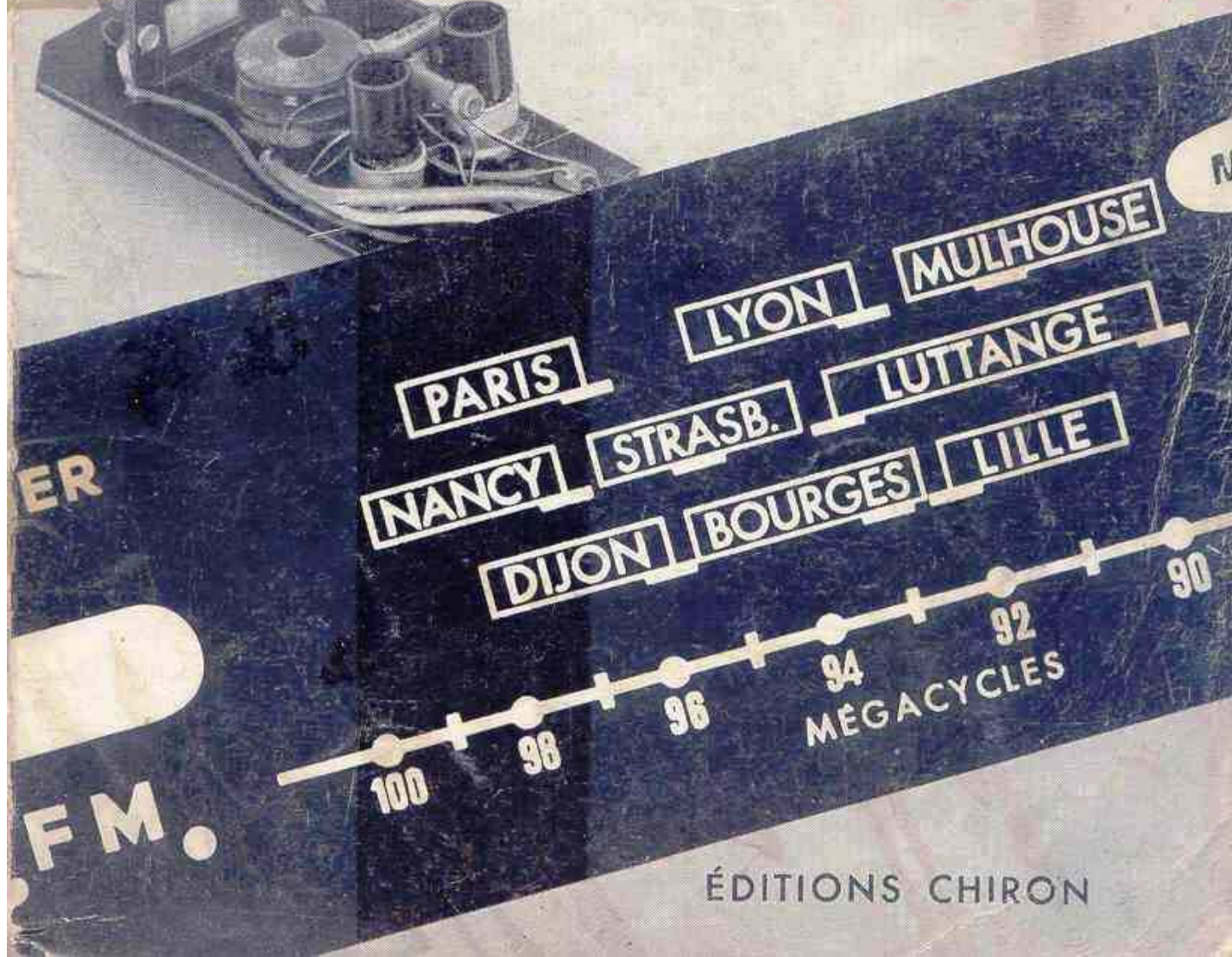


Jean CERF

Ing. E.S.M.E.

LE RÉCEPTEUR A MODULATION DE FRÉQUENCE

(la pratique des circuits F.M.)



ÉDITIONS CHIRON

3 - Le discriminateur à déphasage.

C'est le montage type duquel sont dérivés tous les discriminateurs couramment utilisés en FM. On le désigne également sous le nom de

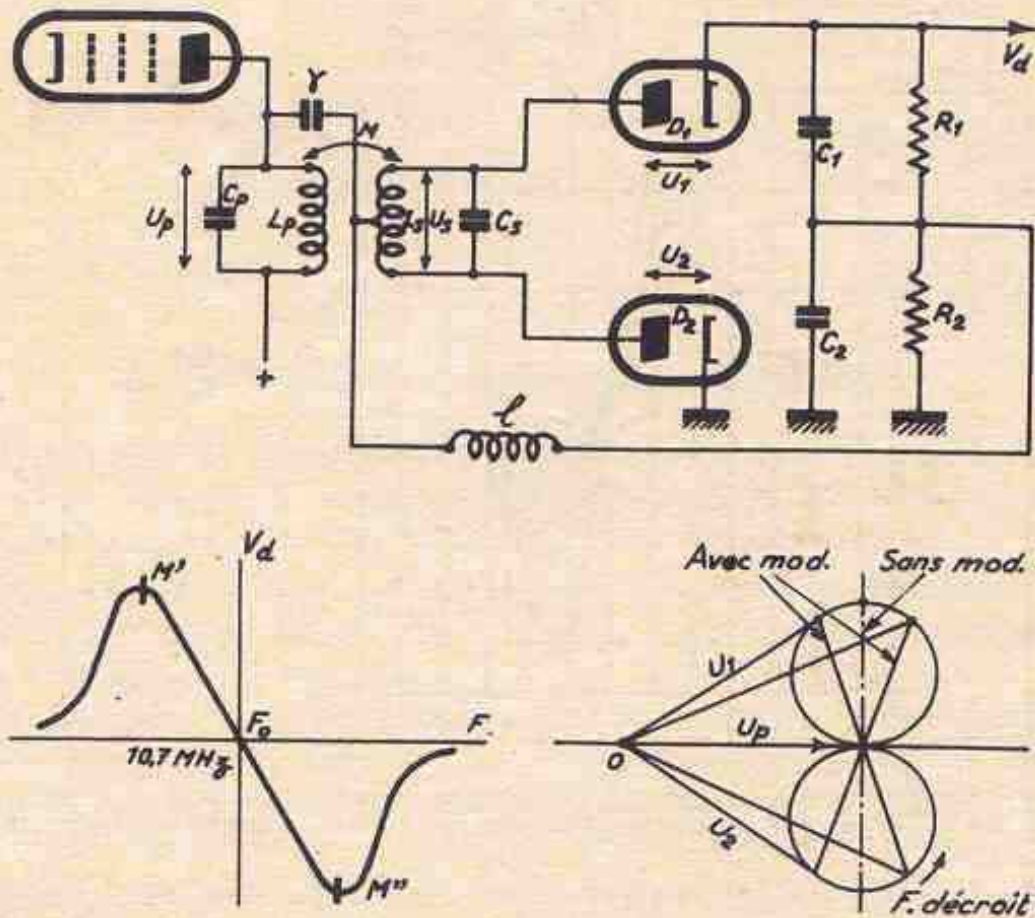


Fig. 93 - Discriminateur à déphasage.

discriminateur Foster-Seeley, du nom de ses inventeurs. La figure 93 indique le schéma d'un tel dispositif. Il comporte un circuit primaire

L_p , C_p et un secondaire L_s , C_s , accordés tous les deux sur la fréquence centrale du signal, ce qui constitue une nette amélioration par rapport au montage précédent. Les deux circuits sont couplés par une mutuelle induction M , de plus, le point chaud du primaire est réuni au point milieu du secondaire à travers un condensateur γ servant à isoler les deux circuits en courant continu. Les deux diodes D_1 et D_2 peuvent être réunies dans une même ampoule ou être du type Germanium, et sont chargées respectivement par les résistances R_1 et R_2 et les condensateurs C_1 et C_2 destinées à éliminer la fréquence intermédiaire dans la tension redressée V_d . Enfin la self d'arrêt L , de valeur élevée devant L_p , permet d'offrir un chemin de retour au courant continu, en s'opposant au passage du signal.

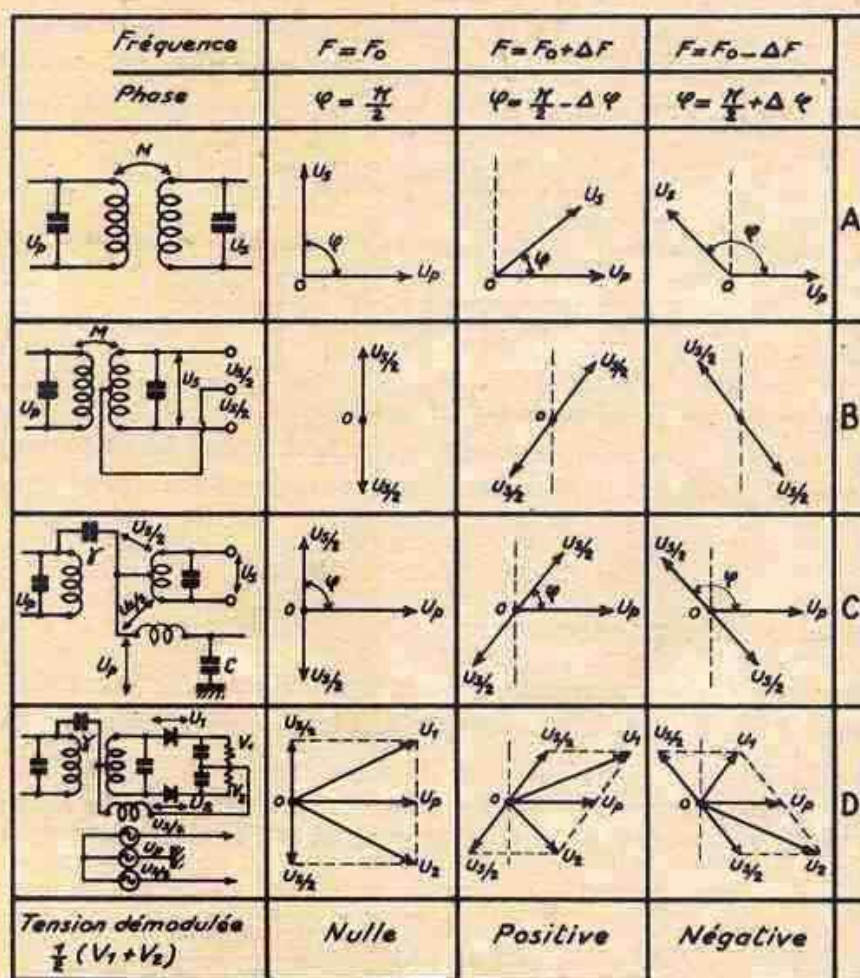


Fig. 94 - Diagramme des tensions dans le discriminateur à déphasage.

On trouvera une explication simple du fonctionnement du montage en se reportant au tableau de la figure 94. On s'attachera plus particulièrement aux relations de phase qui interviennent au premier chef pour faire apparaître la différence d'amplitude des vecteurs U_1 et U_2 (tensions à F.I. sur les diodes).

En A on observe que le décalage de phase existant entre la tension primaire et la tension secondaire est compris entre $\pi/2 - \Delta\varphi$ et $\pi/2 + \Delta\varphi$ lorsque la fréquence incidente varie de $F_o + \Delta F$ à $F_o - \Delta F$. Le point milieu secondaire, indiqué en B met en évidence le fait que les deux demi-tensions secondaires $\pm U_s/2$ sont égales et constamment en opposition de phase quelque soit la valeur de la fréquence instantanée. On dispose en C la tension primaire U_p en série avec chaque demi-tension secondaire, de façon à former un diagramme vectoriel tel que celui qui est représenté et qui met en valeur le fait que les tensions secondaires font avec U_p un angle φ variable avec la fréquence. On remarquera que la tension primaire est toute entière aux bornes de la self d'arrêt L . Enfin en D le montage discriminateur complet est figuré avec les diodes D_1 et D_2 qui développent les tensions correspondantes V_1 et V_2 respectivement proportionnelles, si la caractéristique de démodulation est linéaire, à l'amplitude de U_1 et de U_2 . La composition des vecteurs est telle que l'on peut écrire :

$$\vec{U}_1 = \vec{U}_p + 1/2 \vec{U}_s \quad \text{et} \quad \vec{U}_2 = \vec{U}_p - 1/2 \vec{U}_s$$

La valeur scalaire de cette expression donne des valeurs de

$$|V_d| = \left| \frac{V_1 + V_2}{2} \right|$$

de même sens que la déviation de fréquence.

Le principe de fonctionnement est valable pour la plupart des discriminateurs y compris le détecteur de rapport que nous examinerons plus loin.

4 - Calcul du discriminateur.

Traité de façon complète, le calcul du discriminateur à déphasage est assez long. Foster et Seeley ont employé une méthode que nous in-
quons ici⁽¹⁾ :

Si U_p désigne la tension aux bornes du circuit primaire, lorsqu'on applique un volt sur la grille du limiteur, de pente dynamique p , on peut écrire :

$$U_p = Q \cdot L \cdot \omega \cdot p \cdot \frac{1 + j\alpha}{(1 + j\alpha)^2 + n^2}$$

expression dans laquelle

$$Q = Q_p = Q_s; \quad L = L_p; \quad \alpha = 2Q \cdot \frac{\Delta F}{F_o} \quad \text{et} \quad n = \text{indice de couplage.}$$

(1) P.L.R.E., mars 1937, Vol. 25.

En négligeant les pertes on peut écrire que le courant primaire a pour expression :

$$i_p = \frac{U_p}{j \cdot L \cdot \omega}$$

La tension induite dans le circuit secondaire est alors :

$$e_s = U_p \cdot \frac{n \sqrt{a}}{L \omega}$$

a étant le rapport des inductances L_p/L_s et :

$$i_s = \pm \frac{U_p \cdot n}{L \omega (1 + j\alpha) \sqrt{a}}$$

La tension secondaire peut donc s'écrire :

$$U_s = \pm j \cdot \frac{U_p \cdot n \sqrt{a}}{(1 + j\alpha)}$$

soit
$$U_s = \pm Q \cdot L \cdot \omega \cdot p \frac{j \cdot n \sqrt{a}}{(1 + j\alpha)^2 + n^2}$$

en ajoutant la tension primaire et une demi-tension secondaire, on obtient les deux tensions U_1 et U_2 définies plus haut, soit :

$$U_1 = Q \cdot L \cdot \omega \cdot p \frac{(1 + j\alpha) + j \cdot n \sqrt{\frac{a}{2}}}{(1 + j\alpha)^2 + n^2}$$

$$U_2 = Q \cdot L \cdot \omega \cdot p \frac{(1 + j\alpha) - j \cdot n \sqrt{\frac{a}{2}}}{(1 + j\alpha)^2 + n^2}$$

Si nous considérons une seule de ces tensions, U_1 par exemple, et que nous en prenons le module, nous aurons une expression de la forme :

$$U_1 = Q \cdot L \cdot \omega \cdot p \sqrt{\frac{\alpha^2 + n \sqrt{a} \cdot \alpha + \frac{1}{4} a \cdot n^2 + 1}{(n^2 - \alpha^2)^2 + 2(n^2 + \alpha^2) + 1}}$$

qui est l'amplitude de la tension aux bornes de la diode D_1 lorsqu'on applique 1 volt sur la grille du tube précédent. Tous les termes sont connus ou peuvent rapidement être calculés, ce qui permet de connaître U_1 et V_1 dans le montage (on opère de même pour U_2 et V_2). Pour simplifier, on peut également utiliser une famille de courbes de V_d/Zi_a en

fonction de

$$\alpha = 2Q \frac{\Delta F}{F_0}$$

ainsi que nous l'avons indiqué pour le discriminateur à circuits sélecteurs (figure 95a).

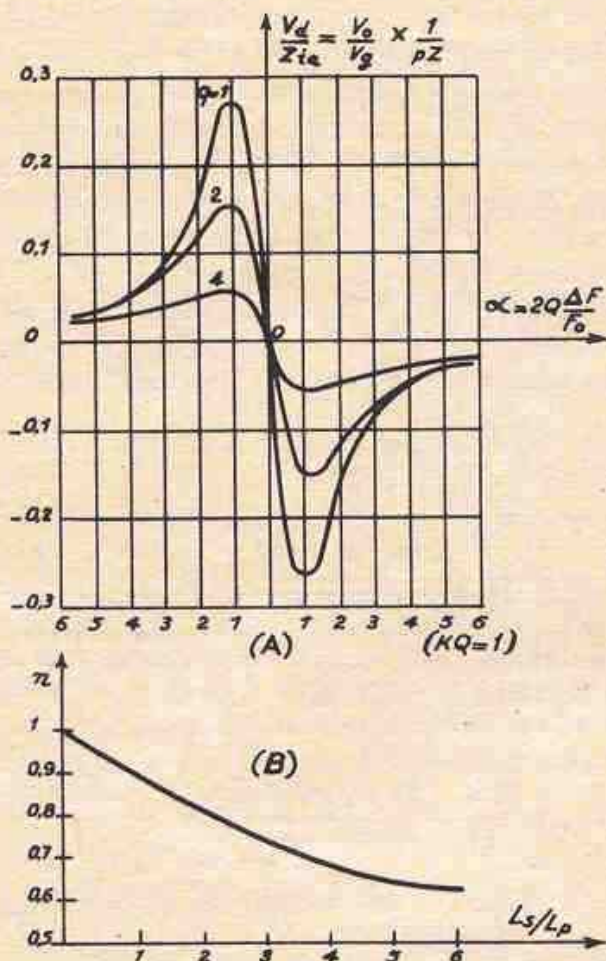


Fig. 95 - Courbes pour la détermination des éléments du discriminateur à déphasage.

La sensibilité du montage est indiquée par la pente à l'origine de la caractéristique : il est évident que plus celle-ci est grande, plus le gain est élevé. Pour en connaître la valeur, ou la tangente de l'angle que fait la courbe avec l'angle des α , il suffit d'exprimer la dérivée de l'expression de U_1 par rapport à α ou par rapport à la fréquence, soit :

$$s = 2 \frac{dU_1}{dF} = 2 \frac{dU_1}{d\alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dF}$$

$$\text{et} \quad \frac{d\alpha}{dF} = 2Q \cdot F$$

ce qui donne

$$s = 4 \frac{Q}{F} \cdot \frac{dU_1}{d\alpha}$$

La pente à l'origine s_0 , correspondant à

$$\alpha = 0$$

est donc :

$$\left(\frac{dU_1}{d\alpha} \right)_0 = Q \cdot L \cdot \omega \cdot p \cdot \frac{\sqrt{a \cdot n}}{2(1+n^2)\sqrt{4+a \cdot n^2}}$$

et

$$s_0 = \frac{2Q^2 \cdot L \cdot \omega}{F_0} \cdot p \cdot \frac{\sqrt{a \cdot n}}{(1+n^2)\sqrt{4+a \cdot n^2}}$$

$$= 4\pi \cdot L \cdot Q^2 \cdot p \cdot \frac{\sqrt{a \cdot n}}{(1+n^2)\sqrt{a \cdot n^2 + 4}}$$

qui est évidemment indépendant de la fréquence et proportionnel à L, Q^2 , et p . On peut également trouver la valeur optimum du couplage en dérivant s par rapport à n de façon à avoir :

$$\left(\frac{d_s}{d_n}\right)_0 = 0 \quad \text{ce qui donne} \quad n_0 = \frac{\sqrt{\sqrt{1+2a}-1}}{a}$$

cette fonction est reproduite sur le graphique de la figure 95b.

On se reportera toujours à ce dernier pour déterminer les caractéristiques d'un transformateur de démodulation du type discriminateur ou détecteur de rapport et l'on établira, dans tous les cas une courbe expérimentale avec les éléments prédéterminés en repérant la symétrie des points M' et M'' de la caractéristique (figure 93). Dans le cas où l'indice de couplage n'excède pas 0,75, on peut évaluer à F_0/Q_s la distance $M'M''$ reportée sur l'abscisse exprimant la fréquence.

5 - Variantes du discriminateur à déphasage.

On utilise volontiers un montage économique du discriminateur à déphasage : celui de la figure 96. On y a supprimé la self d'arrêt (son rôle étant tenu par les résistances de charge des diodes) et les capacités C_1 et C_2 de la figure 93 qui ont été remplacées par une capacité unique C en parallèle sur l'ensemble des résistances R_1 et R_2 . La tension primaire au lieu d'être reportée sur la self 1 se trouve entre le point commun à R_1 et R_2 et la masse, puisque la cathode où se fait la sortie basse fréquence est découplée par C .

On se rend aisément compte que l'amortissement apporté par les deux résistances sur le circuit primaire peut être important si les valeurs de R_1 et de R_2 sont faibles. On pourra de ce fait agir sur la sensibilité du montage par le choix adéquat de ces valeurs, alors que sur le montage initial elles n'influençaient que peu la pente du discriminateur. En pratique on prendra $R_1 = R_2 = 100\,000$ à $200\,000$ ohms et $C = 200$ à 500 pF.

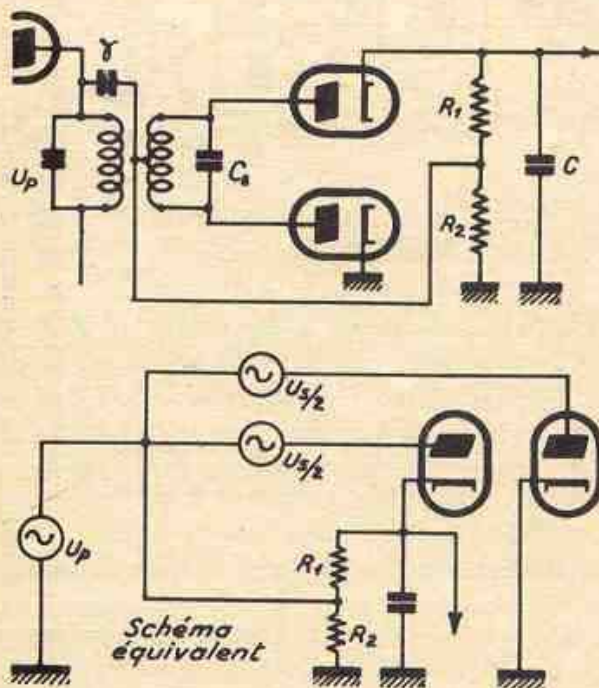


Fig. 96 - Discriminateur simplifié.

On peut utiliser une double diode à cathode commune aux deux éléments ainsi que le montre la figure 97. Ce montage a l'avantage de permettre l'emploi d'un seul tube pour la démodulation AM et FM sur les

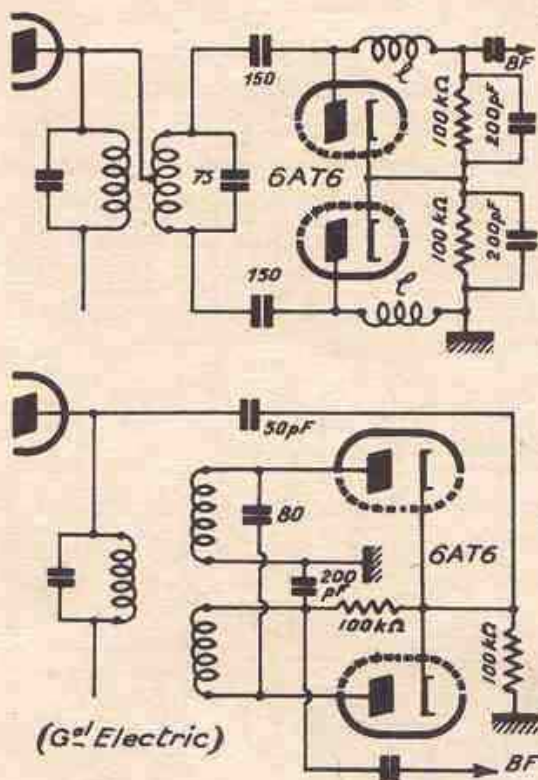


Fig. 97 - Utilisation d'une double diode à cathode commune.

récepteurs combinés. Le premier montage utilise deux capacités de 150 pF qui évitent de court-circuiter la tension basse fréquence. Les selfs d'arrêt L jouent le même rôle pour la fréquence intermédiaire. Le deuxième montage est plus simple mais a l'inconvénient de faire intervenir l'impédance cathode-filament de la double diode qui peut être faible devant les résistances de charge.

Citons enfin un montage à prise médiane capacitive au secondaire (figure 98a) qui permet d'obtenir une meilleure symétrie. Les valeurs de C_{s1} et de C_{s2} peuvent ne pas être égales pour régler au mieux la position du point milieu électrique, c'est-à-dire la symétrie de la courbe caractéristique. Pour permettre au courant continu de se refermer à travers les diodes, on est obligé de disposer deux résistances R' et R'' en parallèle sur le circuit

secondaire, de façon à équilibrer le pont formé par R' , R'' , D_1 , D_2 , R_1 et R_2 . Signalons que dans ce montage, la capacité y peut être supprimée car le point milieu secondaire est alors isolé de la masse en continu.

Un couplage par enroulement tertiaire (figure 98b) que l'on rencontre plus souvent sur les détecteurs de rapport, est quelquefois utilisé.

6 - Réalisation pratique d'un discriminateur.

On peut supposer que la réalisation du discriminateur, en raison des qualités qui lui sont demandées, doit être d'une grande difficulté. En réalité si elle demande un grand soin elle reste à la portée de l'amateur qui suivra les quelques principes élémentaires demandés pour la construction de ces circuits. La règle essentielle est de n'utiliser que du matériel de très bonne qualité non seulement électrique mais aussi mécanique. La stabilité des valeurs de capacité, la rigidité de la fixation des selfs et des noyaux de réglage devra être recherchée; il n'est

pas rare en effet d'observer un lent dérèglement du discriminateur, provenant des vibrations transmises par le haut-parleur à cet organe. A ce

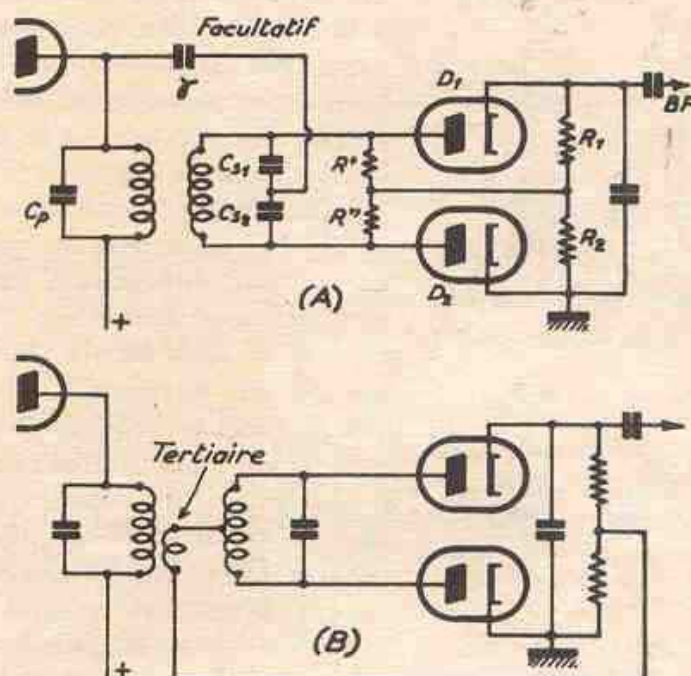


Fig. 98 - Variantes du discriminateur à déphasage.

sujet il est préférable de ne pas fixer les éléments de réglage au moyen de colle ou de peinture sous peine de rendre un réaligement problématique.

La réalisation des bobinages à spires jointives peut s'effectuer à la main. On prendra garde de les enrouler très régulièrement et de fixer les spires au moyen d'une colle haute fréquence à séchage rapide.

Le circuit secondaire sera bobiné de préférence «bifilaire», c'est-à-dire à spires jointives avec deux fils à la fois ainsi que l'indique la figure 99a. On obtient de la sorte deux bobinages identiques et imbriqués : on réunit alors l'entrée de l'un et la sortie de l'autre pour obtenir un point milieu selfique, par exemple E et S' . Ce procédé est couramment employé par les bobiniers; il permet une réalisation rapide et une variation simultanée des deux selfs secondaires lorsque le réglage se fait par noyaux.

La disposition des circuits est représentée sur la figure 99b où les deux selfs primaire et secondaire sont bobinés sur un même mandrin, ce qui a pour effet de permettre une mise au point rapide du couplage et une fabrication plus économique. L'inconvénient réside dans le risque d'interaction du réglage des circuits sur le couplage que nous avons déjà signalé à propos des transformateurs à fréquence intermédiaire.

Une disposition suivant la figure 99c donne, à ce point de vue, de meilleurs résultats et elle permet un réglage latéral des selfs primaire et secondaire.

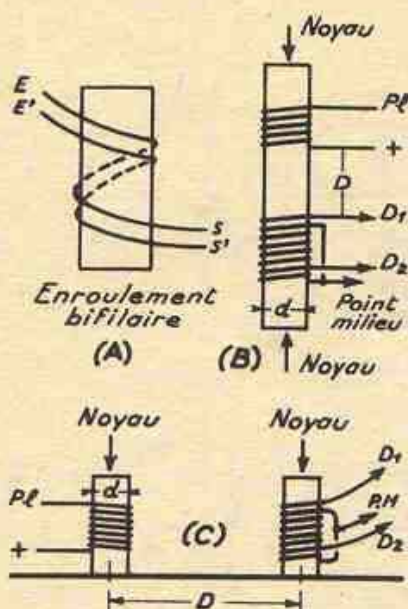


Fig. 99 - Réalisation d'un discriminateur.

Le tableau de la figure 100 indique des valeurs pratiques dont le lecteur pourra s'inspirer pour réaliser un discriminateur en se rappelant que le rapport des inductances donne une pente optima pour un couplage donné (voir la courbe correspondante).

On obtient souvent un réglage plus précis et plus stable en opérant l'accord du circuit secondaire au moyen d'un condensateur ajustable. Dans ce cas, un noyau sera fixé à demeure dans la bobine et l'ajustable ne représentera que le quart ou le cinquième de la capacité totale aux bornes de L_s . Il sera toujours facile d'opérer la transformation sur un montage existant, en desserrant le noyau réglable que l'on collera soigneusement et en ajoutant un ajustable de quelques picofarads en parallèle sur la capacité d'accord.

Type	Primaire	Secondaire	Fil	Observations
Différentiel	23 T noyau fixe $C = 22 \text{ pF}$ réglable	23T (chaque secondaire) d°	50/100 émail	Primaire bobiné entre deux secondaires $\phi = 10 \text{ mm}$ Couplage 12 mm de part et d'autre.
à déphasage	30 T $C = 10 \text{ pF}$	$2 \times 11 \text{ T}$ bifilaire $C = 32 \text{ pF}$	P:15/100 e.s. S:20/100 e.s.	Bob. sur le même axe $D = 11 \text{ mm}$ $d = 8 \text{ mm}$
à déphasage	40 T $C = 7 \text{ pF}$	$2 \times 10 \text{ T}$ bifilaire $C = 47 \text{ pF}$	P:20/100 e.s. S:30/100 e.s.	A utiliser avec tube limiteur 6AU6. Bobinages parallèles. $d = 8 \text{ mm}$ $D = 18 \text{ mm}$ (gain élevé)
à déphasage	18 T $C = 68 \text{ pF}$	$2 \times 10 \text{ T}$ bifilaire $C = 33 \text{ pF}$	P:30/100 e.s. S:60/100 e.s.	Bob. sur le même axe $d = 10 \text{ mm}$ $D = 10 \text{ mm}$ (faible gain h ¹⁰ stab.)

Les dimensions d et D se rapportent à la figure 99.

Fig. 100 - Caractéristiques de bobinages pour discriminateurs.

7 - Amortissement apporté par les diodes.

Les circuits accordés d'un discriminateur subissent un amortissement assez considérable par les diodes, ce qui permet de négliger la sélectivité d'un tel dispositif devant celle des étages à fréquence intermédiaire. En fait, il est toujours bon de connaître la valeur de cet amortissement qui détermine la surtension des circuits qui devient :

$$Q_p = \frac{R_p}{L_p \cdot \omega_0} \quad \text{et} \quad Q_s = \frac{R_s}{L_s \cdot \omega_0}$$

R_p et R_s représentant les résistances parallèles équivalentes à l'amortissement : il est évident que la sensibilité du montage dépend en grande partie des valeurs de Q_p et de Q_s . La valeur des résistances varie d'un montage à un autre :

Dans le cas du démodulateur différentiel, chaque circuit secondaire est amorti par la moitié de la valeur de la résistance de charge correspondante, l'amortissement primaire dépendant du couplage.

Pour le discriminateur de phase avec self d'arrêt, on démontre que les résistances d'amortissement sont telles que :

$$R_p = \frac{\rho}{2} \quad \text{et} \quad R_s = 2\rho$$

avec

$$\rho = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

dans le cas où

$$R_1 = R_2 = R, \quad \rho = \frac{R}{2}$$

et

$$R_p = \frac{R}{4}, \quad R_s = R$$

Si on utilise le montage modifié correspondant à la figure 96, l'amortissement secondaire reste constant mais celui du primaire devient :

$$R_p = \frac{\rho}{3} \cdot \frac{R}{6}$$

donc plus important, aussi prévoit-on généralement dans ce cas, une valeur plus élevée des résistances de charge que dans le cas précédent.

On diminue de façon sensible l'amortissement primaire, en établissant la liaison série entre les deux circuits entre les deux prises médianes correspondantes. Dans ce cas en effet la valeur de R_p devient :

$$R_p = \frac{4}{3} \rho = \frac{2}{3} R$$

Le choix des diodes est également très important. Il est essentiel de les prévoir rigoureusement identiques en ce qui concerne leurs capacités internes et leurs caractéristiques dynamiques. On les utilise le

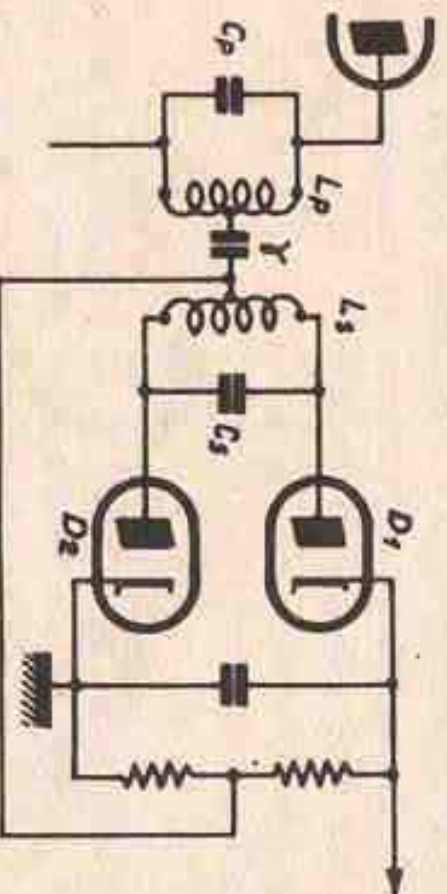


Fig. 101 - Diminution de l'amortissement du circuit $L_p \cdot C_p$.

à 50 pF et entraîner un léger désaccord du circuit primaire dont on devra tenir compte pour le dimensionner. On choisira pour C_1 et C_2 des valeurs comprises entre 150 et 500 pF et pour R_1 et R_2 100 k Ω dans le montage de la figure 93, 200 k Ω sur celui de la figure 96 et 1 M Ω pour le démodulateur différentiel.

plus souvent dans la partie linéaire en raison de la valeur de l'amplitude du signal à démoduler. On devra toutefois établir le seuil du limiteur de façon à ne pas saturer ces diodes pour ne pas faire apparaître de la distorsion (ne pas dépasser dans la majorité des cas 4 à 5 volts efficaces). La valeur de γ pourra être de 10