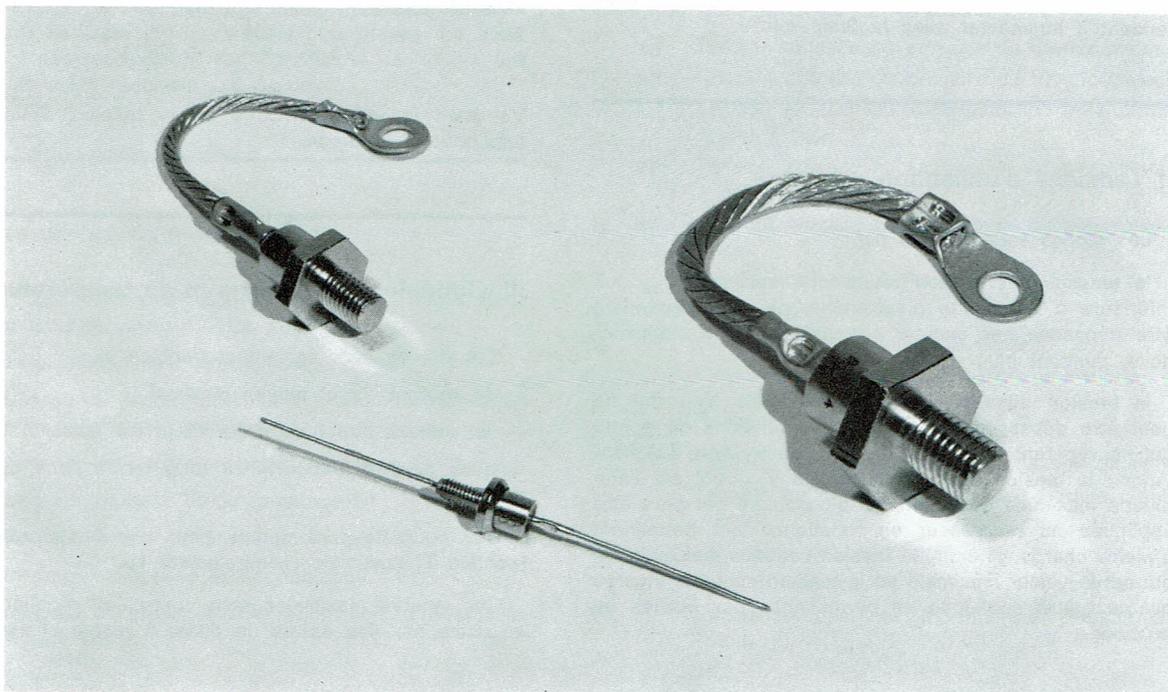




REDRESSEURS AU SILICIUM

En plus des avantages évidents de leur poids et de leurs dimensions réduits, les diodes au silicium se sont révélées particulièrement intéressantes par leur rendement élevé, leur durée de vie exceptionnelle dans les montages redresseurs et par le fait qu'elles ne nécessitent pratiquement aucun entretien.

En contrepartie, les diodes au silicium ne tolèrent qu'une faible surcharge en courant et sont sensibles aux surtensions, même de très courte durée. Il est donc nécessaire de choisir très soigneusement les redresseurs pour une application donnée en tenant compte aussi bien de la tension et du courant de service que des surtensions et des surintensités qui peuvent survenir occasionnellement.



I Caractéristiques

La figure 1 donne la caractéristique typique courant-tension d'une diode au silicium. Le courant continu direct I_F , initialement très petit, augmente rapidement lorsque la chute de tension directe atteint le seuil V_{F1} , normalement compris entre 0,5 et 1 V, à partir duquel la diode se comporte comme un élément de faible résistance interne (quelques centièmes d'ohm). En sens inverse, la diode présente une résistance très élevée, si bien que le courant inverse I_R reste limité à quelques micro ou milliampères. Au delà d'une certaine tension, dite tension d'avalanche, le courant inverse augmente rapidement, conduisant à la destruction de la diode. La tension d'avalanche peut varier de quelques centaines à quelques milliers de volts.

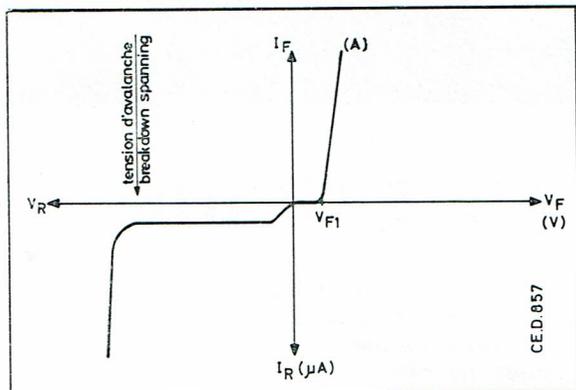


Fig. 1 Caractéristique typique courant-tension d'une diode au silicium.

Une augmentation de la température a pour effet de diminuer la tension de seuil directe V_{F1} , mais aussi d'augmenter le courant de fuite inverse I_R .

Ce dernier effet étant prédominant, les pertes totales tendent à augmenter avec la température.

II Tensions d'utilisation

Les diodes sont définies par :

la **tension inverse non récurrente maximale** V_{RS} qui, inférieure à la tension d'avalanche, ne peut cependant être dépassée par aucune surtension, même occasionnelle, pendant plus de 10 msec ;

la **tension inverse récurrente maximale** V_{RR} qui ne peut être dépassée par aucune des tensions de pointe qui se répètent à chaque cycle de la tension d'alimentation ; la **tension de crête maximale** V_{RW} qui est l'amplitude maximale de la tension sinusoïdale qui peut être appliquée au redresseur en fonctionnement permanent à pleine charge, et enfin, la **tension continue maximale** V_R qui est la valeur maximale de la tension continue inverse qui peut être appliquée en permanence aux bornes de la diode.

Toutes les diodes de puissance au silicium MBE sont essayées en usine sous la pleine tension inverse récurrente maximale V_{RR} .

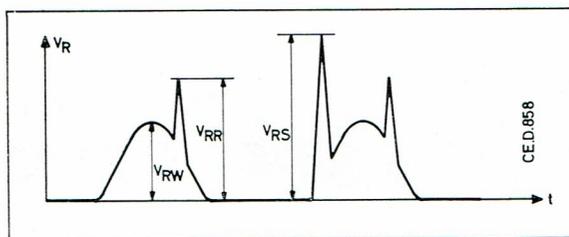


Fig. 2 Tensions inverses admissibles aux bornes d'une diode.

Or cette tension vaut généralement le double de la tension de crête recommandée pour l'utilisation. Ainsi, les diodes fonctionneront avec un coefficient de sécurité égal à deux : cela signifie, par exemple, qu'une diode de puissance telle que la BYX 13/1200, qui a été éprouvée en usine sous 1200 V, ne doit pas être soumise à plus de 600 V (425 Veff) en régime sinusoïdal, laissant une marge de sécurité de 600 V encore pour les surtensions occasionnelles en provenance du réseau électrique.

L'expérience montre que cette marge de sécurité est suffisante pour l'application dans nos réseaux de distribution.

Exemple

— La diode BYX 13/800 est définie par les **tensions inverses** qu'elle peut supporter :

- tension inverse non récurrente V_{RS} : 800 V
- tension inverse récurrente V_{RR} : 800 V
- tension de crête V_{RW} : 400 V

En conséquence cette diode peut être utilisée en toute sécurité jusque :

$$V_a = \frac{400 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 280 \text{ V}$$

V_a étant la valeur efficace de la tension sinusoïdale appliquée à la diode.

III Conditions de charge et de température

Ces diodes sont également définies par

- le **courant direct moyen maximal** I_F
- le **courant direct de crête récurrent maximal** I_{FR}

qu'elles peuvent supporter à long terme sans détérioration.

Ces courants sont définis pour une **température de jonction** T_J maximale (généralement 150° C).

Ces valeurs maximales sont contrôlées régulièrement en usine par des essais de durée à pleine charge. On

reproduit les conditions les plus sévères en faisant alterner une période de fonctionnement à pleine charge et une période de repos de façon à introduire un fort coefficient de **fatigue thermique**.

La **chute de tension directe** V_F est la principale cause de l'échauffement des diodes. Pour maintenir la température de jonction T_j en dessous de la valeur maximale autorisée, il est nécessaire de compenser les pertes par un système de refroidissement approprié.

Le courant direct moyen doit être réduit lorsqu'on ne dispose pas d'un refroidisseur suffisant.

Exemple

La diode BYX 13/800 accepte un courant moyen redressé de 20 A lorsqu'elle est associée à un radiateur de $1,7^\circ\text{C/Watt}$ dans l'air immobile à 50°C .

Montée sur le radiateur standard n° 56236 ($2^\circ8\text{C/W}$), elle peut ne pas être utilisée au delà de 15 A dans les mêmes conditions ambiantes.

LES DIFFERENTS TYPES DE CHARGES

Les diodes au silicium sont largement utilisées pour l'alimentation de contacteurs, d'électro-aimants ou d'inducteurs de machines électriques. Ce sont là des **charges fortement inductives**, qui tendent à maintenir un courant de débit constant. Le débit maximal des redresseurs est limité dans ce cas par le courant direct moyen I_F max. des diodes.

Mais les applications les plus répandues sont celles des redresseurs pour l'alimentation de moteurs électriques, de cellules d'électrolyse, de batteries d'accumulateurs, qui sont des **charges avec force contre-électromotrice**.

Le courant de charge ne peut plus s'établir que pendant les intervalles du temps où la tension redressée est supérieure à la force contre-électromotrice.

Il en résulte une réduction du temps de passage du courant de sorte que, pour une même intensité moyenne, la valeur de crête du courant est plus élevée. Le débit maximal des redresseurs est alors limité par le courant direct de crête récurrent I_{FR} maximal.

IV Les différents montages

Les caractéristiques des différents montages sont réunies dans le tableau 1. Ce sont dans l'ordre :

- redresseur à simple alternance (montage E)
- redresseur à double alternance avec transformateur à prise médiane (montage M)
- redresseur en pont monophasé (montage B)
- redresseur triphasé étoile (montage S)
- redresseur en pont triphasé (montage DB)
- redresseur hexaphasé étoile (montage DS)
- redresseur en étoile double avec self d'interphase (montage DSS).

Le montage optimal peut être choisi en fonction :

de la **tension de sortie** :

les montages E, M, DS et DSS sont mieux adaptés aux basses tensions ; les montages en pont B et DB sont des doubleurs de tension

du pourcentage et de la fréquence de l'ondulation résiduelle :

- 121 % à la fréquence f du réseau (montage E)
- 48,5 % à la fréquence $2f$ (montages M et B)
- 18,7 % à la fréquence $3f$ (montage S)
- 4,2 % à la fréquence $6f$ (montages DB, DS et DSS)

de l'utilisation du transformateur

Les montages en pont B et DB donnent la meilleure utilisation du transformateur. Pour une même puissance de sortie, la puissance installée des transformateurs est plus importante pour les autres montages. Les montages E, B et DB peuvent être alimentés directement sans transformateur.

de la commodité du montage

Les diodes des montages E, M, S, DS et DSS peuvent être réunies sur un seul refroidisseur. Les montages en pont B et DB n'exigent que deux refroidisseurs isolés lorsqu'on dispose de diodes complémentaires.

V Calcul des redresseurs

A — Charges résistives ou inductives

Le tableau 1 réunit les coefficients numériques pour le calcul des redresseurs débitant sur des charges résistives ou inductives. On a posé :

- V_1 eff. Tension efficace au primaire du transformateur
- I_1 eff. Courant efficace au primaire du transformateur
- V_{20} eff. Tension efficace au secondaire du transformateur à vide
- V_2 eff. Tension efficace au secondaire du transformateur en charge
- I_2 eff. Courant efficace au secondaire du transformateur
- V_o Tension continue moyenne redressée
- I_o Courant continu moyen redressé
- I_F eff. Courant efficace dans une diode
- I_{FR} Courant de crête récurrent dans une diode
- I_F ou I_{FAV} Courant moyen dans une diode
- I_{FS} Courant de crête accidentel dans une diode
- V_{RW} Tension de crête récurrente aux bornes d'une diode
- f_r Fréquence de l'ondulation résiduelle
- V_r eff. Tension efficace de l'ondulation résiduelle
- W_1 Puissance apparente au primaire du transformateur

W_2	Puissance apparente au secondaire du transformateur
n	Nombre de diodes du redresseur qui sont parcourues par la même intensité
V_F	Chute de tension directe dans une diode
W_J	Pertes Joule dans le cuivre du transformateur à pleine charge
k	Rapport $\frac{V_{20 \text{ eff}}}{V_2 \text{ eff}}$ des tensions efficaces à vide et en charge au secondaire du transformateur
	$k = 1 + \frac{n V_F}{V_0} + \frac{W_J}{V_0 I_0}$

Exemple 1

On demande quel peut être le courant maximal redressé par une diode BYY 75/76 dans un montage redresseur hexaphasé étoilé (DS), avec charge résistive.

Le courant de crête récurrent maximal de la diode BYY 75/76 vaut :

$$I_{FR} = 200 \text{ A}$$

Dans le montage DS (voir figure 13)

$$I_{FR} = 1,05 I_0$$

dont on déduit $I_0 = 191 \text{ A}$

Et le courant moyen par diode

$$I_{FAV} = \frac{191}{6} = 32 \text{ A}$$

On doit en effet considérer que chaque diode peut être soumise séparément au courant de pointe maximal, mais que le courant moyen se répartit entre les 6 diodes.

Exemple 2

On désire calculer un redresseur en pont (montage B) pour 30 A, destiné à l'alimentation d'un électro-aimant sous 110 V (charge fortement inductive).

On dispose d'un réseau monophasé.

Pour 110 V à la sortie du redresseur, la tension de crête récurrente sur chaque diode vaut :

$$\begin{aligned} V_{RW} &= 1,57 \cdot V_0 \\ &= 1,57 \cdot 110 \text{ v} \\ &= 173 \text{ v} \end{aligned}$$

Des diodes prévues pour une tension de crête récurrente de 200 V peuvent donc convenir pour cette application.

Le courant maximal récurrent vaut, pour le montage B,

$$\begin{aligned} I_{FR} &= 1,57 I_0 \\ &= 47,1 \text{ A (tableau n° 1)} \end{aligned}$$

Le courant moyen par diode vaut :

$$\frac{I_0}{2} = 15 \text{ A}$$

On adopte donc un modèle dont le courant est immédiatement supérieur, soit 20 A.

Pour ces diodes $I_{FR} \text{ max} = 100 \text{ A}$.

Le courant consommé au secondaire du transformateur vaut :

$$\begin{aligned} I_2 \text{ eff} &= 1,11 I_0 \\ &= 33,3 \text{ A} \end{aligned}$$

La tension au secondaire vaut :

$$\begin{aligned} V_2 \text{ eff} &= 1,11 V_0 \\ &= 122,1 \text{ V eff.} \end{aligned}$$

Suivant leur polarité (anode ou cathode du boîtier) les diodes portent les numéros de type

BYX 13/400 ou BYX 13/400 R

B — Charges avec force contre-électromotrice

Dans ce cas bien précis, on ne peut se baser sur les chiffres au tableau I. Un redresseur débitant sur une charge avec force contre-électromotrice (comme par exemple un filtre avec forte capacité en tête ou une batterie d'accumulateurs) doit comporter obligatoirement une impédance série qui limite le courant de crête dans les diodes.

Pour les redresseurs de forte puissance, cette impédance sera de préférence une bobine d'inductance, comme représenté à la fig. 3 (a) et (b), dans le cas d'un redresseur à simple alternance (montage E).

1. Redresseur une alternance

Le courant instantané dans l'un et l'autre circuit secondaire se déduit de l'équation :

$$L \frac{di}{dt} = \sqrt{2} V_a \sin \omega t - V_B \quad (1)$$

d'où

$$i = \frac{1}{\omega L} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} (\sqrt{2} V_a \sin \omega t - V_B) d \omega t$$

ou encore

$$i = \frac{\sqrt{2} V_a}{\omega L} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} (\sin \omega t - a) d \omega t$$

en posant

$$a = \frac{V_B}{\sqrt{2} V_a} \quad (2)$$

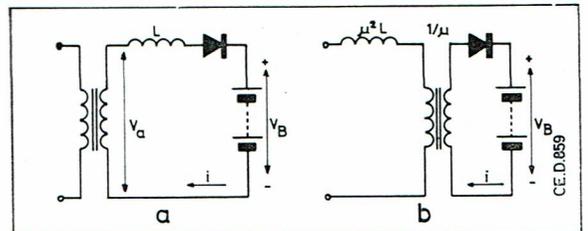


Fig. 3 Redresseur à une alternance pour charge de batterie avec limitation du courant de charge par une bobine d'inductance

on en déduit l'expression du courant

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot V_a}{\omega L} [\cos \omega t_1 - \cos \omega t - a (\omega t - \omega t_1)] \quad (3)$$

ou encore

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot V_a}{\omega L} [\sqrt{1 - a^2} (1 - \cos \tau) + a \sin \tau - a \tau] \quad (4)$$

en posant

$$\tau = \omega t - \omega t_1$$

On a représenté fig. 4 (a) la tension d'alimentation :

$$\sqrt{2} \cdot V_a \sin \omega t$$

et celle de la batterie V_B . Pendant la période de conduction de la diode, la différence V_L entre ces deux tensions vient se reporter sur l'inductance L (fig. 4b).

Le courant i se déduit par intégration de la courbe V_L (fig. 4c) : il atteint son intensité de crête à l'instant t_3 où la tension devient nulle aux bornes de l'inductance. L'angle ωt_3 s'obtient en annulant l'équation (1) :

$$\omega_3 = \pi - \sin^{-1} a$$

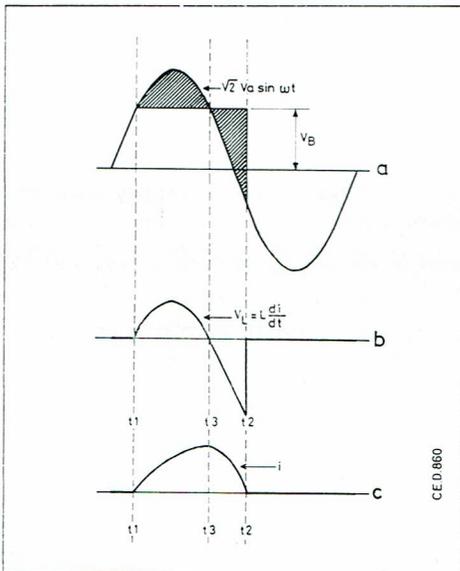


Fig. 4

L'instant t_3 est celui où précisément le courant s'annulerait si l'impédance de limitation était une pure résistance. On en déduit que l'inductance a pour effet favorable de prolonger sensiblement le temps de conduction de la diode.

La conduction de la diode débute à l'instant t_1 où la tension d'alimentation devient égale à celle de la batterie :

$$\sin \omega t_1 = \frac{V_B}{\sqrt{2} \cdot V_a} = a$$

L'angle de conduction :

$$\gamma = (\omega t_2 - \omega t_1)$$

se calcule en annulant l'expression du courant (4), on obtient ainsi la fonction de a représentée fig. 5.

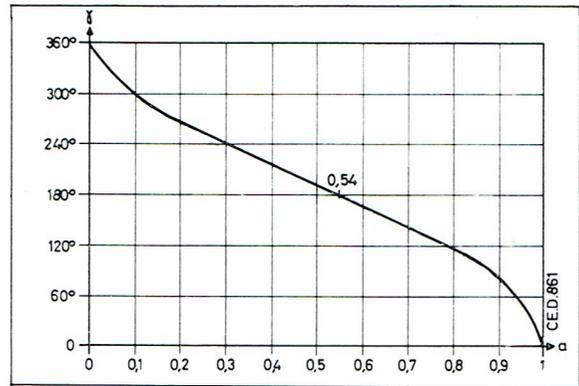


Fig. 5 Angle de conduction γ en fonction de a

S'il n'y avait pas de force contre-électromotrice ($a = 0$), le courant moyen redressé par la diode vaudrait :

$$I_F = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sqrt{2} \cdot V_a}{\omega L} (1 - \cos \tau) d\tau = \frac{\sqrt{2} \cdot V_a}{\omega L}$$

En présence d'une force contre-électromotrice ($0 < a < 1$) le courant moyen redressé est évidemment moins élevé, et devient :

$$I_F = \frac{\sqrt{2} \cdot V_a}{\omega L} \cdot M \quad (0 < M < 1) \quad (6)$$

Le facteur M qui intervient dans cette expression ne dépend que de a ; la relation entre ces deux grandeurs est représentée graphiquement fig. 6 ; la courbe M, M' correspond à l'échelle réduite.

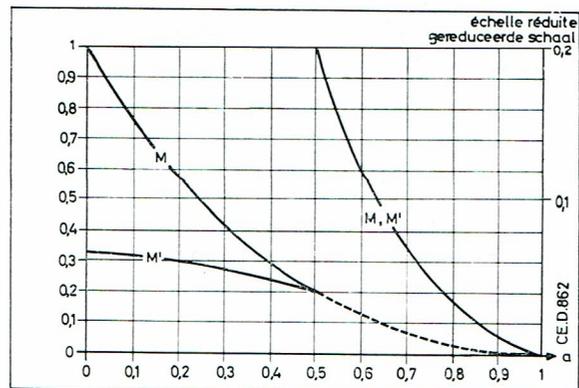


Fig. 6

L'intensité efficace du courant redressé est liée à celle du courant moyen par l'expression :

$$I_F \text{ eff.} = f \cdot I_F \quad (7)$$

dans laquelle f est le facteur de forme du courant, variable en fonction de a comme représenté fig. 7.

Enfin, l'intensité de crête du courant se déduit de la relation

$$I_{FR} = fp \cdot I_F \quad (8)$$

dans laquelle fp est le facteur de crête du courant également représenté fig. 7 en fonction de a .

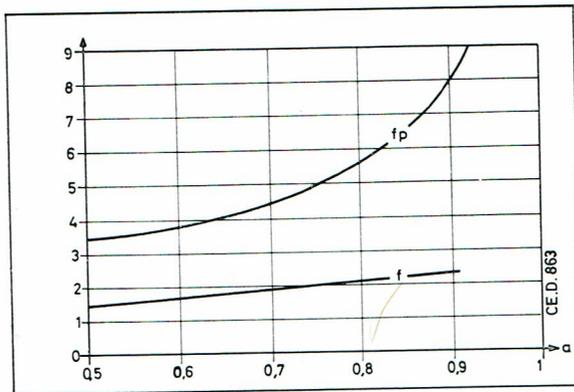


Fig. 7 Facteur de forme f et facteur de crête fp du courant redressé par le circuit de la fig. 3

2. Redresseur deux alternances

La figure 8 donne le schéma d'un redresseur à deux alternances (montage M). Une bobine d'inductance unique a a été placée en série avec le primaire du transformateur, de façon à limiter l'amplitude des deux alternances du courant de charge.

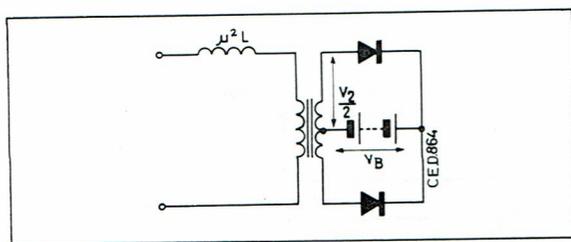


Fig. 8 Redresseur à deux alternances pour charge de batterie avec limitation du courant par une bobine d'inductance

On définit, comme plus haut, le rapport

$$a = \frac{2 \cdot V_B}{\sqrt{2} \cdot V_2}$$

des tensions continue et alternative. Lorsque $a > 0,54$, l'angle de conduction des diodes est inférieur à 180° (fig. 5) et le courant de charge est discontinu. Le cou-

rant s'établit deux fois par cycle à l'instant, comme plus haut, où la tension alternative atteint celle de la batterie, et la figure 5 est encore valable.

Les intensités moyenne, efficace et de crête dans chaque diode sont données par les équations correspondantes (6), (7) et (8) du redresseur à simple alternance.

Lorsque $a = 0,54$ chaque diode conduit pendant 180° et il n'y a donc plus de période intermédiaire de non-conduction.

Lorsque $a < 0,54$ les diodes continuent à conduire chacune la moitié du temps ; l'angle de conduction pour chacune d'elles reste constant et égal à 180° quelle que soit la valeur de a . L'instant t_1 où une diode commence à conduire se calcule en annulant l'expression du courant (3) à l'instant

$$\omega t = (\omega t_1 + \pi)$$

On en déduit :

$$\cos \omega t_1 = \frac{\pi}{2}$$

et l'expression du courant moyen, par diode

$$I_F = \frac{\sqrt{2} \cdot V_2}{2 \cdot \omega L} \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{4 - a^2 \pi^2}$$

ou encore

$$I_F = \frac{\sqrt{2} \cdot V_2}{2 \cdot \omega L} \cdot M'$$

où M' est la fonction de a représentée fig. 6.

En résumé on constate que les redresseurs à simple et à double alternance des fig. 3 et 8 ont un comportement identique lorsque $a > 0,54$.

Le redresseur à double alternance est plus avantageux lorsque $a < 0,54$.

En particulier le courant de court-circuit est **trois fois** moins élevé.

Les considérations qui viennent d'être développées à propos du redresseur à double alternance (montage M) sont applicables au redresseur en pont monophasé (montage B), débitant sur force contre-électromotrice avec inductance limitative du courant. L'intensité moyenne du courant redressé par diode est également donnée dans ce cas par la relation (9).

Des montages polyphasés peuvent être construits en multipliant les montages élémentaires à une ou deux alternances, autant de fois qu'il y a de phases. Les montages de la fig. 9 sont construits de cette façon : pour le calcul du courant redressé on appliquera suivant le cas l'une ou l'autre des formules (6) ou (9).

TENSION INVERSE AUX BORNES DE LA DIODE

Dans le cas d'un redresseur débitant sur une charge fournissant une force contre-électromotrice (batterie, filtre capacitif, induit de moteur à courant continu), la tension aux bornes de la cellule redresseuse vaut la somme de la force contre-électromotrice et de la valeur de crête de la tension alternative V_a à laquelle peut être soumise une diode, soit $\sqrt{2} \cdot V_a + V_B$.

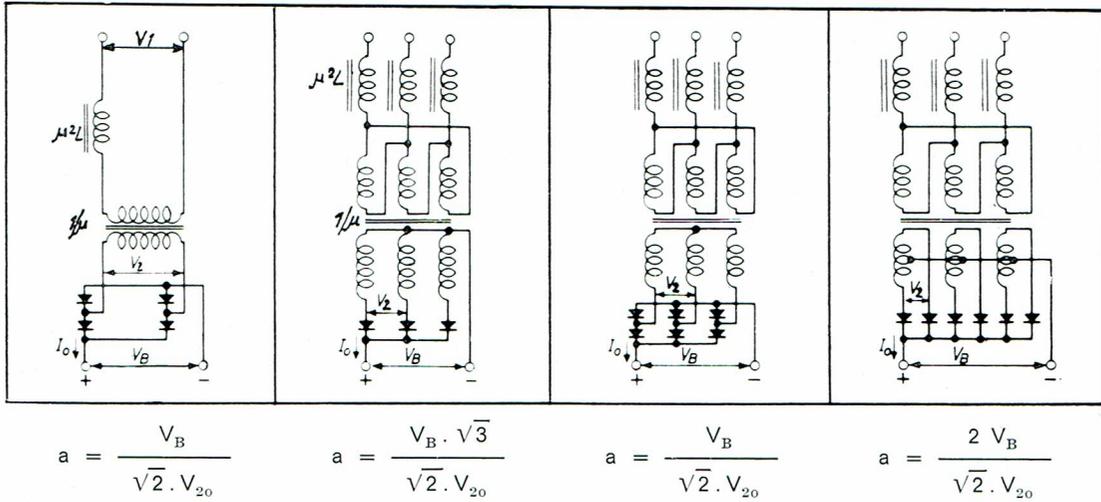


Fig. 9

En pratique, on adopte le double de cette valeur de crête, soit $2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_a$.

Cette valeur sert de base au calcul et ne comprend, bien entendu, pas les coefficients de sécurité qui devront encore éventuellement intervenir.

VI Protection des redresseurs contre les surcharges

Comme toute installation électrique, un redresseur au silicium doit être obligatoirement protégé contre les surcharges accidentelles et les courts-circuits. Comme les semiconducteurs supportent assez mal les régimes de surcharge, le problème de leur protection prend donc une importance prépondérante.

Un surcourant dans une diode produit naturellement un échauffement anormal de la jonction passante. Cette situation conduirait rapidement à la destruction de l'élément si un coupe-circuit n'intervenait à temps pour interrompre la conduction. Le problème de la protection contre les surintensités sera donc résolu par une distribution judicieuse des coupe-circuits et un réglage précis de leur temporisation.

1. Courbes de surcharges transitoires

On trouve dans les données techniques relatives aux diodes les courbes de surcharges transitoires qui représentent en fonction de leur durée, les intensités maximales des courants de crête admissibles en cas de défaut. Ces courbes sont établies pour une protection efficace des éléments en cause lorsqu'ils sont déjà portés à une température proche du maximum autorisé, avant que le défaut ne survienne. Il est clair que sous l'influence des courants anormaux, la température des jonctions sera portée momentanément à une valeur plus élevée que celle normalement prévue pour un fonctionnement continu.

Aussi bien, l'apparition éventuelle de ces courants anormaux doit rester un phénomène accidentel, susceptible de se produire une centaine de fois tout au plus dans la vie d'une installation. Les courbes de surcharge ne peuvent donc pas être utilisées lorsqu'on prévoit régulièrement un appel de courant important de courte durée, mais pouvant se répéter souvent, comme c'est le cas par exemple pour l'alimentation d'un moteur électrique pendant les périodes de démarrage.

La fig. 10 reproduit la courbe de surcharges transitoires d'une diode BYZ 14 ou BYZ 15 prévue pour un courant redressé maximum de 40 A sous une tension de crête récurrente de 200 V. Il s'agit là de la transcription directe du résultat de l'essai de la diode utilisée en redresseur à simple alternance (montage E) que l'on fait débiter sur une charge progressivement croissante de façon à simuler le défaut.

L'essai est réalisé en courant alternatif, on contrôle ainsi la tenue de la diode soumise alternativement au plein courant de surcharge, puis à la pleine tension nominale.

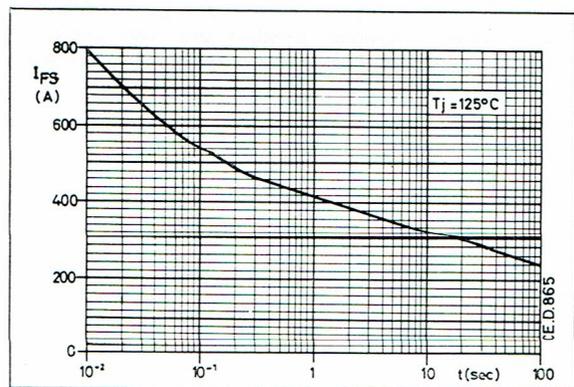


Fig. 10 Courant de crête non récurrent maximal admissible en fonction de la durée dans une diode BYZ 14 ou BYZ 15

Les courbes de surcharges transitoires sont données jusqu'au centième de seconde ; quand la durée d'application de la surintensité devient plus brève encore, on admet que l'énergie dissipée dans la jonction n'est plus évacuée et ne peut donc plus être compensée que par un échauffement local proportionnel. Les caractéristiques montrent aussi que, sous l'effet des courants intenses, la chute de tension aux bornes de la jonction tend à augmenter. Pour se prémunir contre cet effet, on calcule l'échauffement comme si la diode se comportait en résistance ohmique. Il en résulte que l'effet thermique dans une diode devient sensiblement proportionnel à l'intégrale

$$\int_0^{\tau} i^2 dt \quad \text{lorsque } \tau \leq 0,01 \text{ sec.}$$

quelle que soit la forme de l'onde de courant i .

On peut alors définir le courant constant I qui, appliqué pendant le même temps τ , provoque le même échauffement de la diode.

On convient d'appeler ce courant I : le **courant virtuel** de surcharge.

On déduit de ce qui précède que le courant virtuel de surcharge maximal acceptable dans une diode varie comme l'inverse de $\sqrt{\tau}$.

Exemple

La diode BYZ 14 dont la jonction est portée à 125° C accepte en régime sinusoïdal à 50 Hz l'application occasionnelle d'une crête de courant jusque 800 A.

Ce qui correspond à 565 A efficaces.

La contrainte $I^2 t$ maximale acceptable par une diode BYZ 14 vaut donc :

$$I^2 t = \int_0^{0,01 \text{ sec}} (800 \text{ A})^2 \sin^2 (2\pi \cdot 50 \cdot t) \cdot dt \\ = 2550 \text{ A}^2 \text{ sec.}$$

Inversement, une diode tolérant une contrainte maximale de 2550 A² sec. supporte des pointes à 50 Hz. correspondant à un courant moyen de

$$\frac{2550}{\sqrt{0,01}} = 255 \text{ A}$$

Cette valeur moyenne, pendant une demi-alternance à 50 Hz, correspond à un courant sinusoïdal maximal de

$$255 \times 3,14 = 800 \text{ A}$$

et à un courant efficace de

$$\frac{800}{\sqrt{2}} = 565 \text{ A eff.}$$

Pour une fréquence de 100 Hz, la durée d'une demi-alternance devient 0,005 sec.

Le courant moyen devient :

$$\frac{2550}{\sqrt{0,005}} = 361 \text{ A}$$

Le courant maximal sinusoïdal :

$$361 \times 3,14 = 1130 \text{ A}$$

Et le courant efficace :

$$\frac{1130}{\sqrt{2}} = 803 \text{ A}$$

2. Dispositifs de protection des diodes contre les surintensités

Les éléments de protection des redresseurs au silicium peuvent être :

- des impédances en série ;
- des coupe-circuit qui interrompent les courants de défaut avant que les diodes soient endommagées ;
- des fusibles spéciaux ultra-rapides.

Le comportement d'une diode BYZ 14 en cas de surcharge est représenté à la fig. 10 qui donne la valeur maximale d'une impulsion erratique en fonction de sa durée.

On voit que, pour une crête de 700 A environ, soit près de 3 fois la pointe admise en régime récurrent $I_{FR} = 250 \text{ A}$ le coupe-circuit doit interrompre le courant de défaut en moins de 20 msec.

— Avec des temps de réponse de 30 à 40 msec, les disjoncteurs classiques ne suffisent pas, sauf précautions spéciales, pour assurer la protection intégrale des redresseurs au silicium.

Il faut en général leur adjoindre des résistances ou des inductances en série, de façon à limiter les courants de défaut.

Malheureusement, l'insertion d'inductances risque d'augmenter la durée de l'arc à éteindre aux bornes du contact.

Rappelons en effet que le temps de réponse d'un disjoncteur comporte : le temps d'enclenchement du relais d'intensité, celui requis pour séparer les contacts et celui nécessaire pour assurer l'extinction de l'arc.

On peut s'affranchir d'une partie du premier retard en pilotant le disjoncteur par un relais électronique rapide, du type Norbit ou à blocs circuits.

En profitant de ce relais pour guider l'ouverture des contacts en période de non-conduction, on évite de plus la formation d'un arc : le disjoncteur peut alors être plus léger et d'autant plus rapide.

— L'emploi de fusibles ultra-rapides peut également donner de bons résultats.

Le temps de réponse de ces fusibles varie suivant le type et l'intensité nominale.

On peut espérer un temps de réponse de 10 msec pour un courant valant 10 fois le courant nominal.

Ce temps comprend le temps de fusion du fusible (environ 1 msec) et le temps d'extinction de l'arc (environ 10 msec).

Il est préférable de se référer aux données fournies par le constructeur des fusibles, et de procéder à des essais au moyen d'échantillons, afin de fixer avec précision la durée d'extinction de l'arc, en fonction de la self-induction du circuit.

TABLEAU N° 1

Montage	E	M	B	S	DB	DS	DSS
$V_2 \text{ eff} = V_o \times$	2,22	2(1,11)	1,11	1,48	0,74	2(0,74)	2(0,86)
$I_2 \text{ eff} = I_o \times$	1,57	0,79(0,71)	1,11(1)	0,59(0,58)	0,82	0,41	0,29
$V_{RW} = V_o \times$	3,14	3,14	1,57	2,09	1,05	2,09	2,42
$I_F \text{ eff} = I_o \times$	1,57	0,79(0,71)	0,79(0,71)	0,59(0,58)	0,58	0,41	0,29
$I_{FR} = I_o \times$	3,14	1,57(1)	1,57(1)	1,21(1)	1,05(1)	1,05(1)	0,53(0,5)
$fr = f \times$	1	2	2	3	6	6	6
$100 \frac{V_r \text{ eff}}{V_o} =$	121 %	48 %	48 %	18,3 %	4,2 %	4,2 %	4,2 %
$W_2 = k V_o I_o \times$	3,49	1,75(1,57)	1,23(1,11)	1,50(1,58)	1,05	1,81	1,05(1,48)
$W_1 = k V_o I_o \times$	2,69	1,23(1,11)	1,23(1,11)	1,23(1,21)	1,05	1,28	1,05
$W_{moy} = k V_o I_o \times$	3,09	1,49(1,34)	1,23(1,11)	1,37(1,35)	1,05	1,55	1,28(1,26)

VII Note concernant le démarrage des moteurs à courant continu

Lors du démarrage d'un moteur à courant continu, deux cas peuvent se produire, suivant qu'il s'agisse d'un moteur shunt ou d'un moteur série.

A — Moteur shunt

Le raccordement est représenté à la fig. 11.

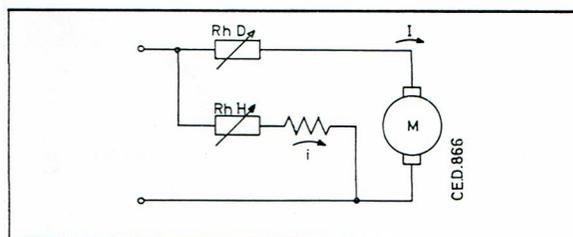


Fig. 11

Rappelons que, lors du démarrage d'un tel moteur le rhéostat de champs Rh H doit être au minimum, de façon que le champ soit maximum. On ne peut donc insérer aucun fusible ou coupe-circuit dans le circuit de l'inducteur.

Le rhéostat de démarrage Rh D doit être au maximum, de façon à limiter le courant de démarrage.

Les règlements techniques concernant les installations industrielles fixent les limites tolérables de courant pour le calcul du rhéostat de démarrage.

Ce sont ces limites qui fixent le courant continu maximum consommé par le redresseur, et les dispositifs de sécurité à installer.

Il s'agit donc de déterminer le régime auquel sera soumis le moteur : démarrages fréquents ou service continu, afin de dimensionner les refroidisseurs des diodes en conséquence.

Le rhéostat de démarrage sera équipé utilement d'un retour automatique actionné par une coupure du courant.

B — Moteur série

Le raccordement est représenté à la fig. 12.

Rappelons que ce type de moteur ne peut absolument pas démarrer à vide, car dans ce cas, le courant magnétisant de l'inducteur devient vite trop faible, le champ quasi nul, et le moteur s'emballe.

Les conditions de démarrage sont également fixées par les règlements techniques, comme pour le moteur shunt.

Les dispositifs de sécurité seront donc installés en conséquence, suivant le régime du moteur.

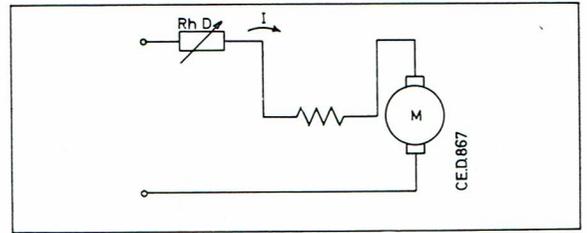


Fig. 12

VIII Appendice

CONTRAINTES THERMIQUES ET CALCUL DES RADIATEURS

Nous allons étudier, ici, les grandeurs mentionnées dans les spécifications qui définissent les valeurs limites des contraintes thermiques, ainsi que la recherche d'un radiateur approprié au type de diode employé et à son utilisation.

A — Grandeurs thermiques

— Analogie électrique

Nous savons qu'il s'établit un équilibre thermique entre la jonction et l'air ambiant qui circule autour du radiateur

de la diode. En effet la jonction s'échauffe mais la chaleur s'écoule puisqu'il existe, en quelque sorte, une différence de potentiel thermique entre la jonction et le milieu ambiant.

La conduction thermique est assurée par le boîtier de la diode qui est en contact d'une part, avec l'une des régions du semi-conducteur, d'autre part, avec le radiateur auquel il est fixé.

Nous pouvons alors parler de résistance ou de conductance de cet ensemble échangeur de chaleur, disposé entre la jonction à haute température et l'air à plus basse température.

On pourrait dessiner ainsi un circuit électrique à l'image de ce circuit thermique dans lequel la différence

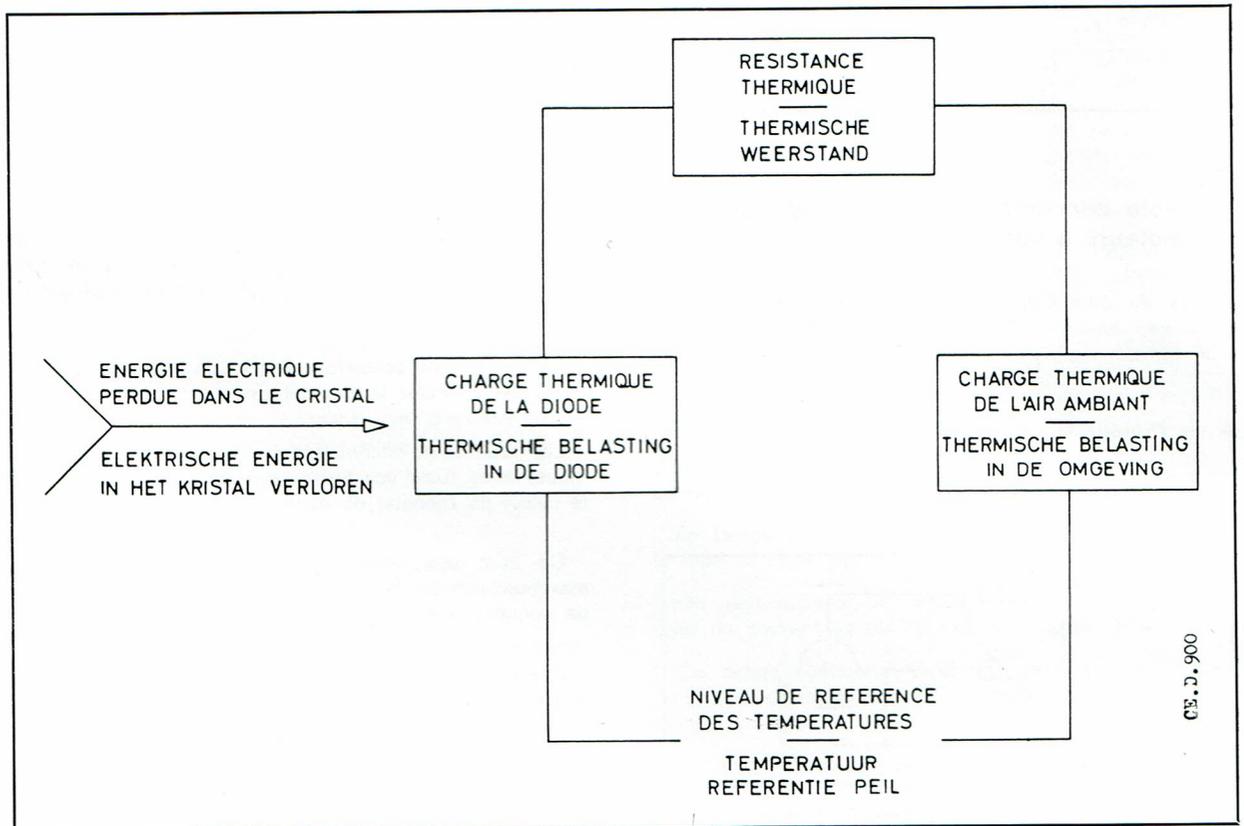


Fig. 13

de température serait analogue à une différence de potentiel et l'énergie électrique perdue dans le semi-conducteur ferait apparaître une quantité de chaleur, analogue à une quantité d'électricité, qui s'écoule et fait apparaître une différence de potentiel aux bornes de chaque résistance thermique. (voir fig. 13)

B — Définition des paramètres

— Température de la jonction : T_j

Cette température n'est pas directement mesurable, mais elle doit pourtant être connue en fonction de la température ambiante T_a et de la valeur des contraintes électriques.

C'est la valeur limite de T_j qui détermine la puissance maximale que peut dissiper la diode.

$T_{j \max}$ est donné avec les caractéristiques de chaque semi-conducteur.

Pour les diodes au silicium, par exemple, cette température maximale est généralement de 150°C .

— Résistance thermique entre la jonction et le fond du boîtier : K_{jb}

C'est le coefficient, mesuré en $^\circ\text{C}/\text{W}$, qui caractérise l'élévation de température entre la jonction et le fond du boîtier en fonction de la puissance dissipée.

Ce terme de résistance thermique est conforme à l'analogie que nous avons considérée ci-dessus.

La valeur de cette résistance est indiquée généralement, pour chaque diode avec les caractéristiques. (elle est parfois désignée par K_{jm})

— Résistance thermique entre le fond du boîtier et le radiateur : K_{bh}

C'est le coefficient, mesuré en $^\circ\text{C}/\text{W}$, qui caractérise l'élévation de température entre le fond du boîtier et le dispositif de refroidissement en fonction de la puissance dissipée.

Cette résistance thermique est déterminée par le contact entre le boîtier et le radiateur, il y a donc lieu de soigner ce contact et d'exercer un couple de serrage suffisant.

K_{bh} vaut de 0,15 à 0,6 $^\circ\text{C}/\text{W}$ pour les diodes de puissance, cette valeur est précisée généralement avec les caractéristiques (elle est parfois désignée par K_{mh}).

— Résistance thermique entre le radiateur et le milieu ambiant : K_{ha}

C'est le coefficient, mesuré en $^\circ\text{C}/\text{W}$, qui caractérise l'élévation de température entre le radiateur et l'air ambiant en fonction de la puissance dissipée.

Ce coefficient dépend entre autres des dimensions,

de la position, de la nature du métal, de la coloration de la surface du radiateur.

Cette valeur est donnée avec les caractéristiques de chaque radiateur.

— Résistance thermique entre le fond du boîtier et le milieu ambiant : K_{ba}

On fournit cette donnée pour certains montages mécaniques et sur les diagrammes « résistance thermique en fonction de T_a et P_{tot} ».

Cette résistance vaut évidemment la somme des deux précédentes :

$$K_{ba} = K_{bh} + K_{ha}$$

Cette résistance est parfois désignée par K_{m-amb} .

— Température du fond du boîtier : T_b

Cette température est celle qui serait mesurée sur le fond du boîtier, au point le plus chaud, c'est-à-dire, au point le plus proche de la jonction.

Cette donnée ou, dans certains cas, la température de jonction, permet de déterminer les extra-courants tolérables.

On la désigne parfois par T_m .

Ces diverses grandeurs thermiques que nous venons d'énumérer, nous permettent de dessiner le circuit électrique analogue complet de la figure 14.

C — Choix d'un radiateur

Ce calcul est extrêmement simple car les spécifications données contiennent plusieurs diagrammes permettant le choix d'un radiateur.

M.B.L.E présente généralement un radiateur approprié à chaque type de diode, mais propose également des refroidisseurs sous forme de rail que l'on découpe à longueur voulue d'après la résistance thermique désirée.

Dans certains cas, on peut également utiliser une plaquette de refroidissement de surface appropriée. Nous illustrerons ces trois modes de refroidissement par un exemple précis.

Utilisons une diode BYX 13/800 traversée par un courant moyen de 14 A. Le système doit fonctionner en redresseur monophasé, sur charge résistive, à la température ambiante de 50°C .

Les caractéristiques nous donnent :

$$T_{j \max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$K_{jb} = 1,1 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$K_{bh} = 0,3 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$$

Nous avons reproduit sur les figures 15, 16 et 17 les diagrammes qui nous intéressent pour notre problème.

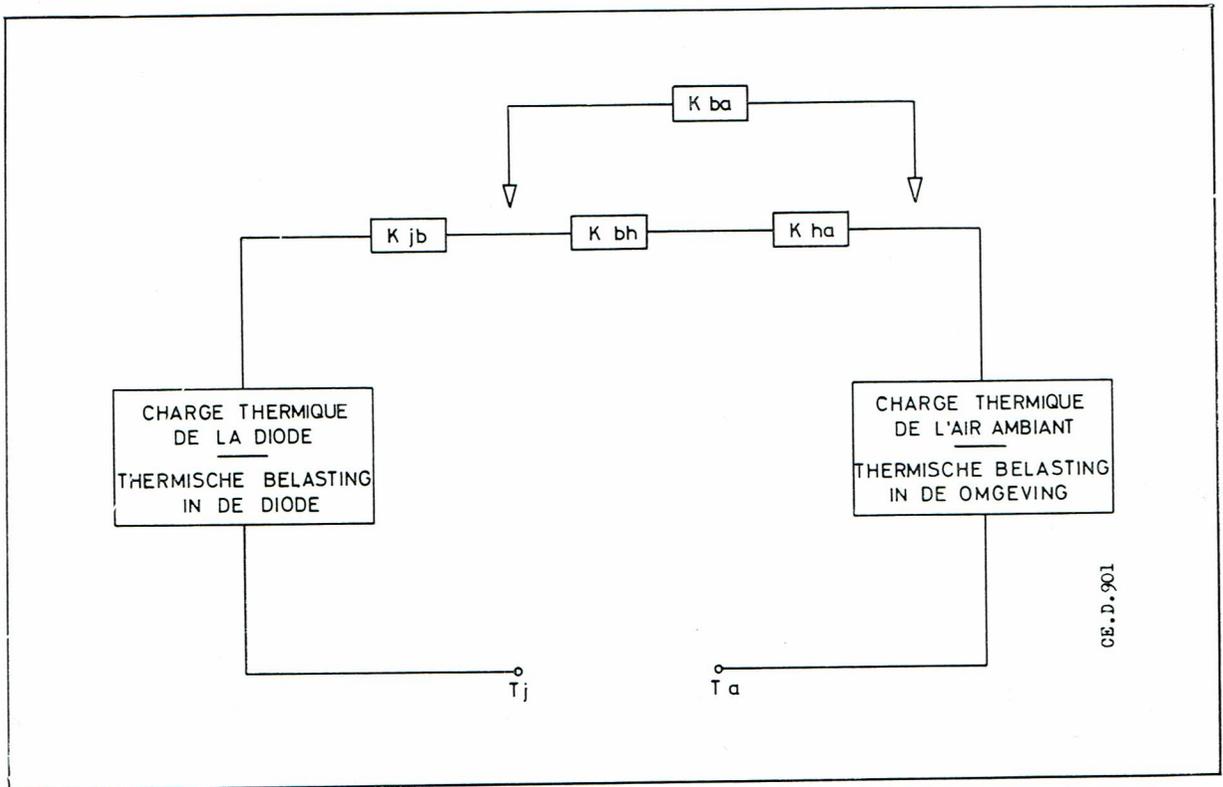


Fig. 14

La figure 15 montre que notre problème exige une résistance thermique entre le fond du boîtier et le milieu ambiant de $3,1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

$$\begin{aligned} \text{or } K_{ba} &= K_{bh} + K_{ha} \\ K_{ha} &= K_{ba} - K_{bh} \\ K_{ha} &= 3,1 - 0,3 = 2,8\text{ }^{\circ}\text{C/W} \end{aligned}$$

Il nous faudra donc choisir un radiateur de résistance thermique au maximum égale à $2,8\text{ }^{\circ}\text{C/W}$.

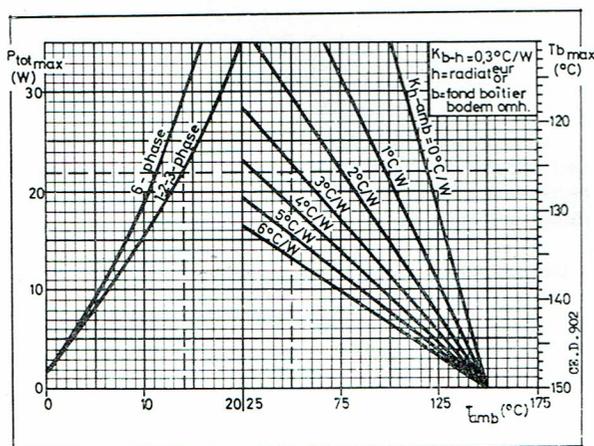


Fig. 15

Nous pourrions ainsi choisir trois solutions :

1. le radiateur à ailettes M.B.L.E 56236

Prévu pour la diode BXY 13/800, il convient ici, or il possède (voir fig. 18) une résistance thermique dans l'air immobile $K_{ha} = 2,8\text{ }^{\circ}\text{C/W}$, ce qui donne :

$$K_{ba} = 0,3 + 2,8 = 3,1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} T_j &= T_a + (K_{ba} + K_{jb}) \cdot P_{tot} \\ T_j &= T_a + (K_{ba} + K_{jb}) \cdot P_{tot} \\ T_j &= 50 + (3,1 + 1,1) 22 = 142\text{ }^{\circ}\text{C} \end{aligned}$$

Nous voyons ainsi que nous ne dépassons pas le maximum indiqué mais que nous en sommes très rapprochés. Il n'y a aucun inconvénient à faire travailler la diode dans ces conditions, si les valeurs de courant moyen (14 A) et de température ($50\text{ }^{\circ}\text{C}$) correspondent aux valeurs les plus défavorables.

Si l'on doit admettre des extra-courants élevés, les courbes de la figure 16 nous donnent ces renseignements. Dans le cas qui nous occupe, ces courbes sont établies directement en fonction de T_j , dans certains cas, elles le sont en fonction de T_b , à ce moment, on tire T_b de l'expression

$$\begin{aligned} T_b &= T_j - K_{jb} \cdot P_{tot} \\ T_b &= T_j - K_{jb} \cdot P_{tot} \end{aligned}$$

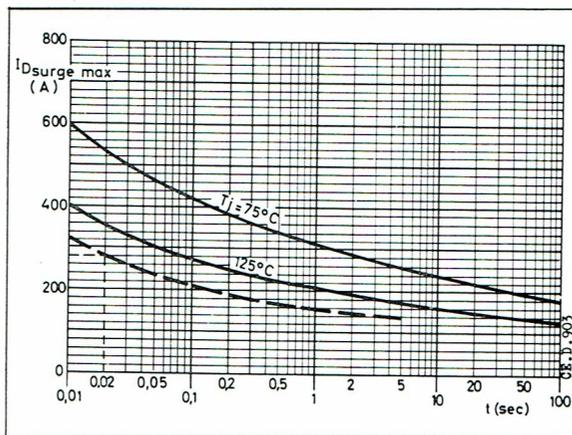


Fig. 16

Dans notre exemple, la courbe qui nous occupe se situe peu en-dessous de $T_j = 125^\circ\text{C}$.

Nous pouvons admettre, par exemple, des pointes de courant de 280 A pendant 20 ms.

Il faut toutefois remarquer qu'il ne s'agit pas de valeurs récurrentes mais bien des pointes de courant erratiques.

2. le refroidisseur M.B.L.E. 56230 (rail 40 D)

Résistance thermique pour convection naturelle

Longueur (cm)	Poli ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	Noirci ($^\circ\text{C}/\text{W}$)
5	2,5	2,13
10	1,6	1,36
15	1,3	1,1
20	1,1	0,935
25	1	0,85
30	0,95	0,81

Ses caractéristiques nous montrent que pour une longueur de 5 cm nous avons une résistance thermique K_{ha} de $2,5^\circ\text{C}/\text{W}$

ce qui nous donnerait alors

$$K_{ba} = 0,3 + 2,5 = 2,8^\circ\text{C}/\text{W}$$

Dans ce cas :

$$T_j = T_a + (K_{ba} + K_{jb}) P_{tot}$$

$$T_j = 50 + (2,8 + 1,1) \cdot 22 = 136^\circ\text{C}.$$

Nous serions moins près des limites de la diode et nous aurions comme valeur limite de température ambiante :

$$T_a = T_j - (K_{ba} + K_{jb}) P_{tot}$$

$$T_a = 150 - (3,9 \times 22) = 64^\circ\text{C}$$

ou encore, comme puissance limite à 50°C

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_a}{K_{ba} + K_{jb}} = \frac{150 - 50}{2,8 + 1,1} = 26 \text{ W}$$

ce qui correspondrait, d'après la fig. 15, à un courant moyen de 16 A.

3. plaquette de refroidissement

La figure 17 nous donne les dimensions nécessaires pour obtenir une résistance thermique donnée.

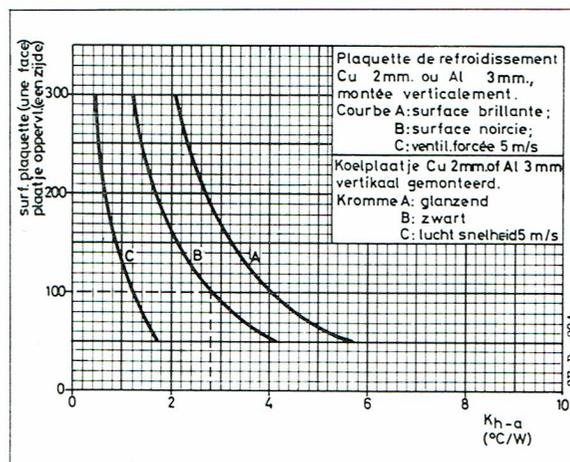


Fig. 17

Pour obtenir une résistance thermique de $2,8^\circ\text{C}/\text{W}$ nous utiliserons une plaquette en aluminium de 3 mm d'épaisseur, d'une surface de 100 cm^2 , la surface étant noircie.

D — Ventilation forcée

Dans certaines applications industrielles, il est possible de pousser les performances d'une diode grâce à une ventilation forcée appropriée.

Il est toutefois à remarquer qu'en aucun cas, on ne peut dépasser les valeurs maximales imposées dans les caractéristiques électriques et ce, afin d'éviter la destruction de la jonction par avalanche.

La figure 18 donne les caractéristiques d'une telle ventilation en fonction :

- du type de radiateur à ailettes
- de sa résistance thermique
- de la puissance à dissiper.

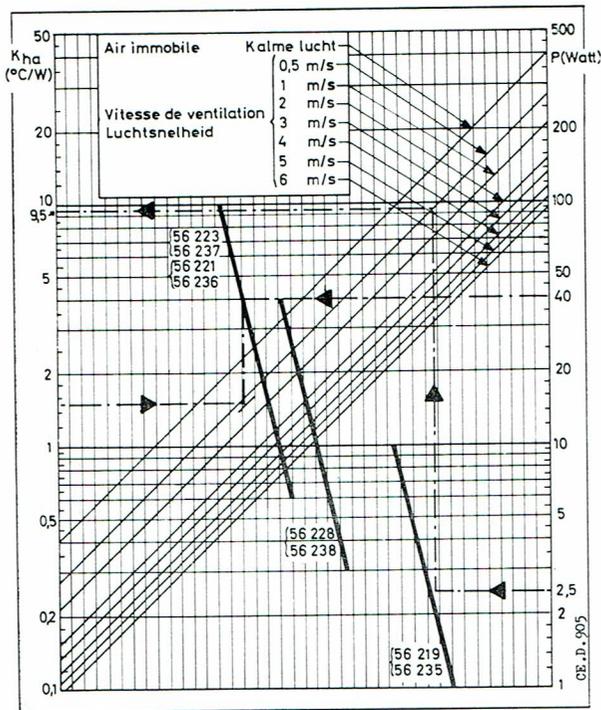


Fig. 18

Exemple 1

Une diode BYZ 14 montée avec un refroidisseur 56237, dissipe une puissance de 40 W dans une ambiance de 45° C ; on recherche la vitesse de ventilation nécessaire.

Les caractéristiques du BYZ 14 montrent que :

$$\begin{aligned}
 T_j \text{ max} &= 150^\circ \text{ C} \\
 K_{jb} &= 1,0^\circ \text{ C/W} \\
 K_{bh} &= 0,15^\circ \text{ C/W}
 \end{aligned}$$

de $T_j = T_a + K \cdot P_{tot}$ avec $K = K_{jb} + K_{bh} + K_{ha}$
 nous tirons :

$$K = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}}$$

$$K = \frac{150 - 45}{40} = 2,63^\circ \text{ C/W}$$

$$K_{ha} = K - (K_{jb} + K_{bh}) = 1,48^\circ \text{ C/W}$$

Les courbes de la figure 18 nous donnent une vitesse de ventilation de 0,7 m/sec.

Exemple 2

Une diode BYZ 10 montée sur un refroidisseur 56235 dissipe une puissance de 2,5 W avec une ventilation forcée de 0,5 m/sec.

On recherche la limite supérieure de la température ambiante.

Les caractéristiques du BYZ 10 nous donnent :

$$\begin{aligned}
 T_j \text{ max} &= 150^\circ \text{ C} \\
 K_{jb} &= 6^\circ \text{ C/W} \\
 K_{bh} &= 0,6^\circ \text{ C/W}
 \end{aligned}$$

La figure 18 nous donne une résistance thermique du refroidisseur de 9,5° C/W.

$$K = K_{jb} + K_{bh} + K_{ha} = 6 + 0,6 + 9,5 = 16,1^\circ \text{ C/W}$$

$$T_{amb} = T_j \text{ max} - P_{tot} \cdot K$$

$$T_{amb} = 150 - 2,5 \cdot 16,1 = 110^\circ \text{ C max.}$$

Tous les renseignements d'ordre mécanique relatifs aux refroidisseurs et accessoires de montage sont donnés dans la publication technique 1207/652.