Michel R. ROSTAGNAT
Ingénieur
Professeur à l'E. C. T. S. F. E.

CENT PROBLÈMES DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO

suivis de leurs cents solutions

2e Edition

EDITIONS CHIRON
40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Pour les examens d'agent technique radio, du C. A. P. de Radioélectricien, du Brevet de Radiotechnicien, et les concours d'Agent Technique Radio des Administrations.

Michel R. ROSTAGNAT
Ingénieur
Professeur à l'E. C. T. S. F. E.

CENT PROBLÈMES DE L'AGENT TECHNIQUE RADIO

basés sur les ouvrages de

Lucien CHRETIEN :
THEORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOELECTRICITÉ
THEORIE ET PRATIQUE DES LAMPES DE T.S.F.

et de Robert ASCHEN :
L'EMPLOI DES TUBES ELECTRONIQUES

suivis de leurs cent solutions

EDITIONS CHIRON
40, RUE DE SEINE, PARIS-6e

Introduction

C'est une tâche plaisante pour moi, que de rédiger l'introduction à ce recueil de cent problèmes, étudiés par mon élève et ami M. Rostagnat.

Pour devenir un bon technicien, il ne suffit pas d'acquérir des connaissances : il faut, de plus, savoir les utiliser. *On peut connaître beaucoup de mots d'une langue et en ignorer l'usage... Savoir orthographier correctement est bien, mais ce n'est pas suffisant : il faut aussi connaître la grammaire. Et ce n'est pas encore tout : il faut apprendre le style ; c'est-à-dire connaître les nuances subtiles qui font que le même mot ne veut pas dire exactement la même chose suivant qu'il occupe telle ou telle position dans la phrase.*

Ce qui est évident pour la maîtrise d'une langue est tout aussi exact pour les autres disciplines de l'esprit. Connaître tous les théorèmes d'algèbre ne permet pas de résoudre le plus simple problème. Il faut, en effet, savoir franchir la première étape qui est la mise en équation. *Après quoi, il suffit d'appliquer les règles...*

Dans un enseignement rationnel, on doit attacher plus d'importance à la mise en équation d'un problème qu'à la résolution même de ces équations.

C'est la mise en équation qui est œuvre d'intelligence. Quand l'équation est obtenue, en trouver la solution devient, le plus souvent, le déroulement d'un simple mécanisme.

Mais comment passer des connaissances générales à la résolution des problèmes particuliers ? On peut répondre par un seul mot : l'exercice... Il faut s'exercer.

C'est en cela que le travail que je présente aujourd'hui présente un très grand intérêt.

Après avoir lu et étudié un chapitre, il faut savoir si les connaissances sont réellement assimilées. Pour cela, il suffit de résoudre quelques problèmes... Et ces problèmes, ce sont précisément ceux qui sont offerts ici.

L. CHRÉTIEN.

I. - Etudes des Circuits

OUVRAGES A CONSULTER - Théorie et pratique de la radio-électricité par L. CHRETIEN, Tome II pp. 65 à 131 et Tome IV pp. 154 à 168 (cadres)

- L'emploi des tubes électroniques par R. ASCHEN, Tome I, pp. 7 à 33.

Il est essentiel de faire très attention aux calculs dans tous les problèmes sur les circuits. On trouve souvent, en effet, dans les applications numériques, des capacités de quelques picofarads (10^{-12} farads) des inductances de quelques microhenrys (10^{-6} henrys) des fréquences de quelques mégahertz ($10^{+6}H_z$), etc. En multipliant ou en divisant ces grandeurs entre elles, on fait facilement une erreur de $10^{\pm 6}$ ... Pour l'éviter, il est bon de connaître, à l'avance l'ordre de grandeur du résultat recherché.

Pour les problèmes de circuits nécessitant l'emploi du calcul imaginaire, le lecteur non familiarisé avec ce genre de calcul lira avec profit le fascicule de Monsieur J. QUINET : le calcul imaginaire, cahier de l'agent technique n° 7 (EDITIONS CHIRON)

PROBLEME N° 1. -

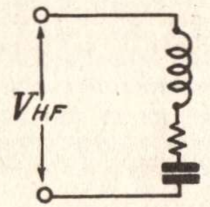
On a un circuit accordé pour lequel un désaccord relatif de 1/100 correspond à une sélectivité de -6 décibels.

1°) - Quel est le coefficient de surtension du circuit ?

2°) - Si la fréquence d'accord est de 1 mégahertz, quel est le coefficient d'amortissement du circuit ?

PROBLEME N° 2. -

Ce circuit série est alimenté par une tension haute fréquence de pulsation $\omega = 10^7$ radians par seconde.



$L = 50$ micro henrys

$R = 166$ ohms

$C = 400$ picofarads.

1°.- Calculer l'impédance du circuit.

2°.- On veut accorder ce circuit sur la même pulsation que la source, en plaçant en série ou en parallèle avec C, un autre condensateur.

Quelle sera sa valeur et comment le brancher ?

3°) - Le circuit étant accordé, donner la valeur de la sélectivité correspondant à un désaccord $\Delta\omega = 10^4$ r/s.

PROBLEME N° 3. -

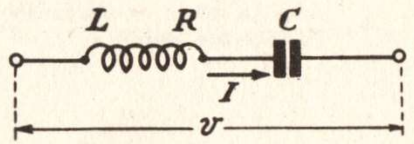
Soit un circuit série auquel on applique une tension $v = 1$ volt efficace de pulsation $\omega = 10^6$ radians par seconde.

1°) - Si $L = 200$ microhenrys et $R = 10$ ohms, calculer C pour que le déphasage de I sur la tension totale v soit $\varphi = +45°$.

2°) - Même question pour que $\varphi = -45°$.

3°) - Même question pour que $\varphi = 0$.

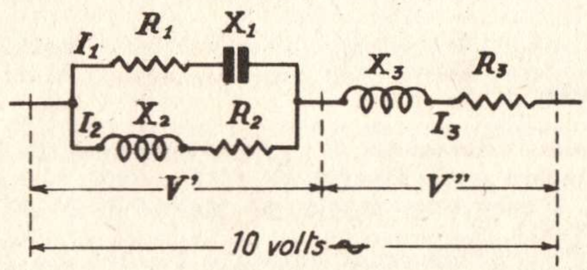
4°) - Quelles sont alors les valeurs de I et de la tension aux bornes de C.



PROBLEME N° 4. -

Un circuit est constitué par trois résistances $R_1 = 10$ ohms, $R_2 = 5$ ohms et $R_3 = 1$ ohm associées à un condensateur et à deux inductances dont les réactances sont respectivement $X_1 = 3$ ohms, $X_2 = 10$ ohms et $X_3 = 8$ ohms.

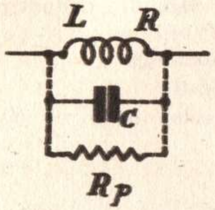
Ce circuit est alimenté par une source de courant alternatif : la différence de potentiel aux bornes de l'ensemble est égale à 10 volts.



Déterminer, à l'aide du calcul imaginaire, les courants I_1, I_2 et I_3, ainsi que les tensions V' et V''.

PROBLEME N° 5. -

Soit une inductance L = 20 microhenrys, de résistance 3 ohms.



1°) - Calculer la constante de temps de cette bobine.

2°) - Calculer la capacité du condensateur à brancher en parallèle sur l'inductance pour accorder le circuit sur 9 mégahertz.

3°) - Calculer la résistance R_p à mettre en parallèle sur l'ensemble pour que le circuit accordé ait la même constante de temps que la bobine seule.

PROBLEME N° 6. -

On a deux circuits couplés identiques accordés sur λ = 150 mètres. On connaît le facteur d'amortissement α = 25 000 et l'indice de couplage $n = \sqrt{2}$.

1°) - Calculer le facteur de surtension et le coefficient de couplage entre les circuits.

2°) - On sait que la courbe de réponse d'un tel ensemble présentera deux maxima. Calculer l'écart entre les fréquences F_1 et F_2 correspondant à ces maxima.

3°) - Si le couplage est réalisé par une capacité à la base de 10 000 picofarads, calculer les éléments L, R et C de chaque circuit.

PROBLEME N° 7. -

Deux inductances L_1 = 10 microhenrys et L_2 = 25 microhenrys sont placées en série. Pour un couplage donné, l'inductance totale est égale à 15 microhenrys. Calculer :

1°) - L'induction mutuelle M entre les bobines

2°) - Le coefficient de couplage k.

3°) - La valeur de l'inductance totale si on inverse le sens d'enroulement d'une des bobines.

PROBLEME N° 8. -

Un circuit oscillant est constitué par une inductance L_2 = 200 microhenrys, ayant une résistance en haute fréquence R_2 = 15 ohms et par une capacité C_2 = 0,5/1000 de microfarad.

Ce circuit est couplé avec une bobine L_1 parcourue par un courant efficace I_1 = 250 milliampères dont la fréquence est la même que la fréquence propre du circuit oscillant. L'induction mutuelle entre L_1 et L_2 est de 50 microhenrys.

Calculer :

1°) - La force électromotrice induite par L_1 dans le circuit oscillant.

2°) - La différence de potentiel efficace recueillie aux bornes de C_2. (Paris C.A.P. Radio 1951).

PROBLEME N° 9. -

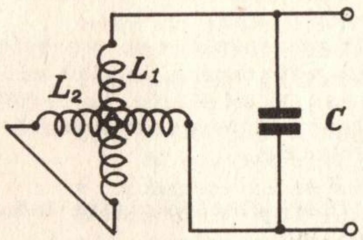
Deux inductances L_1 et L_2 sont branchées en parallèle et couplées par une induction mutuelle de valeur M.

1°) - Calculer (à l'aide des imaginaires), l'inductance totale de l'ensemble.

2°) - Calculer toutes les valeurs d'inductance que l'on peut obtenir avec deux bobinages à air dont les inductances sont L_1 = 100 microhenrys et L_2 = 200 microhenrys. L'inductance mutuelle entre ces deux bobines, lorsqu'elles sont couplées est M = 25 microhenrys.

PROBLEME N° 10. -

On dispose de deux inductances L_1 = 100 microhenrys et L_2 = 200 microhenrys formant un variomètre :



On accorde ce variomètre avec une capacité fixe C = 700 picofarads. On veut couvrir une gamme de fréquences s'étendant de 300 à 500 kilohertz en modifiant simplement le couplage entre les bobines.

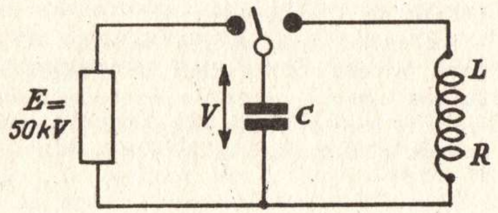
1°) - Quelles sont les valeurs extrêmes de l'induction mutuelle M ?

2°) - Quelles sont les valeurs extrêmes du coefficient de couplage k ?

PROBLEME N° 11. -

Un circuit oscille librement sur une fréquence de 1 mégahertz. Le condensateur est chargé à une tension de 50 000 volts. Le décrément logarithmique du circuit est $\delta = \frac{1}{50}$.

1°) - On demande quelle sera la tension aux bornes du condensateur 20 microsecondes après le début de la décharge.



2°) - Si on admet que le condensateur est entièrement déchargé quand $\frac{E}{V} = 10^3$, combien de temps faudra-t-il pour que la décharge soit terminée.

PROBLEME N° 12. -

Une antenne d'émission quart d'onde en L renversé est accordée sur 1500 kilohertz. Le brin horizontal est situé à 30 mètres du sol.

1°) - Calculer la résistance de rayonnement de l'antenne.

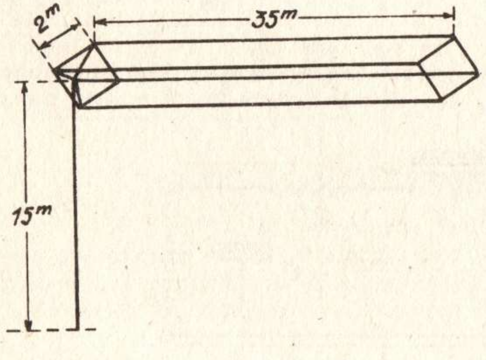
2°) - On introduit à la base de l'antenne, une inductance de 5 microhenrys et on mesure la longueur d'onde d'accord qui est alors 210 mètres.

Calculer la capacité effective et l'inductance effective de l'antenne.

PROBLEME N° 13. -

Soit une antenne prismatique à base carrée de 35 mètres de longueur et située à 15 mètres du sol. Le carré a 2 mètres de côté et le diamètre du fil utilisé est 1 millimètre.

Calculer la capacité unitaire et l'inductance unitaire de l'antenne.



PROBLEME N° 14. -

Un récepteur a pour antenne un cadre circulaire de 40 centimètres de diamètre composé de 10 spires de fil et placé dans un plan vertical.

Le cadre est accordé sur la fréquence F_1 = 2000 kilohertz.

1°) - Quelle est la hauteur effective du cadre, pour la fréquence considérée ?

2°) - Dans ce cadre, sont induites les forces électromotrices correspondant :

a) A un émetteur de fréquence F_1 = 2000 kilohertz reçu avec un champ ε = 2,5 millivolts par mètre.

b) A un émetteur brouilleur de fréquence F_2 = 2010 kilohertz reçu avec un champ ε' = 1 millivolt par mètre.

Les directions de ces deux émetteurs font entre elles à partir du lieu de réception un angle α = 60 degrés.

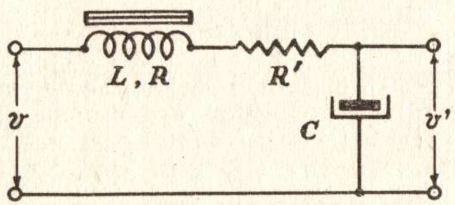
Quelles sont les forces électromotrices induites, dans le cadre, correspondant à chacun de ces émetteurs lorsqu'on oriente le cadre autour d'un axe vertical pour obtenir un maximum à la réception sur l'émetteur à recevoir F_1 ?

3°) - Quel est, en décibels, le rapport entre les tensions obtenues aux bornes du cadre et correspondant à l'émetteur (F_1) et au brouilleur (F_2), si le cadre reste orienté vers l'émetteur (F_1) ?

Le coefficient de surtension du cadre est égal à 100.

PROBLEME N° 15. -

On a le filtre passe-bas suivant; les éléments sont L = 20 henrys, C = 8 microfarads, R = 400 ohms

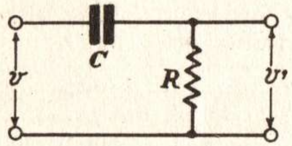


On veut obtenir à la fréquence 100 hertz un rapport de tensions $\dfrac{v}{v'}$ = 100.

Quelle valeur de résistance R' faut-il brancher en série avec l' inductance. (C.A.P. Radio Paris 1952)

PROBLEME N° 16. -

Etant donné ce filtre passe-haut :

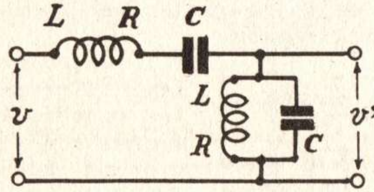


Si R = 10 000 ohms, calculer la valeur de C pour que la tension v' soit affaiblie de 6 décibels par rapport à la tension v.

N.B.- v est une tension sinusoïdale à 1000 hertz.

PROBLEME N° 17. -

Soit le circuit suivant :



L = 125 microhenrys

C = 200 picofarads

R = 6,25 ohms

1°) - Sur quelle fréquence sont accordés ces circuits.

2°) - Si on applique à l'entrée une tension sinusoïdale v = 0,2 volts efficaces, quelle sera la tension recueillie à la sortie, si v a une fréquence égale à la fréquence d'accord des circuits.

PROBLEME N° 18. -

On dispose de deux bobines identiques $L_1 = L_2 = 125$ millihenrys, de résistance $R_1 = R_2 = 625$ ohms.

On peut associer ces bobines à des condensateurs et à des résistances, en série ou en parallèle.

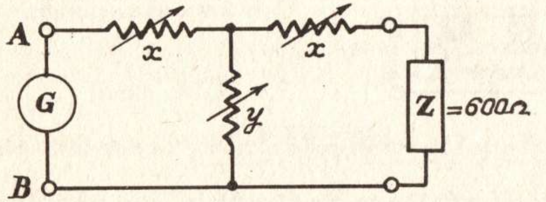
Indiquer le montage à réaliser pour obtenir un filtre éliminateur de bande donnant pour la fréquence de 10 kilohertz, un affaiblissement en tension de -40 décibels.

Calculer la valeur des éléments du montage.

E.C.T.S.F.E. Examen AT Radio Générale. Paris Juil. 1949

PROBLEME N° 19. -

Un générateur doit débiter sur une *impédance constante* de 600 ohms. On veut placer entre le générateur et l'impédance d'utilisation, un atténuateur symétrique en *T* permettant de faire varier par bonds la tension appliquée à l'utilisation.



1°) - Calculer les différentes valeurs à donner à y, si *x* prend successivement les valeurs : 0, 100, 200, 300.. etc, 600 ohms.

2°) - Etablir le schéma de l'atténuateur montrant les diverses commutations nécessaires.

PROBLEME N° 20. -

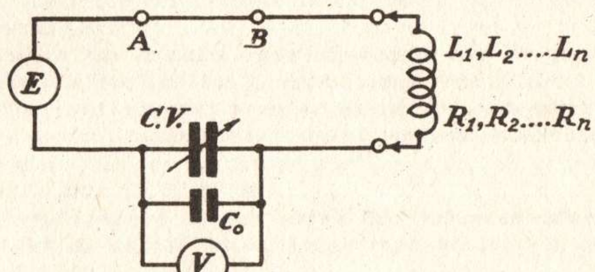
Un "selfmètre" est constitué de la façon suivante : Un générateur BF (*E*) de résistance interne négligeable donne une tension constante de 10 millivolts à des fréquences réglables de 10 kilohertz à 40 kilohertz. Ce générateur débite dans un circuit comprenant, en série, des bobines interchangeables $(L_1, L_2 \ldots L_n)$, de résistances $(L_1, R_2 \ldots R_n)$ et un condensateur variable étalonné de 1000 picofarads de variation totale.

Un voltmètre à lampe est branché aux bornes du condensateur variable. On admettra 1000 picofarads de capacité résiduelle pour le C.V., les connexions, le voltmètre, etc.

1°) - Combien faut-il d'inductances pour couvrir la gamme de 10 à 40 kilohertz, (sans trous ni recouvrements) - Valeurs de ces inductances ?

2°) - On règle le générateur sur 10 kilohertz et on met en place la bobine correspondante. (Le condensateur variable est au maximum de capacité). Si la résistance de cette bobine est 20 ohms, quelle sera la tension lue au voltmètre à lampe.

3°) - On place ensuite entre les bornes *A* et *B* une inductance de caractéristiques inconnues L_x, R_x. Sachant que pour rétablir l'accord du circuit, il faut ramener le C.V. à 500 picofarads et que la tension lue au voltmètre n'est plus que 2 volts, déterminer L_x et R_x.

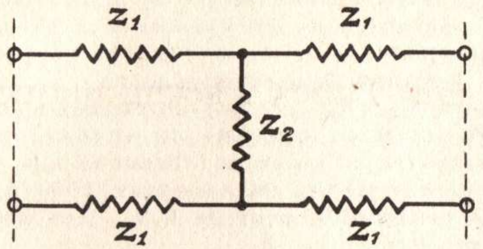


N.B.- Les bornes *A* et *B* sont normalement en court-circuit.

(Examen Radio-Dépanneur de la Marine Nationale Juil 1949)

PROBLEME N° 21. -

Soit un tronçon élémentaire de ligne en double T, pour lequel, on a Z_1 = 6 ohms et Z_2 = 20 ohms.



1°) - Transformer la cellule en double T en une cellule en T équivalente.

2°) - Calculer l'impédance de la ligne ouverte, puis fermée.

3°) - En déterminer l'impédance caractéristique.

II - Les Tubes Thermioniques

OUVRAGES A CONSULTER - Théorie et pratique de la Radioélectricité par L. CHRETIEN, Tome II pp. 151 à 208
Tome IV pp. 5 à 32
- Théorie et Pratique des lampes de T.S.F. par L. CHRETIEN, Tome I.

Les exercices suivants ont pour objet de familiariser le lecteur avec les différents problèmes d'alimentation des tubes, le calcul algébrique ou graphique des constantes d'un tube, le tracé des droites de charge et des caractéristiques dynamiques.

On notera que le calcul graphique peut être très précis à condition d'effectuer des constructions très claires et à une échelle suffisamment grande. Les différentes courbes ou droites seront tracées très finement sur papier millimétré.

Ne jamais oublier de porter sur les axes les grandeurs représentées avec LEURS UNITES.

Les problèmes d'alimentation des tubes se ramènent très souvent au calcul de quelques résistances. On sait, bien entendu, que $R = \frac{U}{I}$; *toute la difficulté réside donc dans la détermination de* U *et de* I *relatifs à la résistance inconnue. Pour être précis, il faut donner, non seulement la valeur ohmique de la résistance, mais encore la puissance que cette résistance doit pouvoir dissiper sans chauffage exagéré.*

PROBLEME N° 22. -

Un tube triode consomme un courant de 10 milliampères lorsque sa tension anodique est V_p = 250 volts et sa tension grille V_g = - 6 volts.

V_g demeurant constante, on porte V_p à 240 volts; le courant anodique tombe à 9 milliampères.

D'autre part si on maintient V_p = 250 volts et si on porte V_g à - 8 volts, I_p = 8,5 milliampères. Calculer :

1°) - les constantes K, ρ, S de cette triode

2°) - le gain en tension de ce tube si on le charge par une résistance de 20 000 ohms.

3°) - la pente de la caractéristique dynamique avec la charge de 20 000 ohms.

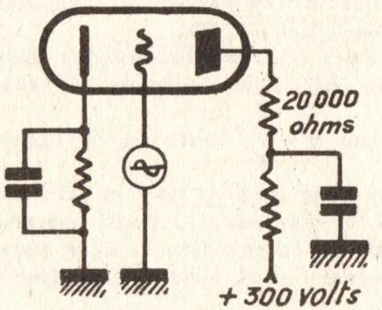
(C.A.P. Radioélectricien - Paris 1953)

PROBLEME N° 23. -

Un tube triode, dont les constantes sont K = 10 ρ = 10 000 ohms, a sa caractéristique statique correspondant à V_g = 0 volt, qui passe par le point V_p = 100 volts I_p = 10 mA.

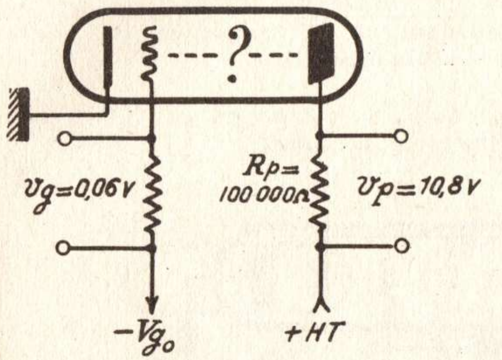
1°) - Tracer le réseau I_p - V_p de ce tube. (On supposera les caractéristiques droites, parallèles et équidistantes. On tracera les caractéristiques correspondant à V_g = 0, -5, -10, -15, -20 volts, etc).

2°) - Si le point de repos de ce tube est fixé par V_{po} = 150 volts et I_{po} = 5 mA, tracer les droites de charge en continu et en alternatif correspondant au montage suivant :



PROBLEME N° 24. -

Calculer, à l'aide des valeurs portées sur le schéma :



1°) - Le gain en tension de ce tube amplificateur.
Dire quel est le type de tube utilisé.

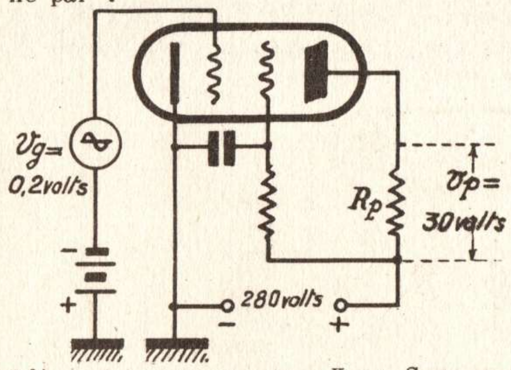
2°) - Les constantes du tube que les données permettent de trouver.

3°)-Que devient le gain en tension si R_p = 1 mégohm ? Discuter le résultat.

4°) - Même question avec R_p = 10 000 ohms.

PROBLEME N° 25. -

Le point de repos de ce tube tétrode est déterminé par :



V_{po} = 180 volts,
V_{go} = - 4 volts,
I_{po} = 1 milliampère.

Sa résistance interne est égale à 400 000 ohms

Calculer :

1°) - La valeur de la résistance R_p.

2°) - Le gain en tension de l'étage amplificateur

3°) - Les constantes K et S du tube.

4°) - La pente dynamique.

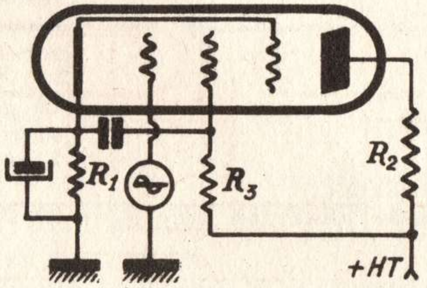
5°) - Tracer la droite de charge.

PROBLEME N° 26. -

Dans ce montage, le condensateur découplant la résistance de cathode a une valeur de 10 microfarads.

1°) - Calculer la résistance R_1 sachant que la réactance du condensateur à la fréquence 100 hertz a une valeur égale au dixième de R_1.

2°) - Sachant que I_p = 2 mA et $I_é$ = 0,5 mA, calculer la polarisation du tube.



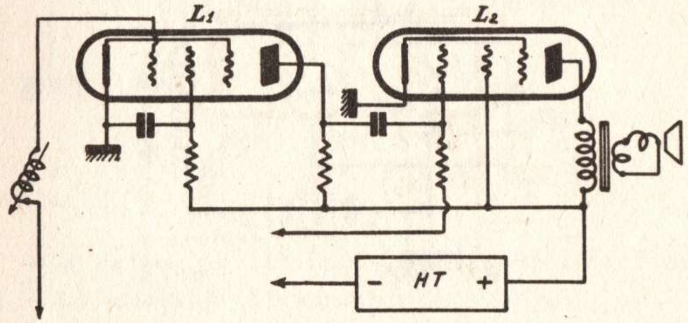
3°) - Si la haute tension est 250 volts et R_2 = 60 000 ohms, quelle est la tension anodique du tube.

4°) - Si la tension écran est égale à la moitié de la tension anodique, calculer la résistance R_3 à placer en série avec l'écran.

PROBLEME N° 27. -

Etant donné le schéma d'un amplificateur basse fréquence à 2 tubes L_1 et L_2. Les caractéristiques des tubes sont :

	L_1	L_2
COURANT PLAQUE	2 mA	36 mA
" ECRAN	0,5 mA	4,5 mA
POLARISATION	- 4 volts	- 10 volts



1°) - Compléter le schéma par le dispositif convenable de polarisation *semi-fixe*.

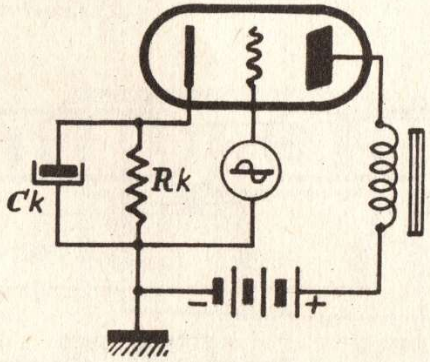
2°) - Calculer les éléments nécessaires à cette polarisation.

PROBLEME N° 28. -

Soit un amplificateur B.F. chargé par une inductance :

Le point de repos est déterminé par : V_{po} = 247 V I_{po} = 5 milliampères, V_{go} = - 2,5 volts. La charge est constituée par une inductance de 10 henrys, de résistance 100 ohms.

Calculer :



Calculer :

1°) - La valeur de l'impédance de charge à 400 hertz.

2°) - Les valeurs de R_k et C_k.

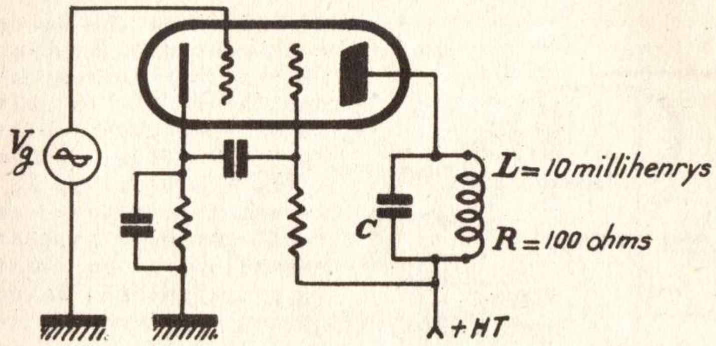
3°) - La valeur de la haute tension.

4°) - Tracer les droites de charge en continu et en alternatif.

N.B. - Dans ce dernier cas, on considèrera l'impédance de charge comme une résistance pure.

PROBLEME N° 29. -

On veut, à l'aide du montage suivant, amplifier une tension sinusoïdale v_g de fréquence 100 kilohertz.



Calculer :

1°) - La valeur de la capacité d'accord du circuit.

2°) - La valeur de l'impédance de charge.

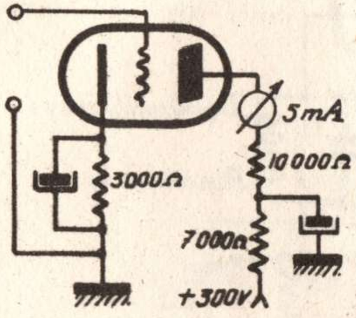
3°) - Le gain en tension, sachant que le tube tétrode a les constantes suivantes : K = 500, ρ = 600 000 ohms.

4°) - La pente de la caractéristique dynamique.

5°) - La tension efficace recueillie aux bornes du circuit si v_g = 0,01 volt efficace.

PROBLEME N° 30. -

Soit une triode amplificatrice de tension montée avec les éléments dont les valeurs figurent sur le schéma.



1°) - Sachant que la caractéristique statique $I_p = f(V_p)$ correspondant à $V_g = -10$ volts passe par les points $V_p = 100$ volts, $I_p = 5$ mA et $V_p = 200$ volts, $I_p = 10$ mA, tracer cette caractéristique supposée rectiligne et en déduire graphiquement la résistance interne du tube.

2°) - Sachant que $K = 20$, tracer la caractéristique statique correspondant à $V_g = -15$ volts (supposée rectiligne et parallèle à la précédente).

3°) - Tracer les droites de charge en continu et en alternatif.

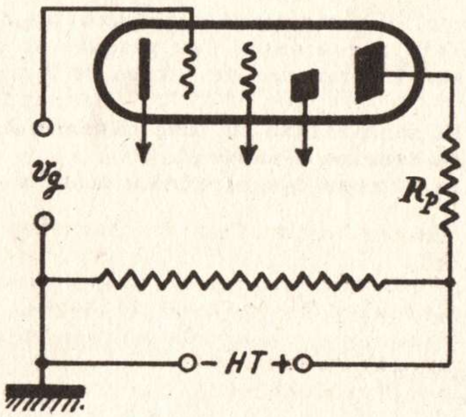
4°) - Calculer le gain de l'étage,

a) Algébriquement,
b) Graphiquement.

PROBLEME N° 31. -

Un tube à émission secondaire EE 50 dont les caractéristiques sont données dans le tableau suivant est utilisé en amplificateur de tension.

Tension d'anode	250 V
Tension d'anocathode	150 V
Tension d'écran	250 V
Polarisation	- 3 V
Courant d'anode	10 mA
- d'anocathode	- 3 mA
- d'écran	0,7 mA
Pente	14 mA/V
Résistance interne	0,1 MΩ



Le circuit anodique est chargé par $R_p = 10\ 000$ ohms.

Les différentes électrodes seront alimentées à partir d'un pont consommant 10 milliampères.

Calculer :

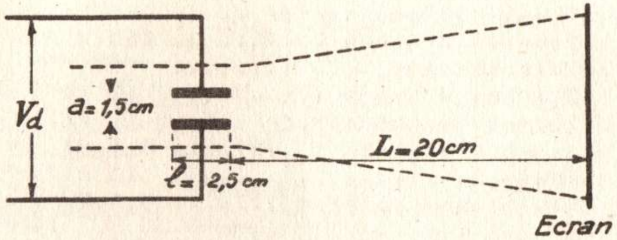
1°) - La valeur de la H.T.
2°) - Les différentes résistances constituant le pont.
3°) - Le gain en tension du montage.

N.B. - On complètera le schéma.

Examen AT Radio générale E.C.T.S.F.E. Juil. 1952.

PROBLEME N° 32. -

Un tube à rayons cathodiques à déviation électrostatique a les dimensions indiquées sur la figure suivante :



Si on applique une tension alternative sinusoïdale de 20 volts efficaces entre les plaques de déviation, on observe sur l'écran une déviation de 2 centimètres. Calculer :

1°) - La sensibilité du tube cathodique.
2°) - La tension d'anode V.
3°) - La vitesse des électrons dans ce tube.

PROBLEME N° 33. -

Sur le réseau des caractéristiques I_p - V_p d'un tube 6C5, calculer graphiquement les constantes K, ρ et S au point de repos défini par : V_{po} = 250 volts, V_{go} = -10 volts.

Tracer par ce point, une droite de charge pour R_p = 20 000 ohms. Lire sur le graphique la valeur de la haute tension.

Tracer la caractéristique dynamique.

III. - Emploi du Décibel

BIBLIOGRAPHIE : Les décibels par L. CHRETIEN (Editions Chiron)

Cet ouvrage comporte déjà de nombreux exemples numériques. On étudiera d'abord ces différents exemples avant de chercher à résoudre les problèmes qui suivent.

PROBLEME N° 34. -

Le contrôle du niveau de sortie d'un amplificateur basse fréquence est effectué au moyen d'un voltmètre à lampe gradué de 0 à 20 volts efficaces.

Pour l'usage auquel est destiné l'amplificateur, la tension de sortie doit être maintenue autour de 14 volts efficaces. En prenant cette tension comme niveau de référence, graduer le voltmètre en décibels.

N.B. - On fera un projet de cadran, en admettant que le voltmètre a une échelle quadratique d'une largeur de 10 centimètres.

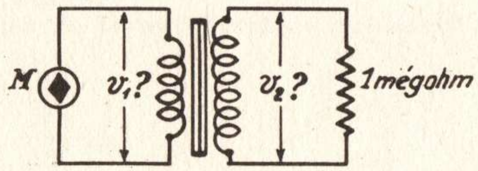
PROBLEME N° 35. -

Un microphone a un niveau de sortie de - 60 décibels, le niveau zéro étant fixé à 6 milliwatts.

De quelle tension efficace dispose-t-on lorsqu'on branche ce microphone :

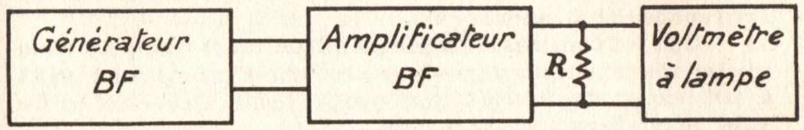
1°) - aux bornes d'une résistance pure de 250 000 ohms ?

2°) - aux bornes d'un transformateur dont le rapport en tension est 15 et la résistance de charge 1 mégohm ?



PROBLEME N° 36. -

On relève la courbe de réponse d'un amplificateur basse fréquence à l'aide du montage suivant :



La bobine mobile du haut parleur est remplacée par une résistance pure R aux bornes de laquelle est branché un voltmètre à lampe.

Pour différentes fréquences fournies par le générateur B.F., la tension d'entrée restant constante, on relève une série de valeurs de la tension de sortie :

FREQUENCES (en hertz)	TENSION DE SORTIE (en volts)
20	4
50	7
100	10
200	14
500	14
1000	14
2 000	16
5 000	14
10 000	9
15 000	6
20 000	3

Tracer la courbe de réponse de cet amplificateur (en décibels).

PROBLEME N° 37. -

Un tube ECH 42 est monté en changeur de fréquence. La bande passante du récepteur est 9 kilohertz. Le circuit H.F. placé à l'entrée de ce tube est composé d'une inductance de 10 microhenrys accordée sur la fréquence de 5 mégahertz.

1°) - Calculer la tension du bruit de fond obtenue si le coefficient de surtension du circuit est égal à 100 et si la résistance équivalente au souffle du tube ECH 42 est 75 000 ohms.

2°) - Quelle doit être la valeur de la tension H.F. à l'entrée du tube pour que le rapport $\dfrac{\text{signal utile}}{\text{bruit de fond}}$ soit de 26 décibels.

3°) - Le tube changeur de fréquence est remplacé par une pentode amplificatrice H.F. à grande pente EF 80 dont la résistance équivalente au souffle est 1200 ohms.

Que devient le rapport $\dfrac{\text{signal utile}}{\text{bruit de fond}}$ (en décibels) pour une même tension H.F. d'entrée.

IV. - Alimentations : le Redressement et le Filtrage

BIBLIOGRAPHIE : Théorie et pratique de la Radioélectricité
par L. CHRETIEN, Tome II pp. 209 à 219
- III pp. 269 à 278
- IV pp. 123 à 153
L'emploi des tubes électroniques par R. ASCHEN
Tome I pp. 116 à 120

Dans le cas du redressement biplaque avec condensateur en tête (problème n° 41), certains résultats se détermineront graphiquement à l'aide d'abaques, désignées par AL_1 et AL_2. Ces abaques se trouvent dans le tome IV de l'ouvrage de Lucien CHRETIEN page 142, figure 110 (AL_1) et page 141, figure 109 (AL_2).

PROBLEME N° 38. -

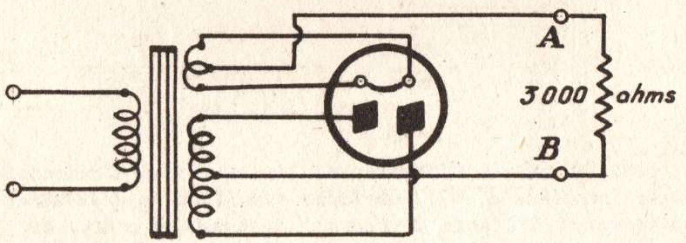
Calculer la puissance absorbée par le primaire d'un transformateur d'alimentation dont les caractéristiques sont les suivantes :
- 2 enroulements permettant de chauffer 4 tubes sous 6,3 volts (0,3 ampère) et un tube sous 6,3 volts (0,9 ampère) ainsi qu'une valve sous 5 volts (2 ampères)
- 1 enroulement haute tension débitant 100 milliampères sous 2 × 350 volts efficaces.

Le rendement de ce transformateur est de 75 %.

Paris - C.A.P. Radio 1951

PROBLEME N° 39. -

Soit un redresseur chargé par une résistance pure de 3000 ohms.



Le primaire, de résistance 50 ohms est alimenté sous 115 volts efficaces.

Le secondaire, de résistance 150 ohms (pour un demi-enroulement) fournit une tension de 345 volts efficaces.

La valve a une résistance interne de 175 ohms.

1°) - Calculer la tension disponible entre A et B.

2°) - Si le débit maximum de ce redresseur est 100 milliampères, déterminer la résistance minimum à brancher entre A et B.

3°) - Tracer la courbe de la tension obtenue entre A et B en fonction du débit.

PROBLEME N° 40. -

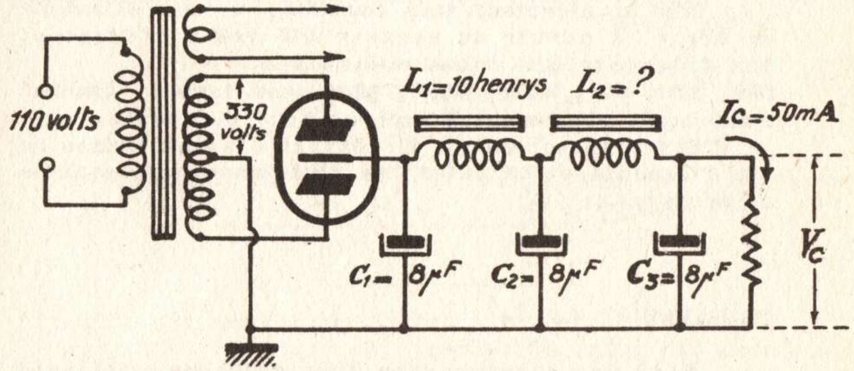
Soit une alimentation avec bobine en tête et redressement biplaque dont les caractéristiques sont :
Transformateur : tension primaire 110 volts efficaces
Tension secondaire 375 volts efficaces
Résistance primaire 10 ohms
Résistance secondaire 210 ohms
Inductance : L - 10 henrys R -100 ohms
Valve : résistance interne - 300 ohms
Condensateur C - 8 microfarads

1°) - Etablir le schéma de cette alimentation

2°) - Calculer la tension continue de sortie et la tension d'ondulation si la charge extérieure est égale à 1000 ohms.

PROBLEME N° 41. -

En utilisant les valeurs portées sur le schéma de l'alimentation, calculer à l'aide des courbes AL_1 et AL_2 :



1°) - La tension continue Vc (on négligera la résistance de L_1 et de L_2.
2°) - La tension d'ondulation v_1 aux bornes de C_1.
3°) - La tension d'ondulation v_2 aux bornes de C_2.
4°) - La valeur de L_2 pour que la tension d'ondulation soit encore atténuée de 20 décibels par la dernière cellule de filtrage.
N.B. - La résistance du primaire est de 10 ohms, la résistance d'un demi secondaire 310 ohms et la résistance interne de la valve 320 ohms.

PROBLEME N° 42. -

A la sortie d'un redresseur biplaque, avec capacité en tête, la tension d'ondulation a une amplitude de 15,5 volts.

On y adjoint un filtre constitué par une inductance de 20 henrys dont la résistance est négligeable et un condensateur de 8 microfarads.

1°) - Quelle est l'amplitude de la tension d'ondulation après filtrage ?

2°) - Pour que l'amplitude tombe à 25 millivolts, après un second filtre, quelle est l'efficacité du filtre à utiliser ?

3°) - On veut réaliser ce nouveau filtre avec une résistance et un condensateur de 8 μF. Quelle doit être la valeur de la résistance ?

PROBLEME N° 43. -

Dans un récepteur tous courants, on veut alimenter en série, à partir du secteur 115 volts efficaces, les filaments des tubes suivants :
6E8, EF9, 6Q7, 25Z6, 25L6, plus deux lampes "témoin" consommant chacune 0,2 ampères sous 6,3 volts.

Faire le schéma du dispositif d'alimentation de ces filaments et calculer les résistances nécessaires au montage.

PROBLEME N° 44. -

Soit une alimentation tous courants utilisant une valve 25Z5 et fonctionnant sur secteur 115 volts efficaces. Calculer, à l'aide des courbes $Vc = f\ (Ic)$ de ce tube, la tension continue obtenue lorsque l'alimentation débite 60 milliampères et que le condensateur d'entrée a une valeur de 4 microfarads, 8 microfarads, 32 microfarads ?

Même question si on branche l'alimentation sur le secteur continu 115 volts.

V. - Amplificateurs de Tension Amplificateurs de Puissance Montages Push-Pull

BIBLIOGRAPHIE : Théorie et pratique de la Radioélectricité
par L. CHRETIEN Tome II pp. 220 à 252
Tome III pp. 311 à 348
Tome IV pp. 33 à 54

L'emploi des tubes électroniques,
par R. ASCHEN et L. BOE
Tome I pp. 93 à 105
Tome III pp. 7 à 16,
pp. 123 à 130
et pp. 135 à 162.

PROBLEME N° 45. -

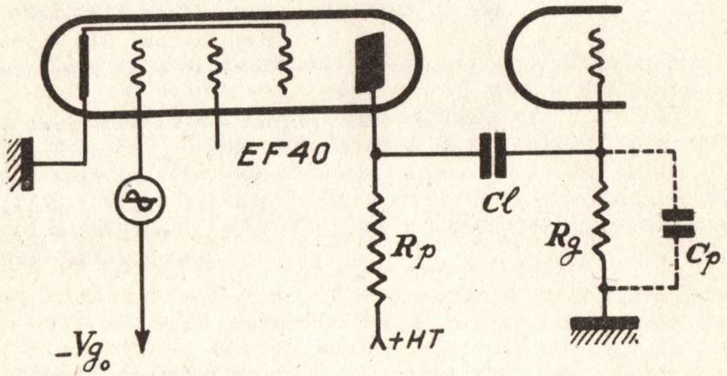
On dispose d'un tube triode dont les caractéristiques sont les suivantes : $K = 25$, $\rho = 15\,000$ ohms $V_{po} = 150$ volts, $V_{go} = -4$ volts, $I_{po} = 5$ milliampères. On a également une source de haute tension de 300 volts.

On veut réaliser avec ce tube un étage amplificateur de tensions basse fréquence donnant un gain en tension de 10. Indiquer le montage à réaliser et calculer les valeurs de tous les éléments du montage.
N.B. - On adopte une polarisation automatique.

(E.C.T.S.F.E. Examen AT Radio, Paris 1948)

PROBLEME N° 46. -

Tracer la courbe de réponse de l'étage amplificateur de tension BF ci-dessous, utilisant un tube EF40



On a R_p = 200 000 ohms
R_g = 1 mégohm
Ce = 20 000 picofarads
C_p = 150 picofarads (capacité parasite totale)

Les constantes du tube EF40 sont : $\rho = 2{,}5$ mégohms
$S = 1{,}85$ mA/V.

N.B. - On calculera quelques points caractéristiques tels que fréquence de pseudorésonance, fréquences pour lesquelles l'affaiblissement est -3dB, -6dB.

PROBLEME N° 47. -

Un tube triode dont les constantes sont $K = 20$ et $\rho = 15\,000$ ohms est chargé par une résistance de 5000 ohms.

1°) - Calculer le gain en tension de l'étage

2°) - On veut doubler la valeur de ce gain en plaçant, en série avec la résistance, une inductance pure. Déterminer littéralement la valeur à donner à cette inductance - Discuter le résultat obtenu.

3°) - Application numérique pour $\omega = 10^4$ radians par seconde.

(E.C.T.S.F.E. Examen Radio Paris 1952)

PROBLEME N° 48. -

Soient 2 tubes pentodes dont les caractéristiques sont :

	Tube I	Tube II
V_{go}	-5 V	-25 V
V_{po}	150 V	250 V
$V_é$	75 V	250 V
I_{po}	1 mA	60 mA
$I_é$	0,5 mA	4,5 mA
pente	2 mA/V	5 mA/V

1°) - En utilisant ces 2 tubes, établir le schéma d'un amplificateur à liaison directe type "Loftin-White".

2°) - Calculer les diverses résistances du pont d'alimentation sachant que le tube I est chargé par une résistance pure de 20 000 ohms, que le tube II est chargé par une inductance de 1,7 henrys dont la résistance est 1000 ohms, la source de haute tension fait 500 volts et la consommation propre du pont est fixée à 4 milliampères.

3°) - Si le tube I est attaqué par une tension efficace $vg = 0{,}2$ volt, pulsation $\omega = 1000$ radians par seconde, déterminer :

a) - L'intensité efficace d'anode du tube I

b) - L'intensité efficace d'anode du tube II

c) - La puissance développée dans l'impédance de charge du tube II.

(E.C.T.S.F.E. Examen Radio Paris 1952)

PROBLEME N° 49. -

On veut réaliser un amplificateur à liaison directe du type "Loftin-White" à l'aide des 2 tubes dont les caractéristiques sont données ci-dessous :

1er tube	$V_{po} = 100$ V	2ème tube	$V_{po} = 250$ V
amplificateur	$V_{go} = -8$ V	amplifi-	$V_é = 250$ V
de tension	$I_{po} = 5$ mA	cateur	$I_{po} = 45$ mA
(triode)	$R_p = 25\ 000\,\Omega$	de puis-	$I_é = 5$ mA
		sance	$V_{go} = -20$ V
		(pentode)	R en continu $\neq 0$

1°) - Faire le schéma de l'amplificateur.

2°) - Calculer les différentes résistances constituant le pont d'alimentation. (On prendra, pour le pont une consommation propre de 5 mA).

3°) - Calculer la valeur de la haute tension nécessaire.

PROBLEME N° 50. -

Un amplificateur à liaison directe comprend 2 tubes triodes L_1 et L_2. Le tube L_2 doit être polarisé à -12 volts. Le tube L_1 est chargé par une résistance de 10 000 ohms et son courant plaque est 3 milliampères. Sachant que la haute tension est 200 volts, on demande :

1°) - La valeur de la résistance de polarisation de cathode du tube L_2.

2°) - Quelle doit être la tension d'alimentation de plaque du second tube pour que les conditions de fonctionnement soient respectées, à savoir : tension entre anode et cathode = 240 volts.

N.B. - Le courant plaque du tube L_2 = 20 milliampères.

PROBLEME N° 51. -

On dispose du réseau des caractéristiques I_p-V_p du tube 3S4 relevé pour une tension écran de 67,5 volts

On veut utiliser ce tube en amplificateur de puissance sans jamais appliquer à l'anode une puissance supérieure à 600 milliwatts. Tracer, sur le réseau I_p-V_p de ce tube la courbe de dissipation anodique correspondant à cette puissance.

PROBLEME N° 52. -

Une pentode de puissance (classe A) fournit une puissance modulée de 8 watts, si elle est attaquée par une tension efficace de 6,2 volts. La pente du tube étant 9,5 mA/V et sa résistance interne 20 000 ohms, calculer la charge optimum permettant d'obtenir cette puissance.

Discuter le résultat.

PROBLEME N° 53. -

Un tube pentode amplificateur de puissance, classe A, consomme 44 milliampères sous 250 volts de tension anodique. Si la tension d'attaque a une amplitude de 12 volts, on recueille aux bornes de la charge optimum une tension de 220 volts d'amplitude.

Calculer : 1°) - La valeur de la charge optimum.

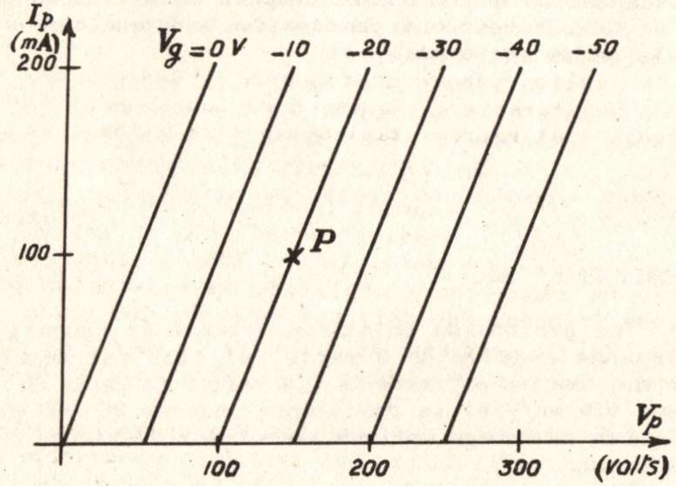
2°) -La puissance modulée obtenue dans les conditions indiquées.

3°) - Le rendement anodique du tube.

4°) - La sensibilité de ce tube.

PROBLEME N° 54. -

On a le réseau I_p-V_p *(idéal)* d'un tube triode monté en amplificateur de puissance, classe A , sur lequel le point de repos est fixé.



1°) - Calculer graphiquement les constantes K, ρ, S de ce tube.

2°) - En adoptant une charge optimum égale à la résistance interne du tube, tracer la droite de charge du montage.

3°) - Calculer la puissance modulée et le rendement du tube pour une tension d'attaque vg = 20 volts maxima.

PROBLEME N° 55. -

On veut, pour sonoriser une salle, disposer d'une puissance utile de 7,5 watts dans la bobine mobile d'un haut parleur. Le tube alimentant cette bobine fonctionnera en classe A de manière à éviter au maximum la distorsion d'amplitude. Le transformateur d'adaptation du haut parleur a un rendement de 75 %.

Le tube est une pentode dont on connait :
- la pente S = 5 mA/V et
- la tension plaque au repos V_{po} = 500 volts.

Ses caractéristiques, dans leurs parties rectilignes sont représentables par l'équation :

$$ip = S\,vg + I_o$$

avec : ip - courant instantané de plaque,
vg - tension instantanée de grille,
I_o - constante - 135 milliampères.

On admet que l'amplitude de la tension plaque basse fréquence ne doit pas dépasser 400 volts.

1°) - Quelle doit être la valeur de la charge de plaque, pour qu'on puisse obtenir 7,5 watts modulés dans ces conditions.

2°) - En admettant que pour les fréquences considérées, la bobine mobile du haut parleur soit assimilable à une résistance de 20 ohms, quel sera le rapport de transformation du transformateur d'adaptation.

3°) - La polarisation du tube étant -15 volts, quel est le rendement anodique de l'étage étudié.

4°) - Quelle excitation doit-on appliquer sur la grille pour obtenir la puissance demandée.

PROBLEME N° 56. -

Sur le réseau I_p-V_p du tube UL41 tracé pour une tension écran de 100 volts, on fixe un point de repos pour V_{go} = - 8 volts, V_{po} = 155 volts.

Ce tube est employé en push-pull classe A B avec une charge de plaque à plaque $2Z_o$ = 6000 ohms.

1°) - Tracer la courbe de charge.

2°) - Tracer la caractéristique dynamique.

3°) - Calculer graphiquement la puissance modulée, le rendement de l'étage ainsi que la distorsion d'amplitude, si la tension d'attaque a une amplitude de 7 volts.

PROBLEME N° 57. -

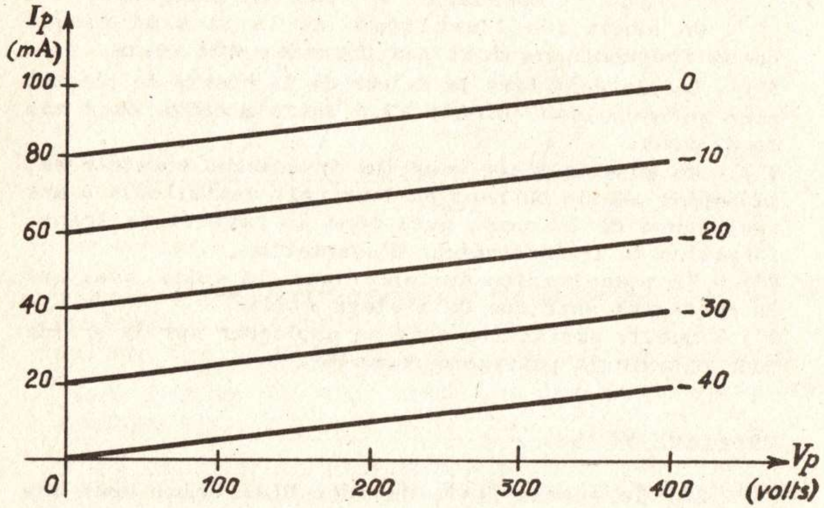
Sur le réseau I_p-V_p d'un tube EL41 relevé pour une tension écran de 250 volts, placer le point de repos pour V_{po} = 250 volts et V_{go} = 7 volts.

Tracer la droite de charge pour une impédance optimum de 7000 ohms.

Calculer graphiquement la puissance modulée, les taux de distorsion par harmoniques deux et trois et le rendement anodique de l'étage, pour une tension d'attaque vg = 5 volts maxima.

PROBLEME N° 58. -

Etant donné le réseau I_p-V_p d'un tube pentode utilisé en classe A B (push-pull). On fixe le point de repos : V_{po} = 200 volts, V_{go} = - 30 volts.



La charge optimum de plaque à plaque $2Z_o$ = 8000 ohms

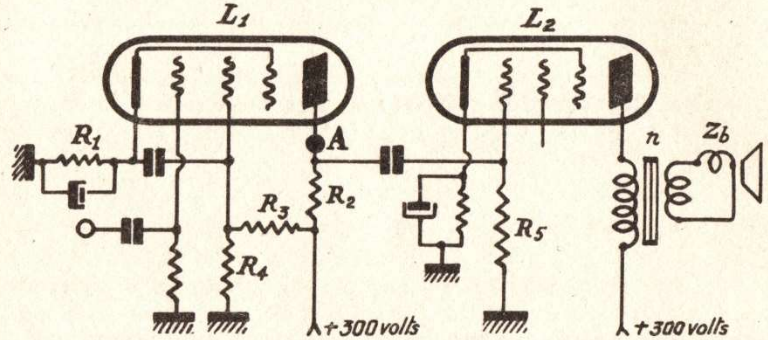
1°) - Tracer la courbe de charge.

2°) - En déduire la caractéristique dynamique.

3°) - Calculer la puissance modulée et le rendement anodique du tube, pour une tension d'attaque vg = 30 V maxima.

4°) - Si la tension d'attaque tombe à 10 volts maxima, que devient la puissance modulée. Quelle remarque y a-t-il lieu de faire au sujet de ce dernier calcul.

PROBLEME N° 59. -



Cet amplificateur B.F. utilise 2 tubes pentodes : Pente de L_1 = 2 mA/V, pente de L_2 = 9 mA/V.

On connait R_1 = 1000 ohms R_2 = R_3 = R_4 = 100 000 ohms
R_5 = 400 000 ohms

Un voltmètre branché aux bornes de R_1 indique 3 V.

Un milliampèremètre inséré au point A indique 2 milliampères.

1°) - Calculer les puissances dissipées dans les ré - sistances R_1, R_2, R_3, R_4.

2°) - On applique à l'entrée de l'amplificateur une tension B.F. vg = 0,01 volt efficace. Calculer la puissance modulée dans la bobine mobile dont l'impédance Z_B = 2 ohms.

N.B. - Le rapport du transformateur de sortie $n = \frac{1}{60}$.

A la fréquence considérée, on peut négliger l'influence des capacités.

VI. - La Contre-Réaction

REVISION SUR LES AMPLIFICATEURS BASSE-FREQUENCE

BIBLIOGRAPHIE : Théorie et pratique de la Radioélectricité par L. CHRETIEN
Tome II pp. 254 à 260
Tome III pp. 348 à 362
L'emploi des tubes électroniques par R. ASCHEN et L. BOE
Tome I pp. 108 à 115
Tome III pp. 162 à 168

PROBLEME N° 60. -

Les constantes d'un tube pentode sont $K = 400$
$\rho = 600\ 000$ ohms

Le point de repos est défini par :
$V_{po} = 100$ volts, $I_{po} = 0{,}5$ mA, $V_{go} = -4$ volts,
$Vé_o = 75$ V, $Ié = 0{,}3$ mA.

1°) - Etablir à l'aide de ce tube le schéma d'un amplificateur B.F. donnant un gain en tension $G = 100$.

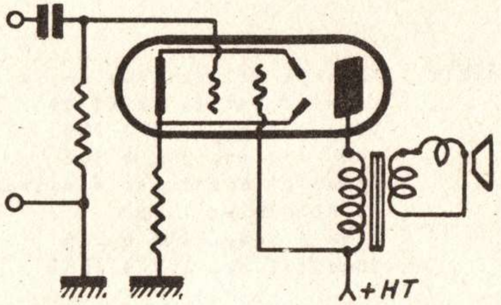
2°) - Calculer tous les éléments du montage.

3°) - Tracer les droites de charge en continu et en alternatif.

4°) - Que devient le gain si on supprime le condensateur découplant la résistance de cathode ?

N.B. - La source d'alimentation donne 300 V de haute tension.

PROBLEME N° 61. -



Les constantes du tube de puissance sont : $K = 200$
$\rho = 50\ 000$ ohms.

Les tensions et courants d'alimentation sont :

$Vp_o = 250$ volts $\qquad Ié = 5$ milliampères

$Ip_o = 50$ milliampères $\qquad Vg_o = -22$ volts.

1°) - A l'aide de ces données, calculer le taux de contre-réaction que subit le montage si la résistance de cathode n'est pas découplée.

2°) - Calculer la résistance interne apparente de l'étage de puissance.

PROBLEME N° 62. -

Le tube de puissance d'un amplificateur B.F. est une pentode de résistance interne 45 000 ohms et de pente 4,44 milliampères par volt chargée par une résistance pure de 5000 ohms. La polarisation doit être égale à - 5 volts, le courant cathodique étant 50 milliampères L'étage de puissance introduit, dans ces conditions une distorsion d'amplitude de 6 %.

On veut réduire le taux de distorsion à 2 % au moyen d'une contre-réaction d'intensité.

1°) - Quel taux de contre-réaction faut-il appliquer.

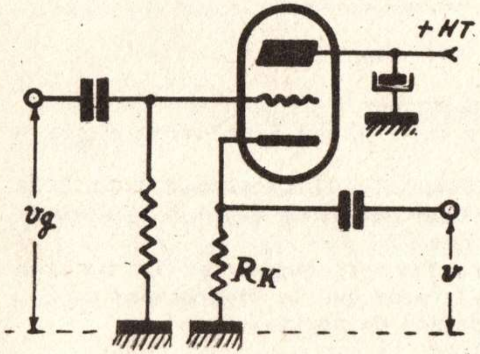
2°) - Indiquer le schéma de montage à réaliser avec les valeurs des différents éléments calculés.

3°) - Déterminer l'augmentation de résistance interne apportée par l'application de la contre-réaction.

(E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1948)

PROBLEME N° 63. -

Ce montage "cathode Follower" comprend un tube triode :



$K = 20$

$\rho = 15\ 000$ ohms

chargé par $Rk = 10\ 000$ ohms

Calculer :

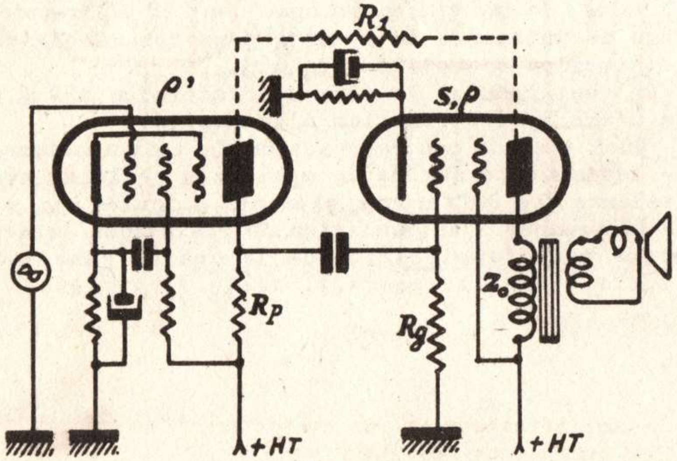
1°) - Le taux de contre réaction

2°) - La tension de sortie v si $vg = 10$ volts efficaces

3°) - La résistance interne apparente du montage

PROBLEME N° 64. -

Soit un amplificateur B.F. dont les éléments suivants sont connus :



ρ' = 400 000 ohms,	Rg = 400 000 ohms
ρ = 50 000 ohms.	Rp = 200 000 ohms
S = 4 mA/V	Zo = 5 000 ohms

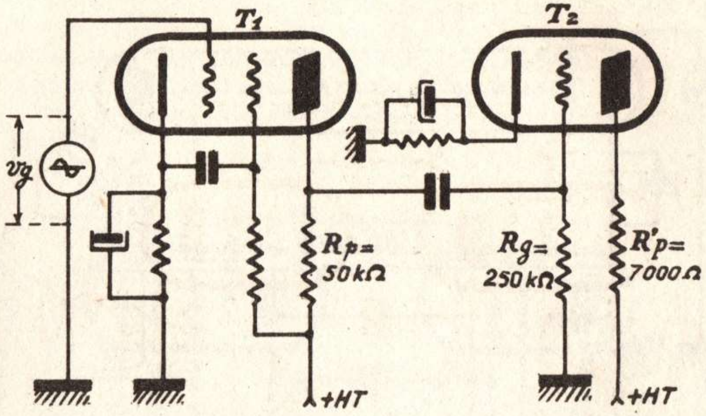
Calculer :

1°) - La valeur à donner à R_1 pour que la résistance interne fictive de l'étage final soit égale à 5000 ohms.

2°) - Ce que devient la distorsion d'amplitude si on avait, avant le branchement de R_1, 4 % d'harmonique 2 et 3 % d'harmonique 3.

3°) - De combien faut-il augmenter la tension d'attaque du tube final, pour que le branchement de R_1, ne réduise pas la puissance de sortie.

PROBLEME N° 65. -



Un amplificateur BF est constitué selon ce schéma. Les constantes des tubes sont :

pour T_1 : ρ = 80 kΩ, K = 120
pour T_2 : ρ' = 30 kΩ, K' = 80

On applique à l'entrée de l'amplificateur une tension efficace sinusoïdale vg = 0,1 volt.

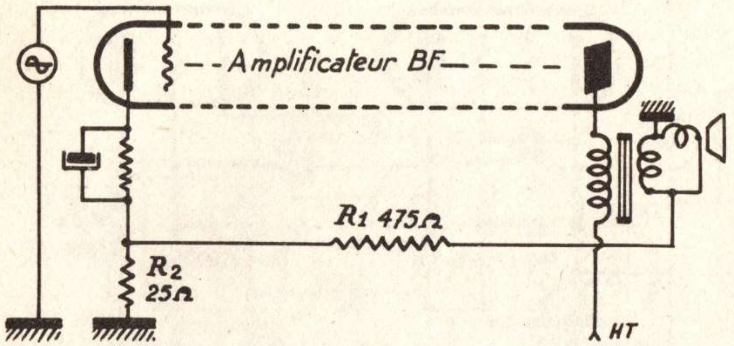
1°) - Calculer la tension efficace aux bornes de Rp, de $R'p$.

2°) - Calculer la puissance développée dans la charge $R'p$.

3°) - On réunit les anodes de T_1 et T_2 par une résistance de 250 000 ohms. Quelle sera la nouvelle tension obtenue aux bornes de $R'p$?

PROBLEME N° 66. -

On donne le schéma suivant :



Le gain en tension total de l'amplificateur est 240 sans contre-réaction.

Calculer :

1°) - le taux de contre-réaction.
2°) - l'efficacité de la contre-réaction.
3°) - la valeur du gain avec contre-réaction.
4°) - la valeur à donner à R_1 pour porter le taux de contre-réaction à 8 % si on maintient R_2 - 25 Ω.
5°) - la nouvelle valeur du gain avec 8 % de contre-réaction.

(E.C.T.S.F.E. Examen AT Radio Paris 1951)

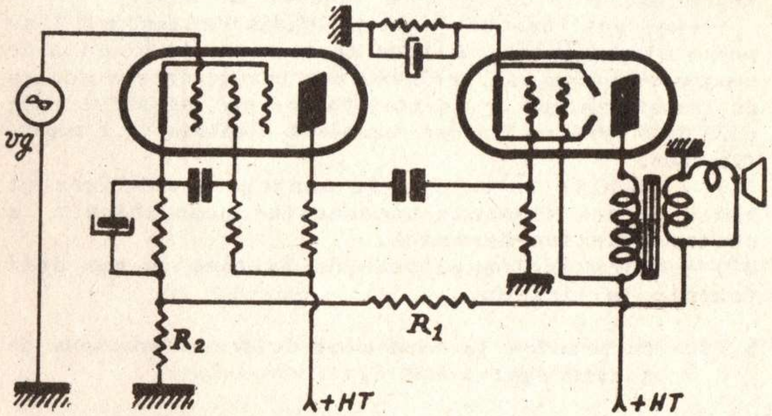
PROBLEME N° 67. -

On a un tube triode dont les constantes sont K - 20 et ρ - 12 000 ohms avec lequel on veut réaliser un déphaseur cathodyne donnant un gain G - 0,8 par charge.
1°) - Calculer les charges.
2°) - Indiquer le schéma à réaliser et calculer les éléments du montage sachant que la polarisation du tube doit être - 8 volts, que la haute tension est 250 volts et le courant plaque au repos : 5 milliampères

PROBLEME N° 68. -

Un amplificateur B.F. comprend une pentode de gain 180, une tétrode 6V6 chargée à la valeur optimum de 5000 ohms par un haut parleur électrodynamique dont la bobine mobile fait 20 ohms d'impédance.

On y adjoint une contre-réaction de tension suivant ce schéma :



Calculer :

1°) - R_1 et R_2 pour obtenir un taux de contre-réaction de 5 %.

2°) - La tension vg nécessaire à l'entrée de l'amplificateur pour obtenir le maximum de puissance de la tétrode 6V6, sachant qu'une tension de 12 volts d'amplitude est nécessaire sur sa grille de commande.

3°) - La puissance modulée dans la bobine mobile.

N.B. - On rappelle que pour le tube 6V6, ρ - 52 000 ohms et S - 4,1 mA/V. On assimilera les charges à des résistances et on supposera que le transformateur d'adaptation a un rendement de 100 %.

PROBLEME N° 69. - *(variante du problème N° 68)*

On donne, pour le tube 6V6 : ρ = 52 000 Ω
S = 4,1 mA/V
Charge optimum = 5000 ohms

Ce tube peut fournir 4,5 watts modulés avec 8 % de distorsion d'amplitude, la tension d'attaque étant égale à 12,5 volts maxima. Il équipe un amplificateur attaqué par un pick-up, suivi d'une pentode amplificatrice, donnant un gain en tension de 100.

On veut ramener le taux de distorsion à 2 % au moyen d'une contre-réaction de tension. La tension de contre-réaction est prélevée aux bornes du secondaire du transformateur de sortie, chargé par une résistance pure de 5 ohms ; elle est ramenée à l'entrée de l'amplificateur.

1°) - Etablir le schéma du montage à réaliser et calculer les éléments nécessaires pour obtenir la contre-réaction demandée.

2°) - Calculer l'amplitude de la tension que doit fournir le pick-up.

N.B. - On prendra le rendement du transformateur de sortie égal à 100 %.

PROBLEME N° 70. -

Etant donné un tube 6Q7 monté en déphaseur cathodyne avec des charges de 2500 ohms, calculer le gain en tension du montage.

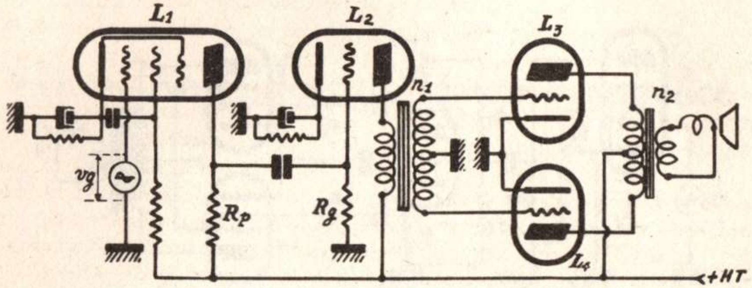
Quelles charges faut-il employer pour porter ce "gain" à 0,9 ?

On fera un schéma du montage cathodyne.

N.B. - Tube 6Q7 : pente = 1,2 mA/V
Résistance interne : 55 000 Ω.

PROBLEME N° 71. -

Soit l'amplificateur basse fréquence suivant :



La tension efficace d'attaque vg = 0,05 volt

Tube L_1 : pente = 1 milliampère par volt, charge Rp = 50 000 ohms.

Tube L_2 : K = 20, Rg = 75 000 ohms, chargé par un transformateur dont le rapport n_1 = 3

Tubes L_3 et L_4 : Push pull classe A de tubes AD1
K = 4, ρ = 670 ohms, charge optimum de plaque à plaque : 2Zo = 4000 ohms.

Transformateur de sortie : rapport $n_2 = \dfrac{1}{20}$

Calculer :

1°) - Le gain en tension total de l'amplificateur

2°) - La puissance modulée dans la bobine mobile

3°) - On applique une contre-réaction de tension de la bobine mobile au circuit grille-cathode du tube L_2. Que devient la puissance modulée si le taux de contre-réaction r = 5 %.

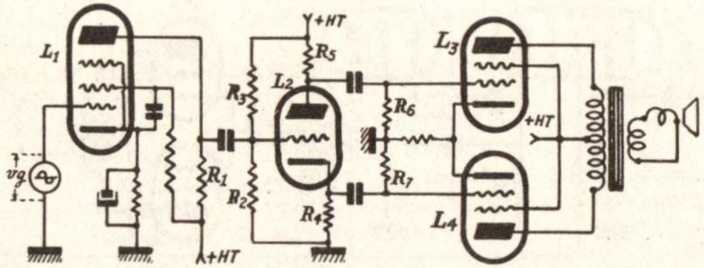
4°) - Quelle modification faut-il faire subir au premier étage pour que la puissance modulée ne soit pas modifiée par la contre-réaction.

N.B. - Le rendement du transformateur de sortie sera supposé égal à 100 %.

(E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1950)

PROBLEME N° 72. -

Soit l'amplificateur basse fréquence suivant :



Les éléments suivants sont connus : $R_1 = R_2 =$ 100 000 ohms, $R_3 = 2$ mégohms, $R_4 = R_5 = 10\ 000$ ohms, $R_6 = R_7 = 500\ 000$ ohms.

Les constantes des tubes sont :

	L_1	L_2	L_3 et L_4
Résistance interne	1 mégohm	30000 ohms	45000 ohms
Coefficient d'amplification	2000	25	200

On donne enfin : impédance de charge optimum = 10 000 ohms de plaque à plaque, impédance de la bobine mobile = 4 ohms, tension d'attaque vg = 0,15 volt maximum.

Calculer :

1°) - La puissance modulée dans la bobine mobile.

2°) - Ce que devient cette puissance si on applique à l'ensemble de l'amplificateur une contre-réaction de tension de 2 % (tension prélevée aux bornes de la bobine mobile et ramenée dans le circuit grille-cathode du tube L_1)

N.B. - On négligera l'influence des capacités - On supposera un transformateur de sortie parfait - Le push pull fonctionne en classe A.

(E.C.T.S.F.E. Examen AT. Radio Paris 1949)

VII. - Amplification Haute-Fréquence

- COUPLAGES D'ANTENNE -

BIBLIOGRAPHIE : Théorie et pratique de la radioélectricité par L. CHRETIEN Tome II p. 263 à 276
Tome III p. 188 à 195
et 200 à 210
L'emploi des tubes électroniques par R. ASCHEN
Tome I p. 62 à 82
Tome II p. 23 à 32
et 73 à 89

Avant de traiter ces problèmes, il sera bon de faire une révision sur l'étude des circuits.

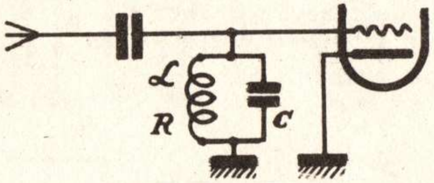
PROBLEME N° 73. -

Un circuit est accordé sur λ = 600 mètres. Il se compose d'une inductance de 180 microhenrys. Le coefficient Q = 200.

Calculer :

1°) - La capacité d'accord de ce circuit et sa résistance en haute fréquence.

2°) - La valeur de la capacité de couplage à placer entre ce circuit et l'antenne pour obtenir un gain en tension égal à 10.



PROBLEME N° 74. -

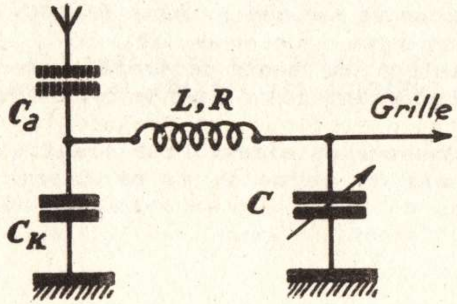
Un circuit d'accord est destiné à recevoir une gamme "Grandes Ondes" s'étendant de 150 à 300 kilohertz. Le condensateur variable employé a une capacité maximum totale de 460 picofarads.

1°) - Calculer la bobine d'accord et la capacité minimum du condensateur variable.

2°) - On couple ce circuit à l'antenne, dont la capacité est 200 picofarads, par un montage "Hazeltine", en utilisant une capacité de couplage de 2000 picofarads.

Calculer le gain du circuit d'entrée si le coefficient de surtension du circuit d'accord est égal à 100.

3°) - Calculer les nouvelles fréquences extrêmes de la gamme, avec couplage "Hazeltine".



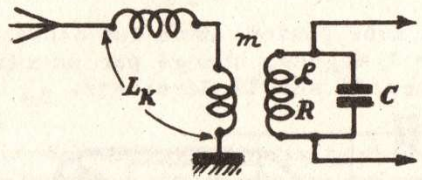
PROBLEME N° 75. -

Dans un récepteur destiné à recevoir une fréquence unique de 10 mégahertz, on réalise un couplage d'antenne "Bourne à haute inductance". Le circuit d'antenne s'accorde sur 8 mégahertz; il est constitué par une inductance de 16 microhenrys.

On couple la moitié des spires de cette inductance à la bobine d'accord. L'induction mutuelle m = 4,5 microhenrys et le coefficient de couplage k = 0,5.

Si on veut obtenir de cet ensemble un gain en tension de 39, quelle doit être le coefficient de surtension du circuit d'accord.

Calculer la valeur des éléments L, R, C du circuit d'accord.



PROBLEME N° 76. -

Un tube amplificateur H.F. chargé par un circuit antirésonnant, composé d'une inductance de 100 microhenrys, accordée sur une longueur d'onde de 250 mètres, donne un gain en tension de 200.

Le tube a une pente de 4 milliampères par volt.

En supposant que la pente dynamique se confond avec la pente statique, on demande la résistance en haute fréquence du circuit oscillant.

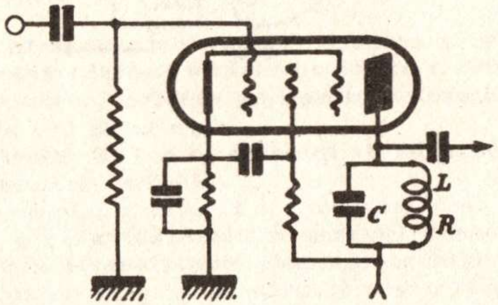
Donner la sélectivité de ce circuit pour un désaccord de 8 kilohertz.

PROBLEME N° 77. -

Un amplificateur haute fréquence est constitué par une pentode, de pente $S = 2$ milliampères par volt, chargée par un circuit antirésonnant. La mesure du gain en tension de l'étage donne $G = 200$.
1°) - Quelle est la résistance en haute fréquence de la bobine accordée sur 1000 kilohertz par un condensateur de 125 picofarads ?
2°) - Quel est le coefficient Q' du circuit monté dans le circuit anodique du tube ?
3°) - Le circuit *seul* a un coefficient $Q = 150$. Calculer la résistance interne du tube pentode.

PROBLEME N° 78. -

Soit un tube pentode dont les constantes sont : $K = 2000$ $\rho = 1$ mégohm, chargé par un circuit antirésonnant accordé sur 10 mégahertz.



L'inductance de 10 microhenrys a un coefficient $Q = 100$.
Calculer :
1°) - La capacité d'accord et la résistance en haute fréquence de la bobine.
2°) - Le gain en tension de l'étage.
3°) - La sélectivité de l'étage pour un désaccord de 1 mégahertz.
4°) - Que faut-il faire pour que la sélectivité de cet étage devienne égale à - 20 décibels (pour le même désaccord).

E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1950

PROBLEME N° 79.

On veut réaliser un étage amplificateur haute fréquence chargé par un circuit antirésonnant, à l'aide d'une pentode de pente $S = 1$ milliampère par volt.
Les résultats à obtenir sont :
Accord sur 10 mégahertz.
Bande passante à - 3 décibels : 100 kilohertz
Gain en tension : 80
Calculer :
1°) - Les éléments du circuit antirésonnant (L, R, C)
2°) - La bande passante à - 6 décibels.

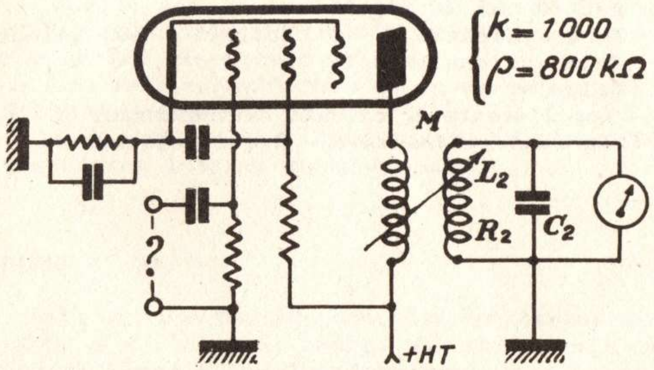
PROBLEME N° 80. -

On veut réaliser un amplificateur haute fréquence chargé par circuits antirésonnants couvrant une gamme de fréquences comprises entre 500 kilohertz et 1500 kilohertz.
Le gain en tension sur la fréquence la moins favorisée doit être égal à 2500.
Calculer :
1°) - Le nombre d'étages nécessaires,
2°) - Le gain en tension obtenu sur la fréquence la plus favorisée,
3°) - Dire pour quelle fréquence la sélectivité de l'amplificateur sera maximum,
On supposera :
a. Que la capacité maximum des condensateurs variables d'accord est égale à 1000 picofarads.
b. Que les constantes des tubes utilisés sont : $K = 100$
$\rho = 100\,000$ ohms
c. Que la résistance en haute fréquence des bobines est égale à 0,5 ohm sur 500 kilohertz et 1,5 ohm sur 1500 kilohertz.
d. Que les résistances de fuite de grille sont égales à 200 000 ohms.

(E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1947)

PROBLEME N° 81. -

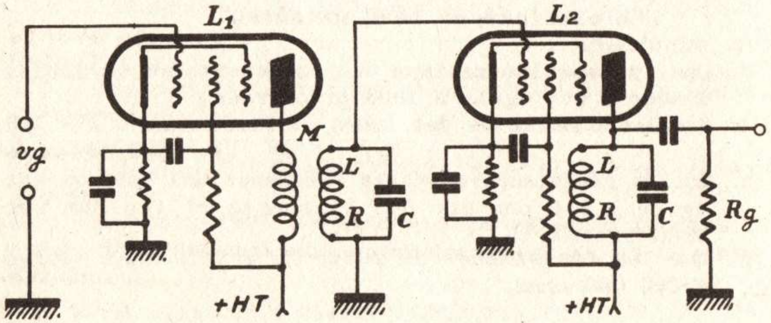
Calculer la tension que l'on doit appliquer à l'entrée de cet étage amplificateur de tension si on veut que le voltmètre à lampe de sortie indique 5 volts.



On connaît L_2 = 25 μH, R_2 = 17 ohms, m = 20 μH ainsi que la fréquence d'accord du secondaire qui est 4 mégahertz.

PROBLEME N° 82. -

Soit l'amplificateur H.F. suivant accordé sur 1,5 mégahertz :



On connait m = 100 microhenrys, L = 50 microhenrys, R = 2 ohms, Rg = 30 000 ohms.
Tube L_1 : K = 400, ρ = 450 000 ohms
Tube L_2 : S = 2 milliampères par volt

Calculer la tension de sortie recueillie aux bornes de Rg si vg = 100 microvolts efficaces.

(E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1951)

PROBLEME N° 83. -

On considère un tube amplificateur haute fréquence dont l'anode est refroidie par circulation d'eau. La source de tension anodique débite en fonctionnement 2 ampères sous une tension de 10 000 volts. Le refroidissement s'effectue dans les conditions suivantes : température de l'eau à l'entrée du tube : 15 °C, à la sortie : 19 °C; débit : 15 litres à la minute.

Le tube est chargé par un circuit antirésonnant accordé composé d'une inductance de 350 microhenrys et d'une capacité de 5000 picofarads.

L'intensité efficace dans le circuit anodique est 1,26 ampères.

Calculer :

1°) - Le rendement anodique du tube de puissance. Discuter le résultat.

2°) - L'impédance de charge du tube.

3°) - La résistance ohmique de l'inductance.

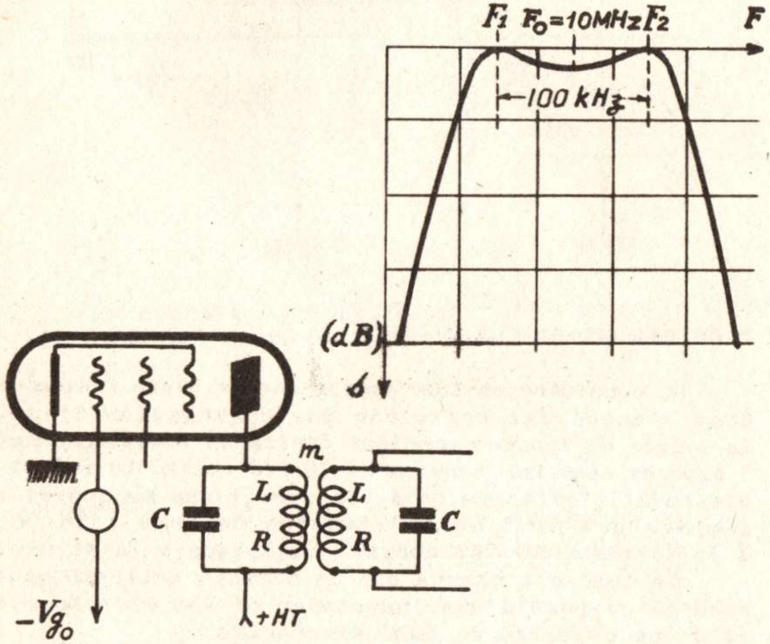
(P.T.T. Bordeaux, 1934 et E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1950)

PROBLEME N° 84. -

Pour réaliser un étage amplificateur moyenne fréquence travaillant sur 10 mégahertz, on utilise un tube pentode de pente $S = 2{,}5$ mA/V et un transformateur à primaire et secondaire accordés.

Les circuits primaire et secondaire sont identiques.

On a $L = 50$ microhenrys, $R = 2\pi$ ohms et $m = 5$ microhenrys.



On veut obtenir une courbe de réponse donnant un écart de 100 kilohertz entre deux maxima correspondant aux fréquences F_1 et F_2.
Calculer :
1°) - Le coefficient de couplage et l'indice de couplage entre les circuits.
2°) - La valeur des capacités d'accord.
3°) - La valeur des résistances d'amortissement (si elles sont nécessaires).
4°) - La gain en tension de l'étage,
5°) - La bande passante à - 6 décibels.

VIII. - Les Montages Détecteurs Montages Oscillateur et Changeur de Fréquence La Monocommande

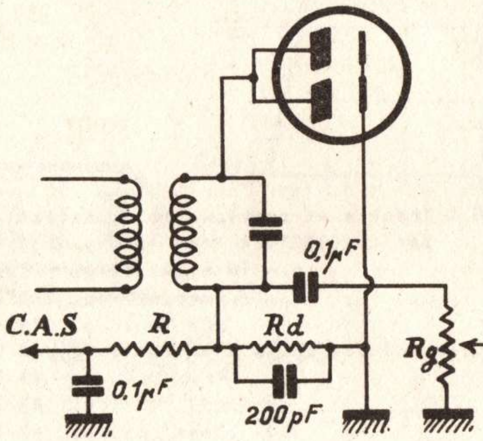
BIBLIOGRAPHIE : Théorie et pratique de la Radioélectricité par L. CHRETIEN Tome II p. 132 à 148, p. 278 à 307 et p. 325 à 359. Tome III p. 210 à 216 et p. 279 à 305.
L'emploi des tubes électroniques par R. ASCHEN Tome I p. 46 à 52 et p. 83 à 92 Tome II p. 48 à 72.

PROBLEME N° 85. -

On veut détecter un signal basse fréquence à 10 000 hertz modulant un courant haute fréquence à 150 kilohertz. Quelle constante de temps est-il convenable de choisir pour le circuit de détection ? On justifiera le choix des éléments (résistance et capacité)

PROBLEME N° 86. -

Le montage détecteur série suivant est chargé par les éléments *Rd* = 200 000 ohms
Rg = 1 mégohm
R = 500 000 ohms.

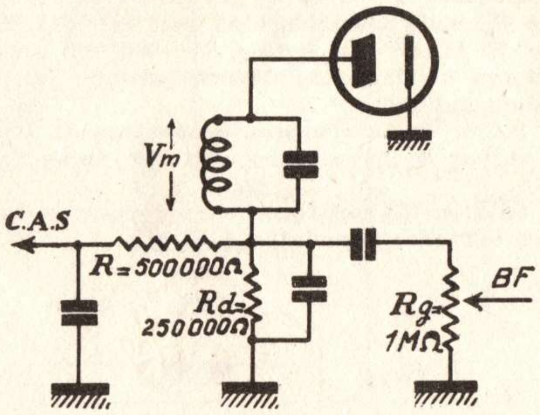


Calculer :

1°) - La résistance d'amortissement équivalente au montage détecteur diode.
2°) - Le taux limite de modulation qu'il est possible de recevoir sans distorsion de détection.
3°) - Faire un nouveau schéma dans lequel le montage C.A.S. sera différé.
4°) - La détection parallèle du C.A.S. étant chargée par une résistance de 1 mégohm, calculer la nouvelle valeur de la résistance d'amortissement et le nouveau taux limite de modulation. (Les valeurs des autres éléments *R*, *Rd*, *Rg* sont inchangées).

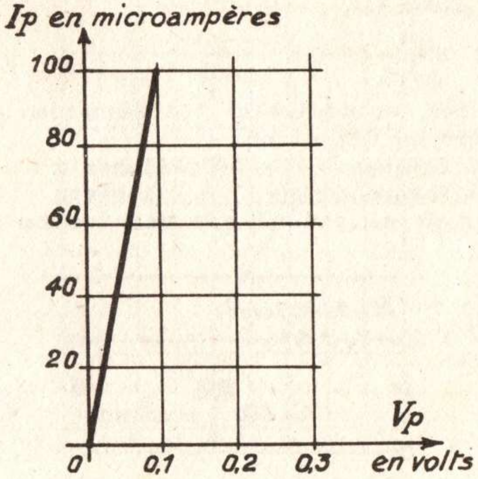
PROBLEME N° 87. -

Soit la caractéristique statique idéale d'un tube diode monté en détecteur série suivant ce schéma :



Calculer graphiquement la tension continue et la tension basse fréquence recueillies aux bornes de *Rd* si la tension *Vm* = 3 volts efficaces, modulés à 33 %.

Calculer à partir de quelle valeur du taux de modulation, apparaîtra la distorsion de détection.



PROBLEME N° 88. -

On utilise un tube 6H6 en détecteur diode série, chargé par une résistance *Rd* = 250 000 ohms. Au point de vue basse fréquence, cette résistance est shuntée par la résistance de fuite de grille du tube amplificateur BF : *Rg* = 500 000 ohms et par la résistance du filtre de la ligne antifading *R* = 500 000 ohms.

Dans ces conditions, déterminer sur les courbes *Ip* – *Vp* de tube 6H6 :

1°) - La valeur de la composante continue de détection.

2°) - La valeur de la tension efficace basse fréquence disponible.

NB. - La tension HF appliquée à la détection est égale à 15 volts efficaces, modulée à 33 %.

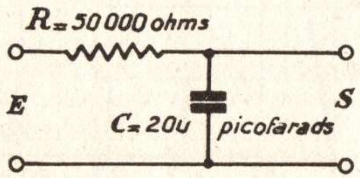
PROBLEME N° 89. -

Calculer (en décibels) l'atténuation en tension de ce filtre de détection.

1°) - A la fréquence *F* = 500 kilohertz

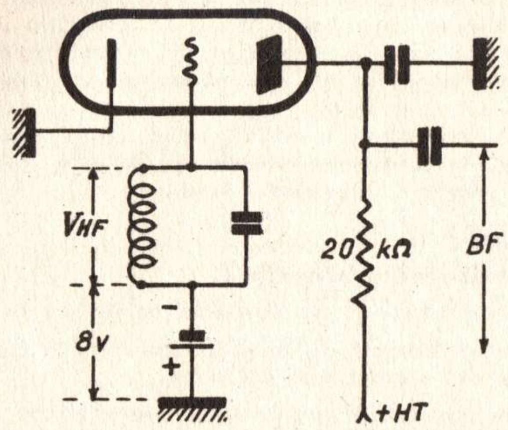
2°) - A la fréquence *F'* = 5 kilohertz

Tirer de ce calcul une conclusion pratique.



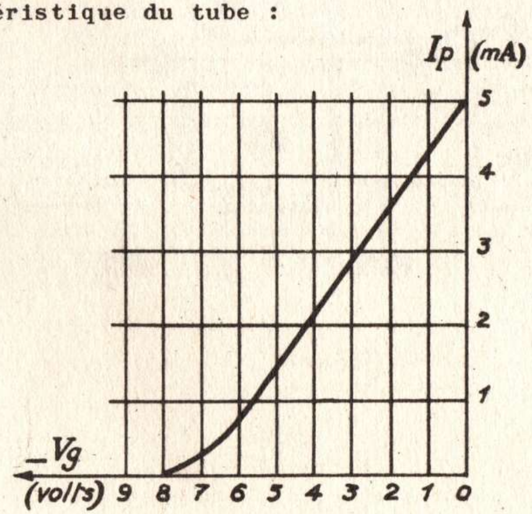
PROBLEME N° 90. -

Soit le montage "détection plaque" suivant :



Connaissant la caractéristique dynamique *Ip*–*Vg* de ce tube et sachant que la tension HF d'entrée a une amplitude de 4 volts (modulée à 30 %), calculer graphiquement la valeur efficace de la tension BF de sortie.

Caractéristique du tube :



PROBLEME N° 91 -

Dans un récepteur ondes courtes, la fréquence de conversion est 4 mégahertz. La liaison entre les étages est faite au moyen de circuits antirésonnants.

Aux bornes de l'un d'eux, la tension efficace recueillie est égale à 14 volts. Ce circuit est composé d'une inductance de 50 microhenrys, de résistance 2,5 ohms.

Si on applique à ce circuit une fréquence de 4 005 kilohertz, sans retoucher à l'accord, la tension recueillie tombe à 10 volts.

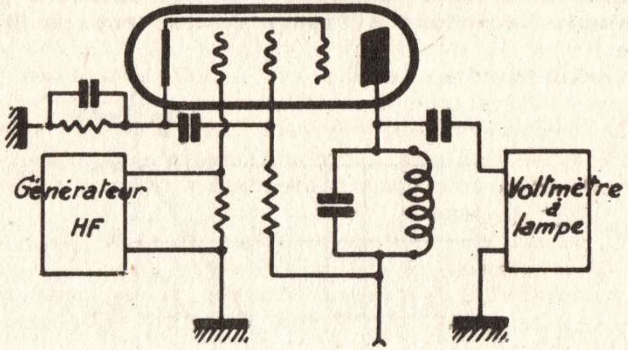
Calculer :

1°) - La capacité d'accord.

2°) - Le coefficient de surtension du circuit seul

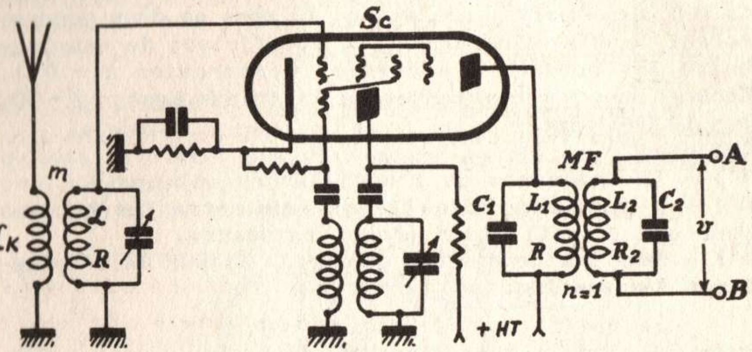
3°) - Le coefficient de surtension du circuit monté dans le circuit anodique du tube.

4°) - Si on considère que la différence entre ces deux coefficients est due à l'amortissement apporté par le tube, calculer la résistance interne de ce tube.



PROBLEME N° 92. -

On a le schéma suivant :



Le circuit d'entrée est un "Bourne à haute inductance". La bobine L_k = 4 millihenrys s'accorde sur 400 kilohertz. Elle est couplée au circuit d'accord; l'induction mutuelle m = 300 microhenrys. La gamme couverte va de 500 à 1500 kilohertz. L'inductance d'accord L = 180 microhenrys a une résistance de 3,2 ohms à 500 kilohertz et 10,8 ohms à 1500 kilohertz.

Le transformateur moyenne fréquence est accordé sur 472 kilohertz par des condensateurs C_1 = C_2 = 200 picofarads. Les inductances identiques ont une résistance R_1 = R_2 = 14 ohms.

Si on est au couplage critique et si le tube a une pente de conversion de 0,5 milliampère par volt, quelle est la sensibilité *minimum* du récepteur pour avoir entre les bornes A et B une tension efficace v = 65 millivolts.

PROBLEME N° 93. -

Un tube triode est monté en oscillateur avec circuit oscillant dans l'anode et bobine d'entretien dans le circuit grille.

Le circuit oscillant se compose d'une inductance de 500 microhenrys, résistance 10 ohms et d'un condensateur de 1000 picofarads. Le coefficient de couplage entre les bobines d'accord et d'entretien $k = 0{,}1$. Sachant que les constantes de la triode sont : $K = 30$, $\rho = 10\ 000$ ohms,

Calculer :

1°) - La fréquence de l'oscillation obtenue.

2°) - L'induction mutuelle minimum entre les bobines pour que l'oscillation prenne naissance.

3°) - Dans ces conditions donner la valeur de l'inductance d'entretien.

PROBLEME N° 94. -

L'inductance oscillatrice d'un étage convertisseur avec moyenne fréquence de 455 kilohertz est $L_H = 90$ microhenrys.

Le changement de fréquence comporte deux condensateurs variables *séparés*, à variation *linéaire de capacité*.

Sur le cadran gradué de 0 à 180°, la capacité varie de 50 à 800 picofarads.

1°) - On reçoit une émission sur $\lambda = 270$ mètres, la fréquence de l'oscillateur étant supérieure à celle de l'émission. On demande sur *quelle division* du condensateur variable oscillateur, cette émission sera reçue.

2°) - Sur quelle autre division de ce même condensateur est-il possible d'entendre la même émission.

(E.C.T.S.F.E. Examen A.T. Radio Paris 1951)

PROBLEME N° 95. -

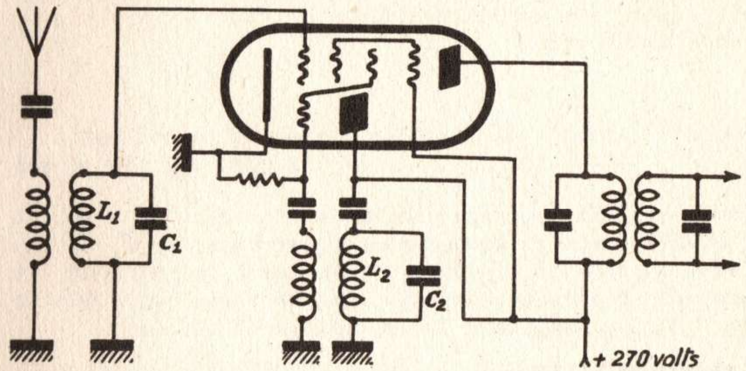
L'étage changeur de fréquence d'un récepteur est équipé d'un tube 6E8 dont les caractéristiques sont :

Partie Hexode : $V_{po} = 250$ volts, $V_é = 100$ volts,
$I_é = 3$ mA, $I_{po} = 2{,}3$ mA,
$V_{go} = 2$ volts

Partie Triode : $V_{po} = 150$ volts, $I_{po} = 3{,}3$ mA.

Le schéma adopté est celui de la figure ci-dessous, où ont été omis les condensateurs de découplage et les résistances.

La haute tension est égale à 270 volts.



1ère Partie -

1°) - Compléter le schéma.

2°) - Calculer les valeurs de toutes les résistances qu'il faut ajouter au schéma initial. (On alimentera l'écran par un pont dont la consommation propre sera égale à 2 fois l'intensité d'écran).

2ème Partie -

Les inductances L_1 et L_2 sont égales à 125 microhenrys et leur capacité résiduelle est de 50 picofarads.

1°) - Calculer la valeur du condensateur C_1 pour accorder le circuit sur 1 mégahertz.

2°) - Si $C_2 = C_1$, calculer la valeur du condensateur à placer en parallèle sur C_2 pour obtenir une moyenne fréquence égale à 500 kilohertz.

3°) - On veut aussi obtenir une moyenne fréquence de 500 kilohertz en plaçant un condensateur en série avec C_2. Calculer la valeur à donner à ce condensateur.

PROBLEME N° 96. -

Un récepteur est destiné à capter une fréquence fixe de 52 mégahertz.

On veut utiliser un double changement de fréquence, avec un seul oscillateur local, pour obtenir finalement une moyenne fréquence MF_2 = 455 kilohertz.

Calculer :

1°) - La fréquence que doit fournir l'oscillateur local (F_2).

2°) - La valeur de la première fréquence intermédiaire (MF_1).

PROBLEME N° 97 -

Soit un bloc d'accord convenablement calculé pour couvrir une gamme de fréquences comprise entre 540 et 1500 kilohertz et comprenant une inductance L_A = 180 microhenrys.

Les fréquences d'alignement sont 574, 904 et 1400 kilohertz. Le circuit oscillateur et le circuit d'accord sont supposés alignés sur 904 kilohertz. Si la MF à obtenir est 472 kilohertz, calculer :

1°) - L'inductance oscillatrice,

2°) - Le "Trimmer",

3°) - Le "Padding".

N.B. - On fera un calcul simplifié en négligeant les capacités résiduelles ou parasites.

On vérifiera si la présence du trimmer et du padding ne modifient pas l'accord au milieu de la gamme.

IX. - Compléments

Les trois derniers problèmes, hors série, traitent des sujets suivants :

N° 98 - Problème classique de mesures : transformation d'un galvanomètre en ampèremètre ou en voltmètre.

N° 99 - Projet d'un ohmmètre à pile à lecture directe.

N° 100 - Influence du taux d'harmonique et de son rang sur la forme d'un signal sinusoïdal.

BIBLIOGRAPHIE : Pour les problèmes N° 98 et 99, voir Théorie et Pratique de la Radioélectricité par L.CHRETIEN Tome III chapitre "Mesures" pp. 9 à 70

PROBLEME N° 98. -

Un galvanomètre à cadre mobile est gradué de 0 à 500 microampères. Pour mesurer le courant anodique d'un tube ce galvanomètre a été shunté par 40 ohms. La déviation totale est alors obtenue pour 3 milliampères.
1°) - Quelle est la résistance du cadre.
2°) - Quelle est la sensibilité de l'appareil.
3°) - Quelle transformation faudrait-il faire pour pouvoir mesurer une tension de 15 volts avec cet appareil.

PROBLEME N° 99. -

On veut réaliser un ohmmètre à lecture directe avec rhéostat de tarage en série, à l'aide d'un microampèremètre qui dévie totalement pour 500 microampères. La source à utiliser est une pile de force électromotrice E = 3 volts et de résistance interne négligeable lorsqu'elle est neuve.
1°) - Etablir le schéma de l'ohmmètre qui doit comporter deux sensibilités : 0 à 100 $k\Omega$ et 0 à 5 $k\Omega$.
2°) - Calculer tous les éléments du montage (tarage, shunts, etc...)
3°) - Calculer et établir le schéma de la graduation en ohmmètre, sachant qu'en microampèromètre, l'appareil comporte 100 divisions.
(On calculera seulement 4 ou 5 points de cette graduation).

PROBLEME N° 100. -

Montrer la distorsion subie par un signal sinusoïdal auquel vient s'ajouter un certain taux d'harmonique deux ou trois. Pour cela :
1°) - Tracer sur un même graphique les sinusoïdes

$$I_1 = 0{,}02 \sin \omega t$$

$$\text{et } I_2 = 0{,}006 \sin \left(2\,\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

2°) - Tracer la courbe résultante $I_1 + I_2$
3°) - Tracer sur un même graphique les sinusoïdes

$$I_1 = 0{,}02 \sin \omega t$$

$$\text{et } I_3 = 0{,}006 \sin 3\,\omega t$$

4°) - Tracer la courbe résultante $I_1 + I_3$
Echelles : en ordonnée 1 mm pour 1 milliampère

en abscisse 20 mm pour $\frac{\pi}{2}$ radians.

I - ETUDE DES CIRCUITS

SOLUTION DU PROBLEME N° 1, page 6. -

1°) - De la formule de la sélectivité

$$s = \sqrt{1 + 4\,Q^2 x^2}$$

on tire

$$Q = \frac{\sqrt{s^2 - 1}}{2x}$$

Par définition

$$20 \log s = 6 \text{ dB}$$

D'où :

$$\log s = 0{,}3 \quad \text{et}$$
$$s = 2$$

2°) -

$$Q = \frac{\sqrt{4-1}}{2 \cdot \frac{1}{100}} \# \boxed{85}$$

Entre Q et α, on a la relation

$$\alpha = \frac{\omega}{2Q} = \frac{2\pi F}{2\,Q} = \frac{2\,\pi\, 10^6}{2 \cdot 85} \# \; 37\ 000 \; T^{-1}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 2, page 6. -

1°) - Impédance du circuit :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

$$Z = \sqrt{166^2 + \left[10^7 \cdot 5 \cdot 10^{-5} - \frac{1}{4 \cdot 10^{-10} \cdot 10^7}\right]^2}$$

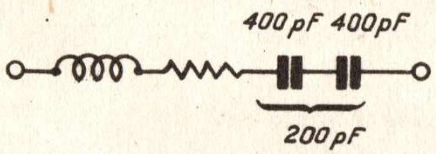
$$Z = \sqrt{27556 + 62500} \;\#\; \boxed{300 \text{ ohms}}$$

2°) - Capacité d'accord :

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{5.10^{-5}.10^{14}} = 2.10^{-10} \text{ farads}$$

soit 200 picofarads

Cette capacité sera obtenue en branchant un condensateur de $\boxed{\text{400 picofarads}}$ en série avec le premier.



3°) - Sélectivité

$$S = \sqrt{1 + 4\,Q^2\left[\frac{\Delta\omega}{\omega}\right]^2}$$

avec

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{5.10^{-5}.\,10^{7}}{166} = 3$$

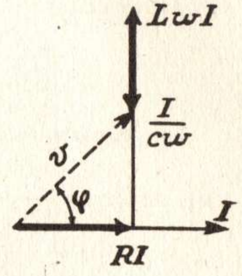
$$S = \sqrt{1 + 4.9.\frac{10^{8}}{10^{14}}} \;\#\; \boxed{1}$$

Ce circuit a une très faible sélectivité. Cela tient à la forte résistance (166 ohms) qui ne donne qu'un coefficient de surtension $Q = 3$.

SOLUTION DU PROBLEME N° 3, page 7. -

1°) - L'examen du diagramme vectoriel montre que

$$tg\varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$



Pour que

$\varphi = +\,45°$, il faut

$tg\varphi = 1$

$$1 = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \quad \text{d'où}$$

$$C = \frac{1}{\omega\,(L\omega - R)}$$

$$C = \frac{1}{10^{6}\,(2.10^{-4}.10^{6} - 10)} = 5260\,.\,10^{-12} \text{ F}$$

soit $\boxed{\text{5260 picofarads}}$

2°) - Pour que

$\varphi = -\,45°$ il faut

$tg\varphi = -\,1$

$$-\,1 = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \quad \text{d'où}$$

$$C = \frac{1}{\omega\,(L\omega + R)} = \boxed{\text{4760 picofarads}}$$

3°) - Pour que

$\varphi = 0$

il faut que le circuit soit en résonance, donc :

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{2.10^{-4}.10^{12}} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

soit $\boxed{5000 \text{ picofarads}}$

4°) - Le courant

$$I = \frac{v}{R} = \frac{1}{10} = \boxed{0,1 \text{ ampère efficace}}$$

La tension aux bornes de C

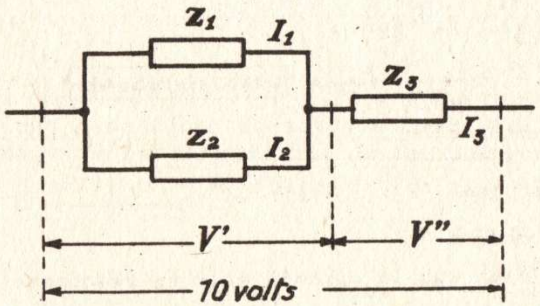
$$v_C = Qv = \frac{I}{C\omega} = \frac{0,1}{5.10^{-9}.10^{6}} = \boxed{20 \text{ volts efficaces}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 4, page 7. -

Lorsque les circuits sont assez complexes et comportent plus de 2 ou 3 éléments en série ou en parallèle, il est commode d'utiliser le calcul imaginaire qui permet de trouver les résultats bien plus rapidement que par le calcul vectoriel.

Le circuit suivant est composé de 3 impédances Z_1, Z_2 et Z_3 que l'on peut écrire sous la forme imaginaire :

$$Z_1 = 10 - 3j.$$
$$Z_2 = 5 + 10j.$$
$$Z_3 = 1 + 8j.$$



L'impédance équivalente à Z_1 et Z_2 en parallèle est :

$$Z' = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(10 - 3j)(5 + 10j)}{10 - 3j + 5 + 10j} = \frac{80 + 85j}{15 + 7j}$$

$$= \frac{(80 + 85j)(15 - 7j)}{(15 + 7j)(15 - 7j)}$$

$$Z' = \frac{1795 + 715j}{225 + 49} \# 6,5 + 2,6j$$

Impédance totale du circuit :

$$Z = Z' + Z_3 = (6,5 + 2,6j) + (1 + 8j)$$
$$= 7,5 + 10,6j$$

Valeur du courant I_3 :

$$I_3 = \frac{V}{Z} = \frac{10}{7,5 + 10,6j} = \frac{10(7,5 - 10,6j)}{(7,5)^2 + (10,6)^2}$$
$$= 0,44 - 0,63j$$

Valeur réelle :

$$I_3 = \sqrt{(0,44)^2 + (0,63)^2} \# 0,77 \text{ A}$$

soit $\boxed{770 \text{ milliampères}}$

La tension

$V'' = Z_3 I_3$, soit

$$V'' = (1 + 8j)(0,44 - 0,63j) = 5,48 + 2,89j$$

Valeur réelle :

$$V'' = \sqrt{(5,48)^2 + (2,89)^2} \# \boxed{6,19 \text{ volts}}$$

La tension

$V' = V - V''$ soit

$$V'' = 10 - (5{,}48 + 2{,}89j) = 4{,}52 - 2{,}89j$$

Valeur réelle :

$$V' = \sqrt{(4{,}52)^2 + (2{,}89)^2} \# \boxed{5{,}36 \text{ volts}}$$

Valeur du courant I_1 :

$$I_1 = \frac{V'}{Z_1} = \frac{4{,}52 - 2{,}89j}{10 - 3j} = \frac{(4{,}52 - 2{,}89j)(10 + 3j)}{(10 + 3j)(10 - 3j)}$$

$$I_1 = \frac{53{,}87 - 15{,}34j}{109} \# 0{,}5 - 0{,}14j$$

Valeur réelle :

$$I_1 = \sqrt{(0{,}5)^2 + (0{,}14)^2} \# 0{,}52 \text{ A}$$

soit $\boxed{520 \text{ milliampères}}$

Valeur du courant I_2 :

$$I_2 = I_3 - I_1 = (0{,}44 - 0{,}63j) - (0{,}5 - 0{,}14j)$$

$$= 0{,}06 - 0{,}49j$$

Valeur réelle :

$$I_2 = \sqrt{(0{,}06)^2 + (0{,}49)^2} \# 0{,}49 \text{ A}$$

soit $\boxed{490 \text{ milliampères}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 5, page 8. -

1°) - Le circuit ne comprend qu'une bobine résistante.

$$\theta = \frac{L}{R} = \frac{2.10^{-5}}{3} = \frac{20}{3} 10^{-6} \text{ secondes } \# \boxed{6{,}6 \text{ microsecondes}}$$

2°) - A l'accord : $LC\omega^2 = 1$

d'où $C = \dfrac{1}{L\omega^2} = \dfrac{1}{2.10^{-5}.4\pi^2.81.10^{12}}$

$$\# \ 15.10^{-12} \text{ farads soit } \boxed{15 \text{ picofarads}}$$

3°) - Avec C :

$$\theta = \frac{2L}{R'}$$

Il faut donc que

$$\frac{2L}{R'} = \frac{L}{R} \text{ soit}$$

$$R' = 2R$$

L'augmentation de résistance série doit être de 3 ohms ce qu'on peut obtenir en plaçant en parallèle sur le circuit une résistance

$$R_p = \frac{L}{C.(R' - R)} = \frac{L^2\omega^2}{R' - R}$$

$$R_p = \frac{4.10^{-10}.4\pi^2.81.10^{12}}{3} = \boxed{432000 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 6, page 8. -

1°) - Fréquence

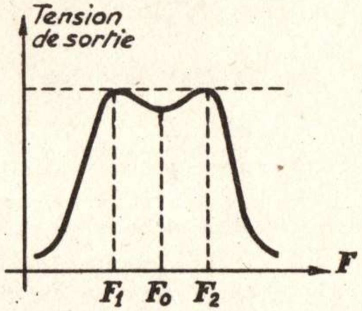
$$F = \frac{v}{\lambda} = \frac{3.10^5}{150} = 2000 \text{ kHz}$$

avec F en kHz,
v en km/s,
λ en m.

$$Q = \frac{\omega}{2\alpha} = \frac{2\pi F}{2\alpha} = \frac{\pi . 2 . 10^6}{25 . 10^3} = 80\,\pi \;\#\; \boxed{250}$$

$$k = \frac{n}{Q} = \frac{\sqrt{2}}{250} = \boxed{56 . 10^{-4}}$$

2°) - L'intervalle séparant les fréquences F_1 et F_2 soit :



$$F_2 - F_1 = \frac{F_0}{Q}\sqrt{n^2 - 1}$$

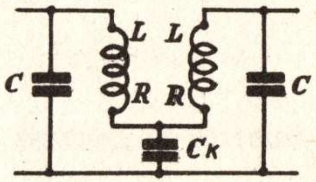
$$= \frac{F_0}{Q} \text{ puisque}$$

$$n = \sqrt{2}$$

$$= \frac{2 . 10^6}{250} = 8 . 10^3 \text{ Hz}$$

soit $\boxed{\text{8 kilohertz}}$

3°) - De la relation donnant le coefficient de couplage on tire :



$$C = k . C_k$$

$$C = 56 . 10^{-4} . 10^4$$

$$= \boxed{\text{56 picofarads}}$$

A l'accord

$L C \omega^2 = 1$, d'où

$$L = \frac{1}{C\omega^2} = \frac{1}{56 . 10^{-12} . 4\pi^2 . 4 . 10^{12}}$$

$$\# \; 110 . 10^{-6} \text{ henrys soit } \boxed{\text{110 microhenrys}}$$

De $Q = \dfrac{L\omega}{R}$, on tire

$$R = \frac{L\omega}{Q} = \frac{11 . 10^{-5} . 2\pi . 2 . 10^6}{250} \;\#\; \boxed{5{,}5 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 7, page 8. -

1°) - Avec couplage, l'inductance totale a pour valeur

$$L = L_1 + L_2 \pm 2m$$

D'après l'énoncé, puisque $L < L_1 + L_2$, c'est que les bobines sont placées en soustraction de flux, d'où

$$L = L_1 + L_2 - 2m \quad \text{et}$$

$$m = \frac{L_1 + L_2 - L}{2}$$

$$m = \frac{10 + 25 - 15}{2} = \boxed{\text{10 microhenrys}}$$

2°) - Coefficient de couplage

$$k = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

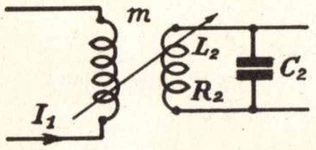
$$k = \frac{10}{\sqrt{10 . 25}} = \frac{10}{15{,}8} \;\#\; \boxed{0{,}63}$$

3°) - En inversant le sens d'enroulement d'une des bobines, nous aurons

$$L' = L_1 + L_2 + 2m$$

$$L' = 10 + 25 + 20 = \boxed{\text{55 microhenrys}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 8, page 9 . -



1°) - La force électromotrice induite dans le secondaire a pour valeur

$$e = m\,\omega\, I_1 \quad \text{avec}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$e = \frac{mI_1}{\sqrt{LC}} = \frac{5.10^{-5}.25.10^{-2}}{\sqrt{2.10^{-4}.5.10^{-10}}}$$

$$= \frac{125.10^{-7}}{10^{-7}\sqrt{10}} = \boxed{39{,}5 \text{ volts}}$$

2°) - Le secondaire étant accordé, la tension aux bornes de

$$C_2 = Vc_2 = Qe = \frac{L_2\omega}{R_2}.e = \frac{1}{R_2C_2\omega}.e$$

$$Vc_2 = \frac{2.10^{-4}.39{,}5}{10^{-7}\sqrt{10}.15} \# \boxed{1660 \text{ volts}}$$

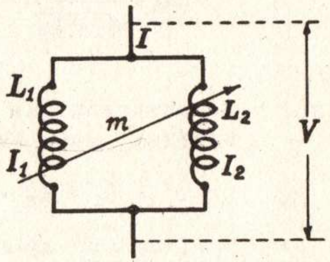
SOLUTION DU PROBLEME N° 9, page 9 . -

1°) - En négligeant la résistance des bobines, on a :

$$\vec{I} = \vec{I}_1 + \vec{I}_2 \quad \text{avec}$$

$$I_1 = \frac{V - jm\omega I_2}{jL_1\omega} \quad \text{et}$$

$$I_2 = \frac{V - jm\omega I_1}{jL_2\omega}$$



d'où le système de deux équations à deux inconnues $j\omega I_1$ et $j\omega I_2$:

$$j\omega I_1 L_1 + j\omega I_2 m = V$$

$$j\omega I_1 m + j\omega I_2 L_2 = V$$

La résolution de ce système donne :

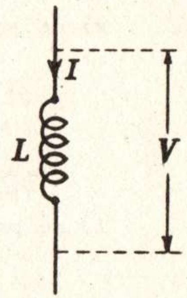
$$j\omega I_1 = V\,\frac{L_2 - m}{L_1L_2 - m^2} \quad \text{et}$$

$$j\omega I_2 = V\,\frac{L_1 - m}{L_1L_2 - m^2}$$

D'après le schéma équivalent à l'ensemble des bobines couplées, on peut écrire :

$$V = jL\omega I = jL\omega\,(I_1 + I_2)$$

$$= L\,(j\omega I_1 + j\omega I_2)$$



En remplaçant $j\omega I_1$ et $j\omega I_2$ par leurs valeurs, on a :

$$V = \frac{LV}{L_1L_2 - m^2}\,(L_1 + L_2 - 2m)$$

d'où

$$\boxed{L = \frac{L_1L_2 - m^2}{L_1 + L_2 - 2m}}$$

Si on inverse le couplage, on a :

$$\boxed{L = \frac{L_1L_2 - m^2}{L_1 + L_2 + 2m}}$$

Avec $m = 0$, on retrouve

$$\boxed{L = \frac{L_1L_2}{L_1 + L_2}}$$

2°) - Les deux bobinages L_1 et L_2 peuvent être associés de diverses manières :

a) en série, non couplés :

$$L = L_1 + L_2 = 100 + 200 = \boxed{300 \text{ microhenrys}}$$

b) en série, couplés avec $m > 0$:

$$L = L_1 + L_2 + 2m = 300 + 50 = \boxed{350 \text{ microhenrys}}$$

c) en série, couplés avec $m < 0$:

$$L = L_1 + L_2 - 2m = 300 - 50 = \boxed{250 \text{ microhenrys}}$$

d) en parallèle, non couplés :

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} = \frac{100.200}{300} = \boxed{66,7 \text{ microhenrys}}$$

e) en parallèle, couplés avec $m > 0$:

$$L = \frac{L_1 L_2 - m^2}{L_1 + L_2 - 2m} = \frac{100.200 - 625}{300 - 50}$$

$$= \boxed{77,5 \text{ microhenrys}}$$

f) en parallèle, couplés avec $m < 0$:

$$L = \frac{L_1 L_2 - m^2}{L_1 + L_2 + 2m} = \frac{100.200 - 625}{300 + 50}$$

$$= \boxed{55,3 \text{ microhenrys}}$$

(La seconde partie de ce problème (2°) a été posée aux candidats à l'examen du C.A.P. (Paris 1952).

SOLUTION DU PROBLEME N° 10, page 10. -

La capacité étant fixe, c'est l'inductance qui doit varier.

Sur 300 kilohertz

$$L = \frac{2,5.10^{10}}{F^2 C}$$

(L en μH, si F en kHz et C en pF)

$$L = \frac{2,5.10^{10}}{9.10^4.700} = 396 \ \mu\text{H}$$

Sur 500 kHz

$$L' = \frac{2,5.10^{10}}{25.10^4.700} = 142 \ \mu\text{H}$$

Or, suivant le sens du couplage, on a

$$L = L_1 + L_2 \pm 2m \quad \text{avec}$$

$$L_1 + L_2 = 300 \ \mu\text{H}$$

On en déduit

$$396 = 300 + 2m \quad \text{et}$$

$$142 = 300 - 2m \quad \text{d'où}$$

$$m = \frac{396 - 300}{2} = \boxed{48 \text{ microhenrys}}$$

$$m = \frac{142 - 300}{-2} = \boxed{79 \text{ microhenrys}}$$

Les 2 bobines sont tantôt en addition, tantôt en soustraction de flux. Le couplage passe donc par zero entre ces valeurs.

De la relation

$$k = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \text{on tire}$$

$$k_{max} = \frac{48}{\sqrt{200.100}} = \boxed{+\ 0{,}34}$$

$$k_{min} = \frac{79}{\sqrt{200.100}} = \boxed{-\ 0{,}56}$$

Ces variations de k sont assez importantes et la réalisation pratique ne sera pas très commode.

SOLUTION DU PROBLEME N° 11, page 10. -

1°) - Nombre de périodes accomplies en 20 microsecondes

On a

$$F = 10^{6} \text{ Hz} \quad \text{d'où}$$

$$n = 20.10^{-6}.10^{6} = 20 \text{ périodes}$$

Si

$$\delta = aT = \frac{1}{50}$$

la tension aux bornes de C en 20 microsecondes sera (en kV) :

$$V = E.e^{-n\delta} = 50\, e^{-\frac{20}{50}}$$

$$\log V = \log 50 + \log e^{-\frac{2}{5}}$$

$$= \log 50 - \frac{2}{5} \log e$$

Soit, d'après une table de logarithmes :

$$\log V = 1{,}69897 - \frac{2}{5}\, 0{,}43429$$

$$\log V = 1{,}52525 \quad \text{d'où}$$

$$V = \boxed{33{,}516 \text{ kilovolts}}$$

2°) - On a

$$V = E.e^{-n\delta}$$

$$\frac{V}{E} = e^{-n\delta}$$

$$\log_e \frac{E}{V} = n\delta$$

$$\log_{10} \frac{E}{V} = 0{,}434\, n\delta \quad \text{d'où}$$

$$n = \frac{1}{0{,}434\delta}.\log_{10} \frac{E}{V}$$

Connaissant le nombre de périodes n, on a le temps

$$t = nT$$

$$n = \frac{1}{0{,}434\, \frac{1}{50}}.\log_{10}.10^{3}$$

$$\# \ 345 \text{ périodes}$$

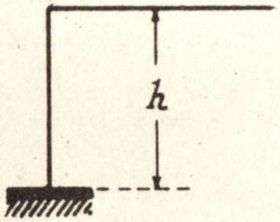
$$t = 345.10^{6} \text{secondes soit}$$

$$\boxed{345 \text{ microsecondes}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 12, page 11. -

1°) - La résistance de rayonnement d'une antenne quart d'onde

$$R_R = 1600 \left(\frac{he}{\lambda}\right)^2$$



avec he : hauteur effective

$$he = \frac{2h}{\pi} \quad \text{et}$$

$$\lambda = \frac{v}{F}$$

(λ en mètres si F est en kilohertz et v en km/s)

$$he = \frac{2 \cdot 30}{\pi} = \frac{60}{\pi}$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^5}{1500} = 200 \text{ m} \quad \text{d'où}$$

$$R_R = 1600 \left(\frac{60}{\pi \cdot 200}\right)^2 = \boxed{14{,}4 \text{ ohms}}$$

2°) - Lorsque l'antenne est accordée sur la longueur d'onde fondamentale, on peut écrire

$$(1) \quad \lambda = 1885 \sqrt{L_e C_e}$$

avec Le et Ce inductance effective et capacité effective de l'antenne.

Si on introduit une inductance en série

$$(2) \quad \lambda' = 1885 \sqrt{(Le + L)\, Ce} \quad \text{d'où}$$

$$\left(\frac{\lambda'}{\lambda}\right)^2 = \frac{Le + L}{Le} \quad \text{et}$$

$$Le = \frac{L}{\left(\frac{\lambda'}{\lambda}\right)^2 - 1}$$

Inductance effective (en microhenrys) :

$$Le = \frac{5}{\left(\frac{210}{200}\right)^2 - 1} = \boxed{48 \text{ microhenrys}}$$

De la formule (1), on tire la capacité effective (en microfarads)

$$Ce = \frac{\lambda^2}{1885^2 \cdot Le} = \frac{200^2}{1885^2 \cdot 48} = 23 \cdot 10^{-5}\ \mu F$$

soit $\boxed{230 \text{ picofarads}}$

N.B.- La formule (2), ne peut s'écrire que si λ et λ' sont peu différents, sinon les grandeurs Le et Ce changent. Il ne faut pas oublier, en effet, que dans une antenne, l'inductance et la capacité effectives varient avec la longueur d'onde d'accord.

SOLUTION DU PROBLEME N° 13, page 11. -

1°) - *Capacité* : il suffit de calculer la capacité d'un fil et de la multiplier par 4. On a :

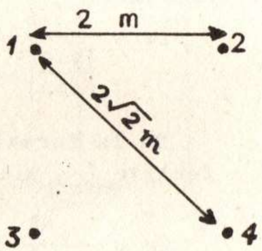
$$C_{cm/m} = \frac{1}{4{,}6 \log 4 \frac{h}{d}} \times 4 = \frac{4}{4{,}6 \log 4 \cdot \frac{1500}{0{,}1}}$$

$$= \frac{4}{4{,}6 \cdot 4{,}778} = \boxed{0{,}182 \text{ centimètre par mètre}}$$

2°) - *Inductance :*

Il faut tenir compte de l'inductance de chaque fil avec l'induction mutuelle des autres fils. L'inductance totale sera divisée par 4.

On a



Pour un fil :

inductance propre

$$L = 4{,}6 \log 4 \frac{h}{d}$$

inductance totale

$$L_T = L + M_{1\to2} + M_{1\to3} + M_{1\to4}$$

$$L = 4{,}6 \cdot 4{,}778 = 22 \text{ cm}$$

$M_{1\to2}$ et $M_{1\to3}$ sont égales et ont pour valeur :

$$4{,}6 \log \left(\frac{2l}{e}\right) - 2 = 4{,}6 \log \left(\frac{2 \cdot 35}{2}\right) - 2$$

$$= 5{,}1 \text{ cm}$$

$M_{1\to4}$ a pour valeur :

$$4{,}6 \log \left(\frac{2 \cdot 35}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) - 2 = 4{,}4 \text{ cm}$$

$$L_T = 22 + 5{,}1 \cdot 2 + 4{,}4 = 36{,}6 \text{ cm/m} \quad \text{d'où}$$

Inductance unitaire :

$$L = \frac{36{,}6}{4} = \boxed{9{,}15 \text{ centimètres par mètre}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 14, page 12. -

1°) - Surface du cadre :

$$S = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 40^2}{4} = 400\ \pi \text{ cm}^2 \text{ soit } 0{,}04\ \pi \text{ m}^2$$

Longueur d'onde d'accord du cadre :

$$\lambda = \frac{v}{F} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{2 \cdot 10^{6}} = 15000 \text{ cm soit } 150 \text{ mètres}$$

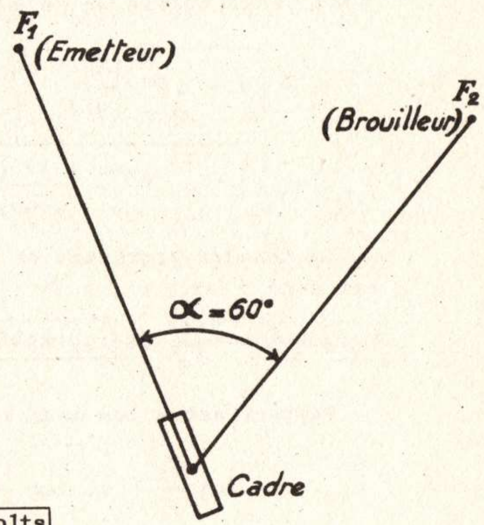
Hauteur effective du cadre :

$$h_e = 2\pi \frac{NS}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot 10 \cdot 4 \cdot 10^{-2} \cdot \pi}{150}$$

$$= 0{,}053 \text{ mètre ou } \boxed{5{,}3 \text{ centimètres}}$$

2°) - Pour obtenir un maximum, à la réception de l'émetteur travaillant sur la fréquence F_1, le plan du cadre est orienté dans la direction de cet émetteur (voir figure).

a) La f.e.m. induite correspondant à l'émetteur F_1



$$E_1 = h_e \cdot \epsilon \cdot \cos \alpha$$

avec

$$\epsilon = 2{,}5\ \mu V/\text{m} \quad \text{et}$$

$\cos\alpha = 1$ puisque

$$\alpha = 0°$$

D'où

$$E_1 = 5{,}3 \cdot 10^{-2} \cdot 2{,}5$$

$$= 0{,}1325 \text{ mV}$$

soit $\boxed{132{,}5 \text{ microvolts}}$

b) La f.e.m. induite par le brouilleur F_2

$$E_2 = h_e \cdot \epsilon' \cdot \cos\alpha \quad \text{avec}$$

$$\epsilon' = 1 \text{ mV/m} \quad \text{et}$$

$$\cos\alpha = 0{,}5 \qquad \text{puisque} \quad \alpha = 60°$$

$$E_2 = 1 \cdot 5{,}3 \cdot 10^{-2} \cdot 0{,}5 = 0{,}0265 \text{ mV}$$

soit $\boxed{26{,}5 \text{ microvolts}}$

3°) - Tension obtenue aux bornes du cadre accordé sur F_1 :

$$V_1 = QE_1 = 0{,}1325 \cdot 100 = \boxed{13{,}25 \text{ millivolts}}$$

Si le brouilleur émettait sur la même fréquence, la tension obtenue aux bornes du cadre et correspondant au brouilleur serait :

$$V = QE_2 = 0{,}0265 \cdot 100 = 2{,}65 \text{ mV}$$

Mais le brouilleur émet sur 2010 kHz. Il faut donc tenir compte de la sélectivité du cadre :

$$s = \sqrt{1 + 4\,Q^2 \left(\frac{\Delta F}{F}\right)^2}$$

$$= \sqrt{1 + 4 \cdot 10^4 \cdot \left(\frac{10}{2000}\right)^2} = \sqrt{2}$$

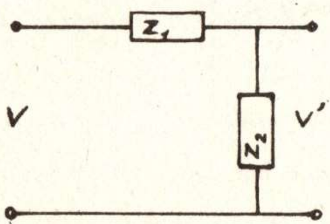
La tension provenant de l'émetteur brouilleur est donc :

$$V_2 = \frac{V}{s} = \frac{2{,}65}{\sqrt{2}} \# \boxed{1{,}9 \text{ millivolts}}$$

Rapport entre les deux tensions (en dB) :

$$n_{dB} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} = 20 \log \frac{13{,}25}{1{,}9} \# \boxed{17 \text{ décibels}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 15, page 12. -



D'une manière générale, on peut écrire :

$$\frac{v}{v'} = \frac{\vec{Z}_1 + \vec{Z}_2}{\vec{Z}_2}$$

Soit ici

$$\frac{v}{v'} = \frac{\sqrt{(R + R')^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}{\frac{1}{C\omega}}$$

$$= \sqrt{(R + R')^2\,C^2\omega^2 + (LC\omega^2 - 1)^2} = 100$$

$$10^4 = (R + R')^2\,C^2\omega^2 + (LC\omega^2 - 1)^2$$

Calculons

$$(LC\omega^2 - 1)^2 = (20 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^4 - 1)^2$$

$$= 63^2 = 3969 \quad \text{d'où}$$

$$10^4 - 3969 = 6031 = (R + R')^2\,C^2\omega^2$$

$$(R + R')^2 = \frac{6031}{C^2\omega^2} = \frac{6031}{64 \cdot 10^{-12} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^4} = 2{,}35 \cdot 10^8$$

$$R + R' = 10^4\sqrt{2{,}35} \# 15400 \text{ ohms}$$

$$R' = 15400 - R = 15400 - 400 = \boxed{15000 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 16, page 13. -

Un affaiblissement de 6 décibels correspond à

$$\frac{v}{v'} = 2$$

(puisque 6 = 20 log 2)

$$\frac{v}{v'} = \frac{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}}{R} = \sqrt{1 + \frac{1}{R^2 C^2 \omega^2}} = 2$$

$$4 = 1 + \frac{1}{R^2 C^2 \omega^2} \quad \text{d'où}$$

$$C = \frac{1}{R\omega\sqrt{3}}$$

$$C = \frac{1}{10^4 \cdot 2\pi \cdot 10^3 \sqrt{3}} \# 10^{-8} F$$

soit $\boxed{\text{10 000 picofarads}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 17, page 13. -

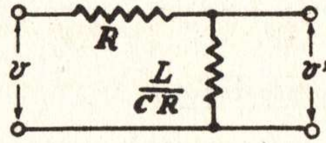
1°) - Fréquence d'accord

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

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{125 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-10}}} \# 10^6 \text{ Hz}$$

soit $\boxed{\text{1 mégahertz}}$

2°) - A l'accord le circuit équivalent est



avec

$R = 6{,}25\ \Omega$ et

$$\frac{L}{CR} = \frac{125 \cdot 16^{-6}}{2 \cdot 10^{-10} \cdot 6{,}25} = 100\,000\ \Omega$$

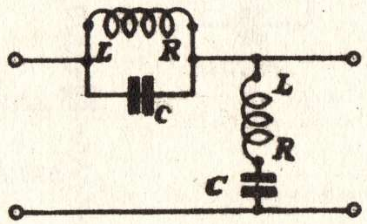
La tension de sortie

$$v' = v \cdot \frac{\frac{L}{CR}}{\frac{L}{CR} + R} = 0{,}2 \cdot \frac{10^5}{10^6 + 6{,}25} \# \boxed{0{,}2 \text{ volts}}$$

On constate que la tension d'entrée se retrouve à peu près intégralement à la sortie.
Le circuit est un filtre passe-bande.

SOLUTION DU PROBLEME N° 18, page 14. -

Pour obtenir un filtre éliminateur de bande, on groupera les bobines avec des condensateurs d'accord selon ce schéma :



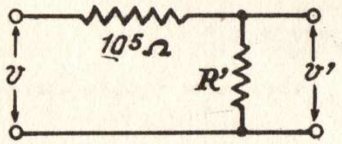
Avec :

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{125 \cdot 10^{-3} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^8} = 2 \cdot 10^{-9}\ \text{F}$$

soit $\boxed{2\ 000\ \text{picofarads}}$

Le circuit antirésonnant est équivalent à une résistance de valeur

$$\frac{L}{CR} = \frac{125 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-9} \cdot 625} = 10^5\ \Omega$$



Pour que l'atténuation soit - 40 décibels, soit :

$$\frac{v}{v'} = 100$$

il faut :

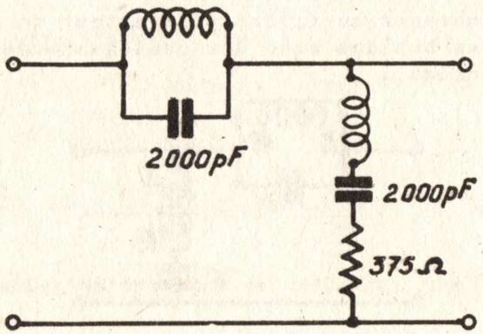
$$\frac{v}{v'} = \frac{10^5 + R'}{R'} = 100 \quad \text{d'où}$$

$$R' = \frac{10^5}{99} \# \ 1\ 000\ \Omega$$

Cette résistance est constituée par celle de la bobine puisque le circuit série est en résonance.

La bobine ne faisant que 625 ohms de résistance, il faudra ajouter 1 000 - 625 = 375 ohms en série.

Le filtre aura finalement l'aspect suivant :



N.B. - Aucune forme de courbe de réponse précise n'étant imposée pour ce filtre, on aurait pu aboutir au résultat demandé de deux autres façons :

a) avec une résistance en parallèle sur le circuit antirésonnant.

b) en augmentant la résistance de chacune des deux bobines.

SOLUTION DU PROBLEME N° 19, page 14. -

1°) - Vue des bornes AB, la résistance équivalente s'écrit :

$$\frac{(x + Z)\ y}{x + Z + y} + x$$

Egalons cette quantité a Z, puisque quelle que soit la position de l'atténuateur, le générateur doit débiter sur Z.

$$\frac{(x + Z)\ y}{x + Z + y} + x = Z$$

Ecrivons cette expression, sous la forme

$$y = f\ (x)$$

$$xy + Zy + x^2 + xZ + xy = Zx + Z^2 + Zy$$

$$x^2 + 2xy = Z^2$$

$$y = \frac{Z^2 - x^2}{2x}$$

On peut calculer les différentes valeurs de y :

pour $x = 0 \qquad y = \infty$

$$x = 100 \qquad y = \frac{36 \cdot 10^4 - 10^4}{200} = 1\,750\ \Omega$$

$$x = 200 \qquad y = \frac{36 \cdot 10^4 - 4 \cdot 10^4}{400} = 800\ \Omega$$

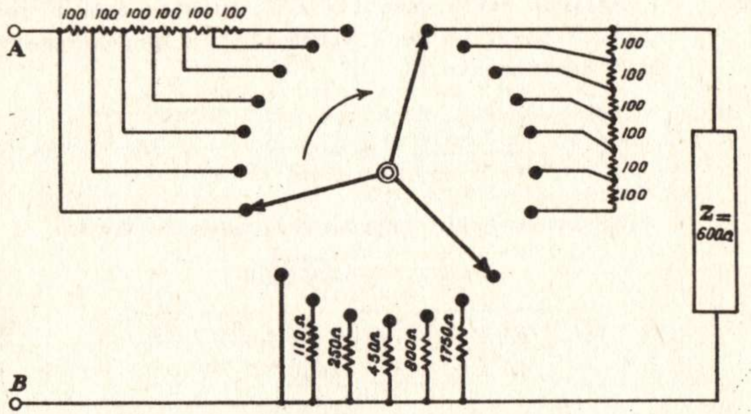
$$x = 300 \qquad y = \frac{36 \cdot 10^4 - 9 \cdot 10^4}{600} = 450\ \Omega$$

$$x = 400 \qquad y = \frac{36 \cdot 10^4 - 16 \cdot 10^4}{800} = 250\ \Omega$$

$$x = 500 \qquad y = \frac{36 \cdot 10^4 - 25 \cdot 10^4}{10^3} = 110\ \Omega$$

$$x = 600 \qquad y = 0$$

2°) - Schéma de l'atténuateur :



SOLUTION DU PROBLEME N° 20, page 15. -

1°) - Lorsque le condensateur variable est ouvert :

$$C_{min} = C_o = 1000 \text{ pF},$$

lorsqu'il est fermé $C_{max} = 2000$ pF d'où :

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\frac{F_{max}}{F_{min}}\right)^2 = \frac{2000}{1000} = 2$$

La variation de capacité nous permet, avec une bobine, une variation de fréquence

$$\frac{F_{max}}{F_{min}} = \sqrt{2}$$

d'où les gammes de fréquences suivantes :

$$F_{max} = F_{min}\sqrt{2} \longrightarrow \quad 10 \text{ kHz à } 10\sqrt{2} \text{ kHz}$$

$$10\sqrt{2} \text{ à } 20 \text{ kHz}$$

$$20 \text{ à } 20\sqrt{2} \text{ kHz}$$

$$20\sqrt{2} \text{ à } 40 \text{ kHz}$$

Il y aura 4 gammes, soit $\boxed{\text{4 inductances}}$

De

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ on tire}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F^2 C}$$

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 F_{min}{}^2 C_{max}} = \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-9}}$$

$$= \frac{1}{8} \text{ henry soit } \boxed{\text{125 millihenrys}}$$

La variation de fréquence entre 2 gammes étant $\sqrt{2}$, le rapport entre les inductances est $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2$ soit 1/2

$$L_2 = \frac{L_1}{2} = \boxed{62{,}5 \text{ millihenrys}}$$

$$L_3 = \frac{L_2}{2} = \boxed{31{,}25 \text{ millihenrys}} \quad \text{et}$$

$$L_4 = \frac{L_3}{2} = \boxed{15{,}625 \text{ millihenrys}}$$

2°) - Le circuit étant à l'accord (résonance), il y a surtension aux bornes de C d'où

$$Vc = QE = \frac{L_1 \omega}{R_1} E$$

$$= \frac{125 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 10^{4}}{20} \cdot 10^{-2} \# \boxed{4 \text{ volts}}$$

3°) - L'introduction de L_x a fait varier l'accord qui a été rétabli en ramenant la capacité totale $(CV + C_0)$ à 1 500 pF.

De

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

on tire la nouvelle valeur de L :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F^2 C} = \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^{8} \cdot 15 \cdot 10^{-10}}$$

$$= \frac{1}{6} \text{ henry soit 166 millihenrys}$$

Les bobines L_1 et L_x n'étant pas couplées on a

$$L = L_1 + L_x \quad \text{d'où}$$

$$L_x = L - L_1 = 166 - 125 = \boxed{41 \text{ millihenrys}}$$

L'introduction de R_x diminue le coefficient de surtension et, par conséquent, la tension lue au voltmètre.

$$Vc = \frac{L\omega}{R} E \quad \text{avec} \quad R = R_1 + R_x$$

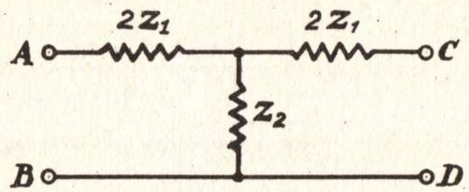
$$R = \frac{L\omega E}{Vc} = \frac{1 \times 2\pi \cdot 10^{4} \cdot 10^{-2}}{6 \cdot 2} = 52{,}3 \text{ ohms}$$

On tire

$$R_x = R - R_1 = 52{,}3 - 20 = \boxed{32{,}3 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 21, page 16. -

1°) - Cellule en T équivalente au double T :



2°) - Impédance de la ligne ouverte :

$$Z_0 = 2Z_1 + Z_2 = 12 + 20 = \boxed{32 \text{ ohms}}$$

Impédance de la ligne fermée :

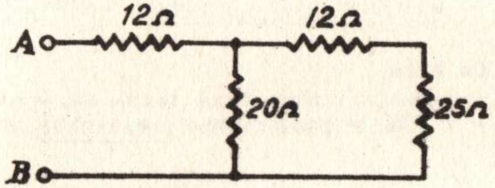
$$Z_F = \frac{2Z_1 \cdot Z_2}{2Z_1 + Z_2} + 2Z_1 = \frac{12 \cdot 20}{12 + 20} + 12 = \boxed{19{,}5 \text{ ohms}}$$

3°) - Impédance caractéristique :

$$Z_C = \sqrt{Z_0 \cdot Z_F} = \sqrt{32 \cdot 19{,}5} \# \boxed{25 \text{ ohms}}$$

N.B. - Si on ferme la ligne sur son impédance caractéristique, soit 25 ohms, l'impédance d'entrée reste égale à 25 ohms puisqu'une ligne fermée sur son impédance caractéristique est équivalente à une ligne infinie.

Vérification :



$$Z_{AB} = 12 + \frac{20\ (12 + 25)}{20 + 12 + 25} = \boxed{25 \text{ ohms}}$$

II - LES TUBES THERMIONIQUES

SOLUTION DU PROBLEME N° 22, page 18. -

1°) Résistance interne

$$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p} \quad \text{à } V_g \text{ constante}$$

$$\rho = \frac{250 - 240}{(10 - 9)\ 10^{-3}} = \boxed{10\ 000 \text{ ohms}}$$

Pente :

$$S = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_g} \quad \text{à } V_p \text{ constante}$$

$$S = \frac{(10 - 8{,}5)\ 10^{-3}}{8 - 6} = 0{,}75 \cdot 10^{-3} \text{ ampères}$$

par volt soit $\boxed{0{,}75 \text{ mA/V}}$

$$K = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g}$$

à I_p constant, mais nous n'avons aucune donnée où I_p reste constant. On prendra donc la relation

$$K = \rho S = 10^4 \cdot 75 \cdot 10^{-5} = \boxed{7{,}5}$$

2°) - Le gain en tension est donné par

$$G = \frac{K R_p}{R_p + \rho} \quad \text{soit} \quad G = \frac{7{,}5 \cdot 20}{20 + 10} = \boxed{5}$$

La pente dynamique peut être tirée de

$$G = S_d \, R_p$$

$$S_d = \frac{G}{R_p} = \frac{5}{20\ 000}$$

$$= 0{,}25 \, . \, 10^{-3} \text{ ampères par volt}$$

soit $\boxed{0{,}25 \text{ mA/V}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 23, page 18. -

1°) - Sachant que

$$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p}$$

à V_g constante, on peut dire que

$$\Delta I_p = \frac{\Delta V_p}{\rho}$$

A partir du point connu de la caractéristique statique

V_g = 0 volts, faisons

ΔV_p = 50 volts, on en déduit

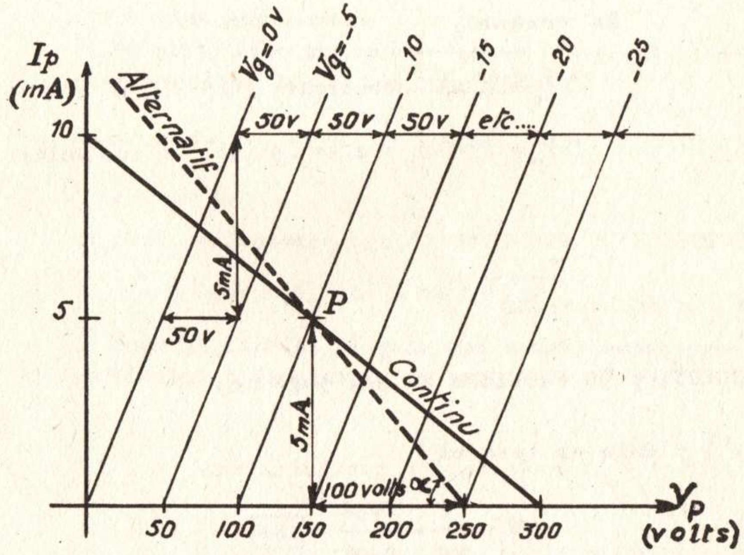
$$\Delta I_p = \frac{50}{10^4} = 5 \, . \, 10^{-3} \text{ ampères soit 5 mA}$$

ce qui nous donne un deuxième point de cette caractéristique statique.

Puisque

$$K = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} \text{ à } I_p \text{ constant,}$$

$$\Delta V_p = K \, . \, \Delta V_g$$



Pour obtenir les caractéristiques statiques correspondant à

V_g = -5, -10, 15 volts faisons

ΔV_p = 10 . 5 = 50 volts

2°) - La droite de charge en continu passe par le point de repos P et par le point

$V_p = V_{HT}$ = 300 volts pour

I_p = 0 puisque

$$V_p = V_{HT} - R_p \, I_p$$

La charge en alternatif est 20 000 ohms. La droite de charge passe par P; elle est définie par :

$$tg\,\alpha = \frac{1}{R\sim} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p}$$

En prenant

$\Delta I_p = 5$ mA on trouve

$$\Delta V_p = R\sim\Delta I_p = 2.10^4 . 5 . 10^{-3} = 100 \text{ volts.}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 24, page 19. -

1°) - Gain en tension

$$G = \frac{vp}{vg} = \frac{10,8}{0,06} = \boxed{180}$$

Cette valeur élevée du gain nous permet de dire qu'il s'agit vraisemblablement d'un tube *penthode*.

2°) - On ne peut calculer que la pente dynamique, qui, pour un tube penthode, peut se confondre avec la pente statique si $R_p < \rho$.

De

$G = S_d . R_p \# S . R_p$ on tire

$$S \# \frac{G}{R_p} = \frac{180}{10^5} \quad \text{soit } \boxed{1,8 \text{ mA/V}}$$

3°) - Si

$R_p = 1$ mégohm,

le gain augmente, mais on ne peut calculer sa valeur car on n'aura plus $R_p < \rho$ et la formule

$$G = S R_p$$

n'est plus applicable.

De plus, avec une charge aussi élevée, la tension anodique deviendra très faible.

4°) - Avec

$R_p = 10\ 000\ \Omega$,

on peut appliquer

$$G = S R_p \# 1,8 . 10^{-3} . 10^4 \# \boxed{18}$$

Pour R_p faible, le gain est sensiblement proportionnel à la charge.

SOLUTION DU PROBLEME N° 25, page 19. -

1°) - De la relation

$V_{HT} = V_p + R_p I_p$ on tire

$$R_p = \frac{V_{HT} - V_p}{I_p} = \frac{280 - 180}{10^{-3}} = \boxed{10^5\ \Omega}$$

2°) - Gain en tension

$$G = \frac{vp}{vg} = \frac{30}{0,2} = \boxed{150}$$

3°) - Le gain peut s'écrire

$$G = \frac{K R_p}{R_p + \rho} \text{ d'où}$$

$$K = \frac{G\,(R_p + \rho)}{R_p} = \frac{150\,(10^5 + 4 \cdot 10^5)}{10^5} = \boxed{750}$$

$$S = \frac{K}{\rho} = \frac{750}{4 \cdot 10^5} = 1{,}875 \cdot 10^{-3} \text{ ampères par volt}$$

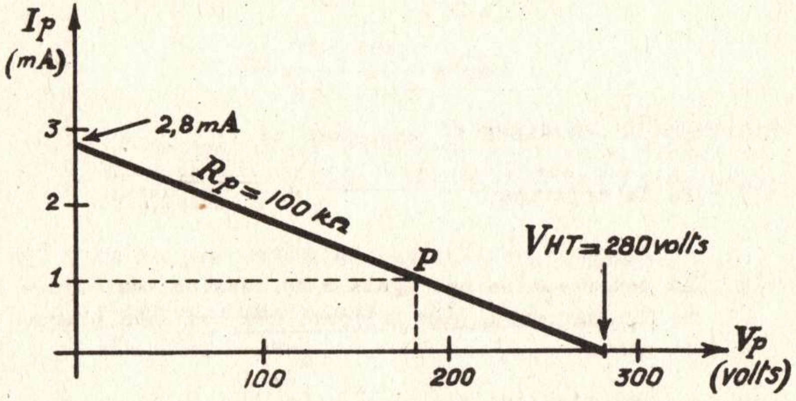
soit $\boxed{1{,}875 \text{ mA/V}}$

4°) - Autre forme de l'expression du gain

$$G = S_d \cdot R_p \quad \text{d'où}$$

$$S_d = \frac{G}{R_p} = \frac{150}{10^5} = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ ampères par volt}$$

soit $\boxed{1{,}5 \text{ mA/V}}$



La droite de charge passe par le point de repos et par le point

$$V_p = V_{HT} = 280 \text{ volts (pour } I_p = 0)$$

Elle coupe l'axe des ordonnées pour

$$V_p = 0$$

soit pour

$$I_p = \frac{V_{HT}}{R_p} = \frac{280}{10^5} = 2{,}8 \cdot 10^{-3} \text{ ampères}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 26, page 20. -

1°) - On donne

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{R_1}{10} \quad \text{avec}$$

$$\omega = 2\pi F \quad \text{et}$$

$$F = 100 \text{ Hz}$$

d'où

$$R_1 = \frac{10}{C\omega} = \frac{10}{10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^2} \# \boxed{1\,600 \text{ ohms}}$$

2°) - La polarisation est égale à la tension aux bornes de R_1, parcourue par la somme des courants plaque et écran :

$$\text{Polarisation} = R_1\,(I_p + I_é)$$

$$= 1\,600\,(2 + 0{,}5)\,10^{-3}$$

$$= \boxed{4 \text{ volts}}$$

3°) - La tension anodique est la différence de potentiel qui existe entre *cathode* et plaque.

On a

$$V_p = V_{HT} - (R_2 I_p + R_1 [I_p + I_é])$$

$$V_p = 250 - (6 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-3} + 4)$$

$$= \boxed{126 \text{ volts}}$$

4°) - La tension entre écran et cathode

$$V_é = \frac{V_p}{2} = \frac{126}{2} = 63 \text{ volts, soit}$$

63 + 4 = 67 volts

entre écran et masse.

Aux bornes de R_3 la chute de tension doit être égale à

$$V_{HT} - 67 = 250 - 67 = 183 \text{ volts}$$

$$R_3 = \frac{183}{I_é} = \frac{183}{0{,}5 \cdot 10^{-3}}$$

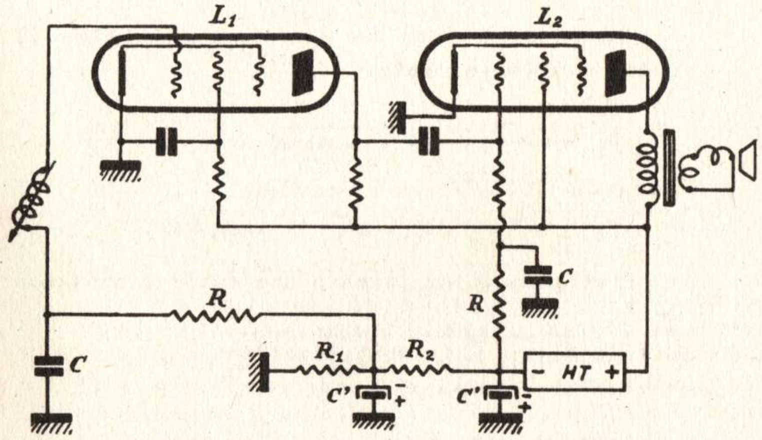
$$= \boxed{366 \cdot 10^3 \text{ ohms}} \; (*)$$

(*) En pratique ces résultats sont arrondis à la valeur commerciale la plus proche. Ici, par exemple, on prendrait

$$R_3 = 350 \text{ k}\Omega$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 27, page 21. -

1°) - Le schéma complété est le suivant :



2°) - Les éléments *RC* constituent un filtre passe-bas, éliminant la tension d'ondulation qui se développe aux bornes des résistances R_1 et R_2. On prendra les valeurs classiques :

$$C = 0{,}1 \mu F$$

$$R = 250 \text{ k}\Omega$$

Les condensateurs chimiques de tête auront une valeur supérieure

$$C' = 25 \text{ à } 50 \mu F$$

L'intensité totale consommée par l'amplificateur traverse l'ensemble R_1, R_2, soit :

$$I_{totale} = 2 + 0{,}5 + 36 + 4{,}5 = 43 \text{ mA}$$

Pour polariser la grille du tube L_1 il faut créer aux bornes de R_1 une chute de tension de 4 volts d'où il faut:

$$R_1 = \frac{4}{43 \cdot 10^{-3}} = \boxed{93 \text{ ohms}}$$

$$P_1 = UI = 4 \cdot 43 \cdot 10^{-3} = 0{,}172 \text{ watt}$$

La polarisation de L_2 étant 10 volts, il reste 6 volts à chuter dans R_2

$$R_2 = \frac{6}{43 \cdot 10^{-3}} = \boxed{140 \text{ ohms}}$$

$$P_2 = UI = 6 \cdot 43 \cdot 10^{-3} = 0{,}26 \text{ watt}$$

Pratiquement on prendra une seule résistance de

$$140 + 93 \# \boxed{130\ \Omega \text{ (1 watt à collier)}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 28, page 22. -

1°) - Impédance de charge :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} = \sqrt{10^4 + 10^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot 16 \cdot 10^4}$$

$$\# \boxed{25\ 000 \text{ ohms}}$$

2°) - Résistance de polarisation :

$$R_k = \frac{V_{go}}{I_{po}} = \frac{2{,}5}{5 \cdot 10^{-3}} = \boxed{500 \text{ ohms}}$$

Pour le calcul de C_k, on choisit un condensateur dont la réactance (à la fréquence *la plus basse* à transmettre) soit égale à $\frac{R_k}{10}$.

Puisqu'il s'agit d'un amplificateur basse fréquence, on peut admettre que les courants de fréquence F = 50 Hz doivent être convenablement amplifiés :

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

$$C_k = \frac{10}{R_k \omega}$$

$$C_k = \frac{10}{500 \cdot 2\pi \cdot 50} = 63 \cdot 10^{-6} \text{ farads ou } \boxed{63\ \mu F}$$

En pratique, la valeur calculée ne peut pas toujours être adoptée car on arrive parfois à trouver des valeurs de C_k inusitées. De plus, ces condensateurs, du type "électrochimiques", consomment un certain courant continu (courant de fuite); il faut donc que le tube ait un courant cathodique notable pour pouvoir utiliser un condensateur de très forte capacité.

Ici la valeur pratique la plus proche du résultat trouvé serait

$$\boxed{C_k = 50\ \mu F}$$

Cependant, le courant cathodique n'étant que de 5 mA, on prendra plutôt

$$C_k = 25 \text{ ou même } 10\ \mu F$$

3°) - Haute-tension.

$$V_{HT} = V_{po} + R_p I_{po} + R_k I_{po}$$

$$= 247 + 100 \cdot 5 \cdot 10^{-3} + 2{,}5 = \boxed{250 \text{ volts}}$$

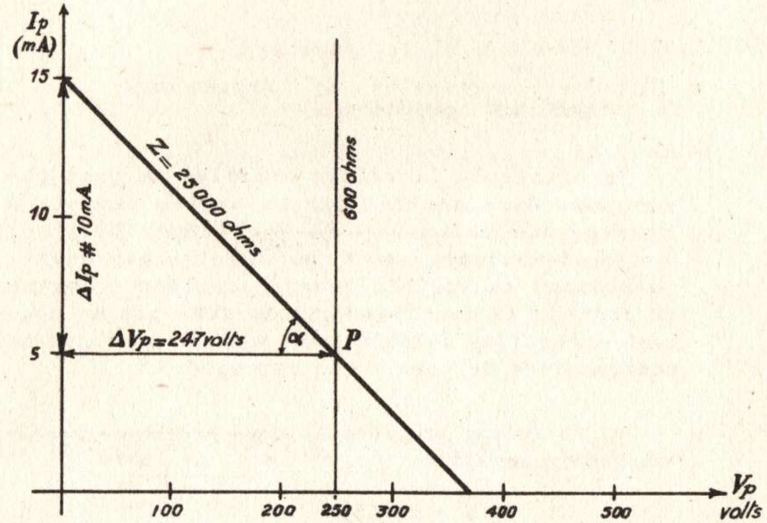
R_p ne représente ici que la *résistance ohmique* de la bobine.

4°) - Droites de charge.

En continu, la droite est pratiquement verticale puisque

pour $I_p = 0$ $V_p = 250$ volts et

pour $I_p = 5$ mA $V_p = 247$ volts.



La charge en continu est d'ailleurs très faible

$R + R_k = 100 + 500 = 600$ ohms

En alternatif, on a

$$tg\,\alpha = -\frac{1}{Z} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p}$$

Prenons

$\Delta V_p = 247$ volts

$$\Delta I_p = \frac{\Delta I_p}{Z} = \frac{247}{25 \cdot 10^3} \# 10 \text{ mA}$$

On a considéré Z comme une résistance pure. En réalité, en alternatif, nous obtiendrons une *ellipse* de charge.

SOLUTION DU PROBLEME N° 29, page 23. -

1°) - Le circuit est accordé pour

$L C \omega^2 = 1$ soit

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{10^{-2} \cdot 4\,\pi^2 \cdot 10^{10}}$$

$$= 250 \cdot 10^{-12} \text{ farads} = \boxed{250 \text{ pF}}$$

2°) - Charge

$$Z = \frac{L}{CR} = \frac{10^{-2}}{25 \cdot 10^{-11} \cdot 10^2} = \boxed{4 \cdot 10^5 \text{ ohms}}$$

3°) - Gain :

$$G = \frac{KZ}{Z + \rho} = \frac{500 \cdot 4 \cdot 10^5}{(4 + 6)\ 10^5} = \boxed{200}$$

4°) - $G = Sd.Z$ d'où

$$Sd = \frac{G}{Z}$$

$$Sd = \frac{200}{4 \cdot 10^5} = 50 \cdot 10^{-5} \text{ ampères par volt}$$

soit $\boxed{0{,}5 \text{ mA/V}}$

5°) - Aux bornes du circuit on a une tension efficace

$$vp = G \cdot vg$$

$$vp = 200 \times 0{,}01 = \boxed{2\ \mathrm{V}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 30, page 24. -

1°) - Résistance interne

$$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p} = \frac{200 - 100}{(10 - 5)\ 10^{-3}} = \frac{100 \cdot 10^3}{5}$$

$$= \boxed{20\ 000\ \mathrm{ohms}}$$

2°) - De

$$K = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g}$$

à I_p constant, on tire

$$\Delta V_p = \Delta V_g \times K$$

$$\Delta V_p = 20 \cdot 5 = 100 \text{ volts}$$

3°) - Charge en continu :

$$3\ 000 + 10\ 000 + 7\ 000 = 20\ 000 \text{ ohms}$$

pour $I_p = 0$ $\quad V_p = V_{HT} = 300$ volts

pour $V_p = 0$ $\quad I_p = \dfrac{V_{HT}}{R_p} = \dfrac{300}{20 \cdot 10^3}$

$$= 15 \cdot 10^{-3} \text{ A soit } 15 \text{ mA}$$

Charge en alternatif : Elle passe par le point de repos défini par

$I_{po} = 5$ mA et

$$V_{go} = -R_k\ I_{po} = -5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = -15 \text{ volts}$$

de plus

$$tg\ \alpha = -\frac{1}{R\sim} = -\frac{1}{10\ 000} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p}$$

En prenant

$\Delta V_p = 200$ volts,

$$\Delta I_p = \frac{200}{10^4} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A soit } 20 \text{ mA}$$

4°) - Gain en tension

a)

$$G = \frac{K R_p}{R_p + \rho} = \frac{20 \cdot 10^4}{10^4 + 2 \cdot 10^4} = \frac{20}{3} = \boxed{6{,}66}$$

b) Graphiquement

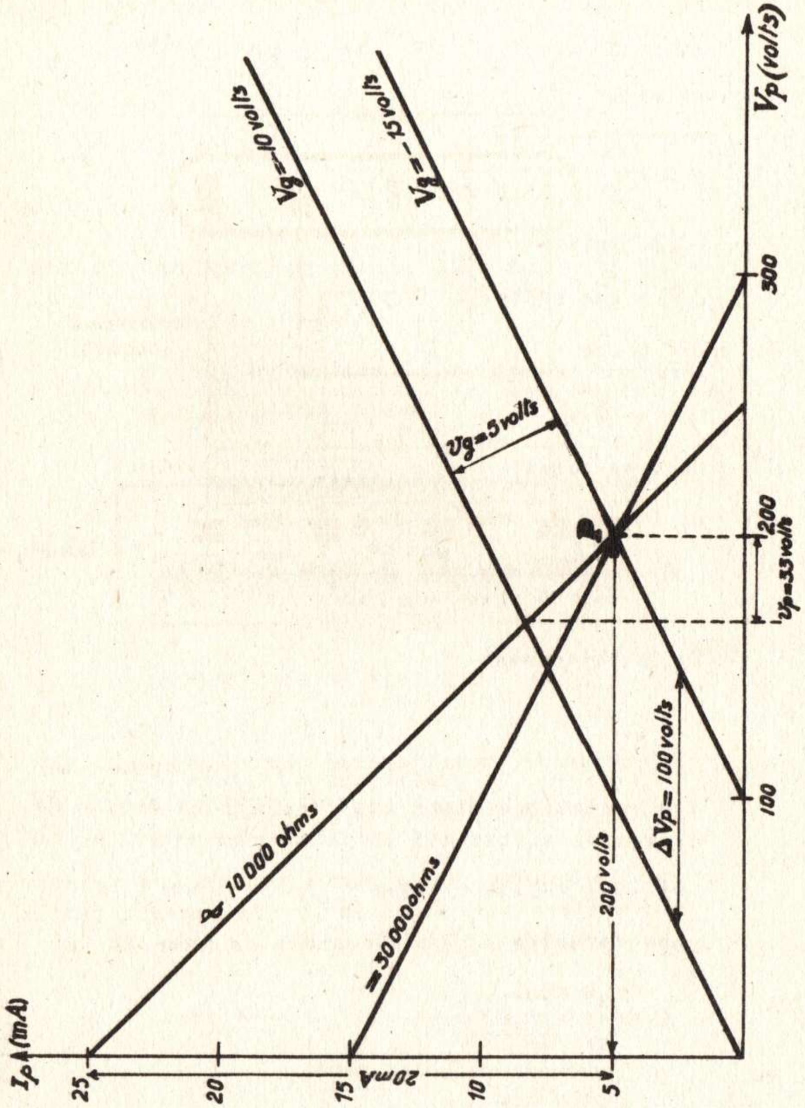
$$G = \frac{vp}{vg}$$

les variations étant repérées sur la droite de charge en alternatif soit

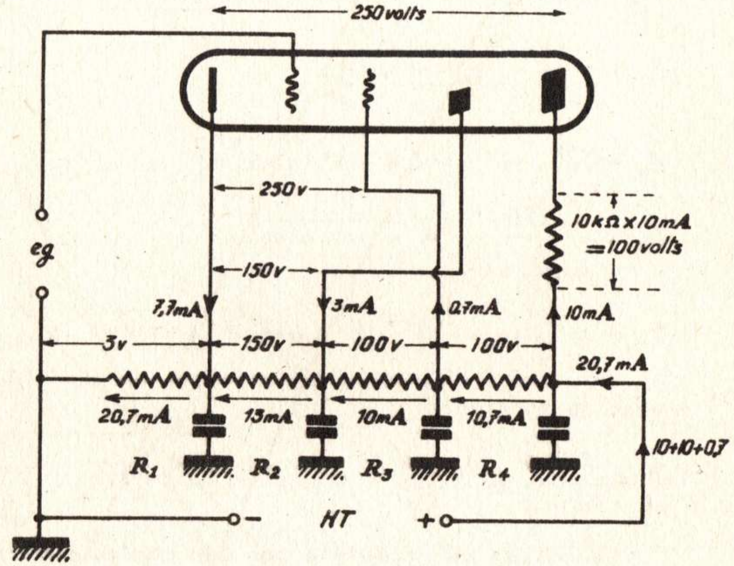
$vp = 33$ volts pour

$vg = 5$ volts

$$G = \frac{33}{5} = \boxed{6{,}6}$$



SOLUTION DU PROBLEME N° 31, page 25. -



1°) - Valeur de la haute tension (voir schéma) :

$$3 + 150 + 100 + 100 = \boxed{353 \text{ volts}}$$

2°) - Sur le schéma, on a porté toutes les valeurs nécessaires au calcul des résistances à partir des caractéristiques connues du tube EE 50.

On a donc :

$$R_1 = \frac{3}{20{,}7 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{145 \text{ ohms}}$$

$$P_1 = UI = 3 \cdot 20{,}7 \cdot 10^{-3} = 0{,}062 \text{ W soit } \boxed{1/4 \text{ watt}}$$

$$R_2 = \frac{150}{13 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{11\ 500 \text{ ohms}}$$

$$P_2 = 150 \cdot 13 \cdot 10^{-3} = 1{,}95 \text{ W soit } \boxed{3 \text{ watts}}$$

$$R_3 = \frac{100}{10^{-2}} = \boxed{10\ 000 \text{ ohms}}$$

$$P_3 = 10^2 \cdot 10^{-2} = 1 \text{ W soit } \boxed{2 \text{ watts}}$$

$$R_4 = \frac{100}{10{,}7 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{9\ 300 \text{ ohms}}$$

$$P_4 = 10^2 \cdot 10{,}7 \cdot 10^{-3} \# 1 \text{ W soit } \boxed{2 \text{ watts}}$$

3°) - Gain en tension :

$$G = \frac{K R_p}{R_p + \rho} \# S \cdot R_p = 14 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = \boxed{140}$$

Le schéma est complété par des condensateurs assurant le découplage convenable des résistances R_1, R_2, R_3 et R_4.

SOLUTION DU PROBLEME N° 32, page 26. -

1°) - La tension de déviation V_d est égale à la tension alternative de crête à crête, soit :

$$V_d = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 20 = 56{,}6 \text{ volts}$$

Pour cette tension, la déviation est de 20 millimètres, soit une sensibilité de

$$\frac{20}{56{,}6} = \boxed{0{,}35 \text{ mm/V}}$$

2°) - De la formule de déviation

$$d = \frac{1 \cdot V_d \cdot l}{4 \cdot V \cdot a} (l + 2L)$$

on tire la tension d'anode V

$$V = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_d}{d} \, l \, (l + 2L)$$

$$= \frac{1}{4} \cdot \frac{56{,}6}{2} \cdot 2{,}5 \, (2{,}5 + 40)$$

$$V \# \boxed{750 \text{ V}}$$

3°) - La vitesse des électrons est donnée par :

$$v_{cm/s} = \sqrt{2 \frac{e}{m} \cdot V \cdot 10^8}$$

avec V en volts et

$$\frac{e}{m} = 1{,}77 \cdot 10^7 \text{ unités électromagnétiques}$$

(rapport de la charge sur la masse de l'électron)

$$v = \sqrt{2 \cdot 1{,}77 \cdot 10^7 \cdot 750 \cdot 10^8}$$

$$= 16\ 300 \cdot 10^5 \text{ cm/s}$$

$$\text{soit } \boxed{16\ 300 \text{ km/s}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 33, page 26. -

Constantes du tube :

$$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p} \text{ à } V_g \text{ constant}$$

$$S = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_g} \text{ à } V_p \text{ constant}$$

$$K = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} \text{ à } I_p \text{ constant}$$

On trouve

$$\rho = \frac{25^v}{1{,}75 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{14\ 000 \text{ ohms}}$$

$$K = \frac{75}{4} \# \boxed{18{,}7}$$

$$S = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{4} = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

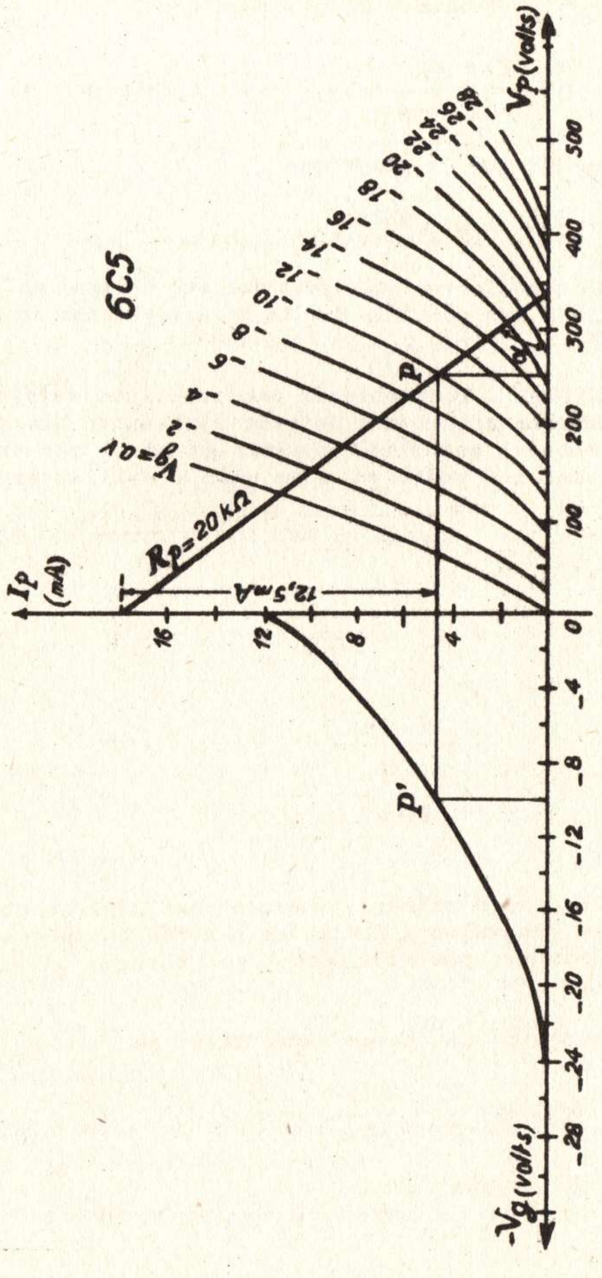
$$\text{soit } \boxed{1{,}5 \text{ mA/V}}$$

N.B. - Les valeurs trouvées sont légèrement différentes des valeurs indiquées sur les catalogues qui correspondent généralement à une tension grille de - 8 volts.

La droite de charge est définie par :

$$tg\,\alpha = -\frac{1}{R_p} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p} \text{ pour}$$

ΔV_p **= 250 volts,**



on trouve :

$$\Delta I_p = \frac{250}{20\ 000} = 12{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ A soit } 12{,}5 \text{ mA}$$

On lit sur le graphique

$$V_{HT} \# \boxed{340 \text{ volts}}$$

La caractéristique dynamique est obtenue en reportant point par point la droite de charge dans le réseau $I_p - V_g$.

RAPPEL : Pour obtenir une précision suffisante, les calculs graphiques doivent être faits sur papier millimètré à une échelle assez grande : par exemple 5 cm pour 100 volts et 1 cm pour 1 milliampère.

III - EMPLOI DU DECIBEL

SOLUTION DU PROBLEME N° 34, page 28. -

Si l'échelle est quadratique, la déviation

$$d = k \cdot V^2$$

Si on fixe d à 10 cm pour 20 volts, on tire le coefficient

$$k = \frac{d}{V^2} = \frac{10}{20^2} = 0{,}025 \text{ cm soit } 0{,}25 \text{ mm}$$

On en déduit le tableau suivant :

V (volts)	d (mm)
2	0,25 × 4 = 1
4	" 16 = 4
6	" 36 = 9
8	" 64 = 16
10	" 100 = 25
12	" 144 = 36
14	" 196 = 49
16	" 256 = 64
18	" 324 = 81
20	" 400 = 100

Conversion en décibels.

En prenant 14 volts comme niveau de référence on a pour cette tension 0 décibels.

Pour les extrémités de l'échelle, on a

pour 20 volts $\quad + n_{dB} = 20 \log \frac{20}{14} \# + 3$ dB

pour 1 volt $\quad - n_{dB} = 20 \log \frac{14}{1} \# - 23$ dB

Entre ces limites, nous calculerons les tensions pour lesquelles on a + 1 et + 2 dB (à droite du 0) et - 1, - 2, - 3, - 5, - 10, - 15, - 20 dB (à gauche du 0).

Les rapports de tensions (*) correspondant à ces valeurs sont :

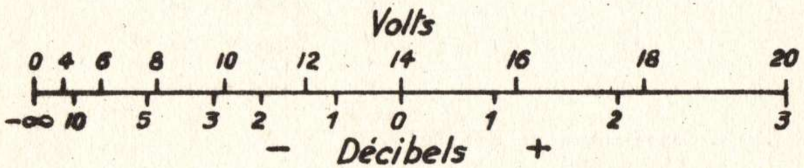
dB →	+ 2	+ 1	- 1	- 2	- 3
Rapport de tension	1,26	1,12	0,89	0,79	0,7

dB →	- 5	- 10	- 15	- 20
Rapport de tension	0,56	0,316	0,18	0,1

Les tensions sont donc égales à 14 volts multipliés par les rapports ci-dessus soit :

Tensions (volts) : 17,6 15,7 12,5 11 9,8 7,8 4,4 2,5 1,4

Afin de ne pas surcharger le cadran, seules les valeurs soulignées ont été reportées.



(*) Voir Table de calcul des décibels (Editions Chiron)

SOLUTION DU PROBLEME N° 35, page 28. -

On tirera la puissance fournie par le microphone de la relation

$$n_{dB} = 10 \log \frac{6 \text{ mW}}{P_1}$$

$$60 = 10 \log \frac{6}{P_1} \quad \text{d'où}$$

$$6 = \log \frac{6}{P_1} \quad \text{et}$$

$$10^6 = \frac{6}{P_1} \quad \text{soit}$$

$$P_1 = 6 \cdot 10^{-6} \text{ mW ou } 6 \cdot 10^{-3} \text{ microwatts}$$

1°) - Aux bornes de 250 kΩ, il y aura donc une tension

$$V = \sqrt{PR} = \sqrt{6 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot 10^4}$$

$$= 3{,}9 \cdot 10^{-2} \text{ volts}$$

soit $\boxed{39 \text{ millivolts}}$

2°) - Aux bornes de 1 MΩ, on aurait

$$v_2 = \sqrt{PR} = \sqrt{6 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6} = 7{,}8 \cdot 10^{-2} \text{ V}$$

soit $\boxed{78 \text{ millivolts}}$

Au primaire, la tension sera

$$v_1 = \frac{v_2}{n} = \frac{78}{15} = \boxed{5{,}2 \text{ millivolts}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 36, page 29. -

On adopte la tension de 14 volts comme niveau de référence car cette tension correspond à la partie la plus régulière de la courbe.

Pour 14 volts on a donc le niveau o décibel. Pour les autres valeurs de tensions, on obtient :

$$-n_{dB} = 20 \log \frac{V_R}{V_S}$$

avec V_R tension de référence et
V_S tension de sortie.

ou $$+n_{dB} = 20 \log \frac{V_S}{V_R}$$

Pour V_S = 4 volts $-n_{dB} = 20 \log \frac{14}{4} = -10{,}9$ dB

" " 7 " $-n_{dB} = 20 \log \frac{14}{7} = -6$ dB

" " 10 " $-n_{dB} = 20 \log \frac{14}{10} = -3$ dB

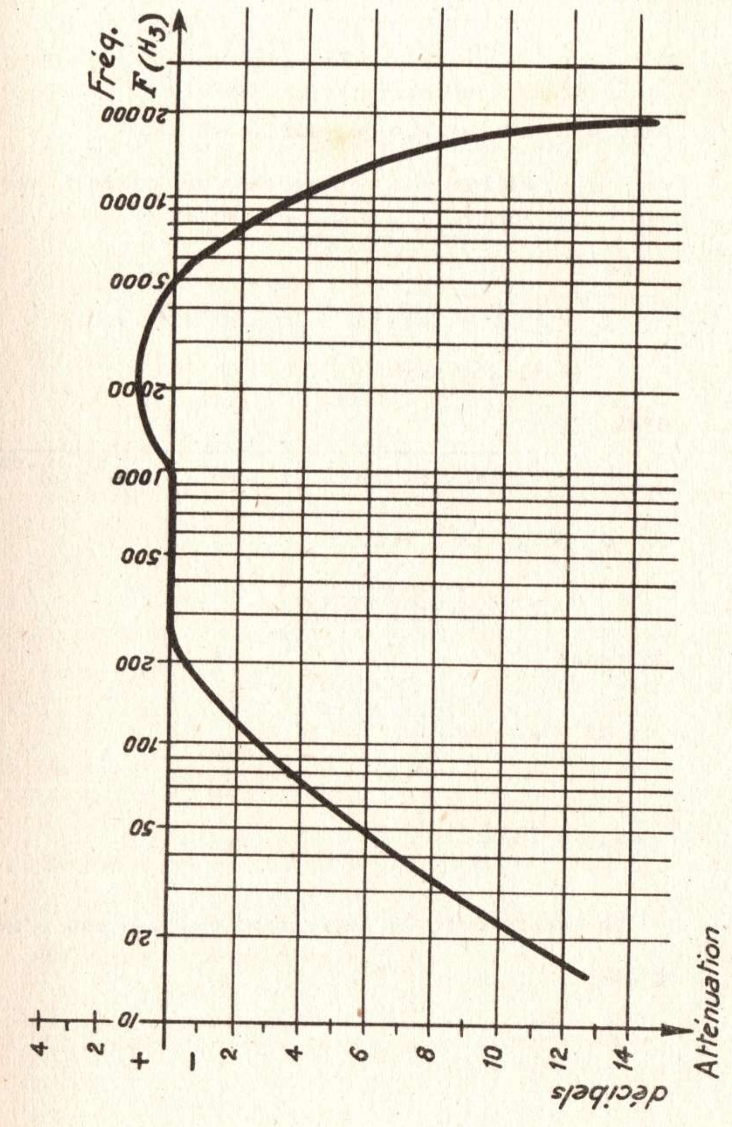
" " 16 " $+n_{dB} = 20 \log \frac{16}{14} = +1{,}1$ dB

" " 9 " $-n_{dB} = 20 \log \frac{14}{9} = -3{,}8$ dB

" " 6 " $-n_{dB} = 20 \log \frac{14}{6} = -7{,}3$ dB

" " 3 " $-n_{dB} = 20 \log \frac{14}{3} = -13{,}4$ dB

La courbe étant tracée, on peut voir que cet amplificateur transmet correctement les fréquences comprises entre 100 et 9 000 périodes (atténuation inférieure à 3 dB). En deça et au delà de ces fréquences l'atténuation sera très sensible.



SOLUTION DU PROBLEME N° 37, page 30. -

1°) - La tension du bruit de fond est donnée par la formule

$$\underset{\text{(volts)}}{v_B} = \sqrt{1\,600\,(R_S + R_C)\,.\,2\Delta F\,.\,10^{-23}}$$

avec R_S : résistance de souffle du tube

et R_C : résistance équivalente au circuit accordé.

On a :

$$R_C = QL\omega = 100\,.\,10^{-5}\,.\,2\pi\,.\,5\,.\,10^{6}$$

$$= 31\,400 \text{ ohms}$$

d'où

$$v_B = \sqrt{1\,600\,(75\,000 + 31\,400)\,.\,9\,.\,10^{3}\,.\,10^{-23}}$$

$$v_B \# 4\,.\,10^{-6} \text{ volts}$$

soit $\boxed{\text{4 microvolts}}$

2°) - On donne

$$26 \text{ dB} = 20 \log \frac{v_g}{v_B}$$

$$1{,}3 = \log \frac{v_g}{v_B}$$

Le nombre dont le logarithme est 1,3 est : 20

d'où

$$20 = \frac{v_g}{v_B}$$

La tension d'entrée doit être :

$$v_g = 20\,.\,v_B = 20\,.\,4 = \boxed{\text{80 microvolts}}$$

3°) - La tension de souffle obtenue avec l'étage H.F. équipé d'un tube EF 80 est :

$$v_B = \sqrt{1\,600\,(1\,200 + 31\,400)\,.\,9\,.\,10^{3}\,.\,10^{-23}}$$

$$v_B \# 2{,}1\,.\,10^{-6} \text{ volts soit 2,1 microvolts}$$

Le rapport $\dfrac{\text{signal utile}}{\text{bruit de fond}}$ a pour valeur :

$$n_{dB} = 20 \log \frac{80}{2{,}1} = 20 \log 38 \# \boxed{\text{32 décibels}}$$

IV - ALIMENTATIONS
LE REDRESSEMENT ET LE FILTRAGE

SOLUTION DU PROBLEME N° 38, page 32. -

On calculera d'abord les puissances fournies par les différentes secondaires :

$$P_1 = UI = 5 \times 2 = 10 \text{ watts}$$

pour le chauffage valve.

$$P_2 = (4 \times 6{,}3 \times 0{,}3) + (6{,}3 \times 0{,}9)$$

$$= 13{,}23 \text{ watts}$$

pour les tubes.

$$P_3 = 350 \cdot 0{,}1 = 35 \text{ watts}$$

pour la haute tension.

Soit au total

$$P_1 + P_2 + P_3 = 58{,}23 \text{ watts}$$

Puissance absorbée par le primaire :

$$P = \frac{P_{secondaire}}{\eta} = \frac{58{,}23}{0{,}75}$$

$$\# \boxed{77{,}64 \text{ watts}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 39, page 32. -

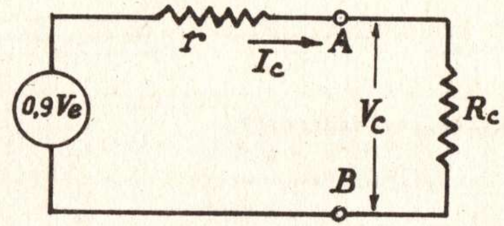
On peut faire un schéma équivalent au redresseur dans lequel r représente la résistance interne de la source :

$$r = \rho + R_t$$

avec R_t : résistance du transformateur, soit :

$$R_t = R_s + a^2 R_p$$

a : rapport de transformation.



La force électromotrice est :

$$E = \frac{2\, V_{max}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\, V_e$$

$$E = 0{,}9\, V_e$$

Le redresseur est donc assimilable à un générateur de f.e.m.

$$E = 0{,}9 \cdot 345 = 310 \text{ volts}$$

de résistance interne

$$r = 175 + 150 + \left(\frac{345}{115}\right)^2 \cdot 50 = 775 \text{ ohms}$$

1°) - La tension entre A et B se calcule en appliquant la loi d'ohm au schéma équivalent

$$V_e = \frac{0{,}9\ V_e}{R_c + r} \cdot R_c = \frac{310 \cdot 3000}{3775}$$

$$\# \ \boxed{247 \text{ volts}}$$

2°) - Le débit

$$I_c = \frac{0{,}9\ V_e}{r + R_c} \quad \text{d'où}$$

$$R_c = \frac{0{,}9\ V_e - r\,I_c}{I_c} \quad \text{pour 100 mA}$$

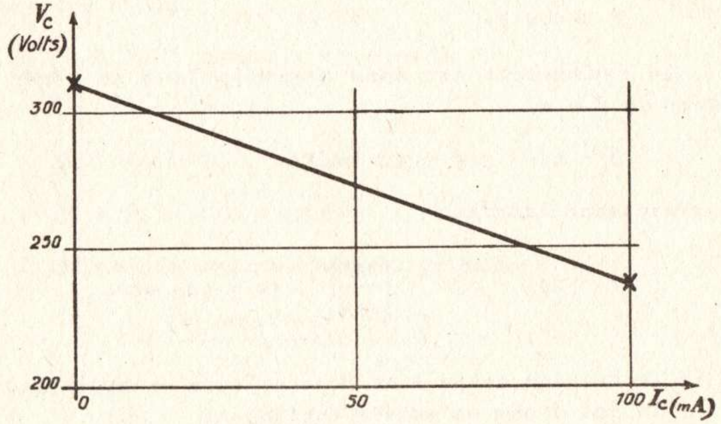
$$R_{c\ \text{minimum}} = \frac{310 - 775 \cdot 0{,}1}{0{,}1} = \boxed{2\ 325 \text{ ohms}}$$

3°) - En fonction du débit on a

$$V_c = E - r\,I_c \quad \text{soit}$$

$$V_c = -\,r\,I_c + E$$

C'est l'équation d'une droite de coefficient angulaire $-\,r$ et d'ordonnée à l'origine $+\,E$.



On ne trace la droite que pour les valeurs de I_c comprises entre 0 et 100 mA.

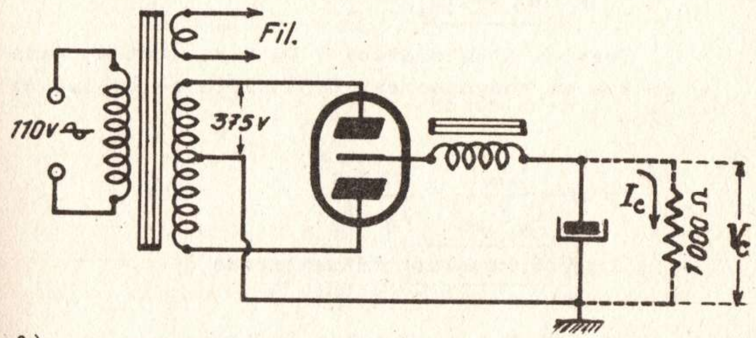
$I_c = 0$ $\quad V_c = E = 310$ volts

Pour $I_c = 0{,}1$ A $\quad V_c = 310 - 775 \cdot 0{,}1$

$= 232{,}5$ volts

SOLUTION DU PROBLEME N° 40, page 33. -

1°) - Schéma



2°) - La tension de sortie

$$V_c = \frac{0{,}9\ V_e \cdot R_c}{R_c + r} \quad \text{avec}$$

$$r = R_t + R_L + \rho \quad \text{et}$$

$$R_t = R_S + a^2\,R_p$$

Résistance équivalente au transformateur :

$$R_t = R_S + a^2\,R_p = 210 + \left(\frac{375}{110}\right)^2 \cdot 10$$

$$\# \ 325 \text{ ohms}$$

Résistance interne de l'alimentation :

$$r = R_t + R_L + \rho = 325 + 100 + 300$$

$$= 725 \text{ ohms}$$

Force électromotrice (à vide)

$$E = 0{,}9\ V_e = 375 \times 0{,}9 = 337{,}5 \text{ volts}$$

Tension en charge

$$V_c = \frac{E}{R_c + r} \cdot R_e = \frac{337{,}5}{1725} \cdot 1000$$

$$\# \boxed{195 \text{ volts}}$$

Tension d'ondulation - On peut écrire, dans le cas du redressement *biplaque* avec bobine en tête :

$$v \# \frac{V_{max}}{L_H\ C_{\mu F}} = \frac{375\sqrt{2}}{10 \cdot 8}$$

$$\# \boxed{6{,}62 \text{ volts}} \quad \text{(d'amplitude)}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 41, page 33. -

1°) - Il faut supposer le problème résolu, puis vérifier par le calcul graphique que le résultat obtenu cadre avec l'estimation faite.

Supposons

$$V_c = 340 \text{ volts}$$

Calculons $\dfrac{\rho + R_{transfo}}{n \cdot R_c}$ avec

$$R_{transfo} = R_s + a^2 R_p \quad \text{et}$$

$$R_c = \frac{V_c}{I_c}$$

On a

$$\frac{\rho + R_{transfo}}{n \cdot R_c} = \frac{320 + 310 + \left(\frac{330}{110}\right)^2 \cdot 10}{2 \cdot \frac{340}{5 \cdot 10^{-2}}} = 0{,}053$$

D'après le graphique "AL_1", on lit pour

$$\frac{\rho + R_{transfo}}{n \cdot R_c} = 0{,}053$$

$$\frac{V_c}{V_{eff}} = 1{,}02$$

d'où

$$V_c = 1{,}02 \cdot V_{eff} = 1{,}02 \cdot 330$$

$$\# \boxed{337 \text{ volts}}$$

Ce résultat concorde à 3 volts près (moins de 1 %) avec la valeur estimée : 340 volts.

2°) - D'après la courbe "AL_2", on lit

$$\frac{1}{2} - \frac{(t_1 - t_2)}{T} = 0{,}25$$

d'où la tension d'ondulation

$$v = \frac{I_c \left(\frac{1}{2} - \frac{t_2 - t_1}{T}\right)}{2 \cdot C \cdot F} = \frac{5 \cdot 10^{-2} \cdot 25 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 50}$$

$$= \boxed{15{,}5 \text{ volts}}$$

3°) - Efficacité du 1er filtre :

$$\frac{v}{v'} = LC\omega^2 - 1 \quad \text{si}$$

$R \# 0$

$$\frac{v}{v'} = 10 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 4\,\pi^2 \cdot 10^4 - 1 = 31$$

d'où la tension d'ondulation aux bornes de C_2 :

$$v' = \frac{v}{LC\omega^2 - 1} = \frac{15{,}5}{31}$$

$$= \boxed{0{,}5 \text{ volts}}$$

4°) - La dernière cellule doit avoir une efficacité de 20 dB, soit :

$$\frac{v'}{v''} = 10 = LC\omega^2 - 1$$

Tirons L :

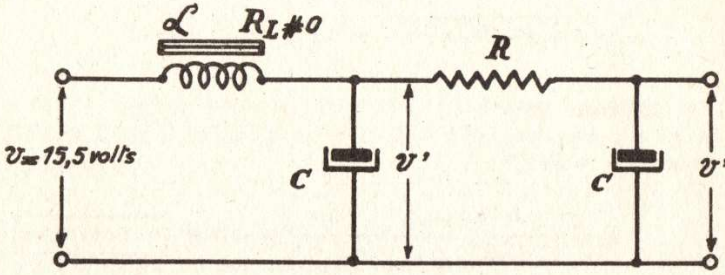
$$L = \frac{11}{C\,\omega^2} = \frac{11}{8 \cdot 10^{-6} \cdot 4\,\pi^2 \cdot 10^4}$$

$$= \boxed{3{,}4 \text{ henrys}}$$

La tension d'ondulation résiduelle ne sera plus que de

$$\frac{0{,}5}{10} = 0{,}05 \text{ volts}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 42, page 34. -



1°) - En négligeant l'influence du second filtre, on a :

$$v' = \frac{v}{LC\omega^2 - 1}$$

($R_L \# 0$) avec

$\omega = 2\pi\, 100$

puisqu'on a un redresseur biplaque.

$$v' = \frac{15{,}5}{20 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 4\,\pi^2 \cdot 10^4 - 1}$$

$$= \frac{15{,}5}{63}$$

$$\# \boxed{0{,}25 \text{ volts}}$$

2°) - Pour que

$v'' = 0{,}025$ volts,

le filtre $R.C$ doit avoir une efficacité

$$\frac{v'}{v''} = 10 \quad \text{(soit 20 décibels)}$$

3°) - L'efficacité d'un filtre $R.C$

$$\frac{v'}{v''} = \sqrt{R^2 C^2 \omega^2 + 1} = 10$$

il faut donc

$$100 - 1 = R^2 C^2 \omega^2$$

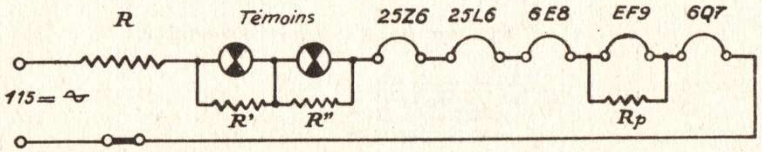
$$R \# \frac{10}{C.\omega} = \frac{10}{8 \, . \, 10^{-6} \, . \, 2\,\pi \, . \, 100} \# \boxed{2\ 000 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 43, page 34. -

1°) - A l'aide d'un catalogue de tubes, on cherche les différentes tensions et intensités de chauffage des tubes.

Tube →	6E8	EF9	6Q7	25Z6	25L6
Tension →	6,3 V	6,3	6,3	25	25
Intensité →	0,3 A	0,2	0,3	0,3	0,3

Schéma :



Calcul de R.

Tension aux bornes de tous les filaments :

$$(6{,}3 \times 5) + (25 \times 2) = 81{,}5 \text{ volts}$$

Tension aux bornes de R :

$$115 - 81{,}5 = 33{,}5 \text{ volts}$$

Valeur de R :

$$\frac{V}{I} = \frac{33{,}5}{0{,}3} \# \boxed{110 \text{ ohms}}$$

Les lampes témoins ne consomment que 0,2 ampères, il faut donc les shunter par des résistances dérivant 0,1 ampère.

$$R' = R'' = \frac{6{,}3}{0{,}1} = \boxed{63 \text{ ohms}}$$

Le tube EF9 aura également en parallèle sur son filament une résistance

$$R_p = 63 \text{ ohms}$$

Remarque : R' et R'' peuvent ne faire qu'une résistance avec R, soit :

$$110 + 63 + 63 = \boxed{236 \text{ ohms}}$$

avec prise à 110 et 174 ohms

Dissipations -

Résistance R -

$$P = UI = 33{,}5 \, . \, 0{,}3 = 10 \text{ watts}$$

Résistances R', R'' et R_p

$$P = 6{,}3 \, . \, 0{,}1 \# \boxed{0{,}63 \text{ watt}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 44, page 34. -

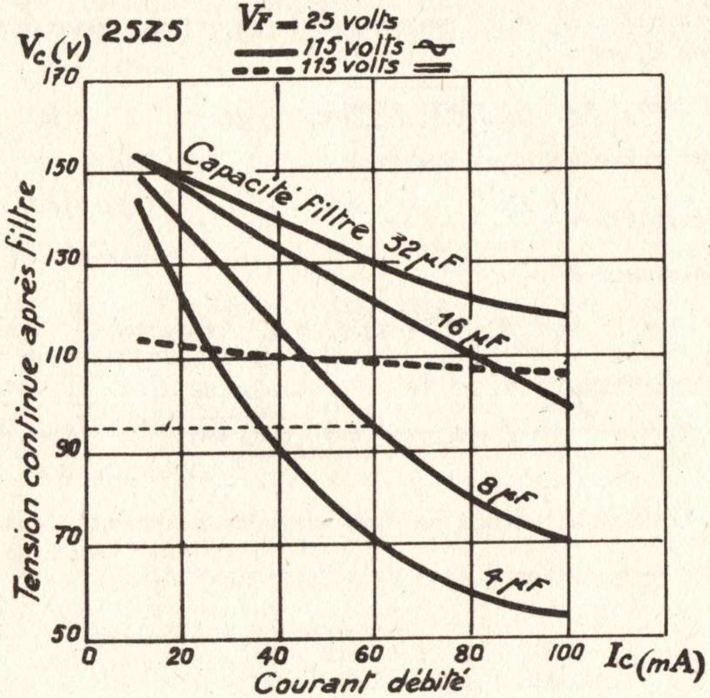
Le problème se résoud par une simple lecture sur les caractéristiques $V_c = f\ (I_c)$ du tube 25Z5.

La tension de sortie a pour valeur :

70 volts	avec	un	condensateur	d'entrée de	4 µF
96 volts	"	"	"	" "	8 µF
130 volts	"	"	"	" "	32 µF

si le redresseur est alimenté sur secteur 115 volts efficaces.

Par contre avec un secteur continu 115 volts, la tension de sortie sera égale à 109 volts, quelle que soit la valeur de la capacité d'entrée. La valve se comporte alors comme une simple résistance.



V - AMPLIFICATEURS DE TENSION AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE MONTAGES PUSH-PULL

SOLUTION DU PROBLEME N° 45, page 36. -

Pour obtenir un gain

$$G = \frac{K R_p}{R_p + \rho} = 10, \quad \text{il faut}$$

$$R_p = \frac{G\rho}{K - G} = \frac{10 \cdot 15 \cdot 10^3}{25 - 10} = 10^4\ \Omega$$

$$= \boxed{10\ k\Omega}$$

Polarisation

$$R_K = \frac{V_{go}}{I_{po}} = \frac{4}{5 \cdot 10^{-3}}$$

$$= \boxed{800 \text{ ohms}}$$

Chute de tension aux bornes du tube, de R_p et de R_K :

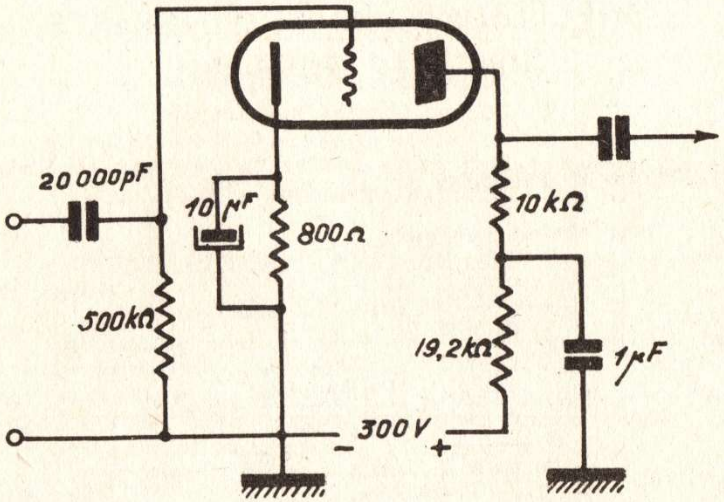
$$V_{po} + V_{go} + R_p\ I_{po} = 150 + 4 + 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-3}$$

$$= 204 \text{ volts}$$

La haute tension étant de 300 volts, il faut ajouter en série avec R_p une résistance chutant 300 - 204 = 96 volts.

$$R = \frac{96}{5 \cdot 10^3} = \boxed{19\ 200 \text{ ohms}}$$

Schéma :



Remarque : Pour les éléments dont la valeur n'est pas critique, l'ordre de grandeur a été porté sur le schéma.

SOLUTION DU PROBLEME N° 46, page 36. -

1°) - Calcul de la fréquence de pseudo-résonance (pour laquelle le gain est maximum).

On a

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_g\, R\!\sim\, Cl\, C_p}} =$$

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{10^6 \cdot 166 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-8} \cdot 15 \cdot 10^{-11}}}$$

$$= \boxed{255 \text{ hertz}}$$

avec

$$R\!\sim\, = \frac{R_p\, R_g}{R_p + R_g} = \frac{2 \cdot 10^5 \cdot 10^6}{12 \cdot 10^5}$$

$\#$ 166 000 ohms en négligeant ρ

2°) - Calcul des fréquences quadrantales (pour lesquelles l'affaiblissement est de 3 décibels).

$$F_1 < F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot Cl} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-8}}$$

$\#$ $\boxed{8 \text{ hertz}}$

$$F_2 > F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R\!\sim \cdot C_p} = \frac{1}{2\pi \cdot 166 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-11}}$$

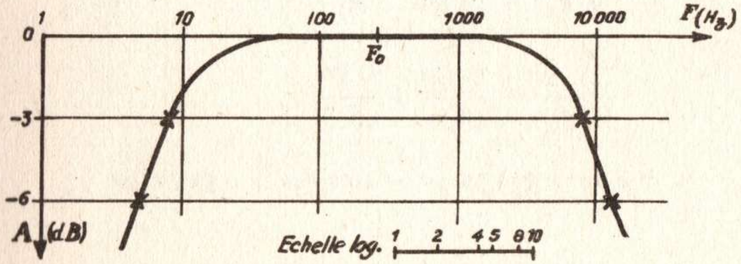
$\#$ $\boxed{6\ 300 \text{ hertz}}$

3°) - Calcul des fréquences pour lesquelles l'affaiblissement est de 6 décibels.

$$F_3 < F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}\, R_g\, Cl} = \frac{F_1}{\sqrt{3}} \# \ 5 \text{ hertz}$$

$$F_4 > F_0 = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\, R\!\sim C_p} = F_2\sqrt{3} \# \ 11\ 000 \text{ hertz}$$

Ces quelques valeurs suffisent, en pratique pour donner l'allure générale de la courbe de réponse de l'étage amplificateur.

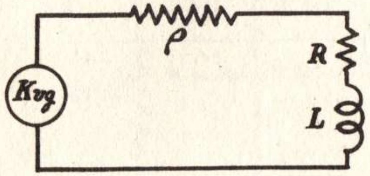


SOLUTION DU PROBLEME N° 47, page 37. -

1°) - Gain en tension :

$$G = \frac{KR}{R + \rho} = \frac{20 \cdot 5 \cdot 10^3}{(15 + 5)\ 10^3} = \boxed{5}$$

2°) - Avec une inductance en série, le schéma équivalent devient :



et le gain

$$G = \frac{K\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{\sqrt{(R + \rho)^2 + L^2\omega^2}}$$

doit être égal à $2\dfrac{KR}{R+\rho}$

Posons

$$R + \rho = R_1, \quad \text{on a}$$

$$\frac{K\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{\sqrt{R_1^2 + L^2\omega^2}} = \frac{2KR}{R_1}$$

$$\frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{\sqrt{R_1^2 + L^2\omega^2}} = \frac{2R}{R_1}$$

$$\frac{R^2 + L^2\omega^2}{R_1^2 + L^2\omega^2} = \frac{4R^2}{R_1^2}$$

$$R_1^2 R^2 + R_1^2 L^2\omega^2 = 4R^2 R_1^2 + 4R^2 L^2\omega^2$$

$$R_1^2 L^2\omega^2 - 4R^2 L^2\omega^2 = 3R^2 R_1^2$$

$$L^2 (R_1^2\omega^2 - 4R^2\omega^2) = 3R^2 R_1^2$$

$$\boxed{L = \frac{R R_1\sqrt{3}}{\omega\sqrt{R_1^2 - 4R^2}}}$$

Discussion : La quantité sous le radical doit être positive. Il faut

$$R_1^2 > 4R^2$$

$$\text{soit} \quad R_1 > 2R$$

$$R + \rho > 2R$$

$$\text{d'où} \quad \boxed{R < \rho}$$

Ici

$$R = 5\ \text{k}\Omega < \rho = 15\ \text{k}\Omega,$$

le problème a donc une solution :

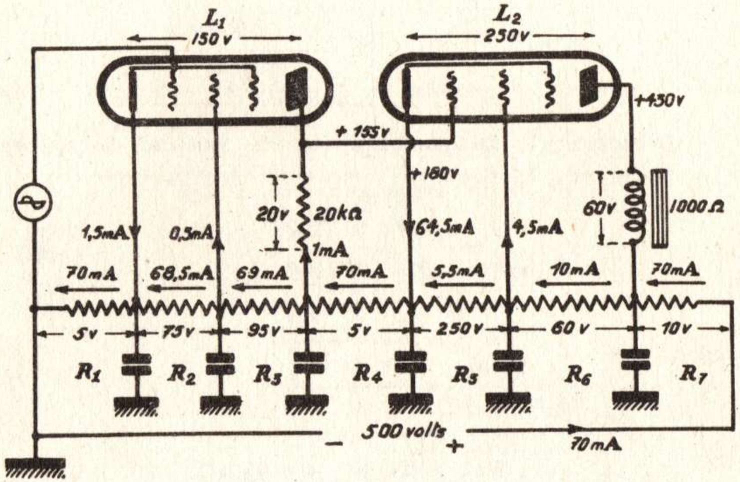
3°) - Valeur de L :

$$L = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot \sqrt{3}}{10^4\sqrt{4 \cdot 10^8 - 4 \cdot 25 \cdot 10^6}} = \frac{10^8\sqrt{3}}{10^8\sqrt{3}}$$

$$= \boxed{1\ \text{henry}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 48, page 37. -

1°) - *Schéma de l'amplificateur*



2°) - Calcul des résistances.

$$R_1 = \frac{5}{7 \cdot 10^{-2}} \# \boxed{70 \text{ ohms}}$$

$$P_1 = 5 \cdot 7 \cdot 10^{-2} = 0{,}35 \text{ W}$$

$$R_2 = \frac{75}{68{,}5 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{1\,100 \text{ ohms}}$$

$$P_2 = 75 \cdot 68{,}5 \cdot 10^{-3} = 5{,}1 \text{ W}$$

$$R_3 = \frac{95}{69 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{1\,400 \text{ ohms}}$$

$$P_3 = 95 \cdot 69 \cdot 10^{-3} \# 6{,}7 \text{ W}$$

$$R_4 = \frac{5}{7 \cdot 10^{-2}} \# \boxed{70 \text{ ohms}}$$

$$P_4 = P_1 = 0{,}35 \text{ W}$$

$$R_5 = \frac{250}{5{,}5 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{45\,000 \text{ ohms}}$$

$$P_5 = 250 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{-3} \# 1{,}4 \text{ W}$$

$$R_6 = \frac{60}{0{,}01} = \boxed{6\,000 \text{ ohms}}$$

$$P_6 = 60 \cdot 0{,}01 = 0{,}6 \text{ W}$$

$$R_7 = \frac{10}{70 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{140 \text{ ohms}}$$

$$P_7 = 10 \cdot 7 \cdot 10^{-2} = 0{,}7 \text{ W}$$

Les puissances calculées sont celles que doivent dissiper les résistances. Il faudra choisir, en pratique, des résistances capables de dissiper une puissance supérieure (coefficient 2 ou 3), pour éviter un chauffage exagéré.

3°) - Courant efficace d'anode du tube I :

$$i_p = S \cdot v_g = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}2 = 0{,}4 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

soit $\boxed{0{,}4 \text{ mA}}$

La tension efficace développée aux bornes de la charge sera :

$$v_p = R_p \cdot i_p = 20 \cdot 10^{3} \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-3} = 8 \text{ volts}$$

Courant efficace d'anode du tube II :

$$i_p = S \cdot v_g' = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 = 40 \cdot 10^{-3}$$

soit $\boxed{40 \text{ mA}}$

$v_g{}' = v_p$

puisque la tension de sortie du tube I est aussi la tension d'attaque du tube II.

Impédance de charge du tube II :

$$Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2} = \sqrt{10^6 + 3 \cdot 10^6}$$

$$= 2\ 000 \text{ ohms}$$

Puissance développée dans cette charge :

$$P = Z\, i_p{}^2 = 2 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^{-4}$$

$$= \boxed{3{,}2 \text{ V.A.}}$$

N.B. - Ce résultat s'exprime en volt-ampères, puisqu'il s'agit de la puissance apparente.

On peut d'ailleurs calculer la puissance active

$$P = UI \cos\phi$$

en multipliant la puissance apparente par

$$\cos\phi = \frac{R}{Z}$$

On notera ici que

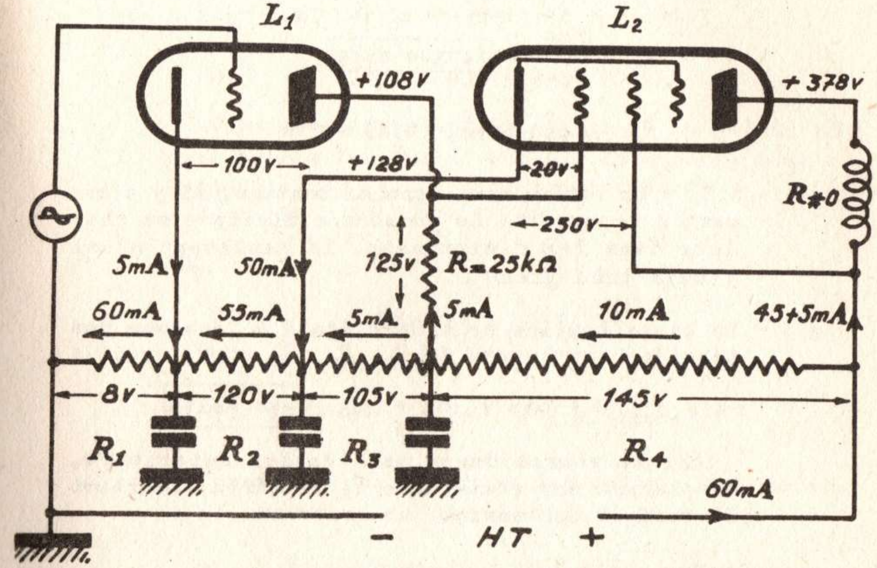
$$\cos\phi = \frac{1}{2} \quad \text{puisque}$$

$$R = 1\ 000\ \Omega \quad \text{et}$$

$$Z = 2\ 000 \text{ ohms.}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 49, page 38. -

Schéma :



Le schéma est établi en fonction des données. Sur ce schéma on porte les différentes tensions et intensités qui permettront de calculer les résistances du diviseur de tensions.

2°) - Calcul des résistances :

$$R_1 = \frac{8}{6 \cdot 10^{-2}} = \boxed{133 \text{ ohms}}$$

$$P_1 = 8 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 0{,}48 \text{ watt}$$

$$R_2 = \frac{120}{55 \cdot 10^{-3}} \ \# \ \boxed{2\ 200 \text{ ohms}}$$

$$P_2 = 120 \cdot 55 \cdot 10^{-3} = 6{,}6 \text{ watts}$$

$$R_3 = \frac{105}{5 \cdot 10^{-3}} = \boxed{21\ 000 \text{ ohms}}$$

$$P_3 = 105 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0{,}52 \text{ watt}$$

$$R_4 = \frac{145}{0{,}01} = \boxed{14\ 500 \text{ ohms}}$$

$$P_4 = 145 \cdot 10^{-2} = 1{,}45 \text{ watts}$$

N.B. - On notera que, dans ce montage, il y a une partie importante de puissance dissipée en chaleur dans les résistances. Le rendement n'est jamais très grand.

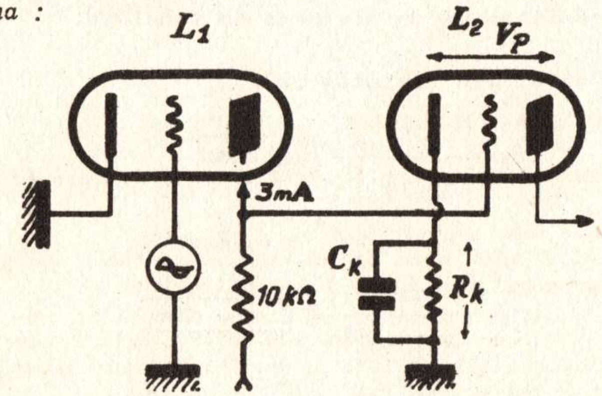
3°) - La haute tension doit être égale à la somme des tensions aux bornes de R_1, R_2, R_3 et R_4, soit :

$$8 + 120 + 105 + 145 = \boxed{378 \text{ volts}}$$

Si la source donne une tension supérieure, on placera une résistance R_5 en série absorbant l'excédent de tension.

SOLUTION DU PROBLEME N° 50, page 38. -

Schéma :



1°) - La tension anodique du tube L_1 est égale à la tension grille de L_2 puisqu'il y a liaison directe.

$$V_p = V_{HT} - R_p I_p = 200 - 10^4 \cdot 3 \cdot 10^{-3}$$

$$= 170 \text{ volts}$$

Pour obtenir une polarisation de 12 volts, il faut que la tension de cathode du tube L_2 soit :

$$V_K = 170 + 12 = 182 \text{ volts}$$

on a

$$R_K = \frac{V_K}{I_p} = \frac{182}{2 \cdot 10^{-2}} = \boxed{9\ 100 \text{ ohms}}$$

$$P = VI = 182 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 3{,}64 \text{ watts}$$

2°) - Si pour le tube L_2, $V_p = 240$ volts, la tension d'alimentation de plaque sera :

$$V_K + V_p = 240 + 182 = \boxed{422 \text{ volts}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 51, page 39. -

La puissance appliquée à l'anode du tube s'écrit :

$$P = V_p I_p$$

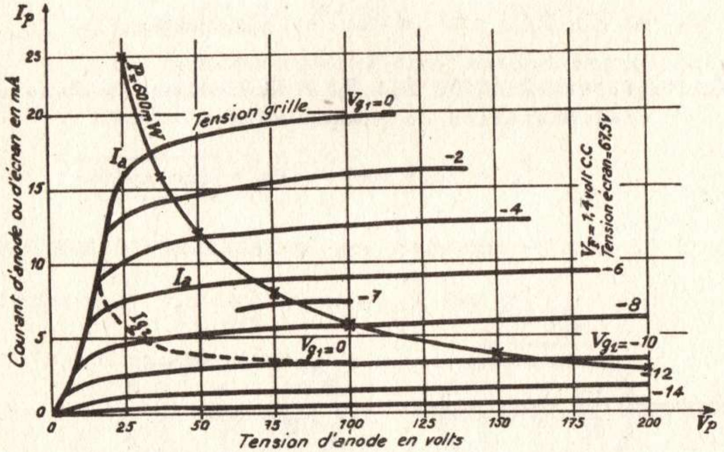
Il s'agit donc de tracer la courbe $I_p = \dfrac{P}{V_p}$ où P est une constante égale à 600 milliwatts.

C'est une hyperbole équilatère dont il suffit de calculer quelques points en se fixant, par exemple différentes valeurs de V_p.

Tableau des valeurs calculées :

V_p (volts)	$I_{p\,mA} = \dfrac{P\,mW}{V_{p\,volts}}$
25 volts	$\dfrac{600}{25} = 24$ mA
37,5	16
50	12
75	8
100	6
150	4
200	3

Courbe pour une dissipation anodique P = 600 milliwatts.



SOLUTION DU PROBLEME N° 52, page 39. -

La puissance modulée fournie par un étage de puissance fonctionnant en classe A peut s'écrire :

$$P_m = K.\,S.\,v_g^2\ \frac{n}{(n+1)^2}$$

en posant

$$n = \frac{Z_o}{\rho}$$

En calculant n, on trouve ensuite

$$Z_o = n\rho$$

$$P_m\,(n^2 + 2n + 1) = KSv_g^2\,n$$

$$P_m.\,n^2 + (2P_m - KS\ v_g^2)\,n + P_m = 0$$ équation du second degré.

Avec

$$K = \rho S = 2\,.\,10^4\,.\,9{,}5\,.\,10^{-3}$$
$$= 190,$$ on a

$$8n^2 + (16 - 70)\,n + 8 = 0$$

$$8n^2 - 54n + 8 = 0$$

$b = -54$ est pair,

prenons la formule simplifiée

$$\frac{-b' \pm \sqrt{b'^2 - ac}}{a}$$ avec

$$b' = \frac{b}{2} = -27$$

Le discriminant simplifié

$$b'^2 - ac = 729 - 64 = 665$$

$\sqrt{665} = 25{,}78$ d'où

$$n' = \frac{27 + 25{,}78}{8} \# 6{,}6 \quad \text{et}$$

$$n'' = \frac{27 - 25{,}78}{8} \# 0{,}15$$

Il y a donc théoriquement deux valeurs de charge :

$$Z' = n'\rho = 6{,}6 \cdot 20\,000 = 132\,000 \text{ ohms}$$

et

$$Z'' = n''\rho = 0{,}15 \cdot 20\,000 = \boxed{3\,000 \text{ ohms}}$$

Pratiquement, seule la seconde valeur convient car la charge optimum d'un tube penthode doit toujours être inférieure à ρ pour éviter une trop grande distorsion d'amplitude.

Une charge élevée ferait travailler le tube dans les parties coudées de ses caractéristiques. Dans ces zones les valeurs des constantes K, ρ, S ne correspondent plus aux valeurs données. Le résultat : 132 000 ohms est donc pratiquement faux.

SOLUTION DU PROBLEME N° 53, page 39. -

1°) - La charge optimum d'une penthode de puissance peut se calculer par la relation :

$$Z_o = \frac{V_{po} - V_{p_{min}}}{I_{po}}$$

Or, la quantité $V_{po} - V_{p_{min}}$ est égale,à l'amplitude de la composante alternative d'anode, soit 220 volts, d'où :

$$Z_o = \frac{220}{44 \cdot 10^{-3}} = \boxed{5\,000 \text{ ohms}}$$

2°) - Puissance modulée

$$P_m = \frac{v_p^2}{Z_o}$$

avec v_p : valeur efficace de la composante alternative d'anode, soit $\frac{220}{\sqrt{2}} V_{eff}$.

$$P_m = \frac{220^2}{2 \times 5\,000} = \boxed{4{,}84 \text{ watts}}$$

3°) - Rendement anodique du tube

$$\eta\,\% = \frac{P_m}{P_a} \cdot 100 \quad \text{avec}$$

$Pa = V_{po} \cdot I_{po}$:

puissance appliquée au tube.

$$\eta = \frac{4{,}84}{250 \cdot 44 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = \boxed{44\ \%}$$

ce qui est un bon rendement, puisque la valeur du rendement anodique maximum d'une penthode est de 50 % en classe A.

4°) - *Sensibilité* : c'est la valeur de la tension efficace à appliquer entre grille et cathode pour obtenir une puissance modulée de 50 mW dans la charge optimum.

On a :

$$P_m = a \cdot v_g^2 \quad \text{d'où}$$

$$5 \cdot 10^{-2} = a \cdot s^2$$

en divisant membre à membre

$$\frac{P_m}{5 \cdot 10^{-2}} = \frac{v_g^2}{s^2} \quad \text{d'où}$$

$$s = v_g\sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-2}}{P_m}}$$

$$s = \frac{12}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-2}}{4,84}} = \boxed{0,86 \text{ volt efficace}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 54, page 40. -

1°) - Constantes du tube :

Résistance interne :

$$\rho = \frac{\Delta V_p}{\Delta I_p} \text{ à } V_g \text{ constante } = \frac{100}{2 \cdot 10^{-1}}$$

$$= \boxed{500 \text{ ohms}}$$

Pente :

$$S = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_g} \text{ à } V_p \text{ constante } = \frac{2 \cdot 10^{-1}}{20}$$

$$= 10^{-2} \text{ A/V soit } \boxed{10 \text{ mA/V}}$$

Coefficient d'amplification :

$$K = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g} \text{ à } I_p \text{ constant ou } K = \rho S$$

$$K = 500 \cdot 10^{-2} = \boxed{5}$$

2°) - La droite de charge optimum passe par le point P et son inclinaison est :

$$tg\alpha = \frac{-1}{Z_0} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p}$$

Pour

$\Delta I_p = 100$ mA on a

$\Delta V_p = \Delta I_p Z_o = 50$ V

3°) - Puissance modulée :

Elle correspond à la surface hachurée :

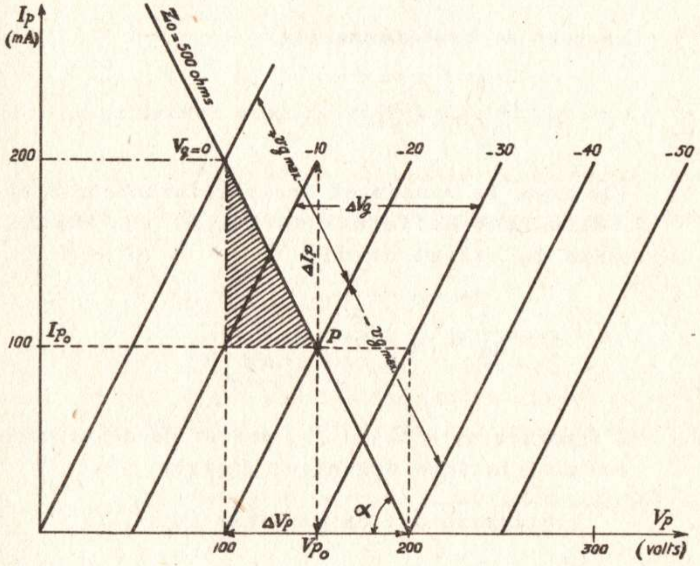
$$P_m = \frac{1}{2} \cdot 50 \cdot 10^{-1} = \boxed{2,5 \text{ watts}}$$

Rendement anodique :

$$\eta\,\% = 100\frac{P_m}{P_a} \quad \text{avec}$$

$$P_a = V_{po}\, I_{po} = 150 \cdot 0,1 = 15 \text{ W}$$

$$\eta = 100\frac{2,5}{15} \# \boxed{17\ \%}$$



SOLUTION DU PROBLEME N° 55, page 41. -

1°) - Le transformateur d'adaptation ayant un rendement de 75 %, le tube doit fournir une puissance modulée :

$$P = \frac{7{,}5\ W}{\eta} = \frac{7{,}5}{0{,}75} = 10 \text{ watts}$$

Cette puissance peut s'écrire :

$$P = \frac{v_p^2}{Z}$$

avec v_p : valeur efficace de la composante alternative d'anode dont le maximum est fixé à 400 volts.

On tire :

$$Z = \frac{v_p^2}{P} = \frac{400^2}{(\sqrt{2})^2 \cdot 10} = \boxed{8\ 000 \text{ ohms}}$$

2°) - Rapport de transformation :

$$a = \sqrt{\eta \cdot \frac{Z_{BM}}{Z}}$$

(lorsque le rendement du transformateur d'adaptation est différent de 100 %, il intervient dans le calcul de a).

$$a = \sqrt{0{,}75 \frac{20}{8\ 000}} \# \boxed{\frac{1}{23}}$$

3°) - L'équation $i_p = Sv_g + I_o$, permet de construire la caractéristique dynamique du tube :

L'ordonnée à l'origine est

$$I_o = 135 \text{ mA}$$

et la pente de la caractéristique

$$S = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_g} = 5 \text{ mA/V}$$

La polarisation étant fixée, on lit sur le graphique la valeur du courant plaque au repos

$$I_{po} = 60 \text{ mA}$$

La puissance appliquée à l'anode est :

$$P_a = V_{po}\ I_{po} = 500 \cdot 6 \cdot 10^{-2} = 30 \text{ W}$$

Le rendement anodique de l'étage

$$\eta = \frac{P_m}{P_a} \quad \text{avec}$$

P_m = 10 watts : puissance modulée, on a :

$$\eta = \frac{10}{30} = 0{,}33 \text{ soit } \boxed{33\ \%}$$

4°) - La puissance modulée peut aussi s'écrire :

$$P_m = v_p \cdot i_p$$

avec v_p et i_p en valeurs efficaces ou, en valeurs maximum :

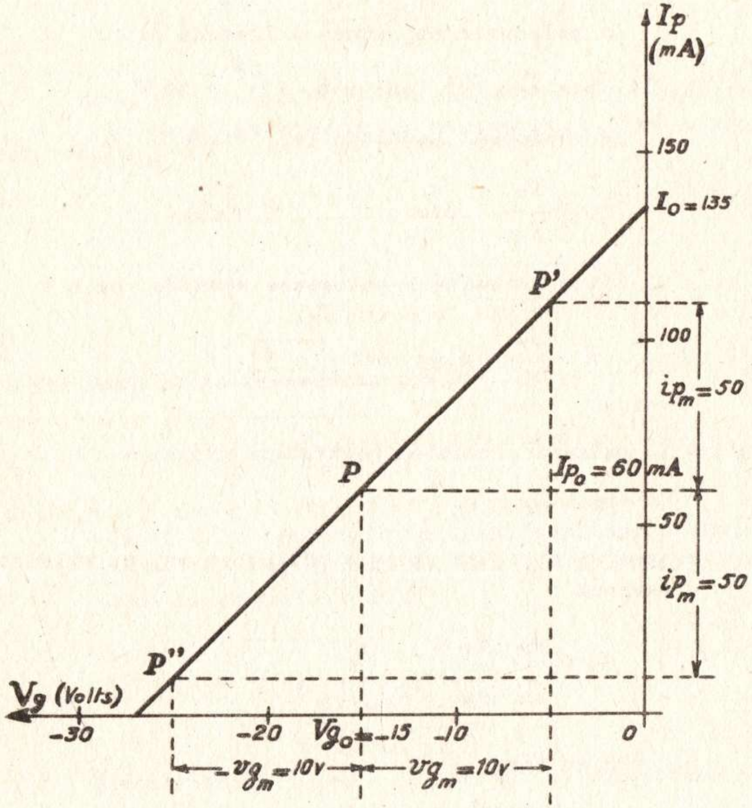
$$P_m = \frac{v_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i_p}{\sqrt{2}}$$

On en tire

$$i_{p(max)} = \frac{2\ P_m}{v_{p(max)}} = \frac{2 \cdot 10}{400} = 0{,}05 \text{ A soit } 50 \text{ mA}$$

En portant cette valeur sur le graphique, de part et d'autre de I_{po}, on détermine les points extrêmes de fonctionnement P' et P''. Les perpendiculaires abaissées de ces points sur l'axe des v_g, montre que l'excitation grille a pour amplitude

$$\boxed{v_{g_{max}} = 10 \text{ volts}}$$



SOLUTION DU PROBLEME N° 56, page 41. -

1°) - La courbe de charge est tracée à partir des droites de charge en classe A et en classe B.

Si la charge de plaque à plaque

$$2\,Z_o = 6\,000 \text{ ohms},$$

la droite de charge, en classe A est définie par

$$t_g\,\alpha = -\frac{1}{Z_o} = \frac{\delta I_p}{\delta V_p}$$

Elle passe par le point P.

La droite de charge en classe B est définie par

$$t_g\,\alpha' = -\frac{1}{\frac{Z_o}{2}} = -\frac{2}{Z_o} = \frac{\delta I_p}{\delta V_p}$$

Elle passe par le point V_{po}.

2°) - En reportant dans le réseau I_p - V_g, les différents points de la courbe de charge, on obtient la caractéristique dynamique.

3°) - Puissance modulée fournie par l'étage push-pull :

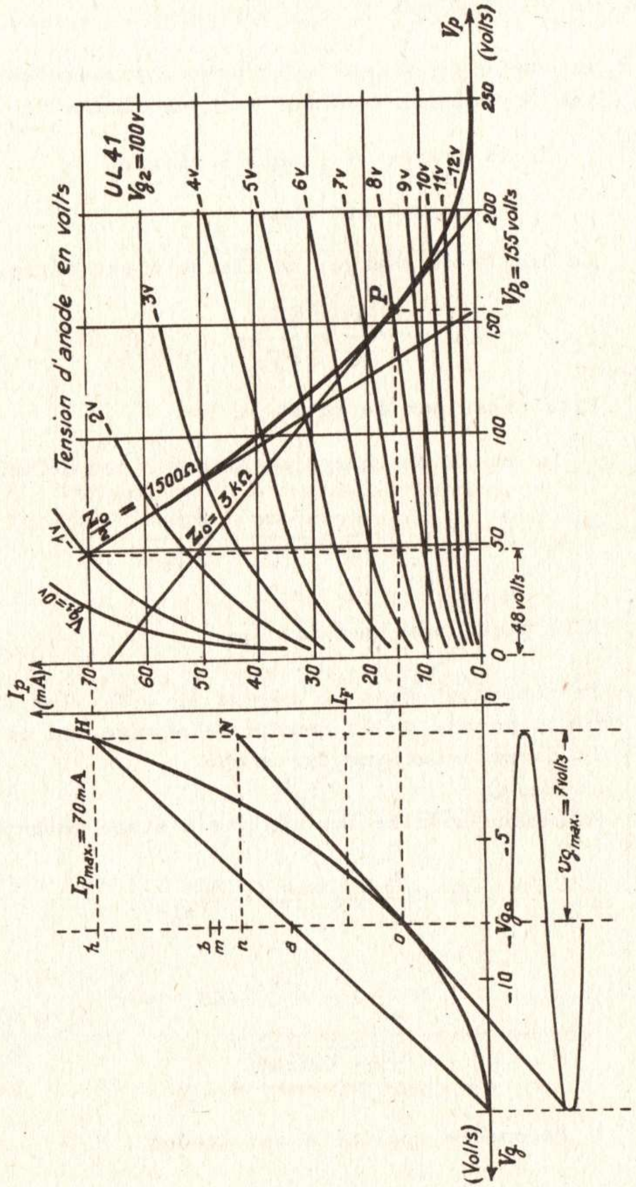
$$P_m = \frac{1}{2} I_{po}\,(V_{po} - V_{p_{min}})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 7 \cdot 10^{-2}\,(155 - 48)$$

$$= \boxed{3{,}75 \text{ watts}}$$

Puissance appliquée aux anodes :

$$P_a = 2 \cdot V_{po}\,I_F$$



avec I_F (courant plaque en fonctionnement)

$$I_{po} + \frac{1}{2}\overline{oa}$$

$$I_F = 25 \text{ mA} \quad \text{(voir graphique)}$$

$$P_a = 2 \cdot 155 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 7{,}75 \text{ W}$$

Rendement anodique :

$$\eta \,\% = 100 \cdot \frac{P_m}{P_a} = 100 \cdot \frac{3{,}75}{7{,}75} \;\#\; \boxed{48\ \%}$$

On pourrait augmenter ce rendement en attaquant le tube avec une tension alternative de grille de plus grande amplitude.

Distorsion d'amplitude :

Le calcul se fait sur la caractéristique dynamique (méthode Boë). Sur la perpendiculaire à $-V_{go}$, on a construit les points b et m tels que

$$\overline{hb} = \overline{oa} \quad \text{et}$$

$$\overline{nm} = \frac{3}{4}\overline{nb}$$

Dans ces conditions :

$$d_2\,\% = 50\,\frac{oa}{om} = 50\,\frac{21}{34} \;\#\; \boxed{31\,\%}$$

(oa et om en milliampères)

Ce taux est énorme, mais il n'y a pas lieu d'en tenir compte. En effet, dans le montage push-pull, la distorsion par harmoniques pairs produite par un tube est éliminée par l'autre tube travaillant en symétrie.

Par contre, la distorsion par harmoniques impairs n'est pas supprimée et on aura :

$$d_3\,\% = 25\,\frac{nb}{om} = 25\,\frac{6}{34} = \boxed{4,4\ \%}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 57, page 42. -

Puissance modulée :

$$P_m = \frac{\Delta V_p . \Delta I_p}{8} \qquad \text{avec}$$

$$\Delta V_p = V_{p_{max}} - V_{p_{min}} = 475 - 40 = 435\ V$$

$$\Delta I_p = I_{p_{max}} - I_{p_{min}} = (68 - 5) = 63\ mA$$

$$P_m = \frac{435 \cdot 63 \cdot 10^{-3}}{8} \ \# \ \boxed{3,4\ watts}$$

Puissance appliquée à l'anode :

$$P = V_{po}\, I_{po}$$

Avec

V_{po} = 250 volts, on lit

I_{po} = 35 mA

$$P = 250 \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 8,75\ W$$

Rendement anodique de l'étage :

$$\eta\,\% = 100\,\frac{P_m}{P} = 100\,\frac{3,4}{8,75} = \boxed{38\ \%}$$

Calcul des distorsions (méthode R.C.A.)

On repère

Iy = 11 mA et

Ix = 63 mA

Distorsion par harmonique 2

$$d_2\% = \frac{I_{p_{max}} + I_{p_{min}} - 2\,I_{po}}{I_{p_{max}} - I_{p_{min}} + \sqrt{2}\,(Ix - Iy)} \cdot 100$$

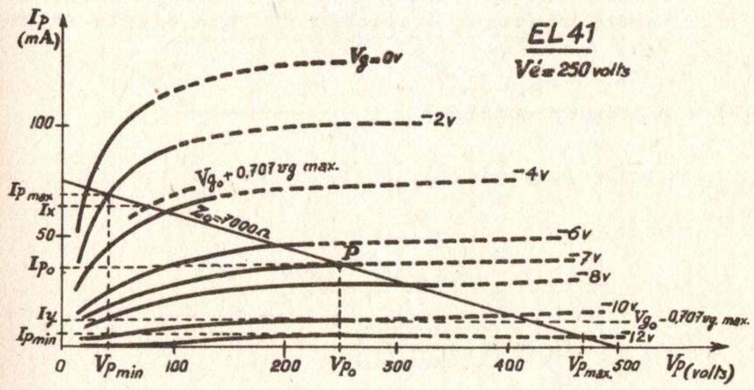
$$= 100\,\frac{68 + 5 - 2 \cdot 35}{68 - 5 + \sqrt{2}\,(63 - 11)} = \frac{300}{136,3}$$

$$= \boxed{2,2\ \%}$$

Distorsion par harmonique 3

$$d_3\% = 100\,\frac{I_{p_{max}} - I_{p_{min}} - \sqrt{2}\,(Ix - Iy)}{I_{p_{max}} - I_{p_{min}} + \sqrt{2}\,(Ix - Iy)}$$

$$= 100\,\frac{68 - 5 - \sqrt{2}\,(63 - 11)}{68 - 5 + \sqrt{2}\,(63 - 11)} = \boxed{7,5\ \%}$$



SOLUTION DU PROBLEME N° 58, page 42. -

1°) - La courbe de charge s'obtient à partir des droites de charge en classe A et en classe B.

Droite de charge en classe A :

Elle passe par le point P, elle est définie par

$$t_g\,\alpha = -\frac{1}{Z_0} = \frac{\delta I_p}{\delta V_p}$$

Droite de charge en classe B :

Elle passe par V_{po} (200 volts), elle est définie par

$$t_g\,\alpha' = -\frac{1}{\frac{Z_0}{2}} = -\frac{2}{Z_0} = \frac{\delta I_p}{\delta V_p}$$

La courbe de charge en classe A B est asymptote à la droite en classe B, tangente à la droite en classe A (au point P) et asymptote à l'axe des V_p.

2°) - La courbe de charge reportée point par point dans le réseau I_p - V_g nous donne la caractéristique dynamique. Le réseau I_p . V_p étant parfait, la caractéristique dynamique est une droite entre V_g = o et V_g = - 40 volts.

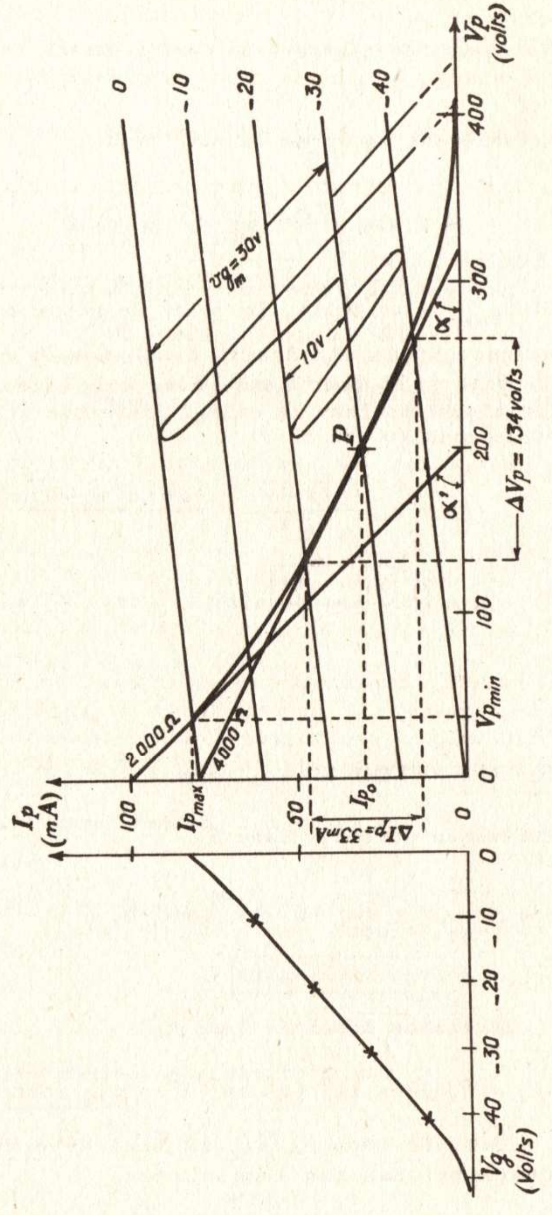
3°) - Puissance modulée :

$$P_m = \frac{1}{2}\left[\,I_{p_{max}}\;(V_{po} - V_{p_{min}})\right]$$

$$= \frac{1}{2} \,.\, 82 \,.\, 10^{-3}\;(200 - 40)$$

$$P_m \;\#\; \boxed{6{,}5 \text{ watts}}$$

Les valeurs $I_{p_{max}}$, V_{po}, $V_{p_{min}}$ sont lues sur le graphique.



Puissance appliquée aux tubes :

$$P_a = 2 \cdot V_{po}\, I_{po} = 2 \cdot 200 \cdot 3 \cdot 10^{-2}$$
$$= 12 \text{ W}$$

Rendement anodique du push-pull :

$$\eta\% = 100 \frac{P_m}{P_a} = 100 \frac{6{,}5}{12} \# \boxed{54\ \%}$$

4°) - Si $v_{g_{max}}$ = 10 volts, le point de repos se déplace uniquement sur la droite de charge en classe A. Le push-pull fonctionne donc en classe A et la formule permettant le calcul graphique de la puissance modulée est :

$$P_m = 2 \cdot \frac{\Delta V_p\, \Delta I_p}{8} = \frac{134 \cdot 33 \cdot 10^{-3}}{4}$$
$$\# \boxed{1{,}1 \text{ watt}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 59, page 43. -

1°) - Puissance dissipée dans R_1

$$P_1 = \frac{V^2}{R_1} = \frac{3^2}{1000} = 9 \cdot 10^{-3} \text{ watts}$$
soit $\boxed{9 \text{ milliwatts}}$

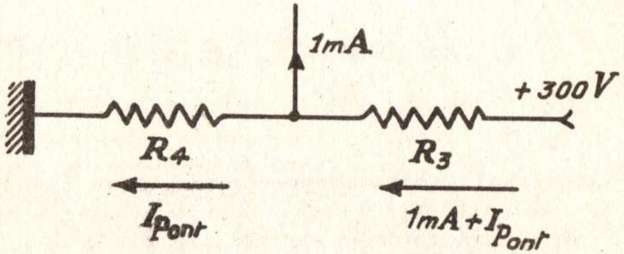
Puissance dissipée dans R_2

$$P_2 = R_2 I^2 = 10^5 (2 \cdot 10^{-3})^2 = \boxed{0{,}4 \text{ watt}}$$

Pour le pont R_3 R_4, il faut déterminer les courants dans ces résistances.

Dans la résistance R_1 il passe un courant de 3/1000 A soit 3 mA. Le courant dans R_2 étant 2 mA, le courant écran

$$I_é = 3 - 2 = 1 \text{ mA}$$



Il reste à déterminer la consommation propre du pont. On a

$$V_{HT} = R_3\,(I_é + I_{pont}) + R_4 \cdot I_{pont} \quad \text{d'où}$$

$$300 = 10^5\,(10^{-3} + I_{pont}) + 10^5\, I_{pont}$$

$$300 = 10^2 + 2 \cdot 10^5\, I_{pont}$$

$$I_{pont} = \frac{200}{2 \cdot 10^5} = 10^{-3} \text{ A soit 1 mA}$$

Il passe, dans R_3 : 2 mA et dans R_4 : 1 mA d'où

$$P_3 = R_3 I^2 = 10^5\,(2 \cdot 10^{-3})^2 = \boxed{0{,}4 \text{ watt}}$$

$$P_4 = R_4 I^2 = 10^5 \cdot 10^{-6} = \boxed{0{,}1 \text{ watt}}$$

2°) - Calcul du gain en tension total :

$$G_{total} = G_{L_1} \times G_{L_2} \times n$$

$$G_{L_1} = S R_p \quad \text{avec}$$

$$R_p = \frac{R_2 R_5}{R_2 + R_5} = \frac{100 \cdot 400}{500} = 80 \text{ k}\Omega$$

$$G_{L_1} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^{4} = \underline{160}$$

$$G_{L_2} = S Z_o \quad \text{avec}$$

$$Z_o = \frac{Z_B}{n^2} = \frac{2}{\left(\frac{1}{60}\right)^2} = 7\ 200\ \Omega$$

$$G_{L_2} = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 7200 \# 65$$

$$G_{total} = 160 \times 65 \times \frac{1}{60} \# 173$$

Tension de sortie aux bornes de la bobine mobile

$$v_s = G_{total} \cdot v_g = 173 \cdot 10^{-2} = 1{,}73 \text{ V}$$

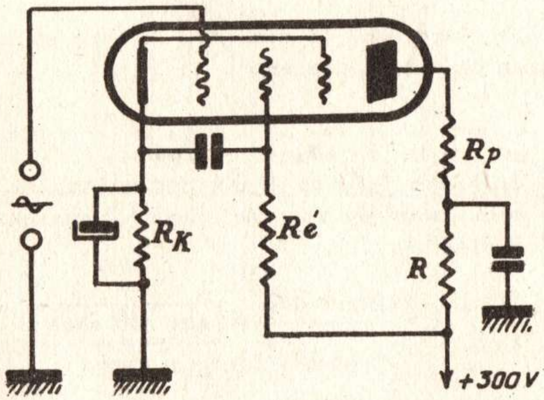
Puissance modulée

$$P_m = \frac{v_s^2}{Z_B} = \frac{1{,}73^2}{2} = \boxed{1{,}5 \text{ watts}}$$

VI - LA CONTRE-REACTION

SOLUTION DU PROBLEME N° 60, page 46. -

1°) - Schéma de l'étage amplificateur :



2°) - Pour obtenir un gain de 100, on chargera le tube avec une résistance

$$R_p = \frac{G\rho}{K - G} = \frac{100 \cdot 6 \cdot 10^{5}}{400 - 100}$$

$$= \boxed{200\ 000 \text{ ohms}}$$

Polarisation

$$R_K = \frac{V_{go}}{I_{po} + I_é} = \frac{4}{0{,}8 \cdot 10^{-3}}$$

$$= \boxed{5\ 000 \text{ ohms}}$$

Tension aux bornes de la résistance d'écran :

$$V_{HT} - (V_{é} + V_{go}) = 300 - 79 = 221 \text{ volts}$$

Résistance d'écran

$$R_{é} = \frac{221}{I_{é}} = \frac{221}{0{,}3 \cdot 10^{-3}}$$

$$\# \boxed{740\ 000 \text{ ohms}}$$

La résistance de cathode, le tube et la résistance de plaque chutent :

$$4 + 100 + (\underbrace{2 \cdot 10^{5}}_{R_p} \cdot \underbrace{0{,}5 \cdot 10^{-3}}_{I_{po}}) = 204 \text{ V}$$

La haute tension étant 300 volts, on placera en série avec R_p une résistance R convenablement découplée :

$$R = \frac{300 - 204}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{200\ 000 \text{ ohms}}$$

3°) - Droites de charge. (on négligera la chute de 4 volts aux bornes de R_k)

En continu la droite passe par le point de repos et le point

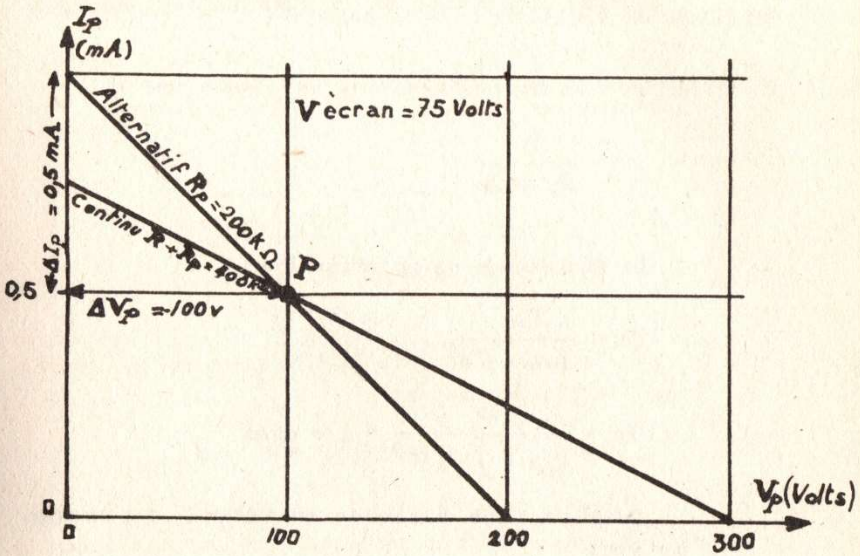
$$V_p = V_{HT} \text{ (pour } I_p = 0)$$

En alternatif la droite passe par le point de repos. Sa position est définie par :

$$t_g\, \alpha = \frac{-1}{R_p} = \frac{\Delta I_p}{\Delta V_p}$$

Pour

$\Delta V_p = -100$ V, on a



$$\Delta I_p = \frac{\Delta V_p}{R_p} = \frac{-(-100)}{2 \cdot 10^{5}} = 0{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

soit 0,5 milliampère

4°) - Si on supprime le condensateur de cathode, il y a contre-réaction d'intensité.

Le taux de contre-réaction

$$r = \frac{R_k}{R_p + R_k} = \frac{5\ 000}{205\ 000} \# 0{,}025$$

soit $\boxed{2{,}5\ \%}$

Le gain avec contre-réaction devient :

$$G_{CR} = \frac{G}{1 + rG} = \frac{100}{1 + 100 \cdot 0{,}025} \# \boxed{28}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 61, page 46. -

1°) - Le taux de contre-réaction est donné par :

$$r = \frac{R_k}{R_k + Z_o}$$

La résistance de polarisation

$$R_k = \frac{V_{go}}{I_{po} + I_é}$$

$$R_k = \frac{22}{(50 + 5)\ 10^{-3}} = 400 \text{ ohms}$$

Pour un tube penthode ou tétrode la charge optimum

$$Z_o \# \frac{V_{po}}{I_{po}} = \frac{250}{5 \cdot 10^{-2}} = 5\ 000 \text{ ohms} \quad \text{d'où}$$

$$r = \frac{400}{5\ 400} = 0{,}074$$

$$\text{soit } \boxed{7{,}4\ \%}$$

2°) - La contre réaction d'intensité augmente la résistance interne de l'étage qui devient

$$\rho' = \rho + K R_k = 50\ 000 + 200 \cdot 400$$

$$= \boxed{130\ 000 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 62, page 47. -

1°) - La distorsion d'amplitude est réduite par la contre-réaction.

On a

$$d_{CR} = \frac{d}{1 + rG} \quad \text{d'où on tire}$$

$$r = \frac{d - d_{CR}}{d_{CR}\ G} = \frac{1}{G}\left(\frac{d}{d_{CR}} - 1\right)$$

$$G \text{ : gain en tension } = \frac{KZ}{Z + \rho} \text{ et}$$

$$K = \rho S$$

$$K = 45 \cdot 10^{3} \cdot 4{,}44 \cdot 10^{-3} = 200$$

$$G = \frac{200 \cdot 5 \cdot 10^{3}}{(45 + 5)\ 10^{3}} = 20$$

Le taux de contre réaction à appliquer est :

$$r = \frac{1}{20}\left(\frac{6}{2} - 1\right) = \frac{1}{10} \text{ soit } \boxed{10\ \%}$$

2°) - Pour une contre-réaction d'intensité

$$r = \frac{R_k}{R_k + Z_o} \quad \text{d'où il faut}$$

$$R_k = \frac{r Z_o}{1 - r}$$

$$R_k = \frac{0{,}1 \cdot 5\ 000}{0{,}9} = \boxed{555\ \Omega}$$

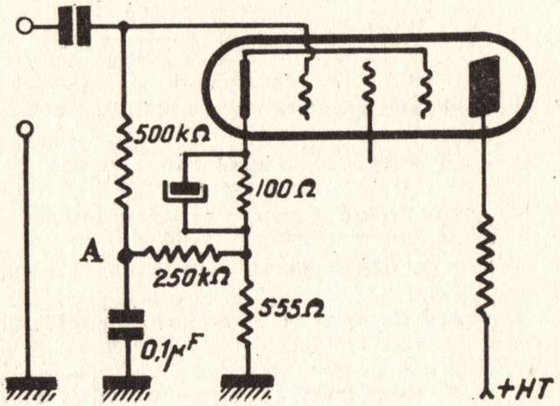
mais pour que la polarisation du tube soit correcte il faudrait

$$R_k = \frac{V_{go}}{I_{po} + I_é}$$

$I_{po} + I_é$ représentant le courant cathodique.

$$R_k = \frac{5}{5 \cdot 10^{-2}} = \boxed{100\ \Omega}$$

On peut réaliser le montage suivant :



Le filtre passe-bas classique (250 kΩ; 0,1 μF) élimine au point A les variations de tension qui sont obtenues aux bornes de la résistance de 555 Ω. (1)

3°) - La nouvelle résistance interne est

$$\rho' = \rho + K R_k$$

soit une augmentation égale à $K R_k$ (R_k : résistance de contre-réaction)

$$K R_k = 200 \cdot 555 = \boxed{111\ 000\ \text{ohms}}$$

(1) Note. - Cependant, la suppression de la cellule de découplage est possible, elle augmente l'impédance d'entrée du tube et réduit le déphasage sur les fréquences basses.

SOLUTION DU PROBLEME N° 63, page 47. -

1°) - Le taux de contre-réaction

$$r = \frac{R_k}{R_k} = 1 \quad \text{soit } \boxed{100\ \%}$$

2°) - Si la charge était placée dans le circuit d'anode le gain serait

$$G = \frac{K R}{R + \rho} = \frac{20 \cdot 10^4}{10^4 + 15 \cdot 10^3} = 8$$

La charge étant dans le circuit de cathode, on a, en tenant compte de la contre-réaction

$$G_{CR} = \frac{G}{1 + rG} = \frac{8}{9}$$

Gain de la cathode suiveuse

$$\boxed{G = \frac{\mu R_K}{\rho + (1+\mu) R_K}}$$

La tension de sortie

$$v = G_{CR} \cdot v_g = \frac{8 \cdot 10}{9}$$

$$\# \boxed{9\ \text{volts efficaces}}$$

3°) - Résistance interne apparente du montage :

$$\rho' = \frac{\rho}{1 + k} = \frac{15\ 000}{21} = \boxed{715\ \text{ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 64, page 48. -

1°) - Avec une contre-réaction de tension, la résistance interne apparente du montage a pour valeur

$$\rho_{CR} = \frac{\rho}{1 + Kr}$$

d'où

$$r = \frac{\rho - \rho_{CR}}{\rho_{CR} K} = \frac{1}{K}\left(\frac{\rho}{\rho_{CR}} - 1\right)$$

$$K = \rho S = 5 \cdot 10^{4} \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 200$$

$$r = \frac{1}{200}\left(\frac{50\ 000}{5\ 000} - 1\right) = \frac{9}{200} \text{ soit } 4{,}5\ \%$$

Ce taux est relié aux éléments du montage par la relation

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{avec}$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{\rho'} = \frac{1}{400} + \frac{1}{200} + \frac{1}{400} \quad \text{soit}$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

On peut donc calculer R_1, à partir de l'expression donnant r.

$$R_1 = \frac{R_2 - rR_2}{r} = \frac{R_2}{r} - R_2$$

$$R_1 = \frac{100}{0{,}045} - 100 = 2\ 122 \text{ k}\Omega$$

soit pratiquement $\boxed{\text{2 mégohms}}$

2°) - Avant l'application de la contre-réaction, le taux global de distorsion était

$$d\ \% = \sqrt{d_2^{\,2} + d_3^{\,2}} = \sqrt{16 + 9} = 5\ \%$$

Après le branchement de R_1, ce taux devient

$$d_{CR} = \frac{d}{1 + rG}$$

avec

$$G = \frac{KZ_0}{Z_0 + \rho}$$

$$G = \frac{200 \cdot 5\ 000}{55\ 000} = 18{,}2$$

et

$$d_{CR} = \frac{5}{1 + \frac{4{,}5 \cdot 18{,}2}{100}}$$

$$= \boxed{2{,}7\ \%}$$

3°) - Puisque la contre-réaction diminue le gain de l'étage qui devient

$$G_{CR} = \frac{G}{1 + rG}$$

il faut que la tension d'entrée soit multipliée par la quantité

$$1 + rG \quad \text{soit} \quad \boxed{1{,}82}$$

Ainsi, la tension de sortie et par conséquent la puissance modulée ne seront pas modifiées.

SOLUTION DU PROBLEME N° 65, page 49. -

1°) - La tension efficace aux bornes de R_p est égale à la tension d'entrée multipliée par le gain du tube T_1.

$$G_{T_1} = \frac{K R}{R + \rho} \quad \text{avec}$$

$$R = \frac{R_p R_g}{R_p + R_g}$$

$$R = \frac{50 \cdot 250}{300} \# 42 \text{ k}\Omega$$

$$G_{T_1} = \frac{120 \cdot 42 \cdot 10^3}{(42 + 80)\ 10^3} \# 40$$

Aux bornes de R_p :

$$v_1 = G_{T_1} \cdot v_g = 40 \cdot 0{,}1$$

$$= \boxed{4 \text{ volts efficaces}}$$

2°) - Aux bornes de R'_p la tension a pour valeur

$$v_2 = v_1 \cdot G_{T_2} \quad \text{et}$$

$$G_{T_2} = \frac{K' R'_p}{R'_p + \rho'}$$

$$G_{T_2} = \frac{80 \cdot 7 \cdot 10^3}{(7 + 30)\ 10^3} \# 15 \quad \text{et}$$

$$v_2 = 4 \cdot 15 = 60 \text{ volts efficaces.}$$

La puissance développée aux bornes de R'_p

$$P = \frac{v_2^2}{R'_p} = \frac{60^2}{7\ 000} \# \boxed{0{,}5 \text{ watt}}$$

3°) - La résistance de 250 kΩ réunissant les deux anodes apporte une contre-réaction de tension dont le taux est

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{avec}$$

$$R_1 = 250\ 000 \text{ ohms} \quad \text{et}$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{\rho} = \frac{1}{250} + \frac{1}{50} + \frac{1}{80}$$

d'où

$$R_2 \# 27 \text{ k}\Omega$$

$$r = \frac{27}{250 + 27} \# 0{,}1 \quad \text{soit } 10\ \%$$

Le gain du tube T_2 devient

$$G'_{T_2} = \frac{G_{T_2}}{1 + rG_{T_2}}$$

$$G'_{T_2} = \frac{15}{1 + 0{,}1 \cdot 15} = 6$$

Aux bornes de R'_p la tension efficace devient

$$v_2 = v_1 \cdot G'_{T_2} = 4 \cdot 6 = \boxed{24 \text{ volts}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 66, page 50. -

1°) - Taux de contre-réaction :

$$r = \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{25}{25 + 475} = 0{,}05 \text{ soit } \boxed{5\ \%}$$

2°) - Efficacité de la contre-réaction :

$$\delta = 1 + rG = 1 + \frac{5 \cdot 240}{100} = \boxed{13}$$

3°) - Gain avec contre-réaction :

$$G_{CR} = \frac{G}{\delta} = \frac{240}{13} \# \boxed{20}$$

On aurait pu appliquer la relation simplifiée

$$G_{CR} = \frac{1}{r} = \frac{1}{0,05} = 20$$

4°) - De la formule

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

on tire

$$R_1 = \frac{R_2 - rR_2}{r} = R_2 \left[\frac{1}{r} - 1\right]$$

$$R_1 = 25 \left[\frac{1}{0,08} - 1\right] = 287,5\ \Omega$$

soit $\boxed{290 \text{ ohms}}$

5°) - Avec 8 % de contre-réaction

$$G_{CR} \# \frac{1}{r} = \frac{1}{0,08} = \boxed{12,5}$$

NOTE - On peut négliger l'effet de la contre-réaction d'intensité sur le premier tube dû à la résistance de 25 ohms non shuntée.

SOLUTION DU PROBLEME N° 67, page 50. -

1°) - La formule donnant le gain d'un déphaseur cathodyne (compte tenu de 50 % de contre-réaction) est :

$$G_{CR} = \frac{G}{2 + G} \quad \text{d'où on tire}$$

$$G = \frac{2\ G_{CR}}{1 - G_{CR}}$$

$$G = \frac{2 \cdot 0,8}{1 - 0,8} = 8 \quad \text{or}$$

$$G = \frac{KR}{R + \rho} \quad \text{avec}$$

$$R = R_K + R_P$$

$$R = \frac{G\rho}{K - G} = \frac{8 \cdot 12 \cdot 10^3}{20 - 8} = 8\ 000\ \Omega$$

soit

$$\boxed{R_K = 4\ 000 \text{ ohms}}$$

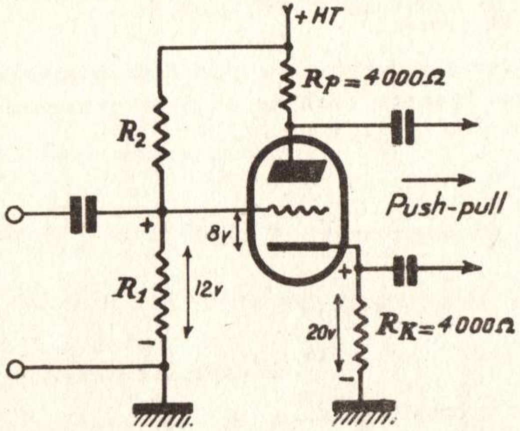
et

$$\boxed{R_P = 4\ 000 \text{ ohms}}$$

2°) - Avec un courant plaque de 5 mA et une résistance de cathode de 4 000 ohms, la polarisation serait :

$$V_g = 4 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 20 \text{ V}$$

Le tube doit être polarisé à -8 V; on a donc un excédent de polarisation de 12 V que l'on pourra compenser comme l'indique le schéma suivant :



La haute tension étant 250 V (aux bornes de $R_1 + R_2$), si on prend

$$R_1 = 250 \text{ kilohms}$$

pour avoir 12 volts aux bornes de R_1, il faut

$$\frac{250^{v}}{12^{v}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad \text{il faut}$$

$$R_2 = \frac{R_1\,(250 - 12)}{12} = 5 \cdot 10^{6} \text{ ohms} \quad \text{soit}$$

$$\boxed{R_2 = 5 \text{ mégohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 68, page 51. -

1°) - Pour obtenir 5 % de contre-réaction, il faut choisir R_1 et R_2 pour que

$$\frac{5}{100} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (^1)$$

Il faut $R_1 + R_2 >> Z_B$ afin que ce pont de résistance n'absorbe qu'une très faible partie de la puissance modulée.

En prenant

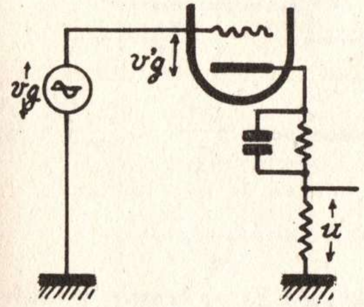
$$R_1 + R_2 = 20\ Z_B$$

soit 400 Ω, il faudra

$$R_2 = \boxed{20 \text{ ohms}} \quad \text{et}$$

$$R_1 = \boxed{380 \text{ ohms}}$$

2°) -



La tension à l'entrée de l'amplificateur

$$v_g = v'_g + u$$

La tension de sortie du premier tube est 12 volts (tension d'attaque du tube 2) et le gain du premier étage est 180, d'où

$$v'_g = \frac{12}{180} = \frac{1}{15} \text{ V d'amplitude}$$

La tension aux bornes de la bobine mobile est

$$v_g = 12 \times G_2 \times n$$

si G_2 est le gain du tube 6V6 et n le rapport de transformation.

$$G_2 = \frac{K Z_o}{Z_o + \rho} \# S Z_o = 4{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{3} \# 20$$

$$n = \sqrt{\frac{Z_B}{Z_o}} = \sqrt{\frac{20}{5\ 000}} = \frac{1}{15{,}8} \quad \text{et}$$

$$v_B = \frac{12 \cdot 20}{15{,}8} \# 15 \text{ V max.}$$

La tension de contre-réaction u représente les 5 % de la tension v_B soit

$$u = \frac{15 \cdot 5}{100} = 0{,}75 \text{ V}$$

La tension nécessaire à l'entrée de l'amplificateur est donc

$$v_g = v'_g + u = \frac{1}{15} + 0{,}75 \# \boxed{0{,}8 \text{ volt max}}$$

3°) - Puissance modulée dans la bobine mobile

$$P_m = \frac{v_B^2}{Z_B}$$

avec v_B : tension efficace soit $\frac{15^V}{\sqrt{2}}$

$$P_m = \frac{15^2}{2 \cdot 20} = \boxed{5{,}6 \text{ watts}}$$

NOTE (1) - En vérité, la résistance R_2 se trouve shuntée par l'impédance de cathode du premier tube, (1/S, S étant la pente dynamique du tube). Cette impédance de cathode est suffisamment élevée (500 ohms pour un tube 6J7, 250 ohms pour un tube 6AV6) pour que son effet soit négligeable.

SOLUTION DU PROBLEME N° 69, page 52. -

1°) - La distorsion d'amplitude avec contre-réaction a pour valeur

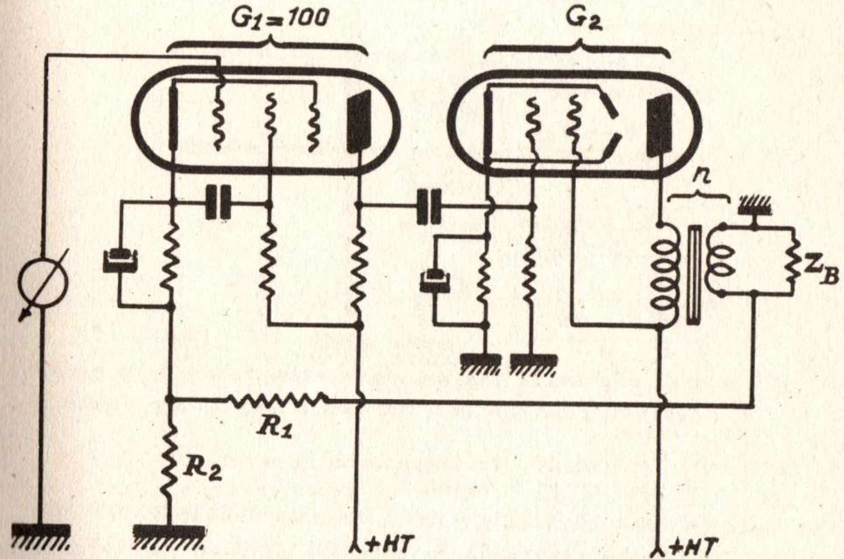
$$d_{CR} = \frac{d}{1 + rG}$$

Pour ramener le taux de distorsion de 8 % à 2 %, il faut appliquer une contre-réaction dont l'efficacité

$$\delta = 1 + rG = \frac{d}{d_{CR}} = \frac{8}{2} = 4$$

avec G : gain de l'ensemble de l'amplificateur.

Schéma :



$$G = G_1 \cdot G_2 \cdot n$$

$$G_2 = S Z_0 = 4{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 \# 20$$

$$n = \sqrt{\frac{Z_B}{Z_0}} = \sqrt{\frac{5}{5\ 000}} = \frac{1}{31{,}6}$$

$$G = \frac{100 \cdot 20}{31{,}6} \# 63$$

Puisqu'il faut

$$\delta = 1 + rG = 4,$$

le taux de contre-réaction sera

$$r = \frac{3}{G} = \frac{3}{63} = 0{,}0475 \quad \text{soit } 4{,}75\ \%$$

On appliquera

$$\boxed{r = 5\ \%}$$

Les éléments nécessaires à cette contre-réaction sont R_1 et R_2 avec

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

On prendra :

$$\boxed{\frac{R_2}{R_1} = \frac{20\ \Omega}{380\ \Omega}}$$

2°) - S'il n'y avait pas de contre-réaction, le pick-up devrait fournir une tension d'amplitude égale à

$$v = \frac{12{,}5}{100} = 0{,}125\ \text{V}$$

(tension d'attaque du tube 6V6 divisée par le gain du tube 1).

Avec contre-réaction, il faut multiplier la tension d'attaque par l'efficacité de la contre-réaction, soit

$$v' = v\ (1 + rG) \quad \text{or}$$

$$1 + rG = 4$$

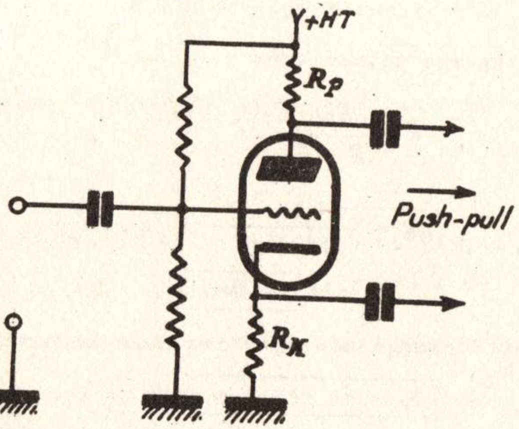
Tension que doit fournir le pick-up :

$$v' = 0{,}125 \times 4 = \boxed{0{,}5 \text{ volt max.}}$$

N.B. - Cette seconde question pouvait être traitée comme pour le problème n° 68 (2ème question).

SOLUTION DU PROBLEME N° 70, page 52. -

Schéma du déphaseur cathodyne :



Si

$$R_K = R_p = 2\ 500\ \Omega$$

soit une charge totale de 5 000 Ω, le gain sans contre-réaction

$$G = \frac{KR}{R + \rho} \quad \text{avec}$$

$$K = \rho S$$

$$K = 55\ 000 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3} = 66$$

$$G = \frac{66 \cdot 5 \cdot 10^3}{(55 + 5)\ 10^3} = 5{,}5$$

Avec contre-réaction, le gain par charge devient

$$G_{CR} = \frac{G}{2 + G} = \frac{5{,}5}{2 + 5{,}5} = \boxed{0{,}73}$$

Pour porter ce "gain" à 0,9, il faut que, sans contre-réaction :

$$G = \frac{2\,G_{CR}}{1 - G_{CR}} = \frac{2 \cdot 0{,}9}{1 - 0{,}9} = 18$$

La charge totale sera

$$R = \frac{G\rho}{K - G}$$

$$R = \frac{18 \cdot 55 \cdot 10^3}{66 - 18} \# \ 2 \cdot 10^4$$

soit $\boxed{20\ 000\ \Omega}$

Cette charge se répartira dans le circuit plaque

$$\boxed{R_p = 10 \text{ kilohms}}$$

et dans le circuit de cathode

$$\boxed{R_K = 10 \text{ kilohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 71, page 53. -

1°) - Le gain en tension total est obtenu en faisant le produit des gains de chaque étage.

1er étage

$$G_1 \# SR \qquad \text{avec}$$

$$R = \frac{R_p R_g}{R_p + R_g}$$

$$R = \frac{50 \cdot 75}{50 + 75} = 30 \text{ k}\Omega$$

$$G_1 = 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^4 = 30$$

2ème étage - La charge étant un transformateur de rapport n_1, le gain est sensiblement

$$G_2 = K\frac{n_1}{2}$$

(en ne considérant qu'un demi-secondaire)

$$G_2 = 20 \cdot \frac{3}{2} = 30$$

Etage push-pull - La charge de plaque à plaque

$$2\,Z_0 = 4\ 000\ \Omega$$

soit 2 000 ohms par tube en *classe A.*

Gain d'un tube :

$$\frac{K Z_0}{Z_0 + \rho} = \frac{4 \cdot 2\ 000}{2\ 000 + 670} \# \ 3$$

Soit, pour le push-pull

$$3 \times 2 = 6$$

$$\text{Gain total} = G_1 \times G_2 \times G_p \times n_2$$

$$= \frac{30 \cdot 30 \cdot 6}{20} = \boxed{270}$$

2°) - L'impédance de la bobine mobile est

$$Z_B = 2\,Z_0 \cdot n_2^{\,2} = 4\ 000 \cdot \frac{1}{400} = 10\ \Omega$$

La tension aux bornes de la bobine mobile est

$$v = v_g \times G_{total} = 0{,}05 \cdot 270$$

$$= 13{,}5 \text{ V eff.}$$

Puissance modulée :

$$P_m = \frac{v^2}{Z_B} = \frac{13{,}5^2}{10} \# \boxed{18 \text{ watts}}$$

3°) - Le gain de la partie de l'amplificateur subissant la contre-réaction est :

$$G' = G_2 \times G_p \times n_2 = \frac{30 \cdot 6}{20} = 9$$

Avec 5 % de contre-réaction ce gain devient

$$G'_{CR} = \frac{G'}{1 + rG'} = \frac{9}{1 + \frac{5 \cdot 9}{100}} = 6{,}2$$

et le gain total de l'amplificateur

$$G'_{total} = G_1 \times G'_{CR} = 30 \cdot 6{,}2 = 186$$

La tension de sortie devient

$$v' = v_g \cdot G'_{total} = 0{,}05 \cdot 186$$
$$= 9{,}3 \text{ V}$$

Nouvelle puissance modulée

$$P_m = \frac{v'^2}{Z_B} = \frac{9{,}3^2}{10} = \boxed{8{,}6 \text{ watts}}$$

4°) - Il faut augmenter le gain du premier étage pour que

$$G'_1 \times G'_{CR} = 270$$

(gain total sans contre-réaction), d'où

$$G'_1 = \frac{270}{G'_{CR}} = \frac{270}{6{,}2} = 43$$

La charge du 1er étage doit être

$$R = \frac{G'_1}{S} = \frac{43}{10^{-3}} = 43\ 000\ \Omega$$

Or $$R = \frac{R_p R_g}{R_p + R_g}$$

Il suffira donc de modifier R_g.

Il faudra

$$R_g = \frac{R_p \cdot R}{R_p - R} = \frac{50 \cdot 43}{50 - 43} \# \boxed{300 \text{ kilohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 72, page 54. -

1°) - Il faut d'abord connaître la tension de sortie de l'amplificateur et pour cela calculer le gain en tension total.

Gain du 1er étage :

$$G_1 = \frac{KR}{R + \rho} \quad \text{avec}$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Négligeons R_3 (2 MΩ)

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$G_1 = \frac{2\ 000 \cdot 5 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^4 + 10^6} \# 100$$

(en négligeant $5 \cdot 10^4$ au dénominateur).

Gain du déphaseur cathodyne :

La charge de l'étage est

$$\frac{R_5\, R_6}{R_5 + R_6} + \frac{R_4\, R_7}{R_4 + R_7}$$

mais on peut négliger l'influence de R_6 et R_7 dont la valeur est grande devant R_4 et R_5. La charge

$$R' = R_5 + R_4 = 20\ 000\ \Omega$$

Gain (sans contre-réaction) :

$$G'_2 = \frac{KR'}{R' + \rho} = \frac{25 \cdot 2 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^4 + 3 \cdot 10^4} = 10$$

Avec 50 % de contre-réaction

$$G_2 = \frac{G'_2}{2 + G'_2} = \frac{10}{12}$$

Gain du push-pull :

Charge d'un tube en classe *A* :

$$\frac{10\ 000}{2} = 5\ 000\ \Omega$$

Gain d'un tube $G_3 = \dfrac{K\,Z_0}{Z_0 + \rho}$

$$= \frac{200 \cdot 5 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3 + 45 \cdot 10^3}$$

$$= 20$$

Gain du push-pull = 20 . 2 = 40

Transformateur de sortie :

Rapport de transformation

$$n = \sqrt{\frac{Z_B}{2\,Z_0}} = \sqrt{\frac{4}{10\ 000}} = \frac{1}{50}$$

Gain en tension total

$$G_T = G_1 \cdot G_2 \cdot G_P \cdot n = 100 \cdot \frac{10}{12} \cdot 40 \cdot \frac{1}{50}$$

$$= 67$$

Tension de sortie

$$v = v_g \cdot G_T = 0{,}15 \cdot 67 = 10 \text{ V max.}$$

Puissance modulée

$$P_m = \frac{v^2}{Z_B} \quad (v : \text{tension efficace})$$

$$P_m = \frac{10^2}{2 \cdot 4} = \boxed{12{,}5 \text{ watts}}$$

2°) - Avec 2 % de contre-réaction, le gain total devient

$$G_{CR} = \frac{G_T}{1 + r \cdot G_T} = \frac{67}{1 + \frac{2 \cdot 67}{100}} \# 28$$

La tension de sortie aura pour amplitude

$$v' = v_g \cdot G_{CR} = 0{,}15 \times 28 = 4{,}2 \text{ V}$$

Nouvelle puissance modulée

$$P'_m = \frac{v'^2}{2\,Z_B} = \frac{4{,}2^2}{8}$$

$$= \boxed{2{,}2 \text{ watts}}$$

VII - AMPLIFICATION HAUTE FREQUENCE

SOLUTION DU PROBLEME N° 73, page 56. -

1°) - Connaissant λ et L, on tirera C de la formule

$$\lambda = 600\,\pi\,\sqrt{LC}$$

$$C = \frac{\lambda^2}{L\,(600\,\pi)^2}$$

(avec λ en mètres et L en microhenrys, on trouve C en microfarads)

$$C = \frac{36 \cdot 10^{4}}{180 \cdot 36 \cdot 10^{4} \cdot 10} = \frac{1}{1\,800}$$

$$= 555 \cdot 10^{-6}\ \mu F \text{ soit } \boxed{555 \text{ picofarads}}$$

Connaissant

$$Q = \frac{L\omega}{R}, \quad \text{on tire}$$

$$R = \frac{L\omega}{Q} = \frac{L}{Q\,\sqrt{LC}} \quad \text{puisque}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$R = \frac{18 \cdot 10^{-5}}{200\,\sqrt{18 \cdot 10^{-5} \cdot 555 \cdot 10^{-12}}}$$

$$\# \ \boxed{2{,}8 \text{ ohms}}$$

2°) - Le circuit d'entrée avec capacité en tête apporte un gain

$$G = \frac{Q\,C_k}{C_k + C}$$

avec C_k : capacité de couplage.

Il faut, pour obtenir un gain

$$G = 10$$

$$C_k = \frac{G \cdot C}{Q - G} = \frac{10 \cdot 555}{200 - 10} \ \# \ \boxed{30 \text{ picofarads}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 74, page 56. -

1°) - Inductance d'accord, en microhenrys :

$$L = \frac{25 \cdot 10^{9}}{F_{min}^2 \cdot C_{max}}$$

avec F en kHz et C en pF.

$$L = \frac{25 \cdot 10^{9}}{150^{2} \cdot 460} = \boxed{2\,415 \text{ microhenrys}}$$

De la même formule, on tire

$$C_{min} = \frac{25 \cdot 10^{9}}{F_{max}^2 \cdot L} = \frac{25 \cdot 10^{9}}{300^{2} \cdot 2415}$$

$$= \boxed{115 \text{ picofarads}}$$

N.B. - Du rapport

$$\frac{F_{max}^2}{F_{min}^2} = \frac{C_{max}}{C_{min}},$$

on pouvait directement tirer

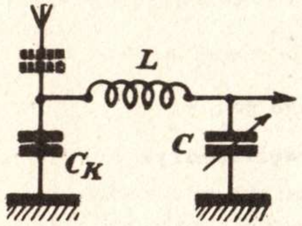
$$C_{min} = \frac{F_{min}^{\ 2}}{F_{max}^{\ 2}} \cdot C_{max} = \frac{460}{4} = 115 \text{ pF}$$

2°) - Le gain du montage Hazeltine est pratiquement constant, en fonction de la fréquence (si on considère Q constant).

On a

$$G = Q \cdot \frac{C_a}{C_a + C_K} = 100 \cdot \frac{200}{200 + 2\,000} = \boxed{9{,}1}$$

3°) -



La capacité de couplage C_k se trouve placée en série avec le condensateur variable C. Il en résulte une réduction de la gamme couverte.

Les nouvelles valeurs de C_{max} et C_{min} sont :

$$C'_{max} = \frac{C_{max}\, C_k}{C_{max} + C_k} \quad \text{et}$$

$$C'_{min} = \frac{C_{min}\, C_k}{C_{min} + C_k}$$

$$C'_{max} = \frac{460 \cdot 2\,000}{460 + 2\,000} = 373 \text{ pF}$$

$$C'_{min} = \frac{115 \cdot 2\,000}{115 + 2\,000} = 108 \text{ pF}$$

Avec la bobine de 2 415 microhenrys, l'accord se fera sur les fréquences :

$$F'_{max} = \frac{5\,000}{\sqrt{L \cdot C'_{min}}} = \frac{5\,000}{\sqrt{2\,415 \cdot 0{,}108}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L \text{ en } \mu H \\ C \text{ en } m\mu F \end{array} \right.$$

$$\boxed{F'_{max} = 310 \text{ kilohertz}}$$

$$F'_{min} = \frac{5\,000}{\sqrt{L \cdot C'_{max}}} = \frac{5\,000}{\sqrt{2415 \cdot 0{,}373}}$$

$$\boxed{F'_{min} = 167 \text{ kilohertz}}$$

N.B. - On avait (sans C_k)

$$\frac{F_{max}}{F_{min}} = \frac{300}{150} = 2$$

On a maintenant

$$\frac{F'_{max}}{F'_{min}} = \frac{310}{167} \# 1{,}85$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 75, page 57. -

Le gain d'un circuit "Bourne" à haute inductance est donné par la formule

$$G = \frac{m}{L_k} Q \cdot \frac{F^2}{F^2 - F_k^2}$$

La fréquence d'accord F doit être différente de la fréquence du circuit d'antenne F_k.

Coefficient de surtension du circuit d'accord.

$$Q = G \cdot \frac{L_k}{m} \cdot \frac{F^2 - F_k^2}{F^2} = \frac{G\, L_k}{m} \left[1 - \frac{F_k^2}{F^2} \right]$$

$$Q = 39 \cdot \frac{16}{4{,}5} \left[1 - \frac{8^2}{10^2} \right] \# \boxed{50}$$

Eléments du circuit d'accord :

1°) - Inductance L : On tire sa valeur de

$$m = k \sqrt{L \frac{L_k}{2}}$$

(On prend $\frac{L_k}{2}$ puisque la moitié seulement de la bobine L_k est couplée).

$$L = \frac{m^2\ 2}{k^2\ L_k} = \frac{4{,}5^2 \cdot 2}{0{,}5^2 \cdot 16} \# \boxed{10 \text{ microhenrys}}$$

2°) - Résistance R :

De

$$Q = \frac{L\omega}{R} \quad \text{on tire}$$

$$R = \frac{L\omega}{Q} = \frac{10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^{7}}{50} = 4\,\pi$$

$$\boxed{R \# 12{,}5 \text{ ohms}}$$

3°) - Capacité C :

A l'accord

$$LC\omega^2 = 1$$

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{10^{-5} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^{14}} \doteq \boxed{25 \text{ picofarads}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 76, page 57. -

Le gain d'un étage chargé par circuit antirésonnant peut s'écrire

$$G = SZ$$

si le tube est une pentode et que $\rho >> Z$.

Z : charge du tube $= \dfrac{L}{CR} = QL\omega$

De la formule du gain, tirons Z

$$Z = \frac{G}{S} = \frac{200}{4 \cdot 10^{-3}} = 50\,000 \text{ ohms}$$

De la formule de Z, tirons R

$$R = \frac{L}{CZ} = \frac{L^2\omega^2}{Z}$$

(puisque $C = \dfrac{1}{L\omega^2}$)

Connaissant la longueur d'onde d'accord, on calcule

$$\omega = 2\,\pi\frac{v}{\lambda} \quad \text{soit}$$

$$\omega = 2\,\pi \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{250} = 2{,}4 \cdot \pi \cdot 10^6$$

Résistance en H.F. de la bobine

$$R = \frac{L^2\,\omega^2}{Z} = \frac{10^{-8} \cdot 2{,}4^2 \cdot \pi^2 \cdot 10^{12}}{5 \cdot 10^4}$$

$$= \boxed{11{,}5 \text{ ohms}}$$

Sélectivité :

$$s = \sqrt{1 + 4Q^2 x^2} \quad \text{avec}$$

$$x = \frac{\Delta\omega}{\omega} : \text{ désaccord relatif}$$

On a

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{2\pi \cdot 8 \cdot 10^3}{2{,}4 \cdot \pi \cdot 10^6} = \frac{16 \cdot 10^{-3}}{2{,}4} \quad \text{et}$$

$$Q = \frac{Z}{L\omega} = \frac{5 \cdot 10^4}{10^{-4} \cdot 2{,}4 \cdot \pi \cdot 10^6} \# 66$$

d'où

$$s = \sqrt{1 + 4 \cdot 66^2 \left[\frac{16 \cdot 10^{-3}}{2{,}4}\right]^2}$$

$$\# \sqrt{1{,}78} = \boxed{1{,}33}$$

Pour

$$s = \sqrt{2},$$

on a -3 décibels. On trouve donc, ici une sélectivité inférieure à -3 décibels.

(Exactement $20 \log 1{,}33 = -2{,}5$ décibels).

SOLUTION DU PROBLEME N° 77, page 58. -

1°) - Pour un tube pentode

$$G = SZ \quad \text{d'où}$$

$$Z = \frac{G}{S} = \frac{200}{2 \cdot 10^{-3}} = 10^5 \text{ ohms, or}$$

$$Z = \frac{L}{CR'} = \frac{1}{C^2\omega^2 R'} \quad \text{avec}$$

$$\omega = 2\pi F$$

On obtient donc

$$R' = \frac{1}{C^2\omega^2 Z} = \frac{1}{125^2 \cdot 10^{-24} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^5}$$

$$= \boxed{16 \text{ ohms}}$$

2°) - La charge peut aussi s'écrire

$$Z = Q' L\omega = \frac{Q'}{C\omega} \quad \text{d'où}$$

$$Q' = ZC\omega = 10^5 \cdot 125 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 10^6 \# \boxed{80}$$

3°) - Pour le circuit *seul*, on a

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{RC\omega}$$

Pour le circuit monté dans la plaque d'un tube, on a :

$$Q' = \frac{L\omega}{R'} = \frac{1}{R'C\omega} \quad \text{avec}$$

$$R' = R + \frac{L}{C\rho}$$

puisque, le fait de brancher en parallèle une résistance ρ, sur un circuit antirésonnant, apporte une augmentation apparente de la résistance de la bobine d'une quantité $\frac{L}{C\rho}$.

Le rapport $\frac{Q}{Q'}$ donne :

$$\frac{Q}{Q'} = \frac{R'}{R} \quad \text{d'où}$$

$$R = R' \cdot \frac{Q'}{Q}$$

$$R = 16 \cdot \frac{80}{150} \# 8{,}5 \text{ ohms}$$

L'augmentation de résistance due à l'amortissement est donc de

$$14 - 8{,}5 = 5{,}5 \text{ ohms.}$$

La résistance interne du tube, qui est la cause de l'amortissement est donc :

$$\rho = \frac{L}{C \cdot 5{,}5} = \frac{1}{C^2 \omega^2 \cdot 5{,}5}$$

$$\rho = \frac{1}{125^2 \cdot 10^{-24} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 5{,}5}$$

$$\# \boxed{300\ 000 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 78, page 58. -

1°) - Capacité d'accord

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L F^2} \quad \text{(de la formule de Thomson)}$$

ou mieux (en HF)

$$C_{pF} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{10}}{L_{\mu h} \cdot F^2_{kHz}} = \boxed{25 \text{ picofarads}}$$

Résistance de la bobine : de

$$Q = \frac{L\omega}{R} \text{ , on tire}$$

$$R = \frac{L\omega}{Q} = \frac{10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^7}{100}$$

$$= 2\pi \text{ soit } \boxed{6{,}3 \text{ ohms}}$$

2°) - Gain en tension :

$$G = \frac{KZ}{Z + \rho} \# SZ \quad \text{avec la charge}$$

$$Z = QL\omega = 100 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^7$$

$$\# 62\ 800\ \Omega$$

$$G = \frac{K}{\rho} \cdot Z = \frac{2 \cdot 10^3}{10^6} \cdot 62\ 800 = \boxed{125}$$

3°) - *Sélectivité* (pour $\Delta F = 1$ MHz)

$$S = \sqrt{1 + 4 Q^2 x^2} \quad \text{avec}$$

$$x = \frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{10}$$

$$S = \sqrt{1 + 4 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{10^2}} \# 20$$

soit, en décibels

$$-S_{dB} = 20 \log S = 20 \log 20 \quad \text{or}$$

$$\log 20 = \log 10 + \log 2$$

$$= 1 + 0{,}3 = 1{,}3 \quad \text{d'où}$$

$$S \text{ en dB} = 20 \cdot 1{,}3 = - \boxed{26 \text{ décibels}}$$

4°) - La valeur 20 décibels correspond à

$$S = 10$$

Il faut donc, pour réduire S, modifier Q :

$$Q = \frac{F}{2\Delta F} \sqrt{S^2 - 1} = \frac{10}{2} \cdot \sqrt{100 - 1}$$

$$\# 50$$

Q doit être 2 fois plus faible, autrement dit, la résistance de la bobine 2 fois plus forte (4π au lieu de 2π).

Il faudra amortir le circuit pour une résistance en parallèle apportant une augmentation de 2π ohms, soit :

Résistance d'amortissement

$$= \frac{L}{C \cdot 2\pi} = \frac{10^{-5}}{25 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi} = \boxed{62\ 800\ \Omega}$$

N.B. - De ce fait, le gain se trouvera approximativement divisé par 2.

SOLUTION DU PROBLEME N° 79, page 59. -

1°) - Il nous faut calculer $L\,R$ et C. Cherchons à établir 3 équations où se trouvent ces 3 inconnues.

a) de la relation

$G = SZ = SQL\omega$, on tire

$$QL\omega = \frac{G}{S} = \frac{80}{10^{-3}} = 80\ 000 \text{ ohms}$$

b) de la relation

$$s = \sqrt{1 + 4Q^2 \frac{\Delta F^2}{F^2}}, \text{ on tire}$$

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{F}{2\Delta F}\sqrt{s^2 - 1} \quad \text{avec}$$

$s = \sqrt{2}$ (-3 décibels) et

$2\Delta F$ = 100 kilohertz

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{10^4}{100} \cdot 1 = 100$$

c) à l'accord, on a

$LC\omega^2 = 1$

De la relation a), on tire

$$L = \frac{80\ 000}{Q\omega}$$

$$L = \frac{8 \cdot 10^4}{10^2 \cdot 2\pi \cdot 10^7} = \frac{4 \cdot 10^{-5}}{\pi}$$

$$\# \ 13 \cdot 10^{-6}$$

soit $\boxed{\text{13 microhenrys}}$

De la relation b), on tire

$$R = \frac{L\omega}{Q} = \frac{4 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^7}{\pi \cdot 100} = \boxed{8 \text{ ohms}}$$

enfin de c) :

$$C = \frac{1}{L\omega^2} = \frac{1}{13 \cdot 10^{-6} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^{14}}$$

$$\# \ 2 \cdot 10^{-11}$$

soit $\boxed{\text{20 picofarads}}$

2°) - La bande passante :

$$2\Delta F = \frac{F}{Q}\sqrt{s^2 - 1} \quad \text{avec}$$

$s = 2$ (6 décibels), d'où

$$2\Delta F = \frac{10^7}{10^2} \cdot \sqrt{4 - 1} = 1{,}73 \cdot 10^5$$

soit $\boxed{\text{173 kilohertz}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 80, page 59. -

1°) - Le gain étant fonction de la charge, calculons, pour 500 kHz et 1 500 kHz, l'impédance du circuit antirésonnant :

On a

$$Z_{500} = \frac{1}{RC^2\omega^2} = \frac{1}{0{,}5 \cdot 10^{-18} \cdot 4\pi^2 \cdot 25 \cdot 10^{10}}$$

$$= 2 \cdot 10^5\ \Omega$$

A 1 500 kHz, la capacité d'accord est 3^2 fois plus faible, d'où

$$Z_{1500} = \frac{1}{RC^2\omega^2} = \frac{1}{1{,}5 \cdot \frac{10^{-18}}{9^2} \cdot 4\pi^2 \cdot 225 \cdot 10^{10}}$$

$$= 6 \cdot 10^5\ \Omega$$

En tenant compte des résistances de grille, les impédances réelles sont :

$$Z_{R\,(500)} = \frac{2 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^5}{2 \cdot 10^5 + 2 \cdot 10^5} = 10^5\ \Omega$$

$$Z_{R\,(1500)} = \frac{6 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^5}{6 \cdot 10^5 + 2 \cdot 10^5} = 1{,}5 \cdot 10^5\ \Omega$$

C'est donc sur 1 500 kHz que le gain sera maximum. Il aura pour valeur :

$$G_{1500} = \frac{KZ_R}{Z_R + \rho} = \frac{100 \cdot 1{,}5 \cdot 10^5}{1{,}5 \cdot 10^5 + 10^5} = 60$$

La fréquence la moins favorisée est 500 kHz.

Le gain sur cette fréquence a pour valeur :

$$G_{500} = \frac{KZ_R}{Z_R + \rho} = \frac{100 \cdot 10^5}{2 \cdot 10^5} = 50 \text{ par étage.}$$

Le gain total devant être 2 500, soit 50^2, il faudra $\boxed{\text{2 étages.}}$

2°) - Gain de l'amplificateur sur la fréquence la plus favorisée :

$$G = 60^2 = \boxed{3\ 600}$$

3°) - La sélectivité d'un étage est

$$S = \sqrt{1 + 4Q^2 \left[\frac{\Delta F}{F}\right]^2} \quad \text{avec}$$

$$Q = \frac{L\omega}{R}$$

La résistance R augmentant dans le même rapport que ω, on peut considérer que Q est constant.

La sélectivité ne dépend donc que du rapport $\frac{\Delta F}{F}$.

Pour ΔF constant, la sélectivité est d'autant plus grande que F est faible.

La sélectivité est donc *maximum* sur 500 kilohertz.

SOLUTION DU PROBLEME N° 81, page 60. -

$$\text{Tension d'entrée} = \frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Gain}}$$

$$\text{Gain} = \frac{KmL_2\omega^2}{\rho R_2 + m^2\omega^2} = \frac{KL}{2m} \quad \text{si}$$

$$\rho R_2 = m^2\omega^2$$

$$\rho R_2 = 8 \,.\, 10^5 \,.\, 17 = 136 \,.\, 10^5$$

$$m^2\omega^2 = 4 \,.\, 10^{-10} \,.\, 4\pi^2 \,.\, 16 \,.\, 10^{12} = 256 \,.\, 10^3$$

Il faut donc appliquer la formule complète :

$$G = \frac{K m L_2 \omega^2}{\rho R_2 + m^2\omega^2} =$$

$$= \frac{10^3 \,.\, 2 \,.\, 10^{-5} \,.\, 25 \,.\, 10^{-6} \,.\, 4\pi^2 \,.\, 16 \,.\, 10^{12}}{136 \,.\, 10^5 + 2{,}56 \,.\, 10^5}$$

$$= 23$$

La tension d'entrée doit donc être égale à :

$$\frac{5 \text{ volts}}{23} = 0{,}217 \quad \text{soit} \quad \boxed{217 \text{ millivolts}}$$

Remarque : Le gain est faible pour plusieurs raisons :

a) Tube à faible pente

$$\frac{K}{\rho} = \frac{1\,000}{8 \,.\, 10^5} = 1{,}25 \,.\, 10^{-3} \text{ A/volt}$$

soit 1,25 mA/volt

b) Circuit accordé ayant un rapport $\frac{L}{C}$ faible

$$C = \frac{25 \,.\, 10^9}{F^2 \,.\, L} = \frac{25 \,.\, 10^9}{16 \,.\, 10^6 \,.\, 25} \# \ 60 \text{ pF} \quad \text{d'où}$$

$$\frac{L}{C} = \frac{25 \,.\, 10^{-6}}{6 \,.\, 10^{-11}} \# \ 4 \,.\, 10^5$$

c'est un minimum : il faut $\frac{L}{C} \# \ 10^6$ pour obtenir un circuit de bonne qualité sur ces fréquences.

SOLUTION DU PROBLEME N° 82, page 60. -

Le premier étage est chargé par un transformateur à primaire apériodique et secondaire accordé. Le gain est donné par :

$$G_{L_1} = \frac{K m L \omega^2}{\rho R + m^2\omega^2} = \frac{K L}{2m} \quad \text{si}$$

$$\rho R = m^2\omega^2 \quad \text{or}$$

$$\rho R = 45 \,.\, 10^4 \,.\, 2 = 9 \,.\, 10^5 \quad \text{et}$$

$$m^2\omega^2 = 10^{-8} \,.\, 4\pi^2 \,.\, 2{,}25 \,.\, 10^{12} = 9 \,.\, 10^5$$

on peut donc appliquer la formule simplifiée

$$G_{L_1} = \frac{K L}{2m} = \frac{400 \,.\, 5 \,.\, 10^{-5}}{2 \,.\, 10^{-4}}$$

$$= \boxed{100}$$

Gain du second étage :

$$G \# \ S Z_R \quad \text{avec}$$

$$Z_R = \frac{Z \,.\, R_g}{Z + R_g} \quad \text{et}$$

$$Z = \frac{L}{C R} = \frac{L^2 \omega^2}{R}$$

$$= \frac{25 \,.\, 10^{-10} \,.\, 4\pi^2 \,.\, 225 \,.\, 10^{10}}{2}$$

$$= 112\,500 \text{ ohms}$$

Avec R_g = 30 000 ohms, la charge réelle est beaucoup plus faible :

$$Z_R = \frac{1125 \,.\, 10^2 \,.\, 3 \,.\, 10^4}{142\,500} \# \ 23\,600 \text{ ohms}$$

Gain :

$$S \cdot Z_R = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 23\,600 \;\#\; \boxed{47}$$

Gain des deux étages :

$100 \cdot 47 = 4\,700$

Tension de sortie :

$100\ \mu v \cdot 4700 = 47 \cdot 10^4\ \mu$volts soit $\boxed{0{,}47 \text{ volt}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 83, page 61. -

1°) - Puissance absorbée par le tube en fonctionnement :

$$P_a = V_p \cdot I_p = 10^4 \cdot 2 = 20\,000 \text{ W}$$

Puissance dissipée par la circulation d'eau :

$$P_d = \frac{4{,}18 \cdot V_{cm^3} \cdot (\theta_2 - \theta_1)}{t_s}$$

$$= \frac{4{,}18 \cdot 15\,000\ (19 - 15)}{60} = 4\,180 \text{ W}$$

Puissance utile :

$$P_u = P_a - P_d = 20\,000 - 4\,180 = 15\,820 \text{ W}$$

Rendement anodique du tube :

$$\eta\ \% = 100\,\frac{P_u}{P_a} = \frac{15\,820}{20\,000} \;\#\; \boxed{80\ \%}$$

Ce résultat correspond à un tube de puissance utilisé en classe C.

2°) - Impédance de charge du tube :

$$P_u = Z I^2 \quad \text{d'où}$$

$$Z = \frac{P_u}{I^2} = \frac{15\,820}{1{,}26^2} = \boxed{10\,000 \text{ ohms}}$$

3°) - Résistance ohmique (en HF) de la bobine :

$$Z = \frac{L}{CR} \quad \text{d'où}$$

$$R = \frac{L}{CZ} = \frac{35 \cdot 10^{-5}}{5 \cdot 10^{-9} \cdot 10^4} = \boxed{7 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 84, page 62. -

1°) - Le coefficient de couplage :

$$k = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{m}{L} \quad \text{puisque}$$

$$L_1 = L_2$$

$$k = \frac{5}{50} = \boxed{\frac{1}{10}}$$

La courbe de réponse présentant deux maxima, on sait que :

$$F_2 - F_1 = \frac{F_o}{Q}\sqrt{n^2 - 1}, \quad \text{d'autre part}$$

$$n = k\,Q \quad \text{d'où}$$

$$F_2 - F_1 = \frac{F_o \cdot k}{n}\sqrt{n^2 - 1}$$

On en tire :

$$n = \frac{F_0 \cdot k}{\sqrt{F_0^2 \cdot k^2 - (F_2 - F_1)^2}}$$

$$= \frac{10^7 \cdot 10^{-1}}{\sqrt{10^{14} \cdot 10^{-2} - 10^{10}}}$$

$$= \frac{10^6}{10^5 \sqrt{99}}$$

$n = 1{,}01$ soit

$\boxed{n = 1}$

En réalité, on a : n légèrement supérieur à 1, puisque la courbe de sélectivité présente deux maxima.

La différence étant très faible on admettra que les circuits sont réglés au couplage critique

$$n = 1$$

2°) - Les capacités d'accord primaire et secondaire sont identiques. On a :

$$C = \frac{25 \cdot 10^9}{F^2 \cdot L} = \frac{25 \cdot 10^9}{10^8 \cdot 50} = \boxed{5 \text{ picofarads}}$$

valeur très faible.

On ne placera aucun condensateur en parallèle sur les bobines : les capacités parasites suffiront.

L'accord se fera par réglage d'un noyau magnétique.

3°) - Le coefficient de surtension de chaque circuit doit être :

$$Q = \frac{n}{k} = \frac{1}{10^{-1}} = 10$$

La résistance HF des bobines doit être :

$$R = \frac{L\,\omega}{Q} = \frac{5 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^7}{10} = 100\ \pi\Omega$$

Cette résistance étant égale à $2\,\pi\,\Omega$, il faut l'augmenter de $100\,\pi - 2\,\pi = 98\,\pi$ ohms, au moyen de deux résistances branchées en parallèle sur le primaire et sur le secondaire.

Valeur des résistances d'amortissement :

$$R_a = \frac{L^2\,\omega^2}{R_s} = \frac{25 \cdot 10^{-10} \cdot 4\pi^2 \cdot 10^{14}}{98\,\pi}$$

$$\# \boxed{32\,500 \text{ ohms}}$$

4°) - Charge équivalente au transformateur MF :

$$Z_é = \frac{n}{1 + n^2} \sqrt{Z_1\,Z_2} = \frac{n\,Z}{1 + n^2} \quad \text{puisque}$$

$$Z_1 = Z_2$$

$$Z = Q L \omega \quad \text{d'où}$$

$$Z_é = \frac{n \cdot Q L \omega}{1 + n^2} = \frac{10 \cdot 5 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 10^7}{2}$$

$$= 10 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^{-5} \cdot 10^7 = 5\pi \cdot 10^3 \text{ ohms}$$

Gain en tension

$$G \# S Z_é = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 5\pi \cdot 10^3$$

$$= 2{,}5 \cdot 5\pi \# \boxed{40}$$

5°) - La sélectivité d'un transformateur MF, au couplage critique, s'écrit :

$$S = \frac{\sqrt{4 + Q^4 \cdot \left[\frac{2\Delta F}{F_0}\right]^4}}{2}$$

d'où on tire la bande passante

$$2\Delta F = \frac{F_0}{Q} \sqrt[4]{4S^2 - 4}$$

Une sélectivité de -6 décibels correspond à une atténuation

$S = 2$ d'où :

Bande passante :

$$2\Delta F = \frac{F_0}{Q} \sqrt[4]{4S^2 - 4} = \frac{10^7}{10} \sqrt[4]{12} = 10^6 \sqrt{12}$$

$$2\Delta F \# \boxed{1\ 860 \text{ kilohertz}}$$

VIII - LES MONTAGES DETECTEURS MONTAGES OSCILLATEUR ET CHANGEUR DE FREQUENCE - LA MONOCOMMANDE

SOLUTION DU PROBLEME N° 85, page 64. -

Pour qu'il y ait détection, il faut que la constante de temps ait une valeur comprise entre la période de la HF et celle de la BF.

On a

$$T_{HF} = \frac{1}{150\ 000} \text{ seconde et}$$

$$T_{BF} = 10^{-4} \text{ seconde}$$

Il faut

$$\frac{1}{150\ 000} < \theta < \frac{1}{10\ 000}$$

prenons par exemple

$$\theta = 2 . 10^{-5} \text{ seconde.}$$

On sait que

$$\theta = CR$$

Prenons $R = 250\ k\Omega$

ce qui est une bonne valeur pour limiter à la fois l'amortissement et l'apparition de la distorsion de détection.

Il faudra que

$$C = \frac{\theta}{R} = \frac{2 . 10^{-5}}{25 . 10^4} = 8 . 10^{-11} \quad \text{soit}$$

$\boxed{R = 250\ 000 \text{ ohms}}$ et

$\boxed{C = 80 \text{ picofarads}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 86, page 64. -

1°) - Résistance d'amortissement :

$$R_a = \frac{R_d}{2} = \frac{200\ 000}{2} = \boxed{100\ 000 \text{ ohms}}$$

2°) - La charge en alternatif du détecteur est

$$\frac{1}{R\sim} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R} \quad \text{soit}$$

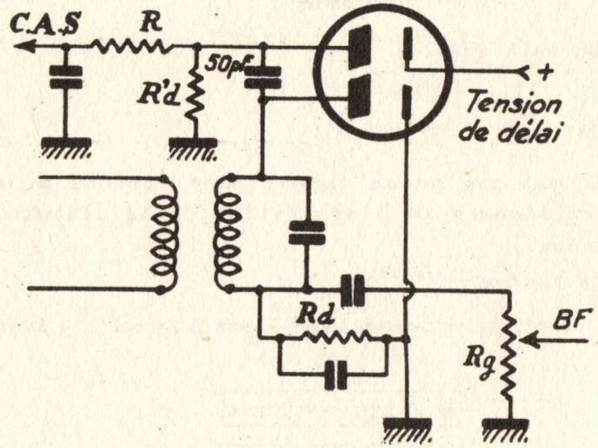
$$R\sim = 125 \text{ k}\Omega$$

Le taux limite de modulation

$$m = \frac{R\sim}{R_d} \quad \text{ou mieux}$$

$$100\frac{R\sim}{R_d} = 100 \cdot \frac{125}{200} = \boxed{62{,}5\ \%}$$

3°) - Schéma avec C.A.S. différé



R'_d = 1 mégohm

4°) - Le circuit HF alimente maintenant deux détecteurs :

La détection série introduit toujours le même amortissement, soit

$$R_a = \frac{R_d}{2} = 100 \text{ k}\Omega$$

La détection parallèle introduit un nouvel amortissement

$$R'_a = \frac{R'_d}{3} = \frac{1\ 000}{3} \text{ k}\Omega$$

L'amortissement total

$$R = \frac{R_a \cdot R'_a}{R_a + R'_a} = \frac{100 \cdot \frac{1\ 000}{3}}{\frac{1\ 300}{3}}$$

$$= \boxed{76 \text{ kilohms}}$$

La charge en alternatif du détecteur série devient :

$$\frac{1}{R\sim} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_g}$$

soit

$$R\sim = 166 \text{ k}\Omega$$

soit un nouveau taux limite de modulation égal à

$$100\frac{R\sim}{R_d} = 100 \cdot \frac{166}{200}$$

$$= \boxed{83\ \%}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 87, page 65.-

Les charges de ce détecteur sont :

En continu :

$$R_d = 250 \text{ k}\Omega$$

En alternatif :

$$\frac{1}{R\sim} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R}$$

$$= \frac{1}{250} + \frac{1}{1\ 000} + \frac{1}{500}$$

$$= \frac{7}{1\ 000} \quad \text{d'où}$$

$$R\sim = \frac{1\ 000}{7} \# \ 143 \text{ k}\Omega$$

Pour effectuer les calculs graphiques on tracera :

a) Le réseau complet $I_p - V_p$ du tube diode, sachant que pour 1 volt efficace H.F. appliqué à la détection, la diode se polarise à 1 $\sqrt{2}$ volts. (voir graphique)

b) La droite de charge en continu qui passe par l'origine et qui est définie par :

$$t_g\ \alpha = \frac{-1}{R_d} = \frac{d\,I_p}{d\,V_p}$$

c) La droite de charge en alternatif qui passe par le point P d'intersection de la droite de charge en continu et de la caractéristique correspondant à une tension H.F. appliquée de 3 volts :

Cette droite est d'autre part définie par :

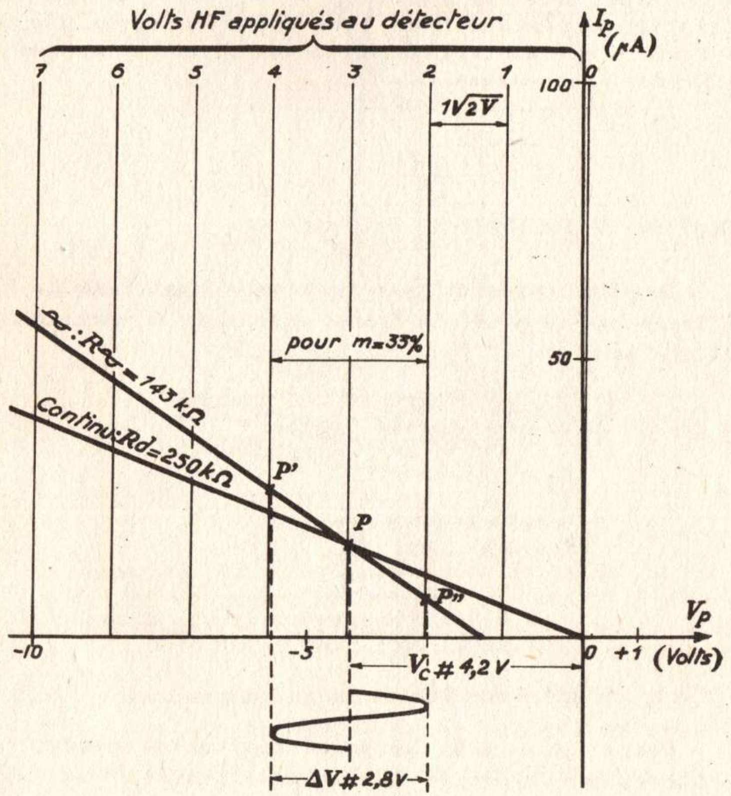
$$t_g\ \alpha' = \frac{-1}{R\sim} = \frac{d\,I_p}{d\,V_p}$$

La perpendiculaire abaissée du point P permet de lire sur l'axe des tensions plaque la valeur de la composante continue de détection. On lit :

$$\boxed{V_c \# \ - 4,2 \text{ volts}}$$

Pour m = 33 %, le point de fonctionnement se déplace entre P' et P''. Les perpendiculaires abaissées de ces points donnent la valeur de la tension B.F. de crête à crête. On lit :

$$\Delta V = 2,8 \text{ volts}$$



d'où tension B.F. efficace

$$= \frac{\Delta V}{2\sqrt{2}} = \frac{2{,}8}{2\sqrt{2}} \# \boxed{1 \text{ volt}}$$

La distorsion de détection apparaîtra pour un taux de modulation

$$m \geqslant \frac{R\sim}{R_d} \cdot 100 = 100 \cdot \frac{143}{250} \# \boxed{57\ \%}$$

Remarque - Pour ce dernier calcul, on ne tient pas compte de la courbure des caractéristiquds supposées ici parfaitement droites. L'exercice n°88 utilise les caractéristiques réelles d'un tube 6H6 : on verra alors apparaître une distorsion supplémentaire due au coude inférieur des courbes $I_p - V_p$.

SOLUTION DU PROBLEME N° 88, page 66. -

Le point moyen de fonctionnement étant fixé en P, on trace par ce point la droite de charge en alternatif définie par

$$t_g\ \alpha = \frac{-1}{R\sim} = \frac{\delta I_p}{\delta V_p} \qquad \text{avec}$$

$$\frac{1}{R\sim} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R}$$

$$= \frac{1}{250} + \frac{1}{500} + \frac{1}{500} = \frac{4}{500} \qquad \text{d'où}$$

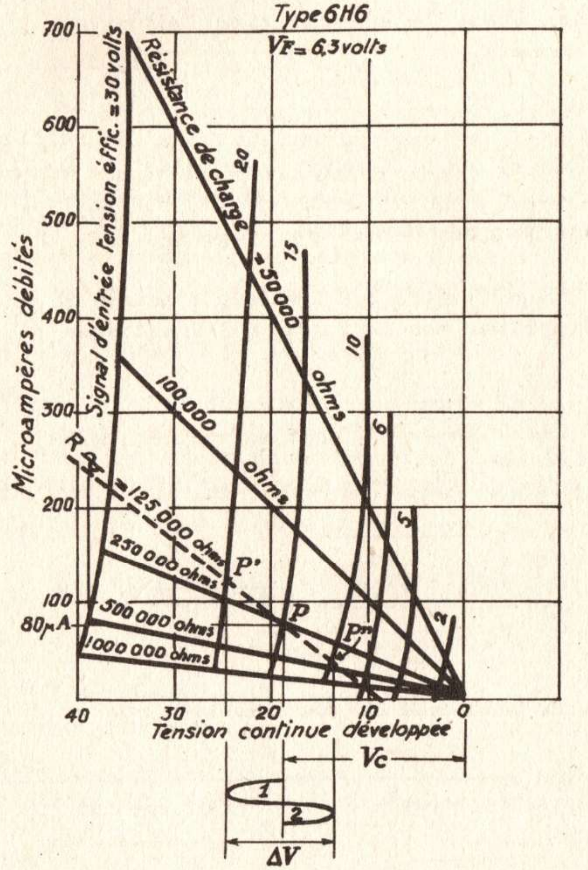
$$R\sim = 125\ \text{k}\Omega.$$

Pour $m = 33\ \%$, le point de fonctionnement se déplacera sur la droite en alternatif entre P' et P''.

1°) - La perpendiculaire abaissée du point P sur l'axe des abcisses permet de lire la valeur de la composante continue soit :

$$\boxed{V_c \# 18{,}5 \text{ volts}}$$

Courbe moyenne d'une diode monoplaque



2°) - Les perpendiculaires abaissées de P' et P'', donnent la tension B.F. de crête à crête, soit :

$$\Delta V = 11 \text{ V}$$

d'où la tension B.F. efficace :

$$V_{BF} = \frac{\delta V}{2\sqrt{2}} = \frac{11}{2\sqrt{2}} = \boxed{3{,}8 \text{ volts}}$$

N.B.- On remarquera l'apparition de la distorsion de détection, l'alternance 2 ayant une amplitude légèrement plus faible que l'alternance 1.

SOLUTION DU PROBLEME N° 89, page 66. -

Le rapport entre les tensions d'entrée et de sortie peut s'exprimer par le rapport d'impédances :

$$\frac{E}{S} = \frac{R - \frac{j}{C\omega}}{-\frac{j}{C\omega}} \quad \text{soit en valeur réelle :}$$

$$\frac{E}{S} = \frac{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\,\omega^2}}}{\frac{1}{C\omega}} = \sqrt{R^2\,C^2\,\omega^2 + 1}$$

1°) - A la fréquence de 500 kilohertz, on a

$$\frac{E}{S} = \sqrt{25 \cdot 10^{8} \cdot 4 \cdot 10^{-20} \cdot 40 \cdot 25 \cdot 10^{10} + 1}$$

$$= \sqrt{1\,001} \# 31{,}6$$

soit, en décibels :

$$-n_{db} = 20 \log 31{,}6 = \boxed{-\ 30 \text{ décibels}}$$

2°) - A la fréquence de 5 kilohertz, on a

$$\frac{E}{S} = \sqrt{25 \cdot 10^{8} \cdot 4 \cdot 10^{-20} \cdot 40 \cdot 25 \cdot 10^{6} + 1}$$

$$= \sqrt{1{,}1} \# 1$$

Soit pratiquement $\boxed{\text{0 décibel.}}$

Ce calcul rend compte de l'efficacité d'un filtre de détection pratiquement sans action sur la basse fréquence (même à 5 000 Hertz), mais atténuant fortement la haute fréquence (ou MF) résiduelle.

SOLUTION DU PROBLEME N° 90, page 67. -

Fixons le point de repos à - 8 volts (polarisation fixe).

En fonctionnement ce point passe (sensiblement) en P' et se déplace en fonction du taux de modulation.

Pour

m = 30 % et

V_{HF} = 4 volts,

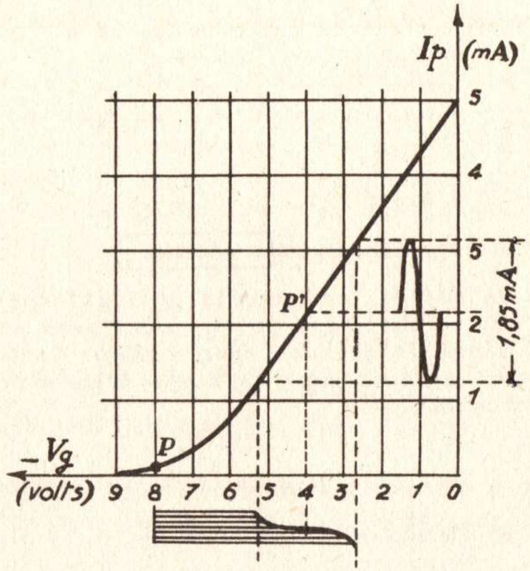
les points extrêmes correspondent à 4 ± 4 . 0,3, soit 5,2 volts et 2,8 volts.

Ces déplacements correspondent à une variation de courant plaque de 1,85 mA, soit une valeur efficace de :

$$\frac{1{,}85}{2\sqrt{2}} = 0{,}65 \text{ mA}$$

Aux bornes de la charge la tension BF recueillie est

$$V_{BF} = RI = 2 \cdot 10^{4} \cdot 0{,}65 \cdot 10^{-3} = \boxed{13 \text{ volts}}$$



Remarque - On voit sur le graphique, que la valeur de la tension HF et du taux de modulation nous permettent d'obtenir un signal BF exempt de distorsions.

SOLUTION DU PROBLEME N° 91, page 68. -

1°) - Capacité d'accord

$$C = \frac{25 \cdot 10^{9}}{F^2 \cdot L} = \frac{25 \cdot 10^{9}}{16 \cdot 10^{6} \cdot 50}$$

$$\# \boxed{30 \text{ picofarads}}$$

2°) - Coefficient de surtension Q du circuit seul :

$$Q = \frac{L\,\omega}{R} = \frac{5 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 4 \cdot 10^{6}}{2,5} = \boxed{500}$$

3°) - En tenant compte du montage, on a obtenu, par une mesure, un rapport de tension de

$$\frac{14\text{ V}}{10\text{ V}} = 1,4$$

pour un désaccord de

$$4\,005 - 4\,000 = 5 \text{ kHz}$$

On peut donc tirer la valeur de Q' de la formule de la sélectivité :

$$Q' = \frac{F}{2\Delta F}\sqrt{s^2 - 1}$$

s étant ici 1,4, soit à peu près 3 décibels, on a :

$$Q' = \frac{F}{2\Delta F} = \frac{4\,000}{10} = \boxed{400}$$

4°) - Puisque

$$Q = \frac{L\omega}{R} \text{ , posons}$$

$$Q' = \frac{L\omega}{R'} \quad \text{avec}$$

$$R' = R + \frac{L}{C\rho}$$

En faisant les rapports entre Q et Q', on tire

$$R' = R \cdot \frac{Q}{Q'} = 2,5 \cdot \frac{500}{400} = 3,12\ \Omega \quad \text{d'où}$$

$$\frac{L}{C\rho} = R' - R = 3,12 - 2,5 = 0,62\ \Omega$$

On peut en déduire la résistance interne du tube :

$$\rho = \frac{L}{C \cdot 0{,}62} = \frac{L^2\omega^2}{0{,}62}$$

$$= \frac{25 \cdot 10^{-10} \cdot 4\pi^2 \cdot 16 \cdot 10^{12}}{0{,}62} = 25 \cdot 10^5\ \Omega$$

soit

$\boxed{\rho = 2{,}5 \text{ mégohms}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 92, page 69. -

Pour déterminer la sensibilité, il faut calculer le gain en tension total de cette partie du récepteur, c'est-à-dire :

Gain du circuit Bourne × gain de conversion

On sait qu'un circuit Bourne à haute inductance a un gain qui décroit en fonction de la fréquence.

C'est donc sur 1 600 kilohertz (fréquence maximum) qu'il faut calculer le gain pour en déduire la sensibilité minimum.

Gain du circuit "Bourne" :

$$G = \frac{m}{L_k} \cdot Q \cdot \frac{F^2}{F^2 - F_k{}^2}$$

$$= \frac{300}{4000} \cdot \frac{18 \cdot 10^{-5} \cdot 2\pi \cdot 15 \cdot 10^5}{10{,}8} \cdot \frac{(1500)^2}{(1500)^2 - (400)^2}$$

Q : surtension du circuit d'accord : $\dfrac{L\omega}{R}$

$G = 13{,}5$

Gain de conversion

$G_c = S_c \cdot Z_é$ avec

$Z_é$: impédance de charge équivalente au transformateur MF :

$$Z_é = \frac{n}{1 + n^2} \sqrt{Z_1 Z_2} = \frac{Z}{2} \quad \text{puisque}$$

$Z_1 = Z_2$ et que

$n = 1$ (couplage critique)

$$G_c = S_c \cdot \frac{Z}{2} \quad \text{avec}$$

$$Z = \frac{L}{CR} = \frac{1}{C^2\omega^2 R}$$

$$G_c = \frac{S_c}{2\, C^2\omega^2 R}$$

$$= \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-20} \cdot 4\pi^2 \cdot 472^2 \cdot 10^6 \cdot 14} = 50$$

Gain total :

$G \times G_c = 13{,}5 \cdot 50 = 675$

$$\text{Sensibilité minimum} = \frac{\text{Tension de sortie}}{\text{Gain total minimum}} = \frac{65}{675}$$

$\# \ 10^{-1}$ mV

soit $\boxed{100 \text{ microvolts}}$

SOLUTION DU PROBLEME N° 93, page 70. -

1°) - La fréquence de l'oscillation obtenue se calcule à l'aide de la formule de Thomson :

$$F \# \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-9}}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{50}} = 225 \cdot 10^{3} \quad \text{soit}$$

$$\boxed{F = 225 \text{ kHz}}$$

2°) - La condition limite d'entretien s'écrit :

$\rho C R + L = K m$ d'où il faut

$$m = \frac{\rho C R + L}{K}$$

$$= \frac{10^{4} \cdot 10^{-9} \cdot 10 + 5 \cdot 10^{-4}}{30}$$

$$= \frac{6 \cdot 10^{-4}}{30} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ H} \quad \text{soit}$$

$$\boxed{m = 20 \text{ microhenrys}}$$

3°) - Le coefficient de couplage

$$k = \frac{m}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

d'où on tire

$$L_1 = \frac{m^2}{k^2\, L_2}$$

si L_2 est la bobine oscillatrice

$$L_1 = \frac{4 \cdot 10^{2}}{10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^{2}} = \frac{4}{10^{-2} \cdot 5}$$

$$= \boxed{80 \text{ microhenrys}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 94, page 70. -

La fréquence de l'émission captée est :

$$F_{kHz} = \frac{v_{(km/s)}}{\lambda m} = \frac{3 \cdot 10^{5}}{270} = 1\,111 \text{ kHz}$$

L'oscillateur doit donc fournir une fréquence de

1111 + 455 = 1 566 kHz ou

1111 - 455 = 656 kHz.

1°) - Dans le premier cas la capacité du condensateur variable oscillateur doit être :

$$C_{(pF)} = \frac{25 \cdot 10^{9}}{F^2{}_{(kHz)} \cdot L_{(\mu H)}} = \frac{25 \cdot 10^{9}}{1566^{2} \cdot 90} = 113 \text{ pF}$$

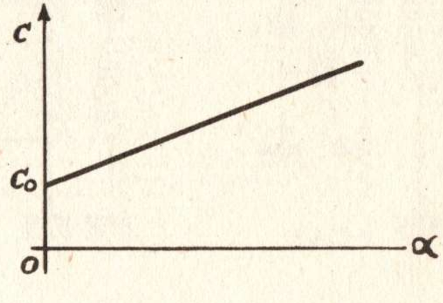
Le condensateur étant à variation linéaire de capacité, la capacité peut s'écrire

$C = k \cdot \alpha + C_0$

Le coefficient angulaire

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta \alpha}$$

$$= \frac{750 \text{ pF}}{180°}$$



L'angle correspondant à 113 pF est donc

$$a_1 = \frac{C - C_0}{k} = \frac{(113 - 50) \cdot 180}{750} \# \boxed{15°}$$

2°) - L'émission sera aussi entendue si l'oscillateur travaille sur 656 kHz, soit pour

$$C = \frac{25 \cdot 10^9}{656^2 \cdot 90} = 641 \text{ pF}$$

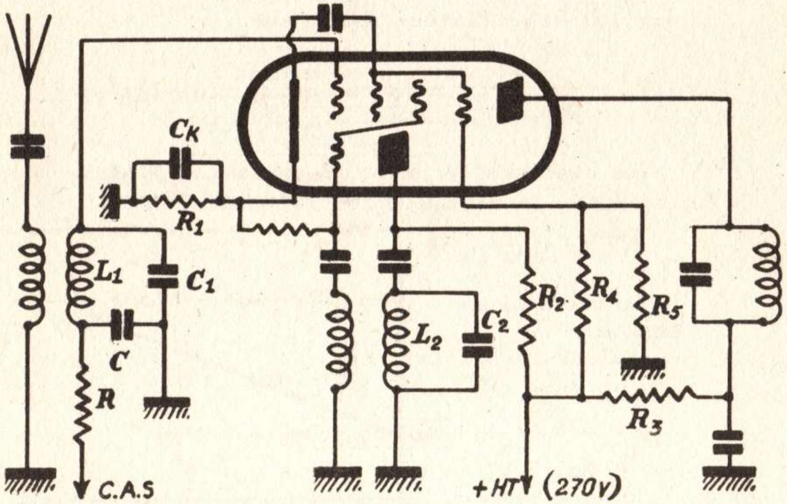
La division du cadran correspondra à :

$$a_2 = \frac{C - C_0}{k} = \frac{(641 - 50) \cdot 180}{750} = \boxed{141°}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 95, page 71. -

1e Partie

1°) - Schéma complété :



2°) - Calcul des résistances :

R_1 est traversé par le courant total : triode + hexode soit

2,3 + 3 + 3,3 = 8,6 mA.

La polarisation étant 2 V :

$$R_1 = \frac{2}{8{,}6 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{250 \text{ ohms}}, \ 1/4 \text{ watt}$$

Aux bornes de R_2, on a

$$V_{R_2} = V_{HT} - V_{po} - V_{go}$$
$$= 270 - 150 - 2 = 118 \text{ V}$$

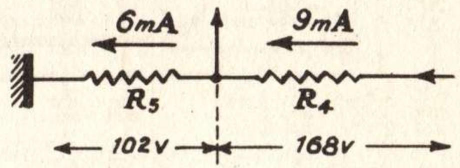
$$R_2 = \frac{118}{3{,}3 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{35\ 000 \text{ ohms}}, \ 1/2 \text{ watt}$$

Aux bornes de R_3, on a

$$V_{R_3} = V_{HT} - V_{po} - U_{go}$$
$$= 270 - 250 - 2 = 18 \text{ V}$$

$$R_3 = \frac{18}{2{,}3 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{8\ 000 \text{ ohms}}, \ 1/4 \text{ watt}$$

Pont R_4, R_5 :



Valeur des résistances :

$$R_4 = \frac{168}{9 \cdot 10^{-3}} \# \boxed{19\ 000 \text{ ohms}}, \ 2 \text{ watts}$$

$$R_5 = \frac{10^2}{6 \cdot 10^{-3}} = \boxed{17\ 000 \text{ ohms}}, \text{ 1 watt}$$

2e Partie

1°) - Valeur de C_1 :

$$C_1 = \frac{25 \cdot 10^9}{F^2 \cdot L_1} - C_0 = \frac{25 \cdot 10^9}{10^6 \cdot 125} - 50$$

$$= \boxed{150 \text{ picofarads}}$$

2°) - Pour obtenir une MF égale à 500 kilohertz, il faut que l'oscillateur travaille sur

F = 1 000 ± 500 kHz, soit pour ce cas 500 kHz.

Capacité d'accord de l'oscillateur :

$$C = \frac{25 \cdot 10^9}{25 \cdot 10^4 \cdot 125} = 800 \text{ pF}$$

Condensateur à placer en parallèle sur C_2 :

$$C_p = C - (C_2 + C_0) = 800 - (150 + 50)$$

$$= \boxed{600 \text{ picofarads}}$$

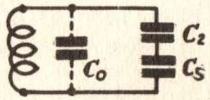
3°) - En plaçant un condensateur en série, on diminue la capacité. Il faut donc que l'oscillateur travaille sur une fréquence plus élevée, soit 1 500 kHz.

Nouvelle capacité d'accord de l'oscillateur :

$$C = \frac{25 \cdot 10^9}{1\ 500^2 \cdot 125} = 89 \text{ pF}$$

Condensateur à placer en série :

On a :



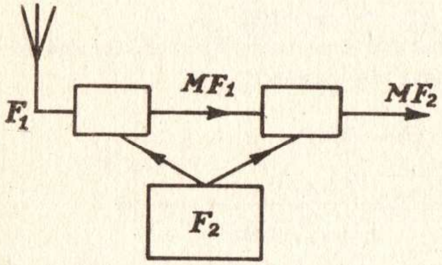
$$C = \frac{C_2 \cdot C_s}{C_2 + C_s} + C_0 \quad \text{d'où}$$

$$C_s = \frac{C_2\ (C - C_0)}{C_2 - (C - C_0)} = \frac{150\ (89 - 50)}{150 - (89 - 50)}$$

$$= \boxed{52 \text{ picofarads}}$$

N.B. - La première solution n'est pas applicable en pratique, car en plaçant un condensateur en parallèle, l'oscillateur doit travailler sur 500 kHz, qui est la valeur de la fréquence intermédiaire.

SOLUTION DU PROBLEME N° 96, page 72. -



Pour n'utiliser qu'un seul oscillateur il faut que

$$F_1 - F_2 = MF_1 \quad \text{et}$$

$$F_2 - MF_1 = MF_2$$

d'où

$$F_1 = F_2 - MF_2 + F_2$$

Il faut donc que

$$F_2 = \frac{F_1 + MF_2}{2} \quad \text{soit}$$

$$F_2 = \frac{52\ 000 + 455}{2} = \boxed{26\ 227{,}5 \text{ kHz}} \quad \text{et}$$

$$MF_1 = F_1 - F_2 = 52\ 000 - 26\ 227{,}5 = \boxed{25\ 772{,}5 \text{ kHz}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 97, page 72. -

1°) - On calcule l'inductance oscillatrice au milieu de la gamme (904 kHz). L'oscillateur travaille sur la fréquence

$$F_H = F_A + MF = 904 + 472 = 1\,376 \text{ kHz}$$

Le carré du rapport des fréquences est égal au rapport inverse des inductances, puisqu'au milieu de la gamme les capacités sont identiques. On a donc :

$$\left(\frac{F_H}{F_A}\right)^2 = \frac{L_A}{L_H} \quad \text{d'où}$$

$$L_H = L_A\left(\frac{F_A}{F_H}\right)^2 = 180\left(\frac{904}{1\,376}\right)^2 = 78$$

soit $\boxed{80 \text{ microhenrys}}$

2°) - Le Trimmer se place en bas de gamme (fréquence maximum).

Calculons la valeur des capacités d'accord et d'oscillateur en bas de gamme :

Accord : 1 400 kHz, on a

$$C_A = \frac{25 \cdot 10^9}{F_A^2 \cdot L_A} = \frac{25 \cdot 10^9}{1\,400^2 \cdot 180} = 70 \text{ pF}$$

Oscillateur : 1 400 + 472 = 1 872 kHz

$$C_H = \frac{25 \cdot 10^9}{1\,872^2 \cdot 80} = 88 \text{ pF}$$

Trimmer :

$$T = C_H - C_A = 88 - 70$$

$$= \boxed{18 \text{ pF}}$$

3°) - De même, calculons, en haut de gamme les capacités d'accord et d'oscillateur :

Accord : 574 kHz, on a

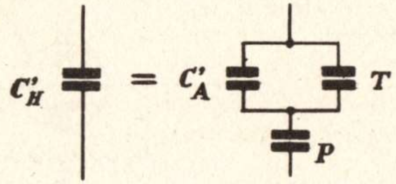
$$C'_A = \frac{25 \cdot 10^9}{574^2 \cdot 180} = 421 \text{ pF}$$

Oscillateur : 574 + 472 = 1 046 kHz, on a

$$C'_H = \frac{25 \cdot 10^9}{1\,046^2 \cdot 80} = 286 \text{ pF}$$

On doit avoir :

$$C'_H = \frac{(C'_A + T)\,P}{C'_H + T + P}$$



on tire

$$P = \frac{C'_H\,(C'_A + T)}{(C'_A + T) - C'_H}$$

$$P = \frac{286\,(421 + 18)}{(421 + 18) - 286} = \boxed{817 \text{ picofarads}}$$

Vérification :

Sur 904 kHz, on a

$$C''_A = \frac{25 \cdot 10^9}{904^2 \cdot 180} = 170 \text{ pF} \quad \text{d'où, si}$$

$C''_A = C''_H$, on doit avoir aussi

$$C''_H = \frac{(C''_A + T)\ P}{(C''_A + T) + P} = \frac{(170 + 18)\ 817}{170 + 18 + 817}$$

$$= 152 \text{ pF}$$

au lieu de 170 picofarads. La différence vient du calcul trop simplifié. Elle montre malgré tout, qu'au milieu de la gamme, les actions du trimmer et du padding s'annulent pratiquement, puisque

$$C_A'' \# \frac{(C''_A + T)\ P}{C''_A + T + P}$$

IX - COMPLEMENTS

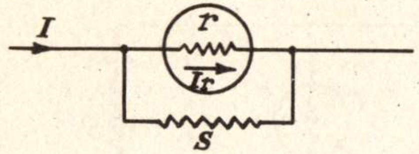
SOLUTION DU PROBLEME N° 98, page 74. -

1°) - La formule du shunt est

$$S = \frac{r}{m - 1}$$

avec r : résistance du cadre et
m : pouvoir multiplidateur du shunt $= \dfrac{I}{Ir}$

d'où $r = S\ (m - 1)$



$$= 40 \left[\frac{3}{0,5} - 1\right]$$

$$= \boxed{200 \text{ ohms}}$$

2°) - Lorsqu'il passe 500 microampères dans le cadre de 200 ohms, il y a aux bornes de l'appareil

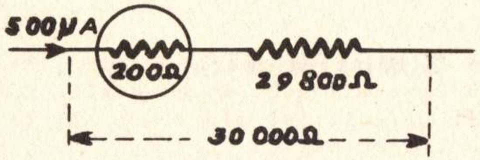
$$V = RI = 200 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 0,1 \text{ volt}$$

soit une sensibilité de

$$\frac{200}{0,1} = \boxed{2\ 000 \text{ ohms par volt}}$$

3°) - On peut transformer le microampèremètre en voltmètre déviant complètement pour 15 volts.

Pour cela *on retire le shunt* et on introduit en série une résistance.



La sensibilité étant 2 000 Ω/V, il faut sur 15 volts une résistance totale de

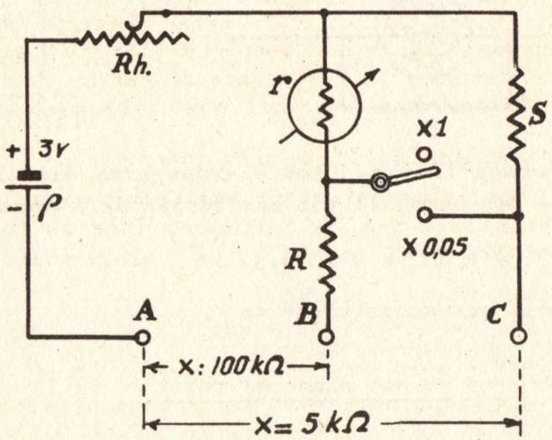
$$2\ 000 \times 15 = 30\ 000\ \Omega$$

d'où une résistance additionnelle de

$$30\ 000 - 200 = \boxed{29\ 800 \text{ ohms}}$$

SOLUTION DU PROBLEME N° 99, page 74. -

1°) - Schéma de l'ohmmètre :



On place en série avec la pile, le rhéostat de tarage (*Rh*), le microampèremetre de résistance *r* et une résistance série (*R*).

Sur la sensibilité 5 000 Ω, on place un shunt *S* en parallèle sur le microampèremètre.

2°) - Calcul des éléments.

a) Sensibilité 100 kΩ (× 1)

Les bornes *AB* étant en court-circuit, la déviation de l'appareil doit être totale. Le courant dans le circuit est alors 500 μA. La résistance du circuit est

$$R_c = \frac{E}{I} = \frac{3}{5 \cdot 10^{-4}} = 6\ 000\ \Omega$$

Cette résistance se composera :

de la résistance du cadre de l'appareil : 200 ohms

de la résistance de tarage : $\boxed{R_h = 400 \text{ ohms}}$

d'une résistance série

$$R = 6\ 000 - (r + R_h)$$

$$= 6\ 000 - 600 = \boxed{5\ 400 \text{ ohms}}$$

N.B. - La résistance interne de la pile (ρ) n'est pas nulle. Elle peut dépasser 100 ohms lorsque la pile est usagée. On ajuste donc, avant utilisation, la résistance de tarage pour que la déviation de l'appareil soit totale.

b) Sensibilité 5 kΩ (× 0,05)

Les lescures seront multipliées par 1/20. La résistance totale doit donc être 20 fois plus faible, soit

$$R'_c = \frac{R_c}{20} = \frac{6\ 000}{20} = 300\ \Omega$$

On supprimera donc la résistance série *R*, le rhéostat de tarage suffira.

Le courant dans le circuit sera :

$$I_1 = \frac{3\ \text{V}}{300\ \Omega} = 0{,}01\ \text{A}$$

Il faudra shunter le microampèremètre par une résistance S.

Le pouvoir multiplicateur du shunt

$$m = \frac{0,01}{5 \cdot 10^{-4}} = 20 \qquad \text{d'où}$$

$$S = \frac{r}{m-1} = \frac{200}{20-1} = \boxed{10,5 \text{ ohms}}$$

3°) - Graduation.

Pour 100 kΩ, le courant dans le circuit est donné par

$$I_2 = I_1 \frac{R_c}{R_c + X}$$

avec I_1 déviation totale et
X résistance inconnue

$$I_2 = 500 \frac{6}{6 + 100} = 28,3 \ \mu A$$

Calculons les valeurs de I_2 pour quelques résistances X = 20 000, 10 000, 5 000, 2 000, et 500 Ω.

20 kΩ $$I_2 = I_1 \frac{R_c}{R_c + X}$$

$$= 500 \frac{6}{6 + 20} = 115 \ \mu A$$

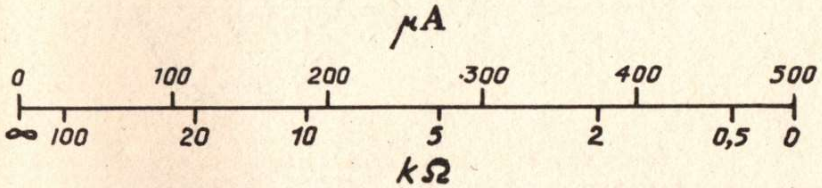
10 kΩ $$I_2 = 500 \frac{6}{6 + 10} = 187 \ \mu A$$

5 kΩ $$I_2 = 500 \frac{6}{6 + 5} = 272 \ \mu A$$

2 kΩ $$I_2 = 500 \frac{6}{6 + 2} = 375 \ \mu A$$

500 Ω $$I_2 = 500 \frac{6}{6 + 0,5} = 461 \ \mu A$$

d'où la graduation en kilohms du cadran :



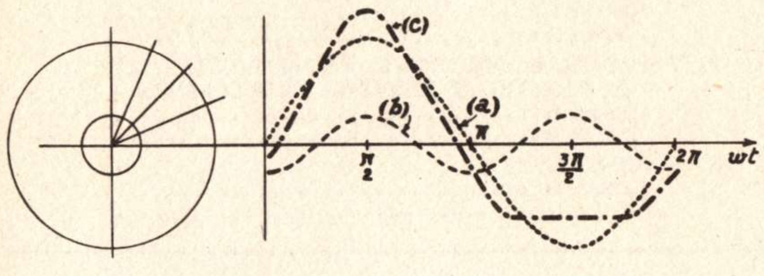
Pour la sensibilité 5 kΩ, multiplier toutes les lectures par 1/20.

SOLUTION DU PROBLEME 100, page 75. -

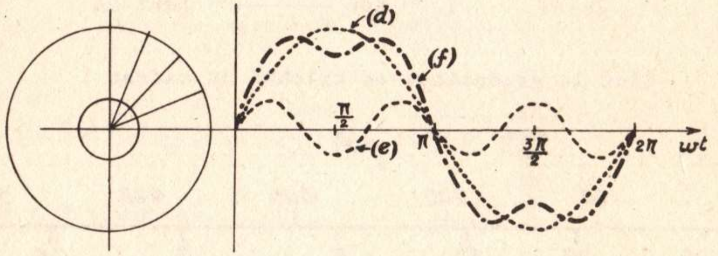
1° et 2°) - Courbe (a) $i_1 = 0,02 \sin \omega t$

- (b) $i_2 = 0,006 \sin \left(2\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$

- (c) $i_1 + i_2$



3° et 4°) - Courbe (d) $i_1 = 0{,}02 \sin \omega t$
- (e) $i_3 = 0{,}006 \sin 3\omega t$
- (f) : résultante $i_1 + i_3$



TABLE

Dépôt légal éditeur : N° 2 du 1er trimestre 1958.
I.F.M.R.P., 4, rue Camille-Tahan, PARIS-18e. 1958.

Les Problèmes sont
basés sur les ouvrages de

Lucien CHRETIEN :
THÉORIE ET PRATIQUE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ
THÉORIE ET PRATIQUE DES LAMPES DE T. S. F.

et de Robert ASCHEN :
L'EMPLOI DES TUBES ÉLECTRONIQUES

AUX ÉDITIONS CHIRON
PARIS