

# Informations TECHNIQUES

DIODES  
AU  
SILICIUM  
BY 100

BULLETIN ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION DE LA S. A. LA RADIOTECHNIQUE  
DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES ET SEMI-CONDUCTEURS

SEPTEMBRE 1961

N. 29

## DIODES AU SILICIUM DANS LES ALIMENTATIONS HT POUR RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION BY 100



Une courte introduction décrit les redresseurs semiconducteurs antérieurs, puis les principes de fonctionnement des diodes au silicium, leurs procédés de fabrication et leurs propriétés particulières.

Nous donnons ensuite les paramètres fondamentaux d'établissement des redresseurs à une et à deux alternances et des doubleurs de tension. L'étude complète du filtrage par résistance et condensateur est suivie de la présentation d'un projet détaillé.

Dans un appendice, nous examinons finalement le cas d'une forme d'onde de secteur s'écartant de la pure sinusoïde et nous déterminons les conséquences de ce fait, dans la pratique industrielle.

### INTRODUCTION

Les premiers redresseurs à semiconducteurs ont été étudiés et fabriqués vers 1918.

Les premiers redresseurs disponibles commercialement ont été des redresseurs secs à disques du type oxyde de cuivre (à couche de barrage). Ils n'ont jamais été universellement adoptés en raison de leurs fortes dimensions et des restrictions d'emploi imposées par leur densité de courant maximale admissible beaucoup trop faible. L'élément redresseur proprement dit n'est pas très volumineux mais il est muni de disques refroidisseurs qui le rendent très encombrant. Ces redresseurs présentent un coefficient de température positif pour une polarisation dans le sens direct ou conducteur et cet inconvénient est assez grave car la chute de tension du

redresseur augmente avec la température. A une température de 65 °C, environ, une instabilité thermique intervient et peut conduire au claquage de l'élément oxyde de cuivre. De plus, la tension inverse admissible est faible, 6 V par cellule, environ. Les recherches sur le redressement par sélénium ont précédé celles relatives à l'oxyde de cuivre et il a fallu un assez grand nombre d'années avant que ce genre de redresseur devienne disponible industriellement. Il peut admettre une tension inverse bien plus élevée : 40 V par cellule; l'inconvénient principal des redresseurs au sélénium est l'augmentation graduelle de leurs résistances de sens direct au cours de l'utilisation. Leur densité de courant admissible dans le sens direct étant minime, les dimensions des groupes redresseurs

deviennent inacceptables dans la technique des courants forts. Dans les récepteurs de télévision, par exemple, il fallait relier en série un très grand nombre de cellules de quelques centimètres carrés. Un autre inconvénient des redresseurs au sélénium est leur forte chute de tension dans le sens direct. Au cours des dernières années, les recherches ont porté sur de nouveaux types de redresseurs capables de fournir de forts courants et, éventuellement, de fortes tensions, redresseurs dont les dimensions sont faibles et qui donnent un très long service avec une très grande fiabilité (1).

Les progrès actuels portent sur des diodes à cristal, dont plusieurs types sont disponibles. Ils diffèrent par la matière de base employée et par les procédés de fabrication.

De nos jours, ces diodes sont principalement établies avec du germanium ou avec du silicium. Ces éléments, ainsi que le carbone, l'étain et le plomb font partie du groupe IV de la table périodique des éléments. Le germanium et le silicium sont des semiconducteurs, ce qui se manifeste par leur forte résistivité à la température ambiante normale lorsqu'ils sont très purs. Dans ces conditions, la résistivité du germanium est  $5 \times 10^1 \Omega \text{ cm}$ , environ, et celle du silicium de  $3 \times 10^5 \Omega \text{ cm}$ . Dans la pratique, l'adjonction à ces éléments de très faibles quantités d'autres substances (« dopage ») permet d'obtenir une réduction très notable de leurs résistivités. Selon le choix de la matière fondamentale et le procédé de fabrication adopté, divers types de diodes peuvent être produits avec des spécifications différentes de tension inverse, de courant, de résistance, etc... pour répondre à toute une gamme d'exigences variées.

Pour les diodes au germanium, il existe une restriction d'emploi car il ne faut pas que leur température, au cours d'un fonctionnement suivi, puisse dépasser  $75^\circ \text{C}$  à  $100^\circ \text{C}$ . A une température d'ambiance élevée ( $70$  à  $80^\circ \text{C}$ ) qui peut se présenter dans les récepteurs de télévision, l'augmentation admissible de température, due aux puissances

perdues dissipées, est donc faible ou nulle avec les diodes de puissance au germanium, ce qui les rend impropres à l'application envisagée. Au contraire, on peut admettre, pour les diodes au silicium, une forte température en fonctionnement et elles donnent des résultats satisfaisants dans de telles conditions, bien que leurs pertes par dissipation dans le sens direct soient plus fortes en raison de leur tension de seuil plus élevée. Les diodes au silicium ont une tension inverse admissible plusieurs fois plus grande que celle des diodes au germanium et, autre avantage important, leur courant inverse est bien plus réduit. Grâce à ces intéressantes propriétés, les diodes au silicium conviennent donc, tout particulièrement, pour l'alimentation des récepteurs de télévision qui exigent, en général, une tension continue de l'ordre de  $250 \text{ V}$  et peuvent imposer une consommation de courant de  $400 \text{ mA}$ , par exemple. La densité de courant admissible dans ces diodes est plusieurs fois plus grande que celle des redresseurs au sélénium et il en est de même pour la tension inverse admissible, ce qui explique leurs faibles dimensions géométriques. En ce qui touche aux pertes par dissipation de puissance, les diodes au silicium se comparent aussi très favorablement aux redresseurs au sélénium.

Jusqu'à une date récente, les diodes au silicium étaient fabriquées couramment selon un procédé d'alliage. Bien que ces diodes aient prouvé leur utilité dans un grand nombre d'applications, les diodes diffusées au silicium, telles que le type BY 100, sont préférables pour répondre aux conditions sévères de fonctionnement qui se rencontrent parfois dans les récepteurs de télévision. Il s'agit, par exemple, des phénomènes transitoires consécutifs, dans certains cas, à l'éteincelage dans le tube-image, transitoires qui peuvent être transmis au groupe d'alimentation. Ces effets restent sans action sur le nouveau type de diode diffusée dans les récepteurs de télévision lorsque l'étude des récepteurs a été conduite normalement.

## FONCTIONNEMENT DES DIODES AU SILICIUM (PRINCIPE)

En général, les diodes au silicium peuvent être formées par un seul cristal comportant une région de matière du type P et une autre région de matière du type N, avec ce que l'on appelle une jonction P-N (couche de barrage ou d'appauvrissement) entre les deux régions (fig. 1). La région P est obtenue en faisant entrer dans le silicium un élément trivalent (accepteur). La région P est caractérisée par un excès de porteurs de charges positives (trous ou lacunes). La région N est produite par l'intervention dans le silicium d'un élément pentavalent (donateur). La région N est caractérisée par un excès de porteurs de charges négatives (électrons). On emploie le terme « porteurs majoritaires » pour désigner les porteurs de charge d'un type donné, dans une région particulière, lorsqu'ils constituent plus de la moitié du nombre total des porteurs de charges dans cette région. De même, on parle de porteurs minoritaires pour le type de porteurs représenté par moins de la moitié du nombre total des porteurs dans une région.

Si nous n'appliquons pas de potentiel externe à la diode de la figure 1, un certain nombre de lacunes quitte la région P, traverse la couche de barrage et va dans la région N; un certain nombre d'électrons quitte la région N traverse la couche de barrage et va dans la région P. Tout cela s'est produit en raison de la tendance naturelle à neutralisation de l'excès des porteurs majoritaires dans les deux régions. Ce phénomène de diffusion produit une différence de potentiel

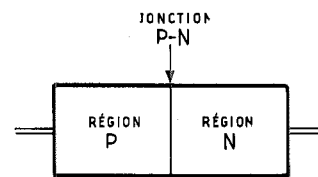


Fig. 1. - Principe des diodes au silicium : Région P - Région N et une couche de barrage entre les deux régions.

(potentiel de diffusion) qui établit une double couche de charge d'espace à la jonction. Seuls quelques porteurs de charges majoritaires parviennent à traverser le barrage formé par le potentiel de diffusion. La direction du potentiel de diffusion est telle que le barrage ne gêne pas le passage des porteurs minoritaires. Toutefois, la concentration des porteurs minoritaires est si faible, et la diffusion s'opère si lentement, que le courant résultant ne peut que rester faible. Le potentiel de diffusion s'ajuste automatiquement et les courants dus aux porteurs (majoritaires et minoritaires) traversant la jonction se compensent, exactement, l'un l'autre, tant que nous n'appliquons aucun potentiel externe.

Par contre, si nous rendons positive la région P par rapport à la région N, la différence de potentiel à la jonction diminue et de plus nombreux porteurs majoritaires traversent le barrage : un courant important circule. Nous disons que la diode est polarisée dans le sens direct (ou conducteur).

(1) Ce mot nouveau désigne « la sécurité d'emploi ».

D'autre part, si la région P est polarisée négativement par rapport à la région N, l'énergie requise par les porteurs pour traverser la barrière devient si forte que les porteurs majoritaires s'en trouvent presque complètement empêchés de se déplacer d'une région dans l'autre. On dit que la diode est polarisée dans le sens inverse (ou sens bloquant). La circulation des porteurs minoritaires, responsables du courant inverse, n'est toutefois pas gênée par la barrière. Cette circulation est déterminée entièrement par la concentration des minoritaires dans les régions P et N et par leur vitesse de diffusion à partir de ces régions, jusque dans la couche de barrage. La circulation est indépendante de la tension appli-

quée car elle ne produit aucun champ électrique dans les régions P ou N, en dehors de la jonction. Cela nous explique pourquoi le courant inverse d'une diode au silicium est, au premier abord, pratiquement indépendant de la tension inverse. Ce courant, pour cette raison, est appelé « *courant de saturation* ».

Si la tension de sens direct est extrêmement faible, de quelques dixièmes de V, par exemple, les porteurs de charges minoritaires sont partiellement « compensés » par les porteurs de charges majoritaires et si cette tension devient presque nulle, la compensation en question devient finalement complète.

## PROCÉDÉS DE FABRICATION DES DIODES AU SILICIUM

Bien que les diodes diffusées soient, de loin, les types les plus convenables pour l'alimentation des récepteurs de télévision, nous allons illustrer la différence fondamentale entre ces deux types de diodes au silicium en donnant une courte description du procédé de fabrication des diodes par alliage.

### Diodes par alliage

On obtient les diodes par alliage en faisant fondre une certaine quantité de la matière trivalente choisie (accepteur) sur la surface d'un monocristal de silicium du type N afin qu'une partie du silicium se dissolve, localement, dans la matière fondue. Au cours du refroidissement, le silicium dissous recrystallise et, principalement, dans la zone limite entre le silicium et l'apport fondu. Une partie de la matière acceptrice reste dans la couche recrystallisée qui se trouve donc fortement « dopée ». La concentration des donateurs et des accepteurs dépend de ce que l'on appelle la constante de ségrégation. La figure 2 représente dans ses grandes lignes la structure d'une diode à jonction par alliage. La production commence sur un barreau monocristallin de silicium purifié. Il est ensuite « dopé » pour obtenir du silicium du type N. On scie alors le barreau pour obtenir des rondelles qui sont rodées jusqu'à l'épaisseur demandée.

Les rondelles finies sont recouvertes d'une couche de métal à forte adhérence, pour faciliter le soudage des connexions électriques qui interviendra par la suite. Les rondelles sont ensuite sciées pour en extraire des plaquettes carrées. Avant ou après cette séparation des plaquettes, on enlève la couche métallique sur l'une des faces au moyen d'une attaque chimique.

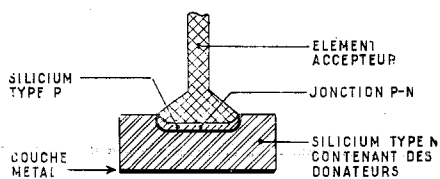


Fig. 2. - Diode au silicium par alliage (Principe).

Pour procéder à l'opération d'alliage, les plaquettes sont alors disposées dans un berceau de montage, la face non métallisée étant dirigée vers le haut. Un fil d'aluminium (accepteur) est dirigé normalement à cette face du cristal.

L'ensemble est chauffé jusqu'à la température où l'aluminium fond, une partie du silicium s'y dissolvant. L'opération est conduite dans des limites de températures étroites et pendant une durée très précise. Il y a ensuite refroidissement et la matière fondue se recrystallise, formant ainsi une jonction P-N.

On recouvre une portion du fil d'aluminium et la partie métallisée du cristal d'une couche protectrice et la structure subit un traitement chimique suivi d'un rinçage. Le courant résiduel des diodes ainsi produites est extrêmement faible et la tension de claquage est augmentée jusqu'à sa valeur maximale. La limite de cette tension dépend, en premier lieu, de la résistivité du silicium qui a servi de matière de base.

### Diodes par diffusion

Ces diodes sont obtenues en faisant diffuser des donateurs sur une face et des accepteurs sur la face opposée d'un monocristal de silicium type P. Ce monocristal reste à l'état solide durant toutes les phases de la fabrication. Les atomes de silicium du réseau du cristal échangent leurs emplacements et le cèdent aux atomes accepteurs et donateurs. Une jonction P-N est formée entre les deux régions ainsi obtenues.

Sur une fine plaquette de silicium type P à haute résistivité, on dépose à haute température un oxyde. Ce dépôt forme, avec l'oxyde de silicium produit au même instant, un enrobage vitreux autour du silicium, à partir duquel le donneur peut diffuser dans le silicium.

Ensuite, le dépôt et les couches N ainsi obtenues sont enlevés par un rodage sur un côté de la plaquette. Elle est alors transportée dans un four à haute température contenant de la vapeur de trichlorure qui, par la réaction chimique sur le silicium, se trouve déposé sur la face rodée de la plaquette, le restant du cristal n'étant modifié en rien grâce à l'enrobage vitreux de protection.

Ainsi, la plaquette de silicium est recouverte de matière donatrice sur une face et sur l'autre face d'un accepteur (fig. 3a). On chauffe alors les plaquettes à une température réglée avec précision pendant un temps très long. La diffusion du donneur, d'un côté, et de l'accepteur de l'autre, se poursuit donc. On obtient alors une région N et une région P séparées par une couche formée du silicium initial à haute résistivité.

Ce qui reste de l'enrobage vitreux et du dépôt d'accepteur est alors éliminé, puis l'on dépose des couches métalliques pour faciliter le soudage des connexions (fig. 3b).

Ces plaquettes sont alors réparties en lamelles carrées et un fil est soudé au sommet du cristal traité. Les bords de sciage où les jonctions atteignent la surface subissent alors une attaque chimique, en prenant de grands soins pour que les bords ne soient pas salis, car cela modifierait la tension de claquage.

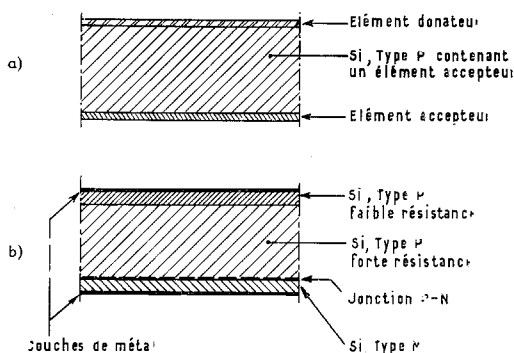


Fig. 3. - Fabrication des diodes au silicium diffusées : a) avant diffusion — b) après diffusion.

Bien que leurs procédés de fabrication soient compliqués et exigent un temps de plusieurs heures, notamment pour la diffusion, les diodes par diffusion ont remplacé les diodes par alliage dans de nombreuses applications.

Les principaux avantages de cette méthode de fabrication sont :

a) la lenteur du mécanisme de la diffusion. Elle permet de contrôler en détail les opérations et d'obtenir des couches de diffusion dont la profondeur de pénétration peut presque être définie à  $1 \mu$  près.

b) Avec la diffusion, la pénétration est, en général, homogène, indépendante de l'orientation du réseau du cristal. A l'inverse de la diode par alliage, le risque de mauvais « mouillage » de la surface du cristal est complètement écarté.

c) Les couches à partir desquelles les donateurs et les accepteurs sont diffusés dans le cristal peuvent rester très fines, évitant ainsi la possibilité des contraintes mécaniques qui se produisent parfois dans les procédés par alliage. Ce fait exerce une très favorable influence sur les propriétés électriques et sur la stabilité d'utilisation.

d) Si l'on fait diffuser profondément la couche du type N à l'intérieur du cristal, on produit une couche de matière intrinsèque et presque intrinsèque à la jonction P-N, même si la résistivité du cristal initial n'est pas extrêmement forte.

En résumé, le procédé par diffusion offre le moyen de produire des diodes au silicium à grande uniformité, présentant une fiabilité meilleure, ayant une tension de claquage plus élevée que celle observée dans le cas de la jonction abrupte donnée par le procédé dit « d'alliage ».

### Boîtier de protection des diodes

Lorsque les diodes ont été soumises à un essai électrique préliminaire, on les recouvre d'un enrobage spécial qui doit avoir une forte résistance électrique, une grande rigidité diélectrique et être capable de résister à de hautes températures. La nécessité de manipuler les cristaux avec un soin méticuleux est démontrée par le fait que le cristal présente une résistance de  $10^9 \Omega$  dans le sens inverse. Des traces minimes de corps étrangers peuvent réduire la résistance ou la rendre instable en raison des courants de fuite qui pourraient alors circuler sur la surface du cristal.

De tels courants de fuite pourraient aussi se présenter si des vapeurs étaient libérées par le boîtier et absorbées par le cristal, mais le dessous du boîtier et le capot ont été soumis au préalable à plusieurs opérations de nettoyage. Si ces opérations étaient insuffisamment poussées, les vapeurs ou l'humidité finiraient par pénétrer à travers la couche de protection du cristal. De même, si les connexions électriques n'étaient pas établies avec un soin scrupuleux, le courant de fuite augmenterait en cours d'utilisation, pouvant provoquer finalement une disruption et un claquage complet de la diode. Le sommet du boîtier est muni d'une perle de verre scellée dans une tubulure métallique fine. Le fil de connexion externe est brasé sur cette tubulure et étamé pour faciliter le soudage. La diode est soudée à la partie inférieure du boîtier et le fil de connexion est inséré dans la fine tubulure du capot. Lorsque les deux parties du boîtier ont été scellées hermétiquement, on rétreint la tubulure sous pression, pour assurer un franc contact. Enfin les diodes subissent la série des contrôles, pratiqués avec soin.

Bien que les diodes au silicium soient très robustes, certaines précautions restent nécessaires pour le montage dans les équipements. Les fils de connexion peuvent être coudés, mais *non au voisinage des scellements*, car la contrainte exercée pourrait alors être trop grande. La partie aplatie ne doit jamais être coudée non plus car cela pourrait détériorer le contact avec le fil interne de connexion : la résistance de contact pourrait donner un échauffement supplémentaire, en partie transféré au cristal, avec un risque d'instabilité thermique.

Il faut avoir soin d'éviter d'échauffer avec excès la diode au moment de son soudage dans le montage. On maintient les fils avec une pince plate qui sert de shunt thermique.

## PROPRIÉTÉS CARACTÉRISTIQUES DES DIODES AU SILICIUM

### Courant direct et inverse

La figure 4 montre la forme générale des caractéristiques; le courant  $i_D$ , circulant dans la diode au silicium est représenté en fonction de la tension  $v_D$  sur la diode. Nous décrivons séparément les particularités de la courbe directe AE et de la courbe inverse AC.

La caractéristique de sens direct montre qu'au-dessous d'une certaine tension, un très faible courant circule dans la diode. La raison en est que  $i_D$  augmente, initialement, et en première approximation, selon une fonction exponentielle de  $v_D$ . Au-delà d'une certaine tension, la caractéristique de-

vient presque linéaire (partie DE), le courant étant presque uniquement limité par la *résistance différentielle*, sur cette portion de la courbe. Le point D, où la tangente à cette portion de courbe coupe l'axe des abscisses donne la *tension de seuil*, soit 0,8 V, environ, pour les diodes au silicium. La résistance différentielle des diodes au silicium par diffusion destinées à l'alimentation des récepteurs de télévision est de l'ordre de  $0,1 \Omega$ , celle des diodes au silicium par alliage est un peu plus forte. Ces valeurs sont très réduites, comparées à celles des tubes redresseurs ou des redresseurs au sélénium ( $100 \Omega$  et  $10 \Omega$ , respectivement).

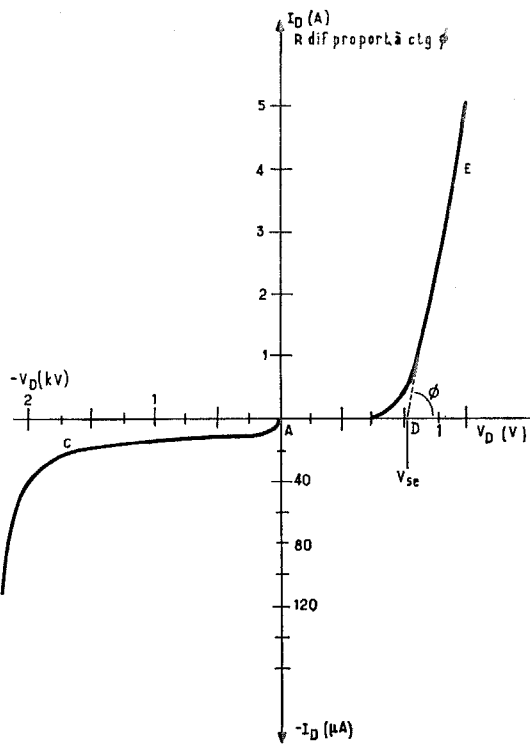


Fig. 4. - Caractéristiques d'une diode au silicium.  
Remarquer les échelles très différentes pour les parties directe et inverse.

La caractéristique inverse montre que le courant inverse augmente seulement modérément avec la tension inverse, mais à une forte tension, qui peut être de l'ordre de 1 500 V ou même plus élevée, la caractéristique présente un coude assez brusque. Cette tension est la tension de retournement. Ce phénomène peut être attribué à deux causes. Selon la première cause les porteurs de charges acquièrent une très grande vitesse dans la couche de barrage, ce qui produit à l'impact de nouvelles charges. A une tension excessive, le nombre de nouveaux porteurs de charges devient si grand qu'une avalanche de porteurs de charges se produit, d'où une montée rapide du courant (disruption par avalanche). La seconde cause réside dans le champ électrique qui devient extrêmement grand avec la tension appliquée. Pour une certaine valeur critique dépassée, des porteurs de charges sont libérés par le champ électrique, ce qui produit une élévation brusque du courant (disruption par effet Zener). Pour les diodes considérées ici, seule la première cause mentionnée peut intervenir. La caractéristique inverse dépend dans une large mesure de la température. En effet, le nombre de porteurs de charges libres augmente avec la température, ce qui augmente le courant inverse. Le rapport des courants inverses  $I_{inv1}$  et  $I_{inv2}$  aux températures  $T_1$  et  $T_2$  est donné par :

$$I_{inv2}/I_{inv1} = \exp \{ c (T_2 - T_1) \} \quad (1)$$

où la constante  $c$  peut valoir de  $4 \times 10^{-2}$  à  $6 \times 10^{-2}$  par °C.

#### Stabilité thermique

La stabilité thermique est atteinte au moment où la chaleur engendrée par la diode devient égale à la chaleur enlevée par la conduction, la convection et la radiation.

Dans un redresseur à diode, cette stabilité présente une importance primordiale. Pour satisfaire à cette exigence, une limite est imposée à la température de la diode. Nous en expliquons maintenant la nécessité.

Le courant inverse augmente avec la température. Si la diode est correctement utilisée dans le montage construit, elle va atteindre un équilibre thermique, où la température de la jonction prend une certaine valeur. Une petite élévation de la température accroît le courant inverse et la puissance dissipée en supplément fait encore monter la température. Elle augmente le courant inverse. Cet effet est cumulatif jusqu'au moment où, finalement, une autre condition d'équilibre se trouve atteinte.

Cependant, si la température de la diode dépasse une certaine valeur, il peut se produire que l'équilibre thermique ne soit plus atteint et, dans ce cas, la température et le courant inverse continuent de croître jusqu'à la disruption de la diode.

#### Effet d'accumulation de porteurs minoritaires

Lorsqu'une diode au silicium est soudainement polarisée en sens inverse, après l'avoir été dans le sens direct, le courant inverse croît, initialement, à une très forte valeur, mais, en quelques  $\mu s$ , il tombe, de nouveau, à la valeur du courant de saturation statique, normal. Cette montée brusque, temporaire, du courant inverse est due au grand nombre de porteurs de charges présents dans la diode durant la circulation du courant de sens direct. Ces porteurs de charges exigent quelque temps pour disparaître par recombinaison lorsque le sens de la tension s'est inversé, donc la résistance de la diode est encore, initialement, très basse. Durant un court intervalle de temps, un courant fort circule donc à travers la diode, sous une tension très élevée. Cela peut produire assez de chaleur pour endommager la couche de barrage de la diode et pour provoquer la disruption à travers le cristal.

Le risque de ce renversement brusque n'est en rien imaginaire car l'on sait fort bien que la tension du secteur est sujette à de très rapides fluctuations de sa tension (transitoires), d'une durée de l'ordre de quelques  $\mu s$ . Si nous appliquons à la diode une tension sinusoïdale à 50 Hz, le renversement n'est cependant pas brusque et les porteurs de charges en excès disparaissent avant que la tension inverse ait atteint une forte valeur. Ainsi, la tension inverse de crête causée par l'accumulation des porteurs minoritaires est, dans ce cas, insignifiante.

Même si ces phénomènes transitoires portent à une tension négative l'anode de la diode lorsqu'elle est polarisée dans le sens direct, ils restent sans influence défavorable sur une diode à diffusion, utilisée selon ses spécifications publiées.

### PARAMÈTRES FONDAMENTAUX

#### Conditions du régime établi

Les paramètres tels que le courant moyen de diode  $I_{D moy}$ , le courant efficace de diode  $I_{D eff}$ , le courant de crête de diode correspondant  $I_{DM}$ , la tension de crête inverse  $-V_{DM}$  et la tension continue redressée  $V_o$  sur le condensateur-réservoir dépendent de plusieurs considérations :

- du type de montage où la diode est employée,
- de la valeur de crête de la tension alternative  $V_{DM}$ ,
- de la capacité  $C$  du condensateur-réservoir,
- de la résistance de charge  $R_L$ ,
- de la résistance en série du circuit du redresseur.

Les trois types de montage présentant de l'intérêt pour les récepteurs de télévision sont : le redresseur une alternance

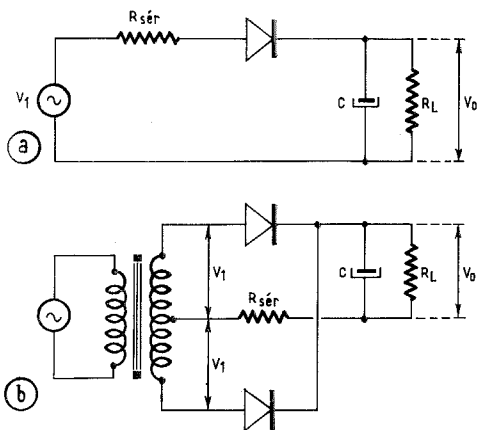


Fig. 5. - Redresseurs : a) une alternance — b) deux alternances.

(fig. 5a), le redresseur à deux alternances de la figure 5b et le doubleur de tension de la figure 6.

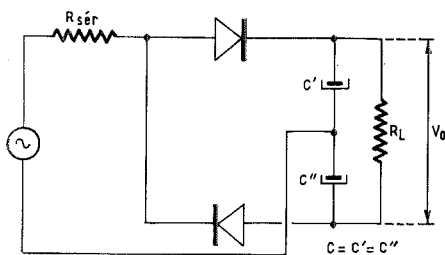


Fig. 6. - Redresseur doubleur de tension.

La définition des grandeurs indiquées sous (b), (c) et (d) n'exige aucun commentaire, mais il reste nécessaire de définir la résistance en série (e) plus précisément. La résistance en série du montage redresseur se compose de la résistance  $R_{ser}$  reliée en série avec la diode et de la résistance

différentielle  $R_{dif}$  de la diode même. Ainsi la résistance totale équivalente en série est, pour la pratique :

$$R_{eq} = R_{ser} + R_{dif} \quad (2)$$

L'étude du redresseur peut être effectuée commodément par une méthode graphique (1), où l'on remplacera les paramètres  $r_d$ ,  $\bar{r}_d$  et  $\hat{r}_d$  de ce livre par les valeurs correspondantes de  $R_{dif}$ . Selon cette méthode, la relation entre le rendement de redressement  $\eta$ , défini par le rapport de  $V_o$  et de  $V_{1M}$ , la valeur de  $\omega R_L C$  et celle du rapport  $R_{eq}/R_L$  est donnée par les graphiques de la figure 7 (où a, b et c désignent, respectivement, les schémas des figures 5a, 5b et 6).

Le courant de crête de la diode peut se déduire du graphique de la figure 8, représentant le rapport  $I_{DM}/I_{DMOY}$  en fonction de  $R_{eq}/nR_L$ . Le paramètre des courbes est la grandeur  $n\omega R_L C$  où l'on prend :

- $n = 1$  pour le redresseur à une alternance, de la fig. 5a,
- $n = 2$  pour le redresseur à deux alternances, de la fig. 5b,
- $n = 0,5$  pour le redresseur doubleur de tension, de la fig. 6.

Le courant efficace de la diode,  $I_{D_{eff}}$ , qui détermine la puissance dissipée dans la résistance en série, peut se déduire de la même manière, du graphique de la figure 9. Il représente  $I_{D_{eff}}/I_{DMOY}$  en fonction de  $n\omega R_L C$ , le paramètre des courbes étant le rapport  $R_{eq}/nR_L$ .

### Conditions à la mise en service

Les conditions qui se présentent à la mise en service diffèrent essentiellement des conditions du régime permanent.

Si le condensateur-réservoir du filtre d'entrée n'est pas chargé, la charge se trouve temporairement mise en court-circuit approximatif. Il se produit donc un courant transitoire bien plus fort que le courant normal du circuit en régime permanent. La grandeur de ce courant dépend de :

- a) l'angle de phase de la tension du secteur à l'instant de la mise en service,
- b) la valeur de  $R_{ser}$  ( $R_{eq} \approx R_{ser}$ ),
- c) la tension aux bornes de C (réservoir), à l'instant de l'enclenchement.

(1) Langford-Smith-Radio Designer's Handbook - Ed. Iliffe Ltd - Londres 1954 - p. 1170

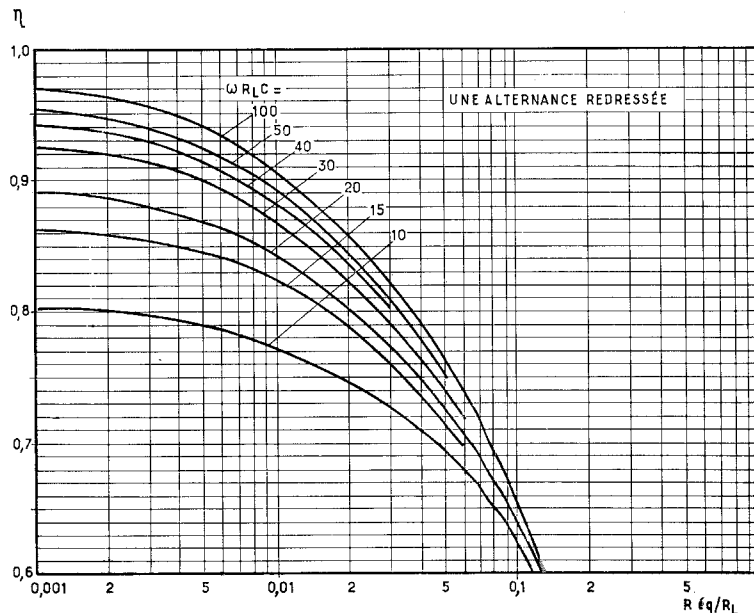


Fig. 7a. - Rendement en fonction de  $R_{eq}/R_L$ , pour diverses valeurs de  $\omega R_L C$  - Redresseurs à une alternance.

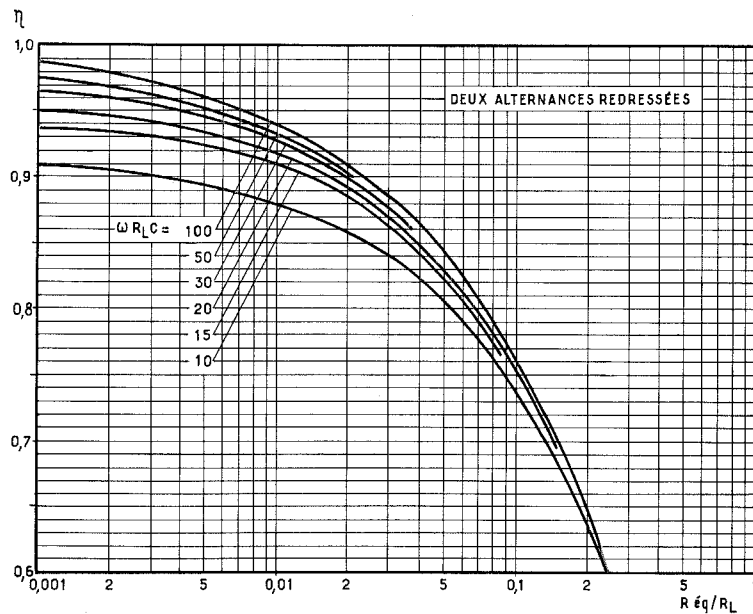


Fig. 7b. - Rendement en fonction de  $R_{eq}/R_L$ , pour diverses valeurs de  $\omega R_L C$  - Redresseurs à deux alternances.

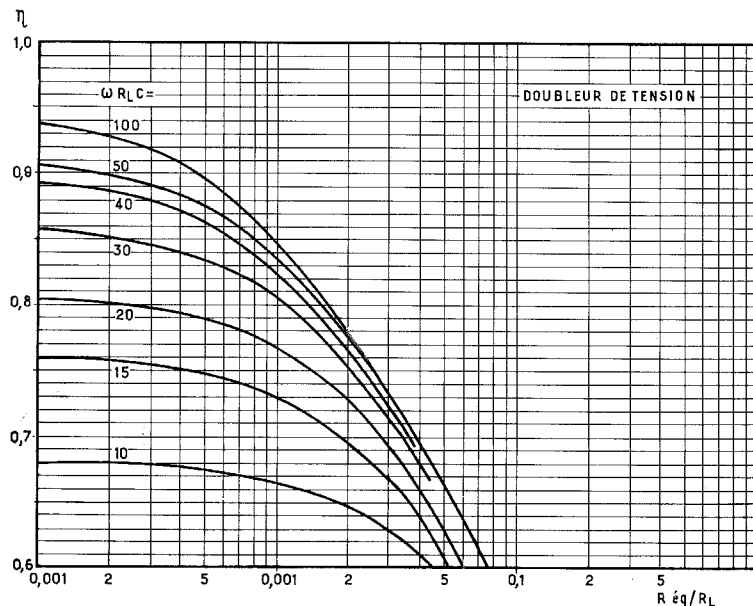


Fig. 7c. - Rendement en fonction de  $R_{eq}/R_L$ , pour diverses valeurs de  $\omega R_L C$  - Doubleur de tension de la fig. 6.

Les conditions les plus défavorables se présentent si l'angle de phase est tel à cet instant que la tension du secteur passe juste à une valeur maximale et si le condensateur est parfaitement déchargé. Dans ce cas extrême, la valeur de crête du courant transitoire est :

$$I_{sUM} = F_p \cdot V_{1eff}/R_{ser} \quad (3)$$

$F_p$  est le facteur de forme de la tension alternative  $V_{1eff}$  d'entrée. Avec une tension sinusoïdale de 220 V<sub>eff</sub> et une résistance de 5 Ω, le courant transitoire peut, selon la théorie, atteindre une valeur de  $(220/5) \sqrt{2} = 62$  A. Si le secteur a une fluctuation par excès, le courant devient plus élevé dans la même proportion.

La diode, la résistance en série et le condensateur-réservoir doivent pouvoir admettre ce courant transitoire. Les conditions exigibles pour le commutateur de secteur et pour le fusible

sont encore plus sévères, car ils doivent laisser circuler, en supplément, le courant de chauffage des tubes d'équipement qui peut être de 4 A, environ, à la mise en circuit.

La durée du courant transitoire impulsionnel est proportionnelle à la constante de temps R.C du circuit c'est-à-dire au produit de la résistance totale équivalente  $R_{eq}$  et de la capacité C du condensateur-réservoir. L'amplitude maximale du courant transitoire est *inversement* proportionnelle à  $R_{eq}$ .

Les courbes représentant la tension  $v_c$  sur C et le courant  $i_c$  dans C en fonction du temps sont celles des figures 10a et b, respectivement, à  $V_{1eff} = 220$  V, pour un certain nombre de valeurs de C et de  $R_{eq}$ .

Juste après la mise en marche, les tubes n'étant pas encore chauffés normalement ne prélèvent aucun courant sur l'alimentation et la tension inverse de crête de la diode ( $2 \times V_c$ ) atteint alors sa valeur la plus élevée :  $(2F_p \times V_{1eff})$ .

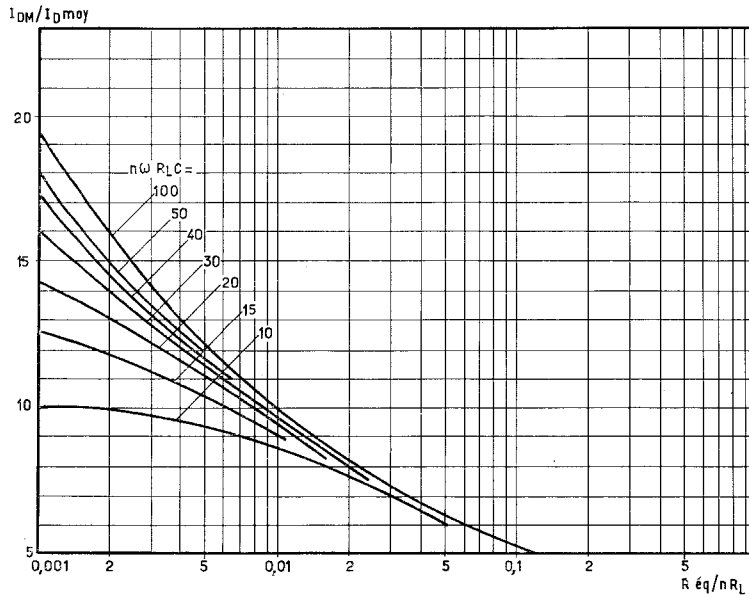


Fig. 8. - Rapport du courant de crête  $I_{DM}$  et du courant moyen  $I_{D moy}$ , en fonction du rapport  $R_{eq}/nR_L$ , pour diverses valeurs de  $n \cdot R_L C$ .

La tension de crête d'entrée étant désignée par  $V_{1M}$ , la chaleur dissipée dans la diode à la mise en service, évaluée en joules est donnée par :

$$Q_D = -\frac{1}{2} C V_{1M}^2 \frac{R_{diff}}{R_{e,q}} + C V_{1M} V_{ser} \quad (4)$$

$V_{ser}$  étant la tension *initiale* de seuil de la diode (voir la fig. 4). En général, le second terme de (4) reste négligeable par rapport au premier et nous pouvons admettre que la quantité de chaleur produite est approximativement proportionnelle à C (du réservoir) et inversement proportionnelle à  $R_{e,q}$

à-dire la tension continue et la tension d'ondulation sur C. Le choix de ces valeurs va maintenant être examiné à fond.

#### Choix de C et de $R_{ser}$ Résistance en série $R_{ser}$

Le choix de la résistance en série est de la plus haute importance. Le constructeur essaye, en général, de donner à cette résistance la valeur la plus faible encore admissible afin de réduire le rapport  $R_{e,q}/R_L$ , pour obtenir un haut rendement

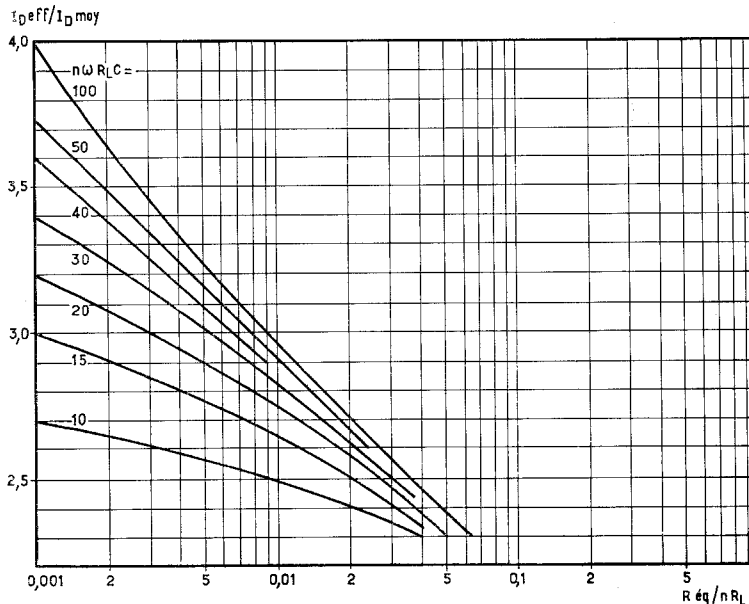


Fig. 9. - Rapport du courant efficace  $I_{D eff}$  et du courant moyen  $I_{D moy}$ , en fonction du rapport  $R_{eq}/R_L$ , pour diverses valeurs de  $n \cdot R_L C$ .

(résistance totale en série). On voit ainsi pour quelle raison il faut avoir une plus forte valeur de  $R_{e,q}$ , chaque fois que l'on augmente la valeur de C. Les valeurs de ces composants déterminent le fonctionnement du bloc d'alimentation, c'est-

(voir la fig. 7). Une tension élevée est alors disponible sur C (réservoir) et l'on peut donc augmenter la chute de tension acceptable sur les circuits de filtrage, ce qui réduit leur prix de revient.



De plus, la chaleur dissipée dans la résistance ( $I_{\text{eff}}^2 R_{\text{ser}}$ ) est généralement réduite, ce qui permet d'utiliser un type de résistance moins coûteux.

Il y a lieu, toutefois, de considérer qu'une limite inférieure de la valeur de  $R_{\text{ser}}$  peut se trouver fixée par les considérations suivantes :

a) a une certaine valeur de  $C$ , une valeur trop faible de  $R_{\text{ser}}$  (d'où, une valeur trop faible de  $R_{\text{eq}}$ ) ferait que la chaleur dissipée dans la diode à la mise en route deviendrait excessive (voir l'Eq. (4)),

b) le courant transitoire de mise en service peut atteindre une valeur inadmissible (voir l'Eq. (3)) pouvant endommager l'interrupteur de secteur,

c) le courant de crête de la diode, circulant dans les conditions du régime établi, peut dépasser la valeur maximale admissible, ce qu'il faut, à tout prix, éviter.

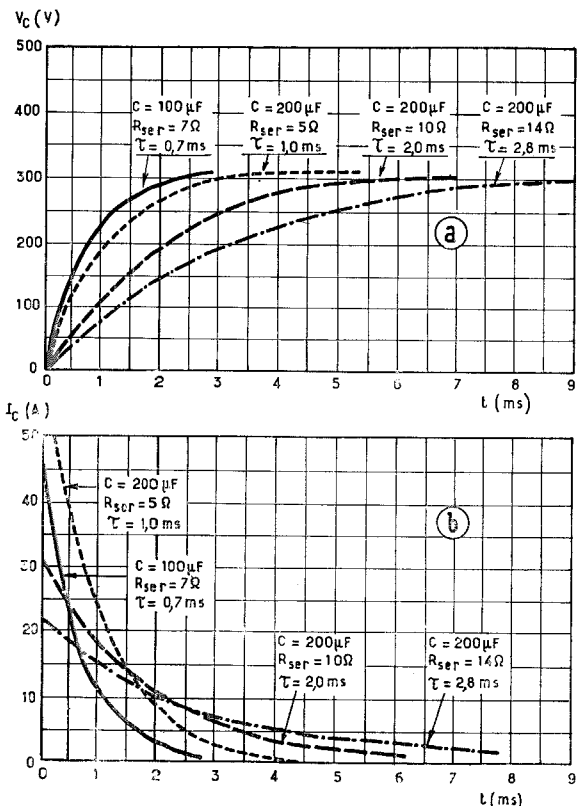


Fig. 10. - a) Tension — b) Courant  $I_c$ , du condensateur-réservoir en fonction du temps.

### Condensateur-réservoir

La capacité choisie pour le condensateur-réservoir détermine principalement le rapport  $V_x/V_o$  (de la tension d'ondulation,  $V_x$ , et de la tension continue sur  $C$ ,  $V_o$ ). Nous le voyons nettement sur les graphiques de la figure 11, dans lesquels ce rapport est représenté en fonction de  $\omega R_f C$ , le rapport  $R_{\text{eq}}/R_f$  étant le paramètre. Nous constatons que la tension efficace d'ondulation (1) est presque inversement proportionnelle à  $C$  et dépend très peu de la valeur de  $R_{\text{eq}}$  et, donc, de celle de  $R_{\text{ser}}$ .

(1) Il est plus pratique d'exprimer les tensions d'ondulation en valeurs efficaces. On peut trouver la valeur crête-à-crête approchée en écrivant  $V_{\text{pp}} = 2 \sqrt{3} V_{\text{eff}}$ .

Comme nous l'avons déjà dit, la production de chaleur maximale admissible dans la diode, à la mise en service, limite la valeur de  $C$ . Pour une valeur minimale donnée de  $R_{\text{ser}}$ , il n'est donc pas admissible d'augmenter  $C$ , si l'on n'augmente pas  $R_{\text{ser}}$  en correspondance. Toutefois, et cela est particulier aux diodes au silicium, l'augmentation de  $R_{\text{ser}}$  exigée ne produit pas, habituellement, une chute de tension continue appréciable. Ainsi, le choix d'une capacité de réservoir assez forte est un procédé très efficace pour obtenir un rapport  $V_x/V_o$  suffisamment faible.

**Remarque.** — Nous pouvons expliquer cette particularité curieuse d'après les graphiques de la figure 7. Avec des diodes au silicium diffusées à l'alimentation d'un récepteur de télévision, le rapport  $R_{\text{eq}}/R_f$  reste, en général, de l'ordre de 0,01, ou plus faible que 0,01. Donc la partie du graphique où la pente des courbes est la plus faible est applicable. Dans cette zone, une augmentation de  $R_{\text{eq}}$  (et, donc, de  $R_{\text{eq}}/R_f$ ) provoque une réduction relativement faible de  $\eta$ , le point de fonctionnement se déplaçant vers la droite. L'accroissement correspondant de  $\omega R_f C$  (et de  $C$ ) va, de plus, déplacer le point vers le haut jusqu'au moment où la réduction de  $\eta$  est juste compensée pratiquement. La figure 7 montre qu'à de très faibles valeurs de  $R_{\text{eq}}/R_f$ , et (ou) de  $\omega R_f C$ , une augmentation de  $C$  et l'accroissement, correspondant de  $R_{\text{eq}}$  peuvent amener une diminution de la tension d'ondulation, s'accompagnant même d'une élévation de la tension continue de sortie.

Nous remarquons ainsi que l'utilisation d'une forte valeur de  $C$  nous conduit à une tension d'ondulation faible, sans que la tension continue soit réduite notablement, malgré la valeur nécessairement plus forte de la résistance en série. Cela réduit le coût des éléments du filtre. En général, la solution la plus économique consiste à choisir une valeur de  $C$  à peu près égale à la plus forte valeur de capacité totale présente dans l'un quelconque des circuits du filtre. Il ne faut pas exagérer non plus la valeur de  $C$ .

Nous remarquerons qu'une forte tension d'ondulation conduit à des exigences sévères pour le condensateur-réservoir. Il doit tenir la tension de service (somme de la tension continue de sortie et de la moitié de la tension d'ondulation mesurée crête-à-crête) et aussi la valeur de crête de la tension alternative d'entrée  $V_{\text{im}}$  pendant le temps de préchauffage des tubes de TV. Il faut, de plus, qu'il dissipe la puissance due à la valeur efficace du courant d'ondulation ( $I_{\text{c,eff}}$ ) qui circule à travers  $C$ .

Le courant efficace total d'ondulation dans  $C$  peut être calculé, connaissant le courant efficace dans la diode  $I_{\text{d,eff}}$  et le courant continu de sortie  $I_o$ . Dans un redresseur pour une alternance ou dans un doubleur de tension :

$$I_{\text{c,eff}} = \sqrt{I_{\text{d,eff}}^2 - I_o^2} \quad (5a)$$

Dans un redresseur pour deux alternances, le courant total circule à travers chaque diode et le courant efficace total d'ondulation devient :

$$I_{\text{c,eff}} = \sqrt{2 I_{\text{d,eff}}^2 - I_o^2} \quad (5b)$$

Le courant total comprend les courants efficaces d'ondulation à la fréquence fondamentale ( $I_{\text{r1,eff}}$ ) et ceux sur les harmoniques 2,3...n ( $I_{\text{r2,eff}}$ ,  $I_{\text{r3,eff}}$ , ...  $I_{\text{rn,eff}}$ ) qui peuvent avoir des amplitudes très importantes, spécialement si l'angle de circulation du courant  $\alpha$  est faible, en raison de l'emploi d'une résistance faible en série.

Ces courants d'ondulation respectifs et l'angle  $\alpha$  peuvent maintenant être évalués. Si nous négligeons la résistance-série du condensateur-réservoir, la valeur efficace du courant d'ondulation à la fréquence fondamentale est, évidemment :

$$I_{\text{r1,eff}} = \frac{V_{\text{r1}}}{1/\omega C} \quad (6)$$

(Unités : ampère-farad-volt).

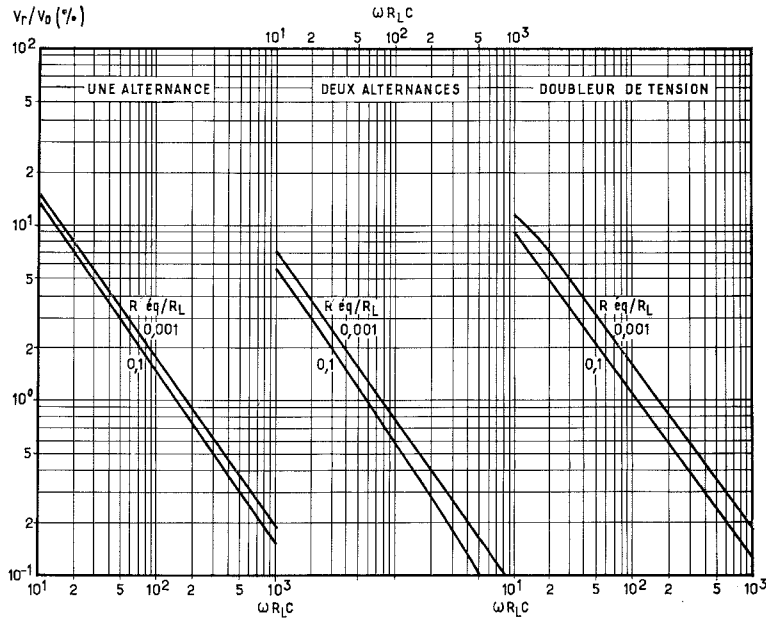


Fig. 11. - Rapport de la tension continue d'ondulation  $V_r$  et de la tension continue de sortie  $V_o$ , en fonction de  $\omega R_1 C$  pour  $R_{eq}/R_L = 0,001$  et  $0,1$ .

La contribution des harmoniques du courant d'ondulation peut être évaluée si l'on mesure la valeur efficace des courants d'ondulation ( $I_{r2}$ ,  $I_{r3}$ , etc...) à l'aide d'un voltmètre sélectif placé aux bornes d'une résistance (de  $1 \Omega$ , par exemple) que l'on insère dans la connexion du condensateur-réservoir.

Il est également possible de déterminer les valeurs de crête des courants d'ondulation par des procédés graphiques.

Si nous supposons que les impulsions de courant sont sinusoïdales, leurs valeurs moyennes (fig. 12a) pour les redresseurs à une alternance et les doubleurs de tension sont données par :

$$I_{r \text{ moy}} = \frac{2}{\pi} I_{rM} (t/T) \quad (7a)$$

et pour les redresseurs à deux alternances (fig. 12b) par :

$$I_{r \text{ moy}} = \frac{2}{\pi} I_{rM} (2t/T) \quad (7b)$$

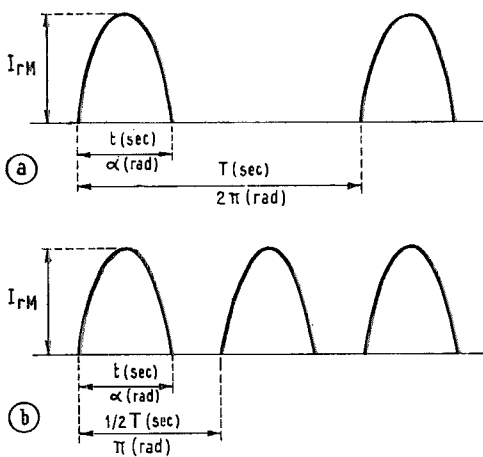


Fig. 12. - Oscillogrammes idéalisés du courant d'ondulation, pour définir les temps  $t$  et  $T$  et l'angle de circulation du courant  $\alpha$ .

Si nous considérons que la crête du courant d'ondulation est égale, en première approximation, au courant  $I_{DM}$  de la diode, nous pouvons exprimer la durée  $t$  des impulsions de courant et celles d'une période  $T$ , respectivement, en fonction des angles en radians ( $\alpha$ ) et de  $\pi$ , d'où les expressions :

$$I_{r \text{ moy}} = I_{DM} \alpha / \pi^2 \quad (8a)$$

et

$$I_{r \text{ moy}} = I_{DM} \alpha / \frac{1}{2} \pi^2 \quad (8b)$$

respectivement, pour les deux catégories de redresseurs déjà envisagées. Ces expressions donnent, respectivement, les angles d'ouverture du courant de la diode.

$$\alpha = \pi^2 I_{r \text{ moy}} / I_{DM}$$

et

$$\alpha = \pi^2 I_{r \text{ moy}} / 2 I_{DM}, \text{ respectivement.}$$

La valeur moyenne de la tension d'ondulation  $I_{r \text{ moy}}$  étant, évidemment, égale au courant continu de sortie  $I_o$ , nous pouvons écrire également ces équations, respectivement :

$$\alpha = \pi^2 I_o / I_{DM} \quad (9a)$$

et

$$\alpha = \pi^2 I_o / 2 I_{DM} \quad (9b)$$

La valeur relative de crête de l'harmonique  $p$  peut être déduite du graphique de la figure 13, où le rapport  $I_{rpM}/I_{r \text{ moy}}$  est représenté en fonction du rapport  $pf/f_o$ . Ce rapport est égal à  $p\alpha/2\pi$  pour les redresseurs d'une alternance et doubleurs de tension et à  $p\alpha/\pi$  pour les redresseurs à deux alternances (voir la fig. 12).

Nous voyons, d'après ce graphique, que le rapport  $f/f_o$  ayant, par exemple, pour valeur  $0,2$ , le rapport  $I_{rM}/I_{r \text{ moy}}$  de la fréquence fondamentale ( $p = 1$ ) est  $1,88$ , ceux des harmoniques  $2, 3$  et  $4$  ( $pf/f_o = 0,4; 0,6$  et  $0,8$ ) étant, respectivement de  $1,66; 1,36$  et  $1,0$ .

Avec un plus grand angle de passage du courant, par exemple  $f/f_o = 0,35$ , le rapport  $I_{rM}/I_{r \text{ moy}}$  de la fréquence fondamentale est  $1,72$ , celui de l'harmonique  $2$  ( $2f/f_o = 0,7$ ) est réduit à  $1,2$  et celui de l'harmonique  $3$  ( $3f/f_o = 1,05$ ) est déjà tombé au-dessous de  $0,6$ .

On voit donc que le contenu harmonique augmente rapidement lorsque l'angle d'ouverture du courant est diminué ou, en d'autres termes, lorsque l'on réduit la résistance en série. Les harmoniques étant sinusoïdaux,  $I_{r1}$  eff peut être posé égal à  $(\sqrt{2}/2) I_{r1M}$ , etc... et le courant total efficace

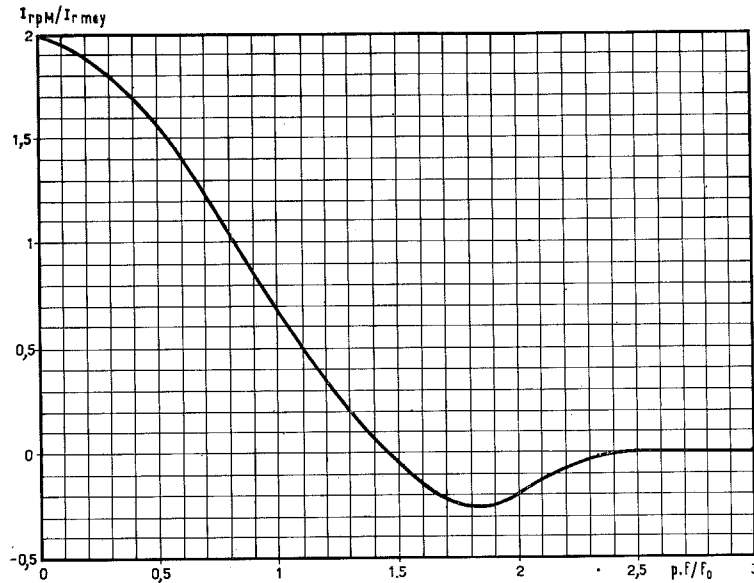


Fig. 13. - Rapport de la valeur de crête du courant d'ondulation  $I_{PP}$  de l'harmonique  $p$  et du courant moyen d'ondulation, en fonction du rapport  $p.f/f_0$ .

d'ondulation circulant dans le condensateur-réservoir est donc :

$$I_{C,eff} = \sqrt{\frac{I_{P1M}^2 + I_{P2M}^2 + \dots + I_{PnM}^2}{2}} \quad (10)$$

ce qui conduit, évidemment, au même résultat que les Eq. (5a) et (5b).

### Exemples

Les éléments de projet, examinés ci-dessus, sont illustrés par les exemples suivants, complètement traités, de trois montages redresseurs : un redresseur à une alternance, un redresseur à deux alternances et un doubleur de tension.

#### 1 - Redresseur à une alternance

a) Tension de sortie spécifiée: 260 V.

Consommation de courant: 350 mA.

Nous supposons que la tension alternative d'entrée est de 220 V et que la tension directe de sortie  $V_o$ , sur le condensateur-réservoir de 200  $\mu$ F, est de 260 V à une consommation de courant  $I_o = 350$  mA. La résistance de charge :

$$R_L = V_o/I_o = 260/0,35 = 740 \Omega, \text{ d'où :}$$

$$\omega R_L C = 2\pi \times 50 \times 740 \times 200 \times 10^{-6} = 46$$

Le rendement spécifié est de :

$$\eta = V_o/V_{1M} = 260/220 \sqrt{2} = 0,84.$$

D'après la figure 7a, nous voyons, qu'à un rendement  $\eta = V_o/V_{1M} = 0,84$  et à  $\omega R_L C = 46$ , la valeur de  $R_{eq}/R_L = 0,02$ , d'où :

$$R_{eq} = 0,02 \times 750 = 15 \Omega.$$

Pour évaluer la résistance en série nécessaire  $R_{ser}$ , la résistance différentielle de la diode  $R_{dif}$ , pratiquement égale à 0,1  $\Omega$ , doit être déduite de cette valeur. Pour conserver une certaine sécurité en ce qui concerne la tension directe spécifiée, nous prendrons  $R_{ser} = 14 \Omega$ .

La figure 8 nous montre qu'à  $n \omega R_L C = 46$  et à  $R_{eq}/R_L = 0,02$ , le rapport  $I_{DM}/I_{DMoy} = 8$ , d'où :

$$I_{DM} = 8 \times 0,35 = 2,8 \text{ A}$$

D'après la figure 9, nous voyons que pour ce réglage, le rapport  $I_{Deff}/I_{DMoy} = 2,65$ , d'où :

$$I_{Deff} = 2,65 \times 0,35 = 0,93 \text{ A}$$

La résistance en série doit donc pouvoir dissiper une puissance :  $P_{Dser} = 0,93^2 \times 14 = 12 \text{ W}$ .

La figure 11 montre qu'à  $\omega R_L C = 46$  et à  $R_{eq}/R_L = 0,02$ , le rapport  $V_r/V_o = 3,5\%$ .

Ainsi la tension d'ondulation est :

$$V_r = 0,035 \times 260 = 9,1 V_{eff}$$

D'après l'équation (9a), l'angle de circulation du courant est :

$$\alpha = \pi^2 \cdot 0,35/2,8 = 1,23 \text{ rad.}$$

Le courant total efficace d'ondulation dans le condensateur-réservoir est (voir l'équation 5a) :

$$I_{C,eff} = \sqrt{0,93^2 - 0,35^2} = 0,87 \text{ A}$$

Le courant impulsionnel à la mise en service peut atteindre une valeur de :  $220 \sqrt{2}/14 = 22,5 \text{ A}$ .

b) Tension de sortie spécifiée: maximale. Consommation de courant: 350 mA.

Nous allons supposer de nouveau que la tension d'entrée alternative est de 220 V et que nous utilisons un condensateur-réservoir de 200  $\mu$ F. Pour obtenir la tension de sortie maximale, la résistance en série  $R_{ser}$  doit évidemment être réduite à sa valeur la plus faible admissible, c'est-à-dire 5  $\Omega$ .

La méthode simple de calcul que nous avons suivie dans l'exemple précédent ne peut pas être appliquée dans ce cas, car, dans les graphiques de la figure 7, les abscisses et le paramètre sont tous les deux exprimés en fonctions de  $R_L$  qui reste encore inconnue. Il est donc nécessaire d'appliquer une méthode itérative et d'estimer d'abord la tension de sortie  $V_o$ , puis d'en déduire la valeur possible de  $R_L$ .

Nous supposons, dans une première étape, que  $V_o$  est de 10 V plus élevée que dans l'exemple précédent, c'est-à-dire de 270 V, ce qui nous donne :

$$R_L = V_o/I_o = 270/0,35 = 770 \Omega, \text{ d'où :}$$

$$\omega R_L C = 2\pi \times 50 \times 770 \times 200 \times 10^{-6} = 48$$

mais, comme :

$$R_{eq} = R_{ser} + R_{diff} = 5 + 0,1 = 5,1 \Omega$$

le rapport  $R_{eq}/R_L$  serait donc de :

$$R_{eq}/R_L = 5,1/770 = 0,0066.$$

La figure 7a montre qu'à ces valeurs estimées de  $\omega R_L C$  et de  $R_{eq}/R_L$ , le rendement  $\gamma$  serait de 0,91, ce qui correspond à :

$$V_o = 0,91 \times 220 \times \sqrt{2} = 280 \text{ V et } R_L = 290/0,35 = 800 \Omega.$$

Les valeurs estimées de  $V_o = 270 \text{ V}$  et de  $R_L = 770 \Omega$  semblent donc trop faibles. Nous allons donc reprendre le calcul, en supposant que  $V_o$  vaut 280 V et  $R_L = 280/0,35 = 800 \Omega$ , ce qui donne :

$$\omega R_L C = 2\pi \times 50 \times 800 \times 200 \times 10^{-6} = 50 \\ \text{et } R_{eq}/R_L = 5,1/800 = 0,0064.$$

D'après le graphique de la figure 7a à  $\omega R_L C = 50$  et  $R_{eq}/R_L = 0,0064$ , le rendement  $\gamma = 0,915$ , ce qui correspond à :

$$V_o = 0,915 \times 220 \sqrt{2} = 284 \text{ V et } \\ R_L = 284/0,35 = 810 \Omega, \text{ d'où : } \\ R_{eq}/R_L = 5,1/810 = 0,0063.$$

Ces valeurs sont en accord suffisant avec les valeurs estimées de 280 V et 800  $\Omega$ , respectivement, si l'on considère qu'un faible écart de  $R_L$  avec la valeur prévue exerce difficilement une influence quelconque sur le rendement supputé. Il n'est donc pas nécessaire de répéter ce calcul une fois de plus pour vérifier si les valeurs trouvées de  $V_o = 284 \text{ V}$ ,  $R_L = 810 \Omega$  et  $R_{eq}/R_L = 0,0063$  sont bien correctes.

La figure 8 montre qu'à  $n\omega R_L C = 50$  et à  $R_{eq}/nR_L = 0,0063$ , le rapport  $I_{DM}/I_{D moy} = 11$ , ce qui donne un courant de crête pour la diode de  $I_{DM} = 11 \times 0,35 = 3,85 \text{ A}$ . La valeur efficace du courant de la diode peut être lue sur la figure 9 qui nous donne à  $n\omega R_L C = 50$  et à  $R_{eq}/R_L = 0,0063$ , le rapport  $I_{D eff}/I_{D moy} = 3,06$ , d'où :

$$I_{D eff} = 3,06 \times 0,35 = 1,07 \text{ A.}$$

La résistance série  $R_{ser}$  (de 5  $\Omega$ ) est donc capable de dissiper une puissance :  $P_{R ser} = 1,07^2 \times 5 = 5,8 \text{ W}$ .

La valeur efficace de la tension d'ondulation peut être déduite de la figure 11 qui nous indique que  $V_r/V_o = 3,4 \%$  à  $\omega R_L C = 50$  et  $R_{eq}/R_L = 0,0063$ , d'où :

$$V_r = 0,034 \times 284 = 9,5 \text{ V}_{eff}$$

D'après l'équation (9a) l'angle de circulation du courant est :

$$\alpha = \pi^2 \cdot 0,35/3,85 = 0,89 \text{ rad.}$$

Le courant total efficace d'ondulation dans le condensateur-réservoir peut être calculé d'après l'équation (5a) :

$$I_{C eff} = \sqrt{1,07^2 - 0,35^2} = 1 \text{ A.}$$

Le courant impulsionnel à la mise en service peut atteindre une valeur de  $220 \sqrt{2}/5 = 62 \text{ A}$ . Si nous donnons deux exemples de redresseur à une alternance ce n'est pas seulement pour illustrer les méthodes différentes de calcul utilisables mais plutôt pour faire remarquer le grand avantage que l'on trouve à employer une faible valeur de résistance en série  $R_{ser}$ . Nous voyons ainsi qu'en réduisant cette résistance de 14  $\Omega$  à 5  $\Omega$ , la tension de sortie continue a été augmentée de 260 V à 284 V. Cela permet donc d'utiliser des résistances relativement fortes dans les circuits de filtrage et de plus faibles capacités, ce qui représente une économie fort importante (voir plus loin). Un autre avantage est la réduction de la puissance dissipée

dans la résistance en série qui n'est plus que de 6 W au lieu de 12 W. Il est vrai que le courant d'ondulation efficace total dans le condensateur-réservoir et le courant impulsionnel maximal à la mise en service sont un peu plus grands à  $R_{ser} = 5 \Omega$ , mais en règle générale cela ne crée aucune difficulté dans l'exploitation.

## 2 - Redresseur deux alternances

Dans ce cas, nous supposons l'utilisation de deux diodes BY 100 et d'une tension alternative d'entrée de 220 V, 50 Hz. La tension continue  $V_o$  aux bornes du condensateur-réservoir de 100  $\mu\text{F}$  doit être de 280 V, à une consommation de courant  $I_o$  de 400 mA. La résistance de charge est :

$$R_L = V_o/I_o = 280/0,4 = 700 \Omega$$

d'où :

$$\omega R_L C = 2\pi \times 50 \times 700 \times 100 \times 10^{-6} = 22$$

Le rendement spécifié est :

$$\gamma = V_o/V_{1M} = 280/(220 \sqrt{2}) = 0,905$$

D'après la figure 7b, nous constatons qu'à  $\gamma = 0,905$  et  $\omega R_L C = 22$ , la valeur de  $R_{eq}/R_L$  est 0,014, d'où :

$$R_{eq} = 0,014 \times 700 = 9,8 \Omega$$

Si nous prenons les valeurs de 0,1 et de 8  $\Omega$ , respectivement, pour la résistance différentielle de la diode et la résistance équivalente du transformateur (résistance du primaire et résistance du secondaire reportée au primaire), la résistance en série additionnelle est :

$$R_{ser} = 9,8 - 0,1 - 8 \approx 1,5 \Omega$$

D'après la figure 8, nous voyons qu'à  $n\omega R_L C = 44$  et à  $R_{eq}/nR_L = 0,007$ , le rapport  $I_{DM}/I_{D moy} = 10,8$  d'où :

$$I_{DM} = 10,8 \times 0,2 = 2,16 \text{ A}$$

De même, la figure 9 donne pour ces valeurs le rapport :

$$I_{D eff}/I_{D moy} = 3$$

ce qui donne le courant efficace par diode :

$$I_{D eff} = 3 \times 0,2 = 0,6 \text{ A}$$

Le courant des deux diodes traverse la résistance en série. Elle doit dissiper :

$$P_{R ser} = 2 \times 0,6^2 \times 1,5 = 1 \text{ W}$$

La figure 11 montre qu'à  $\omega R_L C = 22$  et  $R_{eq}/R_L = 0,014$  le rapport  $V_r/V_o = 3,5 \%$ , d'où la tension d'ondulation efficace est de :

$$V_r = 0,035 \times 280 = 9,8 \text{ V}$$

D'après l'Eq. (9b), l'angle de circulation du courant est :

$$\alpha = \frac{1}{2} \pi^2 \cdot 0,4/2,16 = 0,91 \text{ radian}$$

Le courant total efficace d'ondulation dans le condensateur-réservoir est (voir l'Eq. 5b) :

$$I_{C eff} = \sqrt{2 \times 0,6^2 - 0,4^2} = 0,75 \text{ A}$$

## 3 - Doubleur de tension

Nous utilisons deux diodes BY 100 et la tension alternative du secteur ( $V_{1 eff}$ ) est de 110 V, 50 Hz. La tension continue de sortie spécifiée  $V_o$ , sur les deux condensateurs-réservoirs de 200  $\mu\text{F}$ , est de 260 V, à une consommation de courant de 360 mA.

La résistance de charge est :

$$R_L = eV/I_0 = 260/0,36 = 720 \Omega$$

d'où  $\omega R_L C = 2\pi \times 50 \times 720 \times 200 \times 10^{-6} = 45$

Le rendement spécifié est :

$$\gamma_1 = V_0/V_{1M} = 260 (2 \times 110 \sqrt{2}) = 0,83$$

D'après la figure 7c, nous trouvons, à  $\gamma_1 = 0,83$  et  $\omega R_L C = 45$ , la valeur de  $R_{eq}/R_L = 0,01$ , d'où :

$$R_{eq} = 0,01 \times 720 = 7,2 \Omega$$

et, pour une résistance différentielle  $R_{diff} = 0,2 \Omega$ , cela nous donne une résistance en série de  $7 \Omega$ .

La figure 8 donne un rapport  $I_{DM}/I_{DMoy} = 8$  pour  $n\omega R_L C = 22,5$  et  $R_{eq}/n R_L = 0,02$ , d'où :

$$I_{DM} = 8 \times 0,36 = 2,9A$$

On voit à la figure 9 pour ce réglage que le rapport  $I_{Deff}/I_{DMoy} = 2,6$ , d'où :

$$I_{Deff} = 2,6 \times 0,36 = 0,93 A$$

Le courant des deux diodes circule à travers la résistance commune en série, et cette résistance doit pouvoir dissiper :

$$P_{Rser} = 2 \times 0,93^2 \times 7 = 12 W$$

La figure 11 donne un rapport  $V_r/V_0 = 3\%$  à  $\omega R_L C = 45$  et  $R_{eq}/R_L = 0,01$ , donc la tension efficace d'ondulation est :

$$V_r = 0,03 \times 260 = 7,8 V$$

On peut évaluer l'angle de circulation du courant d'après l'éq. (9a) :

$$\alpha = \pi^2 \times 0,36/2,9 = 1,22 \text{ rad}$$

Le courant total efficace d'ondulation qui circule dans le condensateur-réservoir est (voir l'éq. (5a)) :

$$I_{Ceff} = \sqrt{0,93^2 - 0,36^2} = 0,86 A$$

## FILTRAGE

### Remarques générales

Le haut rendement de redressement est l'un des avantages principaux que l'on tire de l'utilisation de diodes au silicium pour l'alimentation des récepteurs de télévision. Ce rendement peut dépasser 90 %, contre le rendement de 70 % que l'on peut obtenir avec les redresseurs au sélénium ou par tubes à vide. On peut bénéficier de cet avantage en acceptant une chute de tension plus forte sur les circuits de filtrage, tout en disposant à la sortie des mêmes tensions d'alimentation pour les différentes parties du récepteur, c'est-à-dire la tête RF, les amplificateurs FI et les bases de temps. Il devient possible, par ce moyen, d'utiliser des circuits de filtrage comportant exclusivement des condensateurs et des résistances, évitant ainsi l'emploi des inductances de filtrage, encombrantes, coûteuses et qui introduisent souvent des ronflements ou des interférences induites dans les circuits.

Le fonctionnement d'un circuit de filtrage est caractérisé par le coefficient de filtrage  $\mu^{-1}$ , qui est le rapport de la tension d'ondulation à l'entrée du circuit de filtrage et de la tension d'ondulation à sa sortie.

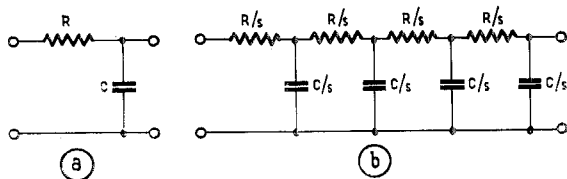


Fig. 14. - Circuit de filtrage : a) simple — b) multiple.

Le coefficient de filtrage d'une cellule de filtrage simple (fig. 14a) est donné par l'expression :

$$\mu^{-1} = \sqrt{1 + (\omega RC)^2}$$

que l'on peut simplifier, si  $(\omega RC)^2 \gg 1$ . Alors :

$$\mu^{-1} = \omega RC \quad (11)$$

Le coefficient de filtrage d'un ensemble à sections multiples identiques en cascade (fig. 14b) est donné par :

$$\mu^{-1} = \left[ 1 + \left( \omega \frac{R}{S} \frac{C}{S} \right)^2 \right]^{s/2}$$

que l'on peut simplifier, si  $\left( \omega \frac{R}{S} \frac{C}{S} \right)^2 \gg 1$ , en :

$$\mu^{-1} = \left( \omega \frac{R}{S} \frac{C}{S} \right)^s \quad (12)$$

Cette expression est représentée par le graphique de la figure 15 pour  $s = 1, 2, 3$  et  $4$ . Lorsque le coefficient exigé ne dépasse pas 15, nous voyons ainsi que la solution la plus économique consiste à employer une seule section de filtrage.

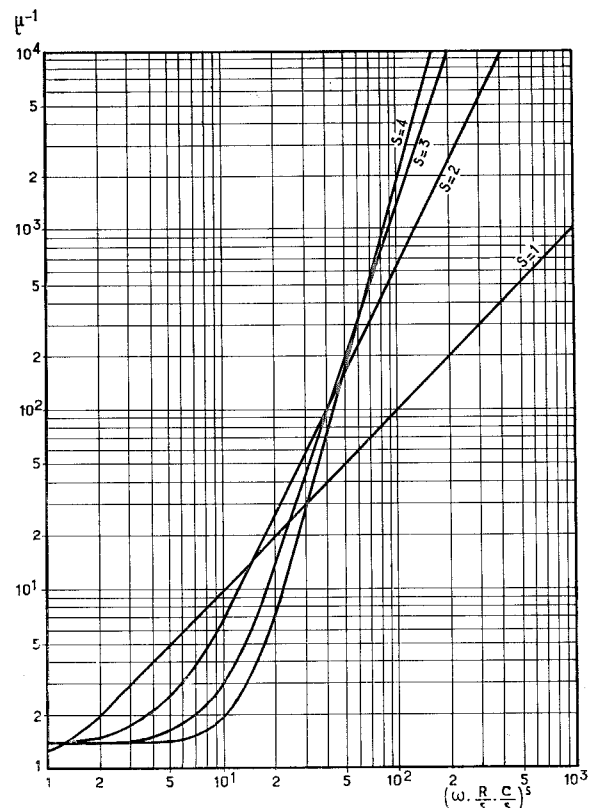


Fig. 15. - Détermination du coefficient  $\mu^{-1}$  pour un circuit de filtrage multiple à  $S$  cellules identiques.

## Études accessoires dans le projet

En ce point, la courbe pour  $s = 1$  est coupée par celle pour  $s = 2$ . Cela signifie que pour un coefficient de filtrage de 16 et pouvant valoir jusqu'à 130, il est plus économique d'utiliser deux sections de filtrage. Pour les coefficients de filtrage de 130 à 750, la solution la plus économique est donnée par 3 sections et par 4 sections pour les coefficients supérieurs à 750.

Or, les exigences relatives imposées à l'ondulation admissible et à la tension spécifiée diffèrent assez largement pour chaque partie considérée isolément d'un récepteur de télévision complet. Il est donc avantageux de leur faire correspondre des circuits de filtrage séparés.

Supposons que ces circuits comprennent  $s$  sections identiques (voir la fig. 16) chacune étant formée d'une résistance  $R/s$  et d'une capacité  $C/s$ . Nous pouvons alors écrire :

$$s \cdot \frac{R}{s} = R = \frac{V_a - V_b}{I} = \frac{\Delta V}{I} \quad (13)$$

Dans cette expression,  $V_a$  est la tension appliquée au circuit de filtrage et  $V_b$  la tension d'alimentation désirée;  $\Delta V$  est la chute de tension sur ce circuit de filtrage et  $I$  le courant prélevé par la partie de récepteur considérée actuellement.

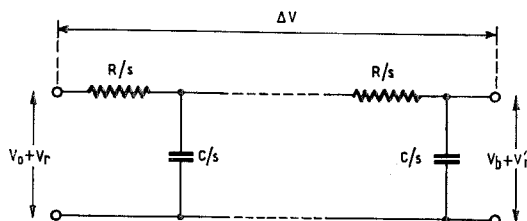


Fig. 16. - Circuit de filtrage multiple à  $s$  cellules identiques.  $R$  est la résistance totale en série et  $C$  la capacité totale.

Si l'on installe, à chacun de ces points d'alimentation, un circuit de filtrage séparé, la capacité totale minimale exigée serait, d'après l'Eq. (12) :

$$\Sigma C_{\text{tot min}} = \frac{s^2 (\mu^{-1})^{1/s}}{\omega R}$$

ou :

$$\Sigma C_{\text{tot min}} = \frac{s^2 (\mu^{-1})^{1/s} I}{2 \pi f \cdot \Delta V}$$

ce qui, pour 50 Hz, nous donne :

$$\Sigma C_{\text{tot min}} = \frac{3,16 I s^2 (\mu^{-1})^{1/s}}{\Delta V} \quad (14)$$

le courant étant alors exprimé en mA et la chute de tension  $\Delta V$  admissible en volts.

Le filtrage séparé, sur chaque tension d'alimentation, nécessite l'utilisation de nombreux condensateurs et il est donc d'usage de combiner l'alimentation de plusieurs parties du récepteur, ce qui permet de réduire le nombre des composants employés. Mais, il y a lieu de le remarquer, la capacité totale exigée est, dans ce cas, plus grande. Nous devons donc rechercher le juste milieu parmi tous les arrangements possibles pour établir une solution économique.

Le rapport  $F_c$  de la capacité totale dans le circuit de filtrage choisi à la capacité totale (minimale) exigée exprimée par l'Eq. (14) constitue un critère de l'économie du projet étudié. Nous allons constater qu'il est rarement possible dans un récepteur de télévision de réduire le rapport  $F_c$  au-dessous de 1,2.

Le degré de filtrage exigé dépend du genre de montage qu'il doit alimenter. Il est donc nécessaire de se fixer d'abord la valeur de la tension d'ondulation admissible en chaque point d'alimentation du récepteur de télévision étudié.

Nous conseillons d'adopter la méthode suivante. Débrancher temporairement l'alimentation normale et la remplacer par des blocs d'alimentation séparés, comportant un filtrage extrêmement soigné, capables de fournir à la fois le courant de filament et la haute tension demandée. Le filtrage doit être tel que la tension d'ondulation qui peut encore être présente ne donne pas d'interférence notable sur la mire reproduite par le tube-image et ne produise aucun ronflement audible.

Ajuster alors une tension alternative dont la fréquence diffère peu de celle « d'images » du générateur de mire et l'appliquer au point d'alimentation examiné. Pour cela, la sortie d'un générateur d'audio-fréquences est reliée à un transformateur de couplage comprenant un secondaire à faible impédance, que l'on insère dans la connexion correspondante d'alimentation.

La tension d'ondulation injectée est alors augmentée jusqu'au moment où son influence devient juste discernable. Pour juger l'interférence produite, il faut toujours se rappeler l'effet combiné des tensions d'ondulation provenant de plusieurs sources, lequel peut donner une impression bien plus mauvaise que la tension d'ondulation injectée en un seul point. Les valeurs admissibles de la tension d'ondulation sont ainsi mesurées pour chaque alimentation d'anode et de grille 2.

Le coefficient de filtrage  $\mu^{-1}$  de chaque point d'alimentation est ainsi précisé et il devient possible de calculer la valeur de la capacité totale minimale exigée à l'aide de (14). Si une partie quelconque du récepteur semble exiger une valeur particulièrement élevée de  $\mu^{-1}$ , un essai doit être fait pour modifier cette partie du circuit, afin de réduire les exigences de filtrage.

D'après ces mesures, on peut définir quelles sont les parties de l'alimentation qui peuvent avoir un circuit de filtrage commun et quelles sont les données de ce circuit. Pour combiner ces résultats, il faut toujours, cependant, éviter les actions mutuelles entre différentes parties du récepteur.

Il est souvent possible, également, de prélever la tension d'alimentation pour certains points à partir d'un circuit de filtrage relié sur un circuit de filtrage précédent qui alimente déjà toutes les autres parties du récepteur. Cette méthode ne convient plus si la consommation de courant en ce point est sujette à variations et si l'autre branche exige une tension d'alimentation constante. Si l'on relie, par exemple, le circuit de filtrage de l'oscillateur de base de temps de « lignes » à celui du circuit de sortie de « lignes » ou des circuits reliés à la commande automatique d'amplification, cela donnera toujours lieu à un certain nombre de difficultés.

### Exemples

Pour donner un exemple de filtrage, nous allons étudier un récepteur de télévision à 15 tubes alimentés par les redresseurs à une alternance décrits dans les exemples Ia et Ib et fournissant 260 et 284 V. La tension d'ondulation efficace est de 9 V et, respectivement, de 9,5 V à une consommation de courant de 350 mA.

On utilise 7 circuits de filtrage pour alimenter les différentes parties du récepteur. Nous donnons ci-dessous de courtes descriptions des différentes parties du réseau, reliées aux points I à VII du circuit de filtrage.

#### Point I

A partir de ce point, l'anode du tube final de balayage « images » se trouve alimentée. La tension d'ondulation acceptable a été trouvée égale à 0,35 V. Cette exigence est relativement sévère, car la pentode fonctionne en auto-oscillatrice en combinaison avec une triode (alimentée séparément) et, dans ce type de montage, une tension d'ondulation excessive à l'anode de la pentode donne lieu à une modulation en fréquence. Pour éviter que la tension en ce point puisse varier, avec les modifications importantes de la charge, au cours de chaque période d'image, le condensateur final du circuit de filtrage doit, de préférence, avoir une capacité plus grande que 50  $\mu$ F.

Consommation de courant : 30 mA approximativement.  
Tension exigée : 235 V environ.

#### Point II

A partir de ce point, on alimente la grille 2 de la pentode finale image. (consommation de courant approximative : 8 mA) et la triode à contre-réaction du circuit de sortie d'images (consommation de 3 mA environ). De très fortes exigences sont imposées sur la tension d'alimentation de ces deux circuits dont la tension d'ondulation ne doit pas dépasser 0,07 V car, s'il en était autrement, cela pourrait produire une modulation en fréquence.

La consommation totale de courant est approximativement de 11 mA, la tension exigée de 210 V environ.

#### Point III

A partir de ce point, on alimente :

- l'anode et les grilles  $g_4$  et  $g_2$  de l'heptode de synchronisation (consommation de courant : 1 et 3 mA environ). La tension d'ondulation acceptable pour ces électrodes est 0,5 V environ.
- l'anode et la grille 2 de la pentode du courant de synchronisation (consommation de courant : 4 et 6 mA environ), la tension d'ondulation acceptable pour ces électrodes est aussi de 0,5 V.
- La triode d'effet de volant automatique; ce tube est normalement bloqué et il n'y a pas d'exigence particulière à poser sur sa tension d'ondulation.
- L'anode et la grille 2 de la pentode de balayage de ligne (consommation de courant : 3 et 4 mA environ). La tension d'ondulation acceptable pour ces électrodes est de 0,7 V, environ.
- La triode discriminatrice du montage à effet de volant (consommation de courant : 0,3 mA environ); la tension d'ondulation sur ce tube ne doit pas dépasser 0,25 V.

Nous devons remarquer que si le circuit de filtrage pour ce point est relié au précédent circuit de filtrage (c'est-à-dire au point II), les exigences imposées sont plus sévères car l'ondulation produite par le tube final de balayage d'image au point II dépasse de beaucoup l'ondulation en provenance du secteur. La consommation totale de courant est approximativement de 21 mA. La tension exigée est de 180 V environ.

#### Point IV

Ce point est utilisé pour alimenter la grille 2 de la pentode de puissance de lignes (consommation de courant : 23 mA, approximativement) et l'anode de cette pentode à travers la diode de récupération (la consommation de ce circuit étant de 120 mA environ). La tension d'ondulation, doit de préférence, ne pas dépasser 0,2 V. La consommation totale de courant est de 143 mA environ, la tension exigée étant de 220 V, approximativement.

#### Point V

A partir de ce point on alimente :

- l'anode et la grille 2 des trois pentodes d'équipement de l'amplificateur FI (la consommation de courant est approximativement de 10 mA et, par conséquent, de 3 mA respectivement pour chaque tube). La tension d'ondulation acceptable est assez forte : 3,5 V.
- l'anode et la grille 2 de la pentode amplificatrice FI pour le son (consommation de courant : 10 mA, environ et 3 mA). Pour ces électrodes la tension d'ondulation acceptable est aussi de 3,5 V.
- la grille 2 de la pentode de sortie vidéo (consommation de courant 4 mA, environ). La tension d'ondulation acceptable sur cette électrode est certainement environ à 3,5 V, mais il faut de toute façon incorporer un circuit de filtrage supplémentaire destiné à la commande de contraste. Dans le récepteur en cause, ce circuit de filtrage à un coefficient de 7 pour le contraste maximal (à un contraste réduit, ce facteur est encore plus élevé).  
La consommation de courant totale est de 56 mA environ, la tension exigée étant de 220 V, environ.

#### Point VI

A partir de ce point on alimente :

- la triode amplificatrice d'audio-fréquences (consommation de courant de 0,5 mA, environ). La tension d'ondulation acceptable est de 0,25 V.
- l'anode et la grille 2 de la pentode finale pour le son (consommation de courant de 41 mA, approximativement, et de 8 mA). La tension d'ondulation acceptable à la grille 2 est de 0,5 V, celle à l'anode est de 7 V.  
La consommation totale de courant est de 50 mA environ et la tension exigée de 170 V environ.

#### Point VII

A partir de ce point, on alimente :

- la tête de récepteur (consommation de courant : 25 mA, environ). Sa tension d'ondulation acceptable est de 0,5 V.
- l'anode de la pentode de sortie vidéo (consommation de courant, approximativement : 15 mA). La tension d'ondulation acceptable à cette électrode est de 0,1 V.  
De plus, la commande de luminance est reliée à ce point. (Consommation totale de courant : 40 mA sous une tension exigée de 185 V, approximativement).

Nous devons remarquer que la méthode esquissée ci-dessus et qui consiste à combiner différentes parties du récepteur n'est pas la seule possibilité qui s'offre. De plus, les circuits de filtrage que nous allons indiquer ne constituent pas nécessairement la meilleure solution pratique du problème. Nous avons surtout envisagé, dans les projets décrits, la possibilité d'utiliser des capacités de filtrage logées dans un boîtier commun.

### Circuit de filtrage pour l'exemple 1a

La figure 17a représente le circuit de filtrage étudié pour le redresseur de l'exemple 1a.

Les exigences étant très fortes au point II, son circuit de filtrage est relié à celui du point I où la tension d'ondulation est déjà réduite de 9,0 V à 0,34 V à l'aide de deux sections.

De même, le filtre au point III est relié au point II.

De même, le filtre du point VI est relié au point V, si bien que l'on obtient un double filtrage. La résistance relativement grande (560 Ω) au second étage de ce réseau en cascade assure non seulement un meilleur filtrage de l'ondulation mais sert aussi à éviter que l'ondulation à audio-fréquence produite par la pentode de sortie de « son » vienne troubler le fonctionnement de la pentode de sortie vidéo. La grille 2 de cette pentode est reliée au premier étage du filtre en cascade

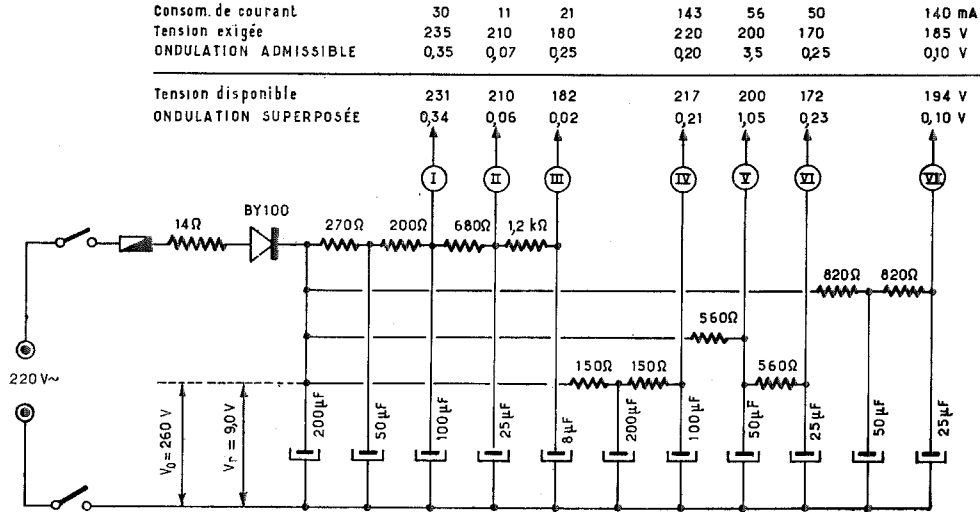


Fig. 17a. - Exemple de circuit de filtrage, pour le redresseur de l'exemple 1a.

Étant donné que la tension d'ondulation en ce dernier point se trouve déjà réduite à 0,06 V, l'objet principal du filtre formé de la résistance de 1,2 kΩ et du condensateur de 8 μF est d'éviter la tension d'ondulation produite par la pentode de sortie d'image, qui provoquerait l'introduction d'une interférence au point II.

(point V). Un filtre double est utilisé au point VII afin de répondre aux exigences sévères qui sont imposées par la pentode finale vidéo.

En raison de la tension d'ondulation assez forte sur le condensateur-réservoir, la capacité totale minimale de filtrage, selon l'Eq. (14) avec utilisation d'un filtre séparé sur chaque

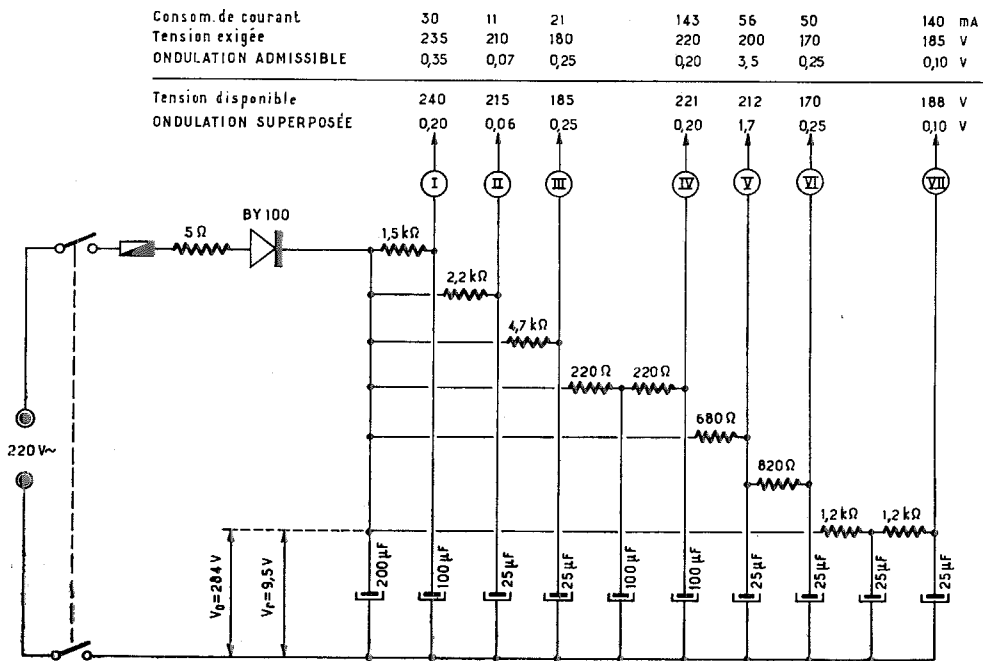


Fig. 17b. - Exemple de circuit de filtrage, pour le redresseur de l'exemple 1b.



partie du récepteur n'est pas inférieure à 546  $\mu\text{F}$ . La capacité totale de filtrage employée dans le montage de la figure 17a est de 633  $\mu\text{F}$ , d'où :

$$F_c = 633/546 = 1,16$$

Cette faible valeur de  $F_c$  suggère qu'il n'y a pas de réduction notable à escompter de la capacité totale par un autre arrangement des circuits et que la valeur de 633  $\mu\text{F}$  doit être acceptée, dans ce cas.

### Circuit de filtrage pour l'exemple 1b

Le circuit de filtrage de la figure 17b a été étudié pour le type de redresseur de l'exemple 1 b.

Un filtre séparé est utilisé pour chaque point sauf pour le point VI. Ceci réduit le risque d'action mutuel entre les différents circuits alimentés à partir des différents points de départ. Des filtres doubles sont utilisés aux points IV et VII, des filtres simples aux autres points. La capacité totale minimale de filtrage d'après l'équation (14) est de 370  $\mu\text{F}$ ,

tandis que la capacité totale de filtrage utilisée dans le montage de la fig. 17 b est de 450  $\mu\text{F}$ , ce qui donne :

$$F_c = 450/370 = 1,21$$

Il faut attribuer la valeur assez élevée de  $F_c$  à la volonté bien arrêtée de diminuer les fluctuations de tensions du tube final d'image, la capacité de filtrage du point I a donc une valeur plus grande que celle nécessaire pour maintenir une tension d'ondulation suffisamment faible.

La comparaison entre les circuits de filtrage des exemples 1a et 1b montre nettement le grand avantage que l'on tire de la réduction de la résistance série à sa valeur la plus faible admissible. L'accroissement qui en résulte de la tension de sortie continue a permis de réduire la capacité de filtrage totale de 633  $\mu\text{F}$  à 450  $\mu\text{F}$ . Cela peut être appliqué sans rien sacrifier sur le rendement comme le montrent les résultats des mesures indiqués aux différents points des figures 17 a et 17 b. Toutes les conditions spécifiées sont atteintes avec le circuit de filtrage de la fig. 17 b, tandis que dans le circuit de la fig. 17 a la tension disponible au point IV est un peu trop faible, la tension d'ondulation en ce point étant par ailleurs un peu trop élevée.

## APPENDICE

### Forme d'onde de la tension du secteur

Les formules et les graphiques contenus dans la présente information sont fondés sur l'hypothèse précise d'une tension alternative sinusoïdale à l'entrée du redresseur. Dans la pratique, cela ne sera pas toujours le cas et afin de connaître l'influence des formes d'ondes distordues sur les diverses grandeurs, nous examinerons ici deux cas extrêmes hypothétiques :

- a) la tension alternative d'entrée est constituée par des ondes carrées,
- b) la tension alternative d'entrée est constituée par des ondes triangulaires.

Ces recherches seront limitées au cas du redressement d'une seule alternance et, pour simplifier, nous supposons que le produit  $\omega R_L C$  est infiniment grand.

Nous avons aussi étudié le cas d'un secteur à forme d'onde parabolique et les résultats sont similaires à ceux que l'on obtient à partir d'une onde purement sinusoïdale.

### Tension inverse de crête

D'une façon générale, la tension de crête inverse, dans les conditions les plus défavorables ( $R_L = \infty$ ) est donnée par l'expression :

$$V_{inv M} = 2 F_p \cdot V_{1 eff}$$

$F_p$ , étant le facteur de forme,  $V_{1M}/V_{1 eff}$ , de la tension alternative d'entrée.

Avec une tension d'entrée sinusoïdale :  $F_p = \sqrt{2}$ , si bien que la tension inverse de crête est alors 2,82  $V_{1 eff}$ . Pour une tension alternative d'entrée formée d'ondes carrées, le facteur de forme est évidemment égal à 1 et la tension inverse de crête devient 2  $V_{1 eff}$ .

Si la tension alternative d'entrée est formée d'ondes triangulaires :  $F_p = \sqrt{3}$ , d'où la tension inverse de crête peut atteindre une valeur de 3,46  $V_{1 eff}$ .

### Rendement

Le rendement d'un redresseur auquel on applique une onde carrée de tension d'entrée peut être lu sur la figure 18a.

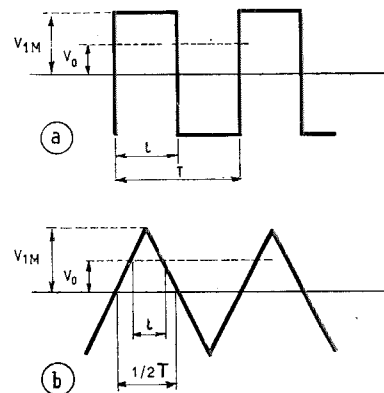


Fig. 18. - Oscillogrammes : a) onde carrée de tension d'entrée idéalisée. b) onde triangulaire de tension d'entrée idéalisée.

Le courant moyen de diode  $I_{D moy}$  est évidemment égal à  $t/T$  fois le courant de crête de diode  $I_{DM}$ . Mais, puisque  $t/T = 0,5$ ,  $I_{D moy} = 0,5 I_{DM}$ . Or, par définition, le courant de crête de la diode est :

$$I_{DM} = \frac{(1 - \eta) V_{1M}}{R_{e q}}$$

mais, cela peut s'écrire aussi :

$$I_{D moy} = \frac{(1 - \eta) V_{1M}}{2 R_{e q}}$$

Et, puisque :  $I_{D moy} = V_o/R_L = \eta V_{1M}/R_L$

$$\frac{\eta V_{1M}}{R_L} = \frac{(1 - \eta) V_{1M}}{2 R_{e q}}$$

ce qui donne un rendement  $\eta = 1/(1 + 2 R_{e q}/R_L)$  (A1)

Le rendement d'un redresseur alimenté par une tension d'entrée triangulaire se déduit de la figure 18b, où :

$$t/0,5 T = (V_{1M} - V_o)/V_{1M}$$

$$\text{donc : } t/T = \frac{(V_{1M} - V_o)}{2 V_{1M}} = \frac{1 - \eta}{2}$$

Puisque :  $0,5 I_{DM} t = I_{D moy} T$

et  $I_{D moy} = \gamma_i V_{1M}/R_L$ ,

nous pouvons écrire :

$$I_{DM} = \frac{(1 - \gamma_i) V_{1M}}{R_{eq}}$$

d'où :

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - \gamma_i) V_{1M}}{R_{eq}} = \frac{1 - \gamma_i}{2} = \frac{\gamma_i V_{1M}}{R_L}$$

ce qui donne :

$$\frac{(1 - \gamma_i)^2}{\gamma_i} = \frac{4 R_{eq}}{R_L}$$

et, finalement :

$$\gamma_i = 1 - \frac{2 R_{eq}}{R_L} \left( \sqrt{1 + \frac{R_L}{R_{eq}}} - 1 \right) \quad (A2)$$

Pour illustrer l'influence du facteur de forme  $F_p$  sur le rendement, nous représentons  $\gamma_i$  sur un graphique (fig. 19) en fonction de  $F_p$ , pour différentes valeurs du rapport  $R_{eq}/R_L$ . Pour les applications pratiques, il est de la plus haute importance de connaître l'influence du facteur de forme sur la tension continue de sortie, pour une valeur efficace donnée de la tension d'alimentation, plutôt que pour une valeur de crête donnée. Etant donné que :

$$\gamma_i = V_o/V_{1M} = V_o/F_p \cdot V_{1eff}$$

L'éq. (A1) peut s'écrire également :

$$V_o/V_{1eff} = F_p / (1 + 2 R_{eq}/R_L) \quad (A3)$$

et l'équation (A2) :

$$V_o/V_{1eff} \approx F_p - 2 F_p \frac{R_{eq}}{R_L} \cdot \left( \sqrt{1 + \frac{R_L}{R_{eq}}} - 1 \right) \quad (A4)$$

A la figure 20, les fonctions  $V_o/V_{1eff} = f(R_{eq}/R_L)$  sont tracées pour des tensions d'entrée carrées ( $F_p = 1$ ) et pour des ten-

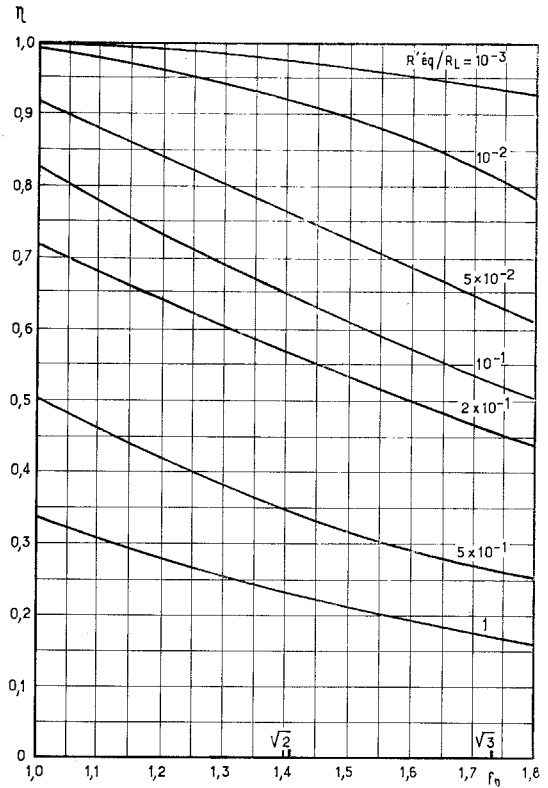


Fig. 19. - Rendement en fonction du facteur de forme  $F_p$  pour diverses valeurs de  $R_{eq}/R_L$  (on suppose  $\omega R_L C$  infini).

sions d'entrée triangulaires ( $F_p = \sqrt{3}$ ). Pour la comparaison, la courbe pour des tensions d'entrée sinusoïdales ( $F_p = \sqrt{2}$ ), déduite du graphique de la figure 7a, est également représentée.

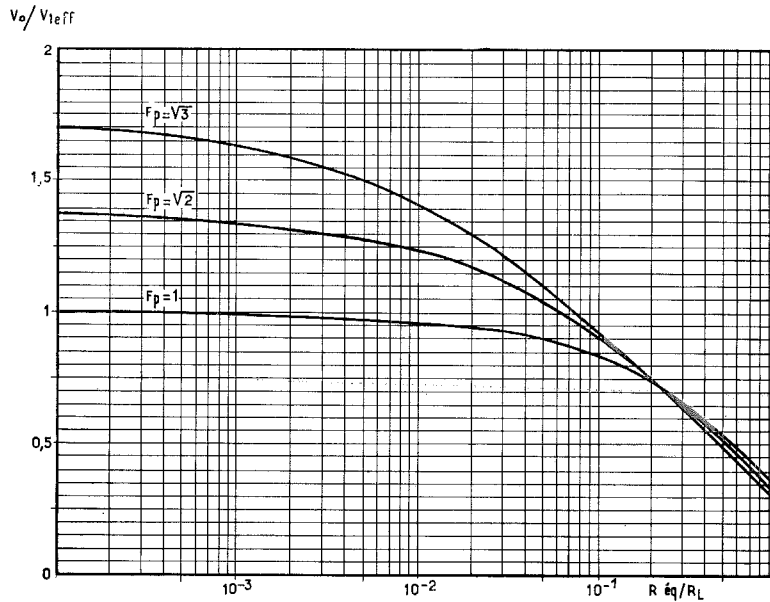


Fig. 20. - Rapport  $V_o/V_{1eff}$  en fonction du rapport  $R_{eq}/R_L$  pour différentes valeurs du facteur de forme  $F_p$  (on suppose  $\omega R_L C$  infini).

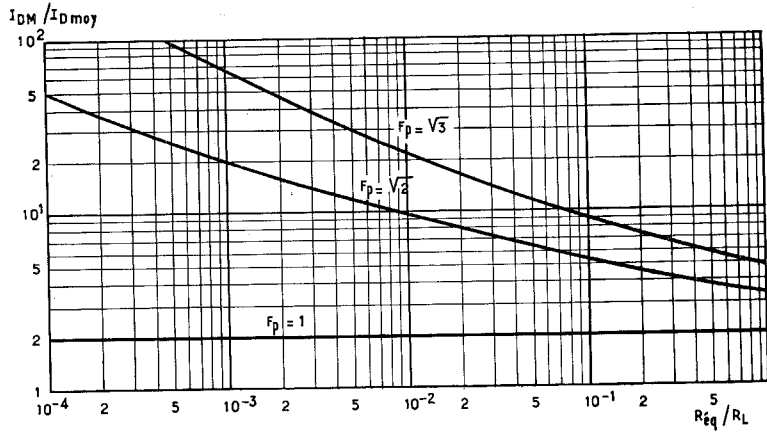


Fig. 21. - Rapport du courant de crête  $I_{DM}$  et du courant moyen  $I_{DMoy}$  de la diode, en fonction du rapport  $R_{eq}/R_L$ , pour diverses valeurs de  $F_p$  ( $\omega R_L C$  est supposé infini).

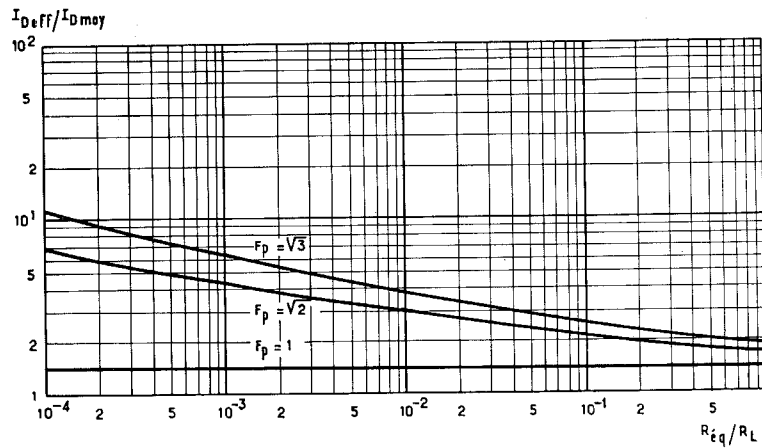


Fig. 22. - Rapport du courant efficace  $I_{Deff}$  et du courant moyen  $I_{DMoy}$  de la diode, en fonction du rapport  $R_{eq}/R_L$ , pour diverses valeurs du facteur de forme  $F_p$  ( $\omega R_L C$  est supposé infini).

### Rapport $I_{DM}/I_{DMoy}$

Le courant de diode (valeur de crête) est donné par la formule générale :

$$I_{DM} = \frac{F_p V_{1eff}}{R_{eq}} (1 - \gamma_1)$$

et le courant moyen de la diode par :

$$I_{DMoy} = \frac{\gamma_1 F_p V_{1eff}}{R_L}$$

ce qui donne :

$$\frac{I_{DM}}{I_{DMoy}} = \frac{F_p V_{1eff} (1 - \gamma_1) R_L}{\gamma_1 F_p V_{1eff} R_{eq}}$$

ou

$$\frac{I_{DM}}{I_{DMoy}} = \frac{1 - \gamma_1}{\gamma_1} \cdot \frac{R_L}{R_{eq}}$$

Pour une tension d'entrée carrée ( $F_p = 1$ ), le rapport  $I_{DM}/I_{DMoy}$ , ainsi trouvé est de 2 (ligne droite de la figure 21), indépendant du rapport  $R_L/R_{eq}$  ce qui est évident.

La courbe supérieure est applicable à une onde de tension d'entrée triangulaire ( $F_p = \sqrt{3}$ ). Pour les comparaisons, la courbe correspondante pour une tension d'entrée sinusoïdale ( $F_p = \sqrt{2}$ ), déduite de la figure 8, a aussi été portée sur le graphique.

### Rapport $I_{Deff}/I_{DMoy}$

Comme dans le cas du rapport  $I_{DM}/I_{DMoy}$ , le rapport  $I_{Deff}/I_{DMoy}$  est indépendant du rapport  $R_{eq}/R_L$  si une onde de tension carrée est appliquée. D'après la figure 18a,  $I_{Deff}/I_{DMoy} = \sqrt{2}$  (ligne droite de la fig. 22).

Le rapport  $I_{Deff}/I_{DMoy}$  pour une tension d'entrée triangulaire peut se déduire facilement de l'expression de  $I_{DM}/I_{DMoy}$  donnée dans le paragraphe précédent :

$$I_{DM}/I_{DMoy} = [(1 - \gamma_1)/\gamma_1] (R_L/R_{eq})$$

D'après la figure 18b :

$$I_{Deff} = I_{DM} \sqrt{t/3T}$$

ou, comme  $t/T = (1 - \gamma_1)/2$ , pour une onde triangulaire :

$$I_{Deff} = I_{DM} \sqrt{\frac{1 - \gamma_1}{6}}$$

D'où :

$$\begin{aligned} I_{Deff}/I_{DMoy} &= \\ &= \frac{1 - \gamma_1}{\gamma_1} \sqrt{\frac{1 - \gamma_1}{6}} \cdot \frac{R_L}{R_{eq}} = \sqrt{\frac{1}{6} \frac{(1 - \gamma_1)^3}{\gamma_1^2}} \cdot \frac{R_L}{R_{eq}} \end{aligned}$$

Cette expression est représentée par la courbe supérieure de la figure 22 ( $F_p = \sqrt{3}$ ). Pour faciliter la comparaison, la courbe correspondante pour une tension d'entrée sinusoïdale ( $F_p = \sqrt{2}$ ), déduite du graphique de la figure 9, est aussi représentée sur le graphique actuel.

#### Courant transitoire

Le courant accidentel maximal qui peut se présenter à la mise en service est donné par l'expression générale :

$$I_{s0M} = V_{1eff} \cdot F_p / R_{eq}$$

Il est donc directement proportionnel au facteur de forme de la tension alternative d'entrée.

#### Conclusions

D'après les commentaires ci-dessus, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

a) La tension maximale inverse et le courant temporaire pendant la mise en service croissent proportionnellement au facteur de forme,

b) Le courant de crête de la diode et la valeur efficace du courant de la diode augmentent de façon appréciable avec le facteur de forme (voir les fig. 21 et 22).

c) Le rapport  $V_o/V_{1eff}$  et la tension continue de sortie augmentent très fortement avec le facteur de forme (voir la fig. 20). Dans certaines régions de distribution d'électricité, une tension de sortie trop élevée peut donc être attribuée à une onde de secteur comportant des crêtes prononcées (l'onde présente alors un facteur de forme très supérieur à  $F_p = \sqrt{2}$ ).



---

La majeure partie des données de la présente étude provient des travaux de MM. J. F. van Dam, A. L. Esteling, A. M. H. Schellekens, A. P. Tanis, etc...

Les informations et schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets. La reproduction est autorisée moyennant l'indication complète de la source : Bulletin "Informations Techniques" de la Radiotechnique.

---

**LA RADIOTECHNIQUE — DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES ET SEMICONDUCTEURS**  
130, avenue Ledru-Rollin - PARIS XI\* - Téléph. : VOLtaire 18-50 - Adr. Télégr. : TUBELEC - PARIS  
USINES ET LABORATOIRES : SURESNES, CHARTRES, DREUX ET CAEN