

J. SUCHET

# LES VARISTANCES

THERMISTANCES

RÉSISTANCES NON LINÉAIRES

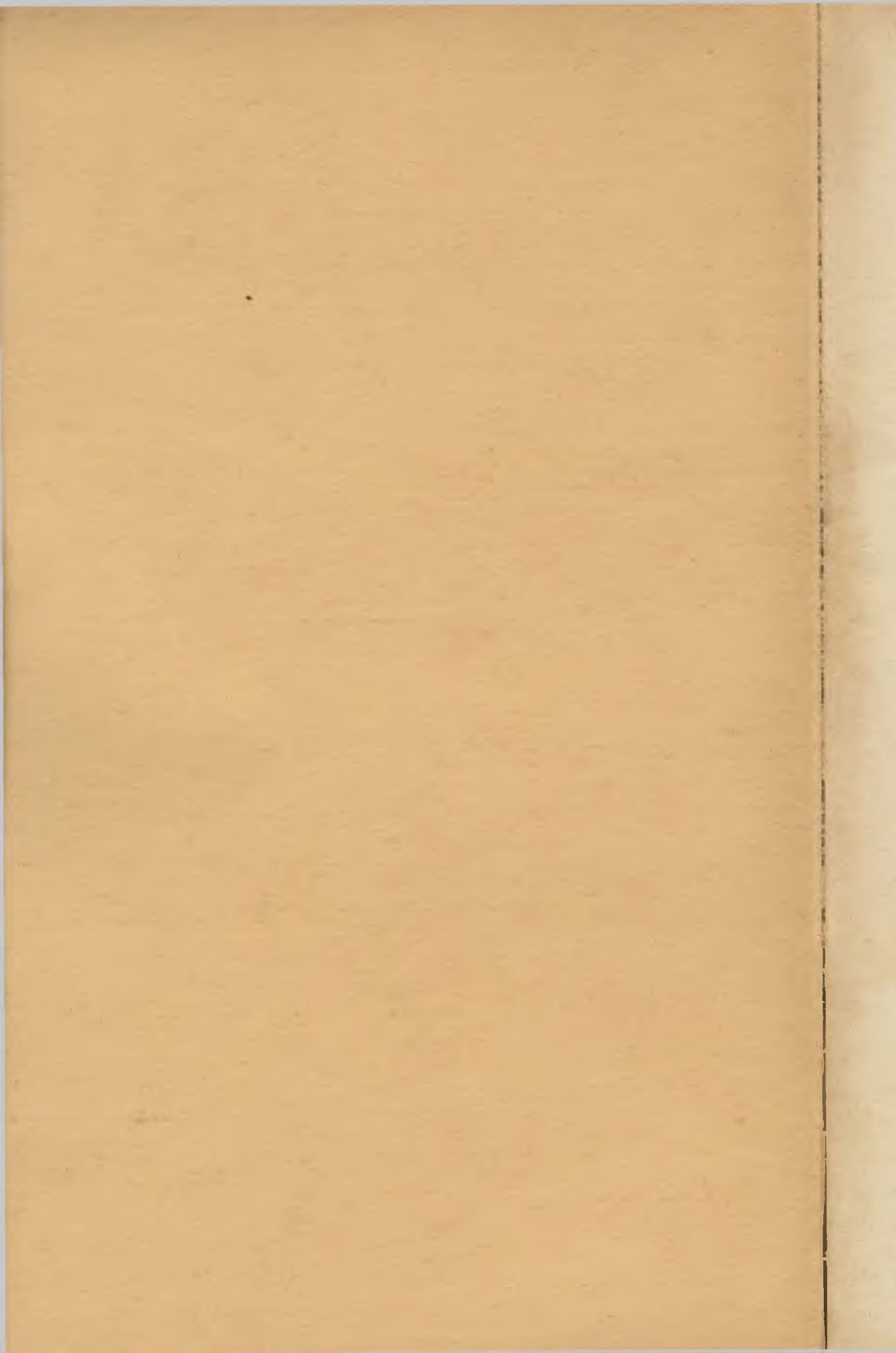
REDRESSEURS SECS

*et leur emploi dans  
l'électronique moderne*

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine

PARIS-6<sup>e</sup>





# LES VARISTANCES

*et leur emploi*

*dans l'électronique moderne*

## EN VENTE A LA MÊME LIBRAIRIE

---

L. CHRÉTIEN — Ce que le technicien doit savoir des semi-conducteurs :  
diodes et transistors.

L. CHRÉTIEN — Traité de physique électronique.

S. DUPERRIER — La pratique du chauffage électronique.

L. BOE — Dipôles et quadripôles : étude des circuits et de leur calcul.

C. MONTGOMERY — Technique des mesures en micro-ondes  
(hyperfréquences), en 2 volumes.



J. SUCHET

# *LES VARISTANCES*

THERMISTANCES

RÉSISTANCES NON LINÉAIRES

REDRESSEURS SECS

*et leur emploi dans  
l'électronique moderne*

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine

PARIS-6°



## A V A N T - P R O P O S

Hier déjà, "l'électronique" semblait complexe à nombre d'entre nous, mais n'utilisait pourtant qu'un nombre restreint de pièces détachées : résistances, condensateurs, bobinages, relais électromagnétiques, etc, au-dessus desquelles trônait la lampe de T.S.F. Les caractéristiques en étaient relativement simples et bien connues.

Nous avons vu apparaître dans les vingt dernières années une foule d'éléments bizarres : résistances dont la valeur n'était fixée qu'en fonction de la température, de la tension appliquée, du sens du courant, capacités variant avec température et tension, bobines à noyaux spéciaux sans pertes, amplificateurs magnétiques, etc. Les vieilles lois des courants électriques ne sont plus respectées et le calcul des circuits devient chaque jour plus ardu. Voici que l'apparition des transistors vient compléter une électronique nouvelle qui, à trente ans de distance, aura complètement changé de visage.

Le but du présent ouvrage est de familiariser le lecteur avec quelques-uns de ces nouveaux éléments.





## CHAPITRE 1

### IL Y A "CONDUCTEUR" ET "CONDUCTEUR"

Les manuels scolaires nous enseignent que lorsqu'une différence de potentiel  $V$ , obtenue au moyen d'un générateur électrique, (dynamo, accumulateur, pile, etc.) est appliquée entre les extrémités d'un conducteur usuel, celui-ci est parcouru par un courant d'intensité  $I$  (figure 1). Si, la température étant maintenue constante, on fait varier

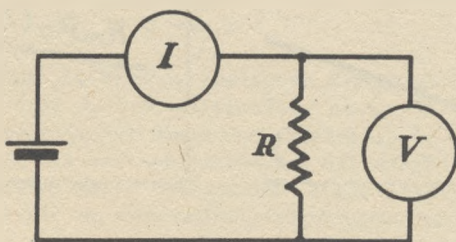


Fig. 1.-

la différence de potentiel, on constate que  $V$  et  $I$  sont liés par la relation simple de proportionnalité bien connue :

$$V = R I \quad (\text{loi d'Ohm})$$

dans laquelle la "résistance"  $R$  est une constante dépendant seulement du corps conducteur considéré et de sa forme géométrique. Lorsqu'on porte sur un graphique la tension en "ordonnée" et l'intensité en "abscisse", on trouve donc une droite, exprimant le fait que la loi d'Ohm est une loi *linéaire*. (figure 2).

A une température différente, la résistance trouvée ne serait plus égale à  $R$  pour le même conducteur, mais n'en différerait que peu. Ainsi un fil de cuivre d'une résistance de 1 ohm à 25 °C a une résistance de 1,1 ohm à 50 °C. On définit habituellement un coefficient de variation de la résistance avec la température :

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R \Delta t}$$

où  $\Delta R$  et  $\Delta t$  représentent respectivement les accroissements correspondants de la résistance et de la température, exprimé en variation pour cent par degré centigrade. Ainsi le coefficient + 0,4 % °C du cuivre signifie que la résistance d'un tel conducteur augmente de 10 % pour une

élévation de température de 25 °C. La résistance des conducteurs de cuivre augmente en effet lorsque la température s'élève, et il en est de même pour les autres métaux conducteurs usuels : laiton, aluminium, argent, nickel, platine, etc. De tels conducteurs ont un *coefficient positif*, généralement du même ordre que celui du cuivre. Lorsqu'on porte sur un graphique la résistance en ordonnée et la température en abscisse, on trouve donc une droite à faible pente positive (figure 3).

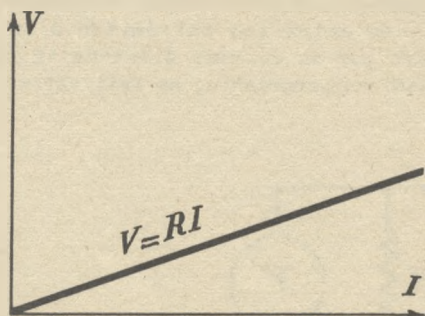


Fig. 2.-

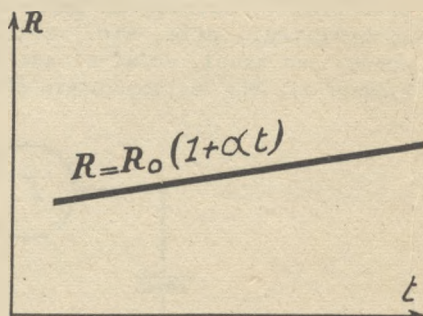


Fig. 3.-

Ces règles ont l'avantage d'être simples et de s'appliquer parfaitement à tous les conducteurs métalliques habituellement utilisés en électricité. Mais, et c'est là la raison de ce rappel de notions élémentaires, il existe d'innombrables substances capables de conduire l'électricité bien qu'ayant un comportement absolument différent de celui que nous venons de signaler. Ces corps, toujours nettement moins bons conducteurs que les métaux, sont nommés "semi-conducteurs". Alors que la résistivité des métaux est de l'ordre de  $10^{-6}$  ohms-cm, celle des semi-conducteurs, très variable, est toujours supérieure à 0,1 ohm-cm et peut atteindre celle des isolants sans qu'il y ait de démarcation précise avec ces derniers.

À l'exception de quelques corps simples en nombre très limité, tels que le silicium, le germanium, le sélénium et le tellure, les semi-conducteurs sont des composés métalliques tels que les oxydes, les sulfures, les nitrures ou les carbures et l'on conçoit qu'ils soient beaucoup plus répandus dans la nature, notamment les oxydes, que les métaux purs. On les utilise généralement sous forme d'agglomérats de grains fins, ou bien on les obtient en couche mince par oxydation ou sulfuration superficielle du métal correspondant.

Si, comme précédemment, nous appliquons successivement des tensions  $V$  croissantes à un agglomérat semi-conducteur, en maintenant la température rigoureusement constante, nous trouverons que l'intensité qui le traverse est liée à la tension appliquée par la relation :



$$V = K I^n$$

où  $K$  et  $n$  sont indépendants de la tension appliquée et du courant. Les valeurs du facteur  $K$  peuvent se situer entre zéro et l'infini positif pour des agglomérats de forme géométrique quelconque, faits de semi-conducteurs divers, mais celles de l'exposant  $n$  sont toujours comprises entre 0 et + 1. Ces deux grandeurs, constantes pour un agglomérat donné au cours de son utilisation, varient en effet fortement, non seulement pour des agglomérats de nature et de forme différentes, mais encore suivant les procédés utilisés pour les obtenir. Si nous portons sur un graphique comme ci-dessus la tension en "ordonnée" et l'intensité en "abscisse", nous ne trouverons plus une droite, mais une courbe analogue à celle de la figure 4, caractéristique d'une loi *non-linéaire* : le courant dans l'agglomérat croît beaucoup plus vite que la tension qui lui est appliquée. La résistance variable d'un tel agglomérat a pour valeur :

$$R = \frac{V}{I} = K I^{n-1}$$

Elle diminue lorsque la tension appliquée augmente. On retrouve la loi d'Ohm avec  $R = K$  dans le cas particulier où  $n = 1$ .

Cette non-linéarité est due à des phénomènes de surface et est donc strictement limitée aux contacts entre les différents grains d'un agglomérat et aux contacts entre ces grains et les électrodes métalliques. On s'en rendra compte en reprenant l'expérience avec un grain unique très fortement serré entre deux électrodes métalliques. On assure ainsi un contact normal en supprimant les phénomènes de surface du semi-conducteur. La loi d'Ohm  $V = R I$  est alors approximativement satisfaite comme pour un conducteur métallique. Mais si l'on fait varier la température, on constatera que, au rebours des métaux, la résistance diminue quand la température s'élève. En définissant comme précédemment le coefficient de température

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R \Delta t}$$

On voit que les accroissements  $\Delta R$  et  $\Delta t$  se font en sens contraire : les semi-conducteurs ont un *coefficient négatif*. Ce coefficient est en valeur absolue beaucoup plus élevé que celui des métaux puisqu'il est de l'ordre de -1 à -5 %/°C à la température ambiante. Il diminue d'ailleurs assez rapidement quand la température augmente. Si nous portons comme précédemment sur un graphique la résistance en ordonnée et la température en abscisse, nous trouverons donc une courbe analogue à celle de la figure 5, à forte pente négative. Cette courbe représente l'action de la température sur la résistance d'un grain ou d'un bloc de substance semi-conductrice où toutes les précautions ont été prises pour supprimer l'apparition des résistances de contact non-linéaires aux connexions avec les électrodes métalliques dont il a été question plus haut.

Pour essayer de nous faire une image approximative, mais concrète, de la différence entre un conducteur et un semi-conducteur, considérons deux zones d'habitat urbain : l'une "A", résidentielle et riche, compte 10 000 voitures de tourisme et le problème des transports sera facilement résolu pour ses habitants. L'autre "B" industrielle et pauvre,

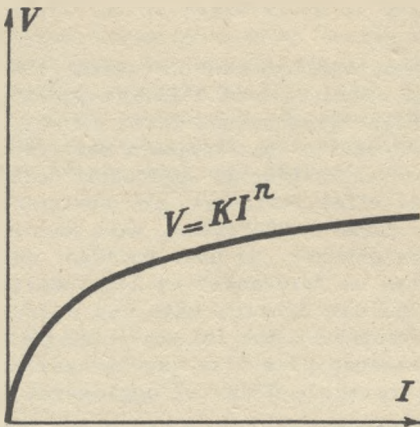


Fig. 4.-

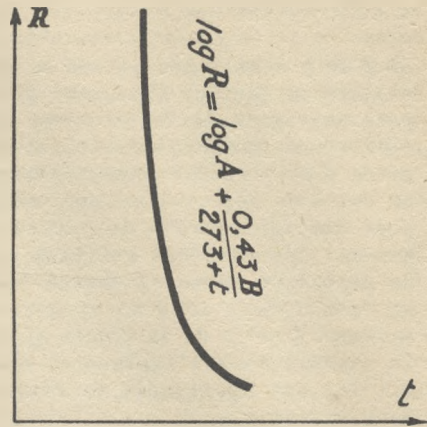


Fig. 5.-

n'en compte que 500 et les transports seront moins faciles. En comparant les habitants aux charges d'électricité négative,  $A$  sera du type conducteur et  $B$  du type semi-conducteur.

$A$  comporte de nombreuses routes de sortie vers la campagne et, si un motif quelconque attire ses habitants à l'extérieur de leur zone, nous verrons bientôt sur ces routes des voitures se suivant en file indienne et quittant la zone. Si la hâte des habitants est grande, ils appuieront sur l'accélérateur et la vitesse des voitures augmentera. Le "débit" de voitures vers l'extérieur sera proportionnel à leur vitesse, c'est-à-dire à la "hâte" de ses conducteurs.  $B$  ne comporte que deux sorties étroites facilement embouteillées, aussi ses habitants ont l'habitude, lorsqu'ils sont pressés, de sortir par des chemins de traverse tout juste carrossables. Le "débit" de voitures vers l'extérieur augmente ainsi plus rapidement que dans le cas précédent puisque non seulement la vitesse augmente sur chaque route, mais encore le nombre de ces routes de sortie augmente aussi. On peut ainsi se représenter les phénomènes de surface des semi-conducteurs et leur non-linéarité de contact. ("débit" de voitures augmentant plus rapidement que ne le fait la "hâte" de leurs conducteurs).

En  $A$ , lorsque la température augmente, l'été avançant, le nombre de véhicules et par conséquent la capacité de transport reste la même, tout au plus le débit est-il un peu ralenti par les stations faites par les conducteurs pour étancher leur soif. En  $B$  au contraire, à mesure que l'époque moyenne de la fermeture annuelle approche, un nombre croissant de véhicules à usage commercial ou industriel se trouve disponible pour le tourisme et le nombre primitif de 500 voitures se trouve bientôt porté à 1000 et même à 5000 pour les grosses chaleurs du 15 août. Il va sans dire que cette brusque augmentation de la capacité de transport masque complètement la légère diminution de débit due aux stations des conducteurs. On obtient ainsi une image de l'influence très différente de la température sur le transport des charges électriques dans les conducteurs métalliques ( $A$ ) et les semi-conducteurs ( $B$ ).

Si l'équipe de football de la zone *A* rencontre celle de la zone *B*, cette manifestation sportive attirera évidemment un grand nombre d'habitants des deux zones. Si la rencontre a lieu sur le stade de *B*, les habitants de *A* s'y rendront en grand nombre. Si au contraire elle a lieu sur le stade de *A*, relativement peu d'habitants de *B* pourront y aller, eu égard au petit nombre de véhicules de *B*. Le transport est donc plus facile dans le sens de *A* vers *B* que dans le sens de *B* vers *A*. En se souvenant qu'il s'agit de charges négatives et que le sens conventionnel du courant électrique va du pôle + au pôle -, nous dirons que pour une même différence de potentiel, le courant allant du semi-conducteur au conducteur (*B* vers *A*) ou courant direct est toujours plus important que celui allant du conducteur au semi-conducteur (*A* vers *B*) ou courant inverse. Remarquons que cette différence tend à s'atténuer lorsque la température s'élève, la capacité de transport de *B* augmentant. On peut ainsi se représenter le fonctionnement d'un redresseur.

En résumé, l'électricité peut être conduite par deux catégories de substances :

1°) Conducteurs métalliques usuels

$$V = R I$$

(*R* constante dépendant de la température, du conducteur et de sa forme géométrique)

$$R = R_0 (1 + \alpha t)$$

(*R*<sub>0</sub> résistance à 0 °C,  $\alpha = +0,3$  à  $0,4$  %/°C)

2°) Semi-conducteurs

a) propriétés de surface :  $V = K I^n$

(*K* facteur dépendant du semi-conducteur, de sa forme géométrique et de la température, *n* exposant dépendant du semi-conducteur seul)

b) Propriétés internes :  $V = R I$

(*R* grandeur dépendant de la température, du semi-conducteur et de sa forme géométrique)

$$\log R = \log A + \frac{0,43 B}{273 + t}$$

(*A* constante dépendant du semi-conducteur et de sa forme géométrique, *B* constante dépendant du semi-conducteur seul = 2000 à 5000).

Dans le cas où un semi-conducteur et un conducteur sont en contact, le courant passe plus facilement du semi-conducteur vers le conducteur qu'en sens inverse.



## QU'EST-CE QU'UNE VARISTANCE ?

Le mot "varistance" est une adaptation du terme anglo-saxon "varistor", lui-même contraction de l'expression "variable resistor" (résistance variable). Il ne s'applique en aucune manière aux résistances faites de corps conducteurs usuels dont la résistance est bien définie et varie très peu en fonction de la température, que ces résistances soient ou non rendues artificiellement variables à l'aide, par exemple, d'un curseur.

Il s'applique à des éléments dont la résistance peut varier dans de très fortes proportions (par exemple de 1 à 10 000 ou de 1 à 100 000) sous l'action d'un des facteurs suivants :

- a) température de l'élément,
- b) valeur de la tension appliquée à ses bornes,
- c) polarité de la tension appliquée à ses bornes.

Cette liste n'est d'ailleurs pas limitative et l'on connaît des résistances variant en fonction de l'éclairement (cellules photorésistantes); on peut aussi imaginer d'autres facteurs tels que la pression mécanique, l'état hygrométrique ambiant, le champ magnétique, etc... mais les trois facteurs précédemment cités sont les plus importants et correspondent à trois classes d'éléments produits industriellement et utilisés couramment dans la technique radioélectrique. C'est à leur étude que nous nous bornerons.

Il serait désirable, en principe, que pour chacun de ces éléments la résistance ne dépende que d'un seul facteur, l'action des autres étant nulle. Ceci n'est malheureusement jamais réalisé en pratique, de sorte que nous trouverons dans le commerce :

a) des "thermistances" (adaptation du terme anglo-saxon "thermistor", lui-même contraction de "thermally sensitive resistor" : résistance thermosensible) ou "résistances C.T.N." (à Coefficient de Température Négatif) dont la résistance varie fortement avec la température, le facteur de variation entre 0 et 100 °C étant généralement compris entre 10 et 100.

$$V = R I \text{ (à } t \text{ °C)} \quad \log R = \log A + \frac{0,43 B}{273 + t}$$

Ces éléments varient quelquefois légèrement en fonction de la tension appliquée, suivant la loi  $V = K I^n$  avec  $0,8 < n < 1$  mais il est juste de dire que, pour nombre de produits récemment mis au point, le coefficient  $n$  est pratiquement égal à 1 et qu'il n'y a pas lieu d'en tenir compte dans les applications. Nous appliquerons toujours la relation  $V = R I$  aux thermistances par la suite. Quant à la polarité de la tension appliquée, elle n'a jamais aucune influence.

b) des "résistances non linéaires" ou "résistances N.L.", quelquefois appelées *varistors* par les anglo-saxons (leur utilisation est plus ancienne que celle des thermistances), dont la résistance varie fortement avec la tension appliquée, le facteur de variation entre 100 et 250 volts par exemple étant généralement de l'ordre de 10 à 100.

Les caractéristiques de ces éléments varient *toujours* de façon appréciable avec la température. Pour les températures ambiantes usuelles et sous les tensions normales d'utilisation, on peut admettre que le facteur  $K$  a un coefficient négatif de l'ordre de 0,1 à 0,2 %/°C et que l'exposant  $n$  est constant.

$$V = K I^n \quad (\text{à } t \text{ } ^\circ\text{C}) \quad K = K_0 (1 + \alpha t)$$

$\alpha$  est négatif et décroît en valeur absolue quand  $t$  augmente, de même que celui des thermistances.

La polarité de la tension appliquée n'influe pratiquement pas.

c) des "redresseurs" (souvent appelés "redresseurs secs" pour les distinguer des soupapes électrolytiques ou des redresseurs à vapeur de mercure) dont la résistance varie fortement suivant la polarité de la tension appliquée, le facteur de variation pour des tensions de quelques volts étant généralement de l'ordre de 10 000 suivant le signe de la tension.

Ces éléments consistent essentiellement en un contact entre semi-conducteur et conducteur. Leur résistance varie également en fonction de la valeur de la tension appliquée, mais d'une manière différente suivant la polarité de cette tension. On peut les considérer comme des résistances presque linéaires ayant une très faible valeur de  $K$  et un coefficient de température appréciable dans le sens semi-conducteur vers conducteur (prédominance des phénomènes internes du semi-conducteur : comportement analogue à celui d'une thermistance) et ayant une forte valeur de  $K$  et un faible coefficient de température dans le sens opposé (prédominance des phénomènes de surface : comportement analogue à celui d'une résistance non linéaire). Mais il importe de remarquer que, sauf cas spéciaux, la loi simple  $V = K I^n$  ne leur est pas applicable. Il sera donc difficile de définir les caractéristiques de ces éléments : nous verrons que leur résistance ne peut être définie que si l'on connaît la tension appliquée, sa polarité, la température, et les conditions antérieures dans lesquelles l'élément a été placé.

Les signes employés pour représenter les varistances dans les circuits électriques ne sont pas encore bien fixés. Nous utiliserons dans ce livre ceux de la figure 6 : *c* thermistance, *d* résistance non linéaire, *e* redresseur. Pour mémoire signalons en *a* le signe réservé aux résistances ordinaires artificiellement variables, et en *b* un signe quelquefois utilisé pour représenter les thermistances, le cercle du signe *c* ayant l'inconvénient d'évoquer une lampe de T.S.F. (nous verrons plus loin que ces éléments se présentent souvent sous enveloppe protectrice, de sorte que cet inconvénient est minime).

Nous venons de voir que toutes les varistances ont un coefficient de température négatif, ce qui va de soi puisqu'il s'agit d'une propriété des semi-conducteurs. C'est là le phénomène *essentiel* commun à ces éléments, même pour les résistances non-linéaires et les redresseurs. Il ne faut pas s'illusionner en effet sur la faible valeur - 0,2 %/°C du coefficient de  $K$  d'une résistance non-linéaire comparée à celle d'une

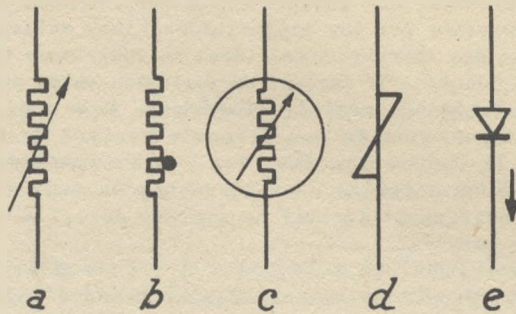


Fig. 6.-

thermistance. La loi non linéaire amplifie en effet l'influence de la température ainsi que le montre l'exemple suivant :

Exemple :

Une résistance non linéaire a pour caractéristiques à 25 °C :  $K = 200$  et  $n = 0,2$ . Le coefficient de température de  $K$  est de  $-0,2 \text{ \%/}^\circ\text{C}$ . on lui applique une tension de 50 volts.

$$I^{1/5} V = K I^n \quad 50 = 200 \times I^{0,2}$$

$$I^{1/5} = 0,25 \quad I = (0,25)^5 = 0,98 \text{ mA}$$

La résistance de cet élément est donc de 51 000 ohms. A 35 °C le facteur  $K$  a diminué environ de  $10 \times 0,2 = 2 \text{ \%}$

$$I^{1/5} = \frac{50}{196} = 0,255 \quad I = (0,255)^5 = 1,09 \text{ mA}$$

La résistance est donc devenue de 46 000 ohms, soit une variation de  $-10 \text{ \%}$  par rapport à la valeur primitive.

On voit que le coefficient  $-0,2 \text{ \%/}^\circ\text{C}$  sur le facteur  $K$  de la résistance non linéaire est en réalité équivalent à un coefficient  $-1 \text{ \%/}^\circ\text{C}$  sur une thermistance. Nous reviendrons sur cette question au chapitre 10 à propos des caractéristiques de ces éléments.

L'influence de la température est un phénomène essentiel pour la raison suivante : la température d'une varistance n'est identique à celle du milieu ambiant que si elle est parcourue par un courant très faible. Sinon, tout comme une résistance ordinaire, elle s'échauffe jusqu'à ce qu'un équilibre intervienne entre l'énergie apportée à l'élément par effet JOULE et celle qu'il dissipe dans le milieu ambiant. L'énergie apportée à l'élément est facilement mesurée comme le produit de la différence de potentiel à ses bornes par l'intensité qui le traverse. La chaleur dissipée peut l'être par conduction (fils de connexions, solides au contact de l'élément) ou convection (gaz ou liquide). La conductibilité thermique des fils de connexions par exemple est en général bien définie et la chaleur ainsi évacuée est exactement proportionnelle à la différence de température entre l'élément et l'ambiance. L'exemple suivant fera mieux comprendre cet équilibre :



*Exemple :*

Une thermistance miniature est suspendue dans le vide par deux fils fins de platine. Sa résistance est de 400 000 ohms à 25 °C et de 10 000 ohms à 125 °C. Les deux fils de platine peuvent évacuer 0,1 milliwatt pour une différence de température de 1 °C entre la thermistance et l'ambiance. Quelle est l'intensité de courant qui portera l'élément à 125 °C pour une ambiance de 25 °C ?

Les fils de connexions évacueront une puissance de  
 $0,1 \times 100 = 10$  milliwatts

$$R I^2 = 10^{-2} \text{ watts}$$

$$\begin{aligned} \text{L'intensité est : } I^2 &= 10^{-2} \times 10^{-4} & I &= 10^{-3} \\ I &= 1 \text{ mA} \end{aligned}$$

La seconde propriété importante des varistances est leur capacité rarement négligeable aux fréquences radioélectriques. Ceci résulte directement de la résistivité élevée des semi-conducteurs aux températures usuelles : les matériaux permettant d'obtenir un coefficient de température intéressant par exemple possèdent à l'ambiante une résistivité moyenne de l'ordre de grandeur de 10 000 ohms-cm. Les valeurs de résistance d'un usage courant en électronique étant plutôt comprises entre 100 et 1000 ohms, on est amené à utiliser ces matériaux sous forme de disques plats métallisés sur leurs deux faces. On introduit ainsi pour un disque de 25 mm de diamètre et de 1 mm d'épaisseur par exemple une capacité de

$$\epsilon \frac{S}{4\pi e} = 3,9 \epsilon \text{ cgs} = 4,3 \epsilon \text{ picofarads}$$

la constante diélectrique  $\epsilon$  dépend beaucoup des matériaux employés et de plus, est variable en fonction de la fréquence, mais on peut considérer comme courantes des valeurs d'une dizaine d'unités. Nous trouvons donc pour la capacité du disque envisagé un ordre de grandeur de 50 picofarads. Cette capacité varie en fonction de la température.

Dans le cas des résistances non linéaires et des redresseurs, la capacité, qui peut atteindre des valeurs beaucoup plus importantes que dans le cas précédent, est due presque uniquement aux phénomènes de surface du semi-conducteur et varie en fonction de la tension appliquée. Nous reviendrons sur cette question à propos des caractéristiques de ces éléments.

Enfin, nous précisons que ce livre laisse entièrement de côté les varistances faites de substances telles que le silicium et le germanium (diodes et transistors). Ce sujet sortirait du cadre que nous nous sommes fixés. D'ailleurs, si ces éléments se rattachent au domaine des redresseurs, leur comportement est en réalité beaucoup plus complexe et il y a intérêt à les étudier séparément. Comme nous l'avons déjà indiqué plus haut, nous n'étudierons pas les cellules photorésistantes, qu'il est préférable de placer dans le cadre général des cellules photoélectriques.



## PREMIERE PARTIE

### TECHNIQUES DE FABRICATION

Nombre de substances semi-conductrices telles que les *oxydes* et *sulfures* se décomposent avant leur point de fusion de sorte qu'il n'est pas question de les couler dans un moule. L'obtention de caractéristiques non linéaires suppose d'autre part un grand nombre de contacts qui n'existeraient pas dans un élément massif.

C'est pourquoi les thermistances et les résistances non linéaires sont réalisées sous forme d'agglomérats de grains fins dans lesquels on s'efforce d'éliminer (figure 7 : thermistances) ou au contraire d'accroître (figure 8 : résistances non linéaires) les phénomènes de surface des semi-conducteurs.

Pour les redresseurs, on réalise la couche mince de semi-conducteur par des méthodes assez différentes suivant la substance utilisée. Ainsi le sulfure de cuivre est utilisé en agglomérat comme ci-dessus, l'oxyde de cuivre est formé par oxydation superficielle du métal sur lequel il reste fixé, le sélénium enfin, facilement fusible, est fondu en couche mince sur un support.

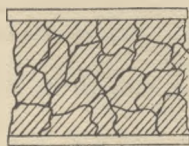


Figure 7



Figure 8

## CHAPITRE 3

# REALISATION D'AGGLOMERATS SEMI-CONDUCTEURS

Les premières résistances non-linéaires sont apparues vers 1925 à la même époque que les redresseurs; les thermistances leur sont nettement postérieures et datent de la dernière guerre.

La réalisation comporte le broyage et le mélange des poudres, leur agglomération sous pression, la cuisson du produit obtenu, puis sa métallisation et sa finition.

### *BROYAGE ET MELANGE DES POUDRES. -*

La fabrication des varistances requiert généralement des poudres fines, pour plusieurs motifs : les mélanges sont plus homogènes et la compacité et la forte densité de l'agglomérat sont plus faciles à atteindre. De plus, dans le cas de disques très minces, le nombre de grains dans le sens de l'épaisseur, et donc de contacts, est plus grand. Les deux premiers motifs jouent surtout pour les thermistances, et le dernier pour les résistances non-linéaires.

Les matières premières employées se rattachent généralement à l'un des groupes suivants :

a) oxydes de manganèse, nickel et cobalt (thermistances). Addition d'oxyde de cuivre pour abaisser la résistivité.

b) oxydes de fer et de zinc, avec traces d'oxyde de titane (thermistances).

c) carbure de silicium (carborundum) et argiles, verres ou liants divers (résistances non-linéaires). Addition de conducteurs (graphite, fer) ou de semi-conducteurs (oxydes) pour abaisser la résistivité.

d) sulfure de cuivre (certains redresseurs).

Le broyage se fait habituellement en deux temps : broyage grossier dans un broyeur à marteaux, puis broyage fin dans un broyeur à billes. Sur la figure 9 est schématisé le fonctionnement d'un broyeur à marteaux. Les morceaux de matière arrivent au centre d'une pièce tournant à grande vitesse et en gagnent les bords sous l'effet de la force centrifuge, après avoir percuté un très grand nombre de fois sur les butées de la pièce mobile et de la pièce fixe. De tels appareils peuvent recevoir des morceaux dont les dimensions sont de l'ordre du centimètre et fournissent des grains de l'ordre de 300 à 500 microns au minimum. Ils introduisent toujours un peu de fer par suite de l'usure des marteaux,



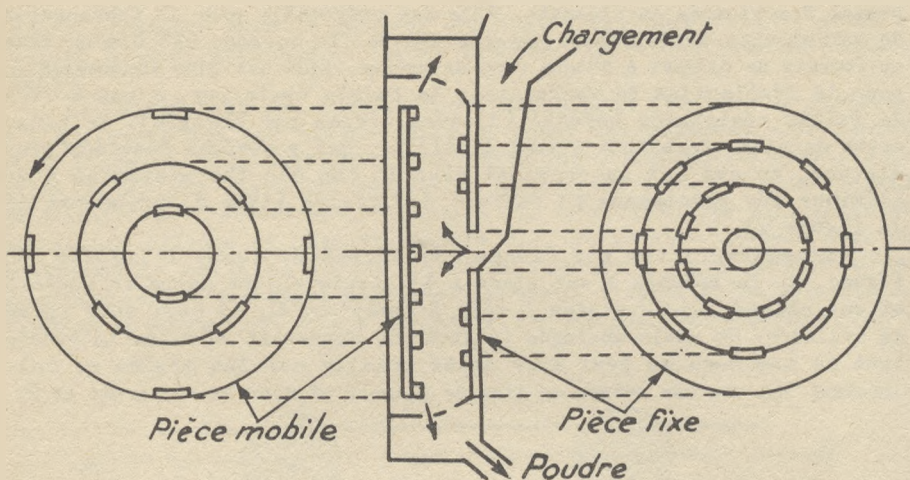


Fig. 9. -

aussi nombre d'entre eux sont munis de séparateur magnétique afin de l'éliminer. Ce traitement n'est évidemment pas applicable aux oxydes magnétiques, mais la présence de fer métallique en petite quantité n'y est généralement pas gênante.

Sur la figure 10 est schématisé le fonctionnement d'un broyeur à billes : un récipient cylindrique en acier tourne sur deux rouleaux entraîneurs à une vitesse de l'ordre de quelques dizaines de tours/minute. La poudre à l'intérieur du récipient est généralement placée en milieu liquide afin d'éviter le tassement sur la paroi interne sous le poids des billes. Ces broyeurs fournissent des dimensions de grains de l'ordre de 10 à 50 microns.

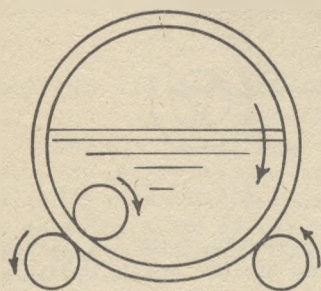


Fig. 10

Le mélange se fait presque toujours en même temps que le broyage. Toutefois, lorsque l'on part de poudres suffisamment fines pour être utilisées directement, et notamment quand la présence d'une petite quantité de fer serait nuisible, on peut effectuer l'opération de mélange seule dans une jarre en matériau céramique que l'on fait tourner avec des billes de même matière. De toutes manières, le tamisage consécutif au broyage contribue beaucoup à l'homogénéité du produit obtenu.

TECHNIQUES D'AGGLOMERATION. -

L'agglomération des poudres peut se faire par filage ou par compression. La première technique est continue et donne des cylindres ou des tubes de grande longueur qui sont ultérieu-

rement fractionnés en éléments. Elle est préférable pour la fabrication de varistances à résistance moyenne élevée. La seconde est discontinue et fournit un élément à chaque coup de presse. Elle est plus intéressante pour la réalisation de varistances de faible épaisseur, c'est-à-dire de faible résistance moyenne (disques minces par exemple). De plus, cette dernière technique permet d'utiliser des pressions beaucoup plus élevées, ce qui est intéressant dans le cas des thermistances pour éliminer les phénomènes de surface des grains (type d'agglomérat de la figure 7).

L'agglomération par filage est effectuée comme l'indique la figure 11. Le mélange *M* est placé à l'intérieur d'un corps de moule *C* et est chassé par le piston *P* vers l'ouverture *O*. Il sort sous forme de cylindre. Un moule analogue (figure 12) donnerait un tube. La poudre brut de tamisage ne peut être ainsi traitée car les grains se coleraient les uns aux autres au lieu de glisser et rien ne sortirait en *O*.

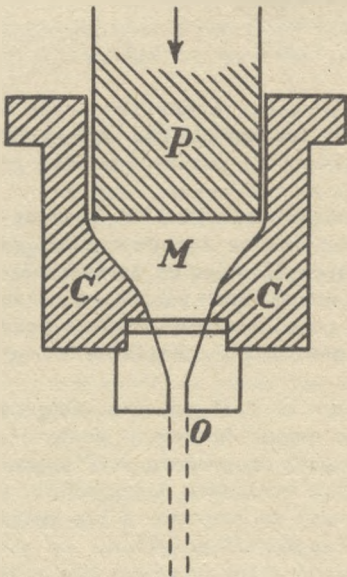


Fig. 11

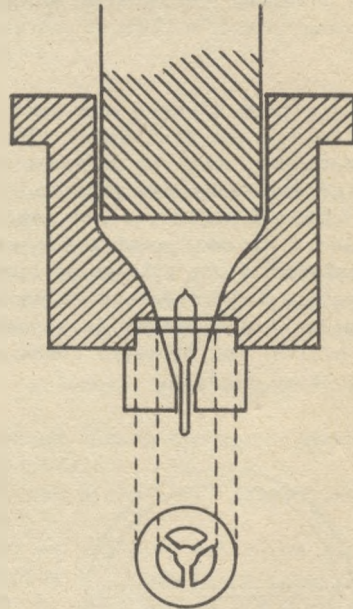


Fig. 12

Il faut la rendre fluide lorsqu'elle est sous pression, mais lui laisser une certaine rigidité en l'absence de pression de manière que le cylindre ou le tube sorti en *O* ne "coule" pas. Les substances ayant un tel comportement sont dites "thixotropes", et il suffit de malaxer la poudre avec un tel liant jouissant de cette propriété pour pouvoir filer le tout sans difficultés. Les suspensions de stéarine ou de cérésine dans les huiles de paraffine ou de vaseline par exemple sont employées, ainsi que certains produits cellulosiques, gonflés par l'eau. Elles sont entiè-



rement éliminées dans la cuisson qui suit l'agglomération et grâce à cela ne peuvent affecter en aucune manière, les propriétés du produit final.

La fabrication des thermistances miniatures (perles) se rattache à l'agglomération par filage, mais le liant est beaucoup plus fluide et la pression juste suffisante pour faire sortir une petite quantité de pâte. On obtient alors une succession de gouttes dont le volume dépend du diamètre de l'ouverture  $O$ . Déposées sur deux fils fins parallèles en platine ou alliage de platine (figure 13), elles sont séchées avec un mouvement de rotation autour de  $AB$  de manière à obtenir une forme sphérique. Cette technique explique clairement l'appellation amusante de "crottes de mouche" qui leur a été donnée par les chercheurs anglo-saxons.

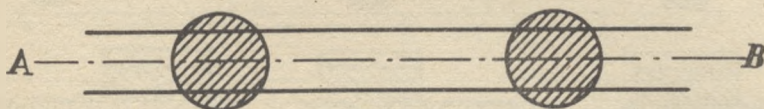


Fig. 13.

L'agglomération par compression se fait dans un moule classique, le poids (ou le volume) de poudre étant mesuré au préalable. La rapidité de l'opération est considérablement accrue par l'usage d'une presse à chargement et éjection automatique dont le fonctionnement est représenté schématiquement sur la figure 14. La pression d'agglomération ainsi obtenue peut largement dépasser l'ordre de grandeur de la tonne par centimètre carré, alors que les pressions réalisées par filage restent forcément limitées. Ici, comme précédemment, on malaxe généralement la poudre avec une substance organique destinée à faciliter le glissement des grains les uns sur les autres et, par conséquent, leur répartition homogène dans la masse. Les esters polymères de l'acide métacrylique, par exemple, sont utilisés à cette fin, et se trouvent éliminés dans la cuisson postérieure à l'agglomération.

#### CUISSON DES AGGLOMERATS. -

La cuisson des agglomérats a pour but de supprimer l'adhérence entre les grains due aux liants organiques introduits pour l'agglomération, et de lui substituer une cohésion beaucoup plus forte de manière à obtenir un matériau d'une grande solidité. Cette cohésion peut être obtenue de deux manières différentes :

##### a) Cas des thermistances.

L'agglomérat est porté à très haute température (généralement supérieure à 1000 °C) et les grains de substances différentes réagissent entre eux pour donner une nouvelle combinaison cristalline. On obtient un matériau très homogène, souvent d'une grande dureté, mais cassant (figure 7).

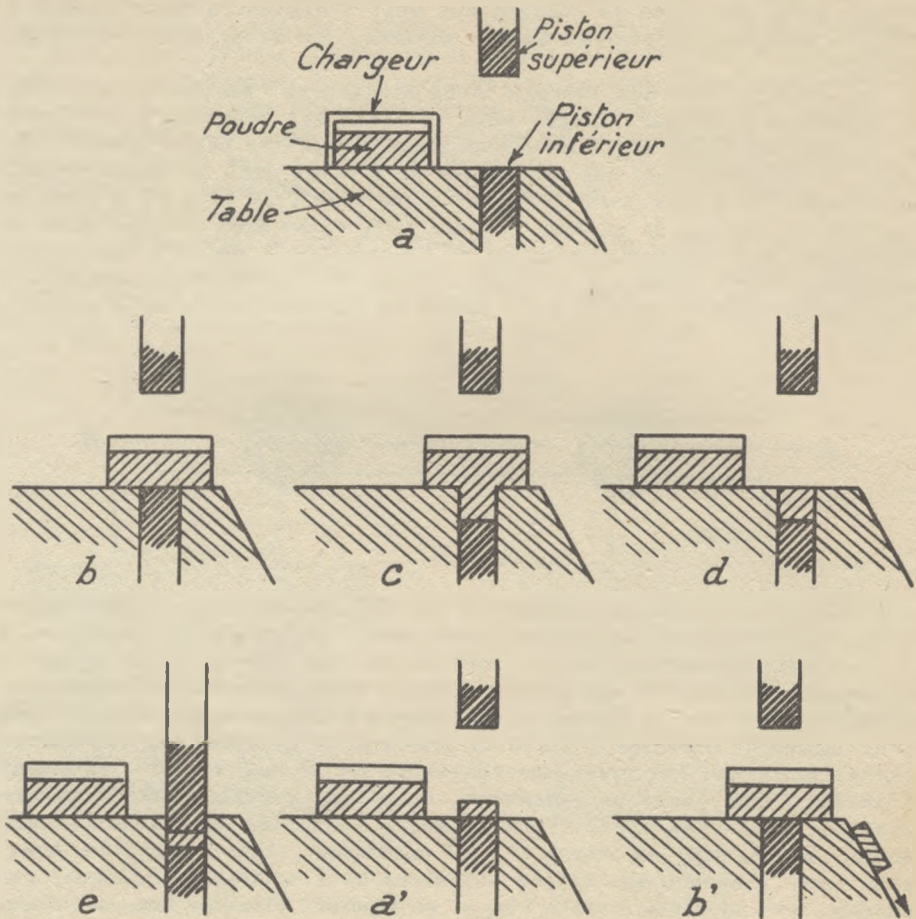


Figure 14.

*b) Cas des résistances non linéaires.*

L'agglomérat est porté à une température plus basse (souvent inférieure à 1000 °C) qui est la température de durcissement des argiles ou de ramollissement des verres ou liants céramiques. Les grains de carbure de silicium se trouvent alors immobilisés après refroidissement dans une trame d'argile cuite ou de verre solidifié. On obtient un matériau hétérogène où les vides entre les grains de carbure sont plus ou moins complètement remplis par l'argile ou le verre (figure 8). Il existe même un procédé de fabrication à froid où l'argile est remplacée par un ciment à prise rapide.



Dans les deux cas, le cycle thermique de la cuisson et, notamment, la température maxima atteinte, influent énormément sur les caractéristiques du produit final. On utilise donc généralement des fours de faible section intérieure, pour que la température en tous les points de cette section soit la même, et que les agglomérats traversent dans leur longueur, avec une vitesse constante, de manière à passer tous successivement dans les mêmes zones du four. La structure de tels fours, dits "fours à passage" est illustrée par la figure 15. Les nacelles contenant les éléments circulent à travers plusieurs zones portées en permanences à des températures  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ .

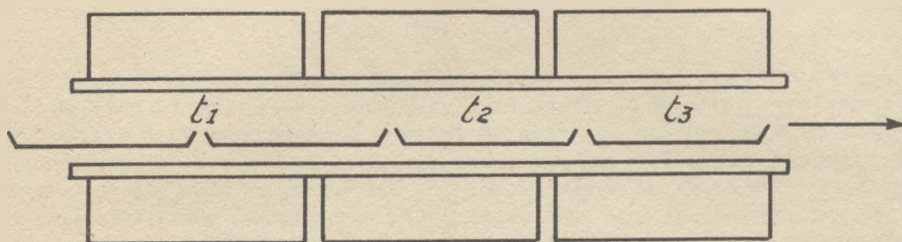


Figure 15.

L'atmosphère dans laquelle est effectuée la cuisson a une influence importante. Il s'agit presque toujours de l'oxygène pur ou de l'air pour les atmosphères oxydantes, de l'hydrogène pur ou du mélange azote-hydrogène pour les atmosphères réductrices. Les gaz circulent dans le four avec un débit constant. A titre indicatif les agglomérats faits avec les matières premières des groupes *a* et *b* (thermistances) sont cuits en atmosphère oxydante et ceux faits avec les matières du groupe *c* (résistances non-linéaires) sont cuits en atmosphère réductrice, mais il n'y a là aucune règle générale et certaines compositions pour thermistances plus récemment mises au point sont cuites en atmosphère réductrice.

La densité des agglomérats ainsi obtenue varie pour les thermistances de 3,5 à 5 et pour les résistances non linéaires de 2 à 2,5.

#### METALLISATION ET FINITION.

Une fois les agglomérats cuits, il reste à fixer les connexions électriques. Une fine couche de métal est pour cela déposée sur les surfaces destinées à servir d'électrodes (extrémités pour les tubes et barreaux, faces opposées pour les pastilles et disques) et des fils peuvent y être fixés par soudure, colle conductrice, ou même simple contact (barreaux).

Le dépôt métallique peut être effectué au pinceau (peinture à l'argent par exemple) avec cuisson ultérieure. Il peut aussi être fait au pistolet métalliseur (argent, zinc ou laiton fondu). Il n'y a pas d'influence importante du mode de métallisation sur les caractéristiques des thermistances ou résistances non linéaires.

L'ensemble est souvent trempé dans un vernis isolant (vernis de silicone pour les thermistances travaillant aux alentours de 200 °C). Le rôle de ce vernis est de protéger l'élément contre l'humidité (matériaux poreux, en particulier pour les résistances non linéaires) et les poussières, notamment les poussières métalliques.

Mention spéciale doit être faite des thermistances dites "réfractaires" et destinées à travailler à des températures élevées, atteignant même 1000 °C. Les connexions sont alors constituées par deux lames de platine ou d'un alliage de platine encastrées dans l'agglomérat lors de sa compression. La protection de l'élément est assurée par un émail réfractaire isolant.

## CHAPITRE 4

# FABRICATION DES REDRESSEURS

Nous avons vu qu'un redresseur était essentiellement constitué par un contact entre un conducteur métallique et un semi-conducteur. Ce contact peut être réalisé soit en formant une couche mince de semi-conducteur à la surface du métal (redresseurs à l'oxyde de cuivre, figure 16 a), soit en projetant une couche mince de métal à la surface du semi-conducteur (redresseurs au sélénium, figure 16 b), soit en pressant l'un contre l'autre un agglomérat semi-conducteur et une plaque métallique (redresseurs au sulfure de cuivre, figure 16 c).

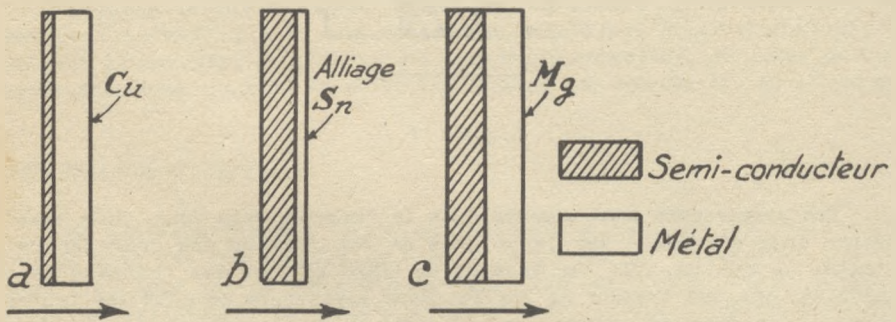


Figure 16.

Dans chacun de ces cas, le sens de conduction (courant direct) va du semi-conducteur au métal. Notons tout de suite que le contact électrique est effectué sur le semi-conducteur par une seconde électrode métallique, mais que ce contact ne fait apparaître aucun phénomène de surface et, en conséquence, aucune direction de courant privilégiée. Nous savons en effet qu'il est possible d'éliminer les phénomènes de surface d'un semi-conducteur et que la loi d'Ohm  $V = R I$  est pratiquement respectée dans une thermistance par exemple.

La figure 17 donne donc le schéma complet d'un redresseur : succession d'un contact ordinaire à propriétés pratiquement symétriques entre une électrode métallique dont la nature a relativement peu d'importance et la



surface non traitée d'un semi-conducteur, et d'un contact *asymétrique* entre la surface traitée spécialement de ce même semi-conducteur et une électrode métallique dont la nature a une influence importante sur les caractéristiques de ce contact. Retenons donc bien que dans les redresseurs "cupoxyde" et "fer-sélénium" le cuivre et le fer jouent des rôles *complètement différents* : dans le premier cas le sens de conduction va de l'oxyde vers le cuivre, dans le second il va du sélénium vers la métallisation en alliage d'étain (c'est-à-dire du fer vers le sélénium). Le nom logique du redresseur au sélénium serait : redresseur sélénium-alliage d'étain.

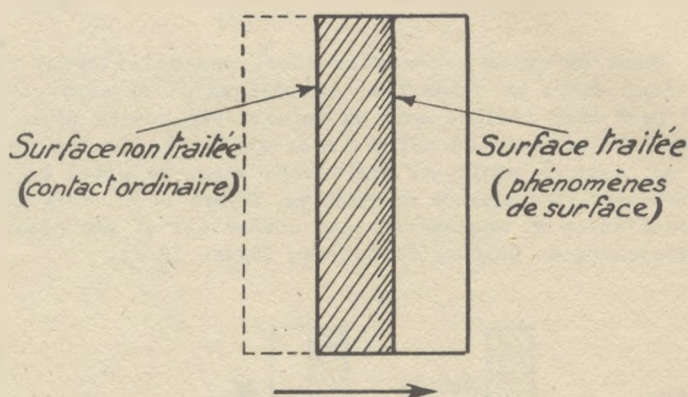


Figure 17.

Les redresseurs sont apparus dans le commerce vers 1925. Nous examinerons successivement les techniques de fabrication des redresseurs à l'oxyde de cuivre, dûs aux travaux de GRONDAHL, et des redresseurs au sélénium, dûs aux travaux de FRITTS. Nous laisserons de côté les redresseurs au sulfure de cuivre, qui ne sont pratiquement pas utilisés en Europe Occidentale. Les lecteurs qui s'y intéresseraient pourront se reporter à l'article de GAMBLE cité dans les références bibliographiques. A vrai dire, les redresseurs à l'oxyde de cuivre eux-mêmes sont de moins en moins utilisés, mais un grand nombre sont encore en service et ils demeurent indispensables pour certaines applications.

#### REDRESSEURS A L'OXYDE DE CUIVRE.

On utilise des feuilles de cuivre 10/10 mm très pur (99,95 %), au besoin recuites sous vide afin d'éliminer les gaz occlus, découpées en plaques rectangulaires ou en petits disques troués pour assemblage ultérieur. La cuisson dans l'air pur comporte trois stades se succédant directement :



- 10 minutes dans une enceinte à 1010/1020 °C (formation d'une couche d'oxyde cuivreux  $Cu_2O$  sur 1/10 mm).

- 10 minutes dans une enceinte à 600 °C (action physico-chimique faisant apparaître les phénomènes de surface de semi-conducteur  $Cu_2O$  sur la zone de contact entre  $Cu$  et  $Cu_2O$ ).

- refroidissement brusque dans une enceinte à la température ambiante.

On obtient alors des éléments oxydés sur les deux faces. Dans le cas des disques, en raison de leur montage ultérieur, la couche d'oxyde est enlevée par abrasion sur l'une des faces. Il est également possible de protéger l'une des faces de l'oxydation pendant la cuisson.

Durant le refroidissement, à l'extérieur de la couche d'oxyde cuivreux  $Cu_2O$  une couche superficielle d'oxyde cuivrique  $CuO$  isolante est apparue. Cette couche est enlevée par une série de bains acides suivie de lavages et séchages. L'ensemble redresseur métal-semi-conducteur est alors terminé.

Le contact sur l'oxyde de cuivre est assuré par pulvérisation cathodique ou vaporisation sous vide de métaux bons conducteurs, ou encore par projection d'alliage à très bas point de fusion.

Le montage des éléments est effectué par empilement de rondelles cuivre-oxyde de cuivre métallisé et de plaques de laiton formant ailettes de refroidissement afin d'éviter l'échauffement de l'ensemble. La pression de serrage influe sur les propriétés du redresseur. Elle est donc soigneusement réglée et c'est pourquoi, sauf cas spéciaux, les redresseurs à l'oxyde de cuivre ne sont pas démontables.

L'usage de ces éléments tend à se restreindre de plus en plus et est pratiquement limité aux appareils de mesures à cadre mobile pour courant alternatif. Pour cette utilisation particulière la forme de leur caractéristique les rend en effet préférables aux redresseurs au sélénium.

#### REDRESSEURS AU SELENIUM.

Le sélénium n'ayant aucune solidité mécanique, il est utilisé en couche fine sur des plaques ou disques d'un support métallique rigide dont l'attaque par le sélénium ne doit affecter qu'une couche superficielle négligeable. On emploie indifféremment l'acier, l'acier nickelé, ou l'aluminium bismuthé ou nickelé. L'épaisseur du support est habituellement de 5 à 10/10 mm et la surface est sablée afin d'obtenir une bonne adhérence de la couche de sélénium. En même temps le support sert de contact électrique sur le sélénium.

Le dépôt du sélénium se fait soit par saupoudrage ou peinture suivie d'une compression à chaud, soit par vaporisation sous vide, et constitue une couche parfaitement uniforme de 1/10 mm d'épaisseur. Le traitement de la surface libre du sélénium, destiné à faire apparaître les phénomènes de surface du semi-conducteur sélénium (oxydation superficielle), se fait alors par une cuisson de quelques heures à 200 °C à l'air, facultativement suivie du passage dans un bain alcalin. Après quoi, l'alliage métallique conducteur est projeté sur la surface. Il s'agit d'un alliage d'étain avec soit du plomb et du bismuth, soit du cadmium et du thallium. La composition de ces alliages et leur pureté ont une grande importance, leur température de fusion est de l'ordre de 100 °C.

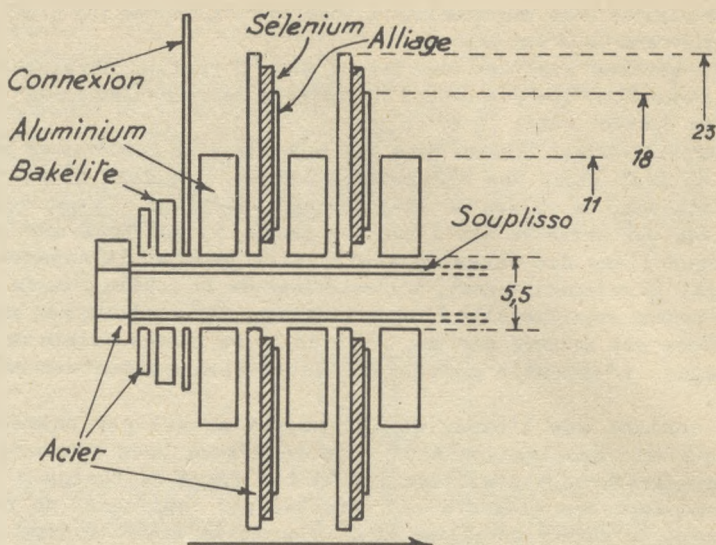


Figure 18.

La figure 18 représente le montage d'un des principaux types de redresseurs fer-sélénium actuellement en usage (marque "Sélénox") : les plaques, carrées  $23 \times 23$  mm, sont séparées par des rondelles en aluminium. L'ensemble est recouvert d'un vernis protecteur. L'élément peut être démonté après dissolution du vernis, et remonté. Notons que la pression de serrage du montage est rendue pratiquement constante par l'emploi d'une rondelle galbée sous l'écrou.

## STABILITE ET REPRODUCTIBILITE DES VARISTANCES

Les phénomènes qui sont à la base de l'utilisation des varistances sont connus depuis fort longtemps : en 1834 FARADAY observe que la résistance électrique du sulfure d'argent décroît rapidement en fonction de la température; en 1874 BRAUN et SCHUSTER observent une conduction asymétrique au contact de sulfures et d'oxydes métalliques. Leur utilisation industrielle est cependant toute récente. Pourquoi ? Parce qu'un phénomène qui n'est pas stable demeure uniquement une curiosité de laboratoire. Si après avoir porté une thermistance à des températures diverses entre  $-100$  et  $+100$  °C, sa résistance à  $25$  °C se trouve avoir varié du simple au double, ses usages possibles se trouvent singulièrement restreints; si après avoir mesuré une résistance non linéaire sous 100 volts, on la soumet à 200 volts pendant un instant, et qu'après cela sa résistance sous 100 volts ait diminué de moitié, il ne sera pas possible de lui accorder la moindre confiance.

Le problème de l'utilisation industrielle des varistances et, d'une manière plus générale, de toutes les pièces détachées comprenant des semi-conducteurs, est donc, avant tout, un problème de *stabilité*. Nous verrons plus loin que si une stabilité parfaite n'est pas et ne sera sans doute jamais atteinte, les éléments actuellement sur la marché ont néanmoins une stabilité suffisamment bonne dans une gamme donnée de température ou de tension pour que leur utilisation soit possible. Cette stabilité est atteinte, d'une part, par des procédés intéressant la fabrication elle-même, et sur lesquels il est très difficile d'obtenir des informations, chaque producteur gardant jalousement ses secrets, et, d'autre part, au moyen de traitements spéciaux, postérieurs à la fabrication, que nous allons décrire.

### *TRAITEMENTS DE STABILISATION.*

Lorsqu'une varistance vient d'être fabriquée, tout se passe comme si elle se souvenait des conditions dans lesquelles elle s'est trouvée durant sa fabrication, et comme si elle mettait un certain retard à s'adapter aux nouvelles conditions qui lui sont imposées. Expliquons nous : une thermistance, élément sensible à la température, subit une cuisson à très haute température durant laquelle sa résistance est donc extrêmement faible. Ramenée à  $25$  °C, elle ne recouvre pas immédiatement la totalité de sa résistance laquelle, durant les mois qui suivent, augmente d'abord rapidement, puis plus lentement. La stabilisation complète, à  $25$  °C, peut être extrêmement longue.



De même, une résistance non linéaire, élément sensible à la tension appliquée, est soumise, durant sa fabrication, à une tension nulle, pour laquelle elle possède une résistance très élevée. Soumise ensuite à sa tension normale de fonctionnement, sa valeur ne diminue pas immédiatement autant qu'on pourrait le prévoir, et n'atteint son minimum qu'après une longue période de fonctionnement. Enfin, un redresseur, élément sensible à la polarité de la tension appliquée, est soumis également durant sa fabrication à une tension nulle. Soumis pour la première fois à une tension de polarité opposée au sens de passage facile du courant, la valeur de sa résistance ("résistance inverse") n'atteint pas immédiatement la valeur prévue, et augmente peu à peu au cours du fonctionnement.

Le producteur fait donc habituellement subir à ses éléments, après leur fabrication, un traitement de stabilisation qui accélère cette évolution. Dans le cas d'une thermistance, ce traitement consiste en un étuvage à une température supérieure à la température maxima de fonctionnement (par exemple 200 °C pour un élément dont la température maxima est de 150 °C). La figure 19 donne la courbe de variation de la résistance en fonction du temps durant ce "vieillissement".

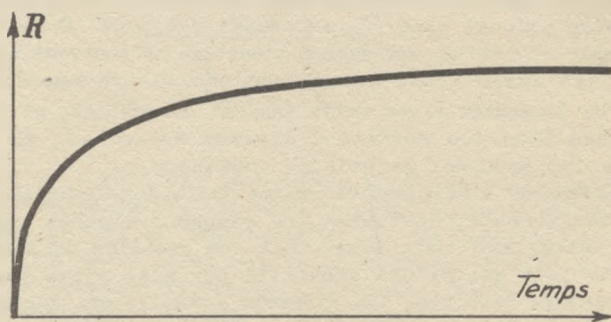


Figure 19.

Pour les résistances non linéaires, on soumet les éléments à une série de décharges sous tension de beaucoup supérieure aux tensions normales de fonctionnement. Afin de ne pas les échauffer exagérément, ces décharges pourront être fournies, par exemple, par un générateur d'impulsions très brèves. La figure 20 donne la courbe de variation du facteur  $K$  en fonction du temps durant cette formation.

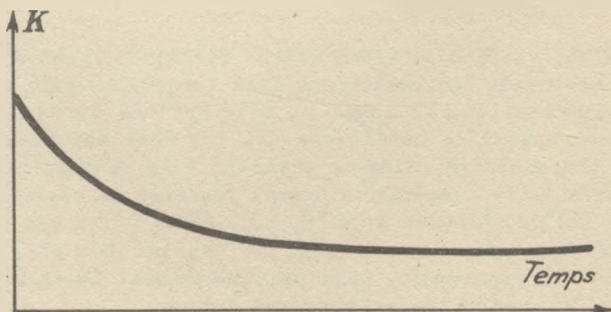


Figure 20.

Enfin les redresseurs sont soumis à une tension de polarité opposée au sens de passage facile du courant, tension généralement pulsée comme précédemment afin de ne pas élever exagérément la température de l'élément. Cette tension est faible au début, puis augmente au fur-et-à-mesure que la résistance inverse du redresseur croît. La figure 21 donne les caractéristiques d'un redresseur au sélénium avant et après ce traitement.

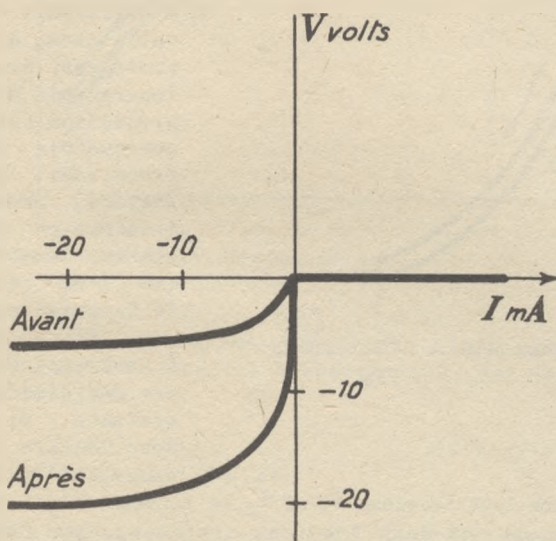


Figure 21.

## DERIVES ULTERIEURES. -

Après que les traitements précédents ont été effectués, les varistances sont habituellement vendues comme absolument stables dans les limites d'utilisation fixées par le producteur. Cette garantie est à peu près justifiée pour les fabrications modernes, mais il est bon néanmoins de savoir que de faibles dérives peuvent être constatées dans les cas que nous allons examiner. Remarquons préalablement que toutes les varistances sont sensibles à la température et, qu'en conséquence, elles peuvent toutes donner lieu à des dérives si elles sont parcourues par un courant les échauffant trop au-dessus de la température ambiante. Dans ce qui suit, nous n'envisagerons donc que le cas de courants normaux afin d'éliminer cette cause générale de dérive.

Si l'on fait décrire à une thermistance des cycles thermiques rapides entre  $-50$  et  $+150$  °C par exemple, en laissant l'élément plusieurs heures à chacune des deux températures extrêmes, la figure 22 montre que les courbes d'aller et de retour ne se superposent pas exactement. Si la thermistance est placée dans un dispositif thermométrique électrique l'erreur entraînée par ce phénomène peut atteindre l'ordre de grandeur du degré. En fait la gamme de travail d'une thermistance est toujours moins étendue et cette erreur est généralement négligeable devant les causes d'erreur.

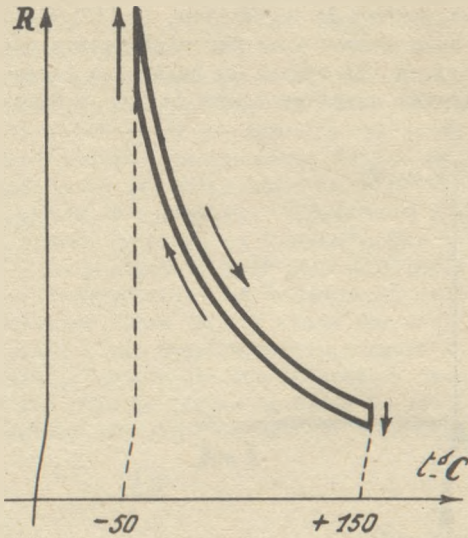


Figure 22.

cles rapides entre deux tensions  $V_1$  et  $V_2$  en laissant l'élément un certain temps à chacune de ces deux tensions extrêmes, nous observerons la caractéristique de la figure 23 où les courbes d'aller et de retour ne se superposent pas. Ce phénomène est toutefois peu important si l'on prend soin de rester dans le domaine des faibles puissances. Il n'est d'ailleurs pas gênant pour de nombreuses applications.

Un phénomène analogue existe pour les redresseurs soumis à une tension inverse. Mais il est ici beaucoup plus important et n'est dû qu'en partie à l'échauffement. En fait, la "formation" subie par ces éléments, qui a pour but l'augmentation de leur résistance inverse, n'est pas définitive : après une période de repos ou d'utilisation sous faible tension inverse, on constate que la résistance inverse a diminué de nouveau. La caractéristique tension-intensité relative aux courants inverses est donc mal fixée et dépend des conditions auxquelles a été soumis le redresseur au cours de son "passé électrique". Sa stabilisation complète demanderait quelquefois plusieurs mois. De ce fait, pour certaines applications exigeant une caractéristique non-linéaire stable, les résistances non linéaires seront supérieures aux redresseurs.

En ce qui concerne les courants directs, nous avons vu au chapitre 2 que les phénomènes internes du semi-conducteur prenaient le pas sur les phénomènes de contact : en d'autres termes, le redresseur se comporte un peu comme une thermistance. Il présente en effet le même phénomène de vieillissement. L'augmentation de la résistance directe pendant les 1000 premières heures de fonctionnement est en moyenne de l'ordre de 20 %. La stabilité correspond à cette valeur si le redresseur est utilisé dans des conditions normales. Ce phénomène est peu gênant dans les applications

Pour les résistances non linéaires, il y a lieu de distinguer deux cas. Aux basses tensions, l'élément est très sensible à l'état hygrométrique de l'atmosphère ambiante. On s'affranchit aisément de cette cause d'erreur en le protégeant avec un vernis imperméable à l'eau, cette précaution est d'ailleurs quelquefois prise par le producteur. Aux tensions élevées, même lorsque la dissipation thermique est convenablement assurée et que l'on reste en deça de la puissance maxima fixée, il y a toujours un échauffement qui se traduit par une diminution de résistance. Si nous faisons donc décrire à une résistance non linéaire des cy-



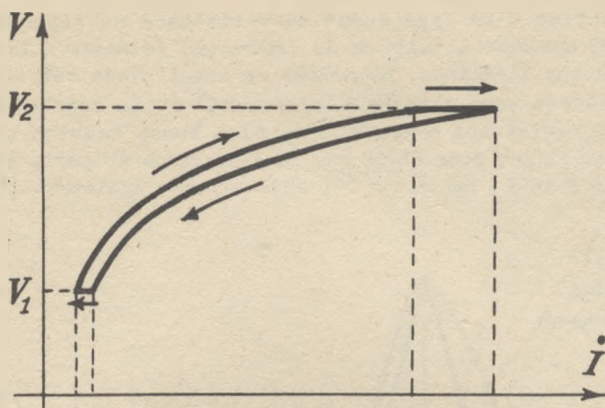


Figure 23.

usuelles et c'est pourquoi les producteurs n'ont pas jugé utile d'y remédier, comme dans le cas des thermistances, par un vieillissement forcé avant livraison.

#### REPRODUCTIBILITE DES VARISTANCES. -

Nous avons reconnu que la stabilité était la condition essentielle de l'utilisation industrielle des varistances. Cette condition n'est pas la seule : si une application requiert, par exemple, une thermistance de 1000 ohms à 25 °C possédant à cette température un coefficient de température de -4 %/°C, il faut que l'utilisateur soit sûr de pouvoir se procurer ce même élément chaque fois qu'il le désirera, et qu'il ne se trouve pas contraint d'employer un jour 1100 ohms avec -4,1%/°C et un autre 870 ohms avec -3,9%/°C. Il faut donc qu'un type donné de thermistance soit suffisamment reproductible pour qu'une tolérance garantie de  $\pm 5\%$  sur la valeur nominale de la résistance à 25 °C et de  $\pm 1\%$  sur celle du coefficient, par exemple, n'entraîne pas pour le fabricant un déchet de 50 ou 70%. Il en est de même pour les autres varistances.

Or les caractéristiques électriques des varistances, aussi bien pour les agglomérats que pour les couches minces, sont extrêmement sensibles aux diverses conditions de fabrication. La granulométrie des poudres, leur humidité, les irrégularités de compression risquent constamment de modifier la structure des agglomérats. Les légères différences de température entre diverses parties du four durant la cuisson, une minime différence du débit ou de la composition de l'atmosphère de celle-ci, modifieront les propriétés du semi-conducteur réalisé. A titre d'exemple une variation de température de 0,2% durant la cuisson suffit à modifier appréciablement la valeur de résistances non-linéaires ! De même la moindre irrégularité dans le traitement du contact métal-semi-conducteur conduira à des redresseurs de caractéristiques différentes. Il est donc très difficile d'atteindre une homogénéité de production comparable à celle des autres pièces détachées de radio.



La production d'un type donné de varistance se répartira sur une courbe de GAUSS analogue à celle de la figure 24, relative à la fabrication de résistances non linéaires. La courbe en trait plein est relative à la résistance mesurée sous tension assez élevée et la courbe en pointillé relative à la résistance mesurée sous plus basse tension pour le même lot d'éléments. Il est donc clair que la dispersion ne porte pas seulement sur le facteur  $K$  de la loi  $V = K I^n$ , mais affecte également l'exposant  $n$ .

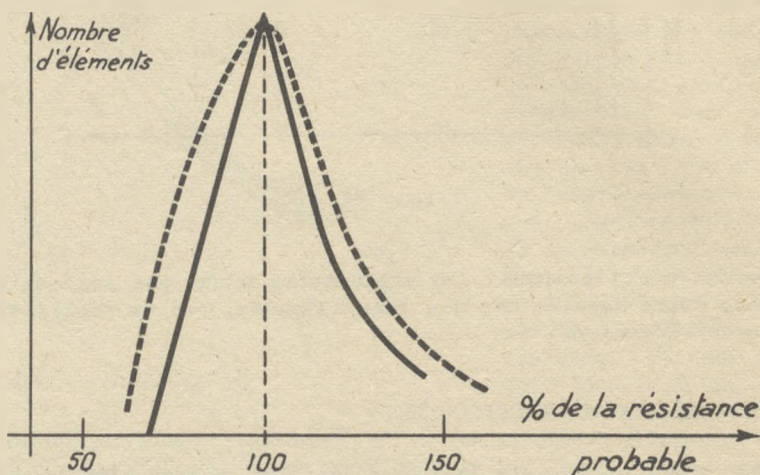


Figure 24.

En règle générale, les erreurs provenant de la dispersion de fabrication sont de signe contraire sur les facteurs  $K$  et  $n$  quand il s'agit des résistances non linéaires. Elles sont de même sens sur la résistance et la valeur absolue du coefficient de température des thermistances.

Dans le cas des redresseurs, la dispersion de fabrication a beaucoup moins d'importance car le producteur se borne souvent à indiquer les valeurs maxima admissibles pour la tension inverse et le courant direct. Il n'est pas dans l'obligation, comme dans le cas des autres varistances, de respecter des valeurs précises de résistance dans des conditions données.

## DEUXIEME PARTIE

### CARACTERISTIQUES ET PROPRIETES

Dans le chapitre 2 nous avons indiqué que la propriété essentielle des varistances était leur important coefficient négatif de température et qu'une autre propriété importante était leur capacité.

Les chapitres suivants sont consacrés à l'étude détaillée de ces propriétés, en particulier de la première, et des divers phénomènes secondaires qu'elle entraîne. Ces explications pourraient être réduites au minimum s'il s'agissait d'éléments n'ayant qu'un nombre restreint d'utilisations bien connues. Mais l'emploi des varistances est actuellement en plein essor et leur introduction dans les domaines les plus variés n'est pas encore terminée. L'utilisateur doit donc encore souvent faire figure de novateur, soit qu'il crée une application nouvelle, soit qu'il perfectionne et précise les modalités d'emploi.

Nous reconnaitrons tout d'abord que les lois compliquées de ces éléments peuvent être abordées assez simplement par des procédés graphiques rapides dont la précision est amplement suffisante. Une liste des principales varistances disponibles en France terminera cette étude.

## ETUDE GRAPHIQUE

Nous avons pris un premier contact dans les deux premiers chapitres avec les formules qui relient l'intensité traversant une résistance non linéaire à la tension qui lui est appliquée :

$$V = K I^n \quad \text{ou} \quad \log V = \log K + n \log I$$

ainsi que la résistance d'une thermistance à sa température :

$$\log R = \log A + \frac{0,434 B}{273 + t}$$

Les figures 4 et 5 où les quantités  $V$  et  $R$  sont portées en ordonnées et  $I$  et  $t$  en abscisses nous ont montré que les courbes obtenues n'étaient pas simples et que les différentes grandeurs  $K$ ,  $n$ ,  $A$ ,  $B$  n'y apparaissaient pas clairement. Les courbes relatives à une varistance donnée étant très rarement fournies par le producteur, force est donc à l'utilisateur de les tracer lui-même chaque fois qu'il désire calculer un circuit où cet élément figure. Il serait évidemment fastidieux de tracer cette courbe point par point, et une telle étude demanderait d'ailleurs un matériel approprié. Nous allons voir que la connaissance des valeurs de  $V$  et  $I$  - ou  $R$  et  $t$  - en deux points seulement, indications qui sont presque toujours fournies par le producteur, et que l'utilisateur peut de toutes manières obtenir assez rapidement, permet de tracer la courbe complète sur un graphique spécial.

### GRAPHIQUE LOGARITHMIQUE (Résistances non-linéaires). -

Supposons que pour représenter la caractéristique tension-intensité d'une résistance non linéaire on porte en ordonnées les valeurs de  $\log V$  et en abscisses celles de  $\log I$  : on obtient une droite (figure 25) puisque  $(\log V - \log K)$  est proportionnel à  $\log I$ , et sa pente n'est autre que l'exposant  $n$ . la valeur de  $\log K$  est d'autre part fournie immédiatement par l'ordonnée du point d'abscisse 0. Une telle représentation est donc beaucoup plus commode que la représentation classique. On trouve dans le commerce du papier dit "logarithmique" dont les bases, c'est-à-dire les intervalles séparant deux chiffres 1, sont identiques sur l'axe des ordonnées et celui des abscisses, et généralement égales à 10 centimètres. Le relevé de deux points de fonctionnement d'une résistance non-linéaire c'est-à-dire les courants correspondant à deux tensions appliquées, et leur report sur un tel graphique permet alors de tracer d'un simple coup de règle la caractéristique tension-intensité de cet élément. L'ordonnée correspondant à 1 A donnera la valeur de  $K$  et un décimètre permettra de



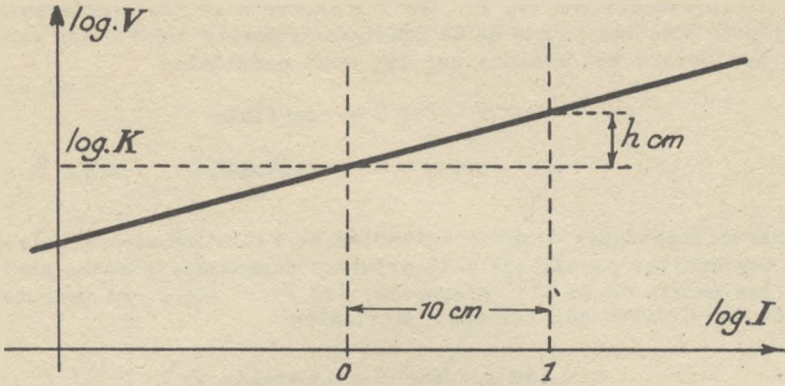


Figure 25.

mesurer la hauteur  $h$ , d'où  $n = \frac{h}{10}$  (figure 25). On pourra également utiliser un rapporteur spécial tel que celui de la planche III à la fin du livre pour déterminer  $n$ .

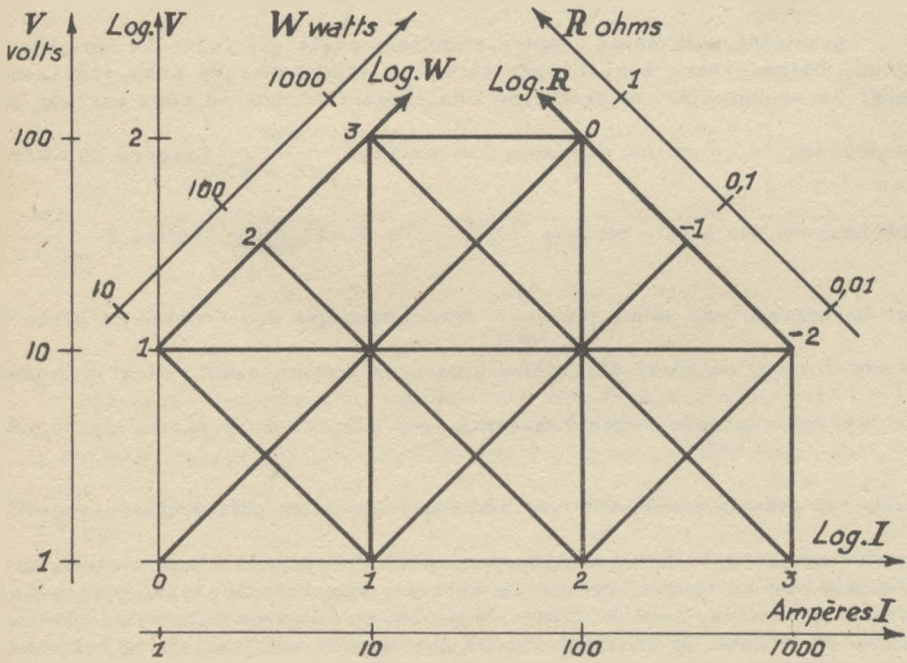


Figure 26.

La représentation  $\log V - \log I$  a encore d'autres avantages (figure 26) : pour tous les points de la première diagonale  $\log V = \log I$ , et pour tous les points des droites qui lui sont parallèles

$$\log V - \log I = \text{constante}$$

$$\text{soit } \frac{V}{I} = R = \text{constante}$$

Les caractéristiques tension-intensité de résistances ordinaires sont donc des droites parallèles à la première diagonale. D'autre part, pour tous les points de la 2<sup>ème</sup> diagonale,  $\log V = -\log I$ , et pour tous les points des droites qui lui sont parallèles

$$\log V + \log I = \text{constante}$$

$$\text{soit } VI = W = \text{constante}$$

Une telle représentation nous fournit donc simultanément  $V$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $W$ , ainsi que les facteurs  $K$  et  $n$ .

#### GRAPHIQUE SEMI-LOGARITHMIQUE (thermistances). -

Examinons maintenant l'autre relation, celle qui relie la résistance d'une thermistance à sa température, et supposons que nous utilisons pour la représenter un graphique semi-logarithmique où nous portons en ordonnées  $\log R$  et en abscisses la quantité  $\frac{434}{273 + t}$  (figure 27). Nous

obtiendrons une droite puisque  $(\log R - \log A)$  est proportionnel à  $\frac{434}{273 + t}$ ,

et sa pente n'est autre que  $\frac{B}{1000}$ . Remarquons que des droites de pente  $B$  (2000 à 5000) seraient difficiles à mesurer graphiquement, c'est pourquoi il est plus simple de se ramener à  $\frac{B}{1000}$ . Quant à la valeur de  $\log A$ ,

elle est fournie directement par l'ordonnée du point pour lequel  $\frac{434}{273 + t} = 0$ ,

point obtenu par extrapolation puisqu'il correspond à une température infinie. On ne trouve pas encore dans le commerce de papier propre aux tracés ci-dessus, mais on trouve du papier où la graduation est logarithmique en ordonnée et millimétrique en abscisse. Il suffit alors de retoucher cette dernière graduation en prenant comme unité la base logarithmique de l'axe des ordonnées, c'est-à-dire la longueur qui y sépare deux chiffres 1. Les subdivisions de ces unités seront facilement notées à

l'aide du tableau *I* qui fournit la valeur de  $\frac{434}{273 + t}$  pour différentes valeurs de *t*.

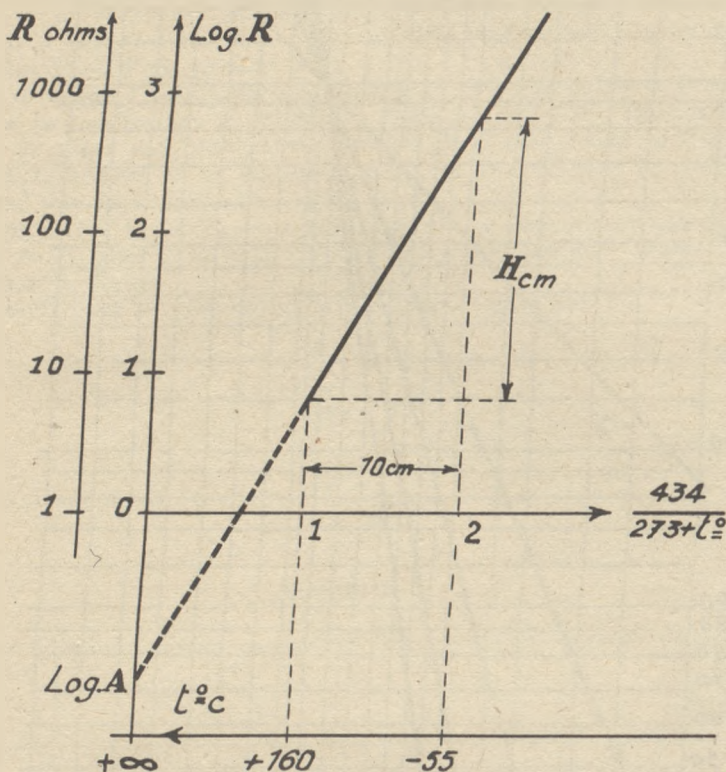


Figure 27.

Il sera alors facile, après avoir mesuré les résistances de la thermistance à deux températures assez différentes l'une de l'autre, de reporter ces points sur le graphique et de les joindre d'un trait de

règle. Si l'unité sur l'axe des abscisses est de 10 cm,  $\frac{H_{cm}}{10} = \frac{B}{1000}$ ,

soit  $B = 100 H$  (figure 27). Un tel graphique, limité aux températures usuelles, et indiquant les caractéristiques obtenues pour différents coefficients de température, est fourni par la figure 28. Il est relatif à une thermistance de 1000 ohms à 25 °C, mais les courbes relatives à un élément de 500 ohms par exemple pourraient être obtenues facilement par une translation vers le bas de  $l_{cm}$  (base logarithmique)  $\times \log 0,5$ . Les courbes relatives à deux éléments de même coefficient, mais de valeurs différentes, sont en effet parallèles.



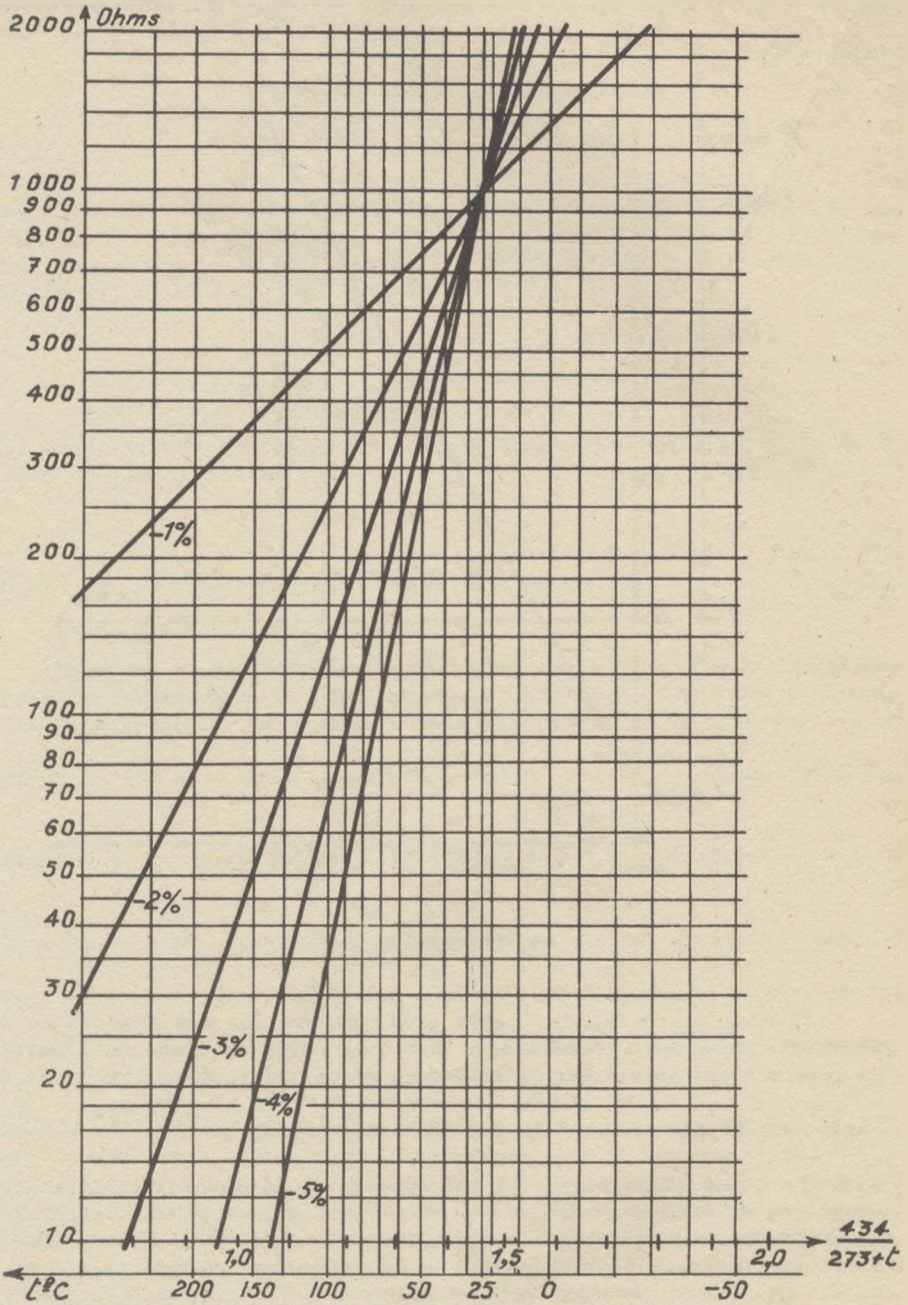


Figure 28.

Si l'on a fréquemment à faire de tels calculs graphiques, on tracera sur calque transparent un premier graphique *P* comportant simplement le quadrillage de la figure 28 (voir planche I à la fin du livre), et un second graphique *Q* comportant simplement le faisceau de droites correspondant aux différentes valeurs possibles de *B* (ou de  $\alpha$  25) avec l'horizontale et la verticale passant par leur point commun. Pour connaître la valeur d'une thermistance à une température donnée, il suffira de superposer *P* et *Q* en prenant soin :

1° d'amener à coïncidence la verticale de *Q* sur celle de *P* correspondant à la température de référence choisie (25 °C sur la figure 28),

2° de faire coïncider l'horizontale de *Q* avec celle de *P* correspondant à la valeur de la thermistance à la température de référence (1000 ohms sur la figure 28).

Le graphique *Q* pourra être remplacé par un rapporteur spécial tel que celui de la planche II à la fin du livre qui donne directement  $\alpha$  et *B* pour une droite donnée.

Le coefficient de température d'une thermistance est :

$$\alpha = - \frac{B}{(273 + t)^2}$$

soit au voisinage de 25 °C :  $\alpha = - \frac{B}{9 \times 10^4}$

TABLEAU I

<i>t</i> °C	$\frac{434}{273 + t}$	<i>t</i> °C	$\frac{434}{273 + t}$
- 100	2,51	+ 60	1,304
75	2,19	70	1,266
50	1,95	80	1,230
40	1,86	90	1,196
30	1,79	95	1,180
20	1,72	100	1,164
10	1,65	105	1,149
0	1,591	110	1,134
+ 5	1,562	120	1,105
10	1,534	130	1,078
15	1,508	140	1,052
20	1,482	150	1,027
25	1,457	170	0,980
30	1,433	190	0,938
35	1,410	210	0,899
40	1,388	230	0,863
50	1,344	250	0,830

Il diminue donc avec la température et on peut voir facilement qu'il sera tombé à la moitié de sa valeur vers 140 °C.

Remarquons qu'au lieu de tracer les droites de pente  $\frac{B}{1000} = 0,888 -$

1,776 - 2,664 - 3,552 - 4,44 correspondant à des coefficients de température à 25 °C de - 1, - 2, - 3, - 4, et - 5%/°C, comme sur la figure 28, on aurait pu tracer toute autre droite dont l'utilisation eût paru plus commode.

#### RETOUR AU GRAPHIQUE CLASSIQUE. -

Les tracés logarithmiques ci-dessus sont précieux et nous renseignent très rapidement sur l'état d'une varistance dans des conditions données mais force nous est de revenir aux graphiques classiques pour les calculs de circuits. En effet l'addition de deux tensions par exemple sur un graphique logarithmique signifierait en réalité l'addition de leur logarithme, c'est-à-dire leur produit.

Si nous voulons tracer la caractéristique tension-intensité de l'ensemble d'une résistance ordinaire et d'une résistance non-linéaire en série, il nous faut transposer la caractéristique de la résistance non-linéaire *RNL* obtenue en graphique logarithmique sur le graphique ordinaire de la figure 29. Additionnant successivement pour chaque

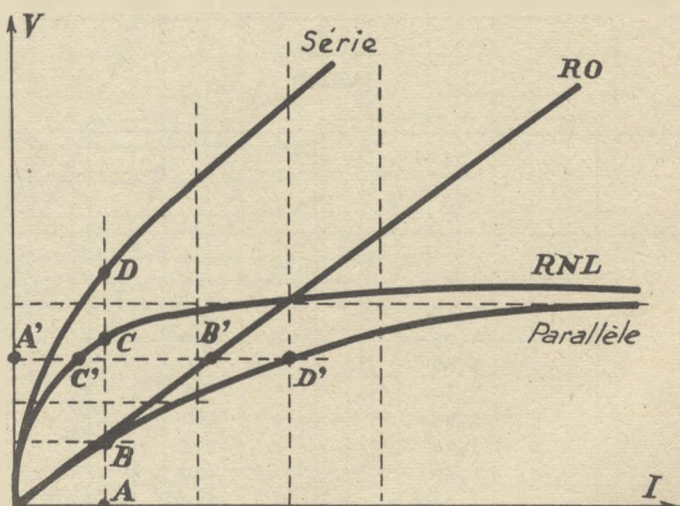


Figure 29

intensité les tensions correspondantes *AB* (résistance ordinaire *RO*) et *AC* (*RNL*), nous obtiendrons en *AD* la tension totale aux bornes de l'ensemble série. D'une manière analogue, pour tracer la caractéristique tension-intensité de l'ensemble de ces deux éléments en parallèle, nous



additionnerons successivement pour chaque tension les intensités correspondantes  $A' B'$  ( $RO$ ) et  $A' C'$  ( $RNL$ ). L'intensité totale est obtenue en  $A' D'$ . On voit comme on pouvait s'y attendre, que le montage série est équivalent à la  $RNL$  seule aux tensions faibles et à la  $RO$  seule aux tensions élevées. C'est exactement l'inverse pour le montage en parallèle.

Cherchons maintenant la caractéristique d'un ensemble résistance ordinaire  $RO$  et thermistance  $TH$  en série. Nous transposerons la caractéristique  $R - t$  de la  $TH$  en graphique ordinaire (figure 30) et addition-

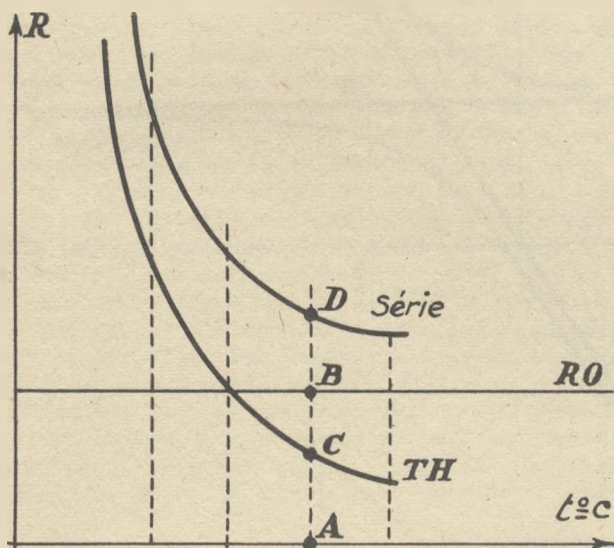


Figure 30.

nerons successivement pour chaque température les résistances  $AB$  ( $RO$ ) et  $AC$  ( $TH$ ), pour obtenir la résistance totale  $AD$  de l'ensemble. La caractéristique  $R - t$  d'un ensemble  $RO$  et  $TH$  en parallèle est plus délicate à tracer et il nous faudra revenir au graphique semi-logarithmique (figure 31) où nous transposerons la caractéristique trouvée précédemment pour l'ensemble série. Nous souvenant que

$$\frac{1}{X} = \frac{1}{RO} + \frac{1}{TH} = \frac{TH + RO}{TH \times RO}$$

$$X = \frac{TH \times RO}{TH + RO}$$

$$\log X = \log TH + \log RO - \log (TH + RO)$$

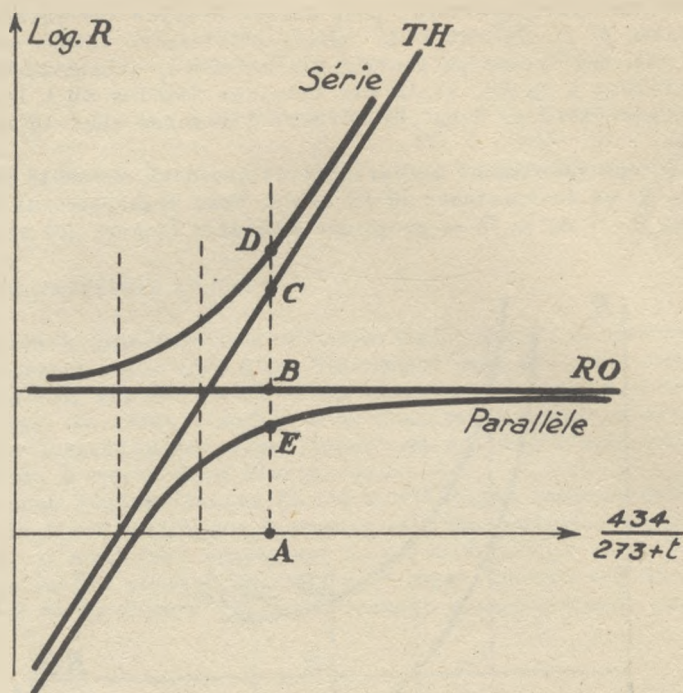


Figure 31.

nous formerons successivement pour chaque température la quantité  $AB$  ( $RO$ ) plus  $AC$  ( $TH$ ) moins  $AD$  (ensemble série) et obtiendrons le point  $E$  de la caractéristique de l'ensemble parallèle.

$$AB + AC - AD = AE$$

On peut remarquer, pour simplifier la construction, que  $\log (TH + RO) - \log TH = \log RO - \log X$  d'où  $CD = EB$ .

On trouvera souvent, dans la suite de ce livre, des renvois à ces calculs graphiques fondamentaux.

## ECHAUFFEMENT D'UNE THERMISTANCE

Nous savons que la valeur d'une thermistance dépend de sa température, c'est-à-dire, en général, de celle du milieu dans lequel elle est placée. Si un élément en forme de disque mince de quelques centimètres de diamètre, dont la résistance est de 1000 ohms à 25 °C avec un coefficient de  $-4\%/^{\circ}\text{C}$ , est placé à l'intérieur d'une habitation, sa valeur baisse de 1000 à 960 ohms si la température passe de 25° à 26° C. Si l'on monte en série la thermistance, une pile de 4,5 volts et un milliampèremètre, on constate que l'indication fournie par ce dernier varie de 4,5 à 4,7 mA. La puissance de 20 milliwatts apportée à l'élément est facilement dissipée dans l'atmosphère et ne modifie pas sa température.

L'échauffement d'une thermistance, au lieu de résulter d'un simple échange thermique avec l'atmosphère d'une pièce, peut être réalisé volontairement en enroulant par exemple autour de l'élément un fil chauffant relié à un circuit extérieur. La figure 32 représente un tel dispositif réalisé sur une thermistance miniature en forme de perle : cette dernière est enrobée dans un ciment isolant sur lequel est bobiné un fin filament chauffant, l'ensemble peut avoir des dimensions de l'ordre du millimètre. Une telle thermistance est dite "à chauffage indirect".

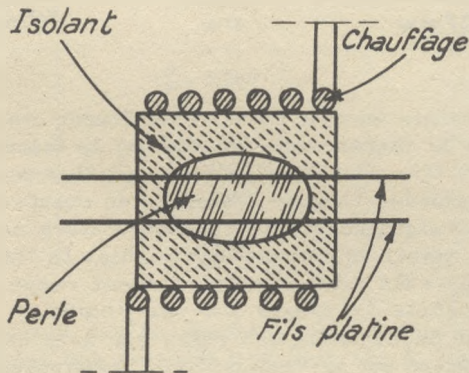


Figure 32.

## THERMISTANCES A CHAUFFAGE INDIRECT. -

La valeur ohmique  $R$  est fonction de la température, elle-même fonction de la puissance dissipée  $W$  dans l'enroulement chauffant.



La figure 33 donne l'allure de la variation de  $\log R$  en fonction de  $\log W$ . De tels graphiques sont souvent fournis par le producteur.

Pour plus de simplicité, nous supposons ici, comme précédemment, que le courant passant dans l'enroulement chauffant est seul à apporter de l'énergie, c'est-à-dire que l'intensité traversant la thermistance elle-même est très faible. Pour fixer les idées, supposons que l'énergie apportée pour le chauffage soit de l'ordre de 40 à 60 milliwatts alors que celle dissipée dans la thermistance ne dépasse pas quelques milliwatts. Toutefois nous rencontrerons par la suite des applications où ces conditions ne sont plus respectées.

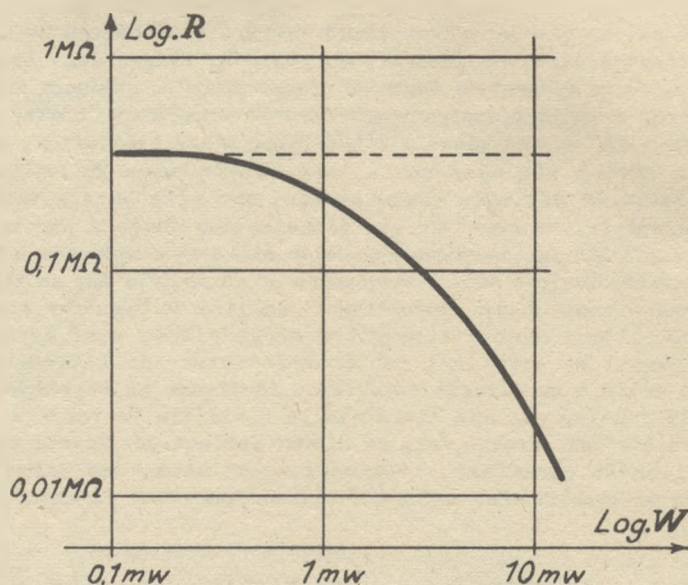


Figure 33.

Lorsque l'énergie envoyée dans l'enroulement chauffant est faible, la température de la thermistance dépasse peu la température ambiante et sa résistance est très élevée, elle coupe pratiquement le circuit dans lequel elle est placée. Lorsque l'énergie de chauffage est élevée, au contraire, la thermistance atteint sa température maxima et sa faible résistance laisse passer un courant appréciable. La thermistance à chauffage indirect apparaît donc essentiellement comme un *dispositif de contrôle d'une petite puissance par une grande*.

Cette action de contrôle est régie par deux caractéristiques de l'élément. La première est sa "sensibilité", généralement exprimée par le rapport entre l'élévation de température de la thermistance et l'énergie supplémentaire fournie, à partir d'un état initial donné. Cette sensibilité est de l'ordre de quelques degrés centigrades par milliwatt pour les types courants. Si elle est désignée par  $\sigma$ , et si  $\Delta W$  est l'accroissement de puissance dissipée pour le chauffage, la variation relative de valeur de la thermistance est de  $\alpha \sigma \Delta W \%$ , étant entendu que  $\alpha$   $^{\circ}/^{\circ}\text{C}$  (coefficient de température) n'est constant qu'au voisinage d'une température donnée.

La deuxième caractéristique de l'élément est le délai nécessaire pour que la thermistance "réagisse" à l'augmentation du courant de chauffage. Ce délai est mesuré par la "constante de temps" de l'élément, ou temps nécessaire pour que la variation de température de la perle soit les  $\frac{2}{3}$  environ de la variation totale au bout d'un temps très long. Ainsi supposons qu'une perle à  $0^{\circ}\text{C}$  passe à  $100^{\circ}\text{C}$  pour une puissance de 50 milliwatts dans l'enroulement chauffant, une constante de temps de deux secondes signifie que sa température est de  $65^{\circ}\text{C}$  environ deux secondes après la fermeture du contact sur le circuit de chauffage. On définit quelquefois une valeur légèrement différente de la constante de temps en considérant la variation de  $\log R$ .

*THERMISTANCE "A CHAUFFAGE DIRECT". -*

L'échauffement d'une thermistance peut enfin être effectué par le courant qui la traverse sans le secours d'un autre apport d'énergie extérieure. Dans l'exemple donné au chapitre 2, une thermistance en forme de perle était portée à  $125^{\circ}\text{C}$  par un courant de 1 mA. Rappelons que ses caractéristiques étaient : 400 000 ohms à  $25^{\circ}\text{C}$  et 10 000 à  $125^{\circ}\text{C}$  avec une quantité de chaleur évacuable de 0,1 milliwatt par degré au-dessus de la température ambiante ("coefficient de dissipation thermique" de  $0,1 \text{ mW}/^{\circ}\text{C}$ ).

Si nous traçons le graphique  $\log R$  fonction de  $\frac{434}{273 + t}$  pour cet élément, de manière à connaître sa valeur à diverses températures, et si nous calculons, pour chaque température, l'intensité qui le traverse comme nous l'avions fait pour  $125^{\circ}\text{C}$ , nous trouvons :

$t^{\circ}\text{C}$	$R$ ohms	$I$
25	400 000	0
30	320 000	40 microA
50	130 000	138 microA
75	50 000	315 microA
100	20 000	610 microA
125	10 000	1 mA
150	5 700	1,52 mA

Portons ces points sur un graphique  $\log V - \log I$  (figure 34). Si nous ne considérons que les axes  $\log R$  et  $\log W$ , nous trouvons une courbe très voisine de celle de la figure 33. Sa pente est toutefois plus grande car ici toute la puissance sert à échauffer la perle alors que dans la thermistance à chauffage indirect une partie de la puissance envoyée dans l'enroulement chauffant était dissipée directement dans le milieu ambiant sans passer par la perle. La comparaison de ces deux cas permet de définir "l'efficacité" de l'enroulement chauffant de la thermistance à chauffage indirect comme le rapport de la puissance dissipée

dans la perle elle-même à celle dissipée dans l'enroulement pour réduire dans les deux cas la résistance à 2 % de la valeur à froid (20 ou 25 °C). L'efficacité est généralement de l'ordre de 90 %.

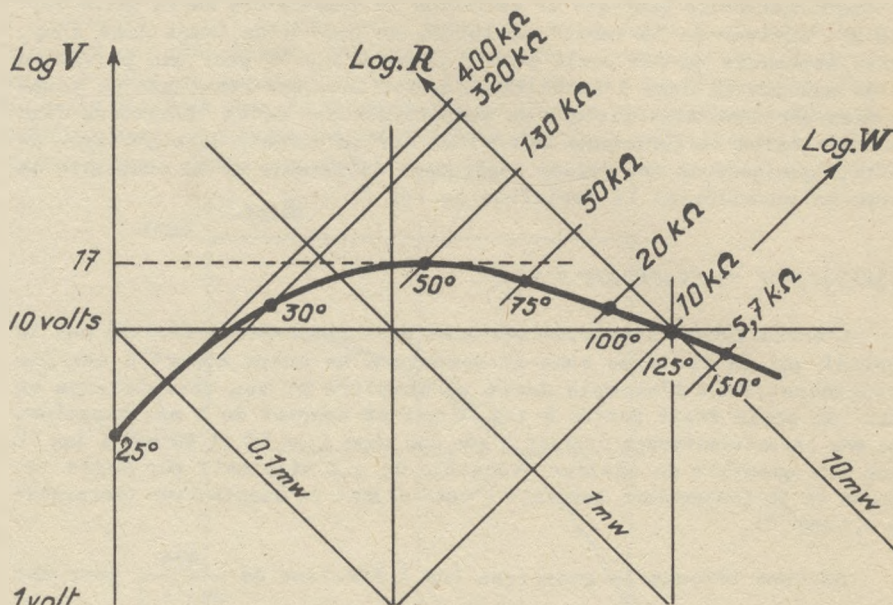


Figure 34.

## RESISTANCE DIFFERENTIELLE NEGATIVE. -

Reportons à présent notre attention sur les axes  $\log V$  et  $\log I$ . Supposons que l'on applique une certaine tension aux bornes de la thermistance et que l'on ajuste cette tension pour obtenir des valeurs croissantes de l'intensité traversant l'élément. On voit sur la figure 34 que la loi d'Ohm sera respectée tant que le courant sera très faible (0 à 10  $\mu\text{A}$ ), l'échauffement étant négligeable. A mesure que l'intensité de courant croît, la température de la thermistance dépasse la température ambiante et la résistance baisse : la tension est donc plus petite qu'elle ne le serait pour une résistance ordinaire (20 à 80  $\mu\text{A}$ ). Après quoi la tension passe par un maximum pour lequel la variation de résistance est inversement proportionnelle à celle de l'intensité (100 à 120  $\mu\text{A}$ ).

A partir de ce moment, la tension baisse lorsque l'intensité augmente, c'est-à-dire que si l'on calcule la résistance "différentielle" entre les points correspondant aux températures 100 et 125 °C par exemple, on trouve une quantité négative

$$\frac{V_{100} - V_{125}}{I_{100} - I_{125}} = \frac{13 - 10 \text{ volts}}{0,6 - 1 \text{ mA}} = - 7500 \text{ ohms}$$



Autrement dit, si cette thermistance est placée en série avec une résistance ordinaire de 7500 ohms, le passage d'un courant de 0,6 mA exigera :

$$4,5 (RO) + 13 (TH) = 17,5 \text{ volts}$$

et celui de 1 mA :

$$7,5 (RO) + 10 (TH) = 17,5 \text{ volts}$$

les deux résistances variant à peu près en sens inverse l'une de l'autre entre 0,6 et 1 mA. Nous verrons que cette curieuse propriété donne lieu à des applications importantes.

Remarquons enfin que, toujours sur le graphique de la figure 34, la caractéristique de la thermistance entre 100 et 150 °C se confond avec une droite de pente -0,5. Nous avons vu au chapitre précédent (figure 25) qu'une droite identique, mais de pente positive, constituait la caractéristique des résistances non linéaires. Nous pouvons donc considérer, dans une gamme d'intensité réduite, une thermistance comme une résistance non-linéaire satisfaisant à la relation

$$V = K I^n$$

avec un exposant  $n$  négatif, mais toujours compris entre 0 et 1 en valeur absolue. Il y a néanmoins une différence essentielle qui réside dans le temps de réponse de la thermistance (inexistant pour les résistances non linéaires).

## EQUILIBRE THERMIQUE D'UNE THERMISTANCE DANS UN CIRCUIT

La possibilité d'obtenir avec une thermistance une résistance différentielle négative est intimement liée, comme nous venons de le voir, aux conditions dans lesquelles s'établit l'équilibre thermique entre la puissance apportée par le courant qui la traverse et la chaleur dissipée dans le milieu ambiant.

### COEFFICIENT DE DISSIPATION THERMIQUE. -

La chaleur dissipée dans le milieu ambiant peut l'être de trois manières différentes :

1°) par conduction thermique à travers les connexions métalliques : la quantité de chaleur ainsi évacuée est toujours proportionnelle à la différence de température entre la thermistance et le milieu ambiant, soit un coefficient de dissipation constant. Ce mode de conduction est prépondérant dans deux cas : d'une part la thermistance perle placée dans le vide (cas envisagé au chapitre précédent) où la chaleur est évacuée par les fils de platine, d'autre part le bloc soudé à une plaque métallique.

2°) par les courants de convection du fluide dans lequel est plongé l'élément : la quantité de chaleur ainsi évacuée dépend de l'importance des courants de convection (viscosité du fluide) et de leur capacité de transport (capacité calorifique du fluide). Elle augmente plus rapidement que la différence de température entre la thermistance et l'ambiance, soit un coefficient de dissipation thermique croissant avec la température. Ce mode de conduction est généralement le plus important. Le coefficient de dissipation est 4 à 5 fois plus grand pour une huile fluide que pour l'air. L'eau a le gros inconvénient d'être conductrice (sauf précautions spéciales) et de nécessiter donc un isolement étanche.

3°) par rayonnement. Aux températures usuelles (100 à 150 °C maximum) la quantité de chaleur évacuée de cette manière est généralement négligeable.

La figure 35 montre l'influence du coefficient de dissipation thermique sur la courbe  $\log V - \log I$ . La courbe inférieure est, par exemple, relative à un élément placé dans l'air et la courbe supérieure relative à un élément placé dans l'huile. Dans la mesure où les coefficients de dissipation sont à peu près constants - il n'en est généralement pas ainsi -, la pente  $n$  de la zone à résistance différentielle négative est la même.

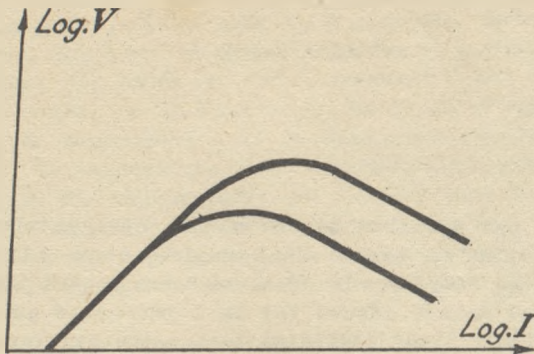


Figure 35.

Si l'on se ramène à une même résistance initiale à 25 °C, et à des conditions de dissipation thermique identiques, cette pente  $n$  dépend uniquement de la constante  $B$  du matériau semi-conducteur employé, comme le montre la figure 36. La pente est d'autant plus importante que la constante  $B$  est plus élevée.

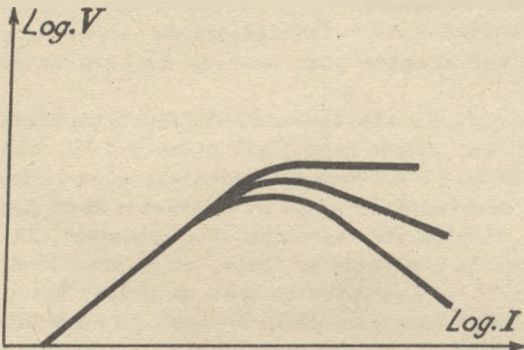


Figure 36.

Pour terminer, signalons que si l'on possède pour une thermistance la courbe  $\log V (\log I)$  d'une part et la courbe  $\log R \left( \frac{434}{273 + t} \right)$  d'autre part, il est facile de tracer sur papier millimétré ordinaire la courbe  $\bar{W} (t)$  reliant la puissance dissipée dans l'élément à sa température. La pente de cette courbe fournit la valeur du coefficient de dissipation thermique dans les conditions où a été relevée la courbe  $\log V (\log I)$  :



$$C \text{ watts/degres} = \frac{\Delta W}{\Delta t}$$

CONSTANTE DE TEMPS. -

Il n'est pas possible de définir la constante de temps d'une thermistance à chauffage direct aussi simplement que celle d'une thermistance à chauffage indirect. Le délai au terme duquel l'élément atteint une température donnée dépend ici de l'intensité qui le traverse à l'instant initial, c'est-à-dire de la tension qui lui est appliquée, et de l'impédance totale du circuit. Le délai nécessaire à une thermistance pour passer d'un état à un autre est donc extrêmement variable suivant les caractéristiques du circuit dans lequel elle est placée.

La seule quantité facilement mesurable est la vitesse avec laquelle la thermistance se refroidit dans un milieu donné lorsqu'elle n'est reliée à aucun circuit. On démontre que si  $C$  est le coefficient de dissipation thermique de l'élément dans le milieu envisagé et  $H$  sa capacité calorifique, sa température a diminué des  $2/3$  (exactement 63 %) de la différence entre sa température initiale et la température ambiante au bout de

$$\tau \text{ secondes} = \frac{H \text{ joules}}{C \text{ watts/degres}}$$

Cette quantité est adoptée pour mesurer la constante de temps de la thermistance.

Autrement dit, si une thermistance du type bloc, préalablement portée à 100 °C, est placée dans l'air calme à 0 °C, et qu'elle atteigne la température de 37 °C au bout de 2 minutes, nous dirons que le bloc en question a une constante de temps de 2 minutes dans l'air calme. Si le coefficient de dissipation thermique était constant, il en serait évidemment de même pour la constante de temps, et ce même bloc, porté à 200 °C, atteindrait 137 °C en deux minutes dans un milieu à 100°. Nous avons vu que  $C$  était rarement rigoureusement constant, la constante de temps a donc une valeur approchée.

Il importe de bien remarquer que le temps d'échauffement d'une thermistance est sans rapport aucun avec la constante de temps ainsi définie. Une thermistance du type perle pourra avoir dans des circuits appropriés des temps de réponse beaucoup plus faibles.

MISE SOUS TENSION D'UNE THERMISTANCE. -

Reportons nous à la figure 34 : si nous appliquons aux bornes de l'élément une tension inférieure à 17 volts, la première partie de la courbe (correspondant à une résistance différentielle positive), nous donnera le point de fonctionnement atteint, l'intensité qui traverse l'élément (inférieure à 125 microA) et sa température (inférieure à 50 °C).

Si nous essayons d'appliquer une tension supérieure à 17 volts, nous verrons la perle jeter un bref éclat lumineux, après quoi le courant ne passera plus. Que s'est-il passé ? Au fur et à mesure que la perle s'est échauffée, son point de fonctionnement s'est déplacé vers la droite sur la courbe de la figure 34. La tension appliquée s'étant toujours trouvée supérieure à la tension correspondant au point de fonctionnement, la température de la thermistance a largement dépassé 500 °C et atteint une valeur telle que la structure du matériau semi-conducteur a été modifiée. Le même phénomène se serait produit avec une tension de 10 volts seulement, si une surtension passagère ou un chauffage extérieur avaient amené la thermistance au point 10 volts 1 mA 125 °C.

La mise sous tension sans précautions d'une thermistance a donc toutes chances d'aboutir à sa mise hors d'usage. La précaution à prendre consiste à placer une résistance ordinaire en série avec l'élément. Cette résistance ordinaire apportera une chute de tension

$$\Delta V = R I$$

et la tension appliquée aux bornes de la thermistance ne sera plus que

$$V_0 - \Delta V = V_0 - R I$$

si  $V_0$  est la tension appliquée à l'ensemble. La discussion du comportement de l'ensemble en fonction de  $V_0$ ,  $R$  et des caractéristiques de la thermistance sera mieux suivie sur un graphique en échelles normales.

ENSEMBLE THERMISTANCE-RESISTANCE SERIE. -

On peut voir sur le graphique de la figure 37 d'une part la caractéristique tension-intensité de la thermistance, d'autre part celle

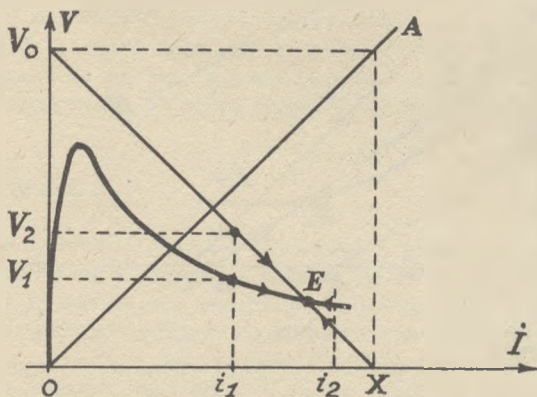


Figure 37.

de la résistance série (droite  $OA$  de pente  $+R$ ). Si la tension appliquée à l'ensemble est  $V_0$ , la tension instantanée appliquée aux bornes de la thermistance est donnée - en fonction de l'intensité - par la droite  $V_0 X$  de pente  $-R$ . Pour une intensité  $i_1$  par exemple, qui correspond aux bornes de la thermistance à une tension  $v_1$ , nous voyons que lui sera appliquée la tension  $v_2$ . Il est évident que l'état envisagé n'est pas un état d'équilibre puisque  $v_2$  est supérieur à  $v_1$  : l'intensité  $i$  augmentera jusqu'à ce que  $v_1 = v_2$  et ce point est donné par l'intersection de la caractéristique de la thermistance avec la droite  $V_0 X$  (point  $E$ ). De même, pour une intensité  $i_2$ , la tension instantanée appliquée aux bornes de la thermistance se trouverait inférieure à celle qui permet de faire passer un tel courant, et l'intensité diminuerait. Le point  $E$  correspond par conséquent à un équilibre stable.

Tout point d'équilibre est donc un point d'intersection de la caractéristique de la thermistance avec la droite  $V_0 - R I$ . L'équilibre est stable si la droite est au-dessous de la caractéristique pour les intensités supérieures et au-dessus pour les intensités inférieures (cas du point  $E$  de la figure 37). Il est facile de se rendre compte qu'il serait instable dans le cas contraire.

Les différents cas qui peuvent se présenter sont indiqués sur la figure 38 où la droite  $V_0 - R I$  occupe par rapport à la caractéristique de la thermistance quatre positions différentes :

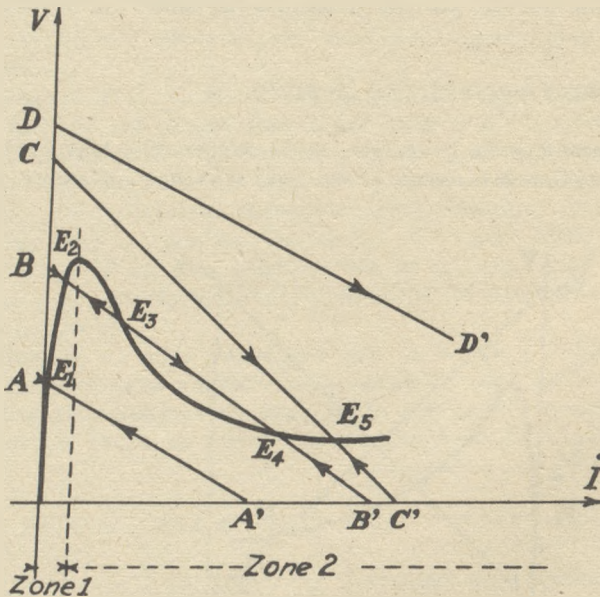


Figure 38.



a) droite  $AA'$  : un seul point d'équilibre (stable) en  $E_1$ , dans la zone à résistance différentielle positive (zone 1).

b) droite  $BB'$  : un point d'équilibre stable  $E_2$  dans la zone 1. Deux points d'équilibre dans la zone à résistance différentielle négative (zone 2), l'un instable  $E_3$  et l'autre stable  $E_4$ .

c) droite  $CC'$  : un point d'équilibre stable  $E_5$  dans la zone 2.

d) droite  $DD'$  : pas de point d'équilibre, tout au moins dans la zone d'utilisation normale de l'élément. La mise sous tension aboutit à sa destruction ou à sa détérioration.

L'utilisation des thermistances correspond en général aux cas  $b$  ou  $c$ . Il est important de remarquer que dans le cas  $b$ , le passage de l'équilibre  $E_2$  à l'équilibre  $E_4$  est possible si la thermistance est légèrement échauffée par un apport d'énergie extérieure. Ce changement est souvent produit volontairement avec les thermistances à chauffage indirect par le passage d'un courant dans l'enroulement chauffant de manière à réaliser une commutation sur le circuit de la thermistance. Il peut se produire aussi accidentellement avec les thermistances normales utilisées en thermométrie si le courant de mesure traversant l'élément a été choisi trop élevé et que la température ambiante augmente trop : on dit quelquefois dans ce cas que la thermistance "bascule", et le passage dans la zone 2 est en général catastrophique pour l'appareil de mesure.

#### INFLUENCE DES CONDITIONS DE DISSIPATION THERMIQUE. -

Tout ce qui vient d'être dit est valable pour une caractéristique  $V(I)$  donnée, c'est-à-dire des conditions de dissipation thermique données. Si une thermistance placée dans l'air se trouve brusquement plongée dans l'huile, ou si l'air calme est remplacé par un violent courant d'air, sa caractéristique va évidemment être modifiée comme le montre la figure 35. Le courant qui passe à l'équilibre dans l'ensemble de cette thermistance avec une résistance ordinaire en série va donc immédiatement changer de valeur. Si l'on se trouve dans le cas  $c$ , le point  $E_5$  changera de place sur la droite  $CC'$ , et il est possible que l'on passe au cas  $b$  ou même au cas  $a$ , c'est-à-dire que le point de fonctionnement se trouve brusquement ramené de la zone 2 dans la zone 1. La variation du courant est alors très importante et cette propriété trouve diverses applications.

#### DELAI D'ECHAUFFEMENT. -

Comme nous l'avons remarqué plus haut à propos de la constante de temps des thermistances à chauffage direct, le délai d'échauffement dépend de la valeur de la résistance ordinaire en série ainsi que de la tension appliquée à l'ensemble. La figure 39 montre, pour une même valeur de la résistance série, l'allure des courbes d'établissement du courant suivant la valeur de la tension appliquée  $E$ . Cette dernière a été choisie telle que l'on se trouve toujours dans le cas  $c$ .

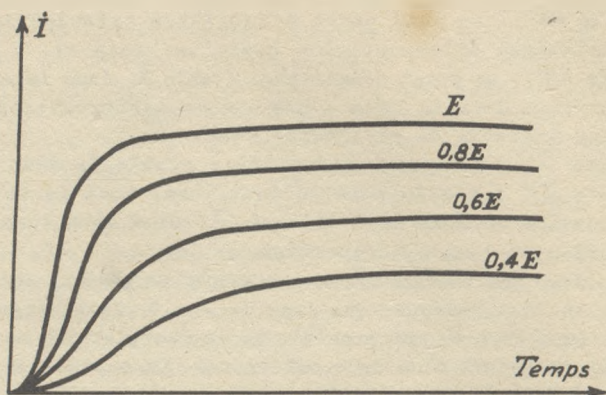


Figure 39.

## CODIFICATION. -

Un système de codification rationnelle a été proposé par un producteur anglais (Standard Telephones and Cables, Ltd). Le numéro de code indiquerait d'une part la résistance à froid de la thermistance (température de référence fixée une fois pour toutes à 20 ou 25 °C) et d'autre part la résistance pour un point de fonctionnement moyen à chaud. Ce dernier serait déterminé par la valeur de la température pour les thermistances normales (barreaux et blocs) ainsi que les miniatures utilisées en sonde thermométrique, ou par la valeur de la puissance envoyée dans l'élément, y compris éventuellement celle traversant l'enroulement chauffant (thermistances miniatures à chauffage direct ou indirect).

Exemple : B 4412/70

B : désignation d'une thermistance miniature à chauffage indirect placée dans une ampoule sous vide.

44 : 40.000 ohms à 20 °C (chiffre 4 suivi de 4 zéros).

12/70 : 100 ohms (chiffre 1 suivi de 2 zéros) pour une puissance fournie de 70 milliwatts au total).

L'adoption de ce système ne s'est toutefois pas généralisée.

## RESISTANCES NON LINEAIRES ET REDRESSEURS

La résistance des redresseurs, pour les courants inverses, ainsi que celle des résistances non-linéaires est due pour la plus grande part aux résistances de contact, c'est-à-dire à celle de la surface traitée du semi-conducteur. Dans un redresseur au sélénium, la surface traitée est un film superficiel d'anhydride sélénieux  $SeO_2$  formé au cours de la fabrication; dans une résistance non-linéaire au carborundum c'est un film superficiel de silice  $SiO_2$  formé spontanément sur chaque grain de l'agglomérat. L'épaisseur de ces couches superficielles est de l'ordre de  $10^{-7}$  à  $10^{-8}$  cm. Leur résistance, fortement variable en fonction de la tension appliquée à l'élément, est l'origine de ses caractéristiques non-linéaires.

### RESISTANCES NON-LINEAIRES. -

Nous n'avons mentionné jusqu'ici que la loi non linéaire exprimée en fonction de la tension  $V = K I^n$  dont l'analogie avec la loi  $V = R I$  est évidente. On peut également écrire :

$$I = \frac{1}{K^{1/n}} \times V^{1/n} = G V^p$$

relation qui est parfois d'un emploi plus commode.  
On voit que :

$$p = \frac{1}{n} \text{ et } G = \frac{1}{K^p}$$

le rapporteur de la planche III à la fin du livre donne simultanément  $n$  et  $p$ .

Sur la base des relations logarithmiques liant les diverses grandeurs caractéristiques d'une résistance non linéaire, il est possible de construire un nomogramme pour leur détermination graphique. En effet :



$$\begin{aligned} \log V_1 &= \log K + n \log I_1 \\ \log V_2 &= \log K + n \log I_2 \end{aligned}$$

$$\log \frac{V_1}{V_2} = \log V_1 - \log V_2 = n (\log I_1 - \log I_2)$$

$$\log \frac{V_1}{V_2} = n \log \frac{I_1}{I_2}$$

On trouvera à la planche IV à la fin de ce livre un nomogramme construit d'après cette relation : pour un exposant  $n$  et un facteur  $K$  donnés ( $n = 0,21$  et  $K = 150$  par exemple), la droite joignant la valeur 1 A sur l'échelle des intensités et la valeur 150 volts sur l'échelle des tensions détermine un point  $P$  sur la droite  $n = 0,21$ . Toutes les grandeurs caractéristiques d'autres conditions de fonctionnement pour cette même résistance non-linéaire ( $n = 0,21$  et  $K = 150$ ) sont alors déterminées par les points d'intersection d'un faisceau de droites passant par  $P$  et des échelles des intensités, des puissances et des tensions. Ainsi, sous 40 volts, l'élément considéré laissera passer 2 mA et dissipera dans le milieu ambiant 80 milliwatts. Réciproquement, connaissant les grandeurs caractéristiques d'un point de fonctionnement d'une résistance non-linéaire, soit 2 mA et 40 volts, ou bien 80 milliwatts et 40 volts, on peut tracer la droite représentant ce point de fonctionnement. Toute autre indication permet alors de déterminer le point  $P$  (soit  $K = 150$ , soit  $n = 0,21$ ).

Pour un élément donné, tant les constantes  $G$  et  $K$  que les exposants  $\phi$  et  $n$  ont une valeur déterminée, qui est constante pour les densités de courant comprises entre environ 0,1 mA et 1 A par cm<sup>2</sup> de section du matériau. Pour les densités de courant inférieures à 0,1 mA/cm<sup>2</sup>,  $n$  augmente ( $\phi$  diminue), mais le matériau garde son caractère non linéaire.

La valeur des exposants dépend de la composition des résistances et de leur procédé de fabrication;  $\phi$  peut varier de 2 à 7, soit  $n$  de 0,14 à 0,5, les valeurs usuelles étant de 3,5 à 5 pour  $\phi$  et 0,2 à 0,3 pour  $n$ . La constante  $K$  dépend non seulement de la composition et de la méthode de fabrication, mais aussi de la forme et des dimensions des résistances. Pour des disques,  $K$  est proportionnel à l'épaisseur  $l$  du disque et inversement proportionnel à la  $n$  ième puissance de la section circulaire  $S$ .

$$K = \text{constante} \times \frac{l}{S^n}$$

Sa valeur usuelle est de l'ordre de 150 par mm d'épaisseur pour des disques de 25 mm de diamètre.

On voit immédiatement que si l'on dispose de disques de caractéristiques  $K$  et  $n$ , on formera un nouvel élément de caractéristiques  $10K$  et  $n$  par l'association de 10 disques connectés en série. Par contre, pour obtenir un nouvel élément de caractéristiques  $K/10$  et  $n$ , il faudrait

associer en parallèle  $N$  disques pour que

$$\frac{l}{(NS)^n} = \frac{1}{10} \times \frac{l}{S^n}$$

soit  $N^n = 10$  et  $N = 10^{1/n}$ . Si  $n = 0,25$  il faudrait 10.000 disques. On se rend compte qu'il est impossible de chercher à diminuer la constante  $K$  c'est-à-dire la tension de fonctionnement pour une intensité donnée, par un tel montage. Il faut employer des disques faits d'un matériau différent et possédant une constante  $K$  plus faible.

En effet, on peut faire varier les caractéristiques, soit en ajoutant des substances conductrices (graphite, fer) au carborundum, soit en modifiant les traitements thermiques qui prennent place dans la fabrication des éléments. Les résistances non linéaires obtenues ont une constante  $K$  plus faible, mais l'exposant  $n$  augmente simultanément de sorte que l'on ne peut pas aller très loin dans cette voie. La figure 40 illustre ce

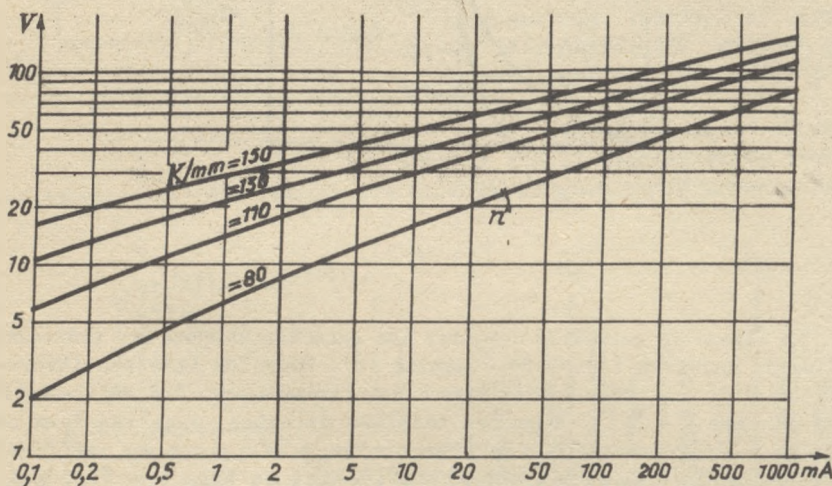


Figure 40.

phénomène en représentant les caractéristiques  $V(I)$  en graphique logarithmique pour des éléments de même épaisseur (1 mm) et même surface. Pratiquement, l'épaisseur minima d'un disque étant de l'ordre de 7 à 8/10 mm, il est difficile de descendre au-dessous d'une tension de fonctionnement de 15 volts environ sans atteindre déjà un exposant de 0,4 pour  $n$  (2,5 pour  $p$ ).

## REDRESSEURS. -

Un redresseur idéal posséderait une résistance inverse de valeur infinie, c'est-à-dire un courant inverse nul, et par ailleurs une résistance directe nulle, c'est-à-dire un courant direct limité par la seule impédance du circuit d'utilisation. Il n'en est malheureusement pas ainsi pour les éléments réels et nous avons vu au chapitre 2 que l'on peut considérer les redresseurs comme des varistances dissymétriques dont la caractéristique tension-intensité ne correspond pas à une loi simple.

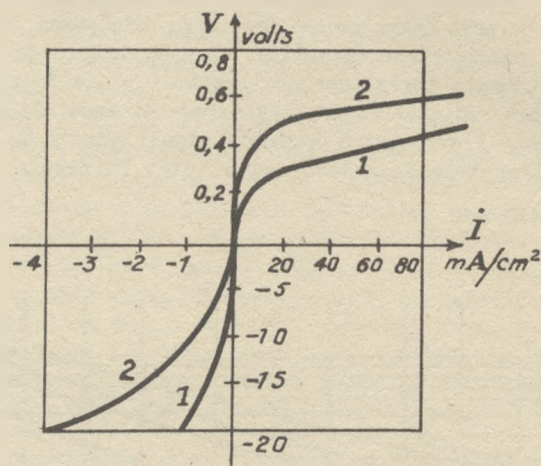


Figure 41.

La figure 41 permet de comparer les caractéristiques des redresseurs à l'oxyde cuivreux (1) et au sélénium (2). Pour les tensions inverses, dans les deux cas, rôle de résistance non-linéaire avec loi *approximativement* du type  $V = K I^n$ . Pour les tensions directes, dans les deux cas, rôle de résistance ordinaire (thermistance en raison du coefficient de température) avec loi *approximativement* du type  $V = R I$ , mais à condition de négliger le léger coude entre 0 et 0,2 volt (oxyde cuivreux 1) ou entre 0 et 0,5 volts (sélénium 2). Les redresseurs à l'oxyde de cuivre sont préférables en raison de ce coude moins marqué lorsqu'on désire une chute de tension très faible dans l'élément. Autrement, la préférence ira généralement au redresseur au sélénium en raison de la possibilité d'employer une température de fonctionnement plus élevée.

Il semblerait à priori logique d'apprécier la qualité d'un redresseur par son "coefficient de redressement", rapport de la résistance inverse à la résistance directe sous une même tension. Un tel rapport n'est pourtant que de peu d'utilité : la tension directe appliquée n'est



autre en effet que la chute de tension directe aux bornes de l'élément, soit 1 volt efficace, environ, alors que la tension inverse est toujours égale à la tension maxima supportée, soit jusqu'à 26 ou 30 volts efficaces (cas des meilleurs redresseurs au sélénium du commerce). On préfère définir le *rendement* du redresseur dans la transformation de courant alternatif en continu, déduction faite de la puissance dissipée dans l'élément sous forme de chaleur. Cette question sera étudiée en détail dans la troisième partie; indiquons immédiatement qu'en partant de courants alternatifs triphasés, le rendement peut atteindre le chiffre élevé de 90 % (redresseurs au sélénium).

Nous avons vu au chapitre 4 le mode de montage des redresseurs au sélénium. Il est important de savoir que la polarité indiquée par le producteur sur les connexions n'est pas celle que l'on pourrait attendre, correspondant au sens direct du courant. La figure 42, correspondant

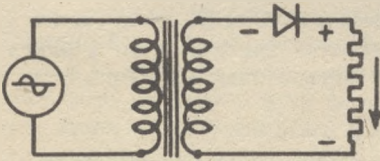


Figure 42.

au montage d'utilisation le plus simple qui soit - montage en *valve* - explique les signes + et - marqués sur le redresseur, signes en accord avec le sens du courant dans la résistance de charge. Un autre mode de montage est représenté sur la figure 43 (montage en *pont*). Les deux connexions extrêmes, généralement notées +, doivent être réunies.

Il est intéressant de remarquer que l'association de deux redresseurs permet de réaliser des caractéristiques symétriques analogues

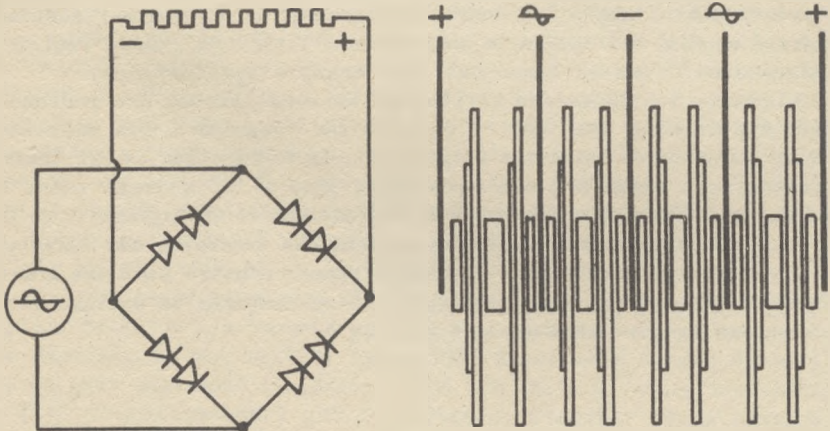


Figure 43.

à celles d'une résistance non-linéaire. La figure 44 représente leur montage série (a) ou parallèle (b). En a on utilise uniquement les caractéristiques inverses des redresseurs, en b les caractéristiques directes.

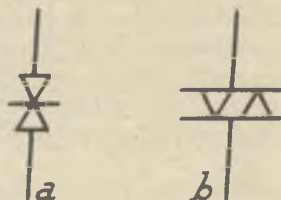


Figure 44.

Dans les deux cas les redresseurs employés doivent être rigoureusement identiques, sinon il subsistera une légère dissymétrie. Le cas du montage série (a) n'est pas très intéressant car nous avons remarqué au chapitre 5 que les caractéristiques inverses des redresseurs n'étaient pas très stables. D'autre part, les tensions d'emploi (de 20 à 30 volts) peuvent être réalisées avec des résistances non linéaires au carborundum, l'exposant  $n$  étant du même ordre (0,3 à 0,35). Par contre, le cas du montage parallèle (b) nous fournit une caractéristique assez stable, surtout si le vieillissement est terminé. Si l'on se limite aux tensions très faibles (quelques dixièmes de volt, voir figure 41), on trouve une loi du type  $V = K I^n$  avec un facteur  $K$  de l'ordre de l'unité et un exposant  $n$  faible. Nous verrons dans la 3<sup>ème</sup> partie une application de ce montage.

#### ELEMENTS WESTOPP. -

Ces considérations nous amènent à parler d'éléments spéciaux récemment mis en vente sous le nom "d'éléments Westopp". Ces éléments, de par leur fabrication, s'apparentent aux redresseurs au sélénium, mais doivent être classés dans les résistances non-linéaires étant données leurs caractéristiques et conditions d'utilisation. Ce sont des éléments polarisés dont l'emploi en courant alternatif ou en courant continu de polarité opposée est interdite sous peine d'altération. Cette restriction diminue d'ailleurs sérieusement leur champ d'applications.

Le sens d'utilisation correspond au sens inverse des redresseurs basés sur le même principe et on peut les comparer à des redresseurs n'ayant pas subi de formation (figure 21). La fabrication en est toutefois différente et aboutit à une caractéristique  $V(I)$  suivant assez bien la loi  $V = K I^n$  avec un facteur  $K$  de 0,6 environ et un exposant  $n$  de 0,17. Ils se placent donc dans une gamme de tensions interdite aux résistances non-linéaires au carborundum. Laissant passer d'autre part des courants de plusieurs ampères, ils ne sauraient être comparés au montage de deux redresseurs en parallèle de la figure 44 b.

## ACTION DE LA TEMPERATURE SUR LES RESISTANCES NON LINEAIRES ET LES REDRESSEURS

Nous avons vu au début du chapitre précédent que la résistance de ces éléments était localisée dans le film superficiel isolant constituant la surface traitée du semi-conducteur. Lorsque l'intensité augmente, l'échauffement se trouve donc localisé dans ces points ou cette zone de contact. Comme leur température n'est pas directement accessible et que l'on ne peut mesurer et se référer qu'à la température apparente (toujours plus basse) de l'ensemble de la résistance non-linéaire ou du redresseur, il est compréhensible que l'influence de la température sur ces éléments soit mal connue et ne se traduise pas par une loi simple comme dans le cas des thermistances.

On trouvera néanmoins toujours un coefficient de température négatif sur la résistance sous tension constante, il s'agit là d'une propriété générale des semi-conducteurs, avec ou sans phénomènes de surface. La valeur absolue de ce coefficient négatif diminue lorsque la température s'élève, comme dans le cas des thermistances. Comme conséquence, il faudra toujours craindre qu'une tension trop forte appliquée aux bornes d'un élément ne l'échauffe au point d'atteindre, comme le ferait une thermistance, une zone à résistance différentielle négative. D'une manière générale l'échauffement de ces éléments est toujours nuisible et leur montage est souvent fait par empilement de couronnes avec interposition de plaques métalliques formant ailettes de refroidissement. Dans le cas des redresseurs au sélénium, ce rôle est joué par la plaque métallique constituant le support du sélénium.

La dissipation de puissances élevées conduit à placer ces empilements à une place telle qu'ils soient soumis à un courant d'air violent, par exemple derrière un ventilateur (puissance dissipable accrue de 50 à 100 %). On peut également les placer dans une huile à faible viscosité (huile pour transformateur) qui permettra de dissiper une puissance 3 à 4 fois plus grande. De plus, dans le cas des résistances non-linéaires, l'huile diminue les risques de claquage pour les couronnes minces soumises aux tensions élevées. Dans des cas spéciaux, une circulation d'huile peut être prévue.



## RESISTANCES NON LINEAIRES. -

La résistance de ces éléments n'étant pas une quantité constante, les producteurs distinguent le coefficient de température à intensité constante, généralement donné de l'ordre de  $-0,12\%$  / °C, et le coefficient à tension constante, de l'ordre de  $-0,6\%$  / °C. Ils donnent l'exposant  $n$  pour indépendant de la température. Si l'on tient pour exacte cette dernière assertion, l'expression

$$R = \frac{V}{I} = \frac{K I^n}{I} = K I^{n-1}$$

nous montre que le coefficient à intensité constante n'est autre que le coefficient de température du facteur  $K$ . De même l'expression

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V}{G V^p} = \frac{1}{G} V^{1-p} = K^p V^{1-p}$$

nous montre que le coefficient à tension constante est égal à  $p$  fois le coefficient précédent. Comme  $p$  est compris d'ordinaire entre 3,5 et 5, le coefficient varie entre :

$$\begin{aligned} & -0,12 \times 3,5 = -0,4\% / ^\circ\text{C} \\ \text{et } & -0,12 \times 5 = -0,6\% / ^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

En fait, l'exposant  $n$  augmente légèrement avec la température, son coefficient de température restant de toutes manières inférieur à  $+0,1\%$  / °C, soit pour  $p$  un coefficient négatif inférieur en valeur absolue à  $0,1\%$  / °C. Indiquons que le coefficient de température sur  $n$  est probablement plus élevé dans le cas de matériaux non linéaires à base de carborundum contenant une quantité appréciable d'oxydes semi-conducteurs. En tous cas, dans les calculs usuels, il n'y a pas lieu de tenir compte de cette variation de l'exposant  $n$ .

On considère généralement que la puissance maxima dissipable dans un élément non-linéaire est de  $0,1$  watt par  $\text{cm}^2$  de surface, soit  $1$  watt pour un disque de  $25$  mm de diamètre. La marge de sécurité est suffisante pour que l'échauffement sous tension constante dû au passage du courant n'élève pas la température de l'élément au-dessus de  $100$  °C et que la zone à résistance différentielle négative ne risque pas d'être atteinte. Cette puissance maxima est naturellement accrue par les ailettes de refroidissement ou le bain d'huile.

Signalons enfin que pour les éléments Westopp, le coefficient de température pour  $K$  est de l'ordre de  $-0,2$  à  $-0,3\%$  / °C aux températures usuelles.

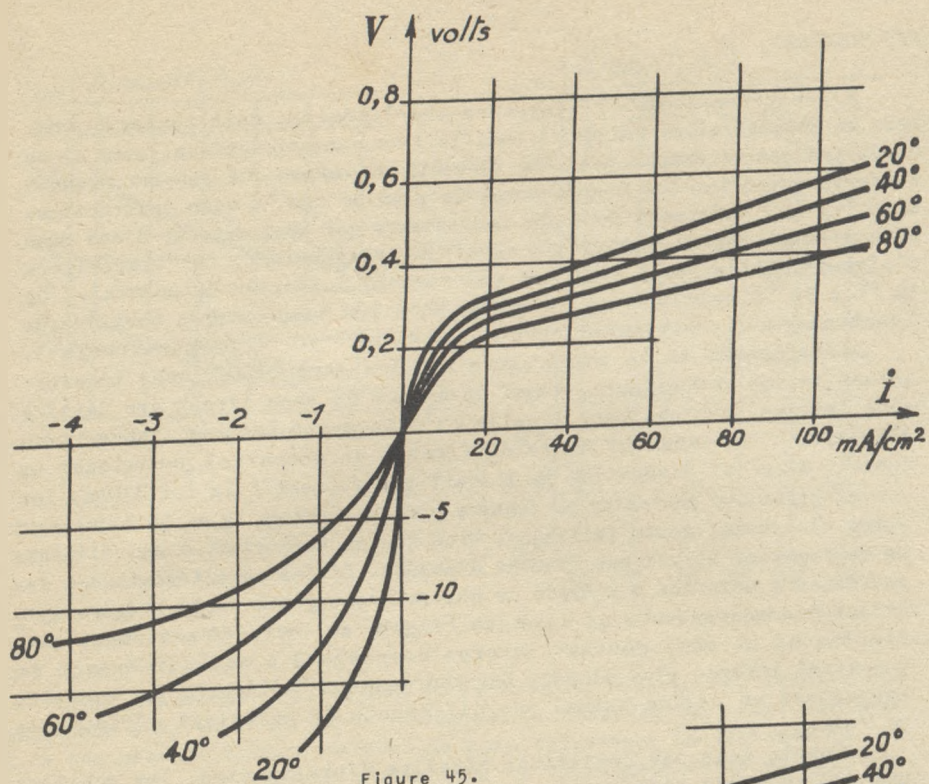


Figure 45.

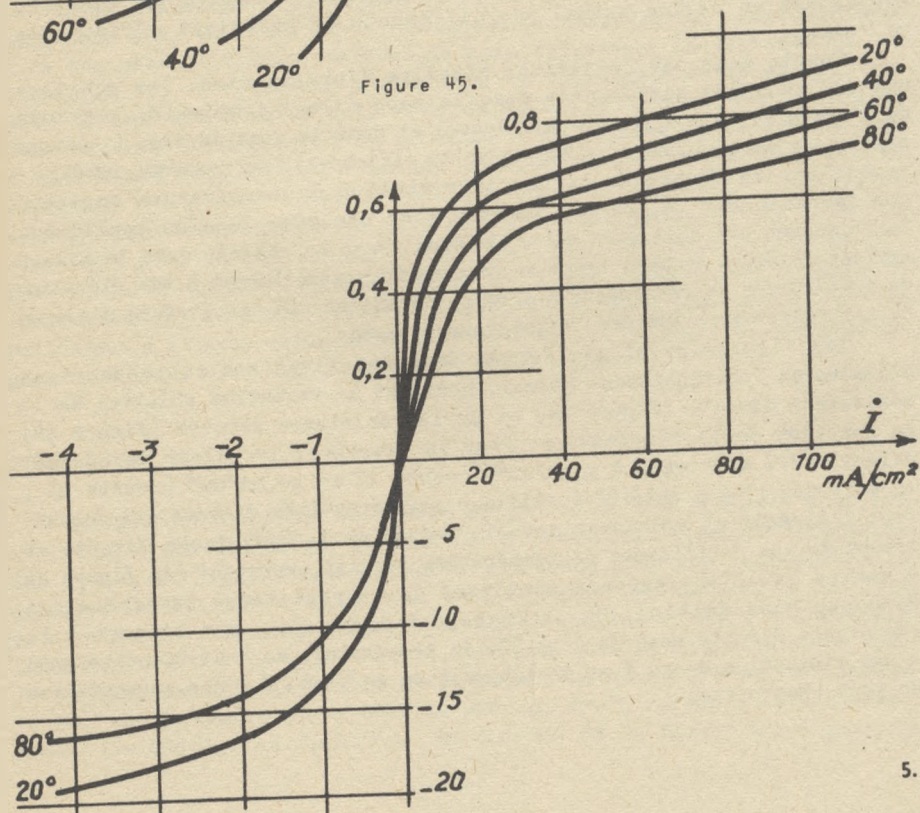


Figure 46



## REDRESSEURS. -

L'échauffement des résistances non-linéaires doit toujours être pris en considération puisqu'il modifie leur caractéristique, mais il ne constitue pas un danger pour les éléments eux-mêmes qui peuvent presque toujours supporter des températures de plus de 100 °C sans destruction. Il en va tout autrement pour les redresseurs qui sont menacés d'une mise hors d'usage rapide lorsqu'ils chauffent exagérément. La "température d'alarme" est de 50 °C pour les redresseurs à l'oxyde de cuivre et de 70 °C à 80 °C pour ceux au sélénium, mais les températures normales de fonctionnement sont inférieures : 40 et 60 - 70 °C respectivement.

L'influence de la température sur les caractéristiques tension-intensité des redresseurs, aussi bien dans le sens direct que dans le sens inverse, est analogue à celle qu'elle a sur les résistances non-linéaires : abaissement de la différence de potentiel produisant un courant donné et diminution de l'écart par rapport à la loi d'Ohm. Les caractéristiques instantanées données par les figures 45 et 46 illustrent assez clairement cette influence, bien que se rapportant à des éléments en fabrication il y a une dizaine d'années. Si les caractéristiques des redresseurs modernes à l'oxyde de cuivre n'ont guère varié (figure 45), celles des redresseurs au sélénium (figure 46) ont été nettement améliorées et un même courant inverse correspond à une différence de potentiel inverse plus élevée. Les redresseurs "Sélénox", par exemple, supportent en régime normal une différence de potentiel efficace de 26 volts.

Compte tenu des conditions usuelles d'utilisation, les échelles ont été choisies différentes dans le sens direct (chutes de tensions de l'ordre du volt efficace par plaque) et dans le sens inverse (tensions appliquées de quelques dizaines de volts efficaces). On remarque immédiatement sur la figure 45 qu'une augmentation de température augmente considérablement le courant inverse pour une même tension appliquée. La puissance qui doit être dissipée sous forme de chaleur dans le milieu ambiant augmente en même temps et correspond naturellement à une élévation de température du redresseur à l'oxyde de cuivre. La température d'alarme de ces redresseurs est donc relativement basse.

Les figures 47 et 48, toutes deux relatives aux redresseurs au sélénium en fonctionnement normal, montrent la variation relative de la résistance directe (figure 47) et de la résistance inverse (figure 48) en fonction de la température. Pour la première, la valeur du courant direct a été maintenue à 5 mA/cm<sup>2</sup> (courbe 1) et 50 mA/cm<sup>2</sup> (courbe 2) : on voit que l'on a intérêt à utiliser des intensités élevées qui échauffent l'élément et réduisent donc la valeur de la résistance directe en raison de son coefficient de température négatif important (la figure 46 a montré que l'abaissement simultané de la résistance inverse était beaucoup plus faible). Un producteur indique que, par rapport à la résistance directe mesurée à 25 °C, la température de + 70 °C correspond à une diminution de 50 % et la température de - 40 °C à une augmentation de 50 % (Westalite).



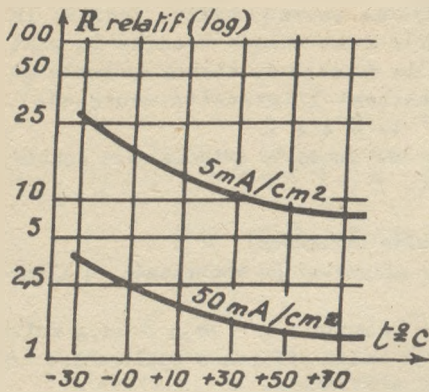


Figure 47.

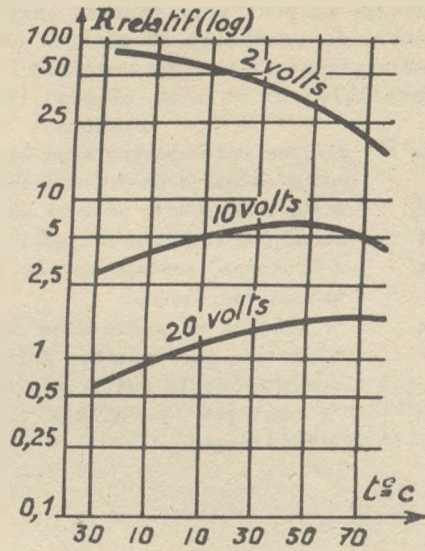


Figure 48.

Pour la seconde, la valeur de la tension inverse appliquée a été maintenue à 2, 10 et 20 volts efficaces. On constate que, contrairement à ce que pouvait laisser prévoir la caractéristique instantanée de la figure 46, la décroissance continue de la résistance ne se produit que pour la courbe relative à la tension de 2 volts. Pour les autres on observe assez curieusement la présence d'un maximum de résistance qui a lieu à une température d'autant plus haute que la tension inverse appliquée est plus élevée. On voit que pour un redresseur travaillant sous 17 volts efficaces par plaque, la température optima est de 55/60 °C, alors que pour un redresseur travaillant sous 26 volts efficaces par plaque, la température optima est de 70 °C. La chute de la résistance inverse aux températures élevées est beaucoup plus importante pour le redresseur à l'oxyde cuivreux et on risquerait sa destruction par passage dans la zone à résistance différentielle négative.

#### CODIFICATION. -

Aucune codification ne semble encore avoir été proposée pour les résistances non-linéaires. Par contre un producteur français (Compagnie des Freins et Signaux Westinghouse) a proposé pour ses redresseurs la codification suivante : indication successivement par lettres ou chiffres du système de refroidissement, des dimensions de l'unité redressante et de la formation qu'elle a subi. Suit un nombre de trois chiffres dont le premier indique le nombre de branches de pont (1 pour le montage "valve" de la figure 42, 2 pour le montage en "bivalve" 2 alternances, 4 pour le montage en "pont" de Wheatstone de la figure 43; 6 pour le

montage en pont pour courant triphasé). Le second chiffre indique le nombre de rondelles ou plaques en série dans chaque branche du pont (déterminant la tension redressée), et le dernier le nombre de ponts en parallèle sur un même élément (déterminant l'intensité redressée).

Exemple : 34 P 14 M 4 4 1

- 34 P : plaques redressantes séparées par une rondelle intercalaire double, pas d'ailettes de refroidissement.
- 14 : unité redressante 76 × 76 mm
- M : formation (tension maxima 17,1 volts efficaces)
- 4 : 4 branches, montage en pont pour alimentation monophasée, 2 alternances redressées.
- 4 : 4 plaques en série dans chaque branche :  $4 \times 17,1 = 68,4$  volts efficaces par branche, soit 136,8 volts efficaces applicables au maximum sur le pont.
- 1 : 1 seul pont parallèle : intensité maxima en charge : 3 A efficaces.

## UTILISATION DES VARISTANCES EN COURANTS VARIABLES

L'utilisation en courants variables d'une résistance linéaire, c'est-à-dire suivant la loi d'Ohm, ne pose aucun problème particulier. Sa capacité est généralement faible et le courant qui la traverse à la même forme que la tension qui lui est appliquée.

### PHENOMENES DE DISTORSION. -

Il n'en est pas de même avec un élément non-linéaire, ainsi que le montre la figure 49, relative à une résistance non-linéaire au carborundum: on applique la tension alternative du secteur, le courant est déformé et comporte un taux élevé de troisième harmonique.

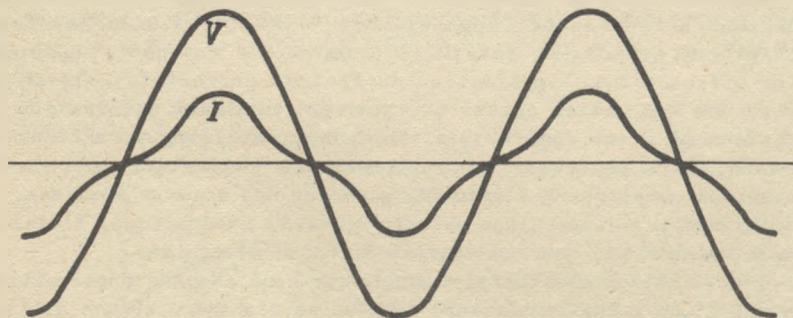


Figure 49.

On sait que l'on utilise pour les courants variables alternatifs trois définitions différentes des grandeurs les caractérisant, telles que la tension ou l'intensité : la valeur "maxima" ou valeur "de crête", la valeur "moyenne" et la valeur "efficace". Les appareils de mesure usuels sont toujours gradués en valeur efficace. Pour les courants alternatifs usuels, dont la forme est sinusoïdale,



$$V_{\text{moy}} = \frac{2}{\pi} V_{\text{max}}$$

$$V_{\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{\text{max}}$$

mais il existe bien d'autres formes de courant pour lesquelles le rapport des valeurs moyenne et efficace à la valeur maxima serait différent. En fait, on définit souvent la forme d'un courant par le "facteur de forme"

$$F = \frac{V_{\text{eff}}}{V_{\text{moy}}}$$

pour les courants alternatifs usuels (sinusoïdaux)

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = \text{environ } 1,11$$

La figure 49 montre que lorsqu'une tension sinusoïdale ( $F = 1,11$ ) est appliquée à une résistance non-linéaire, le courant qui la traverse a un facteur de forme  $F_1$  différent de 1,11. D'une manière beaucoup plus générale, on peut dire qu'un courant ou une tension mesurée en un point quelconque d'un circuit comprenant des éléments non-linéaires a un facteur de forme différent de 1,11. Si la mesure est effectuée au moyen d'un appareil ferromagnétique ou d'un appareil à thermocouple (appareils dits "quadratiques"), elle est valable car ces appareils, sensibles à la valeur efficace, donnent une indication indépendante du facteur de forme du courant.

Par contre, si la mesure a été effectuée sur un appareil magnéto-électrique à redresseur (appareil dit "linéaire") elle est fautive. En effet ces appareils, sensibles à la valeur moyenne et gradués en valeur efficace avec application du facteur correctif 1,11, ne fournissent une indication exacte que pour les courants alternatifs ayant un facteur de forme égal à 1,11. De tels appareils pourront donc être utilisés, mais seulement pour obtenir une indication approchée. On trouvera au chapitre 19 l'ordre de grandeur des erreurs commises. Si on les étalonne par comparaison avec un appareil quadratique, l'étalonnage ne sera valable que pour un courant de forme déterminée.

L'utilisation des thermistances, que nous avons supposé satisfaire à la loi d'Ohm à une température donnée, ne rencontre aucune difficulté. Il n'est toutefois pas exclu que, pour des éléments dont la fabrication est défectueuse, l'oscillographe révèle une légère déformation du courant, en raison de la légère non-linéarité de contact ( $V = K I^n$  avec  $n = 0,9$  par exemple) qui se manifeste parfois. D'autre part, pour des courants alternatifs de très basse fréquence, inférieure à 10 Hertz, une autre déformation, cette fois d'origine thermique, peut apparaître comme nous l'avons vu au chapitre 7 pour des éléments à très faible constante de temps dont la température varierait légèrement en fonction de la tension instantanée. Des propriétés extrêmement intéressantes peuvent en découler, mais ces phénomènes n'étant pas observables avec les thermistances commercialisées et la fréquence usuelle de 50 Hertz, nous n'insisterons pas sur ce sujet, sur lequel nous reviendrons au chapitre 26.

L'utilisation des résistances non-linéaires au carborundum, qui satisfont à la loi  $V = K I^n$  avec une bonne approximation permet de calculer dans les cas simples le facteur de forme des courants et leur taux d'harmoniques. Leur comportement dépend de la fréquence par suite de leur capacité comme nous le verrons plus loin. Pour les redresseurs enfin, la forme de leur caractéristique tension-intensité, n'étant pas représentée par une relation simple, ne permet guère de calculs.

Dans la troisième partie, à propos des applications, nous donnerons le facteur de forme du courant de sortie de quelques circuits simples.

#### CAPACITES PARASITES.

Les corps semi-conducteurs ayant un coefficient de température négatif élevé sont généralement très résistants. Ceux qui présentent des phénomènes de surface importants le sont moins, mais les résistances non-linéaires de contact sont alors très élevées pour les tensions usuelles. Pour obtenir des éléments de faible résistance on est donc toujours obligé d'adopter la forme de disques ou de rondelles minces métallisées sur leurs deux faces, et de réaliser ainsi un condensateur plan.

Dans le cas des thermistances, un petit calcul rapide nous a montré, au chapitre 2, que les capacités étaient de l'ordre de 50 picofarads pour des disques minces de valeurs courantes. Des capacités beaucoup plus faibles peuvent être obtenues avec les thermistances cylindriques réalisées par filage, et surtout avec les thermistances du type perle, mais il faut alors accepter soit des résistances élevées, soit des coefficients de température faibles. Nous verrons toutefois qu'on trouve dans le commerce des perles de quelques centaines d'ohms avec un coefficient de 2 à 3 % / °C utilisables en ondes décimétriques et même centimétriques.

Dans le cas de résistances non-linéaires, cette capacité se trouve augmentée de la somme des capacités existant entre les différents grains

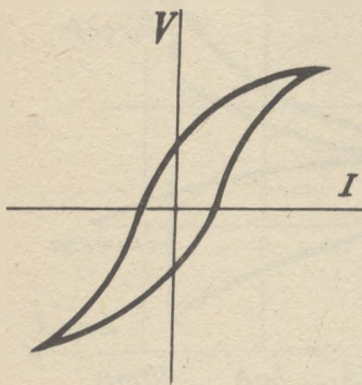


Figure 50.

de l'agglomérat par suite des phénomènes de surface intenses, cette capacité répartie étant plus importante que la première. Quoique la constante diélectrique des matériaux à base de carborundum varie suivant leur procédé de fabrication, on peut lui assigner un ordre de grandeur de 100 jusqu'à 30 kilohertz. Elle augmente légèrement avec la tension appliquée (10 à 20 % pour une variation de tension d'un facteur 10).

Cette capacité a pour conséquence le passage d'un courant dévatté qui modifie la caractéristique tension-intensité. La figure 50 en représente l'oscillogramme qui affecte la forme d'une boucle d'hystérésis. La figure 51 montre d'influence de la fréquence sur la caractéristique en échelle logarithmique :  $K$  diminue et  $n$  augmente. De ce fait,

térisque en échelle logarithmique :  $K$  diminue et  $n$  augmente. De ce fait,

les résistances non-linéaires en forme de disques ne sont guère utilisables au delà de 15 kHz.

Dans le cas des redresseurs enfin, cette capacité, entièrement due aux phénomènes de surface au contact du semi-conducteur et du métal, est beaucoup plus importante, et atteint l'ordre de 0,02 à 0,03 microfarads par  $\text{cm}^2$ . La figure 52 montre l'allure de sa variation en fonction du courant dans les deux sens pour des disques de 20 mm de diamètre de redres-

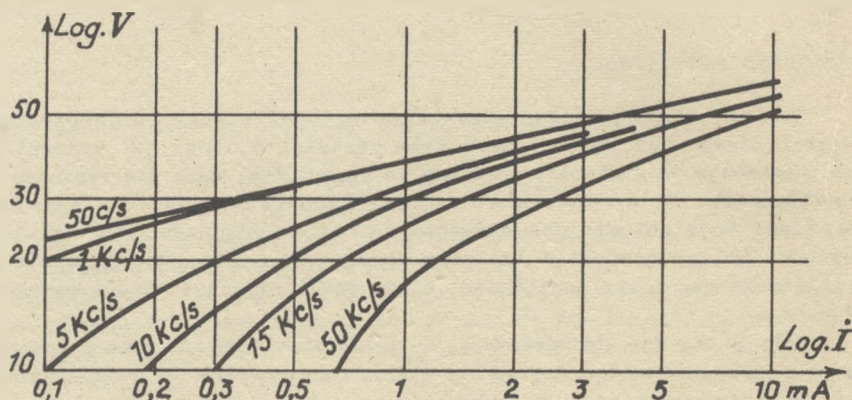


Figure 51.

seurs à l'oxyde de cuivre (1) et au sélénium (2). Il semble qu'elle varie peu avec la température pour le sélénium alors qu'elle est diminuée de moitié à 90°C pour l'oxyde de cuivre.

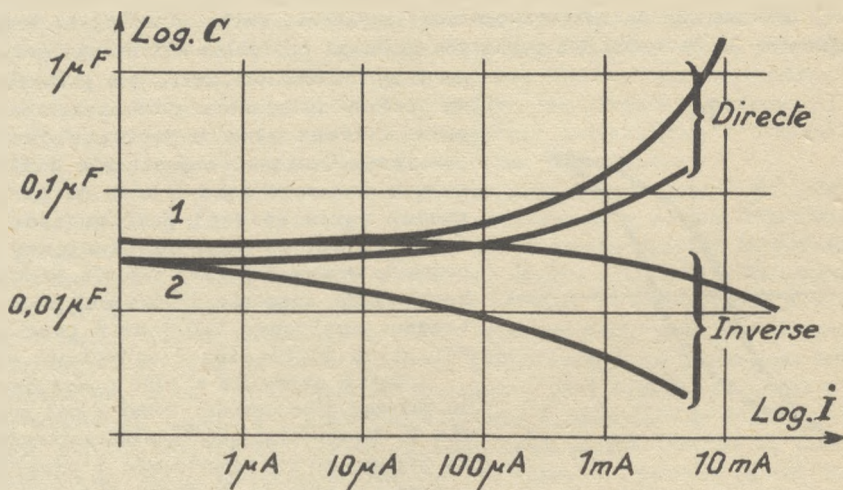


Figure 52.



La capacité des redresseurs ne peut être abaissée qu'en diminuant la section des disques, ce qui augmente la résistance au courant direct. Des redresseurs à l'oxyde de cuivre de très petites dimensions ont été réalisés pour être inclus dans les appareils de mesure et peuvent être utilisés jusqu'à 50 kilohertz sans que leur capacité entraîne d'erreur appréciable. Mais pour les hautes fréquences, on s'adresse actuellement aux redresseurs au germanium, qui ne sont pas étudiés dans cet ouvrage.

## PRINCIPALES VARISTANCES DISPONIBLES EN FRANCE

Nous donnons ici les caractéristiques des principales varistances que l'on trouve sur le marché français, avec toutes les indications qui nous ont été aimablement communiquées par les producteurs. Cette liste n'est toutefois pas limitative et nous nous excusons d'avance des omissions ou erreurs qui auraient pu s'y glisser. De toutes manières, le lecteur aura un aperçu des caractéristiques commercialement réalisées.

Plusieurs de ces producteurs ayant l'intention de développer leurs fabrications de varistances, on peut espérer voir apparaître de nouveaux types au fur et à mesure de l'extension des applications et voir s'instaurer une normalisation des caractéristiques de ces éléments.

### PRINCIPAUX TYPES. -

1°) *Barreaux* cylindriques obtenus par filage : caractérisés par la longueur, le diamètre, et le type de connexions (embouts métalliques, métallisation du matériau).

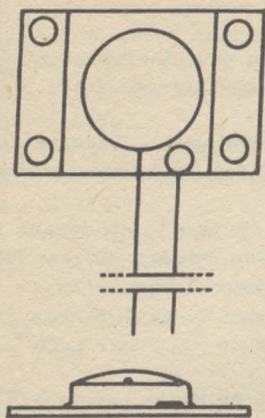
2°) *Blocs* obtenus par compression automatique. Ces blocs affectent toujours la forme de pastilles ou de disques circulaires. Ils sont caractérisés par l'épaisseur, le diamètre extérieur et éventuellement du trou central de fixation. Le bloc peut être soudé à une plaque métallique (figure 53).

3°) *Miniatures* ou *perles* (thermistances), gouttes déposées sur fils de platine.

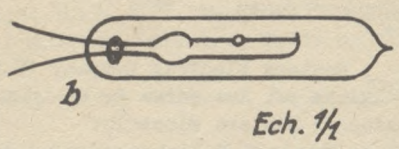
a) miniatures à chauffage direct (figure 13) : nues - sous ampoule (figure 54) - sous ampoule vidée (même figure) - sous ampoule avec tubulure ouverte (figure 55) - enrobées à la pointe d'un tube étroit (figure 56).

b) miniatures à chauffage indirect (spirale chauffante d'une résistance de 100 ohms) (figure 32) : sous ampoule (figure 57) - sous ampoule vidée avec getter (figure 58).

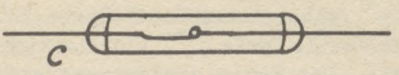
4°) *Plaques* et *rondelles* (redresseurs) généralement carrées ou rectangulaires pour les dimensions importantes. L'épaisseur des rondelles d'espacement détermine l'encombrement des empilements (figure 18).



53

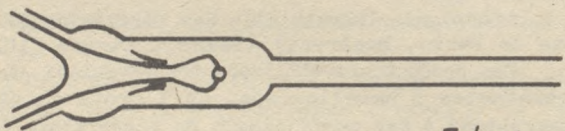


Ech. 1/2



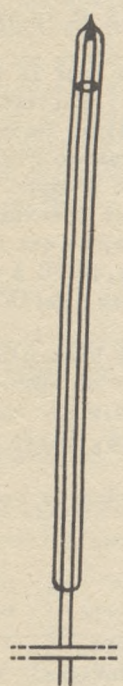
Ech. 3/4

54

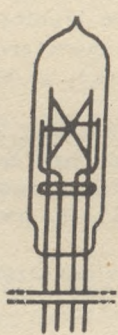


Ech. 1/2

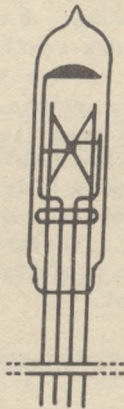
55



56



57



58



## PRINCIPAUX PRODUCTEURS ET MATERIAUX UTILISES. -

## THERMISTANCES :

Western Electric Company (U.S.A.). Importation pour la France et la Belgique par les soins de Westrex Company, 120 Champs-Élysées, Paris 8<sup>ème</sup> marque : Western Electric.

Standard Telephones and Cables Ltd (Grande Bretagne). Importation pour la France par les soins du Laboratoire Central des Télécommunications marque : Stantel.

Laboratoire Central des Télécommunications (France), 46 avenue de Breteuil, Paris 7<sup>ème</sup> (fabrication en France des types usuels) Marque: LCT.

Ces trois producteurs utilisant des matériaux à base d'oxyde de manganèse. Les constantes  $B$  usuelles sont de l'ordre de 3450 et 3900, ce qui correspond à des coefficients de température de  $-3,9$  et  $-4,4\%/^{\circ}\text{C}$  à  $25^{\circ}\text{C}$ .

Compagnie Générale de T.S.F. (France), 23 rue du Maroc, Paris 19<sup>ème</sup> Marque : CSF.

Compagnie Industrielle des Céramiques Electroniques (France), 128 rue de Paris, Montreuil (Seine). Marque CICE.

Ces producteurs utilisent des matériaux analogues aux précédents. Les constantes  $B$  usuelles sont de l'ordre de 3200, 4000 et 4500, ce qui correspond à des coefficients de température de  $-3,6$ ,  $-4,5$  et  $-5,0\%/^{\circ}\text{C}$  à  $25^{\circ}\text{C}$ .

Philips Gloeilampenfabrieken (Pays Bas). Importation pour la France par les soins de la S.A. La Radiotechnique. Marque : Philips NTC.

S.A. La Radiotechnique (France), 130 Avenue Ledru-Rollin, Paris 11<sup>ème</sup> (Fabrication en France des types usuels). Marque : Transco CTN.

Ces deux producteurs utilisent des matériaux à base d'oxyde de fer de constitution analogue à celle du matériau magnétique "Ferroxcube". Les constantes  $B$  usuelles sont de l'ordre de 2600 et 4000, ce qui correspond à des coefficients de température de  $-2,9$  et  $-4,4\%/^{\circ}\text{C}$  à  $25^{\circ}\text{C}$ .

Le carbone Lorraine (France), 16 boulevard Voltaire, Paris 11<sup>ème</sup>. Marque : Carbone Lorraine.

Ce producteur utilise notamment des matériaux à base d'oxyde de titane. Les constantes  $B$  usuelles sont de l'ordre de 2000 et 3500, ce qui correspond à des coefficients de température de  $-2,2$  et  $-3,9\%/^{\circ}\text{C}$ .

Monsieur MARTIN (France), 84 avenue Emile Zola, Paris 15<sup>ème</sup>. Marque : Kanéga.

Ce producteur utilise des matériaux à base d'oxydes de cuivre et d'argent.

## RESISTANCES NON LINEAIRES :

General Electric Company (U.S.A.) Marque : Thyrit.

Metropolitan Vickers Electrical Co, Ltd (Grande Bretagne). Marque : Metrosil.

Philips Gloeilampenfabrieken (Pays-Bas). Importation en France par les soins de la S.A. La Radiotechnique. Marque Philips VDR.

S.A. La radiotechnique (France), 130 avenue Ledru Rollin, Paris 11<sup>e</sup> (fabrication en France des types usuels), marque : Transco VDR.

Ets Soulé (France), 2 rue de la Baume, Paris 8<sup>ème</sup>. Marque : Carbosial

Le Carbone Lorraine (France), 16 boulevard Voltaire, Paris 11<sup>ème</sup>.  
Marque : Carbohm.

Compagnie Générale de T.S.F. (France), 23 rue du Maroc, Paris 19<sup>ème</sup>.  
Marque CSF.

Tous ces producteurs utilisent des matériaux à base de carbure de silicium (carborundum) avec additions éventuelles destinées à abaisser la résistivité.

Compagnie des Freins et Signaux Westinghouse (France), 52, rue Lacordaire, Paris 15<sup>ème</sup>. Marque : Westopp.

Ce producteur utilise le contact sélénium-alliage d'étain, les résistances ainsi obtenues sont polarisées.

REDRESSEURS :

Le Matériel Téléphonique (France), 46 quai de Boulogne à Boulogne-Billancourt (Seine). Marque : Sélénox.

Ets Soral (France), 4 Cité Grisot, Paris 11<sup>ème</sup>. Marque : Soranium.

Compagnie des Freins et Signaux Westinghouse (France), 52 rue Lacordaire, Paris 15<sup>ème</sup>. Marque : Westalite.

Ces producteurs utilisent les propriétés rectifiantes du contact sélénium-alliage d'étain. Le support du sélénium est constitué par de l'acier (sélénox, westalite) ou de l'aluminium (soranium).

Compagnie des Freins et Signaux Westinghouse. Marque : Oxymétal.

Ce producteur utilise les propriétés rectifiantes du contact cuivre-oxyde cuivreux.

BARREAUX. -

Sauf indication contraire, les éléments présentent des surfaces métallisées où l'utilisateur soude lui-même ses connexions.

THERMISTANCES :

La température maxima d'utilisation varie de 150 °C (W.E., Philips 83 920/21) à 200 °C (Philips 83 910/11).

MARQUE	CODE	R (kohms)	DIMENSIONSmm	Log A	B	CONNEXIONS
W.E.	9 A	31,5 (25°)	20,3 Ø 2,8	2,82	3900	Fils laiton
-	10 A	100 -	40,6 Ø 2,8	1,32	-	-
-	11 A	3,15 -	20,3 Ø 2,8	2,47	3450	-
-	12 A	10 -	40,6 Ø 2,8	2,97	-	-
-	13 A	100 -	12,5 Ø 1,4	1,32	3900	-

MARQUE	CODE	R (kOhms)	DIMENSIONS mm			Log A	B	CONNEXIONS
Stantel	C1 CZ1	3 (20°)	31	∅	6			CZ Fils laiton
	C2 CZ2	5,5 -	22	∅	4,7			-
	C3 CZ3	1,5 -	9,4	∅	3,1			-
NTC Trans.	83 910	2 (25°)	15	∅	3,4	1,51	2600	Embout mét.
CTN Trans.	-	± 25%						Fils laiton
-	-	4 -	29	∅	3,4	1,81	-	-
-	-	7 -	47	∅	3,4	0,05	-	-
-	83 911	17,5 -	15	∅	3,4	2,41	4000	-
-	-	35 -	29	∅	3,4	2,71	-	-
-	-	80 -	47	∅	3,4	1,07	-	-
-	83 920	2+20 ou 10%	15	∅	3,4	1,51	2600	Fils laiton
-	-	4 -	29	∅	3,4	1,81	-	-
-	-	7 -	47	∅	3,4	0,05	-	-
-	83 921	17,5 -	15	∅	3,4	2,41	4000	-
-	-	35 -	29	∅	3,4	2,71	-	-
-	-	80 -	47	∅	3,4	1,07	-	-
Carb.Lorr.	G1	0,3 à 6					1600	
		+ 20% (25°)	30	∅	3		2400	Fils laiton
-	-	0,1 à 2 -	30	∅	6		-	-
-	-	0,05 à 1 -	60	∅	10		-	-
-	-	0,1 à 2 -	125	∅	10		-	-
-	-	0,05 à 1 -	150	∅	18		-	-
Kanéga	Caractéristiques exactes non connues, type réfractaire allant jusqu'à 900 °C.							

## RESISTANCES NON LINEAIRES :

MARQUE	CODE	TOLERANCES	DIMENSIONS	K	n	CONNEXIONS
Metrosil		± 15% sur V	∅ 6		0,20 0,25	Néant

## BLOCS, PASTILLES ET DISQUES. -

Lorsque deux diamètres sont indiqués (exemple ∅ 18/6) il s'agit de rondelles.

## THERMISTANCES :

Les températures maxima d'utilisation varient de 120° (Stantel, ICT) à 150° (WE et CSF).



MARQUE	CODE	R (ohms)	DIMENSIONS mm	Log A	B	CONNEXIONS
W.E.	3 A	10 (25°)	∅ 18/6	4,02	3420	Néant
-	3 B	31,5	-	4,52	-	-
-	4 A	100	-	4,32	3900	-
-	4 B	315	-	4,22	-	-
-	5A et 15A	100	∅ 10	3,02	3420	-
W.E.	6A et 16A	1000 (25°)	∅ 10	3,32	3900	Néant
-	7A et 17A	1000	5	-	-	-
Stantel	K2361/120	(20°)				
LCT	KB2322/80	(2000 ± 5%)	2 à 3 ∅ 16	3,37	4000	K et 3003 fils lait. KB fig 53
	3003 A	)				
Stantel	K1331/120)					
LCT	KB1391/80	(1000 -	-	3,07	-	-
	3003 B	)				
Stantel	K5221/120)					
-	KB5251/80	(500 -	-	3,22	3700	-
-	K2211/120)					
-	KB2231/80)	200 -	-	3,18	3450	-
CSF A	matériau 1	5000 ± 10 %				
		à 25000 (25°)	1 à 3 ∅ 9		4500	fils laiton isolé
- A	mat 2	400 à 2000	-		4000	-
- A	mat 3	8 à 50	-		3200	-
- B	mat 1	0,5 à 1 mégohm	1 × 5 × 25		4500	-
- B	mat 2	60000 à				
		15000	-		4000	-
- B	mat 3	750 à 2000	-		3200	-
- D	mat 1	500 à 2500	1 à 3 ∅ 22		4500	-
- D	mat 2	50 à 250	-		4000	-
- D	mat 3	1 à 6	-		3200	-
- G	mat 1	15000 à				
		50000	0,5 à 1 ∅ 4		4500	-
- G	mat 2	2000 à 5000	-		4000	-
- G	mat 3	15 à 40	-		3200	-
- réfractaires	mat 4	1000 ohms	à 350°		6100	lame platine
-	mat 5	-	à 550°		8300	-
-	mat 6	-	à 1000°		12500	-
Carb Lorr G1		1,6 à 60	2 ∅ 9		1600	à Fils laiton
		(25°) ± 20%			2400	
-		0,75 à 30	3 ∅ 16		-	-
-	LC1	560	2 ∅ 9	3,65	-	Néant
-		175	2 à 3 ∅ 17	3,14	-	-
-		53000	37 × 4,5 × 4	1,62	-	-
-	LC2				4000	-
-	LC3				4400	-

## RESISTANCES NON LINEAIRES :

MARQUE	CODE	TOLERANCE	DIMENSIONS mm	K env.	n	CONNEXIONS	
Metrosil		+15% sur V	7,5 Ø 25/6	720	0,20 <sub>1</sub> 0,25	-	
-		-	17,5 Ø 25/6	1700	-	-	
-		-	21 Ø 25/6	2100	-	-	
-		-	8,7 Ø 75/34	620	-	-	
-		-	18,7 Ø 75/34	1800	-	-	
(également disques Ø 9,4 - 18,7 - 21,9 - 43,7 - 87,5 et couronnes Ø 43,7 - 87,5 - 150)							
Carbosial			1 à 2 Ø 7	200	0,25	Fils laiton	
-			1 à 3 Ø 17	100	0,35	-	
(nombreuses autres dimensions)							
Carbohm		±20% sur V	25 Ø 95			Néant	
-		-	et Ø 95/30	1100	0,22	-	
-		-	10 Ø 95			-	
-		-	et Ø 95/30	600	0,25	-	
-		-	6 Ø 95			-	
-		-	et Ø 95/30	350	0,26	-	
-		-	3 Ø 95			-	
-		-	et Ø 95/30	110	0,30	-	
(également disques Ø 17 - 50 - 60 - 75 et couronnes Ø 30/10,5 - 45/25 - 95/30)							
-	V	classement spécial sous 12-24-48 volts avec code					couleurs :
-	VS2	-40+20% sur I	2 Ø 17			Néant	
-	VS3	-	3 Ø 30			-	
-	VF2	-	2 Ø 17			Fils laiton	
-	VF3	-	3 Ø 30			-	
CSF	RD1	-60+200% sur I	1 Ø 25	460		cosse sort. s/bride carton	
-	RD2	-	-	380		32 x 58	
-	RD3	-	-	290	0,15	-	
-	RD4	-	-	230		-	
-	RD5	-	-	200	0,20	-	
-	RD6	-	-	150		-	
-	RD7	-	-	110	0,25	-	
-	RD8	-	-	80		-	
-	RD9	-	-	45	0,30 <sub>1</sub> 0,35	-	
-	RD10	-	-	30 à 35	0,45 <sub>1</sub> 50	-	
(également RL Ø 13 mm et montages de 10 éléments à forte dissipation)							
Transco VDR	1000/680	±10% s.K	3 Ø 7,5	680	0,17/21	Ø 5/10	
-	1050/150	±20% s.K	1,5 Ø 12,5	150	0,21/25	-	
-	- /180	-	1,8 Ø 12,5	180	-	-	

MARQUE	CODE	TOLERANCE	DIMENSIONS mm		K env.	n	CONNEXIONS
Transco VDR	-/220	-	1,5	∅ 12,5	220	0,17/21	-
-	-/270	-	1,8	∅ 12,5	270	-	-
-	-/330	-	2,2	∅ 12,5	330	-	-
-	1100/120	-	1,2	∅ 17,5	120	0,21/25	∅ 8/10
-	-/150	-	1,5	∅ 17,5	150	-	-
-	-/180	-	1,8	∅ 17,5	180	-	-
-	-/220	-	1,2	∅ 17,5	220	0,17/21	-
-	1100/270	±20% s.K	1,5	∅ 17,5	270	0,17/21	∅ 8/10
-	-/330	-	1,8	∅ 17,5	330	-	-
-	1175/100	-	1,2	∅ 25/6	100	0,21/25	Néant
-	-/120	-	1,5	∅ 25/6	120	-	-
-	-/150	-	1,8	∅ 25/6	150	-	-
-	-/180	-	1,2	∅ 25/6	180	0,17/21	-
-	-/220	-	1,5	∅ 25/6	220	-	-
-	-/330	-	2	∅ 25/6	330	-	-
-	-/680	-	4	∅ 25/6	680	-	-
-	-/820	-	5	∅ 25/6	820	-	-
-	1150/100	-	1,2	∅ 25	100	0,21/25	∅ 8/10
-	-/150	-	1,8	∅ 25	150	-	-
-	-/220	-	1,2	∅ 25	220	0,17/21	-
-	1225/100	-	1,5	∅ 40/10	100	0,21/25	Néant
-	-/330	-	2	∅ 40/10	330	0,17/21	-
-	-/680	-	5	∅ 40/10	680	-	-
-	1200/100	-	1,5	∅ 40	100	0,21/25	∅ 8/10
-	1200/330	-	2	∅ 40	330	0,17/21	-
-	1200/680	-	5	∅ 40	680	-	-

PERLES MINIATURES . - (THERMISTANCES).

La température maxima d'utilisation est toujours fixée à 300° pour le montage de la figure 56. Philips la fixe à 250° pour ses autres types miniatures.

MARQUE	CODE	R (kohms)	Dimensions du montage mm		log A ou CmW/°C	B	CONNEXIONS
W.E.	1 A	60 (25°)	30	∅ 7		2700	Fig. 54 a
-	1 B	380 -	-	-		2800	-
-	1 C	50 -	-	-		3900	-
-	1 D	100 -	-	-		-	-
-	2 A	2,8 -	35	∅ 9		3150	Fig. 57
-	14 A	100 -	60	∅ 3	2,95	4150	Fig. 56
-	14 B	2 -	-	-	2,20	3500	-



MARQUE	CODE	R (kohms)	Dimensions du montage. mm			log A ou CmW/°C	B	CONNEXIONS
Stantel & LCT	A & 3001	0,5 à 500(20°)	25	∅	5	C : 0,28	mW/°	Fig. 54 a
-	B & 3002	-	40	∅	10	C : 0,2	mW/°	Fig. 58
-	L & 3004	-	30	∅	10	C : 0,4	mW/°	Fig. 57
-	F 2311/300)							
-	& 3005 A	( 2	80	∅	4	2,56	3200	Fig. 56
-	F 1512/300)							
-	& 3005 B	( 100	-			2,85	4150	-
CSF	CA et CB	1 à 5 MO(25°)	30	∅	8	C : 0,07	4500	Fig. 54 b
-	matériau	± 30 %				(CA)		
-	id. mat 2	50 à 200-				C : 0,5	4000	-
-						(CB)		
-	id. mat 3	5 à 5-					3200	-
-	CS mat 1	1 à 5 MO	65	∅	3		4500	Fig. 56
-	CS Mat 2	30 à 400 -	65	∅	3		4000	Fig. 56
-	- Mat 3	1 à 10 -					3200	-
-	CW Mat 3	0,5 à 2,5 ± 10 %	10	∅	3	C:1mW/°	3200	Fig. 54a
Transco NTC	83900N	1 (20°)						
Transco CTN		à 3,5 ± 20 %					2700	nue
-	83901N	100 à 350					3600	
-	83900	1 à 3,5 -	10	∅	1,5		2700	Fig. 54c
-	83901	100 à 350						
-		(20°) ± 20%	10	∅	1,5		3600	Fig. 54c
-	83902	1 à 3,5 -	35				2700	Fig. 54a
-		100 à 350 -					3600	-
-	83903	1 à 3,5 -	140				2700	Fig. 56
-		100 à 350 -					3600	-
-	83904	1 à 3,5 -					2700	Fig. 55
-		100 à 350 -					3600	-
-	83905	1 à 3,5 -	28	∅	6		4450	Fig. 58
-	83906	100 à 350 -					3400	-
Carb.Lorr.	sur demande.							

## PLAQUES ET RONDELLES METALLIQUES. -

## RESISTANCES NON LINEAIRES (polarisées) :

MARQUE	CODE	TOLERANCE	DIMENSIONS mm	K	n	CONNEXIONS
Westopp	25R14S	± 5% sur I	150 × 150 × 9	env. 0,6	0,17	métalliques

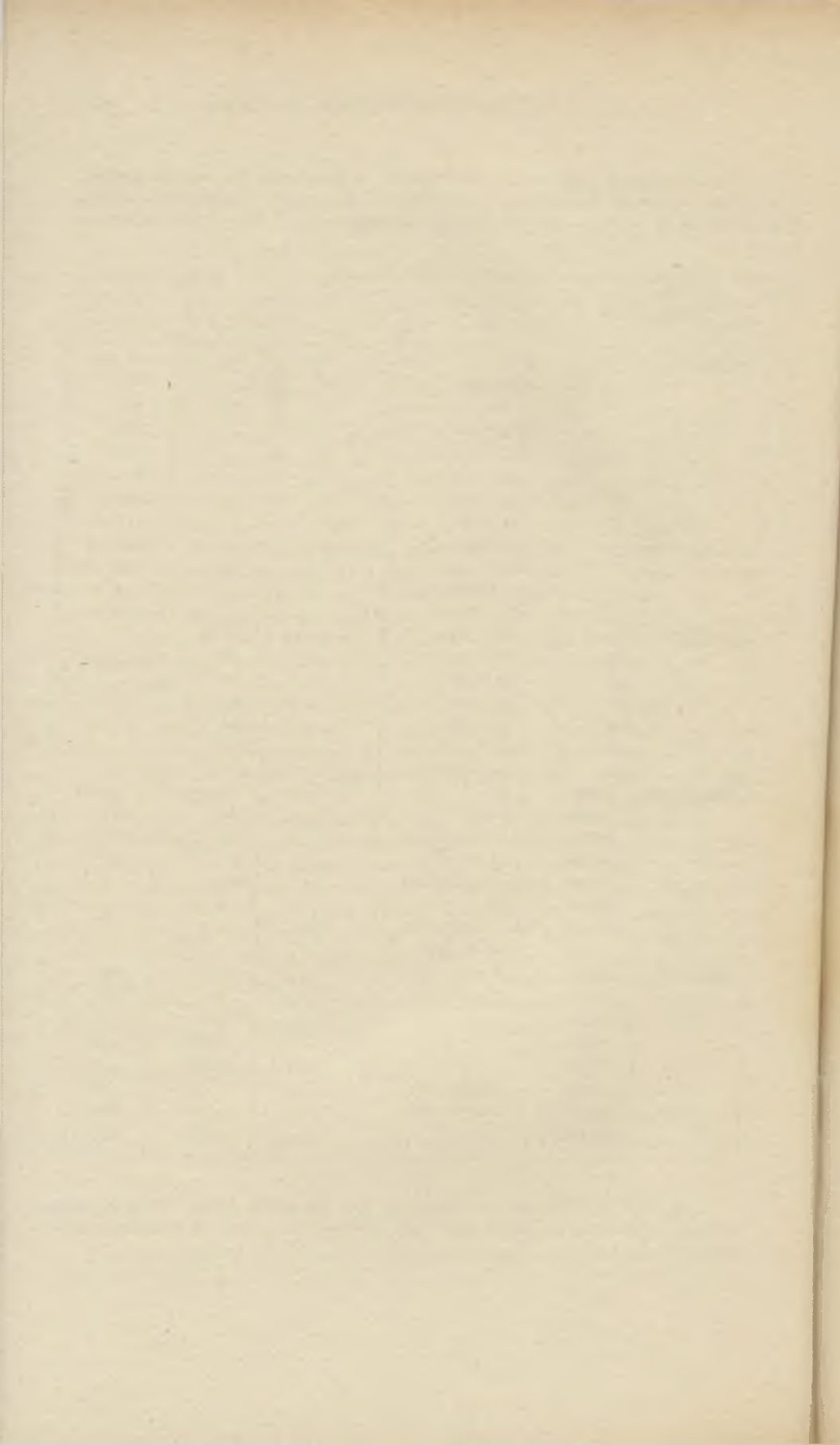
## REDRESSEURS :

Les températures maxima d'utilisation varient de 50 °C (oxymétal) et 70 °C (Westalite) à 80 °C (sélénox et soranium).

Les dimensions sont celles de l'unité redressante. La tension maxima supportée s'entend à l'entrée et sur une seule unité. L'intensité maxima s'entend à la sortie sur une unité (montage valve) ou quatre (montage pont).

MARQUE	CODE	DIMENSIONS mm	V eff	I eff valve	I eff pont
Sélénox		Ø 4	26 V		1 mA
-		Ø 6,35	-		7
-		Ø 9	-		20
-		18 x 18	-		66
-		23 x 23	-		110
-		32 x 32	-		260
-		45 x 45	-		660
-		64 x 64	-		1,12 A
-		id. + ailettes	-		2,2 A
-		102 x 102	-		3,5 A
-		id. + ailettes	-		7
-		205 x 205	-		14
Soranium	803	18 x 14,5	30 V	30 mA	
-	805	21 x 17	-	50	
-	808	25 x 20	-	80	
-	810	29 x 23	-	100	
-	815	33 x 27	-	150	
-	820	38 x 30	-	200	
-	840	59 x 46,5	-	400	
Westalite	38S4H	Ø 7	15 V	8 mA	30 mA
-	1S2M	Ø 20	17,1	80	120
-	11W2M	id. + ailettes	-	180	270
-	33P13M	36 x 36	-	375	530
-	31R13M	id. + ailettes	-	700	1 A
-	34P14M	76 x 76	-	2 A	3
-	25R14M	id. + ailettes	-	4 A	6
-	15	76 x 304	-		
Oxymétal	4X1AR	Ø env. 30	7,5	650	925
-	2S2AR	Ø env. 25	6	80	120
-	2S2DR	-	10	40	55
-	7W2AR	-	7,5	240	345
-	7W2DR	-	16,4	105	155
-	9S3AR	Ø env. 15	5,4	45	65
-	9S3CR	-	14	9	12
-	9S3DR	-	9,4	30	42

La liste ci-dessus ne comprend pas certains types de varistances à usage particulier, dont les caractéristiques seront données dans le cours de la troisième partie.





## TROISIEME PARTIE

# APPLICATIONS DES VARISTANCES

Nous adopterons pour les différentes applications des varistances le classement suivant :

a) Mesure des températures par l'intermédiaire de la variation de résistance provoquée sur un semi-conducteur (thermistance), utilisation de la puissance électrique ainsi contrôlée pour l'enregistrement et la régulation. Mesures pouvant se ramener à une mesure de température, telle que celle de l'énergie transportée par un rayonnement électromagnétique. Calcul de l'action de la température sur des circuits complexes.

b) Applications utilisant la conduction unilatérale du semi-conducteur vers le conducteur métallique : production de courant continu à partir de courant alternatif au moyen de redresseurs secs. Etude du courant redressé. Calcul des circuits en fonction de la charge et de la tension continue requise.

c) Etude des varistances à caractéristiques non linéaires (thermistances fonctionnant en zone  $\alpha$ , résistances non linéaires, redresseurs soumis à de faibles tensions directes). Utilisation de ces caractéristiques pour la protection contre les surtensions et pour la régulation des tensions. Calcul des circuits non-linéaires les plus usuels.

d) Applications diverses : thermistances travaillant en milieu variable, thermistances à chauffage indirect, éléments non linéaires soumis à des tensions continues et alternatives superposées. Utilisation des varistances en liaison avec les relais électromagnétiques et les amplificateurs magnétiques.

## THERMOMETRIE ET THERMOREGULATION PAR SONDES A THERMISTANCES

(Généralités, larges gammes)

Parmi les divers procédés utilisés pour mesurer électriquement les températures, celui qui consiste à utiliser la variation de résistance d'un conducteur est entré dans le domaine industriel depuis une trentaine d'années. Cette méthode est appliquée couramment depuis les températures très basses jusqu'à 400 ou 500 °C tandis que les couples thermoélectriques sont utilisés de façon normale à partir de 300 ou 400 °C.

Lorsque les variations de résistance à mesurer sont faibles, les procédés de mesures thermiques qui en découlent utilisent le montage "en pont" qui comprend :

- la résistance de mesure ou "thermo-sonde",
- une résistance de comparaison,
- les deux bras d'un potentiomètre (fixe ou variable).

Il est alimenté par une source de tension continue ou alternative, stabilisée ou non. Sa diagonale de sortie est raccordée à un appareil terminal (indicateur d'équilibre, appareil de lecture à déviation, appareil électronique d'enregistrement ou de régulation).

Toute installation de thermométrie à résistance comprend donc :

- une thermosonde ou éventuellement plusieurs, fonctionnant avec un commutateur,
- un pont avec appareil terminal (figure 59).

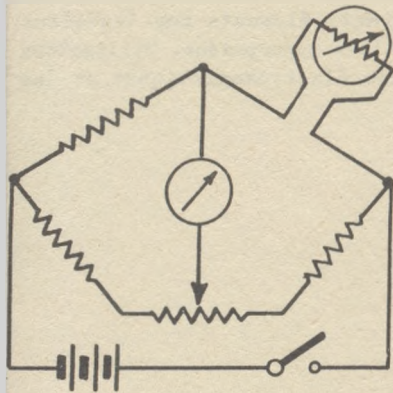


Figure 59.

### THERMOSONDES A VARISTANCES :

Les thermosondes usuelles étaient constituées autrefois par un fil conducteur bobiné (généralement de nickel ou de platine) dont la longueur était fixée avec précision de manière à présenter une résistance donnée à la température de référence.

Nous avons vu au chapitre 1 que si le coefficient de température des conducteurs métalliques est de l'ordre de + 0,3 à + 0,4%/°C, celui des

semi-conducteurs qui constituent les varistances est de l'ordre de  $-1$  à  $-5\%/^{\circ}\text{C}$ . Pour une même variation de température la variation du courant traversant une varistance sera donc beaucoup plus grande que celle traversant une résistance. Le coefficient de température des semi-conducteurs n'étant toutefois pas constant, le courant n'est pas une fonction linéaire de la température. D'autre part nous avons vu au chapitre 5 que la reproductibilité des varistances laissait à désirer en raison de leur technique particulière de fabrication.

En principe, toutes les varistances ayant un coefficient de température élevé, les résistances non-linéaires et les redresseurs peuvent être employés dans les thermosondes au même titre que les thermistances. Nous avons vu cependant au chapitre 10 que l'action de la température sur ces éléments n'est pas très bien définie; leur alimentation sous tension constante est d'autre part une nécessité absolue. Pratiquement donc, seules les thermistances sont utilisées en thermométrie et thermorégulation. Ce sont d'ailleurs les seuls éléments qui permettent de disposer de variations de résistance importantes pour de faibles variations de température.

Le coefficient de température des thermistances est pour les températures ambiantes usuelles environ 10 fois plus élevé que celui des métaux, et il reste encore 5 fois plus élevé à  $140^{\circ}\text{C}$ . Il y a donc là une supériorité énorme, qui permet d'utiliser un appareil de mesures beaucoup plus robuste et de remplacer dans la plupart des cas le montage en pont de la figure 59 par un simple montage en série de la source, de la thermistance et de l'appareil. La seule limitation provient du manque de régularité des caractéristiques et de leur faible stabilité.

On peut donc prévoir trois domaines d'utilisation différents :

1°) Grandes gammes de température (de l'ordre de  $200^{\circ}\text{C}$ ) avec un appareil de mesures très robuste et une précision de l'ordre du degré.

2°) Faibles gammes de température (de l'ordre de  $20$  à  $25^{\circ}\text{C}$ ) avec un appareil de mesures ordinaire et une précision de l'ordre du dixième de degré.

3°) Détection de variations de température rapides (seconde ou minute) d'amplitude très faibles ( $1/100$  ou  $1/1000^{\circ}\text{C}$ ), l'élément étant alimenté en courant alternatif de basse fréquence et le courant de sortie amplifié.

#### PRECAUTIONS A OBSERVER :

Dans chacun de ces trois domaines, il conviendra d'observer la même règle générale :

"Le point figuratif de la thermistance sur le graphique logarithmique "tension-intensité doit constamment rester dans la zone 1 ou zone "à résistance différentielle positive" (voir chapitre 8 : mise sous tension d'une thermistance).

Mais si nous prenons l'exemple de la thermistance miniature envisagée au chapitre 7 (chauffage direct), il est évident que la figure 34 n'est



valable que dans l'air à 25 °C. Pour une température extérieure de 50 °C par exemple, les puissances évacuables par les fils de connexions seront de :

75 °C	(50 KO)	$25 \times 0,1 = 2,5$ mW
100 °C	(20 KO)	$50 \times 0,1 = 5,0$ mW
125 °C	(10 KO)	$75 \times 0,1 = 7,5$ mW
150 °C	(5,7 KO)	$100 \times 0,1 = 10$ mW

En joignant les points ainsi définis par les valeurs de la résistance et de la puissance dissipée, on obtient la caractéristique dans l'air à 50 °C. On obtiendrait de même celles relatives aux températures de 75°, 100°, 125° (figure 60). Il est clair que si l'on applique aux bornes

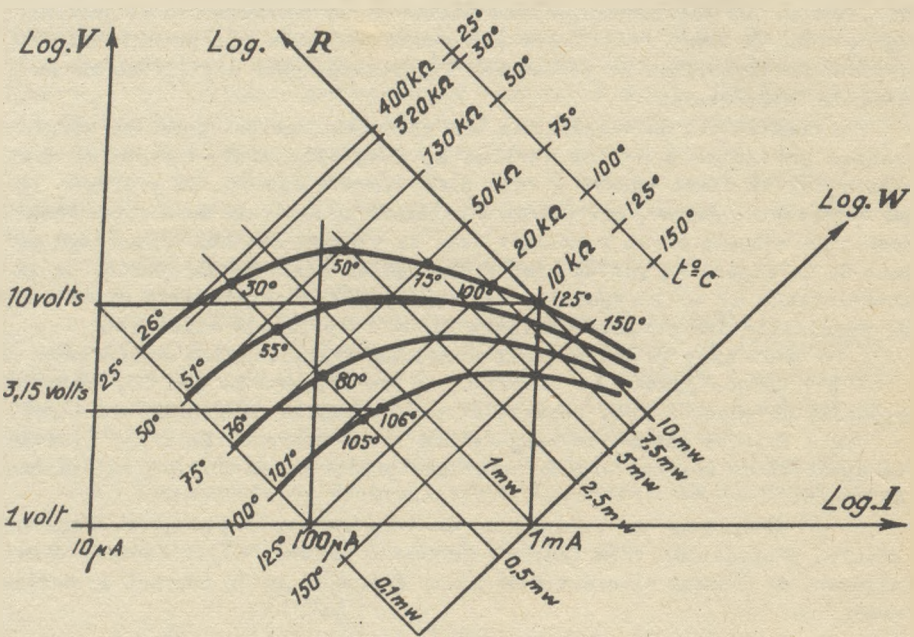


Figure 60

de la thermistance une tension de 10 volts, elle "basculera" dans la zone 2 dès que la température extérieure atteindra 60 °C.

Comme il n'est pas question de tracer un tel réseau de courbes chaque fois que l'on monte un thermomètre à thermistance, on se contentera de déterminer :

- d'après le graphique  $\log V - \log I$  à 25 °C : la puissance maximale  $W_{\max}$  à dissiper dans l'élément pour rester nettement en deçà du maximum. dans l'exemple considéré,  $W_{\max} = 0,5$  mW.

- d'après le graphique  $\log R - \frac{434}{273 + t}$  : la résistance minima

que peut atteindre l'élément dans la gamme de température envisagée. Dans l'exemple considéré, pour 100 °C par exemple,  $R_{\min} = 20 \text{ KO}$ .

Les expressions  $W = \frac{V^2}{R}$   $W_{\max} = \frac{V^2}{R_{\min}}$  donnent alors la tension

maxima à appliquer aux bornes de l'élément :  $V = \sqrt{W_{\max} \times R_{\min}}$ . Dans l'exemple considéré,  $V^2 = 0,5 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^3$  soit  $V = 3,15$  volts.

On remarquera que sous cette tension, la thermistance atteint la température de 106 °C dans une ambiance à 100 °C. Il aurait donc fallu utiliser une tension encore plus faible si l'on avait voulu limiter cet échauffement : ainsi pour ne pas dépasser 1 °C en plus, on pouvait fixer  $W_{\max}$  à 0,1 mW, ce qui donnait une tension de 1,7 volts.

Il est bien entendu que l'exemple choisi est particulièrement désavantageux, étant donné la très faible dissipation thermique de l'élément.

#### LARGES GAMMES DE TEMPERATURES :

Un exemple typique de ce premier cas est la mesure de la température de l'eau dans les radiateurs des moteurs à explosions. Cette mesure est habituellement réalisée soit par un thermocontact à bilame qui se ferme en allumant une lampe sur le tableau de bord du véhicule lorsque la température de l'eau atteint 98 °C, soit par un thermomètre à tension de vapeur relié par une tubulure à un petit manomètre sur le tableau de bord. Le thermocontact fournit seulement un signal d'alarme, ce qui est nettement insuffisant, et le thermomètre à tension de vapeur nécessite la pose d'une tubulure allant jusqu'au tableau de bord de la voiture, opération particulièrement malcommode lorsque le moteur est à l'arrière.

La figure 61 montre une sonde type standard adaptée pour que l'on puisse y placer une thermistance en forme de pastille mince. L'élément est appliqué contre le fond plat de la sonde par un ressort qui forme contact, l'ensemble est rempli d'huile et fermé par sertissage sur une rondelle isolante. Le modèle C.S.F. type A de 500 ohms à 25 °C par exemple tombe à 35 ohms à 100 °C et permet une

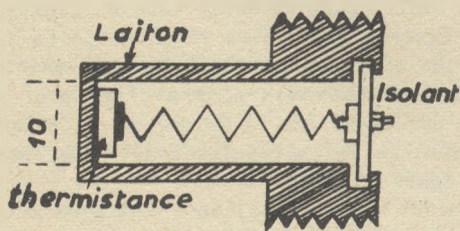


Figure 61.

dissipation de 0,5 watt sans échauffement notable. On peut également utiliser une thermistance en forme de bâtonnet de 4 mm de section et de 15 mm à 20 mm de longueur, ce qui permet de réduire le diamètre de la

sonde. Il est inutile alors de placer l'élément dans l'huile. Des éléments Kanéga de faible valeur ont été ainsi utilisés avec des coefficients de température de  $-2$  à  $-3\%/^{\circ}\text{C}$ .

L'appareil de mesures utilisé sur le tableau de bord du véhicule n'est pas un simple milliampèremètre, car l'indication dépendrait alors non seulement de la température de l'eau mais encore de la tension, assez variable, de la batterie. On utilise donc un quotient-mètre à deux enroulements dont l'un est connecté directement aux bornes de la batterie, et l'autre en série avec la thermistance. Cette dernière est d'ailleurs souvent shuntée afin d'obtenir une variation de résistance de l'ensemble plus proche d'une variation linéaire en fonction de la température (cette question sera étudiée en détail dans le chapitre 16). La figure 62

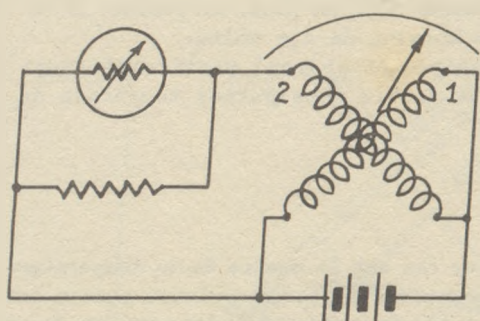


Figure 62.

montre le schéma général de montage. Le champ créé par la bobine 1 est proportionnel à la tension aux bornes de la batterie et celui créé par la bobine 2 est proportionnel au courant traversant la thermistance shuntée. L'aiguille dévie donc proportionnel-

lement au rapport  $\frac{V}{I}$ , c'est-à-dire

à la résistance de l'élément shunté.

Il est toujours désirable, lorsqu'on utilise une thermistance aux fins de thermométrie, de

la faire traverser par un courant suffisamment faible pour ne pas échauffer l'élément au-dessus de la température ambiante. Toutefois, dans l'application dont nous venons de parler, le bas prix de revient du quotient-mètre et sa robustesse supposent qu'il soit traversé par un courant important. On est donc amené pratiquement à échauffer la thermistance légèrement au-dessus de la température de l'eau. Cet échauffement serait de peu d'importance s'il n'était fonction de la tension appliquée aux bornes de l'élément, c'est-à-dire de la tension variable de la batterie (cf. figure 34 chapitre 7). Une même sonde plongée dans un radiateur à  $70^{\circ}\text{C}$  et étalonnée pour une batterie 6 volts pourrait indiquer par exemple  $69^{\circ}\text{C}$  lorsque la batterie est déchargée (5 volts) et  $72^{\circ}\text{C}$  après recharge (7 volts) si l'échauffement de la thermistance est trop important. Il y aurait donc là une légère cause d'erreur.

La régulation de température de bains de sel ou d'alliages métalliques, d'étuves ou de fours à basse température constitue une autre application type du premier cas. Les températures de  $200$  ou  $250^{\circ}\text{C}$  auxquelles fonctionnent au plus les thermistances ordinaires semblent en effet être dépassées par l'apparition récente de "thermistances réfractaires" pour lesquelles certains producteurs tels que Kanéga ou C.S.F. n'hésitent pas à reculer la température limite d'emploi jusqu'à  $900$  ou  $1000^{\circ}\text{C}$ . Si la stabilité de ces éléments réfractaires se révèle à l'usage aussi bonne que celle des thermistances ordinaires, de larges



domaines leur sont ouverts. Leur sensibilité est en effet supérieure à celle des couples thermoélectriques et elles peuvent surtout fournir une puissance beaucoup plus importante.

Par exemple un élément réfractaire de 1000 ohms à 350 °C sera employé pour la régulation d'un bain d'alliage métallique destiné au moulage de caractères d'imprimerie. Un exemple de schéma de montage est donné par la figure 63 : *S*, secteur; *Tf*, transformateur de faible

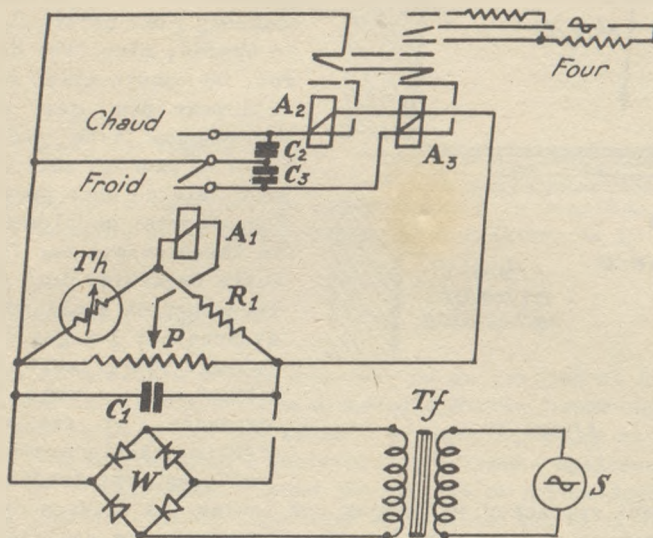


Figure 63.

puissance 110/60 volts; *W*, cellule redresseuse;  $C_1$ , chimique;  $Th$ , thermistance réfractaire;  $R_1$ , résistance ordinaire 1 watt;  $P$ , potentiomètre;  $A_1$ , relais sensible polarisé inverseur par exemple 0,1 volt 400 ohms;  $C_2$  et  $C_3$ , condensateurs de faible valeur. Etant donné la puissance relativement importante disponible à la sortie du pont, le relais à cadre pourra être choisi robuste. Le relais inverseur  $A_3$  bipolaire est doublé d'un relais identique unipolaire  $A_2$ , le système de blocage ainsi réalisé permettant de supprimer l'effet de mauvais contacts au relais sensible par suite de vibrations ou de chocs mécaniques.

Nous avons donné un montage utilisant des relais car on préfère souvent s'affranchir des problèmes d'alimentation et avoir une meilleure résistance aux chocs mécaniques, mais des montages à lampes pourraient aussi bien convenir. Il y a intérêt à fixer dans le pont  $R_1 = Th$  et  $P = R_1 + Th$  pour la température moyenne d'utilisation (par exemple  $Th = 2000$  ohms). L'intervalle de température entre le déclenchement du relais sensible (bain trop chaud) et son enclenchement (bain trop froid) est de l'ordre de 4 °C.

A plus haute température (700/800 °C), nous trouvons, pour l'aviation, la mesure de la température des gaz d'éjection des turboréacteurs, et la régulation de leur marche en fonction de cette indication. Les thermosondes affectent une présentation particulière représentée sur la figure 64. Le corps, en acier inoxydable, est percé d'une large ouverture  $O_1$

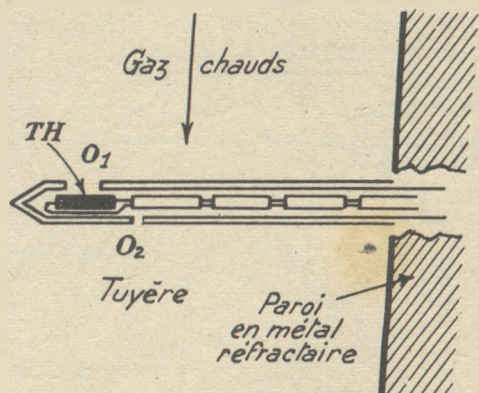


Figure 64.

face à l'arrivée des gaz à la hauteur de la thermistance réfractaire, et d'une ouverture beaucoup plus petite  $O_2$  du côté opposé, plus près de la paroi. On assure ainsi le renouvellement des gaz dans la thermosonde sans que leur vitesse de passage soit suffisamment élevée pour provoquer un échauffement supplémentaire de la thermistance par frottement. Cette dernière doit être protégée par un émail réfractaire étanche car les gaz d'éjection peuvent être soit fortement réducteurs, soit fortement oxydants, et risqueraient de réagir chimiquement avec le matériau semi-conducteur.

On peut rattacher au premier cas toutes les mesures et contrôles de température sur moteurs à explosions (eau des radiateurs, huile des carters, gaz d'échappement) dans les industries automobile et aéronautique, sur les enroulements et paliers de moteurs électriques ainsi que sur l'huile des transformateurs dans l'industrie électrique, sur l'eau ou la vapeur d'eau dans les installations de chauffage domestique (voir plus loin), ou sur l'atmosphère dans les ballons-sondes employés en météorologie, etc. Les applications sont innombrables et le thermomètre à thermistance s'impose chaque fois qu'il faut satisfaire aux conditions suivantes : robustesse et transmission à distance de l'information (pour lecture, enregistrement ou régulation).

# THERMOMETRIE ET THERMOREGULATION PAR SONDES A THERMISTANCES

(Gammes étroites)

## FAIBLES GAMMES DE TEMPERATURE :

La principale application rentrant dans le deuxième cas est la mesure, le contrôle ou la compensation des variations de la température ambiante.

### a) MESURE - CONTROLE :

Le cas se présente à bord d'avions ou de navires où l'on désire être renseigné sur la température d'endroits difficilement accessibles, ainsi que par exemple sur des silos à grains, magasins et entrepôts divers, etc. La thermosonde à thermistance s'impose également lorsque l'on désire un enregistrement comme par exemple en météorologie à terre ou dans l'agriculture, ou une régulation en fonction des variations de la température ambiante, comme c'est le cas pour les installations de chauffage domestique dans les habitations ainsi que pour la climatisation des cabines d'avions.

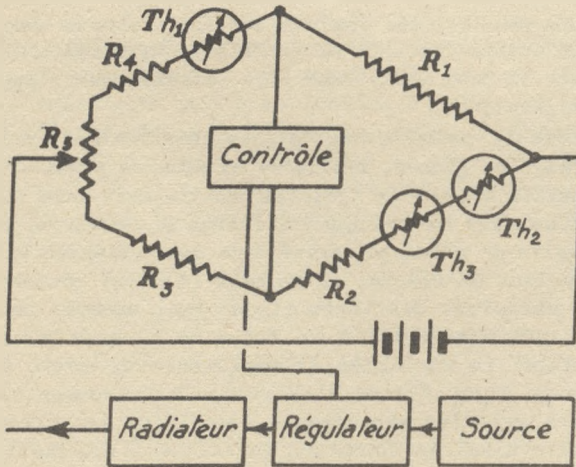


Figure 65.



La figure 65, par exemple, donne le schéma d'un montage électronique destiné à contrôler une installation de chauffage domestique. Le pont est initialement équilibré de manière à régler la température ambiante intérieure à la valeur désirée. Dans ces conditions la chaleur créée compense exactement les pertes de chaleur vers l'extérieur de l'habitation. La thermistance  $TH_1$  (Western Electric) est montée à l'extérieur, et sa résistance augmente quand la température extérieure baisse. Pour compenser cette augmentation de valeur de  $TH_1$  et équilibrer à nouveau le pont, la thermistance  $TH_2$  montée sur la source de chaleur doit voir sa valeur diminuer, c'est-à-dire que sa température doit augmenter. Un apport de chaleur supplémentaire sera ainsi déclenché en contrôlant la marche de la source de chaleur à l'aide d'un dispositif polarisé inséré dans le pont. Convenablement réglé, ce circuit donne un contrôle précis, maintenant la température dans des limites assez serrées sans retard indésirable entre les variations de température extérieure et celles de la marche du système de chauffage.

L'addition d'une thermistance  $TH_3$ , placée dans la pièce principale de l'habitation, permet d'instaurer un contrôle plus précis et d'amener à l'habitation une quantité de chaleur supplémentaire au cas où l'équilibre est détruit par l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre. Notons que ce troisième élément est le seul à fonctionner dans un faible intervalle de température et donc à classer dans cette deuxième catégorie d'applications thermométriques. Le potentiomètre  $R_5$  permet de modifier la température de réglage suivant le désir des habitants. Quand la température extérieure reste constante, tout accroissement de l'apport calorifique de la source au-dessus de la valeur requise pour compenser les pertes déséquilibre le pont dans un sens tel qu'il tende à réduire la chaleur. La chaleur dissipée vers l'extérieur et celle apportée par la source sont ainsi équilibrées à chaque instant.

Nous avons décrit ce dispositif en détail - quoique de tels raffinements de confort ne soient pas très répandus dans notre pays - car il est un bon exemple des possibilités étendues des thermistances dans le domaine de la régulation automatique. On notera l'extrême simplicité du circuit et sa robustesse. Il peut facilement être inversé pour s'appliquer à un système de réfrigération.

Citons encore le contrôle des "glaces chauffantes", principalement à bord des avions. Ces glaces, réalisées en deux ou plusieurs épaisseurs de verre de sécurité tel que le "Triplex" contiennent dans leur épaisseur un réseau de fins fils métalliques chauffants connectés en parallèle grâce à deux traits de métal pulvérisé dans deux rainures parallèles aux bords. A l'intérieur du réseau, entre deux fils, et en dehors du champ de vision, est encastrée une thermistance (par exemple une résistance NTC Philips de 500 ohms à 20 °C en forme de plaquette rectangulaire 26,5 x 7 x 1,8 mm. La variation de résistance de cette thermistance provoque ou coupe l'excitation d'un relais électromagnétique qui met hors circuit les spirales par exemple à 40 °C et les remet en circuit à 20 °C. On évite ainsi la formation de buée à l'intérieur et de givre à l'extérieur. L'avantage du système automatique est d'éviter, au moment où le givrage commence, l'envoi brutal par le pilote de la puissance de chauffage (qui peut atteindre 1 kW) dans une glace à -5 ou -10 °C, avec les risques de rupture qu'une telle manoeuvre comporte, par suite des tensions internes créées.

b) COMPENSATION :

La compensation des variations de température extérieure consiste à maintenir constante la résistance électrique d'un circuit quelles que soient les conditions extérieures. Un appareil de mesures par exemple comporte un cadre en fil de cuivre dont le coefficient est + 0,4%/°C. Un cadre de 100 ohms à 20 °C aura aux températures voisines les résistances suivantes :

$t$ °C :	10	15	20	25	30	35	40
$R$ ohms :	96	98	100	102	104	106	108

L'écart de 12 ohms entre les valeurs extrêmes représente une variation relative de 12 % pour une variation extérieure de 25 °C ± 15. Une telle variation est inacceptable même dans un appareil de classe industrielle, un millivoltmètre de classe 2,5 % pour prendre un cas précis, et le constructeur met en série avec le cadre une résistance de manganin de 400 ohms au minimum de façon à ramener la variation relative à 2,5 % au plus. Le manganin a une résistivité de 42 microhms-cm (cuivre 1,67) et un coefficient de température négligeable pour les températures considérées (0,002%/°C environ). Il convient donc particulièrement bien à cet usage. La puissance nécessaire à la mesure est de ce fait multipliée par 5.

En lieu et place du manganin, on a avantage à placer en série une thermistance de faible valeur qui variera en sens inverse de la résistance du cadre. Sa valeur doit varier de 12 ohms environ entre 10 et 40 °C. En admettant - ce qui n'est qu'une approximation grossière - que la variation soit linéaire entre 10 et 40 °C,

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R \Delta t} = \frac{12}{20 R}$$

$$R \alpha = - 0,6$$

On voit qu'une valeur de 15 ohms conviendra pour un coefficient de -4% et une valeur de 30 ohms pour un coefficient de -2%. On prendra pratiquement des valeurs un peu plus faibles à cause de la non-linéarité de la loi  $R(t)$ . Supposons par exemple que nous utilisions une thermistance Western Electric type 3A qui fait 10 ohms à 25 °C avec un coefficient de -3,8%/°C et calculons la valeur exacte de la résistance totale du cadre et de la thermistance en série aux 4 valeurs 10, 20, 30 et 40 °C (figure 66) :

$t$ °C	$\frac{434}{273 + t}$ (tabl. I)	$\frac{0,434 B}{273 + t}$ ( $B = 3420$ v. chap.12)	$\log R$ thermist. ( $\log A = 4,02$ v. ch. 12)	$R$ thermist. ohms	$R$ th. + cadre ohms
10	1,534	5,25	1,27	18,6	114,6
20	1,482	5,07	1,09	12,3	112,3
30	1,433	4,90	0,92	8,3	112,3
40	1,388	4,75	0,73	5,4	113,4

La variation relative est maintenant retombée à 2,5%, et ceci en multipliant la puissance nécessaire à la mesure par 1,1 seulement (au lieu de 5). L'avantage est net. Il suppose toutefois que le producteur puisse livrer des thermistances interchangeable aussi bien comme valeur

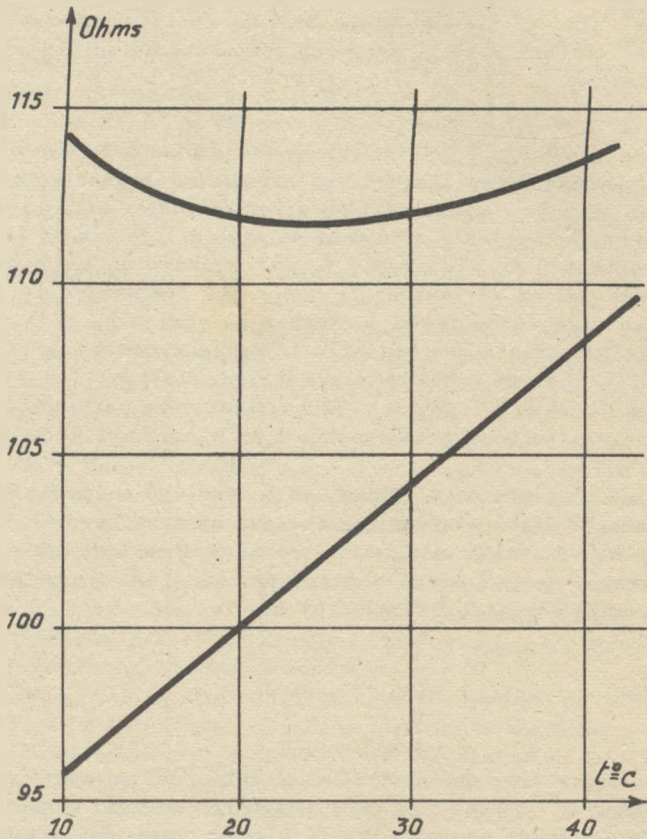


Figure 66.

à 20 °C que comme coefficient. Nous savons que cette condition est difficile à réaliser, aussi ajuste-t-on souvent la valeur de l'élément à 20 °C au moyen d'une résistance de manganin en série ou en parallèle : on retombe pratiquement sur les chiffres précédents quand la tolérance sur la thermistance n'exécède pas  $\pm 10\%$ .

On classera dans la deuxième catégorie toutes les applications intéressant l'industrie frigorifique, en particulier les installations à bord de navires ou de wagons (température variant de - 5 à + 15 °C environ). Il en est de même des applications biologiques pour l'étude de la température des animaux à sang chaud, et médicales, telles que par exemple la thermométrie intraveineuse du sang (thermosonde spéciale se rapprochant du montage de la figure 56). Dans toutes ces applications la gamme des températures de travail est très restreinte et l'on peut avoir la certitude absolue d'obtenir sans difficultés le 1/10 de degré.



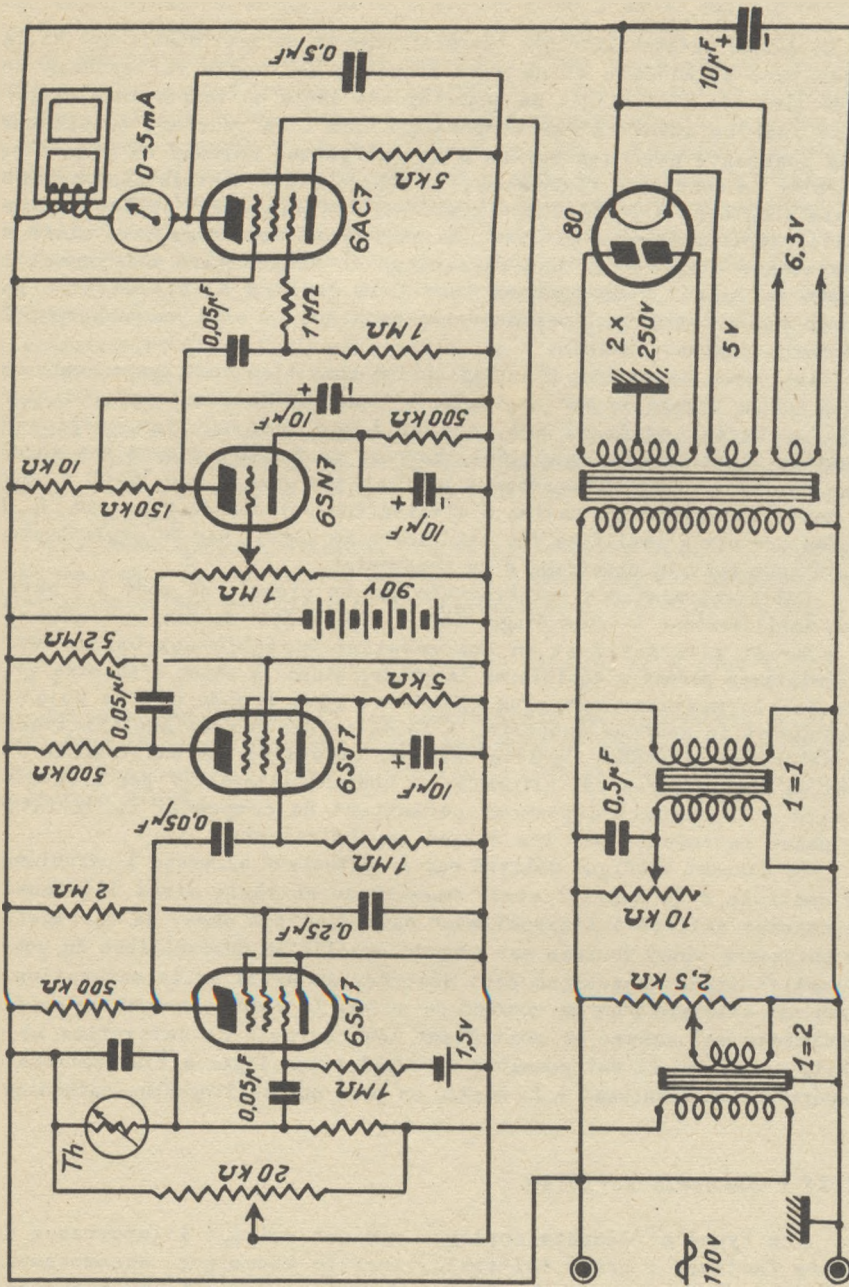


Figure 67.

## DETECTION DE SAUTS DE TEMPERATURE INFIMES :

Le manque de stabilité des thermistances ne se fait sentir que si la température à laquelle elles sont soumises se trouve varier dans de larges limites. S'il s'agit de détecter des sauts de température extrêmement faibles autour d'une température que l'on pourrait considérer comme constante avec des moyens d'investigation normaux ou même d'en contrôler la constance rigoureuse, la dérive d'une thermistance soumise depuis longtemps à cette température sera pratiquement nulle. Un dispositif amplificateur réglé avec le plus grand soin permettra alors en laboratoire d'apprécier des variations de température atteignant le 1/1000 de degré. Nous pensons toutefois qu'il y a intérêt à ne pas opérer sur des températures supérieures à 100 °C si l'on recherche la précision maxima possible.

Les types de schémas d'amplification possibles sont assez nombreux. Celui de la figure 67 est emprunté à "Toute l'Electronique" (Editions B.P.I., Paris 1951); il est relatif à une thermistance américaine (Western Electric code D 169.604, barreau de faibles dimensions enrobé dans du verre) de 145.000 ohms à 0 °C et 305 ohms à 200 °C ( $B = 3900$ ) et dont la température maxima d'utilisation est donnée pour 210 °C. Le schéma prévoit l'amplification ultérieure du signal par un amplificateur magnétique pour le chauffage d'un thermostat.

Cette thermistance est branchée sur un circuit en pont à l'entrée d'un amplificateur à trois étages (6J7 - 6J7 - 6N7): le pont est alimenté en courant alternatif et un condensateur variable aux bornes de la thermistance permet d'équilibrer la phase; ainsi la phase s'inverse selon que la thermistance est plus chaude ou plus froide que le point de réglage et le montage comporte, à la suite des étages amplificateurs, un détecteur de phase. Ce détecteur est constitué par une tétrode 6AC7 dont la grille écran est alimentée en courant alternatif par l'intermédiaire d'un circuit déphaseur permettant de compenser la variation de phase introduite par les étages amplificateurs.

Le courant anodique délivré par le détecteur alimente l'enroulement de contrôle d'un amplificateur magnétique et règle ainsi l'intensité du courant délivré à l'enroulement chauffant (30 ohms) du thermostat; la puissance ainsi fournie est proportionnelle au déséquilibre du pont: l'amplificateur magnétique peut délivrer 40 watts et la saturation du noyau est atteinte pour un courant de 50 mA. Le fonctionnement du système régulateur est assuré en contrôlant les courants de saturation et de débit; en outre, il est possible de déceler les légères fluctuations de température en branchant à la sortie du pont un oscillographe cathodique.

## TYPES D'ELEMENTS EMPLOYES :

Les types d'éléments employés varient suivant l'importance des divers facteurs: prix, tolérance, inertie thermique, encombrement, résistance, dissipation thermique. Les barreaux obtenus par filage sont généralement les moins chers alors que le prix des thermistances miniatures est assez élevé. On peut trouver barreaux et blocs avec une

tolérance de  $\pm 5$  ou  $10 \%$  alors que les miniatures sont toujours livrées avec une tolérance large, de l'ordre de  $\pm 20$  à  $30 \%$ . Par contre, la constante de temps de ces dernières est de 10 à 100 fois plus faible que celles des blocs (par exemple la constante d'une thermistance miniature Transco type 83 900 *N* employée en thermométrie des gaz est de 3 secondes alors que celle d'un bloc Stantel type *KB* figure 53 utilisé pour mesurer la température moyenne d'une paroi métallique peut atteindre 5 minutes). Lorsque des conditions d'encombrement se posent, on utilisera généralement avec profit les sondes telles que celle de la figure 56, constituées par une thermistance miniature enrobée de verre et placée à l'extrémité d'une tige fine : le diamètre est en général de 3 mm et l'élément peut être introduit dans un trou de graissage de moteur, mais le danger d'échauffer ces sondes en y faisant passer un courant trop important est particulièrement grand (puissance maxima de 1 à 10 milliwatts suivant le milieu dans lequel plonge la pointe). Enfin il faut savoir que pour un matériau donné, la résistance de l'élément à la température d'utilisation sera très élevée pour une thermistance miniature, moyenne pour un barreau, et faible pour une pastille ou un disque. La dissipation thermique augmente naturellement avec la surface extérieure de l'élément et l'agitation du milieu ambiant.

Remarquons que, un matériau pour thermistances étant caractérisé par sa constante  $B$ , aux valeurs élevées de  $B$  sont toujours associées des résistivités et des coefficients de température élevés ( $\log R = \log A + \frac{0,434 B}{273 + t}$  et  $\alpha = -\frac{B}{T^2}$ ) alors qu'aux basses valeurs de  $B$  sont toujours associées des résistivités et des coefficients de température faibles. Il est donc inutile, pour une forme géométrique donnée, de chercher à disposer simultanément d'une faible résistance et d'un coefficient de température élevé.



## PYROMETRIE ET MESURE DES PUISSANCES H. F. PAR THERMISTANCES

Nous avons vu dans le chapitre précédent la thermométrie électrique relative au cas - général - où la substance dont on veut mesurer la température est accessible à une thermosonde. La pyrométrie électrique consiste à recevoir sur une thermosonde spéciale une faible partie de l'énergie émise sous forme de rayonnement électromagnétique par une substance éloignée, en mouvement rapide, ou portée à une température trop élevée pour que la thermosonde puisse y être placée.

### CELLULES PHOTOELECTRIQUES :

Les thermosondes spéciales habituellement utilisées pour cet usage sont les cellules photoélectriques, sensibles aux rayonnements qu'elles reçoivent. Les unes - cellules photovoltaïques ou photoémisives - telles que la cellule au sélénium, sont le siège d'une force électromotrice et les autres - cellules photoconductrices ou photorésistantes - telles que la cellule au sulfure de plomb, sont des varistances, c'est-à-dire des résistances variant en fonction des radiations reçues. Toutes doivent être soigneusement refroidies et leur fonctionnement est défectueux lorsque la température s'élève trop au-dessus de l'ambiance.

La réponse d'une cellule photoélectrique ne peut pas être reliée par une loi simple à la quantité d'énergie rayonnée reçue : pour une même quantité d'énergie la réponse sera plus ou moins importante suivant la fréquence de la radiation. On définit donc pour une cellule une "courbe de sensibilité" donnant l'intensité de réponse (force électromotrice ou variation relative de résistance) pour une même quantité d'énergie rayonnée à des fréquences différentes. Ainsi la sensibilité de la cellule au sélénium est à peu près limitée au spectre visible. Celle de la cellule au sulfure de plomb, au contraire, est largement étalée dans l'infra-rouge, comme le montre la figure 68.

Cette variation de sensibilité avec la fréquence est importante car un corps porté à haute température ne rayonne pas uniformément sur toutes les fréquences. Les radiations sont émises avec une intensité maxima pour une certaine fréquence, et cette fréquence dépend de la température à laquelle est porté le corps considéré. C'est un fait d'observation courante qu'une lampe électrique à incandescence émet une lumière blanche alors que les charbons d'un brasero installé en plein

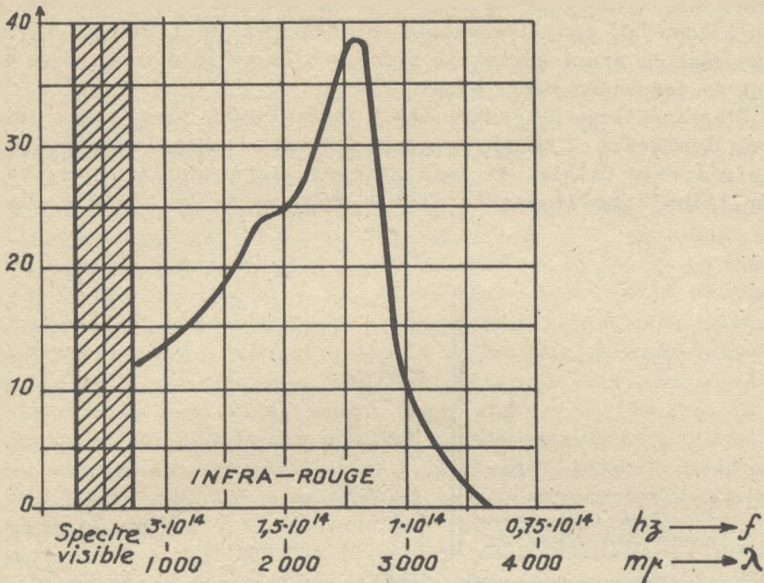


Figure 68.

air ont une teinte rouge sombre : le filament de la première est porté à une température de l'ordre de 2000 C alors que les seconds atteignent tout juste 600 °C ! La répartition de l'énergie rayonnée en fonction de la fréquence est indiquée par la figure 69 pour différentes températures.

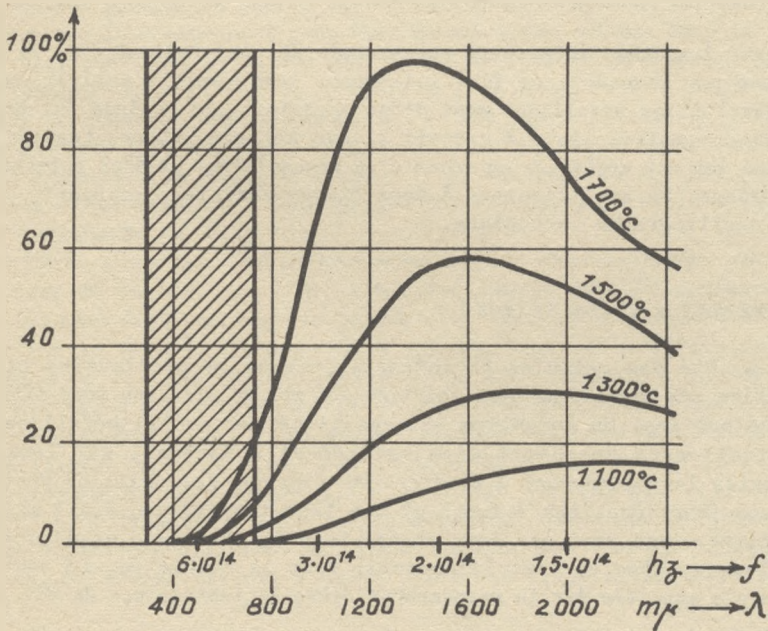


Figure 69.

On voit que la cellule au sélénium convient aux températures élevées (1000 à 2000 °C) pour lesquelles une fraction de l'énergie rayonnée se trouve dans le spectre visible alors que la cellule au sulfure de plomb permet de descendre jusqu'à 100 °C.

L'appareillage de mesure étant généralement placé assez loin de la source lumineuse à haute température, ne recueille qu'une quantité d'énergie très faible. Le montage représenté sur la figure 70 permet d'amplifier commodément la faible réponse de la cellule. Un disque

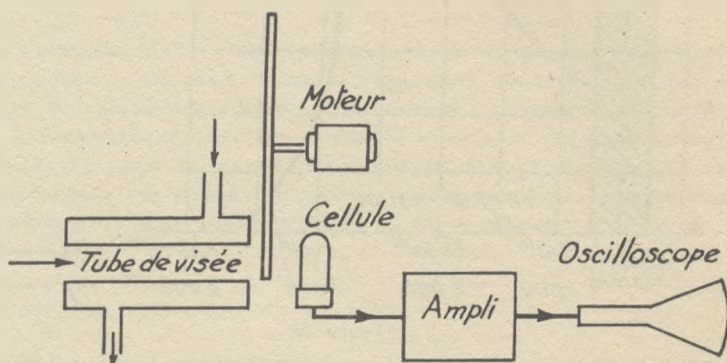


Figure 70.

tournant à secteur interrompt par exemple le flux radiant à la fréquence de 1000 par seconde : ce flux interrompu tombe sur la cellule enfermée dans un boîtier métallique muni d'une ouverture. La cellule est branchée sur un préamplificateur à circuit plaque accordé, et une tension excitatrice lui est appliquée au moyen d'un accumulateur et d'un potentiomètre de réglage. Un amplificateur à deux étages résistance-capacité conduit à un oscillographe cathodique.

#### BOLOMETRES A THERMISTANCES :

A côté des cellules photoélectriques existent d'autres éléments sensibles aux radiations mais fonctionnant sur un principe tout différent: les bolomètres. Un bolomètre est constitué par un fil métallique fin, éventuellement recouvert d'un revêtement absorbant, sur lequel est concentré le rayonnement à étudier. On a vu que les cellules photoélectriques fonctionnaient à froid et que leur température était maintenue constante d'une part par leur grande inertie thermique et d'autre part par leur système de refroidissement. Pour le bolomètre, au contraire, l'énergie apportée par le rayonnement élève la température du fil jusqu'à



ce qu'un équilibre intervienne entre l'apport d'énergie rayonnée et l'énergie dissipée dans le milieu ambiant par conduction ou convection. Le bolomètre est donc absolument *indifférent à la fréquence* du rayonnement est la meilleure preuve en est que ces éléments sont utilisés aussi bien pour l'étude des infra-rouges que pour celle des ondes décimétriques ou centimétriques. Encore faut-il évidemment que la fréquence du rayonnement lui permette d'atteindre le bolomètre sans être absorbé en cours de route, et d'être convenablement focalisé.

On voit alors immédiatement l'avantage qu'apportera la substitution d'une thermistance miniature au fil conducteur fin, en raison de son coefficient de température plus élevé, comme dans le cas de la thermométrie électrique du chapitre 13. Alors que l'inertie de réponse des cellules photoélectriques était pratiquement nulle, nous savons que l'échauffement d'une certaine quantité de matière demande toujours un certain délai. C'est pourquoi, afin de réduire ce délai, on utilise des fils conducteurs très fins, ou des thermistances miniatures. Un délai plus court, et par conséquent une plus grande sensibilité, peuvent être obtenues en réalisant des pellicules très fines de matériau semi-conducteur (de l'ordre du 1/100 mm d'épaisseur) pourvues de deux contacts métallisés, mais ces types ne sont pas produits en série et leur prix est extrêmement élevé. Quoi qu'il en soit, les performances qu'ils ont permis de réaliser dans le domaine des rayonnements infra-rouges sont impressionnantes, comme le montrent les exemples suivants.

Des pellicules réalisées aux laboratoires Philips ont permis de détecter sur l'écran d'un oscilloscope le rayonnement d'une main humaine à 50 mètres. Les laboratoires américains, de leur côté, ont pu cuire de telles pellicules sur des lamelles-support en quartz. Des expériences poursuivies pendant la guerre sur de telles thermistances auraient permis de détecter le rayonnement d'un être humain à 500 mètres. Dans un domaine plus pacifique, une pellicule sur quartz de la Western Electric a permis par exemple le contrôle de température de soudure à l'étain sur les boîtes de conserve avec des machines automatiques atteignant la cadence de 6 soudures à la seconde ! La thermistance, placée au foyer d'un miroir, était alimentée en basse fréquence et le contrôle se faisait sur l'amplitude d'une image oscillographique dont le balayage était synchronisé avec la cadence de la machine.

Mais, pour les problèmes courants, les thermistances miniatures en forme de perles, que l'on trouve facilement dans le commerce nues, soit montées dans une ampoule percée d'un trou (afin d'éviter l'absorption par le verre), donnent toute satisfaction. Afin d'éliminer l'influence de la température ambiante, on aura intérêt à employer deux thermistances ayant même coefficient de température et à très peu près même résistance à 25 °C qui seront placées dans les deux branches d'un pont (figure 71). Il n'est pas inutile de se reporter à la figure 34 pour considérer la courbe  $R(W)$  analogue à celle que représente la figure 33 : transcrite en échelles normales, cette courbe présente une pente négative décroissant en valeur absolue pour les puissances croissantes. On a donc intérêt à opérer avec une température ambiante basse

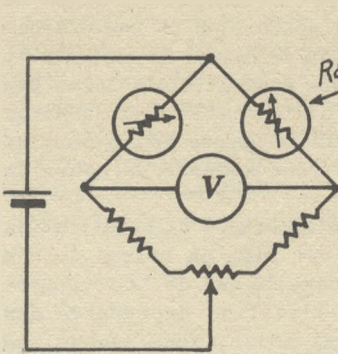


Figure 71.

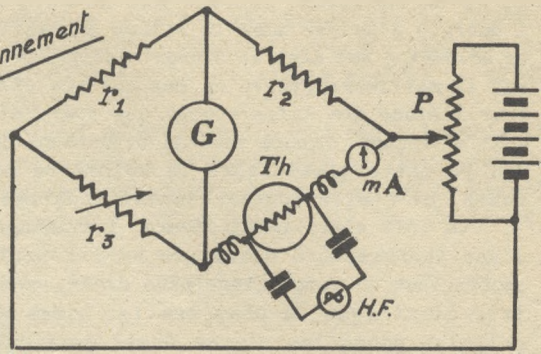


Figure 72.

et un rayonnement peu intense pour avoir une bonne sensibilité. On peut ainsi résoudre nombre de problèmes de spectrométrie infra-rouge, notamment l'étude des structures de composés organiques.

#### EXEMPLES D'APPLICATION :

Un constructeur d'appareils de mesures a présenté récemment une ingénieuse application des thermistances miniatures fonctionnant en bolomètres, qui intéresse l'équipement électrique des véhicules automobiles lourds. On sait que les pouvoirs publics ont préconisé à plusieurs reprises l'installation sur les "poids lourds" d'avertisseurs de dépassement susceptibles de prévenir efficacement le conducteur qu'une voiture désire le doubler. De nombreuses solutions ont été proposées, depuis le simple tuyau acoustique amenant le son du klaxon dans la cabine du conducteur (d'un usage général), jusqu'aux... émetteurs-récepteurs à ultra-sons !

L'appareil présenté comporte une carcasse de phare automobile standard fixée à l'arrière du véhicule. A la place de l'ampoule se trouvent placées dans le plan focal du miroir deux thermistances miniatures nues de mêmes caractéristiques dont l'une est exactement au foyer et l'autre distante par exemple de 15 mm. Ces deux éléments sont montés dans un pont comme l'indique la figure 71, alimenté par la batterie, et l'appareil de mesure est remplacé par un relais sensible commandant l'allumage d'une lampe signal sur le tableau de bord du véhicule. Le signal n'est obtenu que pour un faisceau de lumière à rayons parallèles (phares de route) arrivant dans une direction confondue avec celle de la marche du camion. On élimine ainsi la lumière du jour et les sources lumineuses de l'éclairage public. La sensibilité est suffisante pour que la lampe signal s'allume pour un "coup de phare" à une distance de 50 mètres.

Signalons également que le cas peut se présenter où une thermistance fonctionnant en thermomètre doit être protégée contre un rayonnement

risquant de perturber ses indications. Nous avons vu au chapitre 13 que des thermistances miniatures nues étaient employées dans les ballons-sondes de météorologie pour l'enregistrement de la température des couches d'air traversées. Il est indispensable dans ce cas d'appliquer sur la perle un revêtement blanc isolant de manière à réfléchir les rayons solaires qui, aux hautes altitudes, échaufferaient l'élément en faussant les mesures de thermométrie.

#### MESURE DES PUISSANCES H.F. :

Les bolomètres à thermistance ne concurrencent pas seulement avec succès les bolomètres à fil métallique dans le domaine de l'infra-rouge ou du spectre visible. Les thermistances miniatures sont employées couramment pour la mesure des puissances H.F. dans les guides d'ondes décimétriques et centimétriques. Le principe de fonctionnement est exactement le même, mais il n'y a pas à se préoccuper de focaliser le rayonnement puisque l'élément est placé à l'intérieur du guide d'onde coaxial. Les conditions d'encombrement, qui ne jouaient pas précédemment, sont ici très strictes et le montage est celui de la figure 54 c. Les sorties opposées des connexions ont l'avantage de réduire considérablement la capacité.

La thermistance constitue la charge terminale du guide d'onde et est reliée au montage de la figure 72. Elle reçoit à la fois :

- 1°) par l'intermédiaire des bobines d'arrêt, l'alimentation en courant continu réglable au moyen du potentiomètre  $P$ ,
- 2°) à travers les condensateurs, l'alimentation en haute fréquence amenée par le guide d'onde.

On commence par équilibrer le pont en courant continu en ajustant  $P$ ,  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ , de manière à ce que la résistance de la thermistance soit égale à l'impédance caractéristique du guide d'onde. L'appareil de mesure placé sur la quatrième branche du pont permet alors de connaître la puissance continue apportée à la thermistance. Puis on applique la haute fréquence et on rétablit l'équilibre du pont en agissant sur  $P$ . La diminution  $W$  de la puissance continue apportée est égale à la puissance haute fréquence. Il est à noter que la résistivité du matériau constituant la thermistance est trop élevée pour que l'effet pelliculaire soit sensible.

Lorsque les puissances mises en jeu sont très faibles, on a intérêt à mesurer la puissance par la variation de résistance de la thermistance. L'équilibre du pont est alors rétabli non pas en agissant sur le potentiomètre  $\phi$ , mais sur la résistance  $r_3$ . On peut mesurer ainsi des variations de résistance de l'ordre du 1/100 d'ohm. Pour compenser les variations de température ambiante, on peut placer en série avec  $r_2$  une thermistance  $TH_2$  disque ou bâtonnet à forte dissipation thermique dont la résistance à froid et le coefficient de température sont identiques à ceux de  $TH_1$ .



## CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS COMPRENANT THERMISTANCES ET RESISTANCES COMPENSATEURS LINEAIRES

### FONCTIONS LINEAIRES DE LA TEMPERATURE :

Le coefficient de température des métaux est sensiblement constant aux températures usuelles : si un milliampèremètre est connecté en série avec une source de courant et une thermosonde au platine, l'intensité est une fonction linéaire de la température. Au contraire, dans le cas d'une thermosonde à thermistance, l'échelle est fortement dilatée à son extrémité. La figure 73 est relative à un appareil d'une déviation totale de 1 mA, en série avec une thermistance de 180 000 ohms et  $- 5 \% / ^\circ\text{C}$  à  $25 ^\circ\text{C}$ , et une batterie de 6 volts.

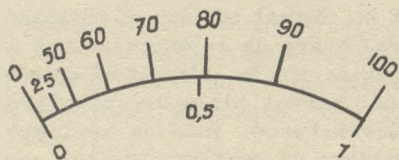


Figure 73.

La routine ainsi d'ailleurs que la commodité de la lecture font souvent préférer les échelles linéaires en thermométrie. Même lorsque l'utilisation d'une "échelle dilatée" est envisagée, il s'agit généralement d'une échelle dilatée au milieu du cadran. Bref, dès le début, les constructeurs ont cherché à obtenir une déviation proportionnelle à la température, par une

combinaison appropriée de résistances et de thermistances.

D'autre part nous avons vu au chapitre 14 que la compensation d'ambiance par une thermistance était loin d'être rigoureuse (figure 66). Il en serait de même pour la compensation des variations de résistance d'une ligne téléphonique ou de tout autre circuit à conducteurs métalliques ainsi que pour des problèmes connexes, tels que la compensation des variations de flux magnétique dues aux changements de température dans les bobines ou les inducteurs de moteurs. Une variation de résistance de 2,5 %, si elle peut être suffisante dans un appareil de mesures de classe industrielle par exemple, est beaucoup trop grossière dans un appareil de précision. Il nous faudrait donc disposer de compensateurs

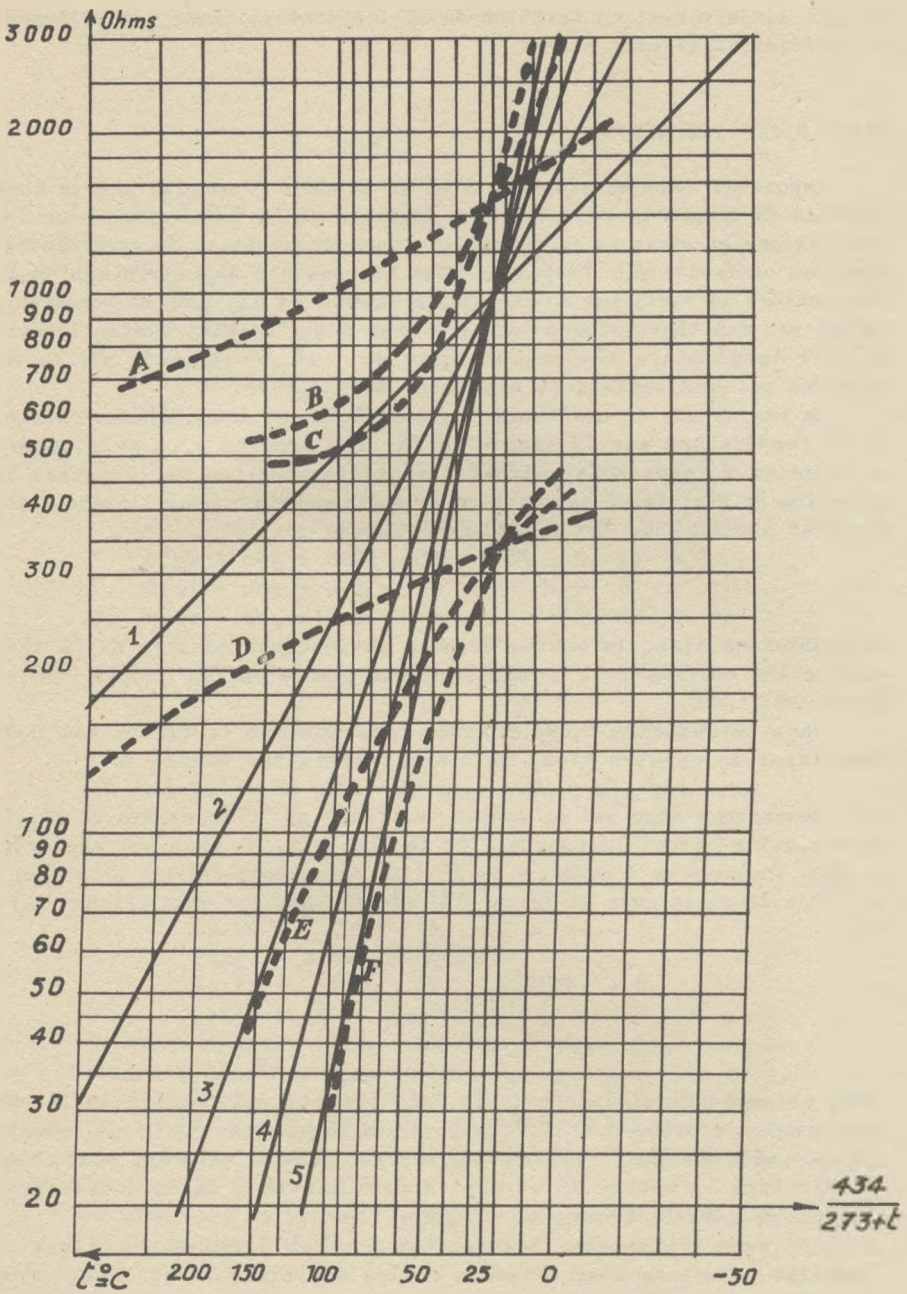


Figure 74.

variant linéairement en fonction de la température, avec naturellement un coefficient négatif.

SHUNT D'UNE THERMISTANCE :

Reportons nous au chapitre 6 où un procédé graphique simple nous a permis de tracer la résistance en fonction de la température pour les associations en série ou en parallèle d'une thermistance  $TH$  et d'une résistance ordinaire  $RO$ . Proposons nous par exemple de déterminer de la même manière la variation de résistance entre 0 et 75 °C de compensateurs formés par des thermistances de 1000 ohms à 25 °C ayant respectivement à cette température des coefficients de - 1%, - 3%, et - 5%/°C, et shuntées par une résistance ordinaire de 500 ohms.

La résistance de ces trois thermistances est indiquée en fonction de la température sur la figure 74 par les droites 1, 3 et 5. Comme au chapitre 6, nous construirons d'abord les courbes représentant la variation de résistance en fonction de la température pour l'association  $TH-RO$  en série. Pour  $TH_1$  (- 1%) nous aurons :

$$\begin{aligned} t = 25 \text{ °C} : TH_1 + RO &= 1000 + 500 = 1500 \\ 50 \text{ °C} : &770 + 500 = 1270 \\ 100 \text{ °C} : &510 + 500 = 1010, \text{ etc.} \end{aligned}$$

Nous obtenons ainsi la courbe  $A$ . Nous obtiendrons ensuite de la même manière les courbes  $B$  et  $C$  relatives aux ensembles  $TH_2$  (- 3%) +  $RO$  et  $TH_3$  (- 5%) +  $RO$ .

Dans le chapitre 6, nous avons remarqué sur la figure 31, pour simplifier la construction, qu'à une température donnée :

$$\log (TH + RO) - \log TH = \log RO - \log X$$

Nous mesurerons donc sur la droite verticale 25 °C le nombre de millimètres qui séparent la courbe  $A$  de la droite 1, et nous retrancherons la même longueur de l'ordonnée de  $RO$  (500 ohms) pour obtenir la valeur à 25 °C de la résistance de  $TH_1$  (- 1%) shuntée par 500 ohms (figure 74) :

$$\begin{aligned} t = 25 \text{ °C} : (A) - (1) &= 12 \text{ mm} \\ &(500) - 12 \text{ mm} = (340) \\ t = 50 \text{ °C} : (A) - (1) &= 16 \text{ mm} \\ &(500) - 16 \text{ mm} = (310) \\ t = 100 \text{ °C} (A) - (1) &= 21,5 \text{ mm} \\ &(500) - 21,5 \text{ mm} = (250), \text{ etc.} \end{aligned}$$

Nous obtenons ainsi la courbe  $D$ . Nous obtiendrons ensuite de la même manière les courbes  $E$  et  $F$  relatives aux ensembles  $TH_2$  (- 3%) shuntée par 500 ohms et  $TH_3$  (- 5%) shuntée par 500 ohms en mesurant pour chaque température le nombre de mm séparant la courbe  $B$  de la droite 3, ou la courbe  $C$  de la droite 5.

Si nous transposons les courbes  $D$ ,  $E$  et  $F$  sur un graphique en échelles normales, nous obtenons celles de la figure 75. Nous voyons immédiatement que la courbe  $D$  reste entre 0 et 75 °C d'un seul côté de sa tangente, quel que soit le point de tangence choisi. Au contraire, pour  $E$  et  $F$ , on peut choisir un point de tangence tel que la courbe soit tout entière d'un côté de la tangente pour les températures plus basses, et tout entière de l'autre côté pour les températures plus hautes. Les ma-



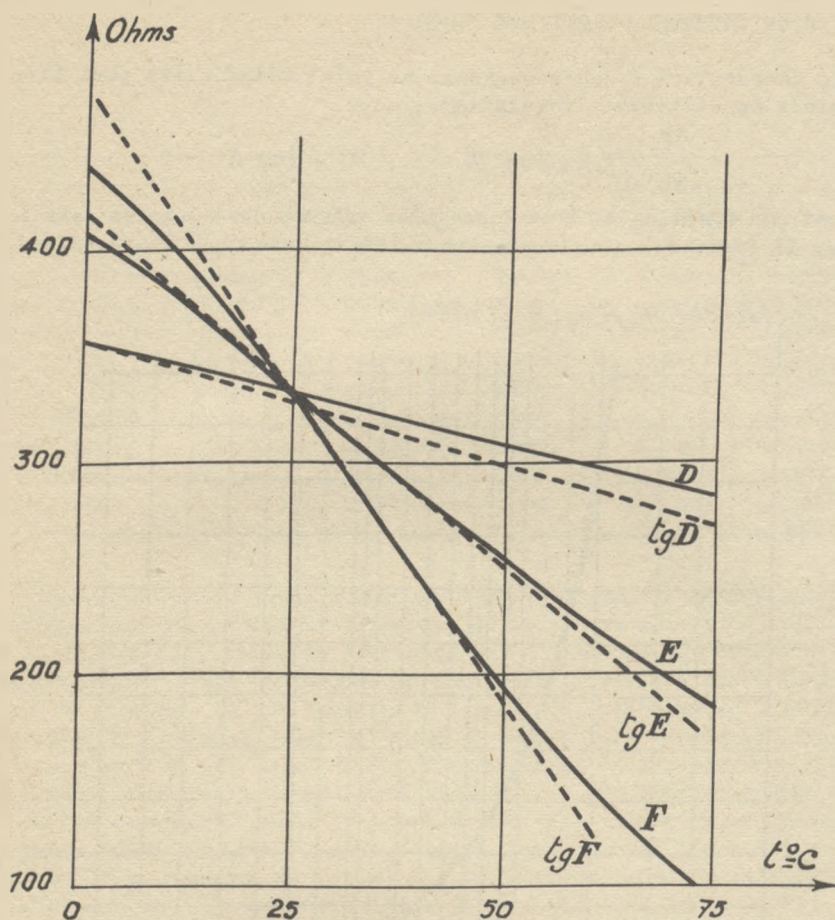


Figure 75.

thématiques nous enseignent qu'au voisinage d'un tel point, appelé "point d'inflexion", une courbe peut être pratiquement confondue avec sa tangente : nous avons donc réalisé au voisinage de ce point un système dont la résistance est une fonction linéaire de la température. De plus, c'est en ce point que la variation de résistance en fonction de la température est la plus rapide.

Il est important de pouvoir connaître pour un tel système la température  $t_m$  correspondant au point d'inflexion de la courbe, température autour de laquelle le système sera linéaire, ainsi que son coefficient de température négatif constant  $\beta$  au voisinage de ce point, et l'erreur que l'on commet en considérant que la loi linéaire est encore valable à une température  $t_m + \Delta t$ .

## CALCUL D'UN SYSTEME LINEAIRE :

La température  $t$  correspondant au point d'inflexion peut être déterminée en utilisant la relation :

$$\frac{TH}{RO} = M \text{ ou } \log TH - \log RO = \log M$$

où  $M$  est une fonction de  $B$  et  $t$  dont les valeurs sont données dans le tableau II (voir les développements mathématiques dans l'appendice).

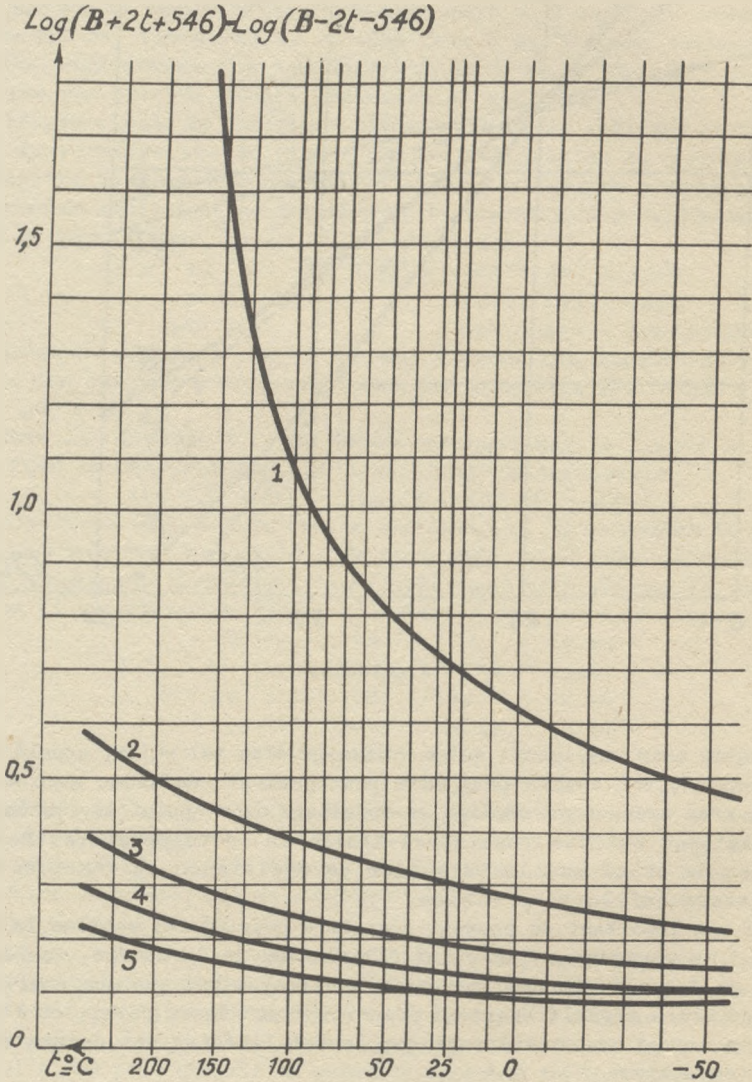


Figure 76.

TABLEAU II

Valeurs de  $\log M$ 

$t$ °C	$B = 888$ ( $\alpha_{25} = -1\%$ )	$B = 1776$ ( $\alpha_{25} = -2\%$ )	$B = 2664$ ( $\alpha_{25} = -3\%$ )	$B = 3552$ ( $\alpha_{25} = -4\%$ )	$B = 4440$ ( $\alpha_{25} = -5\%$ )
- 50	0,480	0,223	0,147	0,110	0,0875
- 20	0,562	0,255	0,167	0,125	0,0994
0	0,623	0,276	0,181	0,135	0,107
+ 25	0,706	0,303	0,198	0,147	0,117
+ 50	0,802	0,331	0,215	0,160	0,127
+ 70	0,892	0,354	0,229	0,170	0,135
+ 100	1,061	0,389	0,250	0,185	0,147
+ 150	1,616	0,450	0,286	0,211	0,168
+ 200		0,516	0,322	0,237	0,188

Nous résoudrons cette relation graphiquement en superposant au graphique semi-logarithmique classique de la figure 28 (qu'on retrouve sur la figure 74), celui de la figure 76, les axes des ordonnées des deux graphiques étant confondus. On fera glisser verticalement le graphique de la figure 76 sur celui de la figure 28 jusqu'à amener l'origine du premier à coïncider avec la valeur du shunt dans le second. Ainsi, pour un shunt de 500 ohms, l'axe des abscisses de la figure 76 sera superposé à l'horizontale 500 ohms de la figure 28. L'intersection des courbes des deux graphiques correspondant à la même valeur de la constante  $B$  a pour abscisse la température  $t_m$ . Ainsi, pour  $B = 888$  (soit  $\alpha = -1\%$  à 25 °C), l'intersection de la courbe 1 de la figure 76 et de la droite 1 de la figure 28 se trouve sensiblement sur la verticale - 20 °C. On trouve de même pour  $B = 2664$  ( $\alpha = -3\%$  à 25 °C)  $t_m = +32$  °C et pour  $B = 4440$  ( $\alpha = -5\%$  à 25 °C)  $t_m = +33$  °C en considérant respectivement les intersections des courbes 3 et 5 (figure 76) avec les droites de même notation (figure 28).

On comprend maintenant pourquoi sur la figure 75 nous n'avons pas trouvé de point d'inflexion relatif à la thermistance de coefficient  $-1\%$  shuntée par 500 ohms (courbe D) : ce point, ayant pour abscisse - 20 °C se trouve en dehors de la figure. Si l'on veut réaliser avec une thermistance donnée un système linéaire, la résistance du shunt n'est donc pas indifférente. A titre d'exercice, le lecteur pourra vérifier qu'une thermistance de 1000 ohms et  $-2\%$  à 25 °C shuntée par une résistance de 8 ohms ne donnerait un système linéaire que vers 350 °C, c'est-à-dire en dehors de la zone d'utilisation de l'élément.

Rappelons que le graphique semi-logarithmique de la figure 28 a été tracé pour une thermistance de 1000 ohms à 25 °C mais reste valable,



après une simple translation verticale, pour un élément de résistance  $R$  à 25 °C : il suffit d'amener sur cette valeur le point commun du faisceau de droites. Nous avons signalé dans le chapitre 6 que l'utilisateur habituel de thermistances aurait intérêt à utiliser la superposition de deux graphiques transparents  $P$  et  $Q$ . Nous lui conseillons de reproduire la figure 76 sur un troisième graphique  $S$  placé sur les deux précédents. La réalisation d'un système linéaire à la température  $t_m$  utilisant par exemple une thermistance de 437 ohms et - 3% à 25 °C se ramènera alors pour lui aux opérations suivantes :

1°) amener à coïncidence l'unique droite verticale du graphique  $Q$  et les droites verticales correspondant à la température de référence choisie pour les caractéristiques de la thermistance (25 °C) sur les graphiques  $P$  et  $S$ .

2°) En conservant la coïncidence réalisée au 1°), faire glisser verticalement  $S$  sur  $Q$  jusqu'à ce que la droite 3 de  $Q$  coupe la courbe 3 de  $S$  sur la verticale correspondant à la température  $t$ .

3°) En conservant toujours la coïncidence réalisée au 1°), et sans modifier les positions relatives de  $S$  et de  $Q$ , faire glisser verticalement  $P$  jusqu'à ce que sa droite horizontale 437 ohms se trouve confondue avec l'unique droite horizontale de  $Q$ .

4°) Lire alors la valeur désignée sur l'échelle de  $P$  par l'horizontale zéro de  $S$  : c'est celle du shunt à utiliser.

La valeur du coefficient de température négatif  $\beta$  du système linéaire envisagé ne dépend que de la température  $t_m$  et de la constante  $B$  de la thermistance. Elle est donnée par le tableau III. Ce coefficient est constant pour les températures voisines de  $t_m$ . Il pourra être commode

TABLEAU III

Valeurs de  $\beta$  %/°C :

$t_m$ °C	$B = 888$ ( $\alpha_{25} = -1\%$ )	$B = 1776$ ( $\alpha_{25} = -2\%$ )	$B = 2664$ ( $\alpha_{25} = -3\%$ )	$B = 3552$ ( $\alpha_{25} = -4\%$ )	$B = 4440$ ( $\alpha_{25} = -5\%$ )
- 50	- 0,44	- 1,34	- 2,23	- 3,12	- 4,02
- 10	- 0,30	- 0,99	- 1,68	- 2,37	- 3,06
0	- 0,23	- 0,82	- 1,42	- 2,01	- 2,61
+ 10	- 0,20	- 0,75	- 1,31	- 1,86	- 2,42
+ 20	- 0,17	- 0,69	- 1,21	- 1,72	- 2,24
+ 25	- 0,16	- 0,66	- 1,16	- 1,66	- 2,16
+ 50	- 0,12	- 0,54	- 0,97	- 1,39	- 1,81
+ 75	- 0,086	- 0,46	- 0,84	- 1,21	- 1,59
+ 100	- 0,051	- 0,37	- 0,69	- 1,01	- 1,32
+ 150	- 0,012	- 0,26	- 0,51	- 0,75	- 1,00
+ 200		- 0,18	- 0,38	- 0,58	- 0,78

de construire des graphiques donnant  $\beta$  fonction de  $B$  à  $t$  fixé ou  $\beta$  fonction de  $t$  pour  $B$  donné. La résistance du système pour la  $m^{\text{e}}$  température  $t_m$  est donnée par l'expression

$$RO \times \frac{B + 2t_m + 546}{2B}$$

Pour une température  $t_m + \Delta t$ , la résistance exacte est :

$$\frac{TH \times RO}{TH + RO}$$

et la résistance approchée, calculée en supposant le système rigoureusement linéaire

$$RO (1 + \beta \Delta t) \frac{B + 2t_m + 546}{2B}$$

La comparaison de ces deux valeurs permet de calculer l'erreur faite à la température  $t_m + \Delta t$ .

#### FONCTIONS QUELCONQUES DE LA TEMPERATURE :

L'association en série ou en parallèle de thermistances ayant des constantes  $B$  différentes, ainsi que leur association avec des résistances ordinaires, permet de réaliser des systèmes dont la résistance varie en fonction de la température suivant des fonctions compliquées. On est ainsi arrivé à compenser par exemple l'influence de la température sur la résistance d'une solution électrolytique. Le calcul de ces systèmes est en général ardu et n'offre pas un intérêt suffisant pour être traité ici.

Nous avons d'autre part vu dans le chapitre 13 une utilisation des thermistances avec un quotientmètre (ou logomètre) comme appareil de mesure. Il faut savoir que l'équipage mobile de cet appareil peut être constitué par une lame de fer (aimanté pour l'utilisation en courant continu, doux pour l'utilisation en courant alternatif). La déviation de l'appareil est alors influencée par la forme de cette lame et l'on peut obtenir une déviation non proportionnelle au courant.

#### MONTAGES DE ZERO :

Le montage de thermistances en pont de Wheatstone (figure 77) est généralement utilisé comme montage de zéro, c'est-à-dire au voisinage immédiat d'une température donnée. Dans un tel pont symétrique comprenant deux thermistances identiques, le millivoltmètre branché en  $bc$  doit avoir une résistance très supérieure à  $RO$  si l'on veut bénéficier de la plus grande sensibilité possible. Il n'est soumis à aucune tension pour la température de réglage, mais son aiguille dévie dès que l'on s'en

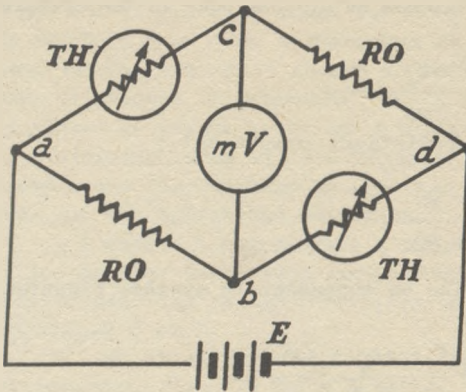


Figure 77.

écarte un peu. Le tableau IV donne les caractéristiques d'un tel pont pour des thermistances de fabrication américaine et une température de réglage de 50 °C. On peut évidemment remplacer l'appareil de contrôle par un relais, électromagnétique ou électronique.

REGULATION SIMPLIFIEE DE TEMPERATURE :

A titre d'application des calculs de systèmes linéaires, nous exposerons rapidement ce-

lui du schéma de la figure 78.  $RO_1$  est une résistance bobinée à forte dissipation,  $TH_1$  et  $TH_2$  des thermistances à forte dissipation (couronnes ou cylindres),  $RO_2$  un enroulement chauffant, par exemple en nickel-chrome.  $RO_2$  et  $TH_2$  sont placés dans une enceinte calorifugée. Si les caractéristiques des différents éléments de ce schéma sont convenablement choisies, la température  $t_2$  de l'enceinte calorifugée doit rester stable.

Désignons par  $r$  la résistance de  $RO_2$  et  $TH_2$  en parallèle (dans l'enceinte à  $t_2$ ), par  $R$  la résistance de  $TH_1$  et  $r$  en parallèle ( $TH_1$  étant à la température ambiante  $t_1$ ), et par  $v$  la différence de potentiel existant entre les bornes de  $R$ . Si  $C$  mW/°C est le coefficient de dissipation thermique de l'enceinte calorifugée, l'énergie dissipée dans  $r$  doit être égale à celle évacuée vers l'extérieur :

$$W_r = \frac{v^2}{r} = C (t_2 - t_1)$$

Si - l'enceinte étant à la température  $t_2$  - la température ambiante augmente à  $t_1 + \Delta t$ , le terme

$$C (t_2 - t_1)$$

diminue de la valeur  $C \Delta t$  et si  $W_r$  restait inchangé il serait à craindre que la température  $t_2$  n'augmente, mais la valeur de la thermistance  $TH_1$  se trouve diminuée (de  $TH_1 \times \alpha \times \Delta t$ ), ainsi que par conséquent la valeur de  $R$ ; l'intensité débitée par la source augmente légèrement ainsi que la chute de potentiel dans  $RO_1$ , le potentiel  $v$  diminue donc alors que  $r$  est inchangé :  $W_r$  diminue aussi et il y a autorégulation.

Si - la température ambiante étant à la température  $t_1$  - l'équilibre est perturbé par un apport d'énergie calorifique dans l'enceinte, la température de cette dernière croît jusqu'à  $t_2 + \Delta t$ , la valeur  $TH_2$  diminue, ainsi que par conséquent celles de  $r$  et  $R$ . Comme précédemment, l'intensité débitée par la source augmente légèrement ainsi que la chute de potentiel dans  $RO_1$ , et le potentiel  $v$  diminue, mais la valeur de  $r$



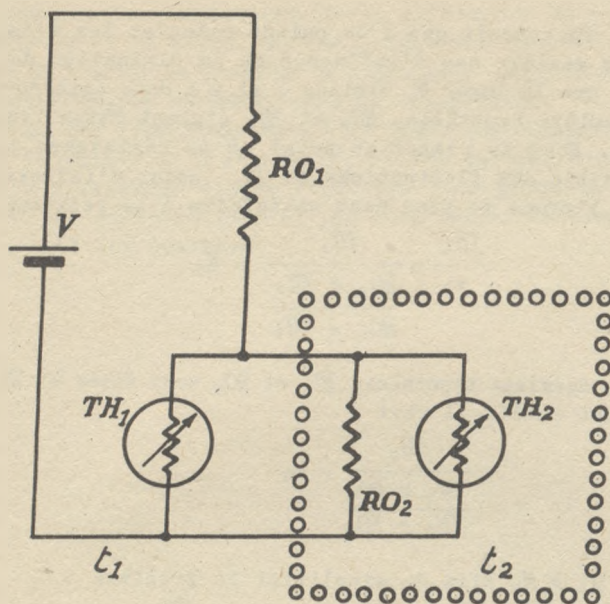


Figure 78.

TABLEAU IV

Caractéristiques du montage de la figure 77 :

Code	$TH_{25}$ ohms	$TH_{50}$ et $\alpha_{50}$ $RO$ ohms $\%/^{\circ}C$	$W_{max}$ thermist.	$E$ v.	bc mv. pour $\Delta t = 1^{\circ}C$	Sensibi- lité $\frac{bc}{E}$ pour $\Delta t = 1^{\circ}C$
4 A	100	36 - 3,74	0,1	3,8	22	$5,8 \times 10^{-3}$
7 A	1000	360 - 3,74	0,05	8,48	50	$5,9 \times 10^{-3}$
10 A	100 000	36 000 - 3,74	0,006	29,4	167	$5,7 \times 10^{-3}$
12 A	10 000	4020 - 3,31	0,006	9,8	50	$5,1 \times 10^{-3}$
14 A	2000	800 - 3,33	0,001	1,8	8,9	$4,95 \times 10^{-3}$
14 B	2000	800 - 3,33	0,005	4,0	22	$5,5 \times 10^{-3}$

N.B. - Les éléments 4A et 7A étaient soudés sur métal, les trois suivants placés dans l'air, et le 14 B (dernière ligne) placé en milieu liquide.  
Producteur : Western Electric (voir chap. 12).

a diminué aussi. On conçoit que l'on puisse calculer les éléments du circuit de telle manière que l'influence de la diminution de  $\nu$  soit prépondérante et que le terme  $W_r$  diminue : il y a donc autorégulation.

Dans la première hypothèse,  $RO_2$  et  $TH_2$  étaient fixes (valeur  $r$ ) et  $TH_1$  variable. Pour se placer au point où la résistance totale  $R$  est la plus sensible aux fluctuations de  $TH_1$  (point d'inflexion), il faut comme nous l'avons vu plus haut satisfaire à la relation

$$\frac{TH_1}{r} = \frac{TH_1}{\frac{RO_2 \times TH_2}{RO_2 + TH_2}} = M_1$$

De même, dans la deuxième hypothèse,  $TH_1$  et  $RO_2$  sont fixes et  $TH_2$  variable. Pour le même motif, il faut

$$\frac{TH_2}{\frac{TH_1 \times RO_2}{TH_1 + RO_2}} = M_2$$

Nous poserons  $M_1 = M_2$  afin de simplifier le problème :

$$\frac{TH_1}{\frac{RO_2 \times TH_2}{RO_2 + TH_2}} = \frac{TH_2}{\frac{TH_1 \times RO_2}{TH_1 + RO_2}} = M$$

d'où  $TH_1 = TH_2 = TH$  et  $RO_2 = \frac{TH}{M - 1}$

$$r = \frac{TH}{M} \quad R = \frac{TH}{M + 1}$$

Si nous possédons par exemple une thermistance de coefficient  $-5\%/^{\circ}\text{C}$  à  $25^{\circ}\text{C}$  ( $B = 4440$ ) et que nous voulions l'utiliser pour  $TH_2$  avec  $t_2 = 70^{\circ}\text{C}$ , le tableau II nous donne la valeur  $\log M = 0,135$  soit  $M = 1,365$

$$\text{d'où } RO_2 = \frac{TH}{0,365} \quad r = \frac{TH}{1,365} \quad R = \frac{TH}{2,365}$$

Si la température ambiante  $T_1 = 0^{\circ}\text{C}$ , le même tableau nous indique que  $TH_1$  devra avoir un coefficient de  $-4\%$  à  $25^{\circ}\text{C}$  ( $B = 3552$ ) pour la même valeur de  $\log M$ . Ainsi si  $TH_2$  fait 10 000 ohms à  $25^{\circ}\text{C}$ , sa valeur sera de 1050 ohms à  $70^{\circ}\text{C}$ .  $TH_1$  fera donc 1050 ohms à  $0^{\circ}\text{C}$  et 300 ohms à  $25^{\circ}\text{C}$ .

Le tableau III nous donne les valeurs des coefficients de température de  $R$  lorsque

- $t_1$  étant fixe,  $t_2$  varie légèrement  
 $B_2 = 4440$   $t_m = 70^{\circ}\text{C}$   $\beta = -1,63 \%/^{\circ}\text{C}$
- $t_2$  étant fixe,  $t_1$  varie légèrement  
 $B_1 = 3552$   $t_m = 0^{\circ}\text{C}$   $\beta_1 = -2,01 \%/^{\circ}\text{C}$

On en déduira les variations de la différence de potentiel  $v$  et de l'énergie  $Wr$  et on vérifiera les conditions de stabilité. Le lecteur désireux de traiter le problème de façon plus complète pourra se reporter aux développements mathématiques de l'appendice.

Notons que l'enceinte doit être très bien calorifugée de manière à réduire la valeur de  $C$  et que  $TH_1$  et  $TH_2$  doivent être des éléments à puissance dissipable élevée (tels que ceux produits par "le Carbone Lorrain" par exemple) pour ne pas être échauffés trop par le courant important qui les traverse.



## PRODUCTION DE COURANT CONTINU A PARTIR DE COURANT ALTERNATIF

Pratiquement tous les réseaux de distribution d'énergie électrique fournissent du courant alternatif sinusoïdal. Or nombre d'utilisations requièrent un courant continu ou, à défaut, un courant unidirectionnel pouvant présenter de légères variations périodiques. Le redresseur sec, lorsqu'il est convenablement utilisé, c'est-à-dire lorsque la tension inverse supportée par chaque plaque n'excède pas la valeur fixée par le constructeur et lorsque les dimensions des plaques sont proportionnées à l'intensité qui les traverse, fournit une solution robuste et sûre à ce problème. Nous examinerons les différents montages d'utilisation d'abord dans le cas où la charge est une résistance pure, puis dans le cas où elle comporte self ou capacité, et enfin dans le cas d'une charge présentant une force contre-électromotrice (batterie d'accumulateurs, moteur, etc.)

### UTILISATION SUR RESISTANCE PURE :

Trois montages principaux sont utilisés, parmi lesquels notre choix sera guidé par des considérations de prix de revient (nombre d'éléments redresseurs nécessaires) et de qualité du courant obtenu (importance plus ou moins grande des fluctuations périodiques de la tension instantanée). La figure 79 représente à sa partie supérieure les montages d'utilisation, au centre la forme du courant obtenu (en pointillé le courant d'entrée), et à sa partie inférieure le schéma des connexions de l'élément redresseur. Nous avons en *a* le montage "valve", en *b* le montage "pont" et en *c* le montage "bivalve" appelé aussi "push-pull" (va-et-vient).

Le cas particulièrement simple du montage valve nous permet de saisir le mécanisme de la rectification : pour nous placer dans les conditions qui sont celles de la grande majorité des réseaux de distribution d'énergie électrique de l'Electricité de France, nous dirons que la tension est nulle à un certain instant  $0$ , passe par un maximum

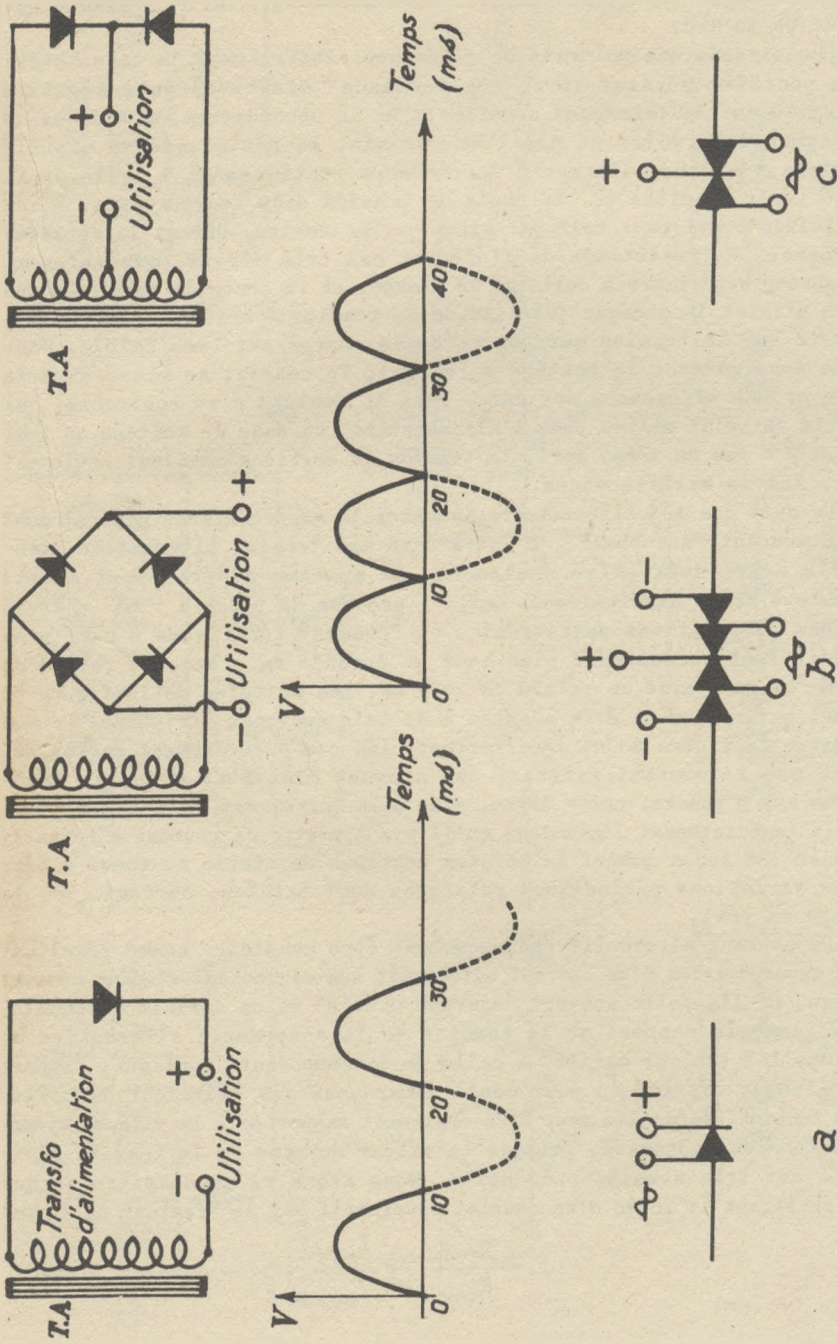


Figure 79.

après 5 millisecondes, s'annule de nouveau après 10 millisecondes et s'inverse, est minima après 15 millisecondes, s'annule encore après 20 millisecondes (fréquence industrielle normalisée de 50 périodes par seconde ou 50 Hz).

Choisissons une polarité de référence arbitraire : la tension est alors positive pendant 10 ms ("alternance" positive) puis négative pendant 10 ms ("alternance" négative). Si le sens direct du redresseur correspond à la polarité positive choisie, la résistance du circuit durant la première alternance se ramènera pratiquement à celle de la charge (voir chapitre 9), la chute de tension dans le redresseur étant très faible (environ 1 volt par plaque). Par contre, durant la deuxième alternance, la résistance de l'élément est très élevée, généralement de beaucoup supérieure à celle de la charge, et la chute de tension à ses bornes atteint la presque totalité de la tension fournie par la source, de sorte que la tension aux bornes de la charge est très faible. Nous voyons donc qu'avec le montage *a* (valve), le courant ne passe dans la charge qu'une alternance sur deux. Dans le montage *c* au contraire, qui comporte un point milieu pour l'alimentation, ou dans le montage en pont *b*, il n'y a pas de temps mort, la tension de sortie s'annulant seulement toutes les 10 millisecondes.

On sait que les alternateurs industriels ne produisent généralement pas un courant "monophasé", c'est-à-dire une tension alternative sinusoïdale entre deux pôles seulement. Le système généralement adopté consiste à créer simultanément entre 3 groupes de pôles 1 - 2 - 3 trois tensions alternatives sinusoïdales ou "phases" identiques à ceci près que l'instant 0 considéré plus haut se produit en 2 avec un retard de  $20/3$  ms et en 3 avec un retard de  $40/3$  ms. Les montages de la figure 79 peuvent naturellement être adaptés à de tels courants "triphases" comme le montre la figure 80 où l'on retrouve les cas précédemment envisagés. Notons que le courant triphasé est souvent distribué avec une ligne commune aux 3 phases, cette ligne, mise à la terre, est appelée "neutre". On voit immédiatement l'avantage qu'il y a à partir de courant alternatif triphasé : à aucun moment la tension continue de sortie ne tombe à zéro et ses variations périodiques relatives sont faibles, surtout avec le montage en pont.

Un courant alternatif redressé peut être considéré comme résultant de la superposition d'un courant alternatif non-sinusoïdal et d'un courant continu. On l'appelle souvent "courant ondulé" et on définit "l'ondulation" comme le rapport de la tension de la composante alternative ou "résiduelle" (valeur maxima) à celle de la composante continue, rapport généralement exprimé en pour cent. Remarquons que la valeur de crête de la tension résiduelle peut être également rapportée à la valeur moyenne de la tension redressée, puisque la valeur moyenne de la tension résiduelle est très sensiblement nulle. Nous avons vu au chapitre 11 que l'on chiffrait la forme d'un courant alternatif par le "facteur de forme"

$$F = \frac{V_{eff}}{V_{moy}} = \frac{I_{eff}}{I_{moy}}$$



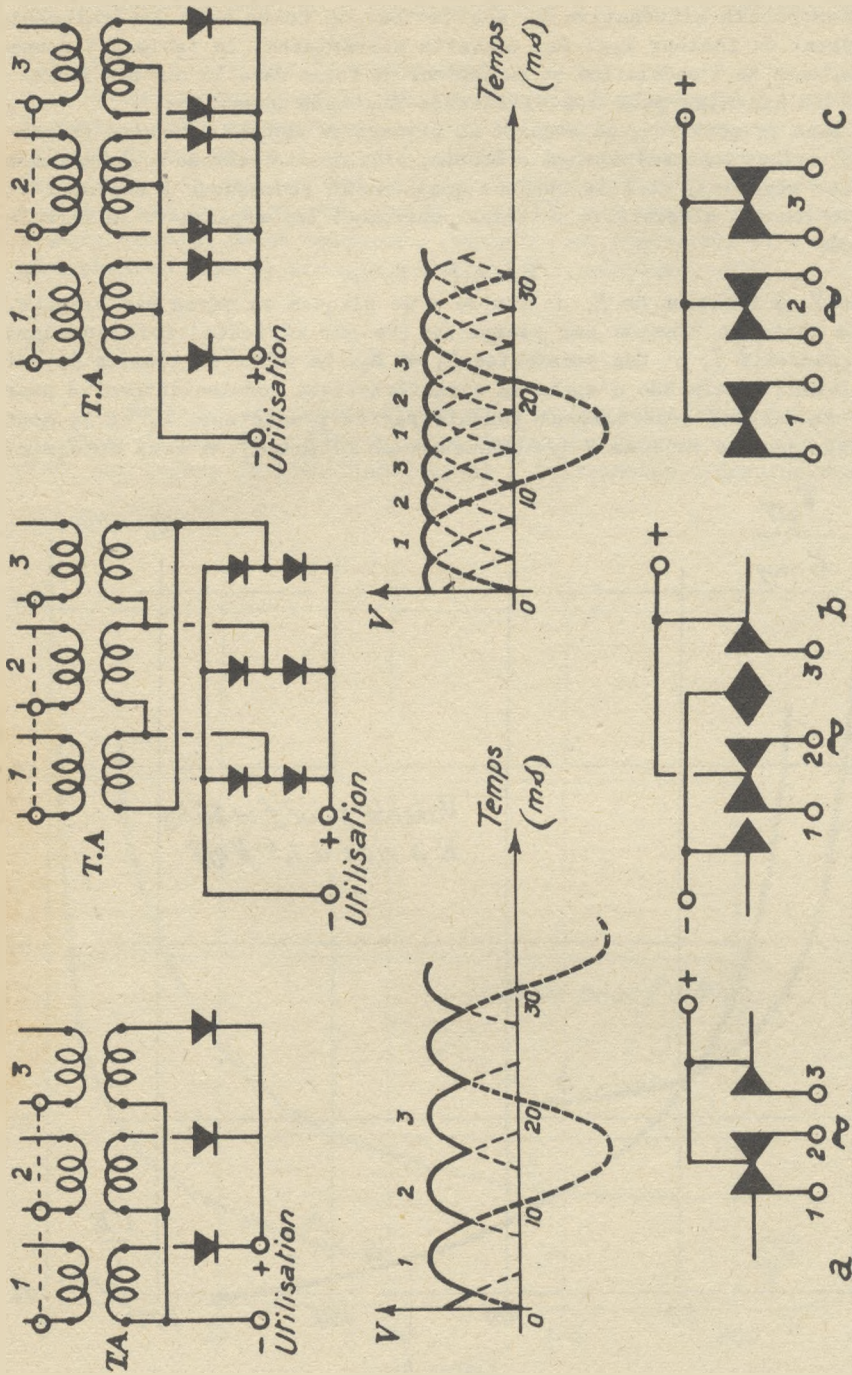


Figure 80.

Il en sera évidemment de même pour le courant ondulé puisqu'il contient une composante alternative et son facteur de forme sera généralement différent du facteur 1,11 des courants sinusoïdaux. Le tableau V donne les valeurs de l'ondulation et du facteur de forme dans le cas des redresseurs au sélénium pour les différents montages possibles.

Dans la pratique, on connaît la plupart du temps la tension redressée  $E$  (valeur moyenne) dont on a besoin, l'intensité redressée  $I$  consommée (valeur moyenne), et l'on cherche quel est le redresseur à employer et quelle tension alternative  $V$  (valeur efficace) lui appliquer. La formule commode

$$V = k_1 E + k_2 n \Delta v$$

donne  $V$  en fonction de  $E$ , du nombre  $n$  de plaques en série par branche, de la chute de tension par plaque  $\Delta v$  (valeur efficace) correspondant à l'intensité  $I$ , et des constantes  $k_1$  et  $k_2$ . La chute de tension  $\Delta v$  est facilement déterminée d'après la caractéristique tension-intensité pour le sens direct, généralement fournie par le producteur.  $k_1$  et  $k_2$  sont fournis par le tableau V (redresseurs au sélénium).  $n$  sera déterminé

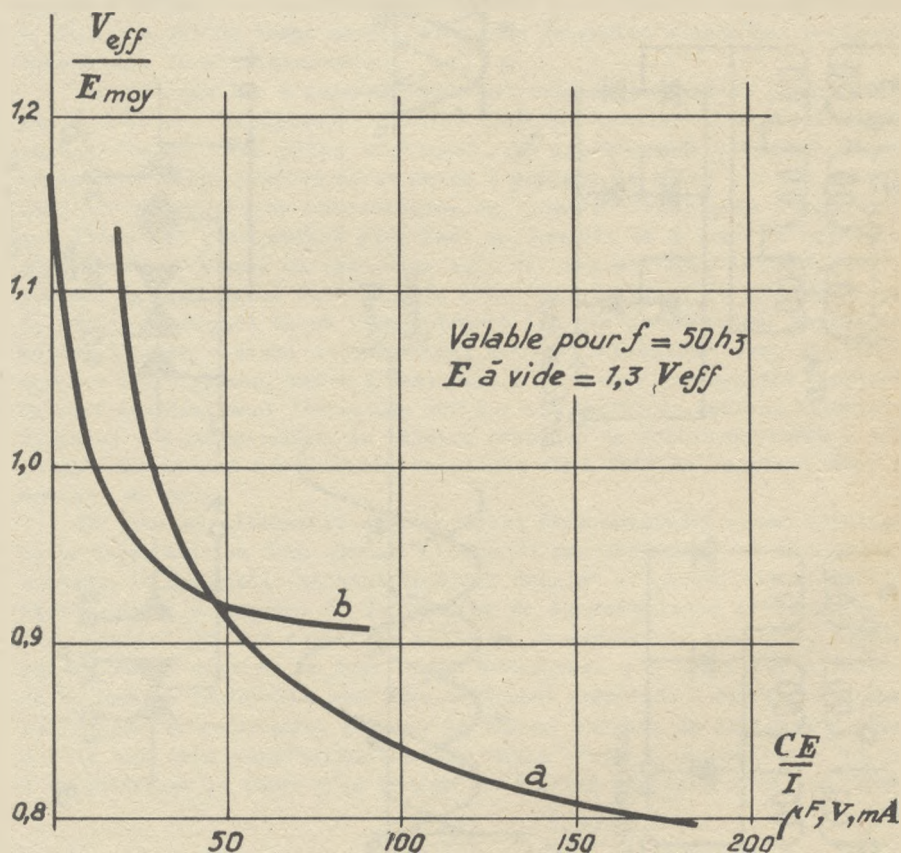


Figure 81.



par tâtonnements pour que  $\frac{V}{k_2 n}$  reste inférieur à la tension efficace maxima

par plaque fixée par le producteur.

Indiquons pour terminer que les montages redresseurs, à l'exception du montage valve en monophasé, peuvent tous être utilisés comme multipliateurs de fréquence à un ou plusieurs étages séparés par des transformateurs. Il est bon dans ce dernier cas d'arrêter la composante continue par une capacité afin d'éviter la saturation des noyaux des transformateurs. Cette composante continue peut d'ailleurs être employée simultanément dans un circuit d'utilisation quelconque.

UTILISATION AVEC UNE CAPACITE.-

Les montages les plus utilisés dans ce cas sont les montages valve (a) et pont (b). Soit  $E$  la tension redressée moyenne que l'on désire avoir aux bornes de l'utilisation, et  $I$  l'intensité redressée moyenne

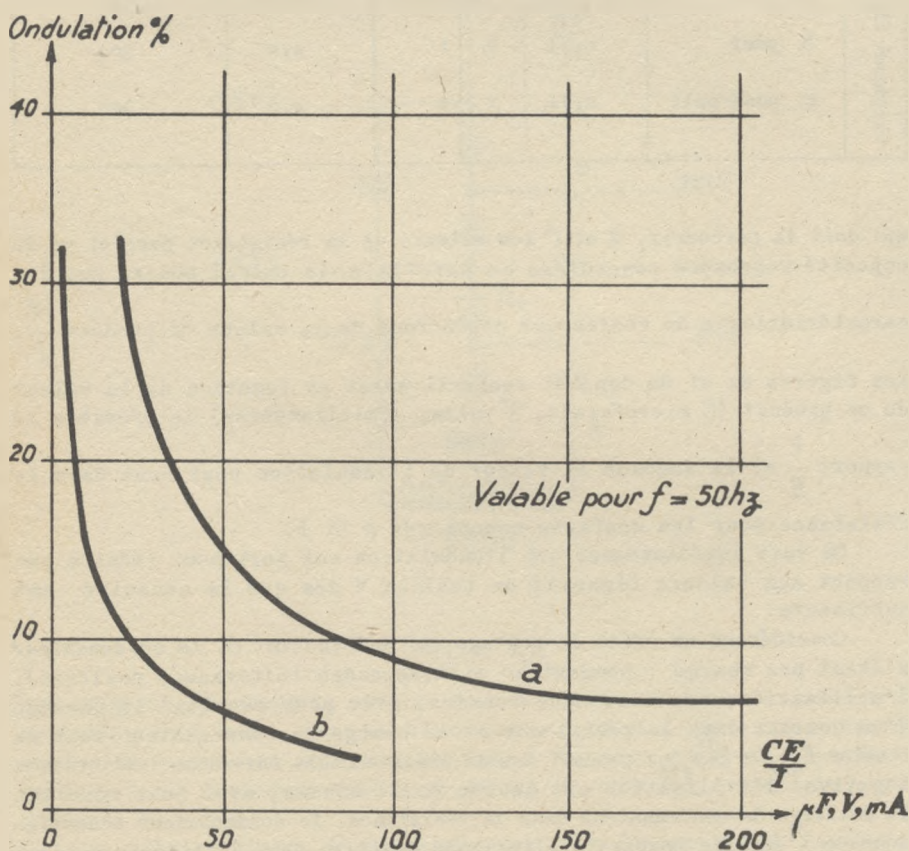


Figure 82.



TABLEAU V

Utilisation des redresseurs au sélénium sur secteur 50 Hz.

	Montage	$k_1$	$k_2$	$F$	Courant de sortie	
					ondulation %	fréquence Hz
monophasé fig.79	a. valve	2,3	1	1,57	121	50
	b. pont	1,15	2	1,11	48,3	100
	c. push-pull	1,15	1	1,11	48,3	100
triphase fig.80	a. valve	0,856	1	1,02	18,3	150
	b. pont	0,74	2	1	4,2	300
	c. push-pull	0,74	1	1	4,2	300

qui doit la parcourir,  $R$  et  $C$  les valeurs de la résistance pure et de la capacité supposées connectées en parallèle. Le calcul montre que les caractéristiques du redresseur dépendront de la valeur du produit  $\frac{CE}{I}$ .

Les figures 81 et 82 donnent respectivement en fonction de la valeur de ce produit ( $C$  microfarads,  $E$  volts,  $I$  milliampères) la première le

rapport  $\frac{V}{E}$  et la seconde la valeur de l'ondulation pour cent dans la

résistance pour les montages monophasés  $a$  et  $b$ .

On voit immédiatement que l'ondulation est fortement réduite par rapport aux valeurs figurant au tableau V dès que la capacité est suffisante.

Considérons en effet le montage ( $a$ ) à l'instant 0, le condensateur n'étant pas chargé : pendant 10 millisecondes (alternance positive), l'utilisation sera mise sous tension, avec pour résultat le passage d'un courant dans la résistance et la charge du condensateur sous la tension  $E_{\max} = E\sqrt{2}$  eff; pendant les 10 millisecondes suivantes (alternance négative) l'utilisation est isolée de la source, avec pour résultat la décharge du condensateur dans la résistance. Le condensateur accumule donc de l'énergie pendant l'alternance positive pour la libérer pendant l'alternance négative sous la tension efficace  $E\sqrt{2}$  (cas d'une décharge

lente dans une résistance d'utilisation très grande) ou  $E$  (cas d'une décharge rapide dans une résistance d'utilisation faible). Mais, la tension inverse supportée par l'élément redresseur pendant l'alternance négative est égale à la somme de la tension redressée  $E$  et de la tension de charge  $E$  de la capacité, soit au total  $2E$ . Il faudra donc prévoir un nombre de disques en série deux fois plus grand.

L'addition pendant une alternance de la tension de la source et de la tension de décharge d'un condensateur est utilisée dans les montages multiplicateurs de tension pour charger un deuxième condensateur, qui se déchargera durant l'alternance suivante. La figure 83 représente le montage multiplicateur dit de VILLARD qui permet d'obtenir des tensions redressées aussi élevées qu'on le désire. Remarquons que les

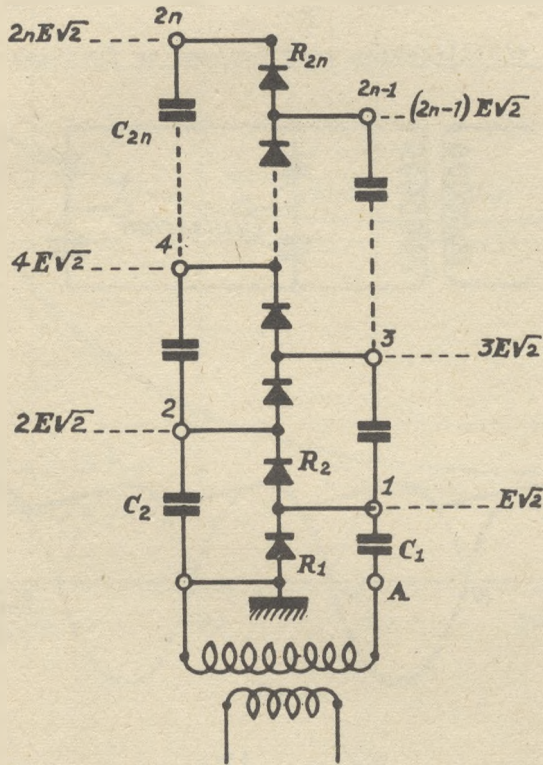


Figure 83.

condensateurs se chargent sous la tension maxima du courant alternatif, soit  $E\sqrt{2}$ ,  $2E\sqrt{2}$ ,  $3E\sqrt{2}$ , etc. Le dimensionnement des éléments redresseurs et des condensateurs est progressivement décroissant, puisqu'en fait, on doit tenir compte du rendement faible de tous les organes qui sont disposés en série.

Au premier étage, l'alternance qui rend  $A$  négatif par rapport à la terre, engendre un courant qui, passant par le redresseur  $R_1$ , charge

le condensateur  $C_1$  à la tension de pointe  $E\sqrt{2}$ . L'alternance inverse qui rend  $A$  positif en série avec cette tension  $E\sqrt{2}$  aux bornes de  $C_1$  charge par l'intermédiaire du redresseur  $R_2$  le condensateur  $C_2$  à tension  $2E\sqrt{2}$ , etc. La tension de tous les points impairs : 1, 3 ...  $2n-1$  sera la résultante d'une tension continue plus une tension alternative superposée. Les points pairs : 2, 4 ...  $2n$  auront une tension continue fixe. Au point  $2n$ , conjonction de la cellule  $R_{2n}$  et du condensateur  $C_{2n}$ , la tension atteindra la tension fixe à vide de  $2nE\sqrt{2}$ . En charge, le courant sera modulé à 50 Hz.

Dans la pratique, on utilisera surtout le montage doubleur de la figure 84 (au centre : forme du courant obtenu, au-dessous : schéma).

Comme précédemment, le rapport  $\frac{V}{E}$  ainsi que l'ondulation pour cent dans la résistance d'utilisation sont données en fonction du produit  $\frac{CE}{I}$

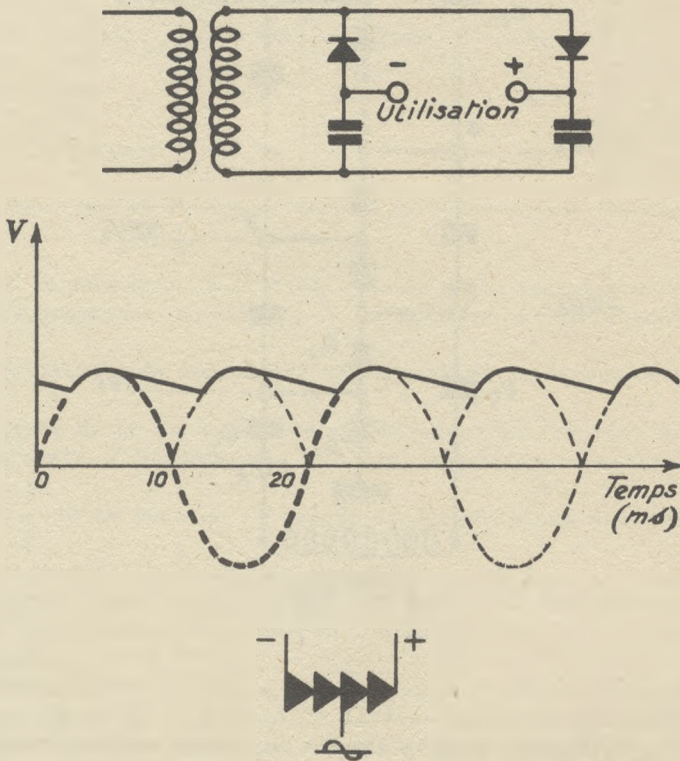


Figure 84.

( $C$  microfarads,  $E$  volts,  $I$  milliampères) (figure 85). Remarquons que, au rebours du schéma de VILLARD, le schéma de la figure 84 ne permet pas la mise à la terre simultanée du pôle - et d'une sortie du transformateur d'alimentation.



UTILISATION SUR BATTERIE OU MOTEUR :

Supposons que le montage en pont monophasé soit utilisé pour la charge d'une batterie d'accumulateurs. Soit  $E$  la tension redressée

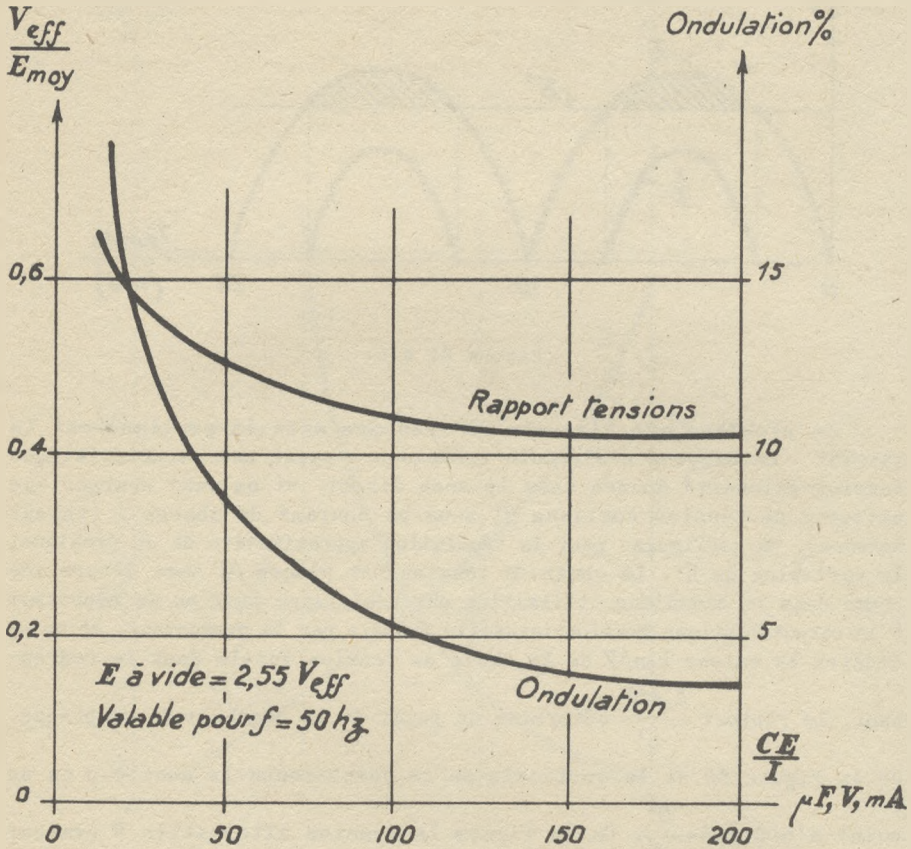


Figure 85.

(trait interrompu) et  $E'$  la force contre-électromotrice de la batterie (trait plein). Il est clair sur la figure 85bis que le courant  $I$  ne passera dans le circuit d'utilisation - c'est-à-dire la batterie - que lorsque la valeur instantanée de  $E$  sera supérieure à  $E'$ . La zone hachurée constitue donc la seule portion utile de la tension  $E$  et le courant  $I$  est pulsé comme il est indiqué sur la figure : son facteur de forme est élevé et peut atteindre 1,6. Comme  $E'$  augmente au fur et à mesure que la batterie se charge, le courant  $I$  diminue rapidement et peut même s'annuler si la valeur maxima de  $E$  a été choisie trop faible. Pour ralentir la diminution du courant de charge, on place en général

une résistance en série avec la batterie sur le circuit d'utilisation. On peut également utiliser certains dispositifs, que nous examinerons dans le chapitre 25, pour augmenter la tension  $E$  en fin de charge.

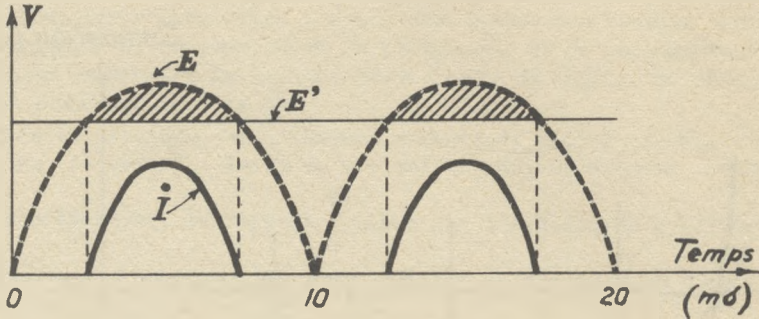


Figure 85 bis.

Le problème que l'on aura à résoudre dans la pratique est le suivant : on dispose d'éléments redresseurs ayant une caractéristique tension-intensité donnée dans le sens direct, et on veut charger une batterie de tension continue  $E'$  sous un courant de charge  $I$  (valeur moyenne). On négligera, pour la résolution approximative de ce problème, la variation de  $E'$ . La chute de tension par plaque  $\Delta V$  sera déterminée comme dans le cas d'une utilisation sur résistance pure en se reportant à la caractéristique tension-intensité fournie par le producteur, et on en déduira la valeur  $k_2 n \Delta V$  de la chute de tension totale dans le redresseur.

Le rapport  $\frac{k_2 n \Delta V}{E'}$  détermine un point de la courbe 1 du graphique de la figure 86 et la verticale de ce point coupe la courbe 2 en un point d'ordonnée  $\frac{E'}{V}$ . On en tirera la tension alternative  $V$  (valeur efficace) à appliquer au montage redresseur et on vérifiera que  $\frac{V}{k_2 n}$  reste inférieur à la tension efficace maxima par plaque fixée par le producteur. (Développements mathématiques dans l'appendice).

Cette méthode est valable pour les montages monophasés pont et push-pull (le montage valve n'est pas employé dans ce cas). Pour les montages triphasés, l'ondulation est tellement faible qu'on pourra confondre le courant redressé avec un courant continu.

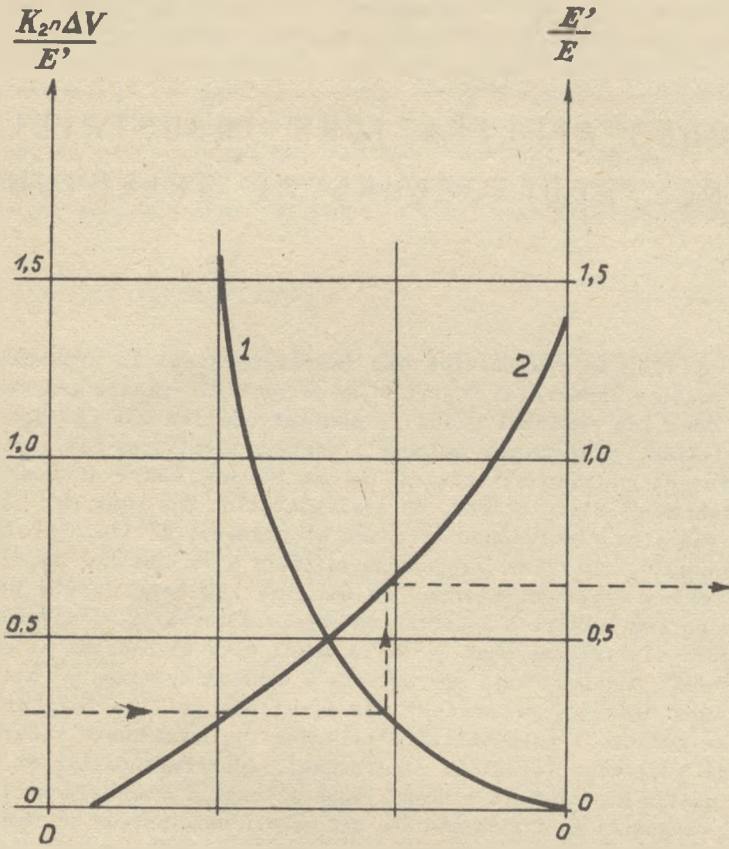


Figure 86.



QUELQUES APPLICATIONS INDUSTRIELLES  
DES REDRESSEURS AU SELENIUM

La principale application des redresseurs est la production de courant continu industriel à partir de courant alternatif des réseaux. On peut donc les employer quand le courant continu est indispensable pour l'utilisation envisagée puisque l'énergie électrique est distribuée sous forme de courant alternatif. C'est le cas, entre autres, de la précipitation électrostatique, de l'alimentation des centraux téléphoniques, des arcs électriques (soudure et cinéma), de l'électrolyse et l'électrochimie, etc. Même lorsque les circuits d'utilisation fonctionnent sur batteries d'accumulateurs, on utilise les redresseurs pour la recharge de ces batteries à partir du réseau alternatif. L'alimentation des moteurs électriques peut se faire aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu, mais les moteurs à courant continu, et notamment les moteurs "série", présentent des avantages qui les font préférer dans bien des cas : possibilité d'alimentation sous haute tension par deux fils seulement (traction électrique), démarrage facile et couple maximum quelle que soit la vitesse (tous moteurs à fonctionnement irrégulier), commodité de l'alimentation par autotransformateur et redresseur permettant le réglage continu de la vitesse et l'inversion de marche à distance. Enfin, même dans les moteurs alternatifs, l'emploi des redresseurs apporte certains avantages tels que le freinage des moteurs asynchrones, l'excitation et le compoundage des alternateurs. En radio-électricité les redresseurs assurent l'alimentation en haute tension continue des postes émetteurs et récepteurs, en télécommunications ils composent les circuits de modulation et démodulation, en métrologie enfin ils équipent nombre d'appareils de mesure magnétoélectriques.

La supériorité des redresseurs secs sur les redresseurs à vapeur de mercure ou les valves de T.S.F. s'explique par leur robustesse et leur durée illimitée. Pour les installations à grande puissance où seuls les deux premiers sont utilisés, il faut prévoir avec les redresseurs secs une chute de tension proportionnelle à la tension redressée (8% pour les redresseurs au sélénium marque "SELENOX" en ventilation naturelle) alors que la chute de tension de redresseurs à vapeur de mercure

est fixe et inférieure à 20 volts. Pour une installation unique, en ne considérant que le point de vue de cette chute de tension, le redresseur sec sera donc plus intéressant au-dessous de 200 volts alors que le contraire se produira au-dessus de 300 volts. Toutefois, même pour les tensions redressées élevées, les redresseurs secs sont souvent préférés en raison de la possibilité de fractionner la puissance redressée en plusieurs unités indépendantes sans augmentation de prix de revient, ce qui n'est pas le cas avec les redresseurs à vapeur de mercure (installations auxiliaires coûteuses). Vis à vis des groupes convertisseurs, les redresseurs secs se signalent par leur rendement plus élevé (surtout à charge partielle) ainsi que par leur fonctionnement silencieux ne créant pas de perturbations dans les installations réceptrices radioélectriques.

#### PRECIPITATION ELECTROSTATIQUE :

Les procédés de précipitation électrostatique consistent à communiquer une charge positive à de fines particules solides ou liquides de manière à les précipiter sur une électrode au potentiel du sol. Suivant une réalisation courante les gaz chargés de poussières solides passent dans un tube métallique vertical mis à la terre dans l'axe duquel est fixé un fil métallique porté à un potentiel positif de l'ordre de 50 000 volts. Fil et tube sont animés de vibrations périodiques destinées à détacher les poussières déposées qui sont recueillies à la base du tube. Indépendamment des problèmes de simple dépoussiérage, ce dispositif est utilisé dans l'industrie chimique (procédé Cottrel) notamment pour la concentration d'acide sulfurique. Suivant une autre réalisation, des pièces destinées à être peintes circulent horizontalement sur une chaîne au potentiel du sol et passent entre deux grilles portées à 100 000 volts, derrière lesquelles est pulvérisée la peinture. L'adhérence et la répartition de la peinture sont meilleures et l'on réalise une économie portant à la fois sur la matière première et sur la main d'oeuvre.

Les caractéristiques les plus courantes des ensembles redresseurs utilisés pour ces applications sont : tension 20 à 50 000 volts, intensité 50 à 250 mA. Suivant les cas, ils utilisent soit un transformateur haute tension suivi d'un montage de redresseurs en pont, soit un montage multiplicateur de tensions type VILLARD. De tels blocs redresseurs sont également utilisés pour l'alimentation des tubes à rayons cathodiques (Télévision) et dans les laboratoires de recherches atomiques pour l'alimentation des accélérateurs de particules. Dans ce dernier cas comme il s'agit alors de tensions très élevées, on emploie généralement soit un multiplicateur VILLARD, soit la combinaison d'un groupe redresseur 50 000 volts alimentant un générateur Van de Graff par exemple.

#### ALIMENTATIONS DIVERSES (centraux téléphoniques, arcs, électrolyse) :

Les redresseurs secs s'imposent dans l'alimentation des centraux téléphoniques en raison des conditions particulières de cette utilisation

comportant des variations très rapides d'intensité du vingtième de charge à la pleine charge. Ils sont alors les seuls à assurer un rendement satisfaisant. L'écart de rendement avec un groupe convertisseur est en effet de l'ordre de 5 % à pleine charge, 10 % au quart de charge et 20 % au dixième de charge. La régulation indispensable de la tension redressée à  $\pm 2$  % est obtenue en contrôlant la saturation d'une bobine de self induction en série avec l'alimentation alternative par le courant redressé (schéma dit "de compoundage" assurant la régulation simple en fonction des variations de charge) ou par l'utilisation d'un transformateur à secondaire variable, actionné par servo-moteur asservi à la tension d'utilisation. Les ensembles redresseurs ont pour caractéristiques : tension 48 volts et intensité 50 à 500 A.

Pour tous les problèmes d'alimentation d'arcs, le courant continu assure une grande stabilité. En soudure à l'arc, on fait jaillir un arc entre la pièce où l'on désire déposer du fer liquide et une tige d'acier doux, tenue à la main (figure 87). L'acier de la baguette fond dans l'arc, passe sur la tôle et s'y solidifie, formant la soudure,

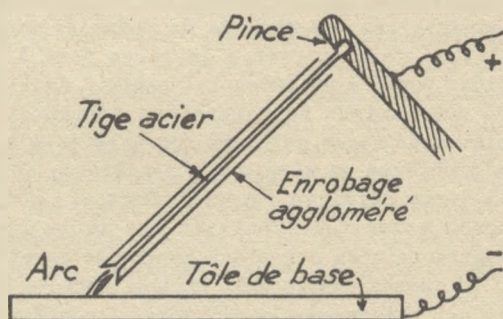


Figure 87.

recouvert par un laitier provenant de l'enrobage aggloméré de la baguette. Les qualités mécaniques d'une telle soudure fortement affectées par la stabilité de l'arc et la commodité de l'opération, sont généralement meilleures lorsque l'arc est alimenté en courant continu. Notons que les transformateurs triphasés d'alimentation sont construits spécialement pour permettre le court-circuit nécessaire à l'amorçage de l'arc. Pour les arcs de cinéma jaillissant entre électrodes de charbon métallisé, le problème est analogue, la stabilité étant ici nécessaire à un bon rendement lumineux. Les caractéristiques de ces blocs redresseurs sont les suivantes : tension 70 à 80 volts et intensité 300 à 500 A (soudure), tension 30 à 40 volts et intensité 70 à 100 A (cinéma).

Dans le cas des bains d'électrolyse, les tensions sont généralement très faibles et il faut se préoccuper de réduire le plus possible la chute de tension dans le redresseur. On adopte donc en général le montage



push-pull monophasé (petites puissances) ou le montage valve triphasé (fortes puissances) qui ne comprennent qu'un seul disque en série dans le circuit de redressement. Les tensions redressées maxima sont alors de 7 volts dans le premier cas et de 21 dans le deuxième. On groupe souvent les appareils par deux avec un même transformateur à deux secondaires : la connexion série ou parallèle des deux tensions redressées donne une plus grande souplesse d'utilisation. Les caractéristiques des blocs redresseurs utilisés sont les suivantes : tension généralement réglable par points entre 5 et 20 volts, intensité de l'ordre de 1000 A ou plus.

#### CHARGE DES BATTERIES D'ACCUMULATEURS :

Nous avons déjà vu dans le chapitre précédent comment choisir les redresseurs adéquats et quelle tension leur appliquer. Rappelons que la tension des batteries d'accumulateurs augmente régulièrement pendant la charge et que, dans le cas des batteries au plomb, un bouillonnement de l'électrolyte apparaît à 2,4 volts, avec risques de détérioration irrémédiable des plaques. Pour cette raison, lorsque cette tension est atteinte, un relais diminue généralement la tension au secondaire du transformateur d'alimentation par l'intermédiaire d'un commutateur. Ce dispositif permet d'avoir, pour chaque position du commutateur, une variation peu importante de l'intensité  $I$  en fonction de la variation de tension  $E'$  de la batterie et, par conséquent, une sensibilité réduite aux variations de tensions du secteur (figure 88).

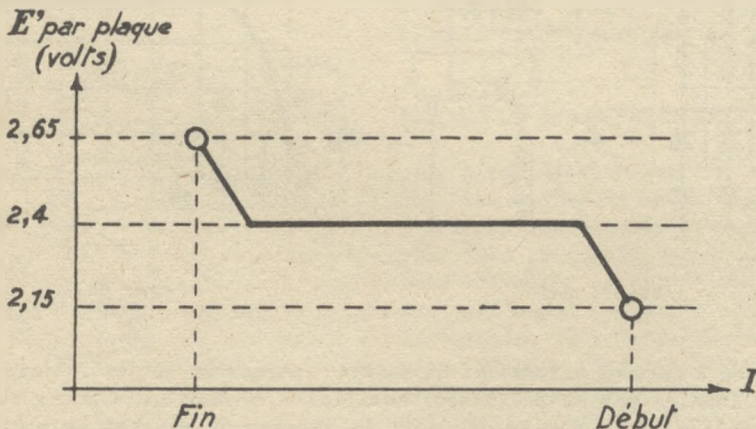


Figure 88.

On utilisera donc deux fois la méthode de calcul donnée au chapitre précédent : une fois pour une intensité élevée en début de charge corres-

pendant à une tension moyenne de la batterie de 2,3 volts et une autre fois pour une intensité réduite en fin de charge correspondant à une tension moyenne de la batterie de 2,5 volts, avec commutation de  $V_1$  sur  $V_2$  ( $V_2 < V_1$ ) lorsque  $E'$  par plaque atteint 2,4 volts. Nous verrons plusieurs exemples de relais de tension pouvant convenir à cette application dans le chapitre 25. La simple commutation peut être remplacée par un réglage continu au moyen d'un amplificateur magnétique (voir chapitre 27). Leurs utilisations principales sont la recharge des batteries de centraux téléphoniques, et celle des batteries automobiles, soit les batteries de démarrage (petites unités de 6/12 volts et 5 à 10 A pour batteries au plomb), soit les batteries de traction des véhicules électriques (grosses unités de 36 ou 105 volts et 50 à 100 A pour batteries au cadmium-nickel).

ALIMENTATION DE MOTEURS A COURANT CONTINU :

Ce problème se pose pour les moteurs à vitesse variable et à fonctionnement irrégulier (souffleries, grues, ponts roulants, ascenseurs, etc). La figure 89 donne un schéma simple comprenant un transformateur

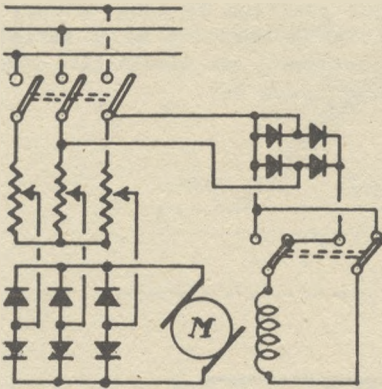


Figure 89.

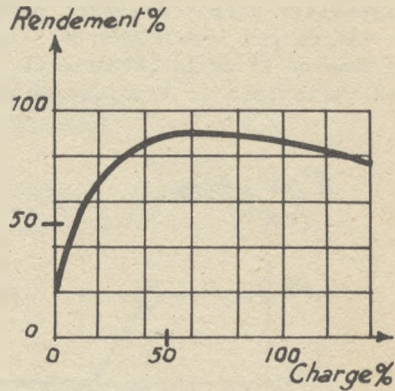


Figure 90.

triphasé à curseur alimentant un montage redresseur en pont. L'excitation est alimentée par un redresseur auxiliaire de manière à avoir toujours le couple maximum quelle que soit la vitesse de marche. Le changement de sens de marche s'effectuera par coupure préalable de l'alimentation générale, puis inversion de l'alimentation de l'excitation afin d'éviter une mauvaise commutation. La figure 90 donne l'allure du rendement en fonction de la charge pour de telles applications.

Le moteur série à courant continu est presque le seul à être utilisé pour la traction électrique. Les moteurs à courant alternatif en effet

exigent soit une alimentation triphasée avec 3 trolleyes difficilement réalisable, soit une alimentation monophasée sous forte intensité (pour maintenir le facteur de puissance à une valeur acceptable) entraînant de fortes pertes par effet Joule sur la ligne. La solution habituelle consiste donc à disposer de place en place des postes de transformation qui alimentent la ligne en continu.

L'intérêt des redresseurs secs vient alors de la possibilité de fractionner la puissance totale en petites unités réparties sur la longueur du parcours et de réduire par conséquent la chute de tension sur la ligne entre deux postes d'alimentation. Cet avantage peut même compenser dans certains cas la chute de tension plus élevée des redresseurs secs pour les tensions supérieures à 300 volts car les frais d'investissement pour de petites unités de redresseurs à vapeur de mercure sont assez élevés.

#### FREINAGE DE MOTEURS A COURANT ALTERNATIF (moteurs asynchrones) :

La suppression du champ tournant dans un moteur asynchrone ne suffit pas, en raison de l'inertie du rotor, pour un arrêt rapide. Il faut créer un champ fixe, ce qui est facilement réalisable en injectant un courant continu dans une des phases. Afin d'éviter à ce moment un appel de courant massif sur le réseau et l'emploi d'un redresseur de grandes dimensions, la figure 91 donne une solution élégante consistant à charger lentement une capacité qui se déchargera brusquement dans le

moteur dès la coupure du circuit.

Un tel montage, appliqué à des moteurs dont la puissance est de l'ordre du cheval, peut assurer l'arrêt en un tour.

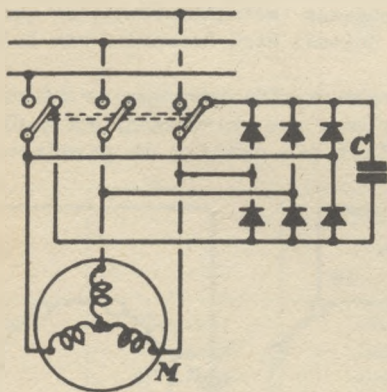


Figure 91.

#### EXCITATION DES ALTERNATEURS :

L'excitation d'un alternateur est habituellement assurée par une petite dynamo courant continu qui peut être actionnée par l'alternateur lui-même, le magnétisme rémanent suffisant à faire démarrer l'ensemble. Une solution beaucoup plus simple consiste à remplacer cette dynamo par un groupe de redresseurs connectés directement à l'alternateur.



## APPLICATIONS RADIOELECTRIQUES DES REDRESSEURS SECS APPAREILS DE MESURE

### ALIMENTATION RADIO (sélénium)

Les tensions d'alimentation anodique des tubes émetteurs varient de 1000 à 5000 volts pour des intensités redressées atteignant au maximum quelques ampères. L'alimentation est triphasée et l'ondulation résiduelle très faible, le filtrage en est d'ailleurs rendu facile par sa fréquence de 300 Hz.

Dans les récepteurs, les valves d'alimentation sont de plus en plus remplacées par des redresseurs et les producteurs vendent des éléments spécialement adaptés à cet usage. Si l'on se reporte à ce qui a été dit au chapitre 9 au sujet des polarités notées sur les redresseurs secs, on voit que les connexions reliées au filament de la valve doivent être branchées sur le pôle positif du redresseur (métallisation), et que les connexions correspondant à la plaque doivent être branchées sur le pôle négatif (sélénium).

La figure 92 indique les montages à effectuer sur un récepteur "tous courants" lorsqu'on désire remplacer une valve 25Z5, 25Z6, CY1 ou CY2 par un redresseur sec. Il ne faut pas oublier de remplacer le

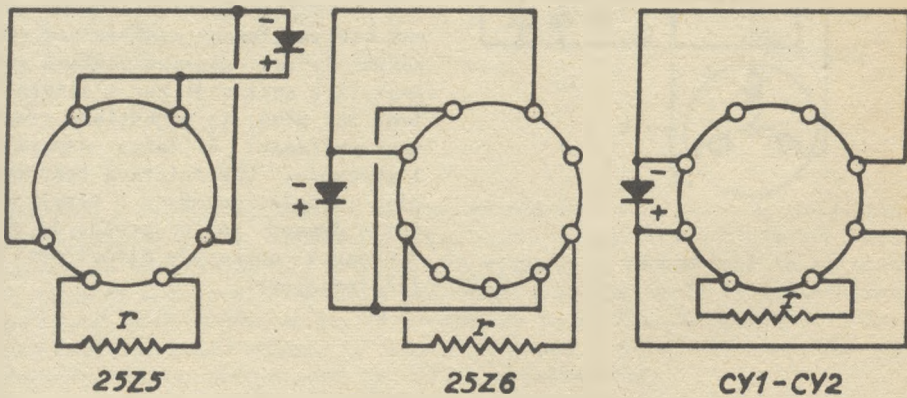


Figure 92.

filament par une résistance équivalente  $r$  (85 ohms pour les 25Z5 et 25Z6, 100 ohms pour la CY1 et 150 ohms pour la CY2). D'autre part, il est prudent de placer un fusible en série avec le redresseur, par exemple une ampoule de lampe de poche 3,5 volts 0,15 A, afin de le protéger contre tout claquage du condensateur électrochimique.

Dans certains récepteurs "alternatifs", les redresseurs sont utilisés dans des montages "doubleurs de tension" destinés à remplacer le transformateur d'alimentation. La figure 93 indique les schémas de montage des redresseurs (a. Westalite :  $C = 16$  microF, b. Sélénox :  $C = 50$  microF)

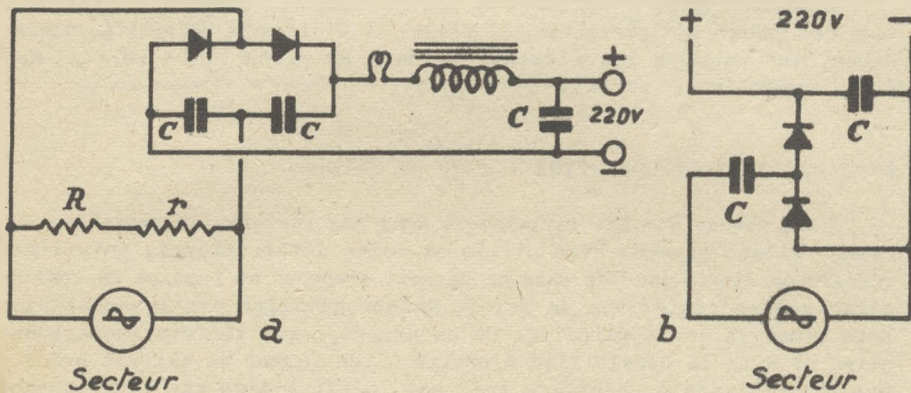


Figure 93.

Pour l'alimentation des récepteurs tous courants, on pourra utiliser entre autres :

Marque	Code	Caractéristiques redressées		Dimensions mm
		mA	V	
Sélénox	RD 71091	60	120	23 × 23 × 39
-	RD 71092	120	120	32 × 32 × 39
-	RD 71331	200	120	45 × 45 × 39
Westalite	X 8	120	120/140	36 × 36 × 27
-	YV 8	60	120/140	21 ∅ 20
-	Y 8	35	120/140	15 ∅ 20
-	TV161	250	120/140	48 × 60 × 112
-	TV163	250	120/140	65 × 100 × 112

En doubleur de tension sur récepteurs alternatifs, on pourra utiliser entre autres :

Marque	Code	Caractéristiques redressées		Dimensions mm
		mA	V	
Sélénox	RD 71093	60	220	23 × 23 × 78
-	RD 71094	120	220	32 × 32 × 78
-	RD 71332	200	220	45 × 45 × 78
Westalite	2 fois X8 ou Y8.			

Signalons enfin l'utilisation des redresseurs secs pour l'alimentation des cadres antiparasites. Il s'agit là d'éléments de petites dimensions. Par exemple les éléments Sélénox RD 71024 (18 × 18 × 33 mm) et 04 A 6T1 (25 Ø 10 mm).

#### MODULATION ET DEMODULATION (Oxyde de cuivre) :

Nous savons que les varistances sont des résistances variables et, comme telles, peuvent être utilisées comme interrupteurs, puisqu'une résistance élevée insérée dans un circuit s'oppose au passage du courant alors qu'une résistance de faible valeur n'influe pratiquement pas. Nous avons vu une application de ce principe aux thermistances (chapitre 7) avec la possibilité d'ouvrir ou de fermer un circuit grâce à une thermistance à chauffage indirect, c'est-à-dire une thermistance dont on fait varier la température.

Les redresseurs sont des résistances variables en fonction de la polarité de la tension appliquée. On conçoit donc que l'on puisse faire varier la résistance d'un redresseur inséré dans un circuit suivant la polarité de la tension qui lui est appliquée. Ainsi pour la tension  $+V$ , sa résistance sera par exemple de l'ordre de 1'ohm (sens direct) et pour la tension  $-V$  elle sera de l'ordre de 10 000 ohms (sens inverse). Supposons que l'on superpose à la tension  $V$  une autre tension  $v$  dont la valeur soit toujours inférieure à la première : rien ne sera changé et le circuit sera toujours coupé, aussi bien si le redresseur est soumis à  $-V + v$  que s'il est soumis à  $-V - v$ , de même qu'il sera toujours fermé, aussi bien s'il est soumis à  $+V + v$  que s'il est soumis à  $+V - v$ . A l'aide de la tension de commande  $V$ , nous contrôlons donc à volonté le passage du courant relatif à la tension  $v$ . Cela suppose évidemment que nous puissions séparer le courant relatif à  $v$  de celui relatif à  $V$ .

Considérons le schéma de la figure 94 constitué par deux transformateurs  $T_1$  et  $T_2$  en cascade séparant le circuit  $A$  du circuit  $B$ . Supposons pour simplifier le problème qu'il s'agisse de simples transformateurs d'isolement ayant le même nombre de spires au primaire et au secondaire. Si nous appliquons entre le point milieu du secondaire de  $T_1$  et celui du primaire de  $T_2$  une tension continue  $V$  correspondant au sens direct des deux redresseurs, il est clair que ces derniers auront une résistance très faible. Une tension alternative de fréquence 50 Hz et de valeur de crête  $v$  appliquée en  $A$  se retrouvera donc en  $B$  sans affaiblissement sensible. Si par contre nous inversons la tension continue  $V$ , nous bloquons les deux redresseurs et rien ne passe plus.



Imaginons maintenant que nous appliquions entre les deux points milieu une tension alternative de fréquence 400 Hz et de valeur de crête  $V$ . Il est évident d'après le montage que cette tension ne produira aucun courant ni en  $A$  ni en  $B$ , les effets s'annulant dans chacun des transformateurs  $T_1$  et  $T_2$ , et que réciproquement le courant à 50 Hz ne traversera pas la source à 400, les points milieu étant constamment au même potentiel. On recueillera donc en  $B$  la tension alternative appliquée

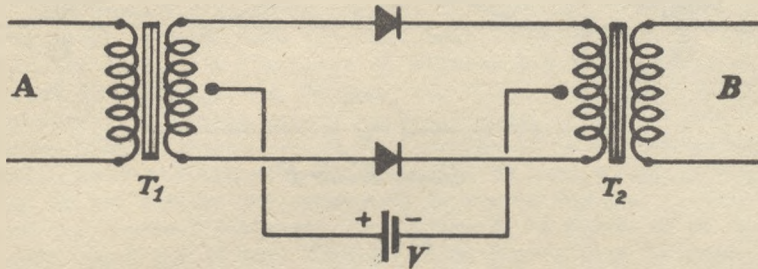


Figure 94.

en  $A$ , mais coupée 400 fois par seconde, comme il est indiqué sur la figure 95.

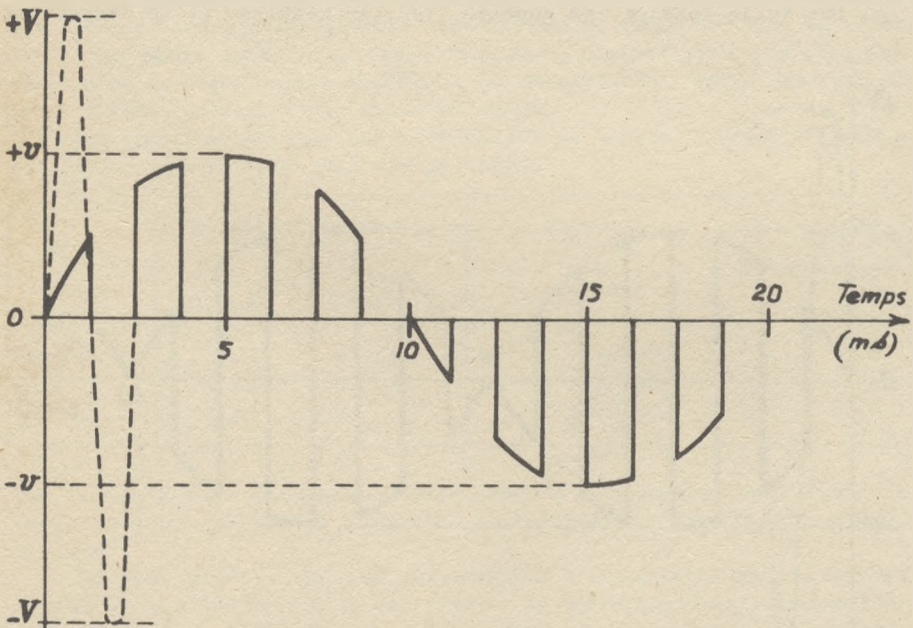


Figure 95.

Considérons maintenant le schéma de la figure 96 : par suite de la présence des deux redresseurs supplémentaires, le courant provoqué

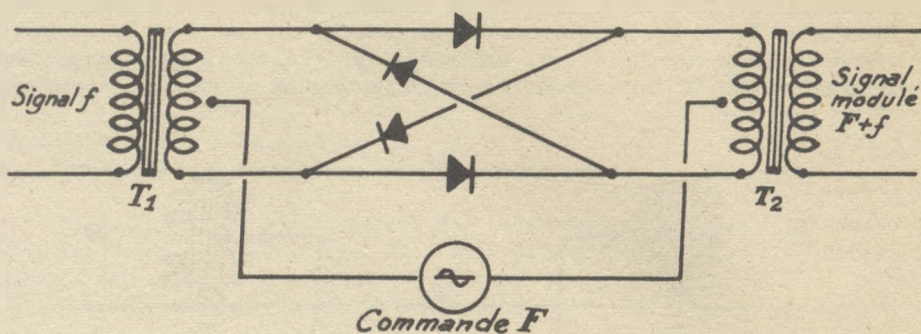


Figure 96.

par la tension  $v$  passera toujours. En effet, aux instants où il aurait été bloqué dans l'exemple précédent, il peut maintenant passer à travers les deux nouveaux redresseurs qui sont branchés en sens opposé des précédents. Mais le courant se trouve alors inversé. Il est facile de voir que l'on obtiendra à la sortie la tension représentée sur la figure 97. Une telle tension est appelée "tension modulée" et le dispositif

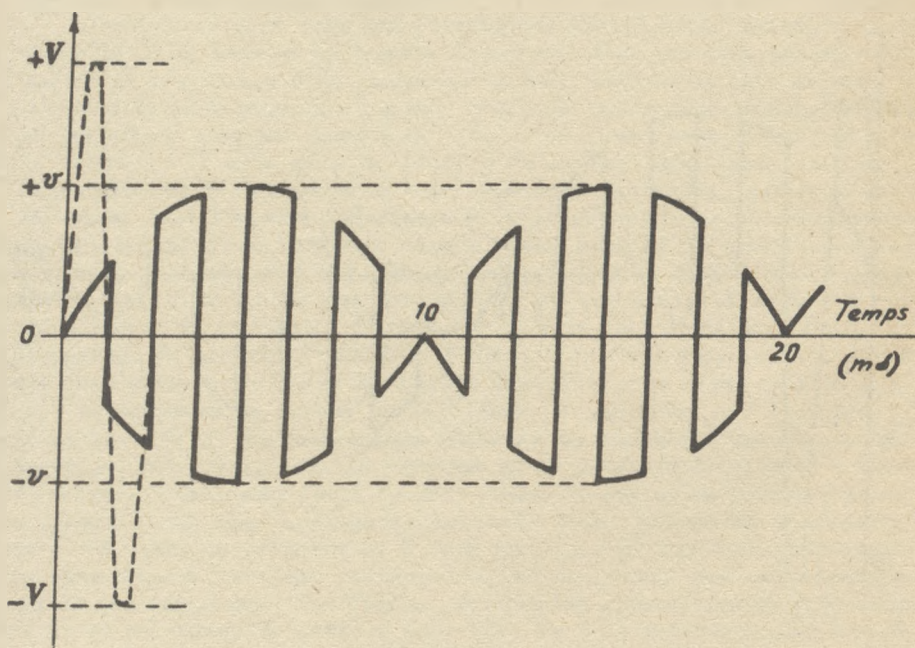


Figure 97.



utilisé un "modulateur". On démontre mathématiquement que le courant modulé est équivalent à la superposition d'un grand nombre d'harmoniques que l'on filtre pour ne conserver que  $F + f$  ( $f$  étant la fréquence du signal de tension  $v$  et  $F$  la fréquence de la tension de commande ou de modulation  $V$ ).

L'importance pratique de ces dispositifs provient de ce que la tension  $v$  aux bornes d'un microphone d'appareil téléphonique, de fréquence moyenne 800 Hz, peut être modulée à 7000 Hz et envoyée dans deux conducteurs métalliques posés entre Paris et Lyon par exemple. Une autre tension  $v$ , provenant d'un autre appareil téléphonique, peut être modulée à 10 000 Hz et envoyée dans les deux mêmes conducteurs, et ainsi de suite ... Il suffira à l'arrivée de filtrer les fréquences, ou plus exactement les "bandes" de fréquence différentes, pour séparer les conversations. Il faudra aussi, naturellement, réaliser l'opération inverse ou "démodulation". On se rend compte de la simplification qui en résulte pour l'établissement de lignes de communication à grande distance. Un tel système est connu sous le nom de "système de télécommunications par courants porteurs". Le montage de la figure 96 ou "montage en anneau" n'est pas le seul employé et on pourra dans la pratique en rencontrer des variantes. Il existe aussi naturellement des modulateurs à lampes.

Le bon fonctionnement des dispositifs modulateurs pose des exigences sévères pour les redresseurs employés. Les redresseurs à l'oxyde de cuivre sont employés de préférence aux redresseurs au sélénium en raison de leur plus faible résistance directe, mais leur fabrication diffère légèrement du mode de fabrication ordinaire, et ils subissent des contrôles répétés. Les quatre éléments constituant un anneau doivent en effet avoir les mêmes caractéristiques tension-intensité afin d'éviter une distorsion du signal après modulation et démodulation. Enfin ces redresseurs doivent présenter une capacité faible.

Les caractéristiques des redresseurs de marque "Oxymétal" prévus pour cette application sont les suivantes :

Code	Utilisation (par rondelle)		Capacité inverse par rondelle	Dimensions (tube pour 1 à 6 rondelles)
	$I_{max}$ Directe	$U_{max}$ Inverse		
26 S 16 A	1 mA	2 volts	750 pF	30 Ø 7,6
30 S 9 A	5 mA	2 -	1500 pF	30 Ø 9,6
28 S 44 A	10 mA	2 -	6000 pF	30 Ø 11,6

Ces éléments sont également vendus groupés par quatre, sous forme de "modulateurs" (éléments appariés pour présenter l'affaiblissement minimum).

On peut prévoir que les redresseurs à l'oxyde de cuivre seront supplantés par les diodes au silicium ou au germanium dans les installations nouvelles utilisant des courants porteurs de très haute fréquence (de l'ordre du MHz), mais pour les basses et moyennes fréquences



leur emploi ne sera vraisemblablement pas abandonné car ils donnent entière satisfaction. Ils présentent de gros avantages sur les dispositifs à lampes : simplicité, très grande stabilité, longue vie, frais d'entretien minimes, aptitude à constituer des montages réversibles.

APPAREILS DE MESURE (Oxyde de cuivre) :

La fabrication d'aimants permanents à induction rémanente très élevée (aimants au Ticonal) a permis de construire des appareils de mesure magnéto-électriques extrêmement sensibles pour les courants continus, alors que les appareils mesurant les courants alternatifs (appareils électromagnétiques ou à thermocouple) n'ont qu'une sensibilité réduite. Il était donc très tentant de redresser le courant alternatif et de le mesurer ensuite au moyen d'un appareil magnétoélectrique. Cette réalisation présente toutefois, comme nous allons le voir, certaines difficultés.

Le courant alternatif parcourant le circuit en l'absence de l'appareil de mesure a une certaine forme (généralement sinusoïdale, avec un faible taux d'harmoniques). Il ne faut évidemment pas que l'introduction de l'appareil dans le circuit modifie le taux d'harmoniques. Or tel est toujours le cas lorsqu'un redresseur est inséré dans un circuit, en raison de ses caractéristiques non-linéaires (voir chapitre 11). Le montage valve, c'est-à-dire l'insertion du redresseur et du cadre mobile en série, ne convient donc pas puisqu'il n'est affecté que par une alternance sur deux et provoque une déformation d'autant plus importante que l'impédance du circuit est plus basse; il en serait de même du redresseur et du cadre en parallèle. On utilise donc généralement soit le montage en pont (figure 98) soit le montage push-pull (figure 99), ce dernier

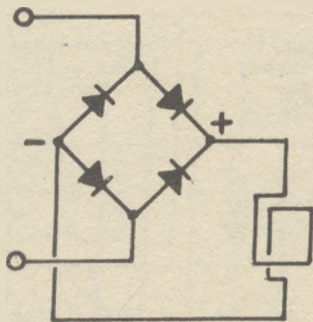


Figure 98.

pouvant comporter un point milieu sur résistance shunt (a) ou sur le cadre (b). Le montage en pont est d'un usage général car la déformation qu'il introduit est faible (figure 100 : la sinusoïde pure est en pointillé). Les montages push-pull permettent toutefois l'emploi d'un élément redresseur moins encombrant et moins coûteux. D'autre part il n'y a pour redresser chaque alternance qu'une plaque en série avec le cadre, d'où diminution de la résistance de l'ensemble et donc de la consommation. Le montage (a) a l'inconvénient de shunter le cadre et de diminuer ainsi sa sensibilité, le montage (b) par contre complique notablement l'appareil

de mesure en requérant trois sorties pour le cadre. De toutes manières, on adjointra à ces montages une résistance série pour la mesure des tensions et une résistance shunt pour la mesure des intensités. Ces résistances ne seront en aucun cas insérés entre le pont et le cadre,

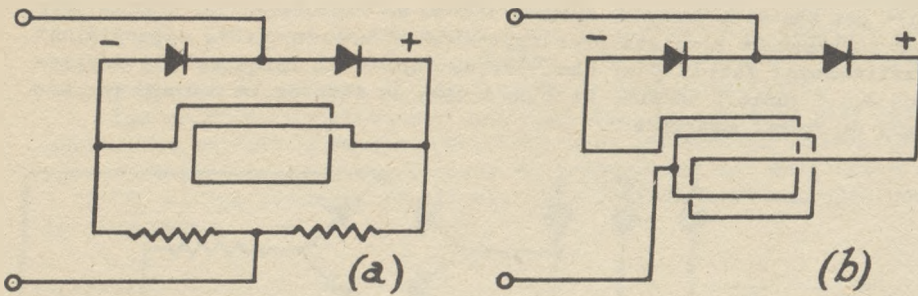


Figure 99.

afin de réduire autant que possible la puissance dissipée dans le redresseur.

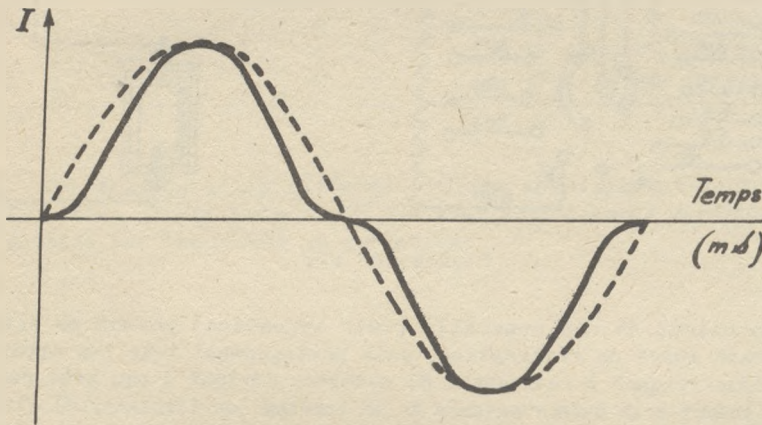


Figure 100.

La figure 100 bis montre le schéma d'un appareil de mesure universel pour la mesure des tensions et des intensités en courant continu ou alternatif. De tels appareils sont maintenant très répandus dans le commerce sous le nom de "polymètres" et comportent de nombreuses gammes d'utilisation (dans le cas de la figure : 6 - 30 - 150 - 300 - 600 volts et 3 - 15 - 60 - 300 mA - 1,5 - 6 A). Lors de l'emploi comme ampèremètre, la chute de tension ne dépasse pas 1,2 volts alors qu'un ampèremètre alternatif électromagnétique de 200 mA à pleine déviation comporte une chute de tension de 8,4 volts. La consommation se trouve donc réduite d'un facteur 7. Un autre avantage des appareils magnétoélectriques à redresseur est leur utilisation possible aux fréquences téléphoniques. Nous avons vu au chapitre 11 que la capacité des redresseurs à l'oxyde de cuivre était de l'ordre de grandeur de 0,02 à 0,03 microfarads par cm<sup>2</sup>.

Elle est abaissée jusqu'à environ  $1/1000$  de microfarad par plaque pour les redresseurs spéciaux pour appareils de mesure. Cette capacité est suffisamment faible pour que l'erreur due à la fréquence ne dépasse pas 0,5 % jusqu'à 10 kHz, si l'on a soin de shunter le montage par une self de valeur appropriée.

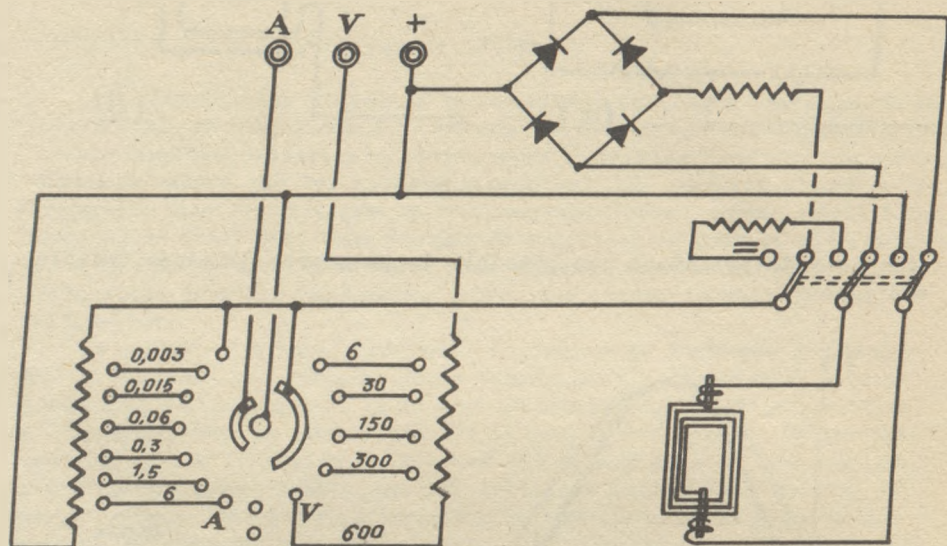


Figure 100 bis.

Le calcul de ces appareils (voir appendice) permet de prévoir différents modes de réalisation, mais pratiquement tous les appareils magnétoélectriques à redresseur du commerce dévient à peu près proportionnellement à la valeur moyenne de la tension (ou l'intensité) alternative appliquée. Il sont toutefois étalonnés en valeur efficace, c'est-à-dire que le chiffre lu sur l'échelle représente, comme nous l'avons vu au chapitre 11, la valeur moyenne multipliée par le facteur de forme des courants sinusoïdaux  $F = 1,11$ . Le chiffre lu est donc faux lorsque le courant étudié n'est pas rigoureusement sinusoïdal. On trouvera ci-dessous la valeur de l'erreur de l'appareil dans quelques cas simples :

Harmoniques	Taux d'harmoniques	Déphasage de 1'harmonique	Erreur de
2	10 %	0	+ 0,5 %
2	20 %	0	+ 2 %
3	10 %	0	+ 2,7 %
3	20 %	0	+ 4,4 %
3	30 %	0	+ 5 %
3	20 %	180 °	- 9,2 %



Le cas d'une forte proportion d'harmoniques 3 (non déphasé) se présente à la sortie d'un pont de résistances non linéaires (voir chapitre 21). Le cas du déphasage à  $180^\circ$  se présente lors de la mesure du courant démagnétisant de moteurs à induction ou de transformateurs.

Les principaux redresseurs existant dans le commerce pour cette application portent la marque "Oxymétal" et on trouvera ci-dessous leurs caractéristiques. Leur coefficient de température est de l'ordre de  $-1\%/^\circ\text{C}$ , et les éléments du circuit sont généralement calculés pour le compenser.

Code	Utilisation		Capacité inverse par plaque	Dimensions mm
	$I_{max}$ (direct)	$V_{max}$ (inverse) par plaque		
AM <sub>1</sub>	1 mA	2 volts	750 pF	14 Ø 14
AM <sub>5</sub>	5 -	2 -	1500 -	15 Ø 17
AM <sub>10</sub>	10 -	2 -	6000 -	18 Ø 23
W	0,25-	6 -	25 pF à 30 MHz	27 Ø 5
WX	0,1 -	6 -	10 pF à 30 MHz	27 Ø 5

Les deux derniers éléments étaient spécialement destinés aux applications "haute fréquence". Ils sont actuellement surclassés dans ce domaine par les diodes au germanium.

## ELEMENTS NON LINEAIRES COMPRESSEURS ET EXPANSEURS DE CONTRASTE

Nous venons de passer en revue successivement les principales applications des varistances dues à la variation de la résistance en fonction de la température (chapitres 13 à 16) où les thermistances ont été seules en vedette en raison de leur coefficient de température plus élevé et de leur insensibilité à la tension appliquée dans un domaine étendu; puis les principales applications des varistances dues à la variation de leur résistance en fonction de la polarité de la tension appliquée (chapitres 17 à 19) restreintes aux seuls redresseurs. Il nous reste évidemment à prendre contact avec les applications des varistances qui sont basées sur une variation de résistance en fonction de la valeur de la tension appliquée, c'est-à-dire une caractéristique  $V - I$  non linéaire. Nous savons que de telles caractéristiques ne sont pas l'apanage exclusif des résistances non-linéaires : les redresseurs possèdent une caractéristique inverse non-linéaire de loi mal définie et une caractéristique directe qui satisfait approximativement à  $V = KI^{1/3}$  dans la partie coudée de la caractéristique (propriété des redresseurs à l'oxyde de cuivre utilisée dans les appareils de mesure), quant aux thermistances, nous avons étudié en détail leur non-linéarité d'origine thermique aux chapitres 7 et 8 et vu qu'elle satisfaisait à peu près dans un certain intervalle d'intensités à la loi  $V = KI^n$  avec un exposant  $n$  négatif, mais en tenant compte d'une inertie thermique appréciable. Notons enfin que certaines résistances métalliques peuvent présenter, comme les thermistances, une caractéristique non-linéaire d'origine thermique. L'exposant  $n$  est toutefois alors positif en raison du coefficient de température positif (lampes à filament de tungstène :  $n = + 1,6$ , tubes fer-hydrogène :  $n$  de l'ordre de  $+ 40$ ).

Les applications que nous allons passer en revue au cours des prochains chapitres sont liées d'une façon générale à la relation

$$V = K I^n$$

ou aux relations analogues, et ne sont pas limitées aux résistances non-linéaires au carborundum et à leur exposant  $n$  compris entre 0 et + 1. La figure 101, tracée en échelles logarithmiques, montre les différentes caractéristiques que l'on peut trouver. Remarquons tout de suite que

les courbes à faible pente ( $n$  voisin de  $0 + \epsilon$ ) des thermistances et résistances non-linéaires se prêteront facilement au maintien d'une tension constante pour des intensités variables, alors que les courbes à forte pente ( $n$  voisin de  $+1$  infini) des tubes fer-hydrogène se prêteront facilement au maintien d'une intensité constante sous des tensions variables. On pourrait même inclure dans ce graphique la

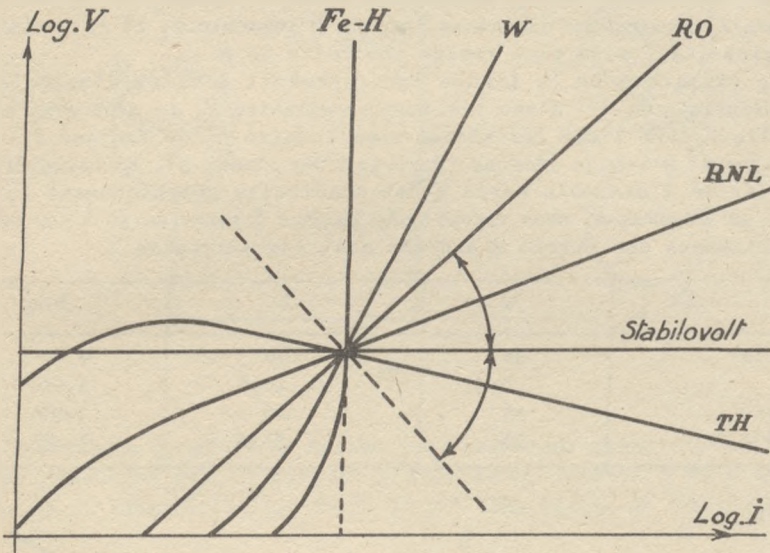


Figure 101.

caractéristique presque horizontale des tubes "Stabilovolt" ou analogues, utilisant le phénomène de décharge dans un gaz raréfié.

Nous avons étudié graphiquement dans le chapitre 6 les caractéristiques obtenues en associant en série ou en parallèle une résistance ordinaire et une résistance non-linéaire. Il nous faut maintenant revenir dans ce domaine et nous y attarder quelque peu en prenant en considération toutes les valeurs de l'exposant  $n$  qui peuvent se rencontrer. Pour chaque cas, nous raisonnerons en comparant les variations des différentes grandeurs à celle de l'intensité traversant l'élément non-linéaire.

#### ASSOCIATIONS EN SERIE RNL - RO :

Supposons qu'une tension  $E$  (continue ou alternative) soit appliquée à l'ensemble série d'une résistance ordinaire  $R_1$  et d'une résistance à caractéristique non-linéaire  $R_2$  qui pourra être soit une résistance au carborundum ( $0 < n < +1$ ), soit une thermistance travaillant dans sa zone à résistance différentielle négative ou zone 2 ( $-1 < n < 0$ ).



$$E = (R_1 + R_2) I = V_1 + V_2$$

en désignant par  $I$  l'intensité qui traverse les deux résistances et par  $V_1$  et  $V_2$  les tensions existant aux bornes de chacune d'elles. Si  $R_1$  et  $R_2$  étaient toutes deux des résistances ordinaires, l'intensité  $I$  serait proportionnelle à la tension  $E$  appliquée, et les tensions  $V_1$  et  $V_2$  seraient donc également proportionnelles à  $E$  (principe du montage potentiométrique). Par contre si  $R_2$ , comme nous l'avons supposé, est un élément non-linéaire, sa valeur diminuera lorsque  $E$  augmentera, et la variation de l'intensité  $I$  sera plus rapide que celle de  $E$ .

Le graphique de la figure 102 reproduit à titre d'exemple la caractéristique  $V_1(I)$  d'une résistance ordinaire  $R_1$  de 4500 ohms ainsi que celle  $V_2(I)$  d'une résistance non-linéaire  $R_2$  de facteur  $K = 245$  et d'exposant  $n = 0,34$  (disque "Carbohm" VS3 classe 5). La caractéristique  $E(I)$  de l'ensemble série a été construite graphiquement comme indiqué au chapitre 6. Nous voyons que, lorsque  $E$  passe de 50 à 100 volts, les variations des autres grandeurs sont les suivantes :

	a	b	b/a
$E$ volts	50	100	2
$I$ mA	3,5	10,8	3,06
$V_1$ volts	16	49	3,06
$V_2$ volts	35	51,5	1,47

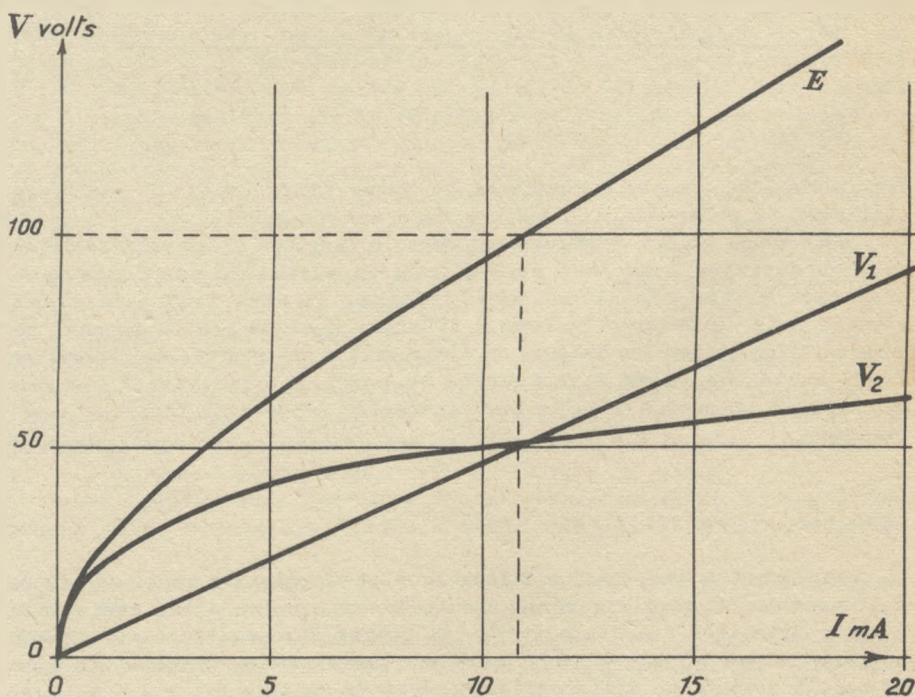


Figure 102

Toute variation de  $E$  se trouve donc *amplifiée* en  $V_1$  et *diminuée* en  $V_2$ . Un tel dispositif où  $E$  est la tension d'entrée et  $V_1$  la tension de sortie à vide est appelé "*expandeur de contraste*". Si  $V_2$  est la tension de sortie à vide, il s'agit d'un "*compresseur de contraste*" (figure 103).

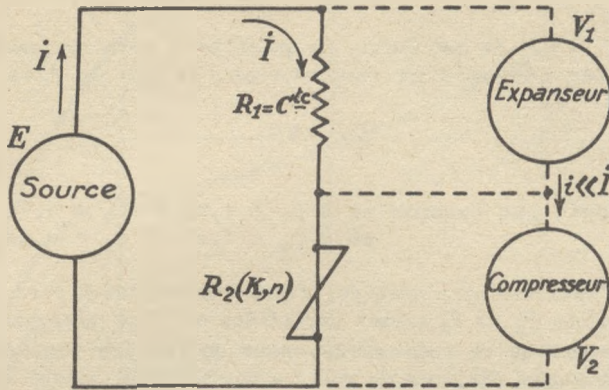


Figure 103

Nous avons apprécié ci-dessus les variations relatives des différentes grandeurs par le rapport  $b/a$  de leurs valeurs  $a$  et  $b$  en deux points de la caractéristique de  $E$ . Il est plus précis de définir l'augmentation relative de chaque grandeur  $\frac{\Delta E}{E}, \frac{\Delta I}{I}$ , etc et de comparer ces chiffres entre eux. Ainsi les augmentations relatives entre les points  $a$  et  $b$  seront :

$$\frac{E_b - E_a}{E_{\text{moyen}}} = 0,67$$

$$\frac{I_b - I_a}{I_{\text{moyen}}} = 1,02$$

$$\frac{V_{1b} - V_{1a}}{V_{1\text{moyen}}} = 1,02$$

$$\frac{V_{2b} - V_{2a}}{V_{2\text{moyen}}} = 0,38$$

L'étude mathématique du système (voir appendice) montre que ces valeurs ne sont pas constantes, ainsi qu'on peut s'en rendre compte en faisant varier la position des points de référence  $a$  et  $b$ . Si l'augmentation relative *moyenne* dans le cas de la figure 102 est grosso modo de 1,55 pour  $V_1$  et de 0,57 pour  $V_2$ , rapportée à une augmentation relative moyenne égale à l'unité pour  $E$ , les valeurs des augmentations relatives entre deux points rapprochés seront, dans le cas général :

$$\rho_1 = \frac{\Delta V_1 / V_1}{\Delta E / E} = \frac{E}{V_1 + nV_2}$$

Comme  $E = V_1 + V_2$  et que  $0 < n < 1$ , la quantité  $\rho_1$  sera toujours supérieure à 1. On a donc toujours un *expanseur*.

$$\rho_2 = \frac{\Delta V_2 / V_2}{\Delta E / E} = \frac{nE}{V_1 + nV_2}$$

Comme  $nE = nV_1 + nV_2$  et que  $0 < n < 1$ , la quantité  $\rho_2$  sera toujours inférieure à 1. On a donc toujours un *compresseur*. Notons de plus que

$$\rho_2 = n\rho_1$$

Soit par exemple en a  $\rho_1 = 1,77$  et  $\rho_2 = 0,62$   
 en b  $\rho_1 = 1,49$  et  $\rho_2 = 0,52$

Plus la non-linéarité sera marquée, c'est-à-dire plus  $n$  sera voisin de 0, plus les tensions  $V_1$  et  $V_2$  seront amplifiées ou comprimées par rapport à  $E$ .

Nous savons qu'un redresseur, pour de faibles tensions directes appliquées (quelques dixièmes de volt) a une caractéristique non-linéaire. Les considérations précédentes sont donc applicables aux tensions débitant sur résistance et redresseur en série. Nous en avons vu un exemple dans le chapitre précédent à propos des redresseurs à l'oxyde de cuivre utilisés pour alimenter des appareils de mesure magnétoélectriques (voir également à l'appendice : ampèremètre magnétoélectrique à redresseur).

#### ASSOCIATIONS EN SERIE TH (ZONE 2) - RO :

Le graphique de la figure 104 est relatif cette fois à une thermistance utilisée dans sa zone à résistance différentielle négative (zone 2). Il reproduit à titre d'exemple la caractéristique  $V_1 (I)$  d'une résistance ordinaire  $R_1$  de 7500 ohms ainsi que celle  $V_2 (I)$  d'une thermistance  $R_2$  de 200.000 ohms à 20 °C (résistance C.T.N. miniature "Transco" type 83.901/200K) assimilable dans l'air calme et pour des courants compris entre 0,5 et 2 mA à une résistance non-linéaire de facteur  $K = 1,55$  et d'exposant  $n = -0,30$ . La caractéristique série  $E (I)$  a été construite comme dans l'exemple précédent. Nous voyons que, lorsque  $E$  passe de 19 à 25 volts, les variations des autres grandeurs sont les suivantes :

	a	b	b/a
$E$ volts	19	25	1,3
$I$ mA	0,7	2	2,9
$V_1$ volts	5,25	15	2,9
$V_2$ volts	13,75	10	0,73

Comme précédemment, les variations de  $E$  sont amplifiées en  $V_1$ , mais elles sont ici *inversées* en  $V_2$ , le rapport  $b/a$  étant inférieur à 1 (figure 105).



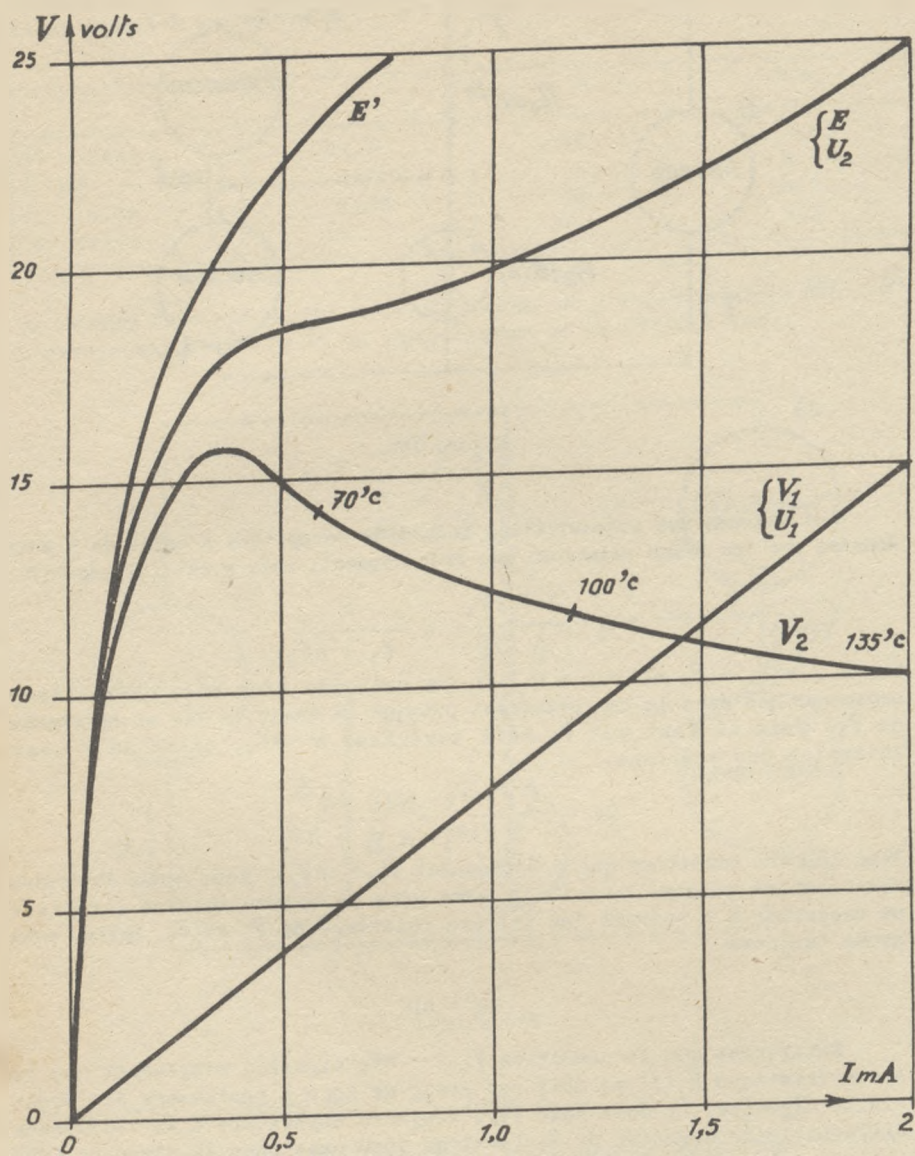


Figure 104.

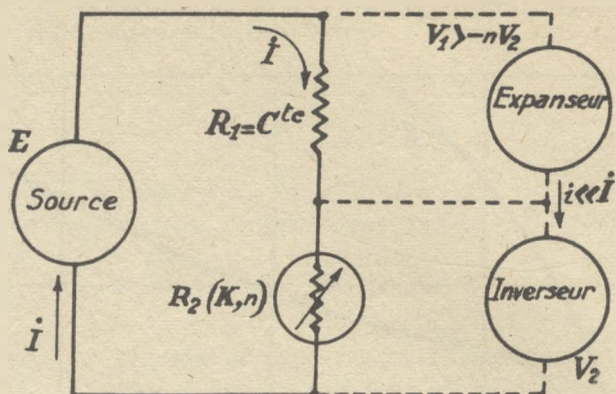


Figure 105.

Les valeurs des augmentations relatives rapportées à celle de  $E$  sont données par les mêmes relations que précédemment, mais  $n$  est ici négatif :

$$\rho_1 = \frac{\Delta V_1/V_1}{\Delta E/E} = \frac{E}{V_1 + nV_2}$$

Comme  $E = V_1 + V_2$  et  $-1 < n < 0$ , on voit que l'on aura un meilleur *expenseur* que dans le cas précédent puisque la quantité  $nV_2$  se retranche de  $V_1$ . Mais il faut que  $V_1$  soit supérieur à  $-nV_2$ , sinon il y aura inversion des tensions.

$$\rho_2 = \frac{\Delta V_2/V_2}{\Delta E/E} = \frac{nE}{V_1 + nV_2}$$

Avec la même condition que précédemment ( $V_1 > -nV_2$ ), nous avons inversion des tensions puisque  $nE < 0$ .  $\rho_2$  peut être en valeur absolue inférieur ou supérieur à 1 suivant les valeurs relatives de  $V_1$  et  $V_2$ . Enfin, nous avons toujours :

$$\rho_2 = n\rho_1$$

Remarquons que la condition  $V_1 > -nV_2$  signifie simplement que la caractéristique  $\bar{E}(I)$  ne doit pas avoir de zone à résistance différentielle négative.  $R_1$  doit donc être toujours supérieure à la résistance différentielle négative de  $R_2$  (environ 7000 ohms pour la "Transco CTN" type 83 901/200K considérée).

Supposons maintenant qu'une source  $E'$  débite sur une résistance ordinaire  $R_1$ , une autre résistance ordinaire  $r$ , puis une thermistance employée dans sa zone 2. Afin de pouvoir utiliser les courbes tracées sur la figure 104, nous prendrons la même thermistance que précédemment et nous ferons  $r = R_1$  : soit  $U_1$  la tension aux bornes de  $R_1$  et  $U_2$  la tension aux bornes de l'ensemble ( $r + TH$ ) qui constitue donc la résistance  $R_2$  (figure 106). La caractéristique  $E'(I)$  se déduira de celle de  $U_2$

(c.à.d.  $E$ ) par addition graphique de celle de  $U_1$  (c.à.d.  $V_1$ ) Les variations sont les suivantes :

	a	b	b/a
$E'$ volts	24,3	40	1,65
$I$ mA	0,7	2	2,9
$U_1$ volts	5,25	15	2,9
$U_2$ volts	19	25	1,3

On retombe donc sur un cas analogue à celui de l'ensemble série  $RNL - RO$ , à savoir expenseur en  $U_1$  et compresseur en  $U_2$  (figure 106).

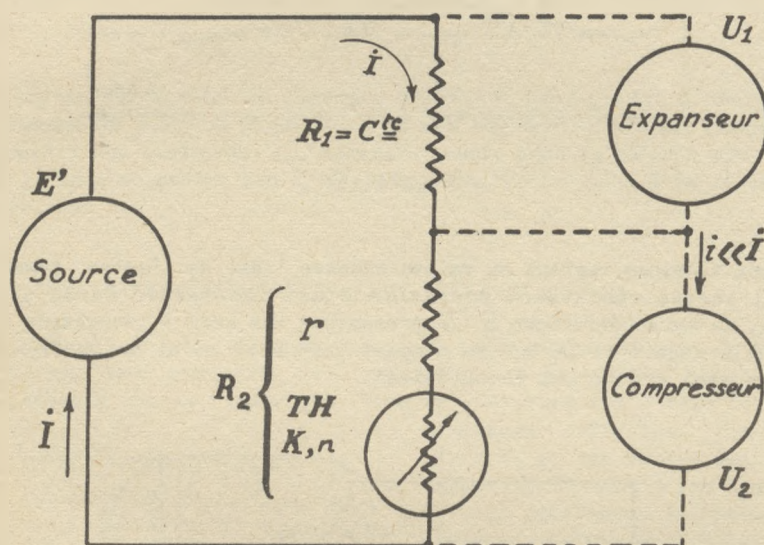


Figure 106

ASSOCIATION EN SERIE  $RNL - TH$  (Zone 2) :

Un cas intéressant est celui où une source de tension  $E$  débite sur une résistance non linéaire et une thermistance (zone 2) en série. Supposons par exemple que leurs facteurs soient  $K_1$  et  $K_2$  et que leurs exposants  $n$  soient égaux, au signe près, ce qui est facilement réalisable avec les varistances du commerce. Leurs caractéristiques sur un graphique logarithmique (figure 107) ont des pentes opposées et la somme

$$\log V_1 + \log V_2$$



est représentée par une droite parallèle à l'axe des abscisses, et donc constante. Ne nous y trompons pas, il s'agit d'un graphique logarithmique, et la signification en est

$$V_1 \times V_2 = \text{constante ou } V_1 = \text{constante} / V_2$$

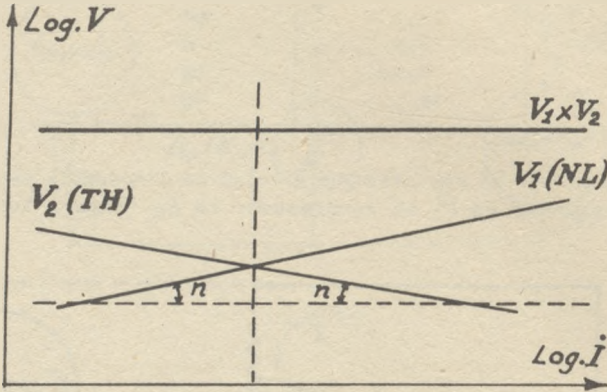


Figure 107

Les deux tensions varient en raison inverse l'une de l'autre. Remarquons que si aucune résistance ordinaire n'est insérée en série avec la source, la caractéristique  $E(I)$  présentera une zone à résistance différentielle négative. Le schéma complet sera donc celui de la figure 108 si l'on veut éviter cet inconvénient.

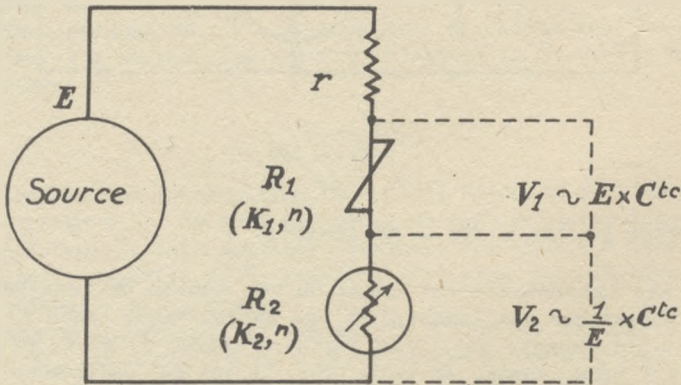


Figure 108

## PONTS A ELEMENTS NON LINEAIRES INDICATEURS DE TENSION

L'étude faite dans le chapitre précédent nous permet d'aborder le comportement de ponts de Wheatstone où une (ou deux) branches comportent des éléments non linéaires. Ces circuits, comme nous le verrons plus loin, sont à la base de toutes les applications des varistances à la régulation des tensions.

### PONT A DEUX ELEMENTS NON-LINEAIRES (RNL) :

Reprenons le cas de la figure 103, mais supposons que la source  $E$  débite sur deux ensembles série connectés en parallèle, ainsi qu'il est représenté sur la figure 109. Nous retrouverons aux bornes des ré-

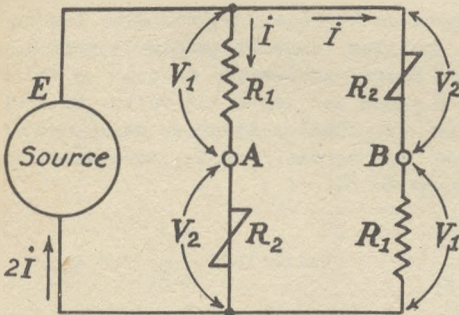


Figure 109.

sistances ordinaires les tensions  $V_1$  et aux bornes des résistances non linéaires les tensions  $V_2$ . La différence de potentiel entre les points  $A$  et  $B$  est égale à  $(V_2 - V_1)$ .

Le graphique de la figure 110 est relatif aux mêmes données que celui de la figure 102 (résistance  $R_1$  de 4500 ohms, résistance non linéaire  $R_2$ , Carbohm VS3 classe 5 de  $K = 245$  et  $n = 0,34$ ), mais donne en ordonnée la différence  $V_2 - V_1$ , c.à.d. la différence de potentiel entre  $A$  et  $B$ , et en abscisse la tension

appliquée  $E$ . Comme on pouvait déjà le voir sur la figure 102, lorsque  $E$  augmente,  $V_2$  est d'abord supérieur à  $V_1$ , puis inférieur. Il en résulte que le courant circulera de  $A$  vers  $B$  jusqu'à une certaine valeur de  $E$  (105 volts dans l'exemple considéré), puis de  $B$  vers  $A$ . Pour  $E = 105$  volts

$$V_1 = V_2 \text{ et } R_1 = R_2, \text{ soit : } \frac{E}{2} = V_1 = V_2 = RI = KI^n$$

$$R = K I^{n-1}$$

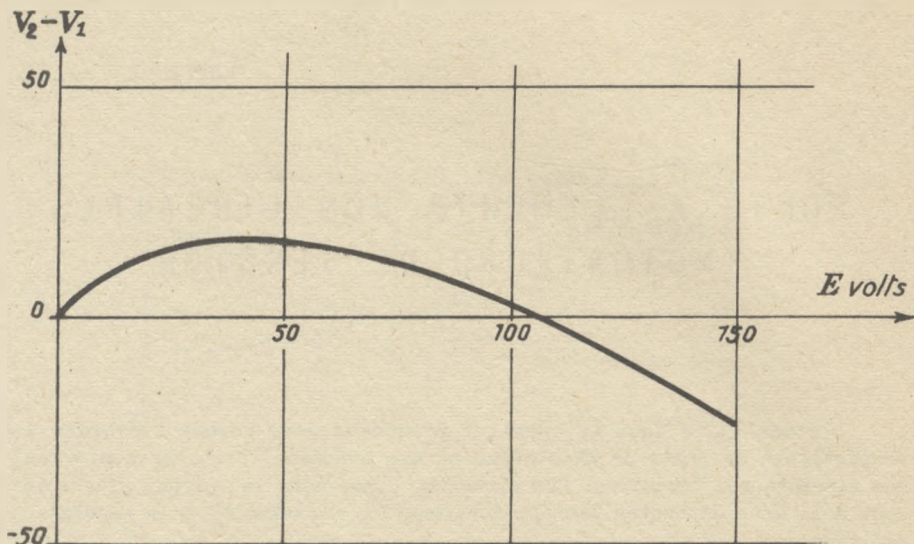


Figure 110.

Un tel dispositif où la tension  $AB$  de sortie varie autour de zéro lorsque la tension  $E$  d'entrée varie autour d'une valeur donnée est appelé un "indicateur de tension". Le plus simple de ces dispositifs consiste à utiliser une pile ou une batterie montée en opposition avec une source continue (figure 111) : la tension en  $AB$  passera de 0 à - 10 volts quand

$E$  passera de 105 à 115 volts. Avec les valeurs choisies dans l'exemple de pont à 2  $RNL$ ,  $AB$  passe seulement de 0 à - 5 volts quand  $E$  passe de 105 à 115 volts. Si l'on désigne la tension d'entrée par  $E_1$  et la tension de sortie par  $E_2$ , on a donc, au voisinage de  $E_2 = 0$  :

$$\frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} = -1 \text{ (batterie)} \quad \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} = -0,5$$

(exemple  
considéré)

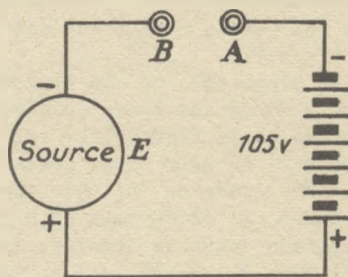


Figure 111.

La valeur de ce rapport est généralement un facteur important dans les applications des indicateurs de tension. On l'appelle "facteur de mérite" et on démontre que, si le courant circulant entre  $A$  et  $B$  est négligeable devant  $I$ , elle est égale à



$$f = \left( \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} \right)_{E_2 = 0} = \frac{n - 1}{n + 1}$$

ce qui nous donne pour notre exemple :

$$f = \frac{0,34 - 1}{0,34 + 1} = - 0,49$$

Cela signifie que si par exemple nous branchons en *AB* l'enroulement (très résistant) d'un relais sensible polarisé enclenchant pour 0,1 volt, ce relais occupera les positions :

"tension basse" pour  $E_1 = 104,8$  volts ( $E_2 = - 0,1$ )

"tension moyenne" p.  $E_1 = 105$  volts ( $E_2 = 0$ )

"tension haute" pour  $E_1 = 105,2$  volts ( $E_2 = + 0,1$ )

Remarquons que  $f$  est toujours négatif avec les résistances non-linéaires et les redresseurs ( $0 < n < 1$ ) alors qu'il est positif avec les lampes à filament de tungstène et les tubes fer-hydrogène ( $n > 1$ ). Dans ce dernier cas  $V_2 - V_1$  est d'abord négatif, puis positif, et  $E_2$  varie donc dans le même sens que  $E_1$  au voisinage du point de fonctionnement. La raison en est que les lampes à filament de tungstène et les tubes fer-hydrogène ont une résistance qui augmente quand la tension qui leur est appliquée - et par conséquent l'intensité qui les traverse - augmente.

EXEMPLE DE CALCUL D'UN INDICATEUR DE TENSION (NL) :

Supposons que nous disposions d'une source  $E_1$  de courant continu (dynamo) fournissant une tension de 28 volts et pouvant varier quelque peu autour de cette valeur. Nous désirons être avertis, ou actionner un dispositif quelconque chaque fois que la valeur de  $E_1$  s'écarte de plus d'un volt de la tension nominale. Supposons que cette information ou cette action automatique requiert un signal de 0,5 volt débitant sur une impédance de 500 ohms.

Le courant de sortie est de  $\frac{0,5}{500} = 1$  mA. Il doit être négligeable

par rapport au courant  $I$  (figure 109) et nous fixerons donc ce dernier à 10 mA. Nous avons alors :

$$R = \frac{E}{2 I} = \frac{28}{20 \times 10^{-3}} = 350 \text{ ohms}$$

$$f = \frac{n - 1}{n + 1} = \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} = \frac{0,5}{1} = 0,5$$

d'où  $n =$  environ 0,35

$$K = \frac{R}{I^{n-1}} = \frac{350}{13} = 27$$

la valeur de  $I^{n-1}$  étant donnée par le tableau VI, à moins que l'on ne préfère obtenir  $K$  sur le nomogramme de la planche IV à la fin du livre à partir de  $E/2 = 14$  V  $I = 10$  mA et  $n = 0,35$ , avec la méthode exposée

TABLEAU VI  
Valeurs de  $i^{n-1}$  et  $i^{n+1}$  pour  $n$  positif.

$i^n$ (A)	$n =$	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40
$10^{-4}$	$i^{n-1}$	2 500	1 600	1 000	630	-	-
	$i^{n+1}$	$25 \times 10^{-6}$	$16 \times 10^{-6}$	$10 \times 10^{-6}$	$6,3 \times 10^{-6}$	-	-
$10^{-3}$	$i^{n-1}$	350	250	180	126	-	-
	$i^{n+1}$	$350 \times 10^{-6}$	$250 \times 10^{-6}$	$180 \times 10^{-6}$	$126 \times 10^{-6}$	-	-
$5 \times 10^{-3}$	$i^{n-1}$	90	82	52,6	40,5	-	-
	$i^{n+1}$	$2,25 \times 10^{-3}$	$2,05 \times 10^{-3}$	$1,31 \times 10^{-3}$	$1,01 \times 10^{-3}$	-	-
$10^{-2}$	$i^{n-1}$	50	40	32	25	20	16
	$i^{n+1}$	$5 \times 10^{-3}$	$4 \times 10^{-3}$	$3,2 \times 10^{-3}$	$2,5 \times 10^{-3}$	$2 \times 10^{-3}$	$1,6 \times 10^{-3}$
$2 \times 10^{-2}$	$i^{n-1}$	-	23	19	15,5	13	10,5
	$i^{n+1}$	-	$9,2 \times 10^{-3}$	$7,6 \times 10^{-3}$	$6,2 \times 10^{-3}$	$5,2 \times 10^{-3}$	$4,2 \times 10^{-3}$
$5 \times 10^{-2}$	$i^{n-1}$	-	13	9,4	8,1	7,1	6,0
	$i^{n+1}$	-	$32,5 \times 10^{-3}$	$23,5 \times 10^{-3}$	$20,2 \times 10^{-3}$	$17,7 \times 10^{-3}$	$15 \times 10^{-3}$
0,1	$i^{n-1}$	-	6,3	5,6	5,0	4,5	4,0
	$i^{n+1}$	-	$63 \times 10^{-3}$	$56 \times 10^{-3}$	$50 \times 10^{-3}$	$45 \times 10^{-3}$	$40 \times 10^{-3}$
0,2	$i^{n-1}$	-	3,6	3,3	3,1	2,85	2,7
	$i^{n+1}$	-	$1,44 \times 10^{-3}$	$1,32 \times 10^{-3}$	$1,24 \times 10^{-3}$	$1,14 \times 10^{-3}$	$1,08 \times 10^{-3}$
0,5	$i^{n-1}$	-	1,74	1,68	1,62	1,57	1,50
	$i^{n+1}$	-	$0,435$	$0,420$	$0,405$	$0,392$	$0,375$

au chapitre 9. La puissance dissipée dans chaque résistance non-linéaire au point de fonctionnement est :

$$\bar{W} = 350 \text{ ohms} \times 10 \text{ mA} = 3,5 \text{ watts}$$

Pour que cette puissance n'échauffe pas la résistance, il est nécessaire d'utiliser des disques d'assez grande surface et de répartir la puissance sur plusieurs disques. Il peut aussi y avoir avantage à les placer dans l'huile. Par exemple, on pourra prendre 4 disques  $\phi$  extérieur 40 mm environ laissant passer chacun 2,5 mA sous 14 volts (soit  $n = 0,35$  et  $K = 50$ ) et les grouper en parallèle comme sur la figure 111 bis. De tels groupements ne peuvent toutefois être faits que si les 4 disques ont exactement les mêmes caractéristiques. Par contre il n'est pas nécessaire que les deux groupes de 4 disques formant les deux résistances non linéaires du pont aient exactement les mêmes valeurs.

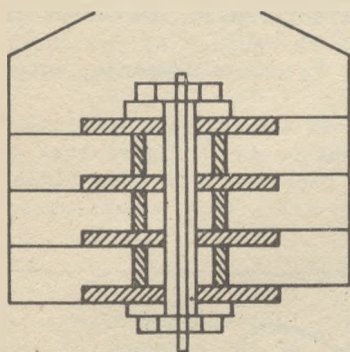


Figure 111 bis.

Le lecteur vérifiera facilement que le problème est beaucoup plus facile à résoudre avec les éléments du commerce lorsque la tension  $E$  est plus élevée.

PONT A UN ELEMENT NON-LINEAIRE (TH Zone 2)

Supposons que la source  $E$  débite sur deux ensembles série, l'un comportant deux résistances ordinaires  $R_1$  et l'autre une résistance ordinaire  $R_1$  et une thermistance  $R_2$  utilisée dans sa zone 2 (figure 112).

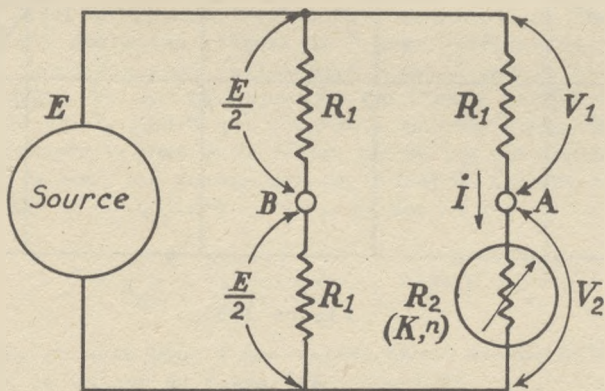


Figure 112.



Le premier ensemble est parcouru par un courant  $\frac{E}{2R_1}$  et le potentiel du point  $B$  est fixé une fois pour toutes à  $-\frac{E}{2}$  par rapport à l'un quelconque des pôles de la source, quelle que soit la valeur de  $E$ . Pour le deuxième exemple, nous nous retrouvons dans le cas de la figure 105 avec les tensions  $V_1$  et  $V_2$  aux bornes de  $R_1$  et  $R_2$ . Nous avons vu que  $V_1$  figurait un expanseur par rapport à  $E$  et  $V_2$  un inverseur. Nous pouvons donc prévoir que, lorsque  $E$  augmente, le potentiel de  $A$  est d'abord supérieur à celui de  $B$ , puis inférieur. Effectivement, la courbe de la figure 113, où  $E$  est porté en abscisse et  $V_2 - \frac{E}{2}$  en ordonnée, coupe

l'axe des abscisses. Les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  ont été choisies identiques à celles de l'exemple correspondant au graphique de la figure 104, de sorte que la courbe de la figure 113 peut facilement en être tirée.

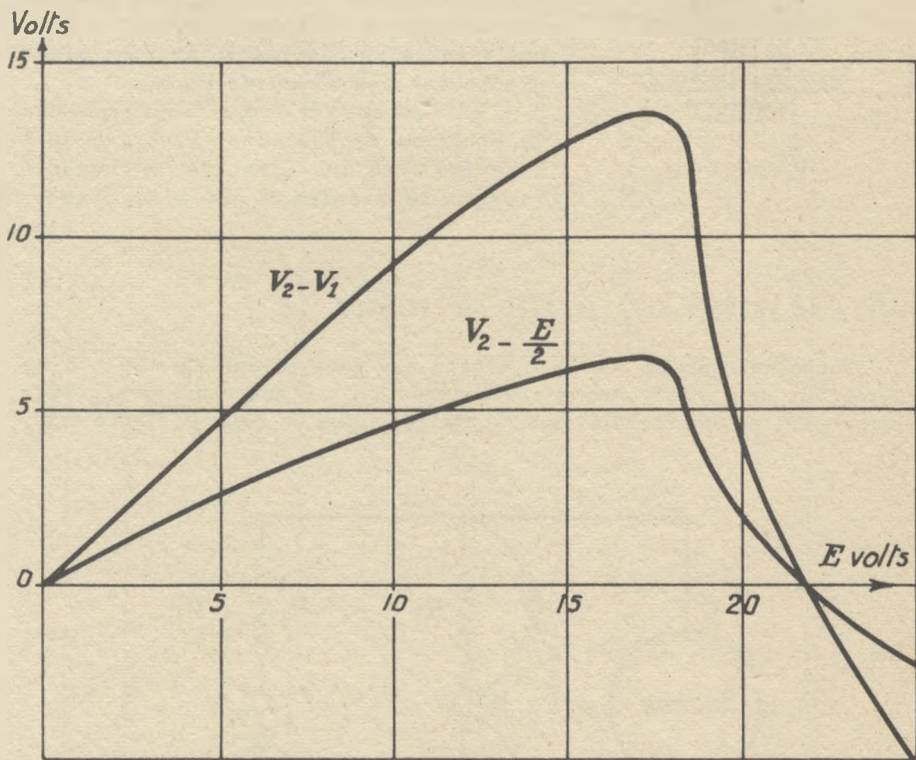


Figure 113.

Pour  $E = 20,6$  volts,  $V_1 = V_2$  et  $R_1 = R_2$ , soit :

$$\frac{E}{2} = V_1 = V_2 = RI = KI^n \quad R = KI^{n-1}$$

Dans l'exemple choisi,  $V_2 - \frac{E}{2}$  passe de 0 à - 0,95 volt quand  $E$  passe de 22,05 à 23,05 volts :

$$f = \left( \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} \right)_{E_2 = 0} = - 0,95$$

On peut facilement montrer que pour un pont à un seul élément non-linéaire, le facteur de mérite est moitié moindre que pour un pont à deux éléments, soit :

$$f = \left( \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} \right)_{E_2 = 0} = 1/2 \frac{n - 1}{n + 1}$$

ce qui donne pour notre exemple :

$$f = 1/2 \frac{- 0,3 - 1}{- 0,3 + 1} = - 0,93$$

La courbe donnant  $(V_2 - V_1)$  en fonction de  $E$  a également été tracée sur le graphique de la figure 113. Elle s'appliquerait au cas où on utiliserait une deuxième thermistance identique pour constituer un pont à deux éléments non linéaires. Elle donne :

$$\left( \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} \right)_{E_2 = 0} = - 1,9$$

et on vérifie que :

$$\frac{n - 1}{n + 1} = \frac{- 0,3 - 1}{- 0,3 + 1} = - 1,9$$

Le pont à deux thermistances est toutefois rarement employé car le pont à un seul élément permet toujours d'avoir une valeur de  $f$  suffisante, et nettement supérieure à celles obtenues avec les résistances non-linéaires au carborundum. On s'en rendra compte à l'aide du tableau VII qui donne les valeurs de  $f$  pour différentes valeurs de  $n$ . Les valeurs encadrées sont celles dont l'usage est le plus fréquent.

Dans le cas de montages spéciaux où l'on a besoin d'un facteur de mérite très élevé, plutôt que d'employer un pont à deux thermistances, on préfère employer le pont de la figure 114 où les résistances ordinaires  $r_1$ ,  $r_2$  et  $r_3$  ne sont pas identiques. Le calcul du facteur de mérite est plus ardu, mais si l'on prend  $r_1 = r_3$ , on montre que

$$f = \frac{\phi (n - 1)}{(n\phi + 1) (\phi + 1)} \quad \text{avec } \phi = \frac{r_1}{r_2}$$

On peut alors obtenir pour  $f$  une valeur aussi élevée qu'on le désire en réduisant la valeur du terme  $(n\phi + 1)$ . Pour

$$n\phi + 1 = 0 \quad \text{soit } \phi = - \frac{1}{n}$$

TABLEAU VII

Valeurs du facteur de mérite  $f$  (ponts simples) :

Type d'élément non-linéaire	$n$	Pont à 1 élément	Pont à 2 éléments
Thermistance	- 0,5	- 1,5	- 3
	- 0,4	- 1,2	- 2,3
	- 0,3	- 0,9	- 1,9
	- 0,2	- 0,75	- 1,5
Résistances non-linéaires (carbo.)	+ 0,15	- 0,37	- 0,74
	+ 0,2	- 0,33	- 0,67
	+ 0,3	- 0,27	- 0,54
	+ 0,4	- 0,21	- 0,43
Lampe à filament de tungstène	+ 1,8	+ 0,14	+ 0,29
	+ 2	+ 0,17	+ 0,33
Tube fer-hydrogène	+ 40	+ 0,48	+ 0,95

la valeur de  $f$  est infinie au point de fonctionnement et très grande pour des variations de faible amplitude autour de ce point.

## EXEMPLE DE CALCUL D'UN INDICATEUR DE TENSION (TH) :

Supposons que, comme dans l'exemple traité pour le pont à deux éléments (NL), nous disposions d'une source  $E_1$  fournissant 28 volts continus et que nous désirions recueillir un signal de 0,5 volt débitant sur une impédance de 500 ohms, cette fois, pour un écart de 0,5 volt seulement par rapport à la tension nominale de  $E_1$ .

Le courant de sortie est de 1 mA et nous prendrons encore  $I = 10$  mA (figure 112)

$$R = \frac{E}{2I} = \frac{28}{20 \times 10^{-3}} = 350 \text{ ohms}$$

$$f = 1/2 \frac{n-1}{n+1} = \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1} = 1$$

d'où  $n =$  environ - 0,35

$$K = \frac{R}{I^{n-1}} = \frac{350}{175} = 2$$



la valeur de  $I^{n-1}$  étant donnée par le tableau VIII. Pratiquement, les thermistances ne sont généralement pas vendues classées par valeurs de  $K$  et  $n$  à une intensité donnée, mais par valeurs de  $R$  et  $\alpha$ . On sera donc bien obligé de commander une thermistance ayant très approximativement les valeurs de  $K$  et  $n$  cherchées au voisinage de 10 mA. Une fois l'élément reçu il conviendra de mesurer soigneusement les valeurs exactes de ces caractéristiques et de calculer en conséquence  $f$  et  $R$ . Supposons par exemple que l'élément qui nous a été livré soit de  $K = 1,8$  et  $n = -0,4$  pour 10 mA :

$$V_2 = KI^n = 1,8 \times 630 \times 10^{-2} = 11,3 \text{ volts (tableau VIII)}$$

Nous adopterons donc le schéma de la figure 114

$$V_1 = r_3 I = 28 - 11,3 = 16,7 \text{ volts}$$

$$\text{d'où } r_3 = \frac{16,7 \text{ volts}}{10 \text{ mA}} = 1670 \text{ ohms}$$

Nous voulons avoir :

$$f = \frac{\rho (n - 1)}{(n\rho + 1) (\rho + 1)} = -1$$

d'où  $n\rho^2 + 2\rho - 2 = 0$  avec  $n = -0,4$

soit  $\rho = 1,38$

Comme  $r_1 = r_3 = 1670 \text{ ohms}$ ,

$$r_2 = \frac{r_1}{\rho} = \frac{1670}{1,38} = 1210 \text{ ohms}$$

Le courant dans la branche  $r_1 r_2$  sera :

$$\frac{28 \text{ volts}}{1670 + 1210 \text{ ohms}} = 9,7 \text{ mA}$$

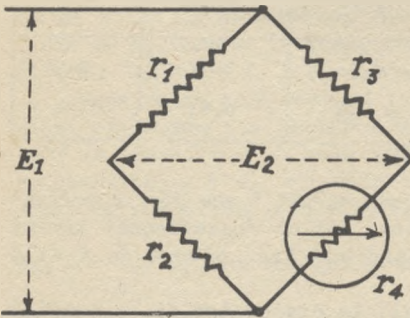


Figure 114.

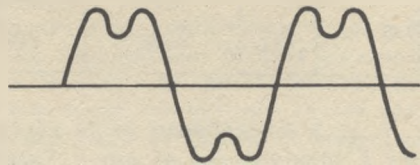


Figure 115.

PRECAUTIONS A OBSERVER :

Dans le cas des ponts à résistances non linéaires au carborundum, deux points doivent être surveillés :

TABLEAU VIII

Valeurs de  $i^{n-1}$  et  $i^{n+1}$  pour  $n$  négatif :

$i = (A)$ ↓	$n =$ →	- 0,45	- 0,4	- 0,35	- 0,30	- 0,25
$10^{-3}$	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	25 000 $25 \times 10^{-3}$	16 000 $16 \times 10^{-3}$	11 000 $11 \times 10^{-3}$	8000 $8 \times 10^{-3}$	5600 $5,6 \times 10^{-3}$
$10^{-2}$	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	800 $80 \times 10^{-3}$	630 $63 \times 10^{-3}$	500 $5 \times 10^{-3}$	400 $4 \times 10^{-3}$	320 $3,2 \times 10^{-3}$
$2 \times 10^{-2}$	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	330 $132 \times 10^{-3}$	250 $100 \times 10^{-3}$	175 $70 \times 10^{-3}$	160 $64 \times 10^{-3}$	130 $52 \times 10^{-3}$
$5 \times 10^{-2}$	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	77 $192 \times 10^{-3}$	66 $165 \times 10^{-3}$	57 $142 \times 10^{-3}$	49 $122 \times 10^{-3}$	42 $105 \times 10^{-3}$
0,1	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	28 0,28	25 0,25	22,4 0,224	20 0,20	18 0,18
0,2	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	10,3 0,206	9,6 0,192	8,8 0,176	8,1 0,162	7,5 0,15
0,5	$i^{n-1}$ $i^{n+1}$	2,72 0,68	2,63 0,66	2,54 0,635	2,45 0,61	2,37 0,59

a) l'échauffement de la résistance qui conduit à une dérive portant sur  $K$  (diminution) et sur  $n$  (augmentation). Si un échauffement limité est inévitable, le calcul doit être basé sur les valeurs de  $K$  et  $n$  à la température de régime.

b) en courant alternatif sinusoïdal, la distorsion de la tension de sortie, avec prédominance de l'harmonique 3 (figure 115).

Dans le cas des ponts à thermistances, ce sont :

a) les conditions de dissipation thermique (la meilleure stabilité est obtenue en plaçant l'élément dans le vide).

b) la constante de temps (les thermistances miniatures sont les plus employées en raison de leur rapidité de réponse).

En outre, dans les deux cas, il faut savoir que la température ambiante influe. Cette influence est moindre pour la thermistance, à condition que le point de fonctionnement de celle-ci soit choisi assez élevé, par exemple entre 100 et 150 °C. Elle peut être atténuée par un montage tel que celui de la figure 116 qui compense la diminution

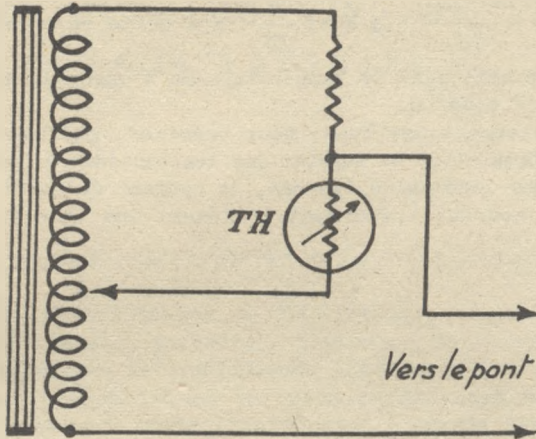


Figure 116.

normale de  $E_2$  quand l'ambiante s'élève par une augmentation de la fraction de  $E_1$  qui alimente le pont.

Un autre dispositif, plus simple et généralement appliqué aux ponts à 2 éléments *NL*, consiste à substituer aux résistances ordinaires  $R_1$  des résistances à faible coefficient négatif constituées par exemple par l'association en série de thermistances et de résistances ordinaires. Si en effet la diminution relative de  $R_1$  est exactement la même que celle de  $R_2$  lorsque la température ambiante s'élève, la tension d'entrée  $E_1$  pour laquelle  $R_1 = R_2$  restera constante.

Nous avons déjà comparé les coefficients de température respectifs d'une résistance non linéaire *RNL* et d'une thermistance *TH* dans l'exemple cité au chapitre 2 et nous avons vu au chapitre 10 que le coefficient de température d'une *RNL* sous tension constante (ce qui est le cas ici) était égal à  $\phi$  fois le coefficient de température du facteur  $K$  (rappelons

que  $\phi = \frac{1}{n}$ ). Si nous désignons donc par  $\alpha_1$  le coefficient de température

de  $R_1$  et par  $\alpha_2$  celui - sous tension constante - de  $R_2$  (*RNL*), nous devons avoir

$$\alpha_1 = \alpha_2$$

pour la température moyenne pour que le point d'équilibre  $R_1 = R_2$  soit indépendant de la température. Si  $\alpha_K$  est le coefficient de température du facteur  $K$  de la *RNL*, la condition s'écrit :



$\alpha_1 = p\alpha_K$  ou  $n\alpha_1 = \alpha_K$  pour la  $tp$  moyenne soit par exemple pour  $\alpha_K = -0,12 \text{ \%/}^\circ\text{C}$  et  $n = 0,20$ ,  $\alpha_1 = -0,6 \text{ \%/}^\circ\text{C}$ . Le coefficient  $\alpha_K$  étant négatif, le coefficient  $\alpha_1$  devra l'être également, ce qui justifie la réalisation de  $R_1$  par une association en série d'une thermistance  $TH$  et d'une résistance ordinaire  $RO$ . Dans l'exemple ci-dessus si l'on utilise une  $TH$  de coefficient  $-3 \text{ \%/}^\circ\text{C}$  à la température moyenne,

on devra avoir  $\frac{TH + RO}{TH} = 5$  soit  $\frac{RO}{TH} = 4$  à cette même température afin

de ramener le coefficient de température de l'ensemble série  $TH-RO$  à la valeur désirée  $-0,6 \text{ \%/}^\circ\text{C}$ .

Rappelons encore une fois, pour terminer, que toute l'étude faite dans les chapitres 20 et 21 suppose que les tensions de sortie  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $E_2$  débitent sur des impédances élevées, le courant de sortie étant au plus le dixième du courant traversant l'élément non-linéaire.

## QUELQUES APPLICATIONS DES ELEMENTS NON LINEAIRES

### SYSTEMES COMPRESSEUR-EXPANSEUR EN TELECOMMUNICATIONS :

Nous avons fait allusion au chapitre 19 au "système de télécommunications par courants porteurs". L'avantage de ce système n'est pas seulement de permettre la transmission simultanée d'un grand nombre de communications téléphoniques sur deux conducteurs seulement, mais également de permettre cette transmission à grande distance de façon commode. On sait que, du fait de l'impédance de la ligne, tout signal "s'affaiblit" avec la distance, et doit donc être amplifié de place en place. Ces dispositifs amplificateurs - appelés "répéteurs" - sont particulièrement simples dans le cas d'une transmission par courants porteurs, puisqu'un amplificateur unique suffira à amplifier simultanément tous les signaux transmis sur les deux conducteurs, pourvu qu'il fonctionne de façon acceptable dans une gamme de fréquences très large.

A l'entrée de chaque "répéteur", les signaux transmis les moins intenses (voix humaines faibles, certaines syllabes étouffées) doivent néanmoins avoir une amplitude plus importante que le "bruit de fond", c'est-à-dire les signaux parasites indésirables prenant naissance dans l'amplificateur lui-même. S'il n'en est pas ainsi, le bruit de fond, amplifié en même temps que le signal minimum, le déformera et le rendra inintelligible. L'amplitude du signal minimum ne doit donc pas tomber au-dessous d'une certaine valeur  $V_m$ . Le niveau de sortie d'un répéteur, d'autre part, est limité de par sa construction et l'amplitude du signal maximum à la sortie ne peut donc pas dépasser une certaine valeur  $V_M$  sans qu'il y ait distorsion indésirable. Si nous représentons la courbe d'affaiblissement (linéaire) en fonction de la distance en prenant comme origine l'emplacement d'un répéteur, nous voyons immédiatement que la distance maxima séparant deux répéteurs sera d'autant plus grande que l'écart entre le signal maximum  $S_{max}$  et le signal minimum  $S_{min}$  sera plus faible (figure 117). Si l'écart  $S_{max} - S_{min} = a$ , les répéteurs pourront être espacés de  $OA$ , mais  $S_{max} - S_{min} = b$ , ils devront être rapprochés jusqu'à l'intervalle  $OB$ .

Le problème consiste donc à diminuer à l'entrée de la ligne les écarts d'amplitude entre les signaux et à restituer à la sortie de la ligne les écarts initiaux. Il peut être résolu par l'emploi de dispositifs

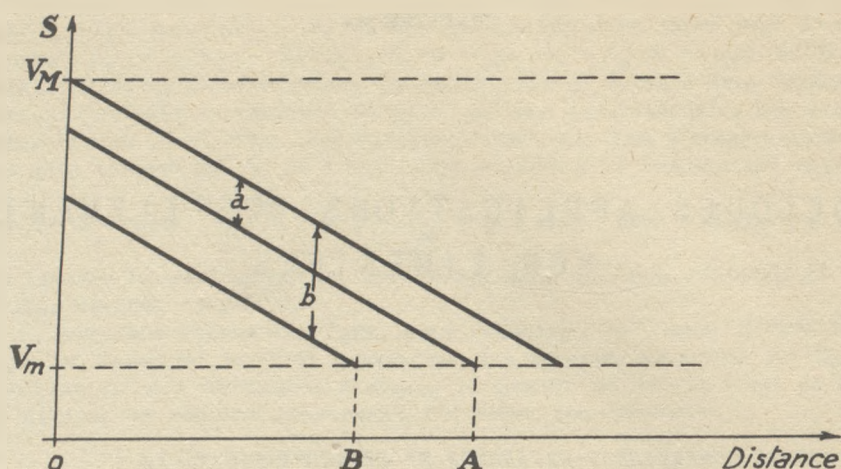


Figure 117.

analogues à ceux qui ont été décrits au chapitre 20 comme compresseurs et expanseurs de contraste : le compresseur sera placé à l'entrée de la ligne et l'expanseur à la sortie. Il faut évidemment que, après la traversée successive de ces deux dispositifs, chaque signal se retrouve identique à lui-même. La difficulté réside donc dans le contrôle rigoureux des caractéristiques des varistances employées dans chaque dispositif, afin d'assurer leur interchangeabilité. C'est pourquoi les thermistances ne sont pas employées dans les systèmes compresseur-expanseur en téléphonie : les thermistances à constante de temps suffisamment faible pour cette application n'ont pas de caractéristiques suffisamment reproductibles pour que le triage soit rentable. Par ailleurs les résistances non-linéaires au carborundum présentent le double inconvénient d'avoir une capacité élevée et de ne pouvoir être utilisées aux très faibles tensions (facteur  $K$  trop élevé).

On utilise donc le coude de la caractéristique directe de redresseurs, et on préfère les redresseurs à l'oxyde de cuivre, de même que pour les modulateurs et les appareils de mesure. Nous n'entrerons pas dans le détail des montages utilisés, assez compliqués, et qui font intervenir des phénomènes plus complexes que le schéma de principe donné ici (voir chapitre 26).

#### MODIFICATION D'ECHELLE ET PROTECTION DES APPAREILS DE MESURE :

Il est quelquefois commode, pour des appareils industriels, de disposer d'appareils de mesure à échelle non-linéaire, sans toutefois recourir aux appareils thermiques ou électromagnétiques peu précis. L'emploi de résistances non-linéaires en série ou en parallèle avec l'appareil de mesure fournit une solution simple de ce problème. Nous envisagerons uniquement ici le cas des voltmètres, quoique les échelles



de milliampèremètres puissent être modifiées de façon analogue (mais requièrent alors des facteurs  $K$  très faibles).

Prenons comme exemple le cas d'un voltmètre de résistance 10 000 ohms dont la déviation totale est obtenue sous 10 volts pour un courant de 1 mA et utilisons comme résistance non linéaire par exemple le type "C.S.F." RP 8 qui a pour caractéristique  $K = 80$  et  $n = 0,3$  soit :

Volts	5	10	15	20	40
mA	0,1	1	4	10	100

La figure 118 indique le schéma à adopter si l'on veut dilater la deuxième partie de l'échelle. Le voltmètre ainsi modifié devient un voltmètre 20 volts et le déplacement de l'aiguille en fonction de la tension appliquée sera conforme à la progression ci-dessous :

Fraction d'échelle	0	1/4	1/2	3/4	1
Volts	0	9,3	13	16,5	20

La figure 119 indique le schéma à adopter si l'on veut dilater la première partie de l'échelle, c'est-à-dire les tensions inférieures. Le voltmètre

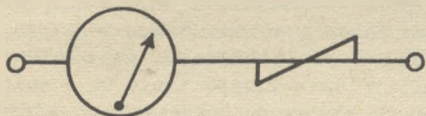


Figure 118.



Figure 119.

ainsi modifié devient un voltmètre 20 volts et le déplacement de l'aiguille en fonction de la tension appliquée sera conforme à la progression ci-dessous :

Fraction d'échelle	0	1/4	1/2	3/4	1
Volts	0	3,8	8	13,25	20

Les appareils de mesure courants sont toujours prévus pour pouvoir supporter une surcharge accidentelle. Il est intéressant de chercher quelles seront les conséquences d'une telle surcharge sur des appareils modifiés d'après les schémas ci-dessus. Prenons par exemple le cas d'une surcharge de 100% correspondant à un courant dans l'appareil envisagé de 2 mA. Avec un voltmètre 20 volts du type normal, une telle surcharge serait obtenue par l'application d'une tension de 40 volts. Avec la première modification, elle sera obtenue par l'application d'une tension de 32 volts seulement, l'appareil sera donc plus fragile. Avec la deuxième modification au contraire, elle sera obtenue par l'application d'une tension de 60 volts, l'appareil est donc protégé.

La protection d'un voltmètre contre les surcharges peut être rendue très efficace. Prenons encore le cas d'un voltmètre de 10 000 ohms dont la déviation totale est obtenue sous 10 volts par un courant de 1 mA, mais transformons le cette fois en voltmètre 50 volts grâce au schéma de la figure 119. La résistance série sera par exemple de 16 700 ohms et la résistance non linéaire utilisée sera de caractéristiques  $K = 66$

et  $n = 0,28$  (empilement de disques analogue à celui de la figure 111) :

Volts	5	10	20	40
mA	0,12	1,4	15	170

L'échelle est dilatée pour les faibles tensions, comme on pouvait s'y attendre, et l'aiguille est au milieu de l'échelle pour une tension appliquée de 15,5 volts. La surcharge de 100%, c'est-à-dire un courant de 2 mA dans l'appareil, n'est obtenue que pour une tension de 300 volts, et un courant de 4 mA dans l'appareil supposerait une tension de 3000 volts. Un tel appareil est à l'abri de toute fausse manoeuvre!

#### TENSION EN DENTS DE SCIE POUR LA TELEVISION :

Depuis une dizaine d'années, divers systèmes ont été imaginés et mis en oeuvre pour engendrer les tensions variables à appliquer aux plaques ou aux bobines des tubes à images de télévision. Ils se ramènent tous à la charge progressive d'un condensateur, pendant le temps correspondant soit au balayage d'une ligne pour la déflexion horizontale, soit au balayage de l'image entière, pour la déflexion verticale, et à la décharge de ce condensateur dans un temps aussi court que possible, correspondant au retour brusque du faisceau cathodique. On obtient ainsi une tension dite "en dents de scie" (voir figure 120). On a soin de n'utiliser que le début de la période de charge du condensateur, alors

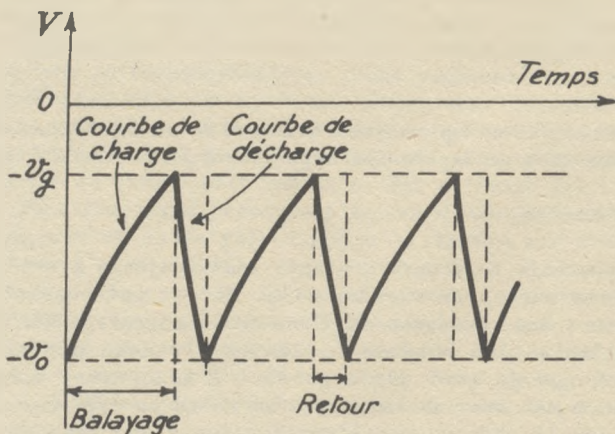


Figure 120.

que la tension est sensiblement proportionnelle au temps, de manière que le faisceau cathodique se déplace sur la mosaïque photosensible à vitesse sensiblement constante. Lors de la décharge, la tension ne tombe pas à zéro instantanément, mais toujours au bout d'un temps très court, que l'on s'efforce de réduire afin d'obtenir une forme de courbe de la tension en fonction du temps qui se rapproche le plus possible

de la "dent de scie" idéale. Le faisceau explorateur pourra ainsi revenir très rapidement de droite à gauche, de la fin d'une ligne au début de la suivante, dans l'exploration des lignes, et de bas en haut, en diagonale, à la fin de l'exploration de chaque image.

Il est possible, au moyen d'une résistance non-linéaire, de modifier la loi de croissance de la tension de charge du condensateur en fonction du temps

$$v = V (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

de manière à obtenir une loi rigoureusement linéaire. Le même effet pourrait être obtenu par un réseau intégrateur comprenant résistances et capacités, mais l'avantage de la résistance non linéaire est que sa caractéristique est à peu près indépendante de la fréquence. Ainsi le schéma de la figure 121 réalise au moyen d'une triode oscillatrice, bloquée pendant le temps de charge, la décharge rapide de  $C$  jusqu'à la valeur négative  $-v_0$  par un large courant de grille de courte durée. La décharge se reproduit dès que la grille atteint la valeur  $-v_g$  (voir figure 120). Si cette tension en dent de scie - négative - est envoyée sur l'ensemble série  $RO - NL$  étudié au chapitre 20 (figure 103), on obtiendra une tension  $E_2$  constamment inférieure en valeur absolue à

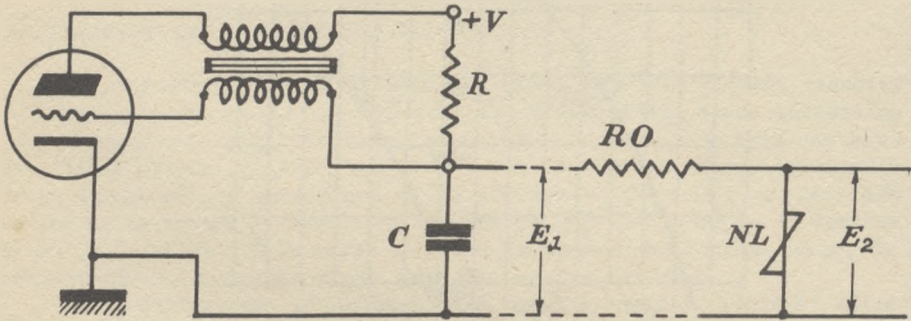


Figure 121.

la tension  $E_1$ . Le graphique de la figure 122 montre la construction de la dent de scie transformée  $E_2(t)$  à partir de la dent de scie initiale  $E_1(t)$  en utilisant la caractéristique  $E_2(E_1)$  de l'ensemble  $RO - NL$  considéré. Les valeurs portées sur ce graphique sont relatives à l'utilisation d'une "résistance VDR Transco" type 1000/680 ( $K = 680$  et  $n = 0,19$ ) en série avec une résistance ordinaire de 400 000 ohms.



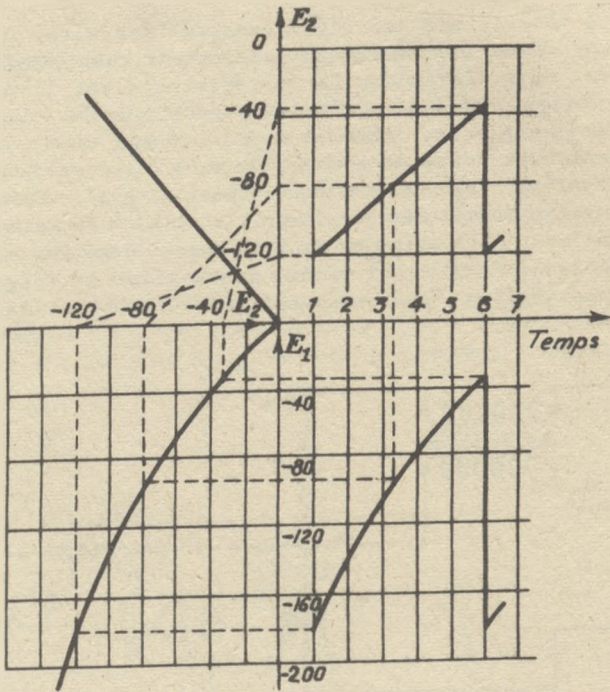


Figure 122.

## PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS

La protection contre les ondes de surtension de courte durée est un problème extrêmement général. Ses principaux aspects sont la protection des contacts électriques sur circuits inductifs, les parafoudres sur lignes haute tension, ainsi que l'enclenchement sous tension réduite de nombreuses installations (thyratrons, postes tous-courants, etc). Suivant les cas, telle ou telle varistance s'imposera de préférence aux autres, par sa commodité d'emploi ou son faible prix de revient.

## APPLICATION AUX CONTACTEURS ELECTRIQUES :

On sait depuis fort longtemps que la coupure d'un circuit inductif parcouru par un courant continu entraîne l'apparition d'une surtension qui se manifeste par l'établissement d'un arc entre les deux contacts de l'interrupteur. FARADAY, auquel est due la première étude approfondie de ce phénomène, a montré que cette surtension prenait naissance aux bornes de la bobine et pouvait atteindre 10 fois la valeur de la tension avant la rupture. Elle varie suivant la valeur de l'inductance, le courant qui la traverse et le mode de rupture utilisé.

Cette surtension, s'ajoutant à la tension normale, apparaît entre les deux pièces en contact au moment précis où elles viennent de se séparer, et où leur distance est encore très faible, de l'ordre de 1/10 mm pour fixer les idées. Le résultat est évidemment le claquage de la lame d'air isolante et l'amorçage d'un arc oscillant qui ne cessera que lorsque l'écartement des deux pièces sera suffisant. L'usure des pièces formant contact résulte pour une part de l'arrachage d'ions métalliques par la décharge électrique et pour une autre part de l'échauffement provoqué qui peut aller jusqu'à leur fusion. Dans l'air, ces deux phénomènes concourent généralement pour former à leur surface une couche d'oxyde qui augmente la résistance des contacts et accélère leur détérioration. On démontre que la valeur de la surtension est égale au produit de l'intensité parcourant le circuit avant la rupture par la résistance totale du circuit, non compris celle de l'inductance (voir les développements mathématiques dans l'appendice).

Les moyens habituellement employés pour pallier aux effets de la surtension sur les pièces en contact sont assez variés. On peut réduire

la durée de l'arc en écartant très rapidement les pièces en contact, grâce à la détente d'un ressort bandé par exemple, ou en "soufflant" l'arc à l'aide d'un jet d'air comprimé. On peut aussi supprimer l'oxydation en plaçant le contacteur dans le vide, ou assurer une plus grande dissipation thermique en le plaçant dans l'huile. Tous ces montages ne sont que des palliatifs, et de toutes manières ne sont pas applicables aux contacteurs de petites dimensions. La véritable solution consiste à préserver le contacteur de la surtension. Ce but peut être atteint au moyen d'un condensateur qui absorbe l'énergie supplémentaire libérée au moment de la rupture en se chargeant. Mais l'amortissement ainsi réalisé n'est pas immédiat car un régime oscillatoire prend naissance et on constate au contact une succession d'extinctions et de réamorçage de l'arc, source de parasites. D'autre part, si le condensateur shunte le contact, il est continuellement chargé tant que ce dernier est ouvert, et se décharge en court-circuit à travers le contact au moment de sa fermeture, avec une intensité instantanée élevée. Si le condensateur shunte la bobine, c'est sa charge qui s'effectue en court-circuit au moment de la fermeture, avec les mêmes mêmes inconvénients. Pour améliorer les choses, on peut songer à placer une résistance ordinaire en série avec le condensateur, de manière à limiter l'intensité de charge ou de décharge. Mais, dans le cas du premier montage, on diminue la protection du contact, et dans le cas du second, on augmente la surtension. La solution idéale est donc ailleurs.

De bien meilleurs résultats sont obtenus par l'emploi de résistances non-linéaires au carborundum dont la caractéristique tension-intensité est telle qu'un élément aura une résistance élevée pour la tension normale, et se comportera pratiquement comme un court-circuit pour la surtension. La figure 123 indique deux montages possibles de la résis-

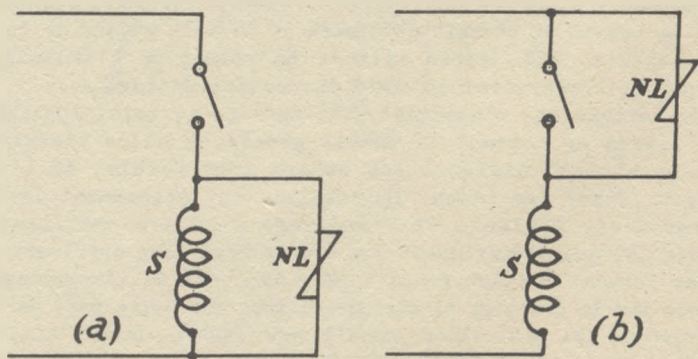


Figure 123.

tance non-linéaire soit aux bornes de la self, lorsque celle-ci est unique et bien localisée dans le circuit (a), soit aux bornes du contacteur, lorsque différentes portions sont selfiques (b). Elle devra



évidemment dissiper pour la tension normale une puissance suffisamment faible pour ne pas perturber les caractéristiques du circuit.

La figure 124 montre la variation de  $V$  et de  $R$  (tension aux bornes et résistance de l'élément non-linéaire) à l'arrivée d'une onde de surtension unique. On voit que la résistance de l'élément devient très faible, et on peut choisir ses caractéristiques pour qu'elle soit inférieure à celle de la lame d'air qui sépare les contacts à un instant donné. L'amorçage de l'arc est alors impossible ou, s'il s'amorce, il disparaît rapidement. Ainsi, prenons le cas d'une résistance non-linéaire de caractéristiques  $K = 1100$  et  $n = 0,25$  (disque "Metrosil") laissant passer 3 mA sous 250 volts (0,75 watts). Elle laissera passer 10 mA sous 2000 volts. Utilisée dans un circuit fortement selfique de tension 140 volts et d'intensité 10 A, elle donne les résultats suivants :

circuit non protégé : tension de pointe 10 000 V  
 circuit protégé : tension de pointe 1000 V

Utilisée dans un circuit commercialement non selfique, elle donne les résultats suivants :

circuit non protégé : tension de pointe 4000 V  
 circuit protégé : tension de pointe 1000 V

Une telle efficacité permet donc à la fois de diminuer les dimensions des contacteurs et de prolonger leur durée de vie.

Signalons que l'on peut également utiliser des redresseurs en lieu et place des résistances non-linéaires au carborundum, à condition que le sens normal de passage du courant coïncide avec leur sens inverse

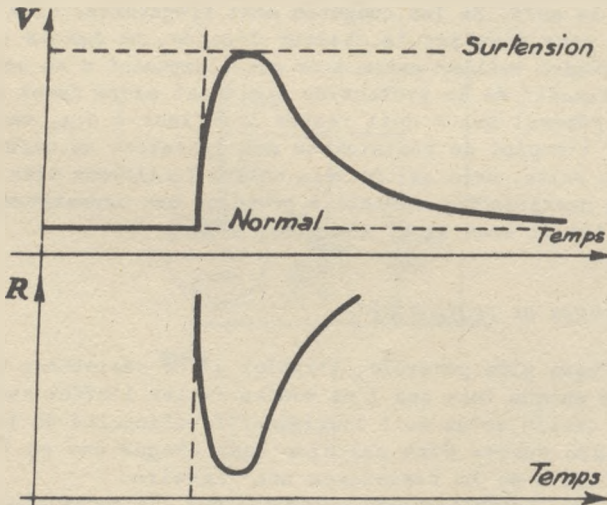


Figure 124.

(figure 125). Le redresseur se trouve alors soumis à une tension continue permanente, qui doit rester nettement inférieure à la tension inverse maxima fixée par le constructeur (pour les redresseurs "Sélénos", 13 volts

au lieu de 26). La protection est en général moins bonne qu'avec les résistances non-linéaires mais peut être plus simple dans certains cas : par exemple pour une bobine de relais alimentée en courant alternatif redressé, le pont de redresseurs suffira à absorber la surtension. Dans le cas des résistances non-linéaires au carborundum comme dans celui des redresseurs, la capacité propre de la varistance joue un rôle non négligeable et influe sur la qualité de la protection.

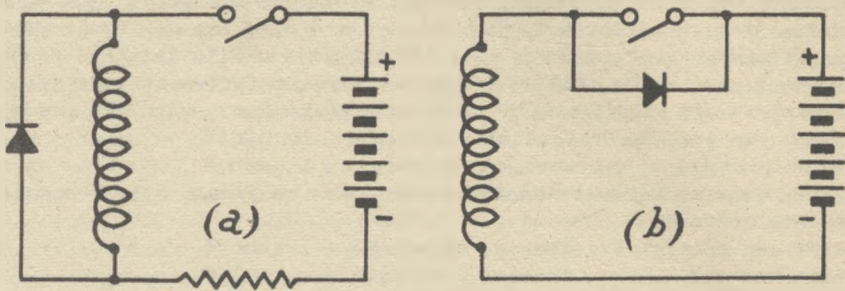


Figure 125.

Pratiquement, on choisira la résistance non-linéaire pour qu'elle soit traversée en régime normal par un courant de l'ordre de 1% du courant dans la self. Si les coupures sont fréquentes, elle devra être dimensionnée pour dissiper la chaleur dégagée, au besoin placée dans l'huile. Il faudra veiller enfin à ce que l'exposant  $n$  ne soit pas trop élevé, l'efficacité de la protection diminuant alors assez rapidement. On admet en général que  $n$  doit rester inférieur à 0,4, ce qui exclut pratiquement l'emploi de résistances non-linéaires au carborundum au-dessous de 10 volts, mais on trouvera encore facilement dans le commerce des éléments destinés par exemple à protéger des commutateurs téléphoniques travaillant sous 24 et 48 volts.

#### AUTRES PROBLEMES DE PROTECTION :

D'une façon plus générale, l'emploi d'une résistance non-linéaire sera indiqué chaque fois que l'on voudra éviter l'effet nuisible d'une surtension, quelle qu'en soit l'origine. L'efficacité de la protection ainsi réalisée pourra être calculée dans chaque cas en fonction des caractéristiques de la résistance non-linéaire.

Le meilleur exemple en est constitué par les parafoudres qui furent aux Etats-Unis vers 1930 la première application industrielle des matériaux non-linéaires. Les calculs classiques de propagation sur les lignes électriques permettent en effet de déterminer la tension maxima possible, ou potentiel critique, par résolution graphique du système :

$$E = K I^n \text{ (résistance non-linéaire)}$$

et

$$\approx E_1 - Z_c I = 0 \text{ (ligne)}$$

où  $E$  et  $E_1$  sont la tension normale et la surtension,  $Z_c$  l'impédance caractéristique de la ligne,  $I$  l'intensité traversant la résistance non-linéaire. Les unités employées comprenaient en général un certain nombre de disques connectés en série, et une coupure en série avec le tout. Une réalisation typique de la General Electric Cy comprenant 11 disques de 15 cm de diamètre et une coupure pesait 45 kg et avait un potentiel critique de 11 500 volts. Elle était utilisée sur des lignes à haute tension transportant le courant 60 Hz où la tension de crête normale était de 9400 volts et la tension de crête maxima de 16 400 volts (cette dernière correspondant à un courant de 28 A dans la résistance non-linéaire). Un certain nombre d'unités pouvaient être montées en série.

Les fabrications modernes mettent à notre disposition des résistances fonctionnant sous des tensions beaucoup plus basses de sorte que des problèmes analogues, mais en divisant la tension par 100, peuvent être résolus de la même manière. Nombreux sont les cas où des surtensions peuvent prendre naissance dans les circuits radioélectriques, qui risquent d'être nuisibles pour certains éléments des circuits. Nous prendrons comme exemple la protection des condensateurs de découplage. On sait que lorsque le courant est envoyé dans les circuits d'un montage radioélectrique, les filaments des lampes étant froids, toute la haute tension se trouve appliquée sur le condensateur de découplage. Si celui-ci est shunté par une résistance non-linéaire, il risquera moins de se détériorer et on pourra le choisir plus petit. La figure 126 illustre cet exemple : les caractéristiques du circuit sont : haute tension 250 volts, courant normal dans la triode 5 mA, condensateur de 8 microfarads, résistance

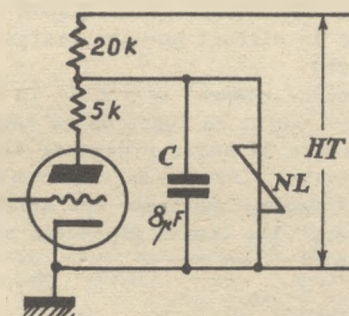


Figure 126.

non-linéaire de facteur  $K = \text{env. } 350$  et d'exposant  $n = 0,19$ , par exemple une "résistance VDR Transco" type 1050/330. En régime normal (lampe chaude) la résistance VDR, soumise à une tension de 127 volts, laisse passer 1,2 mA et n'augmente donc pas sensiblement la consommation. Au démarrage, si la tension montait jusqu'à 250 volts, elle laisserait passer 37 mA, mais la réponse de l'élément étant instantanée, la valeur de 250 volts ne peut être atteinte. En fait la tension ne dépassera pas 165 volts pour laquelle la résistance non-linéaire laisse passer



4,2 mA. Un condensateur 8 microfarads 150/165 volts suffira donc là où il aurait fallu un 8 microfarads 500 volts.

Lorsque les surtensions contre lesquelles la protection doit être établie sont de très faible valeur, force est toutefois de renoncer à l'emploi des résistances non-linéaires au carborundum. Ainsi pour la réalisation d'un anti-choc acoustique aux bornes d'un récepteur téléphonique, on emploiera deux redresseurs montés en parallèle comme l'indique la figure 127. Nous avons vu au chapitre 9 qu'un tel ensemble était équivalent à une résistance non-linéaire de facteur  $K$  sensiblement égal à l'unité et d'exposant  $n$  faible.

#### RESISTANCES D'ENCLENCHEMENT :

Lorsque des tubes électroniques à cathode à chauffage indirect sont mis sous tension, il se passe un certain temps avant que la cathode ait atteint sa température de régime. Pendant ce temps, le coefficient de température des filaments métalliques chauffants étant positif, leur résistance augmente. L'usage est, dans les récepteurs radiophoniques "tous courants", de monter en série les filaments chauffants avec les lampes d'éclairage du cadran, l'ensemble étant soumis à la tension du secteur. On voit que dans ce cas les lampes de cadran sont soumises lors de l'enclenchement à une tension plus élevée que celle qui correspond au fonctionnement normal tandis que les filaments sont parcourus par une intensité trop forte. On pourrait évidemment adopter une protection par résistance non-linéaire analogue à celle que nous venons de voir pour les condensateurs de découplage. La solution qui a prévalu jusqu'à présent, pour des raisons économiques semble-t-il, consiste à insérer en série dans le circuit une thermistance à constante de temps assez élevée (bâtonnet).

La figure 128 montre comment s'établit le courant dans un élément "Transco CTN" type 100.026/01 en fonction du temps lorsqu'il est inséré dans un schéma classique de poste récepteur tous-courants (schéma de la figure 130 par exemple). Lorsque sa valeur s'est stabilisée, au bout de 2 minutes, les filaments chauffants ont atteint leur température de régime et à aucun moment les lampes de cadran n'ont été soumises à une surtension.

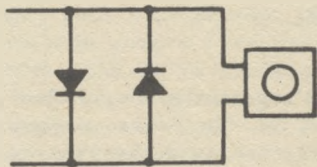


Figure 127.

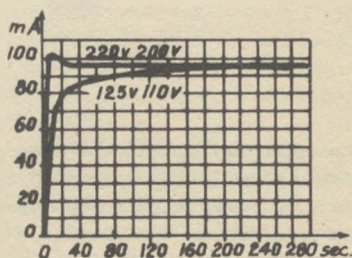


Figure 128.

Il arrive néanmoins qu'une lampe de cadran, usée, s'éteigne. Aucun courant ne passe plus alors dans les filaments des lampes. Pour obvier à cet inconvénient, on peut placer une thermistance en parallèle avec la lampe : normalement sa résistance est trop élevée pour qu'elle joue un rôle, mais si la lampe claque, elle s'échauffe et atteint une résistance équivalente à celle de la lampe grillée. La figure 129 montre la variation de résistance d'un élément "Transco CTN" type 100.092.

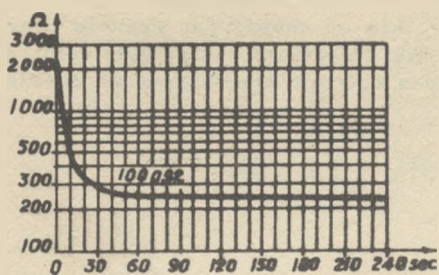


Figure 129.

Les seules thermistances fabriquées en grande série pour ces applications sont les éléments "Transco CTN" dont les caractéristiques sont données ci-dessous :

	100.026/01	100.102	100.092
résistance pour 1 mA à 20 °C	2 à 3 k ohms	2,5 à 7 k ohms	8 à 15 kΩ
résistance après 2 min. (débit normal)	220 ohms ± 10 %	44 ohms ± 15 %	220 ohms ± 10 %
courant maximum (régime continu)	100 mA	300 mA	100 mA
dimensions	34,5 Ø 6,6	36 Ø 7,1	19 Ø 4,5

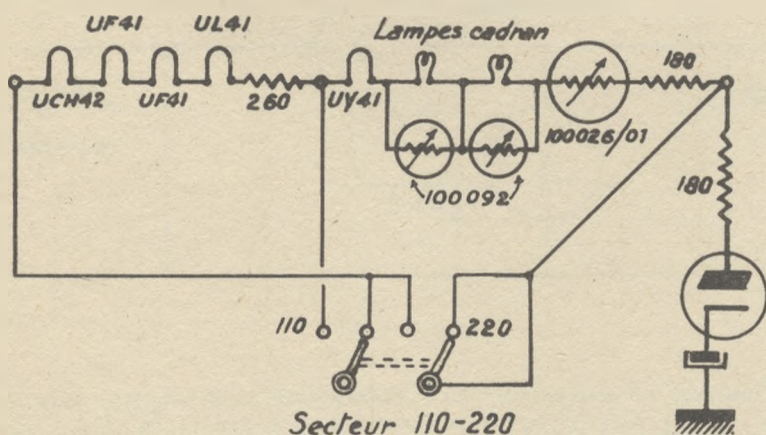


Figure 130.

Le type 100.102 est analogue au type 100.026/01, mais destiné à la protection des filaments de tubes cathodiques dans les récepteurs de télévision.

Les mêmes principes peuvent être mis en oeuvre par exemple pour protéger les condensateurs de filtrage des récepteurs radio, pour réduire les pointes du courant de démarrage des moteurs électriques de faible puissance, etc.



## REGULATION DES TENSIONS

Une source d'électricité, quelle qu'elle soit, débitant sur un circuit, ne fournit jamais un courant électrique sous une différence de potentiel rigoureusement constante. Cette différence de potentiel peut être mise sous la forme  $E_0 \pm \Delta E_0$ , le terme  $\Delta E_0$  représentant ses fluctuations accidentelles. L'utilisation requiert de son côté une tension  $E_1 \pm \Delta E_1$ , les fluctuations  $\Delta E_1$  admises étant en général limitées par une condition écrite, en valeur absolue, sous la forme :

$$\frac{\Delta E_1}{E_1} < x \%$$

Si  $\frac{\Delta E_1}{E_1} \geq \frac{\Delta E_0}{E_0}$ , l'utilisation peut être branchée directement sur la source. Il n'en est généralement pas ainsi et on est obligé d'intercaler entre la source et l'utilisation un "régulateur de tension" (figure 131).

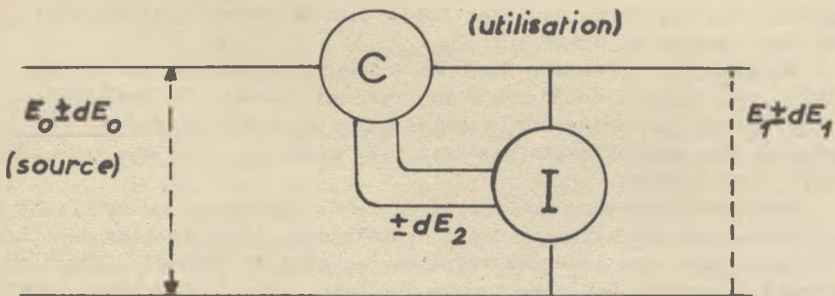


Figure 131.

Ce dernier comprend deux dispositifs : un "indicateur de tension" branché sur  $E_1 \pm \Delta E_1$  (utilisation) et fournissant une tension  $\pm \Delta E_2$ , c'est-à-dire transformant en fluctuations autour de zéro celles qui se produisent

autour de  $E_1$ . Nous avons vu au chapitre 21 que la caractéristique principale d'un indicateur de tension était son "facteur de mérite"

$$f = \frac{\Delta E_2}{\Delta E_1}$$

La tension  $\pm \Delta E_2$  est appliquée à un second dispositif nommé "contrôleur" et branché en série entre la source et l'utilisation. Il consiste essentiellement en une impédance variable créant une chute de tension variable  $E_0 - E_1$ . La valeur de cette impédance dépend du signe et de la valeur de  $\Delta E_2$ . En résumé, nous avons :

$$\frac{\Delta E_1}{E_1} < \frac{\Delta E_0}{E_0} \quad \text{avec} \quad E_1 < E_0$$

$$\text{et} \quad \Delta E_2 = f \Delta E_1$$

Les indicateurs de tension à varistances sont de plus en plus employés et nous avons vu en détail leurs schémas et leur calcul au chapitre 21. Les contrôleurs sont généralement des dispositifs à lampes et sortent donc du cadre de cet ouvrage. Ils peuvent également être constitués par des amplificateurs magnétiques, ainsi que nous le verrons au chapitre 27. La figure 132 fournit un schéma simplifié de régulateur de tension pour courant alternatif utilisant un indicateur de tension à thermistance avec compensation d'ambiance et un contrôleur utilisant deux triodes montées en push-pull. Deux résistances non-linéaires y fonctionnent en limiteurs de tension afin d'éviter une tension plaque excessive. En continu, on aurait une triode seulement,  $\Delta E_2$  servant à modifier la polarisation de grille. On place généralement un ou plusieurs étages d'amplification entre l'indicateur et le contrôleur. De tels régulateurs de tension peuvent être employés avec des utilisations consommant des puissances élevées. Un régulateur à courant alternatif de stabilité 0,01% et de puissance de sortie 2 kilowatts a été effectivement construit sur ce principe (avec toutefois un schéma sensiblement plus compliqué que celui donné ici !).

Lorsque la puissance dont on a besoin sous tension stable est faible, par exemple de l'ordre de grandeur du watt ou inférieure, et surtout quand la charge reste constante, on peut en général se tirer d'affaire avec des circuits beaucoup plus simples, ainsi que nous allons le voir plus à fond.

Nous passerons successivement en revue des circuits utilisant des résistances non-linéaires et des thermistances. L'utilisation des caractéristiques non-linéaires des redresseurs, quoique possible, n'est généralement pas souhaitable en raison de leur stabilité limitée (sauf le coude dans le sens direct pour les redresseurs à l'oxyde de cuivre).

#### REGULATEURS A FAIBLE PUISSANCE DE SORTIE (NL) :

Le pont à deux résistances non linéaires de la figure 109 a été étudié en vue de son utilisation comme indicateur de tension. Mais si

nous nous reportons à sa caractéristique de sortie  $E_2$  ( $E_1$ ) donnée par la figure 110, nous constatons que dans une région assez étendue la

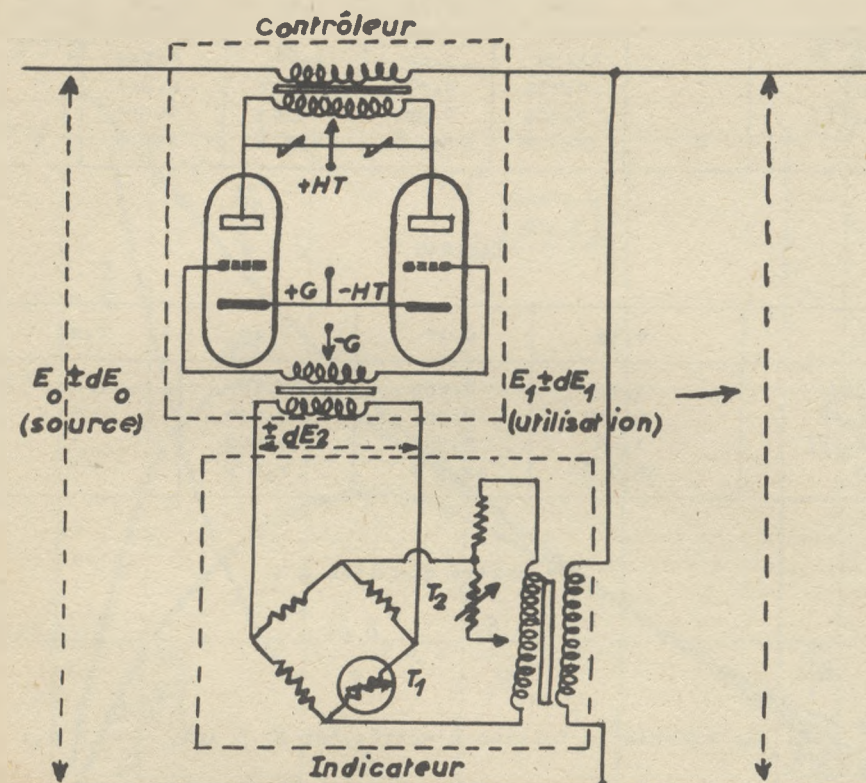


Figure 132.

tension de sortie reste sensiblement constante. Dans l'exemple considéré  $E_2$  varie seulement entre 18,5 et 19,5 volts quand  $E_1$  varie entre 28 et 54 volts. On peut donc placer le point de fonctionnement dans cette zone et utiliser directement  $E_2$  comme tension stabilisée. Il importe toutefois de bien remarquer que les relations que nous avons données au chapitre 21 ne sont plus valables d'une part, parce que nous n'utilisons plus le même point de fonctionnement, et, d'autre part, parce que le courant de sortie n'est plus négligeable. Le calcul de ce pont, assez complexe, est donné dans l'appendice, ainsi que le schéma avec les notations utilisées ci-dessous (figure 177) :  $V$  et  $I$  tension aux bornes et courant traversant chaque résistance non linéaire au centre de la zone de régulation;  $Z$  impédance sur laquelle débite  $E_2$ ;  $W_2$  et  $\pi$  puissance de sortie et rendement en puissance au centre de la zone de régulation.



TABLEAU IX  $x = 1$ 

$n$	0,17	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50
$Z/R$	-	11,32	3,54	1,66	0,544	-
$E_2/V$	-	0,735	0,584	0,437	0,211	-
$W_2/VI$	-	0,239	0,387	0,383	0,205	-
$\pi$	0	8,1 %	10,3 %	8,5 %	3,9 %	0

TABLEAU X  $x = 2$ 

$n$	0,15	0,17	0,20	0,25
$Z/R$	1,13	0,733	0,36	-
$E_2/V$	0,451	0,351	0,240	-
$W_2/VI$	1,20	0,990	0,802	-
$\pi$	16,7 %	12,5 %	7,0 %	0

On montre que l'on a :

$$\frac{\Delta E_2}{E_2} = x \left( \frac{\Delta E_1}{E_1} \right)^2$$

Si par exemple la tension d'entrée est  $E_1 \pm 10\%$ ,  $\frac{\Delta E_1}{E_1} = 0,1$  et  $\frac{\Delta E_2}{E_2} = 0,01 x$ , soit une tension de sortie  $E_2 \pm x\%$ . Les graphiques des

figures 133 et 134 et les tableaux IX et X donnent pour  $x = 1$  et  $x = 2$

les différentes valeurs de  $\frac{Z}{R}$ ,  $\frac{E_2}{V}$ ,  $\frac{W_2}{VI}$  et du rendement en puissance  $\pi$  en

fonction de l'exposant  $n$  des résistances non linéaires. Pratiquement, on utilisera généralement la valeur  $x = 1$  - sauf pour des résistances au carborundum fonctionnant sous de hautes tensions (exposant souvent inférieur à 0,20) ou des éléments Westopp - et l'on restera autant que possible entre  $n = 0,20$  et  $n = 0,30$  pour ne pas avoir de rendements trop faibles.

Lors du calcul de tels régulateurs, deux cas principaux peuvent se présenter pour l'utilisateur :

1°) Il dispose de deux résistances non linéaires de caractéristiques  $K$  et  $n$  à peu près semblables et désire les utiliser dans le pont de régulation. Les valeurs des tensions  $E_1$  et  $E_2$  lui sont par contre à peu près indifférentes, pourvu qu'il recueille à la sortie une puissance  $W_2$  minima.

Suivant que  $n$  est supérieur ou inférieur à 0,20, il se référera au graphique de la figure 133 ou à celui de la figure 134 et déterminera  $W_2/VI$  en fonction de l'exposant  $n$  de ses résistances non linéaires.

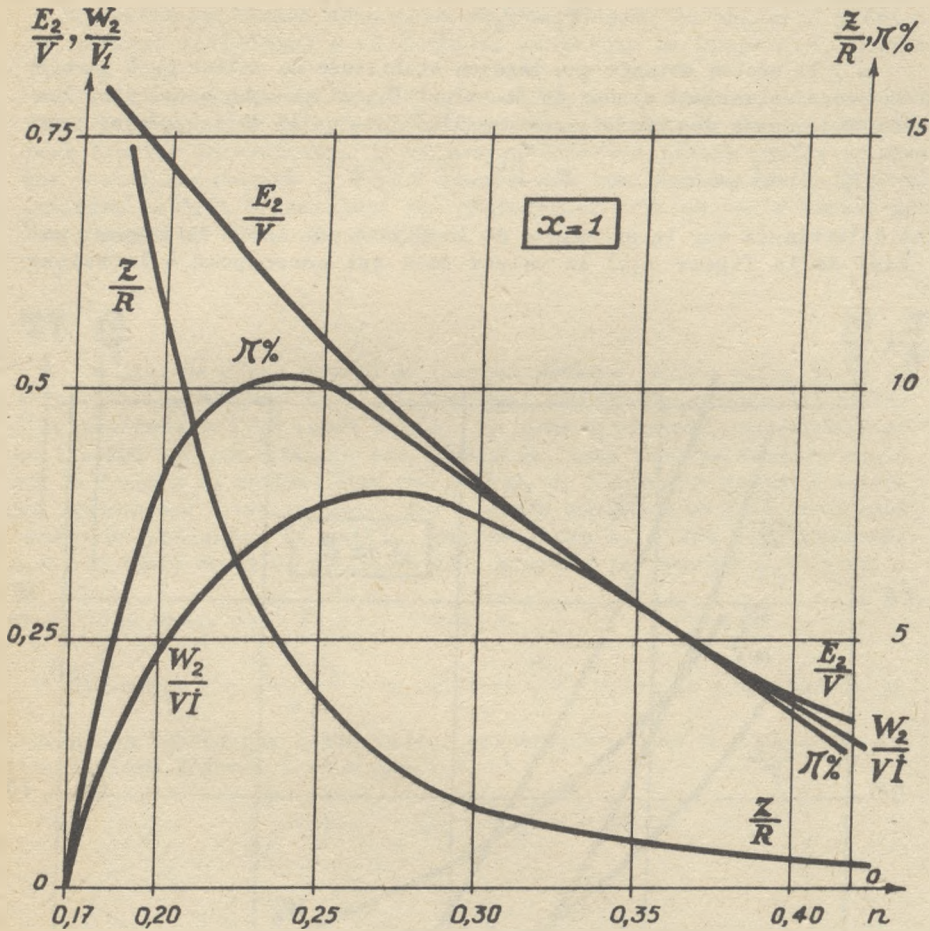


Figure 133.

Il vérifiera alors que la puissance  $VI$  correspondant à la valeur minima de  $W_2$  désirée produit un échauffement suffisamment faible des éléments pour que la variation de leurs caractéristiques puisse être négligée. Dans le cas contraire il conviendrait de modifier leur montage (les placer dans l'huile par exemple) ou même, si  $VI$  est beaucoup trop grand, de renoncer à utiliser les éléments en question.

Connaissant la valeur du produit  $VI$  et sachant que  $V = KI^n$ , il obtiendra  $I^{n+1} = \frac{VI}{K}$ , d'où  $I$  d'après le tableau VI ainsi que  $V$ . La valeur



de  $R$  est alors déterminée par  $R = KnI^{n-1}$  (tableau VI) et le graphique donne  $Z/R$ ,  $E_2/V$ ,  $\pi\%$  d'où l'on tire  $Z$  et, si besoin est,

$$E_1 = 2V - E_2$$

et  $W_1 = W_2/\pi$

2°) Il désire obtenir une tension stabilisée de valeur  $E_2$  à partir d'une tension variant autour de la valeur  $E_1$ , et cherche à calculer les caractéristiques des résistances non-linéaires qu'il doit employer pour cela.

Il calculera :

$$V = \frac{E_1 + E_2}{2}$$

et déterminera sur le graphique de la figure 133 (ou à la rigueur sur celui de la figure 134) la valeur de  $n$  qui correspond à la valeur

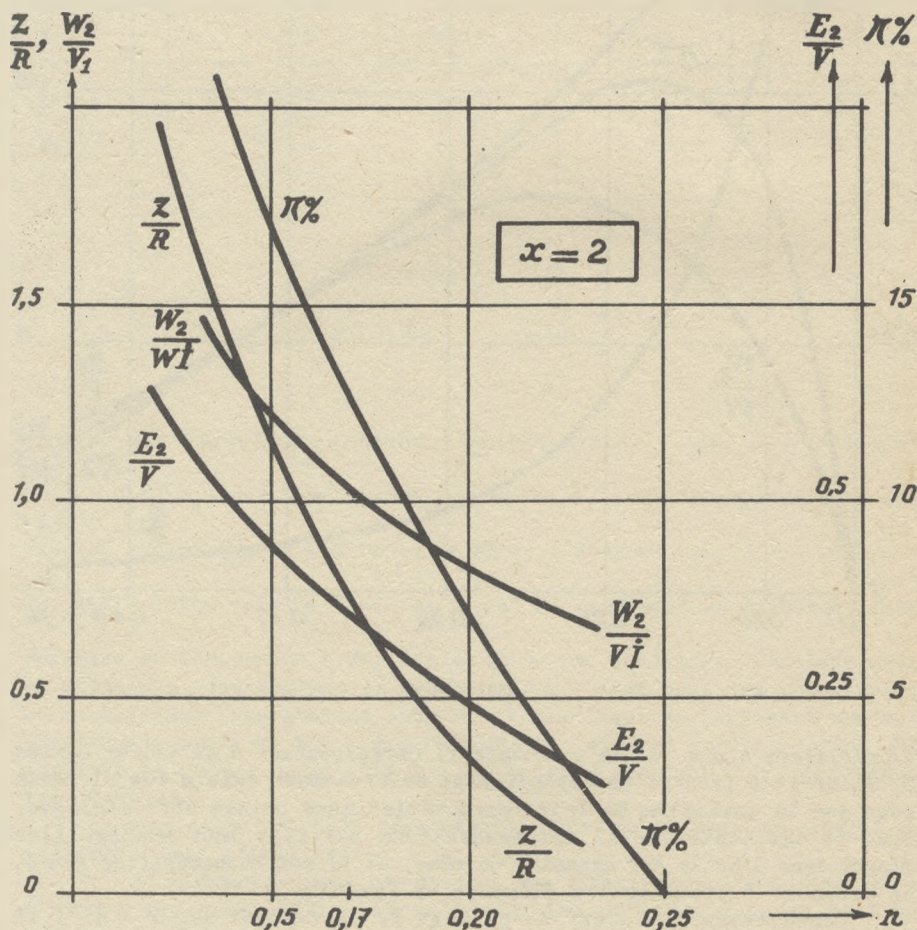


Figure 134.



cherchée pour  $E_2/V$ . Cette valeur de  $n$  lui donnera également  $Z/R$ . Comme

$$\frac{Z}{R} = \frac{ZI}{nV}$$

l'intensité se trouve déterminée en fonction de la charge  $Z$  prévue. On obtient facilement  $R$  et  $K$ . Enfin un retour au graphique donnera  $W_2$ ,  $\pi$ , etc..

Si le problème est posé d'une manière ne se ramenant à aucun des deux cas prévus, il sera facile au lecteur de s'inspirer de ces méthodes pour trouver la solution. Il ne devra toutefois jamais perdre de vue que toutes les valeurs de  $K$  et  $n$  ne sont pas réalisables, et il aura toujours intérêt à consulter les producteurs afin de tenir compte de leurs possibilités de fabrication.

#### EXEMPLE :

On dispose d'une source de courant pouvant varier entre 20 et 30 volts (soit 25 volts  $\pm 20\%$ ) et l'on veut obtenir une tension de sortie  $E_2$  stabilisée à  $\pm 4\%$  (soit  $x = 1$ ). Si nous avons quelque expérience de l'usage des résistances non-linéaires, nous verrons tout de suite que la tension  $E_2$  ne peut être que faible, de l'ordre de quelques volts. Les résistances laissant passer des courants appréciables pour de faibles tensions appliquées ( $K$  faible) ont toujours en effet des exposants  $n$  élevés (voir chapitre 9, figure 40). Adoptons par exemple  $E_2 = 5$  volts

et  $Z = 100$  ohms, soit  $W_2 = \frac{E_2^2}{Z} = 0,25$  W.

Calculons  $V = \frac{E_1 + E_2}{2} = 15$  volts et  $\frac{E_2}{V} = 0,33$ . Le graphique de la

figure 133 montre que cette valeur est atteinte pour  $n = 0,34$  et que l'on a alors  $Z/R = 1,1$  et  $\pi = 6,6\%$ .

$$\frac{ZI}{nV} = 1,1 \quad I = \frac{1,1 nV}{Z} = 56 \text{ mA}$$

$$R = \frac{Z}{1,1} = 91 \text{ ohms} \quad W_1 = \frac{W_2}{\pi} = 3,8 \text{ watts}$$

Calculons enfin la puissance dissipée dans chaque élément non-linéaire :

$$VI = 15 \text{ V} \times 56 \text{ mA} = 0,84 \text{ watts}$$

Il faut donc se procurer deux résistances non-linéaires laissant passer 56 mA sous 15 volts avec un exposant de  $n = 0,34$ .  $K$  peut être calculé si c'est nécessaire :

$$V = KI^n \quad K = \frac{V}{I^n} = \frac{V}{I^{n-1} \times I} = \text{environ } 38$$

d'après le tableau VI ou le nomogramme de la planche IV. De telles résistances seront avantageusement constituées par exemple par deux

disques de 40 mm de diamètre écartés de 10 à 15 mm et placés verticalement dans un endroit éloigné de toute source de chaleur. Chaque disque devra alors laisser passer 28 mA sous 15 volts avec un exposant de 0,34.

REGULATEURS A FAIBLE PUISSANCE DE SORTIE (TH) :

Pour utiliser ces éléments, le circuit le plus avantageux est celui de la figure 135. Nous l'avons déjà abordé au chapitre 20 (figure 106) mais en supposant que le courant traversant l'utilisation était négligeable, ce qui n'est plus le cas ici. Nous supposons connues les

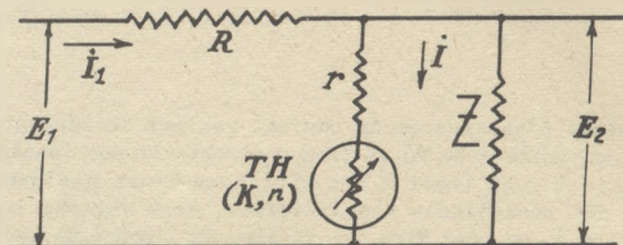


Figure 135.

caractéristiques suivantes de la thermistance : valeur TH de la résistance et intensité  $I$  au centre de la zone pour laquelle  $V = KI^n$ . Ce point de fonctionnement correspond en général à une température comprise entre 100 et 150 °C.

Un tel circuit peut être calculé, mais il ne faut pas perdre de vue que la loi  $V = KI^n$  n'est qu'une loi *approchée* pour une thermistance travaillant dans la zone 2. Elle sert à comprendre le comportement de ces éléments dans un circuit et peut permettre un calcul approximatif des caractéristiques de ce circuit, mais la précision est loin d'atteindre celle qui est obtenue par exemple pour les ponts à résistances non-linéaires. Après avoir déterminé par le calcul les valeurs optima des différents éléments du circuit, il faut donc s'attendre à quelques tâtonnements pour parfaire le réglage.

Si l'on pose

$$Z = a TH \quad \text{et} \quad R = b TH$$

le calcul montre que la régulation est obtenue pour

$$r = n TH$$

et que les valeurs optima correspondant aux conditions de régulation

$$\frac{\Delta E_2}{E_2} = \left( \frac{\Delta E_1}{E_1} \right)^2$$

- c'est-à-dire  $E_2 \pm 1\%$  à partir de  $E_1 \pm 10\%$  par exemple - sont les suivantes :

$n =$	- 0,25	- 0,30	- 0,40	- 0,50
$a =$	2	2,5	3,4	4,5
$b =$	1	1,22	1,75	2,25
$\pi \%$	16,6	14,1	10,5	8,3

On calculera facilement, en fonction de  $I$  :

$$E_2 = (r + TH) I$$

$$W_2 = \frac{E_2^2}{Z} \quad \text{et} \quad W_1 = \frac{W_2}{\pi}$$

Pour les valeurs de  $a$  et  $b$  données ci-dessus, la caractéristique  $E_2(I_1)$  ne présente pas de zone à résistance différentielle négative.

Remarquons que le point de fonctionnement déterminé par les valeurs de  $a$  et  $b$  données précédemment est celui indiqué par la figure 136.

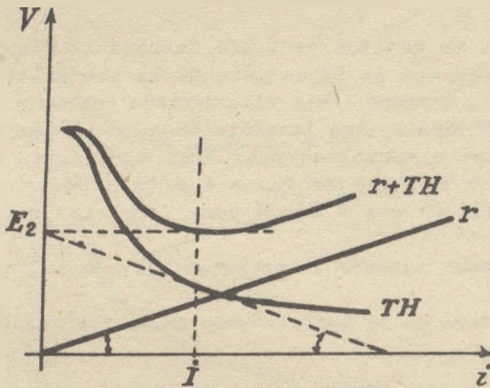


Figure 136.

Lorsque l'on ne désire pas une grande précision de régulation, on peut également faire fonctionner le système  $r - TH$  comme indiqué sur la figure 137, avec une valeur de  $r$  plus élevée. Ce mode d'utilisation est quelquefois avantageux. Nous conseillons alors d'attaquer directement le problème par la méthode graphique, et de tâtonner, les calculs étant trop imprécis.

COMPENSATION D'AMBIANCE SUR LES REGULATEURS A TH :

Une compensation relativement simple de l'influence de la température ambiante peut être réalisée pour le schéma de la figure 135. On sait en effet que si la température ambiante s'élève, la caractéristique



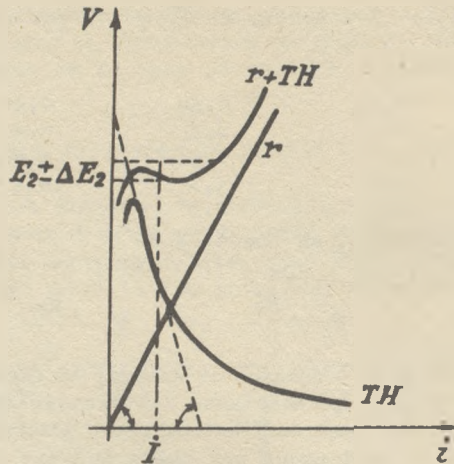


Figure 137.

de la thermistance se déplace vers les faibles tensions (figure 138,  $t_2 > t_1$ ). C'est donc que la résistance de la thermistance, parcourue par une intensité  $I$ , diminue. Mais elle diminue beaucoup moins, à variation de température égale, que la résistance de l'élément parcouru par un courant nul. Cette variation peut donc être à peu près compensée si la résistance  $r$  est une résistance métallique à coefficient de température positif (+ 0,4 à 0,5 % pour le nickel pur).

On dispose, pour ajuster la compensation, de la variable  $\frac{r}{TH} = -n$

qui dépend du montage de la thermistance et de ses conditions de dissipation thermique.

#### REGULATION PAR NL - TH SERIE :

Nous avons vu au chapitre 20 (figure 107 et 108) que si une résistance non-linéaire ( $n = a$ ) et une thermistance travaillant dans la zone 2 ( $n = -a$ ) étaient connectées en série, les tensions aux bornes de ces éléments variaient en raison inverse l'une de l'autre. La caractéristique en échelles normales de  $V_1 \pm V_2$  présente donc un minimum (figure 139). Ce minimum est d'autant plus accentué que la valeur absolue commune  $a$  de leurs exposants  $n$  est plus élevée. Si  $a$  est pris faible, de l'ordre de 0,2 par exemple, on obtiendra pour  $V_1 + V_2$  une régulation très étendue.

On aura donc intérêt à utiliser ce schéma de préférence au schéma comprenant une résistance ordinaire en série avec la thermistance, chaque fois que la tension d'entrée variera dans de très larges limites. On montre facilement que le point de fonctionnement correspond à

$$V_1 = V_2 = K_1 I^a = K_2 I^{-a}$$

$$\text{et } R_1 = R_2 = K_1 I^{a-1} = K_2 I^{-a-1}$$

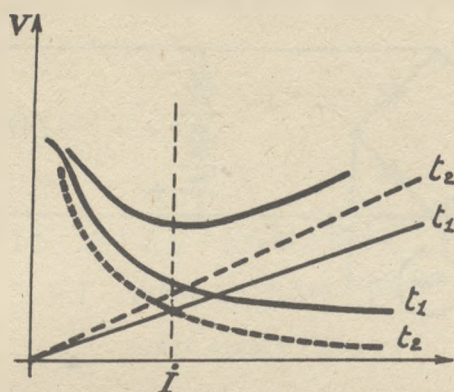


Figure 138.

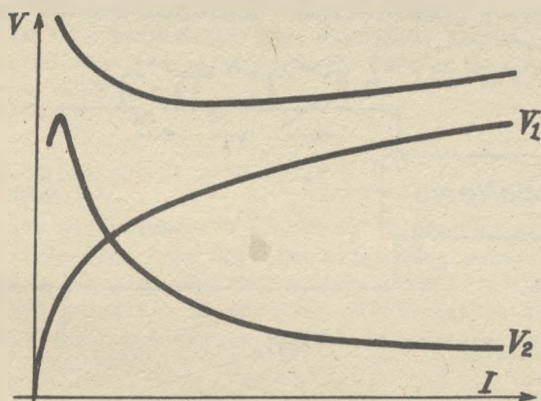


Figure 139.

REGULATION DE BATTERIES D'ACCUMULATEURS PAR ELEMENTS WESTOPP :

Cette application est spéciale aux batteries d'accumulateurs, notamment les batteries montées en charge constante suivant le schéma de la figure 140. Sur une batterie de 12 éléments au plomb par exemple, la tension peut varier entre les limites suivantes :

- Fin de charge : 32 volts
- Début de décharge : 24 volts
- Fin de décharge : 22 volts

Si l'utilisation requiert une tension stabilisée entre 22 et 24 volts, on a évidemment la ressource de placer en série sur le circuit d'utilisa-

tion quelques éléments d'accumulateurs au plomb montés en opposition avec la batterie que l'on court-circuitera quand la tension tombera au-dessous de 24 volts. Cette solution présente des inconvénients : entretien

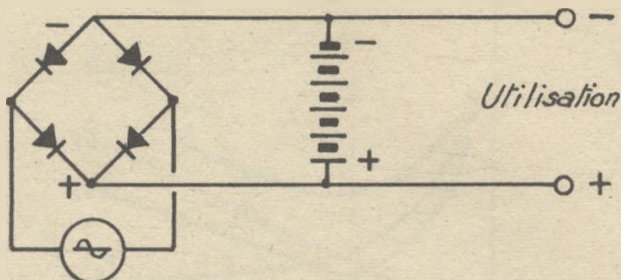


Figure 140.

des éléments supplémentaires, précautions nécessaires pour les court-circuiter, etc.

L'emploi des éléments Westopp, montés comme l'indique la figure 141, est beaucoup plus pratique. Rappelons que sur ces éléments la

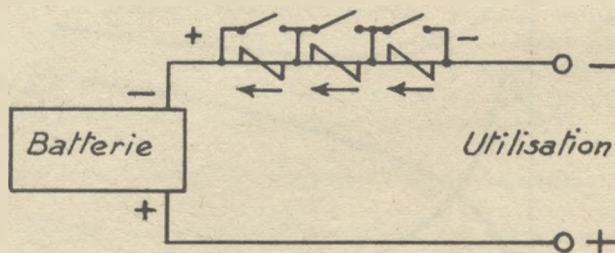


Figure 141.

polarité est notée comme sur les redresseurs, c'est-à-dire que le courant les parcourt en allant du - vers le +. La chute de tension obtenue par exemple avec une plaque 25 R 14 S est de 0,5 volts (pour un courant de 1 A) à 0,75 volts (pour un courant de 5 A). En plaçant 8 plaques en série dans le circuit d'utilisation, que l'on court-circuitera au fur et à mesure que la tension de la batterie baissera, on pourra stabiliser la tension dans les limites voulues. Ces court-circuits progressifs peuvent naturellement être effectués soit manuellement, soit automatiquement à l'aide d'un système de relais par exemple (voir chapitre suivant).



## RELAIS ELECTROMAGNETIQUES ET VARISTANCES

L'utilisation croissante des servomécanismes et des contrôles automatiques dans l'électronique moderne a conduit à confier aux relais électromagnétiques les tâches les plus diverses. Les varistances leur sont de précieux auxiliaires et permettent la réalisation de circuits à caractéristiques complexes.

### *POLARISATION, ALIMENTATION EN ALTERNATIF :*

Les relais les plus simples à réaliser, et dont le prix de revient est par conséquent le plus bas, sont les relais non polarisés alimentés en courant continu. L'emploi des redresseurs permet de les transformer à volonté en relais polarisés en shuntant simplement la bobine (figure 142 a). Une résistance extérieure est alors nécessaire pour que la

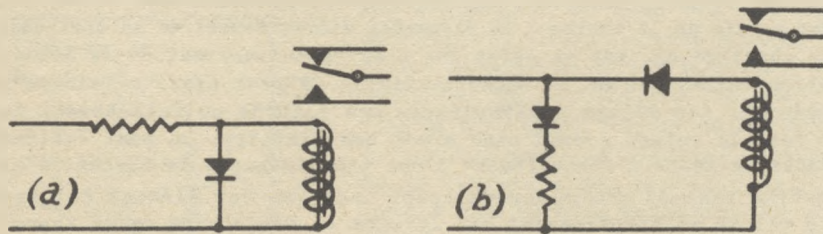


Figure 142.

source ne débite pas en court-circuit sur le redresseur. En b un autre montage permet de supprimer la résistance extérieure et par conséquent d'augmenter la sensibilité.

Les relais fonctionnant sur courant alternatif comprennent généralement deux bobines déphasées par un condensateur afin d'obtenir un contact de travail aussi ferme que possible. Leur construction est donc complexe et on a généralement avantage à utiliser un relais à courant continu alimenté par un pont de redresseurs (figure 143 a). Le schéma indiqué en b nécessite un point milieu dans l'enroulement pour une alimentation type "valve" avec deux éléments seulement.

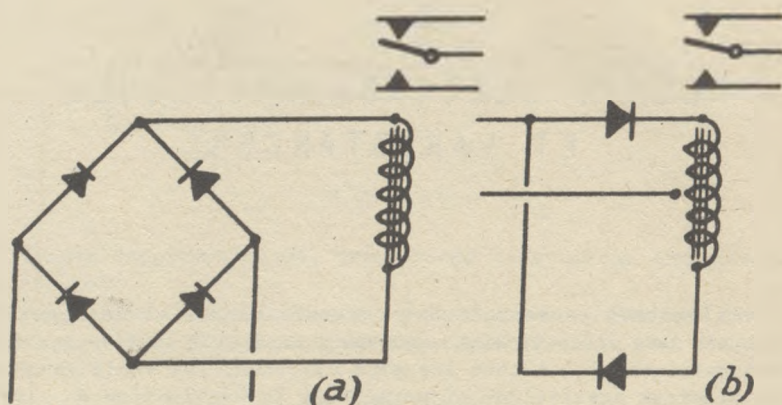


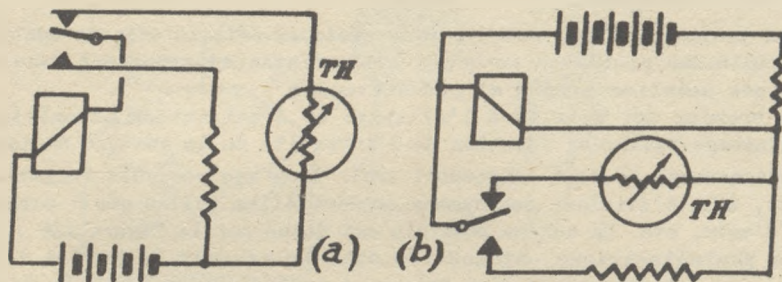
Figure 143.

#### TEMPORISATION :

La temporisation d'un relais consiste à différer son enclenchement (ou déclenchement) à un instant  $t$  après la fermeture du circuit d'alimentation (temps  $0$ ). On peut utiliser pour cette application d'une part des éléments non-linéaires ( $NL$  ou redresseurs) shuntant la totalité ou une partie de la bobine : le phénomène d'étouffement de la surtension, vu au chapitre 23, est en effet lié à un ralentissement de la démagnétisation (ainsi que de la magnétisation). On peut ainsi atteindre par exemple sur des relais téléphoniques des retards au relâchement de 5 à 10 fois le retard normal sans shunt non-linéaire. On peut également utiliser le temps d'échauffement d'une thermistance, le circuit d'alimentation restant pratiquement coupé tant que cet élément est froid et le relais ne fonctionnant que lorsque la résistance de la thermistance est devenue très faible.

La figure 144 indique la réalisation d'un retard à l'attraction (a) et au relâchement (b). Le retard obtenu est proportionnel à l'inertie de la thermistance et sera d'autant plus grand que sa masse est plus importante et qu'elle cède moins de chaleur. La durée de temporisation déterminera le choix de la constante de temps de l'élément. Il faudra veiller dans le calcul du circuit à ce que la tension aux bornes de l'élément au départ soit supérieure à la tension minima indiquée dans

les caractéristiques de l'élément. Il faut aussi que l'intensité finale (en supposant que la thermistance ne soit pas mise hors circuit) soit nettement supérieure à l'intensité d'enclenchement du relais et inférieure à l'intensité maxima tolérable par l'élément. La première condition est nécessaire pour que la variation d'intensité soit assez rapide au voisinage de l'enclenchement, la seconde pour que l'élément ne soit pas mis hors d'usage et elle peut conduire à insérer une résistance en série avec la thermistance.



Figures 144 a et b

Au cas où la température ambiante risquerait de varier notablement, on peut éliminer son influence au moyen d'une deuxième thermistance (figure 145 dans le cas du retard à l'attraction). Cette thermistance  $TH_2$  devra présenter une dissipation thermique plus élevée pour que son échauffement par le courant soit négligeable. Lorsque la température ambiante s'élève, la résistance initiale de  $TH_1$  baisse, ce qui risque de diminuer exagérément le retard à l'attraction avec le montage de la figure 144. Dans la figure 145 au contraire, les résistances de  $TH_1$ ,

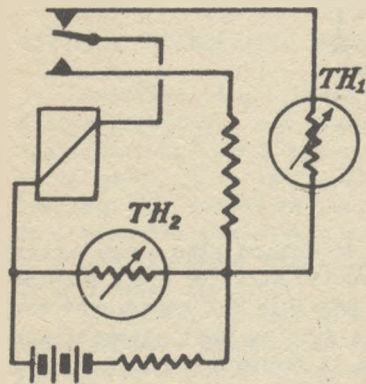


Figure 145.

$TH_2$  diminueront en même temps de sorte que  $TH_1$  est alimentée sous tension réduite. La durée du retard peut ainsi être conservée. On peut obtenir facilement des retards d'un quart d'heure en augmentant artificiellement la capacité thermique de la thermistance, par exemple en la logeant dans un bloc de cuivre. Ces schémas ne peuvent toutefois convenir que si les relais n'ont pas à fonctionner à intervalles rapprochés. Le temps de refroidissement de la thermistance est en effet toujours plus important que le temps d'échauffement, et il est nécessaire d'attendre le retour aux conditions initiales si l'on veut retrouver



le même retard à chaque opération. Pour les processus périodiques dans lesquels la thermistance n'a pas suffisamment l'occasion de refroidir entre deux cycles, on utilise deux éléments identiques qui sont mis hors circuit à tour de rôle. L'élément mis hors circuit peut d'ailleurs être refroidi artificiellement. Ces considérations interdisent pratiquement la réalisation de systèmes clignoteurs à thermistances.

#### EXEMPLES D'ACTION DIFFEREE :

Nous traiterons deux exemples avec quelques détails afin de montrer la diversité des problèmes auxquels les varistances apportent dans ce domaine une solution simple et peu coûteuse.

Le premier est relatif à l'allumage et l'extinction automatique de l'éclairage public en fonction de l'intensité de la lumière du jour. Le fonctionnement ne doit évidemment avoir lieu que pour des variations durables, afin d'éliminer des causes accidentelles telles que : orages, phares d'auto, etc. Un schéma possible est donné par la figure 146 : une cellule photoélectrique est insérée dans le circuit de grille d'une triode à gaz qui est suivie d'un relais. A la lumière du jour, la grille est maintenue à une tension positive par l'intermédiaire de la cellule : le relais est enclenché et les lampes sont éteintes. Par contre, dès la tombée du jour, la grille devient négative, de sorte que la triode ne laisse pas passer de courant : le relais est ouvert et les lampes sont en circuit. La présence d'une thermistance en série sur le circuit de la bobine retarde l'enclenchement du relais.

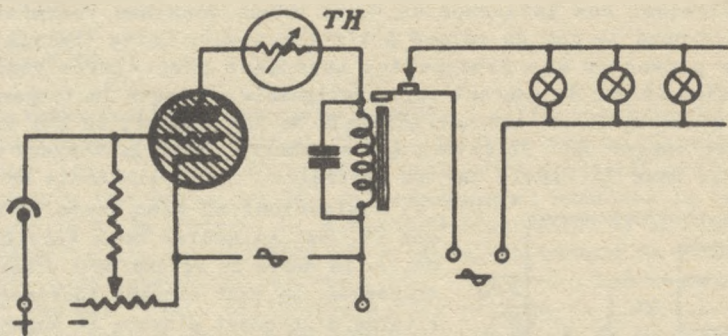


Figure 146

Le second, mettant en jeu des durées de retard plus importantes est relatif à la mise en circuit (ou hors circuit) différée d'une machine électrique (four, pompe, etc.). Un montage possible est représenté sur la figure 147. Une thermistance est insérée dans un pont alimenté sur le secteur : ce pont est déséquilibré lorsque la thermistance est froide, mais l'équilibre se produit au fur et à mesure qu'elle chauffe. La tension de sortie du pont est injectée dans le circuit de grille d'une triode à atmosphère gazeuse dont le circuit anodique est alimenté en

alternatif. Aussi longtemps que la thermistance est froide, la tension appliquée à la grille est en phase avec celle de l'anode, ce qui provoque l'amorçage de la triode et l'enclenchement du relais. Toutefois, à mesure que la thermistance chauffe, la tension de grille diminue jusqu'au moment où l'on passe l'équilibre du pont. A ce moment la phase de la tension de grille se décale de  $180^\circ$ , la triode se bloque et le relais déclenche.

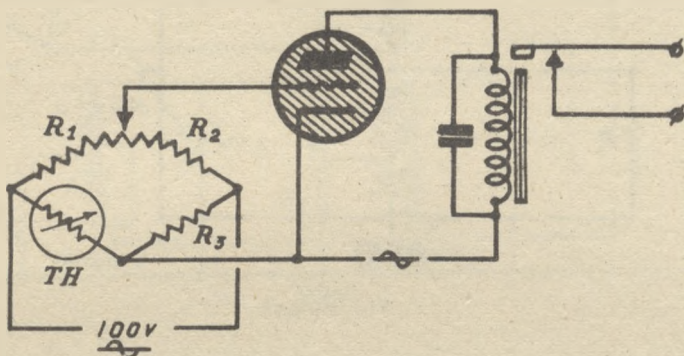


Figure 147

Le temps nécessaire pour amener le pont à son état d'équilibre dépend du rapport des résistances des deux branches supérieures du pont. A mesure que  $R_1/R_2$  diminue, l'équilibre se produit ainsi pour une plus faible valeur de la thermistance, et, en conséquence, pour une plus longue période de chauffage, de sorte que le relais ne déclenche qu'au bout d'un temps plus long.  $R_1$  peut être partiellement constituée par une seconde thermistance travaillant cette fois dans la zone 1 (fort coefficient de dissipation thermique). On compense ainsi l'action de la température ambiante sur la première thermistance.

RELAIS DIFFERENTIELS SENSIBLES A LA TENSION :

L'intensité qui passe dans l'enroulement de commande d'un relais électromagnétique est à peu près proportionnel à la tension continue appliquée. Si l'on place une résistance non-linéaire en série avec cet enroulement, la variation d'intensité dans l'enroulement sera évidemment beaucoup plus rapide que la variation de la tension appliquée aux bornes de l'ensemble résistance non-linéaire - enroulement. L'enclenchement du relais est alors plus franc, et a lieu pour une valeur mieux déterminée de la tension appliquée.

Il est intéressant de constituer un relais comportant deux enroulements de sens contraires (relais différentiel), l'un étant alimenté par l'intermédiaire d'une résistance ordinaire et l'autre par l'intermédiaire d'une résistance non-linéaire, comme il est indiqué sur la figure 148. On calcule en général le circuit de manière que pour les

tensions normales le courant soit approximativement le même dans les deux enroulements.

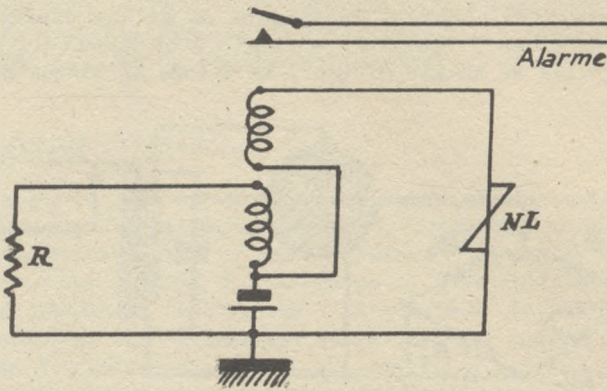


Figure 148.

Il est alors évident qu'une légère élévation de la tension d'alimentation augmente beaucoup plus l'intensité dans l'enroulement *a* que dans *b*, d'où enclenchement du relais, sur un circuit d'alarme par exemple. On peut envisager aussi l'enclenchement du relais pour une tension trop basse, sous l'influence prépondérante de l'enroulement *b*.

Pour fixer les idées, avec une résistance non-linéaire de marque "Netrosil" et de caractéristiques  $K = 120$  et  $n = 0,25$ , un relais à deux enroulements de 1000 ohms,  $a = 14\ 800$  tours,  $b = 5600$  tours, et une résistance  $R$  de 1000 ohms, les conditions sont les suivantes :

48 volts	<i>a</i> :	148 ampères-tour		
	<i>b</i> :	135	-	-
		13	-	- pas d'enclenchement
58 volts	<i>a</i> :	226 ampères-tour		
	<i>b</i> :	162	-	-
		64	-	- enclenchement

#### RELAIS DIFFÉRENTIELS RÉGULATEURS DE TENSION :

L'association de deux relais différentiels permet une plus grande sensibilité aux variations de tension. La figure 149 donne le schéma d'un régulateur de tension pour chargeur d'accumulateurs : il comporte un relais unipolaire 1 et un relais bipolaire 2. Le relais 2 est analogue à celui de la figure 148, et pour une tension moyenne les enroulements sont calculés de telle sorte qu'il passe moins d'ampères-tour dans *c* que dans *d*, la différence étant responsable de l'enclenchement du relais (figure 150 a). Nous supposons par exemple que les ampères-tour dans les deux enroulements deviennent suffisamment voisins lorsque la tension monte à 54 volts pour provoquer le déclenchement.



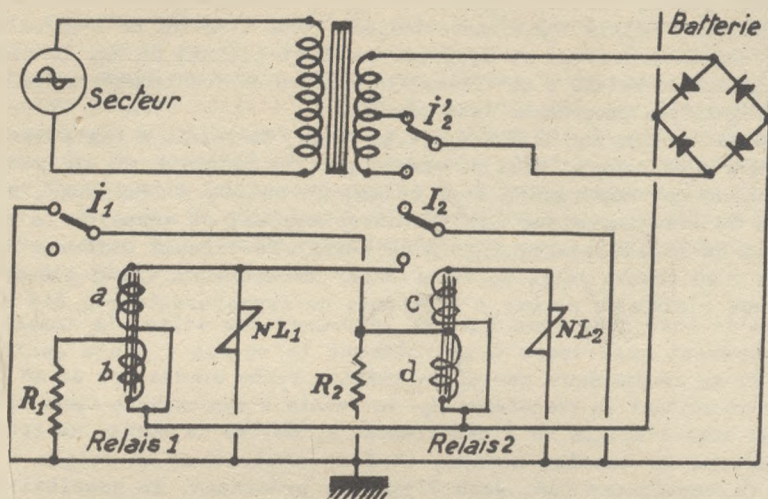


Figure 149

Dans le relais 1 au contraire les enroulements sont calculés de telle sorte que pour une tension moyenne il passe moins d'ampères-tour dans *b* que dans *a* (figure 150 b). Nous supposons par exemple que les

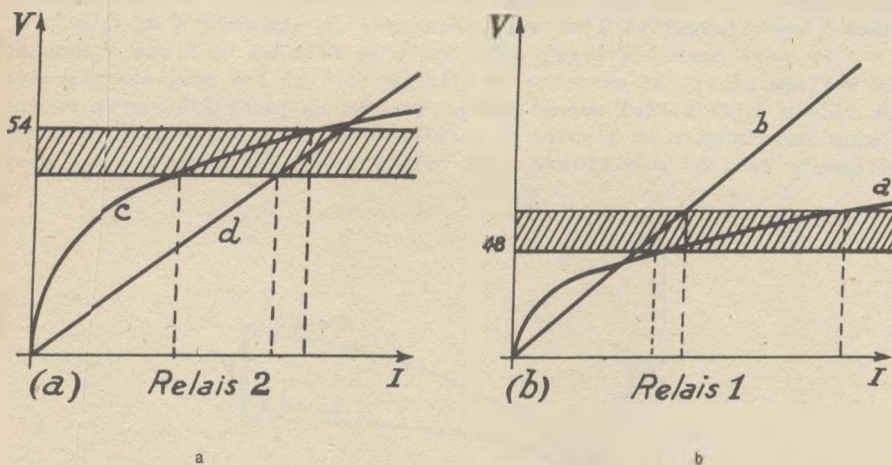


Figure 150

ampères-tour dans les deux enroulements deviennent suffisamment voisins lorsque la tension descend à 48 volts pour provoquer le déclenchement. Dans la position de repos, le circuit différentiel du relais 1 est libre de fonctionner normalement, mais il n'en est pas de même du relais 2 pour lequel la résistance  $R_2$  est court-circuitée.

Lors de la mise sous tension, le relais 2 enclenche toujours sous l'action de l'enroulement *d* ( $R_2$  court-circuitée), met la sortie du trans-

formateur sur la tension maxima, et court-circuite la résistance  $NL_1$ . A ce moment le relais 1 enclenche toujours sous l'action de l'enroulement  $a$  ( $NL_1$  court-circuitée) et supprime le court-circuit de  $R_2$ . Le circuit différentiel du relais 2 se trouve alors libre de fonctionner normalement et la régulation proprement dite commence.

Si la tension est inférieure à 54 volts, le relais 2 reste enclenché et il n'y a évidemment rien de changé pour le relais 1. Si au contraire la tension est supérieure à 54 volts, le relais 2 déclenche, met la sortie du transformateur sur la valeur minima, et supprime le court-circuit de la résistance  $NL_1$ . A ce moment le circuit différentiel du relais 1 se trouve libre de fonctionner normalement. Comme l'écart des tensions minima et maxima à la sortie du transformateur a été choisi tel qu'il soit dans tous les cas inférieur à 6 volts, la tension est certainement supérieure à 48 volts et le relais 1 reste enclenché.

Il ne déclencherà que si la tension tombe au-dessous de 48 volts, court-circuitant la résistance  $R_2$ . Le relais 2 enclencherà alors immédiatement sous l'action de l'enroulement  $c$ , mettra la sortie du transformateur sur la tension maxima, et fera enclencher le relais 1, etc.

On remarquera que, dans l'exemple précédent, la sensibilité des relais est d'autant plus grande que la variation de l'intensité traversant les résistances non-linéaires est plus importante pour une variation de tension donnée. Autrement dit, on a intérêt à disposer d'un exposant  $n$  aussi petit que possible. Malheureusement, nous avons vu au chapitre 9 que les valeurs de  $n$  se trouvaient toujours plus élevées pour les faibles valeurs de  $K$  et de la tension de fonctionnement  $KI^n$ . Le montage précédent peut donc difficilement fonctionner aux basses tensions et, déjà pour 48 volts, il ne faut pas compter pouvoir disposer d'une intensité élevée dans l'enroulement si l'on veut conserver un exposant  $n$  de 0,25.

On aura donc avantage, pour les très faibles tensions à adopter le montage décrit au chapitre 20 (figure 108) où les deux enroulements du relais différentiel seront alimentés l'un en parallèle sur la résistance non-linéaire et l'autre en parallèle sur la thermistance. Ces deux éléments devront satisfaire à la relation  $V = KI^n$  avec  $n = +a$  pour

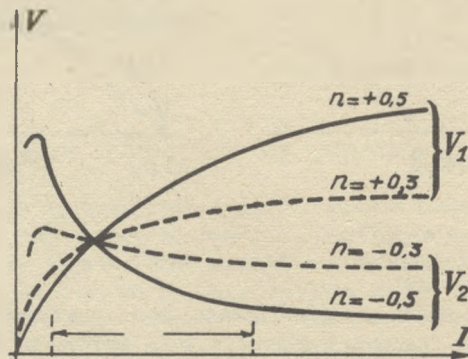


Figure 151

la résistance non-linéaire et  $n = -a$  pour la thermistance. Si le courant passant dans les bobines du relais reste faible devant celui qui traverse les deux éléments non-linéaires, les tensions  $V_1$  et  $V_2$  appliquées aux deux enroulements varieront comme nous l'avons vu en sens inverse l'une de l'autre (figure 151). L'intérêt du montage est que les variations de tension seront d'autant plus importantes que la valeur de  $a$  sera plus élevée. La sensibilité du relais sera donc plus grande pour les faibles tensions de fonctionnement (5 à 40 volts suivant les éléments choisis), alors que le montage précédemment étudié n'était guère utilisable qu'au-dessus de 40 volts. Par contre le courant traversant le relais ne doit pas être trop important.



## APPLICATIONS DIVERSES

On trouvera énumérées dans ce chapitre un certain nombre d'applications des varistances qui ne se classent pas dans les grands ensembles traités précédemment (thermométrie, production de courant continu, utilisation des caractéristiques non-linéaires). Les unes sont basées sur le fait que la caractéristique non-linéaire des thermistances travaillant dans la zone 2 dépend fortement des conditions de dissipation thermique du milieu ambiant, d'autres sont relatives aux thermistances à chauffage indirect dont il a été question au chapitre 7, d'autres enfin utilisent les propriétés encore peu étudiées des éléments non-linéaires parcourus simultanément par un courant continu et un courant alternatif BF.

*MESURE DU VIDE ET ANALYSE DES GAZ :*

Nous avons vu dans le chapitre 8 que l'équilibre atteint par une thermistance dans un circuit dépendait d'une part de la valeur des résistances placées en série avec elle et de la tension appliquée, et d'autre part de son coefficient de dissipation thermique. Lorsque la dissipation thermique par conduction dans les connexions est relativement faible, l'équilibre atteint, toutes choses égales d'ailleurs, dépendra donc de la chaleur dissipée par convection dans le fluide ambiant, c'est-à-dire de la conductibilité calorifique du fluide, de sa vitesse s'il y a lieu, et de sa pression dans le cas des gaz.

L'influence de la conductibilité calorifique du fluide permet la réalisation d'analyseurs de gaz : une thermistance s'échauffera moins dans une atmosphère d'hydrogène (bon conducteur) que dans une atmosphère d'azote et sa résistance à l'équilibre permettra la détermination rapide de la proportion de chaque gaz dans un mélange binaire et son enregistrement continu, par exemple pour la préparation de l'ammoniaque synthétique. Un autre exemple est la réalisation d'un hygromètre dosant le mélange de vapeur d'eau et d'un gaz à conductibilité différente. D'une manière beaucoup plus simple, elle permettra la réalisation de jauges de niveau liquide, la dissipation variant énormément suivant que l'élément se trouve plongé dans le liquide ou placé dans l'air. L'échauffement devra quelquefois être limité, par exemple dans le cas des réservoirs d'essence, par mesure de sécurité.

L'influence de la vitesse de passage du fluide permet la réalisation de débit-mètres utilisant deux thermistances identiques montées dans un pont (figure 152) dont l'une est placée dans le fluide en circulation et l'autre dans le même fluide en un endroit où aucun courant ne se manifeste.

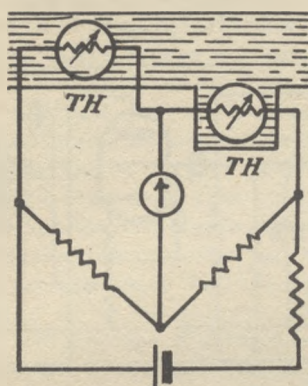


Figure 152

ampoule reliée à l'enceinte où on veut mesurer la pression. On peut ainsi mesurer des vides de  $10^{-4}$  à 10 mm de mesure. La figure 154 indique le déplacement de la caractéristique tension-intensité à  $20^{\circ}\text{C}$  en fonction de la pression pour une thermistance miniature Western Electric de 50 000 ohms à froid. Les pressions supérieures à 10mm de mercure ne peuvent pas être appréciées avec suffisamment de précision car la conductibilité calorifique de l'air varie très peu dans cette zone.

Pour toutes ces applications les thermistances utilisées sont généralement des thermistances miniatures constituées par des matériaux à coefficient de température élevé (supérieur à 4%). Il importe en effet, d'avoir dans la zone 2 une pente négative importante pour augmenter la sensibilité.

La température du fluide ne joue aucun rôle pourvu qu'elle soit la même dans le courant et en dehors. On peut ainsi mesurer le débit d'un liquide (élément isolé si le liquide est conducteur de l'électricité) ou d'un gaz. Dans ce dernier cas, on pourra appliquer la méthode à la mesure de la vitesse du vent (anémomètres) ou de la vitesse relative d'un solide dans un fluide (indicateurs de vitesse apparente sur avions par exemple).

L'influence de la pression enfin permet la réalisation de jauges de vide analogues dans leur principe à la jauge de Pirani. La figure 153 donne le schéma classique avec une thermistance placée dans un vide poussé et l'autre dans une

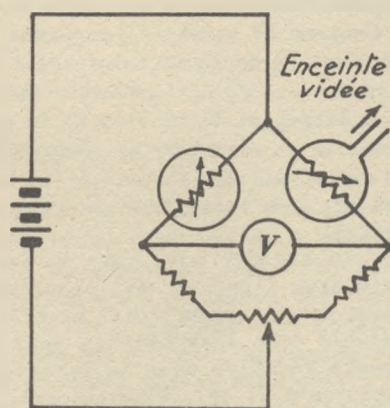


Figure 153

#### CONTROLE D'AMPLITUDE :

Nous avons vu au chapitre 7 qu'une thermistance à chauffage indirect était essentiellement un organe de contrôle d'une faible puissance

par une autre plus importante. Une de leurs plus importantes applications est le contrôle automatique du gain d'un amplificateur et la figure 154 montre le schéma utilisé. Le secondaire du transformateur d'entrée est shunté par une thermistance à chauffage indirect  $R_1$  et une résistance ordinaire  $R_3$  connectées en série. On obtient donc un circuit en pont dont

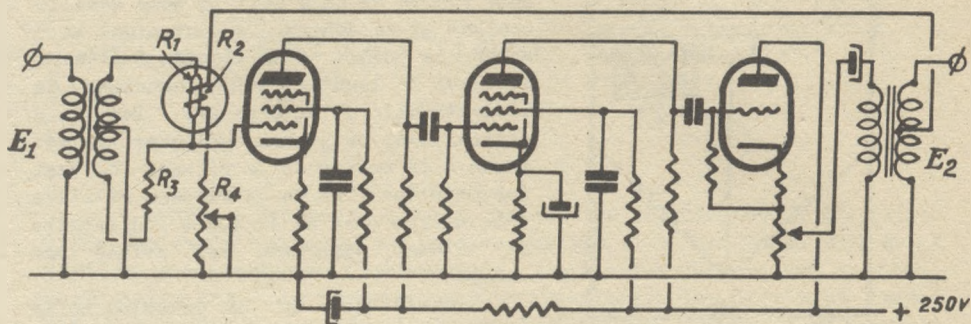


Figure 154

les bornes de sortie sont constituées par le point milieu du secondaire du transformateur et le point commun à  $R_1$  et  $R_3$ . Les valeurs de  $R_1$  et  $R_3$  sont choisies telles que  $R_1$  soit de beaucoup supérieur à  $R_3$  pour la température ambiante et que, par conséquent, une grande partie de la tension d'entrée soit appliquée à la grille de la première lampe. Lorsque la tension de sortie  $E_2$  augmente, le courant traversant l'enroulement chauffant  $R_2$  de la thermistance à chauffage indirect augmente également. La résistance  $R_1$  de la thermistance diminue donc, le pont se rapproche de l'équilibre, et la tension de la grille de la première lampe diminue. En raison de ce mécanisme de compensation,  $E_2$  reste pratiquement constant et les variations de l'amplitude ou de la fréquence du signal d'entrée aussi bien que les variations de gain ou de charge de l'ampli ont très peu d'effet.

Le réglage doit être obtenu par action sur la résistance  $R_4$  en série avec l'enroulement chauffant de la thermistance. Un réglage par action sur  $R_3$  comporterait en effet le risque de voir le système devenir instable avec l'apparition pour les faibles valeurs de  $R_3$  d'une zone à pente négative pour la caractéristique de l'ensemble  $R_1 + R_3$  (voir chapitres 8 et 20). D'autre part, il est prudent de mettre sous tension progressivement le primaire du transformateur d'entrée afin d'éviter une augmentation trop rapide de la valeur de la tension de sortie  $E_2$  avant que la thermistance  $R_1$  ait eu le temps de s'échauffer et de remplir sa mission de contrôle. On risquerait en effet en négligeant cette précaution que l'enroulement chauffant  $R_2$  soit soumis à une tension exagérée qui le mettrait hors d'usage. Une protection efficace peut être réalisée en insérant sur le circuit d'entrée une deuxième thermistance (à chauffage direct) de valeur convenable : son temps d'échauffement



permettra alors au premier élément de s'échauffer (voir : résistances d'enclenchement, chapitre 23).

Une autre application de ces éléments permet des mesures différentielles sur courants alternatifs ou la comparaison d'un courant alternatif et d'un courant continu avec une grande précision. La figure 155 montre le schéma de base utilisé pour la comparaison des deux courants de chauffage  $I_1$  et  $I_2$  : le déséquilibre du pont permet une sensibilité cinq fois plus grande qu'avec les méthodes classiques utilisant deux thermocouples. Un montage comprenant deux thermistances Philips 83 905 a été réalisé en Allemagne sur ce principe pour l'étalonnage d'appareils de mesure en courant alternatif. La mesure était faite à 10 mA.

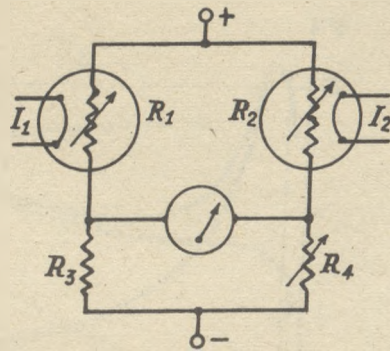


Figure 155.

Un contrôle par tout ou rien peut être réalisé enfin au moyen du montage de la figure 156, les valeurs de  $r$  et  $TH$  étant choisies pour obtenir une caractéristique de l'ensemble série telle que celle figurant

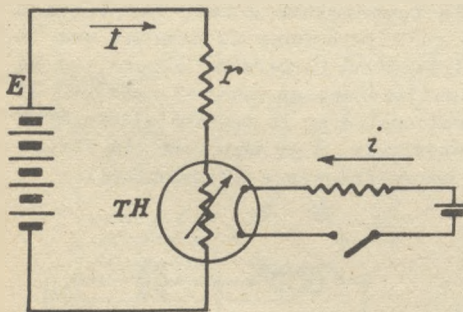


Figure 156.

en trait plein sur la figure 157. Un courant  $i$  nul dans l'enroulement chauffant correspond à un courant  $I_1$  dans le courant principal, alors que pour une certaine valeur de  $i$  le maximum de la caractéristique est abaissé (trait pointillé) et le courant  $I$  atteint la valeur  $I_2$ . Le rapport  $I_2/I_1$  peut atteindre plusieurs dizaines. Cette application diffère d'autre part des précédentes en ce que la puissance de commande est très inférieure à la puissance contrôlée.

A titre d'exemple une thermistance Stantel type L 1451/120 avec 60 ohms en série et alimentée sous une différence de potentiel de 5 volts laissera passer 2 mA pour  $i = 0$  et 60 mA pour  $i = 6$  mA, soit une puissance contrôlée de 300 milliwatts et une puissance de commande de 4 milliwatts. Un tel dispositif est malheureusement très sensible à la température ambiante.

ALIMENTATION SIMULTANEE EN CONTINU ET A BASSE FREQUENCE :

Nous avons vu au chapitre 19 que toute varistance peut être utilisée comme organe de contrôle puisque, par définition, sa résistance est

variable en fonction d'un facteur extérieur. Ainsi, en faisant varier le sens de la tension continue appliquée à un redresseur, on peut contrô -

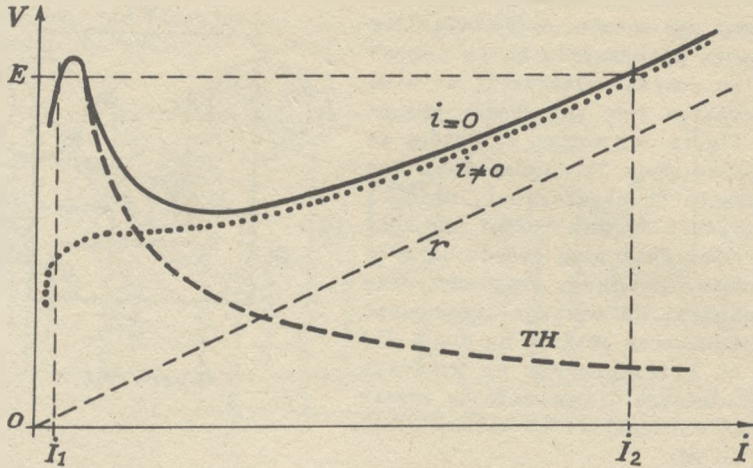


Figure 157.

ler la résistance qu'il oppose à un courant basse fréquence (modulation). De même la modification de la température d'une thermistance permet le contrôle de la résistance qu'elle oppose au courant qui la traverse (contrôle de gain d'un amplificateur). De même encore, si un élément non-linéaire est alimenté simultanément en courant continu et en basse-fréquence (figure 158), on peut contrôler la tension alternative  $v$  au moyen de la tension continue (supérieure)  $V$  en modifiant la résistance  $R$  introduite dans le circuit basse fréquence (figure 159).

A notre connaissance, ces conditions d'utilisation n'ont pas encore fait l'objet d'applications pour les résistances non-linéaires au carborundum et la route reste ouverte aux chercheurs. Par contre, les systèmes compresseur-expandeur utilisés en télécommunications et dont nous avons vu le schéma de principe au chapitre 22 font appel au coude de la caractéristique *directe* des redresseurs à l'oxyde de cuivre (ainsi qu'à celui des diodes au germanium pour les très hautes fréquences). Le

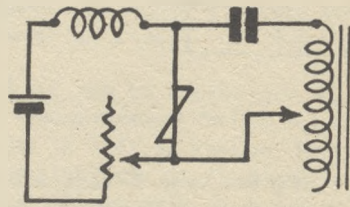


Figure 158

redresseur ou le système de redresseurs est soumis d'une part à une tension continue de l'ordre du volt (prise après redressement à la sortie du premier amplificateur de la ligne) qui fixe le point de fonctionnement de sa caractéristique, et d'autre part à la tension alternative de la parole qui se trouve ainsi comprimée ou amplifiée suivant le circuit

de redresseurs utilisés (figure 160). Pour les thermistances enfin des études poussées ont été faites aux U.S.A. sur des éléments à très faible constante de temps.

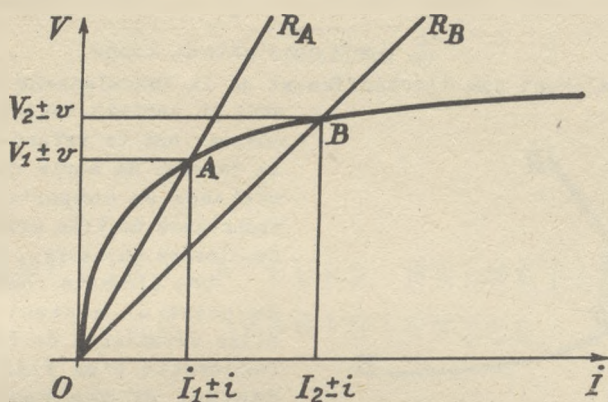


Figure 159.

Au moyen d'une batterie d'accumulateurs débitant en série sur une résistance ordinaire et une thermistance, fixons le point de fonction-

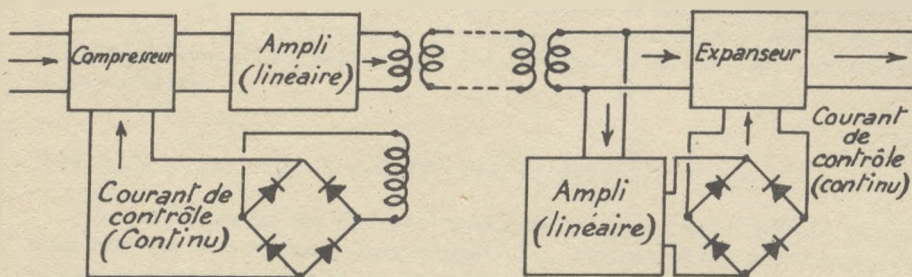


Figure 160.

nement de cette dernière sur la zone à caractéristique négative  $AB$  de telle manière que sa résistance ait la valeur  $R$  (figure 161). Surimposons ensuite une tension alternative de très faible valeur par rapport à celle de la batterie : s'il s'agit d'un courant très lentement variable, l'élément s'échauffera puis se refroidira à chaque alternance et le point figuratif se déplacera entre  $a$  et  $b$ ; s'il s'agit au contraire d'un courant à fréquence élevée, l'élément n'aura pas le temps de changer de température et se comportera par conséquent comme une résistance ordinaire de valeur  $R$ , le point figuratif se déplaçant entre  $c$  et  $d$  sur  $OR$ . On conçoit que le passage d'un comportement à l'autre se fasse progressivement et qu'il existe donc une certaine fréquence pour laquelle le point



figuratif se déplace sur une horizontale  $V = \text{constante}$ . En ce point où la résistance différentielle est nulle, on montre que la fréquence "critique" est liée à la constante de temps par la relation

$$f_c = \frac{1}{2 \times \text{constante de temps}}$$

On montre également que l'échauffement de la thermistance se produit avec un certain retard et que le courant est en retard de  $90^\circ$  sur la tension de sorte que la thermistance se comporte comme une inductance de très grande valeur, de l'ordre du heury.

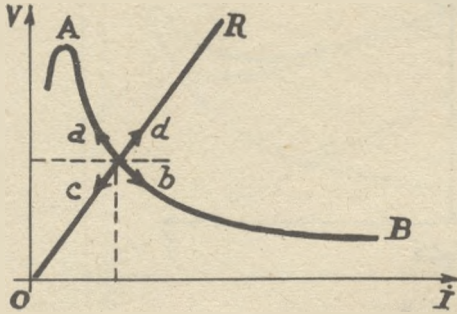


Figure 161.

Des éléments constitués par le point de contact entre une bille métallique de faible rayon recouverte d'un film semi-conducteur et une base plane du même métal ont été réalisées aux U.S.A., pour lesquels la constante de temps est inférieure à la milliseconde et la fréquence

critique atteint l'ordre de grandeur du kHz. La fabrication en série de ces thermistances spéciales se heurterait toutefois à d'énormes difficultés.

## AMPLIFICATEURS MAGNETIQUES ET VARISTANCES

Les progrès récents réalisés dans la fabrication des matériaux ferromagnétiques doux à haute perméabilité (permalloys, mumétal, ferromagnétiques orientés, ferroxcube) ont remarquablement élargi les possibilités des inductances à noyau préexcité ou amplificateurs magnétiques, et cela, au moment précis où le besoin se faisait sentir de dispositifs de contrôle et de régulation entièrement statiques, robustes et à durée de vie illimitée. Nous allons montrer que les varistances en sont des auxiliaires indispensables.

### *IMPEDANCE D'UNE BOBINE A NOYAU FERROMAGNETIQUE :*

On sait que si un courant traverse un conducteur bobiné autour d'un barreau de substance ferromagnétique, l'aimantation prise momentanément par celui-ci dépend de la valeur du courant à l'instant considéré et du nombre de tours de l'enroulement. Elle tend vers une valeur limite appelée "saturation" quand le nombre d'ampères-tours augmente. Nous nous référerons donc toujours au nombre "d'ampères-tours" lorsque nous parlerons de l'état d'aimantation d'un noyau magnétique doux.

La figure 162 représente la courbe classique - courbe d'hystérésis - de l'aimantation en fonction du champ magnétique créé par le conducteur (c'est-à-dire du nombre d'ampères-tours). En *a*, le conducteur est parcouru par un courant alternatif tel que le nombre d'ampères-tours passe à chaque période de + 1 à - 1. L'aimantation du noyau varie énormément, passant de  $J_1$  à  $J_2$ , c'est-à-dire se saturant presque dans chaque sens. Cette grande variation d'aimantation absorbe une énergie électrique  $\sum I^2$  importante. L'impédance  $Z_n$  de la bobine non saturée sera donc élevée.

Autour du même noyau, plaçons un deuxième enroulement parcouru par un courant continu tel que le nombre d'ampères-tours soit égal à 2 (figure 162 b). L'action combinée des deux enroulements (+ 1 ampère-

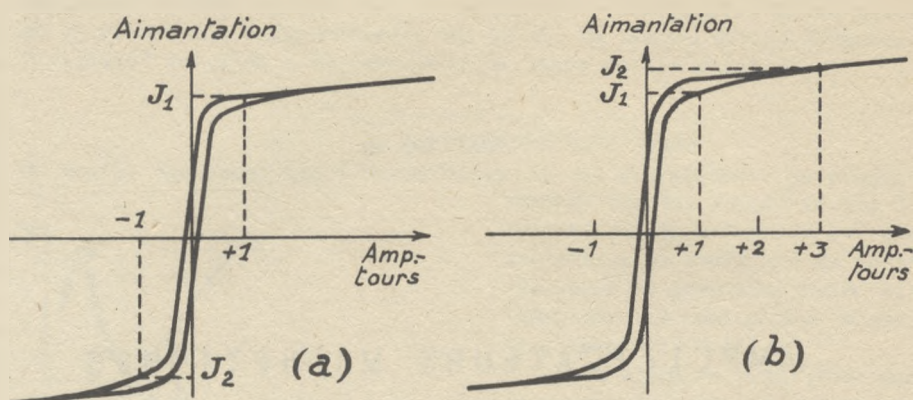


Figure 162.

tour alternatif dans le premier et 2 ampères-tours continu dans le second) fera donc varier l'aimantation entre  $J_1$  et  $J_2$ . Cette variation très faible n'absorbera qu'une énergie électrique  $Zi^2$  négligeable. L'impédance  $Z_s$  de l'inductance saturée sera donc très faible.

#### BOBINES A NOYAU PREEXCITE :

On voit que l'on peut à volonté faire varier l'impédance d'une bobine à noyau magnétique en fixant son point de fonctionnement dans la zone où la courbe d'aimantation de la figure 162 a une pente élevée (a) ou dans celle où elle a une pente faible (b). Le principe de cette action de contrôle présente donc une certaine analogie avec le circuit décrit au chapitre 26 (figures 158 et 159) dans lequel le point de fonctionnement d'une résistance non-linéaire est contrôlé par une tension continue de façon à présenter une résistance plus ou moins grande dans un circuit alternatif de basse fréquence. On a toutefois ici la possibilité de séparer complètement le circuit continu du circuit alternatif à l'aide de deux enroulements différents, et surtout d'utiliser un courant très faible dans l'enroulement de commande si celui-ci comporte un très grand nombre de tours (figure 163).

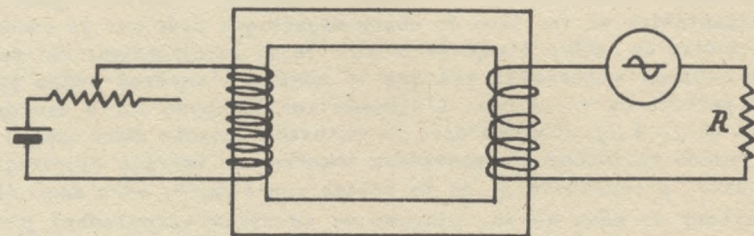


Figure 163.



Mais le schéma de la figure 163 n'est qu'un schéma de principe car il faut évidemment éviter que, l'ensemble fonctionnant comme transformateur, le courant alternatif contrôlé ne se retrouve dans le circuit continu de contrôle. Afin d'éviter une telle interaction des deux

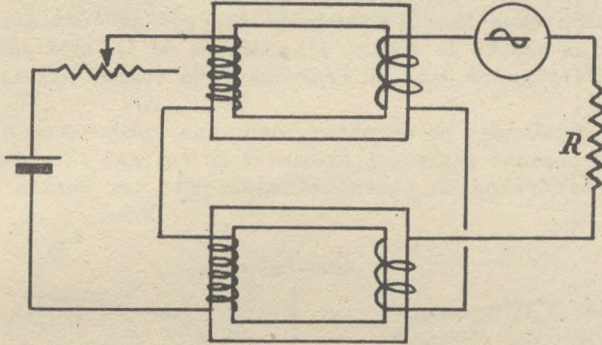


Figure 164.

circuits, on peut utiliser le procédé illustré par la figure 164 : deux transformateurs identiques ont leurs primaires connectés en série avec la source continue, et leurs secondaires connectés en série avec la source alternative et la résistance de charge. Les deux enroulements secondaires sont de sens opposés. De cette manière, les forces électromotrices induites dans chaque primaire par le circuit alternatif sont opposées et s'équilibrent; réciproquement, une variation brusque dans le circuit continu provoque dans les secondaires des forces électromotrices opposées qui s'équilibrent également. On reconnaît là un type de montage analogue à celui décrit au chapitre 19 à propos de la modulation par redresseurs secs. Pratiquement, au lieu d'utiliser deux noyaux séparés, on préfère généralement utiliser le circuit magnétique de la figure 165 où les deux primaires sont réunis sur la branche centrale.

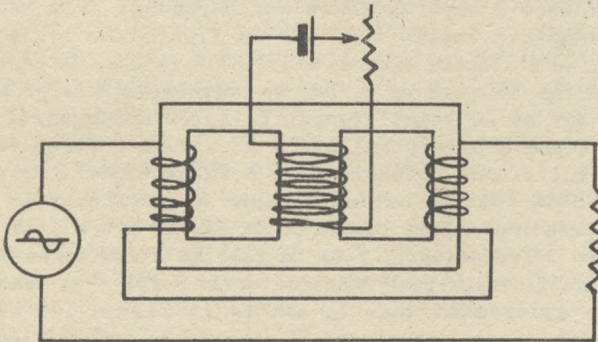


Figure 165.

## CARACTERISTIQUES D'UTILISATION :

La caractéristique d'une telle bobine préexcitée est donnée par la figure 166. Pour une même tension fournie par la source alternative, l'intensité dans le circuit alternatif varie en fonction de l'intensité dans le circuit de préexcitation. Nous avons vu que, en l'absence de courant continu, la self présente une impédance élevée, l'intensité est donc minima dans la résistance de charge. Au contraire, quand le courant continu sature le noyau, l'impédance de la self est réduite au minimum et l'intensité dans la résistance de charge atteint sa valeur maxima.

On peut également se demander, pour une valeur donnée du courant d'excitation, comment variera l'intensité du courant alternatif en fonction de la différence de potentiel appliquée aux bornes de la self.

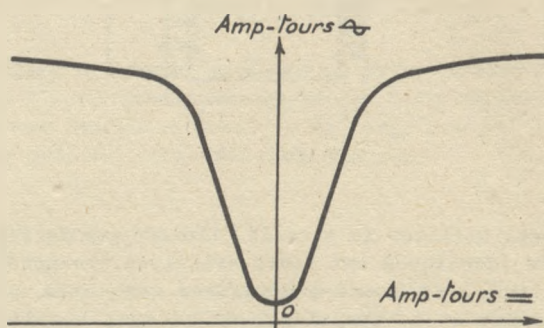


Figure 166.

Lorsque l'excitation est nulle, il est évident que le courant croîtra d'abord lentement en fonction de la différence de potentiel ( $v = Z_n i$ ,  $Z_n$  étant l'impédance élevée de la self non saturée) jusqu'à ce que l'on atteigne le nombre d'ampères-tours correspondant à la saturation du noyau (par exemple 1 ampère-tour sur la figure 162 a). A ce moment, l'impédance  $Z_s$  de la bobine saturée étant plus faible, le courant croîtra plus rapidement en fonction de  $v$ . Ce cas correspond à la première courbe de la figure 167 où le point figuratif, après avoir suivi un tronçon de  $OZ_n$ , décrit une droite parallèle à  $OZ_s$ , mais décalée vers le haut du nombre de volts/tour correspondant à la saturation du noyau.

Lorsque l'excitation est suffisante pour saturer le noyau (par exemple 2 ampères-tours dans le cas de la figure 162 b), la bobine présentera d'abord l'impédance  $Z_s$  pour de faibles différences de potentiel alternatif, insuffisantes pour désaimanter le noyau (par exemple jusqu'à 1 ampère-tour alternatif dans le cas de la figure 162 b), puis son impédance croîtra jusqu'à atteindre  $Z_n$  lorsque le nombre d'ampères-tours

alternatifs sera suffisant pour faire décrire au noyau à chaque période son cycle d'hystérésis (autres courbes de la figure 167).

La bobine à noyau préexcité apparait donc comme un dispositif de contrôle d'un courant alternatif par un courant continu. Dans certains cas, la puissance contrôlée peut être plus élevée que la puissance de commande. Il y a dans ce cas amplification (facteur de l'ordre de quelques dizaines au maximum), mais on ne doit pas perdre de vue que le courant de commande et le courant contrôlé ne sont pas de même nature.

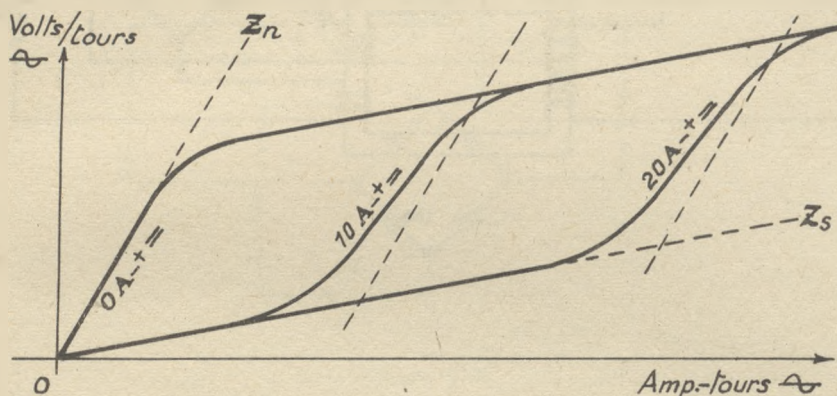


Figure 167

#### EMPLOI DES REDRESSEURS SECS (SELENIUM) :

L'utilisation des redresseurs secs en liaison avec les bobines à noyau préexcité a permis la réalisation de véritables amplificateurs : "amplificateurs magnétiques" ou "transducteurs".

D'une part en effet, l'introduction d'un pont de redresseurs sur le circuit alternatif permet l'injection de ce courant redressé dans un nouvel enroulement de contrôle (circuit "à réaction" de la figure 168) et l'augmentation du gain en puissance jusqu'à 10.000 environ. D'autre part on peut alors, après redressement, utiliser une tension alternative pour la commande (amplificateur alternatif), ou bien, en conservant une commande continue, redresser le courant alternatif contrôlé (amplificateur continu). Les figures 169 et 170 donnent respectivement les schémas-type de ces deux réalisations, avec circuit de réaction.

C'est sous la forme du circuit à réaction que les amplificateurs magnétiques sont presque toujours employés. De nombreuses variantes sont possibles pour le montage et le partage des enroulements. Seuls les schémas de principe ont été fournis ici. Remarquons que la caractéristique de la figure 166 n'est plus valable car la réaction rend l'amplificateur sensible au signe du courant continu de commande. La figure 171 donne la caractéristique d'un amplificateur à réaction positive.



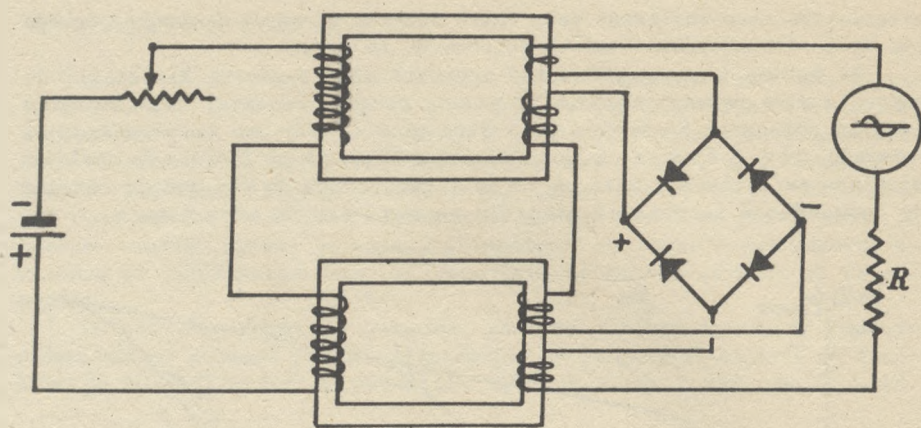


Figure 168.

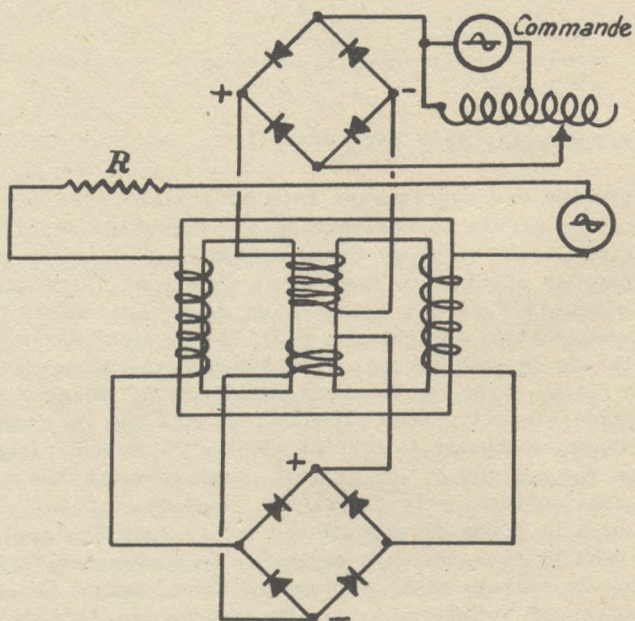


Figure 169.

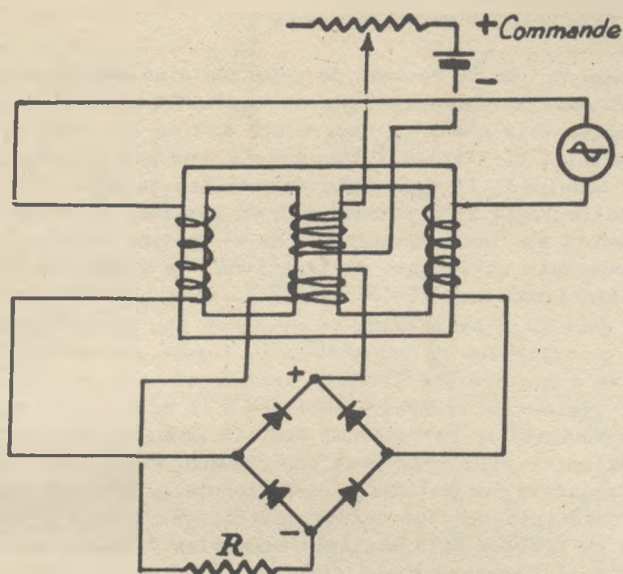


Figure 170.

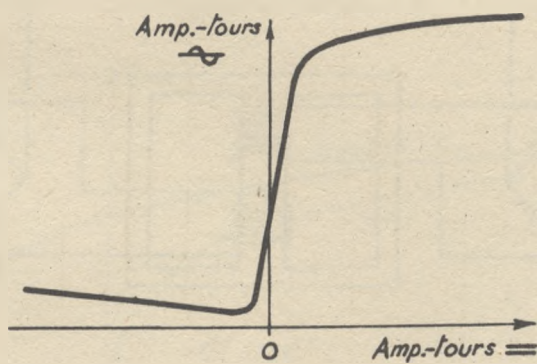


Figure 171.



## EMPLOI DES RESISTANCES NON LINEAIRES :

Nous avons vu que le courant de commande d'un amplificateur magnétique devait obligatoirement être du courant continu ou alternatif redressé. Chaque fois que l'on désire une action de commande liée à la tension d'une ligne de transport d'énergie électrique alternative (stabilisation de tension), il faut donc intercaler un pont de redresseurs secs entre cette ligne et l'enroulement de commande de l'amplificateur. On sait toutefois que les redresseurs secs se prêtent mieux à la transformation des courants qu'à celle des tensions, en raison de leurs caractéristiques non-linéaires (chute de tension dans l'élément mal définie).

Il est donc plus avantageux de traduire les variations de tension de la ligne en variation de courant et la figure 172 indique un schéma utilisable. On y compare les courants traversant une résistance non-linéaire et une résistance ordinaire soumises à la même tension, les ampères tours correspondants se retranchant pour la commande de l'amplificateur dont l'enroulement principal peut par exemple être placé en série sur la ligne alternative, ou actionner un disjoncteur. Nous ne nous étendons pas sur le fonctionnement de ce dispositif, qui a déjà été décrit dans le chapitre 25 (relais différentiels sensibles à la tension). L'utilisation d'un amplificateur magnétique est évidemment plus intéressante que celle d'un relais différentiel, par la possibilité de réglage continu qu'elle apporte au lieu d'une simple alternative enclenchement-déclenchement.

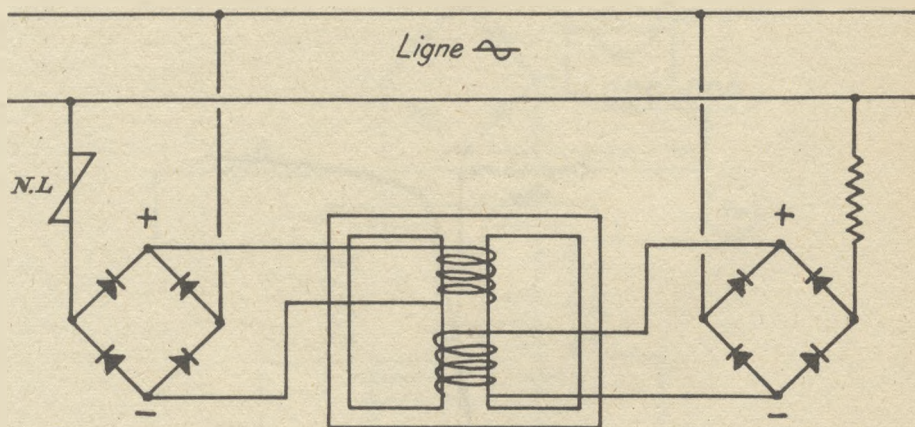


Figure 172.

La figure 173 indique un autre dispositif relatif cette fois à une ligne continue, où le courant rapidement variable en fonction de la tension  $V$  de la ligne ( $NL_1$ ) est comparé à un courant constant. Ce courant constant est obtenu à partir d'une source alternative auxiliaire par l'action différentielle de deux courants traversant l'un une résistance ordinaire  $r$ , l'autre l'association en série d'une résis-



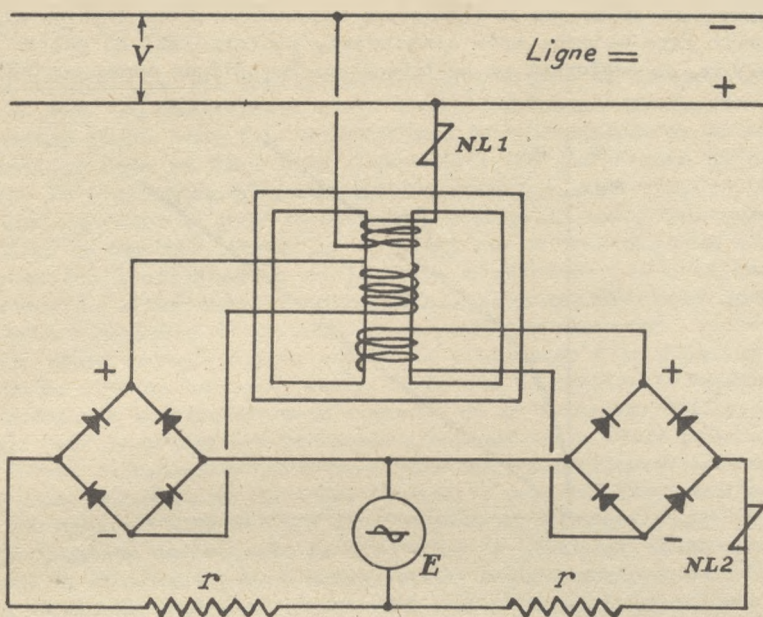


Figure 173.

tance ordinaire  $r$  identique à la précédente et d'une résistance non-linéaire ( $NL_2$ ). Le lecteur est suffisamment familiarisé avec les caractéristiques de ces éléments pour réaliser que la différence  $i_c$  de ces deux courants reste sensiblement constante lorsque la tension alternative auxiliaire  $E$  varie (figure 174). L'action résultante sur la commande de l'ampli est clairement illustrée par la figure 175.

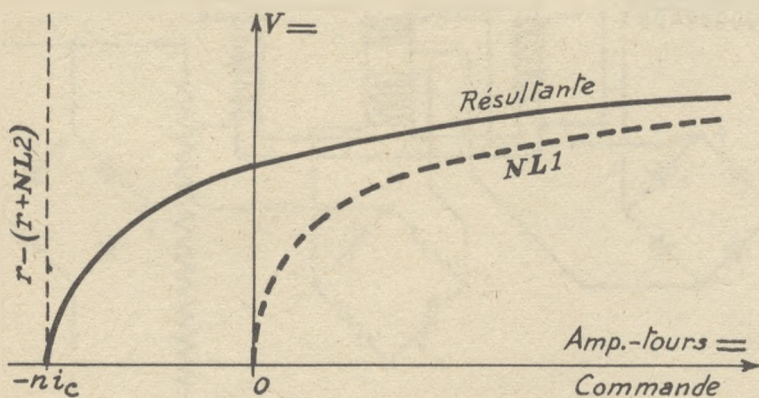


Figure 174.

Indiquons enfin que la régulation automatique d'une tension alternative peut être obtenue très simplement, conformément au schéma de la figure 131, en employant un amplificateur magnétique comme contrôleur .

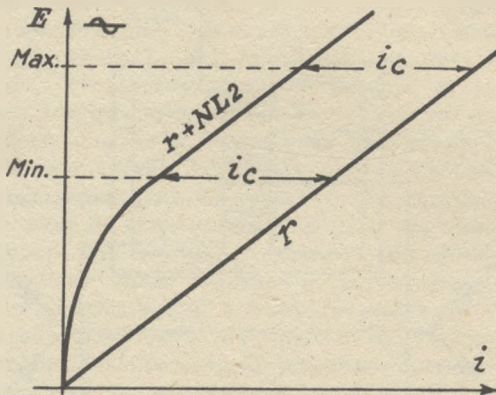


Figure 175.

L'indicateur de tension peut être l'un de ceux étudiés au chapitre 21. La figure 176 en donne un schéma de principe : tant que la tension de sortie est inférieure à la valeur correspondant au point de fonctionnement du pont à éléments non-linéaires, celui-ci renforce l'action de réaction positive; au contraire lorsque la tension de sortie devient trop élevée, les ampères-tours de l'enroulement du pont se retranchent de ceux du circuit de réaction.

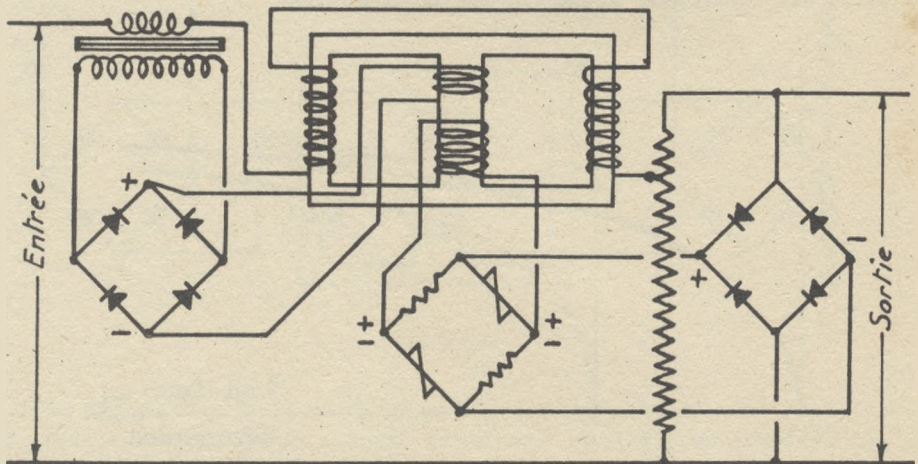


Figure 176.

## IMPORTANCE ACTUELLE :

L'utilisation des amplificateurs magnétiques ou transducteurs en liaison avec les varistances s'est considérablement développée depuis la dernière guerre pour tous les problèmes de télécommande et de contrôle automatique dans la marine et l'aéronautique. Les fusées allemandes du type V<sub>2</sub> étaient équipées de petits amplificateurs d'une puissance de 1 watt, et dont le gain en puissance atteignait 1500, fabriqués avec des tôles de numétal. Parmi les applications actuelles, nous citerons entre autres l'utilisation de la force électromotrice continue d'un thermocouple situé dans la tuyère d'un turboréacteur pour commander l'ouverture variable de la valve de contrôle du carburant, celle d'une cellule photo voltaïque pour contrôler l'allumage d'un éclairage public ou de signaux lumineux, etc... ainsi que de nombreuses applications à la mesure ou la régulation de courants ou de tensions, telles que par exemple pour la charge des batteries d'accumulateurs (voir chapitre 18).

Enfin, signalons que des recherches sont actuellement en cours aux Etats-Unis pour diminuer le temps de réponse des amplificateurs magnétiques de manière à permettre leur emploi comme amplificateurs B.F. L'amplification de courants de fréquence de plusieurs kilohertz a été obtenue en utilisant pour les noyaux des aciers spéciaux au molybdène ou des matériaux oxydiques (ferroxcube, ferramics,...). Le courant alternatif contrôlé a alors une fréquence de plusieurs dizaines de kilohertz et les redresseurs utilisés sont des redresseurs au germanium. Le gain possible pour de tels amplificateurs est toutefois beaucoup plus faible que pour les amplificateurs du type normal.



## CONCLUSION

Nous espérons avoir convaincu le lecteur de l'importance dès maintenant acquise dans l'électronique par les varistances, et des larges débouchés qui leurs sont encore ouverts.

Leur emploi se généralisera d'autant plus rapidement que l'on pourra trouver sur le marché des éléments de caractéristiques bien définies, avec une tolérance faible, et pour un prix plus abordable que ceux encore pratiqués par certains producteurs.

Les problèmes de codification et de normalisation apparaissent comme particulièrement urgents à résoudre, afin de permettre la fabrication en grande série d'un nombre limité de types dans les conditions les plus économiques.

## APPENDICE

*THERMISTANCE SHUNTEE (Chapitre 16) :*

$$TH = A e^{B/T} \quad (T \text{ tp absolue}) \quad \alpha = \frac{1}{TH} \frac{dTH}{dT} = -\frac{B}{T^2}$$

$$\text{ensemble parallèle} \quad y = \frac{TH \times RO}{TH + RO} = \frac{TH}{M + 1} \quad \left( M = \frac{TH}{RO} \right)$$

$$\frac{dy}{dT} = \frac{TH}{(M + 1)^2} \quad \beta = \frac{1}{y} \frac{dy}{dT} = \frac{\alpha}{M + 1}$$

$$\frac{d^2 y}{dT^2} = \beta \times TH \frac{M(B - 2T) + B + 2T}{T^2 (M + 1)^2}$$

$$T = T_m \text{ pour } M = \frac{B + 2T}{B - 2T} \quad (\text{condition } T < B/2)$$

$$\beta_m = \frac{2T_m - B}{2T_m^2} \quad y_m = \frac{B + 2T_m}{2B} \times RO$$

*REGULATION SIMPLIFIEE DE TEMPERATURE (chapitre 16) :*

$$\text{Posons } M_1 = M_2 \quad RO_2 = \frac{TH}{M - 1} \quad r = \frac{TH}{M} \quad R = \frac{TH}{M + 1}$$

$$dR = \frac{dTH_1}{(M + 1)^2} + \frac{dTH_2}{(M + 1)^2} \quad dr = \frac{dTH_2}{M^2}$$

$$W_r = \frac{v^2}{R} = \frac{1}{r} \left( V^2 \frac{R^2}{(RO_1 + R)^2} \right)$$

$$\frac{\delta W_r}{\delta t_1} = V^2 \alpha_1 \frac{2M TH RO_1}{[RO_1 (M + 1) + TH]^3} \quad \text{avec } \alpha_1 = \alpha \text{ pour } TH_1 \text{ à } t_1$$

$$\frac{\delta W_r}{\delta t_2} = V^2 \alpha_2 TH \left[ \frac{2M RO_1}{[RO_1 (M+1) + TH]^3} - \frac{1}{[RO_1 (M+1) + TH]^2} \right]$$

avec  $\alpha_2 = \alpha$  pour  $TH_2$  à  $t_2$

pour  $RO_1 = \frac{TH}{2M - \sqrt{3M^2 + 1}}$ ,  $\frac{\delta W_r}{\delta t_1}$  est maximum

Il faut  $\frac{\delta W_r}{\delta t_2} > C$  et  $\frac{\delta W_r}{\delta t_1} > C$ .

ONDULATION D'UNE TENSION REDRESSEE (chapitre 17) :

La décomposition en série de Fourier donne :

$$u = U_0 \left( 1 + \frac{2}{n^2 - 1} \sin n\omega t - \frac{2}{4n^2 - 1} \sin 2n\omega t + \frac{2}{9n^2 - 1} \sin 3n\omega t - \dots \right)$$

où  $n$  est le nombre de phases

En se limitant au premier terme :

$$u = U_0 \left( 1 + \frac{2}{n^2 - 1} \sin n\omega t \right) \text{ soit pont monophasé : } 67 \%$$

pont triphasé : 5,7 %

En tenant compte des chutes de tension dans les éléments, on trouve les valeurs plus faibles du tableau V. Le terme ondulation est équivalent à l'expression "taux de modulation" employée dans d'autres domaines.

CHARGE D'UNE BATTERIE D'ACCUMULATEURS (chapitre 17) :

On exprime la hauteur moyenne de la région hachurée de la figure 85 en fonction de  $E = \sqrt{2}$  et de  $E'$  et on l'égalé à la chute de tension totale dans le redresseur :

$$V \left[ \frac{2\sqrt{2-\rho^2} - \rho (\pi - 2\text{Arc sin } \rho/\sqrt{2})}{2\pi} \right] = \text{chute tension où } \rho = \frac{E'}{E}$$



L'expression entre crochets est portée en abscisses sur le graphique de la figure 86. La courbe 2 représente les valeurs correspondantes de  $\rho$ , et la courbe 1 représente les valeurs correspondantes du rapport de l'expression entre crochets divisée par  $\rho$ , valeurs obtenues à partir de la courbe 2.

AMPEREMETRE MAGNETOELECTRIQUE A REDRESSEURS (chapitre 19) :

Soient  $R$  la résistance placée en série avec le pont redresseur (y compris celle du cadre), et  $r$  la résistance shuntant le tout. Il existe une infinité de valeurs pour  $R$  et  $r$  permettant de réaliser un ampèremètre de sensibilité donnée pour courants de forme donnée, toute valeur attribuée à  $R$  définissant  $r$  et réciproquement.

Si  $i$  est le courant traversant le pont (négligeable devant le courant principal  $I$ ) et  $\Delta V$  la chute de tension dans celui-ci, nous avons vu au chapitre 9 que lorsqu'on se place au coude de la caractéristique ( $\Delta V =$  quelques  $1/10$  de volt), on avait à très peu près  $\Delta V = Ki^n$ . Ici  $n = 1/3$ . D'où l'expression de la tension appliquée aux bornes du montage complet  $rI = Ki^{1/3} + Ri$ . La résolution de cette équation par rapport à  $i$  et l'élimination des termes négligeables donne, suivant les valeurs de  $R$  (cellules "Oxymétal") :

$R = 0$   $i = \text{env. } I \times \text{constante}$  (consommation minima, mais les indications n'ont de sens que pour une forme donnée de courant).

$R = \text{env. } 500 \text{ ohms}$   $i = \text{env. } I^2 \times \text{constante}$  (appareil sensiblement quadratique, déviant proportionnellement à  $I_{eff}$ ).

$R = \text{env. } 5000 \text{ ohms}$   $i = \text{env. } I \times \text{constante}$  (appareil sensiblement linéaire, déviant proportionnellement à  $I_{moy}$ . Cas général).

COMPRESSEURS - EXPANSEURS DE CONTRASTE A RNL (chapitre 20) :

$$E = V_1 + V_2 = R_1 I + KI^n$$

$$\frac{dE}{dI} = R_1 + KnI^{n-1} \qquad \frac{dV_1}{dI} = R_1 \qquad \frac{dV_2}{dI} = KnI^{n-1}$$

$$\text{expandeur} \quad \frac{dV_1/V_1}{dE/E} = \frac{E}{V_1} \frac{dV_1}{dE} = \frac{E}{V_1} \frac{R_1}{(R_1 + KnI^{n-1})} = \frac{E}{V_1 + nV_2}$$

$$\text{compresseur} \quad \frac{dV_2/V_2}{dE/E} = \frac{E}{V_2} \frac{dV_2}{dE} = \frac{E}{V_2} \frac{KnI^{n-1}}{(R_1 + KnI^{n-1})} = \frac{nE}{V_1 + nV_2}$$

PROTECTION DES CONTACTEURS PAR ELEMENTS NON-LINEAIRES (chapitre 23) :

Soit un circuit composé de résistances extérieures  $R$  et d'une bobine  $L$ ,  $r$  parcouru par une intensité  $I$ . L'énergie électromagnétique  $1/2 LI^2$  est dissipée à la rupture sous forme de chaleur. Soit  $i$  l'intensité instantanée et  $t$  le temps écoulé après la rupture.

$$(R + r) i = -L \frac{di}{dt} \quad \frac{di}{dt} = -\frac{R+r}{L} i \quad i = Ie^{-\frac{(R+r)t}{L}}$$

soit  $v$  la tension aux bornes de la self :

$$v = L \frac{di}{dt} = - (R+r) I e^{-\frac{(R+r)t}{L}}$$

immédiatement après la rupture,  $t = \text{env. } 0$

$$v = (R+r) I \quad \text{soit une surtension } RI$$

PONT A DEUX ELEMENTS NON-LINEAIRES FONCTIONNANT EN REGULATEUR (chapitre 24) :

Nous traiterons ce problème en détail (pour  $n$  positif) afin de donner un exemple d'étude mathématique de circuit à éléments non-linéaires. Le schéma de la figure 177 est défini par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} (1) \quad & i_1 = i_2 + i_5, \\ (2) \quad & -Ri_1 + Ki_2^n - Zi_5 = 0, \\ (3) \quad & E_1 = RI_1 + Ki_2^n, \\ (4) \quad & E_2 = Ki_2^n - RI_1 \end{aligned}$$

qui permettent de calculer n'importe laquelle de ses caractéristiques en fonction des valeurs de  $R$ ,  $Z$ ,  $K$ ,  $n$  et d'une donnée déterminant le point de fonctionnement telle que  $i_2$ , par exemple.

Les relations (1) et (2) donnent

$$i_1 = \frac{Ki_2^n + Zi_2}{R + Z}$$

et les relations (3) et (4) s'écrivent alors

$$(5) \quad (R + Z) E_1 = (2R + Z) Ki_2^n + RZi_2,$$

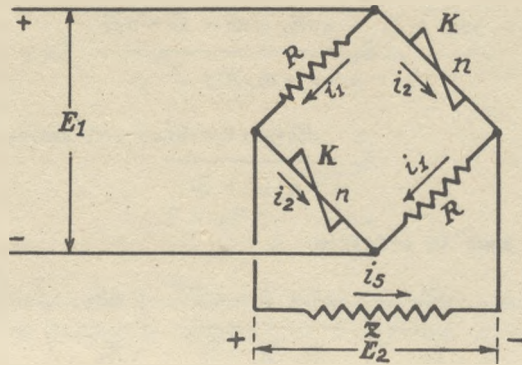


Figure 177.

$$(6) \quad (R + Z) E_2 = Z (K i_2^n - R i_2);$$

On peut remarquer que

$$(7) \quad E_1 + E_2 = 2K i_2^n.$$

La courbe  $E_2(E_1)$  a l'allure indiquée sur la figure 110. Il existe un point de régulation favorisé, comme le montre l'expression

$$\frac{dE_2}{dE_1} = \frac{Z (K n i_2^{n-1} - R)}{(2R + Z) K n i_2^{n-1} + RZ}$$

qui s'annule pour

$$(8) \quad R = K n i_2^{n-1}$$

En ce point, un accroissement de la tension de sortie aura pour expression

$$\Delta E_2 = \frac{\Delta i_2^2}{2} \frac{d^2 E_2}{d i_2^2}, \quad \text{avec} \quad i_2^{n-1} = \frac{R}{K n}$$

en négligeant le terme en  $\frac{\epsilon}{6} \Delta i_2^3$ , soit

$$\Delta E_2 = \frac{\Delta i_2^2}{2} \frac{RZ (n - 1)}{i_2 (R + Z)}$$

Les tensions d'entrée et de sortie ont respectivement pour expressions au point de régulation



$$(9) \quad E_1 = \frac{Ri_2 (2R + Z + nZ)}{n (R + Z)}$$

$$(10) \quad E_2 = \frac{RZi_2 (1 - n)}{n (R + Z)}$$

On tire donc la relation

$$(11) \quad \frac{\Delta E_2}{E_2} = \frac{(2R + Z + nZ)^2}{8n (R + Z)^2} \left( \frac{\Delta E_1}{E_1} \right)^2$$

Les puissances consommées à l'entrée et disponibles à la sortie ont respectivement pour valeur

$$W_1 = E_1 (i_1 + 2i_2) = \frac{E_1}{Z} (E_2 + 2Zi_2),$$

$$W_2 = \frac{E_2}{Z},$$

d'où le rendement en puissance du régulateur

$$(12) \quad \pi = \frac{E_2^2}{E_1 (E_2 + 2Zi_2)}$$

ou encore, en utilisant les relations (9) et (10),

$$(13) \quad \pi = \frac{RZ(1 - n)^2}{(2R + Z + nZ) (R + nR + nZ)}$$

Supposons que nous désirions avoir entre les variations relatives de tension à l'entrée et à la sortie du régulateur la relation

$$(14) \quad \frac{\Delta E_2}{E_2} = x \left( \frac{\Delta E_1}{E_1} \right)^2,$$

soit, par exemple, à partir d'un secteur alternatif variant de  $\pm 10\%$ , obtenir une tension stabilisée à  $\pm x\%$ . Il vient

$$\frac{(2R + Z + nZ)^2}{8n(R + Z)^2} = x,$$

d'où l'on tire la valeur de  $Z$  en fonction de  $R$  :

$$(15) \quad Z = 2R \frac{(4x - 1)n - 1 \pm (n - 1)\sqrt{2nx}}{n^2 - 2(4x - 1)n + 1}$$

Nous examinerons les cas  $x = 0,5, 1, 2$ .

$x = 0,5$  :

$$Z = 2R \frac{1 \pm \sqrt{n}}{n - 1};$$

il y a une solution avec le signe + au numérateur pour  $n > 1$  donc, seulement pour les lampes à filament de tungstène ou les tubes fer-hydrogène;

$x = 1$  :

$$(16) \quad Z = 2R \frac{3n - 1 \pm (n - 1)\sqrt{2n}}{n^2 - 6n + 1};$$

il y a une solution avec le signe + au numérateur pour  $0,17 < n < 0,5$ .

$x = 2$  :

$$(17) \quad Z = 2R \frac{7^n - 1 \pm 2(n - 1)\sqrt{n}}{n^2 - 14n + 1}$$

il y a une solution avec le signe + au numérateur pour  $n < 0,25$ .

En faisant intervenir  $V = Ki_2$  (tension aux bornes de l'élément non-linéaire au point de fonctionnement), on peut écrire :

$$\frac{E_2}{Ri_2} = \frac{E_2}{nV} = \frac{\frac{Z}{R}(1-n)}{n(1 + \frac{Z}{R})} \quad \text{et} \quad \frac{E_2}{V} = \frac{\frac{Z}{R}(1-n)}{1 + \frac{Z}{R}}$$

$$\text{avec} \quad \frac{E_1}{V} = \frac{2V - E_2}{V} = 2 - \frac{E_2}{V}$$

$$W_2 = \frac{V^2 E_2^2 / V^2}{R Z/R} = \frac{VI_2 E_2^2 / V^2}{n Z/R} \quad \text{soit} \quad \frac{W_2}{VI_2} = \frac{(E_2/V)^2}{Z/R}$$

d'où une représentation graphique possible de ces quantités en fonction de la seule variation de  $n$  pour une valeur donnée de  $x$ .

## BIBLIOGRAPHIE

### 1°) - *Thermistances* :

J.A. BECKER, C.B. GREEN et G.I. PEARSON, Properties and Uses of thermistors. Thermally sensitive resistors. (The Bell System Technical Journal, vol. 26, n° 1, janvier 1947).

E.J.W. VERWEY, P.W. HAAYMAN et F.C. ROMEYN, Semi-conducteurs dont la résistivité a un grand coefficient de température négatif. (Revue Technique Philips, t. 9, n° 8, 1947/1948).

NGUYEN THIEN-CHI et J. SUCHET, Conductibilité des semi-conducteurs électroniques et thermistances. (L'Onde Electrique, vol. 31, n° 297, Décembre 1951).

Roland CAUVILLE, Contribution à l'étude des céramiques à base d'oxydes de titane. (Thèse, Gauthier-Villars, Paris, 1952).

### 2°) - *Résistances non-linéaires* :

K.B. Mc EACHRON, Thyrite : a new material for lightning arresters. (General Electric Review, vol. 33, n° 2, 1930).

Theodore BROWNLEE, The calculation of circuits containing thyrite. (General Electric Review, vol. 37, n° 4, avril 1934 et vol. 37, n° 5, mai 1934).

GRISDALE, Silicon Carbide Varistors (Bell Laboratories Record, Vol. 16, Octobre 1940)

Alan FAIRWEATHER, Contact non-linearity with reference to the metal rectifier and the carborundum ceramic non-linear resistor. (Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 89, Part 1, n° 23, 1942).

F. ASHWORTH, W. NEEDHAM et R.W. SILIARS, Silicon carbide non-ohmic resistors. (Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 93, Part 1, n° 69, 1946).

### 3°) - *Redresseurs* :

E.A. RICHARDS, The characteristics and applications of the selenium rectifier. (Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 88, Part II, p. 423, 1941).

A.L. WILLIAMS et L.E. THOMPSON, Metal Rectifiers, (Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 88, Part I, p. 353, 1941).

H.K. HENISCH, Metal rectifiers. (Oxford University Press, 1949).

M.E. GAMBLE, Higher current metallic rectifiers (Production Engineering, USA, vol. 23, n° 6, p. 119, juin 1952).



## 4°) - Applications :

K.P. DOWELL, Thermistors as Components. Open Product Design Horizons. (Electrical Manufacturing, Août 1948).

G.N. PATCHETT, Precision A.C. Voltage Stabilizers, (Electronic Engineering Septembre 1950).

F.A. BENSON, Voltage Stabilizers. (Electronic Engineering Offices, Londres, 1950).

J.H. REYNER. The magnetic amplifier (Stuart and Richards, London 1950)

Frank R. STANSEL, The characteristics and some applications of varistors. (Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 39, p. 342, Avril 1951).

R. ASCHEN et J. VIVIE, Toute l'Electronique. (Editions B.P.I., Paris, 1951).

NGUYEN THIEN-CHI et J. SUCHET, Les régulateurs de tension à éléments non-linéaires. (Annales de Radioélectricité, t. VII, n° 29, juillet 1952).

H.J. SCHRADER, Elektrotechnische Zeitschrift, Ausg. A, t. 73, n° 17, septembre 52).

J. SUCHET. Les résistances non-linéaires au carborundum (Mesures, n° 189 Février 1953)

J. SUCHET. Thermométrie et thermorégulation par thermistances (Mesures, n° 191, Avril 1953)

Documentation fournie par "S.A. La Radiotechnique", "Le Matériel Téléphonique", "Cie Westinghouse" et "A.S.E.A." (Suède)

*Publications postérieures à la rédaction de cet ouvrage :*

S. TESZNER, P. SEGUIN et J. MILLET, Complexes de semi-conducteurs formant résistances non-linéaires - Nouveaux perfectionnements - (Annales des Télécommunications, t. 8 n° 8-9, p. 271, août-septembre 1953).

J. BLEUZE, Propriétés et applications des thermistances - (L'Onde Electrique, vol. 33 n° 317-318, p. 497, août-septembre 1953; vol. 33, n° 319, p. 578, octobre 1953).



## INDEX ALPHABETIQUE

### A

action différée 194 - 196  
affaiblissement 167  
agglomération 19  
agglomérats 8 - 17 - 18 - 71  
alternateurs (excitation) 135  
ammoniaque synthétique 202  
ampèremètre magnétoélectrique 223  
amplificateurs magnétiques 98 -  
134 - 182 - 209 - 212  
amplificateurs magnétiques à réaction 213  
analyseurs de gaz 202  
anémomètres 203  
antichoc acoustique 178  
appareils de mesure 70 - 95 -  
106 - 142 - 168  
appareils magnétoélectriques 142 -  
150 - 223  
associations de varistances, voir  
"montages"  
atmosphère de cuisson 23  
automobile 89 - 104 - 134  
avertisseur de dépassement 104  
aviation 92 - 94 - 203 - 219

### B

bain d'alliage métallique 91  
ballons-sonde 92 - 105  
basculement d'une thermistance  
55 - 88  
batteries d'accumulateurs 127 -  
133 - 191 - 219 - 222  
bolomètres 102  
broyage 18  
bruit de fond 167

### C

cadres antiparasites 138  
capacité 15 - 35 - 71 - 143 - 176

capacité calorifique 52  
CARBOHM 76 - 117 - 148 - 155  
CARBOSIAL 77  
carbure de silicium 18  
cellules photoélectriques 100  
centraux téléphoniques 131  
charge d'une batterie 127 - 133  
chauffage domestique 94  
cinéma 132  
C.I.C.E. 76  
circuit interrupteur 205  
codification 56 - 67 - 220  
coefficient de dissipation thermique 14 - 50 - 52  
coefficient de température 7 - 9 -  
13 - 35 - 64  
compensateur linéaire 90 - 109 -  
111  
compensateur d'ambiance 189 - 197  
compoundage (schéma de) 132  
compresseur de contraste 149 -  
152 - 167 - 206 - 223  
compression 21  
condensateurs de découplage 177  
conducteurs 7 - 11  
constante de temps 47 - 49 - 52 -  
55 - 70 - 99 - 164 - 195 - 207  
contacteurs 173 - 224  
contrôle d'amplitude 203  
contrôleurs de tension 182  
courant ondulé 120  
courants alternatifs 205  
courants porteurs 141 - 167  
courants variables 69  
courbe d'hystérésis 209  
C.S.F. 76 - 89 - 90  
cuisson 21  
cuivre 95  
cuproxyde (redresseur) 25

### D

débitmètres 203  
dérive 31



dispersion des caractéristiques 33  
 dissipation thermique 14 - 50 -  
 55 - 63 - 88 - 159 - 185 -  
 195 - 202  
 distorsion 69 - 142 - 164

## E

échelles linéaires 106  
 échelles non-linéaires 168  
 éclairage public 196 - 219  
 efficacité d'une thermistance à  
 chauffage indirect 47  
 électrolyse (bains) 132  
 éléments WESTOPP 62 - 64 - 77 -  
 82 - 184 - 191  
 équilibre thermique 50  
 extenseur de contraste 149 - 152 -  
 167 - 206 - 223

## F

facteur de forme 70 - 120 - 124  
 143  
 facteur de mérite 156 - 162 - 182  
 fer-hydrogène (tubes) 146 - 157 -  
 162  
 ferrocube 76 - 219  
 filage 20  
 filaments de lampes radio 178  
 four à passage 22  
 fréquence critique 208  
 froid (industrie du) 94 - 96  
 fusées V2 219

## G

gaz (analyse des) 202  
 glaces chauffantes 94  
 graphique classique 42 - 53  
 graphique logarithmique 36 - 47 -  
 146  
 graphique semi-logarithmique 38 -  
 43 - 47 - 108  
 graphiques superposés 41 - 111 - 112

## H

harmoniques 143 - 164  
 hygromètre 202  
 hyperfréquences (mesures en) 103 -  
 105

## I

impédance d'une bobine à noyau  
 magnétique 209  
 indicateur de tension 156 - 162 -  
 181  
 indicateur de tension indépendant  
 de la température 165  
 infra-rouge (mesures en) 103 - 104  
 inverseur 152

## J

jauges à vide 202 - 203  
 jauge de PIRANI 203  
 jauge d'ionisation 202 - 203

## K

KANEGA 76 - 90

## L

lampe à filament de tungstène 146 -  
 162  
 L.C.T. 76  
 liant organique 20

## M

manganin 95  
 matériaux magnétiques 209  
 médecine 96  
 mesures (appareils de) 70 - 95 -  
 106 - 142 - 168  
 mesures différentielles 205  
 métallisation 23  
 météorologie 92 - 105  
 METROSIL 76 - 175 - 198

mise sous tension d'une thermistance 52  
 modulateurs 138  
 montages de varistances :  
   - redr. de VILLARD 125  
   - redr. en anneau 141  
   - redr. en pont 61 - 118 - 142  
   - redr. push-pull 118 - 142  
   - redr. valve 61 - 118  
   - redr. débitant sur capacité 123  
   - RNL en parallèle 59  
   - RNL en série 58  
   - RNL-TH en série 153 - 190 - 200  
   - RO-RNL en parallèle 42  
   - RO-RNL en pont 155 - 165 - 218 - 224  
   - RO-RNL en série 42 - 147 - 171  
   - RO-TH en parallèle 43 - 108 - 221  
   - RO-TH en pont 113 - 159  
   - RO TH en série 43 - 53 - 150  
 moteurs à explosion 89 - 99  
 moteurs alternatifs asynchrones 135  
 moteurs continus série 134  
 multiplicateur de fréquence 123  
 multiplicateur de tension 125 - 137

## N

niveau liquide (indicateur de) 202  
 nomogramme RNL 57 - 233  
 non-linéarité 9 - 49 - 70 - 146  
 noyau magnétique préexcité 210

## O

OHM (loi d') 7  
 ondulation 120 - 124 - 222  
 oxyde de cuivre 17 - 25  
 oxyde de cuivre (redresseurs à 1')  
   65 - 72 - 138 - 142 - 150 - 168 - 206  
 oxydes métalliques 18  
 OXYMETAL 77 - 141 - 145 - 223

## P

parafoudres 176  
 perle 21 - 45 - 74  
 PHILIPS 76 - 94 - 103 - 205  
 polarité d'un redresseur 61  
 polymètres 143  
 précipitation électrostatique 131  
 prix (thermistances) 98  
 projecteurs de cinéma 132  
 protection contre les surtensions  
   169 - 173 - 176 - 224

## Q

quotientmètre 90 - 113

## R

réaction (circuit de) 213  
 récepteurs radio 136 - 219  
 récepteurs télévision 170  
 récepteurs tous courants 136 - 178  
 redresseur 13  
 régulateurs de tension à NL 182 - 187 - 216  
 régulateurs de tension à TH 49 - 188 - 189  
 relais différentiels 197 - 198  
 relais électromagnétiques 157 - 193  
 relais polarisés 193  
 relais régulateurs 198  
 relais temporisés 194  
 rendement d'un redresseur 61  
 rendement d'un régulateur de tension 183 - 189 - 226  
 répéteurs 167  
 reproductibilité 34  
 résiduelle 120  
 résistance CTN 12  
 résistance de contact 57 - 63  
 résistance d'enclenchement 178 - 204  
 résistance différentielle négative 48 - 50  
 résistance directe 32 - 60  
 résistance inverse 30 - 60  
 résistance NL 13  
 résistance VDR 13

## S

saturation d'un noyau 209  
 sélénium 17 - 25 - 27  
 sélénium (redresseurs au) 65 -  
 72 - 124 - 130 - 136  
 sélénofer 25  
 SELENOX 66 - 77 - 130 - 137 - 175  
 semi-conducteurs 8 - 11  
 sensibilité d'une thermistance 46  
 soudure à l'arc 132  
 spectrométrie infra-rouge 103 - 104  
 SORANIUM 77  
 STABILOVOLT 147  
 STANTEL 76 - 99 - 205  
 superposition courants continu et  
 BF 206  
 surface (phénomène de) 9 - 25 -  
 26 - 63  
 surtensions 169 - 173 - 176 - 224

## T

taux de modulation 222  
 télécommunications 131 - 141 -  
 167 - 178  
 tension en dents de scie 170  
 thermistance 12  
 thermistance à chauffage direct  
 47 - 52 - 74  
 thermistance à chauffage indirect  
 45 - 55 - 74 - 203  
 thermistance miniature 21 - 74 -  
 81 - 98 - 164

thermistance réfractaire 24 - 90  
 THYRIT 76 - 177  
 traitement de stabilisation 29  
 TRANSCO 76 - 99 - 150 - 171 - 177 -  
 178  
 transducteurs 213  
 triodes à atmosphère gazeuse 196  
 tubes fer-hydrogène 146 - 157 - 162  
 tubes stabilivolt 147  
 turboréacteurs 92 - 219

## V

vapeur de mercure (redresseur à)  
 130  
 varistance 12  
 vide (jauge à) 202  
 vieillissement 30  
 VILLARD (montage de) 131

## W

WESTALITE 66 - 77 - 137  
 WESTERN ELECTRIC 76 - 94 - 95 -  
 98 - 103 - 115 - 203  
 WESTOPP 62 - 64 - 77 - 82 - 184 -  
 191

## Z

zones 1 et 2 (thermistance) 54 - 87



## TABLE DES MATIERES

Avant-propos .....	5
CHAPITRE 1.- IL Y A CONDUCTEUR ET CONDUCTEUR .....	7
CHAPITRE 2.- QU'EST-CE QU'UNE VARISTANCE ? .....	12
<i>PREMIERE PARTIE : TECHNIQUES DE FABRICATION</i> .....	17
CHAPITRE 3.- REALISATION D'AGGLOMERATS SEMI-CONDUCTEURS .....	18
Broyage et mélange des poudres - Techniques d'agglomération - Cuisson des agglomérats - Métallisation et finition.	
CHAPITRE 4.- FABRICATION DES REDRESSEURS .....	25
Redresseurs à l'oxyde de cuivre - Redresseurs au sélénium.	
CHAPITRE 5.- STABILITE ET REPRODUCTIBILITE DES VARISTANCES .....	29
Traitements de stabilisation - Dérives ultérieures - Reproductibilité des varistances.	
<i>DEUXIEME PARTIE : CARACTERISTIQUES ET PROPRIETES</i> .....	35
CHAPITRE 6.- ETUDE GRAPHIQUE .....	36
Graphique logarithmique (résistances non-linéaires) - Graphique semi-logarithmique (thermistances) - Retour au graphique classique.	
CHAPITRE 7.- ECHAUFFEMENT D'UNE THERMISTANCE .....	45
Thermistances à chauffage indirect - Thermistances à chauffage direct - Résistance différentielle négative.	
CHAPITRE 8.- EQUILIBRE THERMIQUE D'UNE THERMISTANCE DANS UN CIRCUIT .....	50
Coefficient de dissipation thermique - Constante de temps - Mise sous tension d'une thermistance -	

Ensemble thermistance-résistance série - Influence des conditions de dissipation thermique - Délai d'échauffement - Codification.

CHAPITRE 9.- RESISTANCES NON LINEAIRES ET REDRESSEURS .	57
Résistances non linéaires - Redresseurs - Eléments Westopp.	
CHAPITRE 10.- ACTION DE LA TEMPERATURE SUR LES RESISTANCES NON LINEAIRES ET LES REDRESSEURS .....	63
Résistances non linéaires - Redresseurs - Codification.	
CHAPITRE 11.- UTILISATION DES VARISTANCES EN COURANTS VARIABLES .....	69
Phénomènes de distorsion - Capacités parasites.	
CHAPITRE 12.- PRINCIPALES VARISTANCES DISPONIBLES EN FRANCE .....	74
Principaux types - Principaux producteurs et matériaux utilisés - Barreaux - Blocs, pastilles et disques - Perles miniatures - Plaques et rondelles métalliques.	
TROISIEME PARTIE : APPLICATIONS DES VARISTANCES .....	85
CHAPITRE 13.- THERMOMETRIE ET THERMOREGULATION PAR SONDES A THERMISTANCES .....	86
Thermosondes à varistances - Précautions à observer - Grandes gammes de températures.	
CHAPITRE 14.- THERMOMETRIE ET THERMOREGULATION PAR SONDES A THERMISTANCES (suite) .....	93
Faibles gammes de températures - Détection de sauts de température infimes - Types d'éléments employés.	
CHAPITRE 15.- PYROMETRIE ET MESURE DES PUISSANCES H.F. PAR THERMISTANCES .....	100
Cellules photoélectriques - Bolomètres à thermistances - Exemples d'application - Mesure des puissances H.F.	

CHAPITRE 16.- CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS COMPRENANT THERMISTANCES ET RESISTANCES. COMPENSATEURS LINEAIRES .....	106
Fonctions linéaires de la température - Shunt d'une thermistance - Calcul d'un système linéaire - Fonctions quelconques de la température - Montages de zéro - Régulation simplifiée de température.	
CHAPITRE 17.- PRODUCTION DE COURANT CONTINU A PARTIR DE COURANT ALTERNATIF .....	118
Utilisation sur résistance pure - Utilisation sur circuit capacitif - Utilisation sur batterie ou moteur.	
CHAPITRE 18.- QUELQUES APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES REDRESSEURS AU SELENIUM .....	130
Précipitation électrostatique - Alimentations diverses - Charge des batteries d'accumulateurs - Alimentation de moteurs à courant continu - Freinage de moteurs à courant alternatif - Excitation des alternateurs.	
CHAPITRE 19.- APPLICATIONS RADIOELECTRIQUES DES REDRESSEURS SECS. APPAREILS DE MESURES .....	136
Alimentation radio - Modulation et démodulation - Appareils de mesures.	
CHAPITRE 20.- ELEMENTS NON LINEAIRES. COMPRESSEURS ET EXPANSEURS DE CONTRASTE .....	146
Associations en série RNL-RO - Associations en série TH (zone 2)-RO - Association en série RNL-TH (zone 2)	
CHAPITRE 21.- PONTS A ELEMENTS NON LINEAIRES. INDICATEURS DE TENSION .....	155
Pont à 2 éléments non linéaires (RNL) - Exemple de calcul d'un indicateur de tension (RNL) - Pont à 1 élément non linéaire (TH zone 2) - Exemple de calcul d'un indicateur de tension (TH) - Précautions à observer.	
CHAPITRE 22.- QUELQUES APPLICATIONS DES ELEMENTS NON LINEAIRES .....	167
Systèmes compresseur-expandeur en télécommunications -	



Modification d'échelle et protection des appareils de mesure - Tension en dents de scie pour la télévision.

CHAPITRE 23.- PROTECTION CONTRE LES SURTENSIONS ..... 173

Application aux contacteurs électriques - Autres problèmes de protection - Résistances d'enclenchement.

CHAPITRE 24.- REGULATION DES TENSIONS ..... 181

Régulateurs à faible puissance de sortie (NL) - Exemple - Régulateurs à faible puissance de sortie (TH) - Compensation d'ambiance sur les régulateurs à TH - Régulation par NL-TH série - Régulation de batteries d'accumulateurs par éléments Westopp.

CHAPITRE 25.- RELAIS ELECTROMAGNETIQUES ET VARISTANCES 193

Polarisation, alimentation en alternatif - Temporisation - Exemples d'action différée - Relais différentiels sensibles à la tension - Relais différentiels régulateurs de tension.

CHAPITRE 26.- APPLICATIONS DIVERSES ..... 202

Mesure du vide et analyse des gaz - Contrôle d'amplitude - Alimentation simultanée en continu et B.F.

CHAPITRE 27.- AMPLIFICATEURS MAGNETIQUES ET VARISTANCES 209

Impédance d'une self à noyau ferromagnétique - Selfs à noyau préexcité - Caractéristiques d'utilisation - Emploi des redresseurs secs (sélénium) - Emploi des résistances non linéaires - Importance actuelle.

Conclusion .....	220
Appendice .....	221
Bibliographie .....	228
Index alphabétique .....	231
Table des matières .....	235
Planches	

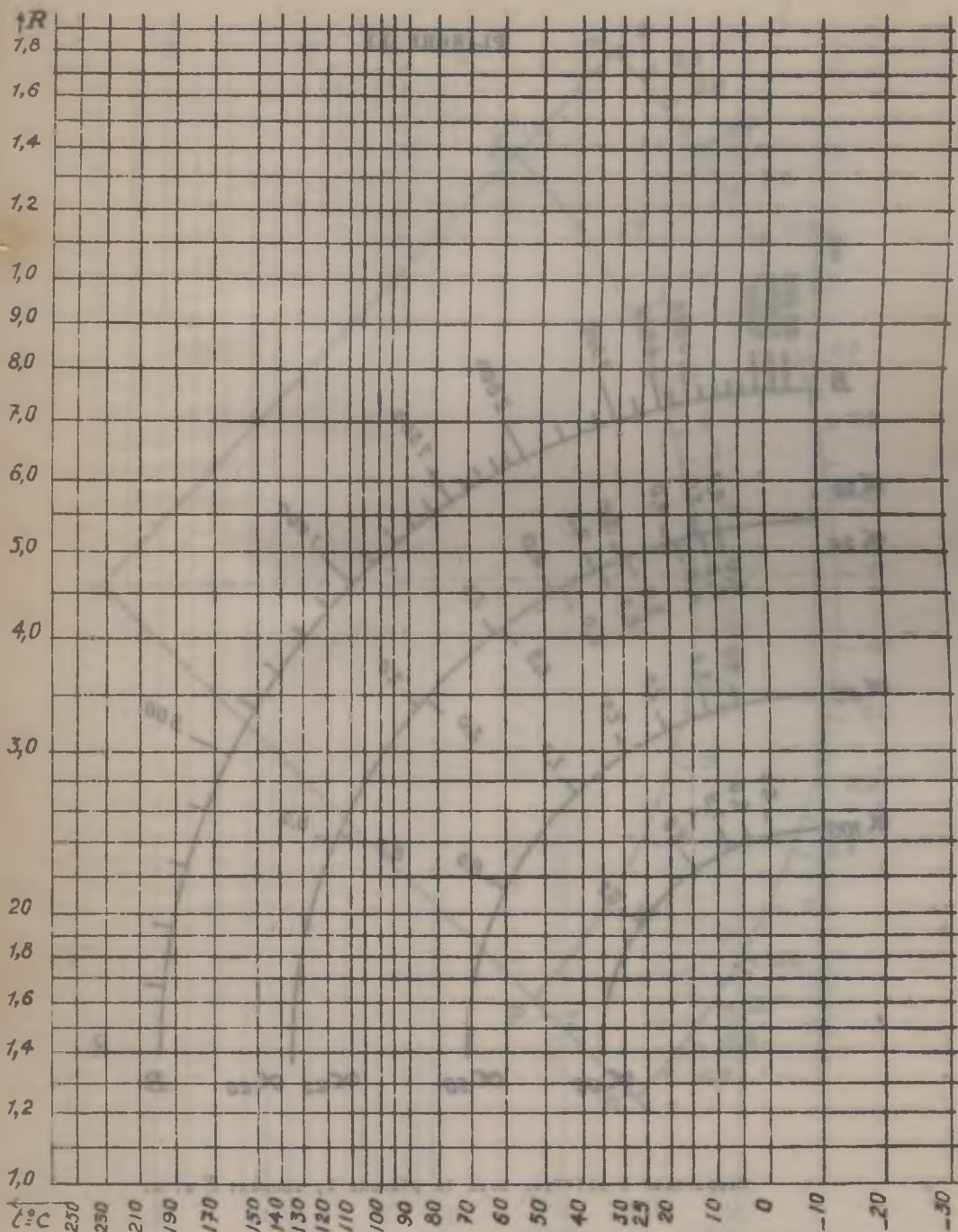
LISTE DES PLANCHES ENCARTEES CI-APRES

- PLANCHE I - Graphique pour le calcul des caractéristiques d'une thermistance (graphique  $P$ ).
- PLANCHE II - Rapporteur à utiliser avec la planche 1, donnant  $B$  et  $\alpha$ .
- PLANCHE III - Rapporteur à utiliser sur papier à double échelle logarithmique de même base donnant  $n$  et  $\phi$ .
- PLANCHE IV - Nomogramme pour le calcul des caractéristiques d'une résistance non linéaire.

I.F.M.R.P., 4, rue Camille-Tahan, PARIS-18°. 1955. .  
Dépôt légal éditeur : N° 9 du 2ème trimestre 1955.



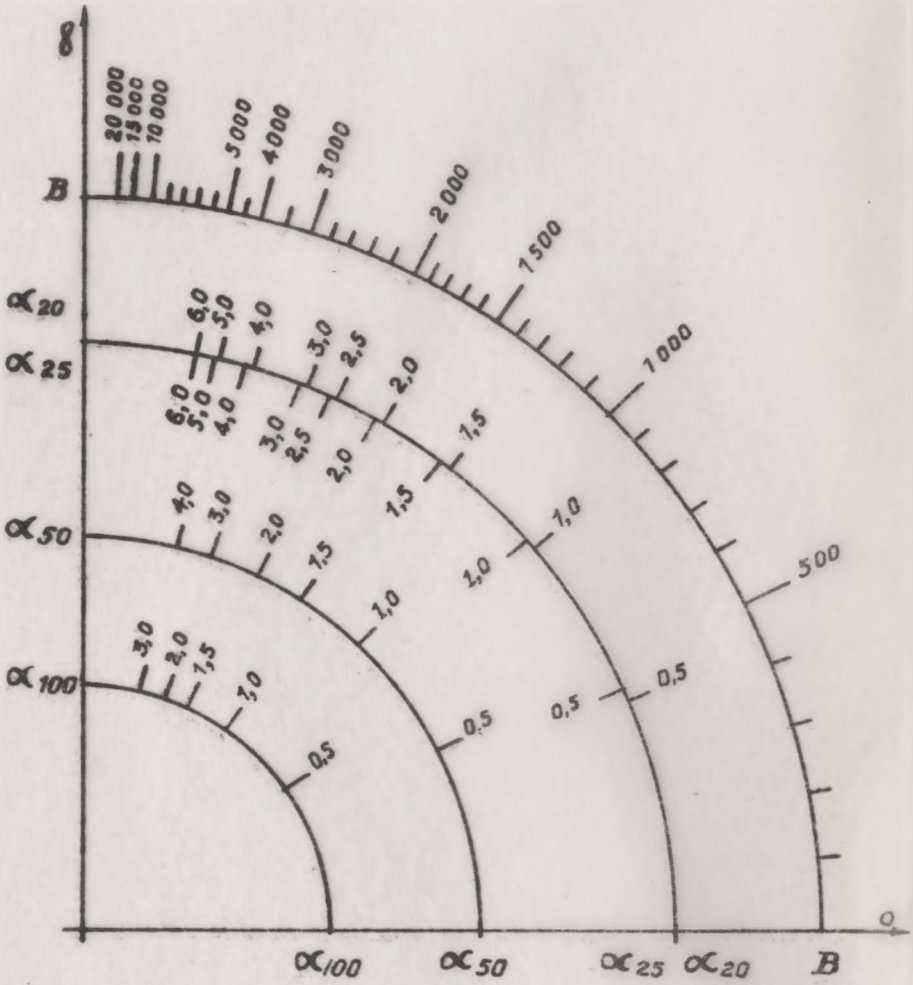
PLANCHE I



Graphique pour le calcul des caractéristiques d'une thermistance (graphique P).



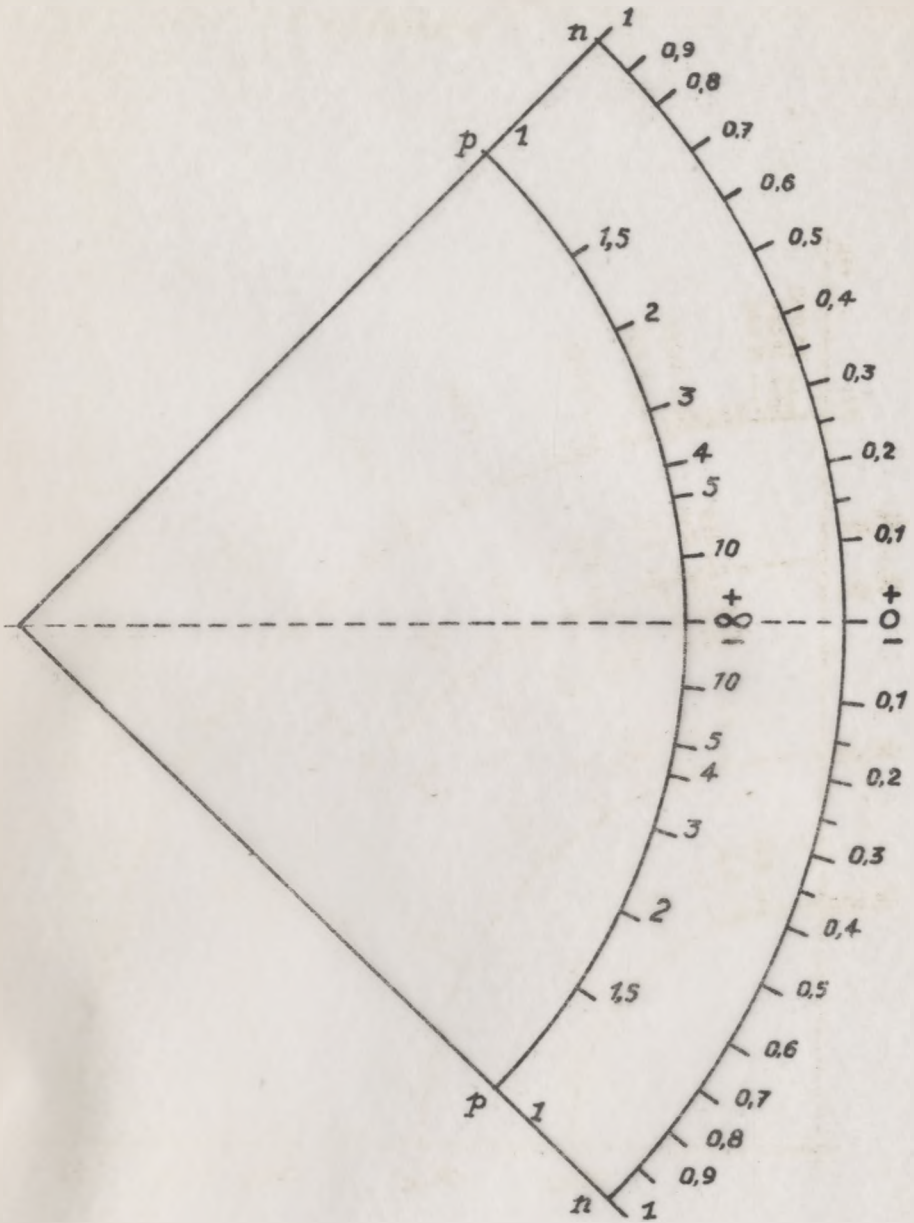
PLANCHE II



Rapporteur à utiliser avec la planche 1, donnant  $B$  et  $a$ .

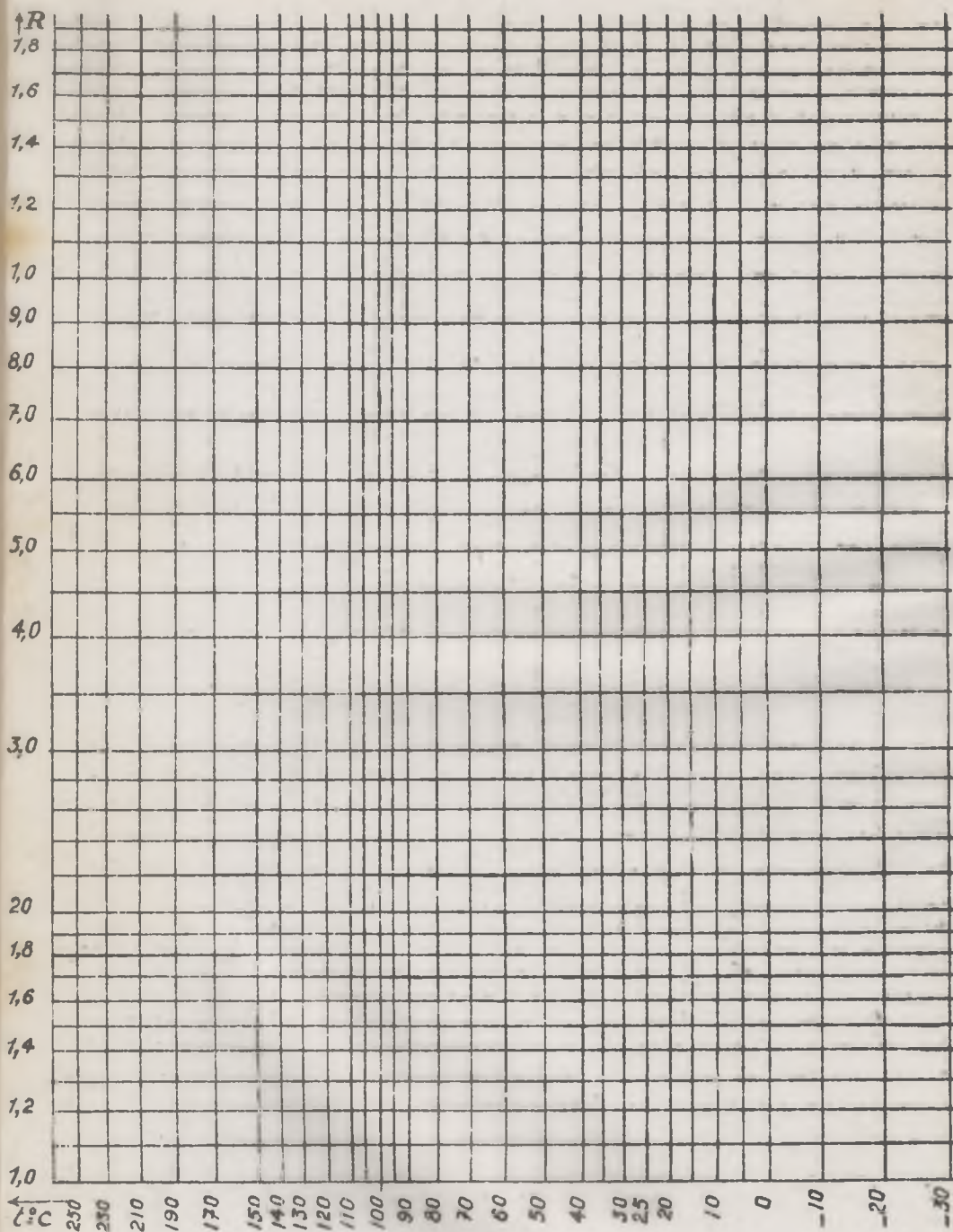


PLANCHE III



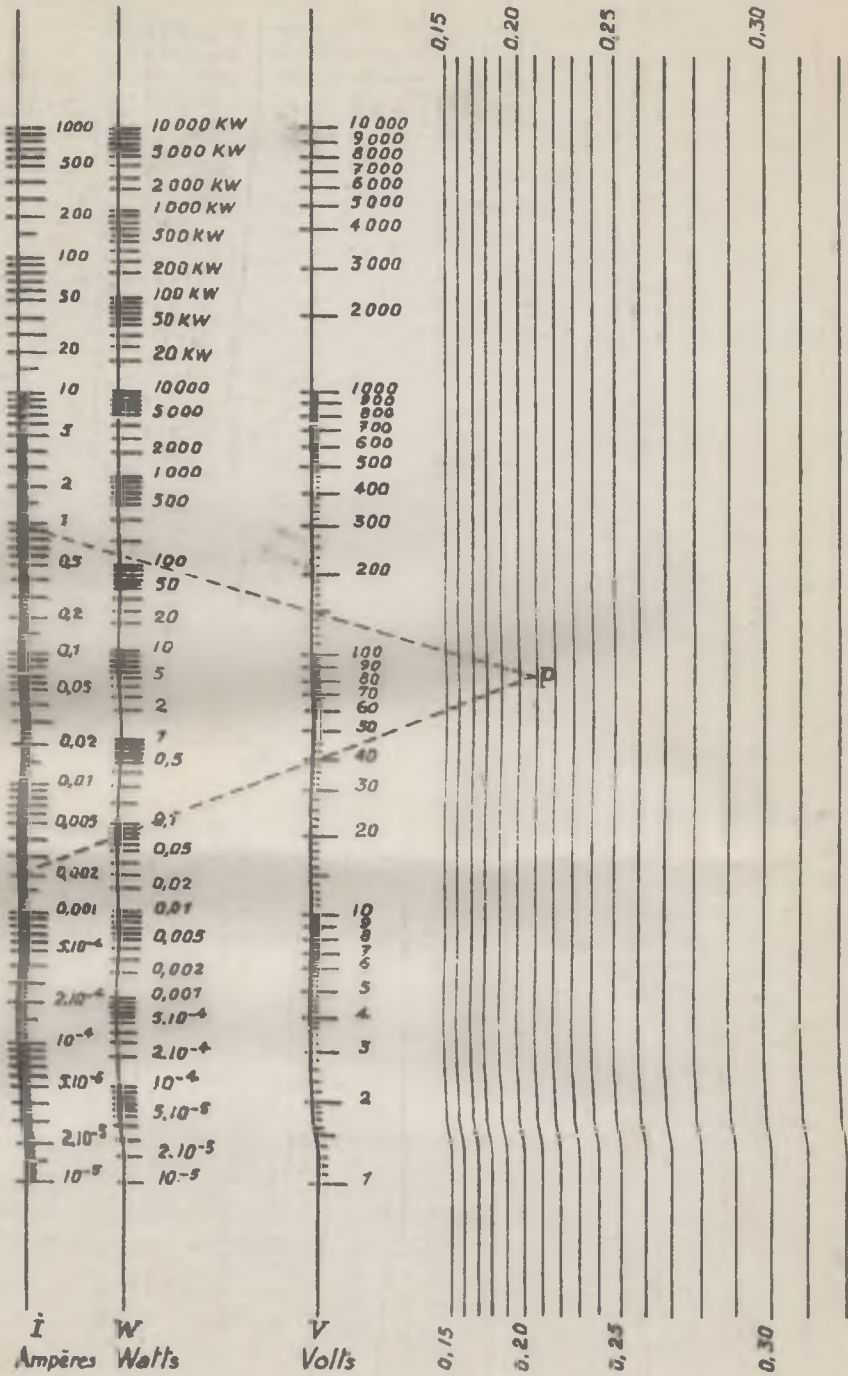
Rapporteur à utiliser sur papier à double échelle logarithmique de même base donnant  $n$  et  $p$ .

PLANCHE I



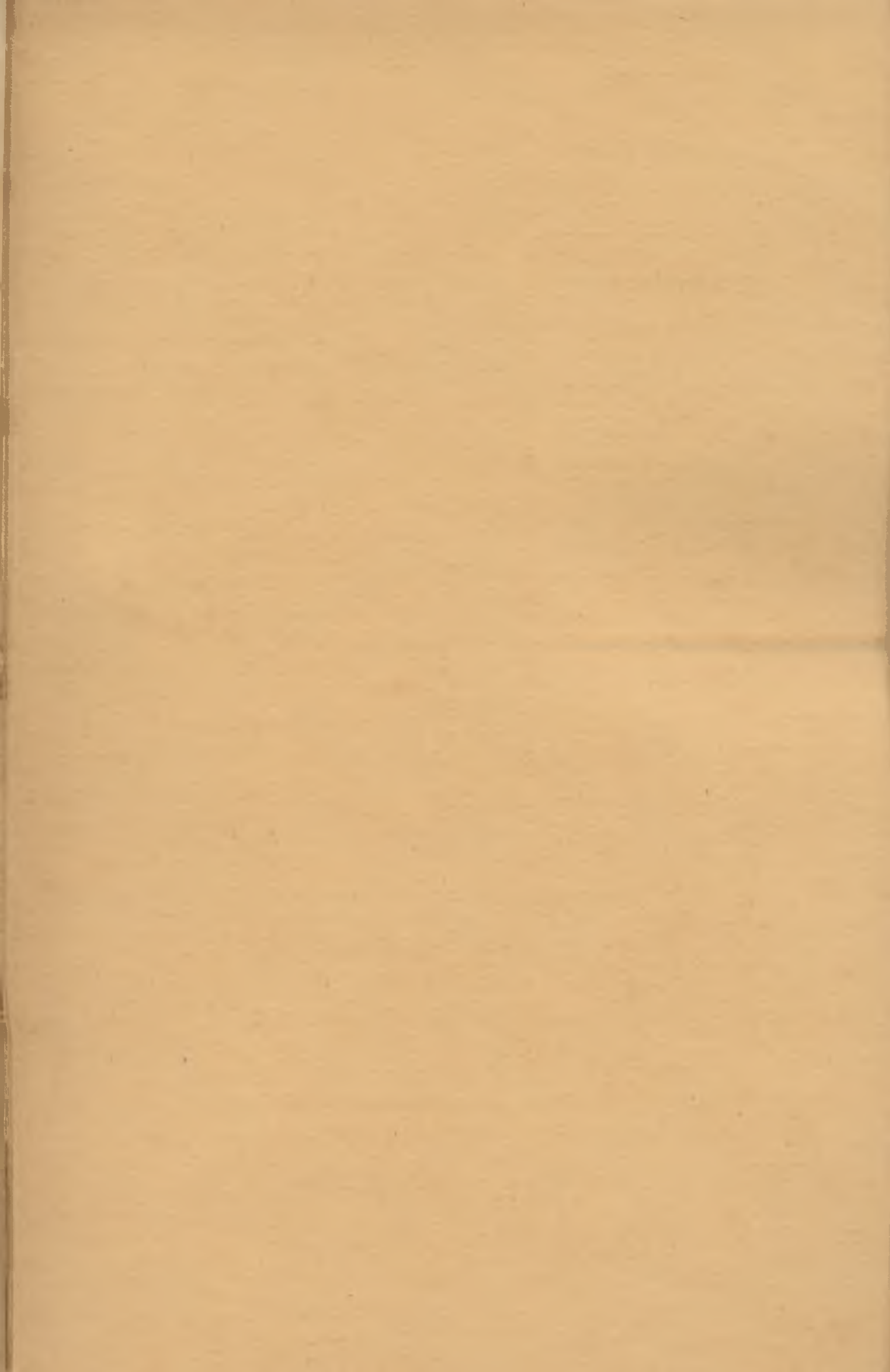
Graphique pour le calcul des caractéristiques d'une thermistance (graphique Pl).

PLANCHE IV



Nomogramme pour le calcul des caractéristiques d'une résistance non-linéaire.





ÉDITIONS CHIRON

---

## L'ONDE ELECTRIQUE

REVUE DE HAUTE TECHNIQUE POUR  
LES INGÉNIEURS DE L'ÉLECTRONIQUE

————— 35<sup>e</sup> année —————

## TSF et TV

REVUE D'ÉTUDES PRATIQUES  
POUR LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

————— 31<sup>e</sup> année —————

## Revue du SON

(enregistrement — reproduction  
cinéma sonore — sonorisation)

————— 3<sup>e</sup> année —————

les ouvrages de haute technique  
——— les manuels pratiques ——  
de radio, de TV, de prise de son, etc...

**Demandez le catalogue**

---

40, RUE DE SEINE, PARIS (VI)