de 250 V et de 150 V sont constantes à 0,1 V près pour une tension d'alimentation variant de $\pm 10 \%$; ce montage atténue également considérablement la tension de ronflement qui n'est en sortie que de quelques millivolts.

Eléments utilisés :

L_1 : EL 34 ; certains montages utilisent d'autres tubes genre 6 BQ 5 ou 6 BQ 6.

L_2 : PM 07 ; on utilise également des tubes genre EF 86.

Le débit possible des tensions régulées est de l'ordre de 100 à 150 mA pour

un tube EL 34 et atteint 600mA pour 4 tubes EL 34.

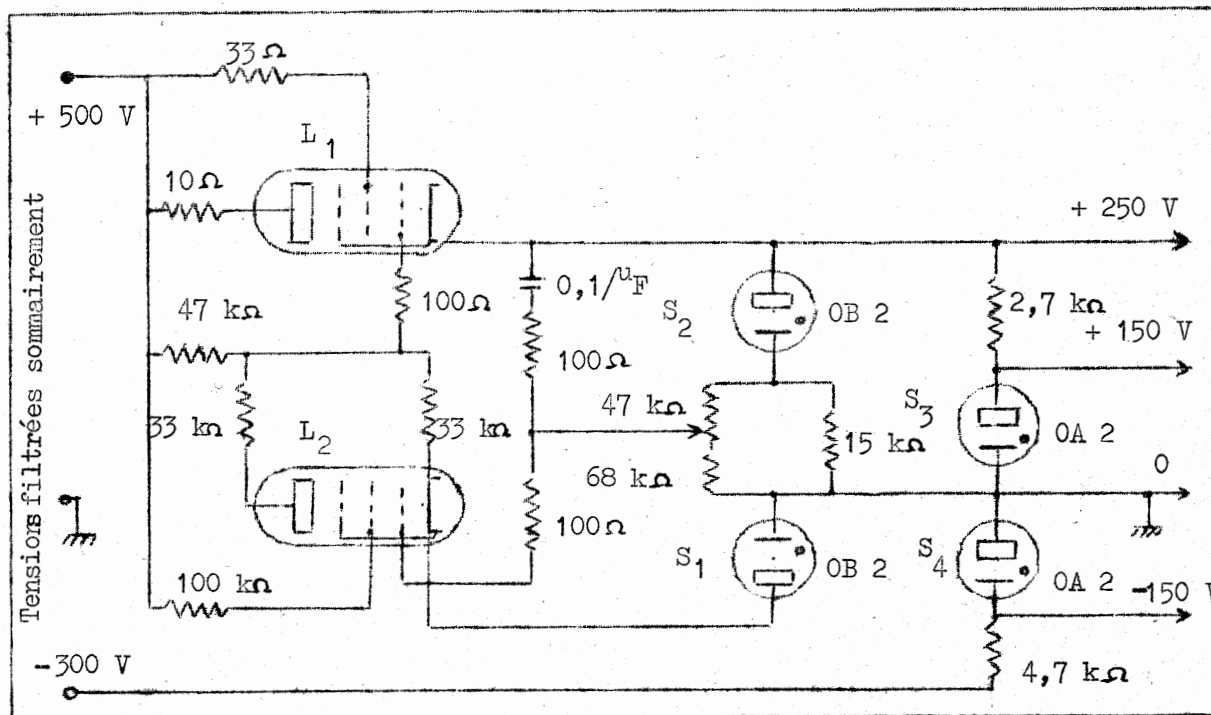


Fig. 52

II - APPAREILS DU TYPE TOUS-COURANTS.

Pratiquement, tous ces appareils ont un filtrage par le +, on utilise pour le redressement des valves mono ou biplaques ; la figure 53 donne le schéma de principe d'un tel redresseur. Pour une tension secteur supérieure à 110-130 V, il sera fait appel à un bouchon dévolteur à résistance dit " chaufferette " prévu par l'appareil à alimenter ou à un des dispositifs étudiés précédemment dans le paragraphe concernant l'adaptation d'un tous-courants aux différentes tensions du secteur.

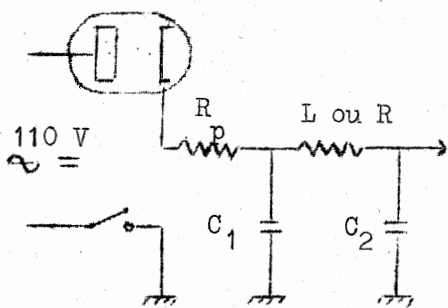


Fig. 53

Valeurs usuelles des éléments.

Série octale : 25 Z 6, ancien modèle 25 Z 5.

Série transcontinentale : C Y 2 .

Série Rimlock: UY 41 ou UY 42.

Série miniature : 35 W 4, 117 Z 3 postes piles-secteur.

Série noval : UY 85 , PY 82 (chaîne 0,3 A).

Résistance de protection R_p .

Cette résistance de protection placée soit entre secteur et plaque pour les valves monoplaques, soit entre cathode et H.T. doit être prévue chaque fois que le constructeur de la valve l'indique. Le " dépannage au tournevis " est à proscrire formellement sur un tous-courants car, avec cette méthode, la valve est rapidement " H.S. "

Voici, à titre indicatif, la résistance de protection prévue pour la valve de la série noval PY 82 (pour une valeur maximale du condensateur d'entrée de $60 \mu_F$) :

Tension à redresser en V eff.	250	240	220	200	127
Valeur de R_p en Ω	125	108	65	30	0

Condensateur d'entrée C 1.

Valeurs : 50 à $100 \mu_F$ / 150-165 V.

Bobine de filtrage.

On utilise soit une self de filtrage de résistance ohmique faible (100 à 300Ω maximum), soit une résistance de 500 à $1\ 000 \Omega$, la lampe finale étant alimentée

en H.T. non filtrée. Dans certains récepteurs anciens, on utilise un H.P. à excitation dont la bobine a une résistance de 300 à 500 Ω . La bobine d'excitation d'un H.P. pour récepteurs tous-courants dont la résistance est comprise entre 2 500 et 7 500 Ω se branche en parallèle sur la H.T., généralement avant filtrage ; sur certains appareils, une diode de la valve est utilisée pour alimenter uniquement la bobine d'excitation.

Filtrage par le moins.

Dans ce montage (fig. 54), le retour filament ne se fait pas à la masse.

Filtrage par le moins et polarisation par le moins.

Ce montage peu usité est représenté dans la figure 54 en traits gras.

Filtrage par le plus et polarisation par le moins.

Ce montage est assez complexe et présente l'inconvénient de réduire sensiblement la valeur de la H.T. ; il est utilisé quelquefois sur les récepteurs alimentés par un autotransformateur (fig. 55),

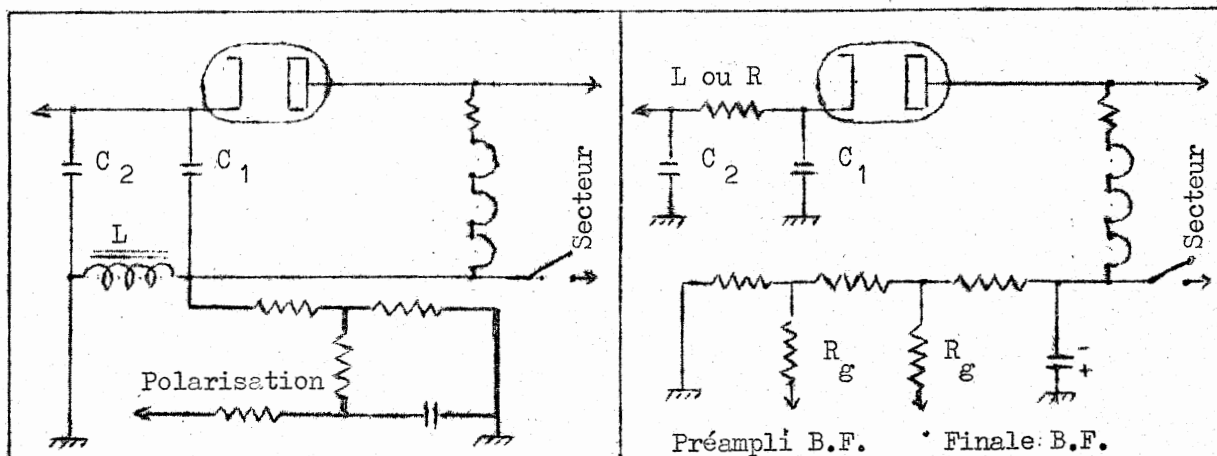


Fig. 54

Fig. 55

III - MONTAGES REDRESSEURS SPECIAUX .

A) DOUBLEURS DE TENSION

Les montages doubleurs de tension sont assez peu usités dans les récepteurs radio ; ils sont par contre assez fréquents en T.V.

La figure 56 (a) représente le schéma de principe d'un doubleur de tension " Latour " et la figure 56 (b) celui d'un doubleur de tension " Schenkel ". On obtient avec ces montages, suivant le débit demandé, une H.T. de 170 à 200 V pour une tension secteur de 110 V eff.

Les condensateurs C et C' sont isolés à 165 V pour le montage (a) et à 350 V pour le montage (b) ; dans les deux montages, le condensateur de filtrage est isolé à 300 - 350 V.

Le fonctionnement du montage Latour s'explique très facilement. On voit, figure 56 (a) , que les deux alternances redressées de la tension alternative du secteur chargent successivement C et C' à une tension E (valeur maximum de la tension secteur) ; on dispose donc, à la sortie du redresseur, d'une tension continue à vide égale environ à 2 E. Les deux alternances étant redressées, la tension de ronflement est de 100 Hz. Ce montage présente l'inconvénient d'avoir sa sortie - H.T. séparée du secteur, ce qui est gênant dans un montage tous-courants où les lampes sont chauffées en série car l'isolement filament - cathode de tous les tubes doit être suffisant ; en effet, par l'intermédiaire de C', la tension entre secteur et masse est de l'ordre de 300 V lorsque le - H.T. est mis à la masse.

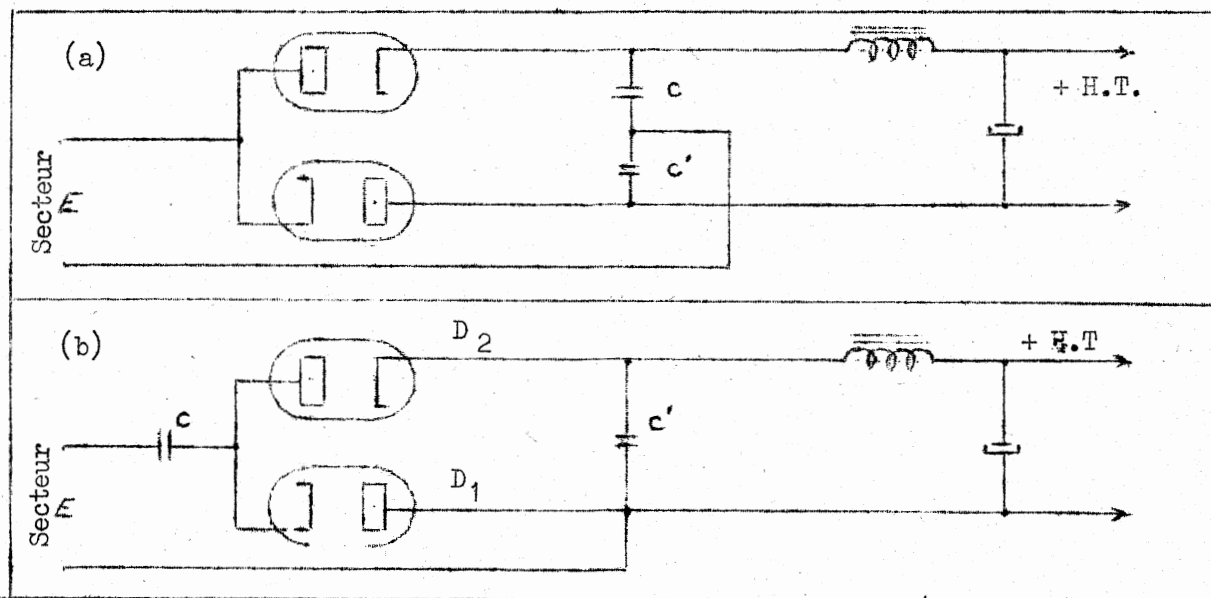


Fig. 56

Le montage doubleur de tension Schenkel ne présente pas cet inconvénient, le - H.T. étant commun avec un pôle du secteur.

Durant la première alternance, la diode D_1 dont la plaque est positive charge le condensateur C à une tension E lequel doit être prévu pour supporter une composante alternative importante. A l'alternance suivante, la tension E aux bornes du condensateur C se trouve en série avec la tension secteur, la tension appliquée à la diode D_2 est donc $2 E$ et C' chargé par celle-ci est également porté à une tension à vide sensiblement double de celle du secteur.

En charge, cette tension descend aux environs de 200 V ; la valeur du condensateur C sera déterminée en fonction du débit demandé : 100 μ F pour 200 mA, 150 μ F pour 300 mA. Le condensateur C' de sortie du redresseur n'étant chargé qu'une alternance sur deux, la tension de ronflement est de 50 Hz.

B) MULTIPLICATEURS DE TENSION.

Les figures 57 (a) et (b) représentent des multiplicateurs quadrupleurs de tension série et parallèle permettant d'obtenir à la sortie H.T. une tension sensiblement égale à $4 (V_A - V_B)$; une multiplication de tension plus élevée que dans l'exemple choisi peut, bien entendu, être obtenue.

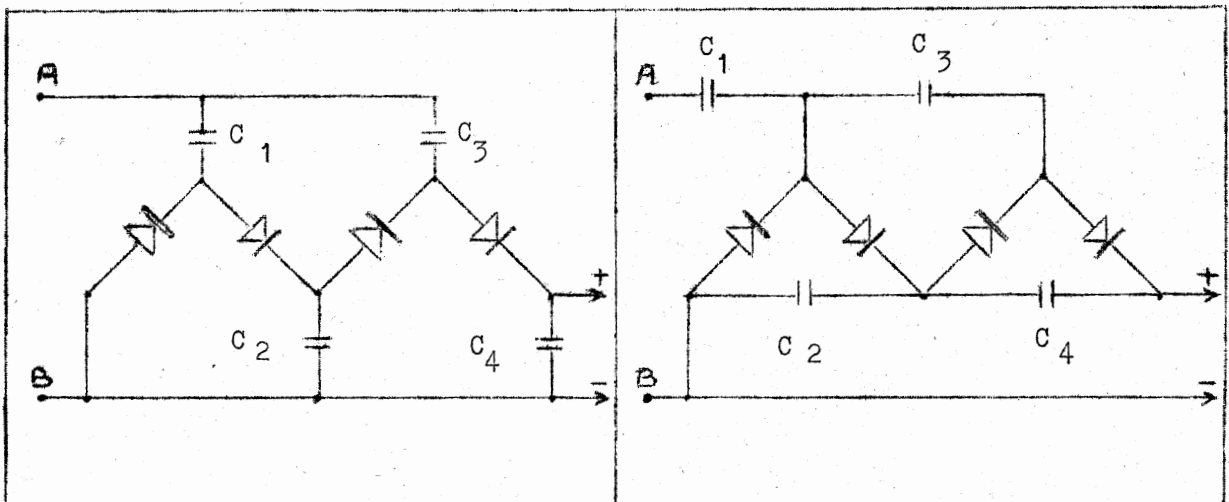


Fig. 57 a et b

C) Redresseur triphasé avec valve de retour (fig.58 a).

Pour éviter l'arc qui peut s'amorcer entre cathode et anode d'une valve par suite de la tension inverse de pointe qui se produit quand la plaque est négative et ne débite pas (la tension aux bornes du condensateur d'entrée s'ajoute à la tension secteur), on insère une seconde valve dans le circuit de retour de la H.T. ,d'où le nom de " valve de retour " (fig. 58 b).

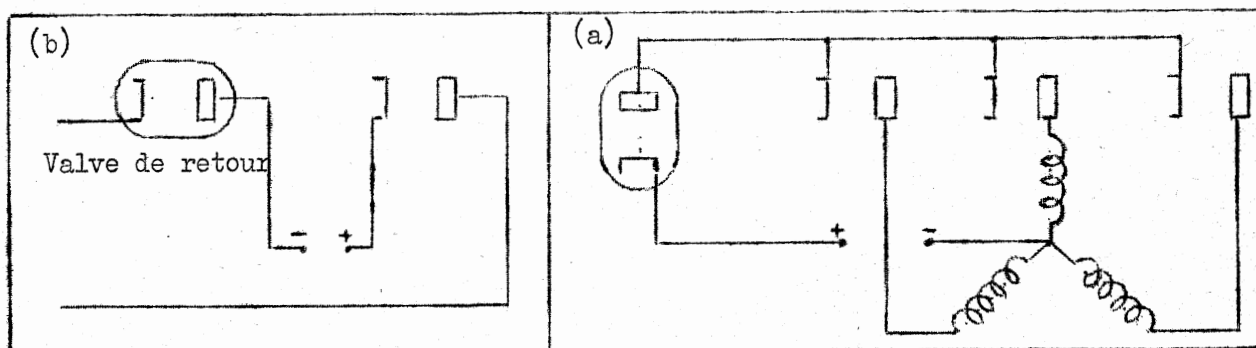


Fig. 58 a et b

IV - ALIMENTATION PAR PILES .

Piles utilisées.

On utilise une pile de 67,5 V ou 90 V découplée par un condensateur d'au moins $100 \mu\text{F}$; ce découplage est rendu nécessaire par l'augmentation de la résistance interne des piles avec le vieillissement.

Durée de fonctionnement.

Cette durée est variable suivant le débit H.T. demandé par l'appareil et la capacité de la pile utilisée , avec une pile prévue pour un débit de 10 mA, on obtient 20 à 40 heures de fonctionnement pour un récepteur équipé de tube batteries de la série 50 mA, suivant la continuité de l'utilisation (dépolarisation de la pile).

Appareils piles-secteur.

Nous avons vu l'alimentation H.T. d'un appareil piles-secteur dans le chapitre consacré à l'alimentation des filaments des tubes électroniques.

V - ALIMENTATION PAR BATTERIE D'ACCUMULATEURS B.T.

A) Groupe convertisseur rotatif.

Ce groupe est constitué par un ensemble moteur-générateur montés sur le même axe , le rotor est d'ailleurs généralement commun au moteur et à la génératrice à courant continu (fig.59).

L'excitation alimentée sur 6, 12 ou 24 V est commune aux deux parties du convertisseur. Le rotor de la partie moteur est alimenté en basse tension et le rotor de la dynamo fournit une tension continue ondulée de 250 V. Un filtre H.T. sérieux est nécessaire pour éliminer la composante alternative due à la commutation (quelques centaines de hertz). L'ensemble est blindé pour éviter tout rayonnement sur l'appareil d'utilisation. Les convertisseurs rotatifs sont utilisés sur le matériel roulant : émission, réception, sonorisation.

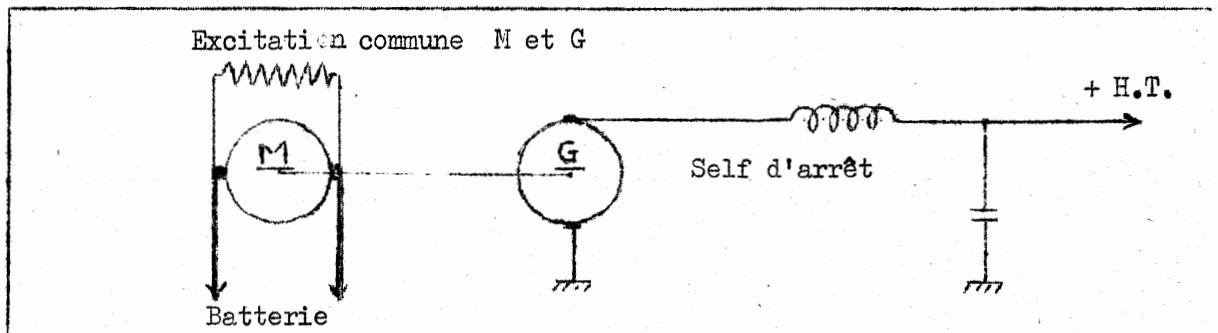


Fig. 59

B) Vibreur asynchrone.

Le courant haché produit par le vibreur est redressé par une valve comme dans un montage alternatif ; une self d'arrêt H.F. est insérée avant la cellule de filtrage pour éliminer les fréquences harmoniques créées par le vibreur (fig. 60).

C) Vibreur synchrone.

La valve du schéma précédent est remplacée par un redresseur mécanique entraîné en synchronisme avec la partie du vibreur chargé de produire le courant haché (fig. 61).

Avantages :

Prix peu élevé , encombrement réduit.

Inconvénients :

Intensité et tension redressées faibles, néanmoins suffisantes pour un récepteur radio normal.

Utilisations : récepteurs voitures, amplificateurs de sonorisation de faible puissance, etc...

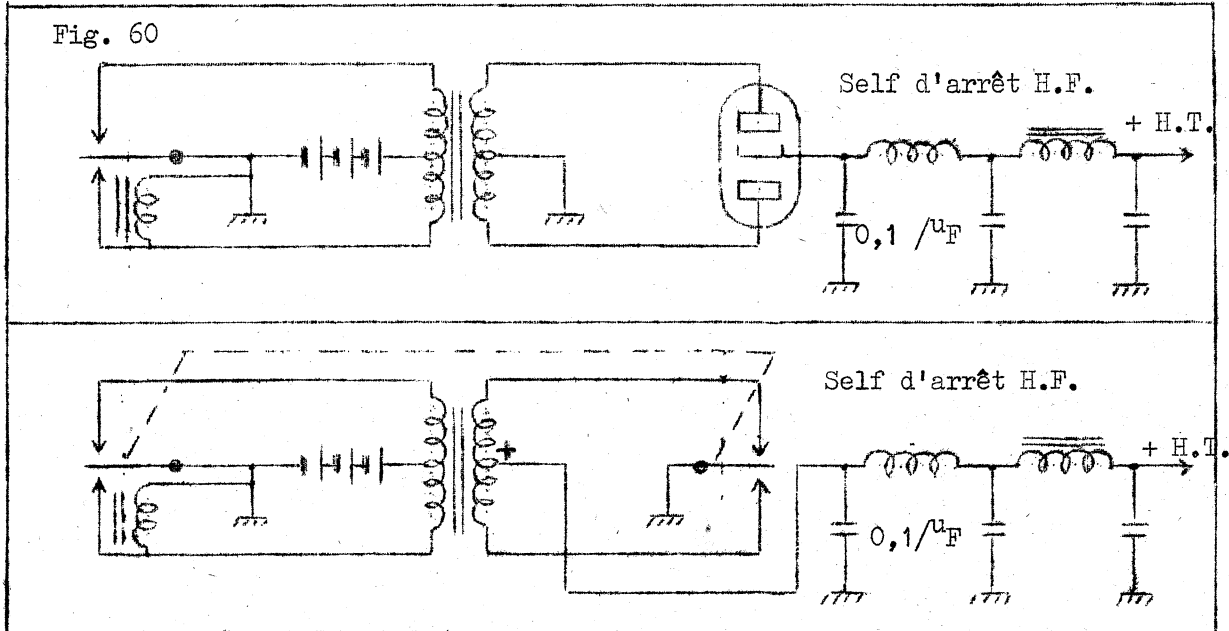


Fig. 61

VI- ALIMENTATION TRÈS HAUTE-TENSION "T.H.T."

A) Alimentation par transformateur et valve monoplaque.

La T.H.T. continue nécessaire au fonctionnement des tubes cathodiques varie entre 2000 et 50 000 V.

Cette tension peut être obtenue à partir d'un montage redresseur alimenté par un transformateur d'alimentation T.H.T. (fig.62). Le débit étant faible, le filtrage peut être assuré par une cellule résistance-capacité.

Les éléments utilisés ont les valeurs suivantes :

$$R = 100 \text{ k}\Omega;$$

$$C_1 \text{ et } C_2 = 0,1 \text{ /}\mu\text{F}, \text{ très haut isolement ;}$$

$$R_G, \text{ résistance de protection} = 100 \text{ k}\Omega.$$

Inconvénients :

1°) Transformateur encombrant et très coûteux ; un isolement par bain d'huile

est nécessaire à partir de quelques kilovolts.

2°) Le transformateur pouvant délivrer un certain courant avant que la T.H.T. ne diminue considérablement de valeur, un tel montage est très dangereux ; il convient de prendre de grandes précautions pour éviter tout risque d'électrocution, travailler sur un sol isolant, n'utiliser qu'une seule main, employer des outils à manches isolants, décharger les condensateurs avant d'intervenir.

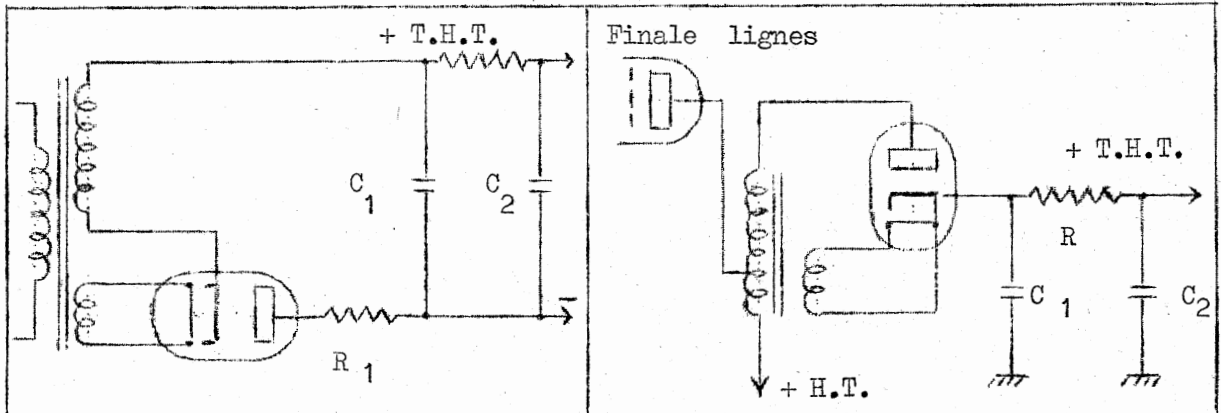


Fig. 62

Fig.63

B) Alimentation T.H.T. "par retour de spot".

Ce montage, dit également par retour de lignes, utilise la surtension due au passage d'un courant en dents de scie dans un enroulement du transformateur de sortie lignes chargé d'alimenter la partie déflexion lignes du bloc de déflexion magnétique du tube cathodique (fig.63). Ce montage qui est pratiquement le seul actuellement utilisé sur les téléviseurs permet d'obtenir facilement une T.H.T. de 15 000 à 18 000 V. Pour les tubes cathodiques à projection, on fait suivre ce montage par un multiplicateur de tension ce qui autorise des tensions atteignant et dépassant même 50 000 V.

Pour ces différents montages, on utilise une valve redresseuse spéciale, généralement sans culot, genre EY 51 [chauffage indirect (filament réuni à la cathode) 6,3 V - 90 mA, T.H.T. 17 kV sous 0,35 mA] .

C) Alimentation T.H.T. par oscillateur H.F.

Ce procédé n'est plus guère utilisé maintenant, ses qualités étant bien in-

férieures à celles du montage dit " par retour de spot " .

Dans la figure 64, est représenté un montage T.H.T. par oscillateur utilisant les éléments suivants :

- tube oscillateur : EL 41 ;
- valve T.H.T. : EY 51 ;
- L 1 : circuit oscillant anodique ;
- L 2 : circuit de réaction ;
- L 3 : secondaire élévateur de tension ;
- L 4 : secondaire chauffage de la valve EY 51 .

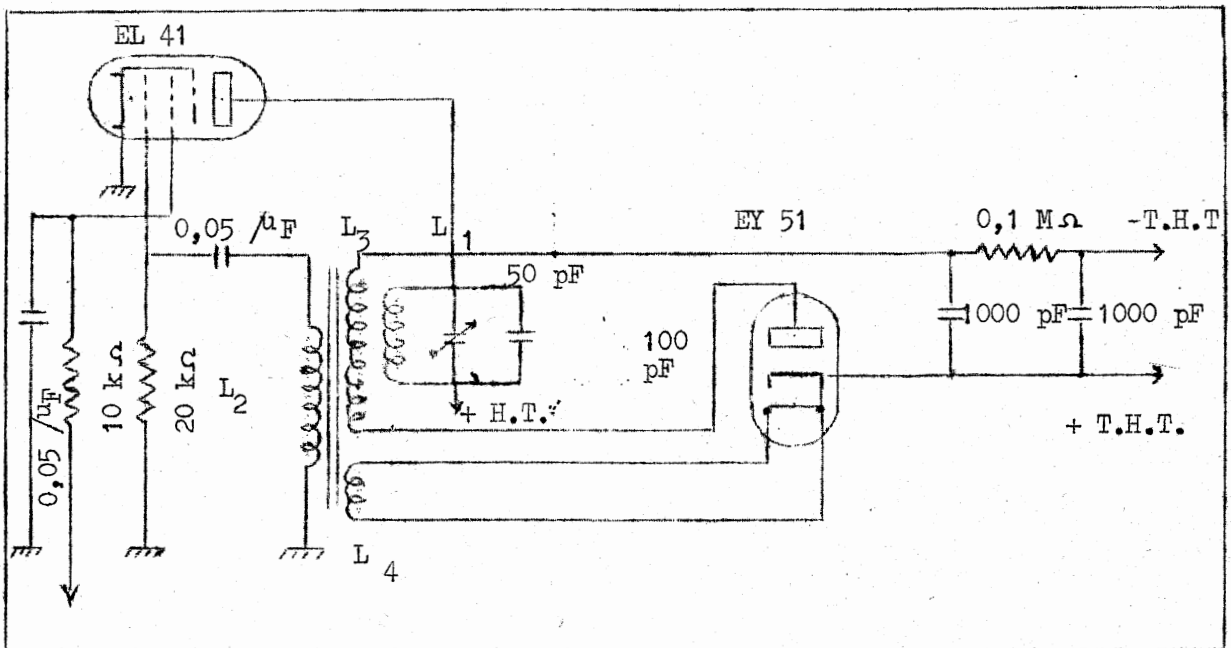


Fig. 64

CHAPITRE III

CIRCUITS D'ALIMENTATION DES GRILLES ECRANS DES TUBES ELECTRONIQUES .

A) Choix de la tension d'alimentation des grilles écrans.

1°) Valeur donnée par le lexique.

Pour se conformer à cette valeur, il faut que les conditions d'utilisation du tube soient identiques à celles de l'exemple donné par le lexique.

Exemple, tube 6 AQ 5/EL 90 :

$$U_a = HT = 250 \text{ V} ;$$

$$U_e = HT = 250 \text{ V} .$$

Remarque : la tension d'écran U_e est donnée par rapport à la cathode ; on ne fait en général qu'une erreur négligeable en prenant cette tension par rapport à la masse.

2°) Valeur non donnée par le lexique.

Dans ce cas, on déterminera la tension d'écran en se reportant aux réseaux de caractéristiques du tube pour chaque montage réalisé.

3°) Résistance série donnée par le lexique.

Pour les montages usuels, la résistance série d'alimentation de la grille écran est donnée par le lexique. On se rappellera que cette résistance doit être découplée par un condensateur d'une valeur suffisante pour rendre la tension d'écran invariable pendant une période du signal amplifié (fig.65).

B) Alimentation de la grille écran par résistance chutrice à partir de la H.T.

1°) Schéma de principe (fig. 66).

Si le tube utilisé est par exemple une penthode EF 86/6CF 8, la résistance chutrice R_c a pour valeur $0,39 \text{ M } \Omega$; si le courant d'écran est de $0,28 \text{ mA}$, la tension d'écran U_e a pour valeur :

$$U_e = H.T. - R_e I_e .$$

Si la H.T. est , comme il est d'usage, de 250 V, on a :

$$U = 250 - 0,39 \cdot 10^6 \times 0,28 \cdot 10^{-3} \approx 140 \text{ V} .$$

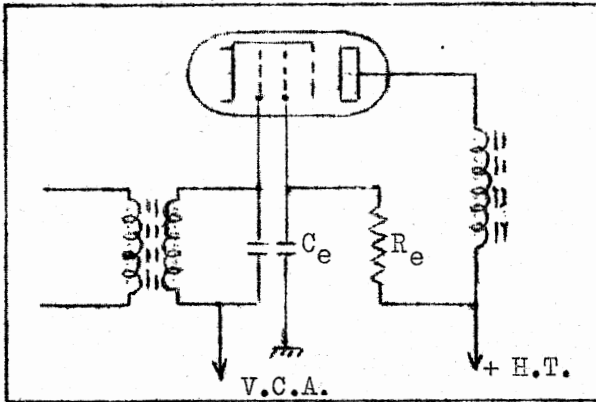


Fig. 65

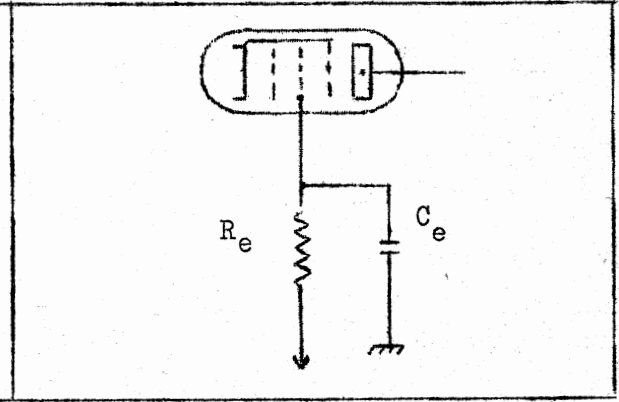


Fig.66

2°) Calcul de la résistance chuteuse R_e .

a) Données : H.T. , I_e , U_e .

Exemple , tube 6 K 7 : H.T. = 250 V , $U_e = 100 \text{ V}$, $I_e = 2,5 \text{ mA}$.

$$R_e = \frac{H.T. - U_e}{I_e} = \frac{250 - 100}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 60\,000 \Omega .$$

b) La Valeur de R_e est donnée par le lexique.

Exemple , tube UF 89 : le lexique donne H.T. = 170 V , $R_e = 18\,000 \Omega$.

c) Les conditions d'utilisation ne sont pas celles du lexique.

Si les conditions d'utilisation ne sont pas celles du lexique , il faut déduire U_e et R_e des courbes caractéristiques. En principe, la résistance R_e est de 2 à 5 fois celle de la résistance d'anode.

$R_a(\Omega)$	$R_e(\Omega)$
100 000	250 000
250 000	500 000
500 000	1 000 000

3°) Mesure de la tension d'écran U_e .

On peut effectuer cette mesure avec un voltmètre continu ordinaire - en principe, le nombre d'ohms par volt de l'appareil à utiliser figure dans les notices de dépannage des constructeurs, la valeur normalisée est de $1\ 330\ \Omega / V$ - pour les tubes de puissance B.F. et les tubes amplificateurs F.I. ; par contre, pour les tubes préamplificateurs B.F, il convient d'utiliser un voltmètre électronique.

C) Alimentation de la grille écran par pont diviseur.

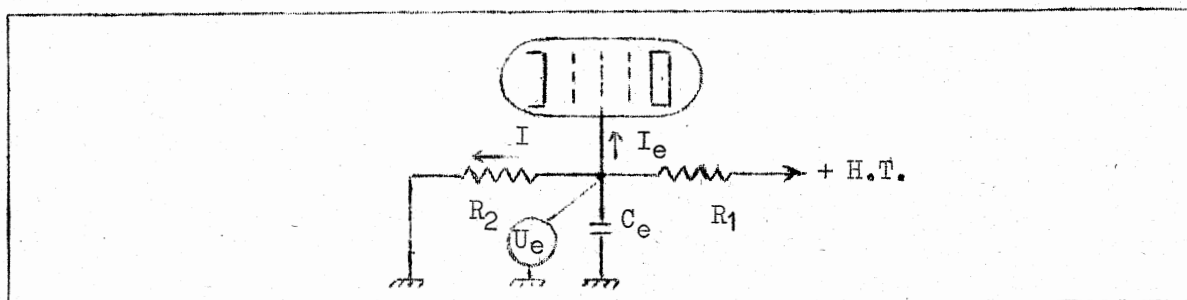


Fig. 67

L'alimentation par résistance chutrice série présente l'inconvénient suivant : lorsque la tension grille U_g varie, le courant écran I_e varie et la chute de tension dans R_e varie également, entraînant une variation de la tension d'écran U_e . L'alimentation par pont diviseur évite en partie cet inconvénient.

1°) Schéma de principe (fig.67).

Si I_e varie, la variation de $I_e + I$ est proportionnellement moins grande ; la chute de tension dans R_1 est plus constante et par conséquent, la variation de U_e est plus faible.

2°) Etude de l'alimentation par pont diviseur.

Exemple : tube changeur de fréquence 6 E 8.

Les caractéristiques d'utilisation de ce tube sont usuellement : $R_1 = 20\ 000\ \Omega$,

$R_2 = 25\ 000\ \Omega$, H.T. = 250 V, $I_e = 3\ \text{mA}$.

Le calcul des inconnues U_e et I s'effectue comme suit en considérant la figure 66 :

$$H.T. = V_A - V_E + V_E - V_M ;$$

$$U_e = V_E - V_M = R_2 I .$$

D'après la règle des mailles des lois de Kirchoff, on a :

$$R_1 (I_e + I) + R_2 I = 250 ,$$

soit :

$$R_1 I_e + R_1 I + R_2 I = 250 .$$

En mettant I en facteur commun, il vient :

$$I (R_1 + R_2) = 250 - R_1 I_e ,$$

d'où :

$$I = \frac{250 - R_1 I_e}{R_1 + R_2} = \frac{250 - 60}{45\ 000} = \frac{190}{45\ 000} \text{ A} ,$$

soit en mA :

$$I = \frac{190}{45} = 4,22 \text{ mA} .$$

La valeur de la tension U_e est :

$$U_e = R_2 I = 25\ 000 \times 4,22 \cdot 10^{-3} = \underline{105,50 \text{ V}} .$$

Cette valeur correspond à celle indiquée par le lexique.

Si I_e passe de 3 à 2,55 mA, soit une variation de 15 %, le courant I devient :

$$I = \frac{250 - 20\ 000 \times 2,55 \cdot 10^{-3}}{45\ 000} = \frac{199}{45\ 000} \text{ A} ,$$

soit en mA :

$$I = \frac{199}{45} \approx 4,42 \text{ mA} .$$

La tension d'écran U_e a alors pour valeur :

$$U_e = R_2 I = 25\ 000 \times 4,42 \cdot 10^{-3} = 110,50 \text{ V} .$$

La variation de tension d'écran n'est que de :

$$110,50 - 105,50 = 5 \text{ V,}$$

soit , exprimée en % , une variation de :

$$100 \times \frac{5}{105,50} \approx 4,7 \%$$

La variation de la tension d'écran est donc inférieure au 1/3 de la variation du courant d'écran I_e . Une régulation plus importante encore peut être obtenue en augmentant la valeur du courant I par rapport à I_e .

3°) Calcul des résistances R_1 et R_2 d'un pont diviseur.

Pour déterminer les valeurs de R_1 et R_2 en connaissant par le lexique les valeurs de I_e , U_e , H.T., il faut se fixer la valeur du courant I en tenant compte de la variation de tension d'écran admissible pour une variation donnée de I_e . La solution réside en un compromis entre :

a) une valeur grande de I par rapport à I_e , donc une valeur faible de la somme $R_1 + R_2$ pour obtenir une bonne stabilité ;

b) une valeur faible de I , c'est-à-dire une somme $R_1 + R_2$ grande pour limiter le débit H.T.

Exemple : soit à déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 du pont diviseur de tension alimentant un tube amplificateur H.F. ou F.I. 6 AU 6 /EF 94.

D'après le lexique , on a : tension d'anode = H.T. = 250 V, $U_e = 125 \text{ V}$, $I_e = 3 \text{ mA}$.

Pour obtenir une bonne stabilité, fixons nous $I = 5 \text{ mA}$; la valeur de R_2

se déduit immédiatement :

$$R_2 = \frac{U_e}{I} = \frac{125}{5} = 25 \text{ k}\Omega .$$

La chute de potentiel dans R_1 doit être de :

$$U = 250 - 125 = 125 \text{ V} ,$$

et la valeur de R_1 :

$$R_1 = \frac{U}{I + I_e} \approx \frac{125}{8} \approx 15 \text{ k} \Omega.$$

4°) Mesure de la tension d'écran alimenté par pont.

La mesure de la tension d'écran U_e , dans le cas de l'alimentation par pont diviseur, s'effectue comme dans le cas de l'alimentation par résistance chutrice série.

D) Alimentation écran des tubes à caractéristique basculante.

Les tubes amplificateurs H.F. ou F.I. à " caractéristique basculante " ou à " tension d'écran clissante " ne doivent pas voir leur écran alimenté par un pont diviseur ; ces tubes sont en effet conçus pour une alimentation d'écran par résistance chutrice série. Les tubes à caractéristique basculante genre EF 9, 6 M 7 etc... permettent de supprimer le phénomène de " transmodulation ". Rappelons qu'on appelle **transmodulation** le phénomène qui consiste, pour un récepteur radio voisin d'un émetteur puissant, à recevoir la modulation de celui-ci superposée à toute réception d'autres émissions.

E) Découplage de l'écran.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, le découplage de l'écran est nécessaire et cela pour deux raisons :

- 1°) l'écran sert de blindage entre grille et anode - la raison d'être de l'écran est au départ de diminuer la capacité entre grille et anode - à condition qu'il soit réuni au potentiel de la cathode du point de vue alternatif ;
- 2°) si on applique une tension alternative sur la grille, le courant d'écran sera composé non seulement d'une composante continue, mais également d'une composante alternative qu'il convient d'écouler à la masse pour éviter une éventuelle réaction sur le fonctionnement de l'étage.

On admet en pratique que le découplage est suffisant si on a :

$\frac{1}{C_e \omega} \ll \frac{R_e}{10} \quad \text{ou mieux} \quad \ll \frac{R_e}{100}$
pour la fréquence la plus basse à transmettre.

En pratique , on utilise les valeurs suivantes :

- tubes B.F. de puissance : 8 à 50 μF ;
- tubes préamplificateurs B.F. : 0,1 à 0,5 μF ;
- tubes H.F. ou F.I. : 0,05 à 0,1 μF ;
- tubes V.H.F. : 1 000 pF céramique ou mica.

F) Exemples pratiques .

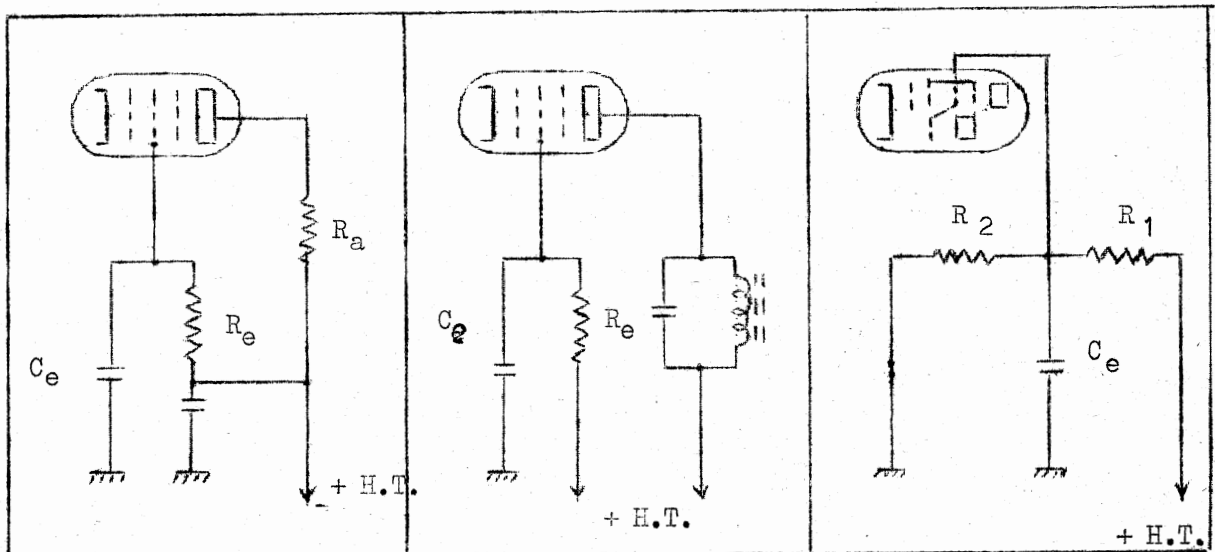


Fig.68

Fig. 69

Fig.70

1°) Tube préamplificateur B.F. (fig. 68).

H.T. = 250 V ; $R_e = 0,1$ à 1 $\text{M}\Omega$ suivant le tube utilisé ;
 $R_a = 50$ à 500 $\text{k}\Omega$; $C_e = 0,1$ μF .

2°) Tube amplificateur H.F. ou F.I. (fig.69).

H.T. = 250 V ; $R_e = 25$ à 100 $\text{k}\Omega$ suivant le tube utilisé .

3°) Tube changeur de fréquence (fig. 70).

H.T. = 250 V ; alimentation écran par pont formé de R_1 et R_2 (20 et 25 $\text{k}\Omega$ pour le tube 6 E 8, 33 et 47 $\text{k}\Omega$ pour le tube ECH 41, 27 et 27 $\text{k}\Omega$ pour le

tube ECH 42, 15 et 18 k Ω pour le tube ECH 81 etc...)

Remarque : dans de nombreux montages, on utilise la même résistance chutrice ou le même pont diviseur pour alimenter plusieurs écrans, par exemple l'écran du tube chargeur de fréquence et l'écran du tube amplificateur F.I. ; pour les calculs, on tiendra compte de la somme des courants d'écrans.

4°) Tube penthode monté en triode.

Dans certains montages, on fait appel à des penthodes montées en pseudotriodes suivant la figure 71 ; dans le cas du montage (a) qui est le plus usité, on obtient des caractéristiques très différentes de celles de la penthode.

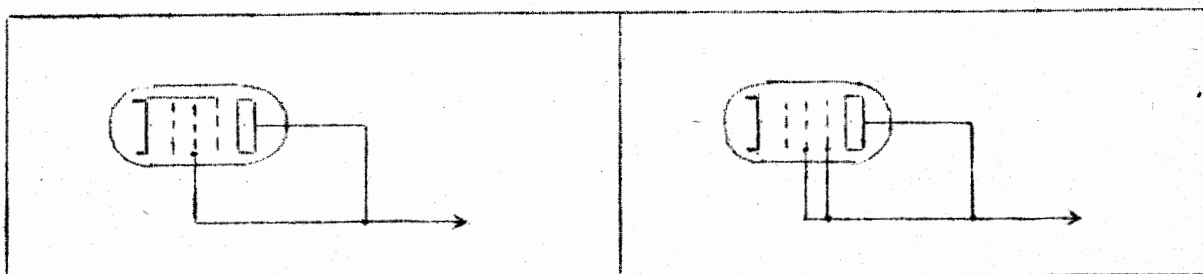


Fig. 71 a et b

Le tableau ci-dessous compare les caractéristiques du tube 6 AU 6/EF 94 (penthode amplificatrice H.F. de la série miniature) en penthode et en pseudotriode.

Caractéristiques	Penthode	Triode
H.T.=U _a (v)	250	250
U _g (v)	- 1	- 4
U _e (v)	125	-
R _i (Ω)	1 500 000	7 500
S (mA/v)	4,45	4,8
I _a (mA)	7,6	12,2
I _e (mA)	3	
R _k (Ω)	100	330
K	6 675	36

5°) Montage " ultra linéaire ".

Dans ce montage amplificateur de puissance en audiofréquences à haute fidélité, la prise du potentiel d'écran est effectuée sur le transformateur de sortie ou par l'intermédiaire d'un bobinage couplé au primaire du transformateur si la tension d'écran doit être plus faible que la tension plaque (fig.72 a et b). Dans ce dernier cas, la résistance d'alimentation du bobinage auxiliaire est découplée par un condensateur de $8 \mu\text{F}$ au moins. Le montage ultra-linéaire utilise la lampe de sortie avec des caractéristiques et des qualités intermédiaires entre la penthode et la triode ; il permet d'obtenir de très bonnes qualités de reproduction caractérisées par une large bande passante et un taux de distorsion harmonique très réduit.

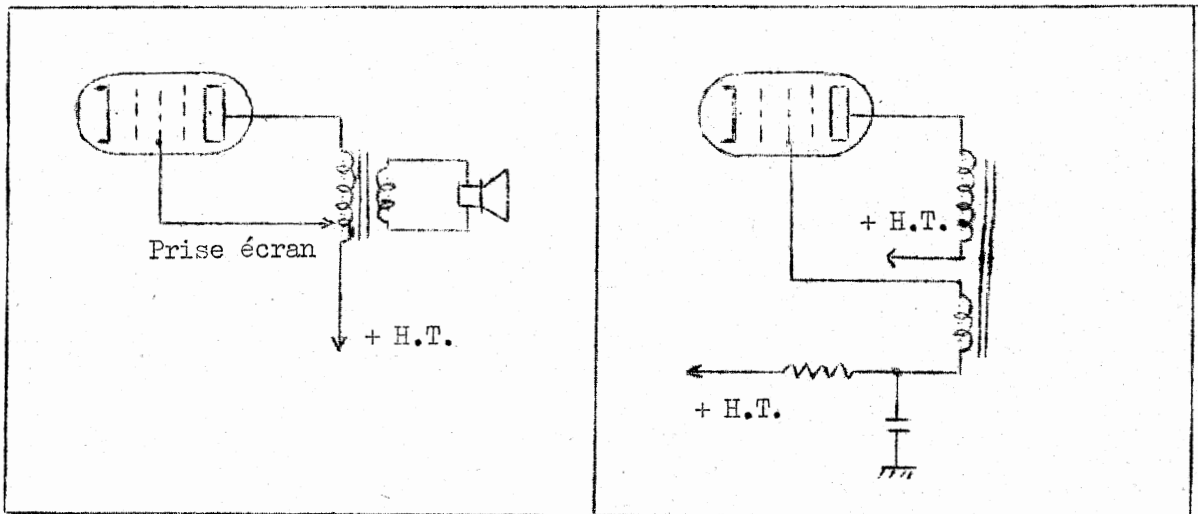


Fig. 72 a et b

CHAPITRE IV

CIRCUITS DE POLARISATION DES TUBES ELECTRONIQUES.

Définition.

La tension de polarisation ou , plus simplement, la polarisation d'un tube électronique est la tension continue qui existe entre grille de commande et cathode d'un tube électronique ; la grille est généralement négative par rapport à la cathode. La polarisation fixe le point de fonctionnement du tube sur la caractéristique correspondant aux conditions d'alimentation des autres électrodes. Rappelons que le choix du point de fonctionnement conditionne les caractéristiques du montage considéré ainsi que, dans certains cas, la longévité du tube électronique employé dans ce montage.

I-POLARISATION AUTOMATIQUE

1°) Schéma de principe.

Dans ce type de montage, la tension de polarisation est obtenue aux bornes d'une résistance de valeur convenablement choisie placée entre cathode et masse du tube, d'où le nom également " de polarisation par la cathode " (fig.73). Si le courant de la grille de commande est nul, la grille se trouve, du point de vue tension continue, au potentiel de la masse. La d.d.p. entre grille et cathode est donc égale à la tension existant aux bornes de R_k , la grille étant négative par rapport à la cathode (fig.74).

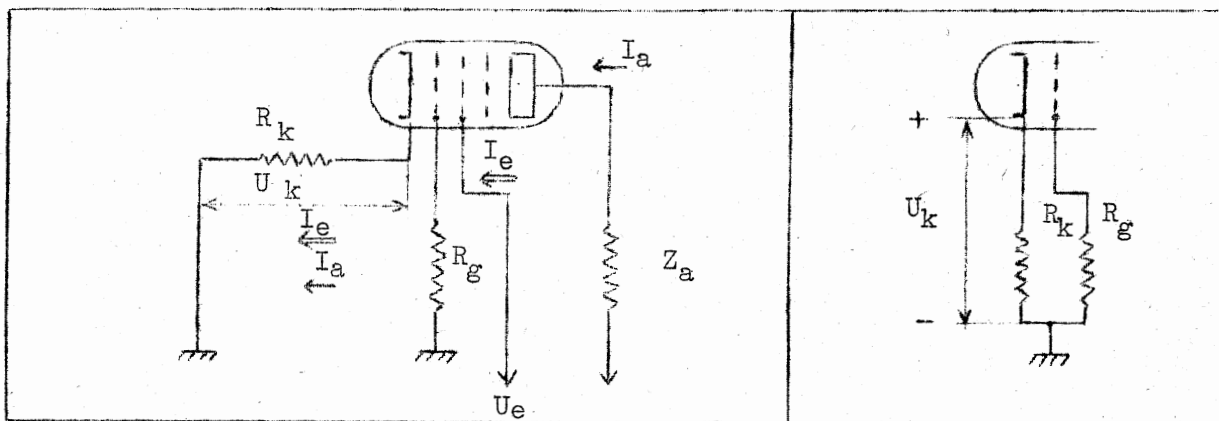


Fig. 73

Fig.74

! La polarisation grille est par conséquent, au signe près , égale à la chute de tension dans R_k .

$$\text{Polarisation} = - R_k \cdot I_k$$

On se rappellera que le courant cathodique est égal à la somme des courants absorbés par toutes les électrodes du tube ; dans le cas d'une penthode, on a :

$$I_k = I_a + I_e$$

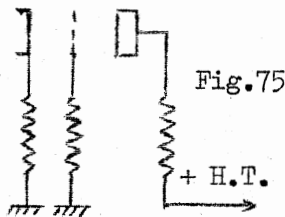
Ces intensités sont celles qui correspondent au montage considéré ; elles peuvent être différentes par conséquent de celles données par le lexique si les conditions d'utilisations ne sont pas identiques.

La mesure de la polarisation s'effectue avec un voltmètre continu branché entre cathode et masse (le + à la cathode) ; pour ne pas modifier les conditions de fonctionnement, cet appareil doit avoir une résistance interne supérieure à dix fois la résistance de cathode .

2°) Valeur de la résistance R_k suivant les montages.

- Tube B.F. de puissance : quelques centaines d'ohms.
- Tube préamplificateur B.F. : quelques milliers d'ohms.
- Tube amplificateur H.F. : de quelques dizaines à quelques centaines d'ohms.

3°) Justification de l'appellation polarisation automatique.



La polarisation est dite automatique car elle corrige automatiquement les variations des courants absorbés par les électrodes du tube (fig.75).

$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } I_a \nearrow \quad I_k \nearrow \quad U_k \nearrow \\ \text{Polar.} \nearrow \text{ d'où } I_a \searrow \end{array} \right.$

4°) Calcul de la résistance R_k .

a) Polarisation d'un étage à tube unique.

Dans ce cas, la résistance de cathode sera déterminée - si sa valeur ne figure pas dans le lexique ou si les conditions d'utilisation ne sont pas celles du lexique - en fonction de la valeur de la tension de polarisation à obtenir par la formule :

$$R_k = \frac{\text{Polarisation}}{I_k} ,$$

I_k : intensité cathodique totale comprenant non seulement I_a et I_e , mais éventuellement le courant de plaque oscillatrice pour un tube changeur de fréquence par exemple.

b) Polarisation d'un étage symétrique ou " push-pull ".

La polarisation en classe A ou AB d'un étage symétrique peut être obtenue également par la polarisation automatique. L'intensité cathodique I_k figurant dans la formule ci-dessus doit alors être égale à la somme des intensités cathodiques des deux tubes.

Exemples :

Tube 6 AQ 5, étage à tube unique : H.T. = 250 V ,
polarisation = - 12,5 V , $I_a = 45$ mA , $I_e = 5$ mA.

$$R_k = \frac{12,5}{(45 + 5) 10^{-3}} = 250 \Omega .$$

Tubes 6 AQ 5, étage symétrique, classe AB : H.T. = 250 V ,
polarisation = - 15 V , $I_a = 2 \times 35$ mA , $I_e = 2 \times 2,5$ mA .

$$R_k = \frac{15}{(2 \times 35 + 2 \times 2,5) 10^{-3}} = 200 \Omega .$$

Remarque: dans le fonctionnement en classe AB, si l'on veut éviter de donner naissance à une distorsion harmonique trop élevée - due au passage du fonctionnement en classe B pour l'amplitude maximale de la tension d'attaque des grilles - il conviendrait de calculer R_k en fonction des caractéristiques correspondant au signal amplifié maximum ; dans l'exemple de l'étage symétrique équipé de deux tubes 6 AQ 5, ces caractéristiques sont : I_a total = 79 mA , I_e total = 13 mA ; dans ces conditions , il vient :

$$R_k = \frac{15}{(79 + 13) 10^{-3}} \approx 160 \Omega .$$

L'étude de la caractéristique dynamique d'un étage symétrique en classe AB montre d'ailleurs qu'il vaut mieux, du point de vue distorsion, avoir une polarisation légèrement trop faible que trop élevée.

La polarisation automatique pour un étage symétrique en classe B est à rejeter, le courant cathodique moyen variant trop en fonction de l'amplitude du signal

alternatif appliqué aux grilles.

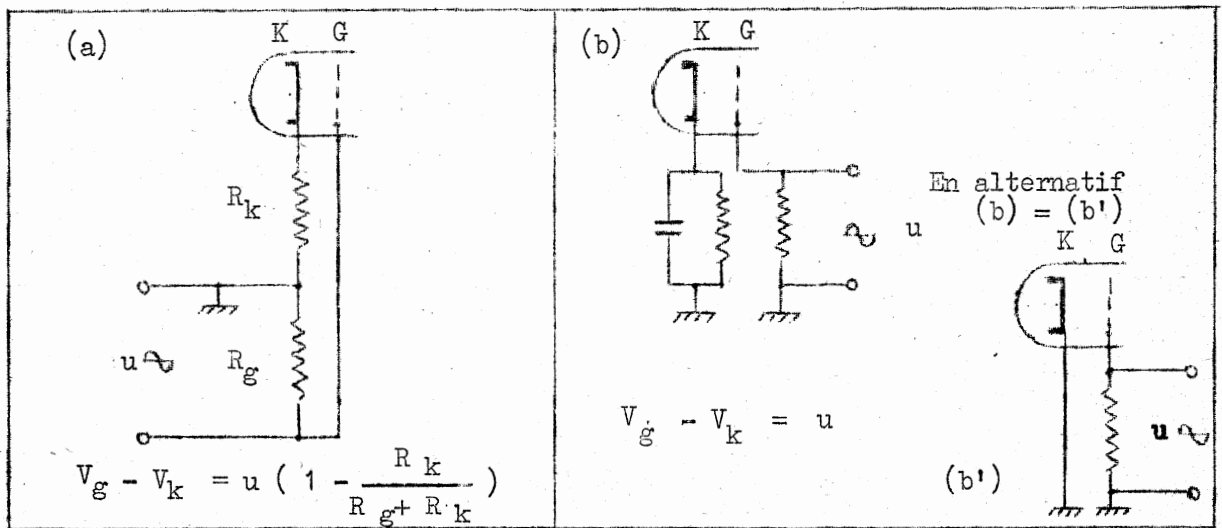


Fig. 76 a et b

5°) Nécessité du découplage de la cathode.

a) La tension de polarisation doit être continue .

Seule la composante continue du courant cathodique doit traverser la résistance de cathode R_k . Pour obtenir ce résultat, on shunte R_k par un condensateur dont l'impédance doit être négligeable devant la valeur de R_k pour toutes les fréquences à amplifier.

b) La tension à amplifier doit être appliquée entre grille et cathode.

La tension à amplifier se trouve appliquée entre grille et masse alors qu'elle devrait l'être entre grille et cathode ; pour éviter le diviseur de tension ainsi obtenu par les résistances R_g et R_k , du point de vue du signal alternatif d'entrée (fig. 76 a), il est également nécessaire de réunir la cathode à la masse du point de vue alternatif, c'est-à-dire de découpler R_k par un condensateur (fig. 76 b).

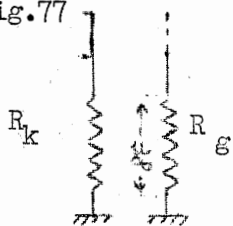
On admet que le découplage de la cathode est satisfaisant si on a :

$$\frac{1}{C_k \omega} \ll \frac{R_k}{10}$$

pour la fréquence la plus basse à amplifier.

6°) Polarisation automatique sans découplage de cathode.

Fig.77



Dans la figure 77, est schématisé le fonctionnement d'un étage amplificateur lorsque la cathode n'est pas découplée.

Du point de vue alternatif si $u \uparrow I_a \uparrow$
 $I_k \uparrow U_k \uparrow \text{Polar.} \uparrow I_a \downarrow$

L'augmentation de la composante alternative de plaque résultant d'une élévation de la tension alternative appliquée à la grille étant réduite, le gain est donc inférieur à ce qu'il serait si la cathode était découplée ; on réalise ainsi une contre-réaction d'intensité non sélective. Si le condensateur de découplage est d'une valeur très inférieure à celle calculée par la méthode exposée ci-dessus, on obtient une contre-réaction d'intensité sélective qui affaiblit les fréquences basses (1).

Dans le cas d'une polarisation automatique pour un étage de sortie B.F. symétrique en classe A, les composantes alternatives fondamentales correspondant aux deux tubes de l'étage traversant la résistance commune de cathode sont à chaque instant en opposition de phase ; le découplage de cette résistance est donc en principe inutile. En pratique, le maintien de la capacité de découplage est souhaitable car les harmoniques de rang impair sont en phase dans le circuit commun de cathode. Dans les étages symétriques en classes AB 1 ou AB 2, le courant traversant la résistance de cathode croît avec l'amplitude du signal alternatif appliqué aux grilles et la polarisation automatique par la cathode n'est possible qu'en découplant très sérieusement la résistance de cathode, ce qui nécessite un condensateur C_k de très forte valeur (plusieurs centaines de microfarads).

7°) Exemples pratiques.

a) Tubes préamplificateurs B.F.

1) Exemple, tube 6 J 7 : $R_k = 12\ 000\ \Omega$, bande passante: 100 à 5 000 Hz.

(1) Cette question sera revue dans les circuits de tonalité avec chaîne de contre-réaction

$$C_k \text{ en } \mu\text{F} = \frac{10^7}{7,536 \cdot 10^5} \simeq 15 \mu\text{F}.$$

2) Exemple, tube EL 41 : $R_k = 150 \Omega$, montage haute fidélité = 25 à 15 000 Hz :

$$C_k \text{ en } \mu\text{F} = \frac{10^7}{23\,550} \simeq 425 \mu\text{F}.$$

En pratique, on utilisera un condensateur de polarisation de $500 \mu\text{F}/10-15 \text{ V}$.

b) Tube final B.F.

Exemple , tube 6 AQ 5/EL 90 : $R_k = 250 \Omega$, bande passante = 100 à 8 000 Hz :

$$C_k \text{ en } \mu\text{F} = \frac{10^7}{157\,000} \simeq 65 \mu\text{F}.$$

En pratique, dans un étage B.F. de récepteur correspondant à l'exemple ci-dessus, on utilisera un condensateur de $50 \mu\text{F}/50 \text{ V}$; il est bien entendu possible et même souhaitable d'utiliser une valeur plus élevée : $100 \mu\text{F}$ par exemple.

c) Tube amplificateur F.I. ou H.F.

Exemple : tube EF 85 : $R = 180 \Omega$, fréquence F.I. = 455 k Hz .

$$C_k \text{ en pF} = \frac{10^{13}}{50\,000} = 20\,000 \text{ pF}.$$

En pratique, on utilise dans les étages H.F. ou F.I. un condensateur au papier de $0,1 \mu\text{F} / 1500 \text{ V}$.

Dans les étages V.H.F., on utilise un condensateur au mica ou un condensateur céramique de 1 000 à 2 000 pF.

II-POLARISATION SEMI-AUTOMATIQUE PAR LA GRILLE.

1°) Schéma de principe.

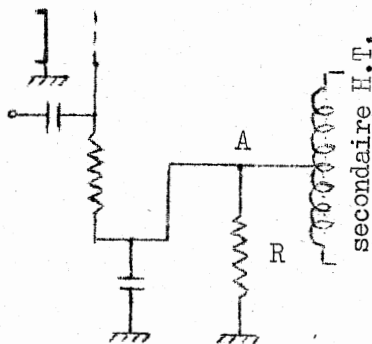


Fig.78

La polarisation semi-automatique consiste à utiliser la chute de potentiel obtenue aux bornes d'une résistance placée en série dans le retour du circuit H.T. (fig.78). Si le courant de la grille de commande est nul, la tension continue entre grille et masse - donc entre grille et cathode puisque la cathode est au potentiel de la masse - est égale à la tension entre le point A et la masse.

! La polarisation grille est par conséquent égale à
! la chute de tension dans R.
!

$$\text{Polarisation} = V_A - V_M = R I.$$

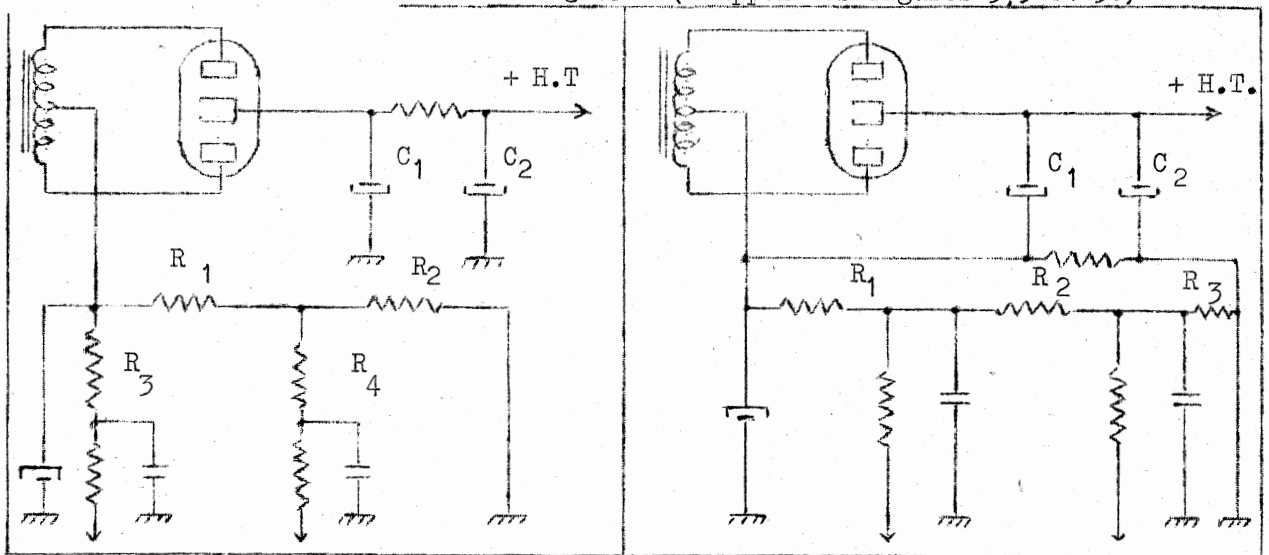
Le courant H.T., I, est égal à la somme des courants absorbés par tous les tubes de l'ensemble.

La mesure de la polarisation s'effectue avec un voltmètre continu branché aux bornes de R (le + à la masse) et non entre grille et masse ; comme pour toute mesure de tension , la résistance interne de l'appareil de mesure doit être au moins dix fois supérieure à celle de la résistance aux bornes de laquelle on effectue la mesure.

2°) Valeur de la résistance R.

La valeur de cette résistance dépend à la fois de la tension négative nécessaire et de la valeur du courant H.T. , de plus, elle dépend également du type de filtrage utilisé sur l'appareil (fig.79). Nous avons déjà vu les deux montages possibles de polarisation semi-automatique dans l'étude des circuits H.T., paragraphes intitulés " Filtrage et polarisation par le moins*"; la figure 79 correspond au rappel des figures 35 et 36 donnant la réalisation de ces deux montages. On voit dans cette figure qu'il est possible d'obtenir plusieurs tensions négatives de polarisation par l'intermédiaire d'un pont diviseur de tension •

Fig.79 (Rappel des figures 3,5 et 36)



*" et filtrage par le plus et polarisation par le moins "

3°) Justification de l'appellation de polarisation semi-automatique.

Ce type de polarisation est dit semi-automatique car la correction des variations des débits des électrodes d'un tube électronique n'est plus liée uniquement aux variations affectant ce tube, mais à la variation du courant H.T. qui est proportionnellement plus faible. Dans un ensemble électronique dont le débit H.T. est de 50 mA par exemple, supposons que les variations de débit affectant un tube de ce montage soient de 2mA . Si l'alimentation normale de ce tube requiert 6 mA, la variation est de $\frac{2}{6} \approx 30\%$ alors que la variation correspondante du débit H.T. total de l'ensemble ne sera que de $\frac{2}{50} = 4\%$. La variation de la polarisation appliquée au tube considéré n'entraînera qu'une correction de 4% du débit ; on voit ainsi que cette correction est beaucoup plus faible que dans le montage à polarisation automatique par la cathode.

III - POLARISATION FIXE .

Dans ce montage , la polarisation est obtenue par un redresseur indépendant du circuit H.T. (fig.80). Ce type de polarisation est utilisé pour obtenir le fonctionnement en classe B ou C d'un amplificateur de puissance H.F. ou B.F. Dans les amplificateurs B.F., cette polarisation peut être également obtenue par l'intermédiaire d'une pile spécialement prévue pour cet usage. .

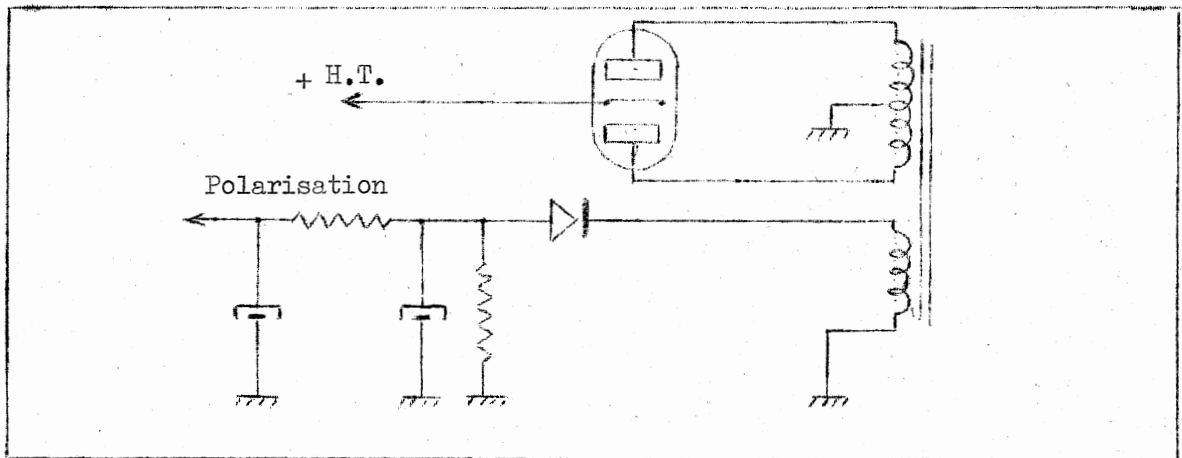


Fig.80

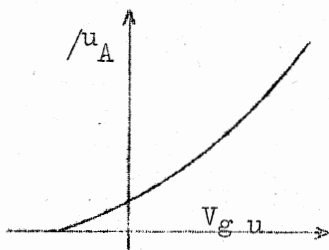
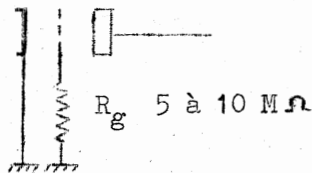
Dans ce montage comme dans celui de la polarisation semi-automatique, il faut découpler les différents circuits grille pour éviter la présence de composantes alternatives dans la source de tension de polarisation.

De plus, si plusieurs tubes sont polarisés par la grille à partir d'un même circuit de polarisation, il faut éviter un couplage entre les différents circuits grille (accrochages), d'où la nécessité d'insérer des cellules de découplage convenables dans les circuits de polarisation.

Remarque : dans tous les exemples exposés dans ce chapitre, la tension de polarisation aura une valeur qui peut être soit donnée par le lexique si les conditions d'utilisation sont identiques, soit déduite du réseau I_p/V_p du tube considéré et de la droite de charge s'il n'en est pas ainsi.

IV - POLARISATION PAR COURANT INVERSE DE GRILLE .

1°) Polarisation d'un tube préamplificateur B.F. (fig.81).



L'ensemble grille - cathode se comporte comme une diode , d'où un courant grille même en l'absence de tension grille (fig.82). Ce courant traversant la résistance de fuite de grille de valeur très élevée rend la grille négative par rapport à la cathode. Si le courant grille considéré est par exemple de $0,05 \mu A$ et la résistance de fuite de grille de $10 M\Omega$, on a :

$$\text{Polarisation} = - R_g \cdot I_g = - 0,5 V.$$

Fig.81

La mesure de cette tension de polarisation ne peut se faire qu'avec un volt-mètre électronique dont la résistance d'entrée pour la sensibilité utilisée est supérieure à dix fois la résistance de fuite de grille.

Remarque : en fonctionnement dynamique , le courant grille et par suite la polarisation de celle-ci dépend de l'amplitude du signal B.F. qui lui est appliquée ; ce montage ne convient que pour des tensions B.F. très faibles,

ce qui est le cas pour un préamplificateur microphonique par exemple ou pour polariser la grille du tube préamplificateur B.F. d'un poste à piles.

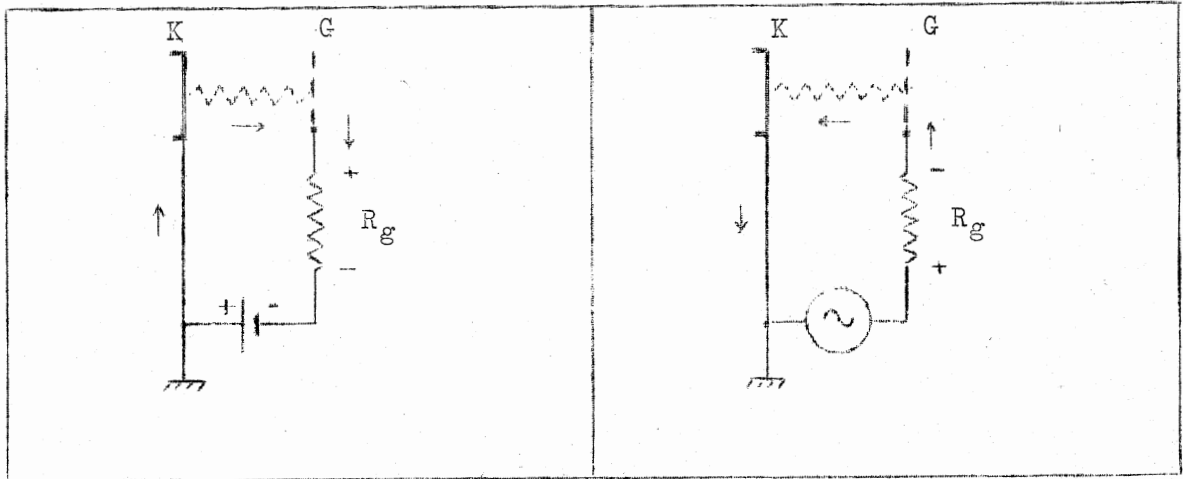


Fig.82

2°) Polarisation d'un étage oscillateur (fig.83).

L'ensemble grille-cathode peut, dans ce cas également, être assimilé à une diode qui détecte la tension alternative de grille ; le courant détecté résultant crée aux bornes de la résistance R_g une d.d.p. qui polarise la grille. La résistance R_g est usuellement de quelques dizaines de milliers d'ohms ; on rencontre couramment pour la partie oscillatrice d'un tube changeur de fréquence la valeur de 47 k

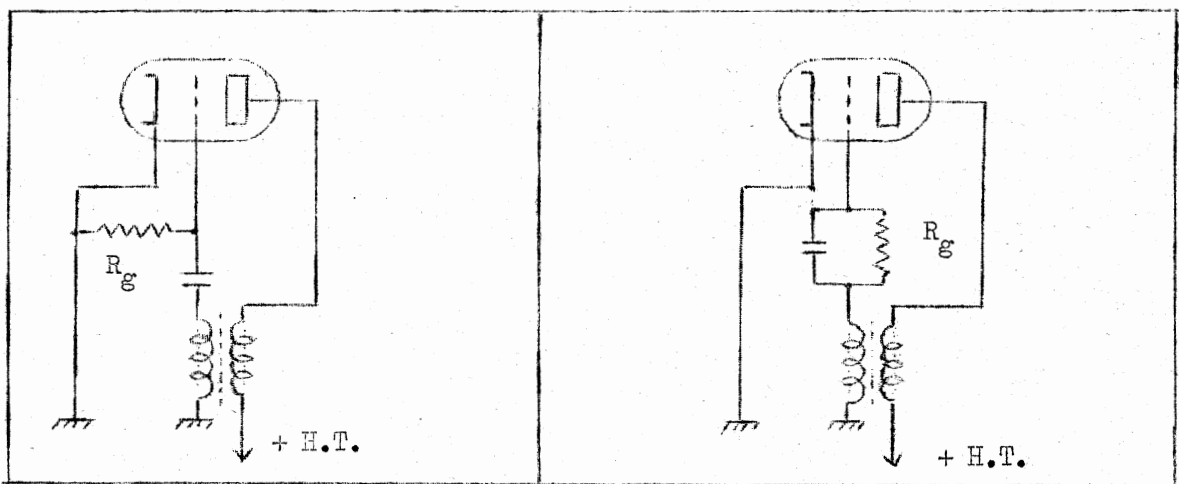


Fig.83

Il est à signaler que cette tension aux bornes de R_g sert souvent à polariser d'autres tubes de l'appareil : polarisation du tube de puissance d'un poste à piles, polarisation du tube d'amplification de puissance des signaux de balayage lignes (à partir de la tension obtenue aux bornes de la résistance de grille oscillatrice du montage oscillateur blocking images) dans un téléviseur, etc...

Remarque : en cas d'arrêt des oscillations, la polarisation du tube - et par conséquent, éventuellement celle des autres tubes qui en dépendent - est supprimée et le courant plaque peut prendre une valeur exagérée susceptible de faire rougir cette électrode et d'entraîner la mise hors-service rapide du tube. Pour éviter ce risque, on peut ajouter une polarisation automatique par la cathode qui limitera l'intensité plaque en cas de besoin moyennant, bien entendu, que le retour de la connexion froide de R_g soit effectué directement à la masse.

V - POLARISATION DE CERTAINS ETAGES SPECIAUX .

1°) Polarisation automatique d'un étage soumis à une contre-réaction d'intensité ou de tension dans la cathode.

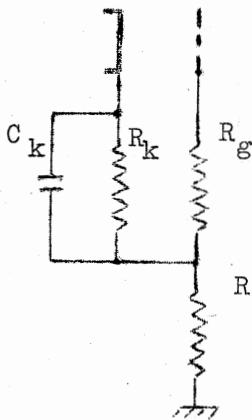


Fig.84

Dans ce montage (fig.84), la tension alternative entre grille et cathode du tube est égale à la tension d'entrée diminuée de la tension alternative aux bornes de R . Le condensateur C_k doit être directement aux bornes de R_k car, s'il était branché entre cathode et masse, il n'y aurait plus de C.R. La mesure de la tension de polarisation s'effectue directement aux bornes de R_k avec les précautions habituelles .

2°) Polarisation d'un étage déphaseur cathodyne.

On polarise le tube en ramenant sur la grille une tension continue de valeur

convenable ; en effet , si le circuit grille retournait directement à la masse, la polarisation automatique entraînée par la résistance R_k (de plusieurs dizaines de milliers d'ohms) serait beaucoup trop importante. Dans ce montage, la polarisation est égale à la différence entre la tension aux bornes de R_k et la tension ramenée sur la grille par le pont diviseur R_2, R_3 (fig.85).

La mesure de cette tension de polarisation peut être faite :

- a) à l'aide d'un voltmètre électronique branché entre grille et cathode ;
- b) à l'aide d'un voltmètre normal en mesurant tout d'abord la tension entre cathode et masse et en calculant la tension grille masse à partir des valeurs de la H.T. de R_2 et R_3 ; on en déduit la polarisation en effectuant la différence des tensions ainsi obtenues . Pour que la polarisation soit négative , il faut bien entendu que ce soit la tension entre cathode et masse qui soit la plus élevée.

Exemple , étage cathodyne 6 J 5 : $U_k = 45$ V, H.T. = 250 V,

$R_3 = 2,7$ M Ω , $R_2 = 470$ k Ω .

Valeur de la tension positive ramenée sur la grille :

$$V_G - V_M = 250 \times \frac{R_2}{R_2 + R_3} \approx 37 \text{ V.}$$

Valeur de la polarisation :

$$\text{Polarisation} = - [U_k - (V_G - V_M)] = - (45 - 37) = - 8 \text{ V.}$$

Cette valeur correspond exactement à celle indiquée par le lexique.

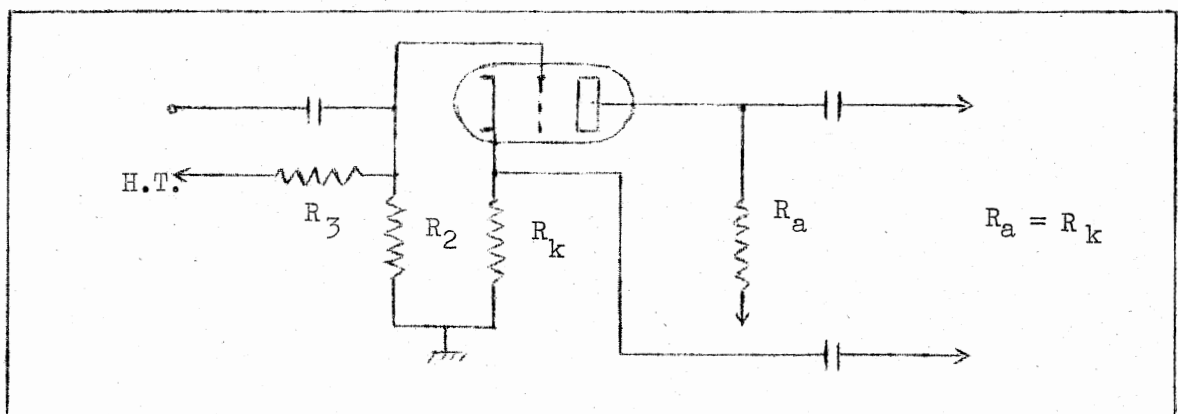


Fig.85

3°) Polarisation des tubes d'un poste à piles.

Différents procédés peuvent être utilisés :

- a) Polarisation par courant grille (tubes oscillateur et préamplificateur B.F.).
- b) utilisation de la tension négative produite par le tube oscillateur.
- c) utilisation de tubes à polarisation nulle ; la plupart des tubes batteries ne requièrent aucune tension de polarisation si le branchement des filaments respecte la polarité indiquée par le constructeur (Cf.alimentation filaments des tubes batteries).
- d) Polarisation par la tension d'antifading C.A.V. pour les tubes H.F. ,changeuse et F.I.
- e) Polarisation fixe par pile de polarisation.
- f) Dans le cas où les filaments sont alimentés en série, on peut polariser la grille d'un tube en choisissant judicieusement le point où l'on ramène sa résistance de fuite de grille ; ce point peut en effet être polarisé négativement par rapport à la masse, il suffit pour cela de mettre le pôle + de la pile de chauffage à la masse.
- g) Polarisation semi-automatique pour le tube final B.F.; pour obtenir une tension convenable, il suffit de déterminer la valeur de la résistance R en fonction du débit H.T. (fig 86). Ce procédé permet de polariser convenablement le tube, mais présente l'inconvénient de diminuer la valeur de la H.T. disponible.

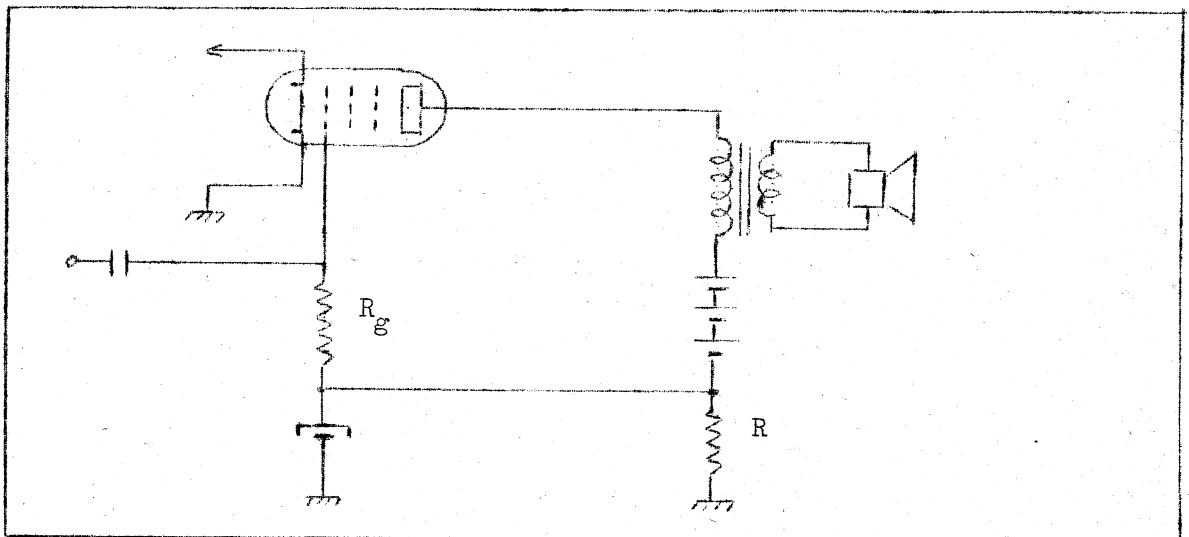


Fig.86

LES CIRCUITS BASSE FREQUENCE " B.F. "

CHAPITRE PREMIER

AMPLIFICATEURS DE TENSION EN AUDIOFREQUENCES .

I - ETAGE AMPLIFICATEUR A LIAISON PAR RESISTANCE-CAPACITE.

A) Influences des éléments sur les caractéristiques de l'amplificateur.

1°) Influence des capacités parasites.

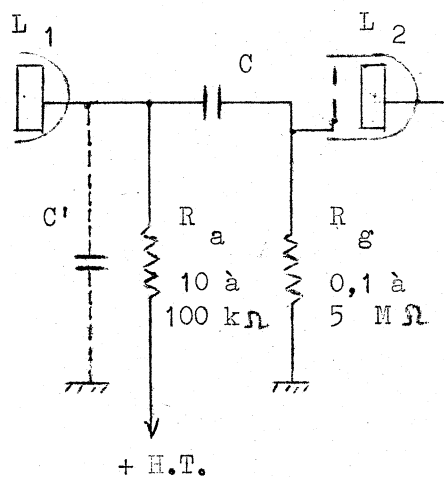


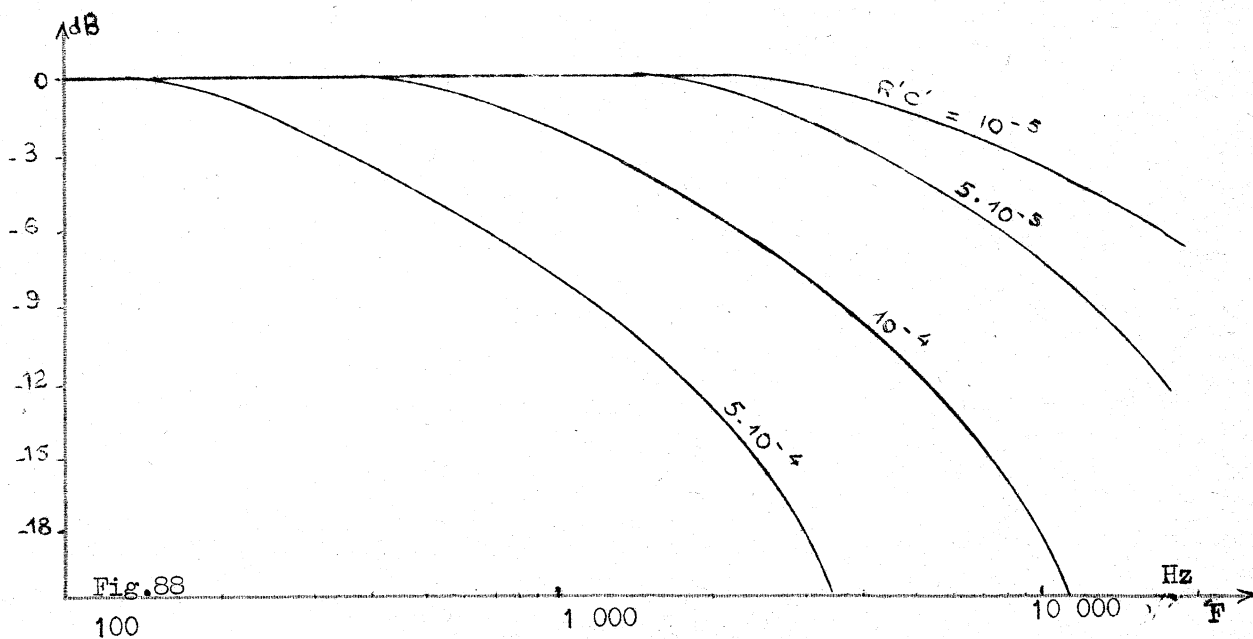
Fig. 87

Si l'on considère le schéma classique d'une liaison par résistance-capacité entre deux tubes amplificateurs d'un ensemble électronique B.F. (fig.87), on voit que les capacités parasites représentées par C' - dont la valeur est égale à la somme de la capacité de découplage plaque, de la capacité parasite due au câblage et de la capacité de sortie du tube L₁ augmentée de la capacité d'entrée du tube L₂ -shuntent la résistance de charge R' dont la valeur réelle est :

$$R' = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g} .$$

On conçoit facilement que plus le produit R' C' sera élevé, plus les fréquences élevées du spectre acoustique seront affaiblies.

La courbe représentée dans la figure 88 montre l'affaiblissement obtenu sur les fréquences élevées en fonction du produit R'C' exprimé en ohms et en farads (ou MΩ et μF).



Interprétation de la courbe.

Prenons un exemple concret en choisissant par exemple un tube préamplificateur B.F. 6 AV 6 / EBC 91 (duodio-triode série miniature) et un tube final B.F. 6 AQ 5 / EL 90. Les caractéristiques de ces tubes sont :

6 AV 6 : capacité de sortie = 1 pF , résistance de charge plaque $R_a = 0,24 \text{ M}\Omega$, capacité de découplage = 250 pF.

6 AQ 5 : capacité d'entrée = 7,6 pF, résistance de fuite de grille $R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$.

Supposons que compte-tenu des capacités énoncées ci-dessus et de la capacité parasite due au câblage (de l'ordre de 50 pF), on ait $C' = 310 \text{ pF}$.

Calculons R' :

$$R' = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g} = \frac{0,24 \times 0,5}{0,74} \approx 0,162 \text{ M}\Omega .$$

Le produit $R'C'$ a pour valeur :

$$R' C' = 0,162 \times 31 \cdot 10^{-5} = 5 \cdot 10^{-5}$$

Pour connaître l'affaiblissement produit pour la fréquence la plus élevée à transmettre, il suffit de se reporter à la courbe $5 \cdot 10^{-5}$; à 10 000 Hz par

exemple, l'affaiblissement par rapport à 100 Hz est de l'ordre de 8 dB. Ce résultat montre que dans un ensemble à haute fidélité, pour obtenir une transmission sans affaiblissement des fréquences élevées, jusqu'à 15 000 Hz par exemple, il faut que le produit $R'C'$ soit inférieur à 10^{-5} ; ce résultat peut être obtenu en réduisant au maximum les capacités parasites dues au câblage et en soignant particulièrement le montage du tube préamplificateur de façon à pouvoir supprimer, sans risque d'accrochage, le condensateur de découplage plaque.

Dans l'exemple choisi ci-dessus, il faudrait que l'on ait $C' < 50$ pF pour transmettre, avec un affaiblissement négligeable, la fréquence de 15 000 Hz ; comme il est difficile de diminuer C' en-deçà de 50 pF environ, on est conduit à diminuer la valeur de la résistance de charge plaque, donc également le gain.

2°) Influence de la capacité de liaison.

On voit également dans la figure 87 que, pour transmettre sans affaiblissement le signal alternatif de la plaque de la lampe L_1 à la grille de la lampe L_2 , il faudrait que le condensateur de liaison C ait une impédance négligeable pour toutes les fréquences à transmettre, ce qui exigerait théoriquement une capacité de valeur infinie ! En pratique, l'impédance du condensateur C peut être considérée comme négligeable devant R_g pour les fréquences **supérieures** à 1 000 Hz ; seules les fréquences basses seront affaiblies et cela d'autant moins que le produit $R_g C$ sera plus élevé.

La courbe de la figure 89 permet de déterminer l'affaiblissement apporté à la transmission des fréquences basses en fonction de la valeur du produit $R_g C$ exprimé en ohms et en farads (ou $M\Omega$ et μF).

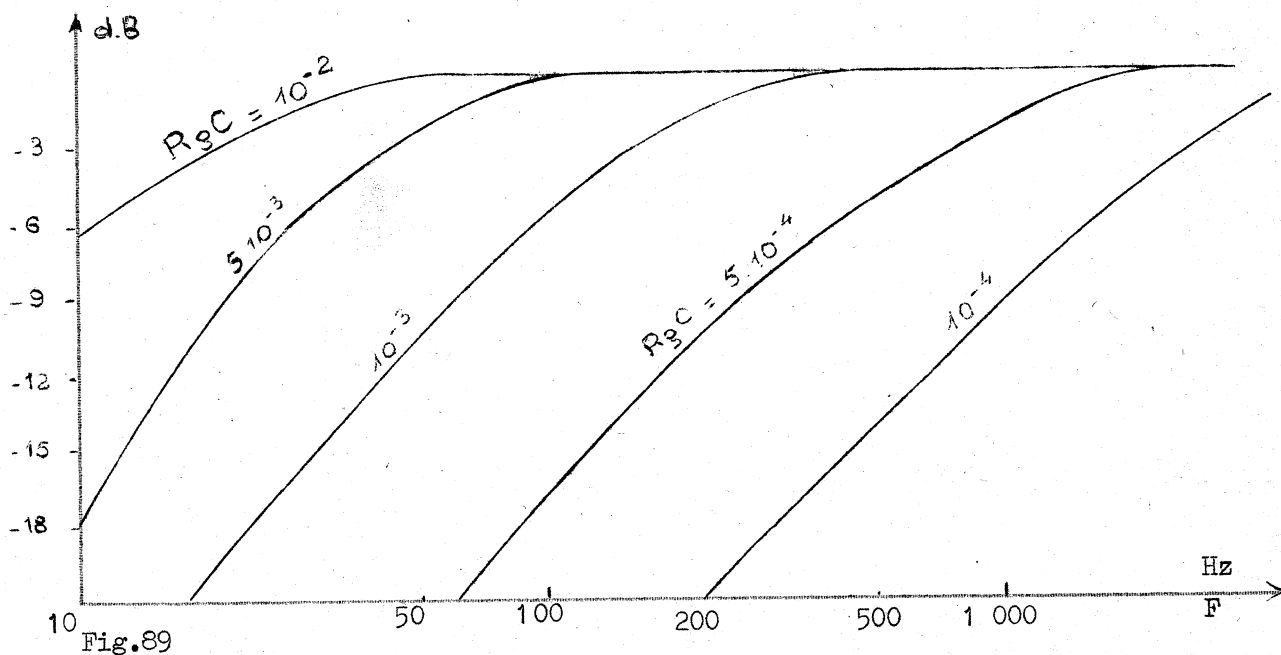


Fig.89

Interprétation de la courbe .

Reprenons l'exemple concret cité ci-dessus et supposons que l'on veuille transmettre sans affaiblissement des signaux de fréquence 100 Hz.

En se reportant à la courbe de la figure 89, on voit que pour obtenir ce résultat, il faut choisir $R_g C = 5 \cdot 10^{-3}$.

Avec une résistance de fuite de grille $R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$, il vient :

$$0,5 C = 5 \cdot 10^{-3},$$

d'où :

$$C = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{0,5} = 0,01 \text{ } \mu\text{F} \text{ ou } 10 \text{ 000 pF.}$$

Dans le même exemple, pour transmettre des signaux à 50 Hz sans affaiblissement, on voit qu'il faut :

$$R_g C = 10^{-2},$$

soit :

$$0,5 C = 10^{-2},$$

d'où :

$$C = \frac{10^{-2}}{0,5} = 0,02 \text{ } \mu\text{F} \text{ ou } 20\,000 \text{ pF.}$$

En pratique, on utilise usuellement une valeur de $0,05 \text{ } \mu\text{F}$ et même le plus souvent $0,1 \text{ } \mu\text{F}$ ce qui permet de transmettre, sans affaiblissement notable, des signaux de fréquence égale et même inférieure à 30 Hz.

L'étude complète d'un étage amplificateur de tension ou de puissance en audio-fréquences, du point de vue des fréquences inférieures à 100 Hz, doit également faire intervenir la valeur des condensateurs de découplage de la cathode et de l'écran ; si les valeurs indiquées précédemment dans l'étude des circuits de polarisation et d'alimentation écran **sont** respectées (C_k en $\mu\text{F} < \frac{10^7}{R_k \omega}$ et C_e en $\mu\text{F} < \frac{10^8}{R_e \omega}$), l'affaiblissement apporté aux signaux de fréquences de l'ordre de 25 Hz n'est que de 2 dB environ ; pour réduire encore cet affaiblissement, il faut augmenter la capacité C_k (plusieurs centaines de microfarads) et porter la valeur du condensateur d'écran à $8 \text{ } \mu\text{F}$. Des condensateurs de valeur aussi élevée étant obligatoirement des condensateurs chimiques, il est recommandé de les shunter par un condensateur au papier de $0,1 \text{ } \mu\text{F}$ qui assurera le découplage pour les fréquences élevées (fig. 90).

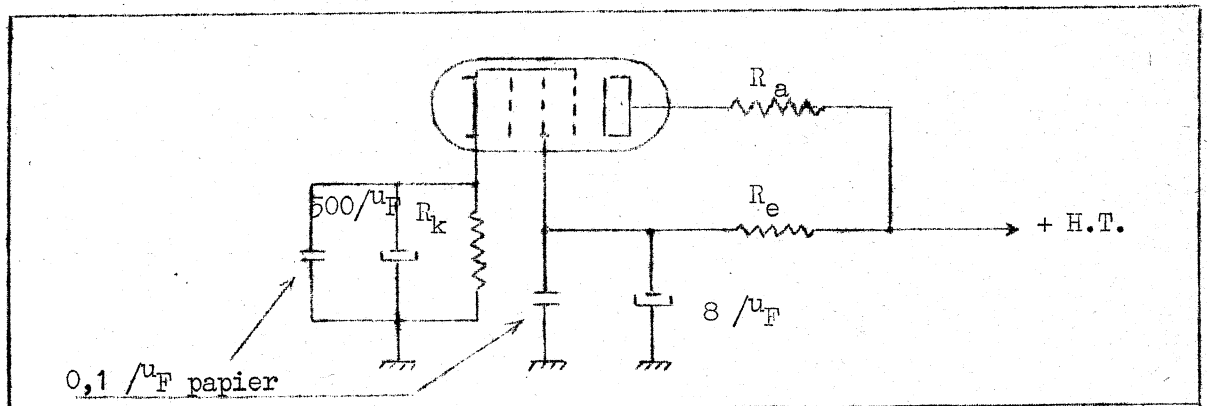


Fig.90

3°) Influences de la résistance de charge plaque R_a .

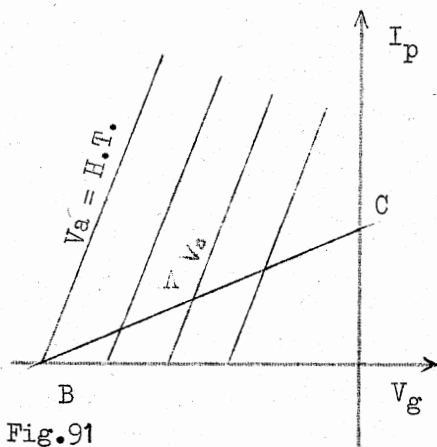
Le gain théorique d'un étage amplificateur de tension est proportionnel à la résistance de charge ; la formule donnée est :

$$G = \frac{K \cdot R_a}{R_a + \rho}$$

En pratique, il faut tenir compte de l'accroissement de la résistance interne en fonctionnement dynamique et de la chute de tension continue dans la résistance de charge qui entraînent une limitation du gain lequel, à partir d'une certaine valeur de R_a , cesse de croître avec celle-ci.

Les courbes caractéristiques données par les constructeurs de tubes électroniques montrent également que le taux de distorsion harmonique, après être passé par un minimum pour une certaine valeur de R_a , croît ensuite. De plus, le produit $R' C'$ augmentant avec R_a , les autres éléments déterminant la valeur de R' étant constants, l'affaiblissement des fréquences aiguës s'élève également, d'où une limitation importante de la bande des fréquences transmises ; cette dernière constatation explique pourquoi, dans les amplificateurs de tension en vidéofréquences, la résistance de charge anodique doit être très faible (en pratique, de 2 000 à 5 000 Ω).

4°) Influences de la tension de polarisation.



La valeur de la tension de polarisation fixe l'amplitude maximale du signal alternatif susceptible d'être appliqué à la grille de commande sans distorsion. La polarisation influence également sur la résistance interne, donc sur le gain. Rappelons également, s'il en est besoin, que la polarisation fixe le point de fonctionnement sur la caractéristique dynamique. On s'arrange en principe pour que ce point de fonctionnement A soit sensiblement au milieu

de la caractéristique dynamique limitée d'une part, par un fonctionnement sans courant grille, point C (la grille ne doit jamais être positive dans un tube normal) et d'autre part, par la caractéristique statique $V_a = H.T.$, point B (fig.91).

5°) Influences des fuites du condensateur de liaison.

Pour obtenir une amplification exempte le plus possible de distorsion harmonique, il faut que le condensateur ne transmette qu'une composante continue négligeable à la grille de la lampe suivante. On sait qu'en réalité les condensateurs au papier ont toujours un léger courant de fuite, ce courant en traversant la résistance de fuite de grille polarise positivement la grille du tube aval dont la polarisation se trouve donc diminuée d'autant. Pour éviter cet inconvénient, on est obligé de limiter la valeur du condensateur de liaison au maximum à $0,5 \mu F$; avec une telle valeur, le courant de fuite normal peut, dans certains montages, être trop important, aussi a-t-on recours à des artifices qui permettent d'en minimiser les répercussions.

Dans la figure 92, on utilise deux condensateurs en série et une résistance d'équilibrage qui diminue considérablement la tension continue transmise au deuxième condensateur. Dans le cas où le potentiomètre de volume sonore se trouve dans le circuit grille, on a recours au montage de la figure 93.

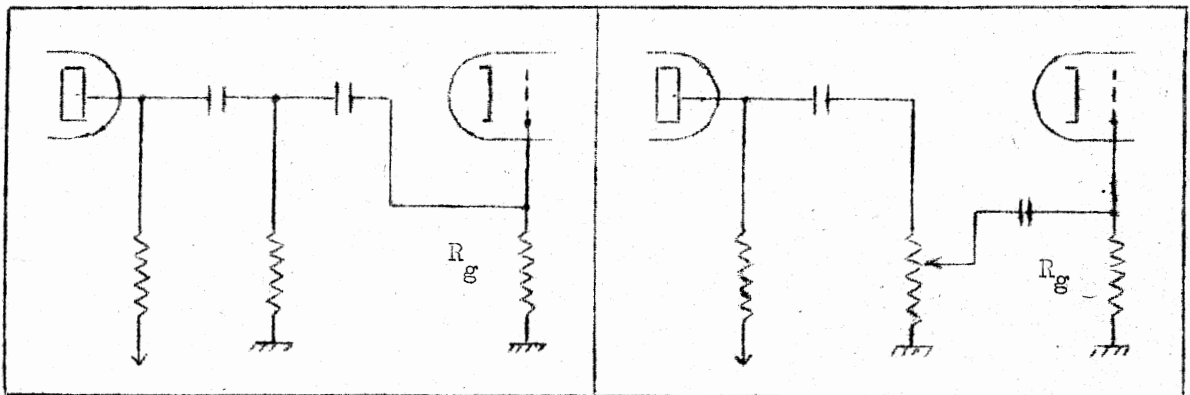


Fig.92

Fig.93

Ces deux montages permettent d'éviter également les " crachements " qui se produisent inmanquablement lorsqu'on manoeuvre le potentiomètre de volume quand celui-ci est parcouru par une composante continue, même de faible valeur ; en effet, ces crachements ont pour origine l'arc minuscule qui prend naissance aux bornes du contact forcément imparfait - après un certain temps d'usage - entre le curseur et la piste graphitée du potentiomètre.

Le montage correspondant à la figure 93 permet, de plus, de maintenir constante la résistance de fuite de grille et, de ce fait, les produits $R'C'$ et $R_g C$ sont pratiquement constants quelle que soit la position du curseur du potentiomètre de volume, ce qui n'est pas le cas avec le montage normal.

B) Exemples de réalisations pratiques d'étages.

Préamplificateurs B.F. à liaison par résistance-capacité.

Sur les récepteurs radiophoniques, on utilise principalement les tubes donnés dans le tableau ci-dessous :

Série	Duodiode triode	Duodiode Penthode	Diode Penthode	Triode	Penthode
Octale	75 (culot américain) 6Q7 - 6R7	6 H 8		6C5 - 6J5	6 J 7
Transcontinentale	EBC 3	E BF 2		partie triode ECF 1	E F 9
Rimlock	UBC 41- EBC 41		UAF 41 (42) EAF 41 (42)		UF 41 EF 40 (41)
Miniature batteries			1 S 5		1 L 4
Miniature secteur	6AT6 - 6AV6				6AU6 - 6AK5
Noval	UBC 81 EBC 81	EBF 80- EBF 89			triode - penthode: 6CN8 - EF 86

1°) Exemples de réalisations pratiques dans un montage tous-courants.

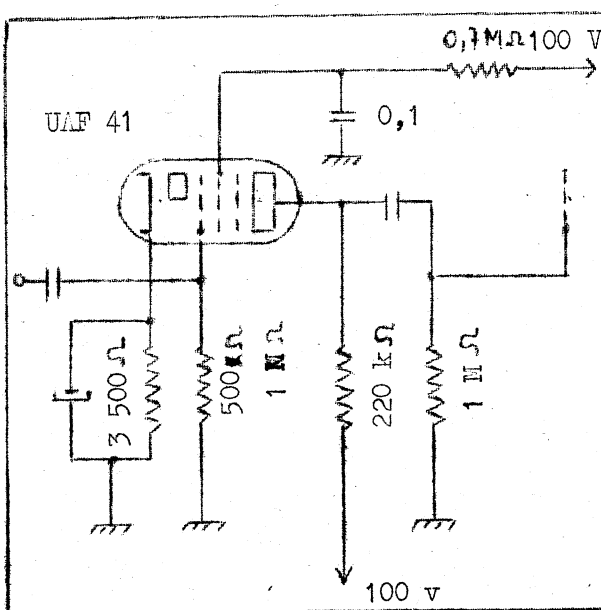


Fig. 94

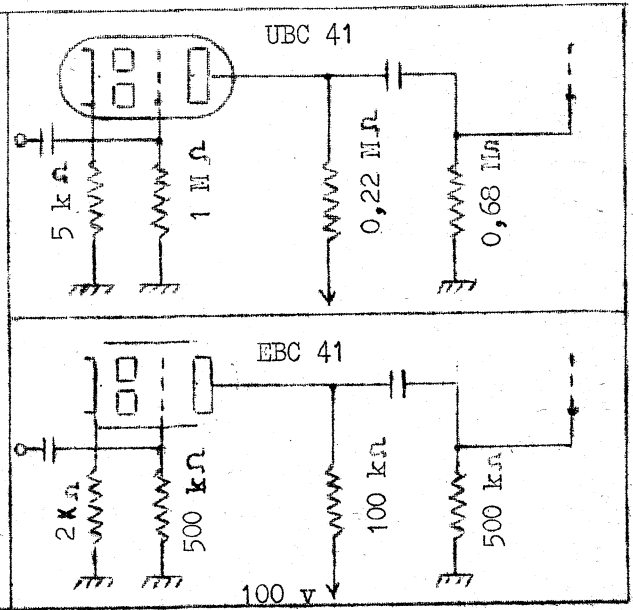


Fig.95

a) Tube rimlock UAF 41 (fig.94).

b) Tube rimlock UAF 42 (même schéma de montage que le tube UAF 41).

H.T.=100 V ; $R_a = 0,22 \text{ M}\Omega$; $R_e = 0,82 \text{ M}\Omega$; $R_k = 2\,700\Omega$; le gain est de 75 et le taux de distorsion voisin de 1 % pour une tension B.F. de sortie comprise entre 3 et 5 V eff. Si l'on modifie les valeurs comme suit : $R_a = 0,1\text{M}\Omega$, $R_e = 0,33 \text{ M}\Omega$, $R_k = 1\,500\Omega$, le gain n'est plus que de 60, toutes choses restant égales par ailleurs.

c) Tube rimlock UBC 41 (fig.95).

H.T = 100 V ; $R_a = 0,22 \text{ M}\Omega$; $R_g = 1 \text{ M}\Omega$; $R_k = 5,6 \text{ k}\Omega$; le gain est de 41 et le taux de distorsion compris entre 1,5 et 2 % pour une tension de sortie comprise entre 3 et 5 V eff. On obtient des résultats similaires avec une polarisation par courant inverse de grille obtenue par une résistance $R_g = 22 \text{ M}\Omega$.

d) Tubes octal 6 H 8 et 6 Q 7 .

Le tableau ci-dessous permet de comparer les valeurs des éléments et les résultats obtenus pour un même tube utilisé dans un montage tous-courants ou dans un

montage alternatif.

	6 H 8 duodio- penthode		6 Q 7 duodio-triode	
	Tous-courants	Alternatif	Tous courants	Alternatif
H.T. (v)	100	250	100	250
R_a (M Ω)	0,22	0,22	0,22	0,22
R_k (Ω)	3 500	1 500	10 000	3 000
R_e (M Ω)	0,470	1	-	-
Gain	100 environ	120 environ	20 environ	25 environ

2°) Exemples de réalisations pratiques dans un montage alternatif.

(a) Tube rinlock EA F 41 (fig.96).

Dans les conditions de fonctionnement correspondant aux valeurs indiquées, le gain est de 100 environ ; en montage triode (écran réuni à la plaque) avec $R_a = 0,1$ M Ω , $R_k = 900\Omega$, le gain n'est plus que de 15.

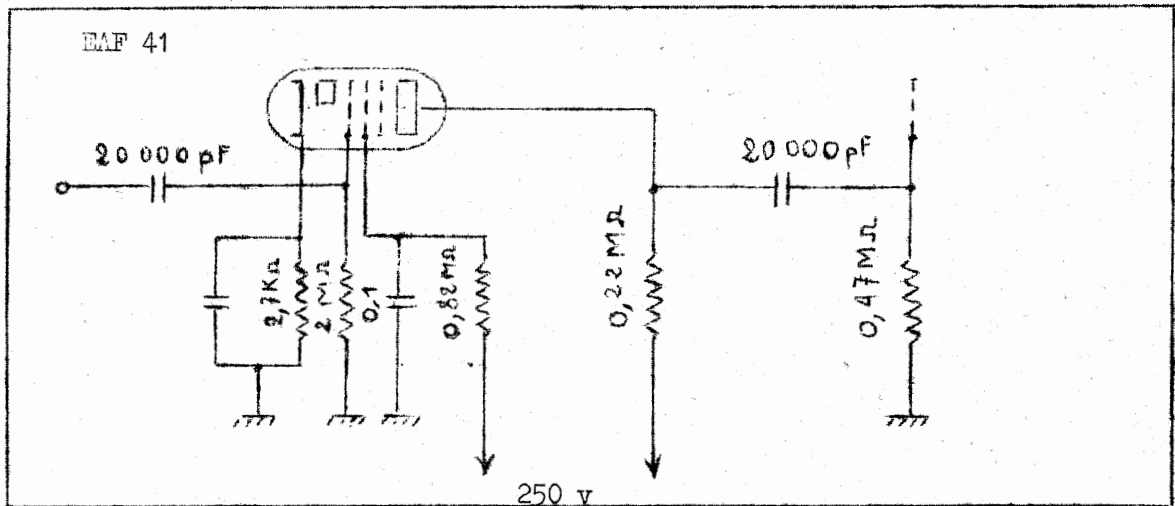


Fig.96

b) Tube rimlock EAF 42 (même schéma de montage que le tube EAF 41).

Dans les conditions de fonctionnement correspondant aux valeurs indiquées dans la figure 97, le gain est l'ordre de 120 ; pour une H.T. = 170 V, le gain n'est plus que de 80. Si l'on modifie les valeurs comme suit : $R_a = 1 \text{ M}\Omega$, $R_e = 0,33 \text{ M}\Omega$, $R_k = 1500\Omega$, le gain est de 100 pour une H.T. de 250 V et de 68 pour une H.T. de 170 V. En montage triode, (écran réuni à la plaque) avec $R_a = 0,1 \text{ M}\Omega$, $R_k = 680\Omega$, pour une H.T. = 250 V, le gain est de 15.

c) Tube transcontinental EF 9 (fig.98).

Avec les valeurs indiquées dans la figure, le gain est de 100 environ.

d) Tube transcontinental EBC 3 (fig. 99).

Avec les valeurs indiquées dans la figure, le gain est de 24 environ et la tension de sortie maximale de 14 V eff. pour un taux de distorsion supérieur ou égal à 5 %.

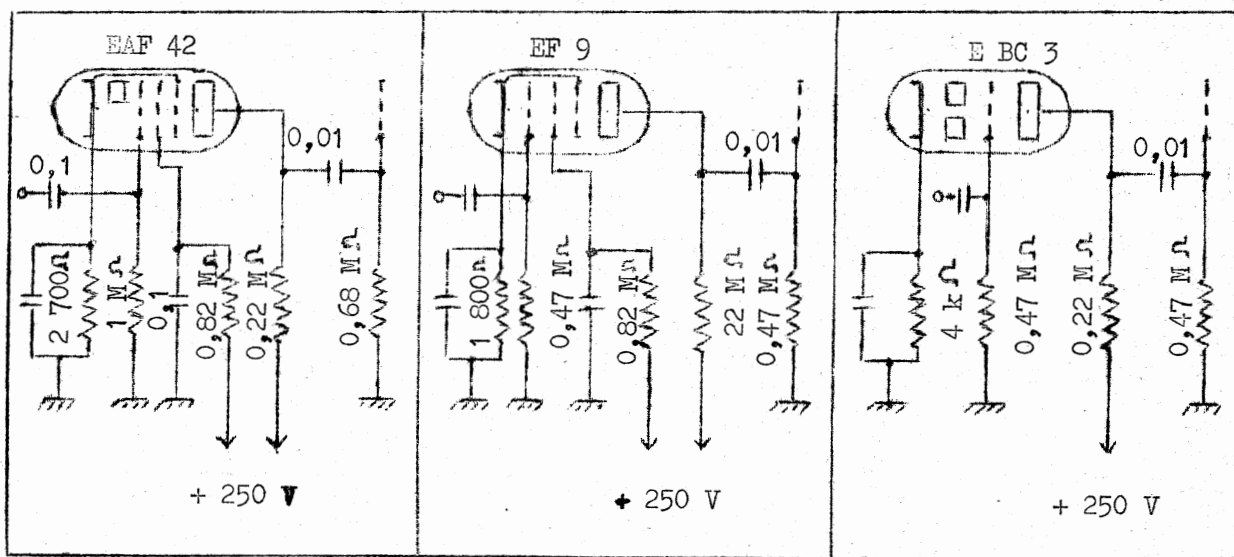


Fig.97

Fig.98

Fig.99

e) Tube noval EBF 80 / 6 H 8 (fig.100).

Pour une H.T. de 250 V, on a :

R_a (M Ω)	0,1	0,22	0,22
R_e (M Ω)	0,39	0,82	1
R_g (M Ω)	1	1	10
R_k (Ω)	1 000	800	Polarisation courant inverse de grille
R_s (M Ω)	0,33	0,33	0,68
Gain	80	110	160

f) Tube noval ECL 80 / 6 AB 8 (fig.101).

Avec les valeurs indiquées, le gain est de 11,5 ; le taux de distorsion est de 5 % pour une tension d'entrée de 2 V eff. et une tension de sortie de 24 V eff. La partie penthode peut être utilisée en finale B.F. avec : $U_a = U_e =$ H.T. = 200 V, $R_a = 11\ 000\Omega$, puissance de sortie = 1,4 W pour un taux de distorsion de 10 %.

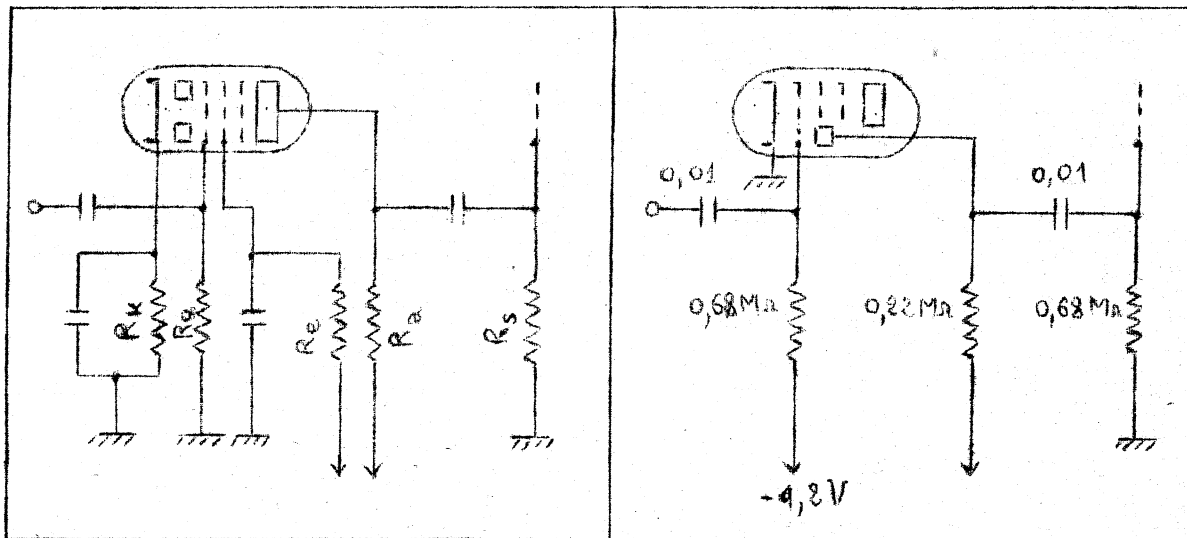


Fig.100

Fig.101

g) Tube miniature 6 AV 6/ EBC 91 (fig.102).

Avec les valeurs indiquées et une H.T. = 180 V, le gain est de l'ordre de 55 et la tension de sortie maximale de 19 V eff. pour un taux de distorsion de 5 %.

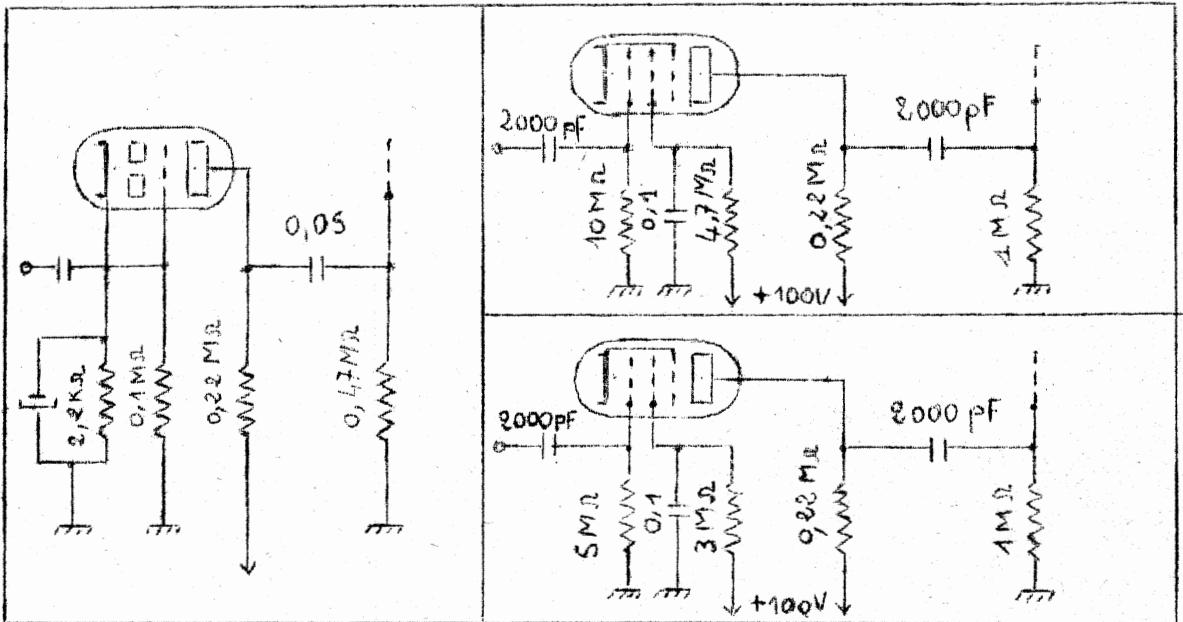


Fig.102

Fig. 103 a et b

3°) Exemples de réalisations pratiques dans un montage batteries.

Les figures 103 (a) et (b) montrent les valeurs susceptibles d'être employées avec un tube batteries type 1 S 5/ DAF 91 . Si on admet une distorsion supérieure à 5 %, on peut utiliser une résistance de charge anodique $R_a = 1 \text{ M}\Omega$; le gain ainsi obtenu est de 30 pour une H.T. = 45 V , 40 pour une H.T.= 67,5 V et de 50 pour une H.T.= 90 V.

Conclusion.

L'examen des exemples ci-dessus permet de dégager l'ordre de grandeur des différents éléments utilisés dans la réalisation des étages préamplificateurs B.F. de récepteurs radiophoniques.

Eléments	Valeurs moyennes montage tous-courants		Valeurs moyennes montage alternatif	
	Penthode	Triode	Penthode	Triode
R_a (M Ω)	(a) 0,1 - 0,22 (b)	0,1 - 0,22	(a) 0,1 - 0,22 (b)	0,1 - 0,22
R_e (M Ω)	(a) 0,33 - 0,39 - 0,47 (b) 0,82 - 1	-	(a) 0,47 (b) 0,68 - 0,82	-
C_e (μ F)	(a) 0,5 à 0,1 (b) 0,1	-	(a) 0,5 à 0,1 (b) 0,1	-
R_k (Ω)	1 000 à 3 000	3 000 à 10 000	1 500 à 5 000	3 000 à 10 000
C_k (μ F)	100 - 50 - 25	50 - 25	100 - 50 - 25	50 - 25
R_g (M Ω)	(0,47 - 0,68 - 1)	(Cf. 1ère colonne)	(Cf. 1ère colonne)	(Cf. 1ère colonne)
R_g (M Ω)	(10 à 20 polarisation par courant inverse de grille)	(Cf. 1ère colonne)	(Cf. 1ère colonne)	(Cf. 1ère colonne)
C entrée (μ F)	0,1 - 0,05 - 0,02			
C liaison	0,01 à 0,001			
Gain (μ F)	Le gain pour un étage penthode est de 100 par mA de pente au point de fonctionnement			
	Le gain pour un étage triode est d'environ 0,7 (coefficient d'amplification).			

Remarques.

a) Dans le tableau ci-dessus, les valeurs de R_a et R_e , R_e et C_e , R_k et C_k , R_g et condensateur d'entrée, R_g et condensateur de liaison sont données dans l'ordre où elles interfèrent les unes sur les autres.

b) Dans le montage d'une penthode en pseudotriode, R_a est compris entre 47 et 100 k Ω .

II - ETAGE AMPLIFICATEUR A LIAISON PAR TRANSFORMATEUR.

1°) INFLUENCES DU TRANSFORMATEUR SUR LA COURBE DE REPONSE.

a) Fréquences basses.

Dans un étage à liaison par transformateur élévateur de tension (fig.104), on voit que l'enroulement primaire constitue l'impédance de charge du tube ; aux fréquences basses, cette impédance est petite et la charge plaque étant peu élevée , le gain de l'étage (qui est théoriquement $G \cdot n$, n étant le rapport de transformation du transformateur et G le gain du tube) est faible, d'où un affaiblissement important en dessous de 100 Hz pour un transformateur de qualités courantes (partie a de la courbe, fig 105).

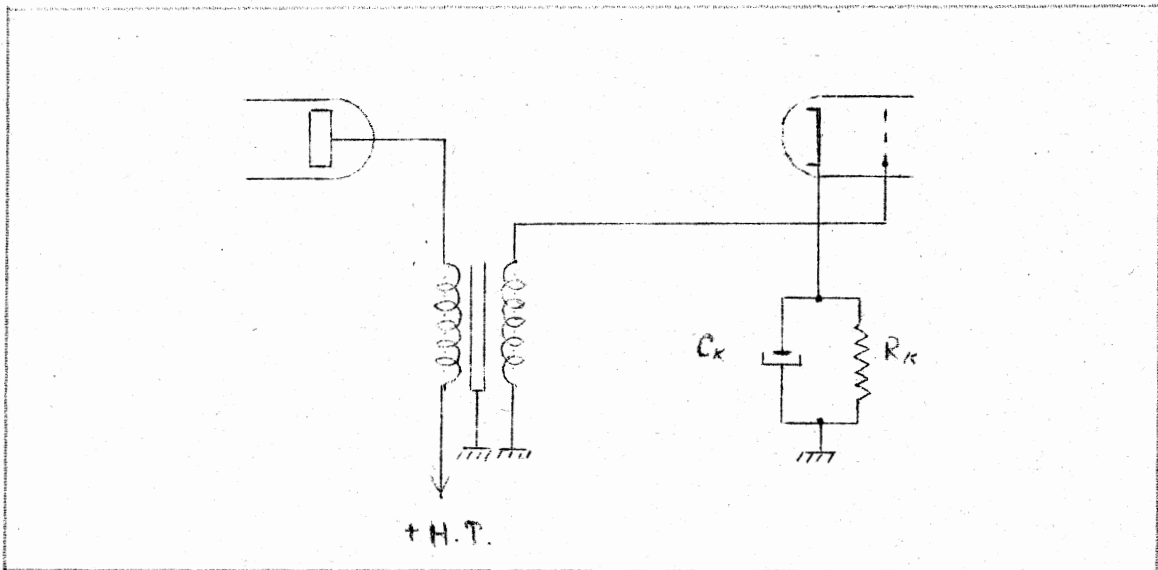


Fig. 104

b) Fréquences élevées.

Les selfs de fuite du transformateur entrant en résonance avec les capacités réparties des enroulements produisent une " bosse " dans la courbe de réponse, généralement vers 4 000 Hz (partie b de la courbe de réponse). Enfin, pour les fréquences supérieures de la bande à transmettre, les capacités réparties ramenées au primaire shuntent la charge plaque dont la valeur diminue d'autant plus que la fréquence est plus élevée, d'où un affaiblissement croissant des fréquences aiguës (partie c de la courbe de réponse).

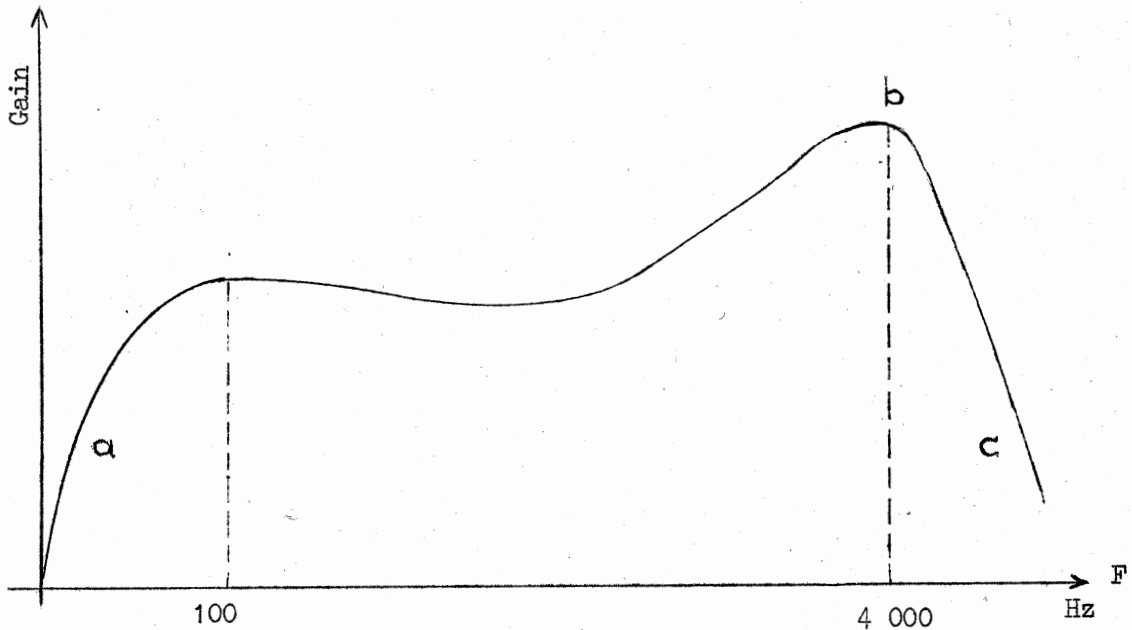


Fig:105

Les accidents de la courbe de réponse mentionnés ci-dessus sont d'autant plus importants que la résistance interne du tube est grande devant l'impédance réelle du transformateur de liaison, ce qui en limite l'usage aux tubes triodes à moins, dans le cas de tubes penthodes, de shunter le primaire du transformateur par une résistance de quelques dizaines de milliers d'ohms ce qui enlève tout intérêt à ce mode de liaison. Pour réduire également les inconvénients, on est obligé de limiter la valeur du rapport de transformation à 3 ou au maximum à 5.

La liaison par transformateur est maintenant peu utilisée, sinon entre l'entrée d'un amplificateur et l'organe qui l'alimente : microphones électrodynamiques à bobine mobile ou à ruban , lecteurs de disques électromagnétiques ou électrodynamiques , capteurs d'impulsions ou de vibrations etc... Dans le cas où l'impédance de sortie de ces " générateurs électriques " est très faible, on utilise des transformateurs éleveurs de rapport 30 à 40.

III- ETAGE AMPLIFICATEUR A LIAISON DIRECTE .

Pour éviter les différents inconvénients propres aux deux modes de liaison vus ci-dessus, on peut recourir, si les qualités à obtenir le nécessitent, à la liaison directe entre étages (fig.106). Ce type d'amplificateur dit à " courant continu " permet la transmission sans affaiblissement d'une très large bande de fréquences et en particulier celle des très basses fréquences, quelques périodes par seconde, voire par minute. Il est utilisé pour certaines applications industrielles (photomètres enregistreurs, manomètres à cellule piézoélectrique, indicateurs de niveau) ou médicales (amplificateurs d'électrocardiogramme, d'électroencéphalogramme etc...) dans certains récepteurs pour amplifier la composante continue du C.V.A., dans les appareils de mesure comme "amplificateur de zéro" etc...

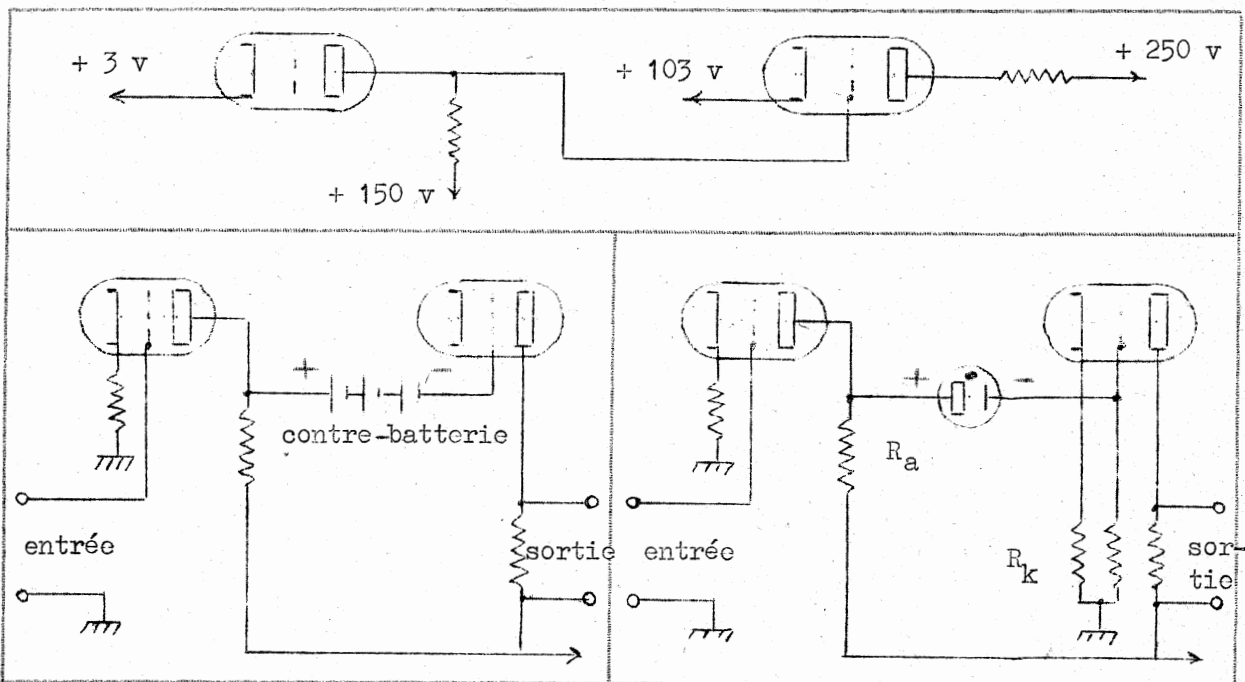


Fig.107

Fig.108

Inconvénients.

- Alimentation des filaments et circuits H.T. compliqués.
- Fonctionnement instable ; une variation même très faible de la tension d'alimentation entraîne une variation importante de la tension de sortie.
- Nécessité d'une régulation de la tension secteur d'alimentation et d'une stabilisation très poussée des différentes tensions continues (stabilisation par tubes électroniques).
- Sensibilité aux inductions (secteur, machines électriques etc...), nécessité de blindages sérieux des différentes parties de l'amplificateur.
- Mise au point et câblage délicats.
- Prix élevé.

Liaisons entre le tube amont et le tube aval.

On rencontre de nombreuses variantes pouvant être utilisées pour transmettre le signal à amplifier d'un tube à l'autre :

- Liaison directe grille-plaque, chaque tube de l'amplificateur étant alimenté en H.T. par des batteries qui lui sont propres.
- Liaison directe grille-plaque, chaque tube est alimenté par une prise convenablement établie sur un diviseur de tension alimenté par un seul redresseur H.T. ; dans ce cas, la valeur de H.T. nécessaire peut être très élevée (montage dit " Loftin-White ").
- Liaison directe grille-plaque, chaque tube est alimenté à partir du même circuit H.T. et la polarisation des tubes est assurée par des piles de polarisation insérées en série dans les liaisons entre tubes (montage dit " Beauvais-Brillouin fig.107).
- Liaison par un tube stabilisateur de tension, ce qui permet de fixer le potentiel positif de la grille de commande du tube aval ; les résistances R_a et R_g doivent avoir une valeur telle que le courant qui traverse le tube stabilisateur ait une valeur proche de sa valeur nominale (fig.108). La polarisation est assurée par la résistance R_k produisant une chute de tension égale au potentiel positif de grille augmentée d'une quantité égale à la polarisation normale du tube ; cette résistance produit une contre-réaction élevée

qui diminue considérablement le gain de l'étage, à moins que l'on ne compense cette C.R. par un montage approprié.

- Liaison par un étage intermédiaire utilisant une pentode dont la grille écran sert de grille de commande ; pour éviter la transmission d'un potentiel positif élevé à la grille du tube aval, l'étage intermédiaire est monté en amplificateur à charge cathodique.

Exemple de réalisation pratique simple (fig. 109).

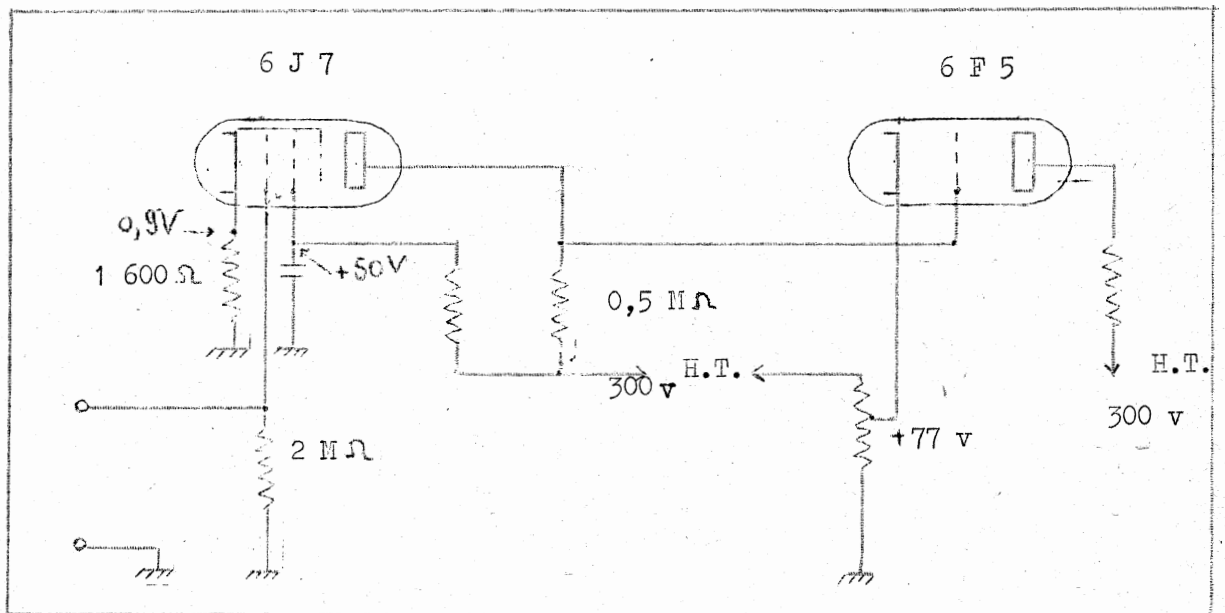


Fig.109

IV - ETAGE AMPLIFICATEUR A CHARGE CATHODIQUE .

Dans certains cas, on a recours aux amplificateurs à charge cathodique dits également " cathode-follower " (de l'anglais : littéralement " suiveur de cathode "), en particulier lorsqu'il s'agit d'obtenir une faible impédance de

sortie et un gain pratiquement indépendant de la fréquence pour une large bande passante ; la tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée (fig. 110). En pratique, on utilise presque uniquement ce type de montage en H.F. et V.H.F.

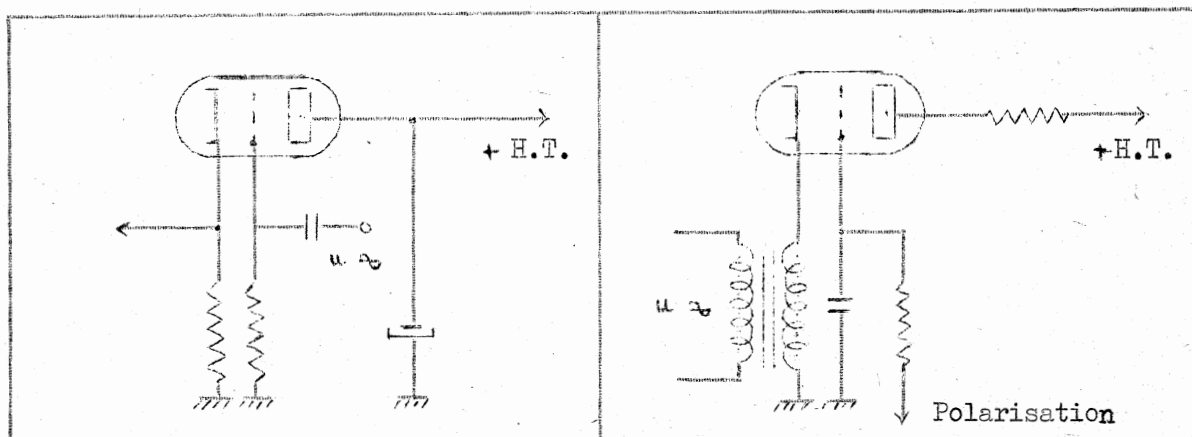


Fig.110

Fig.111

Inconvénient.

- Gain en tension inférieur à 1, mais néanmoins la puissance obtenue à la sortie peut être supérieure à la puissance d'excitation.

Remarque : il convient de ne pas confondre ce montage avec l'amplificateur à "excitation cathodique" appelé aussi " amplificateur inversé " ou à grille à la masse (fig.111); les qualités de ce montage sont sensiblement les mêmes que celles du montage habituel, mais l'interaction entre les circuits d'entrée et de sortie est plus faible, ce qui limite les risques d'accrochage.

V - ETAGE AMPLIFICATEUR A GAIN ELEVE .

On sait que dans le cas d'un étage amplificateur utilisant un tube penthode , le gain est :

$$G = S \cdot R_a \cdot$$

Pour obtenir un gain très élevé , il faut que la résistance de charge R_a soit supérieure, du point de vue de la composante alternative du signal anodique, à la résistance interne ; nous avons vu précédemment que cela n'est pas possi-

ble , la chute de tension continue dans la résistance R_a étant alors trop élevée. Pour pallier cet inconvénient, on remplace la résistance de charge par l'intervalle cathode-plaque d'un autre tube de même type. Du point de vue alimentation du circuit plaque du premier tube, cette lampe de charge n'oppose que sa résistance apparente $\frac{U}{I_a}$, de quelques dizaines de milliers d'ohms, au courant continu et présente un charge supérieure à $1\text{ M}\Omega$ pour la composante alternative (fig.112).

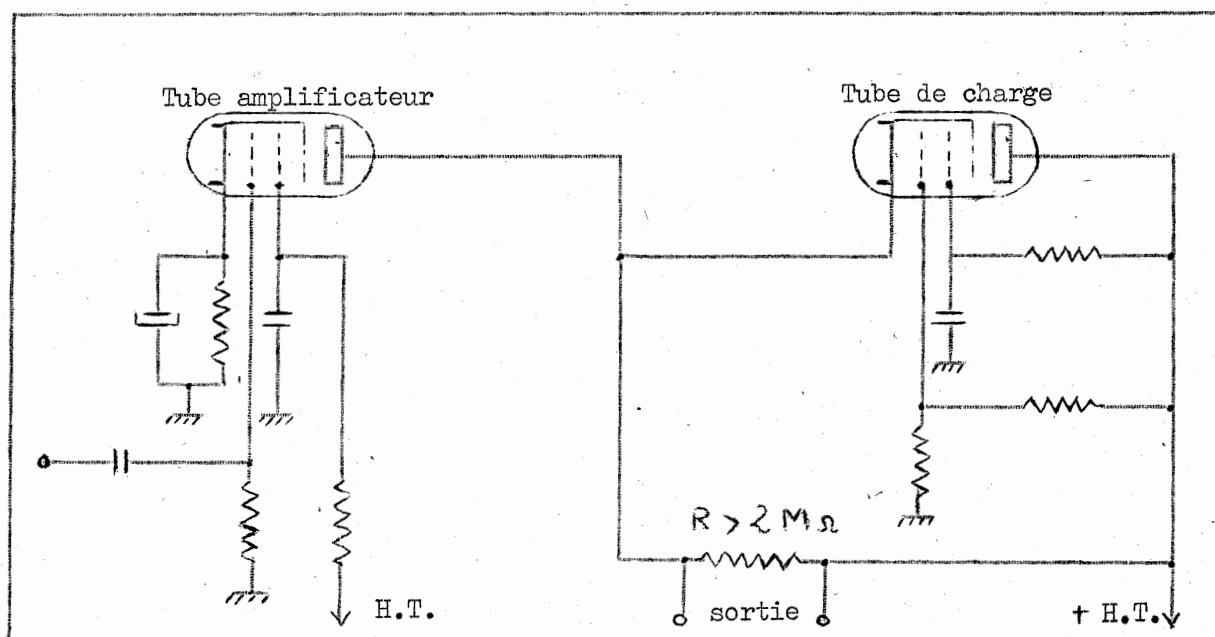


Fig. 112

Le gain maximum que l'on peut obtenir avec ce montage est limité par la résistance équivalente de souffle du premier tube, soit une valeur maximale de 80 à 90 dB; la sensibilité de l'étage est d'autant plus grande que la bande passante est plus étroite.

Remarque : les conclusions ci-dessus sont applicables à n'importe quel amplificateur de tension H.F. ou B.F.; de plus, dans le cas de montages normaux, le gain

maximal par étage limité par l'interaction entre entrée et sortie est de 40 à 60 dB et le gain total limité par la résistance équivalente de souffle du tube d'entrée de 110 à 130 dB.

- CHAPITRE II -

AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN AUDIOFREQUENCES

I- ETAGE AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE A TUBE UNIQUE.

GENERALITES.

Rendement.

Le rendement théorique est au maximum de 50 % en classe A. La puissance acoustique n'est égale qu'à une faible fraction de la puissance modulée, le rendement d'un haut-parleur normal étant inférieur à 10 % (1)

Exemple : le tube de puissance EL 41 alimenté sous 250 V de H.T. absorbe une intensité anodique $I_a = 48$ mA et une intensité de grille écran $I_e = 5,5$ mA pour délivrer une puissance modulée de 5,7 W avec un taux de distorsion supérieur à 15 %. Le rendement de l'étage B.F. (tube seul) est :

$$\eta = 100 \frac{5,7}{250 (53,5 \cdot 10^{-3})} \approx 42 \%$$

Si le transformateur B.F. de sortie a un rendement de 50 %, la puissance modulée transmise au H.P. est de :

$$P_s = \frac{5,7 \cdot 50}{100} = 2,85 \text{ W.}$$

La puissance acoustique réellement délivrée, si le H.P. a un rendement de 10 %, est de :

$$P \text{ acoustique} = \frac{2,85 \cdot 10}{100} = 0,285 \text{ W.}$$

Le rendement global, P alimentation / P acoustique, est de :

$$\eta = 100 \frac{0,285}{13,375} \approx 2 \%$$

(1) Voir du même auteur " Cours de Technologie Radio", EYROLLES Editeur, chapitre "Haut-parleurs et écouteurs"

Amélioration du rendement.

Le rendement calculé ci-dessus est très difficile à améliorer car la valeur de 10 % concernant le rendement du H.P doit être considérée comme tout à fait exceptionnelle (usuellement, à 1 000 Hz, pour un H.P. de 21 cm de diamètre, le rendement est voisin de 2 % seulement et on se rappellera que ce rendement diminue considérablement en dessous de 300 Hz d'une part, et au-dessus de 3 000 Hz, d'autre part) ; par contre, le rendement atteint 85 % pour les transformateurs de sortie haute-fidélité. Aucune amélioration n'est possible du côté du tube de puissance puisque le rendement maximal en classe A est de 50 %; pour un taux de distorsion plus acceptable (5 % par exemple) le rendement du tube EL 41 ne serait plus que de 20 % environ. Pour augmenter ce rendement , il faut faire appel soit à l'amplification symétrique en classe B avec ou sans courant grille (classe B₂ ou B₁ dont le rendement maximal est de $\frac{\pi}{4}$), soit aux classe d'amplification intermédiaires A B₁ (ou AB') ou AB₂ (ou AB ") dont le rendement peut dépasser 50 %.

Puissance modulée maximale.

La valeur de la puissance modulée maximale dépend de l'impédance de charge anodique Z_a et des tensions d'alimentation ; la valeur donnée par le lexique correspond, sauf indication contraire, à un taux de distorsion harmonique de 10 % pour des fréquences comprises entre 400 et 1 000 Hz.

Exemples :

- a) EL 41 : H.T. = 250 V, Z_a = 7 000 Ω , P max. = 3,9 W.
- b) UL 41 : H.T. = 100 V, Z_a = 3 000 Ω , P max. = 1,2 W.

Impédance de charge Z_a.

Pour un transformateur de sortie donné , la valeur de l'impédance de charge ne correspond au chiffre indiqué que si le secondaire est chargé par le H.P. prévu par le constructeur. Sauf indication contraire, la mesure de Z_a doit être faite d'après les normes NF C à 400 Hz. La formule empirique ci-dessous permet de préciser l'ordre de grandeur de cette impédance à 400 Hz :

$$Z_a = R \cdot 1,3 \cdot N^2,$$

avec :

R : Résistance ohmique de la bobine mobile du H.P. ,

N : rapport de transformation du transformateur de sortie.

DES

B) INFLUENCES DIFFERENTS ELEMENTS SUR LES CARACTERISTIQUES D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE .

Influence de Z_a sur la puissance modulée.

La valeur de la puissance modulée varie assez considérablement en fonction de l'impédance de charge Z_a .

Exemple : tube miniature tous-courants 50 B 5.

Pour $U_a = U_e = H.T. = 110$ V, polarisation = - 7,5 V ($R_k = 150 \Omega$)

et une tension d'entrée de 5,3 V eff., la puissance modulée en fonction de Z_a est donnée par le tableau ci-dessous .

Impédance de charge (Ω)	0	500	1 000	2 000	2 300	3 000	4 000	5 000	6 000
Puissance modulée (W)	0	0,8	1,3	1,88	1,92	1,82	1,72	1,64	1,60

La puissance maximale de 1,92 W est obtenue pour $Z_a = 2 300 \Omega$; le lexique indique une valeur très voisine soit 2 500 et une puissance maximale de 1,9 W.

Influence de Z_a sur le taux de distorsion harmonique.

Le tableau ci-dessous donne la valeur du taux de distorsion en % (taux de K.F : de l'anglais Klirr-factor, littéralement facteur de linéarité) en fonction de l'impédance de charge pour le tube 50 B 5 .

Impédance de charge (Ω)	0	500	1 000	2 000	2 300	3 000	4 000	5 000	6 000
Taux de K.F. (%)	0	16	15	1,05	9	11	16	19	23

Valeur optimum de Z_a .

La comparaison des deux tableaux ci-dessus concernant le même tube montre que cette valeur optimum de Z_a est un compromis entre la valeur de Z_a donnant la puissance maximale et celle qui donne le taux de distorsion minimal.

Courbe de réponse.

Rappelons, qu'aux fréquences basses, le gain diminue par suite de l'insuffisance de la self primaire et qu'aux fréquences aiguës, les capacités réparties du transformateur de sortie et le mauvais rendement du H.P. diminuent également le gain.

Polarisation et tension d'entrée.

La polarisation d'un étage de puissance conditionne la puissance de sortie, le taux de distorsion et la tension d'entrée maximale ; le lexique indique en principe la polarisation correspondant à la puissance de sortie obtenue avec un taux de distorsion de 10 %. Si la polarisation est trop faible, la tension d'entrée doit être réduite de façon à ce que la grille ne devienne pas positive, d'où une puissance de sortie peu élevée.

Exemple : Le tube miniature 50 B 5 est prévu normalement pour une polarisation de - 7,5 V; pour cette valeur, la puissance de sortie est de 1,9 W pour une tension d'entrée de 5,3 eff. Pour une polarisation de - 5 V, la tension d'entrée maximale admissible est : $u = \frac{5}{\sqrt{2}} \simeq 3,5 \text{ V eff.}$

La puissance de sortie $\frac{U_s^2}{Z_a}$ s'exprime en fonction du gain par l'expression : $\frac{g^2 u^2}{Z_a}$,

avec : U_s , tension efficace de sortie, u , tension efficace d'entrée.

Dans cette expression, on peut admettre que le gain G reste constant quand la polarisation passe de -7 à -5 V ; il vient donc :

$$\frac{P'_s}{P_s} = \frac{3,5^2}{5,3^2} = 0,43 ;$$

on en tire :

$$P'_s = 1,9 \times 0,43 \simeq 0,8 \text{ W.}$$

Remarque : une polarisation anormale peut provenir :

- 1°) d'un tube défectueux ;
- 2°) d'une valeur de H.T. incorrecte ;
- 3°) d'une valeur de résistance de polarisation incorrecte ;
- 4°) d'une fuite du condensateur de polarisation ;
- 5°) d'une fuite du condensateur de liaison grille ;
- 6°) d'un courant grille dû à un vide imparfait.

Sensibilité.

On définit la sensibilité d'un étage final B.F. par la tension d'entrée nécessaire pour obtenir une puissance modulée de 50 mW dans l'impédance de charge anodique normale.

C) EXEMPLES DE REALISATIONS PRATIQUES D'ETAGES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE B.F. EN CLASSE A.

1°) Exemples de réalisations pratiques dans un montage tous-courants.

a) Tube transcontinental CBL 6.

H.T. = 100 V, $Z_a = 2\ 000 \ \Omega$, $R_k = 150 \ \Omega$, $P_s = 2$ W ; ce tube comporte deux diodes qui peuvent être utilisées pour la détection.

b) Tube octal 25 L 6 .

H.T. = 110 V ; $Z_a = 2\ 000$ à $2\ 500 \ \Omega$; $R_k = 140$ à $150 \ \Omega$; $P_s = 2,2$ W.

c) Tube rinlock UL 41 (fig.113).

Dans les conditions de fonctionnement correspondant aux valeurs indiquées, la

puissance de sortie P_s est de 1,35 W pour $Z_e = 3\ 000\ \Omega$ et une tension d'entrée de 4 V eff ; le gain en tension de l'étage est de l'ordre de 25.

2°) Exemples de réalisations pratiques dans un montage alternatif.

a) Tube transcontinental EL 3.

H.T. = 250 V ; $Z_e = 7\ 000\ \Omega$; $R_k = 150\ \Omega$; $P_s = 4,3\ W$.

b) Tubes octal 6 V 6 ou miniature 6 AQ 5/ EL 90 (fig.114).

Le tube 6 AQ 5 est la version miniature de la 6 V 6, la H.T. maximale est réduite à 250 V en ce qui concerne la 6 AQ 5.

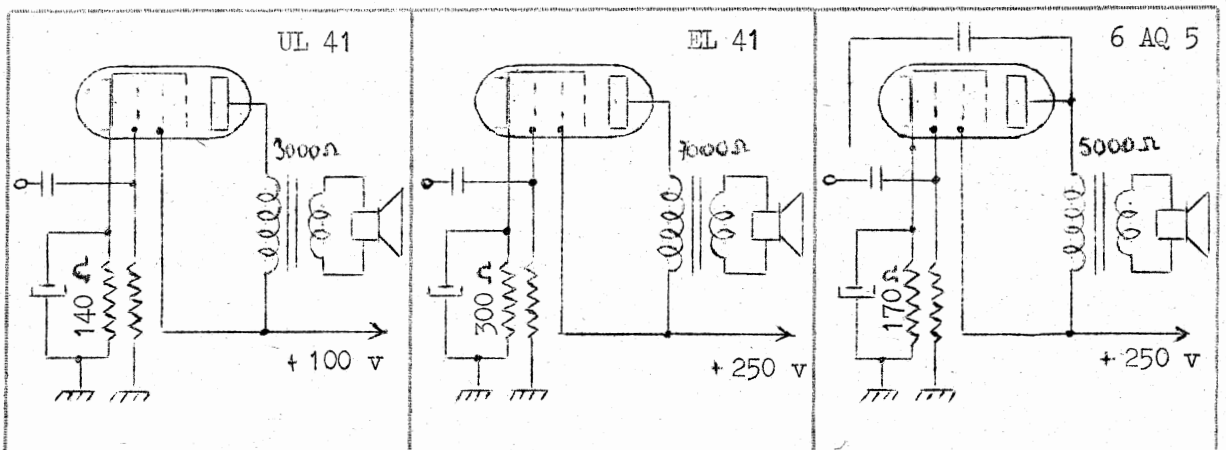


Fig. 113

Fig. 114

Fig. 115

Dans les conditions de fonctionnement correspondant aux valeurs indiquées, la puissance de sortie P_s est de 4,5 W pour une distorsion de 8 % et une tension d'entrée de 9 V eff.

c) Tube rimlock EL 41 (fig.115).

Dans les conditions de fonctionnement correspondant aux valeurs indiquées, la puissance de sortie P_s est de 3,9 W pour une tension d'entrée de 3,8 V eff et une distorsion de 10 % .

Le tube EL 42 avec un montage identique , sauf en ce qui concerne l'impédance de charge qui est de 11 000 Ω , délivre une puissance de 2,6 W pour une tension d'entrée de 7,9 V. eff. et une distorsion de 10 % : ce tube étant " à faible

courant d'anode " (25 mA en fonctionnement normal) nécessite une résistance de polarisation de 360Ω pour obtenir une polarisation de l'ordre de $-13,5$ V; il est destiné à l'étage final B.F. des ensembles électroniques (récepteurs, amplificateurs B.F.) dont la seule source d'alimentation est une batterie d'accumulateurs de 6 ou 12 V.

d) Tube noval EL 84/ 6 BQ 5.

Le tube EL 84 est actuellement très employé, aussi bien dans l'étage final des récepteurs radiophoniques que dans les amplificateurs B.F. d'électrophones, de chaînes à haute-fidélité (Hi-Fi), d'amplificateurs de sonorisation, etc... Les conditions normales d'utilisation de ce tube sont : H.T. = 250 V, $Z_a = 4\ 500 \Omega$, $R_k = 135 \Omega$, $P_s = 6$ W pour une tension d'entrée de 4,8 V eff.

e) Tube noval triode-pentode ECL 80 / 6 AB 8 .

La partie triode est utilisée comme étage préamplificateur B.F. et la partie pentode comme étage final B.F. en particulier sur les téléviseurs ; les caractéristiques d'utilisation de ce tube sont : H.T. = 170 V, $Z_a = 11\ 000 \Omega$, polarisation semi-automatique = 6,3 V, $P_s = 1$ W.

3°) Etage B.F. de grande puissance à tube unique.

En principe, pour des puissances modulées dépassant 10 W, on fait appel à un étage B.F. final symétrique ; néanmoins, on peut utiliser les tubes suivants comme amplificateurs B.F. de puissance à tube unique :

a) Tube octal EL 34/6 CA 7 : H.T. = 250 V, $Z_a = 2\ 500 \Omega$, $R_k = 107 \Omega$,

 $P_s = 12$ W.

b) Tube octal 6 L 6 : H.T. = 250 V, $Z_a = 2\ 500 \Omega$, $R_k = 170 \Omega$, $P_s = 6,5$ W ;
avec H.T. = 350 V, $Z_a = 4\ 200 \Omega$, $R_k = 310 \Omega$, on a $P_s = 10,8$ W.

c) Tube octal 7027 A : H.T. = 500 V, $Z_a = 2\ 500 \Omega$, $R_k = 330 \Omega$,
 $P_s = 15$ à 20 W suivant le taux de distorsion admissible.

d) Tube américain 807 : H.T. = 600 V, $Z_a = 3\ 600\ \Omega$, $R_k = 300\ \text{à}\ 400\ \Omega$,
 $P_s = 20\ \text{à}\ 30\ \text{W}$ suivant le taux de distorsion admissible.

4°) Exemple de réalisation pratique dans un montage batteries.

Le montage représenté dans la figure 116 utilise un tube batteries genre 3S4 ou 3Q4 polarisé par une résistance de polarisation R placée dans le retour de la pile H.T.

Pour le tube 3S4, on prend $R = 500\ \Omega$ d'où une polarisation de :

$$- (500 \times 15 \cdot 10^{-3}) = - 7,5\ \text{V}.$$

En réalité, dans un montage batteries, toutes les tensions sont mesurées par rapport au négatif de la batterie de chauffage ; dans ces conditions, la valeur exacte de la polarisation dépend du pôle de la batterie de chauffage mis à la masse. Dans le cas ci-dessus, la polarisation est de :

a) - (7,5 + 1,4) = - 8,9 V si le positif est à la masse,

b) - 7,5 V si le négatif est à la masse.

Dans ce dernier cas, pour une pile de 67,5 V, la puissance modulée pour une impédance de charge de 5 000 Ω et un taux de distorsion de 12 % est de 0,18 W. Pour une tension anodique de 90 V et une tension d'écran de 67,5 V et toutes choses restant égales par ailleurs, sauf l'impédance de charge optimum qui doit être de 8 000 Ω , la puissance de sortie est de 0,27 W ; dans le montage " filaments en série ", ces puissances sont réduites à 0,16 et 0,235 W.

Pour le tube 3Q4, il est souhaitable d'avoir une H.T. de 90 V ; dans ce cas, pour une impédance de charge de 10 000 Ω , la puissance de sortie est de 0,24 W dans le " montage filaments en série " et de 0,27 W dans le " montage filaments en parallèle " pour un taux de distorsion de 7 %.

5°) Exemple de réalisation pratique utilisant un tube à chauffage direct alimenté en courant alternatif.

Sur certains ensembles électroniques, tels que récepteurs ou amplificateurs B.F. anciens ou de très grande puissance, on utilise des tubes de puissance à chauffa-

ge direct.

La figure 117 montre la réalisation de l'étage B.F. d'un récepteur équipé d'un tube transcontinental à chauffage direct AL 1 ; rappelons que le potentiomètre antironflement a pour but d'équilibrer la tension de chauffage par rapport à la masse et de supprimer ainsi le ronflement à 50 Hz. Dans les conditions correspondant aux valeurs indiquées dans la figure et pour une polarisation grille de - 15 V, la puissance de sortie est de 3,1 W. La polarisation pourrait être obtenue par une résistance de $340\ \Omega$ (découplée par un condensateur de $50\ \mu\text{F}$) placée entre le curseur du potentiomètre d'équilibrage filament et la masse.

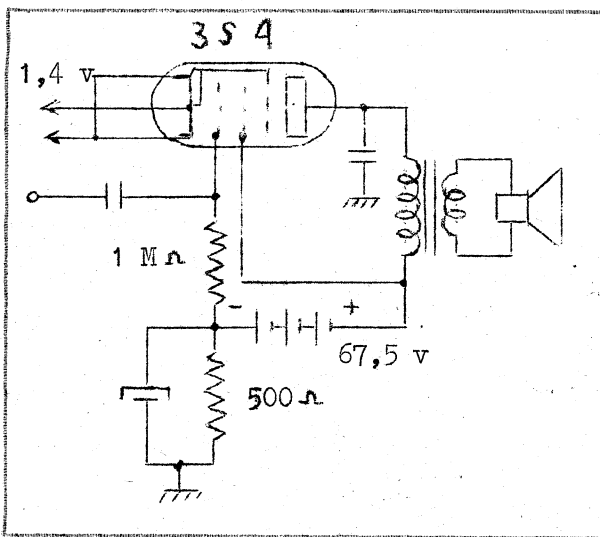


Fig. 116

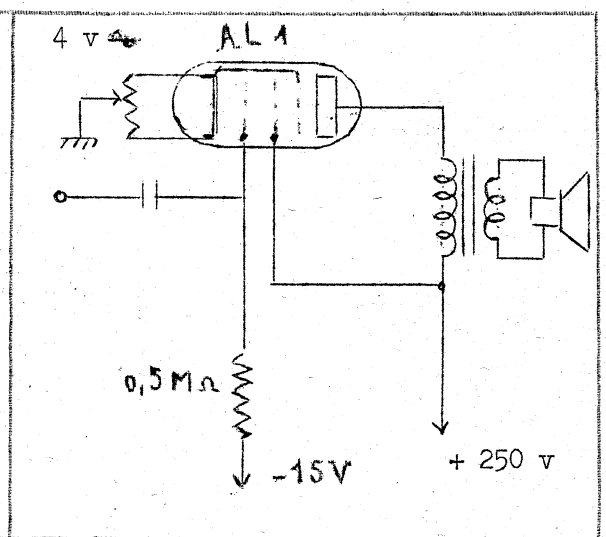


Fig.117

CONCLUSION :

L'examen des montages amplificateurs B.F. en classe A et à tube unique étudiés ci-dessus permet de déterminer l'ordre de grandeur des éléments utilisés.

Tubes de puissance: penthode ou triode.

On utilise usuellement uniquement des penthodes, des tétrodes ou des lampes à faisceaux électroniques dirigés. En pratique, on ne fait d'ailleurs aucune distinction entre ces deux derniers types de lampes ; c'est ainsi, par exemple, que le tube 6 L 6 qui est une penthode à faisceaux dirigés est représenté comme une

tétrade dans les lexiques ; bien que ces lampes comportent deux grilles et une électrode défléctrice qui est reliée comme la grille supprimeuse d'une penthode à la cathode , on les appelle également tétrodes de puissance à faisceaux dirigés.

Les triodes de puissance en B.F. ne sont utilisées actuellement que pour des puissances très importantes, en principe - et bien qu'il n'y ait pas de règles absolues en la matière - au-dessus de 0,1 kW.

Distorsion harmonique .

Rappelons que les étages amplificateurs utilisant des triodes donnent surtout de la distorsion harmonique due à l'harmonique 2 (deux fois la fréquence fondamentale du signal appliqué à la grille) et que les étages utilisant des penthodes ont une distorsion harmonique due principalement à l'harmonique 3, dont la combinaison avec la fondamentale est beaucoup plus désagréable à l'oreille que dans le cas de l'harmonique 2.

Rendement et puissance modulée.

Le rendement pratique maximum d'un étage triode en classe A est de l'ordre de 20 %. Le rendement pratique maximum d'un étage penthode en classe A est de l'ordre de 40 %; il est en moyenne de 25 % à 30 % et la puissance modulée normale P_s est comprise entre 0,25 et 0,3 P alimentation.

Encombrement.

A puissance égale, un étage final B.F. équipé d'une triode est plus volumineux qu'un étage équipé d'une penthode (H.T. plus élevée, tube triode plus gros pour pouvoir dissiper davantage).

Impédance de charge.

Etage triode

L'impédance de charge dépend de la résistance interne du tube ; en principe, la résistance de charge optimum est $R = 2\rho$.

Etage penthode .

L'impédance de charge optimum ne dépend pas de la résistance interne du tube.

Si l'on connaît la puissance modulée susceptible d'être fournie par une penthode de puissance B.F., l'impédance de charge pour un taux de distorsion de l'ordre de 10 % - ce qui correspond à un rendement maximal de 30 % - sera déterminée comme suit avec les notations utilisées précédemment :

$$P_s = \frac{U_s^2}{Z_a},$$

d'où :

$$Z_a = \frac{U_s^2}{P_s};$$

comme U_s est une tension efficace, il vient, en considérant la valeur maximale de la tension alternative de plaque U_1 :

$$Z_a = \left(\frac{U_1}{\sqrt{2}} \right)^2 \times \frac{1}{P_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_s^2}{P_s}.$$

Pour un rendement de l'ordre de 30 %, l'amplitude maximale de U_1 a pour valeur 0,75 U_a environ, ce qui s'établit facilement :

$$\eta = 30\% = \frac{P_s}{P} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_1 \cdot I_1}{U_a \cdot I_a},$$

on en tire :

$$\frac{U_1}{U_a} \times \frac{I_1}{I_a} = 0,6;$$

comme $U_1 = Z_a I_1$ et que Z_a est constant, il vient :

$$\frac{U_1}{U_a} = \frac{I_1}{I_a} = \sqrt{0,6} \approx 0,75.$$

Compte-tenu de ce rapport entre U_1 et U_a , on a :

$$Z_a = \frac{0,5 (0,75 U_a)^2}{P_s} \approx 0,3 \cdot \frac{U_a^2}{P_s}.$$

Pratiquement, $U_a = H.T.$, d'où :

$$\left. \begin{array}{l} K.F=10\% \\ \eta = 30\% \end{array} \right\} \begin{array}{l} Z_a = 0,3 \cdot \frac{(H.T.)^2}{P_s} , \\ \text{ou inversement :} \\ P_s = 0,3 \cdot \frac{(H.T.)^2}{Z_a} . \end{array}$$

L'impédance de charge plaque a une valeur moyenne de 2 000 à 3 000 Ω pour les montages tous-courants et de 4 000 à 7 000 Ω pour les montages alternatifs. Les résultats peuvent être vérifiés par la formule ci-dessus. Pour un montage tous-courants, la H.T. est d'environ 40 % de la H.T. d'un montage alternatif et la puissance de sortie de 50 % ; le rapport entre les impédances de charge est donc :

$$Z_a \text{ tous-courants} = 0,3 Z_a \text{ alternatif.}$$

Remarque : pour éliminer le transformateur de sortie qui est un des éléments altérant le plus les qualités de reproduction d'un amplificateur B.F. de puissance, certains montages utilisent un étage final sans transformateur de sortie. Ce résultat est obtenu soit en utilisant des H.F. dont la bobine a une impédance élevée, soit en diminuant la résistance de sortie de l'amplificateur en employant des triodes spéciales dont la résistance interne est inférieure à 100 Ω ou en branchant la bobine mobile du H.P. dans le circuit cathodique de l'étage final. Nous n'insisterons pas davantage sur ces montages qui ne sont pratiquement pas employés, sauf dans les étages de sortie B.F. à transistors.

Alimentation de l'écran d'une penthode ou d'une tétrode de sortie.

L'écran est presque toujours réuni directement à la H.T. lorsque celle-ci est au maximum de 250 V ; sur certains montages, on rencontre des résistances d'écran de quelques centaines d'ohms pour les tubes de grande puissance, genre EL 34 et de 1 000 à 3 000 Ω pour les tubes usuels. L'alimentation de l'écran peut également être faite à partir d'une prise sur le primaire du transformateur de sortie dans les montages dits " ultra-linéaires" ; les transformateurs de sortie de ce type sont prévus, en principe, pour fonctionner avec des tubes à faisceaux dirigés.

Polarisation.

La polarisation qui est presque toujours, en classe A, du type " polarisation automatique " est obtenue pour une résistance de cathode dont la valeur est comprise entre 100 et 500 Ω environ ; le condensateur de découplage est usuellement de 50 μF . Une valeur supérieure est, nous l'avons vu dans le chapitre consacré à la polarisation des tubes électroniques, toujours souhaitable.

Circuit de la grille de commande.

La résistance de fuite de grille est normalement de 0,47 M Ω et le condensateur de liaison de 0,1 μF . On rencontre, dans certains montages utilisant des tubes de puissance élevée, une résistance de quelques dizaines à quelques centaines d'ohms, voire 1 000 à 3 000 Ω , insérée dans la " connexion chaude " de la grille. Cette résistance a pour but de limiter le courant inverse de grille qui pourrait prendre naissance dans le circuit grille par suite de l'entrée en auto-oscillation de l'étage final ; si un tel courant se manifeste, la résistance produit une chute de potentiel continue qui polarise la grille négativement (même principe que la polarisation par courant inverse de grille) et limite le courant grille et le débit du tube qui risquerait autrement de prendre très rapidement une valeur entraînant la mise hors-service du tube.

II - ETAGE AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SYMETRIQUE OU PUSH-PULL .

A) RAPPELS DE NOTIONS THEORIQUES CONCERNANT LES CLASSES D'AMPLIFICATION .

Classe A.

Le courant plaque ne s'annule jamais et, en B.F. , pour éviter les distorsions, la grille ne devient, en principe, jamais positive ; la tension alternative maximale appliquée à la grille est inférieure à la polarisation. Cette classe d'amplification est utilisable dans un étage à tube unique ou dans un étage symétrique ; dans ce dernier cas, la puissance de sortie est doublée et le rendement reste de l'ordre de 30 % comme dans le cas d'un tube unique, mais par contre le taux de distorsion est environ quatre fois plus faible, 2,5% au lieu de 10 % pour un montage amplificateur B.F. de puissance normal. Cette réduction résulte de la

suppression des harmoniques pairs qui sont en opposition de phase dans l'impédance commune de charge anodique des 2 tubes en push-pull. Ce résultat est également obtenu dans les autres classes d'amplification. Les composantes continues du courant plaque parcourant la charge plaque en sens contraire l'une de l'autre, il y a compensation des ampèretours magnétisants, donc diminution du risque de distorsion par saturation du circuit magnétique du transformateur.

Classe AB.

Le courant plaque s'annule lorsque la tension d'attaque de la grille de commande passe par sa valeur maximale négative ; en B.F., l'amplification symétrique est obligatoire pour restituer le signal B.F. sans distorsion.

Dans cette classe, on précise le mode de fonctionnement sans courant grille par la désignation AB₁ ou AB' et avec courant grille par AB₂ ou AB". La polarisation en classe AB est le plus souvent du type " polarisation automatique par la cathode ". Le rendement d'un étage push-pull en classe AB varie, suivant les conditions exactes de fonctionnement, de 30 à 50 %, la puissance modulée d'un étage push-pull classe AB atteint deux fois la dissipation anodique d'un des tubes le composant ou quatre fois la puissance modulée (du tube seul en classe A) en classe AB₁ et six fois en classe AB₂.

Classe B.

Le courant plaque s'annule pendant la moitié de la période du signal alternatif appliqué à la grille, l'amplification symétrique est donc obligatoire en B.F.

Le mode de fonctionnement peut également être précisé par les désignations B₁ ou B' et B₂ ou B".

Le rendement d'un étage symétrique en classe B₁ atteint 60 % (le rendement théorique est de $\frac{\pi}{4} \approx 78 \%$).

Le rendement et la puissance modulée maximale en classe AB₂ et B₂ sont sensiblement comparables.

Le taux de distorsion en classe AB et B, avec ou sans courant grille, peut facilement n'être que de 2 %.

Classe C .

Le courant plaque s'annule pendant plus de la moitié de la période du signal appliqué à la grille ; cette classe d'amplification n'est pas utilisable en B.F. puisqu'une partie du signal appliqué à l'entrée n'est pas restituée à la sortie.

Etage " driver " .

L'étage amplificateur qui alimente les grilles d'un étage symétrique de puissance modulée inférieure à 100 W fonctionnant avec courant grille doit pouvoir fournir une puissance modulée de 0,3 à 0,5 W ; l'étude des conditions de fonctionnement d'un étage driver montre que pour pallier l'écrêtage des alternances positives du signal grille, il faut que la résistance interne et la résistance de charge plaque de l'étage driver soient aussi réduites que possible par rapport à la résistance interne équivalente à la diode formée par l'intervalle grille-cathode de chaque tube du push-pull. Ceci explique les conditions de fonctionnement particulières des étages driver qui sont :

- soit à faible résistance de charge anodique ;
- soit à liaison par transformateur abaisseur de tension (rapport de transformation $1/2$ à $1/5$) ;
- soit à charge cathodique.

Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant d'un étage symétrique avec courant grille, l'étage driver doit être largement dimensionné ; on l'établit généralement pour qu'il puisse fournir une puissance quatre fois plus élevée que celle qui est théoriquement nécessaire. Dans le cas d'une liaison avec le push-pull par transformateur , le secondaire est shunté par une résistance qui absorbe une part importante de la puissance transmise ce qui permet de maintenir la tension d'attaque des grille du push-pull constante, même dans le cas où le fonctionnement de cet étage se fait avec courant grille.

Dans les amplificateurs B.F. de grande puissance, l'étage driver est lui aussi un étage push-pull utilisant des tubes de puissances tétrodes ou pentodes, genre 6 V 6 ou 6 AQ 5 ou des doubles triodes de puissance, genre 6 N 7, ECC 40 , ECC 83, etc...

B) RAPPELS DES NOTIONS TECHNOLOGIQUES ET PRATIQUES CONCERNANT LES ETAGES
AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE SYMETRIQUES.

1°) Alimentation H.T.

Le débit des tubes de puissance en classe AB et B varie fortement avec la puissance de sortie ; la source H.T. doit avoir une résistance interne faible pour que la valeur de la H.T. ne varie pas. On utilise donc un transformateur d'alimentation dont les enroulements ont une faible résistance ohmique et un redresseur de faible résistance interne : valve à fort débit, genre 5 X 4 , 5 R 4, GZ 32, GZ 34 pour les amplificateurs de 10 à 100 W, valve à vapeur de mercure pour les puissances plus élevées, genre RG 250/1000 (tension anodique max. 1 000 V eff, débit max. 250 mA). On peut également utiliser des redresseurs au sélénium ou des diodes cristallines au silicium. Les montages redresseurs en pont et doubleur de tension sont très utilisés. Pour rendre la H.T. indépendante du débit, on a recours au redressement avec " self d'entrée " dont l'enroulement a une faible résistance ohmique.

2°) Polarisation.

Dans le cas de la polarisation automatique par la cathode, on tiendra compte de la somme des intensités anodiques et d'écran des deux tubes du push-pull pour déterminer la résistance commune de polarisation ; on peut également polariser chaque tube séparément par une résistance placée dans le circuit cathodique de chaque tube.

Pour la classe B, on utilisera une polarisation fixe fournie par un redresseur séparé (valve, redresseur sec, tube électronique triode ou penthode).

3°) Mise au point d'un push-pull.

L'équilibrage statique des tubes, c'est-à-dire l'égalité des débits des tubes sans tensions alternatives sur les grilles, se fait par réglage de la polarisation de chaque tube ; il diffère quelquefois de l'équilibrage dynamique réalisé par la mesure du taux de distorsion. La mise au point d'un push-pull nécessite :

- 1°) l'équilibrage dynamique des tubes ;
- 2°) des tensions d'entrées déphasées de 180° ;

- 3°) des tensions d'entrées de même amplitude ;
- 4°) des tensions d'alimentation identiques pour les deux tubes ;
- 5°) des caractéristiques identiques pour les deux tubes (tubes pairés) ;
- 6°) une symétrie parfaite du transformateur B.F. de sortie.

Remarque : En classe A, l'impédance de charge de plaque à plaque est le double de celle qui serait déterminée pour un des tubes du push-pull considéré séparément et en classe B, de quatre fois cette valeur.

C) EXEMPLES DE REALISATIONS PRATIQUES D'ETAGES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE B.F. PUSH-PULL.

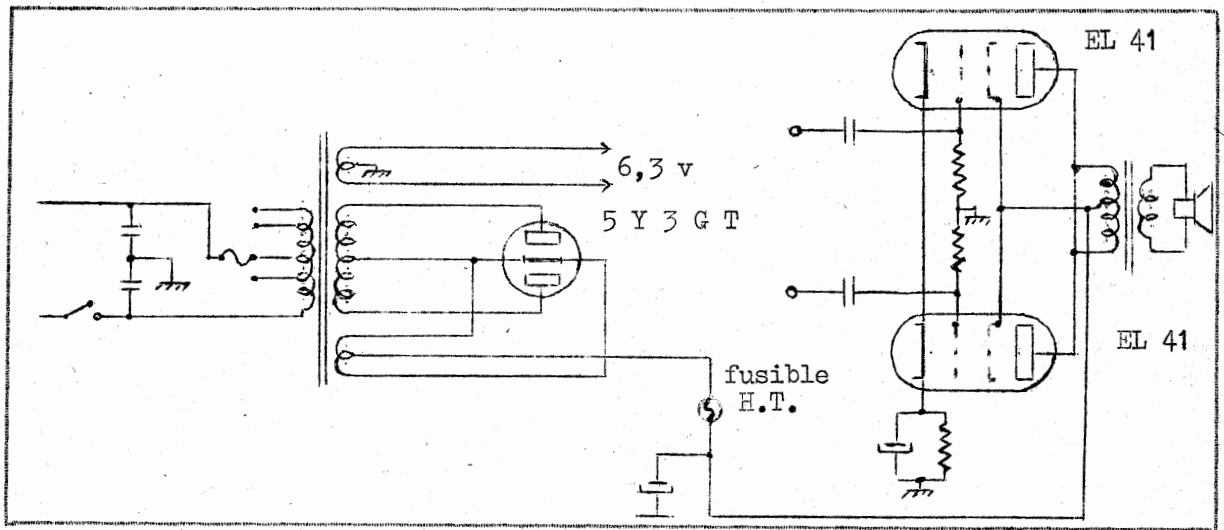


Fig. 118

1°) Amplificateur de puissance modulée inférieure à 10 W.

a) Tube EL 41.

La figure 118 montre la réalisation d'un étage push-pull, classe AB 1, équipé de deux tubes rinlock EL 41. Pour une H.T. = 250 V, on a : Z_a plaque à plaque = $7\ 000\ \Omega$, $R_k = 100\ \Omega$ (le constructeur prévoit $85\ \Omega$ mais, en adoptant une valeur légèrement supérieure, la reproduction est meilleure) ; $P_s = 10\ W$ pour un taux de distorsion de 3 %, 6 W pour 2,5 %, 3 W pour 1 %. La courbe de réponse avec un bon transformateur de sortie est linéaire à $\pm 0,75\ dB$ près entre 50 et 10 000 Hz et $\pm 2,5\ dB$ entre 30 et 20 000 Hz. La consommation de l'étage est de 90 mA pour la puissance modulée maximale.

b) Tube 6 AQ 5 ou 6 V 6.

On obtiendrait des résultats comparables en utilisant deux tubes de la série miniature 6 AQ 5 ou de la série octale 6 V 6 en push-pull, classe AB 1. Avec : H.T. = 250 V, Z_a plaque à plaque = 10 000 Ω , R_k = 200 Ω , on a P_s = 100 W pour un taux de distorsion de 5 % ; les résistances de fuite de grille avec polarisation fixe (- 15 V) sont de 0,1M Ω et 0,47M Ω avec polarisation automatique.

Amplificateur de puissance modulée comprise entre 10 et 50 W.

a) Tube octal 6 L 6.

La figure 119 montre la réalisation d'un étage push-pull, classe AB 1, équipé de deux tubes octal 6 L 6. Pour H.T. = 270 V, on a : Z_a = 5 000 Ω , R_k = 125 Ω , P_s = 15 W pour un taux de distorsion de l'ordre de 3 %.

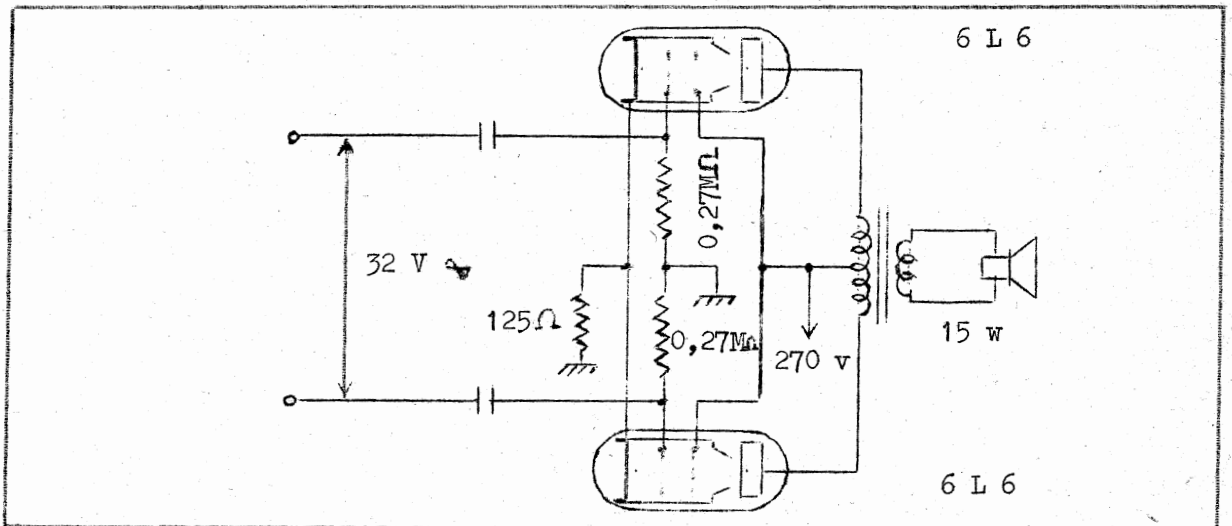


Fig.119

Toujours en classe AB 1, mais avec H.T. = 400 V, on a : Z_a = 8 500 Ω , R_k = 120 Ω (tension de polarisation : - 20 V), P_s = 25 W pour un taux de distorsion de l'ordre de 2,5 %.

En classe AB₂ (puissance d'attaque des grilles = 180 m W), avec H.T. = 400 V, Z_a = 6 000 Ω , on a, pour une tension d'excitation de grille à grille de 57 V, P_s = 40 W pour un taux de distorsion de l'ordre de 2 %.

Le fonctionnement en classe B 1 correspondrait sensiblement à l'exemple donné en classe AB₁ et le fonctionnement en classe B₂ à celui de la classe AB₂.

b) Tube noval EL 84.

La figure 120 montre la réalisation d'un étage push-pull, classe AB₁, équipé de deux tubes noval EL 84. Pour H.T. = 300 V, on a : Z_a = 8 000 Ω , R_k = 130 Ω , P_s = 17 W pour un taux de distorsion de 4 %.

Si l'on désire une distorsion beaucoup plus faible, on peut avec le montage précédent modifié obtenir une puissance de sortie de 10 W avec un taux de distorsion de 0,5 %. Pour cela, on utilise les valeurs suivantes : H.T. = 250 V , Z_a = 8 000 Ω , R_k = 270 Ω (chaque tube est polarisé séparément); le même montage , mais avec un transformateur de sortie ultra-linéaire (les prises d'écran étant faites à 43 % du nombre de spires à partir de la prise médiane) , permet d'obtenir la même puissance de 10 W pour un taux de distorsion de 0,1 %. La courbe de réponse amplitude-fréquence est linéaire entre 20 et 10 000 Hz et tient dans 5 dB entre quelques hertz et 100 kHz.

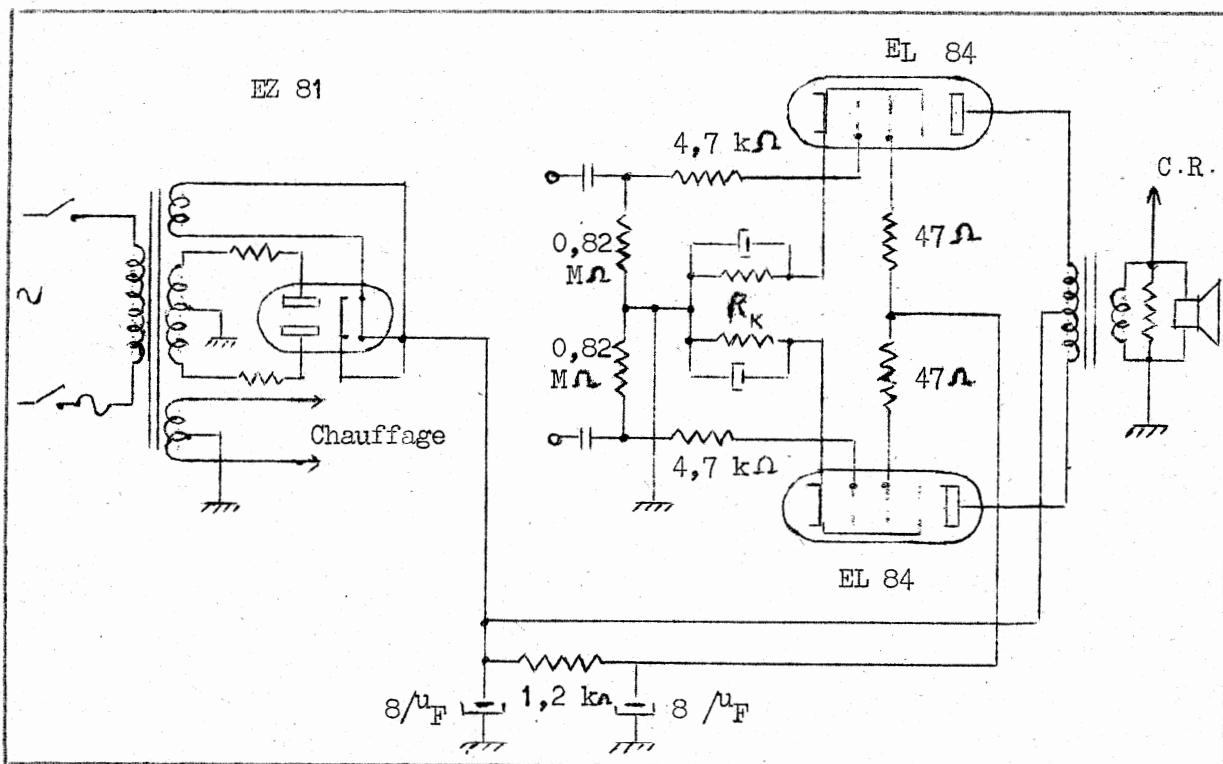


fig.120

2°) Amplificateur de puissance modulée comprise entre 50 et 100 W.

a) Tube octal EL 34 .

La figure 121 représente un amplificateur push-pull, classe B 1, équipé de deux tubes EL 34. La puissance de sortie est de 100 W pour une distorsion de 1 % avec H.T. = 800 V, $U_e = 400$ V ; la polarisation de -44 V est obtenue par un redresseur séparé, Z_a de plaque à plaque = 10 000 Ω .

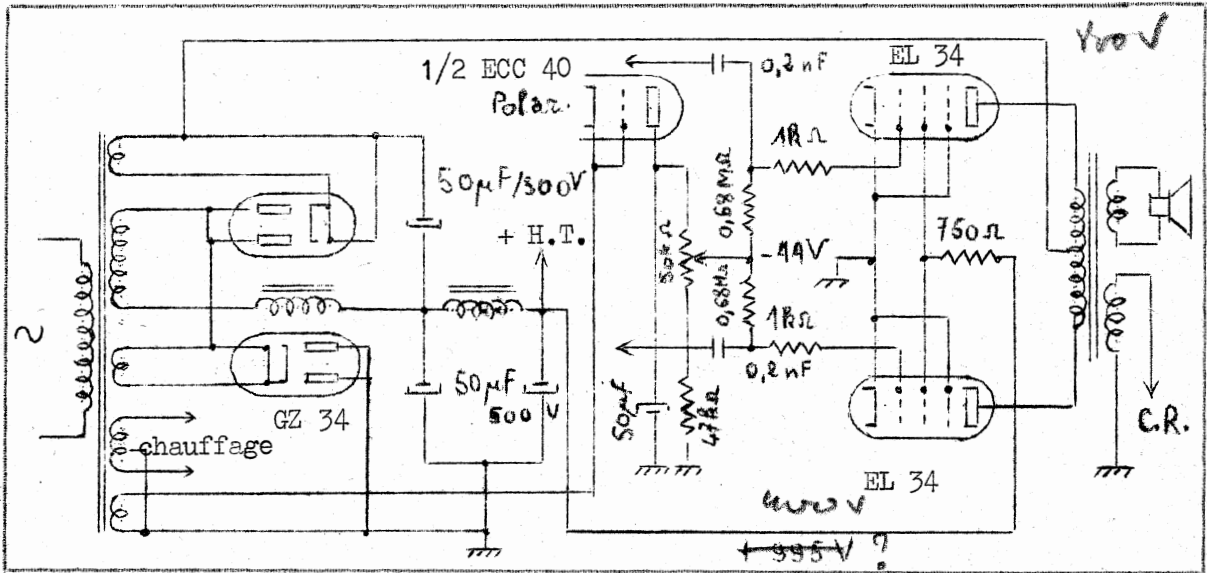


Fig.121

La courbe de réponse amplitude-fréquence tient dans 5 dB entre 30 et 10 000 Hz.

b) Tube américain 807 .

La figure 122 représente un amplificateur push-pull, classe AB 2, dont la puissance modulée est de 120 W pour une distorsion de 5 %. Ces résultats sont obtenus pour : H.T. = 750 V, $U_e = 450$ V ; la polarisation de -35 V est obtenue par un redresseur séparé, Z_a de plaque à plaque = 6 500 Ω . La courbe de réponse amplitude-fréquence tient dans 5 dB entre 50 et 10 000 Hz.

Ce montage transformé (fig.123) pour fonctionner en classe AB 2 avec H.T. = 600 V, $U_e = 300$ V, $R_k = 400 \Omega$ (chaque tube est polarisé séparément ; on peut également utiliser une polarisation fixe de -30 V obtenue par un redresseur séparé), Z_a plaque à plaque = 6 500 Ω , délivre 50 à

60 W avec une distorsion inférieure à 5 % .

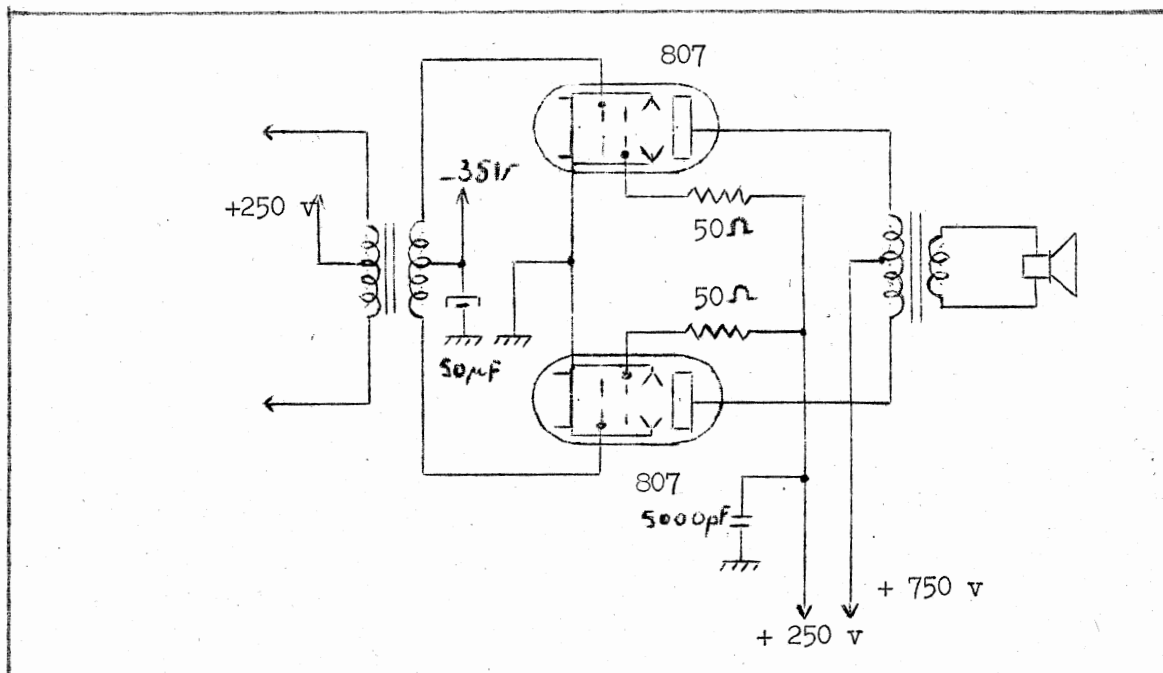


Fig. 122

3°) Utilisation de tubes de puissance à chauffage direct.

a) Tube américain 2 A 3.

La figure 124 représente un amplificateur push-pull, classe A, utilisant deux tubes triodes à chauffage direct 2 A 3. Pour une H.T. = 300 V , on a : Z_a plaque à plaque = 5 000 Ω , $R_k = R_1 = R_2 = 2 000$ Ω (potentiomètre bobiné ou résistance à colliers); le réglage de la polarisation sera fait de manière à obtenir + 60 V sur les curseurs des potentiomètres d'équilibrage des filaments et un courant anodique de 40 mA. La puissance de sortie P_s est de 10 W pour un taux de distorsion inférieur à 5 % et une tension d'attaque de 85 V de grille à grille.

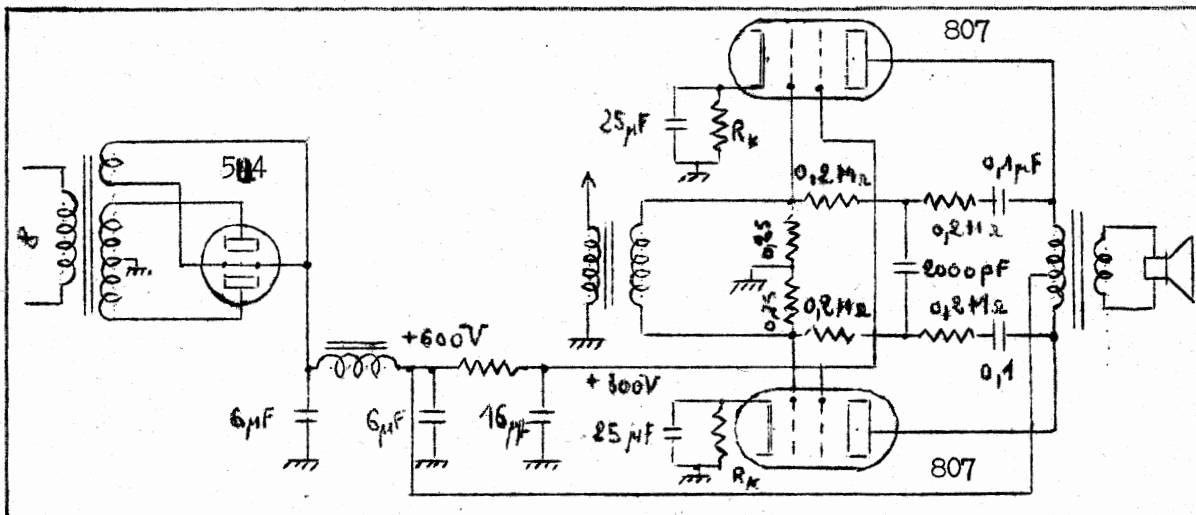


Fig. 123

b) - Tube à filament à oxydes P 101/1 000.

La figure 125 représente un amplificateur push-pull utilisant deux triodes de puissance à chauffage direct P 101/1000 . Dans les conditions indiquées, la puissance de sortie en classe AB_1 est de 100 W pour un taux de distorsion de 5 % et une tension d'attaque de 290 V de grille à grille. En classe AB_2 , avec une H.T. de 1 100 V et une tension d'attaque de 500 V de grille à grille pour une polarisation de 168 V, la puissance de sortie pour une distorsion de 5 % est de 200 W. L'étage driver représenté dans la figure 125 est équipé d'un tube P 27 500 à chauffage direct qui délivre une puissance modulée de 8 W.

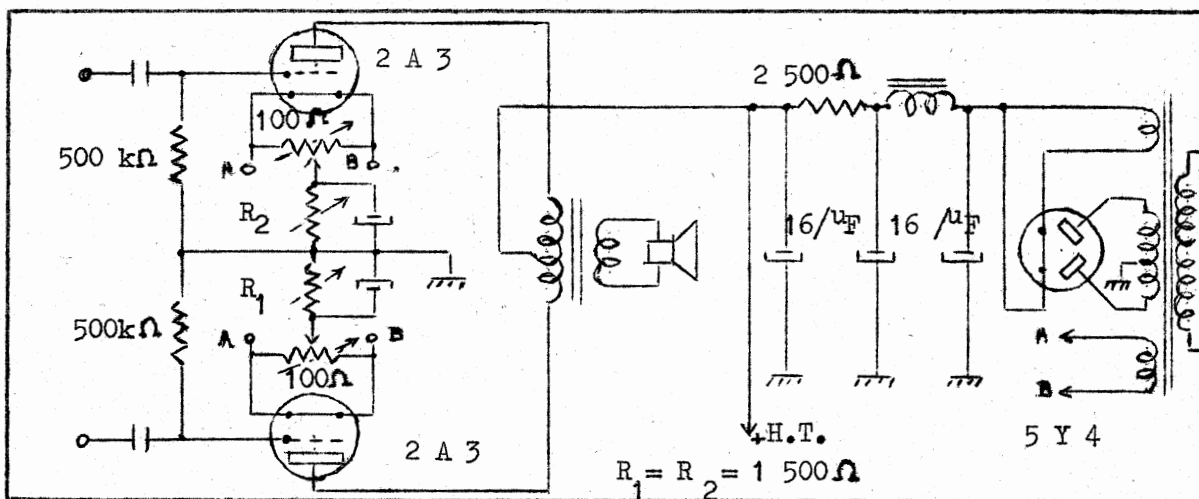


Fig. 124

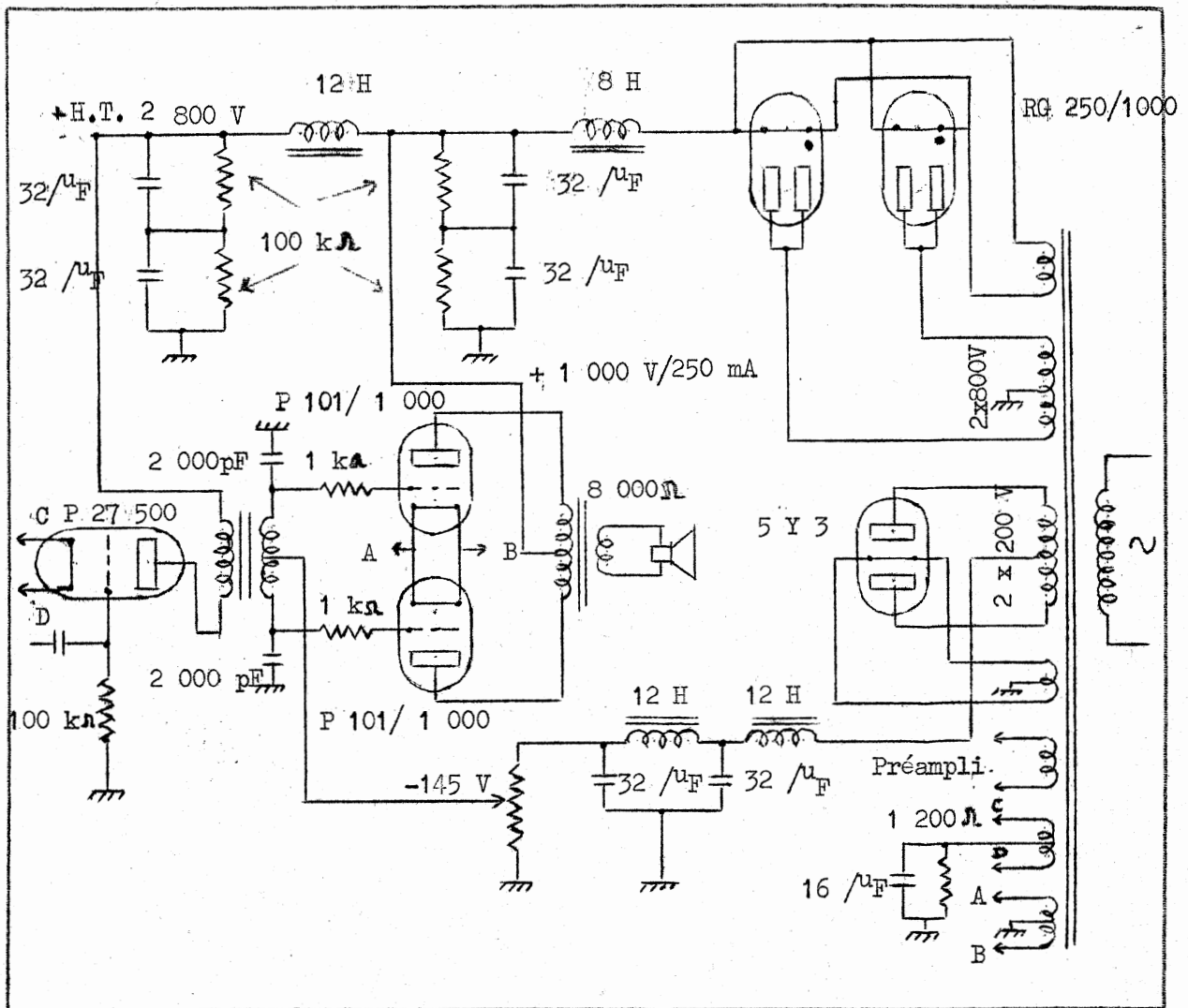


Fig. 125

Caractéristiques des tubes utilisés :

- étage final : P 101/1 000 filament à oxydes, chauffage 6 V - 2,7 A, dissipation anodique maximale 100 W,
- étage driver : P 27 500 filament à oxydes, chauffage 4 V - 2 A, dissipation anodique maximale 30 W,
- étage redresseur : R G 250/ 1 000 (valve à vapeur de mercure monoplaque) filament à oxydes, chauffage 4 V - 3 A, courant redressé maximal 250 mA ; ou PV 200/600 (valve à vide biplaques) filament à oxydes, chauffage 4 V - 2,2 A.

CHAPITRE III

- ETAGES DEPHASEURS POUR PUSH-PULL -

Rôle d'un étage déphaseur.

L'étage déphaseur, on dit également inverseur de phase, a pour but de fournir, à partir du signal à amplifier, deux tensions alternatives déphasées de 180° pour exciter les grilles de l'étage push-pull.

Différents procédés peuvent être utilisés pour obtenir ce résultat.

I - DIFFERENTS MONTAGES DEPHASEURS.

A) Déphasage par transformateur.

L'enroulement secondaire du transformateur de liaison comportant un point milieu, les tensions alternatives transmises aux grilles G_1 et G_2 du push-pull sont en opposition de phase (fig.126). Le point milieu peut être mis à la masse ou relié à la source de polarisation. Pour éviter la saturation du circuit magnétique du transformateur, on élimine parfois la composante continue dans le primaire par un artifice représenté dans la figure 127.

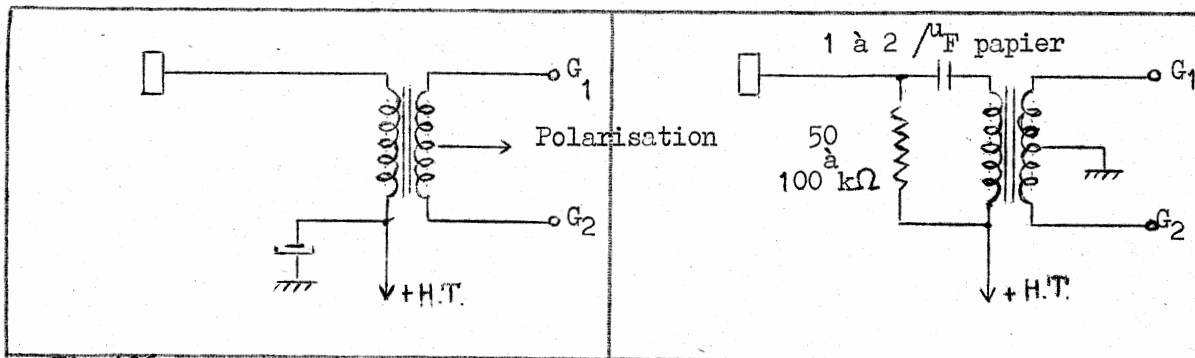


Fig.126

Fig.127

Avantages.

Fonctionnement simple et sûr, possibilité de fournir une puissance d'excitation appréciable aux grilles du push-pull ; ce procédé est particulièrement utilisé dans les montages driver.

Inconvénients.

Pour obtenir des signaux déphasés exactement de 180° , il faut que l'enroulement

secondaire soit parfaitement symétrique, ce qui est très difficile à obtenir. Les défauts inhérents aux transformateurs B.F. font apparaître un affaiblissement à la fois sur les fréquences basses et aiguës ; on y remédie dans les transformateurs haute-fidélité par une construction très soignée qui entraîne malheureusement un prix très élevé. Un blindage magnétique très sérieux du transformateur doit être prévu pour le soustraire à l'influence des champs d'induction extérieurs. Un dernier inconvénient réside dans l'encombrement assez important de ces transformateurs.

B) Déphasage cathodyne.

On obtient deux tensions déphasées de 180° en mettant à profit l'opposition de phase existant dans un tube électronique excité par la grille entre les signaux alternatifs sur l'anode et sur la cathode. Pour obtenir des signaux d'amplitude égale, il faut que la résistance de charge cathodique R_1 soit égale à la résistance de charge anodique R_2 (fig. 128). On a usuellement $R_1 = R_2 = 10\ 000$ à $100\ 000\ \Omega$, $C_1 = C_2 = 0,1 / \mu_F$.

Si on réalise un étage déphaseur cathodyne, conformément à ce schéma de principe, on est obligé de limiter la valeur de R_1 - et par conséquent celle de R_2 - à quelques milliers d'ohms pour éviter une polarisation par la cathode excessive. Pour éviter cet inconvénient, on a recours aux artifices de polarisation suivants :

1°) Polarisation automatique .

Le schéma reste celui de la figure 127 dans lequel on limite la valeur de R_1 et R_2 entre 100 et 1 000 Ω , le gain de l'étage ainsi réalisé est très faible puisque la résistance de charge anodique a une valeur très réduite. Ce montage à charge réduite permet, par contre, d'obtenir une reproduction fidèle des fréquences élevées et des régimes transitoires.

Les capacités de sortie de cathode et d'anode sont de valeurs différentes (la capacité de sortie cathode étant environ le double de celle de sortie plaque) et shuntent inégalement les résistances R_1 et R_2 pour les fréquences aiguës. Ces résistances ayant une valeur très inférieure à la réactance des capacités.

de sortie des tubes, même pour des fréquences supérieures à 100 000 Hz, sont négligeables ; ceci explique la très bonne réponse de ce type de montage aux signaux transitoires.

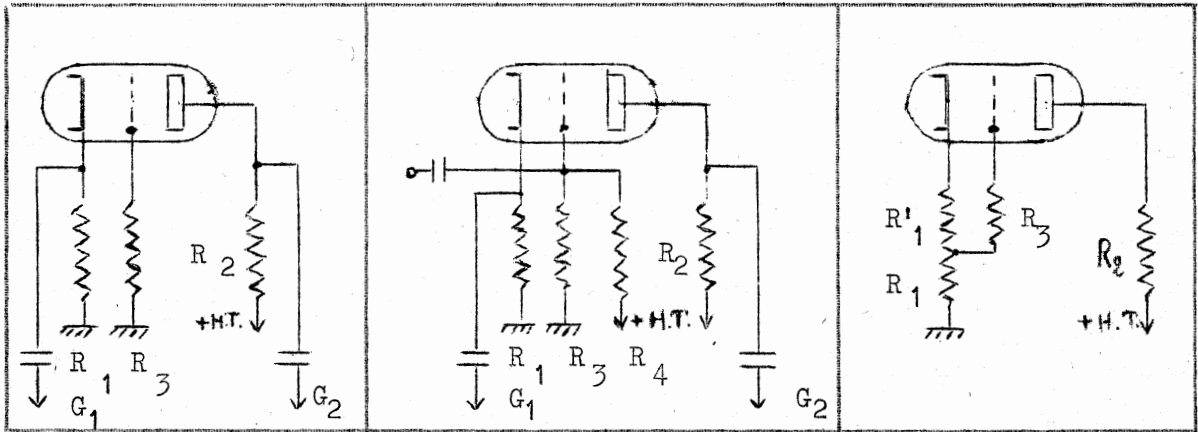


Fig.128

Fig.129

Fig.130

2°) Polarisation par pont diviseur de tension à résistances.

Dans ce montage (fig.129), le pont diviseur formé par R_3 et R_4 sera établi de manière à ramener sur la grille une tension positive U_g telle que :

$$\text{Polarisation} = - (U_k - U_g).$$

Exemple de calcul des résistances R_3 et R_4 .

Si le tube utilisé est une triode genre 6 J 5, on doit avoir :

$$R_1 = R_2 = 10\,000\ \Omega, \quad I_a = 3\ \text{mA}, \quad \text{polarisation} = -8\ \text{V}, \quad \text{H.T.} = 250\ \text{V}.$$

Valeur de la tension U_k aux bornes de R_1 :

$$U_k = 10\,000 \times 3 \cdot 10^{-3} = 30\ \text{V}.$$

Puisque la polarisation doit être de 8 V, la tension positive U_g ramenée sur la grille a pour valeur :

$$U_g = 30 - 8 = 22\ \text{V}.$$

La résistance de fuite de grille R_3 a une valeur usuelle de $0,47\ \text{M}\ \Omega$;

on en déduit donc la valeur de R_4 :

$$R_4 = 0,47 \frac{250 - 22}{22} \simeq 4,7\ \text{M}\ \Omega.$$

3°) Polarisation automatique et retour de la résistance de fuite de grille en un point de R_1 .

Dans ce montage particulier de polarisation automatique (fig.130), on voit que la polarisation est assurée par R'_1 ; bien entendu, la condition : $R'_1 + R_1 = R_2$ doit être maintenue . On peut également prendre une valeur de R'_1 égale à la résistance de polarisation normale du tube et découpler cette résistance par un condensateur chinique ; dans ce cas, on doit avoir, comme précédemment, $R_1 = R_2$.
Remarque : actuellement, on utilise principalement ,dans les étages déphaseurs, des doubles triodes à cathodes séparées (genre : ECC 40 , ECC 82/ 12 AU 7, ECC 83/12 AX 7) qui permettent des réalisations pratiques différant quelque peu du montage cathodyne classique que nous venons de voir. On peut, par exemple, utiliser la première triode comme amplificatrice B.F. de tension avec une liaison directe avec la grille de la deuxième triode utilisée en déphaseur cathodique; on peut aussi, contrairement à ce montage, utiliser la première triode comme déphaseuse et la seconde en montage grille à la masse (du point de vue alternatif) ce qui permet d'obtenir une bande passante très large et un taux de distorsion très réduit (de l'ordre de 0,1 %). Ces variantes seront décrites plus loin dans les exemples de réalisations pratiques.

C) Paraphase.

1°) Principe (fig. 131).

Une fraction de la tension de sortie du tube A est envoyée vers le tube B qui amplifie cette tension en la déphasant de 180° ; les réglages du gain des tubes A et B et de l'excitation grille du tube B devront être tels que l'on ait :

$$U_1 = U_2.$$

2°) Réalisation (fig.132).

Ce montage utilise deux triodes A et B de même type, genre 6 J 5, 6 C 5 , ou actuellement une double triode à cathodes communes ou séparées, par exemple: 6 SN 7, 6 SL 7, ECC 40, ECC 82/ 12 AU 7, ECC 83/ 12 AX 7.

On a :

$$C_1 = C_2 = 0,1 \mu_F ;$$

R_k = résistance normale de polarisation ;

$R_3 = R_4$, résistance de charge anodique normale des tubes utilisés : 47 à 100 k Ω par exemple ;

$R_5 = 0,47 \text{ M}\Omega$;

$R + R_2 = R_5$; on utilisera un potentiomètre qui permettra le réglage de la symétrie des tensions de sortie vers les grilles G_1 et G_2 du push-pull.

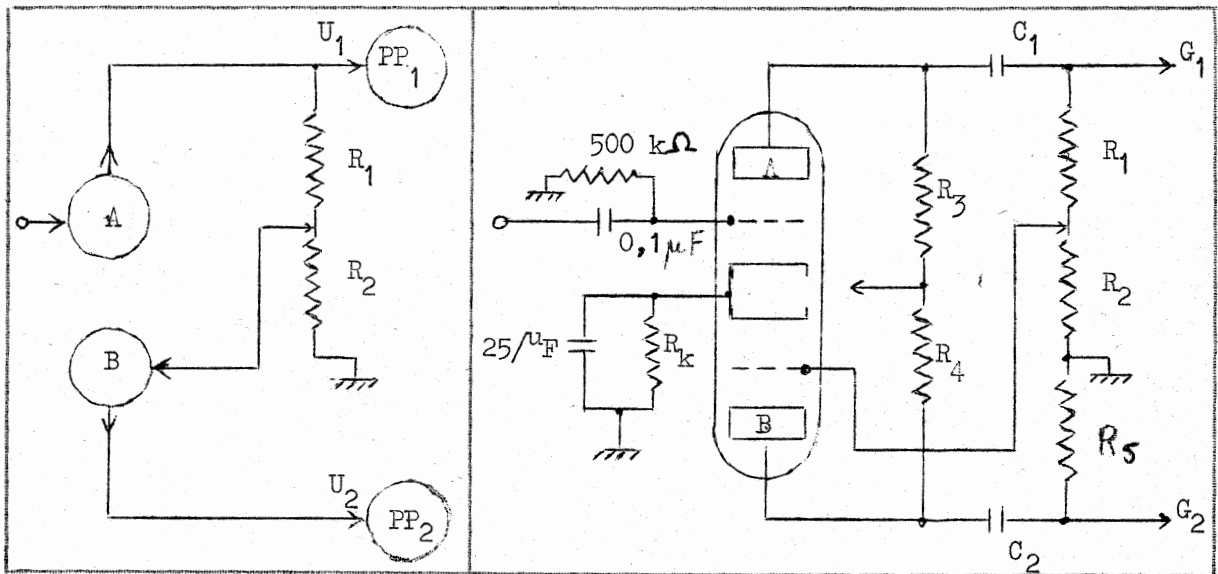


Fig.131

Fig.132

3°) Détermination des éléments d'un étage déphaseur paraphase.

Exemple, tube rinlock double triode à cathodes séparées ECC 40 .

Les caractéristiques de ce tube sont pour chaque triode : $R_i = 11 \text{ k}\Omega$,
 $S = 2,7 \text{ mA/V}$, $K = 30$.

Pour une résistance de chaque plaque de $0,1 \text{ M}\Omega$, le gain a pour valeur, en tenant compte de la diminution de charge plaque due à la résistance de fuite de grille de l'étage suivant ($0,47 \text{ M}\Omega$) :

$$G = \frac{K \cdot R}{R + R_i} = \frac{30 \times 80}{91} \approx 26.$$

Les deux triodes étant montées de la même façon, leur gain est identique ; pour que les tensions de sortie soient égales , on a donc : $u_{\text{grille A}} = u_{\text{grille B}}$.

En fonction du gain G et du diviseur de tension formé par R_1 et R_2 ,
on a :

$$u_{\text{grille B}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times G \quad (u_{\text{grille A}}) ;$$

comme ces deux tensions doivent être égales, on a :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \times G = 1.$$

Si l'on se fixe $R_1 + R_2 = 0,47 \text{ M}\Omega$ (valeur normale de la résistance de fuite de grille des tubes du push-pull), il vient :

$$\frac{R_2}{0,47} = \frac{1}{G} = \frac{1}{26} ,$$

d'où :

$$R_2 = \frac{470}{26} \approx 18 \text{ k}\Omega .$$

Remarques :

a) On peut également prélever la tension d'excitation grille du tube B sur la résistance de charge anodique du tube A (voir exemple de réalisation pratique, montage paraphase avec le tube ECC 40) ; dans ce cas, on a :

$$R_2 = \frac{100}{26} \approx 3,8 \text{ k}\Omega .$$

b) Une autre solution consiste à réduire le gain du tube B en diminuant sa charge anodique.

Dans l'exemple du tube ECC 40 ci-dessus, on réduit la charge anodique du tube B pour que son gain soit, par exemple, de $\frac{G}{2} = 13$; dans ce cas, on doit appliquer à ce tube une excitation égale à la moitié² de celle du tube A. Pour cela, il suffit d'avoir :

$$R_1 = R_2 = \frac{R_5}{2} = 235 \text{ 000 } \Omega .$$

Cette valeur n'étant pas standardisée, on utilisera la valeur la plus proche, soit $220 \text{ k}\Omega$, la tolérance de $\pm 10\%$ permettra de trouver par sélection deux résistances de valeurs convenables.

La valeur à donner à la résistance de charge anodique R_4 se détermine ainsi :

$$G = \frac{K \cdot R_4}{R_i + R_4} = \frac{30 R_4}{11 + R_4} = 13 ;$$

il vient :

$$143 + 13 R_4 = 30 R_4 ,$$

d'où :

$$17 R_4 = 143 ,$$

soit :

$$R_4 = \frac{143}{17} \approx 8,2 \text{ k}\Omega .$$

Toutes les solutions intermédiaires, quant au gain et à la tension d'excitation du tube B, sont bien entendu possibles, y compris celle où le gain du tube B est de 1 ce qui donne naissance au montage déphaseur ci-dessous.

D) Déphasage par un tube à gain nul.

Ce montage (fig.133) dont le principe est sensiblement identique à celui du déphaseur paraphase étudié ci-dessus utilise le tube A comme amplificateur de tension et le tube B uniquement pour produire une tension de sortie $u_2 = u_1$ déphasée de 180° par rapport à cette dernière. Pour obtenir ce résultat, on excite la grille du tube B par un diviseur de tension (constitué par exemple par un potentiomètre qui permettra de régler la symétrie des tensions de sorties u_1 et u_2), de façon à compenser le gain du tube B ; de ce fait, le gain de l'étage B est nul. Plus précisément, ce gain est de 1 ; ce résultat exprimé en décibels sera nul - d'où le non donné à ce type de déphaseur - puisque $N \text{ dB} = 20 \log G$ soit $20 \log 1 = 0$ (le logarithme à base 10 de 1 est, on le sait, 0).

Remarque : pour obtenir $G = 1$ pour le tube B, on a, en pratique, non seulement recours à un diviseur de tension pour exciter sa grille, mais également à une contre réaction ⁽¹⁾ non sélective obtenue, par exemple, par une résistance de forte valeur (1 à 2 M Ω) branchée entre grille et plaque du tube B (voir

(1) On écrit également **contreréaction**; les programmes des examens du 1^{er} Enseignement Technique utilisent le vocable " rétroaction ".

CHAPITRE IV

LES CIRCUITS CORRECTEURS EN AUDIOFREQUENCES

Généralités.

Dans un grand nombre d'applications, il est nécessaire de corriger ou de modifier la courbe de réponse amplitude-fréquence d'un ensemble ou d'un sous ensemble électronique amplificateur de tension ou de puissance en audiofréquences : amplificateur de lecteur de disque, amplificateur de lecture et d'enregistrement de magnétophone, préamplificateur B.F. de récepteur radiophonique ou de téléviseur (dans ce cas, les circuits correcteurs considérés sont dits "circuits de tonalité"), amplificateur à bande étroite pour générateur B.F. de signaux sinusoïdaux, etc... Indépendamment des corrections de la courbe de réponse amplitude - fréquence, des corrections de forme des signaux sont souvent nécessaires pour obtenir une reproduction exempte de distorsion harmonique ; ce résultat est obtenu par les circuits de contre-réaction désignés par l'abréviation C.R., en tension ou en intensité affectant tout ou partie de la gamme des fréquences transmises (C.R. non sélective ou C.R. sélective).

Certains principes définis dans l'étude théorique des circuits correcteurs en audiofréquences sont applicables, moyennant adaptation, en vidéofréquences ; le problème est, dans ce cas, plus complexe, la bande passante s'étendant de la composante continue à des fréquences de 10 à 11 MHz. En pratique, sur les récepteurs de télévision, ces filtres correcteurs sont réduits à leur simple expression puisqu'on utilise uniquement des inductances dites " selfs de correction vidéofréquences ". La self de compensation entrant en résonance avec les capacités d'entrée et de sortie des tubes électroniques augmentées de la capacité parasite due au câblage permet de relever la courbe de réponse des étages amplificateurs en vidéofréquences pour les fréquences élevées de la bande à transmettre. A titre indicatif, nous donnerons ci-dessous, dans le paragraphe "Relèvement

exemples de réalisations pratiques, montages à gain nul avec les tubes ECC82/12 AU 7 et ECC 40).

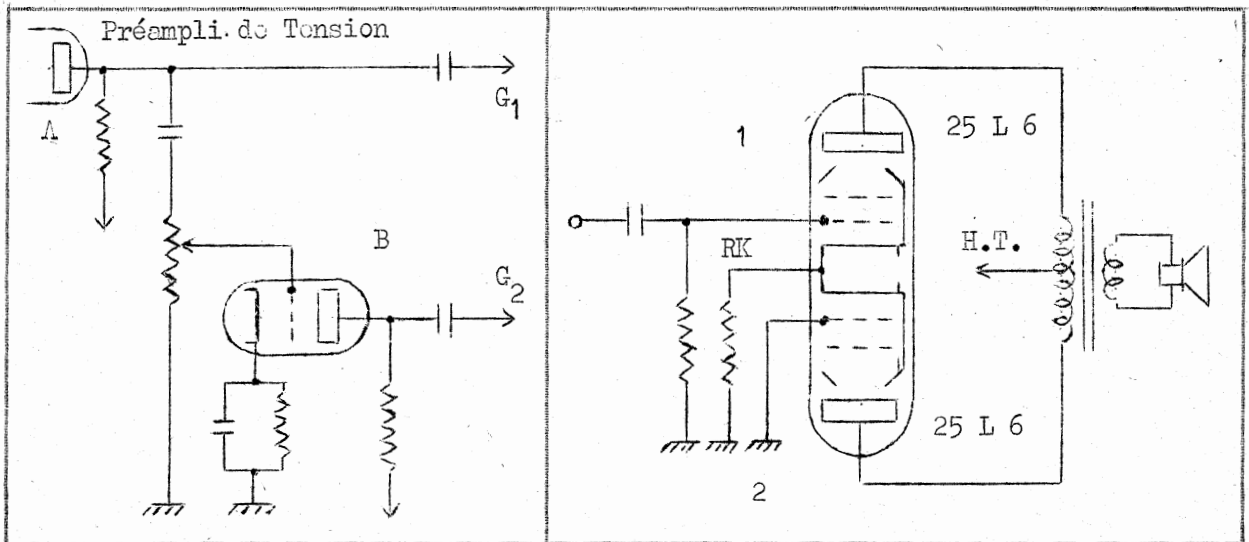


Fig. 133

Fig.134

E) Déphasage économique , dit " push-pull autodéphaseur ".

Le montage très peu usité, sauf comme étage de sortie B.F. de quelques récepteurs tous-courants (fig.134), est basé sur le principe suivant :

- le tube (1) est monté normalement en amplificateur B.F. de puissance, en classe A, avec une charge composée de la moitié du transformateur de sortie et de la résistance commune de cathode non découplée R_k ;
- le tube (2) fonctionnant également en classe A est monté avec grille à la masse (on dit aussi, rappelons-le, excitation par la cathode ou excitation cathodique) et a pour tension d'excitation la d.d.p. alternative aux bornes de R_k . Cette tension a été déphasée de 180° par le tube (1) qui remplit donc à la fois les fonctions d'amplificateur et de déphaseur cathodyne, ce qui justifie l'appellation de push-pull autodéphaseur.

Avantages :

Simplicité, gain d'encombrement et de prix.

Inconvénients:

Gain réduit par suite de la contre-réaction d'intensité due à la résistance de cathode non découplée , symétrie du montage très approximative, d'où des qualités

de reproduction assez faibles.

II - EXEMPLES DE REALISATIONS PRATIQUES D'ETAGES DEPHASEURS.

A) Montages cathodynes.

1°) tubes noval penthode-triode UCL 82 : préamplificateur B.F. de tension à liaison capacitive + inverseur de phase cathodyne.

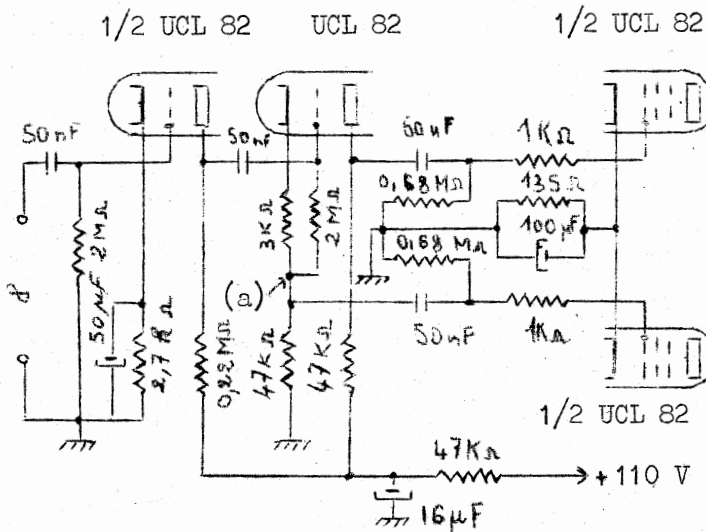


fig.135

Le montage correspondant à la figure 135 permet de réaliser un amplificateur B.F. de faible puissance très compact dont la puissance de sortie est de 2 W pour un taux de distorsion de 3%. Cet ensemble du type tous-courants (H.T.= 120 V) utilise 2 tubes noval UCL 82 triode-penthode dont les parties triodes sont employées en préamplificateur B.F. de tension d'une part, et en inverseur de phase cathodyne, d'autre part ; les deux parties penthodes constituent l'étage push-pull de sortie. L'étage cathodyne est polarisé à - 11,7 V par le retour de la résistance de fuite de grille de 2 MΩ en un point (a) de la résistance de charge de cathode.

2°) Tube noval double triode ECC 83/ 12 AX 7 : préamplificateur B.F. de tension à liaison capacitive + inverseur de phase cathodyne.

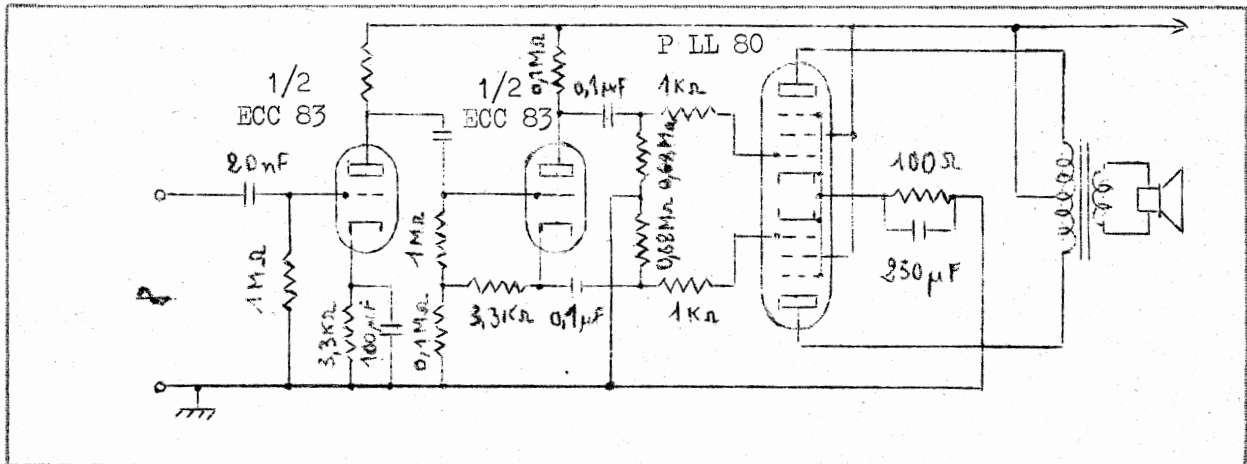


Fig.136

Le montage de la figure 136 permet de réaliser également un amplificateur B.F. de faible puissance très compact grâce à l'emploi, comme tubes de puissance dans le push-pull de sortie, d'un tube noval double penthode PLL 80 dont les caractéristiques correspondent sensiblement à celles d'un élément penthode d'un tube ECL 82 (version pour montage alternatif du tube UCL 82). La puissance de sortie de cet amplificateur est de 5 W pour un taux de distorsion de 5% .

La première partie triode du tube ECC 83 est utilisée comme préamplificateur B.F. de tension et la deuxième partie comme inverseur de phase cathodyne. L'étage cathodyne est polarisé, dans ce montage également, par le retour de la résistance de fuite de grille de 1 MΩ au point (a) qui est formé par la jonction de la résistance de polarisation de 3,3 kΩ et de la résistance de charge cathodique de 100 kΩ.

3°) Tube rinlock double triode ECC 40 : inverseur de phase cathodyne et étage de sortie - côté cathode du cathodyne - grille à la masse.

Ce montage (fig.137) permet d'obtenir des tensions de sorties U_1 et U_2 parfaitement symétriques, même en régime transitoire (tensions de sorties prélevées d'une façon identique aux bornes des résistances de charges sensiblement égales des deux

éléments triodes, eux-mêmes parfaitement identiques), d'où un taux de distorsion total de l'ordre de 0,5 % .

La tension d'entrée appliquée à la grille de l'élément triode A est amplifiée et la tension de sortie correspondante se partage entre la résistance de charge R_A et la résistance de cathode R_K commune aux deux éléments triodes A et B. La d.d.p. alternative aux bornes de R_A constitue la tension de sortie u_1 et la d.d.p. alternative u_K aux bornes de R_K la tension d'excitation cathodique de l'élément triode B (montée avec grille à la masse du point de vue tension alternative s'entend). La tension alternative u_2 aux bornes de la résistance de charge R_B qui est en phase avec la tension u_K - laquelle est en opposition de phase avec la tension de sortie u_1 - est donc déphasée de 180° par rapport à u_1 . Une polarisation normale des éléments triodes A et B est obtenue en ramenant leurs grilles au point (a) lequel est porté à un potentiel positif convenable par rapport à la masse, grâce au pont diviseur formé par les résistances de $150\text{ k}\Omega$ et de $120\text{ k}\Omega$. Le point (a) est mis à la masse , du point de vue alternatif, par le condensateur de $0,01\ \mu\text{F}$.

La tension d'excitation du tube B prélevée aux bornes de la résistance commune de cathode est inférieure à la tension d'excitation grille du tube A. En effet, du point de vue de la tension u_K , l'étage A se comporte comme un étage à sortie cathodique et son gain en tension est inférieur à 1. Pour pallier cette diminution de la tension d'excitation du tube B, celui-ci doit avoir un gain légèrement supérieur à celui du tube A ; ce résultat est obtenu en portant la résistance de charge anodique R_B à une valeur de $0,12\text{ M}\Omega$ au lieu de $0,11\text{ M}\Omega$ pour le tube A.

Ce montage présente l'inconvénient d'un gain faible (11,5 avec le montage étudié) mais, grâce à la résistance commune de cathode et à l'excitation cathodique du tube B, les tensions de sortie sont parfaitement symétriques ; les corrections de gains des tubes A et B s'effectuant automatiquement, aucun réglage de symétrie

n'est nécessaire.

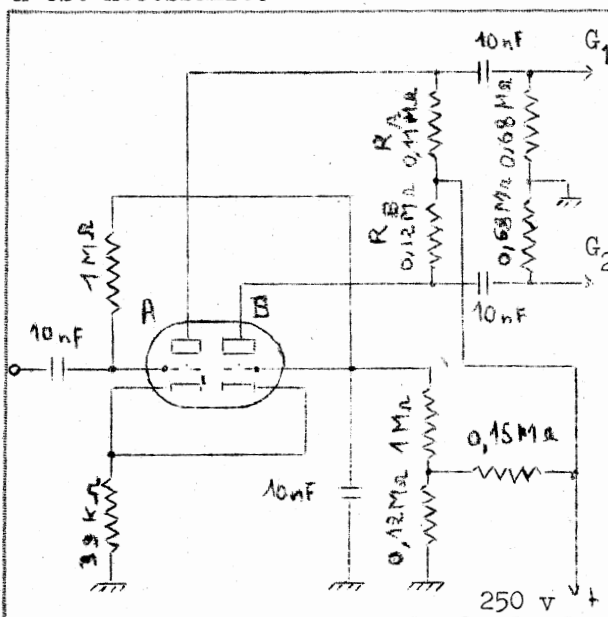


Fig.137

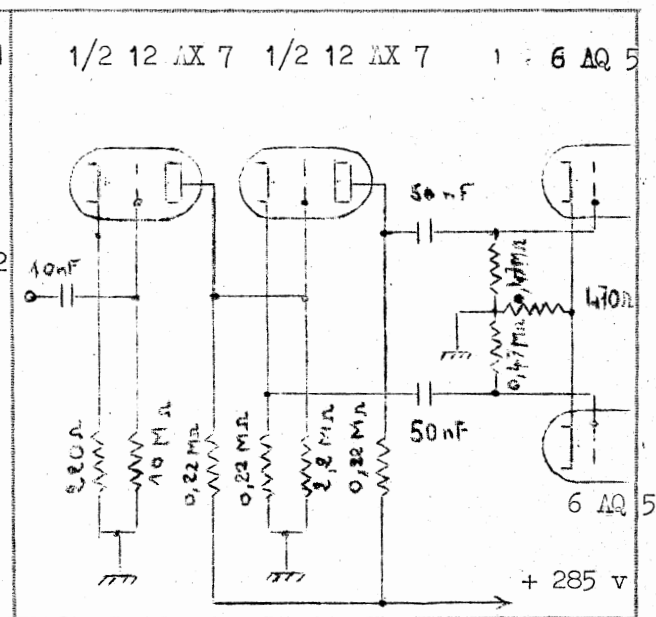


Fig.138

4°) Tube noval double triode ECC 83/ 12 AX 7 : préamplificateur B.F. à liaison directe + inverseur de phase cathodyne.

Dans ce montage (fig:138), le premier élément triode préamplificateur B.F. attaque directement le deuxième élément triode monté en inverseur de phase cathodyne. La liaison directe de la grille du cathodyne à la plaque du préamplificateur permet d'assurer à la fois une polarisation normale de l'étage cathodyne et une très large bande passante sans affaiblissement. Une C.R. totale permet d'assurer à l'ensemble complet de l'amplificateur B.F. une bande passante à ± 3 dB de 20 à 50 000 Hz et une puissance de sortie de 3 W pour un taux de distorsion total de 1 % , avec un étage de sortie push-pull équipé de tubes 6 AQ 5.

5°) Même montage que ci-dessus avec le tube rinlock ECC 40.

La figure 139 montre la même réalisation : préamplificateur B.F. + inverseur de phase cathodyne utilisant un tube double triode ECC 40. Avec les valeurs indiquées , le gain est de 27 et le taux de distorsion de 1 % .

Pour augmenter le gain de l'ensemble préamplificateur + inverseur de phase, on

peut remplacer le tube double triode par un tube multiple penthode + triode genre 7199, ECF 1, 6 U 8, etc... ; on obtient ainsi un gain de 200 à 300.

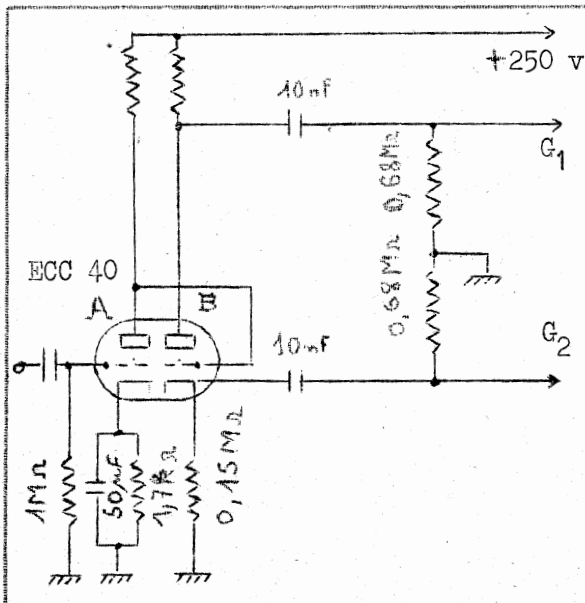


Fig.139

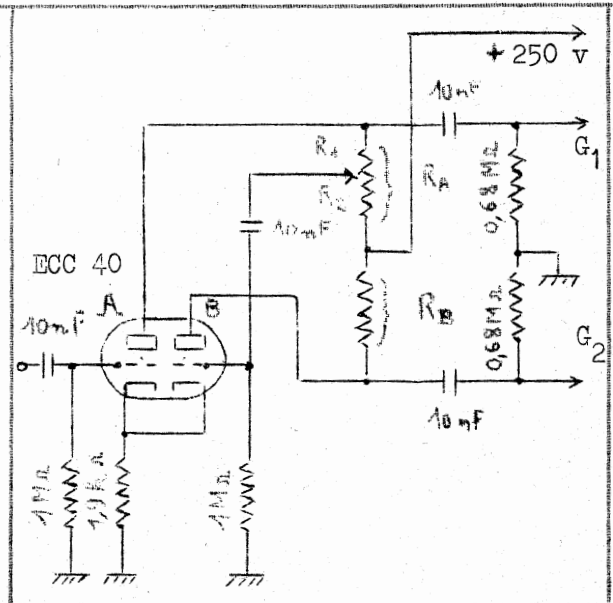


Fig.140

B) Montage paraphase.

Tube **rinlook** ECC 40 : montage paraphase (fig.140).

Le gain de chaque tube A et B étant de 26, il faut, pour obtenir deux tensions de sortie u_1 et u_2 symétriques, exciter la grille du tube B à partir du pont diviseur $R_1 + R_2$ établi de telle façon que :

$$\frac{R_2}{R_A} = \frac{1}{G} ;$$

Si l'on constitue la charge R_A par un potentiomètre de $100 \text{ k}\Omega$, permettant le réglage de la symétrie des tensions de sortie, il vient :

$$R_2 = \frac{R_A}{G} = \frac{100\,000}{26} \approx 3\,800 \Omega \dots$$

La résistance commune de polarisation non découplée assure une contre-réaction d'intensité des éléments triode A et B qui corrige, dans une certaine mesure,

les éventuelles variations de gain et assure la symétrie des tensions de sortie. Ce montage qui possède un gain élevé présente par contre l'inconvénient d'avoir un taux de distorsion inégal pour les deux tubes A et B ; dans cet exemple, le taux de distorsion de l'élément A est de 1,5 % et celui de l'élément B de 0,5 %.

C) Montages déphaseurs par tube à gain nul.

1°) Tube rinlock ECC 40 : préamplificateur B.F. + inverseur de phase par étage à gain nul (fig.141).

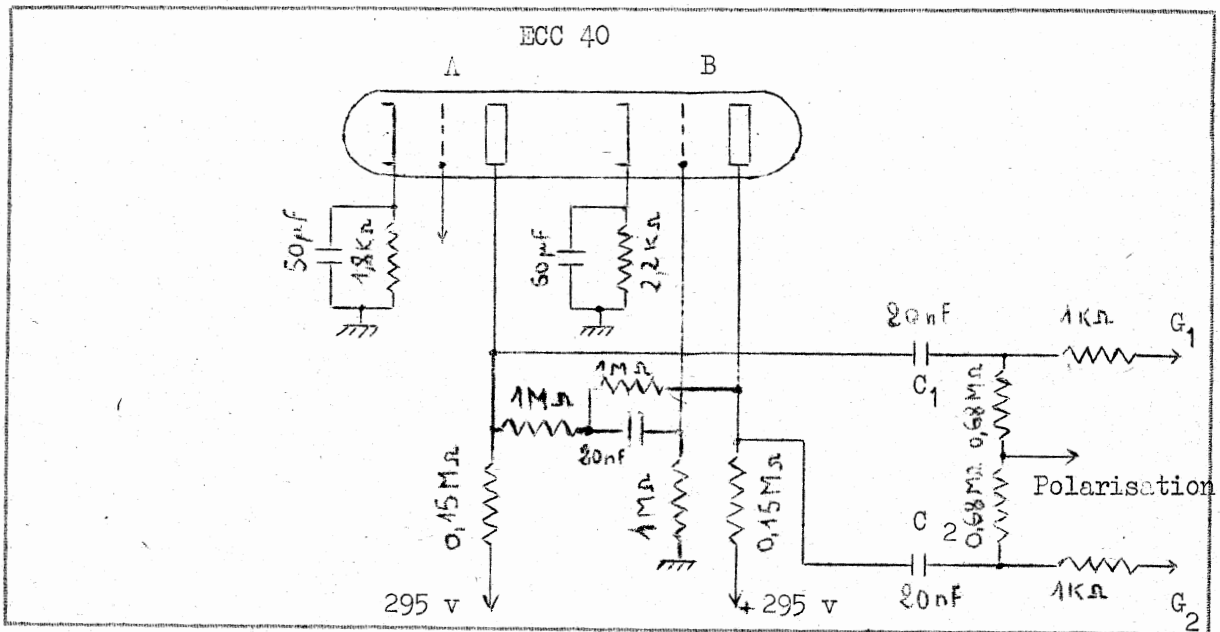


Fig.141

L'élément triode A est monté normalement en amplificateur B.F. de tension ; la tension de sortie u_1 prélevée directement aux bornes de la résistance de charge de cet étage est transmise par liaison capacitive à la grille G_1 du push-pull de sortie. L'élément triode B est excité par un diviseur de tension formé par les deux résistances de $1\text{ M}\Omega$; la tension transmise à sa grille est de $\frac{u_1}{2}$. Pour obtenir $u_1 = u_2$, le gain de l'élément B doit être de 2 ; ce résultat est atteint par une contre-réaction de tension obtenue par une résistance de $1\text{ M}\Omega$.

connectée entre la grille (avant le condensateur de liaison pour éliminer la composante continue) et la plaque de l'élément triode B. Ce montage n'est pas tout à fait à gain nul puisque le gain de l'élément B est de 2.

2°) Même montage que ci-dessus avec tube noval ECC 83/ 12 AX 7.

Le principe reste le même que ci-dessus ; l'élément A est monté en amplificateur de tension et le tube B en inverseur de phase (fig.142). La grille de l'élément B est excitée à partir d'un diviseur de tension formée par les résistances R_1 et R_2 , cette dernière assurant également la contre-réaction de tension. Dans ce montage, la tension transmise sur la grille de l'élément déphaseur est environ de $0,6 u_1$ et son gain de 1,5.

Le gain total de ce montage est de l'ordre de 50, soit environ le double de celui obtenu, dans les mêmes conditions, avec le tube ECC 40 pour un taux de distorsion sensiblement identique : environ 1,5 % pour l'élément A et 0,5 % pour l'élément B.

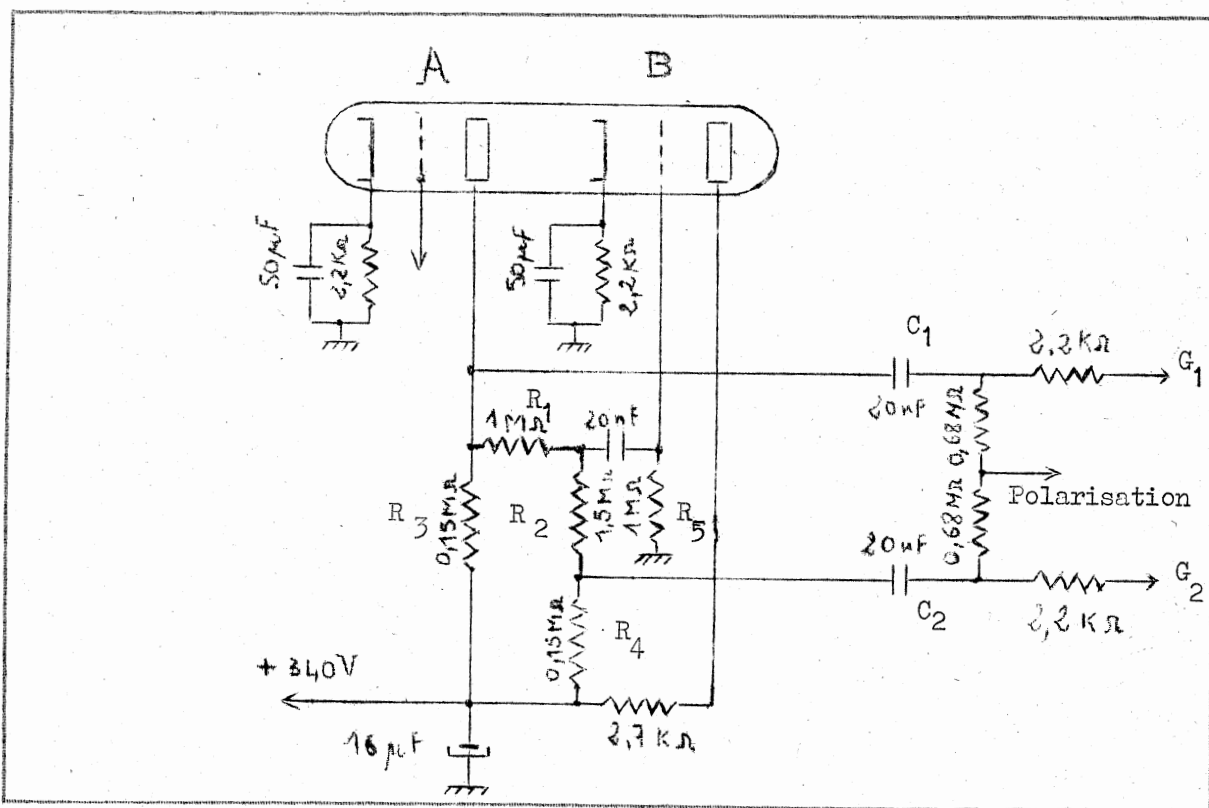


fig.142

des fréquences élevées ", les trois types de " compensation " utilisées dans les " étages vidéo " des téléviseurs.

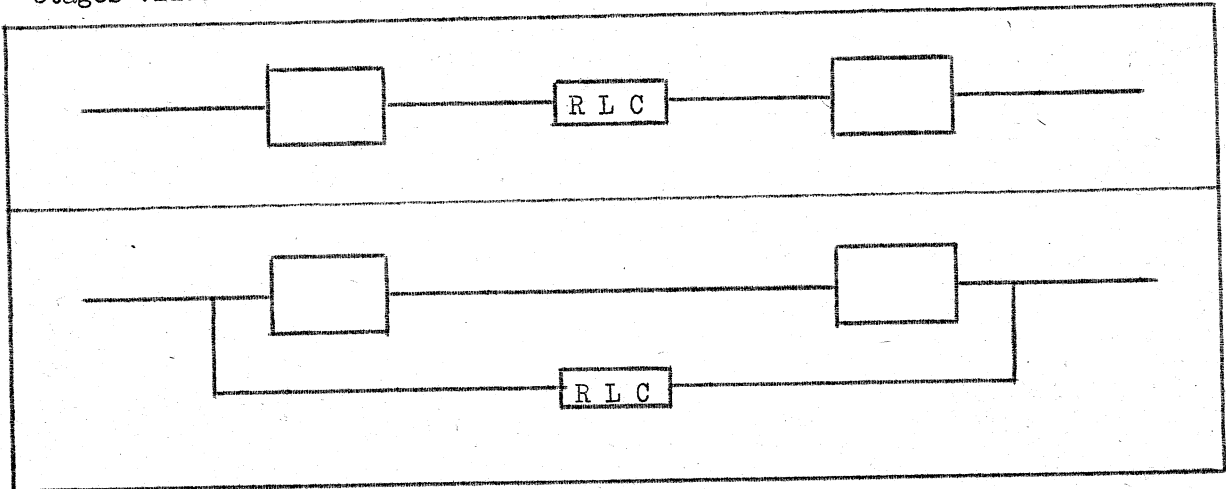


Fig. 143 - 144

Deux procédés peuvent être utilisés pour modifier la courbe de réponse B.F. d'un ensemble électronique :

- 1°) insertion d'un filtre de transmission, formé par un réseau RLC : résistance - self-capacité, dans la chaîne directe de liaison entre étages (fig.143) ;
- 2°) insertion d'un réseau RLC dans une chaîne de contre-réaction (fig. 144).

Chaque réseau peut en général, dans les deux procédés ci-dessus, être ramené en première approximation à une suite de diviseurs de tension dont le rapport varie avec la fréquence (fig. 145 a et b). Dans les exemples choisis, nous nous sommes limités aux réseaux R C qui sont les plus utilisés.

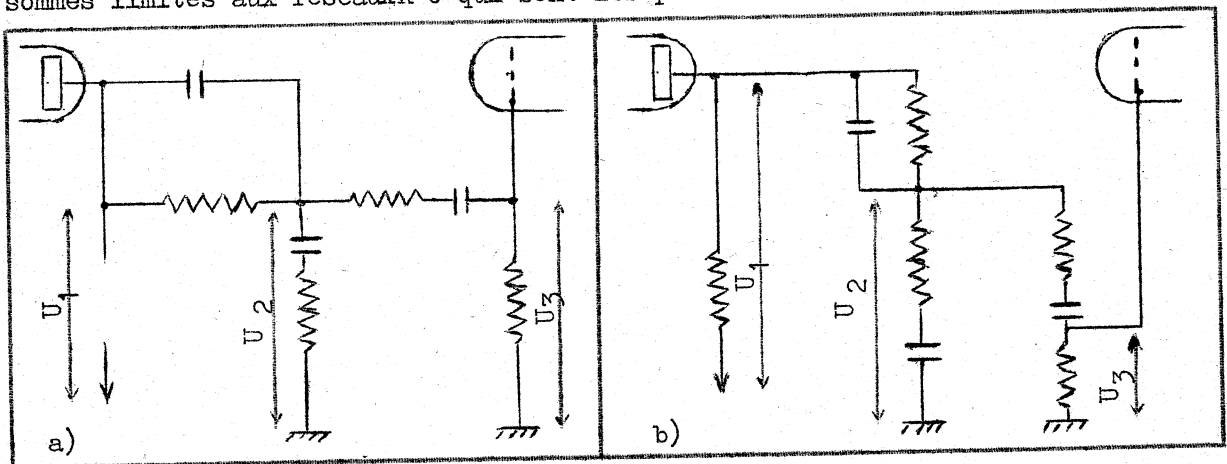
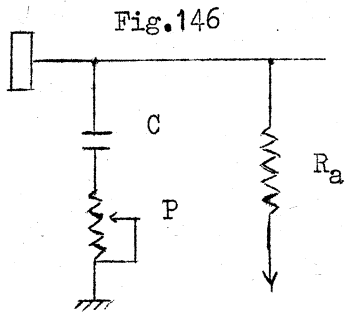


Fig. 145

I - UTILISATION D'UN RESEAU RC EN LIAISON INTER-ETAGES.

Atténuation des fréquences élevées (fig.146).



L'atténuation obtenue dépend de C et de P ; on prend en général :

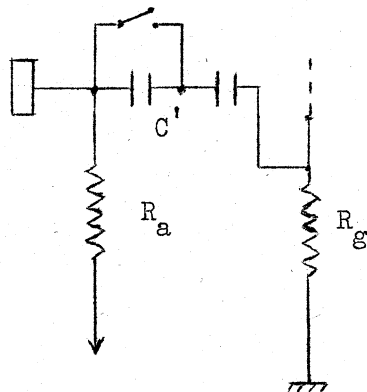
$P = 50 \text{ k}\Omega$ pour une finale B.F.,

$P = 500 \text{ k}\Omega$ pour une préamplificatrice B.F.,

$C = 10 \text{ 000 pF}$ pour une finale B.F. ,

$C = 1 \text{ 000 pF}$ pour une préamplificatrice B.F.

Atténuation des fréquences basses (position parole ou voix).



Pour obtenir l'atténuation des fréquences basses, il suffit de diminuer la capacité de liaison ou de placer un autre condensateur en série qui est court-circuité (fig.147) dans la position musique (courbe de réponse droite). En se reportant aux courbes représentées dans la figure 89 (chapitre : amplificateur de tension en vidéofréquences) , on voit par exemple que, pour obtenir une atténuation de 6 dB à 100 Hz, le condensateur de liaison doit avoir une valeur de l'ordre de 2 000 pF pour une résistance de fuite de grille $R_g = 0,47 \text{ M}\Omega$;

on en déduit facilement la valeur à donner à C' si on

a $C = 50 \text{ 000 pF}$:

$$C' = \frac{50 \text{ 000} \times 2 \text{ 000}}{50 \text{ 000} - 2 \text{ 000}} \approx 2 \text{ 000 pF.}$$

Fig.147

Relèvement des fréquences élevées.

On parvient à ce résultat en diminuant la tension d'excitation grille du tube aval pour les fréquences basses et moyennes (fig.148).

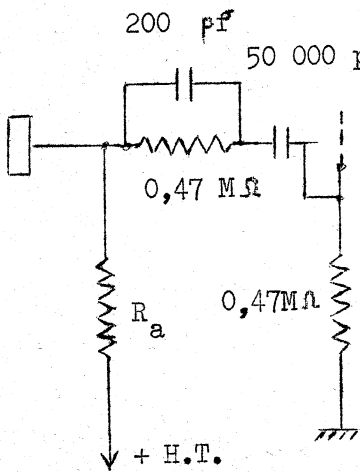


Fig. 148

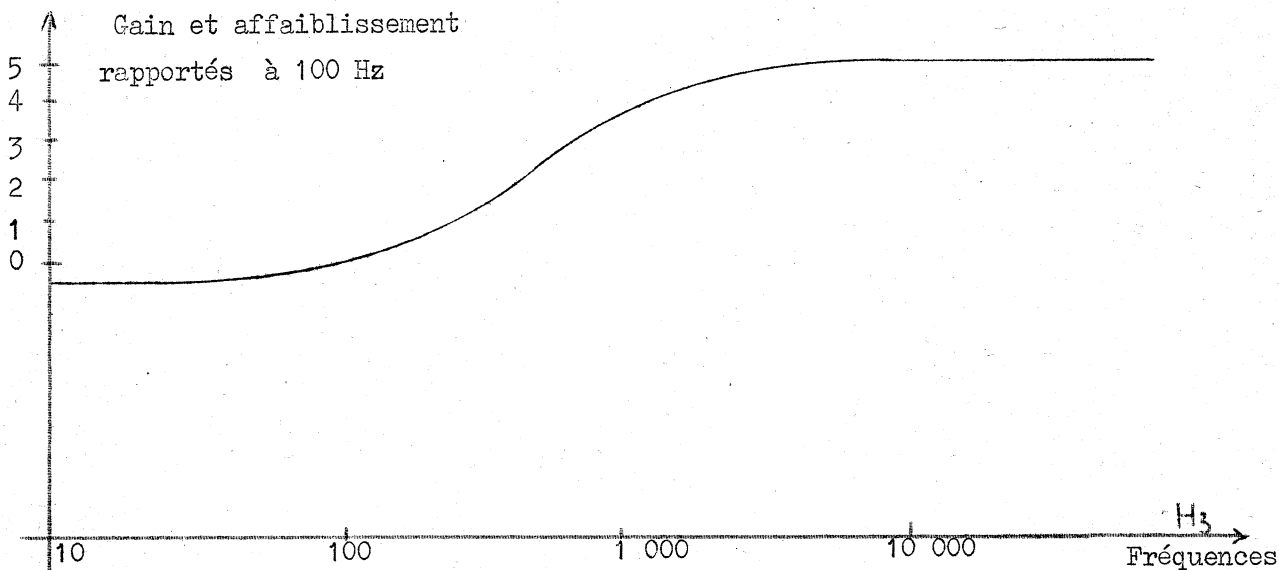
Le mécanisme du fonctionnement de ce filtre est très

simple.

Pour les fréquences basses, la capacité de 200 pF présente une réactance très élevée : 16 M Ω à 50 Hz, 8 M Ω à 100 Hz, 4 M Ω à 200 Hz et l'affaiblissement de transmission déterminé par le pont diviseur formé par les deux résistances de 0,47 M Ω est de 2, soit - 6 dB, auxquels il faut ajouter l'affaiblissement apporté par le condensateur de liaison de 50 000 pF ; en se reportant aux courbes représentées dans la figure 89, on trouve un affaiblissement total de - 7,5 dB à 16 Hz, - 6,5 dB à 160 Hz.

Pour les fréquences moyennes, la capacité de 200 pF ne peut plus être négligée par rapport à la résistance de 0,47 M Ω placée en série dans la liaison inter-étages ; en effet, la résistance de cette capacité est de 2 M Ω à 400 Hz, 1 M Ω à 800 Hz, 0,8 M Ω à 1 000 Hz, 0,532 M Ω à 1 500 Hz, 0,40 M Ω à 2 000 Hz. Pour cette dernière fréquence, la réactance du condensateur de liaison est de 1 600 Ω (valeur négligeable devant la résistance de fuite de grille) et le pont diviseur est alors constitué approximativement par une résistance de 0,2 M Ω et la résistance de fuite de grille est de 0,47 M Ω , d'où un affaiblissement de l'ordre de 2 dB. Pour les fréquences élevées, l'affaiblissement de transmission est très faible ; en effet, à 10 000 Hz, la réactance du condensateur de 200 pF est de 80 000 Ω et l'impédance de l'ensemble RC est voisine de 70 000 Ω ; l'affaiblissement qui résulte du pont diviseur formé par cette impédance et la résistance de fuite de grille est de l'ordre de 1,2 dB. A 16 000 Hz, l'affaiblissement n'est plus que de 1 db environ.

Tout se passe donc comme si les fréquences supérieures à 2 000 Hz étaient relevées de 4 à 6 dB (fig. 149). On peut, bien entendu, obtenir un relèvement plus important au prix d'une perte de gain plus importante pour les fréquences basses et moyennes.



Relèvement des fréquences élevées en vidéofréquences.

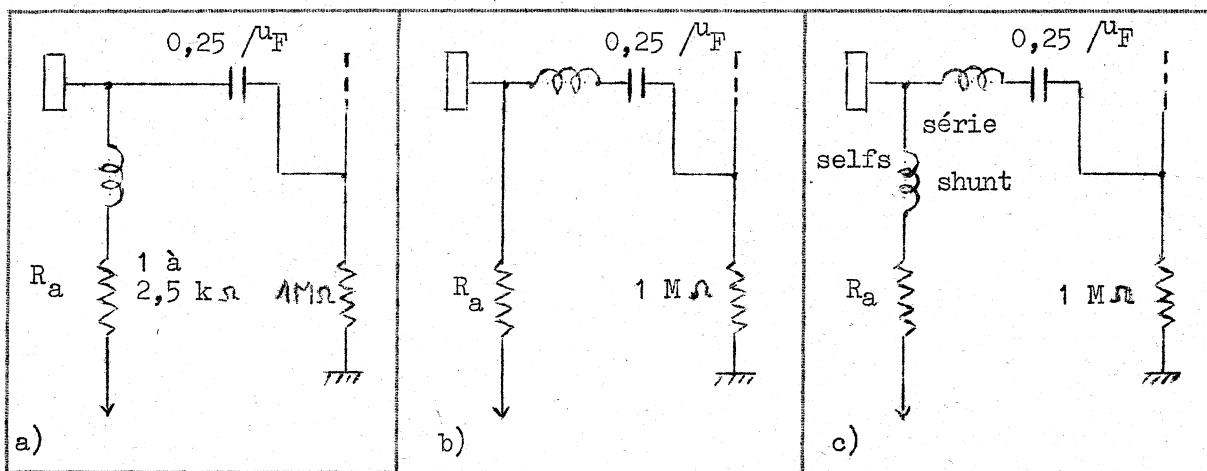


Fig.150

La correction par self, dont nous avons brièvement parlé dans les généralités de ce chapitre, bien qu'applicable également en B.F., n'est que très peu usitée dans ce cas ; trois types de compensation des fréquences élevées en vidéofréquences sont possibles :

- a) compensation parallèle (fig.150 a) ;
- b) compensation série (fig.150 b) ;

c) compensation série-parallèle (fig.150 c).

Dans le cas de la figure 150 c, la bande passante à 3 dB est environ 2,5 fois plus large que pour l'amplificateur correspondant non compensé; ce procédé permet de doubler le gain de l'étage pour une bande passante de 9 MHz. La valeur des selfs à utiliser dépend des valeurs de la résistance de charge, du type des lampes utilisées, en particulier de la pente et de la capacité du tube amont, de la capacité d'entrée du tube aval et de la capacité répartie due au câblage (on admet en général que la somme de ces trois capacités est de 25 pF). On rencontre, en pratique, des valeurs comprises entre 5 et 50 μ H.

Relèvement des fréquences basses.

1°) Réseau R C en série dans le circuit de charge anodique (fig.151).

Pour les fréquences élevées, la charge anodique est constituée presque exclusivement par R_1 (suivant la valeur de C_1) ; pour les fréquences basses, l'influence de C_1 est négligeable, pourvu toutefois que sa valeur ne soit pas trop élevée, et la charge anodique est constituée par $R_1 + R_2$, d'où une augmentation du gain de l'étage .

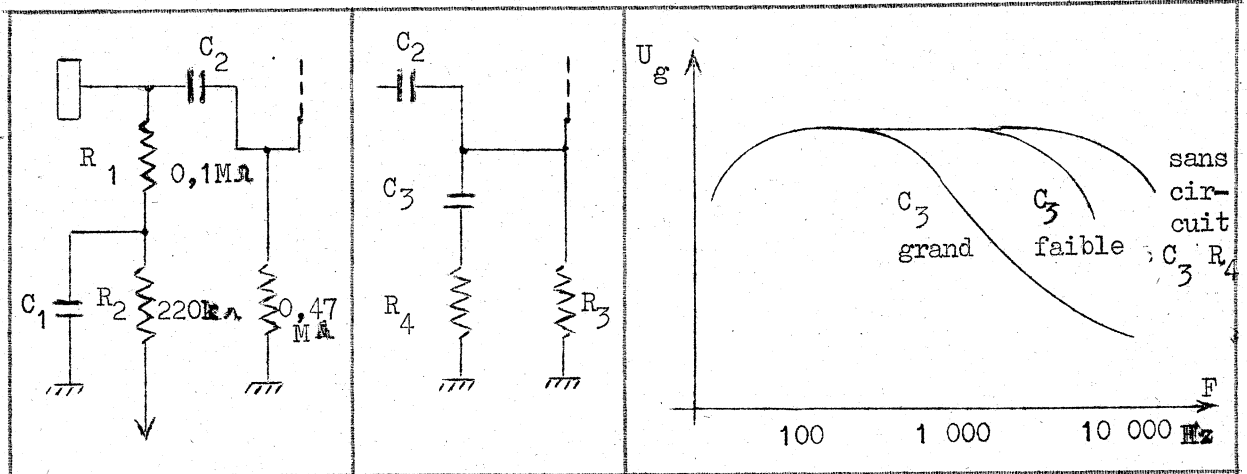


Fig.151

Fig.152

Fig. 153

2°) Réseau R C en parallèle sur la résistance de fuite de grille (fig.152).

Suivant la valeur de C_3 et de R_4 , on obtient une atténuation des fréquences

élevées et un relèvement corrélatif des fréquences basses ; la valeur de l'atténuation dépend de R_4 et la forme de la courbe de réponse de C_3 (fig.153).

Atténuation des fréquences moyennes.

1°) Réseaux R.C relève-graves et relève-aiguës.

Pour obtenir un " creux " de la courbe de réponse aux fréquences moyennes, on utilise (fig.154) conjointement les procédés décrits ci-dessus pour obtenir le relèvement des basses et des aiguës.

Dans la figure 155, les courbes (1), (2), (3), (4) montrent l'action successive de chacun des filtres ~~élémentaires~~ constituant le circuit considéré :

- (1) courbe de réponse sans correcteur ;
- (2) action du réseau $R_2 C_1$;
- (3) action du réseau $R_3 C_2$;
- (4) courbe globale du correcteur après action du réseau $R_4 C_3$.

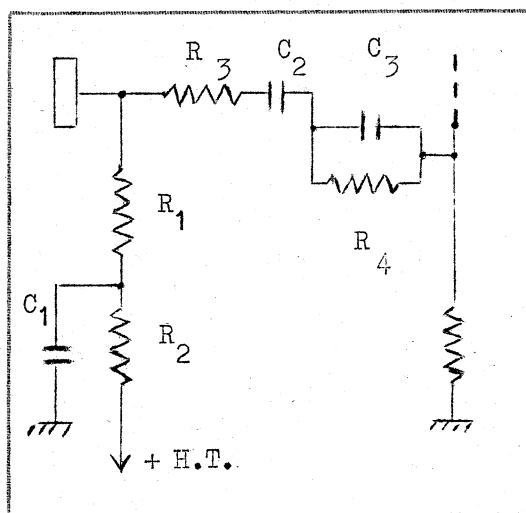


Fig. 154

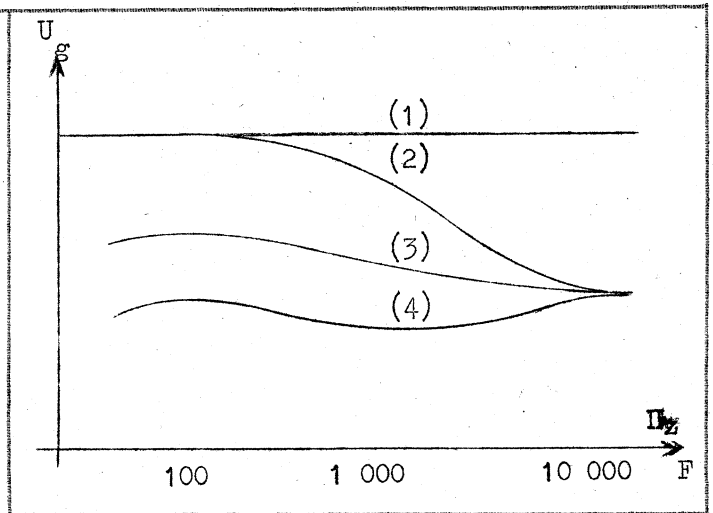


Fig. 155

2°) Filtre RC en double T .

Des circuits correcteurs plus complexes (en π ou double π et T ou double T, etc..

(*) peuvent être utilisés pour obtenir n'importe quel type de courbe de réponse

(*) Il existe des ouvrages spécialisés dans l'étude des filtres correcteurs, voir en particulier : " Cours de Transmission " de M. TOUZEAU, collection du Centre d'Enseignement de la R.T.F., Revue Technique Philips 1936, Tome 1, etc...

(filtres passe-bas, passe-haut, filtre de bande, filtre de coupure à front raide, etc...)

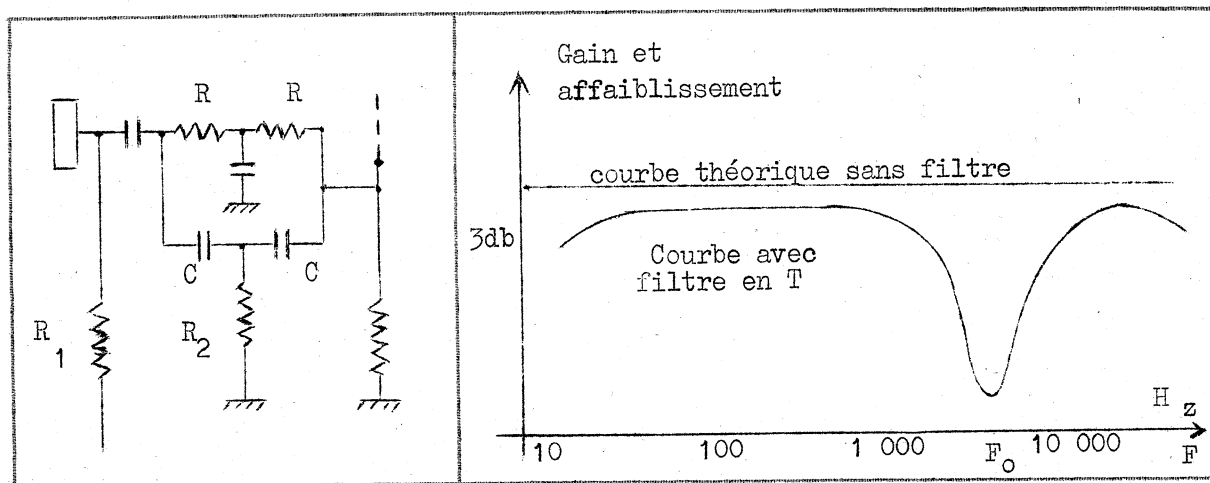


Fig. 156

Le filtre en double T représenté dans la figure 156 permet d'obtenir un affaiblissement plus ou moins important (suivant la valeur des éléments utilisés) sur une fréquence donnée F_0 telle que :

$$F_0 = \frac{1}{2 \pi RC} ,$$

moeynant que $R \gg R_1$ et $R_2 \gg R$.

On peut utiliser un tel correcteur comme " filtre d'aiguille " dans la chaîne de reproduction d'un électrophone ; les valeurs rencontrées sont dans ce cas :

$$R = 0,22 \text{ M } \Omega ;$$

$$R_1 = 0,47 \text{ M } \Omega ;$$

$$R_2 = 1 \text{ M } \Omega ;$$

$$C = 100 \text{ pF}.$$

Avec les valeurs ci-dessus, la fréquence d'affaiblissement maximum est voisine de 7 200 Hz et l'affaiblissement de base (*) légèrement supérieur à 3 dB.

Les filtres utilisés dans les ensembles professionnels doivent être conçus pour

(*) On appelle affaiblissement de base, l'affaiblissement fixe, indépendant de la fréquence, apporté par un filtre quelconque.

des impédances d'entrée et de sortie très faibles : 50, 200 ou 600 Ω , aussi l'usage de circuits complexes R L C est-il nécessaire ; de plus, les impédances d'entrée et de sortie doivent avoir une valeur précise et indépendante de la fréquence, ce qui rend le calcul de ces correcteurs très difficile . En pratique, on utilise des abaques établis en fonction du type de correcteur et des résultats à obtenir : impédances d'entrée et de sortie , affaiblissement de base autorisé, forme de la courbe de réponse.

Relèvement des fréquences basses dans l'écoute à faible puissance.

L'oreille étant moins sensible aux signaux sonores de fréquence basse à faible puissance d'écoute qu'à puissance moyenne, on rencontre assez fréquemment sur les amplificateurs B.F. de récepteurs radio, d'électrophones ou d'amplificateurs de sonorisation , des artifices de montage qui permettent de pallier le déséquilibre apparent entre graves et aigües qui apparaît aux niveaux d'écoute faibles.

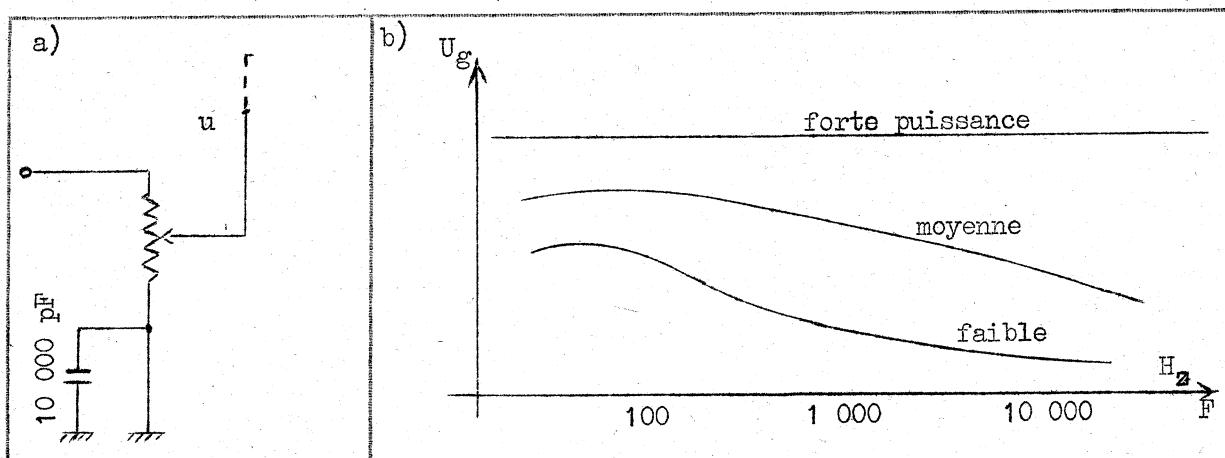


fig. 157 a - b.

Ces artifices sont constitués :

- 1°) soit par un potentiomètre de volume sonore jumelé avec un potentiomètre de tonalité relève-graves, le maximum de graves étant obtenu pour la puissance sonore minimale.

2°) soit par un potentiomètre de volume sonore à prise, par exemple potentiomètre de 1 ou 2 M Ω avec prise à 0,25 M Ω (fig.157 a) ; les résultats obtenus en fonction de la position du curseur du potentiomètre, donc de la puissance de sortie de l'amplificateur B.F. , sont donnés par la figure 157 (b).

Amplificateurs B.F. à 2 ou 3 canaux.

Comme on sait qu'un même haut-parleur ne peut reproduire d'une façon satisfaisante les fréquences basses, moyennes et aiguës , on confie cette reproduction à 2 ou 3 haut-parleurs de diamètres différents, 28 cm, 19 cm, 9 cm (tweeter ou H.P. électrostatique) alimentés par 2 ou 3 canaux d'amplification séparée : un canal pour les fréquences basses, un canal pour les fréquences moyennes, un canal pour les fréquences élevées (fig.158).

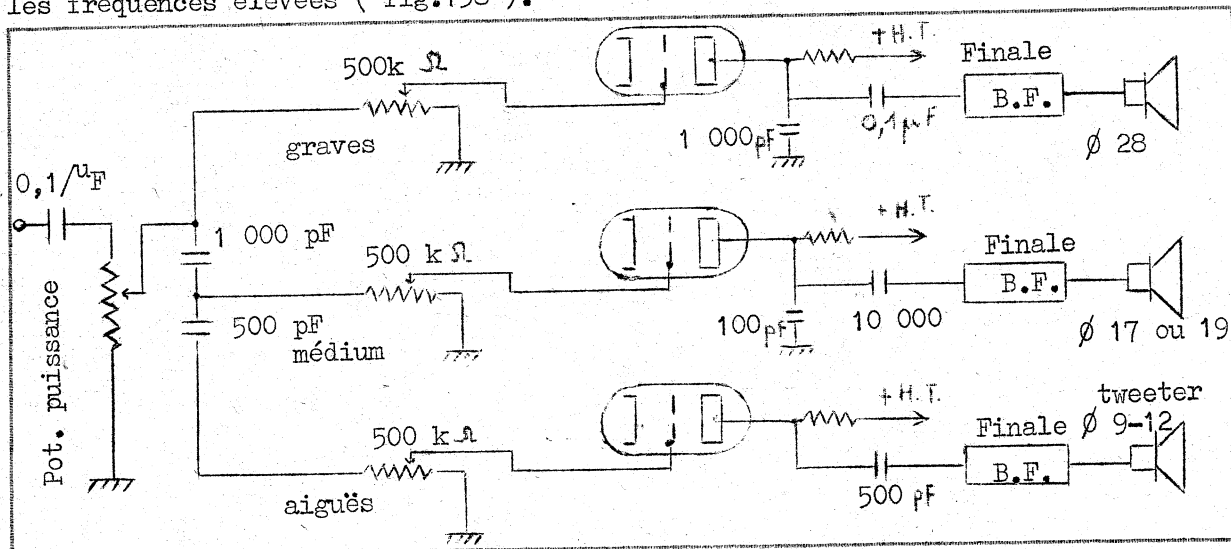


Fig.158

II - UTILISATION D'UN RESEAU R C DANS LA CHAINE DE CONTRE-REACTION.

Rappels.

Définition de la contre réaction.

La contre-réaction ou rétroaction consiste à renvoyer une fraction de la tension ou de l'intensité de sorties d'un amplificateur ou d'un étage amplificateur H.F., V.F. ou B.F. à l'entrée ou en un point intermédiaire de l'amplificateur de telle façon que le signal de contre-réaction soit en opposition de phase avec le signal existant au point d'injection considéré.

Avantages.

La C.R. permet de diminuer le taux de distorsion harmonique et les "accidents" de la courbe de réponse amplitude-fréquence, elle augmente la stabilité de l'amplificateur dans le temps et en fonction des variations d'alimentation des différentes électrodes des tubes utilisés, elle diminue l'impédance de sortie (ce qui est un avantage dans le cas d'un étage de puissance B.F. attaquant un haut-parleur , car il en résulte un amortissement plus grand de la bobine mobile, d'où un rendement et une réponse aux signaux transitoires améliorés) et augmente l'impédance d'entrée.

Inconvénients.

La C.R. diminue le gain d'un amplificateur, rappelons que si l'on appelle :
G : le gain sans C.R. , r : le rapport de C.R. ($\frac{\text{signal renvoyé}}{\text{signal incident}}$)
et G' le gain avec C.R, il vient :

$$G' = \frac{G}{1 + G \cdot r} ;$$

On voit que si $r \gg 1$, le gain de l'amplificateur devient pratiquement indépendant de l'amplificateur lui-même puisque dans ce cas , $G' = \frac{1}{r}$.

Remarque : le rapport de C.R. exprimé en % est souvent dit " taux de C.R. " .

Mise au point .

Le signal de contre-réaction doit être déphasé de 180° pour toutes les fréquences à transmettre , ce qui est très difficile à obtenir car un amplificateur possède toujours de la distorsion de phase dont on ne tient pas compte en B.F. On conçoit donc facilement que la mise au point d'une chaîne de contre-réaction est d'autant plus aisée que les qualités de l'amplificateur sans C. R. sont bonnes et que le nombre d'étages soumis à son action est plus grand. C'est une très grave erreur que de penser qu'un rapport de C.R. élevé transforme un amplificateur de basse qualité en amplificateur à haute-fidélité.

Contre-réaction de tension et d'intensité.

Usuellement, on utilise surtout la contre-réaction de tension qui est dite non-

sélective, lorsque le rapport de C.R. est indépendant de la fréquence, et sélective dans le cas contraire. Une contre-réaction sélective comporte un ou plusieurs réseaux R L C ou plus simplement R C insérés dans sa chaîne. L'action de ces réseaux sera contraire à celle des mêmes réseaux utilisés en liaison inter-étages; en effet, pour une fréquence donnée, plus l'affaiblissement apporté par le filtre pour cette fréquence sera grand, plus le signal de C.R. sera affaibli, donc plus le gain de l'amplificateur pour cette fréquence sera grand.

A) C.R. de tension non sélective sur l'étage final B.F.

Les trois montages usuels sont donnés par les figures 159 (a), (b), (c).
Les valeurs courantes des éléments sont, pour les figures (a) et (b) :

$$R_2 : 1 \text{ à } 10 \text{ M } \Omega ;$$

$$R_1 : 100, 150 \text{ ou } 220 \text{ k } \Omega ;$$

$$R_g : 0,47 \text{ M } \Omega .$$

Pour obtenir une C.R. non sélective, dans le cas de la figure (b), il faut que la réactance de C_r soit négligeable devant R_2 par la fréquence la plus basse à transmettre; ce résultat est obtenu pour :

$$C_r = 0,1 \text{ à } 1 / u_F.$$

Le rapport de contre-réaction a pour valeur, dans les deux cas :

$$r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} ;$$

pour une résistance de contre-réaction $R_2 = 1,5 \text{ M } \Omega$, on a pour : $R_1 = 0,1 \text{ M } \Omega$:

$$r = \frac{0,1}{1,6} = 0,06 \text{ ou } 6 \% .$$

Dans le cas de la figure c, le taux de C.R. est de 100 % et l'amélioration des qualités de l'étage de sortie est faible car le gain en tension de cet étage est alors inférieur à 1.

B) C.R. de tension sélective sur l'étage final B.F.

Atténuation des fréquences élevées.

Il suffit, comme nous l'avons signalé ci-dessus, dans le cas de la figure 159 (b),

de diminuer considérablement la valeur de C_2 pour obtenir une C.R. sélective; la connexion de la C.R. peut être effectuée après le condensateur de liaison C.

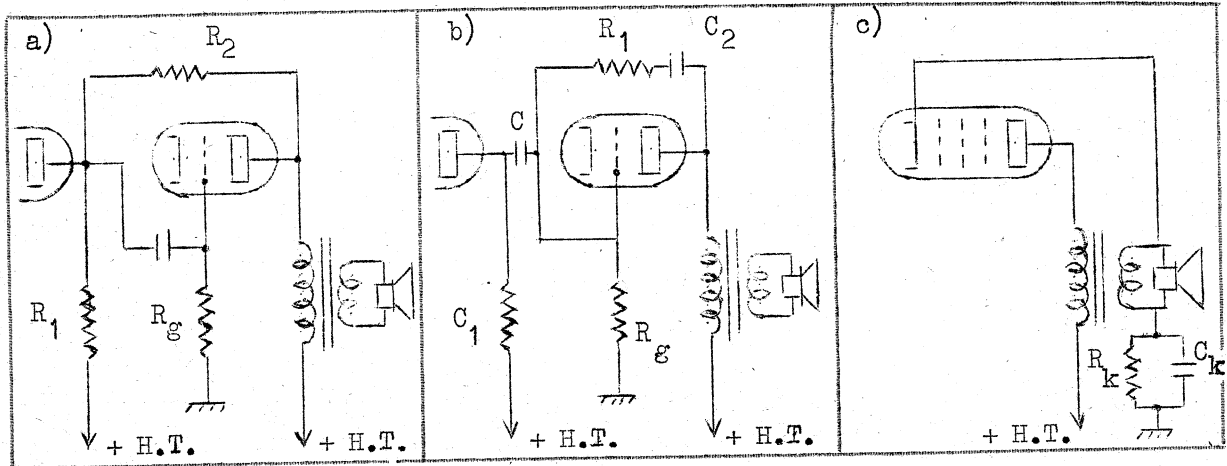


Fig. 159 a - b - c

Pour un étage final B.F. usuel, les éléments utilisés ont pour valeurs :

$$R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega ;$$

$$R_2 = 0,33 \text{ M}\Omega ;$$

$$R_g = 0,47 \text{ M}\Omega ;$$

Gain en tension : 20.

Si on prend $C_2 = 50 \text{ pF}$, les résultats obtenus sont donnés par le tableau ci-dessous et représentés par la figure 160.

Fréquence	r %	G'	Atténuation (dB)
10 000	13,3 %	5,4	- 11
1 000	3 %	12,5	- 4
100	0,3 %	18,8	- 0,4

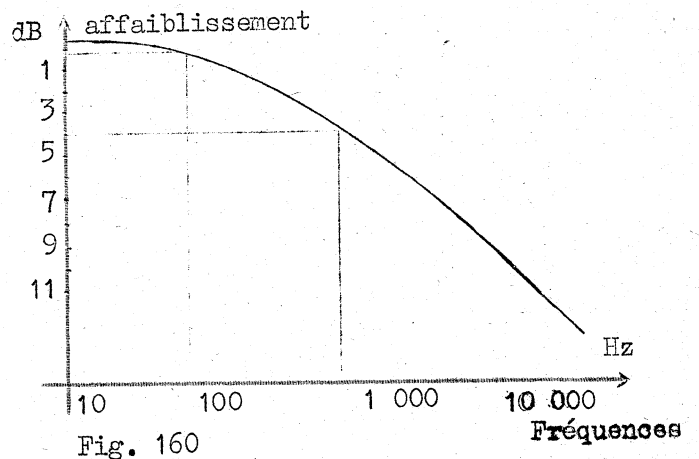


Fig. 160

Remarque : On obtient une C.R. de tension qui atténue légèrement les fréquences aiguës en réunissant le condensateur anti-accrochage de plaque à la cathode au lieu de la masse.

Relèvement des fréquences basses.

La chaîne de C.R. reste identique, mais on augmente la valeur de C_2 pour produire une atténuation sur les fréquences élevées et aussi sur les fréquences moyennes. Si on prend $C_2 = 500$ pF, toutes choses restant égales par ailleurs, les résultats obtenus sont donnés par le tableau ci-dessous et représentés par la figure 161 dans laquelle les niveaux sont rapportés à la fréquence de 1 000 Hz.

Fréquence	r %	G'	Gain ou atténuation (dB)
10	0,3 %	20	+ 12
100	3 %	12,5	+ 8,5
1 000	17 %	4,6	0
10 000	23 %	3,6	- 2,5

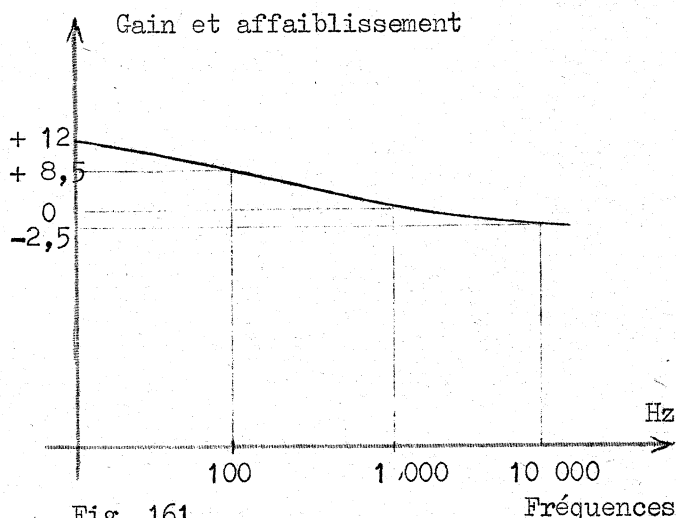
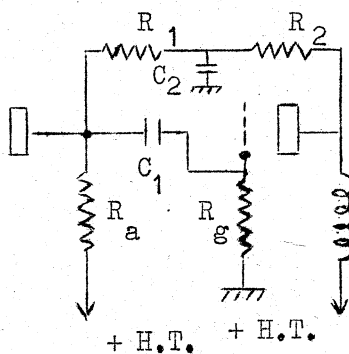


Fig. 161

Relèvement des fréquences élevées.



Pour les fréquences élevées, le condensateur C_2 court-circuite la chaîne de contre-réaction (fig.162), le taux de C.R. est très faible et le gain de l'étage est pratiquement celui qui serait obtenu sans contre-réaction. Aux fréquences moyennes et basses, l'action de C_2 devient négligeable, à la condition que sa réactance soit très grande devant les valeurs de R_1 et R_2 et le rapport de

Fig. 162

C.R. a pour valeur :

$$r = \frac{R}{R_1 + R_2 + R} .$$

Le gain pour ces fréquences diminue, il en résulte donc corrélativement un relèvement des fréquences élevées qui est de l'ordre de 4 dB pour $R = 0,1 \text{ M } \Omega$, $R_1 = R_2 = 1 \text{ M } \Omega$, $C_2 = 100 \text{ pF}$.

Atténuation des fréquences basses.

On peut obtenir une atténuation des fréquences basses en augmentant la valeur de C_2 avec une chaîne de C.R. identique à celle ci-dessus ; on prend, par exemple, $C_2 = 1.000 \text{ pF}$.

C) C.R. de tension non sélective sur 2 tubes (ou plus) .

1°) Montage normal.

Dans ce montage (fig. 163) , le rapport de C.R. a pour valeur :

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} ,$$

moyennant :

que la résistance R_2 ne modifie pas le fonctionnement de l'étage aval, c'est-à-dire que l'on ait $R \ll R_k$, et que l'impédance de sortie de l'étage final ne soit pas modifiée, ce qui entraîne la condition $R_1 + R_2 \gg Z$ (bobine mobile du H.P.).

Avec les valeurs indiquées dans la figure 163, on a :

$$r \% = 100 \frac{50}{200 + 50} = 20 \% .$$

Remarques :

- Le sens de branchement de la chaîne de C.R. conditionne la phase de la tension reportée dans le circuit cathodique du tube (1) ; un mauvais sens de branchement entraîne un accrochage violent de l'amplificateur puisque la chaîne de contre-réaction est transformée en réaction.
- Le gain de l'amplificateur étant faible entre l'entrée et la bobine mobile du H.P. (le transformateur de sortie est abaisseur de tension.), on peut admettre un taux de C.R. élevé.

- La contre-réaction ne supprime pas un accrochage dans le cas d'un amplificateur mal établi.
- L'introduction de la bobine mobile du H.P. diminue fortement la distorsion linéaire de celui-ci (les accidents de la courbe de réponse amplitude-fréquence sont moins accentués).
- La tension de C.R. peut être reportée dans le circuit grille du tube (1) (fig.164).

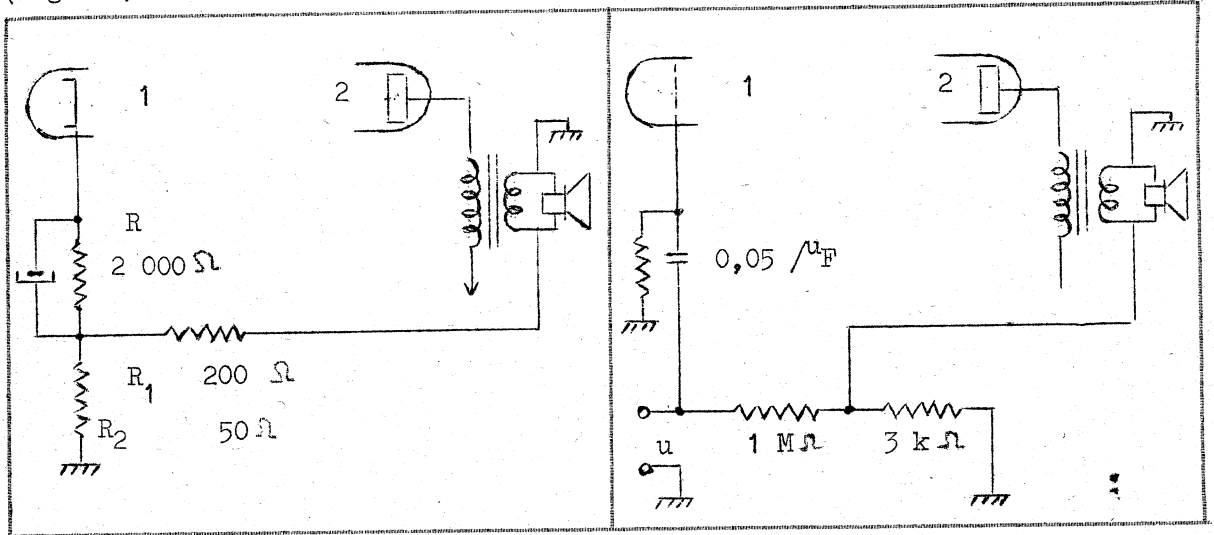


Fig. 163

Fig. 164

2°) Montage simplifié.

Dans ce montage (fig.165), la résistance R_2 sert à la fois de résistance de polarisation et de contre-réaction. L'absence du condensateur de découplage de cette résistance de cathode produit également une contre-réaction d'intensité non sélective sur le tube (1). Les valeurs usuelles sont : $R_2 = 2\ 000\ \Omega$, $R_1 = 10\ 000\ \Omega$, soit un taux de C.R. voisin de 16 %.

D) C.R. de tension sélective sur 2 tubes (ou plus) .

Le montage représenté dans la figure 166 permet d'agir séparément sur les graves et sur les aigus. L'ensemble $C_1\ P_1$ permet de supprimer plus ou moins la contre-réaction pour les fréquences basses, d'où un relèvement plus ou moins accentué de celles-ci. L'ensemble $C_2\ P_2$ joue un rôle identique sur les

fréquences aiguës.

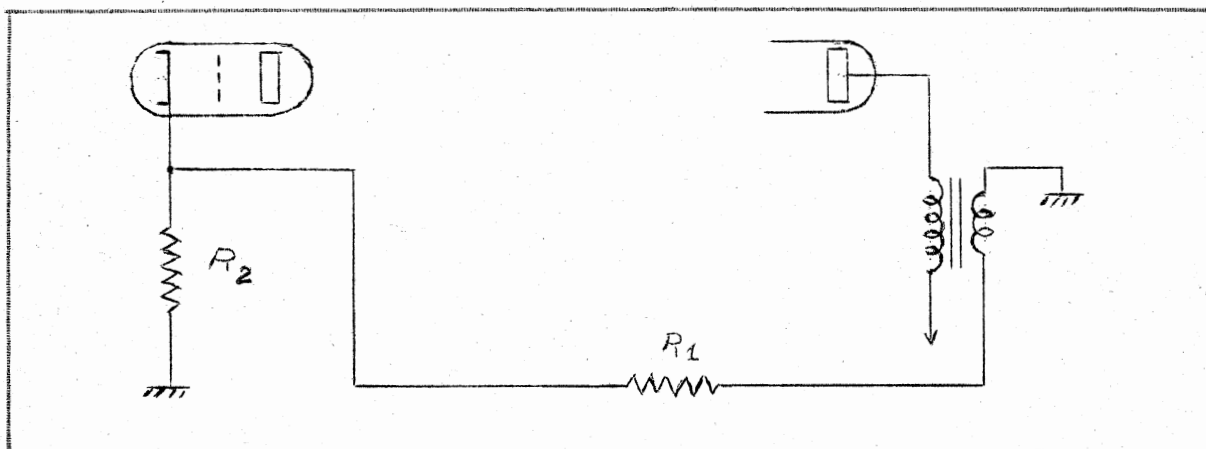


Fig. 165

Les valeurs généralement adoptées sont :

$$R_1 = 200 \Omega ;$$

$$P_1 = 50 \text{ k}\Omega ;$$

$$C_1 = 500 \text{ pF} ;$$

$$P_2 = 50 \text{ k}\Omega ;$$

$$C_2 = 1\,000 \text{ pF} ;$$

$$R_2 = 50 \Omega .$$

Remarque : lorsque l'amplificateur comporte plus de 2 tubes, on peut recourir à une contre-réaction totale, d'une part et à des contre-réactions partielles d'étages, d'autre part.

E) C.R. d'intensité non sélective.

On sait que l'on obtient une contre-réaction d'intensité non sélective en supprimant le condensateur de découplage de la résistance de polarisation par la cathode, le rapport de C.R. a pour valeur :

$$r = \frac{R_k}{R_k + R_a} .$$

F) C.R. d'intensité sélective.

On obtient une C.R. d'intensité sélective en découplant la résistance R_k par un condensateur de faible valeur.

Ce montage constitue un " relève-aiguës " si l'on a :

$$\frac{1}{C \omega} \gg R \quad \text{pour les fréquences aiguës et} \quad \frac{1}{C \omega} \ll R_k \quad \text{pour les}$$

fréquences aiguës.

Le taux de contre-réaction obtenu avec ce montage est toujours très faible, 2 à 3 % au maximum, la correction obtenue n'est donc pas importante.

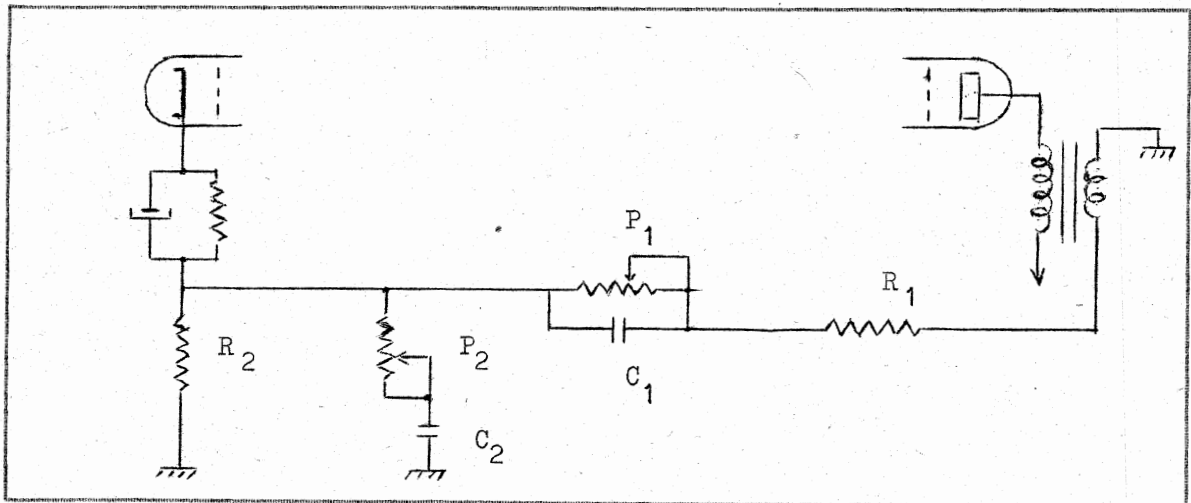


Fig. 166