

Ch. GUILBERT ■ CALCUL ET RÉALISATION DES TRANSFORMATEURS ■ Editions Radio

Ch. GUILBERT

*Calcul et  
réalisation  
des*

**TRANSFORMATEURS**

CALCUL, RÉALISATION  
ET UTILISATION DES  
TRANSFORMATEURS ET  
AUTOTRANSFORMATEURS,  
INDUCTANCES DE  
FILTRAGE

LES RELAIS  
ET LEUR CALCUL

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

**POUR RESTER « A LA PAGE », Lisez**

## == **TOUTE** == **L'ÉLECTRONIQUE**

Anc<sup>t</sup> « Toute la Radio »

Revue mensuelle de technique  
expliquée et appliquée

Fondée en 1934

DIRECTEUR : E. AISBERG



Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, **TOUTE L'ÉLECTRONIQUE** tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

Le numéro ..... 2,70 F

## **RADIO** **CONSTRUCTEUR** **& DÉPANNÉUR**

Revue mensuelle  
de pratique radioélectrique

fondée en 1937

Rédacteur en chef : W. SOROKINE



C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

Le numéro ..... 1,80 F

## **TÉLÉVISION**



Magazine mensuel

fondé en 1939

DIRECTEUR : E. AISBERG



Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Description des appareils industriels et des méthodes de leur dépannage. Tous les progrès de la télévision.

Le numéro ..... 1,80 F

## **ÉLECTRONIQUE** **INDUSTRIELLE**

Revue mensuelle  
de technique moderne  
destinée aux promoteurs  
et aux utilisateurs des  
méthodes et appareils  
électroniques.



Toutes les applications de l'électronique à tous les domaines de l'industrie.

Le numéro ..... 3,90 F

**SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO**

9, rue Jacob — PARIS (6<sup>e</sup>)

Téléphone : ODEON 13-65

C. C. P. Paris 1164-34

---

CALCUL et RÉALISATION  
des  
**TRANSFORMATEURS**

---

### OUVRAGES DU MÊME AUTEUR

- **Technique de  
l'Emission-Réception sur Ondes Courtes**
- **La pratique des Antennes**
- **Radiorécepteurs à galène**
- **Votre règle à calcul**

CH. GUILBERT



**CALCUL ET  
RÉALISATION  
DES  
TRANSFORMATEURS**

---

CALCUL, REALISATION ET  
UTILISATION DES TRANSFOR-  
MATEURS ET AUTOTRANSFORMA-  
TEURS D'ALIMENTATION, DE  
LIAISON B.F. ET DE SORTIE  
INDUCTANCES DE FILTRAGE  
LES RELAIS ET LEUR CALCUL

---

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO  
9, rue Jacob, Paris, 6<sup>e</sup>

*Tous droits de traduction  
et de reproduction réservés*

© ÉDITIONS RADIO, 1963

Imprimerie de L'INDÉPENDANT  
24, rue Chevreul, Château-Gontier

1<sup>er</sup> trimestre 1963  
Editeur n° 348 — Imprimeur n° 40

## AVANT-PROPOS

**D**ANS ses incessants progrès, l'électronique fait toujours un large appel aux transformateurs.

Parmi ces derniers, il en est dont les caractéristiques se sont trouvées uniformisées chez les divers fabricants, en raison même de conditions d'emploi imposées par d'autres organes (tension de chauffage, tension anodique de lampes, par exemple) ou encore de normalisations (transformateurs de sécurité 24 volts).

A moins que le plaisir de calculer et de bobiner un transformateur ne prime toute autre considération, il demeure plus simple de se procurer dans le commerce les modèles que l'on peut y trouver tout faits.

Cependant, lorsqu'un technicien souhaite disposer d'un transformateur spécialement adapté à quelque montage particulier, à certaine maquette expérimentale, autrement dit d'un transformateur « hors série », il ne lui reste que la ressource d'une réalisation individuelle.

Or, le technicien placé en face de cette nécessité, ne tire généralement de sa documentation que l'exposé de méthodes faisant appel à des calculs plus ou moins longs et compliqués, ou, par contre, trop simplifiés pour ne rien sacrifier dans le rendement et la qualité de ladite réalisation.

Certes, il est bon de savoir comment calculer un transformateur, mais il est profitable de gagner du temps, tout en écartant divers risques d'erreurs, et c'est pourquoi nous avons groupé en cet ouvrage, un certain nombre d'ABAQUES (ayant déjà largement fait leurs preuves), grâce auxquels l'élaboration des transformateurs sera grandement facilitée.

Avant de s'engager dans la voie des calculs, il faut encore admettre qu'à la technique de conception d'un transformateur, puissent s'associer certaines réflexions philosophiques. En effet, le problème posé ne comporte pas toujours qu'une seule solution, et il arrive que certains s'étonnent, croyant découvrir en cela quelque contradiction de la technique

*avec elle-même, alors qu'il ne s'agit, en réalité, que de la mise à profit de diverses « astuces » autorisées par une parfaite connaissance de ladite technique.*

*Dans la dernière partie de ce livre, nous avons inclus l'exposé d'une méthode, ainsi que des abaques, concernant le calcul des relais. Si ces derniers n'ont, en dépit d'un enroulement placé sur un circuit magnétique, qu'un très discutable lien de parenté avec les transformateurs, nous avons quand même profité de ce « cousinage » pour mettre à la disposition des techniciens capables de réaliser un transformateur, les moyens d'en faire autant à l'égard d'un relais, d'autant plus que cette documentation déjà publiée dans TOUTE LA RADIO, signalée ou traduite dans plusieurs revues étrangères (toutes épuisées depuis longtemps), s'était montrée d'un usage fort commode.*

*Si notre précédent « TRANSFORMATEURS RADIO » se trouve ainsi entièrement remanié et largement augmenté dans cette nouvelle édition, nous nous sommes efforcé de lui garder ses qualités de guide CONSTRUCTIF ET SUR, pour tous les techniciens qui le consulteront.*

CH. G.





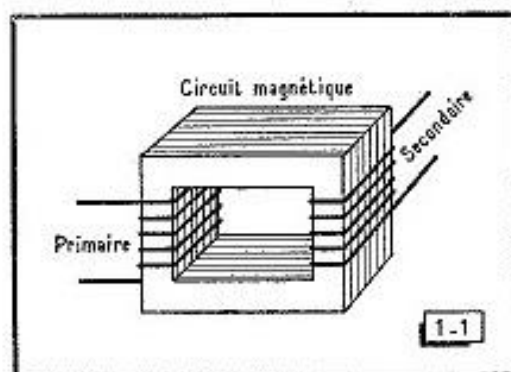
## LE TRANSFORMATEUR ÉLECTRIQUE

Nul technicien radio n'ignore ce qu'est un transformateur électrique. Cependant, nous rappellerons que dans sa forme la plus simple, le transformateur se compose (fig. 1 - 1) :

- a) d'un *enroulement primaire*,
- b) d'un *enroulement secondaire*,
- c) d'un *circuit magnétique* sur lequel sont bobinés le primaire et le secondaire.

Le fonctionnement du transformateur électrique repose sur les phénomènes *d'induction*. Or, ceux-ci ne se produisent qu'en présence

**Fig. 1-1.** — Dans sa forme la plus simple, un transformateur comprend deux enroulements (primaire et secondaire) montés sur un circuit magnétique.



*de variations du flux magnétique, ce qui écarte donc de façon absolue toute possibilité de transformation à l'égard du courant continu.*

Beaucoup de transformateurs sont alimentés à partir du *courant alternatif du secteur*. Il s'agit ici d'un courant à *forme sinusoïdale*, celle-ci correspondant d'ailleurs au cas le plus fréquemment rencontré

dans le fonctionnement des transformateurs. Mais, les *variations* du flux magnétique peuvent encore dépendre de *phénomènes non sinusoïdaux*, et nous aurons à nous méfier de cette éventualité lors de laquelle tout ce qui fut déterminé pour le régime sinusoïdal perd sa valeur.

Nous remarquerons encore que si le rôle essentiel du transformateur est *d'élever ou d'abaisser* une tension alternative, *il transmet une puissance maximum donnée* ; autrement dit, *la puissance électrique* consommée au primaire se retrouve, changée en *une puissance magnétique dans le fer ou circuit magnétique*, d'où transformée de nouveau, elle réapparaît sous la forme de *puissance électrique* au ou aux secondaires de l'appareil. *On comprend donc que la section du circuit magnétique doit être proportionnée à la totalité de la puissance à transformer.*

Toutefois, au cours de ce processus, surviennent des pertes dont il est utile de connaître les causes, afin de prendre toutes dispositions propres à les réduire.

#### **PERTES PAR HYSTÉRÉSIS**

Elles sont dues à une sorte de « paresse » des molécules du fer à suivre les variations du champ magnétique provoquées par le courant alternatif traversant le primaire. Il est possible de les diminuer en faisant usage de tôles de bonne qualité. Les fabricants de ces dernières fixent ces pertes en *watts par kilogramme* (les valeurs pratiques s'échelonnant pour les tôles courantes, de 1,2 à 4 watts/kg).

#### **PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT**

Par le même phénomène d'induction qui provoque l'apparition du courant dans le ou les enroulements secondaires, des courants pourraient naître et circuler dans la masse de fer du circuit magnétique, si l'on ne prenait la précaution de *la feuilletter et d'isoler les tôles entre elles*, par collage d'un papier très mince ou, le plus souvent aujourd'hui, par une oxydation de leur surface. En raison du peu d'épaisseur de chacune des tôles, les courants de Foucault y deviennent, de ce fait, fort minimes.

*Ces deux sortes de pertes se traduisent par un échauffement du fer.*

#### **PERTES PAR ÉCHAUFFEMENT DU CUIVRE**

Il s'agit là des conséquences de l'« effet Joule » qu'entraîne la résistance du fil de chacun des enroulements, en présence de l'intensité du courant qui le traverse.

Nous verrons plus loin sur quelles bases il convient de choisir la section des fils employés, afin de demeurer dans une juste mesure de « densité de courant », en fonction de la section des conducteurs.

### **PERTES PAR FUITES MAGNÉTIQUES**

Elles correspondent aux « échappées » du flux au dehors du circuit magnétique destiné à « canaliser » ledit flux.

Si les tôles sont soigneusement enchevêtrées et bien jointes, ces pertes sont normalement très faibles.

Ainsi, nous aurons dans tous les cas :

Puissance consommée au primaire = Puissance restituée au(x) secondaire(s) + Pertes

La puissance sous laquelle on classe un transformateur est sa puissance maximum, c'est-à-dire celle qui correspond à la section de son circuit magnétique et aux caractéristiques de ses enroulements. Cependant il convient de bien se pénétrer de cette idée que, dans le cadre de cette puissance maximum, *le transformateur demeure toujours auto-régulateur*. Précisons bien ce fait : si le transformateur a son primaire connecté au secteur et ses circuits secondaires ouverts, il ne consommera que la puissance équivalente aux pertes dans son circuit magnétique (par hystérésis et courants de Foucault). C'est ce que l'on nomme « les pertes à vide ».

Mais si l'on relie à son secondaire ou à chacun de ses secondaires, un ou plusieurs circuits absorbant une certaine puissance totale, *la relation notée plus haut demeurera toujours valable, même si la puissance demandée est inférieure à la puissance maximum dont est capable le transformateur*.

Ainsi, le primaire ne consomme qu'une puissance égale à celle que fournit le secondaire (augmentée des pertes).

Dans la pratique, puisqu'un certain pourcentage de pertes demeure inévitable, on s'efforce de les partager de façon sensiblement égale *dans le cuivre* (échauffement des conducteurs sous l'effet Joule :  $W = R I^2$ ) *et dans le fer* (hystérésis et courants de Foucault). Cette condition correspond au meilleur rendement. Celui-ci s'améliore lorsque la puissance croît. Pour de petits modèles jusqu'à 50 VA, il faut se baser sur 70 à 80 % (soit 30 à 20 % de pertes globales) ; de 50 VA à 1 000 VA, le rendement peut monter de 80 à plus de 90 %, ne laissant ainsi que 20 à moins de 10 % de pertes totales.

### **RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS RELATIVES**

#### **AUX COURANTS ALTERNATIFS**

Comme dans de nombreux cas les transformateurs sont alimentés

à partir du courant alternatif du secteur, il est bon de rappeler quelques notions relatives aux courants à *forme sinusoidale*.

Dans le cas d'un courant continu, la puissance  $W$  (exprimée en watts) est toujours égale au produit de la tension  $E$  (en volts), par l'intensité  $I$  (en ampères) :

$$W = E I$$

En courant alternatif, la tension et l'intensité varient au cours de chaque demi-période, de 0 à une valeur maximum (ou de pointe) (fig. 1 - 2). On conçoit par un élémentaire bon sens, que les effets produits par un courant de cette nature, seront « quelque chose d'intermédiaire » entre zéro et cette valeur maximum, et nous en arrivons à déduire l'existence d'une *valeur efficace* de ce courant.

Lorsque nous disons que le courant alternatif du secteur présente une tension de 110 volts, il s'agit de la *valeur efficace*, parce que ce courant, alimentant une ampoule d'éclairage, l'amène à la même brillance que le ferait un courant provenant d'une source continue de 110 volts. En réalité, la *valeur maximum* de ce courant alternatif atteint alors 155 volts.

Les valeurs maxima et efficaces de  $E$  et  $I$  sont liées par les relations :

$$\begin{aligned} E_{\max} &= 1,41 E_{\text{eff}} & I_{\max} &= 1,41 I_{\text{eff}} \\ E_{\text{eff}} &= 0,707 E_{\max} & I_{\text{eff}} &= 0,707 I_{\max} \end{aligned}$$

D'ailleurs, ces valeurs reposent sur des bases techniques : quand on considère une période d'un courant alternatif (fig. 1 - 2), on voit qu'au cours de ce temps, la somme algébrique des demi-périodes (l'une positive, l'autre négative), c'est-à-dire la valeur moyenne, *est nulle*. Cependant, il faut bien reconnaître qu'un tel courant est capable de produire un travail.

Si l'on divise la valeur du travail effectué en une période par le temps, on trouvera l'expression d'un *travail moyen*, lui-même égal à la puissance moyenne, divisée par le temps.

Or, la puissance en courant alternatif (tout comme en courant continu), est proportionnelle à  $I^2$ . Nous aurions, en courant continu :  $P = I^2 R$ , mais si nous considérons les valeurs instantanées en courant alternatif, et en admettant que la tension et l'intensité sont en phase dans le circuit, nous avons aussi à tout moment :  $P = I^2 R$ .

Pour la période envisagée :

$$i = I_{\max} \sin \omega t$$

d'où :

$$p = (I_{\max} \sin \omega t)^2 R = I_{\max}^2 (\sin^2 \omega t) R$$

Mais, comme  $I_{\max}$  et  $R$  sont des constantes, il nous reste :

$$p = f(\sin^2 \omega t).$$

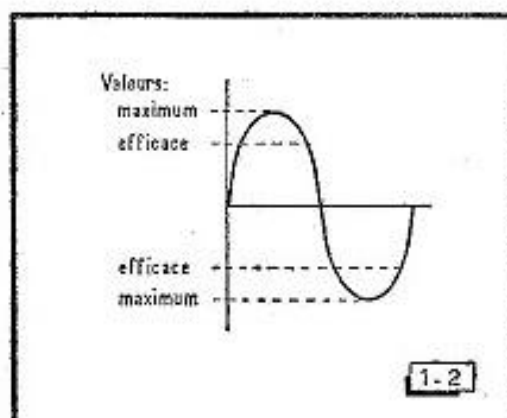
Traçons la courbe  $(\sin^2 \omega t)$  ; le carré d'un nombre (positif ou négatif étant toujours positif, cette courbe sera elle-même entièrement positive, et la puissance le sera donc elle aussi.

Pour calculer la puissance, il suffira de définir la valeur de la surface délimitée entre cette courbe et l'axe des abscisses ; pour un cycle entier ( $360^\circ = 2\pi$  radians), nous aurons :

$$S = \int_{t=0}^{t=2\pi} \sin^2 \omega t$$

La surface ainsi trouvée est égale à  $\pi$  ; pour en obtenir la « hauteur moyenne », il suffira de la diviser par le temps d'une période soit  $2\pi$ .

Fig. 1-2. — Valeurs efficace et maximum d'un courant alternatif.



Elle est donc de  $1/2$  et la puissance moyenne s'exprimera :

$$P = \frac{1}{2} I_{\max}^2 R$$

d'où :

$$\sqrt{\frac{P}{R}} = I_{\max} \sqrt{1/2}$$

Dans le cas d'un courant continu (pour lequel toutes les valeurs sont forcément « efficaces »), nous aurons :

$$\sqrt{\frac{P}{R}} = I$$

ce qui permet d'écrire en qualifiant cette intensité continue d'« efficace » :

$$\begin{aligned} I_{\text{eff}} &= I_{\max} \sqrt{1/2} \\ &= 0,707 I_{\max} \end{aligned}$$

Remarquons au passage que les appareils de mesure couramment utilisés (électromagnétiques ou à redresseur), sont toujours étalonnés en valeurs efficaces.

D'autre part, notons également que si, par exemple, la tension du secteur de 110 volts efficaces atteint  $110 \times \sqrt{2} = 155$  volts pour la valeur maximum, cette relation *n'est viable qu'en présence d'une forme sinusoïdale du courant*. En dehors de cette dernière, on ne pourrait mesurer cette valeur maximum qu'avec un *voltmètre de crête*, ou à l'aide d'un oscilloscope étalonné en tension, dont le spot suivrait *réellement* toutes les valeurs instantanées de cette dernière.

### L'ANGLE DE DÉPHASAGE ET LA PUISSANCE

Quand le circuit comporte une inductance, la sinusoïde exprimant l'intensité n'est plus *en phase* avec la tension, mais *en retard* sur celle-ci (fig. 1 - 3 a et 1 - 3 b). De ce fait, l'on ne se trouve plus en droit d'exprimer la puissance par le produit  $E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$ , puisque les passages au zéro et aux maxima n'ont plus lieu en même temps pour les deux courbes (tension et intensité).

Le *déphasage* peut varier entre 0 et 90° mais, lorsqu'il atteint cette limite (comme nous l'avons représenté dans la figure 1 - 3 b), la puissance dans le circuit devient *nulle*, bien que ce dernier soit le siège d'une intensité parfaitement mesurable. (En réalité, l'inductance comprise dans le circuit emmagasine l'énergie et la restitue à chaque changement de sens du courant, à quelques pertes près.)

Pour exprimer la puissance en watts, il faudrait pouvoir mesurer le *déphasage*, c'est-à-dire le retard, compris entre 0 et 90°, de l'intensité par rapport à la tension et l'on aurait alors :

$$W \text{ (en watts)} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \varphi$$

(« phi » étant l'angle de déphasage).

Cet angle ne pouvant être évalué par des moyens aisés, on substitue à cette notion, celle de la puissance *en voltampères* (VA), laquelle ne tient pas compte du  $\cos \varphi$ , puisque l'on a :

$$\text{Puissance en VA} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

Ainsi, la puissance réelle est toujours inférieure à celle exprimée en voltampères.

### LE RAPPORT DE TRANSFORMATION

Le *rapport de transformation* est égal au rapport entre le nombre de spires au secondaire ( $N_s$ ), et le nombre de spires du primaire ( $N_p$ ).

A ce rapport est égal celui des tensions  $E_s$  et  $E_p$  aux bornes des mêmes enroulements, et l'on a donc :

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{E_s}{E_p}$$

Cette proportion constitue l'un des piliers de base de la technique des transformateurs.

### QUELQUES RÉFLEXIONS SUR LA NATURE DU SERVICE DEMANDÉ AU TRANSFORMATEUR

Avant de songer à déterminer les caractéristiques d'un transformateur, il est sage de s'interroger sur la nature du service qui lui sera demandé.

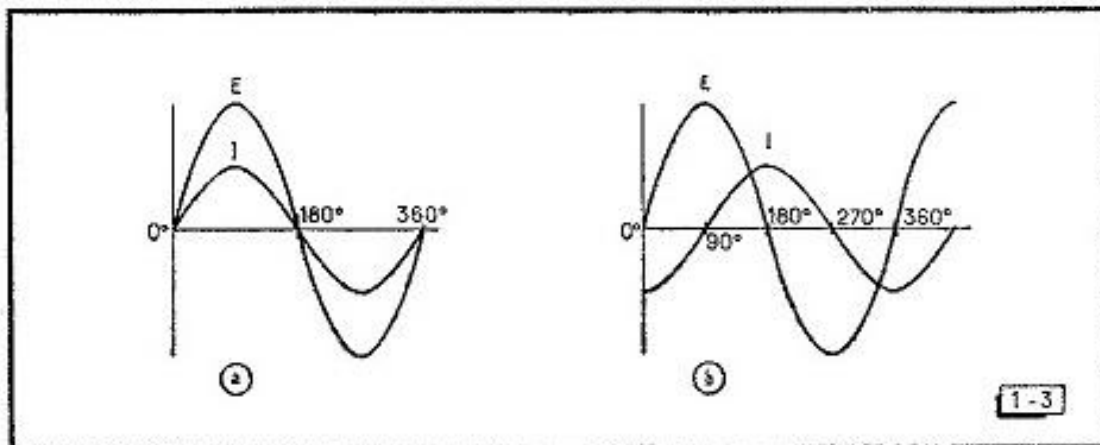


Fig. 1-3. — En *a*, l'intensité est en phase avec la tension. En *b*, l'intensité est en retard de 90° sur la tension.

En effet, nous pourrions très bien prendre diverses libertés dans le calcul d'un modèle à *fonctionnement intermittent*, tel le transformateur d'un « pistolet soudeur » à chauffage instantané, en « trichant » sur la section du circuit magnétique, sur le nombre de tours des enroulements, alors que cela nous serait impossible lors d'un travail *en service continu* ou s'étendant sur d'assez longues périodes (l'alimentation d'un radiorécepteur, par exemple).

Dans le premier cas, les mises en fonctionnement sont de courte durée, et le transformateur a le temps de se refroidir entre elles. Dans le second, il faut tenir compte d'un équilibre thermique s'éta-

blissant en présence de l'échauffement (dû aux pertes déjà signalées) et du refroidissement auquel contribuent : la circulation d'air autour du transformateur, les surfaces autorisant les déperditions de chaleur, etc. L'essentiel est que la température résultant de cet équilibre ne dépasse pas la plus petite des limites de sécurité admises pour chacun des divers isolants utilisés.

Dans un autre ordre d'idées, nous aurons à considérer les transformateurs n'alimentant que des circuits sans réactance inductive ou capacitive (les condensateurs introduisant un déphasage *en avant* de l'intensité sur la tension), c'est-à-dire *laissant en phase l'intensité et la tension* (par exemple, un circuit de chauffage des filaments de lampes électroniques, ou encore la résistance chauffante d'un fer à souder alimenté par un « transformateur de sécurité » évitant une liaison directe au secteur). Ce cas est le plus simple, le calcul ne présentant alors aucune particularité spéciale.

Par contre, certains transformateurs devront travailler en compagnie d'un dispositif *redresseur de courant* destiné à ne laisser passer que les alternances de même sens (courant pulsatoire), ou bien à délivrer grâce à un filtrage plus ou moins poussé, un courant sensiblement continu.

Parmi les applications pratiques les plus fréquentes des redresseurs de courant, citons les chargeurs d'accumulateurs, les alimentations anodiques des appareils à lampes électroniques, etc.

Puisque les caractéristiques des circuits de redressement interviennent dans le comportement des transformateurs, mieux vaut donc ne pas attendre pour en examiner les effets.

---



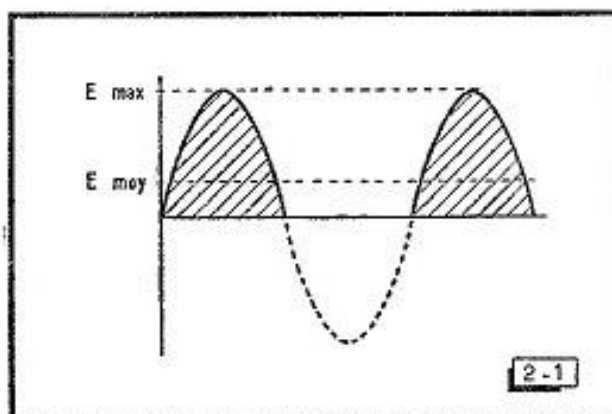
## LE REDRESSEMENT DES COURANTS ALTERNATIFS

### LE FILTRAGE

### LES REDRESSEURS SECS

Le procédé le plus élémentaire de redressement d'un courant alternatif consiste à faire subir à ce dernier, l'amputation de toutes les alternances d'un même sens. On obtient ainsi *un courant pulsatoire*, autrement dit une « suite d'apports » comme le montrent les zones hachurées de la figure 2 - 1.

Fig. 2-1. — En supprimant les alternances d'un même sens, on obtient un courant redressé à forme « pulsatoire ». On a :  
 $E_{\text{moy}} = 0,318 E_{\text{max}}$



Cependant, grâce à un secondaire muni d'une prise médiane, il est permis de redresser les deux alternances du courant alternatif, ce qui procure *un courant ondulé* (fig. 2 - 2). Au passage, *on observera que la fréquence de l'ondulation est égale au double de la fréquence du courant que l'on redresse*, remarque dont il faudra tenir compte lors du filtrage du courant ondulé.

## LES VALEURS MOYENNES DE LA TENSION ET DE L'INTENSITÉ DU COURANT REDRESSÉ

Au premier coup d'œil jeté sur les figures 2 - 1 et 2 - 2, on pressent que la « suite d'apports » représentée par la succession des zones hachurées ne doit pas être prise en considération pour sa hauteur maximum, mais pour quelque valeur inférieure obtenue par une sorte de « nivellement », les sommets des zones hachurées venant « combler » les crevasses existant entre celles-ci.

La valeur moyenne de la tension, ou celle de l'intensité redressées, n'est pas autre chose que la hauteur de ce « nivellement ».

En un langage plus scientifique, on dira que la valeur moyenne d'une demi-période de sinusoïde se calcule en recherchant la hauteur du rectangle ayant une surface égale à celle de la zone hachurée de la demi-période de sinusoïde et une base égale à la longueur qui sépare deux passages consécutifs par zéro, de cette courbe.

Or, une demi-période de sinusoïde a pour surface :

$$S = \int_{t=0}^{t=\pi} \sin \omega t = - \cos \omega t$$

ce qui nous donne, en tenant compte des limites  $t = 0$  et  $t = \pi$ ,  $S = 2$ .

Dans le cas du redressement des deux alternances, la suite de celles-ci représentera une succession de rectangles accolés, dont la hauteur moyenne vaudra donc :

$$2 / \pi = 0,636$$

ce qui donnera pour la tension ou l'intensité :

$$\text{Valeur moyenne} = 0,636 \text{ de la valeur maximum.}$$

Lorsque le redressement ne porte que sur une seule alternance, il faut bien faire intervenir dans le calcul, le « trou » de l'alternance non utilisée, et noter :

$$2 / 2\pi = 0,318$$

Ainsi, les valeurs moyennes ne vaudront plus que 0,318 des valeurs maxima de E et de I.

Toutefois, la tension (ou l'intensité) fournie par le secondaire (ou chaque demi-secondaire) alimentant le redresseur, étant normalement exprimée en *valeur efficace* (égale à 0,707 de la valeur maximum), on aura aussi :

1°) dans le cas du redressement des *deux alternances* :

$$\text{Valeur moyenne} = \text{Valeur efficace} \times 0,9$$

2°) pour *une seule alternance* :

$$\text{Valeur moyenne} = \text{Valeur efficace} \times 0,45$$

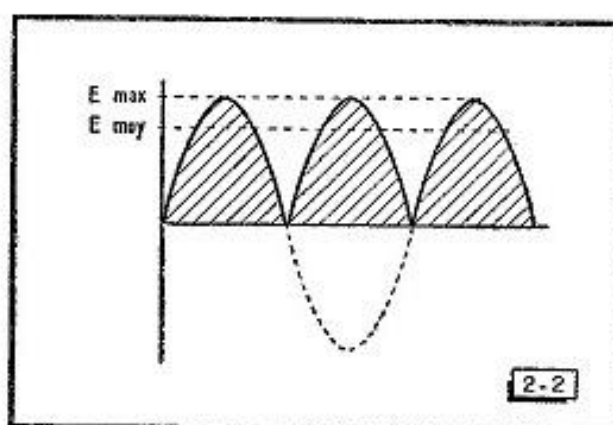
Les figures 2 - 1 et 2- 2 montrant le principe du redressement sont fort classiques. *Mais, il faut bien se garder de les enregistrer dans son esprit comme choses absolues ; en effet, elles perdent toute valeur dès que le redresseur sert à la charge des condensateurs d'une alimentation anodique, ou encore à celle d'un accumulateur, ainsi que nous le verrons plus loin.*

## LES VALVES ET LES REDRESSEURS

### SECS. LEURS CARACTÉRISTIQUES

Le redressement d'un courant alternatif s'obtient grâce à l'emploi d'organes à *conductibilité unilatérale*, c'est-à-dire ne livrant passage

Fig. 2-2. — En général, on use de montages redresseurs à deux alternances, grâce auxquels toutes les alternances prennent un même sens et sont utilisées. On a ici un courant ondulé et :  
 $E_{moy} = 0,636 E_{max}$ .



au courant que dans un seul sens, et qu'on désigne souvent sous le nom très général de *diodes*.

En pratique, ces organes appartiennent à la famille des valves à cathode chaude (valves à vide ou à vapeur de mercure) ou bien à celle des semi-conducteurs (cellules à oxyde de cuivre, au sélénium, au silicium, au germanium...).

Dans les valves à vide et à cathode chaude (filament à chauffage direct ou cathode à chauffage indirect), cette dernière électrode émet des électrons ; toutefois, ceux-ci ne peuvent traverser l'espace cathode-anode *que si cette dernière est positive et les attire.*

Dans les valves à mercure, la vaporisation de celui-ci introduit des phénomènes complémentaires *d'ionisation* ayant pour résultat de diminuer la résistance interne de la valve, soit, par voie de conséquence, d'augmenter ses possibilités de débit.

Le fonctionnement des redresseurs à couche d'arrêt est plus complexe, car il repose sur les propriétés des semi-conducteurs. De celles-ci, nous retiendrons surtout *la conductibilité unilatérale* et, aux techniciens désirant approfondir leurs connaissances en cette matière, nous conseillons de consulter : « *Le transistor ?... mais c'est très simple* »

par E. AISBERG, « *Technique et applications des transistors* » par H. SCHREIBER (Sté des *Editions Radio*).

Pour tous les redresseurs, qu'il s'agisse de valves à cathode chaude ou de redresseurs à couche d'arrêt, certaines caractéristiques sont à retenir :

1°) L'INTENSITÉ ADMISSIBLE (dans le sens de la conduction), laquelle dépend évidemment de la résistance interne (celle-ci pouvant causer, par effet Joule, un échauffement capable d'entraîner la destruction de l'organe redresseur) ;

2°) LA TENSION INVERSE DE POINTE ; quand le redresseur charge un condensateur (ou un accumulateur), la tension de l'alternance pour laquelle l'élément redresseur n'est pas conducteur, n'est pas seule appliquée audit élément. Il s'y ajoute, en effet, la tension aux bornes du condensateur (ou de l'accumulateur), ce qui peut aller jusqu'à doubler la tension que doit bloquer cet élément redresseur.

Dans les valves à cathode chaude, on accroît la tension susceptible d'être supportée par la valve, en augmentant la distance séparant ces électrodes ; pour les redresseurs à couche d'arrêt, on monte en série plusieurs « éléments diode ».

En général, pour demeurer dans de bonnes conditions de sécurité, il est d'usage de limiter la tension efficace du demi-secondaire du transformateur à :

$$E_{\text{eff}} = 0,35 E_{\text{max}} \text{ inverse}$$

L'intensité admissible, de même que la tension maximum inverse sont toujours indiquées dans les documentations des fabricants de valves ou de redresseurs à couche d'arrêt.

3°) LA RÉSISTANCE INVERSE. Alors que les valves à cathode chaude présentent une résistance infinie dans le sens opposé à celui de leur conduction, il n'en va pas de même pour les diodes à couche d'arrêt. Dans ces dernières, on passe d'une bonne conductibilité en sens direct à une plus ou moins mauvaise conductibilité en sens inverse. Il est des applications pratiques où l'on devra se méfier de cette particularité.

## LES CIRCUITS DE REDRESSEMENT

Le plus simple des circuits redresseurs est celui qui ne laisse passer qu'une alternance (fig. 2 - 3 a). On y trouve, en série avec le secondaire  $S_1$  du transformateur, un redresseur « diode » D, lequel peut être un semi-conducteur, ou bien (en b), une valve à cathode chaude, dont on chauffe le filament à l'aide d'un secondaire indépendant,  $S_2$ , logé sur le même transformateur. La figure 2 - 1 a montré ce que

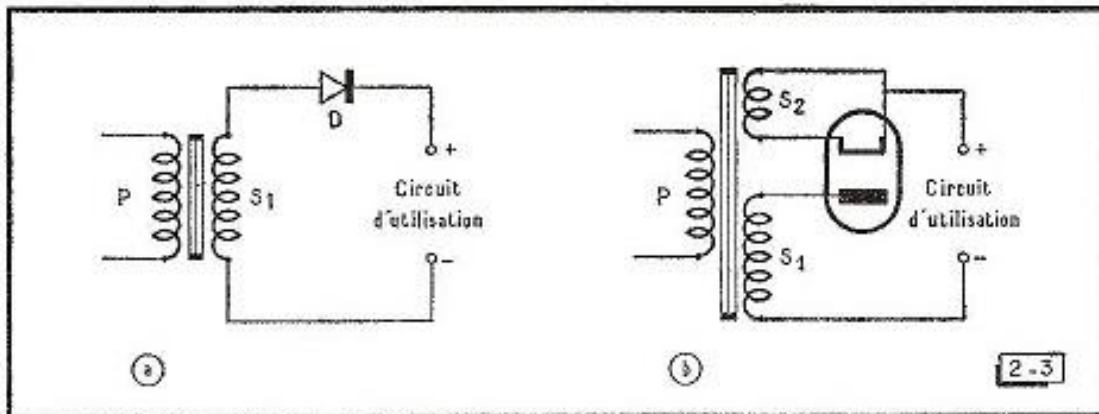
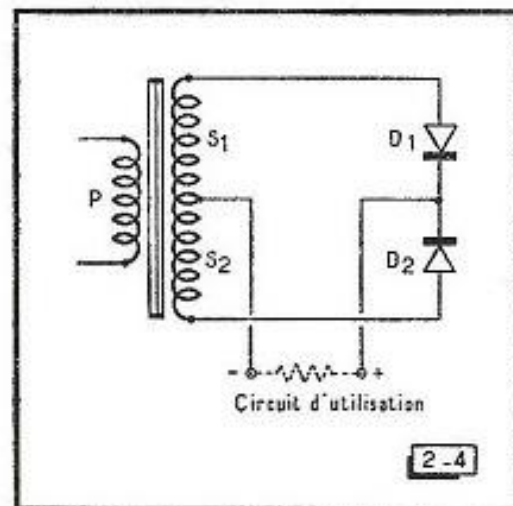


Fig. 2-3. — Dans la plus simple forme de circuit redresseur (à une seule alternance, en *a*), un élément redresseur « diode » *D* est monté en série avec le secondaire du transformateur. En *b*, on voit le montage équivalent réalisé avec une valve à cathode chaude.

l'on tire comme forme de courant redressé, d'un tel dispositif relié à un circuit d'utilisation *purement résistant*.

Cependant, comme le but du redressement consiste à disposer d'un courant s'approchant le plus possible d'un courant continu, on redresse normalement les deux alternances à partir d'un secondaire possédant une prise médiane (fig. 2 - 4). Le redressement est alors

Fig. 2-4. — A partir d'un secondaire muni d'une prise médiane, et à l'aide de deux diodes (dont le sens des flèches précise celui du passage du courant), il est possible de redresser les deux alternances



celui que représente la figure 2 - 2, à condition encore que le circuit d'utilisation soit uniquement résistant.

Or, à quoi bon se donner la peine de redresser un courant alternatif s'il ne s'agit que d'alimenter une résistance ! Et c'est pourquoi nous avons précédemment mis nos lecteurs en garde contre l'assimilation des « clichés » pourtant classiques, des figures 2 - 1 et 2 - 2. En effet, le rôle habituel d'un redresseur est de *charger* un circuit

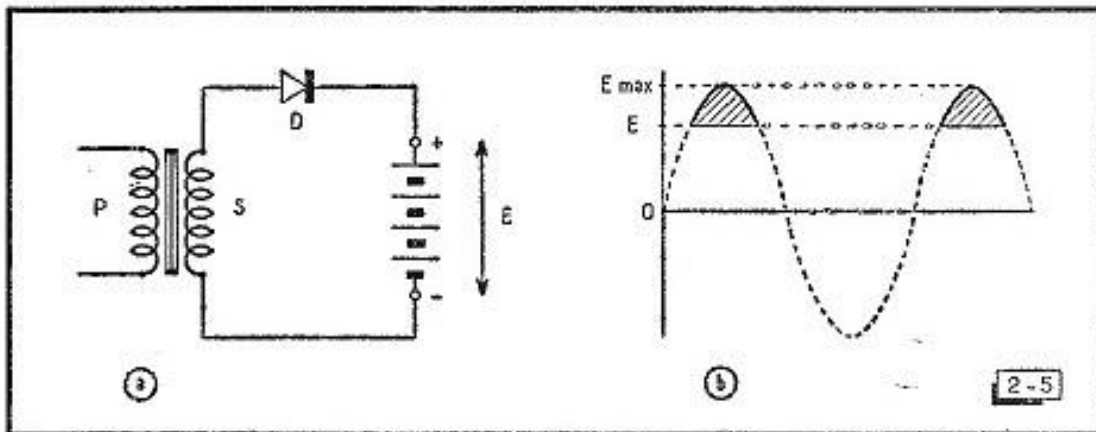


Fig. 2-5. — Dans le cas de la charge d'un accumulateur (en a), la diode D ne peut livrer passage au courant que durant la partie de l'alternance où la tension aux bornes du secondaire S est supérieure à celle de l'accumulateur, ce qui correspond (en b) aux zones hachurées supérieures à E.

comprenant une possibilité d'« emmagasinage » du courant électrique, et nous allons voir combien sont alors fausses, les conceptions que l'on peut se faire à partir de ces figures 2 - 1 et 2 - 2.

Prenons l'exemple du chargeur d'accumulateurs de la figure 2 - 5 a. Bien que l'élément redresseur, « diode » D, soit conducteur à l'égard de toute l'alternance positive, le courant du secondaire S ne peut « prendre le dessus » pour passer dans l'accumulateur, qu'à partir du moment où sa tension (fig. 2 - 5 b) surpasse celle (E) de l'accumulateur. Le passage du courant n'a donc lieu que dans les zones hachurées entre E et  $E_{\max}$ .

Remarquons que l'on pourrait être tenté, dans le cas de cet exemple, de calculer le transformateur de manière à rendre  $E_{\max}$  très

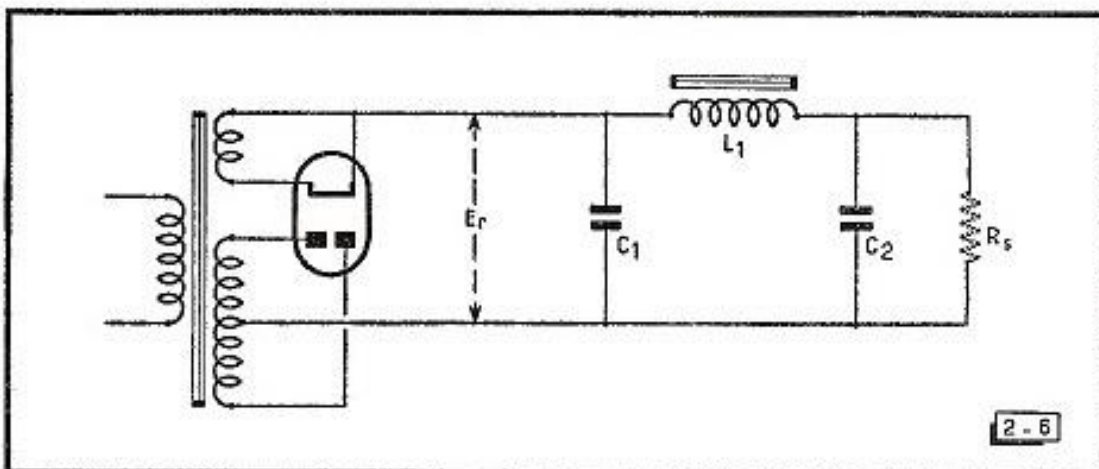


Fig. 2-6. — Redresseur d'alimentation avec filtrage à condensateur d'entrée.

supérieure à  $E$ , afin d'augmenter l'étendue de chacune des surfaces figurant le passage du courant ; mais on risquerait de provoquer, lors du maximum de tension, un débit de pointe exagéré.

Il existera donc une « juste mesure » dont nous donnerons les bases sans attendre, afin de mieux fixer les idées.

Par exemple, dans le cas du montage redresseur « en pont » de la figure 2 - 12 c, on prendrait un transformateur délivrant respectivement 10 ou 16 volts au secondaire, pour charger des batteries d'accumulateurs de 6 ou de 12 volts.

## LE CAS DES REDRESSEURS D'ALIMENTATION

### ANODIQUE. LA CELLULE DE FILTRAGE

#### A CONDENSATEUR D'ENTRÉE

Dans les redresseurs d'alimentation anodique, on redresse normalement les deux alternances, soit à l'aide d'une valve biplaque (ou de deux valves monoplaques séparées), soit par des redresseurs secs.

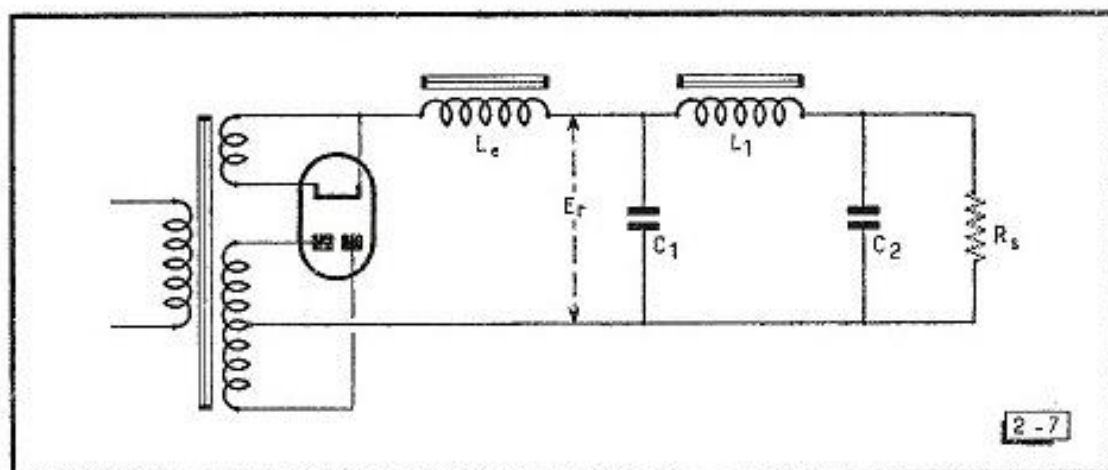


Fig. 2-7. — Redresseur d'alimentation avec filtrage à inductance d'entrée.

Les figures 2 - 6 et 2 - 7 montrent un redressement par valve biplaque, et leur seule différence réside dans l'emplacement du premier condensateur de filtrage  $C_1$ .

Voyons d'abord le cas du *condensateur d'entrée* (fig. 2 - 6), et supposons celui-ci *non chargé*. Admettons encore que pour le moment, nul circuit ( $L_1$ ,  $C_2$ ,  $R_s$ ) ne fait suite à  $C_1$ .

Aucune « contre tension » n'existant aux bornes de ce dernier condensateur, la première demi-période redressée sera utilisée (zone hachurée de la figure 2 - 8), depuis son début zéro, jusqu'au moment où la tension ondulée tombera à celle ( $E_1$ , par exemple), à laquelle s'est chargé le condensateur (point  $a$ ).

A la seconde alternance, le courant ne peut passer qu'entre les points *b* et *c* de la courbe, la tension de charge de  $C_1$  montant à  $E_2$ . A la troisième alternance, un dernier « coup de pompe » (entre *d* et *e*) fait monter la tension de charge à  $E_{\max}$ , et à la quatrième aucun courant ne passe plus,  $C_1$  se trouvant entièrement « gonflé ».

Ainsi, nous ferons cette importante remarque : *lorsqu'un redresseur avec filtre à condensateur d'entrée, ne fournit aucun courant, le condensateur d'entrée se charge à la tension maximum, c'est-à-dire à  $E_{\text{eff}} \sqrt{2} = 1,41 E_{\text{eff}}$ .*

Dans ces conditions, il arrive que la tension susceptible d'être supportée par  $C_1$  se trouve dépassée, et c'est le claquage du condensateur !

Supposons, à présent, que l'on connecte aux bornes de  $C_1$ , une résistance de valeur entraînant un débit normal pour le redresseur considéré. Les premières demi-périodes ayant amené  $C_1$  à la tension qu'il peut acquérir, nous nous trouverons en présence (fig. 2 - 9), de passages du courant de charge lors des zones hachurées, c'est-à-dire quand la tension délivrée par le secondaire du transformateur devient supérieure à la tension de charge du condensateur  $C_1$  (points A, C, E...). Chacun de ces apports fait remonter cette dernière tension (points B, D, F...). Mais dans les intervalles BC, DE, etc, le condensateur  $C_1$  se décharge jusqu'aux points C, E..., et cela d'autant plus que la résistance sur laquelle débite le redresseur est plus faible.

De ce qui précède, il faut déduire :

a) qu'une ondulation figurée par la ligne A, B, C, D, E, F... sub-

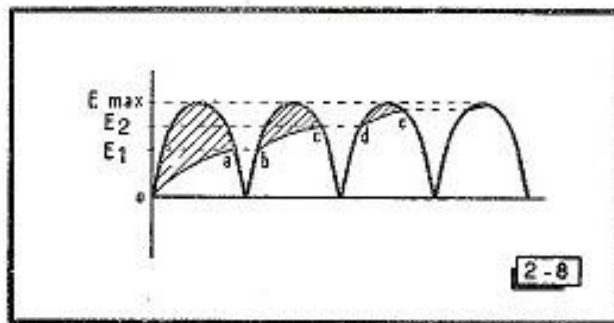


Fig. 2-8. — Les premières demi-périodes redressées appliquées au condensateur  $C_1$  de la figure 2-6, amènent progressivement sa tension de charge à  $E_{\max}$ , si le redresseur ne débite pas.

siste aux bornes du condensateur  $C_1$ , et qu'il faudra donc s'efforcer de la faire disparaître par un *filtrage* approprié ;

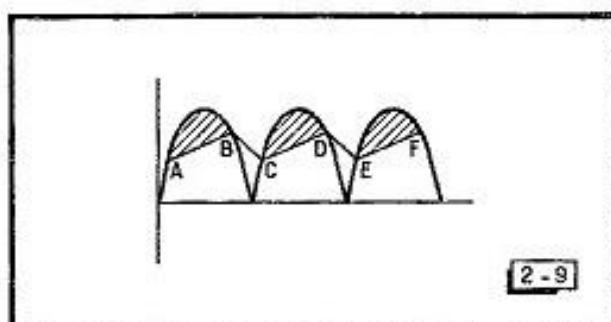
b) que le débit continu du courant fourni par le redresseur doit être « alimenté » par les *courts* « apports » des zones hachurées de la figure 2 - 9. Ces apports étant de faible durée, il faut donc qu'ils soient *brutaux, massifs*, et nous en venons ainsi à l'idée d'une *intensité maximum* instantanée que le transformateur devra pouvoir fournir et que la valve aura à laisser passer.



### L'INTENSITÉ MAXIMUM INSTANTANÉE ET LA CAPACITÉ DU PREMIER CONDENSATEUR DE FILTRAGE

L'idée de l'existence de ces apports brutaux du courant redressé est à revoir de près. En ce qui concerne les pertes par effet Joule, c'est-à-dire celles qui sont provoquées par la résistance des circuits (et aussi par la résistance interne de la valve), il faut reconnaître

Fig. 2-9. — Quand le redresseur débite sur un circuit extérieur, la tension aux bornes du condensateur d'entrée  $C_1$  varie selon la ligne brisée A, B, C, D, E, F... et la charge de ce condensateur est seulement obtenue par les apports figurés par les zones hachurées.



que ces brefs passages de courant étant séparés par des intervalles où nulle intensité ne circule, les divers éléments dudit circuit peuvent fort bien n'atteindre qu'une *température moyenne* parfaitement acceptable. Mais, en ce qui concerne la valve, nous devons tenir compte d'une autre donnée : *il ne faut pas que les propriétés émissives (en électrons) de la cathode soient susceptibles de se trouver dépassées lors de l'intensité maximum instantanée, sous peine d'une destruction rapide de cette électrode.*

C'est pourquoi l'on ne manquera pas de se référer aux documentations techniques des fabricants de valves, où l'on trouvera les indications concernant :

a) la capacité à ne pas dépasser pour le condensateur d'entrée de filtrage ;

b) la résistance minimum de chaque demi-secondaire du transformateur alimentant les plaques de la valve. (Dans le cas où sa valeur serait trop faible, il suffirait d'ajouter une résistance extérieure complémentaire dans le circuit de chaque plaque de valve.)

Ces précautions prennent toute leur importance avec les valves à *faible résistance interne*, les autres valves (à résistance interne moyenne) se trouvant par là même protégées.

En réalité, le calcul des résistances à connecter en série avec chaque demi-secondaire H.T., c'est-à-dire entre chaque sortie de ce dernier et l'anode de valve correspondante, est un peu plus compliqué, car le transformateur intervient aussi comme « transformateur d'impédances » entre chaque demi-secondaire et le primaire, en « reflétant »

au secondaire, l'impédance du primaire (nous verrons cela lors de l'étude des transformateurs B.F.).

En pratique, si  $R_1$  est la résistance ohmique d'un demi-secondaire,  $R_2$  celle du primaire et  $N$  le rapport de transformation demi-secondaire/primaire, la résistance apparente  $R$  du demi-secondaire est :

$$R = R_1 + N^2 R_2$$

Chaque résistance auxiliaire devrait alors former le complément entre  $R$  et la valeur conseillée.

## LA CELLULE DE FILTRAGE A INDUCTANCE

### D'ENTRÉE ET LE CAS DE LA VALVE

#### A MERCURE

Comme les valves à vide, les valves à mercure comportent un filament (cathode) et une ou deux anodes, selon leur modèle ; mais un peu de mercure introduit dans l'ampoule, s'y vaporise sous l'effet de l'échauffement du filament, *rendant capable d'ionisation le milieu séparant les électrodes*, ce dont il résulte un très notable abaissement de la résistance interne du tube. Les possibilités de débit en sont accrues de façon *considérable* et, autre avantage, *la chute de tension dans ces valves, est pratiquement fixe (de l'ordre de 15 volts) quelle que soit l'intensité délivrée.*

*C'est pourquoi les valves à mercure ne doivent pas être utilisées avec un système de filtrage à condensateur d'entrée*, en raison de la valeur *exagérée* que prendrait l'intensité maximum instantanée les traversant. Il ne peut, d'autre part, être question de ruiner tous les avantages propres à ces valves, en augmentant la résistance des circuits qui leur sont associés. *Aussi est-il obligatoire de s'en tenir au schéma dit « à inductance d'entrée », c'est-à-dire celui de la figure 2 - 7.*

En vertu de la loi de Lenz, toute variation de courant dans l'enroulement de  $L_e$  entraîne une variation de flux magnétique provoquant en retour, dans le même enroulement, un courant de sens contraire. Aux pointes d'intensité instantanée viendront ainsi s'opposer des sortes de « coups de frein » empêchant qu'elles atteignent une valeur dangereuse pour la valve, malgré la très faible résistance interne de celle-ci.

Le système de filtrage « à inductance d'entrée » est également applicable aux valves à vide. Nous reviendrons un peu plus loin sur ce point, de même que sur la question de la tension disponible aux bornes du premier condensateur de filtrage.

Pour le moment, nous n'abandonnerons pas les valves à mercure sans signaler qu'on ne les utilise pas sur les radiorécepteurs, en raison

de parasites qu'elles y apporteraient. Par contre, leur emploi sur les amplificateurs B.F. est *aussi satisfaisant que recommandable*.

Il nous faut encore insister sur les précautions à prendre à la *première mise en service* de ces valves, ou bien après qu'elles ont subi des manipulations. En effet, au cours de ces dernières, il arrive que des gouttelettes de mercure aillent se déposer sur les électrodes. Pour les en chasser, il faut vaporiser le mercure *en chauffant le filament pendant une dizaine de minutes, sans appliquer aucune tension sur l'anode ou les anodes*.

Il se forme alors à l'intérieur de l'ampoule, une buée de mercure devenant ensuite invisible quand la valve est chaude. Lorsqu'on applique la tension à redresser aux anodes, l'espace compris entre chacune de celles-ci et le filament se teinte d'une lueur bleutée variant au rythme du débit de la valve.

A l'arrêt du fonctionnement, si l'on ne renverse pas la dite valve, le mercure se condensera sagement à la partie inférieure de l'ampoule et la remise sous tension pourra se trouver faite ensuite, sans aucune précaution spéciale.

Nous donnerons encore un petit « truc » très simple pour faciliter la mise en service de la valve sur les redresseurs où le secondaire H.T. de l'unique transformateur est déjà relié aux contacts correspondant aux anodes du tube. Il suffit de prendre deux bouts de fil nu (de 1 à 1,2 mm de diamètre), d'en former une partie en « boudin » s'enfonçant sur chacune des broches filament de la valve, et d'en replier chaque bout libre en V, afin qu'il s'engage dans l'un des contacts filament du support. Ainsi, les broches reliées aux anodes restent « en l'air » pendant les quelques minutes du pré-chauffage. Après vaporisation complète du mercure, on ôte la valve en la tenant bien verticale, on la débarasse des deux « boudins » et il n'y a plus qu'à l'enfoncer sur son support.

### LORSQUE LE REDRESSEUR DÉBITE

Nous avons vu précédemment (fig. 2 - 9) comment le premier condensateur de filtrage d'un redresseur à capacité d'entrée ( $C_1$  de la figure 2 - 6) se trouvait « alimenté » par les apports de courant A B, C D, E F... des zones hachurées, et comment la tension à ses bornes baissait sous l'effet de sa décharge, en B C, D E...

Il est évident que ces baisses de tension seront d'autant plus marquées que l'intensité consommée par le circuit extérieur atteindra une valeur plus grande. Ainsi que nous l'avons vu, l'augmentation de la capacité du condensateur d'entrée  $C_1$  tendrait à réduire l'ondulation, mais nous ne pouvons aller dans cette voie au-delà de la valeur limite propre à la valve considérée et définie par le fabricant.

En pratique, selon la tension appliquée aux plaques de la valve, et en fonction de l'intensité délivrée par le redresseur (à deux alternances) on connaîtra l'ordre de grandeur de la tension de sortie, en se référant aux *courbes de redressement* de la valve prévue ou utilisée.

La figure 2 - 10 groupe les courbes de redressement de diverses valves classiques utilisées avec cellule de filtrage à condensateur ou à inductance d'entrée.

Il faut remarquer que lors de l'emploi de la cellule à condensateur d'entrée, la tension de charge (E), de ce dernier, n'atteint la valeur maximum (c'est-à-dire  $V_{\text{eff}} \sqrt{2}$ ) de la tension alternative appliquée au redresseur, qu'en l'absence de débit de ce dernier. Dès qu'un courant est demandé, la tension E baisse.

Dans le cas de la cellule à inductance d'entrée, cette dernière formant obstacle aux variations de courant, le premier condensateur lui faisant suite ne *tend* à se charger à la tension maximum qu'en l'absence de débit ; mais dès qu'une certaine « *intensité critique* » est dépassée, la tension à ses bornes devient voisine de la tension moyenne, c'est-à-dire de  $0,9 V_{\text{eff}}$  ( $V_{\text{eff}}$  étant la tension à redresser), et demeure beaucoup plus stable malgré les variations de débit, qu'avec la cellule à capacité d'entrée.

Dans les valves à vide, la chute de tension interne intervient pour faire baisser la tension de sortie du redresseur, lorsqu'une intensité plus grande est demandée. Mais avec les valves à mercure (où la chute de tension est fixe et d'environ 15 volts), une très bonne constance de la tension délivrée est assurée, à condition que les enroulements du transformateur soient peu résistants.

### LE CHOIX DE LA VALVE

Lors de l'élaboration d'un redresseur, il faudra consulter les documentations des fabricants afin de s'assurer que l'on ne dépasse pas deux importantes limites de sécurité que nous avons déjà mentionnées : a) *l'intensité maximum du courant redressé*, afin de ne pas aller au-delà des propriétés émissives de la cathode ; b) *la tension inverse maximum*, dont la notion est parfois remplacée par celle de *la tension maximum applicable à chaque anode*.

A titre indicatif, le tableau de la page 28 rappelle ces données pour quelques valves très courantes.

### LA RÉSONANCE ET L'INTENSITÉ CRITIQUE

#### DANS LES FILTRES A INDUCTANCE D'ENTRÉE

1°) LA RÉSONANCE. Les valeurs des éléments  $L_e$  et  $C_1$  (fig. 2 - 7) d'un filtre à inductance d'entrée, ne peuvent être quelconques, car *l'induc-*

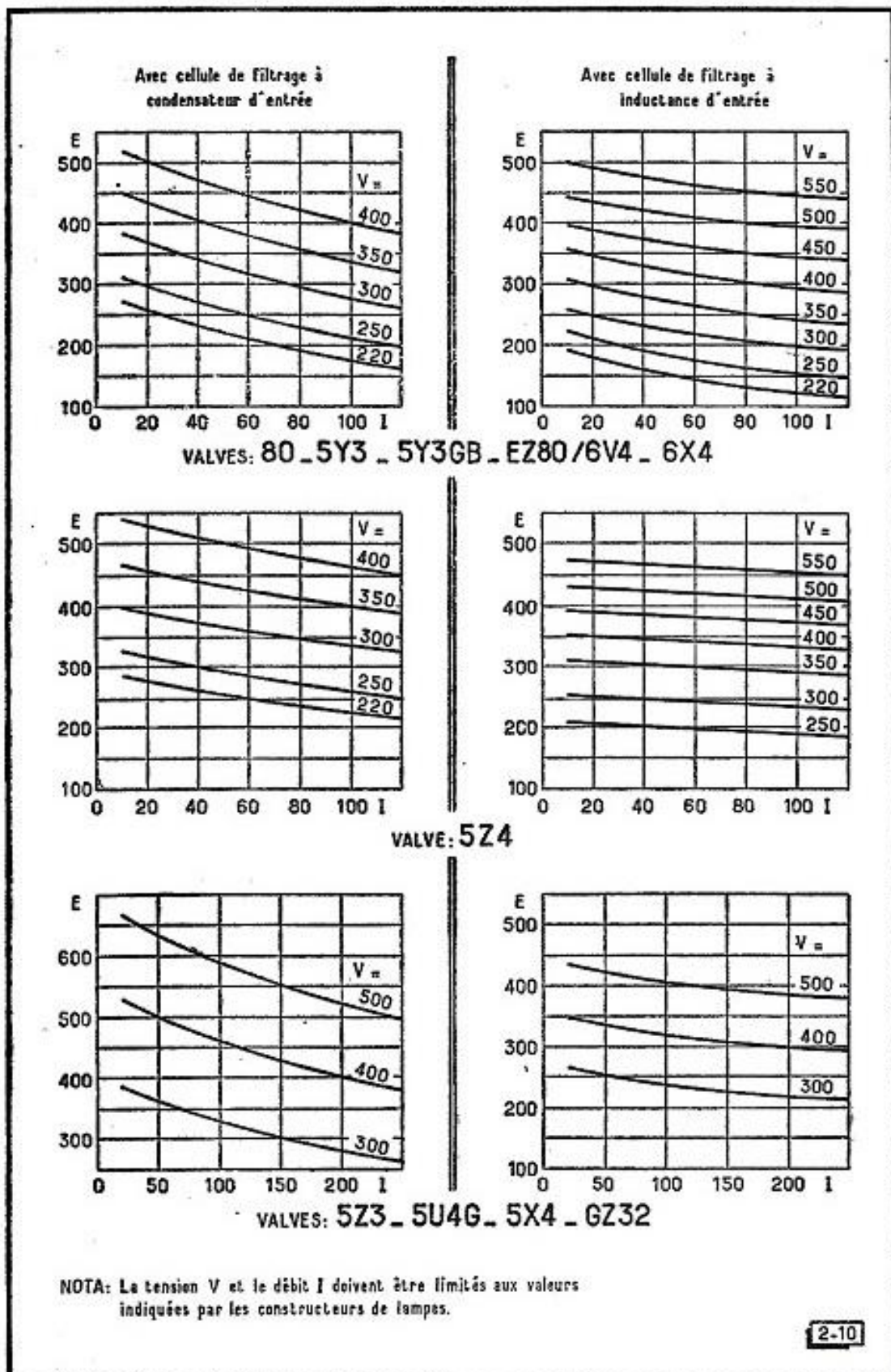


Fig. 2-10. — Courbes de redressement (des deux alternances) pour les principales valves à vide.

tance et le condensateur sont susceptibles de former un circuit résonant série dont il faut avoir soin d'éviter l'accord tant sur l'ondulation à fréquence  $2F$ , que sur un « résidu » possible de la fréquence  $F$ , en désignant par  $F$  la fréquence du secteur.

L'expérience conduit à choisir les éléments  $L_e$  et  $C_1$  de manière que leur produit soit égal ou supérieur à 20, pour un secteur à 50 Hz ( $L_e$  et  $C_1$  étant respectivement exprimés en henrys et en microfarads).

La condition classique de résonance correspond à :

$L\omega = 1/C\omega$ , soit  $LC = 1/\omega^2$ , la pulsation  $\omega$  étant égale à  $2\pi F$ .

Pour une autre fréquence  $f$ , le produit des mêmes éléments  $L_e$  et  $C_1$  devrait être égal ou supérieur à :  $20\left(\frac{50}{f}\right)^2$ .

2°) L'INTENSITÉ CRITIQUE. Comme nous l'avons dit précédemment, si le circuit d'utilisation n'est pas connecté à la cellule à inductance d'entrée, cette dernière ne permet plus l'existence d'un courant variable et laisse le condensateur  $C_1$  atteindre une charge voisine de  $1,41 V_{eff}$ . Mais, dès qu'un débit est demandé, les choses se modifient, et lorsqu'une valeur critique est dépassée, l'ensemble retrouve un fonctionnement normal, tel que nous l'avons défini au paragraphe « Lorsque le redresseur débite ».

#### LIMITES DE SÉCURITÉ DE QUELQUES VALVES COURANTES

	Avec filtrage à condensateur d'entrée		Avec filtrage à inductance d'entrée	
	I redressée max	V max par anode	I redressée max	V max par anode
80, 5 Y 3, 5 Y 3 GB	110 mA	450 V	135 mA	550 V
EZ 80/6 V 4	90 mA	350 V		
5 Z 4	110 mA	400 V	135 mA	550 V
5 Z 3, 5 U 4 G	225 mA	450 V	225 mA	550 V
GZ 32	125 mA	500 V	250 mA	500 V
	250 mA	350 V	300 mA	400 V
	300 mA	300 V		

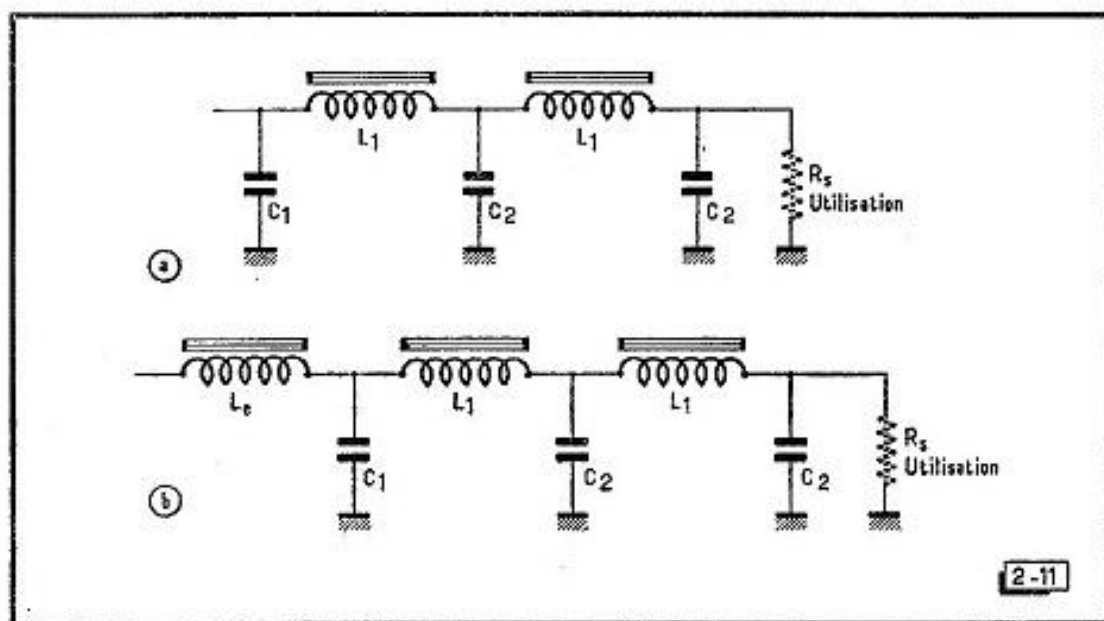


Fig. 2-11. — Il est permis d'ajouter une cellule de filtrage supplémentaire aux schémas des figures 2-6 et 2-7.

La valeur critique  $L_{crit}$  de l'inductance est exprimée par :

$$L_{crit} = R_s / 1200$$

( $R_s$  représentant la résistance équivalente au circuit d'utilisation, exprimée en ohms, c'est-à-dire le quotient de la tension à la sortie des circuits de filtrage, par l'intensité dans ce même circuit d'utilisation).

Il est évident qu'il vaut mieux s'écarter de cette valeur, et l'on choisira pour  $L_e$ , le double de  $L_{crit}$ , soit :

$$L_{optimum} = R_s / 600$$

Lorsque le redresseur est destiné à fournir un débit variable, on voit que pour rétrécir cette zone critique, il faut accroître la self-induction de  $L_e$ . C'est ici qu'il faut signaler une réalisation que l'on appelle *swinging choke* aux Etats-Unis, et sur laquelle nous allons revenir un peu plus loin.

Une autre méthode consiste à consommer en permanence, au moyen d'une résistance (dite *bleeder*) placée en dérivation sur la sortie du redresseur, une intensité suffisante pour se trouver hors de la zone critique de la caractéristique de redressement.

### LE FILTRAGE PROPREMENT DIT

Jusqu' alors, nous nous sommes surtout attaché aux circuits de redressement, en admettant l'existence aux bornes du premier condensateur  $C_1$ , d'une tension *comprenant encore une ondulation*. Pour réduire

celle-ci à une valeur pratiquement négligeable, il faut ajouter une cellule de filtrage formée par l'inductance  $L_1$  et le condensateur  $C_2$  (fig. 2 - 6 et 2 - 7), ou bien à la suite de  $C_2$ , une seconde cellule formée d'éléments analogues,  $L_1$  et  $C_2$  (fig. 2 - 11).

Comment doit-on choisir les valeurs des inductances et des condensateurs de filtrage ?

En ce qui concerne les inductances, il faut d'abord s'assurer que sous l'effet du courant *continu* qui traverse leur enroulement, leur circuit magnétique ne sera pas saturé par les lignes de force du champ magnétique ainsi produit. (Autrement, l'inductance se comporterait à la manière d'un ressort à boudin *entièrement comprimé*, c'est-à-dire ayant perdu ses possibilités d'élasticité.) Il suffit, pour cela, de ne pas dépasser l'intensité continue admissible figurant parmi les caractéristiques de l'inductance, si celle-ci est d'un modèle commercial.

Il faut ensuite considérer la résistance ohmique de l'enroulement, car elle intervient pour créer une chute de tension (selon la classique loi d'Ohm :  $E = R I$ ), proportionnelle à l'intensité prélevée à la sortie du système de filtrage.

Du côté des condensateurs, nous avons vu que la valeur de  $C_1$ , dans le cas de la capacité d'entrée (fig. 2 - 6 et 2 - 11 a) dépendait du type de valve utilisé. En général, pour les valves classiques, on pourra prendre des condensateurs de 8 à 16 microfarads. Pour la valve EZ 80/6V4, les constructeurs notent 50 microfarads maximum, à condition d'ajouter en série dans les branchements des anodes, deux résistances de 125 à 300 ohms. Dans le cas de la GZ 32, on relève : pour  $2 \times 300$  volts, une capacité de 60 microfarads et des résistances série de 150 ohms, pour  $2 \times 350$  volts, 32 microfarads et 100 ohms, pour  $2 \times 500$  volts, 16 microfarads et 50 ohms.

Dans le système à inductance d'entrée (fig. 2 - 7 et 2 - 11 b), le fait d'augmenter la capacité de  $C_1$  est sans inconvénient puisque l'on doit avoir  $L C \geq 20$  (avec  $L$  en henrys et  $C$  en microfarads).

En utilisant pour  $C_1$  une capacité d'une soixantaine de microfarads, le filtrage obtenu se montre excellent pour certains amplificateurs B.F. de puissance, quelques compléments de filtrage étant apportés par ailleurs, aux circuits d'anode des premiers étages, grâce à des cellules à résistance-capacité.

Pour les condensateurs  $C_2$  des cellules de filtrage auxiliaires figurant dans nos précédents schémas, aucune limitation de valeur n'intervient, et l'on ne peut que gagner à augmenter leur capacité.

### LES REDRESSEURS SECS

Les développements rapides dans la technique des semi-conducteurs ont permis d'ajouter aux classiques éléments au sélénium, de nou-



velles diodes au silicium capables de puissances relativement importantes.

Etant donné la variété existant dans les types de ces redresseurs secs, il importe surtout de donner ici des indications objectives sur leur choix, et les premières données à définir pour le transformateur devant leur être associé.

Comme pour les valves à cathode chaude, il faut tenir compte :

a) de la *tension inverse* que l'élément redresseur peut supporter sans claquage ;

b) de l'*intensité admissible* sans échauffement anormal (dans le sens où l'élément est conducteur) ;

c) de la *chute de tension* dans le même élément, selon l'intensité qui le traverse. Cette valeur s'obtient à partir des courbes figurant dans la documentation des fabricants d'éléments redresseurs.

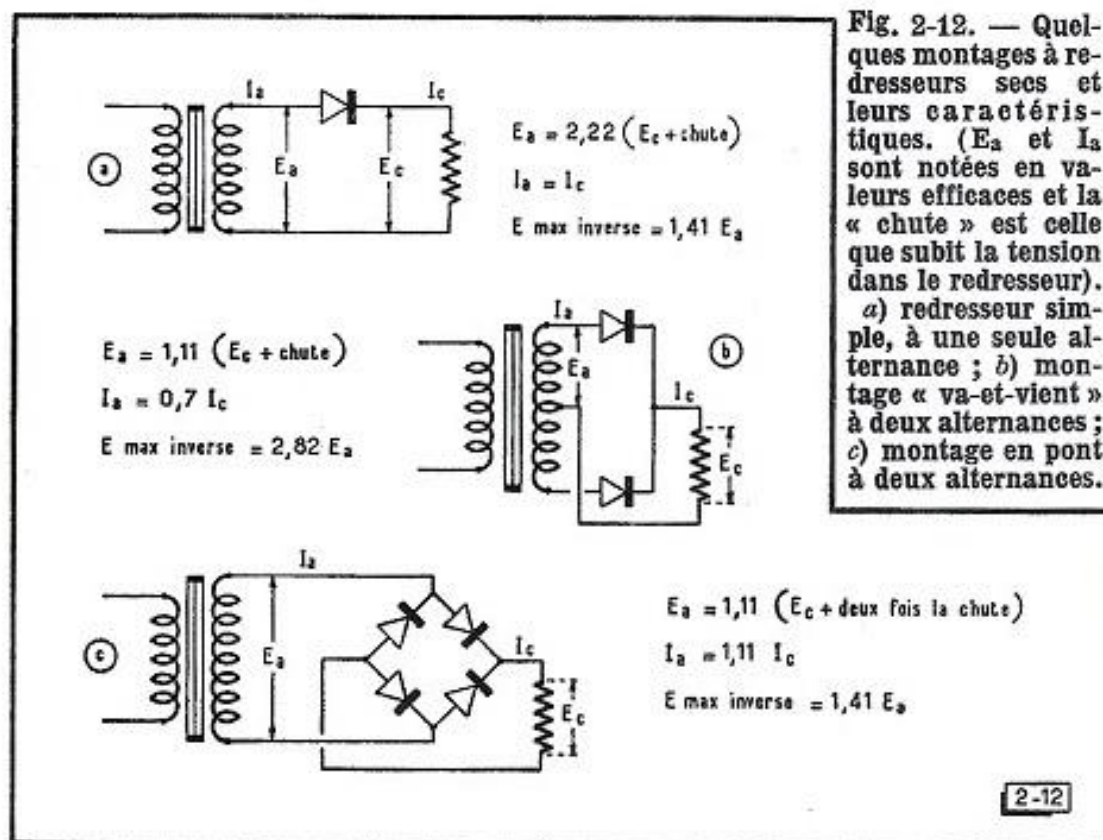


Fig. 2-12. — Quelques montages à redresseurs secs et leurs caractéristiques. ( $E_a$  et  $I_a$  sont notées en valeurs efficaces et la « chute » est celle que subit la tension dans le redresseur).  
 a) redresseur simple, à une seule alternance ; b) montage « va-et-vient » à deux alternances ; c) montage en pont à deux alternances.

La figure 2 - 12 représente quelques schémas classiques d'utilisation des redresseurs secs, avec leurs caractéristiques essentielles.

Lorsque ces ensembles fournissent un courant de charge à une batterie d'accumulateurs, à un condensateur... il ne faut pas oublier, lors du choix de l'élément redresseur, que cette tension de charge s'ajoute à  $E_{\text{max inverse}}$ .

## LES INDUCTANCES DE FILTRAGE

Il est normal de constituer le circuit magnétique d'une inductance de filtrage par des *tôles feuilletées*, empilées les unes sur les autres. En effet, c'est une tension *ondulée* qui est appliquée. Contre cette tension, l'inductance « se défend » en vertu de la loi de Lenz, et pour cette raison, il convient de prendre les mêmes dispositions qu'à l'égard d'un courant alternatif, afin d'éviter les courants de Foucault.

Cependant à cette tension ondulée correspond, dans l'enroulement, le passage d'un courant que l'on peut considérer comme formé par un courant continu auquel se superpose un courant alternatif d'amplitude relativement faible (l'ondulation).

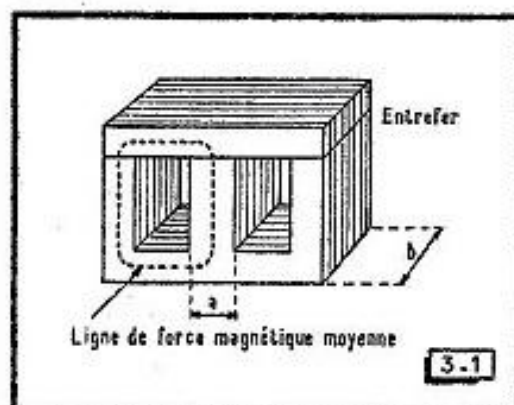
Or la présence d'un courant continu dans un enroulement placé sur un circuit magnétique tend à provoquer une magnétisation importante de ce dernier, allant même jusqu'à la *saturation*, rendant nulle l'action de l'inductance puisque, reprenant une comparaison précédemment faite, celle-ci se comporterait alors comme un ressort à boudin dont les spires entièrement comprimées sur elles-mêmes, se touchent et ne sont plus capables d'aucune élasticité.

Tout comme les conducteurs électriques présentent une *résistance* freinant, en quelque sorte, le passage du courant, un circuit magnétique offre de même et de par sa constitution, un chemin plus ou moins difficile à l'établissement des lignes de force du champ magnétique. Cette difficulté, cette sorte de « résistance à la magnétisation », se nomme *la réluctance*, et comme elle est toujours très faible pour un circuit magnétique bien fermé, on aura pour l'augmenter, la ressource de couper ce dernier par une ou plusieurs lames d'air, c'est-à-dire de

ménager un entrefer. On arrive ainsi à garder une « canalisation » correcte du champ magnétique dans les tôles, tout en évitant leur saturation.

C'est pourquoi la présence d'un entrefer est de règle dès qu'un enroulement se trouve traversé par un courant continu. Nous retrouverons cet impératif dans le cas des transformateurs de modulation d'émetteurs, mais dès à présent nous pouvons admettre sa générali-

Fig. 3-1. — La section du circuit magnétique (exprimée en  $\text{cm}^2$ ) est égale au produit  $a \times b$ .



sation à toutes les inductances de filtrage. Il se montre donc fort commode d'employer dans la construction de ces dernières, des tôles découpées en E et I, que l'on garde au montage, en deux paquets, celles en E d'une part, et celles en I de l'autre. Quelques épaisseurs de papier ou de carton insérées entre les deux groupes de tôles fixent alors l'entrefer à sa meilleure valeur.

### LE CALCUL DES INDUCTANCES DE FILTRAGE

Il existe plusieurs méthodes de calcul pour les inductances de filtrage. Certaines d'entre elles sont assez compliquées, et comme il faut toujours en venir à ménager un entrefer qui sera l'élément à prédominance majeure dans la réluctance du circuit magnétique, autant commencer par admettre la présence de cet entrefer et fonder les calculs sur la réluctance qu'il introduit. Ainsi, est-il possible d'aboutir à une méthode de calcul plus simple et susceptible d'être utilisée de manière pratique, en admettant au départ :

1°) que l'induction dans le circuit magnétique sera de 10 000 gauss (valeur normale pour des tôles de qualité courante). Pour cette valeur, la courbe de l'induction en fonction des ampère-tours de l'enroulement, sera encore sensiblement droite ;

2°) que la réluctance du circuit magnétique est uniquement formée par celle de l'entrefer. Cette conception est d'ailleurs très voisine de la réalité, en raison de la perméabilité relativement fort élevée du fer.

Si l'on reprend la formule classique du solénoïde enroulé autour d'un circuit magnétique :

$$H = \frac{1,25 N I}{l}$$

où l'on a :  $H$  : champ à l'intérieur du circuit ;  $N$  : nombre de tours de l'enroulement ;  $I$  : intensité (en ampères) dans celui-ci ;  $l$  : longueur de la ligne de force moyenne (définie sur la figure 3 - 1), et si l'on considère que la réluctance de  $l$  n'est que celle de l'entrefer, on peut écrire :

$$l = \frac{1,25 N I}{H}$$

où  $l$  exprimera l'entrefer mesuré en centimètres.

Ayant admis  $H = 10\ 000$  gauss, on obtient :

$$\text{Entrefer (en cm)} = \frac{1,25 N I}{10\ 000}$$

Par ailleurs, compte tenu que  $S$  exprime la section du fer (en centimètres carrés), selon les indications de la figure 3 - 1, le flux  $\Phi$  pour une intensité  $I$  de 1 ampère dans l'enroulement, est :

$$\Phi = B S N$$

et l'inductance  $L$  (en henrys) est donnée par :

$$L = \frac{B S N}{I}$$

Dans le cas de  $B = 10\ 000$  gauss, et en exprimant  $I$  en milliampères, on a :

$$L = \frac{N S}{10 I}$$

Cependant, ce calcul est très théorique et il ne faudra pas s'étonner de lui découvrir dans les vérifications pratiques, des divergences susceptibles de se révéler fort importantes.

La valeur exacte des inductances de filtrage n'étant d'ailleurs pas chose critique, en général, nous avons groupé dans le tableau de la page suivante diverses données de réalisations pratiques.

Dans ce tableau la section du fer correspond au produit  $a b$  (fig. 3 - 1) que l'on exprime toujours en centimètres carrés.

Ainsi que nous l'avons déjà mentionné, l'inductance devra présenter un entrefer. Ce dernier évite non seulement la saturation du circuit magnétique sous l'effet du courant continu traversant l'enroulement, mais de plus, écarte la diminution progressive de la valeur de l'inductance, à mesure que croît l'intensité continue.

TABLEAU I. — INDUCTANCES DE FILTRAGE

Intensité admissible en mA	Self-induction en henrys	Résistance en ohms	Section du fer en cm <sup>2</sup>	Diamètre du fil en mm	Nombre de tours	Entrefer en mm
75	10	500	4	0,15	4300	0,1
100	6	300	4	0,16	2900	0,2
100	7,5	400	4	0,16	3900	0,2
125	4	100	7	0,20	1800	0,5
125	7,5	200	10	0,20	2200	0,5
150	9	200	10	0,25	3000	0,5
150	18	225	15	0,25	4300	0,5
200	5	120	10	0,30	2200	0,5
200	10	120	15	0,30	3200	0,5
250	5	80	15	0,40	2500	0,5
250	12	90	30	0,40	2000	0,5
500	5	32	25	0,60	1800	1,0
500	10	72	25	0,60	3800	1,0

C'est sur l'entrefer que l'on joue pour obtenir les « swinging chokes » comme on les nomme dans la littérature américaine, et que nous mentionnions précédemment. L'entrefer y est très réduit, ou même supprimé, de sorte que l'inductance se montre très élevée pour un faible courant continu, et qu'elle diminue dès que ce courant augmente.

Le choix du fil est déterminé à la fois par l'intensité du courant qui doit traverser la bobine et par la nécessité fréquente de ne pas dépasser une résistance d'enroulement donnée.

Ayant évalué la longueur de la spire moyenne (fig. 3 - 2), l'abaque des intensités admissibles et de la résistance des fils de cuivre (fig. 4 - 4) nous permettra de calculer la résistance de la bobine. Celle-ci est égale au produit de la longueur de la spire moyenne, par le nombre de tours prévu, et par la résistance par mètre du fil employé.

Le même abaque indique, en outre, le nombre de spires susceptible d'être logé par centimètre carré ; ainsi sera-t-il permis de s'assurer que la fenêtre des tôles est capable de contenir le nombre de tours prévu.

Est-il possible de mesurer une inductance après l'avoir réalisée ? On a la ressource de connecter cette inductance au secteur 50 Hz, en intercalant un milliampèremètre à courant alternatif, en série. Si l'on appelle  $L$  l'inductance en henrys,  $E$  la tension du secteur en volts,  $I$  l'intensité exprimée en ampères,  $R$  la résistance de l'enrou-

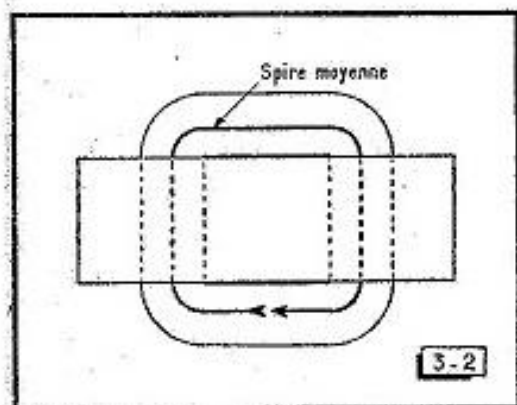


Fig. 3-2. — Longueur de la spire moyenne d'un enroulement.

lement en ohms,  $\omega$  la pulsation (égale à  $2\pi F$ , donc à 314 pour  $F = 50$  Hz), on aura :

$$L = \frac{E}{\omega I}$$

ou, si l'on veut tenir compte de la résistance de l'enroulement :

$$L = \sqrt{\frac{\left(\frac{E}{I}\right)^2 - R^2}{\omega^2}}$$

Cependant, ces mesures sont un peu aléatoires, car elles sont faites en l'absence de courant continu traversant la bobine et elles donnent le plus souvent des valeurs capables de dépasser le double de l'inductance réelle, c'est-à-dire de celle qui existe en présence du courant continu sur lequel on s'est basé.

### LE POURCENTAGE DE LA TENSION D'ONDULATION

Il est permis, lors d'un projet, de souhaiter connaître préalablement quel sera le *pourcentage de la tension d'ondulation* à la sortie du filtrage, autrement dit la valeur du rapport de la tension d'ondulation (mesurée de maximum à minimum), à la tension continue.

1°) AVEC LE FILTRE A CONDENSATEUR D'ENTRÉE. Dans le cas du filtre à condensateur d'entrée (fig. 2 - 6 ou 2 - 11 a), il n'existe pas de formules simples, mais il est évident que le pourcentage de la tension d'ondulation sera d'autant plus réduit que les capacités et l'inductance (ou les inductances), auront une valeur plus grande. Il est bien entendu que les réserves précédemment soulevées à propos du maxi-

mum de capacité admissible à l'entrée du filtre (selon la valve employée), demeurent entières.

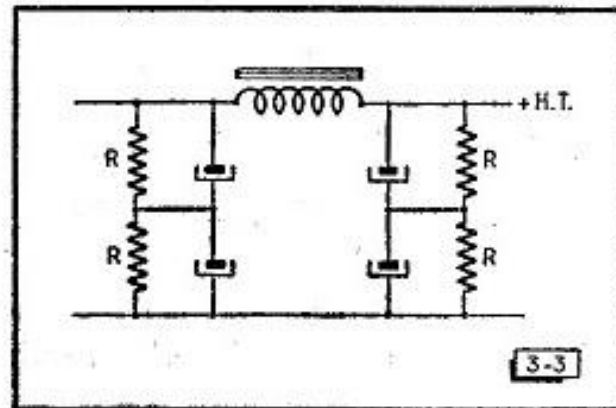
A titre indicatif, pour un récepteur, un très bon filtrage pratique sera fourni par deux cellules munies de condensateurs de 16 microfarads (ou 8 microfarads pour celui d'entrée) et d'inductances de 6 henrys (300 ohms).

Pour un émetteur, le problème repose d'abord sur le choix des condensateurs, selon la tension continue à laquelle ceux-ci seront soumis, les valeurs élevées de cette tension conduisant à réduire la capacité des condensateurs pour des raisons d'encombrement et de prix.

Pour une seule cellule de filtrage (comme celle de la figure 2 - 6), les associations possibles se tiendront vers 4 à 8 microfarads pour chacun des condensateurs, avec respectivement, 20 à 5 henrys pour l'inductance.

L'emploi de condensateurs électrochimiques se montre évidemment fort intéressant, aux deux points de vue précités de l'encombrement

Fig. 3-3. — Il est permis de monter des condensateurs électrochimiques en série, à condition d'égaliser les tensions qu'ils supportent ; les résistances R utilisées à cet effet, ont toutes la même valeur.



et du prix. Jusqu'aux tensions redressées d'environ 450 volts, des modèles « 550 volts » tiendront sans risques, à condition, cela va de soi, de prendre toutes précautions utiles pour que le redresseur ne soit jamais privé de ses possibilités de débit, afin que la tension redressée ne puisse jamais monter à la tension de pointe, dépassant ainsi la limite des 550 volts.

A l'égard de tensions atteignant 800 à 900 volts (et sous réserve des mêmes précautions), il est permis d'associer des condensateurs électrochimiques en série. Comme on le sait, deux condensateurs de 16 microfarads ainsi connectés, donneront une capacité de 8 microfarads.

*Mais, les condensateurs électrochimiques ont un courant de fuite, et celui-ci n'est pas invariable au cours du temps, ni d'un condensateur à un autre. Or, il est indispensable de ménager un partage égal de la tension sur chaque groupe de condensateurs reliés en série. A cet effet,*

on shunte chacun de ces groupes par deux résistances montées en diviseur de tension, ainsi que l'indique la figure 3 - 3. Ces diviseurs consomment évidemment du courant, formant en même temps une sorte de *bleeder*. Il faudra les choisir (en tenant compte de la puissance qu'ils auront à dissiper), ni trop faibles pour qu'ils ne prélèvent pas trop de courant sur l'alimentation, ni trop forts, afin qu'ils gardent leur rôle de diviseur de tension, à l'égard des condensateurs électrochimiques.

A titre indicatif, pour une cellule de filtrage comprenant des groupes de deux condensateurs électrochimiques de 16 microfarads, 550 volts, montés en série, et supportant une tension de 500 à 900 volts, on se basera sur 40 000 à 50 000 ohms pour chaque résistance R (la puissance étant calculée selon la tension appliquée).

2°) AVEC LE FILTRE A INDUCTANCE D'ENTRÉE. Dans le cas d'un filtre à inductance d'entrée *ne comprenant que l'inductance  $L_e$  et le condensateur  $C_1$*  de la figure 2 - 7, il existe une formule de calcul :

$$\text{Pourcentage de tension d'ondulation} = \frac{120}{LC}$$

(avec L en henrys et C en microfarads).

En pratique, le maximum admissible étant de l'ordre de 5 %, on constate que le produit LC ne devra pas être inférieur à 24.

Une amélioration du filtrage est évidemment obtenue par l'adjonction d'une cellule supplémentaire ( $L_1$  et  $C_1$ , de la figure 2 - 7), et l'on a :

$$\text{Pourcentage de la tension d'ondulation} = \frac{780}{L_1 L_2 (C_1 + C_2)^2}$$


---



## LE CALCUL DES TRANSFORMATEURS

Avant d'aborder la méthode de calcul des transformateurs, nous allons situer le problème en déterminant la puissance à prévoir pour chacun des secondaires.

1°) SECONDAIRES ALIMENTANT DES CIRCUITS PUREMENT RÉSISTANTS (ou susceptibles d'être considérés comme tels).

Les exemples les plus typiques sont ceux de l'alimentation de filaments de lampes, des transformateurs de sécurité destinés à divers outils électriques, à des jouets, etc.

Dans ces divers cas, on a simplement :

$$\text{Puissance au secondaire considéré (en VA)} = E_{\text{eff}} I_{\text{eff}}$$

Si le transformateur comporte plusieurs secondaires, il faut totaliser les puissances individuelles ainsi calculées.

2°) SECONDAIRES ALIMENTANT UN SYSTÈME REDRESSEUR DE COURANT.

Tout d'abord, nous savons qu'il nous faut obtenir, à la sortie du redresseur (et du système de filtrage lui faisant suite), une intensité continue  $I_s$ , sous une tension  $E_s$ . La résistance équivalente au circuit d'utilisation est :

$$R_s = E_s / I_s$$

Si  $R$  est la résistance de l'inductance  $L_1$ , ou la somme de celles des inductances  $L_1$ , lorsque plusieurs cellules de filtrage sont prévues, nous aurons :

$$E_r = E_s + R I_s$$

Selon que notre choix se sera fixé sur un filtrage à condensateur ou à inductance d'entrée, nous nous reporterons à la colonne convenable

des courbes de redressement pour les valves usuelles, montrées par la figure 2 - 10. (Dans le cas de l'inductance d'entrée, il est tenu compte d'une faible résistance d'enroulement pour celle-ci.)

Nous saurons ainsi, pour les valeurs  $E_r$  et  $I_s$  prévues, quelle doit être la tension  $V_{\text{eff}}$  (c'est-à-dire celle du demi-secondaire H.T.).

Au passage, il sera bon de s'assurer que la tension inverse propre à la valve employée, n'est pas dépassée :

$$V_{\text{eff}} / 0,35 = E_{\text{max}} \text{ inverse}$$

Si l'on utilise des valves à mercure, on aura pour chaque demi-secondaire :

$$V_{\text{eff}} = 1,11 E_r + I_s R_e + 15$$

en appelant  $R_e$  la résistance présentée par l'inductance  $L_e$ .

a) *Redresseurs avec filtre à condensateur d'entrée.* En raison de l'existence d'un courant de pointe élevé par rapport au courant moyen, le nombre de voltampères instantanés peut se montrer assez grand, par rapport à la puissance délivrée au circuit de sortie. La prudence (et la pratique) conduisent à se baser ici sur :

$$\text{Puissance au secondaire H.T. (en VA)} = 2,2 V_{\text{eff}} I_s$$

b) *Redresseurs avec filtre à inductance d'entrée.* Dans ce cas, on prendra :

$$\text{Puissance au secondaire H.T. (en VA)} = 1,5 V_{\text{eff}} I_s$$

et l'on admettra comme valeur de l'intensité alternative délivrée par chaque demi-secondaire :  $I_{\text{eff}} = 0,7 I_s$ .

Avec les filtres à inductance d'entrée, il ne faudra pas oublier les vérifications accessoires (déjà mentionnées) concernant la résonance et l'intensité critique :

$$L_e C_1 \geq 20 \text{ (pour un secteur à 50 Hz)}$$

$$L_e > R_s / 600$$

où l'on exprime  $L_e$  en henrys,  $C_1$  en microfarads et  $R_s$  en ohms.

## LE CALCUL DES TRANSFORMATEURS

Il est entendu que les données contenues dans ce chapitre concernent des transformateurs destinés à travailler à la fréquence de 50 Hz.

### 1°) LA SECTION DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE

Puisque toute la puissance transformée prend la forme d'un *flux magnétique* pour passer du primaire au secondaire du transformateur, il est évident que la section du circuit magnétique doit être proportionnée à la puissance transmise. Il faudra distinguer *la section réelle*  $S_r$ , de ce circuit, celle sur laquelle on fonde les calculs, et *la section apparente*  $S_a$ , c'est-à-dire celle que l'on détermine par le produit  $a \times b$  des mesures prises sur la carcasse, selon la figure 3 - 1.

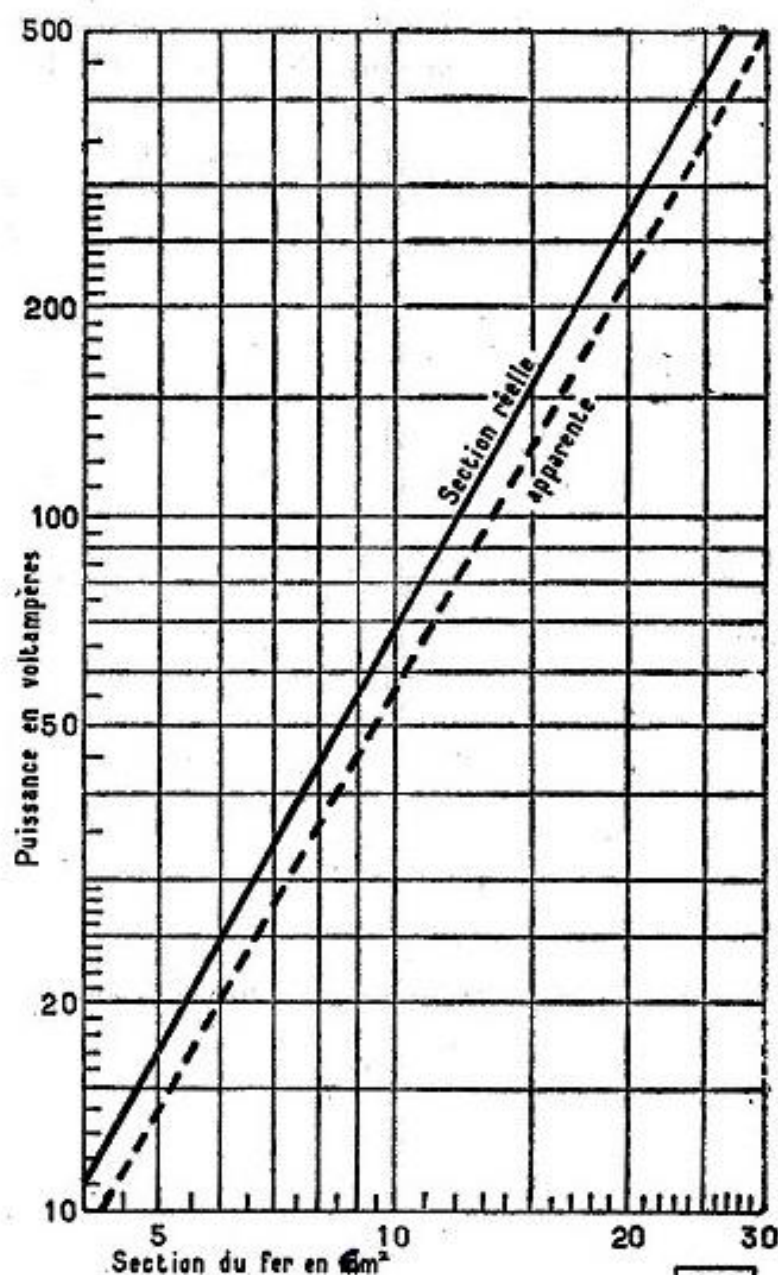


Fig. 4-1. — Abaque de la section du fer en fonction de la puissance. (Transformateurs d'alimentation).

Du fait de la présence d'une pellicule isolante entre les tôles, la *section apparente* est supérieure d'environ 10 % à la section réelle.

En exprimant la puissance  $P$  en watts, et la section  $S$  en centimètres carrés, on a :

$$S_r = 1,2 \sqrt{P}$$

$$S_a = 1,32 \sqrt{P}$$

L'abaque de la figure 4 - 1 évitera tout calcul pour les puissances inférieures à 500 VA.

D'un autre côté, il est également permis de calculer la carcasse magnétique d'un transformateur, à partir des caractéristiques des tôles données par les fabricants de celles-ci.

Pour les petites puissances, jusqu'à 500 VA, on admet un rendement de 90 %, c'est-à-dire 10 % de pertes que l'on égalise dans le fer et dans le cuivre, soit 5 % dans le fer et 5 % dans les enroulements (effet Joule), où l'on pourra prévoir 2,5 % dans le primaire et 2,5 % dans le ou les secondaires.

Entre 500 et 1000 VA, on garde les 5 % de pertes dans le fer, mais on peut se baser seulement sur 3 % de pertes dans le cuivre (réparties entre les divers enroulements).

Au-delà de 1000 VA, les calculs seront fondés sur 5 % de pertes dans le fer, et 2 % de pertes globales dans le cuivre.

La formule de Steinmetz permet alors de trouver le *volume du fer*  $V$  (en centimètres cubes) correspondant à une puissance de pertes connue,  $W_h$ , pour un courant à fréquence  $F$ , et en fonction de l'*induction*  $B$  acceptée par les tôles, ainsi que de leur *coefficient d'hystérésis*  $h$ . Ces deux valeurs dépendent de la nature et de la qualité des tôles ; elles sont données par le fabricant. Par exemple, on disposera de tôles de 0,5 mm d'épaisseur, présentant 2,6 watts de pertes au kilogramme pour  $B = 10\,000$  gauss, ce qui donnera pour le coefficient  $h$  :  $2,6/1000 = 0,0026$ , ou bien encore de tôles de 0,4 mm d'épaisseur, dont les pertes ne seront que de 1,6 W/kg (soit  $h = 0,0016$ ) pour  $B = 10\,000$  gauss, etc.

Il ne reste qu'à mettre la formule en application :

$$W_h = \frac{F h B^{1,6} V}{10^7}$$

ou :

$$V = \frac{10^7 W_h}{F h B^{1,6}}$$

Ainsi, on obtient le *volume net* du paquet de tôles nécessaire, *déduction faite des fenêtres* destinées au logement des enroulements.

En pratique, il sera commode, s'étant fixé un modèle de tôles, de calculer le volume net en centimètres cubes qu'il donne par centimètre d'épaisseur d'empilage.

## 2°) DÉTERMINATION DES ENROULEMENTS

a) *Nombre de spires par volt*. Celui-ci dépend de la valeur de l'*induction* admise dans le circuit magnétique. En effet, il est concevable que les lignes de force du flux magnétique peuvent être plus ou moins serrées les unes contre les autres, et l'on en vient ainsi à l'idée d'une *densité de flux magnétique*. Ce dernier étant défini par  $\Phi$ , l'induction par  $B$  et la surface totale que traverse le flux par  $S$ , on a :

$$\Phi = B S$$

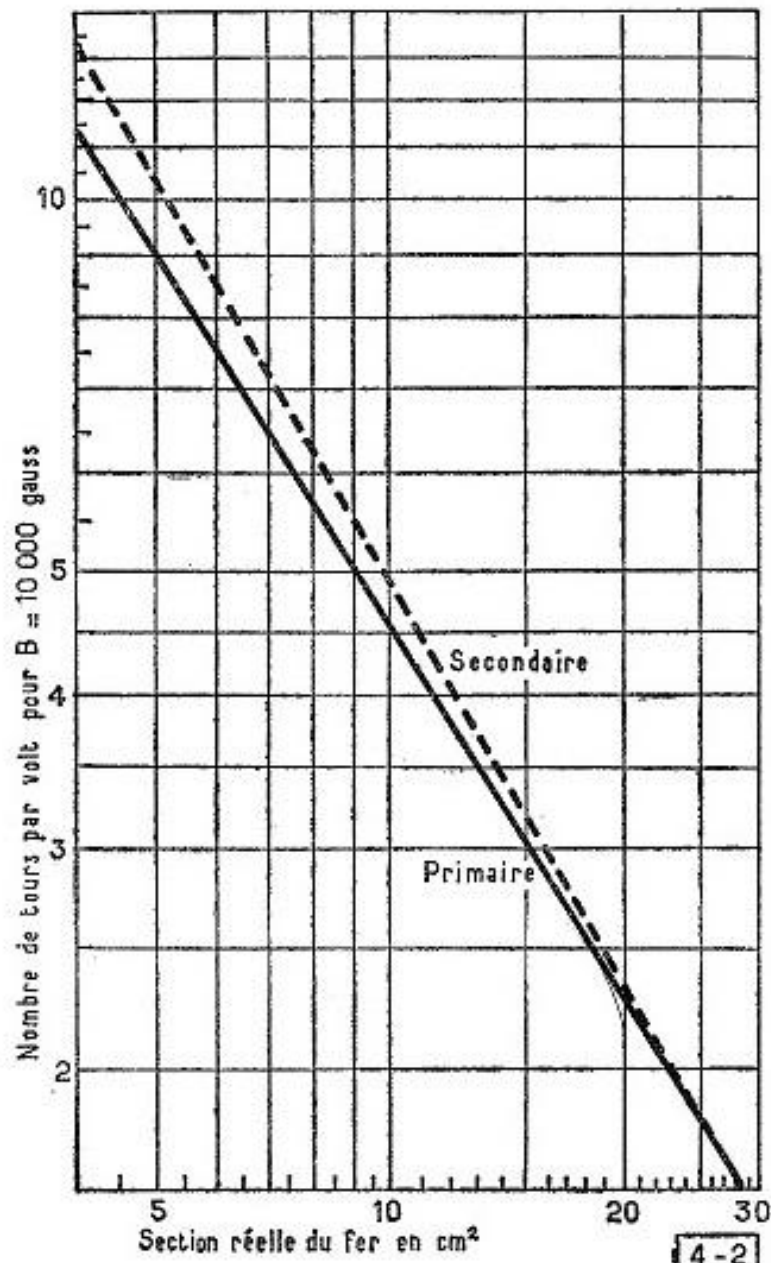


Fig. 4-2. — Abaque du nombre de tours par volt. (Transformateurs d'alimentation).

Il est donc permis de penser que plusieurs solutions pratiques seront admissibles pour un même transformateur, selon la valeur de cette *induction* (ou *densité de flux*) introduite dans les bases de calcul.

Pour une induction de 7500 à 9000 gauss, on obtiendra un transformateur ne consommant qu'un faible courant à vide. Mais si l'usage prévu est de caractère intermittent, il ne sera pas interdit d'aller jusqu'à 14 000 gauss. Pour des tôles de qualité courante, le « juste milieu » se tient vers 10 000 gauss, et c'est à partir de cette valeur que nos abaques ont été tracés. Celui de la figure 4 - 2 fournira *le nombre de spires par volt* au primaire et aux secondaires, en fonction de la surface réelle du fer.

Pour les secondaires, il y est tenu compte d'une valeur moyenne de pertes, ce qui conduit à un nombre de tours par volt un peu supérieur à celui sur lequel on se base au primaire, pour une même tension.

La formule générale de calcul des transformateurs est connue sous le nom de formule de Boucherot :

$$N = V \frac{10^8}{4,44 F B S}$$

avec N : nombre de tours de l'enroulement,

V : tension en volts à ses bornes,

F : fréquence en hertz,

B : induction en gauss,

S : section du fer en centimètres carrés

On énonce encore cette formule sous la forme suivante : Pour un courant alternatif à 50 Hz, et pour une induction de 10 000 gauss, la force électromotrice induite dans une spire enroulée sur un noyau de 10 cm<sup>2</sup> de section réelle, est de 2,22 volts.

Si, lors du calcul d'un transformateur, on désirait choisir une induction différente de 10 000 gauss, il suffirait de consulter les figures 4 - 3 a et b pour y noter les deux coefficients K et C (ce dernier intervenant pour la compensation de la chute de tension en charge au secondaire), à partir desquels on obtiendrait, pour la section réelle du fer, S<sub>r</sub> :

Nombre de tours par volt au primaire = K/S<sub>r</sub>

Nombre de tours par volt au secondaire = K C/S<sub>r</sub>

b) *Section du fil.* La densité de courant susceptible d'être admise, dépendra des conditions de travail du transformateur, selon qu'il assurera un service intermittent ou un service continu. La valeur convenable sera choisie d'après le tableau suivant :

TABLEAU II

DENSITÉ DE COURANT ADMISSIBLE		
Puissance	Densité de courant en ampères par mm <sup>2</sup>	
	Service continu	Service intermittent
Jusqu'à 50 VA	4	4
de 50 à 100 VA	3,5	4
de 100 à 200 VA	3	3,5
de 200 à 500 VA	2,5	3,5

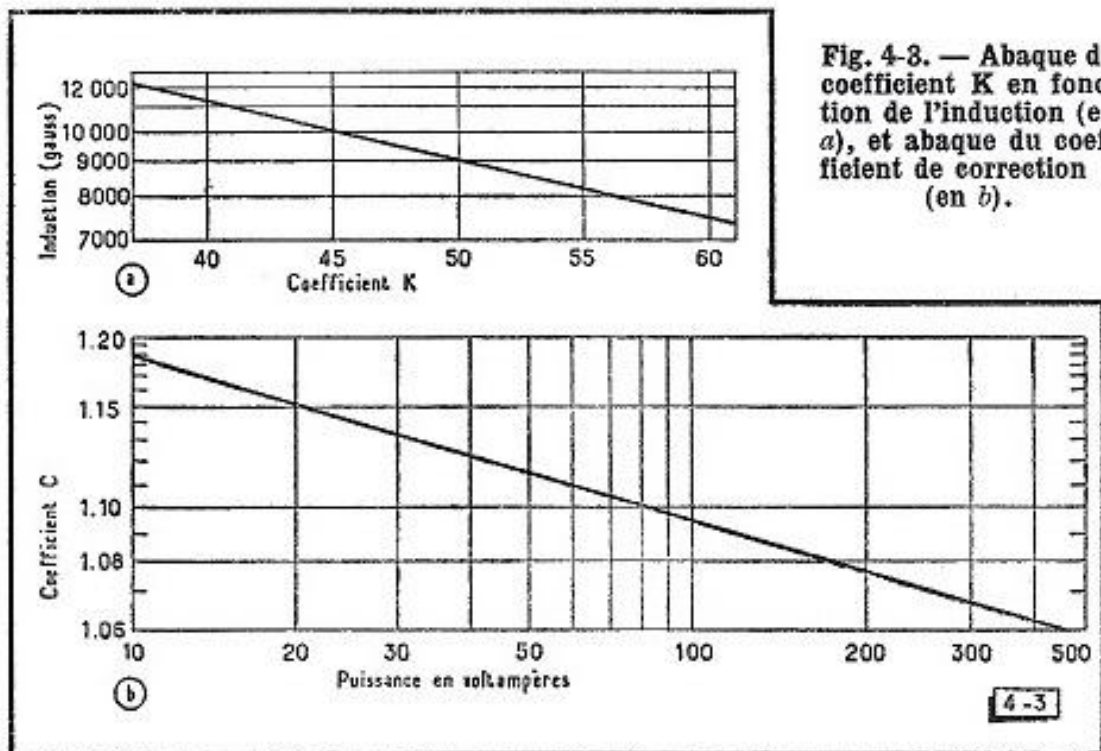


Fig. 4-3. — Abaque du coefficient K en fonction de l'induction (en a), et abaque du coefficient de correction C (en b).

L'abaque de la figure 4 - 4 offre l'indication du diamètre du fil à choisir, selon l'intensité prévue.

### 3°) LE LOGEMENT DU FIL

Afin de déterminer la surface nécessaire pour la fenêtre des tôles, il faudra chercher quelle place y sera prise par chacun des enroulements.

L'abaque de la figure 4 - 4 comprend, à cet effet, des courbes de logement de divers fils, indiquant le nombre de tours qu'il est possible de caser par centimètre carré de section de la carcasse, autrement dit de la fenêtre (fig. 4 - 5).

Toutefois, comme le bobinage ne sera pas fait en vrac, mais qu'il comportera un isolement entre couches, il sera nécessaire de multiplier la surface trouvée, par un coefficient de :

3 pour un bobinage professionnel bien rangé,

3,5 à 4 pour un bobinage exécuté avec des moyens ordinaires.

Ces coefficients doivent encore être augmentés pour les enroulements comportant un certain nombre de prises.

### LE CAS D'UNE FRÉQUENCE DIFFÉRANT DE 50 Hz

Il est permis de se demander comment on déterminerait un transformateur destiné à fonctionner sur un courant alternatif de fréquence industrielle différente de 50 Hz.

Tous les calculs seraient conduits comme s'il s'agissait d'un transformateur pour courant à 50 Hz ; en particulier, on adopterait bien le nombre de spires par volt choisi pour cette dernière fréquence. Mais en tout dernier lieu, les sections (apparente et réelle) du fer seraient multipliées par 50//, la fréquence  $f$  étant celle du courant alternatif.

### EXEMPLE DE CALCUL

Soit à calculer un transformateur destiné à l'alimentation d'un récepteur et devant fournir :

- a) 80 mA sous une tension de 250 volts, pour les anodes ;
- b) 2,5 A sous 6,3 V, pour le chauffage des lampes ;
- c) 2 A sous 5 V, pour le chauffage de la valve. Cette dernière est une 5Y3 GB, et la bobine d'excitation du haut-parleur électrodynamique (d'une résistance de 1500 ohms) doit être employée comme inductance de filtrage, précédée par un condensateur d'entrée.

1°) EVALUATION DE LA PUISSANCE. La chute de tension dans la bobine d'excitation sera égale à :  $1500 \times 0,080 = 120$  volts. Dans ces conditions, nous aurons aux bornes du premier condensateur de filtrage :  $E_r = 250 + 120 = 370$  volts. Il nous suffira de nous référer aux courbes de la figure 2 - 10, pour trouver la tension  $V_{\text{eff}}$  du demi-secondaire H.T., soit 350 volts.

Pour ce circuit, la puissance est égale à :

$$2,2 V_{\text{eff}} I_s = 2,2 \times 350 \times 0,080 = 61 \quad \text{VA}$$

Aux secondaires de chauffage, nous avons :

$$\begin{array}{r} 6,3 \times 2,5 = 15,75 \text{ VA} \\ \text{et : } \quad 5 \times 2 = 10 \text{ VA} \\ \hline \end{array}$$

Soit, au total ..... 86,75 VA

2°) SECTION DU FER. Pour 86 VA, la figure 4 - 1 nous indique : section réelle = 11,2 cm<sup>2</sup> et section apparente = 12,5 cm<sup>2</sup>.

3°) CALCUL DES ENROULEMENTS. L'abaque de la figure 4 - 2, pour  $S_r = 11,2$  cm<sup>2</sup>, nous fixe un nombre de tours par volt de 4,1 au primaire et de 4,4 aux secondaires.

Pour 86 VA, la densité de courant sera de 3,5 A par mm<sup>2</sup> de section, et l'abaque de la figure 4 - 4 nous permettra de définir les diamètres des fils à employer, ainsi que la place occupée par chaque enroulement dans la « fenêtre » des tôles.

Il ne nous restera plus qu'à déterminer l'intensité dans l'enroulement primaire, et nous le ferons pour la prise la plus faible, dans chaque gamme de tensions (soit pour 110 volts, pour les prises 110, 130 et pour 220 volts pour celles de 220 et 250 volts).



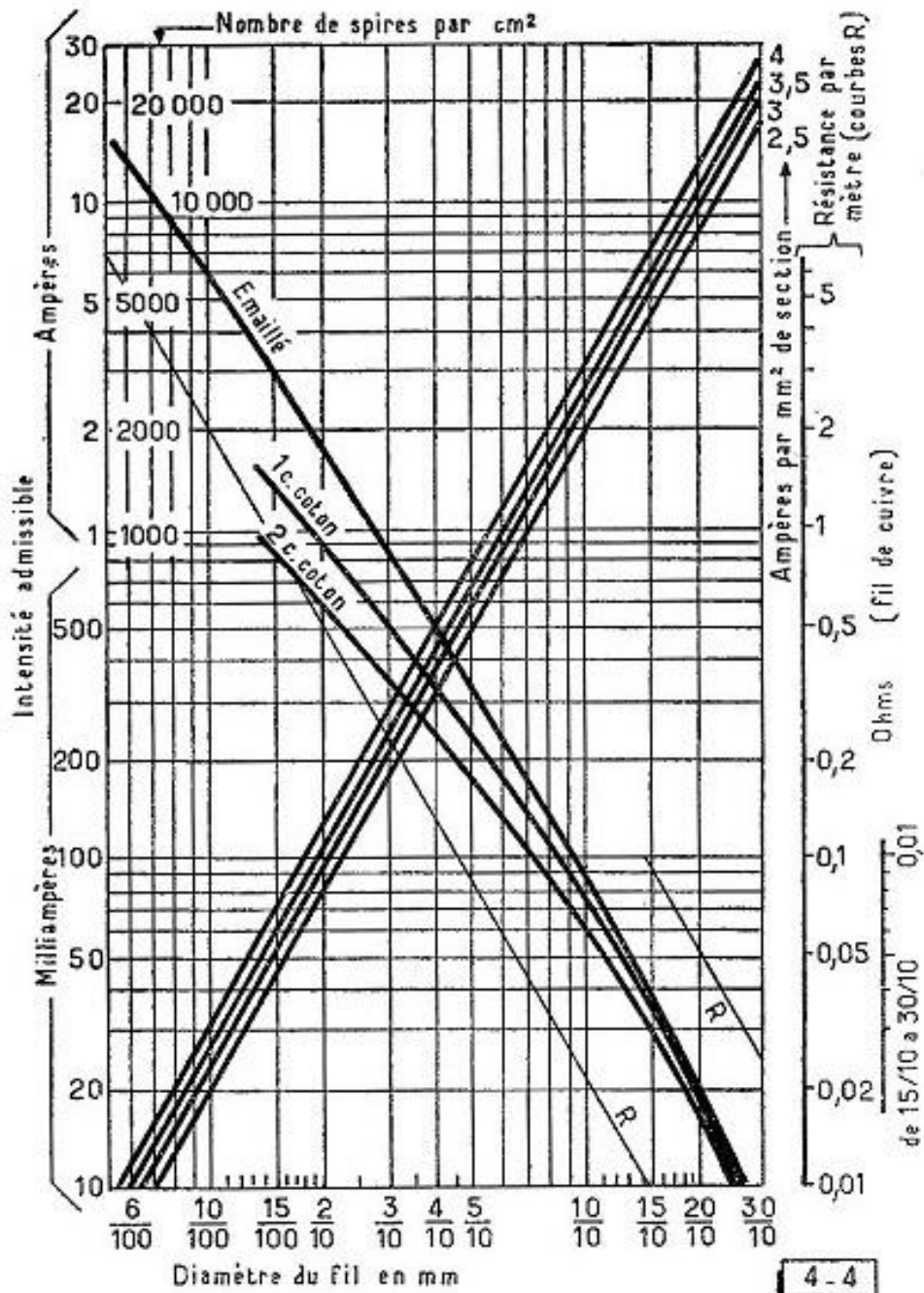


Fig. 4-4. — Abaque des fils de cuivre. Intensité admissible. Résistance par mètre. Nombre de tours au  $\text{cm}^2$ . (Transformateurs d'alimentation).

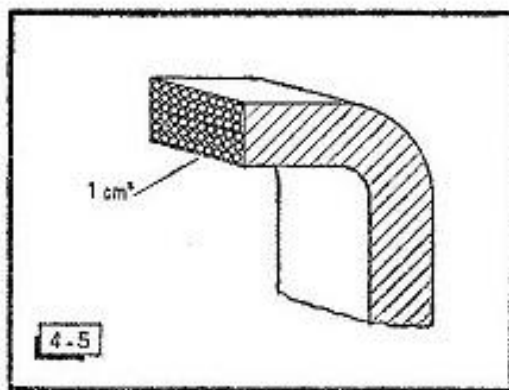


Fig. 4-5. — Les courbes de logement du fil de l'abaque de la figure 4-4 indiquent pour un fil donné, le nombre de tours qu'il est possible d'embobiner dans un espace dont la section mesure un centimètre carré.

Nous obtenons en premier lieu :  $86/110 = 0,78$  A, et en second lieu :  $86/220 = 0,39$  A.

Enfin, le tableau d'ensemble suivant peut être dressé :

Début du primaire, Prise 110 V, à $110 \times 4,1 = 451$ tours Prise 130 V, à $130 \times 4,1 = 533$ »	Fil 0,55 mm, émaillé (280 spires par $\text{cm}^2$ ) $533/280 = \dots\dots\dots 1,90 \text{ cm}^2$
Prise 220 V, à $220 \times 4,1 = 902$ » Prise 250 V, à $250 \times 4,1 = 1025$ »	Fil 0,4 mm, émaillé (500 spires par $\text{cm}^2$ ) $1025 - 533 = 492$ tours $492/500 = \dots\dots\dots 0,98 \text{ cm}^2$
Haute tension : (350 + 350 V, 80 mA) $350 \times 4,4 = 1540$ tours et pour la totalité : $2 \times 1540 = 3080$ tours	Fil 0,17 mm, émaillé (2500 spires par $\text{cm}^2$ ) $3080/2500 = \dots\dots\dots 1,23 \text{ cm}^2$
Chauffage valve : (5 V, 2 A) $5 \times 4,4 = 22$ tours	Fil 0,9 mm, émaillé (100 spires par $\text{cm}^2$ ) $22/100 = \dots\dots\dots 0,22 \text{ cm}^2$
Chauffage lampes : (6,3 V, 2,5 A) $6,3 \times 4,4 = 28$ tours	Fil 1 mm, émaillé (85 spires par $\text{cm}^2$ ) $28/85 = \dots\dots\dots 0,33 \text{ cm}^2$
	<b>4,66 <math>\text{cm}^2</math></b>

Si les enroulements doivent être réalisés sans l'aide d'une bobineuse à fils rangés, on fera intervenir, pour tenir compte de l'épaisseur des papiers isolant les couches de fil et les enroulements entre eux, un coefficient de 3,5 à 4. Une fenêtre de 16,5 à 18,5  $\text{cm}^2$  sera nécessaire dans les tôles utilisées.

## LES TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

### A RÉGIME VARIABLE. AUTRE EXEMPLE

#### DE CALCUL

On les appelle parfois « transformateurs d'alimentation pour classe B », étant donné que le courant anodique consommé par un push-pull travaillant en régime B subit des variations très grandes au cours du fonctionnement.

Comme il s'agit d'obtenir une tension aussi peu soumise que possible aux chutes provoquées par les accroissements de débit, il est évident qu'il faudra chercher à réduire la résistance des enroulements du transformateur (et, bien entendu, celle des inductances de filtrage).

Le « truc de métier » consiste alors à forcer la section du circuit magnétique (on peut admettre jusqu'au double de la section nécessaire pour la puissance considérée), non pas en empilant davantage de tôles, mais en choisissant un modèle de dimensions un peu plus grandes et présentant des ouvertures de fenêtres plus importantes. La nouvelle valeur de section est prise comme base de calcul du nombre de tours par volt (d'après l'abaque de la figure 4 - 2), et les fenêtres plus vastes autorisent le choix de fils de diamètres plus élevés, de sorte que *la résistance des enroulements s'en trouve avantageusement abaissée.*

La résistance de l'enroulement primaire n'est pas à négliger non plus. Il faut, en effet, comme nous l'avons déjà mentionné au chapitre II, considérer le transformateur comme un « adaptateur d'impédances ». (Nous étudierons ce cas à propos des amplificateurs B.F.). Si l'on appelle  $R_1$  la résistance du primaire et  $E_p$  la tension pour laquelle il est prévu,  $R_2$  la résistance d'un demi-secondaire et  $E_s$  la tension qu'il délivre,  $N$  le rapport de transformation  $E_s/E_p$ , la résistance du transformateur « vue » aux bornes du demi-secondaire sera égale à :

$$R_2 + N^2 R_1$$

A titre de nouvel exemple de calcul, nous allons examiner le cas d'un transformateur destiné à l'alimentation d'un amplificateur B.F. terminé par un push-pull fonctionnant *en régime variable* (classe  $AB_2$  ou B).

La documentation du fabricant de lampes nous précise que le push-pull des lampes pentodes considérées nécessitera une tension d'anode et d'écran de 425 volts, le débit anodique passant de  $2 \times 30$  à  $2 \times 120$  mA entre les limites « sans signal B.F. » et la tension B.F. maximum appliquée à la grille. Entre ces mêmes limites, le courant d'écran passe de  $2 \times 5$  à  $2 \times 25$  mA, ce qui donne pour l'ensemble du push-pull, une consommation globale variant de 70 à 290 mA.

Par ailleurs, on totalisera les consommations des autres lampes prévues. Supposons que nous parvenions aux valeurs suivantes :

Chauffage : 3,8 A sous 6,3 volts,

Intensité anodique : 78 à 298 mA (en chiffres ronds : 80 à 300 mA).

Nous aurons encore à prévoir un enroulement de chauffage de valve, mais il faut avant tout choisir celle-ci.

Etant donné les importantes variations du débit anodique, *une valve à mercure s'impose, ainsi qu'un filtrage à inductance d'entrée*, cela va de soi.

Or, si nous pensons à une valve 83, nous trouvons dans les documentations :

Tension efficace maximum par plaque : 550 V

Intensité continue en sortie : 225 mA.

A priori, on serait tenté de rejeter comme insuffisante, la valve 83. Cependant, c'est dans les cas de ce genre, que l'introduction d'un peu de philosophie dans le raisonnement se montre fort profitable. En effet, notre projet concerne un amplificateur B.F. ; le débit anodique de 80 mA correspond à un régime de base stable, mais celui des 300 mA n'est qu'un régime d'exception, celui où l'amplificateur fournit sa puissance de pointe. En réalité, sur la parole, il s'établira un régime moyen, d'ailleurs assez difficile à définir en raison du caractère complexe des tensions développées ; aussi serons-nous pratiquement au large en admettant que l'intensité anodique se tiendra vers la moyenne des valeurs extrêmes 80 et 300 mA, soit 190 mA, que nous arrondirons à 200 mA.

Dans le cas du redressement biplaque, l'intensité efficace ( $I_{\text{eff}}$ ) délivrée par chaque demi-secondaire, sera :

$$I_{\text{eff}} = 0,7 I_s, \text{ soit } 0,7 \times 200 = 140 \text{ mA}$$

Nous avons vu que la valve 83 supporterait sans peine le courant redressé de 200 mA. Il est donc possible de l'adopter et nous aurons à prévoir son enroulement de chauffage pour 3 ampères, sous une tension de 5 volts.

Une question se pose encore : comment le push-pull obtiendra-t-il du redresseur son courant de pointe de 300 mA ? Ce sera très simplement le condensateur de sortie du filtre qui se chargera de cet apport momentané, tout comme la batterie d'accumulateurs d'une voiture fait face aux énormes, mais brèves consommations du démarreur et se recharge ensuite tandis que la voiture roule.

Nous sommes donc en mesure de chiffrer notre projet :

- |  |       |
|--|-------|
| 1°) Secondaire de chauffage lampes :     |       |
| 3,8 A sous 6,3 V, soit en chiffres ronds | 24 VA |
| 2°) Secondaire de chauffage valve :      |       |
| 3 A sous 5 V, soit                       | 15 VA |

3°) La tension anodique ( $E_r$ ) devant s'établir à 425 volts après filtrage, l'intensité  $I_s$  étant prise pour sa valeur moyenne de 0,2 A, et compte tenu du choix d'une inductance de filtrage ayant une résistance de 120 ohms (5 henrys, 200 mA), nous avons :

$$V_{\text{eff}} = (1,11 \times 425) + (0,2 \times 120) + 15 = 511 \text{ volts.}$$

Nous nous baserons sur 515 volts. La puissance à noter pour le secondaire H.T. serait ainsi de :

$1,5 \times 515 \times 0,2 = 154,5$ , soit	155 VA
AU TOTAL	194 VA

Nous nous baserons évidemment sur 200 VA.

Précédemment, nous avons noté que l'intensité efficace dans chaque demi-secondaire, serait de 140 mA.

Il nous faudra encore nous livrer aux vérifications accessoires :

a) *Résonance*. Avec une inductance à l'entrée du filtre, rien ne nous empêche de choisir une valeur assez importante pour le condensateur de filtrage  $C_1$ , par exemple un électrochimique de 64 microfarads, 550 volts (ou deux condensateurs de 32 microfarads, en parallèle) ce qui nous donne :  $L_e C_1 = 5 \times 64 = 320$  valeur plus que largement supérieure au minimum de 20.

b) *Intensité critique*. C'est ici l'intensité de base (sans signal B.F.) qui doit être prise en considération. Pour un débit de 80 mA sous 425 volts, tout se passe comme si les circuits anodiques se présentaient comme une résistance :

$$R_s = 425/0,08 = 5312 \text{ ohms.}$$

Le quotient  $R_s/600 = 5312/600$  donnerait ici 8,85 et l'inductance d'entrée devrait avoir au moins ce nombre de henrys. En réalité, il convient de remarquer que la valeur des inductances est toujours donnée en tenant compte de la présence du courant continu maximum pour lequel elles sont prévues. Quand ce courant est plus faible, l'inductance augmente, et dans le cas présent (on a seulement à vide les 4/10 de l'intensité normale), l'inductance remonte à une valeur capable de satisfaire la condition d'intensité critique.

\* \* \*

Après ces divers détours toujours instructifs, nous aborderons enfin le calcul proprement dit du transformateur :

A) LA SECTION DU FER. Pour 200 VA, la figure 4 - 1 nous indique une section réelle de 17 cm<sup>2</sup> et une section apparente de 19 cm<sup>2</sup>.

Il est permis de poursuivre les calculs à partir de ces bases, mais comme nous avons affaire à un transformateur à régime variable, nous pouvons fort bien forcer un peu la section du circuit magnétique en la portant à 20 cm<sup>2</sup> de surface réelle, soit 22 cm<sup>2</sup> de surface apparente.

B) LE NOMBRE DE TOURS PAR VOLT. L'abaque de la figure 4 - 2 nous apprend qu'en passant de 17 à 20 cm<sup>2</sup> de section réelle au circuit magnétique, le nombre de tours par volt au primaire est tombé de 2,7 à 2,25 (et au secondaire de 2,8 à 2,35).

C) LE CALCUL DES ENROULEMENTS. Pour une puissance de 200 VA (et toujours en pensant au « régime variable »), il sera sage d'adopter, d'après les indications du tableau I, une densité de courant de 2,5 ampères par millimètre carré de section, dans le cas d'un service continu (ou de 3,5 A par mm<sup>2</sup> de section pour un service intermittent).

Admettons que l'amplificateur soit destiné à un service continu et choisissons donc la première de ces deux valeurs.

Si le transformateur doit comporter un primaire à prises, la détermination de l'intensité primaire sera faite pour la plus petite tension dans chacune des gammes (soit 110 volts pour les prises 110, 130 et 220 volts pour celles de 220 et 240 volts).

Cela donne (W étant la puissance maximum du transformateur) :

$$W/E = 200/110 = 1,82 \text{ A}$$

$$\text{et} \quad 200/220 = 0,91 \text{ A}$$

En consultant l'abaque de la figure 4 - 4, nous dresserons le tableau suivant :

<hr/> Début du primaire Prise 110 V, à $110 \times 2,25 = 247$ tours Prise 130 V, à $130 \times 2,25 = 292$ »	Fil 1 mm émaillé (80 tours par $\text{cm}^2$ ) $292/80 = \dots\dots\dots 3,65 \text{ cm}^2$
Prise 220 V, à $220 \times 2,25 = 494$ » Prise 240 V, à $240 \times 2,25 = 540$ »	Fil 0,7 mm émaillé (170 tours par $\text{cm}^2$ ) $540 - 292 = 248$ tours $248/170 = \dots\dots\dots 1,46 \text{ cm}^2$
Secondaire haute tension : (515 + 515 volts, 140 mA) $515 \times 2,35 = 1210$ tours et, pour la totalité $2 \times 1210 = 2420$ tours	L'abaque indique un fil émaillé de 0,28 mm, mais afin de diminuer la résistance de cet enroulement, il sera bon de prendre un fil de 0,30 mm (850 tours par $\text{cm}^2$ ) $2420/850 = \dots\dots\dots 2,85 \text{ cm}^2$
Secondaire de chauffage valve (3 A sous 5 V) $5 \times 2,35 = 11,8$ soit 12 tours	Fil 1,2 mm, émaillé (55 tours par $\text{cm}^2$ ) $12/55 = \dots\dots\dots 0,22 \text{ cm}^2$
Secondaire de chauffage lampes (3,8 A sous 6,3 V) $6,3 \times 2,35 = 14,8$ soit 15 tours	Fil 1,4 mm, émaillé (40 tours par $\text{cm}^2$ ) $15/40 = \dots\dots\dots 0,38 \text{ cm}^2$
	Au total <u>8,56 <math>\text{cm}^2</math></u>

Selon que les enroulements du transformateur seront faits à l'aide d'une bobineuse à fil rangé ou à la main, on appliquera un coefficient de 3 à 4 à cette surface, de sorte que la fenêtre des tôles aura respectivement de 26 à 34  $\text{cm}^2$  (en chiffres ronds).

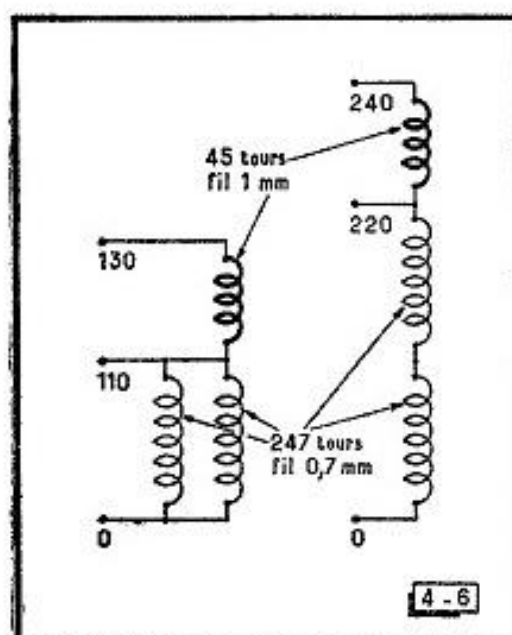
**LE CAS D'UN PETIT NOMBRE DE TOURS****PAR VOLT**

Lorsqu'un transformateur devient quelque peu puissant, nous avons remarqué que le nombre de tours par volt s'abaissait. Pour certains secondaires à *basse tension*, il arrive ainsi que le calcul aboutisse à un résultat du genre :  $N$  tours + une fraction de tour.

Comme il faut bien arrêter le bobinage, soit à  $N$  tours, soit à  $N$  tours + 1, il s'ensuit que le secondaire considéré délivrera une tension un peu plus petite ou un peu plus grande que celle prévue.

On remédierait très simplement à cet ennui en reprenant les calculs dans l'ordre inverse, c'est-à-dire en choisissant un nombre de tours par volt (au secondaire) aussi voisin que possible du précédent, mais

Fig. 4-6. — A condition de prévoir un répartiteur autorisant les branchements en parallèle ou en série de deux demi-primaires, on peut gagner sur le cuivre et la place occupée par le primaire.



capable de donner un nombre de tours *entier* pour ce secondaire, puis on recalculerait le primaire d'après le nombre de tours par volt tiré de l'abaque de la figure 4 - 2, en correspondance avec le nouveau nombre de tours par volt au secondaire.

**LES PRIMAIRES A COMBINAISONS**

Lorsqu'un transformateur muni d'un primaire universel, 110 et 220 volts par exemple, est utilisé sur 110 volts, il est évident que la partie d'enroulement située entre les prises 110 et 220 volts, ne sert à rien, tout en ayant pris de la place et nécessité du fil.

D'une manière analogue, au même transformateur connecté à un secteur 220 volts, on reprocherait que la partie d'enroulement destinée

au branchement sur 110 volts est non moins inutilement bobinée en fil plus gros que celui de la fraction 110 à 220 volts, cela laissant place aux mêmes critiques.

Une solution intéressante existe (mais elle nécessite l'établissement de connexions sur un répartiteur groupant toutes les entrées et sorties d'enroulements). Elle consiste à calculer le primaire pour 220 volts, tant au point de vue du nombre de tours, qu'à celui du diamètre du fil, et de diviser ce nombre de tours en deux parties égales. On a, de la sorte, deux primaires identiques qu'il suffit de connecter en parallèle pour 110 volts, ou en série pour 220 volts.

Dans le dernier exemple de calcul, nous avons un primaire de 494 tours pour 220 volts, et un fil de 0,7 mm pour la partie 110 à 220 volts de l'enroulement. Il faudrait donc bobiner deux fractions primaires de 247 tours, en fil de 0,7 mm.

De plus, si l'on désirait ajouter deux prises 130 et 240 volts (soit un écart fixe de 20 volts dans les deux cas), on choisirait le diamètre de ce fil pour toute l'intensité sous 110 volts, soit un fil de 1 mm de

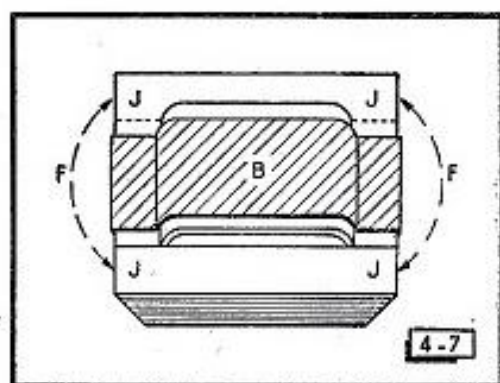


Fig. 4-7. — Les fuites magnétiques *F* du transformateur, provoquées par les joints *J* de ses tôles, peuvent être absorbées à l'aide d'une « spire en court-circuit » formée par une bande de cuivre rouge *B*, ceinturant le transformateur et fermée sur elle-même.

diamètre. Le nombre de tours serait de  $20 \times 2,25 = 45$  et nous aurions finalement les combinaisons que montrent les figures 4 - 6 *a* et *b*.

## LES TRANSFORMATEURS A FAIBLES

### FUITES MAGNÉTIQUES

En principe, les lignes de force développées dans le circuit magnétique du transformateur devraient s'y « boucler » sans en sortir.

Mais, comme il faut bien passer les tôles dans les enroulements, on se trouve obligé d'y ménager un ou plusieurs points de coupure et c'est en ces derniers que des *fuites magnétiques*, autrement dit des champs magnétiques *extérieurs au transformateur* se manifestent, selon que la coupure des tôles est plus ou moins bien refermée.

Dans certains cas, et tout particulièrement dans celui des transformateurs pour oscilloscopes, ces fuites sont gênantes par les ondulations indésirables qu'elles impriment au spot du tube cathodique.



Avant de blinder le tube lui-même, il est logique de chercher à réduire au minimum les fuites magnétiques du transformateur.

La première précaution à prendre est de diminuer l'induction dans les tôles, et nous avons indiqué plus haut, à propos de la figure 4 - 3, comment il était permis de modifier les bases de calcul du même transformateur. On opérerait en fixant l'induction vers 7000 à 7500 gauss, par exemple.

Une autre méthode consiste à « consommer » l'énergie s'échappant par les fuites magnétiques J, grâce à une « spire en court-circuit » constituée par une bande de cuivre rouge B, fermée sur elle-même et ceinturant tout le transformateur, ainsi que le montre la figure 4 -7.

### A PROPOS DE DIVERS DISPOSITIFS DE SÉCURITÉ

Il est logique de chercher à protéger un transformateur contre d'éventuelles surcharges, et nul n'ignore l'emploi de fusibles, de disjoncteurs, dans le cadre des installations industrielles.

Pour les transformateurs destinés aux radiorécepteurs, aux amplificateurs, on sait qu'un « cavalier porte fusible » à broches (ou bien une plaquette fusible prise sous deux vis), assure en outre le choix de la prise primaire s'adaptant à la tension du secteur.

Parfois, pour protéger ces mêmes « transformateurs radio » on croit bien faire en insérant une ampoule, en guise de fusible, dans la connexion reliant le point milieu de l'enroulement H.T. à la masse. Que faut-il penser de ce procédé ?

Pour répondre à cette question, prenons le cas d'un radio-récepteur dont la valve est à l'état froid. A la mise sous tension, la cathode de ce tube s'échauffe et ses possibilités de débit vont *croissant de façon progressive* ; il en résulte que le premier condensateur de filtrage acquiert lui-même *graduellement* sa charge. Mais, supposons que, pris d'un regret au cours des deux ou trois secondes suivant l'arrêt du récepteur, nous rétablissons le courant du secteur. Souvent, en ce cas, cette « ampoule de protection » jette un éclair et grille... Que se passe-t-il ? Un condensateur de filtrage a-t-il claqué ?

A la vérification, rien d'anormal n'apparaît... Sans que la perplexité soit dissipée, on remplace l'ampoule et rebranche l'appareil au secteur. Aucun incident ne se reproduit, et la crainte demeure de voir se renouveler ce mystérieux incident.

En réalité, l'explication du phénomène est simple. Lors de la remise sous tension aussitôt après l'arrêt, la cathode de la valve *était chaude* ; donc *ses possibilités de débit étaient entières*, et le premier condensateur de filtrage (s'étant déchargé entre temps), se trouvait prêt à recevoir un *brutal apport de courant*. A ce dernier, l'ampoule ne pouvait résis-

ter ! Remarquons bien qu'au cours de ce processus, le filament de cette dernière grille sans qu'il y ait eu le moindre danger pour le transformateur. Et comme il devient fastidieux d'aller remplacer des ampoules plus ou moins accessibles dans l'appareil, on finit par en choisir de types capables de supporter une intensité plus forte ! En fin de compte, ces ampoules n'assurent plus aucune garantie, tout en maintenant le risque d'une panne. C'est pourquoi nous pensons pouvoir déconseiller l'adjonction de cet accessoire.

En ce qui concerne le fusible inséré dans le primaire du transformateur, il arrive aussi qu'il fonde *au moment où l'on établit le courant du secteur* sur ledit primaire. On se pose encore des questions sans pouvoir y répondre ; on remplace le fusible tout en redoutant ce qui va se passer... Le nouveau fusible peut fort bien ne plus fondre, mais cette fois encore, demeure l'appréhension d'un futur et inexplicable accident.

En réalité, la cause de ce phénomène réside dans un détail souvent oublié à propos des filaments de lampes. C'est que leur résistance *à froid* peut se montrer environ cinq à huit fois plus petite qu'à chaud.

Par exemple, pour une lampe de la série 6,3 V, 0,2 A, ce qui correspond à une résistance de 31,5 ohms et à une puissance de 1,26 watt, *à chaud*, on relèverait *à froid*, une résistance du filament voisine de 5 ohms, d'où la consommation d'une puissance de l'ordre de 8 watts à la mise sous tension. Pour une lampe finale EL84 (6,3 V, 0,76 A, soit 8,3 ohms et 4,8 watts, *à chaud*), nous mesurerions *à froid* 1,6 ohm, ce qui entraînerait une consommation approximative de 25 watts. De même, pour une valve 5Y3GB (5 V, 1,7 A, soit 2,94 ohms et 8,5 watts), nous aurions *à froid*, environ 0,4 ohm, ce qui déterminerait une puissance de l'ordre de 63 watts.

Si pour fixer nos idées, nous totalisons les consommations *à chaud* et *à froid*, pour un appareil comprenant quatre lampes de la série 6,3 V, 0,2 A, plus une EL84 et une valve 5Y3GB, nous trouvons respectivement 18,34 et 120 watts.

On comprend ainsi comment un fusible calculé trop juste, peut très bien ne pas supporter cet « appel de courant » momentané, lors de la mise sous tension de filaments *froids*.

---

## LES AUTOTRANSFORMATEURS

Dans les transformateurs, comme nous l'avons vu, la totalité de la puissance consommée au primaire passe sous la forme magnétique dans le fer, avant de reprendre la forme électrique dans le secondaire. L'appareil doit donc être calculé pour cette puissance totale.

Par contre, dans les autotransformateurs, *une certaine puissance se rend directement du secteur à l'utilisation, du fait de la communauté des circuits d'entrée et de sortie.*

Il faut donc bien se garder de tomber dans l'erreur fréquente de la définition d'un autotransformateur comme « un transformateur ayant une partie commune d'enroulements ». L'autotransformateur intervient seulement pour *modifier* la tension d'entrée et cela porte sur une puissance d'autant plus réduite que le rapport entre les tensions d'entrée et de sortie est plus faible.

En nommant  $P_u$  la puissance utilisable à la sortie de l'autotransformateur, la puissance transformée  $P_t$  sera donnée par l'une des formules suivantes, selon que l'appareil travaillera en élévateur ou en abaisseur de tension.

$$\text{Elévateur : } P_t = P_u \left( 1 - \frac{E_o}{E_s} \right)$$

$$\text{Abaisseur : } P_t = P_u \left( 1 - \frac{E_s}{E_e} \right)$$

C'est la puissance  $P_t$  qui servira de base au choix de la section du circuit magnétique (abaque de la figure 4 - 1). La section réelle  $S_r$  permettra ensuite de définir le nombre de tours par volt de l'enrou-

lement (courbe en trait plein), si l'on choisit l'induction habituelle de 10 000 gauss. Pour une induction différente, on calculerait :

$$\text{Nombre de tours par volt} = K/S_T$$

comme pour un transformateur.

Si les tensions d'entrée et de sortie diffèrent de plus de 25 à 30 %, on multipliera le nombre de tours trouvé pour le côté « sortie », par le coefficient  $C'$  indiqué par la figure 5 - 1, afin de compenser les pertes.

Connaissant la tension  $E_s$  et l'intensité  $I_s$  prévues en sortie (et exprimées en valeurs efficaces), nous aurons :

$$P_u = E_s I_s$$

En appelant  $E_e$  et  $I_e$  la tension et l'intensité à l'entrée (notées, de même, en valeurs efficaces), nous avons (en négligeant les pertes) :

$$E_e I_e = E_s I_s$$

La tension d'entrée  $E_e$  étant connue, nous obtiendrons enfin :

$$I_e = \frac{E_s I_s}{E_e}$$

Nous nous référerons à présent, aux figures 5 - 2 a et 5 - 2 b, lesquelles définissent la répartition des intensités dans les deux parties de l'enroulement, selon le mode de fonctionnement « élévateur » ou « abaisseur ».

Le choix de la densité du courant dans les enroulements sera fait selon les indications du tableau II, en se basant sur  $P_u$  pour leur partie AB, et sur  $P_t$  pour leur partie BC.

De même que pour les transformateurs, l'abaque de la figure 4 - 4 donne les diamètres des fils et la surface nécessaire à leur logement dans la fenêtre des tôles.

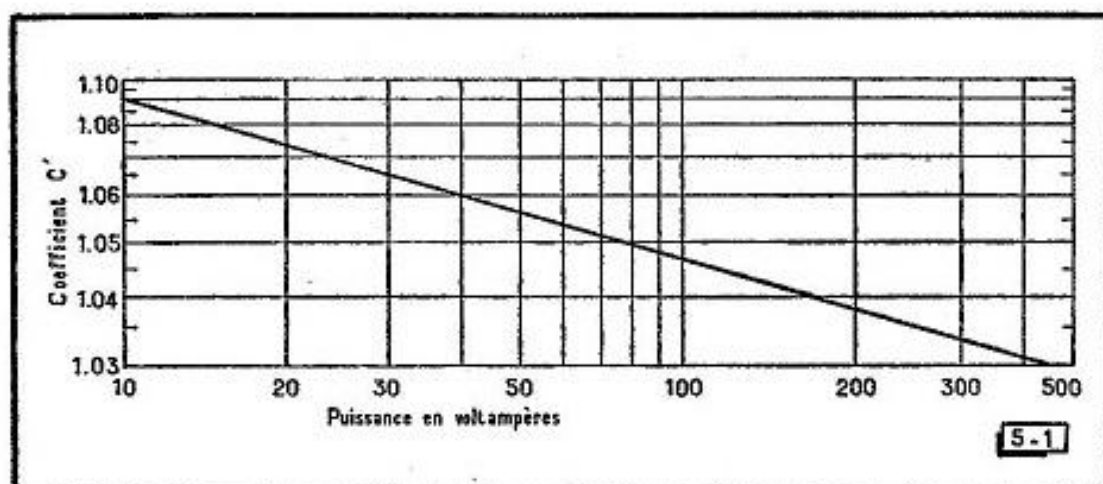


Fig. 5-1. — Abaque du coefficient de correction  $C'$  pour les autotransformateurs.

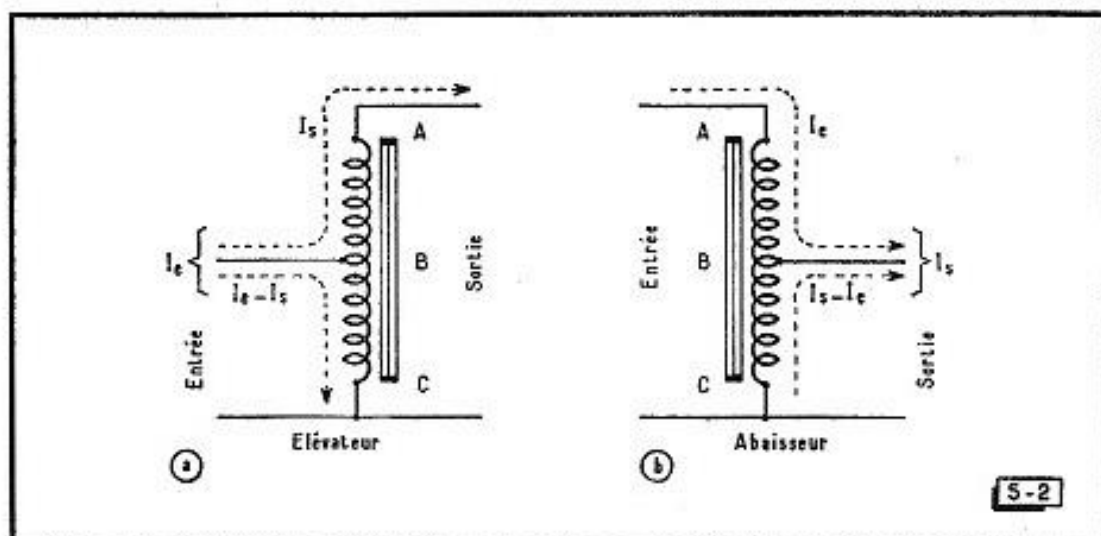


Fig. 5-2. — En *a*, répartition des intensités dans l'autotransformateur élévateur. En *b*, répartition des intensités dans l'autotransformateur abaisseur.

Cependant, afin de tenir compte de la présence des papiers isolant les couches de fil entre elles, on multipliera cette surface par :

- 2,5 pour un autotransformateur simple,
- 3 à 3,5 pour un autotransformateur à prises nombreuses (survolteur-dévolteur, par exemple).

### EXEMPLES DE CALCUL D'AUTOTRANSFORMATEURS

**EXEMPLE 1.** Calculer un autotransformateur destiné à fonctionner sur courant 220 à 240 volts et capable de débiter, à sa sortie, 4 ampères sous 110 volts (fig. 5 - 3.)

La puissance d'utilisation est de :  $P_u = 110 \times 4 = 440$  VA.

L'autotransformateur étant abaisseur de tension, la puissance transformée sera :

$$P_t = 440 \left( 1 - \frac{110}{240} \right) = 238,5 \text{ VA}$$

soit, en chiffres ronds, 240 VA.

L'abaque de la figure 4 - 1 nous donne la section du fer :

$$S_r = 18,5 \text{ cm}^2 \text{ (et la section apparente : } S_a = 20,5 \text{ cm}^2\text{)}.$$

L'induction étant de 10 000 gauss, l'abaque de la figure 4 - 2 indique, pour 18,5 cm<sup>2</sup>, 2,45 tours par volt. Nous aurons ainsi, pour 240 volts :  $2,45 \times 240 = 588$  tours ; la prise 220 volts sera faite à :  $2,45 \times 220 = 539$  tours.

La puissance transformée  $P_t$  étant de 240 VA, et le rapport des tensions voisin de 50 %, nous ferons usage du coefficient  $C'$  pour la

prise de sortie. Nous avons ici :  $C' = 1,036$  et la prise 110 volts sera située, au cours du bobinage, à :

$$2,45 \times 110 \times 1,036 = 279 \text{ tours, à partir de l'origine.}$$

Pour le calcul de l'intensité d'entrée, nous prendrons la plus basse des tensions prévues, soit 220 volts, d'où :

$$I_e = 440/220 = 2 \text{ ampères}$$

La répartition des intensités (fig. 5 - 2 b) est la suivante :

Partie AB :  $I_e$  soit 2 A,

Partie BC :  $I_s - I_e = 4 - 2 = 2$  ampères.

Nous référant au tableau II, nous adopterons, pour un service continu, une densité de courant de 2,5 A par  $\text{mm}^2$  de section pour la totalité de l'enroulement. L'abaque de la figure 4 - 4 fixe le diamètre du fil à 1 mm.

En admettant que nous disposions de ce fil, isolé sous deux couches de coton, le même abaque nous indique aussi que l'on peut en loger 60 tours par centimètre carré de section de la carcasse. Les 588 tours nécessiteront :  $588/60 = 10 \text{ cm}^2$  approximativement. Nous choisirons ici le coefficient 2,5 et prendrons des tôles présentant une fenêtre de  $25 \text{ cm}^2$ .

**EXEMPLE 2.** Calculer un survolteur-dévolteur pouvant fournir 2 ampères sous 110 volts et capable de remédier aux variations du secteur, entre 90 et 140 volts, au moyen de prises espacées de 10 en 10 volts.

L'appareil est schématisé par la figure 5 - 4. La puissance  $P_u$  est égale à :

$$110 \times 2 = 220 \text{ VA}$$

Pour le calcul de la puissance transformée  $P_t$ , il faut considérer les deux cas extrêmes :

a) *Fonctionnement en élévateur.* La tension d'entrée étant de 90 volts et celle de sortie de 110 volts :

$$P_t = 220 \left( 1 - \frac{90}{110} \right) = 40 \text{ VA}$$

b) *Fonctionnement en abaisseur.* Il correspond à une tension d'entrée de 140 volts et nous avons :

$$P_t = 220 \left( 1 - \frac{110}{140} \right) = 47,3 \text{ VA}$$

On prendra la plus forte de ces deux valeurs, soit en chiffres ronds, 50 VA pour  $P_t$ . Cette puissance nécessite, d'après l'abaque de la figure 4 - 1, une section réelle du circuit magnétique de  $8,5 \text{ cm}^2$  (section apparente :  $9,5 \text{ cm}^2$ ). Puis, l'abaque de la figure 4 - 2, pour  $8,5 \text{ cm}^2$ , indique 5,35 tours par volt, et nous pouvons prévoir :

Prise 90 V,	à $5,35 \times 90 = 481$ tours,
Prise 100 V,	à $5,35 \times 100 = 535$ tours,
Prise 110 V,	à $5,35 \times 110 = 588$ tours,
Prise 120 V,	à $5,35 \times 120 = 642$ tours,
Prise 130 V,	à $5,35 \times 130 = 695$ tours,
Prise 140 V,	à $5,35 \times 140 = 749$ tours.

Nous nous bornerons à calculer l'intensité d'entrée pour la prise d'entrée la plus faible, soit 90 volts :

$$I_e = 220/90 = 2,44 \text{ A}$$

Le tableau II conseille, pour  $P_u = 220 \text{ VA}$ , une densité de courant de 2,5 A par  $\text{mm}^2$  de section du fil ; et le diamètre de ce dernier sera

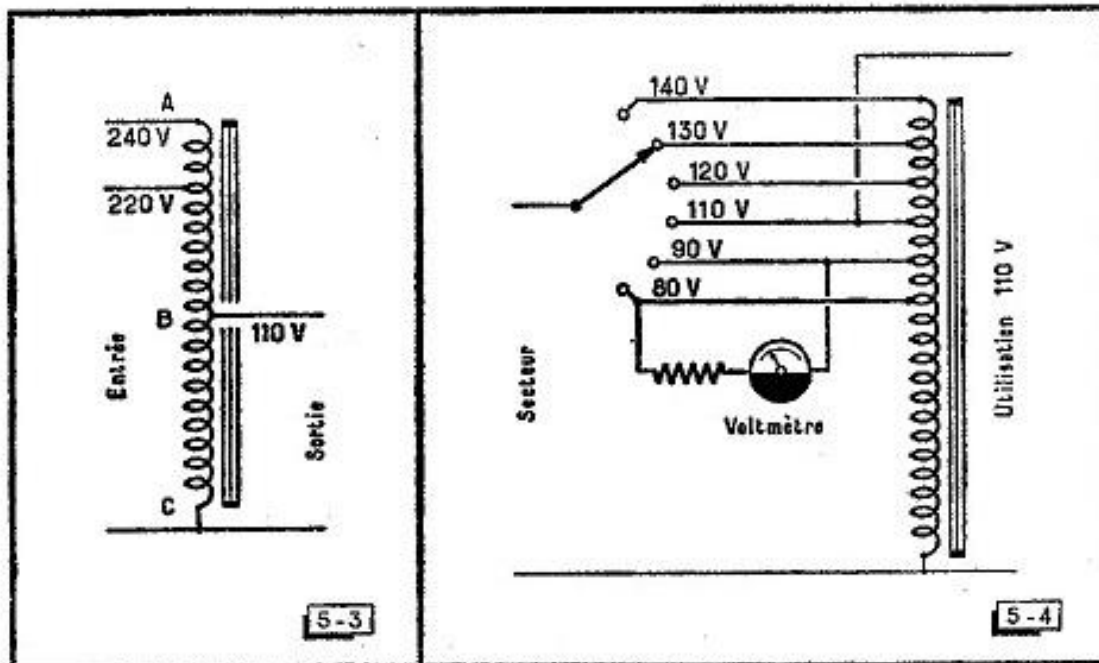


Fig. 5-3. — Schéma de l'auto-transformateur de l'exemple 1.

Fig. 5-4. — Schéma du survolteur-dévolteur de l'exemple 2.

déterminé grâce à l'abaque de la figure 4 - 4, soit dans le cas présent, 1,1 mm. Ce fil sera employé depuis la prise 90 V jusqu'à l'extrémité 140 V. La partie d'enroulement située avant la prise 90 V laissera passer une intensité égale à la différence entre les intensités d'entrée et de sortie. Nous avons :

a) Pour  $E_e = 90 \text{ V}$ ,  $I_e = 220/90 = 2,44 \text{ A}$ ,

b) Pour  $E_e = 140 \text{ V}$ ,  $I_e = 220/140 = 1,57 \text{ A}$ .

Faisons les deux différences :  $2,44 - 2 = 0,44 \text{ A}$  et  $2 - 1,57 = 0,43$ . Il est normal de choisir l'intensité la plus élevée, soit ici 0,44 A.

La densité de courant pour cette partie d'enroulement, est basée sur la puissance transformée  $P_t$  ; le tableau II consulté à nouveau, montre qu'il est possible d'admettre 4 A par  $\text{mm}^2$  et l'abaque de la figure 4 - 4 fixe le diamètre du fil à 0,4 mm.

Si nous disposons de fil émaillé dans les deux diamètres nécessaires, les courbes de logement de fil de la figure 4 - 4 nous permettent de préciser :

$$\begin{array}{r}
 481 \text{ tours de fil } 0,4 \text{ mm (500 tours au cm}^2) \dots\dots\dots 1 \text{ cm}^2 \\
 749 - 481 = 268 \text{ tours de fil } 1,1 \text{ mm (68 tours au cm}^2) \\
 268/68 = \dots\dots\dots 4 \text{ cm}^2 \\
 \hline
 5 \text{ cm}^2
 \end{array}$$

Comme nous n'avons que six prises, un coefficient de 3 sera convenable pour tenir compte de l'isolement entre couches et de celui des prises. Les tôles devront donc avoir une fenêtre de  $15 \text{ cm}^2$ .

Nous profiterons de cet exemple pour signaler que les voltmètres montés sur les survolteurs-dévolteurs de modèle courant, sont toujours des appareils électromagnétiques prévus pour une tension de quelques volts seulement (6 à 10 V tout au plus). On ne les connecte pas entre les fils de sortie de l'instrument, mais entre deux prises du commutateur ; s'il en est besoin, on ajoute une résistance en série, de manière que l'aiguille dévie aux deux tiers de sa course quand la tension de sortie est de 110 volts, et c'est ce point que l'on repère sur le cadran.

Enfin, notons encore que le commutateur devra posséder des plots morts entre les positions actives, afin que celles-ci ne soient pas mises en court-circuit par le passage du curseur.

### **UNE IMPORTANTE REMARQUE**

Il est évident que, de par son principe, un autotransformateur établit *une liaison directe entre le secteur et le circuit d'utilisation*. Dans de nombreux cas, ce fait n'introduit aucun risque, mais il peut en être autrement et, dans ces circonstances, il faudrait en revenir *au transformateur proprement dit*, où il y a *séparation électrique* entre le primaire et le ou les secondaires.

Nous illustrerons cette remarque par l'exemple d'un classique transformateur de sonnerie, que l'on ne pourrait remplacer par un autotransformateur, sous peine de placer sous la tension du secteur, *tout le circuit d'utilisation et notamment le bouton poussoir, lequel serait par rapport à la terre, au potentiel du secteur*. Il est inutile d'insister sur les graves dangers que cela pourrait comporter.

Dans d'autres cas : circuits « de sécurité » à 24 volts, jouets, etc, la formule du *transformateur* est également la seule qui soit admissible.



# L'ÉLABORATION DES AMPLIFICATEURS B.F.

Le problème du calcul d'un amplificateur peut se résumer ainsi : connaissant, d'une part, la puissance B.F. que l'on veut obtenir et, d'autre part, la tension dont on disposera aux bornes du microphone, du pick-up, etc, pour l'appliquer à l'entrée de l'appareil, quelle est la « chaîne amplificatrice » à intercaler ?

Avant tout, nous noterons qu'en matière d'amplificateurs B.F. il sera bon d'être large, en particulier :

a) sur l'amplification d'entrée, afin de ménager une réserve de sensibilité ;

b) sur les circuits d'alimentation (transformateur, inductances de filtrage à enroulements peu résistants), surtout si le fonctionnement a lieu en régime  $AB_2$  ou B, afin que dans les pointes de débit, l'amplification ne soit pas freinée par suite d'une chute de la tension anodique.

### L'ÉTAGE FINAL

Le premier choix à faire est celui d'un étage final dont les possibilités correspondent à la puissance B.F. désirée. Nous avons indiqué, dans le tableau III, les puissances B.F. susceptibles d'être obtenues à partir de tubes d'approvisionnement courant.

Tant que l'étage final travaille en classe A ou  $AB_1$ , il n'existe pas de courant grille et il suffit d'appliquer à chaque grille de commande, *une tension* dont la *valeur de pointe* est notée dans le tableau III. Puisque, *seules*, des variations de tension sont nécessaires (nous insis-

TABLEAU III  
L'ÉTAGE FINAL DE L'AMPLIFICATEUR B. F. F.

Puissance B.F. de sortie (watts)	LAMPES	Tension anodique (volts)	Tension d'écran (volts)	Courant anodique repos et pointe (mA)	Courant d'écran repos et pointe (mA)	Tension de polarisation grille (volts)	Tension B.F. de pointe sur la grille (volts)	Impédance de charge anodique optimum (ohms)	Résistance de cathode pour polarisation automatique (ohms)	Observations
<b>UNE SEULE LAMPE</b>										
0,85	6F6 triode	250		31		— 20	20	4 000 à 10 000	650	k = 7
2	EL84/6BQ5 en triode	250		54			11,1	4 000	125	k = 19
3	" " " "	300		45			12,2	4 000	215	k = 19
3,1	6F6 "	250	250	34 à 35	6,5 à 9,7	— 16,5	16,5	7 000	410	
4,5	" "	285	285	38	7 à 12	— 20	20	7 000	440	
4,25	6V6 "	250	250	45 à 47	4,5 à 7	— 12,5	12,5	5 000	250	
5,5	" "	315	225	34 à 35	2,2 à 6	— 13	13	8 500	360	
4,5	6AQ5 "	250	250	45 à 47	4,5 à 7	— 12,5	12,5	5 000	250	
4,2	EL84/6BQ5 en pentode	250	250	36	4,1	— 8,4	5	7 000	210	
5,7	" " " "	250	250	48	5,5	— 7,3	6,2	4 500	137	
5,7	" " " "	250	250	48	5,5	— 7,3	6,1	5 200	137	
6,5	6L6, polar, automatique	250	250	75 à 78	5,4 à 7,2	— 14	14	2 500	170	
11,5	" polar. fixe	375	250	57 à 67	2,5 à 6	— 17,5	17,5	4 000		(10)
6	EL84/6CA7 en triode (G2 reliée à l'anode)	375		70		— 26	26	3 000	370	(10)
8	EL84/6CA7, en pentode	250	(11)	70	10	— 14,5	13	3 000		(10)
11	" " " "	250	250	100	14,9	— 13,5	12,2	2 000	110	(10)
<b>DEUX LAMPES EN PUSH-PULL</b>										
				(pour les deux lampes)	(pour les deux lampes)		(sur une grille)	(de plaque à plaque)	(dans le retour commun des cathodes)	
0,5	12AU7/ECC82 (double triode)	250		20		— 8,5	8	31 000	425	k = 17
10	6AQ5	250	250	70 à 79	5 à 13	— 15	15	10 000		

11	EL84/6BQ5, régime AB, polar. automatique	250	250	62 à 75	7 à 15	11	8 000	130	
17	EL84/6BQ5, régime AB, polar. automatique	300	300	72 à 92	8 à 22	14	8 000	130	
11	EL84/6BQ5, régime B, polar. fixe	250	250	20 à 75	2,2 à 15	11	8 000		
17	EL84/6BQ5, régime B, polar. fixe	300	300	15 à 92	1,6 à 22	14	8 000		
10,5	6F6, régime A, pol. autom.	315	285	62 à 73	12 à 18	29	10 000	320	
10	6V6, régime AB <sub>1</sub> , pol. fixe	250	250	70 à 79	5 à 13	15	10 000		
14	6V6, " " " " " "	285	285	70 à 92	4 à 13,5	19	8 000		
14,5	6L6, polar. fixe	250	250	120 à 140	10 à 16	16	5 000		
17,5	6L6, polar. fixe	270	270	134 à 155	11 à 17	17,5	5 000		
18,5	6L6, polar. automatique	270	270	134 à 145	11 à 17	20	5 000		
24,5	6L6, régime AB <sub>1</sub> , pol. autom.	360	270	88 à 100	5 à 17	29	9 000		
26,5	6L6, " " " " " "	360	270	88 à 132	5 à 15	23	6 000		
31	6L6, régime AB <sub>2</sub> , pol. fixe	360	225	78 à 142	3,5 à 11	26	6 000		(1-2-4)
40	6L6, " " " " " "	400	250	88 à 168	4 à 13	29	6 000		(1-2-5)
47	6L6, " " " " " "	360	270	88 à 205	5 à 16	36	3 800		(1-2-6)
44	EL34/6CA7, régime B	375	(12)	240	50	32	2 800		(15)
55	EL34/6CA7, " " " "	425	(13)	240	50	38	3 400		(15)
70	EL34/6CA7, " " " "	500	(14)	250	50	36,5	4 000		(15)
100	EL34/6CA7, " " " "	800	(14)	182	88	33	11 000		(15)
60	807, régime AB <sub>2</sub>	400	300	100 à 230	10	40	3 800		(1-6)
75	807, " " " "	500	300	100 à 230	10	40	4 660		(1-7)
80	807, " " " "	600	300	60 à 200	10	40	6 660		(1-8)
120	807, " " " "	750	300	60 à 240	10	46	6 950		(3-9)

Placer en série, entre le + H.T. et les écrans, une résistance de :

- (11) 2000 ohms, 2 watts  
 (12) 470 " 2 "  
 (13) 1000 " 5 "  
 (14) 750 " 4 "

Puissance B.F. à fournir aux grilles du push-pull :

- (4) 140 milliwatts  
 (5) 270 "  
 (6) 350 "  
 (7) 600 "  
 (8) 400 "  
 (9) 200 "  
 (10) La grille G doit être connectée à la cathode.

Rapports optima secondaire/primaire du transformateur « driver »

avec le tube « driver » indiqué :

- (1)  $\frac{0,87 + 0,87}{1} \text{ à } \frac{0,5 + 0,5}{1}$ , avec 6F6 (en triode) ou EL84 (en triode)  
 (2)  $\frac{0,55 + 0,55}{1 + 1} \text{ à } \frac{0,66 + 0,66}{1 + 1}$ , avec deux 6J5, 6C4 en push-pull, ou les deux éléments d'une 12A U7/EC32  
 (3)  $\frac{0,8 + 0,8}{1} \text{ à } \frac{0,9 + 0,9}{1}$ , avec 6F6 (en triode) ou EL84 (en triode)

tons bien sur ce point), l'étage final pourra n'être précédé que d'un tube monté à couplage par résistance et capacité, dont le choix sera défini plus loin.

Mais lorsque l'on passe au régime  $AB_2$  ou au régime B, un *courant de grille* se manifeste durant la partie du cycle d'excitation où la grille devient positive et, par conséquent, il faut dans ce cas, fournir une certaine *puissance* aux grilles du push-pull final. Cela nécessite un étage amplificateur dit « driver », *capable de délivrer la puissance requise*. (Cette dernière est précisée sur le tableau III.)

Cela conduit à réaliser le couplage entre cet étage et le push-pull final, au moyen d'un transformateur (le plus souvent du type *abaisseur*) comme nous allons bientôt le voir de plus près.

Nous noterons cependant une exception à cette règle à propos des lampes pentodes à grande pente ( $S = 11 \text{ mA/V}$ ) EL 34 (6 CA 7), lesquelles s'accommodent pour un fonctionnement en régime B, d'une excitation des grilles d'entrée à partir d'un couplage à résistances et capacités. Mais cette exception n'est qu'apparente ; en réalité, il arrive qu'un push-pull de lampes EL 34 soit capable d'atteindre sa puissance maximum, en régime B, sans que les grilles deviennent jamais positives.

### **LE CAS DU TRANSFORMATEUR «DRIVER»**

Nombreux sont les réalisateurs qui, fouillant diverses documentations pour y trouver les moyens de calculer un transformateur « driver », tombent au milieu des données les plus divergentes, et se demandent ce qui est vrai et ce qui est faux ! Quelques explications seront donc utiles.

Tant qu'une lampe unique travaille en régime A, ou qu'un push-pull travaille en régime  $AB_1$ , dit « sans courant de grille », c'est que *nulle grille ne devient jamais positive*. La ou les grilles subissent ainsi des *variations de tension* (lesquelles commandent les variations du courant de plaque), mais sans que nul *courant* ne passe jamais de la grille de commande à la cathode, *puisque la première demeure toujours négative par rapport à celle-ci*. Il en résulte que *la résistance* de l'espace grille-cathode demeure infinie (l'impédance, en tenant compte de la faible capacité de grille, étant elle-même *très grande*).

Par contre, certaines lampes *associées en push-pull* sont capables de fournir des puissances de sortie relativement importantes lorsque, pour certaines valeurs de la tension de polarisation de grille, on excite cette électrode à partir de tensions *allant jusqu'à la rendre positive*. A ce moment, l'espace grille-cathode de la lampe devient conducteur *montrant même une résistance assez faible* (zones hachurées de la figure

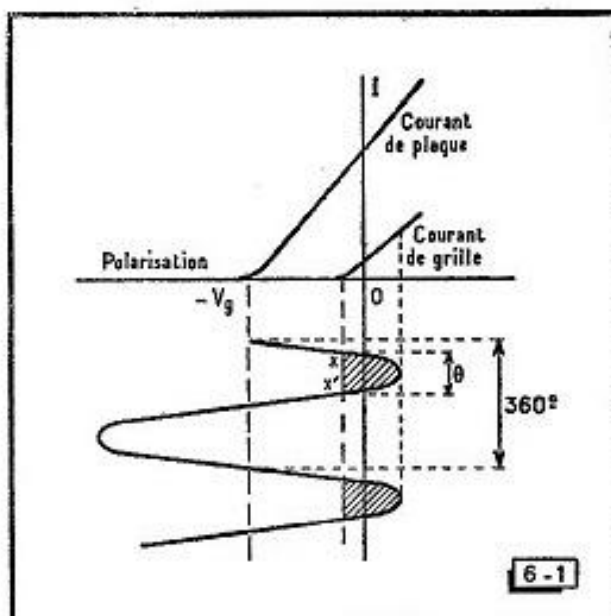
6 - 1, dites « angle de passage » si l'on réfère le temps de conduction à celui des  $360^\circ$  de la période).

Si la source de la tension d'excitation présente une résistance interne assez grande, *une chute de tension* s'y produit et la tension de grille ne parvient guère à dépasser l'axe  $xx'$  de la même figure, de sorte que le push-pull ne peut délivrer toute sa puissance.

*Il faut donc que la résistance de la source d'excitation soit faible, ce qui exclut (sauf dans le cas du push-pull de lampes EL 34 / 6CA7, ainsi que nous l'avons vu) toute liaison par résistances et capacités et impose l'emploi d'un transformateur.*

Nous reviendrons un peu plus loin sur la détermination de ce dernier, mais soulignons dès à présent le fait que de nombreux réalisateurs s'interrogent sur la valeur qu'il faut attribuer à l'impédance du circuit des grilles du push-pull, dans les régimes  $AB_2$  et B.

Fig. 6-1. — Lorsque la grille d'une lampe devient positive, l'espace grille-cathode est conducteur durant un temps  $\theta$  que l'on réfère, sous le nom d'« angle de passage », aux  $360^\circ$  de la période entière.



Dans le cas de la figure 6 - 1, nous avons tracé une sinusoïde d'amplitude constante pour la tension d'excitation de grille. Or, cela ne correspondrait, en matière de B.F., qu'à un régime stable, par exemple à celui dans lequel se trouverait l'amplificateur attaqué, lors de mesures, par un générateur B.F.

Mais, si l'amplificateur retrouve sa destination normale, c'est-à-dire qu'il travaille sur la parole ou la musique, la tension alternative de grille prend une forme complexe et montre des amplitudes extrêmement variables, de sorte que l'impédance de grille reste tantôt infinie, tant que les tensions de pointe ne dépassent pas l'axe  $xx'$  (naissance du courant de grille) ou tombe à une valeur très basse dès que l'axe  $xx'$  est franchi.

On comprend à présent que l'on ne puisse guère fixer de valeur,

même approximative, à l'impédance du circuit de grille. Ainsi, les transformateurs « driver » relèvent surtout *de la recherche pratique du meilleur compromis*, et c'est ce qui explique la diversité (et l'apparente incohérence) des données publiées à leur sujet.

C'est pourquoi nous avons préféré noter dans le tableau III, les rapports de transformation habituellement choisis pour ce genre de transformateurs, *tout en insistant bien sur le fait que ces rapports n'ont rien de critique*.

Le point essentiel est que le transformateur *puisse débiter le courant que laisse passer l'espace grille-cathode de la lampe*, lorsque la grille est positive, sans montrer de chute de tension appréciable au secondaire, en cette circonstance.

Nous étudierons plus loin le cas du transformateur dans son emploi comme adaptateur d'impédances et l'on comprendra la raison pour laquelle il est avantageux que le transformateur « driver » travaille également à son primaire, *sur une impédance faible*. Cela limite le choix de la lampe précédant le transformateur driver, soit à une pentode acceptant un branchement en triode (écran connecté à la plaque) et donnant de la sorte une impédance de charge optimum faible (6F6, EL84...), soit encore à deux triodes de petite puissance connectées en push-pull (6J5, 6C4...), ou aux deux éléments d'une double triode (12AU7/ECC82, par exemple).

Ces étages « drivers » se trouvent ainsi schématisés par la figure 6 - 2. Il est important que la résistance des enroulements d'un transformateur « driver » soit aussi réduite que possible.

### LA TENSION B.F. D'ENTRÉE

Le deuxième point à définir est celui de la tension B.F. d'entrée.

La sagesse commande de se baser sur des valeurs minima, et nous pourrions admettre :

Pick-up ordinaire ou microphone à charbon suivi de son transformateur .....	1	à 2	volts
Pick-up piézoélectrique .....	0,5	à 2	»
Microphone à charbon, à conductibilité latérale, suivi de son transformateur .....	0,3	à 0,5	»
Microphone à cristal ou électrodynamique .....	0,01	à 0,2	»
Microphone à ruban .....		0,01	»

### LA « CHAÎNE AMPLIFICATRICE »

En pratique, nous utiliserons toujours le montage amplificateur à résistances et capacités pour la constitution des premiers étages de cette « chaîne », c'est-à-dire jusqu'à l'étage « driver ». En dehors de

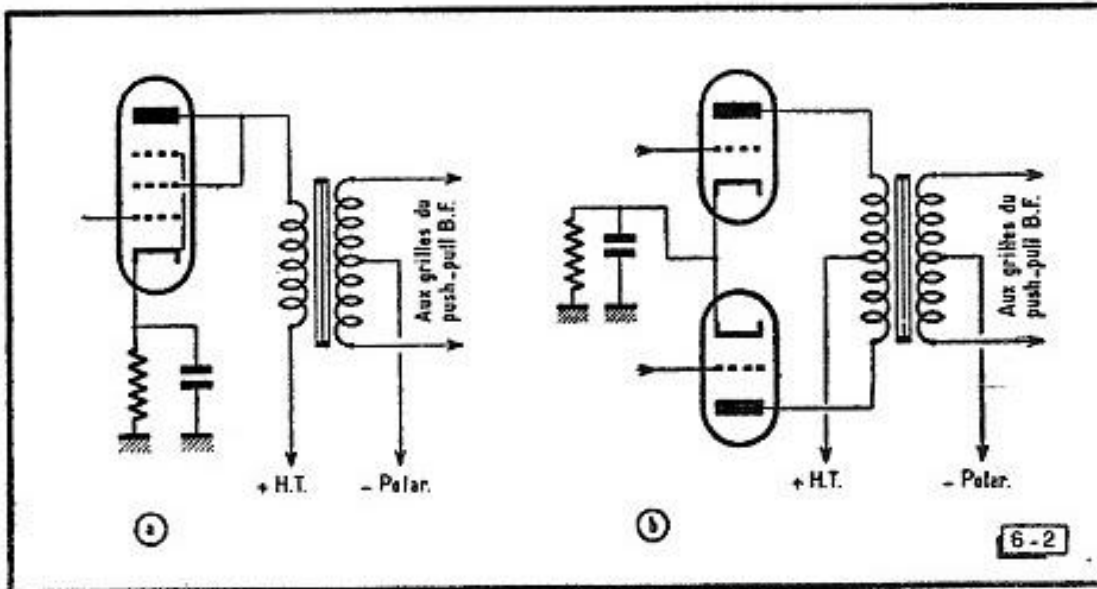


Fig. 6-2. — Les deux montages classiques d'étages « drivers » ; en *a*, avec une pentode (6F6, EL84) connectée en triode ; en *b*, avec deux triodes (6J5, 6C4) ou les deux éléments d'une double triode (12AU7-ECC82).

la fidélité qui lui est propre, ce dispositif a l'avantage de ne pas risquer, comme les transformateurs placés aux premiers étages d'amplification, de recueillir des inductions indésirables en provenance des transformateurs d'alimentation, inductances de filtrage, etc. Néanmoins, nous indiquerons au passage, que le gain d'un étage classique à couplage par transformateur, et muni d'un tube triode à faible coefficient d'amplification ( $k$ ), (tel que 6C5, 6J5, élément de 12AU7/ECC82) est égal au produit du coefficient d'amplification du tube, par le rapport de transformation (secondaire/primaire) du transformateur. On trouvera les valeurs de  $k$  dans toutes les documentations concernant les lampes (par exemple, 17 pour la 12AU7, 19 pour l'EL84 en triode, etc).

Pour éviter toute incertitude aux techniciens qui se référeraient à des tableaux de lampes d'origine américaine, nous précisons que le coefficient d'amplification  $\mu$  est dénommé « amplification factor » ou simplement désigné par la lettre grecque  $\mu$  (mu).

Afin de ne pas risquer la saturation du transformateur, on réalise parfois le schéma de la figure 6 - 3. Avec des lampes telles que celles qui viennent d'être citées, l'amplification est sensiblement égale au gain de l'étage à résistances (voir le tableau IV) multiplié par le rapport de transformation (secondaire/primaire).

Dans une « chaîne » du montage classique à résistances et capacités, le gain total de l'amplificateur sera égal au produit des gains individuels en tension des étages.

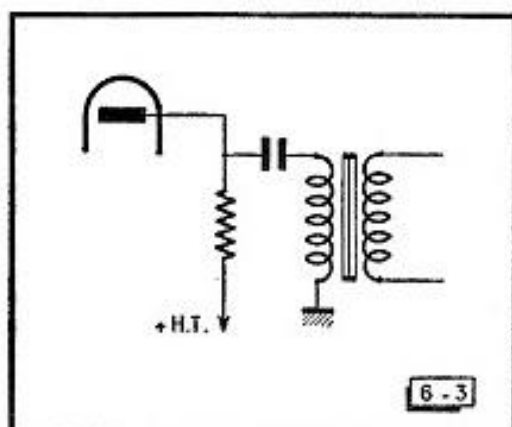


Fig. 6-3. — Mode de branchement d'un transformateur, évitant le passage d'un courant continu dans le primaire.

Le tableau IV donne, pour les tubes triodes et pentodes les plus courants et les plus recommandables dans les montages amplificateurs à résistances et capacités, les valeurs d'organes de liaison à utiliser, ainsi que le gain et la tension de sortie susceptibles d'être obtenus. Peut-être la liste des tubes y paraîtra-t-elle un peu limitée ; en effet, nous en avons écarté certains tubes à faible recul de grille, moins intéressants du fait des risques présentés par eux, d'un travail dans le coude inférieur de la caractéristique  $I_p/V_g$ , ou dans une zone de tension de grille positive si la tension B.F. appliquée à l'entrée de l'amplificateur devient un peu trop grande.

Les figures 6 - 4 et 6 - 5 précisent les schémas pour les triodes et les pentodes.

*Il ne faudra jamais oublier que la tension de pointe applicable à la grille de commande d'un tube fonctionnant en régime A, devra toujours rester inférieure à la tension de polarisation.*

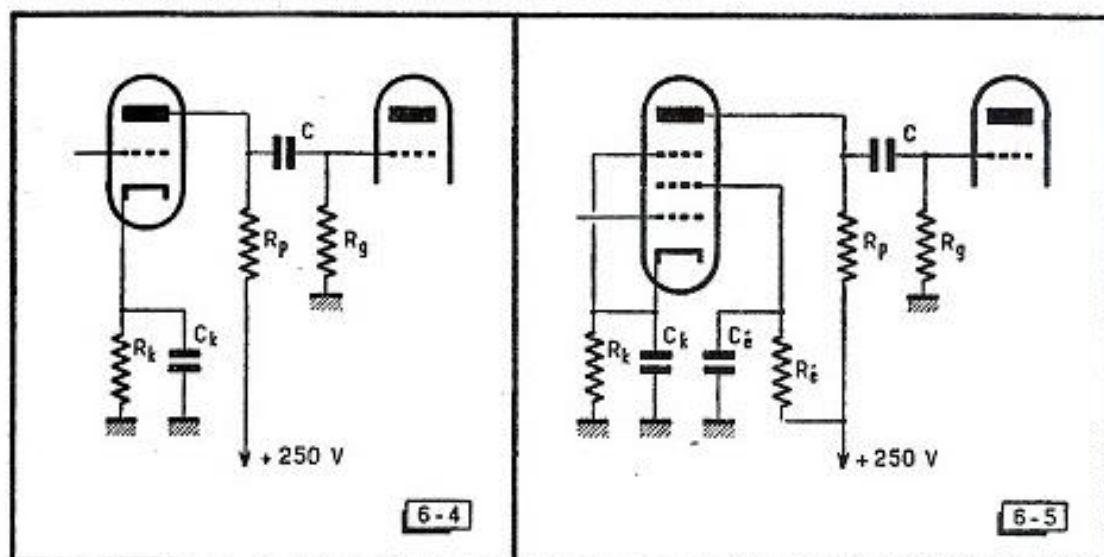


Fig. 6-4. — Etage amplificateur triode à résistances-capacité. (Les valeurs des organes sont données au tableau IV.)

Fig. 6-5. — Etage amplificateur pentode à résistances-capacité. (Les valeurs des organes sont données au tableau IV.)

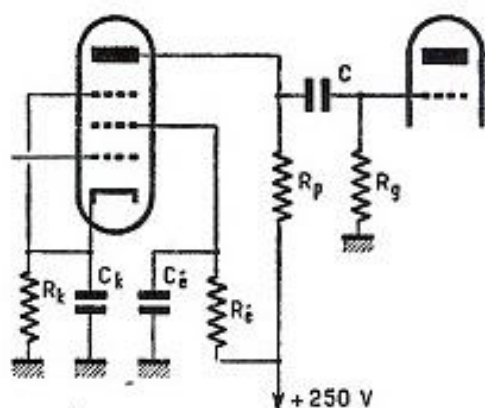




TABLEAU IV

## LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS A RÉSISTANCES

(Données valables pour une tension d'alimentation anodique de 250 volts)

LAMPES	Résistance de plaque Rp (en mégohms)	Résistance de grille de la lampe suivante Rg (en mégohms)	Résistance d'écran Re (en mégohms)	Résistance de cathode Rk (en ohms)	Condensateur de découplage d'écran Ce (en microfarads) valeur minimum	Condensateur de découplage de cathode Ck (en microfarads) valeur minimum	Condensateur de liaison C (en picofarads) valeur minimum	Tension de pointe disponible aux bornes de Rg (en volts)	Gain en tension de l'étage
6 J 7	0,10	0,25	0,50	550	0,07	9	10 000	70	77
	x	0,50	0,60	650	0,06	8	6 000	82	90
	0,25	0,50	1,2	1300	0,04	6	5 000	87	130
	x	1	1,5	1500	0,05	7	5 000	90	165
	0,50	0,50	2,5	2000	0,04	5	5 000	63	150
	x	1	3	2500	0,04	5	3 000	80	170
6 J 5 6 S N 7	0,05	0,10		1200		3	35 000	51	14
	0,10	0,05		1100		4	60 000	37	13
	x	0,10		1400		3	35 000	43	14
	x	0,25		1600		3	12 000	51	14
	0,25	0,10		2100		3	35 000	37	14
	x	0,25		2600		2	12 000	47	14
	x	0,50		2900		2	7 000	54	14
6 S J 7	0,10	0,25	0,37	500	0,09	11	16 000	96	98
	0,25	0,50	1,10	850	0,08	8	4 000	88	167
	0,50	1	2,20	1400	0,05	6	2 000	79	238
6 A U 6 6 S H 7	0,10	0,47	0,26	700	0,11	15,3	6 000	129	168
	0,22	0,22	0,42	1000	0,10	12	9 000	92	164
	x	0,47	0,50	1000	0,10	12	7 000	108	230
	x	1	0,55	1100	0,09	11	3 000	122	262
	0,47	0,47	1	1800	0,08	8	4 500	94	248
	x	1	1,10	1900	0,07	7,6	2 800	105	318
	x	2,2	2100	0,06	7,3	1 800	122	371	
EF 86/6 CF 8 en penthode	0,10	0,33	0,39	1000	0,07	10	8 000	70	112
	0,22	0,68	1	2200	0,05	7	5 000	76	180
EF 86/6 CF 8 en triode	0,047	0,15		1200		5	30 000	45	23
	0,10	0,33		2200		3	13 000	55	28
6 C 4 12 A U 7/ECC 82 (une triode)	0,047	0,15		1200		3	35 000	48	13
	0,10	0,33		2200		1,5	16 000	45	14
	0,22	0,47		3900		0,5	7 000	40	14
12 A X 7/ECC 83 (une triode)	0,047	0,15		1200		5	30 000	33	37
	0,10	0,33		1500		4	13 000	37	54
	0,22	0,47		2700		2,5	6 000	40	66

**PROJETS D'AMPLIFICATEURS B.F.**

Illustrons les données précédentes à l'aide de quelques exemples.

**EXEMPLE 1.** — Soit à établir le projet d'un amplificateur de 40 watts B:F. destiné à travailler à la suite d'un microphone à cristal.

Pour l'étage final, le choix d'un push-pull de 6L6 en régime AB<sub>2</sub> est fort convenable. Le tableau III précise que la tension de pointe nécessaire à l'attaque d'une grille sera de 29 volts.

D'après le même tableau, les rapports les plus favorables (demi-secondaire/primaire) du transformateur « driver » se situant entre 0,375/1 et 0,5/1, nous supposons qu'un modèle  $\frac{0,375 + 0,375}{1}$  est employé.

Pour obtenir la tension de pointe de 29 volts au demi-secondaire, il faudra au primaire, une tension de pointe de  $29/0,375 = 77,5$  volts. Le gain de la lampe précédente intervenant pour la valeur du coefficient d'amplification, soit 19 pour l'EL 84 en triode, cela correspondra à l'application d'une tension de pointe de  $77,5/19 = 4,1$  volts environ, à la grille de l'EL 84 (fig. 6 - 6 a).

En ce point de l'étude, se pose une question : quel sera le complément de chaîne amplificatrice à prévoir entre le microphone et la grille de la lampe EL 84 ?

Cela dépend évidemment du microphone utilisé, et dans les seuls types piézoélectriques, la tension *de pointe* délivrée peut aller de 0,01 à 0,2 volt environ, selon le modèle. (Il existe un moyen de mesurer cette tension, comme nous le verrons plus loin.)

Si nous nous basons sur la tension minimum, cela conduit à prévoir un gain en tension de  $4,1/0,01 = 410$  entre le microphone et la grille de l'EL 84. Mais, si l'on admet une tension microphonique de 0,2 volt, on voit que le gain en tension nécessaire ne serait plus que  $4,1/0,2 = 20,5$ .

Cependant, comme il est indispensable de ménager une marge de réglage au potentiomètre, afin de ne pas devoir le pousser au maximum, il faudra garder un gain plus important.

Voyons donc les combinaisons possibles.

Dans le cas du microphone donnant 0,01 V, une seule EF 86 en penthode ne fournirait qu'un gain maximum de 180, donc insuffisant. En la faisant suivre d'une 6C4 (ou d'un élément de 12AU7, de gain 14), le gain pour l'ensemble des deux étages serait de  $180 \times 14 = 2520$ , donc inutilement élevé, et mieux vaudrait choisir le mode de fonctionnement de l'EF 86 pour un gain de 112, ce qui ramènerait le gain d'ensemble à  $112 \times 14 = 1568$ .

L'échelonnement des tensions se présenterait comme le montre la figure 6 - 6 a, la lampe 6C4 ne demandant que  $4,1/14 = 0,29$  V à sa grille, tandis que la tension aux bornes du potentiomètre P est de  $0,01 \times 112 = 1,12$  V. La position du curseur se tiendrait ainsi vers le quart de la résistance totale du potentiomètre.

Si l'on désire assurer un réglage plus progressif, il est permis d'ajouter une résistance R en série avec le potentiomètre. Sur la figure 6-6 b nous avons pris une résistance R égale à celle du potentiomètre P, mais cela n'est pas obligatoire.

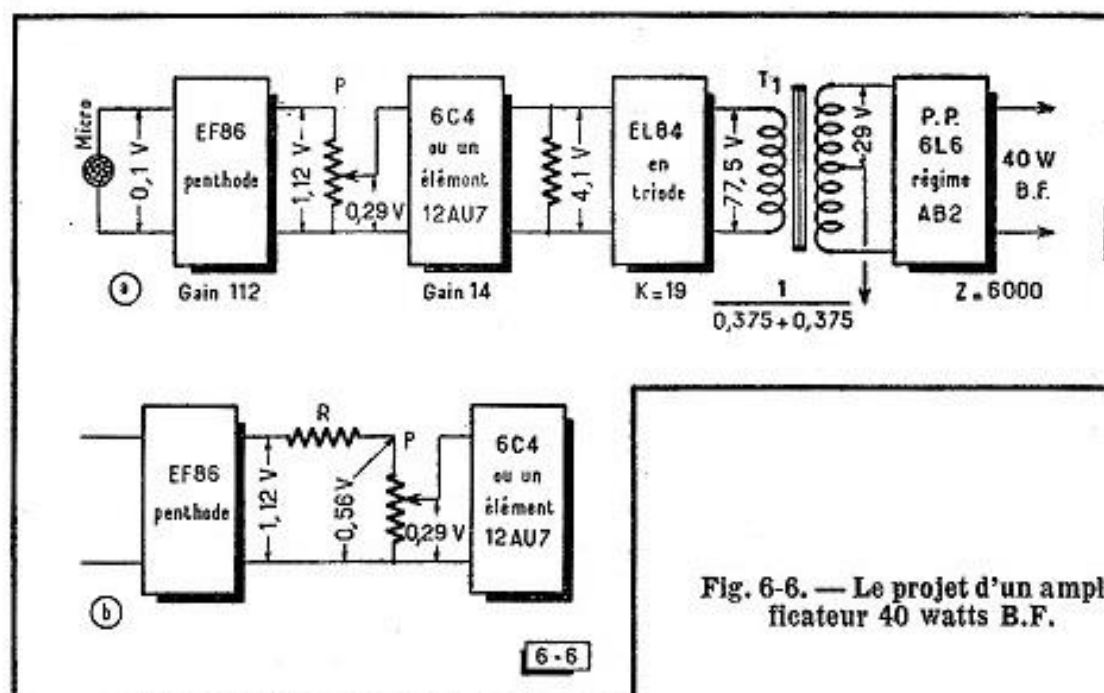


Fig. 6-6. — Le projet d'un amplificateur 40 watts B.F.

Il aurait encore été logique de songer, pour les premiers étages amplificateurs, aux deux triodes d'une lampe 12AX7/ECC83. Le gain d'ensemble se serait alors chiffré à  $66,5 \times 66,5$ , c'est-à-dire vers 440, mais la marge de sécurité risquait d'être un peu faible à l'égard du gain de 410 précédemment déterminé.

Pour un microphone délivrant 0,02 volt, par exemple, la solution des deux éléments de 12AU7 serait excellente.

D'une manière analogue, avec un microphone délivrant 0,2 V (gain nécessaire 20,5) il suffirait d'un seul élément de 12AX7 (gain 37,5).

La « chaîne amplificatrice » étant ainsi définie, il est facile de tracer le schéma complet de l'amplificateur, ainsi que le représente la figure 6 - 7, avec ses variantes :

- a) avec EF 86 + 6C4 (ou un élément 12AU7),
- b) avec deux éléments 12AX7,
- c) avec un seul élément 12AX7.

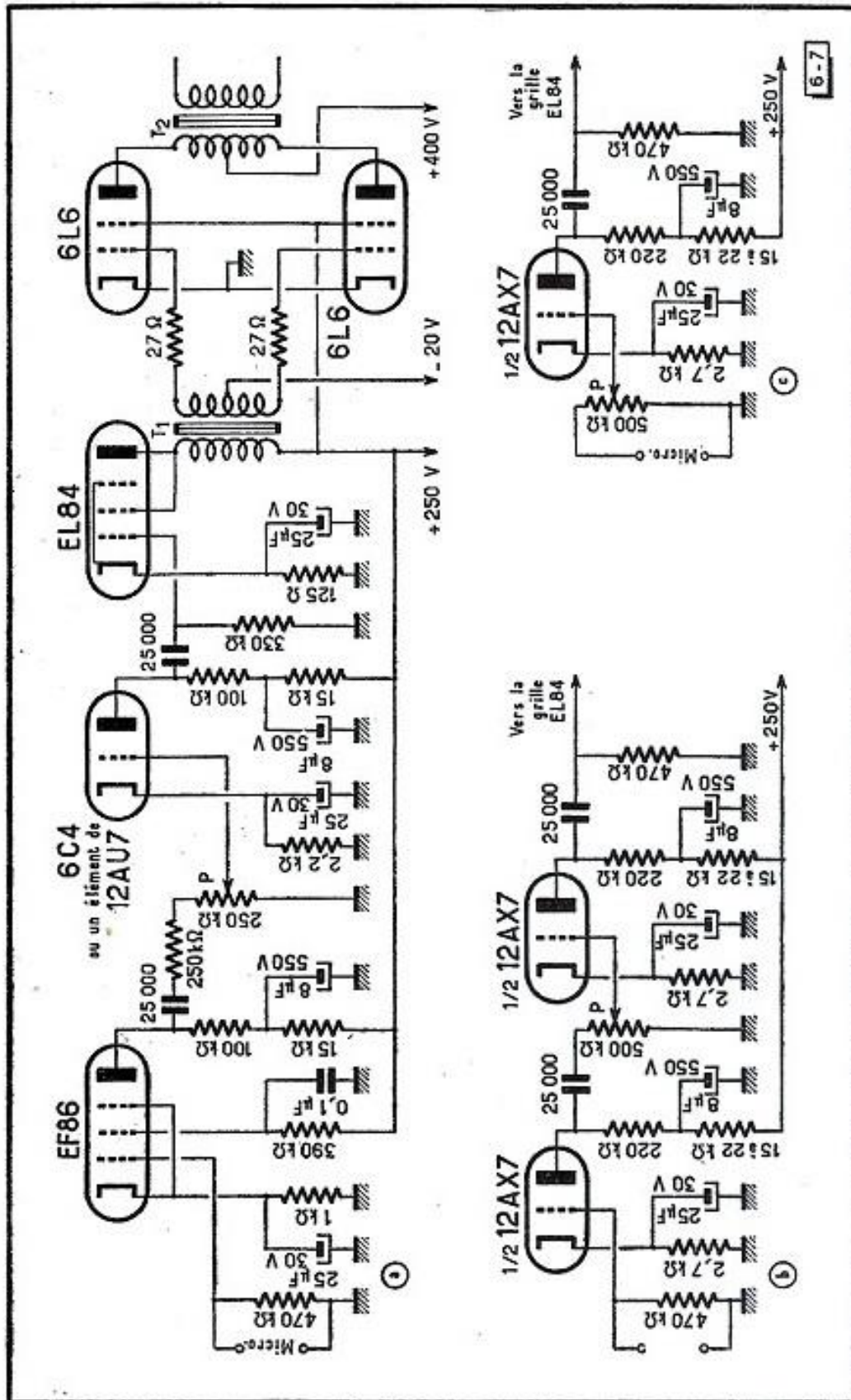


Fig. 6-7. — Schéma et variantes de l'amplificateur élaboré à la figure 6-6.

Dans ces schémas, nous remarquerons encore la présence de *cellules de découplage* dans les circuits anodiques des premiers étages amplificateurs. Ces cellules y procurent un filtrage complémentaire du courant redressé. En pratique, on peut situer la valeur de la résistance auxiliaire au dixième de celle de charge d'anode.

Nous noterons aussi que les valeurs standardisées des potentiomètres au carbone n'étant pas très nombreuses, il ne faudra pas s'inquiéter outre mesure de quelque divergence avec la résistance conseillée pour la grille de la lampe suivante.

**EXEMPLE 2.** — Soit à constituer un amplificateur d'environ 4 watts B.F. devant suivre un pick-up piézoélectrique.

Le tableau III nous offre, pour la lampe finale, le tube EL 84 (en penthode) capable d'une puissance B.F. de 4,2 watts, sous une tension anodique de 250 volts. L'impédance de charge anodique optimum est de 7000 ohms.

D'autre part, les pick-up piézoélectriques délivrant habituellement des tensions de pointe B.F. de l'ordre de 0,5 à 2 volts, nous nous baserons sur la plus faible de ces deux valeurs.

La lampe EL 84 nécessitant une tension de pointe de 5 volts sur la grille, pour fournir ses 4,2 watts B.F., il suffira donc que l'étage amplificateur d'entrée procure un gain de 10. Une lampe EF 86 montée en triode donnerait une réserve très suffisante. On aboutit ainsi au schéma de la figure 6 - 8.

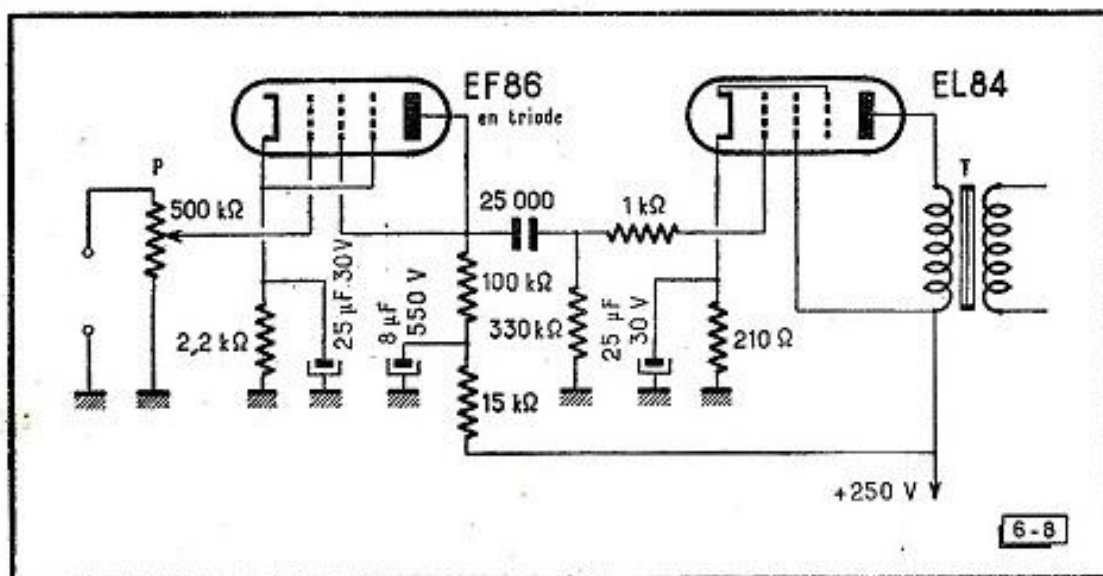


Fig. 6-8. — Un amplificateur 4,2 watts B.F.

### **LES ÉTAGES DÉPHASEURS**

Lorsque, dans un amplificateur B.F., un étage monté en push-pull travaille seulement en régime A ou AB<sub>1</sub>, c'est-à-dire avec une tension de grille ne rendant jamais celle-ci positive et n'entraînant donc pas l'apparition d'un courant de grille (autrement dit la nécessité d'une puissance à fournir), il est possible d'obtenir les deux tensions opposées non plus à partir du secondaire à prise médiane d'un transformateur, mais grâce à des circuits à résistances et capacités opérant une *inversion de phase*. Ces circuits sont habituellement nommés *déphaseurs*. Partant d'une tension B.F. appliquée à leur entrée, ils délivrent à leur sortie deux tensions égales en valeur absolue, mais déphasées de 180°, pour l'attaque des grilles du push-pull.

Il existe plusieurs schémas de systèmes déphaseurs. On propose parfois celui que montre la figure 6 - 9. Son principe réside dans le prélèvement de la tension B.F. sur la résistance de grille R<sub>g1</sub> de la première lampe du push-pull. L'étage déphaseur travaille comme un simple étage amplificateur à résistances-capacité, et les tensions se trouvant déphasées de 180° dans son circuit de plaque, il assure l'inversion de phase cherchée, pour la grille de la seconde lampe du push-pull. Mais, cet étage amplifie et, pour que soit satisfaite la condition d'égalité en valeur absolue des deux tensions déphasées, il faudra ne prendre sur R<sub>g1</sub> qu'une tension réduite dans la proportion du gain apporté par l'étage déphaseur. Par exemple, si ce dernier a été monté pour donner un gain en tension de 10, avec une résistance de grille de 100 000 ohms à la lampe suivante, il suffira, en principe, d'effectuer la prise sur R<sub>g1</sub> au 1/10, c'est-à-dire à 10 000 ohms à partir de la masse. En pratique, il est prudent de ne pas s'en tenir là et de contrôler l'équilibrage des tensions sur les grilles du push-pull, à l'aide d'un oscilloscope ou d'un voltmètre à lampe.

C'est pourquoi nous conseillerons vivement le schéma représenté par la figure 6 - 10 ; il n'est autre qu'un classique « cathodyne ». Si l'on a pu vérifier l'exactitude des valeurs des résistances de plaque et de cathode du tube, on aura l'assurance d'un parfait équilibrage. Dans les conditions de travail fixées par le schéma, l'étage cathodyne n'apportera pas d'amplification ; en pratique, pour 1 volt appliqué à sa grille de commande, on obtiendra 0,9 volt sur chacune des grilles de l'étage symétrique suivant. Ce ne sera donc pas une grosse erreur si l'on affecte à l'étage cathodyne, un coefficient de gain égal à l'unité.

### **AUTRE PROJET D'AMPLIFICATEUR B.F.**

Nous examinerons à présent le projet d'un amplificateur B.F. push-pull, d'une dizaine de watts, fonctionnant à partir d'un pick-up

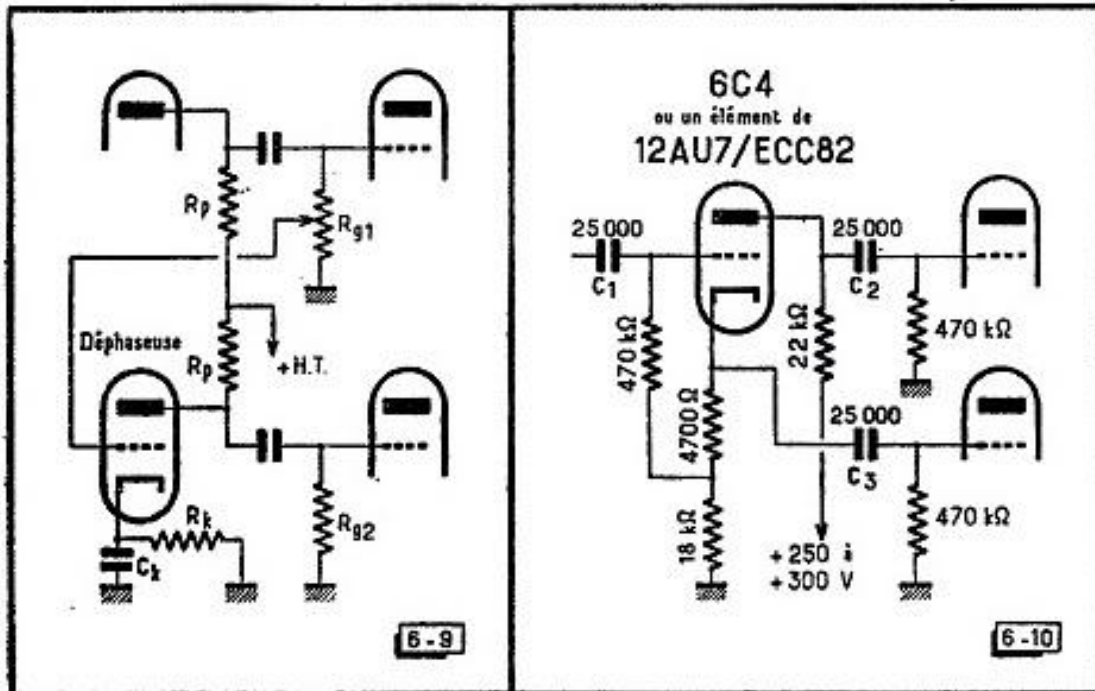


Fig. 6-9. — Montage d'une lampe déphaseuse.

Fig. 6-10. — Le circuit déphaseur cathodyne.

piézoélectrique donnant des tensions de pointe allant à 0,5 V.

D'après le tableau III, un push-pull de deux lampes EL 84 sous 250 volts plaque, conviendrait fort bien. L'impédance de sortie optimum (plaque à plaque) serait de 7000 ohms.

A la pleine puissance de ce push-pull, correspond une tension de 11 volts par grille. Nous admettrons ainsi qu'il nous faut disposer de la même tension à la grille de la lampe déphaseuse.

Or, des 0,5 V délivrés par le pick-up, aux 11 V à la grille de la lampe déphaseuse, cela représente un gain de tension de  $11/0,5 = 21$ , à prévoir.

Comme dans le cas de l'exemple 2 (et pour ménager une réserve d'amplification), le choix se porterait sur une lampe EF 86 en triode (gain 28).

Le schéma général serait ainsi celui de la figure 6 - 11.

### COMMENT MESURER LA TENSION FOURNIE

#### PAR UN MICROPHONE OU UN PICK-UP

La connaissance de la valeur de la tension de pointe délivrée par un microphone, ou par un pick-up, est extrêmement précieuse. Or, il est impossible de la pratiquer à l'aide des voltmètres classiques (et même des voltmètres électroniques), étant donné que ces appa-

reils sont étalonnés pour des courants alternatifs à *forme sinusoïdale*. Dans le cas de la parole, de la musique, il s'agit de régimes transitoires, c'est-à-dire *non sinusoïdaux*, et toutes les indications de ces appareils deviennent fausses.

Il existe néanmoins, si l'on dispose d'un oscilloscope, une méthode de mesure *très simple* et dont les résultats sont *exactes*. Elle consiste à appliquer la tension à étudier à l'entrée verticale d'un oscilloscope *étalonné en tension* et à observer la hauteur des plus grandes crêtes instantanées visibles sur l'écran.

Remarquons en passant que, dans cet ouvrage, nous avons préféré noter toutes les tensions B.F. de grille, *en tensions maxima* (tensions instantanées de crête, de pointe), cela nous paraissant plus logique, puisqu'elles concernent surtout des régimes *non sinusoïdaux*. On se méfiera cependant, si l'on consulte certaines documentations, car les tensions d'attaque de grille y sont parfois exprimées en tensions efficaces, et il faut multiplier ces valeurs par 1,41 pour obtenir les tensions maxima.

En général, tout oscilloscope possède une borne de sortie 6,3 volts. Il sera préférable de ne pas s'en servir comme base de référence, car il existe toujours une résistance de protection intérieure, et celle-ci serait susceptible de troubler le dispositif que nous allons ajouter. On prendra donc un ordinaire transformateur d'alimentation muni d'un secondaire 6,3 V, mais comme il s'agit là d'une *tension efficace*, on notera bien que la *tension de pointe* correspondante est de  $6,3 \times \sqrt{2} = 6,3 \times 1,41 = 8,9$ , soit 9 volts en chiffres ronds.

Formons à présent un diviseur de tension à l'aide de deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ , en admettant (selon la figure 6 - 12) que pour 9 volts (pointe) appliqués à l'ensemble, on trouve 1 volt (pointe) aux bornes de  $R_1$ . Cette condition est satisfaite pour :

$$\frac{1}{9} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

d'où  $9 R_1 = R_1 + R_2$

soit  $8 R_1 = R_2$

La résistance  $R_2$  devra donc être huit fois plus grande que  $R_1$  et, cela sera *pratiquement* résolu dans les valeurs standard de résistances, avec  $R_1 = 2200$  ohms et  $R_2 = 18\ 000$  ohms, par exemple.

Disposant ainsi d'une source de tension de référence « 1 volt pointe » dont l'exactitude sera *très suffisante* pour nos besoins, il suffira d'y connecter l'entrée verticale de l'oscilloscope et d'en régler le potentiomètre de gain, jusqu'au moment où les crêtes de la sinusoïde apparaissant sur l'écran, atteindront sur le quadrillage transparent un



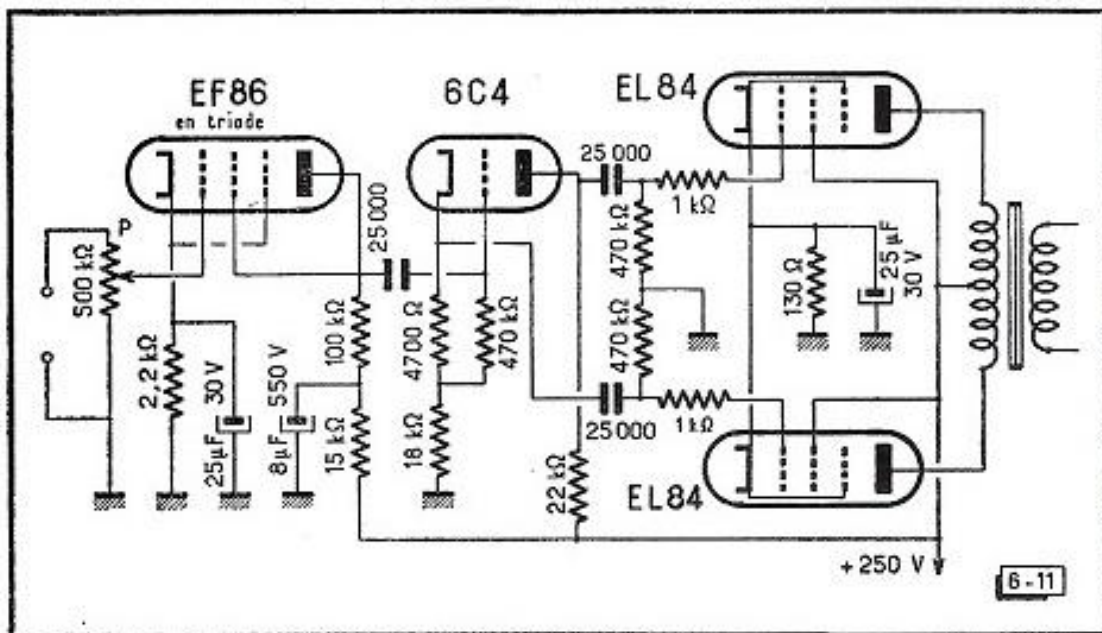
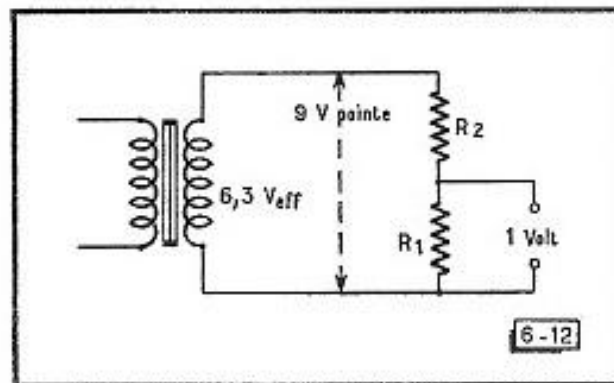


Fig. 6-11. — Un amplificateur B.F. 11 watts.

trait horizontal autorisant une division facile. Par exemple, dans le cas du cinquième trait au-dessus de l'axe horizontal, cela donnerait 0,2 V par échelon.

Sans toucher au réglage du potentiomètre de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope, on connecte le pick-up ou le microphone (nor-

Fig. 6-12. — Schéma d'un calibre de tension pour oscilloscope. On verra dans le texte que les valeurs des résistances  $R_1$  et  $R_2$  doivent être dans le rapport de 1 à 8.



malement utilisés) aux bornes de l'entrée verticale ; les plus hautes crêtes des courbes observées traduiront la tension maximum.

Il va sans dire qu'en choisissant un autre rapport entre les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$ , une tension de référence plus petite pourrait être obtenue. Par exemple, à partir des 6,3 volts efficaces du transformateur, on aurait la tension de pointe 0,25 volt avec une résistance  $R_2$  trente-cinq fois plus grande que  $R_1$ .

## LE CALCUL DES TRANSFORMATEURS B.F.

Alors que le rôle des transformateurs d'alimentation est de délivrer une ou plusieurs tensions déterminées, dépendant d'une tension primaire bien fixée, il nous faut nous placer à un point de vue différent pour les transformateurs B.F., ceux-ci travaillant essentiellement à partir de tensions et de fréquences variables, tout en servant *d'organes de liaison et d'adaptateurs d'impédances*.

Le rendement d'une transmission d'énergie électrique entre deux appareils A et B, l'un générateur, l'autre récepteur, devient maximum lorsque les impédances de ces deux appareils sont égales. Le plus souvent, il existe une inégalité et l'on emploie un transformateur comme adaptateur d'impédances (fig. 7 - 1).

Si l'on appelle  $N_1$  et  $N_2$  les nombres de tours respectifs des enroulements du transformateur T, et  $Z_1$ ,  $Z_2$  les impédances qui sont reliées à leurs bornes, l'adaptation correcte est réalisée quand on a :

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

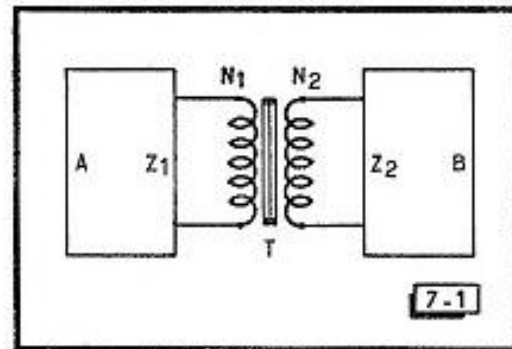
A ce moment, l'appareil A « voit » au travers du transformateur T, l'impédance  $Z_2$  comme étant égale à la sienne  $Z_1$  et, réciproquement, l'appareil B « voit »  $Z_1$  égale à son impédance  $Z_2$ .

Très souvent, cette notion est très mal comprise et, par exemple, il est fréquent d'entendre parler d'un transformateur de haut-parleur « faisant 7000 ohms au primaire », tout comme si cette valeur était une caractéristique immuable appartenant en propre à ce primaire. Rien

n'est plus faux, et nous allons essayer de l'expliquer en faisant une comparaison avec la boîte des vitesses d'une automobile. Chacun sait que cet organe introduit dans la « transmission » entre le moteur et les roues de la voiture (compte tenu de la présence du différentiel) plusieurs combinaisons d'engrenages fournissant divers *rappports fixes*.

Pour telle voiture, 2000 tours/minute au moteur, c'est-à-dire à l'entrée de la boîte des vitesses, donneront en « deuxième vitesse » 160 tours/minute à l'axe des roues motrices, ou bien 260 tours/minute en « troisième vitesse ». Nous trouvons là deux *rappports de transfor-*

Fig. 7-1. — Adaptation d'impédances par transformateur.



*mation*, autrement dit deux *rappports d'adaptation* des vitesses de rotation du moteur et des roues motrices.

Mais, sur un *même rapport* de la boîte des vitesses, disons celui de la « troisième vitesse », nous avons la possibilité de faire tourner le moteur à 2500, à 3000, à 3500 tours/minute, ce qui correspondra respectivement à 325, 390, 455 tours/minute à l'axe des roues. Ainsi, sur ce *même rapport* (nous insistons bien sur ce point), la boîte des vitesses assurera les *adaptations* 2000 à 260, 2500 à 325, 3000 à 390, 3500 à 455 tours/minute, entre l'arbre moteur et les axes des roues motrices, *tout comme un même transformateur de rapport 44,7/1 procurerait aussi bien l'adaptation d'un circuit anodique d'impédance de charge optimum de 5000 ohms, à une bobine mobile de haut-parleur de 2,5 ohms, ou d'un circuit anodique de 7000 ohms, à une bobine mobile de 3,5 ohms*, la relation  $N_1/N_2 = \sqrt{Z_1/Z_2}$  demeurant satisfaite dans chacun de ces deux cas. A partir d'un rapport donné  $N_1/N_2$ , il y aura donc une infinité de valeurs allant de pair pour  $Z_1$  et  $Z_2$ .

Ainsi nous voyons combien est fautive cette idée du transformateur « possédant un primaire faisant 7000 ohms ». En réalité, le transformateur ne « fera ses 7000 ohms » au primaire, que si l'on a connecté à son secondaire l'impédance extérieure de la valeur prévue.

De même, il existe des transformateurs à prises multiples, où le fabricant marque plusieurs valeurs d'impédances au primaire et au secondaire. *Aucune de ces valeurs, prise isolément, n'est absolue. Ces*

indications ne restent valables que considérées *deux à deux* (l'une au primaire, l'autre au secondaire) ; autrement dit, si l'on connecte une bobine mobile de haut-parleur de 2,5 ohms aux prises secondaire 2,5 ohms du transformateur, il apparaîtra une « impédance transformée » de 7000 ohms aux prises primaire notées « 7000 ohms », ou bien de 5000 ohms aux prises notées « 5000 ohms », etc.

Inversement, si l'on dispose d'un étage final push-pull, d'impédance de charge optimum de 6000 ohms plaque à plaque, et d'un haut-parleur ayant une bobine mobile de 7,5 ohms, on prendra les prises « 6000 ohms » au primaire du transformateur, pour le branchement aux plaques du push-pull, et celles marquées « 7,5 ohms » au secon-

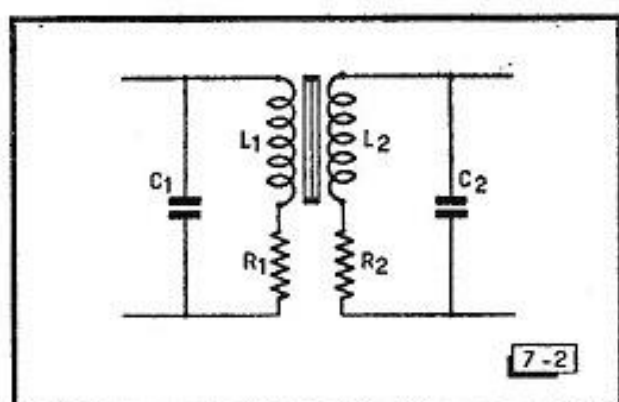


Fig. 7-2. — Schéma équivalent aux circuits d'un transformateur

daire, pour y connecter la bobine mobile. Ni l'une, ni l'autre, des parties utilisées de ces enroulements ne « fait » 6000 ou 7,5 ohms *mais elles présentent entre elles, le rapport de transformation capable de réaliser l'adaptation 6000 à 7,5 ohms.*

En espérant avoir réussi à bien éclaircir cette importante question, nous admettrons sans peine que le transformateur B.F. doit être proportionné (dans son circuit magnétique), à la puissance B.F. à transférer du primaire au secondaire.

Par ailleurs, les transformateurs que nous allons étudier vont devoir transmettre correctement une gamme de fréquences allant de quelques dizaines à plusieurs milliers de périodes/seconde. Certains détails insignifiants pour les courants à 50 Hz prennent en B.F., une grande importance, il est bon de les connaître. Le schéma équivalent d'un transformateur utilisé en B.F., est donné par la figure 7 - 2 ;  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_1$  sont respectivement l'inductance, la capacité répartie et la résistance du primaire, tandis que  $L_2$ ,  $C_2$ ,  $R_2$  sont celles du secondaire.

La transmission des fréquences les plus basses sera d'autant meilleure que l'inductance du primaire  $L_1$  sera plus grande. Cependant, à un accroissement du nombre de tours de  $L_1$ , en correspondra un de  $L_2$  (puisque le rapport de transformation doit être gardé), et plus les

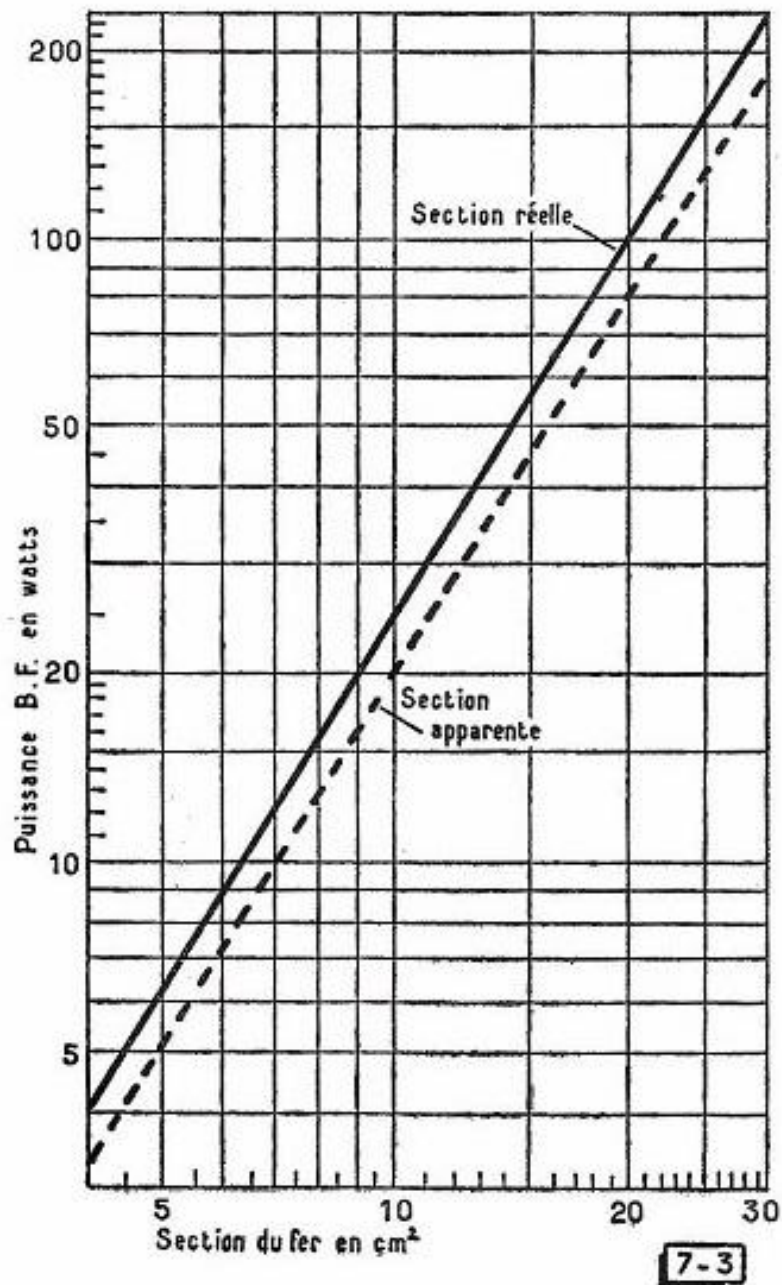


Fig. 7-3. — Abaque de la section du fer en fonction de la puissance. (Transformateurs B.F.)

enroulements seront importants, plus les « fuites » dues à la capacité répartie se feront sentir aux fréquences élevées. Ces seules considérations font voir que la fabrication des transformateurs B.F. doit s'accommoder de plusieurs compromis ; nous en tiendrons compte dans la méthode que nous allons exposer.

### LE PROCESSUS DU CALCUL

Le calcul d'un transformateur B.F. sera normalement conduit de la manière suivante.

1°) SECTION DU FER. — En présence d'une puissance B.F. à transmettre, il faudra tout d'abord déterminer la section réelle du fer ( $S_r$ ) indispensable. Le produit des dimensions  $a$  et  $b$ , exprimées en centimètres et relevées sur la carcasse (fig. 3 - 1) donne la section apparente  $S_a$  ; on la considère comme supérieure de 10 % à la section réelle. Nous avons donc :

$$S_r = 2 \sqrt{P} \qquad S_a = 2,2 \sqrt{P}$$

avec  $P$  en watts B.F.,  $S_r$  et  $S_a$  en centimètres carrés.

L'abaque de la figure 7 - 3 évitera d'effectuer ces calculs.

Les formules précédentes correspondent à une réalisation « non étriquée » du transformateur. Certains constructeurs américains réputés, utilisent ici les formules :

$$S_r = 1,2 \sqrt{P} \qquad S_a = 1,32 \sqrt{P}$$

comme pour les transformateurs d'alimentation, en se basant sur le fait que, pour la parole, le transformateur B.F. travaillera le plus souvent en « régime moyen », et que les « pointes » peuvent être sacrifiées, n'étant que l'exception. Cela explique comment sont obtenus des transformateurs de dimensions modestes, catalogués sous l'indication de puissances apparemment grandes.

2°) CALCUL DU NOMBRE DE TOURS AU PRIMAIRE, EN FONCTION DE LA SECTION RÉELLE DU FER. — Si l'on désigne par  $N_1$  le nombre de tours au primaire, par  $S_r$  la section réelle du fer, par  $E$  la tension anodique appliquée à la lampe qui précède le transformateur, nous aurons :

$$N_1 = K E/S_r$$

Deux cas sont alors à considérer :

a) s'il n'existe pas de courant *continu* traversant le secondaire du transformateur, on prendra  $K = 40$  à  $50$  ;

b) s'il existe un courant *continu* au secondaire (cas du transformateur de sortie d'un modulateur d'émetteur, où le courant anodique de l'étage final passe dans le secondaire), on se basera sur  $K = 80$  à  $100$

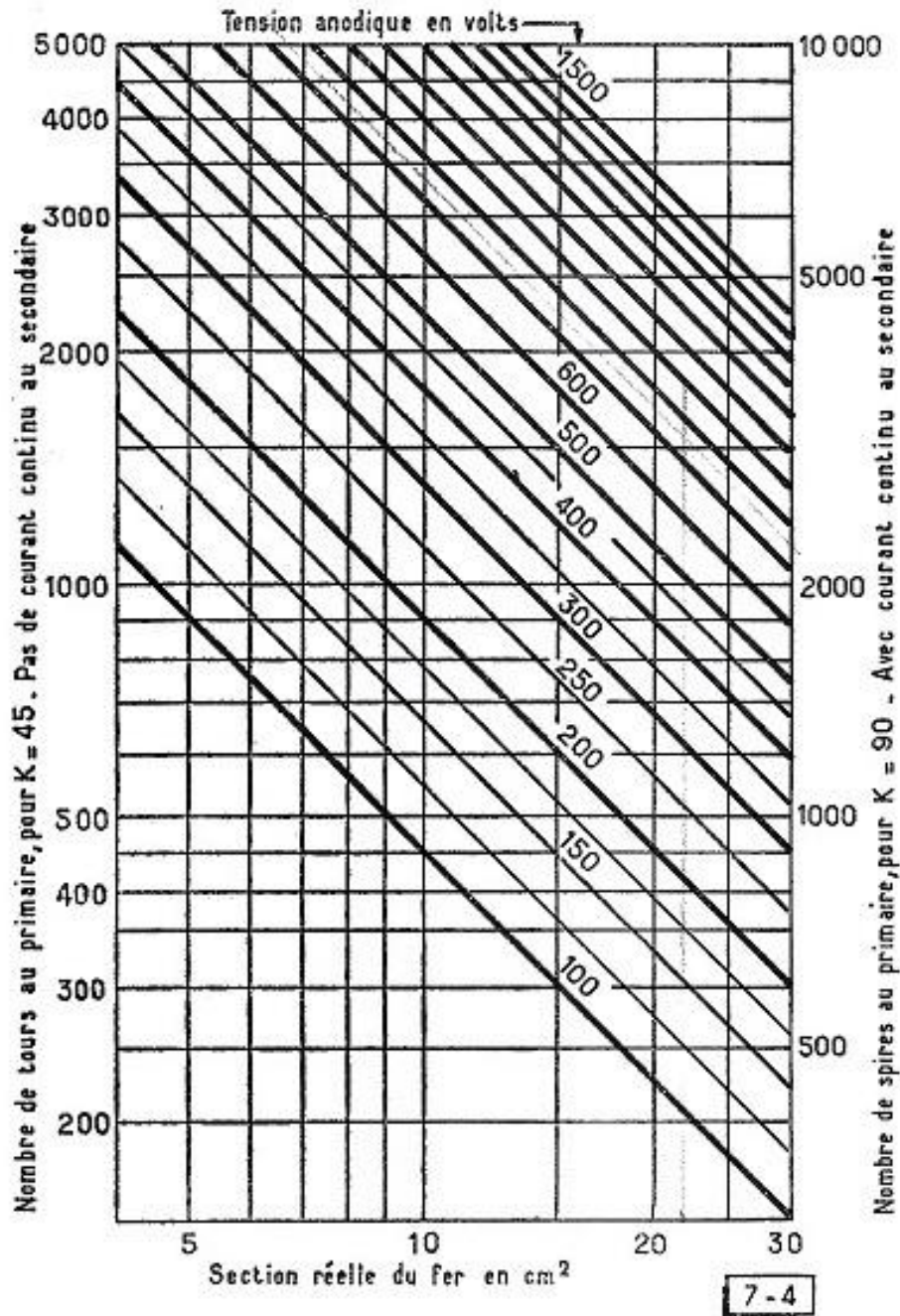


Fig. 7-4. — Abaque du nombre de tours en fonction de la tension anodique et de la section du fer. (Transformateurs B.F.)

et l'on ne fermera pas le circuit magnétique ; on groupera donc d'un côté les tôles en « E », d'un autre celles en « I » et, au montage, on placera entre elles, une ou plusieurs épaisseurs de carton mince, afin de ménager un entrefer (ce dernier étant à régler expérimentalement).

L'abaque de la figure 7 - 4 indiquera le nombre de tours  $N_1$  au primaire, il possède deux échelles établies sur les bases de  $K = 45$  (pas de courant continu au secondaire), et de  $K = 90$  (existence d'un courant continu au secondaire). Dans le cas d'un push-pull, on interprètera le résultat comme exprimant le nombre de tours d'un demi-primaire, de sorte que le primaire total sera égal à  $2 N_1$ .

3°) CALCUL DU RAPPORT DE TRANSFORMATION. — L'impédance de charge  $Z_1$  de la lampe précédant le transformateur étant connue, de même que l'impédance  $Z_2$  sur laquelle devra travailler le secondaire, l'adaptation correcte sera réalisée lorsque l'on aura, en désignant par  $N_1$  et  $N_2$  les nombres de tours au primaire et au secondaire :

$$\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{N_1}{N_2} \quad \text{d'où} \quad N_2 = \frac{N_1}{\sqrt{Z_1/Z_2}}$$

Dans le cas d'un primaire connecté à un push-pull, on prendra pour  $Z_1$ , l'impédance de plaque à plaque.

Pour un emploi plus pratique, l'abaque des adaptations d'impédances a été établi en exprimant le rapport de transformation sous la forme secondaire/primaire (celui-ci étant considéré comme unité). De cette manière, le rapport de transformation devient un simple coefficient par lequel il suffira de multiplier le nombre de tours au primaire, pour obtenir le nombre de tours au secondaire.

Cependant, afin de tenir compte des pertes, il sera sage de majorer le nombre trouvé de 10 %, pour les petits transformateurs de quelques watts B.F., et de 5 % pour des puissances de l'ordre de 40 watts et au-dessus.

4°) CHOIX DES DIAMÈTRES DES FILS AU PRIMAIRE ET AU SECONDAIRE. — L'abaque de la figure 7 - 6 précise le diamètre du fil à employer, en fonction de l'intensité, ainsi que la résistance par mètre de ces fils et le nombre de tours susceptible d'être logé par centimètre carré.

Au primaire, nous aurons à considérer d'une part, l'intensité continue :  $I_a$ , et celle de la composante B.F. :  $I_{BF}$ . Pour calculer cette dernière, on dispose dans les données du problème, de la puissance



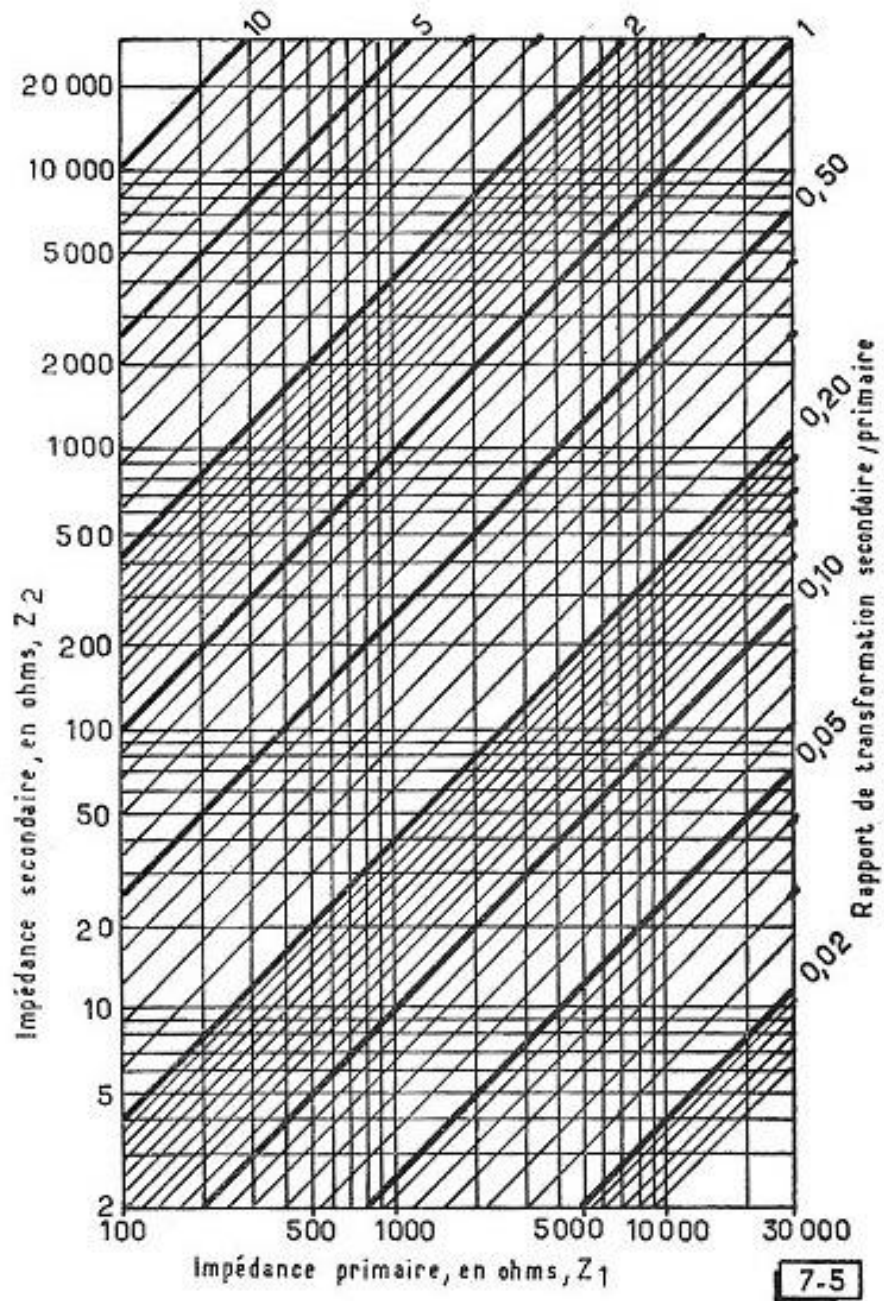


Fig. 7-5. — Abaque des rapports de transformation. (Transformateurs B.F.)

B.F. W, et de la valeur de l'impédance  $Z_1$  au circuit primaire, d'où l'on tire :

$$I_{BF} = \sqrt{W/Z_1}$$

L'intensité résultante de  $I_a$  et  $I_{BF}$  est :

$$I_{\text{résultante}} = \sqrt{I_a^2 + I_{BF}^2}$$

Si l'on désirait éviter ces calculs, on pourrait se borner à majorer  $I_a$  de 50 %.

Comme il est toujours préférable de réduire la résistance des enroulements, l'abaque de la figure 7 - 6 ne comporte qu'une seule courbe pour la détermination du diamètre, en fonction de l'intensité ; cette courbe est établie pour une densité de 2,5 A par mm<sup>2</sup> de section du fil (cuivre).

Au secondaire, deux cas sont à envisager :

a) Cet enroulement n'est pas traversé par un courant continu. C'est le cas typique d'un secondaire branché à la bobine mobile d'un haut-parleur. L'intensité alternative  $y$  est définie par :

$$I = \sqrt{W/Z_2}$$

avec  $W$ , puissance B.F. transmise et  $Z_2$ , impédance de la bobine mobile.

Pour éviter une extraction de racine carrée, il suffira de se référer aux abaques des figures 7 - 9 et 7 - 10 qui donneront la tension  $E$  aux bornes de l'impédance  $Z_2$  pour la puissance  $W$ . On obtient alors l'intensité :  $I = E/Z_2$ .

Il est certain que cette valeur de  $I$  est le maximum susceptible d'être atteint, puisqu'elle correspond à la puissance maximum de l'étage B.F. En régime de travail sur la parole ou la musique, il s'établit naturellement une sorte de « puissance moyenne » nettement plus faible. On pourrait donc songer à réduire le diamètre du fil au secondaire, mais nous conseillons de n'en rien faire, car il est préférable de fixer à sa plus faible valeur la résistance de cet enroulement.

b) Il existe un courant continu au secondaire (cas du transformateur destiné à la modulation plaque d'un émetteur). Tout comme lorsqu'il s'agissait du primaire où coexistent une intensité continue et une composante B.F., on calculerait la valeur de celle-ci à partir de la puissance B.F. maximum et de l'impédance au secondaire, puis on obtiendrait l'intensité résultante par la même méthode. Pour des transformateurs de petite puissance, si l'on ne veut pas entrer dans ces détails, on pourrait se contenter de prendre pour base, l'intensité continue majorée de 50 %.

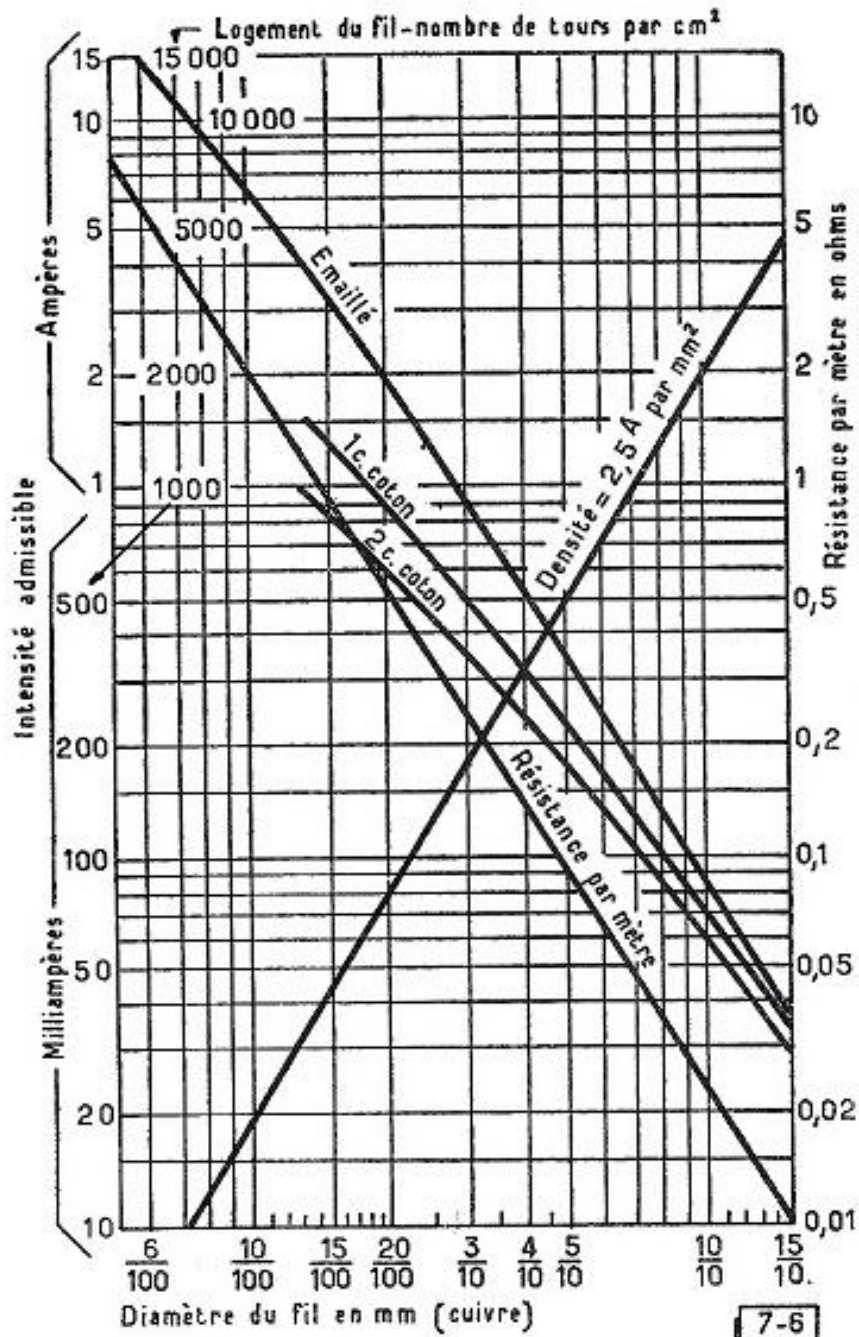


Fig. 7-6. — Abaque des fils de cuivre. Intensité admissible. Résistance par mètre. Nombre de tours au  $\text{cm}^2$ . (Transformateurs B.F.)

La réduction de la résistance des enroulements étant primordiale dans certains transformateurs, l'abaque de la figure 7 - 6 possède une échelle exprimant la résistance par mètre des fils de cuivre. La détermination de la longueur de la spire moyenne ayant été faite comme l'indiquait la figure 3 - 2, et puisque l'on connaît le nombre de tours, il sera facile de calculer la résistance de l'enroulement.

Ce même abaque donne encore les courbes de logement du fil (émaillé, une couche coton et deux couches coton) au centimètre carré. On pourra donc s'assurer de la possibilité de loger l'enroulement complet dans la fenêtre des tôles dont on dispose.

Pour tenir compte des nécessités d'isolement et de la présence des papiers de séparation entre couches, on multipliera l'encombrement trouvé pour le fil seul, par :

- 3 — pour un bobinage très bien rangé ;
- 3,5 à 4 — pour un travail effectué d'une façon plus ordinaire.

Il faut encore noter que les soins apportés au rangement du fil, à la séparation des couches, etc, tendront à diminuer les capacités répar-

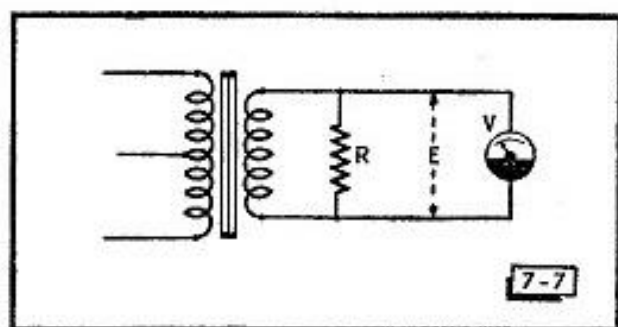


Fig. 7-7. — Mesure de la puissance B.F. de sortie.

ties des enroulements (voir la figure 7 - 2) ce qui ne pourra que donner une meilleure courbe de transmission.

## MESURE DE LA PUISSANCE B.F. D'UN

### AMPLIFICATEUR

Les puissances sous lesquelles les différents étages de sortie sont classés au tableau III sont celles dont ces étages sont capables. Mais pour être certain qu'un amplificateur les délivre bien, il faut procéder à une mesure.

A cet effet, l'on devra se procurer une résistance dont la valeur correspondra exactement à l'impédance (ou l'une des impédances, si l'on a fait plusieurs prises) du secondaire du transformateur de sortie de l'amplificateur. Cette résistance devrait être capable de dissiper la puissance B.F. prévue ; mais, en pratique, on pourra se contenter

d'une pièce de puissance inférieure (la moitié, par exemple), si l'on ne se livre qu'à de courts essais.

On réalisera le montage de la figure 7 - 7 ou V est un voltmètre (à redresseur) pour courant alternatif.

A l'entrée de l'amplificateur, on connectera un générateur B.F. (ou bien l'on sifflera, tout simplement, devant le microphone).

Le voltmètre déviara jusqu'à une tension E.

Les abaques des figures 7 - 8 et 7 - 9 donneront directement la puissance B.F., en fonction de cette tension E et de l'impédance d'utilisation Z (laquelle est, ici, égale à R).

Les échelles des abaques sont suffisamment étendues pour dispenser, en général, de recourir à la formule qui a servi à les établir :

$$W = E^2/Z$$

### EXEMPLES DE CALCUL

#### 1°) PETIT TRANSFORMATEUR DE SORTIE.

En général, ces transformateurs relèvent tout particulièrement du compromis que nous signalions précédemment.

A la sortie d'un récepteur, où la puissance B.F. à transmettre est de l'ordre de 3 à 4 watts, l'abaque de la figure 7 - 3 nous montre qu'une section réelle du fer, de moins de 4 cm<sup>2</sup> est suffisante. Cependant, afin de ne pas devoir mettre un nombre de tours trop élevé, nous adopterons la section de 4 cm<sup>2</sup>.

Pour un tube B.F. travaillant sous 250 volts, la figure 7 - 4 (échelle « pas de courant continu au secondaire ») indique 2800 tours au primaire.

Si le transformateur est destiné à coupler le circuit plaque d'un tube penthode, dont l'impédance de charge optimum est de 7000 ohms (Z<sub>1</sub>), à une bobine mobile de haut-parleur de 2,5 ohms (Z<sub>2</sub>), l'abaque de la figure 7 - 5 montre que le rapport de transformation secondaire/primaire doit être égal à 0,019.

Il nous suffira, pour obtenir le nombre de tours au secondaire, d'effectuer le produit : 2800 × 0,019 = 53.

Pour un transformateur de cette puissance, nous majorons ce nombre d'environ 10 %, afin de tenir compte des pertes, ce qui nous donnera finalement : 53 + 5 = 58 tours au secondaire.

En ce qui concerne la détermination du fil primaire, nous aurons d'une part, l'intensité continue I<sub>a</sub>, égale à 0,036 A dans le présent cas,

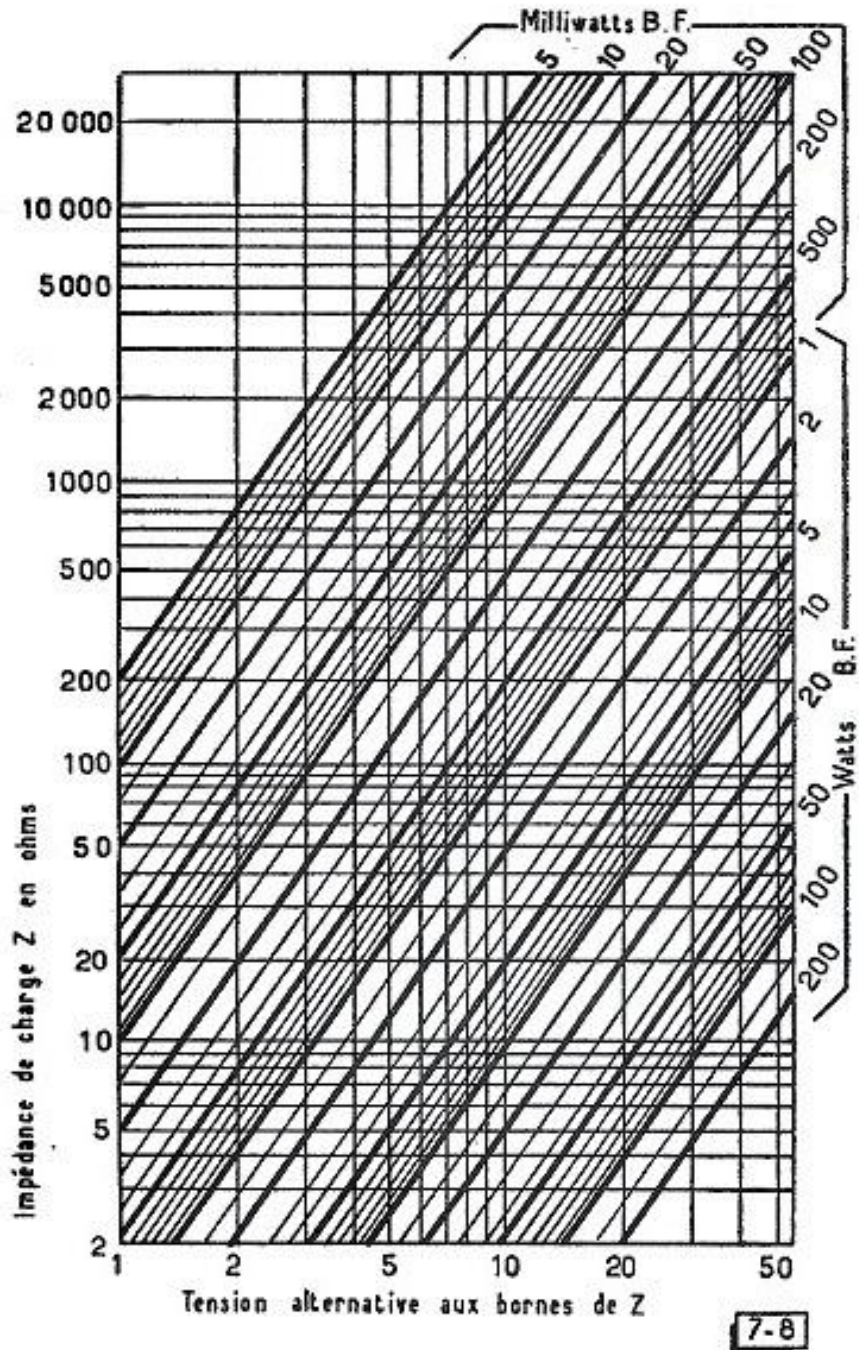


Fig. 7-8. — Abaque de la puissance en fonction de la tension B.F. aux bornes d'une impédance Z (1<sup>re</sup> partie).

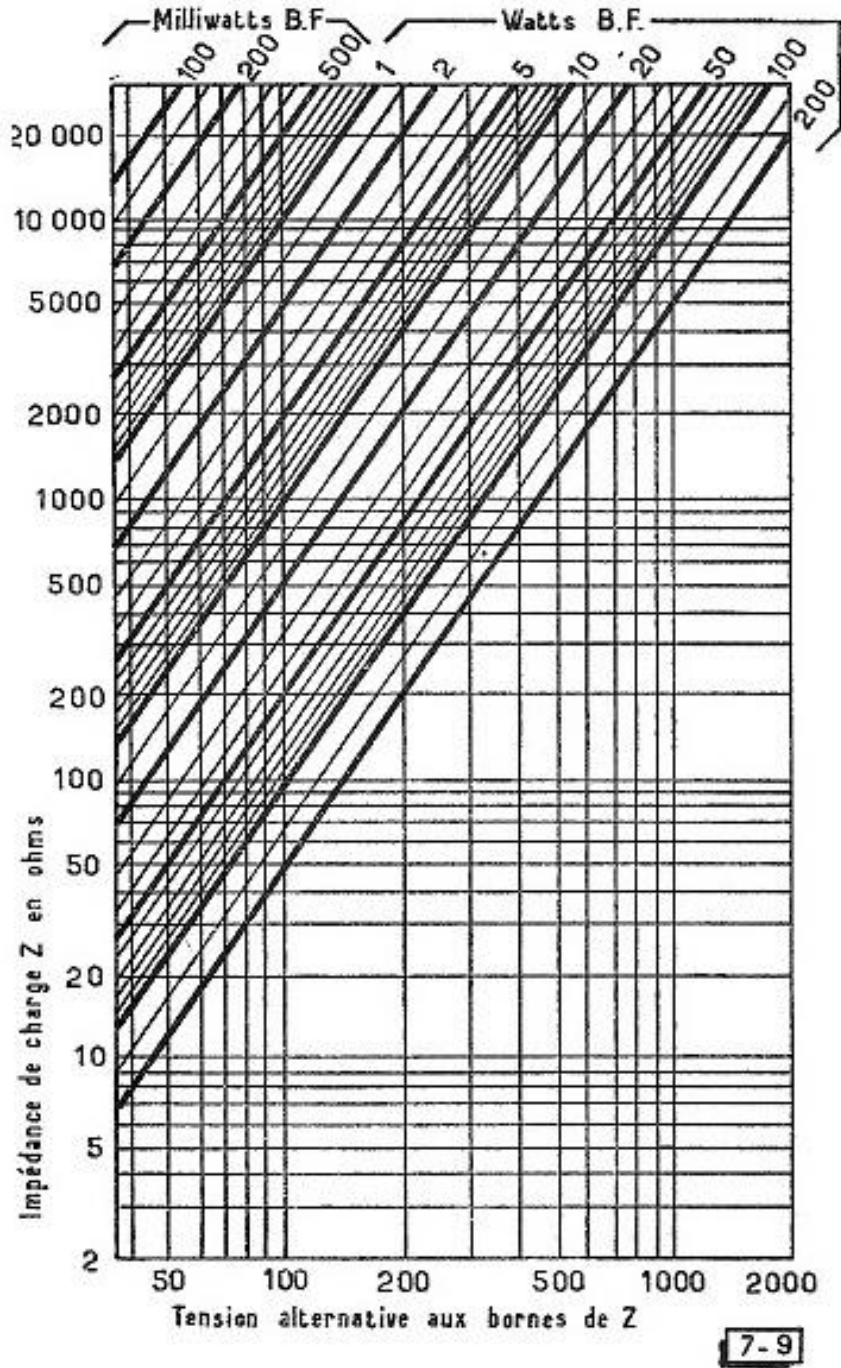


Fig. 7-9. — Abaque de la puissance en fonction de la tension B.F. aux bornes d'une impédance  $Z$  (2<sup>e</sup> partie).

d'autre part la composante B.F.  $I_{BF}$ , correspondant à une puissance de 4 watts dans une impédance de 7000 ohms, soit :

$$I_{BF} = \sqrt{W / Z_1} = \sqrt{4 / 7000} = 0,024.$$

Et l'on aura :  $I_{résultante} = \sqrt{0,036^2 + 0,024^2} = 0,043$  A.

L'abaque de la figure 7 - 6 fixe ainsi le diamètre du fil primaire à 0,15 mm.

Au secondaire, nous aurons, pour 4 watts :

$$I = \sqrt{W / Z_2} = \sqrt{4 / 2,5} = 1,27$$
 A.

(Eventuellement, user pour ce calcul, du détour indiqué plus haut : « Choix des diamètres des fils au primaire et au secondaire ».) Pour 1,27 A, le fil au secondaire, sera du 0,8 mm.

Nous aurons encore à nous occuper du logement du fil et l'abaque de la figure 7 - 6 nous donne, s'il s'agit de fils émaillés, 3300 tours au  $\text{cm}^2$  pour le 0,15 mm ; 130 tours au  $\text{cm}^2$  pour le 0,8 mm.

Donc, nous obtenons :

Encombrement de 2800 tours de fil 0,15 mm émaillé :	
2800/3300 .....	0,85 $\text{cm}^2$
Encombrement de 58 tours de fil 0,8 mm émaillé : 58/130 ..	0,45 $\text{cm}^2$
Au total	1,30 $\text{cm}^2$

En admettant ici le coefficient 4 pour tenir compte de la présence des isolants, il nous faudra 5,2  $\text{cm}^2$  pour la surface de la fenêtre des tôles.

## 2°) TRANSFORMATEUR DE MODULATION D'ÉMETTEUR.

Soit à coupler un push-pull de 6L6 en régime  $AB_2$  (40 watts B.F., impédance plaque à plaque : 6000 ohms, tension anodique : 400 volts, intensité anodique maximum pour les deux tubes : 168 mA) à un émetteur dont l'étage final, réglé en régime C et modulé par la plaque, consomme 80 mA, sous 600 volts.

L'impédance du circuit plaque de l'émetteur est donc de  $600/0,080 = 7500$  ohms. D'autre part, la puissance alimentation est ainsi de 48 watts. Un modulateur de 24 watts B.F. serait alors suffisant, mais nous déciderons d'étendre les possibilités de celui que nous allons construire, jusqu'à 40 watts B.F., afin de ménager l'avenir.

Pour 40 watts B.F. la section apparente du fer sera de 14  $\text{cm}^2$ , soit une section réelle de 12,8  $\text{cm}^2$  (fig. 7 - 3).

L'abaque de la figure 7 - 4 nous donne, pour 400 volts « avec courant continu au secondaire » et une section de fer de 12,8  $\text{cm}^2$  : 2800 tours pour chaque demi-primaire, soit pour le primaire tout entier :  $2800 \times 2 = 5600$  tours.

Au primaire, nous aurons encore à considérer l'existence d'un courant continu de  $168/2 = 84$  mA (soit 0,084 A) puisqu'il se divise en



deux ainsi que l'indique la figure 7 - 10, et auquel s'ajoute l'intensité alternative qui correspond à la puissance de 40 watts dans cet enroulement (pour une impédance de 6000 ohms). On a donc :

$$I_{BF} = \sqrt{W / Z_1} = \sqrt{40 / 6000} = 0,081 \text{ A}$$

et  $I_{\text{résultante}} = \sqrt{0,084^2 + 0,081^2} = 0,117 \text{ A}$ .

Un diamètre de 0,25 mm sera très convenable pour le fil primaire.

L'abaque de la figure 7 - 5 nous indique, pour  $Z_1 = 6000$  ohms et  $Z_2 = 7500$  ohms, un rapport de transformation de 1,12. Le nombre de tours au secondaire sera donc de :

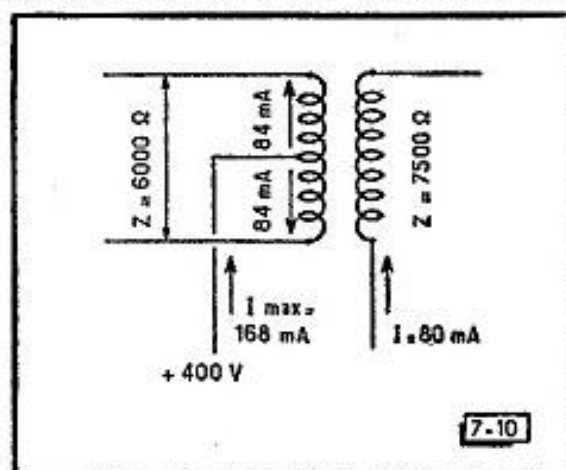
$$5600 \times 1,12 = 6272 \text{ tours}$$

Mais nous majorerons ce nombre de 5 %, pour cette puissance, ce qui nous donnera finalement :

$$6272 \times 1,05 = 6585 \text{ tours.}$$

Au secondaire, l'intensité continue étant de 80 mA et la composante alternative correspondant à une puissance de 40 watts B.F. aux

Fig. 7-10. — Partage de l'intensité dans les deux moitiés du primaire.



bornes d'une impédance de 7500 ohms, nous aurions pour cette composante :

$$I_{BF} = \sqrt{W / Z_2} = \sqrt{40 / 7500} = 0,073$$

Donc,

$$I_{\text{résultante}} = \sqrt{I_{\text{cont.}}^2 + I_{BF}^2} = \sqrt{0,080^2 + 0,073^2} = 0,108 \text{ A}$$

Pour 108 mA, un fil de 0,23 mm sera suffisant au secondaire et l'encombrement des enroulements atteindra (voir la figure 7 - 6) :

5600 tours de fil émaillé 0,25 mm (1300 tours au  $\text{cm}^2$ ) : 4,3  $\text{cm}^2$

6585 tours de fil émaillé 0,23 mm (1500 tours au  $\text{cm}^2$ ) : 4,4  $\text{cm}^2$

Au total 8,7  $\text{cm}^2$

En adoptant le coefficient 3,5 une fenêtre de  $8 \times 3,5 = 30 \text{ cm}^2$  (environ), sera convenable.

On calculerait de même les différents nombres de tours et les dia-

mètres des fils au secondaire, pour un transformateur muni de prises correspondant à une gamme d'impédances.

#### REMARQUE A PROPOS DES PRIMAIRES A PRISE MÉDIANE

L'examen de la figure 7 - 10 offre encore l'occasion d'une remarque intéressante.

Puisque dans le push-pull, l'une des lampes « tire » lorsque l'autre « pousse », c'est une tension alternative *de sens uniforme* qui, à chaque instant, s'établit entre les deux extrémités du primaire.

Mais il en va de façon différente pour les champs magnétiques *continus* développés dans le fer par les deux moitiés du courant primaire. En effet, on voit sur la figure 7 - 10, par les flèches montrant les trajets des courants allant aux deux anodes, que ceux-ci sont *inverses* dans les deux moitiés du primaire. Les deux champs continus résultants sont donc *de sens opposé et ils s'annulent*.

De cette remarque, il résulte qu'il n'est pas indispensable de prévoir un entrefer dans un tel transformateur pour montage push-pull, à condition que le secondaire ne soit parcouru par aucun courant continu (liaison à une bobine mobile de haut-parleur, par exemple).

Malgré tout, l'entrefer est souvent gardé, à titre de moyen d'intervention sur la valeur de l'inductance du primaire.

Dans le cas d'un transformateur de modulation d'émetteur, l'entrefer est nécessaire, puisque le secondaire est traversé par le courant continu d'anode de l'étage final.

#### 3°) TRANSFORMATEUR « DRIVER ».

Voyons encore le calcul d'un transformateur « driver » destiné au couplage d'un tube EL 84 monté en triode (tension anodique 250 V), avec un push-pull de 6L6 en classe AB<sub>2</sub>.

Parmi les rapports de transformation les plus favorables (tableau III), nous choisirons, pour cet exemple, celui de :

$$\text{secondaire/primaire} = \frac{0,5 + 0,5}{1}$$

La question primordiale est ici la réduction de la résistance des enroulements du transformateur.

A cette fin, nous choisirons d'emblée une section de fer beaucoup plus grande que celle qui serait nécessaire pour transmettre la puissance demandée par les grilles du push-pull 6L6, ce qui nous permettra d'avoir un nombre de tours moins grand. Nous prendrons arbitrairement une carcasse faisant une section apparente de 10 cm<sup>2</sup>, Evaluons la longueur de la spire moyenne, d'après la figure 7 - 11. à 210 mm, soit 0,21 m.

Comme il n'exite pas de courant continu au secondaire, la figure 7 - 4 nous donne, pour 9 cm<sup>2</sup> de section réelle et 250 volts : 1260 tours au primaire.

La lampe EL 84 en triode, ayant un courant anodique de 54 mA, le diamètre du fil primaire sera de 0,17 mm (fig. 7 - 6).

(Nous négligeons ici l'intensité alternative en raison de la faible puissance transmise et des *très larges* bases sur lesquelles nous avons fondé le calcul du transformateur.)

La longueur de l'enroulement est de :

$$1260 \times 0,21 = 267 \text{ mètres}$$

et sa résistance serait, pour du fil de 0,17 mm (0,75 ohm par mètre, selon l'abaque de la figure 7 - 6), de :

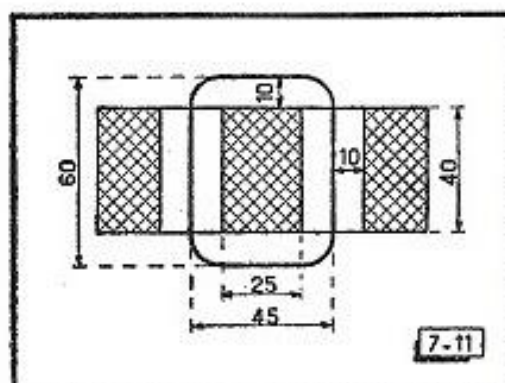
$$267 \times 0,75 = 200 \text{ ohms environ.}$$

Si d'autres bases de calcul avaient conduit à un enroulement de résistance plus grande que 250 à 300 ohms (valeur qu'il est bon de ne pas dépasser dans ce genre de transformateurs), il aurait suffi de forcer quelque peu le diamètre du fil choisi, afin que la résistance reste au-dessous de l'ordre de grandeur précité.

A chaque demi-secondaire, nous aurons puisque le rapport demi-secondaire/primaire est de 0,5/1 :

$$1260 \times 0,5 = 630 \text{ tours.}$$

Fig. 7-11. — Détermination de la spire moyenne dans l'exemple de calcul du transformateur « driver ».



Pour un transformateur de cette puissance, nous majorerons ce nombre d'environ 8 %, soit :

$$630 \times 1,08 = 680 \text{ tours}$$

Nous prendrons arbitrairement un fil de diamètre suffisant pour être peu résistant, sans cependant tomber dans un excès qui conduirait à un encombrement inadmissible. Du fil de 0,20 mm se révélera satisfaisant, puisque la résistance de chaque demi-secondaire ne sera que de :  $680 \times 0,21 \times 0,54 = 77$  ohms (la résistance au mètre étant de 0,54 ohm).

Il ne nous reste plus qu'à évaluer l'espace nécessaire au logement des enroulements, d'après l'abaque de la figure 7 - 6.

Avec des fils émaillés, le primaire occupera (à raison de 2600 tours au centimètre carré, pour le 0,17 mm) :	1260/2600	0,49 cm <sup>2</sup>
et le secondaire (2000 tours au centimètre carré pour le 0,20 mm) nécessitera pour ses 2 × 680 = 1360 tours :	1360/2000	0,68 cm <sup>2</sup>
	Au total	1,17 cm <sup>2</sup>

En se basant sur un coefficient de 4, afin de tenir compte de la présence des isolants, une fenêtre de 4,7 cm<sup>2</sup> d'ouverture, conviendra parfaitement.

### **DIVERGENCES !**

Il arrive que certains techniciens, voulant établir le projet d'un transformateur consultent différentes documentations et se trouvent en présence de valeurs passablement divergentes, au point de se demander ce qui est vrai et ce qui est faux.

Tant qu'il ne s'agit que de transformateurs fonctionnant à partir du courant du secteur, c'est-à-dire à tension et à fréquence fixes, les résultats des calculs ne s'écartent guère les uns des autres. Mais, en revanche, en matière de B.F., les divergences s'expliquent par le fait que le transformateur ayant été destiné à travailler à puissance variable, sur des courants à forme souvent complexe, et sur une gamme de fréquences plus ou moins étendue, tout dépend du point de vue auquel on s'est placé à l'origine de l'étude.

Les bases de calcul que nous venons d'indiquer permettent d'obtenir des transformateurs de bonne qualité. Mais les performances générales dépendront aussi du soin apporté à la réalisation, au bobinage et, par exemple, de la réduction des capacités internes de l'enroulement pour une meilleure transmission des fréquences élevées, tandis qu'à l'égard des fréquences les plus basses il faudrait donner une valeur d'inductance suffisamment grande au primaire.

A titre d'exemple des « entorses » faites à la technique, nous avons déjà mentionné que certains fabricants (étrangers et réputés en matière de transformateurs), ne calculent pas la section du fer de leurs modèles B.F. selon la formule :  $S = 2\sqrt{P}$ , mais selon :  $S = 1,2\sqrt{P}$ , en spéculant sur le fait que, sur la parole, les pointes maxima de la tension sont une exception que l'on peut se permettre de négliger. Une sorte d'écrêtage par saturation se produit ainsi sur ces pointes, tandis que le transformateur reste adapté à la transmission du « niveau moyen » de la parole.

### **LES SECONDAIRES A COMBINAISONS**

En raison de la nécessité du maintien de la symétrie entre les deux moitiés du primaire des transformateurs B.F. de puissance, pour leur branchement à deux lampes en push-pull, l'enroulement primaire est,

le plus souvent, prévu *avec un choix de quelques prises* également réparties par rapport à une prise médiane commune. L'adaptation à plusieurs impédances de charge optima se trouve ainsi possible.

Du côté du secondaire, il est fréquent que des combinaisons d'enroulements en série et en parallèle, soient ménagées. Le processus de calcul est analogue à celui que nous avons mentionné au chapitre IV, pour les primaires à combinaisons. Tous les enroulements tournant dans le même sens, les mises en série seraient faites en connectant *la sortie* d'un enroulement à *l'entrée* d'un autre, et les divers rapports de transformation ainsi obtenus détermineraient les nouvelles adaptations d'impédances possibles (abaque de la figure 7 - 5). Dans le cas du montage en parallèle, on ne relierait évidemment que des enroulements comportant *un même nombre de tours, entrée avec entrée et sortie avec sortie*.

En pratique, partant d'un enroulement unique, on en formerait deux en gardant pour chacun le même nombre de tours, mais en usant d'un nouveau fil présentant la moitié de la section primitive. On trouverait cette section en se référant à l'abaque de la figure 7 - 6 et en se basant sur *la moitié de l'intensité admissible* dans le fil de l'enroulement unique.

## **LES TRANSFORMATEURS POUR MONTAGES**

### **B.F. A TRANSISTORS**

Ces transformateurs sont, un peu comme les transformateurs « drivers », un exemple des compromis auxquels on doit parfois faire appel. En effet, dans le cas des montages amplificateurs B.F. à transistors, la puissance à transmettre est faible, de sorte que si les calculs étaient fondés sur elle, on aboutirait à des sections ridiculement petites pour le circuit magnétique et, par voie de conséquence, à des enroulements d'un nombre de tours inacceptable. Bien entendu, le fil pourrait être très fin, trop fin même, pour qu'il reste un matériau pratiquement utilisable!

Pour de tels transformateurs, la solution est donc de choisir un circuit magnétique de section suffisante (sans exagération), autorisant la détermination des enroulements à un nombre de tours raisonnable, et, par ailleurs, d'employer des diamètres de fils supportant les manipulations au cours du bobinage.

Puisqu'il s'agit de courants B.F., mieux vaudra prendre de bonnes tôles (qualité 1,6 W/kg) et l'on se fixera en général, sur des découpes  $28 \times 32$  mm, ainsi que sur une section de fer de l'ordre de 0,8 à 1,35 cm<sup>2</sup>.

Le rapport entre les nombres de tours au primaire et au secondaire serait toujours calculé en fonction des impédances respectives des deux circuits dont il s'agit d'assurer la liaison, tout comme pour les autres transformateurs B.F.

# LA RÉALISATION DES TRANSFORMATEURS ET DES INDUCTANCES DE FILTRAGE

La réalisation des transformateurs demandera d'autant plus de précautions, pour l'isolement et le bobinage, que les tensions délivrées seront plus grandes. L'emploi de fils fins nécessitera d'un autre côté, certains soins.

Dans les transformateurs où la tension croît assez rapidement d'une spire à l'autre, il est indispensable d'isoler entre elles les couches successives des enroulements.

Pour les inductances de filtrage, nous aurons à considérer qu'on ne trouve aux bornes de leur enroulement que, d'une part, la tension de l'ondulation, à laquelle l'inductance tend à opposer à chaque instant, une tension inverse (en vertu de la loi de Lenz) et, d'autre part, la chute de tension continue résultant de la résistance du fil, cette dernière n'étant jamais bien grande, puisqu'à l'origine on cherche toujours à la réduire.

### **LES ISOLEMENTS A PRÉVOIR**

Les isolements qui doivent être assurés, sont ceux :

- a) entre spires et couches d'un enroulement ;
- b) entre les divers enroulements ;
- c) entre chaque enroulement et le circuit magnétique.

Bien entendu, le propre isolement du fil fournit celui entre spires et participe à celui entre les couches ; mais du fait de « l'aller et retour » formé par deux couches consécutives dans les transformateurs, les spires du début d'une couche sont couvertes par les finales de la suivante. Si le fil est de petit diamètre, cela peut représenter un nombre de tours assez grand, soit une tension ne pouvant être négligée ; il sera donc indispensable de prévoir un isolement convenable.

L'isolement entre enroulements, de même qu'entre enroulements et masse, n'est qu'une question d'emploi d'isolants appropriés.

Il faudra le soigner spécialement par rapport à la masse, dans les inductances de filtrage où la bobine est placée sur le trajet du + H.T. et le circuit magnétique souvent fixé sur un châssis formant la « masse » des circuits.

### **LA PROTECTION CONTRE L'HUMIDITÉ**

Les tendances hygrométriques de certains isolants doivent toujours rester présentes à l'esprit.

L'introduction d'humidité dans un isolant a pour premier effet, de créer une « fuite » de courant. Celle-ci s'accompagne fréquemment de petits arcs, lesquels le carbonisent de façon progressive, en le rendant de plus en plus conducteur, jusqu'au moment où survient l'accident franc.

D'autre part, lorsqu'un enroulement d'un transformateur constitué par un fil émaillé fin se trouve parcouru par un courant *continu*, il arrive que de faibles courants dérivés s'établissent entre deux minuscules craquelures de l'émail (même séparées par plusieurs couches de fil), provoquant en ces derniers points, des phénomènes d'électrolyse rongeur et entraînant sa coupure.

Afin d'éviter ces ennuis, on *imprègne* généralement les transformateurs. Mais une imprégnation digne de son nom, nécessite une installation assez importante. Elle consiste en un étuvage (parfois dans le vide) des enroulements, puis dans l'injection de vernis gras spéciaux.

Il faut bien se garder de chercher à réaliser une imprégnation avec des produits dont l'alcool est le solvant, car l'émail du fil ne résiste pas à l'action de ce dernier.

Un excellent procédé industriel consiste à loger le transformateur dans un boîtier métallique où l'on coule du brai.

### **LES ISOLANTS**

Il s'agira, le plus souvent, de papiers et de cartons.

Le carton bakérisé est un excellent isolant si l'on peut faire exécuter des carcasses en grande série. Pour des réalisations individuelles ou en petites séries, on devra se rabattre sur du presspahn, des cartons ou des papiers paraffinés.

On pourra compter, avec les coefficients de sécurité couramment admis, sur un isolement convenable, en se basant sur 800 à 1000 volts de tension *de service* par dixième de millimètre d'épaisseur, pour de

bons papiers paraffinés, et sur 500 à 800 volts de tension de service par dixième de millimètre d'épaisseur, pour des cartons paraffinés.

Il est à conseiller, pour obtenir l'épaisseur nécessaire, de donner la préférence à plusieurs couches d'un isolant mince, la sécurité étant plus grande qu'avec une couche unique, de l'épaisseur requise.

En matière d'isolants à intercaler entre couches, on trouve couramment :

	Epaisseur	Tension moyenne de claquage
— du papier cristal	0,03 mm	1310 V
— du presspahn	0,05 mm	840 V
	0,07 mm	905 V
	0,10 mm	970 V
	0,15 mm	1260 V
	0,20 mm	1600 V
— du kraft électrique	0,05 mm	500 V
	0,07 mm	630 V
	0,10 mm	830 V
	0,15 mm	1220 V
	0,20 mm	1510 V
— du « Fisceroïd »	0,10 mm	2150 V
	0,15 mm	3300 V
	0,20 mm	4550 V
	0,30 mm	5800 V

Certains fabricants (*Isolectra* notamment) proposent cette bande avec un « crantage » sur ses bords, ce qui permet à ceux-ci de s'appliquer étroitement aux joues de la carcasse, empêchant ainsi toute retombée du fil contre celle-ci.

Pour ces mêmes isolements entre couches, il existe de très intéressants produits modernes obtenus par le collage d'une pellicule de polyester (Mylar, Terphane) sur un papier kraft diélectrique (Terfolium, des Établissements *Drouet*). Sous des épaisseurs totales de 0,12 à 0,15 mm (25 à 40 microns d'épaisseur de la pellicule de polyester), la rigidité diélectrique de ces isolants (à 50 Hz) va respectivement de 4000 à 6500 volts, à 25° C et de 2700 à 4500 volts, à 150° C.

## LA CARCASSE

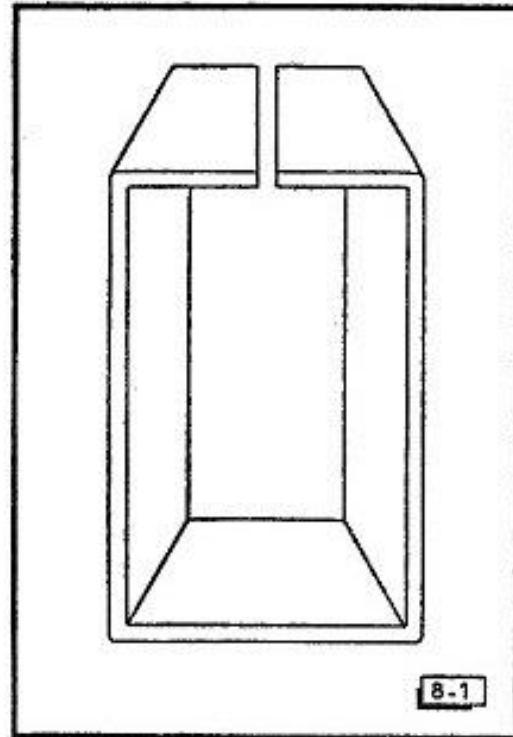
Elle comprendra, tout d'abord, une partie de forme tubulaire épousant celle de la branche du paquet de tôles destinée à s'y loger.

Cette partie peut être réalisée en enroulant et en collant entre eux, plusieurs tours d'une bande de carton isolant mince, ou bien encore



par un seul tour de carton plus épais. Dans ce cas, la jonction devra se trouver faite *sur l'un des côtés où viendra s'appuyer le plat d'une tôle* (fig. 8 - 1) ; si elle était faite sur un angle ou sur l'un des deux autres côtés où se placent les tranches des tôles, on pourrait être certain, à la mise en place de ces dernières, d'en voir une s'introduire dans la fente du carton et venir couper le fil de l'enroulement.

Fig. 8-1. — Emplacement correct de la jonction d'une carcasse.



Dans le cas d'un travail en série, on aurait la possibilité de trouver chez les fabricants d'isolants, du tube de carton bakérisé à *section rectangulaire*, dit « caniveau », où l'on découpe soi-même la longueur nécessaire, ou même des carcasses munies de joues, correspondant à divers circuits standard.

Quand le bobinage est fait à l'aide d'une bonne machine, il n'est pas indispensable de munir la carcasse de joues ; mais il vaut mieux le faire si le travail doit être exécuté à la main.

### **LE FIL — LA TEMPÉRATURE DE FONCTIONNEMENT**

Le fil utilisé pour le bobinage des transformateurs est normalement en cuivre électrolytique.

Au cours d'années de pénurie, le fil d'aluminium fut employé, mais en dehors d'une conductibilité un peu moins bonne que celle du cuivre, son inconvénient majeur (surtout pour les fils fins), se trouvait dans l'impossibilité de le souder aux cosses de sortie.

Dans la pratique courante, on use de fils isolés sous une ou deux couches de coton, ou bien émaillés... et le choix dépend de la « surépaisseur » admissible (à l'égard de la place disponible), ainsi que de la nature d'une imprégnation prévue... Il faudra tenir compte encore, de la température de fonctionnement à laquelle le transformateur devra pouvoir tenir (certains fils émaillés spéciaux acceptant même des températures supérieures à 150° C).

A titre indicatif, il n'est pas anormal que la température d'un transformateur monte, à pleine charge, vers 50 à 60° C, des températures plus élevées étant encore admises au cours de surcharges.

### **LES TOLES**

Certains auteurs décrivirent jadis le découpage des éléments du circuit magnétique d'un transformateur, dans quelque feuille de tôle à tuyaux de poêle. En dehors de l'ignorance des caractéristiques de ce matériau, la planéité desdits éléments n'était jamais bien grande, ce qui provoquait un écart fort important entre les sections apparente et réelle du circuit.

L'excuse de l'absence sur le marché, de pièces industrielles standardisées n'existe plus à présent, et nous donnerons d'ailleurs, en appendice, les adresses de fabricants susceptibles de vendre, même par unité, des circuits magnétiques, des carcasses, des capots de transformateurs, etc.

Les détails sur lesquels portera le choix du réalisateur sont :

1°) LA QUALITÉ DES TOLES. — Il va de soi que celle-ci dépendra du but poursuivi. On trouvera donc des tôles d'acier doux présentant diverses teneurs en silicium, c'est-à-dire divers pourcentages de pertes par hystérésis.

Quant aux pertes par courants de Foucault, il est évident qu'elles seront d'autant moindres que l'épaisseur des tôles sera plus faible. L'isolement des tôles entre elles, fut parfois assuré par collage d'un papier très mince, d'un côté de chaque tôle. A ce procédé réduisant toujours le rapport entre la section réelle et la section apparente du circuit, on préfère le plus souvent, celui d'un traitement de la tôle, y provoquant une mauvaise conductibilité superficielle.

A titre indicatif, on trouvera dans le commerce, des tôles découpées, d'épaisseur 0,5 mm avec 2,6 watts de pertes par kilogramme, ou de 0,4 mm avec 1,6 W/kg de pertes.

Cette puissance perdue dans le fer du transformateur est normalement basée sur une valeur d'induction de 10 000 gauss.

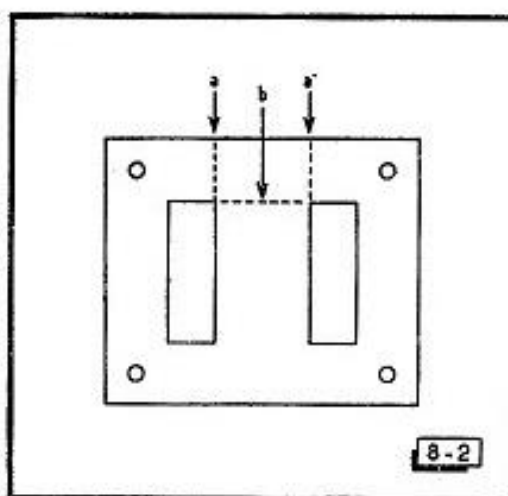
Certaines documentations techniques des fabricants précisent en outre, les pertes pour d'autres valeurs d'induction, par exemple, telle

tôle présentant 1,5 W/kg de pertes à 10 000 gauss, en apporterait 3,7 à 15 000 gauss.

Si l'augmentation de la valeur admise pour l'induction permet de diminuer le nombre de tours par volt du transformateur, on voit qu'elle provoque des pertes accrues dans le fer, et qu'elle risque aussi de faire voisiner la saturation du fer.

A ce point de vue, il faut mentionner l'existence d'alliages spéciaux, ainsi que celle de « circuits coupés » obtenus à partir de bandes en fer-silicium de haute qualité, à « grains orientés », dont les pertes (à 50 Hz) n'atteignent que 1,8 à 1,6 W/kg selon l'épaisseur de la bande, et capa-

Fig. 8-2. — Certaines tôles, dites « cisallées » sont ouvertes en  $a$  et  $a'$  ou encore en  $b$ .



bles d'admettre des valeurs pratiques d'induction allant à 17 000 gauss. Bien entendu, il s'agit ici d'éléments plus coûteux, mais offrant des « résultats payants » sur le plan de la qualité technique. Nous reviendrons, au chapitre IX, sur ces « circuits coupés ».

2°) LES DÉCOUPAGES DE TôLES. — Il existe différentes formes de découpages de tôles, celles-ci ayant pour objet, soit le souci de la meilleure jonction aux points de coupure, afin de réduire les fuites magnétiques, soit encore la recherche de profils ne laissant pas de chutes de métal. (Par exemple, dans un rectangle de tôle, il est permis de trouver deux tôles en « E », dites aussi en « M », où les deux chutes des fenêtres fournissent les deux tôles en « I » complémentaires.) Dans la première catégorie, on rencontre les circuits dits « cisallés », ouverts soit selon les deux fentes  $a$  et  $a'$ , soit selon une seule, en  $b$  (fig. 8 - 2). Il existe aussi des modèles à fentes laissant un intervalle entre leurs bords, ce qui permet en les empilant dans un même sens, d'obtenir un entrefer. Toutefois, celui-ci n'est pas réglable.

Pour les transformateurs classiques, les tôles cisallées sont, évidemment, inversées au montage, afin que leurs coupures soient placées tantôt d'un côté, tantôt de l'autre. L'enfoncement des tôles dans la

bobine nécessite la déformation de leur languette médiane et il faut se garder d'une exagération détruisant leur planéité.

A ce titre, l'assemblage des « circuits américains » faits de tôles en forme des lettres E (ou M) et I (fig. 8 - 3) est beaucoup plus facile. D'autre part, pour un circuit bien fermé, on alterne les tôles E et I, mais si l'on souhaite disposer d'un entrefer, on groupe d'un côté toutes les tôles en E, et de l'autre, toutes celles en I.

Le tableau suivant groupe les cotes de divers découpages de tôles en E et I. Mais, en réalité, il en existe une variété beaucoup plus grande, sur laquelle il est facile de se documenter auprès des fabricants, si l'étude du transformateur comprend des obligations critiques à l'égard des dimensions.

Cotes des découpages standard des tôles en E et I (selon la figure 8 - 3)								
Dimensions	a	b	c	d	e	f	g	h
19,2 × 15,9	19,2	15,9	2,4	2,4	4,8	11	13,4	
30 × 25	30	25	5	5	10	15	20	
32 × 28	32	28	4,5	7	9	19	23,5	
38,4 × 32	38,4	32	6,4	6,4	12,8	19,2	25,6	
44 × 35	44	35	7	8	14	21	28	
44 × 37	44	37	7	8	14	22	29	
48 × 40	48	40	8	8	16	24	32	3,5
52,5 × 44	52,5	44	9	9	17,5	26	35	3,2
56 × 47	56	47	9	10	18	28	37	
60 × 50	60	50	10	10	20	30	40	3,5
63 × 52,5	63	52,5	10,5	10,5	21	31,5	42	3,5
75 × 62,5	75	62,5	12,5	12,5	25	37,5	50	4,2
84 × 70	84	70	14	14	28	42	56	4,5
96 × 80	96	80	16	16	32	48	64	5,5
108 × 90	108	90	18	18	36	54	72	5,5
126 × 105	126	105	21	21	42	63	84	6,05
150 × 125	150	125	25	25	50	75	100	9
180 × 150	180	150	30	30	60	90	120	9,2
75 × 75	75	75	10	10	20	55	65	5
90 × 90	90	90	12,5	12,5	25	65	77,5	5
104 × 104	104	104	14	14	28	76	90	5,5
80 × 80	60	80	10	10	20	60	70	3
80 × 90	60	90	10	10	20	70	80	3,5

Pour « habiller » les carcasses magnétiques et les maintenir correctement serrées, plusieurs firmes (dont les adresses sont données en appendice) mettent à la disposition des réalisateurs divers capots emboutis, dont les cotes correspondent aux gabarits standardisés des

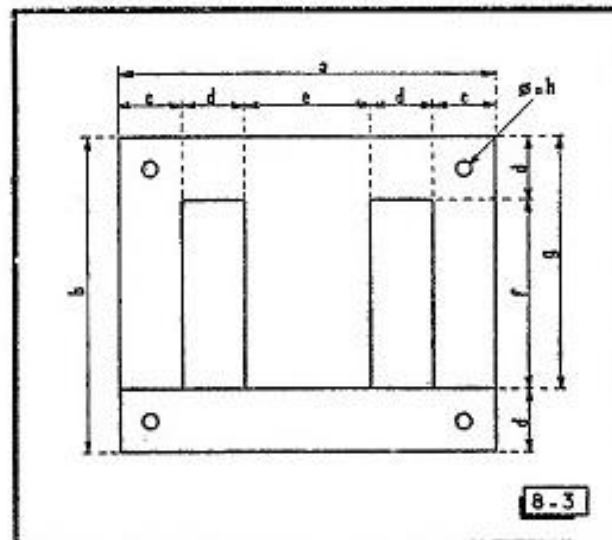
tôles, ainsi que des étriers pour lesquels nous indiquons ci-dessous les modèles les plus courants. (Les deux premières dimensions sont celles du format des tôles et la troisième celle de leur empilage.)

Dimensions des étriers de fixation des tôles pour petits transformateurs et inductances de filtrage											
19,2	×	15,9	×	5	mm	44	×	37	×	17	mm
19,2	×	15,9	×	7	»	48	×	40	×	16	»
32	×	28	×	9	»	52,5	×	44	×	18	»
32	×	28	×	13	»	60	×	50	×	20	»
32	×	28	×	14	»	60	×	50	×	25	»
38,4	×	32	×	12,8	»	75	×	62,5	×	25	»
44	×	35	×	16	»	75	×	62,5	×	30	»

### QUELQUES PRÉPARATIFS

Dans tous les cas, il sera bon de tailler un mandrin de bois que l'on enfoncera dans la carcasse et que l'on calera, au besoin, au moyen de quelques languettes de carton. De la sorte, il n'y aura pas à redouter de déformations de la carcasse, au cours du bobinage. Lorsque le tra-

Fig. 8-3. — Les tôles les plus courantes appartiennent aux circuits « américains ». Elles sont dites « en E » (ou « M ») et en « I ».



vail est fait à la main, il faudra, en outre, préparer deux planchettes de la grandeur des joues ; on les percera en leur milieu et, enfilant le tout sur une tige filetée (servant d'axe), une planchette contre chaque joue de la carcasse, on serrera l'ensemble par deux écrous. Cette manière d'opérer évitera de voir les joues s'évaser sous la pression latérale du fil.

Si l'on a pu river des cosses sur les joues, l'arrêt des extrémités de fils ne présentera pas de difficultés. Mais, si l'on veut faire des sorties

par fils souples, il conviendra, lorsqu'on les raccordera à des fils fins, de leur faire faire un tour à l'intérieur de la carcasse, afin de les immobiliser de façon suffisante pour qu'une traction accidentelle ne risque pas d'être transmise au fil fin lui-même.

La bande adhésive sera susceptible de rendre de bons services dans l'arrêt des sorties d'enroulements.

Il existe aussi (surtout pour les gros fils) un procédé très classique consistant à placer sur le bobinage, quatre ou cinq tours avant sa fin, une boucle de ruban (jaconas), sur laquelle on enroule ces quatre ou cinq derniers tours, en passant le dernier dans la boucle. En tirant les deux bouts du ruban, la boucle se serre sur le dernier tour et l'immobilise.

Quand il est nécessaire de pratiquer une prise médiane sur un enroulement et que cette dernière n'est pas le siège d'un courant notable, il suffit de la réaliser au moyen d'un fil souple de petit diamètre, de manière à ne pas encombrer l'espace réservé aux enroulements. Au-dessus de l'épissure (naturellement soudée), on placera « à cheval », un morceau de toile huilée, de bande adhésive, ou quelques épaisseurs de papier paraffiné plié en V.

Pour les collages du carton, nous signalerons encore que diverses marques de *colle cellulosique* (DUROFIX, LIMPIDOL, etc.) donnent de très bons résultats.

## **LE BOBINAGE**

L'axe passé au centre de la carcasse servira pour en assurer la rotation. Si l'on ne dispose pas d'une bobineuse à fil rangé, on l'entraînera selon les moyens disponibles, sur un tour... ou quelque perceuse à main... mais l'essentiel sera de veiller à bien ranger le fil.

Au bout de quelques couches, il arrivera que les spires venant contre les joues tendront à tomber dans la « crevasse » s'ouvrant entre elles et le bord des papiers d'isolement entre couches. Il faudra faire très attention à ce détail, car, négligé, il peut occasionner de gros risques de court-circuits dans un enroulement. Cette « chute » sera évitée, soit avec de la bande « crantée », mentionnée plus haut, soit en plaçant « à cheval » sur la dernière spire de la couche, une bande de papier paraffiné pliée en deux dans le sens de sa longueur.

Si le bobinage est fait à l'aide d'une machine, on obtiendra naturellement un travail « industriel ». Néanmoins, il sera bon de s'assurer d'une tension correcte du fil, afin que les dernières spires, de chaque côté de l'enroulement, ne risquent pas de s'échapper de part et d'autre de ce dernier.

Selon les habitudes classiques dans la fabrication des transformateurs d'alimentation, on commence par loger le primaire, puis on

bobine l'enroulement haute tension et, enfin, le secondaire de chauffage des lampes et celui de la valve. Ce dernier doit être bien isolé, puisqu'il correspond au + H.T.

Enfin, le bobinage étant terminé, on placera autour de lui une bande de papier fort ou de carton mince, à titre de protection mécanique.

### **L'ÉCRAN ÉLECTROSTATIQUE**

En vue d'élever une barrière aux parasites en provenance du secteur, il est d'usage de munir les transformateurs d'alimentation d'un *écran électrostatique relié à la masse*. Il s'agit d'un *blindage* entre les enroulements, n'intervenant que contre les perturbations d'ordre statique, en leur interdisant le passage par la capacité entre circuits.

L'écran électrostatique n'introduit aucun changement dans le comportement du transformateur lui-même, mais il faut cependant bien prendre garde que cet écran ne devienne pas une ou plusieurs spires en court-circuit.

Deux procédés pratiques sont employés. Si l'on dispose d'une bande de métal très mince (clinqant) de la largeur de la bobine, on en placera un tour au-dessus du primaire (avec interposition des isolants nécessaires, c'est évident). Mais on aura bien soin d'*isoler* entre elles, ses deux extrémités qui se recouvrent (de manière à ne pas former une sorte de tube en court-circuit). Dans d'autres réalisations, l'écran électrostatique est formé par une couche de fil enroulée entre le primaire et les secondaires, mais il ne faut relier à la masse, *qu'une seule* des sorties de cette couche, sous peine d'en faire un enroulement en court-circuit.

### **LE MONTAGE DE LA CARCASSE**

Il ne restera plus qu'à procéder à l'introduction des tôles dans la carcasse. On veillera, d'une part, à ne pas déformer ces dernières et, d'autre part, à ne pas abîmer l'enroulement. Si les tôles sont de la forme en « E » et « I », on les intervertira de manière que leur enchevêtrement procure une bonne fermeture du circuit magnétique.

Lorsque la carcasse semblera entièrement remplie, on viendra serrer, l'un après l'autre, dans un étau, les quatre côtés des tôles qui entourent l'enroulement et il deviendra possible, ensuite, de glisser quelques tôles supplémentaires.

Si la carcasse n'a pas de joues, il faudra placer un peu de carton ou de presspahn à l'intérieur de la fenêtre des tôles, afin d'éviter tout risque de contact avec la carcasse, si l'une des spires latérales du bobinage venait à s'échapper par le côté de ce dernier.

Enfin, l'ensemble sera vigoureusement serré pour empêcher toute vibration sous l'effet du courant alternatif.

Si, malgré ces précautions, le transformateur ne se montrait pas silencieux au cours de son fonctionnement, on enfoncerait une cale entre la face des tôles et le tube rectangulaire portant les enroulements. Cette cale pourrait être faite d'une planchette de bois taillée en biseau.

Rappelons que, dans les inductances de filtrage, les tôles ne doivent pas être enchevêtrées, mais montées par paquets de même nature (« E » d'un côté et « I » de l'autre), afin de laisser place à un entrefer dont on fixera l'épaisseur au moyen de cales de carton.

Dans les transformateurs B.F. dont le secondaire est soumis au passage d'un courant continu, un entrefer est ménagé grâce à ce même procédé.

## LES MACHINES A BOBINER A COUCHES

### RANGÉES

La construction de ces machines, disons-le immédiatement, entraîne un travail mécanique assez important. Néanmoins, nous avons pensé que la connaissance de leur constitution dans ses principes généraux, pouvait rendre quelques services aux techniciens désireux de se lancer dans une réalisation de ce genre.

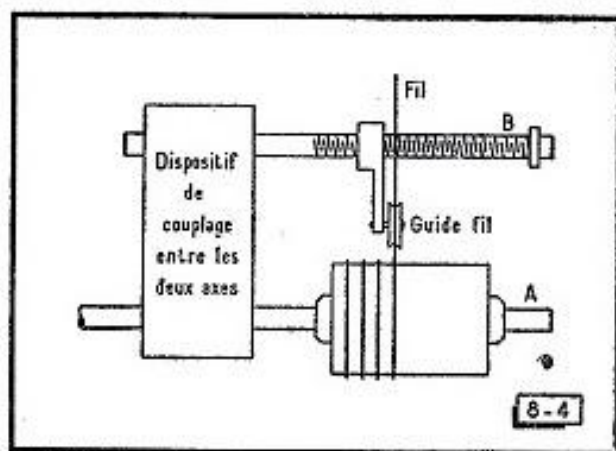


Fig. 8-4. — Principe d'une bobineuse à couches rangées.

La figure 8 - 4 schématise l'essentiel de ces machines. La carcasse à bobiner est maintenue sur un axe A. Parallèlement à ce dernier, il en existe un second, muni d'une partie fileté, laquelle assure le déplacement soit à droite, soit à gauche, selon le sens de rotation de l'axe, d'un curseur portant le guide-fil.

Nous n'avons voulu mentionner, sur la figure 8 - 4, qu'un « dispositif de couplage entre les deux axes », étant donné que cette partie de la machine est sujette à des réalisations diverses. On y trouvera :

1°) Une sorte de « boîte des vitesses », permettant de rendre, pour chaque tour de l'axe portant la carcasse à bobiner, le déplacement latéral du guide-fil, égal au diamètre du fil employé.



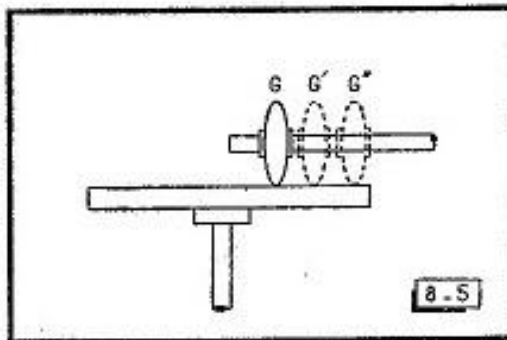


Fig. 8-5. — Démultiplication variable par galet et plateau.

Fig. 8-7. — Dispositif d'inversion du sens de marche par pignons d'angle.

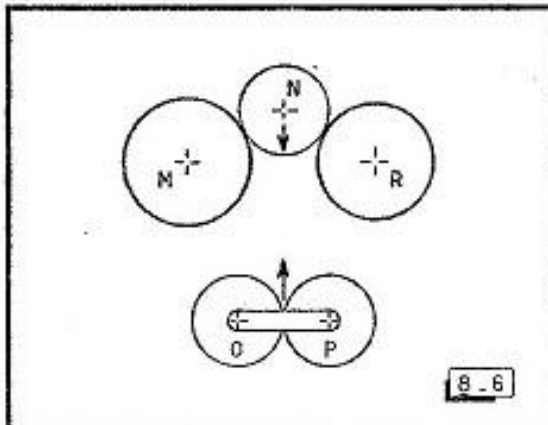


Fig. 8-6. — Dispositif d'inversion du sens de marche, à l'aide de pignons intermédiaires. (La denture des pignons n'a pas été représentée.)

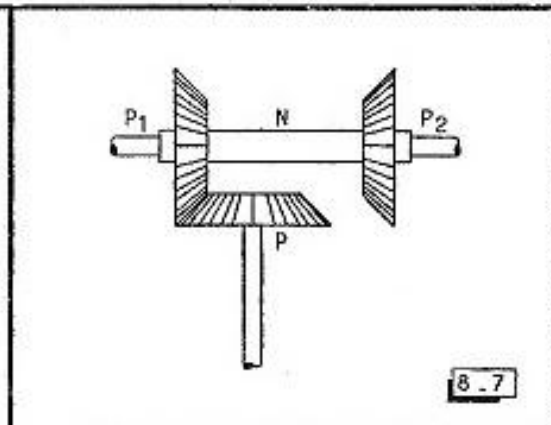
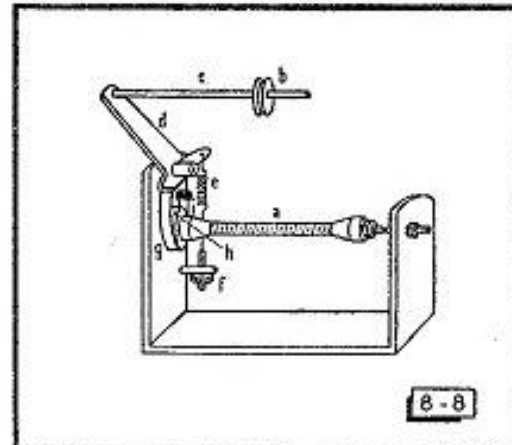


Fig. 8-8. — Dévidoir à tension automatique du fil.



Cette « boîte des vitesses » peut recevoir quelques combinaisons d'engrenages et, pour donner la faculté d'un réglage très progressif du pas de l'enroulement, elle est complétée par un démultiplicateur à plateau tournant, entraîné par un galet de caoutchouc ou de cuir (fig. 8 - 5). Selon la position du galet, en G, G', G'', le rapport des vitesses sera progressivement variable.

2<sup>o</sup>) Un dispositif d'inversion du sens de marche de l'axe B destiné à procurer le va-et-vient du guide-fil. Plusieurs solutions mécaniques existent ici :

a) Considérons deux roues dentées, l'un motrice M, tournant tou-

jours dans le même sens, l'autre réceptrice R, n'engrenant pas directement avec M. On peut les coupler, soit par une seule roue dentée N, soit par un ensemble de deux roues O et P. Selon la combinaison en service R tournera dans l'un ou l'autre sens (fig. 8 - 6). (Le nombre de dents de N, O et P est indifférent dans cette combinaison d'engrenages, où seuls comptent ceux de M et R.)

b) Dans un autre procédé (fig. 8 - 7), deux pignons d'angle,  $P_1$  et  $P_2$ , de même nombre de dents, sont fixés sur un manchon N capable d'un déplacement latéral sur son axe. Selon que le pignon P engrènera avec  $P_1$  ou  $P_2$ , le sens de rotation de l'arbre sera différent.

Dans les réalisations industrielles, la commande du dispositif d'inversion du sens de marche est faite automatiquement, lorsque le guide-fil arrive en deux points préalablement fixés comme extrémités de course, pour la carcasse à bobiner.

### LE GUIDE-FIL

Dans ce genre de machines, il suffit que le fil soit guidé à quelque distance de l'enroulement. L'extrémité du guide-fil sera munie d'une poulie, pour éviter tout frottement susceptible de détériorer le fil.

### LE DÉVIDOIR A TENSION AUTOMATIQUE DU FIL

Le degré de tension du fil jouant un grand rôle dans l'exécution du bobinage, il sera très utile de pouvoir le régler à une valeur déterminée, selon le diamètre du conducteur.

La figure 8-8 montre un tel dévidoir. La bobine de fil est serrée entre deux cônes, sur l'axe *a* tournant entre deux pointes. Le fil passe sur la poulie *b* (tournant folle et capable de se déplacer latéralement sur l'axe *c*). Lorsqu'une traction est exercée sur le fil, elle tend à faire s'abaisser le bras *d* (lui-même tiré en arrière par un ressort *e*, dont la tension est réglable par une vis et un écrou *f*). Dans son abaissement, le bras *d* provoque une détente de la bande *g* (d'acier ou de cuir) fixée à l'arrière, en *i*, et formant frein sur le tambour *h*.

Selon le réglage du ressort *e* une sorte d'équilibre s'établit entre l'action provoquée par le déroulement du fil et le freinage, assurant une tension constante du fil.

### LE COMPTE-TOURS

Un compte-tours est toujours adjoint à une machine à bobiner, et il est accouplé à l'arbre A de la figure 8 - 4. Certains modèles comportent même un interrupteur provoquant l'arrêt automatique de la machine, pour un nombre de tours prédéterminé.

# LES TRANSFORMATEURS SPÉCIAUX

Certaines utilisations spéciales rendent parfois nécessaire une adaptation d'ordre mécanique ou électrique, du transformateur, au but poursuivi. Plusieurs de ces cas spéciaux que nous allons examiner, serviront d'exemples aux extensions possibles dans l'élaboration des transformateurs.

### LES AUTOTRANSFORMATEURS A VARIATION

#### DE TENSION CONTINUE

Ces appareils sont, le plus souvent, désignés par les appellations commerciales de leurs fabricants : ALTERNOSTAT, VARIAC, etc. Ils comprennent un enroulement à une seule couche exécuté sur un tore feuilleté. A l'une des extrémités, un curseur vient frotter sur les spires dénudées du fil (tout comme le curseur sur le fil résistant d'un potentiomètre bobiné).

Si l'on veut que l'appareil puisse servir en survolteur aussi bien qu'en dévolteur, il faut établir la prise d'entrée secteur en un point intermédiaire de l'enroulement (fig. 9 - 1).

Le point de contact du curseur portant toujours sur plusieurs spires, celles-ci seraient mises en court-circuit (d'où leur inadmissible échauffement), si l'on ne prenait la précaution de munir l'extrémité du curseur, d'un balai en charbon. Ainsi, les spires se trouvant sous le balai, ne débitent que dans la résistance présentée par le charbon.

Les calculs d'un tel régulateur manuel se conduisent de façon classique. Que le circuit magnétique soit constitué par l'empilement d'anneaux de tôle, ou par une bande de celle-ci enroulée sur elle-même, on en déterminera la section en fonction de la puissance selon la

méthode développée aux chapitres IV et V. Il en sera de même pour le nombre de tours par volt et le diamètre des fils.

Il y aurait lieu de s'assurer que le nombre total de tours de l'enroulement se loge de manière acceptable, à spires jointives, autour du tore (en ménageant un intervalle suffisant entre son début et sa fin). Eventuellement, on aurait la ressource de modifier le diamètre du tore ou celui du fil.

Nous ne nous étendrons pas outre mesure sur ces instruments, car en dehors du cas d'un problème spécial, les questions d'approvisionnement de tôles (non courantes), les détails d'exécution mécanique à satisfaire, font qu'il est plus rentable, s'il s'agit d'un modèle standardisé, d'acheter celui-ci dans le commerce.

### RÉGULATION DE TENSION PAR INDUCTANCE VARIABLE

Au titre des moyens de faire varier une tension, il nous faut mentionner ici la bobine à noyau magnétique monté « à tirette ».

L'aspect classique de ces accessoires correspond à celui que montre la figure 9 - 2.

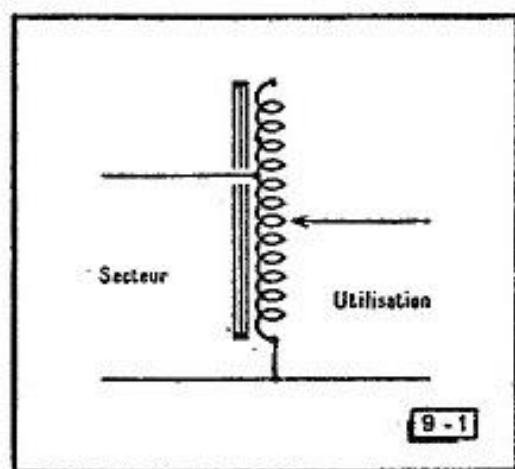


Fig. 9-1. — La prise d'entrée secteur d'un autotransformateur à curseur doit être faite en un point intermédiaire de l'enroulement, si l'on désire disposer de possibilités de survoitage.

Le noyau magnétique est constitué par un faisceau de tôles droites convenablement immobilisées entre elles, afin de ne pas vibrer. Ce noyau peut glisser dans le « canal » tubulaire portant l'enroulement.

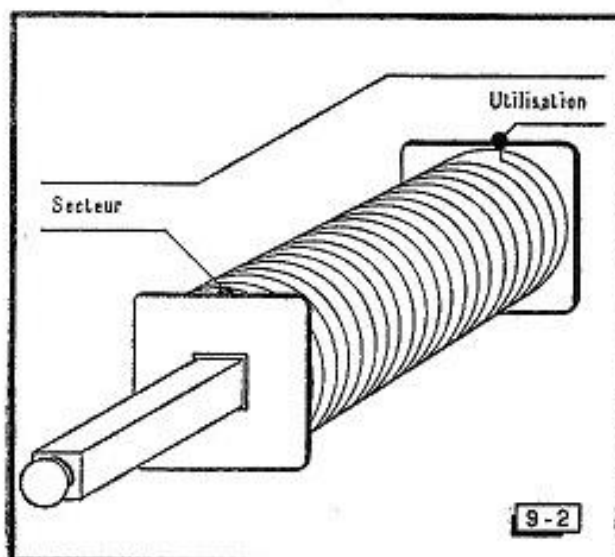
La mise au point des « bobines à tirette » se fait surtout expérimentalement. Le faisceau de tôles peut avoir une section de 4 à 10 cm<sup>2</sup> pour les modèles de laboratoire, et le diamètre du fil est choisi en fonction de l'intensité qui doit le traverser (fig. 4 - 4).

Quelques essais permettent de connaître le nombre de tours nécessaire pour fournir la chute de tension souhaitée.

### LES TRANSFORMATEURS A FUITES

Dans certaines utilisations (alimentation de lampes à vapeur de mercure, à vapeur de sodium, de tubes fluorescents, d'arcs électriques...), il est nécessaire de disposer d'un transformateur dont la tension décroît à mesure qu'augmente la charge apportée par le cir-

Fig. 9-2. — Une « bobine à tirette » permet d'introduire une réactance réglable dans un circuit parcouru par un courant alternatif.



cuit extérieur. Il en résulte que l'intensité dans ce dernier circuit garde une certaine constance, en dépit des variations de la charge. Ce résultat s'obtient en créant *des fuites* dans le circuit magnétique du transformateur, notamment par la présence d'un entrefer.

Les relations entre la tension et l'intensité étant souvent assez complexes, la mise au point de ces transformateurs relève surtout de l'expérimentation et des mesures pratiques.

### LES TRANSFORMATEURS POUR VIBREURS

Bien que l'on fasse surtout appel, à présent, aux alimentations à transistors, nous mentionnerons ces transformateurs, pour la particularité qu'ils ont, de fonctionner non pas à partir d'un courant sinusoïdal, mais d'un courant continu *découpé* par les contacts du vibreur, autrement dit à *forme rectangulaire* (ou sensiblement telle).

Si la fréquence de récurrence du « découpage » était différente de 50 cycles/seconde, on calculerait les nombres de tours par la formule de Boucherot :

$$N = V \frac{10^8}{4,44 F B S}$$

avec N : nombre de tours correspondant à la tension V ; F : fréquence ; B : induction, en gauss, pour laquelle on se tiendrait ici entre 6000 et 7500 ; S : section réelle du circuit magnétique, en cm<sup>2</sup>).

Au secondaire, le nombre de tours trouvé par l'intermédiaire de cette formule, serait réduit d'environ 20 %, afin de tenir compte des effets du « facteur de forme » du courant rectangulaire.

### LES BOBINES D'ALLUMAGE

A titre de curiosité technique, nous citerons ici le cas des « bobines d'allumage » que l'on est souvent enclin à regarder comme des transformateurs, du fait qu'elles comprennent deux enroulements, un primaire et un secondaire.

Nous examinerons les conditions optimales à satisfaire pour une bobine destinée à l'amorçage d'une lampe à éclats de flash électronique (fig. 9 - 3).

Le primaire P, doit avoir une faible inductance, de manière que la décharge du condensateur C soit aussi brève que possible, quand on ferme le contact I.

Pour cette même raison de variation très rapide du flux magnétique, la bobine-transformateur ne comportera pas un circuit magnétique fermé, mais un noyau droit, et l'on aura intérêt à constituer celui-ci par un matériau se comportant bien aux fréquences élevées.

Afin de profiter au mieux des « fronts raides » créés au primaire, il sera bon de réduire les capacités réparties au secondaire, grâce à un bobinage en nid d'abeille. Ce dernier aura, en outre, l'avantage de disposer régulièrement les couches du fil les unes au-dessus des autres, cet « échelonnement » correspondant à celui de la « montée » de la haute-tension d'un bout à l'autre de la bobine.

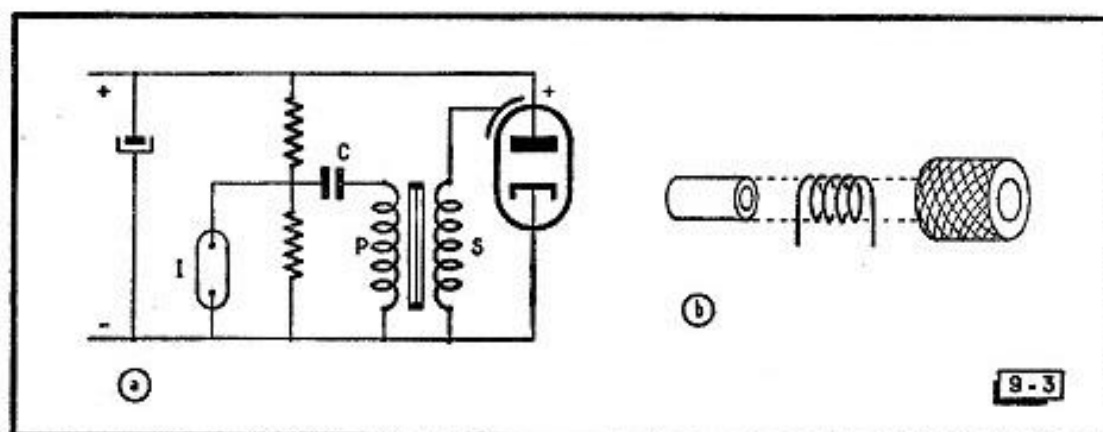


Fig. 9-3. — Schéma d'un flash électronique et les détails de sa bobine d'amorçage.

Nous avons obtenu des tensions d'au moins 5000 volts, à partir de bobines constituées selon les indications suivantes. Sur un tube de FERROXCUBE de  $8 \times 4 \times 25$  mm (fig. 9 - 3 b) on enroule 16 tours

jointifs de fil de 1 mm, émaillé, formant l'enroulement P. Après avoir placé une ou deux épaisseurs de bande adhésive, on bobine en nid d'abeille, 600 tours de fil 0,12 mm (émaillé, sous une couche soie). L'ensemble est entouré d'une bande adhésive et imprégné à l'aide d'une solution de polystyrène dans la benzine.

### LES CIRCUITS COUPÉS

Depuis plusieurs années s'est développée la technique des « circuits coupés ». Ceux-ci sont constitués à partir d'une bande de tôle de fer-

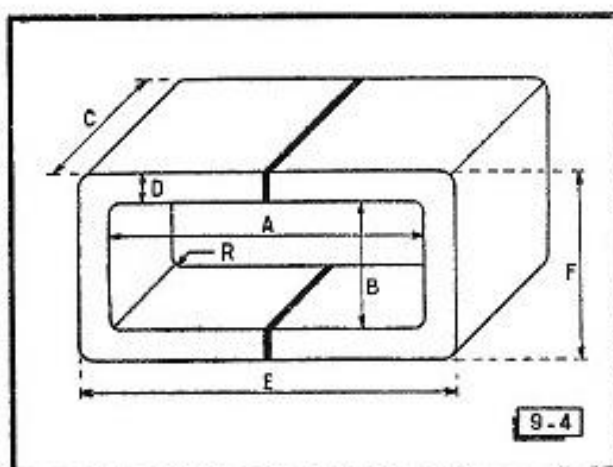


Fig. 9-4. — Les circuits coupés « deux C ».

silicium de haute qualité, dans laquelle l'orientation des cristaux élémentaires (ou « grains ») se trouve réalisée moyennant plusieurs opérations de laminage à froid et de traitements thermiques.

On utilise cette bande en l'enroulant sur elle-même, ses spires étant ensuite immobilisées et rendues compactes par l'introduction de résines synthétiques.

La « boucle » ainsi formée est alors coupée en son milieu, laissant deux pièces en forme de « C » (fig. 9 - 4). Celles-ci sont repérées deux à deux, afin qu'après la rectification des coupes, leur nouvel assemblage restitue la continuité initiale des spires du feuillard.

Une carcasse complète comprend ainsi les « deux C » provenant de la boucle primitive (fig. 9 - 5). Mais il est encore permis de jumeler deux carcasses complètes comme le montre la figure 9 - 6 (montage en « quatre C »).

Les avantages remarquables de ces circuits coupés résident, nous l'avons déjà mentionné, dans une très faible valeur des pertes dans le fer, et dans de hautes valeurs de l'induction admissible : respectivement moins de 1,8 W/kg et 17 000 gauss à 50 Hz pour les carcasses faites à partir de bande de 0,35 mm d'épaisseur, et moins de 1,6 W/kg, avec 14 000 gauss à 400 Hz, pour les carcasses faites en usant de bande de 0,10 mm d'épaisseur.

Les circuits coupés correspondent à des ensembles nettement standardisés, et nous avons réuni toute la documentation les concernant sous la forme de trois tableaux : le premier résume la liste et les cotes générales de leur série normalisée. Le second fournit les indications nécessaires pour la détermination complète d'un transformateur à 50 Hz monté sur deux carcasses « double C », c'est-à-dire « en quatre C », en bande de 0,35 mm d'épaisseur, selon la figure 9 - 6. Le troisième tableau concerne l'emploi des carcasses en bande de 0,10 mm d'épaisseur, et il a été fondé (selon la formule de Boucherot) sur une induction de 14 000 gauss et sur une fréquence de 400 Hz.

Ces deux derniers tableaux groupent ainsi les éléments de base :

- a) la puissance susceptible d'être transmise entre le primaire et le ou les secondaires ;
- b) la section du fer ;
- c) le nombre de tours par volt à prévoir ;
- d) la densité maximum de courant dans les conducteurs.

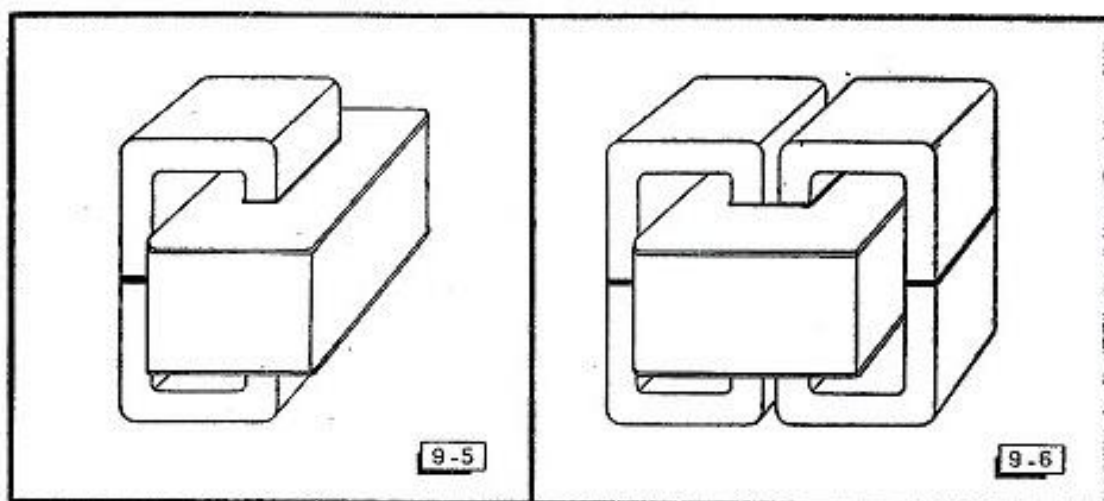


Fig. 9-5. — Montage d'un transformateur sur un circuit « deux C ».

Fig. 9-6. — Montage des enroulements sur deux circuits complets, c'est-à-dire sur « quatre C ».

L'usage des circuits coupés offre la possibilité de réduire les pertes d'environ 35 % par rapport à celles d'un transformateur de même puissance monté sur des tôles ordinaires.

Les enroulements étant réalisés sur une bobine prenant place sur les circuits magnétiques, ainsi que le montre la figure 9 - 6, l'immobilisation (et un solide serrage !) de chaque groupe de « deux C » s'obtient par un cerclage à l'aide de bandes en acier doux étamé serties avec des agrafes.

En dehors de ce procédé industriel, une ressource à la portée de chacun est d'user de bande métallique et des systèmes de serrage vendus pour cercler les tuyaux souples.



**COTES GÉNÉRALES DE LA SÉRIE NORMALISÉE DES CIRCUITS COUPÉS (selon la figure 9 - 4)**

(Au préfixe FA est substitué IY dans les références des ACIÉRIES D'IMPHY)

Type du circuit		Fenêtre A x B mm	Dimensions extérieures E x F mm	Rayon R mm	Cote C mm	Cote D mm	Pour un seul circuit « double C »		
Epaisseur de la bande	0,10 mm						Ligne de force moyenne en cm	Section réelle en cm <sup>2</sup>	Poids minimum en g
FA 35 Q 13	0,85 mm	38 x 13	54 x 29	1,6	13	8	12,4	0,97	93
FA 35 Q 19	0,10 mm	38 x 13	54 x 29	1,6	19	8	12,4	1,41	136
FA 35 Q 25	0,10 mm	38 x 13	54 x 29	1,6	25	8	12,4	1,86	179
FA 35 Q 38	0,10 mm	38 x 13	54 x 29	1,6	38	8	12,4	2,83	271
FA 35 T 13	0,10 mm	51 x 16	71 x 36	1,6	13	10	16,3	1,21	152
FA 35 T 19	0,10 mm	51 x 16	71 x 36	1,6	19	10	16,3	1,77	222
FA 35 T 25	0,10 mm	51 x 16	71 x 36	1,6	25	10	16,3	2,33	292
FA 35 T 32	0,10 mm	51 x 16	71 x 36	1,6	32	10	16,3	2,98	374
FA 35 U 19	0,10 mm	57 x 19	77 x 39	3	19	10	17,8	1,77	243
FA 35 U 25	0,10 mm	57 x 19	77 x 39	3	25	10	17,8	2,33	320
FA 35 U 32	0,10 mm	57 x 19	77 x 39	3	32	10	17,8	2,98	410
FA 35 U 38	0,10 mm	57 x 19	77 x 39	3	38	10	17,8	3,54	487
FA 35 V 22	0,10 mm	63 x 22	89 x 48	3	22	13	20,6	2,66	423
FA 35 V 29	0,10 mm	63 x 22	89 x 48	3	29	13	20,6	3,51	557
FA 35 V 38	0,10 mm	63 x 22	89 x 48	3	38	13	20,6	4,60	730
FA 35 V 51	0,10 mm	63 x 22	89 x 48	3	51	13	20,6	6,15	980
FA 35 X 19	0,10 mm	76 x 29	108 x 61	3	19	16	25,5	2,88	558
FA 35 X 29	0,10 mm	76 x 29	108 x 61	3	29	16	25,5	4,32	852
FA 35 X 38	0,10 mm	76 x 29	108 x 61	3	38	16	25,5	5,67	1116
FA 35 X 51	0,10 mm	76 x 29	108 x 61	3	51	16	25,5	7,60	1498
FA 35 Z 25	0,10 mm	89 x 35	127 x 73	3	25	19	30,3	4,42	1084
FA 35 Z 38	0,10 mm	89 x 35	127 x 73	3	38	19	30,3	6,71	1572
FA 35 Z 51	0,10 mm	89 x 35	127 x 73	3	51	19	30,3	9,01	2110
FA 35 Z 70	0,10 mm	89 x 35	127 x 73	3	70	19	30,3	12,37	2897
FA 35 AD 32	0,10 mm	114 x 44	164 x 94	3	32	25	39,0	7,43	2244
FA 35 AD 51	0,10 mm	114 x 44	164 x 94	3	51	25	39,0	11,85	3576

Pour obtenir la section réelle et le poids des circuits réalisés en bande de 0,10 mm, multiplier les valeurs portées dans ces colonnes par le coefficient 0,97.

### CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES CIRCUITS COUPÉS

(Bande de 0,35 mm d'épaisseur — Induction maximum de 17 000 gauss, à 50 Hz)

Référence du noyau  (un seul C complet)	Valeurs pour l'utilisation de DEUX NOYAUX COMPLETS (selon la figure 9 - 6 : montage en quatre C)			
	Puissance transmise watts	Section du fer cm <sup>2</sup>	Nombre de spires par volt	Intensité dans le cuivre A/mm <sup>2</sup>
FA 35 Q 13	18	1,04	18,65	2,5
FA 35 Q 19	26	2,82	9,4	2,5
FA 35 Q 25	35	3,72	7,12	2,5
FA 35 Q 38	55	5,66	4,68	2,5
FA 35 T 13	36	2,42	10,95	2,2
FA 35 T 19	51	3,54	7,48	2,2
FA 35 T 25	67	4,66	5,69	2,2
FA 35 T 32	86	5,96	4,45	2,2
FA 35 U 19	60	3,54	7,48	2,0
FA 35 U 25	77	4,66	5,69	2,0
FA 35 U 32	98	5,96	4,95	2,0
FA 35 U 38	116	7,08	3,74	2,0
FA 35 V 22	104	5,32	4,98	1,85
FA 35 V 29	136	7,02	3,77	1,85
FA 35 V 38	178	9,20	2,88	1,85
FA 35 V 51	225	12,30	2,15	1,85
FA 35 X 19	159	5,66	4,68	1,6
FA 35 X 29	232	8,34	3,18	1,6
FA 35 X 38	317	11,34	2,34	1,6
FA 35 X 51	420	15,2	1,74	1,6
FA 35 Z 25	335	8,84	3,00	1,5
FA 35 Z 38	510	13,42	1,97	1,5
FA 35 Z 51	680	18,02	1,47	1,5
FA 35 Z 70	940	24,74	1,07	1,5
FA 35 AD 32	875	14,86	1,78	1,3
FA 35 AD 51	2760	47,4	0,56	1,3
FA 35 AD 51 (1)	1380	23,7	1,12	1,3

(1). Pour un seul C complet, selon la figure 9 - 5.

## CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES CIRCUITS COUPÉS

(Bande de 0,10 mm d'épaisseur — Induction maximum de 14 000 gauss, à 400 Hz)

Référence du noyau  (un seul C complet)	Valeurs pour l'utilisation de <i>deux noyaux complets</i> (selon la figure 9 - 6 : montage en quatre C)			
	Puissance transmise watts	Section du fer cm <sup>2</sup>	Nombre de spires par volt	Intensité dans le cuivre A/mm <sup>2</sup>
FA 10 Q 13	80	1,94	2,07	3,5
FA 10 Q 19	100	2,82	1,43	3,5
FA 10 Q 25	140	3,72	1,08	3,5
FA 10 Q 38	215	5,66	0,71	3,5
FA 10 T 13	145	2,42	1,66	3,0
FA 10 T 19	200	3,54	1,14	3,0
FA 10 T 25	265	4,66	0,86	3,0
FA 10 T 32	345	5,96	0,675	3,0
FA 10 U 19	240	3,54	1,14	2,75
FA 10 U 25	300	4,66	0,86	2,75
FA 10 U 32	390	5,96	0,675	2,75
FA 10 U 38	460	7,08	0,57	2,75
FA 10 V 22	415	5,32	0,755	2,5
FA 10 V 29	540	7,02	0,574	2,5
FA 10 V 38	700	9,20	0,437	2,5
FA 10 V 51	900	12,30	0,328	2,5

Ajoutons encore que la même bande de cerclage, passant par deux trous du châssis, peut encore assurer en même temps, la fixation du transformateur.

## LES TRANSFORMATEURS POUR FRÉQUENCES

SUPÉRIEURES A 50 Hz

Sous ce titre, nous comprendrons d'une part, les transformateurs fonctionnant sur des « réseaux de distribution de courant » tels que ceux des installations de bord, dans l'aéronautique (fréquence 400 Hz), c'est-à-dire en régime sinusoïdal d'amplitude constante et, d'autre part, ceux qui sont destinés aux amplificateurs B.F.

Dans le premier cas, le tableau concernant les carcasses en bande de 0,10 mm d'épaisseur (pour une induction de 14 000 gauss et pour une fréquence de 400 Hz) fournit directement toute la documentation souhaitable.

Mais les valeurs publiées dans les deux derniers tableaux découlant toujours de la formule de Boucherot, il est facile de reprendre, avec d'autres bases de fréquence et de valeur d'induction, l'application de cette formule :

$$N = V \frac{10^8}{4,44 F B S}$$

avec N : nombre de tours de l'enroulement,  
 V : tension à ses bornes (en volts),  
 F : fréquence (en hertz),  
 B : induction (en gauss),  
 S : section de la carcasse (en cm<sup>2</sup>).

Dans le domaine de la basse fréquence, il est logique d'user de carcasses faites à partir de bande de 0,10 mm d'épaisseur. Mais, comme nous l'avons déjà souligné à propos des transformateurs B.F. ordinaires, on aboutira encore ici, à des données de réalisation passablement divergentes selon les bases à partir desquelles les calculs auront été conduits. En effet, il ne s'agit pas de transmettre *une fréquence* bien déterminée, mais *une bande de fréquences*, plus ou moins large selon la qualité du transformateur.

Pour une réalisation de qualité courante, on choisirait la carcasse à partir du dernier tableau (circuits en bande de 0,10 mm), *en réduisant toutefois de 30 % la valeur de la puissance admissible notée*. Puis, pour évaluer le nombre de tours aux divers enroulements, *on multiplierait par 5 la section du fer de la carcasse choisie, pour reporter cette valeur à la « section du fer » de l'abaque de la figure 7 - 4*. (En d'autres termes, pour un ensemble « en quatre C », de 3,72 cm<sup>2</sup> de section, on userait dudit abaque à  $5 \times 3,72 = 18,6$  cm<sup>2</sup> de l'échelle « section réelle du fer ».)

Ces approximations permettront de tomber dans une moyenne satisfaisante.

Cependant, nous ne devons pas cacher qu'à l'égard de transformateurs de la classe « haute fidélité », les détails techniques et pratiques deviennent nombreux et complexes, de sorte qu'une bonne réalisation se montre d'une exécution fort délicate, si l'on ne dispose de moyens industriels de production et de *contrôle* pour la vérifier, ainsi que d'une expérience pratique bien acquise en cette matière.

## LES TRANSFORMATEURS POUR CONVERTISSEURS

### A TRANSISTORS

La transformation d'un courant continu à basse tension en un courant continu de tension plus élevée, étant réalisable à l'aide de transistors, avec les principaux avantages d'un rendement important

(souvent voisin de 80 %) et de l'absence d'une commutation mécanique bruyante, nous ne pouvons passer sous silence les « transformateurs-oscillateurs » propres à ces montages.

C'est, en effet, le « transformateur » qui, grâce à des enroulements auxiliaires, entretient une oscillation dont la forme n'est pas sinusoïdale, mais que l'on peut quand même transformer, puis redresser et filtrer.

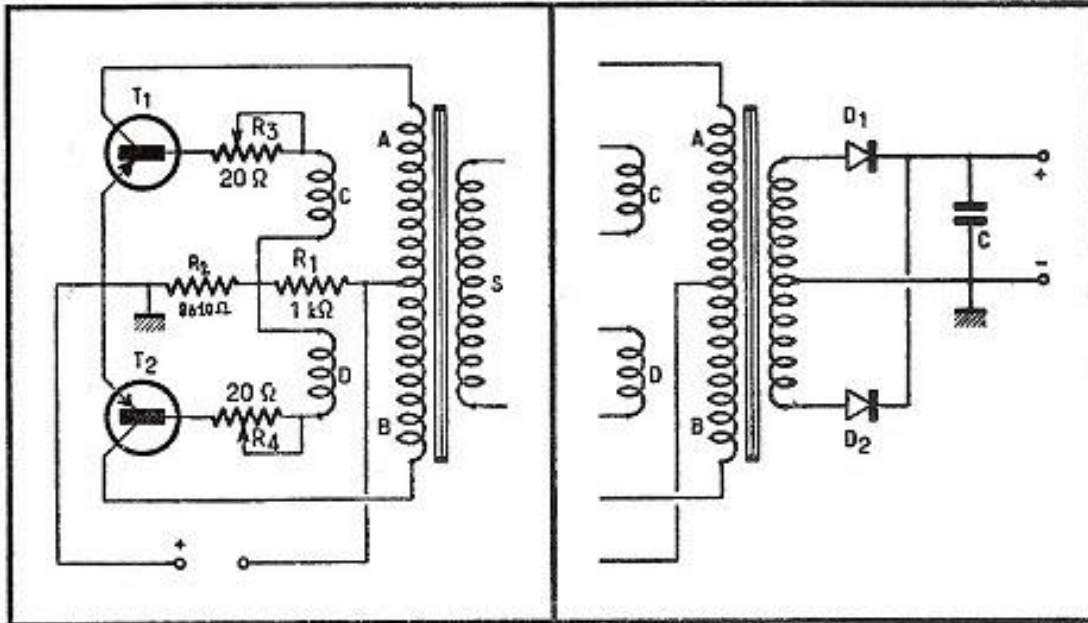


Fig. 9-7. — Schéma d'un convertisseur à deux transistors ( $T_1$  et  $T_2$ ).

Fig. 9-8. — La constitution du secondaire du « transformateur-oscillateur » dépendra du schéma du redresseur et des caractéristiques des diodes  $D_1$  et  $D_2$ .

En général, dès qu'il s'agit d'obtenir une puissance moyenne ou assez élevée d'un tel convertisseur, on choisit le *montage symétrique* à deux transistors, dont la figure 9 - 7 indique le *schéma pratique* fondamental.

Les calculs sont conduits à partir :

- de la puissance à tirer à la sortie du convertisseur ( $P$ ) ;
- de la tension de la batterie d'alimentation ( $E$ ).

La fréquence de travail de ces « transformateurs-oscillateurs » est généralement comprise entre 1000 et 10 000 Hz dans le cas de convertisseurs à faible puissance (quelques watts au plus), où le bobinage est logé sur un pot en ferrite. Mais, pour des puissances plus importantes, il est indispensable d'utiliser une carcasse en tôle de fer-silicium à grains orientés, la fréquence se tenant alors vers 200 à 500 Hz.

Dans ces conditions, les circuits faits à partir de bande de 0,10 mm d'épaisseur, sont tout indiqués, et il sera permis de faire un choix à

partir des données du dernier tableau (ce choix étant gardé plutôt large, si l'on envisage une fréquence d'oscillation inférieure à 400 Hz).

Le nombre de tours d'un demi-primaire (A, B, de la figure 9 - 7) s'obtient à partir de la formule de Boucherot, à condition de fixer une fréquence d'oscillation arbitraire F, et l'on a :

$$N \text{ (demi-primaire)} = \frac{E \cdot 10^8}{4,44 B_m F S}$$

où l'on prend pour  $B_m$ , l'induction de saturation du circuit magnétique.

Le choix des transistors est évidemment subordonné à la puissance transformée, ainsi qu'à la tension de la batterie d'alimentation :

a) Pour le courant maximum de collecteur, à l'égard duquel on aura :  $I_{c \max} = \frac{P}{0,8 E}$  (en admettant un rendement de 80 %) ;

b) Pour la surtension supportée entre collecteur et émetteur :  $V_{ce \max} = 2 E$ .

A partir de ces valeurs, il est permis d'adopter un modèle convenable de transistor.

Le nombre de tours  $N_b$  de chacun des enroulements d'entretien de l'oscillation (C, D), insérés dans les bases des transistors, s'obtient par la formule

$$N_b = \frac{2 N V_{be}}{E}$$

où  $V_{be}$  correspond à la tension entre base et émetteur, qui provoque le passage du courant maximum de collecteur.

Le nombre de tours  $N_s$  au secondaire S, nécessaire pour fournir la tension  $E_s$  souhaitée, est très simplement donné par la proportion :

$$\frac{N_s}{E_s} = \frac{N}{E}$$

Cependant, si l'on prévoit ensuite un système classique de redressement des deux alternances au moyen de deux diodes (fig. 9 - 8), le nombre de tours  $N_s$  trouvé sera seulement celui d'un demi-secondaire.

Par ailleurs, on tiendrait compte, en calculant  $E_s$ , des caractéristiques de redressement des diodes.

Aux fréquences d'oscillation de quelques centaines de hertz, le problème du filtrage est très simplifié. Une seule capacité C, d'une trentaine à une centaine de microfarads, se montre souvent suffisante.

Au point de vue du diamètre des conducteurs, on le choisira à partir de la valeur conseillée de densité de courant dans le cuivre figurant sur les tableaux réservés aux circuits en double C, en se basant sur la moitié de l'intensité maximale à chaque demi-primaire

et à chaque enroulement d'entretien. Le diamètre du fil au secondaire sera déterminé de la manière classique (abaque de la figure 4 - 4).

Les enroulements du transformateur sont normalement placés sur la carcasse, en commençant par les deux demi-primaires ; puis on bobine les deux enroulements des bases et, enfin, le secondaire.

En général, pour le respect de la symétrie, on exécute les demi-primaires et les enroulements d'entretien (bases) *en bobinage bifilaire*, c'est-à-dire à l'aide de deux fils que l'on maintient côte à côte au cours du bobinage. Les branchements sont faits, ensuite, dans l'ordre convenable, c'est-à-dire au primaire, en reliant la sortie d'un fil à l'entrée de l'autre, pour former la prise médiane.

A titre d'exemple, voyons le calcul d'un convertisseur alimenté à partir d'une batterie 12 volts, et capable de délivrer 0,32 A sous 250 volts à sa sortie secondaire, soit une puissance de 80 watts.

Compte tenu d'un rendement de 80 %, la puissance maximum d'alimentation atteindrait ainsi 100 watts.

Le schéma serait celui de la figure 9 - 7.

Pour une puissance alimentation de 100 watts, il est permis d'adopter une carcasse magnétique « en quatre C » 1 Y 10 Q 25 (Aciéries d'Imphy) capable de 140 VA à 400 Hz.

Les transistors devront admettre au moins :

$$a) I_{c \max} = \frac{80}{0,8 \times 12} = 8,35 \text{ A}$$

$$b) V_{ce \max} = 2 \times 12 = 24 \text{ volts.}$$

Nous aurons ainsi libre choix parmi divers modèles : 2 N 174, SFT 267, DT 100,...

Si l'on admet un fonctionnement sur une fréquence de 250 Hz, et avec une induction de 14 000 gauss, au aura pour le nombre de tours d'un demi-primaire :

$$N = \frac{12 \times 10^8}{4,44 \times 14\,000 \times 250 \times 3,72} = 21 \text{ tours}$$

L'intensité  $I_{c \max}$  étant susceptible d'atteindre 15 A pour les transistors considérés (soit 7,5 A pour sa moitié), et la densité de courant prévue avec la carcasse 1 Y 10 Q 25 étant de 3,5 A/mm<sup>2</sup>, le diamètre du fil primaire sera de 1,6 mm.

Des courbes caractéristiques du transistor, ou d'essais pratiques, on déduit la tension  $V_{be}$  qui, appliquée entre base et émetteur, amène le courant de collecteur à sa valeur maximale. Pour les transistors précédemment indiqués, cette tension et le courant de base correspondant, sont respectivement de l'ordre d'un volt et de 0,6 A.

Nous aurons ainsi pour chacun des enroulements de base :

$$N_b = \frac{2 \times 21 \times 1}{12} = 3,5 \text{ tours (ou 4 tours, en pratique).}$$

Pour le diamètre du fil, en admettant  $0,6/2 = 0,3$  A et une densité de courant de  $3,5 \text{ A/mm}^2$ , cela conduit à  $0,35 \text{ mm}$ .

Le secondaire (ou chaque demi-secondaire) devant délivrer 250 volts, le nombre de tours nécessaire sera de :

$$N_s = \frac{N E_s}{E} = \frac{21 \times 250}{12} = 438 \text{ tours.}$$

Si l'intensité secondaire atteint  $0,32 \text{ A}$ , l'abaque de la figure 4 - 4 donne (pour la même densité de courant), un diamètre de  $0,35 \text{ mm}$ .

Il va sans dire qu'il faudrait s'assurer du logement des enroulements dans la carcasse à l'aide des courbes de remplissage du même abaque. Et, en ce qui concerne le redressement, on se reporterait au chapitre 2 (Les redresseurs secs), et notamment à la figure 2 - 12 pour les relations entre la tension appliquée et celle de sortie, dans chacune des diverses combinaisons de branchement des diodes, de même que pour les indications relatives au choix de ces dernières.

---



## QUELQUES CONSEILS POUR LA RÉALISATION DES AMPLIFICATEURS B.F.

La méthode développée au chapitre VI, bien observée, permet d'établir d'excellents projets d'amplificateurs B.F. Cependant, il reste à transposer le schéma en une réalisation pratique et, dans ce dernier domaine, il nous a paru bon de souligner quelques-unes des choses à faire... et à ne pas faire...

Tout d'abord, le montage sera exécuté sur un châssis métallique, soit formant un ensemble, soit en deux parties : l'amplificateur d'une part, l'alimentation de l'autre (surtout si l'appareil est puissant et que l'on désire en diviser le poids total).

Dans le ou les châssis, on passera toujours une connexion générale de masse, sur laquelle tous les retours individuels de circuits seront soudés avec soin. On a souvent recommandé l'emploi d'un « gros » fil de masse ou d'une tresse métallique ; on a conseillé aussi de disposer cette connexion de manière à « encadrer » l'espace réservé au câblage.

En réalité, la meilleure méthode consiste à traiter le câblage d'un amplificateur B.F. comme s'il s'agissait d'un montage fonctionnant en H.F. et à passer la connexion de masse, d'un support de lampe au suivant, de manière à ramener sur elle (et selon le plus court trajet) tous les condensateurs de découplage.

Un fil étamé de 1 mm de diamètre sera *très suffisant* ; il aura l'avantage de se laisser couder et conduire facilement de support en support. Mieux vaudra aussi faire de bonnes soudures sur un fil de 1 mm, que des soudures « collées » et mal prises sur un gros fil !

## **RONFLEMENTS ET AMORÇAGES**

### **D'OSCILLATIONS**

Les phénomènes à redouter dans un amplificateur B.F. sont les ronflements et les amorçages d'oscillations.

Certains voisinages sont incompatibles et nous devons les connaître avant de procéder à la disposition pratique du matériel. Les ronflements proviennent, en général, d'inductions, et les étages d'entrée (surtout leurs connexions de grille) y sont les plus sensibles.

Ainsi, nous veillerons à écarter le plus possible, le transformateur d'alimentation et les inductances de filtrage, des étages d'entrée dont les connexions de grille seront soigneusement blindées et, de préférence, accompagnées de « chapeaux de grille » si cette dernière est au sommet du tube.

Le transformateur de sortie de l'amplificateur est, le plus souvent peu sensible aux inductions, mais il vaudra mieux être très prudent pour les transformateurs qui le précèdent.

Du côté de l'interrupteur du secteur, il sera préférable d'utiliser un organe séparé, plutôt que de se servir de celui d'un potentiomètre appartenant aux circuits d'entrée de l'amplificateur.

Une précaution toujours profitable est de ne pas livrer le châssis au retour de courants à 50 Hz, car on ne sait trop quel chemin ils y empruntent. *Le câblage du circuit de chauffage des lampes sera donc toujours établi à l'aide de deux fils.* Il n'est pas nécessaire de torsader ceux-ci, ni de les blinder. On les maintiendra côte à côte, d'un support de lampe au suivant, en les passant dans une gaine de soupliso.

Si le transformateur d'alimentation se trouve sur le châssis de l'amplificateur, il suffira de relier à la masse, *l'une des cosses* du secondaire de chauffage des lampes (afin de définir le potentiel de ce circuit). L'établissement de ce « point masse » sur un potentiomètre d'équilibrage n'est même pas indispensable en suivant cette méthode.

Quand l'alimentation de l'amplificateur est montée sur un châssis séparé, le circuit de chauffage à deux fils *s'impose absolument.* On ne peut, en effet, faire passer simultanément dans le fil joignant la masse de l'amplificateur à celle de l'alimentation, un courant à 50 Hz et le retour des courants anodiques. Le circuit de chauffage ne comportera donc *aucun point de masse* sur le châssis de l'amplificateur, *ce point de masse ne devant être présent que sur le châssis d'alimentation* (et réalisé comme nous l'indiquions plus haut).

Si le secondaire de chauffage des lampes possède une prise médiane, il est évident que c'est elle qu'on reliera à la masse, plutôt qu'une des extrémités de ce secondaire.

Dans le cas où l'alimentation de l'amplificateur se trouve sur un châssis séparé, il ne faudra pas manquer de songer qu'un *chemin de retour* est nécessaire aux courants B.F., du + H.T. à la masse. Il serait fort mauvais que ces courants n'aient d'autre issue que le câble reliant les deux châssis, en raison des couplages entre circuits qui s'y produiraient. *La bonne méthode sera de ne pas monter le dernier condensateur de filtrage sur le châssis d'alimentation, mais sur celui de l'amplificateur lui-même, où il offrira le plus court chemin au « bouclage » des courants B.F. entre le + H.T. et la masse.*

Les amorçages d'oscillations trouvent leur cause dans quelque retour d'énergie entre étages. Ils sont souvent à fréquence ultra-audible, et ils échappent de ce fait, au contrôle de l'oreille ; les seules manifestations indirectes perceptibles sont celles d'un manque de puissance accompagné d'une sorte de défaut mal défini affectant la pureté de l'audition. Les appareils de mesure à redresseur, utilisés en wattmètre, comme nous l'avons indiqué par la figure 7 - 7, ne sont que d'un secours très incertain, car le rendement de l'élément redresseur est susceptible de tomber dès que la fréquence augmente, pouvant même devenir presque nul aux fréquences ultra-audibles considérées. *Seul*, l'oscillographe cathodique permet de « voir clair » avec certitude en pareil cas.

Mais, connaissant leur cause, on peut déjà se prémunir contre la majeure partie de ces accrochages. Les blindages déjà effectués seront tout à fait profitables et, de plus, il faudra disposer le matériel de manière à éloigner au maximum les étages de sortie de ceux d'entrée. La construction en longueur est très avantageuse à cet effet.

Dans la disposition des organes, on évitera tout ce qui peut « faire fouillis ». Avant de mettre en place chaque support de lampe, on pensera à l'orienter de manière que la sortie d'anode se présente du côté de l'entrée de grille de la lampe suivante. Dans le cas des liaisons à résistances et capacités, il faudrait laisser entre les supports, une distance légèrement supérieure à la longueur du condensateur de liaison, afin que ce dernier prenne place dans cet intervalle, sans nécessiter aucun fil auxiliaire.

Les étages push-pull sont sujets aussi à certains phénomènes d'auto-oscillation, de même que les pentodes B.F. à grande pente. Ces risques seraient prévenus en intercalant une résistance dans le circuit de grille de chacun de ces tubes (aussi près que possible de la sortie de cette électrode).

Dans le cas des tubes travaillant en régime A, cette résistance (voir la figure 6 - 8) peut atteindre un millier d'ohms (il n'y a pas de chute de tension, puisqu'il n'existe pas de débit). Mais, s'il s'agit d'un push-pull fonctionnant en régime AB<sub>2</sub>, donc avec un courant de

grille, la valeur des résistances ne devra pas être exagérée, et l'on pourra se contenter de quelques dizaines d'ohms (fig. 6 - 7).

### DÉCOUPLAGES AUXILIAIRES

Aux premiers étages de l'amplificateur B.F., et toujours en vue d'éliminer les tendances aux accrochages, ainsi que pour améliorer le filtrage du courant anodique, il est recommandable de monter les cellules de découplage telles que nous les avons mentionnées au chapitre VI et indiquées aux figures 6 - 7, 6 - 8, 6 - 11.

Rappelons que la valeur de ces organes n'est pas critique. Les condensateurs auront une capacité de 8 à 16 microfarads. Pour les résistances, on n'ira pas au-delà du dixième de la résistance de charge d'anode ( $R_p$ ) afin de ne pas introduire une chute de tension exagérée.

### DERNIERS CONSEILS A PROPOS DES

#### TRANSFORMATEURS B.F. ET TRANSFORMATEURS

#### D'ALIMENTATION

Il peut arriver que l'on se trouve en présence d'un transformateur B.F. dont on désire connaître le rapport de transformation. Le procédé le plus rapide consiste à repérer un enroulement présentant de façon manifeste, un nombre de tours suffisant pour que l'on puisse le connecter au secteur à 50 Hz. Mesurant la tension de ce dernier et celle à l'autre enroulement du transformateur, on trouvera le rapport de transformation en effectuant celui des deux tensions.

Si l'on n'osait se hasarder à ce branchement direct au secteur, il suffirait de le faire aux bornes du secondaire à 6,3 volts d'un transformateur d'alimentation. De cette manière, l'expérience ne comporterait aucun danger.

Par ailleurs, il pourrait venir à l'esprit de mesurer la « consommation à vide » d'un transformateur d'alimentation, en connectant un ampèremètre en série avec son primaire (relié au secteur), les secondaires restant inutilisés. Le résultat de cette tentative sera sans intérêt pratique, puisqu'il ne peut exprimer une puissance en watts ; en effet, l'on se retrouvera dans le cas de la figure 1 - 3 b, c'est-à-dire avec un déphasage voisin de 90° de l'intensité sur la tension. Cette mesure n'est donc possible qu'avec un véritable wattmètre.

---

## LES RELAIS ET LEUR CALCUL

Ainsi que nous le reconnaissons dans notre avant-propos, les relais électromécaniques sont une chose assez différente des transformateurs. Néanmoins, comme ils sont eux-mêmes soumis à diverses lois sur les circuits magnétiques, comme ils soulèvent d'analogues problèmes de logement de fil... et comme notre étude, publiée à l'origine dans *Toute la Radio*, traduite ou signalée dans plusieurs pays étrangers, se trouve partout épuisée, nous avons estimé qu'elle pouvait être un additif acceptable à ce livre, en même temps que profitable à tous les techniciens.

En effet, si la physionomie générale des relais électromécaniques est chose bien connue, le calcul de leur enroulement semble souvent tout à fait mystérieux... Nous nous sommes proposé d'en définir les bases pratiques et de les compléter par une série d'abaques dont les utilisations pourront d'ailleurs déborder de ce cadre.

Nul n'ignore la constitution d'un électro-aimant ; et l'idée de son armature attirée durant le passage du courant dans sa bobine, est présente à tous les esprits.

L'électro-aimant fut le premier dispositif électrique capable de commander un mouvement à distance et chacun sait que les premiers télégraphes lui durent d'exister.

Cependant, cette *commande de mouvement* à distance ne pouvait accomplir de « travaux de force » et, eût-on augmenté les dimensions de l'électro-aimant, que le problème du transport de la puissance électrique indispensable aurait entraîné à des conditions souvent inacceptables pour l'établissement d'une longue ligne.

Le *relais*, lequel n'est en somme qu'un commutateur mu par un courant faible (puisqu'il agit sur l'armature de l'électro-aimant y fait manœuvrer un jeu de contacts), fournit la solution cherchée. Il apporte encore le moyen, dans sa forme dite « relais sensible », de déclencher un courant utilisable directement (ou indirectement, par l'intermédiaire d'une « chaîne » de relais), à partir d'un courant très faible.

Dans d'autres emplois, les relais interviennent comme dispositifs de sécurité : commutation d'un circuit à haute tension (relais à grand isolement), afin de soustraire à cette dernière les organes de commande proprement dits ; actions de « verrouillage », de coupure d'un circuit, etc... en cas de fausse manœuvre ou de danger...

Mais nous allons nous attacher immédiatement au calcul des relais et de leurs enroulements, en nous réservant de revenir plus loin sur quelques-unes de leurs applications.

### **COMMENT SE PRÉSENTE LE PROBLÈME**

Le calcul des relais fait intervenir de nombreux paramètres. Il faut obtenir une force d'attraction donnée (ou au moins égale à une certaine valeur) à partir d'un enroulement restant logeable dans un espace déterminé (ou présentant un minimum d'encombrement). Cet enroulement doit, de plus, satisfaire aux relations régies par la loi d'Ohm, entre sa résistance ainsi que la tension et l'intensité pouvant être fournies par la source alimentant le relais. Il faudra que le circuit magnétique travaille dans des conditions convenables, que la densité de courant dans le fil ne soit pas prohibitive, etc...

Ce rapide aperçu montre combien le calcul des relais est chose complexe ; par la méthode ordinaire, il n'est faisable *qu'en imaginant une solution et en vérifiant ensuite ses possibilités d'exécution pratique à l'intérieur du cadre préalablement tracé*. Cela conduit, c'est évident, à des retouches successives des éléments de départ, de manière à « serrer » de plus en plus près le résultat.

Nous indiquerons d'ailleurs, au cours de ce chapitre, les bases et les formules de ces calculs.

### **QUELQUES RÉFLEXIONS SUR LE CIRCUIT**

#### **MAGNÉTIQUE**

Nous savons que le flux développé dans le circuit magnétique du relais devra en attirer la partie mobile, dite *armature*.

Ce circuit magnétique présentera donc, à l'endroit de cette armature, une solution de continuité dans la *position de repos*, et il y sera fermé, ou presque, *dans celle de travail*.

Il va sans dire que la vigueur de fonctionnement du relais serait diminuée par l'existence de fuites dans ce circuit magnétique. On s'efforcera donc, si l'on doit élaborer celui-ci, de lui donner une forme telle que sa « fermeture » soit aussi parfaite que possible.

La figure 11 - 1 montre une disposition très classique parmi les relais ; on y voit la bobine B, avec son noyau N, complété par le cir-

cuit magnétique  $F$  et l'armature  $A$ . Cette dernière est ici dans la position de repos et il existe un *entrefer*  $e$ , entre  $A$  et  $N$ . Dans la position de travail, l'armature  $A$  vient coller à  $N$  et il n'y a plus d'entrefer notable.

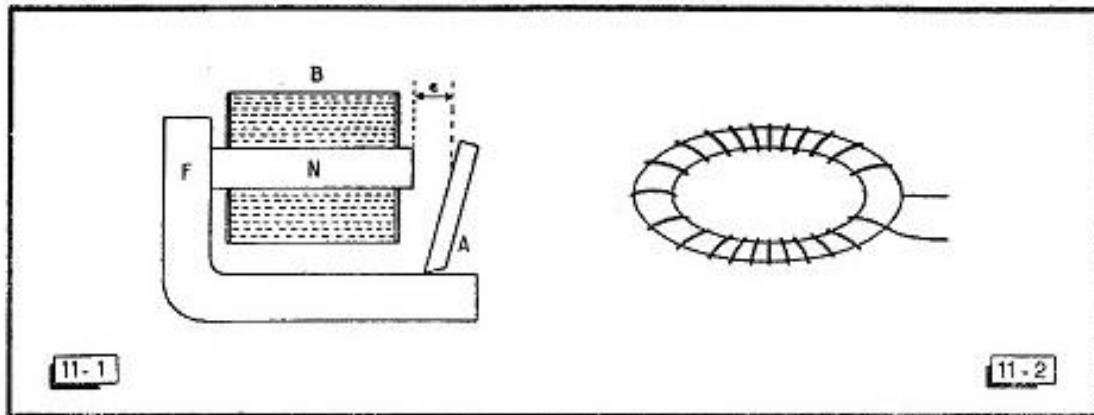


Fig. 11-1. — Constitution normale d'un relais

Fig. 11-2. — Le tore qui servira aux calculs.

Bien que d'une manière un peu confuse peut-être, nous sentons déjà que quelque chose doit changer dans les caractéristiques du circuit magnétique, selon que l'armature est en position de repos (avec la présence de l'entrefer  $e$ ) ou qu'elle passe en position de travail ( $e$  se trouvant supprimé).

### RAPPEL DE NOTIONS SUR LE MAGNÉTISME

Imaginons un tore en fer (fig. 11 - 2) autour duquel sont enroulés  $N$  tours de fil isolé.

Si  $l$  est la longueur moyenne du tore, en centimètres,  $I$  l'intensité du courant continu qui parcourt le fil, le champ  $H$  à l'intérieur du bobinage est donné par la formule :

$$H = 1,25 I N/l \quad (1)$$

Ce champ produit dans le fer, une induction (en gauss) :

$$B = \mu H \quad (2)$$

$\mu$  représentant la perméabilité du fer.

Il convient d'insister tout particulièrement ici sur le fait que le terme  $\mu$  n'est pas constant : il varie selon la qualité du fer et aussi selon la valeur du champ  $H$ .

Nous indiquons, par la figure 11 - 3, les courbes de l'induction en fonction du champ, pour le fer doux et le fer de Suède. A mesure que le champ  $H$  augmente, la perméabilité diminue et on voit que l'induction  $B$  atteint une valeur limite ; on dit alors que *le fer est saturé*.

Les formules 1 et 2 peuvent encore s'écrire :

$$B = 1,25 N I \mu / l$$

en désignant par  $S$  la surface (en centimètres carrés) d'un cercle de section droite du tore, le flux  $\Phi$  y est exprimé en maxwells par :

$$\Phi = B S = 1,25 N I \mu S / l = \frac{1,25 N I}{l / \mu S} \quad (3)$$

Si nous appelons  $F$  le produit  $1,25 N I$ , la formule devient :

$$\Phi = \frac{F}{l / \mu S} \quad (4)$$

Prenons maintenant la classique expression de la loi d'Ohm :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{E}{\rho l / S} \quad (5)$$

(avec  $\rho$  : résistivité,  $l$  : longueur, et  $S$  : section du conducteur).

Mais nous pouvons encore y remplacer la résistivité  $\rho$ , par la conductibilité  $\gamma = 1/\rho$  et nous avons enfin :

$$I = \frac{E}{l / \gamma S} \quad (6)$$

La comparaison devient frappante entre les égalités 3 et 6 et les analogies à la force électromotrice, à la résistance, à la conductibilité s'établissent dans le domaine des phénomènes magnétiques, sous les formes respectives de :

$F = 1,25 N I$  : la force magnétomotrice (dont l'unité est le *gilbert*),

$R = l / \mu S$  : la réluctance du circuit magnétique,

$\mu$  = la perméabilité de ce dernier.

L'unité de réluctance est l'*œrstedt*. Elle correspond à la « résistance » imposée au passage des lignes de force du champ magnétique, par un volume d'air d'une section de  $1 \text{ cm}^2$  et une longueur de  $1 \text{ cm}$ . (La perméabilité  $\mu$  dans l'air, est égale à 1.)

Le flux  $\Phi$  (en *maxwells*), la force magnétomotrice  $F$  (en *gilberts*) et la réluctance  $R$  (en *œrstedts*) sont liés par la relation :

$$\Phi = F / R$$

dont la belle simplicité rappelle encore une fois la loi d'Ohm.

### LES CALCULS SEMBLANT SE COMPLIQUER !

Il semblerait que cette toute dernière formule ouvre toutes les possibilités de calcul des circuits magnétiques.

Or, il n'en est rien, puisqu'en réalité on a :  $R = l / \mu S$ , où la perméabilité  $\mu$  dépend de la valeur de l'induction  $B$ ... Celle-ci dépendant



à son tour de celle du flux  $\Phi$  que nous nous proposons justement de calculer !

Les calculs ne pourront être menés qu'en choisissant une valeur arbitraire de  $\Phi$  pour arriver en fin de compte, à contrôler si l'induction  $B$  se trouve bien en correspondance avec elle, selon la qualité du fer employé (tableau succinct de la figure 11 - 3).

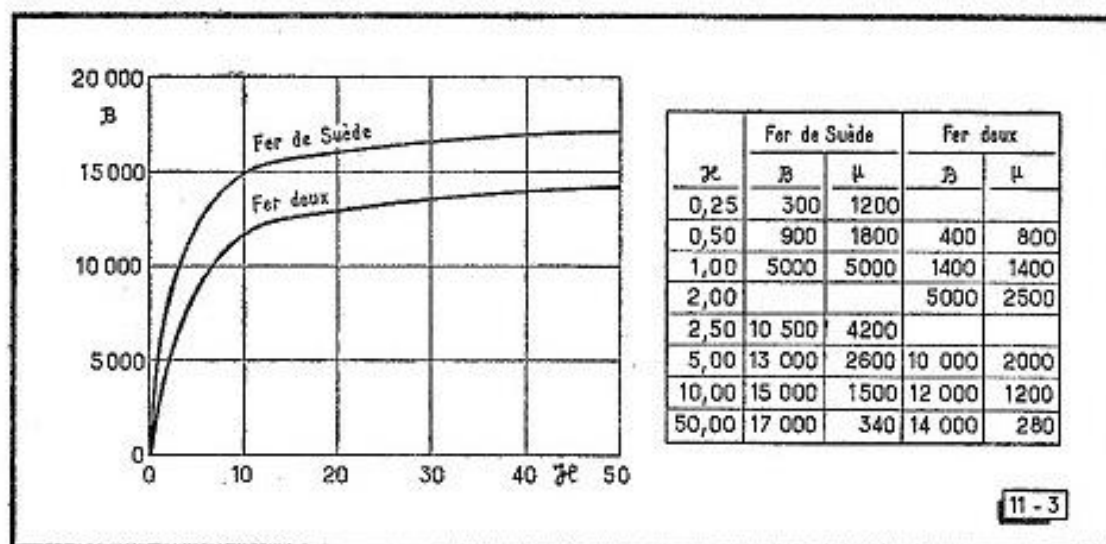


Fig. 11-3. — Quelques valeurs du champ, de l'induction et de la perméabilité pour le fer de Suède et le fer doux. On remarque combien la perméabilité peut varier avec le champ.

Ce n'est généralement qu'après plusieurs modifications de la base de départ, que l'on parvient à faire tenir debout un calcul groupant des grandeurs simultanément admissibles pour  $B$  et pour  $\mu$ ...

On voit donc toute la complexité de la conduite des problèmes sur les circuits magnétiques fermés !

## QUAND LE CIRCUIT MAGNÉTIQUE

### PRÉSENTE UN ENTREFER

Nous allons voir que la présence d'un entrefer entre le noyau et l'armature d'un relais nous permet de très grandes simplifications dans nos calculs.

En effet, nous n'avions considéré jusqu'alors, qu'un circuit magnétique *fermé*. Ce serait, par exemple, le cas pratique d'un électroaimant destiné à *porter* une charge d'un certain poids.

La *force portante* est donnée par la formule suivante :

$$F \text{ (grammes)} = \frac{B^2 S}{8 \pi \times 981} \quad (7)$$

avec  $B$  : induction en gauss, et  $S$  : surface d'armature au collage (en  $\text{cm}^2$ ).

Par contre, dans un relais, la position de départ est celle où l'entrefer  $e$  est ouvert. A l'établissement du courant dans l'enroulement, nous avons affaire d'abord, à une force d'attraction devant amener l'armature mobile au collage avec le noyau (et c'est seulement là que nous retrouvons la notion de force portante).

La force d'attraction reste, au fond, la chose qui compte pour nous, l'essentiel étant d'obtenir le déplacement de l'armature avant de songer à la force qui la maintiendra collée au noyau du relais.

La formule de base de la force d'attraction est, en grammes :

$$F = \frac{2 \pi}{100 \times 981} \times \frac{(N I)^2 S_n}{\left(\frac{l}{\mu} \times e\right)^2} \quad (8)$$

avec  $N$  : nombre de tours de la bobine,  $I$  : intensité du courant dans cette dernière,  $S_n$  : section du noyau magnétique (en  $\text{cm}^2$ ),  $l$  : longueur du circuit magnétique (en cm) ;  $\mu$  : perméabilité ;  $e$  : entrefer (en cm).

Pour plus de clarté dans notre exposé, nous intercalerons ici un exemple concret. Reprenons le relais de la figure 11 - 1 et admettons qu'il présente une section du noyau  $N$  égale à  $1 \text{ cm}^2$ , que la longueur du circuit magnétique complet  $N F A$ , soit de  $15 \text{ cm}$ , et que  $\mu = 4000$  dans la position de travail. La réluctance  $R = l/\mu S$ , sera donc de  $15/4000 = 0,00375$  cerstedt.

Calculons à présent la seule réluctance d'un entrefer  $e$ , de  $1,5 \text{ mm}$  (soit  $0,15 \text{ cm}$ ), dans ce même cas de la figure 11 - 1.

Nous avons toujours  $R = l/\mu S_n$ , mais comme dans l'air  $\mu$  est égal à 1 et que dans notre exemple  $S_n = 1 \text{ cm}^2$ , nous voyons que la réluctance de cet entrefer sera égale à  $0,15$  cerstedt.

Le rapprochement des deux valeurs obtenues ( $0,00375$  et  $0,15$ ) nous montre que la seule réluctance à retenir dans l'état de repos d'un relais, est celle de l'entrefer.

Cette remarque va nous permettre de très intéressantes simplifications dans la formule 8, puisque le terme  $l/\mu$  y sera toujours infime devant  $e$ .

Après avoir également noté que :

$$\frac{2 \pi}{100 \times 981} = \frac{1}{15 300}$$

nous aboutissons à la formule pratique simplifiée :

$$F \text{ (grammes)} = \frac{(N I)^2}{15 300} \times \frac{S_n}{e^2} \quad (9)$$

La « force portante », au collage du relais, sera toujours supérieure à la force d'attraction sur l'armature au repos. Aussi verrons-nous,

lors des réalisations pratiques, certaine « astuce » permettant le maintien en position de travail, avec une dépense de courant réduite.

Soulignons encore au passage que le produit  $N I$  est souvent désigné sous le nom *d'ampères-tours* de la bobine.

### DISCUSSION AUTOUR DU PRODUIT $N I$

La formule 9 nous a montré que la force d'attraction du relais serait proportionnelle à  $(N I)^2$ . Notre intérêt sera donc de chercher les conditions qui donneront une valeur maximum à ce produit.

Lorsque l'intensité  $I$  n'a pas été fixée, ou tout au moins n'est pas limitée par les possibilités de la source alimentant l'enroulement du relais, on peut se demander de quelle manière on obtiendra le produit  $N I$  le plus avantageux.

Il est évident que la carcasse destinée à la bobine du relais contiendra un nombre de tours  $N$  d'autant plus grand que le fil utilisé sera plus fin. Mais, comme nous ne devons pas dépasser une densité de courant normale dans le fil, nous serons dans l'obligation de réduire l'intensité  $I$ ... Voyons cela d'un peu plus près.

Le produit  $N I$  peut encore s'écrire  $N E/R$ , à condition de maintenir constante la tension de la source, et il nous suffira de chercher comment faire croître le rapport  $N/R$ .

Si, pour simplifier notre raisonnement (sans pour cela le fausser de façon bien notable), nous tenons pour négligeable la surépaisseur due à l'isolant qui recouvre le fil (et ce sera presque vrai avec du fil émaillé) et si nous supposons encore, dans tous les cas, un remplissage total de la carcasse, sans espace vide entre les spires du fil, nous pouvons conduire ainsi nos déductions :

a) La section  $S$  du fil est fonction de  $\pi R^2$ , c'est-à-dire de  $\pi D^2/4$ , ou plus simplement de  $D^2/4$ , en désignant par  $D$  le diamètre du fil utilisé.

b) Le nombre de spires  $N$ , logé dans une section de carcasse donnée, sera fonction de l'inverse de la section du fil, soit de  $\frac{1}{D^2/4}$  c'est-à-dire de  $4/D^2$ .

c) La résistance, exprimée par  $R = \rho l/S$  (avec  $\rho$  : constante) sera donc fonction de  $l/S$ , c'est-à-dire (voir a), de  $\frac{l}{D^2/4}$  ( $l$  étant la longueur du fil).

d) Or, la longueur du fil est directement proportionnelle au nombre de tours  $N$ , de sorte que (voir b) la résistance est fonction de :

$$\frac{4/D^2}{D^2/4} \text{ soit de : } \frac{4}{D^2} \times \frac{4}{D^2}$$

Nous avons vu plus haut que le produit  $NI$  était fonction de  $N/R$  (pour une tension constante), soit finalement, de

$$\frac{4/D^2}{\frac{4}{D^2} \times \frac{4}{D^2}} \quad \text{c'est-à-dire de } D^2/4.$$

*La densité de courant étant constante dans les divers fils dont la section est fonction de  $D^2/4$ , on voit que pour obtenir la plus grande vigueur d'attraction du relais, on devra utiliser, lorsqu'on a le choix entre plusieurs solutions mettant en jeu des puissances égales pour différentes intensités, toute l'intensité que peut fournir la source de courant (et lui proportionner convenablement le diamètre du fil).*

Cependant, nous avons admis jusqu'alors, le remplissage d'une carcasse de dimensions données. Or, il est évident que plus petit sera le diamètre de cette dernière, plus le nombre de spires sera grand, pour une même longueur de fil utilisé. Nous aurons donc là le moyen d'augmenter à son tour le terme  $N$  et c'est pourquoi les relais ont généralement une bobine de forme allongée, avec un faible diamètre.

### QUELQUES CONSIDÉRATIONS PRATIQUES

Du fait même de leur rôle, les relais fonctionnent le plus souvent à partir d'une tension d'alimentation relativement basse. Aussi, l'on n'aura guère à se préoccuper d'un isolement bien grand entre les spires de leur enroulement et le seul remplissage de la carcasse éloignera de façon suffisante l'entrée et la sortie de la bobine, pour qu'aucune tension dangereuse n'existe entre fils voisins.

Le souci de loger le maximum de tours de fil conduit à rejeter tous les guipages épais et c'est pourquoi nous avons établi nos abaques *uniquement pour des fils émaillés.*

Le bobinage est prévu *sans papiers intercalaires* (puisque la différence de potentiel entre spires se touchant restera faible). On l'exécutera donc par couches rangées, ou en vrac... aussi peu désordonné que possible...

Bien souvent, le problème ne consistera pas à réaliser un relais de toutes pièces, mais en un rebobinage de l'enroulement d'un relais existant, à l'aide d'un fil de diamètre différent de celui du fil initial, ce qui écartera les préoccupations d'ordre mécanique.

Nous allons maintenant grouper les éléments de base devant servir à nos calculs.

**DONNÉES GÉNÉRALES AU PROBLÈME****DU CALCUL DES RELAIS**

Ces données dépendent, à la fois, de la source de courant devant alimenter le relais :

- tension disponible ;
- intensité pouvant être fournie  $I$ , et de la solution que nous entendons donner à l'exécution de la bobine ;
- enroulement « le plus avantageux » pour la vigueur de fonctionnement, établi dans l'encombrement minimum, ou bien :
- remplissage d'une carcasse existante ;
- calcul complet pour une force d'attraction définie.

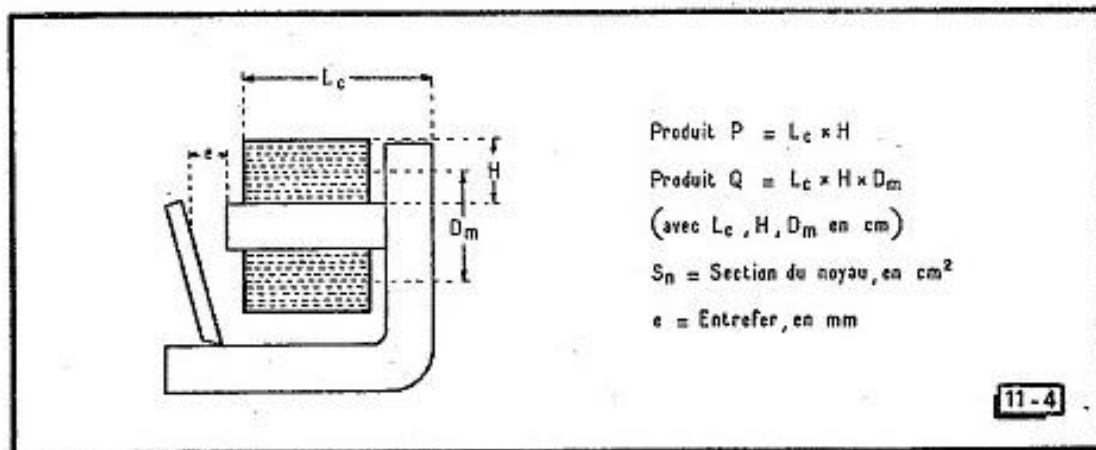


Fig. 11-4. — Pour leur introduction facile dans les abaques, les dimensions de la bobine du relais ont été condensées sous la forme des deux produits  $P$  et  $Q$ .

Les éléments de calcul sont subordonnés aux dimensions de la bobine, ainsi qu'à celles du noyau et de l'entrefer, telles que les définit la figure 11 - 4.

Nous verrons encore apparaître :

- le diamètre  $D$ , du fil de cuivre émaillé ;
- la résistance  $R$  de l'enroulement ;
- le nombre de tours de fil  $N$  sur la bobine ;
- la longueur du fil utilisé,  $L$ .

D'autre part, la bobine étant massée, il sera prudent de limiter la densité de courant dans le fil à une valeur n'aboutissant pas à un échauffement exagéré. Le choix dépendra surtout du mode d'utilisation du relais : si les périodes de travail sont fréquentes, on se basera sur 2,5 A par  $\text{mm}^2$  de section du fil, tandis que si elles sont très espacées, on pourra fort bien aller jusqu'à 3,5 A par  $\text{mm}^2$  de section du conducteur.

**L'ENROULEMENT « LE PLUS AVANTAGEUX »  
DANS UN ESPACE MINIMUM OU SUR UNE  
CARCASSE DE DIMENSIONS DONNÉES**

L'abaque A fournit la solution immédiate de ces problèmes. A chacune des courbes représentant les diamètres usuels des conducteurs pouvant être employés, correspondent trois échelles d'intensité, selon la densité de courant admise (2,5 - 3 - 3,5 A/mm<sup>2</sup> de section), auxquelles correspondent elles-mêmes trois échelles de tension. *On veillera donc à bien utiliser simultanément les échelles de tension et d'intensité convenables.* (Les abaques sont groupés pages 151 et s.).

Les intensités sont notées pour l'emploi des différents diamètres de conducteurs, à la densité de courant indiquée.

L'échelle des résistances, au bas de l'abaque A, définit la résistance que doit présenter l'enroulement du relais, pour que l'intensité limite (à chaque densité de courant donnée) dans le fil, soit atteinte sous l'effet de la tension appliquée à la bobine du relais.

Une graduation latérale, à droite, donne la longueur de fil (pour chacun des diamètres) correspondant à telle résistance devant être obtenue.

Enfin, les dimensions de la bobine du relais (déterminant la longueur du fil pouvant y être logée) interviennent dans l'abaque A sous la forme des courbes Q. (Voir la définition du produit Q dans la figure 11 - 4.)

**PROBLÈME 1.** — Calculer l'enroulement le plus avantageux, dans le minimum de place, pour un relais destiné à fonctionner sous 6 volts, avec une intensité de 0,2 A, au plus. La densité de courant dans le fil sera de 2,5 A par mm<sup>2</sup> de section.

La figure 11 - 5 montre le processus.

On lit la tension E en 1, soit 6 volts (sur l'échelle tension de l'ensemble rectangulaire prévu pour 2,5 A/mm<sup>2</sup>), puis I en 2. Toutefois, s'il n'y a pas concordance avec un diamètre commercial de fil, on prendra le diamètre courant immédiatement inférieur, D (lecture 3 de la figure 11 - 5). Il sera, dans cet exemple, de 0,3 mm et l'intensité consommée d'environ 0,175 A.

Au point d'intersection M, nous obtenons :

- a) par la verticale R (4), la résistance de la bobine du relais : 35 ohms ;
- b) par la droite L (5), la longueur du fil à bobiner : 145 m environ ;
- c) par une autre intersection avec la courbe Q = 5 de ce réseau (lecture notée en 6), le produit  $L_c \cdot H \cdot D_m$  (défini dans la figure 11 - 4).

Nous pourrions ainsi établir une bobine faisant par exemple 0,5 cm

de hauteur, 2 cm de diamètre moyen et 5 cm de longueur. (Nous avons bien, en effet :  $0,5 \times 2 \times 5 = 5$ .)

Si nulle courbe Q n'était passée au point de lecture, il aurait évidemment suffi d'interpoler entre les deux courbes Q voisines.

Fig. 11-5. — L'abaque A permet d'établir l'enroulement occupant le minimum de place.

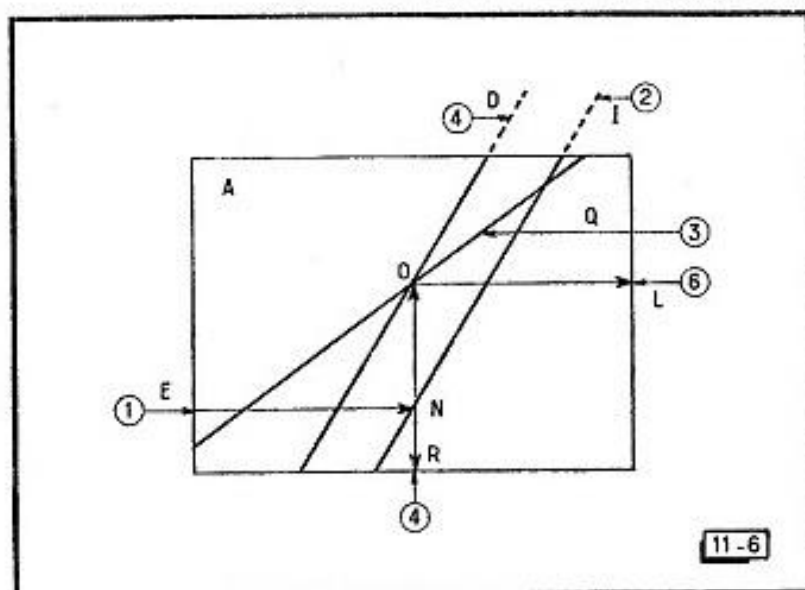
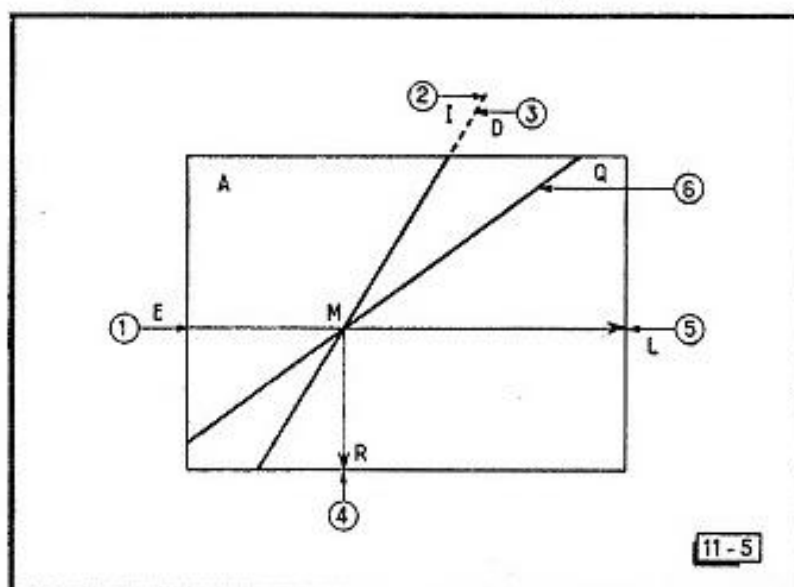


Fig. 11-6. — Il peut aussi déterminer le meilleur enroulement pour un espace donné.

PROBLÈME 2. — On veut maintenant rebobiner un relais dont la carcasse d'enroulement existe (elle mesure, par exemple, 1 cm de hauteur, 2 cm de diamètre moyen, et 5 cm de longueur, soit un produit  $Q = 10$ ). Ce relais devra également travailler sous 6 volts et ne pas consommer plus de 0,2 A (densité de courant de  $2,5 \text{ A/mm}^2$  de section de fil).

La conduite des opérations sera un peu différente cette fois.

Tout d'abord, on fixera la tension d'alimentation 6 volts, sur

l'échelle convenable (pour  $2,5 \text{ A/mm}^2$ ), par la lecture 1 de la figure 11 - 6. Ensuite, par le point 0,2 A de l'échelle des intensités (pour  $2,5 \text{ A/mm}^2$ ), on mènera une parallèle aux droites représentant les diamètres des fils. Celle-ci coupera la droite E au point N.

De ce point N, remontons verticalement, à la rencontre de la courbe  $Q = 10$ . L'intersection a lieu au point O et nous voyons que le diamètre d'approvisionnement courant du fil indiqué par la droite D (4) passant au point O, est 0,35 mm.

La résistance R est toujours déterminée par la verticale ONR(5). Elle est ici d'environ 38 ohms.

Enfin, l'horizontale menée du point O vers L (6) donne la longueur de fil nécessaire : 215 mètres environ.

Bien entendu, le fil utilisé ici ne travaille plus au maximum de la densité de courant admissible, mais il a permis de garder la même résistance au relais (ce qui satisfait la relation entre E et I, à l'égard des possibilités de la source d'alimentation), tout en donnant un nombre de tours maximum, c'est-à-dire un produit  $NI$  lui-même maximum en ce cas particulier.

Ces simples moyens fournissent déjà, dans la pratique, d'excellents résultats.

Mais, si l'on désire faire un travail plus étudié, il sera facile de recourir aux abaques complémentaires B, C, D, E.

## LE CALCUL COMPLET DES RELAIS

### A COURANT CONTINU

L'ensemble des abaques B, C, D, E, procure des solutions rapides à la formule donnée plus haut :

$$F \text{ (grammes)} = \frac{(NI)^2}{15\,300} \times \frac{S_n}{e^2}$$

Nous avons volontairement laissé sous forme d'un rapport les termes  $S_n$  (section du noyau en  $\text{cm}^2$ ) et  $e$  (entrefer) afin de séparer dans nos abaques, les « éléments électriques » des « éléments mécaniques ». Dans cette formule,  $e$  doit être exprimé en centimètres *mais nous avons établi l'échelle  $e$  de l'abaque D en millimètres*, pour plus de facilité dans les mesures (voir la figure 11 - 4).

Ce groupe d'abaques a été basé sur une densité de courant de  $2,5 \text{ A/mm}^2$ , afin de donner toute quiétude aux réalisateurs.

Si l'on connaît la section de carcasse réservée à l'enroulement (produit P de la figure 11 - 4) (1) et l'intensité I disponible (2) (abaque B), on obtient immédiatement le diamètre D (3) du fil à employer, ainsi que le montre la figure 11 - 7. Puis l'abaque B donne le nombre de tours total N de l'enroulement (4).



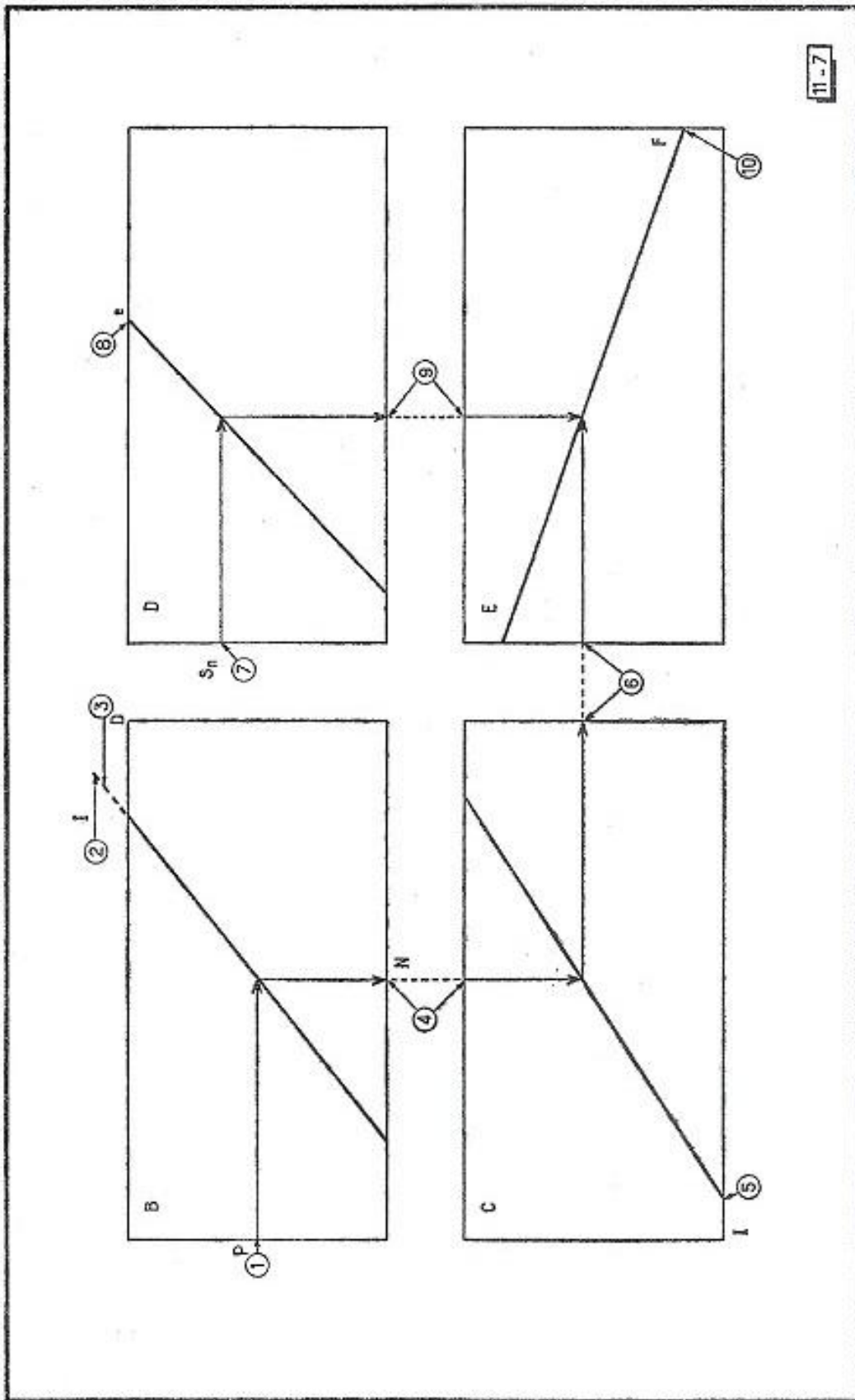


Fig. 11-7. — Avec un peu d'attention, les abaques B, C, D, E, perdront leur mystère.

11-7

Cette dernière valeur est transportée dans l'abaque C et l'intersection avec la droite I (intensité dans l'enroulement, lue en 5), fournit, en 6, le résultat de l'opération  $(NI)^2/15\ 300$ .

D'autre part, ayant calculé la section S du noyau (en  $\text{cm}^2$ ) et mesuré l'épaisseur de l'entrefer  $e$  (en mm), ces deux termes sont introduits dans l'abaque D (7 et 8), d'où le résultat  $S_n/e^2$  ressort en 9.

Enfin, en présence des deux résultats partiels 6 et 9, l'abaque E, comme le montre la figure 11 - 7, indique finalement la force d'attraction F.

Pour illustrer l'emploi de ce groupe d'abaques, nous allons imaginer les problèmes suivants :

**PROBLÈME 3.** — On dispose d'une carcasse de relais dont le noyau mesure  $0,8\ \text{cm}^2$  de section, l'entrefer  $e$  étant de  $1,5\ \text{mm}$ . Le produit P relevé sur cette carcasse, est de  $1,25$  (longueur :  $2,5\ \text{cm}$ , hauteur :  $0,5\ \text{cm}$ , par exemple). Le courant disponible pour le fonctionnement du relais est de  $50\ \text{mA}$ . La force d'attraction sera de  $50$  grammes.

En nous référant au schéma de la figure 11 - 7, nous introduirons tout d'abord :  $S_n = 0,8\ \text{cm}^2$ , et  $e = 1,5\ \text{mm}$ , dans l'abaque D (7 et 8), d'où le résultat (9). L'intersection dans l'abaque E, de la verticale 9 avec  $F = 50$  grammes, nous donne le résultat 6, que nous reportons à l'horizontale dans l'abaque C, jusqu'à la rencontre de l'oblique  $50\ \text{mA}$  (5).

Nous voyons alors que le nombre de tours doit être de  $3000$  (lecture 4).

Par ailleurs, les lectures en 2 et 3, nous montrent que pour  $50\ \text{mA}$ , nous pouvons employer du fil de  $0,16\ \text{mm}$ .

La section de carcasse (produit P) nécessaire au logement des  $3000$  tours de fil  $0,16\ \text{mm}$  est indiquée en 1 : elle est de  $1,1\ \text{cm}^2$ . L'emplacement offert par la carcasse existante est donc largement suffisant, puisque le produit P que l'on y mesure est de  $1,25$ .

Nous pourrions encore compléter ces calculs en nous reportant à l'abaque A. En effet, supposons que le diamètre moyen  $D_m$  de la bobine du relais soit de  $1,5\ \text{cm}$ , le produit Q est alors égal à  $1,1 \times 1,5 = 1,65$ .

Grâce à l'abaque A, nous trouvons qu'une carcasse de produit  $Q = 1,65$ , bobinée en fil de  $0,16\ \text{mm}$ , contiendra un enroulement représentant une résistance de  $130\ \text{ohms}$ , et que l'intensité requise de  $50\ \text{mA}$  (échelle  $2,5\ \text{A/mm}^2$ ) nécessitera l'application d'une tension de  $6\ \text{volts}$ .

Il est d'ailleurs facile de passer de l'abaque A à ceux du groupe B, C, D, E, au cours des divers calculs et nous en donnerons encore un exemple.

PROBLÈME 4. — Reprenons le problème 3 et supposons que la carcasse destinée à l'enroulement ait présenté davantage de place, avec par exemple, des produits P et Q respectivement égaux à 2,5 et 4. Cela nous aurait offert la possibilité de munir le relais d'un enroulement moins résistant, afin de réduire la tension nécessaire à son fonctionnement.

La valeur  $I = 50$  mA et le nombre de tours de l'enroulement,  $N = 3000$ , restent lus sur l'abaque C et ne changent pas.

Cependant, si nous avons précédemment admis un fil de 0,16 mm, pour loger les 3000 tours de fil dans une section de 1,1 cm<sup>2</sup> de la carcasse, l'abaque D nous montre à présent, que la section correspondant au produit  $P = 2,5$  peut recevoir le même nombre de tours, en fil de 0,26 mm. Nous prendrons donc le diamètre usuel de 0,25 mm.

Par l'abaque A, nous saurons maintenant qu'un enroulement formé par le remplissage d'une carcasse de produit  $Q = 4$  au moyen de fil de 0,25 mm, possédera une résistance d'environ 52 ohms.

La tension nécessaire au fonctionnement du relais n'apparaîtra pas directement sur l'abaque, puisque le fil de 0,25 mm ne travaillera pas à ses possibilités normales, mais il sera très facile de la calculer, puisque nous connaissons  $R = 52$  ohms et  $I = 50$  mA, d'où  $E = 52 \times 0,05 = 2,6$  V.

### LA RAPIDITÉ DE FONCTIONNEMENT

Parmi les caractéristiques d'un relais, il faut mentionner aussi la rapidité avec laquelle l'armature passe de la position de repos à celle de travail, et vice-versa. Ce mouvement est évidemment retardé par l'inertie de l'armature et celle des parties mobiles (contacts) qu'elle entraîne.

D'autre part, il faut considérer que l'enroulement présentant une certaine inductance L et une résistance R, le quotient  $L/R$  traduit une certaine *constante de temps*.

En spéculant sur cette idée, une « astuce » est possible pour modifier la rapidité de fonctionnement d'un relais. Supposons que l'inductance de la bobine de ce dernier soit de 80 henrys (entrefer ouvert) pour une résistance d'enroulement de 8000 ohms ; sa constante de temps sera de  $80/8000 = 0,01$  seconde.

Ajoutons, à présent, avec la bobine, une résistance de 32 000 ohms. La constante de temps deviendra :  $80/40\ 000 = 0,002$  seconde, soit 2 millisecondes (au lieu de 10 millisecondes auparavant).

Bien entendu, nous aurons été forcés d'augmenter la tension de la source alimentant la bobine du relais, afin d'y garder le passage de l'*intensité* pour laquelle l'attraction de l'armature est assurée (la valeur primitive du produit  $N I$  devant être maintenue).

### LES RELAIS A ACTION RETARDÉE

Il arrive, dans certains cas, que l'on veuille retarder le fonctionnement d'un relais à l'établissement ou bien à la rupture du courant dans sa bobine, ou encore dans ces deux cas, à la fois.

Un procédé simple retardant l'action du relais aussi bien dans le passage à la position « travail » qu'à celui dans la position « repos », consiste à placer un condensateur de forte capacité en parallèle sur l'enroulement.

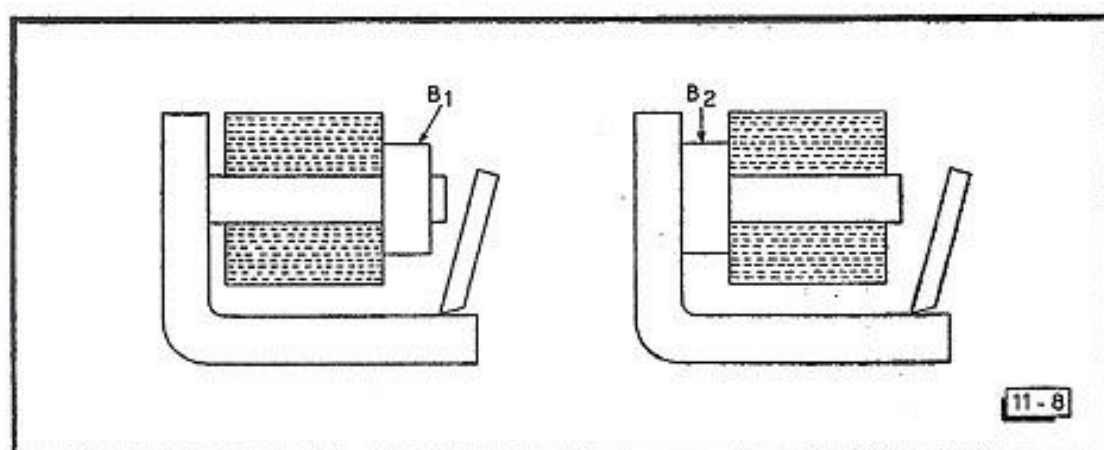


Fig. 11-8. — La bague de retard peut occuper deux emplacements, mais avec des résultats différents !

A l'établissement du courant, le condensateur absorbe ce dernier et le relais n'entre en action que lorsque la tension de charge du condensateur est devenue suffisante. A la rupture du circuit, le condensateur se décharge dans la bobine du relais et prolonge l'attraction.

Un autre moyen, très classique, de provoquer un retard de fonctionnement, est de *baguer le relais*, c'est-à-dire d'introduire une bague de cuivre assez épaisse, sur son noyau. La bague peut être installée comme le montre la figure 11 - 8, soit en B<sub>1</sub>, soit en B<sub>2</sub>. Les courants de Foucault qui s'y trouvent développés, à l'établissement et à la rupture du courant provoquent un flux antagoniste retardant (de quelques dixièmes de seconde au plus), le fonctionnement quand la bague est en B<sub>1</sub>. Par contre, si la bague est en B<sub>2</sub>, le retard n'a lieu qu'*au relâchement du relais* (du fait de la présence de fuites magnétiques, lorsque l'entrefer est ouvert).

### LE MAGNÉTISME RÉMANENT

Le circuit magnétique des relais destinés à fonctionner sur courant continu est fait en fer doux. Cependant, il arrive (et les travaux d'usinage des pièces n'y sont pas étrangers), que le noyau du relais garde

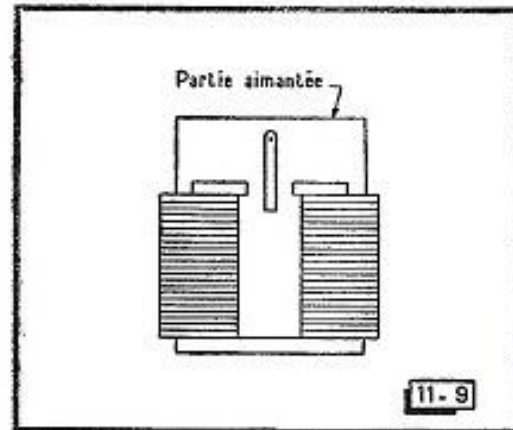
une *aimantation rémanente*, après la rupture du courant dans la bobine. Cette aimantation peut, parfois, être suffisante pour maintenir l'armature collée, surtout si celle-ci est légère.

Pour pallier cet inconvénient, on empêche, en général, l'armature de venir coller rigoureusement au noyau du relais. A cet effet, on limite par une butée, le déplacement de l'armature afin qu'un très léger entrefer subsiste en position de travail. Parfois l'extrémité du noyau est percée d'un trou recevant une tige de cuivre qu'on laisse dépasser seulement d'un ou de deux dixièmes de millimètre.

### LES RELAIS SÉLECTEURS

Il arrive que l'on veuille ne voir entrer en action certains relais qu'à partir d'une intensité déterminée, ce qui permet une sélection dans l'établissement des contacts mus par plusieurs relais parcourus par

Fig. 11-9. — Principe d'un relais polarisé.



un même courant variable. Ce résultat s'obtient en calculant les relais juste pour la force d'attraction nécessaire au fléchissement convenable des lames ressorts portant les contacts, et en cambrant légèrement ces dernières lors du réglage final.

### LES RELAIS POLARISÉS

Alors que les relais ordinaires fonctionnent quel que soit le sens du courant qui traverse leur enroulement, les *relais polarisés*, c'est-à-dire dont une partie du circuit magnétique est formée par un aimant, auront un comportement différent selon que le flux provoqué par le passage du courant dans la bobine s'ajoutera au flux de l'aimant ou s'en retranchera.

En outre, si l'armature est maintenue à égale distance des pièces polaires des deux bobines d'un tel relais (fig. 11 - 9), il devient possible de la faire dévier d'un côté ou de l'autre, selon le sens du courant de commande du relais, et de fermer alternativement un jeu de contacts ou un autre.

Les relais polarisés n'obéissent toutefois pas aux mêmes lois d'attraction que les relais ordinaires, car la force n'est pas ici une fonction de  $B^2$ , mais seulement de  $B$ .

La formule donnant la force d'attraction d'un relais polarisé devient alors :

$$F \text{ (grammes)} = \frac{N I}{19\,620} \times \frac{S_n}{e}$$

On voit que les termes  $N I$  et  $e$  ne sont plus élevés au carré, de sorte qu'il sera nécessaire d'effectuer les calculs au sortir de l'abaque  $B$  (donnant le nombre de tours  $N$ ), sans pouvoir passer par les abaques  $C$  et  $D$ .

Il faudra veiller à bien exprimer  $I$  en ampères,  $S_n$  en  $\text{cm}^2$  et  $e$  en centimètres.

Les résultats de  $N I/19\,620$  d'une part, et de  $S_n/e$ , d'autre part, pourront être introduits dans l'abaque  $E$ , pour obtenir la force d'attraction en grammes.

### LES RELAIS A GRANDE SENSIBILITÉ

Les relais qui doivent fonctionner à partir d'une très faible intensité, appartiennent au groupe des *relais polarisés*.

Nous avons remarqué, en étudiant les relais ordinaires, que la force d'attraction était fonction de  $(N I)^2$ , autrement dit : fonction de  $I^2$ , puisque le nombre de tours de la bobine reste invariable pour un relais donné. La courbe de la force d'attraction est donc de forme parabolique et le comportement du relais est plutôt déficient quand le courant d'excitation est faible. Ce comportement est similaire à celui des appareils de mesure à palette de fer doux, où les graduations sont très resserrées (et même inutilisables) au début de l'échelle.

*Les relais polarisés ayant une force d'attraction fonction de  $I$* , présentent ainsi une courbe d'allure rectiligne, tout comme est elle-même l'échelle des galvanomètres à cadre mobile, où l'on obtient une sensibilité constante, depuis les plus faibles intensités. D'ailleurs, certains relais à grande sensibilité sont constitués par une sorte de galvanomètre à cadre mobile, dont l'aiguille est remplacée par une lame venant toucher un ou deux contacts fixes.

L'appareil peut aussi être réglé en position d'équilibre, avec la lame placée à mi-course, entre deux contacts fixes, lors de certaines applications.

### LES RELAIS A COURANT ALTERNATIF

Le fonctionnement des relais ordinaires, lorsqu'on les alimente à partir d'un courant alternatif, est généralement décevant, car le relais

vibre avec énergie... Non seulement un bruit désagréable se fait entendre, mais les contacts peuvent entrer dans une véritable danse, rompant le circuit commandé, au rythme des vibrations.

Le remède le plus simple consiste à choisir un redresseur sec (à oxyde de cuivre, au sélénium...) capable de supporter l'intensité requise par le relais, et à l'intercaler en série avec l'enroulement de ce

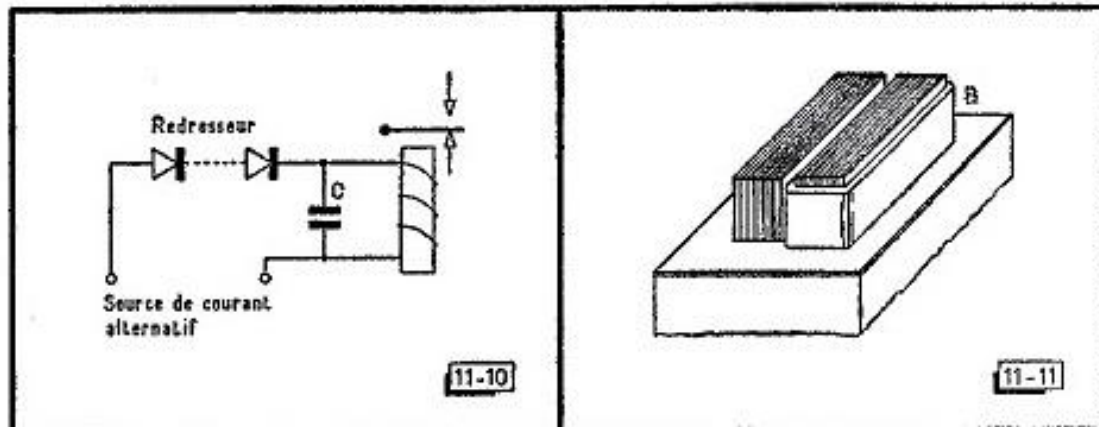


Fig. 11-10. — Les relais à courant continu fonctionnent très bien sur l'alternatif quand on redresse ce courant et qu'on le filtre grossièrement avec C.

Fig. 11-11. — Comment on bague les 2/3 de l'extrémité du noyau, dans un relais destiné à fonctionner directement sur le courant alternatif.

dernier (fig. 11 - 10). Grâce à cette seule adjonction, le fonctionnement du relais redevient bon, mais si l'on veut la perfection, il est encore possible d'ajouter un condensateur C (un électrochimique de 8 microfarads, branché en respectant sa polarité, convient fort bien en général).

Ce procédé d'adjonction d'un redresseur reste *très recommandable* lorsqu'un relais doit fonctionner sur le courant alternatif, car il est beaucoup plus facile de construire un bon relais à courant continu, qu'un relais à courant alternatif.

Quand il est nécessaire d'obtenir un fonctionnement direct sur le courant alternatif, le noyau magnétique *doit être feuilleté* (tout comme le fer d'un transformateur), afin de ne pas être le siège de pertes par courants de Foucault.

Toutefois, cela ne modifie en rien la vibration de l'armature du relais, sous l'action du courant alternatif et un remède classique consiste alors à fendre, aux 2/3 de sa section, l'extrémité du noyau faisant face à l'armature et à entourer ces 2/3 d'une forte bague de cuivre rouge (fig. 11 - 11) ; cette dernière se comporte comme une spire en court circuit dans un transformateur ; le courant induit y est déphasé d'environ 90° par rapport au courant alimentant l'enroulement du relais. Le flux engendré par la bague est donc maximum lorsque le

flux inducteur s'annule et vice-versa, ce qui rend l'attraction plus continue sur l'armature.

L'enroulement des relais alimentés en courant alternatif ne devra pas posséder un trop grand nombre de tours, car il en résulterait une inductance élevée, limitant le courant à une valeur trop faible.

Pour un courant à 50 Hz, on pourra se baser (comme pour un transformateur) sur une induction de 10 000 gauss, et bobiner un nombre de tours  $N$  donné par :

$$N = 45 E/S$$

$E$  étant la tension d'alimentation en volts, et  $S$  la section du circuit magnétique, en centimètres carrés.

Quelle sera, pour cette catégorie de relais, la section de fil à choisir ?

Il va sans dire que cette dernière reste fondée sur les mêmes bases de densité de courant, à l'égard de l'intensité efficace traversant l'enroulement. Toutefois, l'intensité ne dépend plus uniquement, ici, de la seule résistance du circuit et il faudra faire intervenir l'impédance  $Z$  de la bobine.

L'expression de la loi d'Ohm devient, à présent :

$$I_{\text{eff}} = E_{\text{eff}}/Z$$

où l'impédance comprend un terme réel : la résistance  $R$ , ainsi qu'un terme  $X$ , déphasé de  $90^\circ$  en arrière du précédent. On a :  $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$  où le *terme réactif*  $X$  est alors égal à  $L \omega$ ,  $L$  étant l'inductance de la bobine en henrys et  $\omega$  la pulsation, égale à  $2 \pi F$ , soit à 314 dans le cas d'un courant à 50 Hz.

Or si on considère, tout d'abord, le relais dans sa position de repos, on se trouve en présence d'une bobine de  $N$  tours, montée sur un circuit magnétique (coupé par un entrefer), de réluctance totale  $R$ . L'inductance est alors :

$$L = \frac{1,25 N^2}{R 10^8}$$

Nous avons montré plus haut (« Quand le circuit magnétique présente un entrefer »), l'énorme différence existant, pour une forme courante de circuit magnétique, entre la réluctance à l'état de repos (entrefer ouvert) et celle à l'état de travail (entrefer fermé) ; cette réluctance passait, dans cet exemple, de 0,15 à 0,00375 œrstedt.

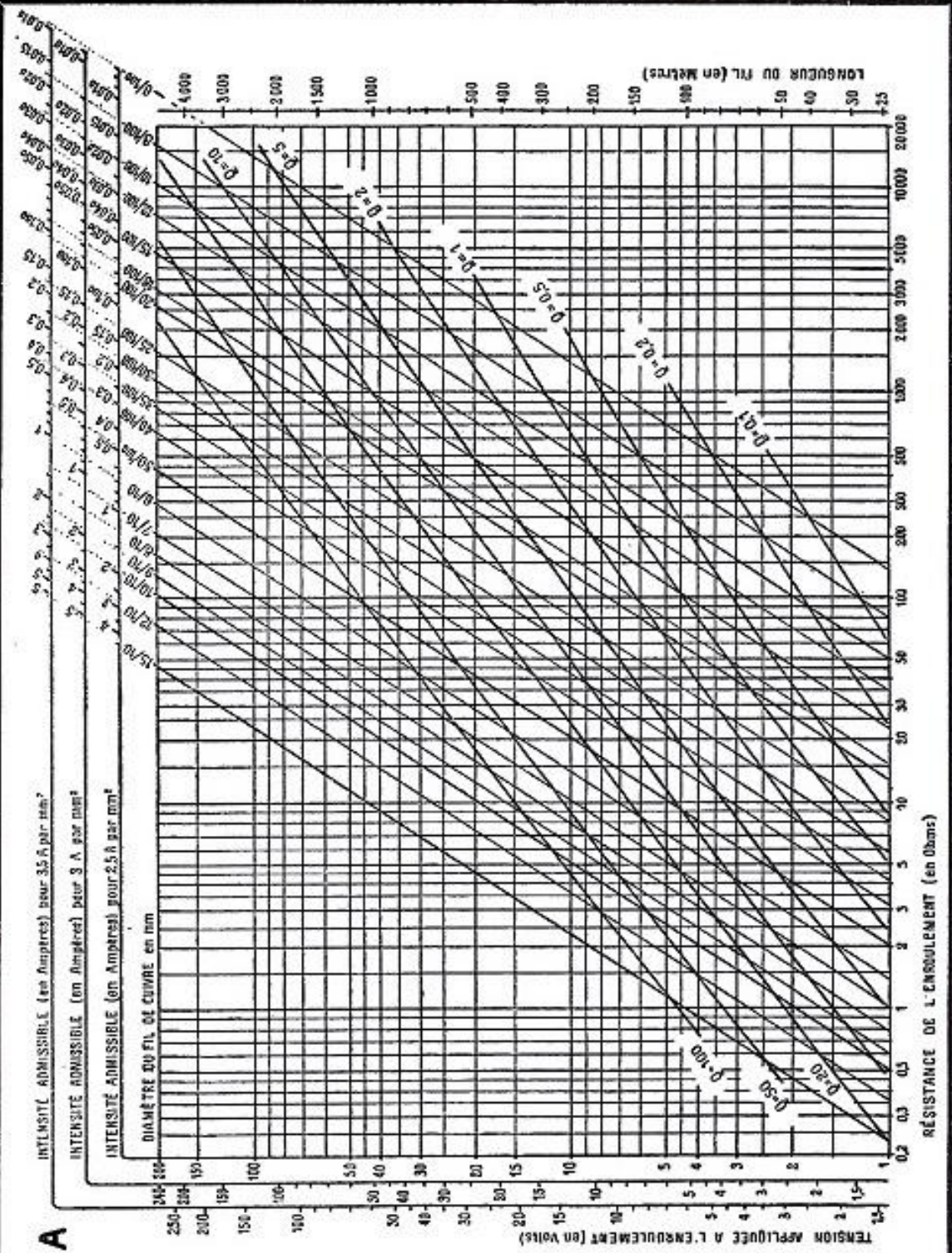
On voit ainsi qu'en général, le terme réactif  $X$  sera relativement petit, comparé à la résistance  $R$ , au moment où l'attraction commence. Si l'on ne veut pas se livrer à beaucoup de calculs, on ne commettra pas une grosse erreur en le négligeant, ce qui permettra d'employer ici encore, notre abaque  $A$ . D'ailleurs, le relais étant passé dans sa position de travail, l'inductance  $L$  aura augmenté, de sorte que l'inten-



**A**

INTENSITÉ ADMISSIBLE (en Ampères) pour 35 A par mm<sup>2</sup>  
 INTENSITÉ ADMISSIBLE (en Ampères) pour 3 A par mm<sup>2</sup>  
 INTENSITÉ ADMISSIBLE (en Ampères) pour 2,5 A par mm<sup>2</sup>

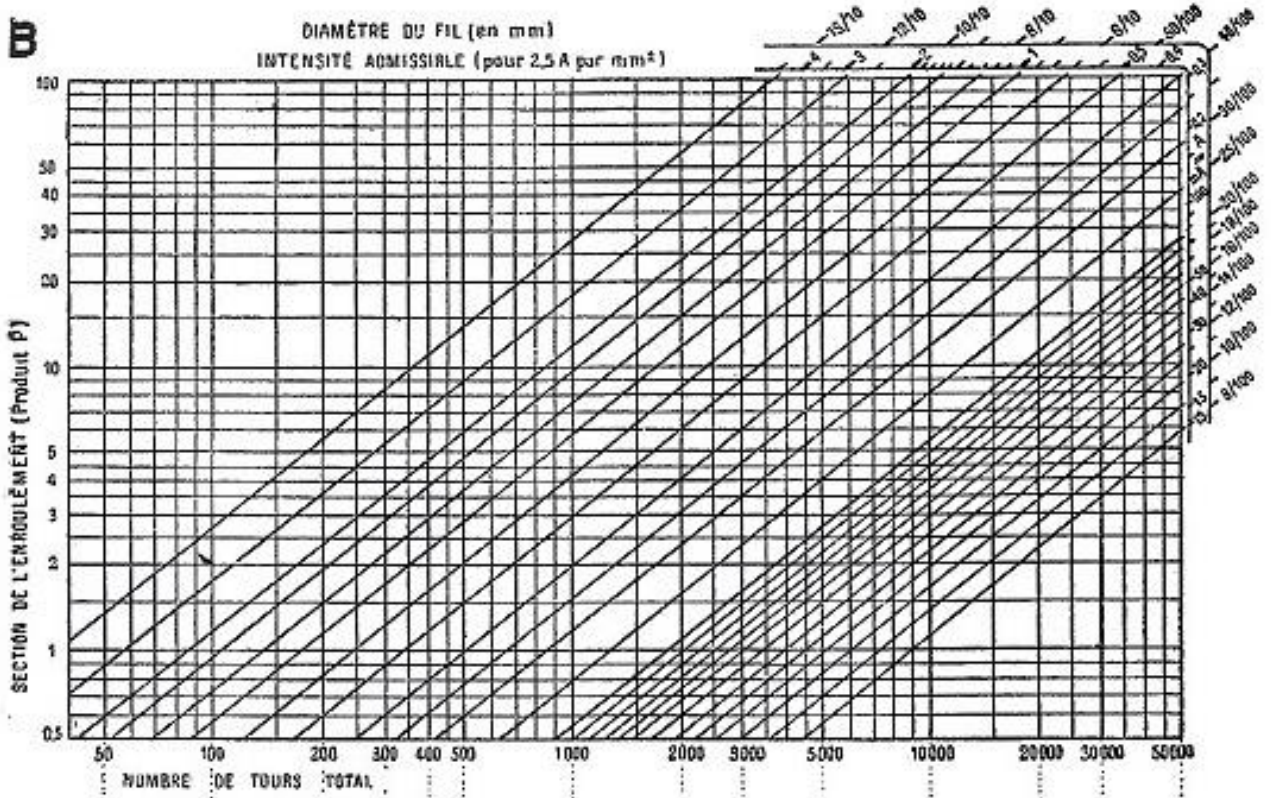
DIAMÈTRE DU FIL DE CUivre en mm



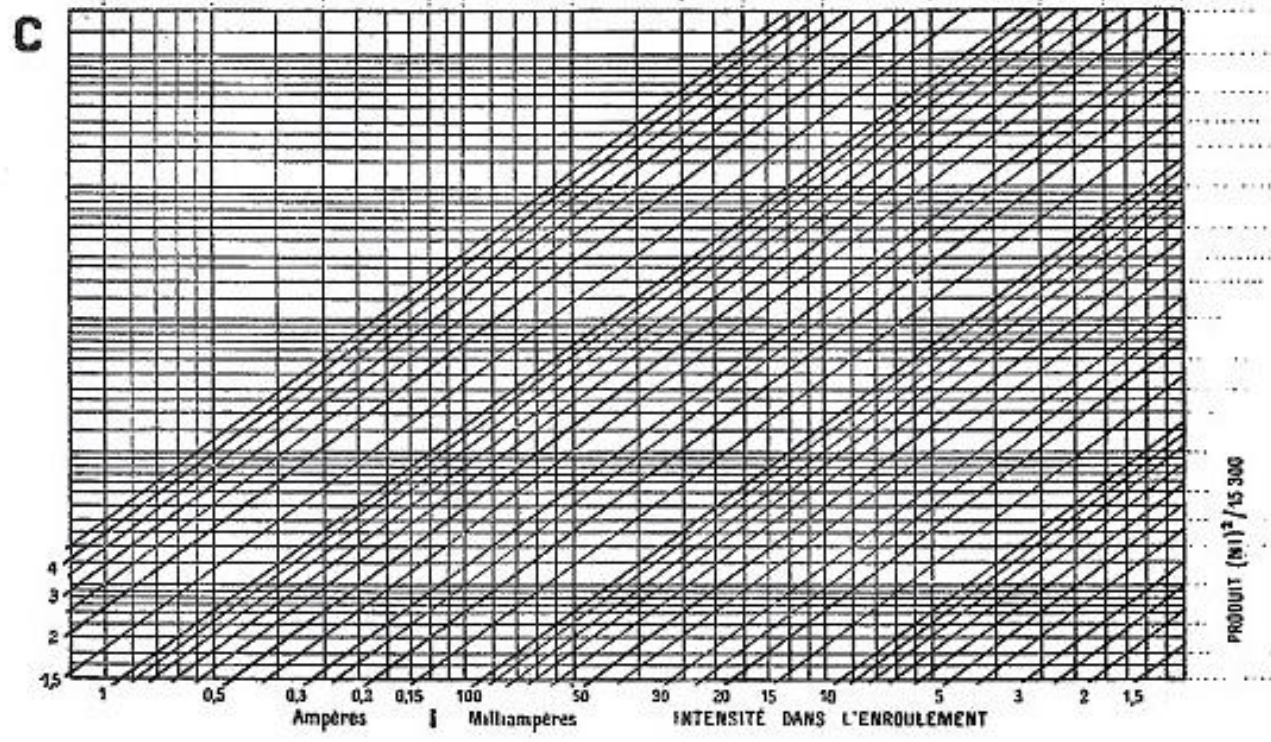
**CALCUL  
 DES  
 RELAIS  
 (Abaque A)**

# CALCUL DES RELAIS

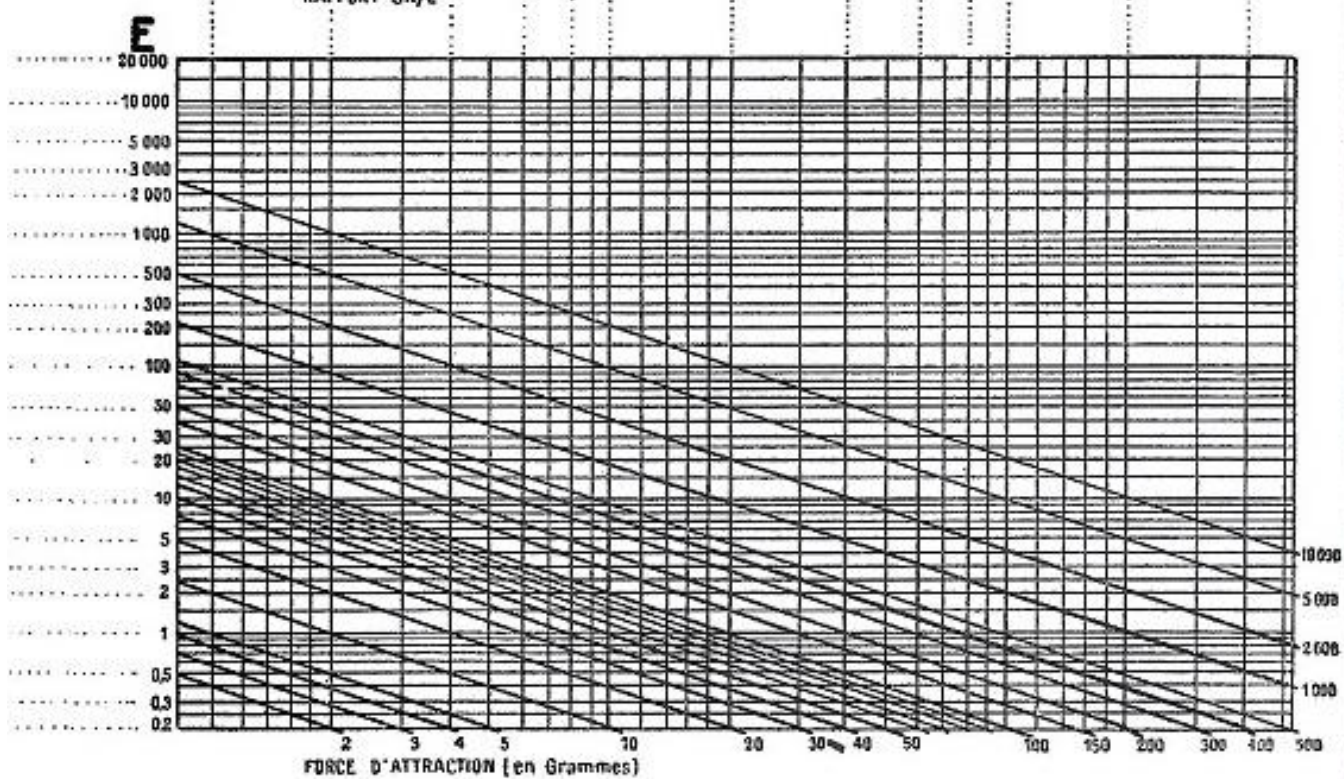
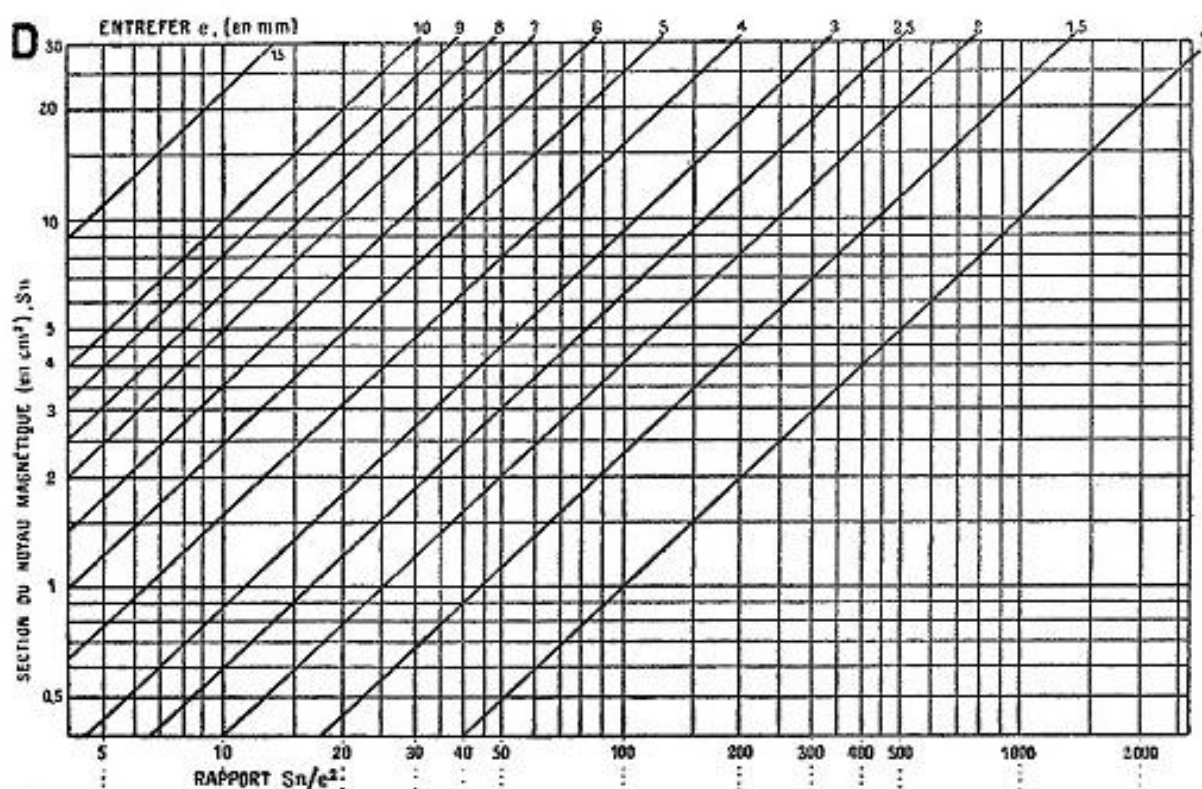
**B**



**C**



— ABAQUES B, C, D, E



sité efficace se trouvera réduite (tout en gardant une valeur amplement suffisante au maintien de l'armature).

Pour une étude plus complète, il est possible de calculer la réluctance  $R$  à l'état de repos et à l'état de travail du relais, ainsi que nous l'avons vu précédemment. Cela permet de trouver les deux valeurs respectives de l'inductance  $L$  et de les reporter successivement dans la formule :

$$I_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{eff}}}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}}$$

pour avoir les deux intensités efficaces correspondantes.

Cependant, ce raisonnement se trouvera faussé encore par une sorte de « fonctionnement en transformateur » se produisant entre l'enroulement du relais et la bague de déphasage mentionnée plus haut. Un calcul exact de l'influence de celle-ci reste assez aléatoire du fait même des fuites magnétiques au niveau de l'entrefer, mais l'on peut admettre que les deux intensités efficaces que nous venons de chercher, en seront un peu augmentées (surtout dans la position de travail, où les fuites seront plus faibles).

Bien entendu, cette intensité efficace est toujours inférieure à celle que l'on déterminerait pour le courant continu (abaque A).

## LA CONSTRUCTION MÉCANIQUE DES RELAIS

### ET DE LEURS CONTACTS

Nous ne voulons pas nous étendre inutilement sur ces deux sujets, car la réalisation des relais dépendra souvent des conditions d'utili-

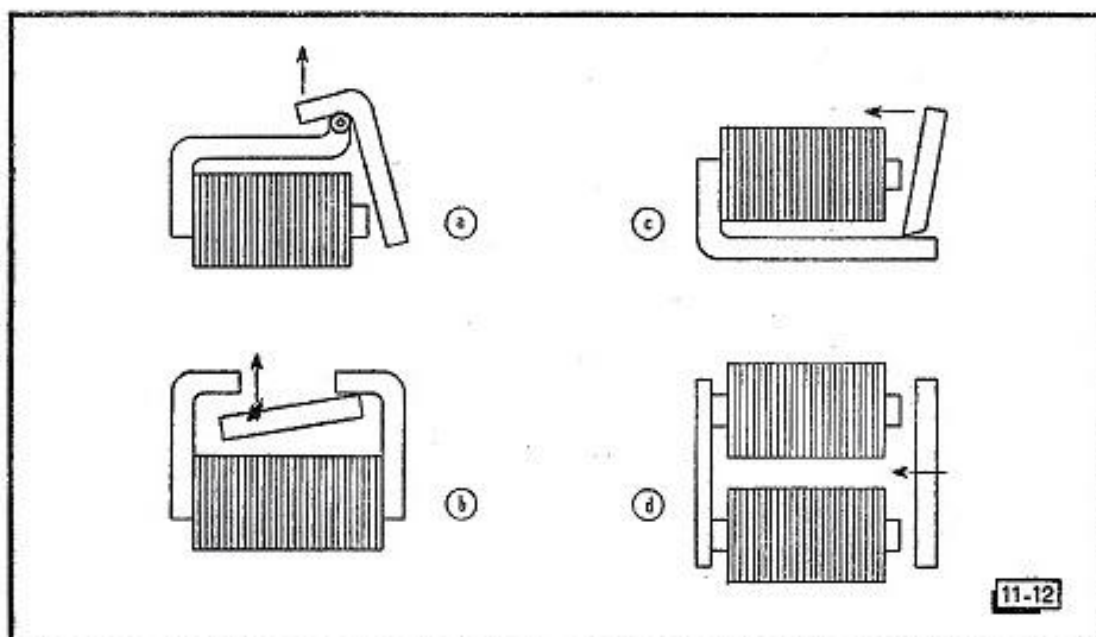


Fig. 11-12. — Quelques-unes des formes données pratiquement aux armatures de relais.

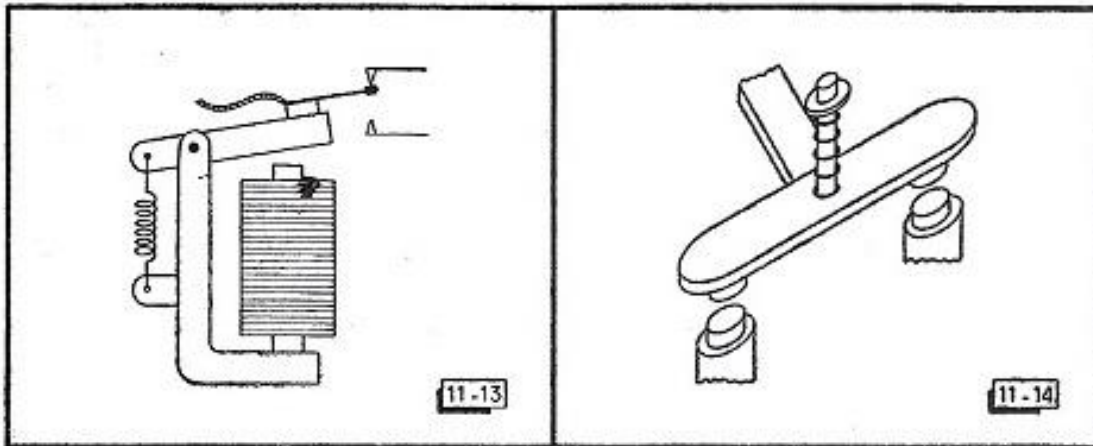


Fig. 11-13. — Lorsqu'une lame mobile doit être connectée au moyen d'un conducteur souple, on orientera ce dernier en direction de l'axe d'articulation de la palette du relais.

Fig. 11-14. — Comment on assure l'égalité des pressions, quand les contacts sont doubles.

sation prévues, du poids et du volume acceptables, etc. Aussi, nous bornerons-nous à un rappel des principes de base, laissant les détails d'exécution à l'ingéniosité de chacun.

Si la légèreté est la condition essentielle, il est évident que la partie F du circuit magnétique (fig. 11 - 1) n'aura pas besoin de présenter une section supérieure à celle du noyau N (à condition que la qualité du fer soit la même pour ces deux pièces).

Le circuit magnétique devra se trouver aussi *fermé* que possible, les seuls « joints » inévitables étant ceux, nécessaires du reste, au déplacement de l'armature. Les solutions réduisant le « joint », du côté où l'armature pivote, seront naturellement, à préférer.

Nous avons déjà dit que la rapidité du fonctionnement dépendait de la légèreté de l'armature et de l'amplitude réduite de ses déplacements. A titre indicatif, nous avons représenté, dans la figure 11 - 12, quelques formes classiques de relais. La flèche représente le point d'application de la force à la commande des contacts. Le type de relais de la figure 11 - 12 d est moins avantageux que les autres, car, pour un même déplacement d'armature, l'entrefer y est double.

La force de rappel de l'armature est souvent fournie par la seule élasticité des lames portant les contacts, mais elle peut être complétée aussi à l'aide d'un ressort convenablement placé et réglé.

Dans certaines formes de relais, où le courant est amené par l'intermédiaire de conducteurs souples S aux lames portant les contacts (fig. 11 - 13), il faut veiller à situer l'attache fixe de S dans l'axe du pivotage O de l'armature. En effet, si ce point d'attache se trouve hors de l'axe O, la connexion S se conduit à la manière d'un étai tendant à empêcher les déplacements de l'armature.

La force d'attraction du relais doit être proportionnée à la forme et au nombre des contacts à assurer, ainsi qu'à la pression devant être exercée sur chacun d'eux. Les contacts, à leur tour, dépendent étroitement de l'intensité et de la tension à établir et à rompre. Plus cette tension sera grande, plus les contacts du relais devront s'écarter à la rupture.

Dans les relais du modèle téléphonique, les lames déformables portent des contacts d'argent (cônes à pointe légèrement arrondie d'une part, appuyant d'autre part sur une sorte de rivet plat).

Certains modèles de relais très sensibles ont même des contacts en or ou en platine...

Il va de soi que la propreté des contacts est une question primordiale et que plus faible sera leur pression, mieux il faudra protéger le relais contre les poussières, les dépôts gras, en l'enfermant dans un boîtier relativement étanche.

Les relais du modèle téléphonique ne peuvent guère commander que des courants inférieurs à 200 mA. Au-delà de cette intensité, et jusqu'à un ou deux ampères, les contacts sont en tungstène et de grande surface ; ils sont parfois portés par une barrette B (fig. 11 - 14) maintenue par un ressort R, sur l'armature mobile. Les deux pastilles de tungstène sont libres ainsi, de venir s'appuyer bien à plat, sur les contacts fixes. Pour de plus grandes intensités, la solution classique se trouve dans la commande, par l'armature mobile, d'interrupteurs ou inverseurs à mercure. Le seul effort demandé est celui du basculement et, pour qu'il soit minimum, il suffira de placer le centre de gravité des tubes contenant le mercure, aussi près que possible de leur axe de basculement.

Dans certaines applications spéciales, telles que les « relais d'antenne » commutant cette dernière soit à l'émetteur, soit au récepteur, diverses précautions propres à la technique des courants H.F. obligent à réduire au minimum les capacités entre contacts et à monter ces derniers sur des isolants d'excellent comportement en H.F.

Nous ajouterons encore que l'on abrège souvent les désignations, en usant des lettres R (repos) et T (travail). Un relais « 1 T » ne comporte qu'un seul contact établi sur la position de travail ; un autre modèle dit « 1 R T — 1 R » peut fournir la commutation d'un pôle, tantôt sur un contact de travail, tantôt sur un contact de repos, et il assure, en outre, un contact séparé sur la position de repos.

### **QUELQUES SCHEMAS CLASSIQUES**

Les applications des relais sont très vastes et chacun saura élaborer le modèle convenant au but poursuivi.

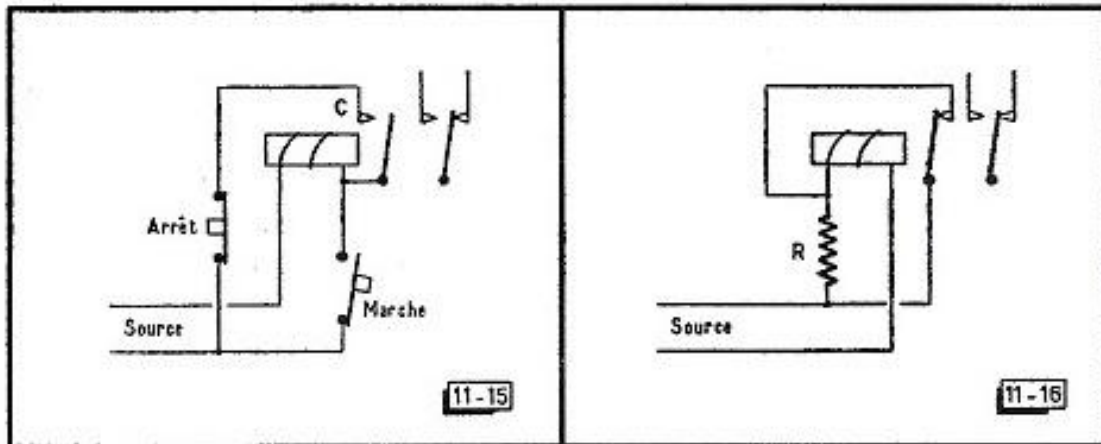


Fig. 11-15. — Système de commande « Marche-Arrêt » par boutons poussoirs et relais.

Fig. 11-16. — Economiseur de courant pendant la période de fermeture du relais.

Nous ne donnerons donc que quelques schémas de montages un peu spéciaux.

**COMMANDE « MARCHÉ-ARRÊT » PAR POUSSOIRS.** — Elle est réalisée selon le schéma de la figure 11 - 15. On voit que le relais doit posséder, en dehors des contacts indispensables pour l'utilisation prévue, un contact de travail C, lequel assure la continuité du circuit de maintien, après le relâchement du poussoir « Marche ».

Le bouton « Arrêt » rompt, quand on l'enfonce, ce circuit de maintien. Autant de boutons « Marche » et « Arrêt » qu'on le désire, peuvent être ajoutés au schéma. Tous les poussoirs « Marche » doivent alors être connectés *en dérivation* et tous ceux d'« Arrêt » *en série*.

**MONTAGE ÉCONOMISEUR DE COURANT.** — Nous avons déjà dit que lorsque l'armature du relais arrivait à sa position de travail, la force d'attraction était beaucoup plus grande qu'au début du déplacement.

Dans certains relais, où les périodes de passage du courant sont longues, il peut être avantageux de réaliser le montage « économiseur » de la figure 11 - 16. Il suffit pour cela, que le relais possède un contact auxiliaire de repos C, court-circuitant la résistance R. Au passage dans la position de travail, le court-circuit est rompu et le courant dans l'enroulement se trouve réduit par cette résistance R, convenablement choisie pour garder une force d'attraction suffisante.

\* \* \*

Longue serait la seule énumération des applications courantes des relais, si nous voulions passer en revue leurs emplois dans la signalisation des chemins de fer... dans la téléphonie automatique où ils entraînent, plot par plot, les commutateurs tournants, grâce à des encliquetages agissant sur des roues dentées,... dans le Métropolitain,

dans l'industrie, où conjugués à des cellules photoélectriques ils assurent la mise en marche des escaliers au passage des voyageurs, ou bien bloquent le fonctionnement d'une machine lorsqu'une main imprudemment engagée intercepte le rayon lumineux protecteur.

Mais, l'ingéniosité de chacun pourra désormais s'exercer librement à partir de la documentation contenue dans ce chapitre.

## APPENDICE

Nous donnons ici les adresses de firmes auprès desquelles il sera possible de s'approvisionner en circuits magnétiques, en carcasses de bobines, capots, étriers (même pour un seul transformateur), ainsi qu'en isolants divers.

ACIÉRIES D'IMPHY, 84, rue de Lille, Paris (7<sup>e</sup>). Tél. Solférino 93-79. — *Circuits coupés « Imphysil » normalisés, accessoires et outillage pour le cerclage, boîtiers étanches. Tôles découpées en alliages à hautes qualités magnétiques.*

BREDILLOT FRÈRES - SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE POUR LA FABRICATION D'OUTILLAGE DE PRÉCISION (S.I.F.O.P.), 1, rue Voirin, Besançon (Doubs). Tél. 83-63-51. Agence à Paris : 42 bis, boulevard Richard-Lenoir (11<sup>e</sup>). Tél. Roquette 23-90. — *Tôles découpées, étriers, barrettes nervurées, capots emboutis.*

DROUET, 101, rue de la Glacière, Paris (13<sup>e</sup>). Tél. Port-Royal 09-09. — *Tous isolants et produits d'imprégnation.*

ISOLECTRA, 9, rue du Colonel-Raynal, Montreuil-sous-Bois (Seine). Tél. Avron 38-25. — *Tôles découpées classiques, avec leurs accessoires (carcasses de bobines, caniveaux, étriers, capots). Circuits coupés « Silicore » normalisés, avec leurs accessoires (carcasses, caniveaux, accessoires de cerclage). Isolants divers (papiers en rouleaux, cristal, presspahn, kraft électrique, « Fisceroïd », etc.).*

LAGANNE & Cie, 12, rue de la Folie-Regnault, Paris (11<sup>e</sup>). Tél. Voltaire 51-70. — *Isolants en général.*

L'ISOLAPHONE, 59, avenue de la République, Arnouville-lès-Gonesse (Seine-et-Oise). Tél. 268. — *Isolants en général, caniveaux, carcasses de bobines, papiers cristal, kraft, presspahn.*

QUIQUET MARTIN, 59, avenue de la République, Arnouville-lès-Gonesse (Seine-et-Oise). Tél. 268. — *Circuits coupés normalisés.*



# TABLE DES MATIÈRES

<b>Avant-Propos</b> .....	5
<b>Chapitre I. — Le transformateur électrique</b> .....	7
Pertes par hystérésis, par courants de Foucault, par échauffement du cuivre, par fuites magnétiques. Rappel de quelques notions relatives aux courants alternatifs. L'angle de déphasage et la puissance. Le rapport de transformation. Quelques réflexions sur la nature du service demandé au transformateur.	
<b>Chapitre II. — Le redressement des courants alternatifs. — Le filtrage. — Les redresseurs secs</b> .....	15
Les valeurs moyennes de la tension et de l'intensité du courant redressé. Les valves et les redresseurs secs. Leurs caractéristiques. Les circuits de redressement. Le cas des redresseurs d'alimentation anodique. La cellule de filtrage à condensateur d'entrée. L'intensité maximum instantanée et la capacité du premier condensateur de filtrage. La cellule de filtrage à inductance d'entrée et le cas de la valve à mercure. Lorsque le redresseur débite. Le choix de la valve. La résonance et l'intensité critique dans les filtres à inductance d'entrée. Le filtrage proprement dit. Les redresseurs secs.	
<b>Chapitre III. — Les inductances de filtrage</b> .....	32
Le calcul des inductances de filtrage. Le pourcentage de la tension d'ondulation.	
<b>Chapitre IV. — Le calcul des transformateurs</b> .....	39
La section du circuit magnétique. Détermination des enroulements, nombre de tours et section. Le logement du fil. Le cas d'une fréquence différente de 50 Hz. Exemple de calcul. Les transformateurs d'alimentation à régime variable. Autre exemple de calcul. Le cas d'un petit nombre de tours par volt. Les primaires à combinaisons. Les transformateurs à faibles fuites magnétiques. A propos de divers dispositifs de sécurité.	
<b>Chapitre V. — Les autotransformateurs</b> .....	57
Exemples de calcul d'autotransformateurs. Une importante remarque.	
<b>Chapitre VI. — L'élaboration des amplificateurs B.F.</b> .....	63
L'étage final. Le cas du transformateur « driver ». La tension B.F. d'entrée. La « chaîne amplificatrice ». Projets d'amplificateurs B.F. Les étages déphaseurs. Autre projet d'amplificateur B.F. Comment mesurer la tension fournie par un microphone ou un pick-up.	

Chapitre VII. — Le calcul des transformateurs B.F. ....	80
<p>Le processus du calcul. Section du fer. Calcul du nombre de tours au primaire, en fonction de la section réelle du fer. Calcul du rapport de transformation. Choix des diamètres des fils au primaire et au secondaire. Mesure de la puissance B.F. d'un amplificateur. Exemples de calcul. Petit transformateur de sortie. Transformateur de modulation d'émetteur. Remarque à propos des primaires à prise médiane. Transformateur « driver ». Divergences ! Les secondaires à combinaisons. Les transformateurs pour montages B.F. à transistors.</p>	
Chapitre VIII. — La réalisation des transformateurs et des inductances de filtrage .....	100
<p>Les isollements à prévoir. La protection contre l'humidité. La carcasse. Le fil. La température de fonctionnement. Les tôles. Qualité. Les découpages. Quelques préparatifs. Le bobinage. L'écran électrostatique. Le montage de la carcasse. Les machines à bobiner à couches rangées. Le guide-fil. Le dévidoir à tension automatique du fil. Le compte-tours.</p>	
Chapitre IX. — Les transformateurs spéciaux .....	113
<p>Les autotransformateurs à variation de tension continue. Régulation de tension par inductance variable. Les transformateurs à fuites. Les transformateurs pour vibreurs. Les bobines d'allumage. Les circuits coupés. Cotes générales. Caractéristiques électriques d'utilisation. Les transformateurs pour fréquences supérieures à 50 Hz. Les transformateurs pour convertisseurs à transistors.</p>	
Chapitre X. — Quelques conseils pour la réalisation des amplificateurs B.F. ....	127
<p>Ronflements et amorçages d'oscillations. Découplages auxiliaires. Derniers conseils à propos des transformateurs B.F. et de ceux d'alimentation.</p>	
Chapitre XI. — Les relais et leur calcul .....	131
<p>Comment se présente le problème. Quelques réflexions sur le circuit magnétique. Rappel de notions sur le magnétisme. Les calculs semblent se compliquer. Quand le circuit magnétique présente un entrefer. Discussion autour du produit <math>N I</math>. Données générales au problème du calcul des relais. L'enroulement le « plus avantageux » dans un espace minimum ou sur une carcasse de dimensions données. Le calcul complet des relais à courant continu. Problèmes et solutions. La rapidité de fonctionnement. Les relais à action retardée. Le magnétisme rémanent. Les relais sélecteurs. Les relais polarisés. Les relais à grande sensibilité. Les relais à courant alternatif. La construction mécanique des relais et de leurs contacts. Quelques schémas classiques.</p>	
Appendice. — Adresses utiles .....	158

# LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

<b>AIDE-MÉMOIRE DU RADIOTECHNICIEN</b> , par W. Sorokine. — Tableaux, formules et calculs des pièces détachées radio et des tubes. 204 pages, format 16-24 .....	12 F
<b>CARACTÉRISTIQUES UNIVERSELLES DES TRANSISTORS</b> . — Courbes et caractéristiques détaillées, format 21-27. Types BF (faible puissance) 40 p .....	5,40 F
Types Puissance, 40 p. ....	5,40 F
Types HF, 36 p. ....	6,60 F
<b>CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES</b> . — Courbes et caractéristiques détaillées, format 21-27. Tubes H.F., 96 pages .....	15 F
Tubes B.F., valves et indicateurs, 96 pages .....	15 F
Tubes T.V., 64 pages .....	12 F
<b>FORMULAIRE DE LA RADIO</b> , par W. Sorokine. — Un ouvrage à avoir toujours sous la main. 96 pages, format 13-22 .....	4,50 F
<b>HAUT-PARLEURS</b> , par G.-A. Briggs. — Etude théorique des haut-parleurs et des enceintes acoustiques ; installation des salles ; stéréophonie. 336 pages, format 16-24 relié .....	27 F
<b>LA RADIO ? MAIS C'EST TRÈS SIMPLE</b> , par E. Aisberg. — Le meilleur ouvrage d'initiation. 184 pages, format 18-23 .....	7,50 F
<b>LA TÉLÉVISION ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE !</b> par E. Aisberg. — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable ; indispensable aux débutants en télévision. 168 pages, format 18-23 .....	7,50 F
<b>LE DÉPANNAGE TV ?... RIEN DE PLUS SIMPLE !</b> par A. Six. — Présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de H. Aisberg. 132 pages, format 16-23 .....	12 F
<b>LE TRANSISTOR ?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE</b> , par E. Aisberg. — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques. 148 pages, format 18-23 .....	12 F
<b>L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL</b> , par F. Haas. — Méthodes de mesures, et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur. 224 pages, format 16-24 .....	18 F
<b>LA PRATIQUE DES ANTENNES</b> , par Ch. Guilbert (F3LG). — Etude théorique et pratique de tous les types d'antennes. 136 pages, format 16-24 .....	9 F
<b>RADIO-TUBES</b> , par E. Aisberg, L. Gaudillat et R. de Schepper. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culotages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique. 168 pages, format 13-22 .....	7,50 F
<b>RADIO-TRANSISTORS</b> , par H. Schreiber. — D'une conception identique à celle de Radio-Tubes et Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor. 116 pages, format 13-21 .....	9 F
<b>REPRODUCTION SONORE A HAUTE FIDÉLITÉ</b> , par G.A.*Briggs. — Tous les secrets de la réussite en basse fréquence dévoilés par le grand spécialiste anglais. 368 pages, format 16-24 .....	18 F
<b>SCHEMATHÈQUE</b> , par W. Sorokine. — Chacun des ouvrages donne, à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeurs des récepteurs commerciaux de l'année correspondante. Schémathèque 59 (64 p. 21-27) .....	9,00 F
Schémathèque 60 (64 p. 21-27) .....	9,60 F
Schémathèque 61 (64 p. 21-27) .....	10,80 F
Schémathèque 62 (64 p. 21-27) .....	10,80 F
Schémathèque 63 (64 p. 21-27) .....	10,80 F
<b>TECHNIQUE DE LA RADIO</b> , par M. G. Seroggie. — Un cours complet d'électronique destiné à ceux qui veulent comprendre l'aspect physique des phénomènes. 456 pages, format 16-24 relié .....	27 F
<b>TECHNIQUE DE L'ÉMISSION-RÉCEPTION SUR ONDES COURTES</b> , par Ch. Guilbert (F3LG). — Le grand spécialiste de l'émission d'amateur fait profiter ses collègues de toute sa vieille expérience. En hors-texte un tableau des codes Q et RST, et une carte murale à projection azimutale. 276 pages, format 16-24 relié .....	27 F
<b>TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMÉS</b> , par J.-P. Géhmièhen. — Conception et méthodes de fabrication des circuits imprimés ; techniques parallèles. Ouvrage entièrement en couleurs. 224 pages, format 16-24 .....	27 F
<b>VOTRE RÈGLE A CALCUL</b> , par Ch. Guilbert. — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de 3 avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut retirer de cet instrument quand on le connaît parfaitement. 72 pages, format 27-21 .....	9 F

AJOUTER 10 % POUR FRAIS D'ENVOI

## SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris (6<sup>me</sup>)

C.C.P. Paris 1164-34

Le technicien qui désire établir un projet de transformateur B.F. ne trouve généralement dans sa documentation que des procédés faisant appel ou bien à des calculs longs et compliqués, ou bien à une simplification excessive des choses.

Il en est autrement de cet ouvrage essentiellement pratique, qui, s'il indique naturellement comment calculer rapidement un transformateur, groupe en plus un grand nombre d'abaques ayant fait leurs preuves et grâce auxquels l'élaboration des transformateurs sera grandement facilitée.

Le cadre des transformateurs proprement dits est en outre largement débordé, puisque sont examinés en détails les autotransformateurs, les inductances de filtrage et, d'une manière plus générale, l'établissement des amplificateurs B.F.

La dernière partie du livre rassemble une documentation introuvable ailleurs : une méthode et des abaques concernant le calcul des relais.

Pour faciliter les réalisations, de multiples indications d'ordre pratique, ainsi par l'auteur. des exemples numériques sont donnés ; il sera indispensable aux techniciens.

DEUXIÈME ÉDITION  
ENTIÈREMENT NOUVELLE