informations
électroniques

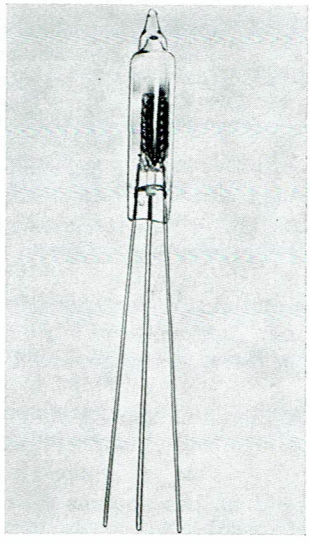
54

BULLETIN TECHNIQUE ÉDITÉ PAR LE DÉPARTEMENT DE DOCUMENTATION "ÉLECTRONIQUE" DE LA MANUFACTURE BELGE DE LAMPES ET DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE S. A.

DISPOSITIF D'AFFICHAGE PAR DIODES D'INFORMATION ZA 1004

La diode d'information ZA 1004 a été spécialement étudiée pour permettre la lecture de la position des basculeurs de division binaire à transistors. En conséquence, la tolérance sur la valeur de sa tension d'amorçage est très réduite, et l'on a cherché à obtenir une diode de petites dimensions, susceptible de produire un rayonnement lumineux d'intensité suffisante capable d'exciter des cellules photorésistantes (lecture indirecte) ou de permettre une lecture visuelle (directe) satisfaisante.

Nous étudions un montage particulier équipé de ces diodes, mais il peut être considéré comme l'exemple d'application d'un principe fondamental.



Grâce aux mesures faites sur de nombreux échantillons, au début de leur fonctionnement et après 10 000 heures de service, nous avons pu déterminer la valeur minimale de la tension nécessaire à leur commande, en tenant compte des tolérances sur les composants, et des variations de la tension d'alimentation.

De là, nous avons pu dégager un résultat précis : pour utiliser ce montage, la valeur minimale absolue de la tension de commande requise est de 4,5 V.

La simplicité du montage et ses résultats nous permettent d'en recommander l'emploi en toute sûreté.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Les deux variantes que nous allons considérer sont représentées par les schémas des figures 1a et 1b. On notera que V désigne la tension continue d'alimentation du basculeur à transistors, tandis que la quantité $V_S \sqrt{2}$ qui désigne l'amplitude de la tension d'alimentation anodique des diodes, est un signal sinusoïdal redressé « double alternance ».

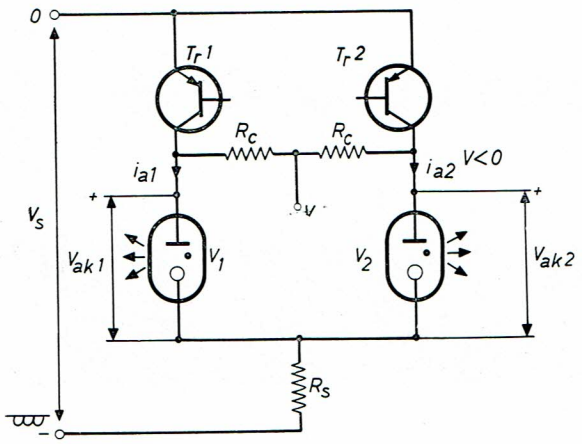


Fig. 1a

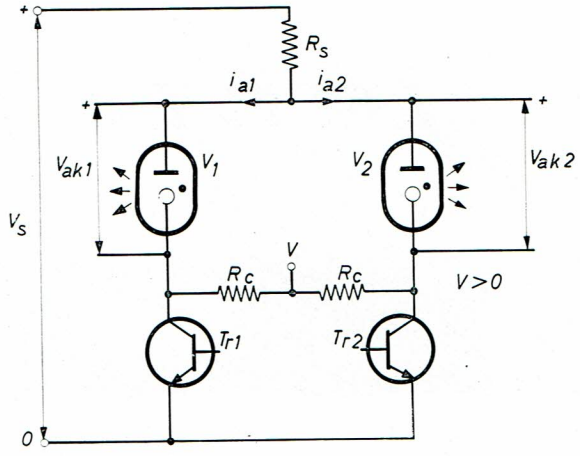


Fig. 1b

Les transistors T_{r1} et T_{r2} sont les composants actifs d'un élément de décision binaire appartenant à une chaîne de comptage, par exemple lorsque T_{r1} est saturé, T_{r2} est bloqué, et réciproquement. Dans ces conditions, la diode reliée au transistor conducteur voit à ses bornes la différence de potentiel Vak la plus élevée. La différence entre V_{ak1} et V_{ak2} est alors légèrement inférieure à la tension d'alimentation V du basculeur à transistors. Dans les cas des deux figures lorsque T_{r1} est conducteur, T_{r2} étant bloqué :

$$V_{ak1} = V_S - \eta V - (i_{a1} + i_{a2})\, R_S$$

$$V_{ak2} = V_S - \delta V - (i_{a1} + i_{a2})\, R_S - i_{a2}\, R_C$$

$$0 < \eta < 1 \qquad 0 < \delta < 1 \qquad \eta < s$$

lorsque $(\eta - \delta)$ V est assez grand, seule la diode V_1 s'amorcera, V_2 demeurant éteinte en raison de la chute de potentiel $R_S\, i_{a1}$ apparaissant aux bornes de R_S. Dès lors $i_{a2} = 0$.

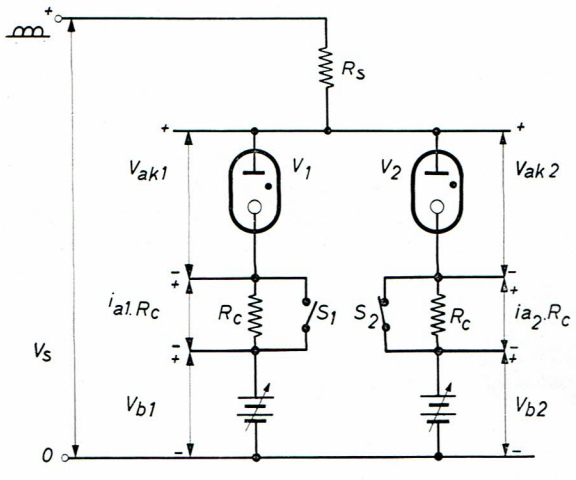


Fig. 2

Les grandeurs ηV et δV sont les différences de potentiel à circuit ouvert entre collecteur et émetteur des transistors, l'un saturé, l'autre bloqué. Or, en régime établi, le transistor conducteur est chargé par la diode dans laquelle la décharge est établie ; cependant, dans cet état, la résistance interne du circuit collecteur du transistor est si faible que l'on peut négliger l'influence de cette charge sur la valeur de ηV.

Toutefois, au cours du changement d'indication, un certain intervalle de temps s'écoule pendant lequel T_{r1} se trouve bloqué et T_{r2} conducteur, tandis que V_1 est conductrice et V_2 éteinte. Pendant ce laps de temps, la différence de potentiel aux bornes de R_C a une influence capitale sur le fonctionnement du système indicateur.

Simplifions la représentation du circuit (fig. 2). Les sources V_{b1} et V_{b2} et les interrupteurs S_1 et S_2 jouent le rôle des transistors basculeurs :

$V_{b1} = 0$ lorsque $V_{b2} > 0$ et réciproquement ; en outre, S_1 est fermé lorsque $V_{b1} = 0$, et ouvert lorsque $V_{b1} > 0$, de même que S_2 est fermé lorsque $V_{b2} = 0$, et ouvert si $V_{b2} > 0$.

Supposons que $V_{b1} = 0$ et $V_{b2} > 0$. Si V_{b2} est suffisamment grande, V_1 seule est conductrice. Les différences de potentiel instantanées sont représentées, dans ces conditions, par les diagrammes de la figure 3. Sur ces diagrammes, nous désignons par V_{igns} la tension d'amorçage dynamique de la diode, lorsqu'elle s'amorce périodiquement sous l'effet de la tension sinusoïdale ainsi représentée. Cette valeur de V_{igns} est inférieure à la valeur statique et très stable. La cause en est qu'au moment de chaque réamorçage le gaz n'est pas encore complètement désionisé ; cette ionisation résiduelle entraîne donc une diminution de la tension d'amorçage, et élimine pratiquement le délai d'amorçage.

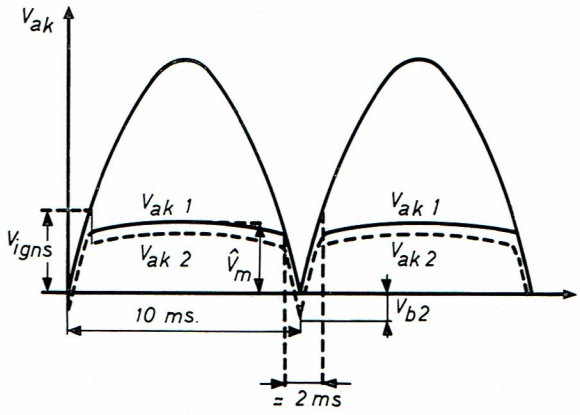


Fig. 3

La grandeur $\hat{V}_m$, sur cette même figure, désigne la valeur de crête de la tension d'entretien, atteinte au moment de la crête du courant. La fréquence du signal d'alimentation étant très basse, cette valeur peut être déterminée à partir de la courbe statique V_{ak} (I_k) comme nous pouvons le voir à la figure 4. Pour $I_k > 100\ \mu A$, cette courbe est pratiquement une droite car la cathode est déjà totalement couverte à cette valeur du courant.

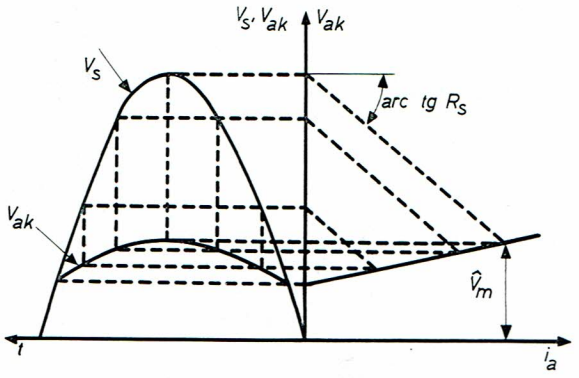


Fig. 4

Changement d'état

Supposons que la diode V_1 est conductrice, V_{b1} étant nulle et V_{b2} positive. Si maintenant nous faisons décroître V_{b2} jusqu'à zéro et si nous augmentons ensuite V_{b1} progressivement, V_2 vient alors à conduire. Selon la valeur du courant traversant V_2, V_1 s'éteint ou reste allumé. Or, dans ce dernier cas, lorsque nous augmentons V_{b1}, au-delà de la valeur où V_2 commence à conduire, nous finissons alors par éteindre V_1.

Nous pouvons considérer la valeur minimale, nécessaire à la commande, $V_{b\,min}$. C'est alors la somme algébrique $V_{b1} + V_{b2}$ que nous venons de mesurer pour le changement d'état complet.

Lorsque cette valeur $V_{b\,min}$ est atteinte, le premier amorçage de V_2 apparaît à l'instant correspondant au centre de la demi-sinusoïde, et non pas, comme on pourrait le supposer, pendant la croissance de V_S. Cela est dû au phénomène déjà cité, lié à l'ionisation résiduelle, de sorte que V_1 s'amorce toujours au cours de la montée de l'onde sinusoïdale. La diode V_2 est soumise à une tension $V_{ak2} = V_{b1} + \hat{V}_m + i_{a1} - R_C$ lorsque V_m passe par sa valeur de crête $\hat{V}_m$ et elle s'amorcera éventuellement lorsque V_{b1} sera assez grand pour que V_{ak2} dépasse la valeur de sa « tension d'amorçage à froid ». Cet amorçage ne peut se produire qu'après quelques cycles, en raison du caractère statistique du délai lié au phénomène d'amorçage (à froid).

En raison de la valeur faible de dV_{ak}/dt pour $V_{ak} = \hat{V}_m$, la tension d'amorçage d'une diode, dans de telles conditions, prend une valeur $V_{ign\,m}$ inférieure à la valeur V_{igns} que l'on mesurerait pendant la croissance de l'onde sinusoïdale, sur une diode soumise à une alternance isolée (également à froid).

$V_{ign\,m}$ doit être mesurée sur une diode éteinte depuis longtemps (24 heures, par exemple). Les mesures effectuées ont, en effet, montré que $V_{ign\,m}$ augmente lentement en fonction du temps après l'extinction. La mesure doit donc être faite lorsque ce phénomène a disparu.

En outre, afin de se placer dans les conditions les plus défavorables, la mesure sera faite dans l'obscurité, car, bien que l'influence de la lumière soit pratiquement négligeable, l'importance de ce paramètre $V_{ign\,m}$ conduit à prendre les plus grandes précautions pour effectuer cette mesure.

Lorsqu'un premier amorçage a lieu dans V_2, les deux diodes conduisent simultanément jusqu'à la fin de la période en cours. De sorte qu'à l'apparition du cycle suivant, une ionisation résiduelle existe dans ces deux diodes. Il en résulte que toutes deux présentent alors une tension d'amorçage V_{igns} réduite et un délai d'amorçage pratiquement nul. Les tensions appliquées alors aux bornes V_1 et V_2 pour $V_{b1} > 0$ et $V_{b2} = 0$ sont représentées à la figure 5. Comme le montre, cette figure, les valeurs d'amorçage $V_{ign\ s1}$ et $V_{ign\ s2}$ sont dépassées à deux instants différents et le temps qui s'écoule entre ces deux instants peut s'exprimer par :

$$\Delta t = \frac{V_{b1} + V_{ign\ s1} - V_{ign\ s2}}{dV_s/dt}$$

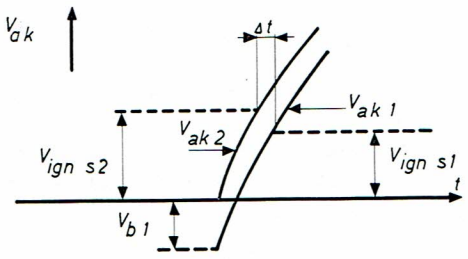


Fig. 5

Puisque dès lors, le délai d'amorçage est pratiquement nul pour les deux diodes, V_2 s'amorce maintenant la première, au début de la sinusoïde, dès que Δt est positif, et empêche alors l'amorçage de V_1.

Si le courant de crête est assez élevé, il se peut que V_1 se réamorce au moment où la tension aux bornes de la diode V_2 atteint la valeur de crête $\hat{V}_{m2}$; le paramètre à connaître est alors $V_{ign\ m\ (C)}$ qui désigne la tension d'amorçage à chaud sous une telle forme d'onde. Un réamorçage se produira si $\hat{V}_{m2} > V_{b1} + V_{ign\ m1\ (C)}$ et en pareil cas, les deux diodes vont conduire toutes deux au cours de chaque alternance.

Si l'on augmente V_{b1} jusqu'à une valeur suffisante pour que V_2 s'amorce en dépassant $\hat{V}_{m2} - V_{ign\ m1\ (C)}$, V_1 ne se réamorcera pas et le changement d'état sera totalement réalisé.

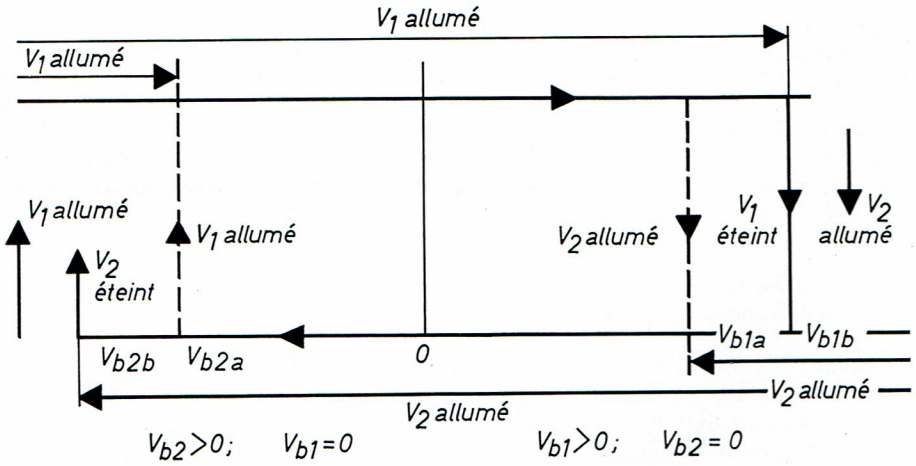


Fig. 6

On pourra remarquer qu'il se produit un effet d'hystérésis dans ce montage, comme le montre le diagramme de la figure 6. Les quantités V_{b1a}, V_{b2a}, V_{b1b}, et V_{b2b} sont alors définies par les relations suivantes :

$$V_{m1} + \hat{i}_{a1} R_c + V_{b1a} \geq V_{ign\ m2}\ (f)$$
$$V_{m2} - V_{b1b} \leq V_{ign\ m1}\ (c)$$
$$V_{b1b} + V_{ign\ s1} - V_{ign\ s2} \geq 0$$

De même :

$$V_{m2} + i_{a2} R_C + V_{b2a} \geq V_{ign\ m1}\ (f)$$
$$V_{m1} - V_{b2b} \leq V_{ign\ m2}\ (c)$$
$$V_{b2b} + V_{ign\ s2} - V_{ign\ s1} \geq 0$$

Calcul de la valeur minimale de la tension de commande Vb

Les paramètres, propres aux diodes, qui nous intéressent dans ce cas sont :

$\hat{V}_m$, $V_{ign\ m}$ (f), $V_{ign\ m}$ (c), $V_{ign\ s}$ (f) et $V_{ign\ s}$ (c)

En outre, $\hat{V}_m$ est fonction de la valeur de crête du courant admis dans le circuit. Par ailleurs, les valeurs maximales et minimales de tous ces paramètres doivent être connues au début et à la fin de durée d'utilisation des diodes. La valeur minimale de la tension de commande peut être obtenue à partir des relations précédentes et seule la valeur pour laquelle un seul tube conduit présente un intérêt.

Nous avons donc trois relations :

$$V_{b\ min} = V_{ign\ m}\ (f)_{max} - \hat{V}_{m\ min} - \hat{i}_a R_{c\ min} \qquad (1)$$

$$V_{b\ min} = \hat{V}_{m\ max} - V_{ign\ m}\ (c)_{min} \qquad (2)$$

$$V_{b\ min} = V_{ign\ s\ max} - V_{ign\ s\ min} \qquad (3)$$

En admettant que la courbe $V_m\ (I_a)$ *est une droite*, ce qui est le cas pour la diode ZA 1004 tant que $i_a \geqslant 100\ \mu A$, nous pouvons écrire :

$$\hat{V}_{m\ min} = \alpha_{min} + \beta_{min}\hat{i}_a \qquad (4a)$$

$$\hat{V}_{m\ max} = \alpha_{max} + \beta_{max}\hat{i}_a \qquad (4b)$$

Après substitution de (4 a) et (4 b) dans (1) et (2), il vient :

$$V_{b\ min} = V_{ign\ m}\ (f)_{max} - \alpha_{min} - (\beta_{min} + R_{c\ min})\hat{i}_a \ldots \qquad (1\ a)$$

$$V_{b\ min} = \alpha_{max} - V_{ign\ m}\ (c)_{min} + \beta_{max}\hat{i}_a \ldots \qquad (2\ a)$$

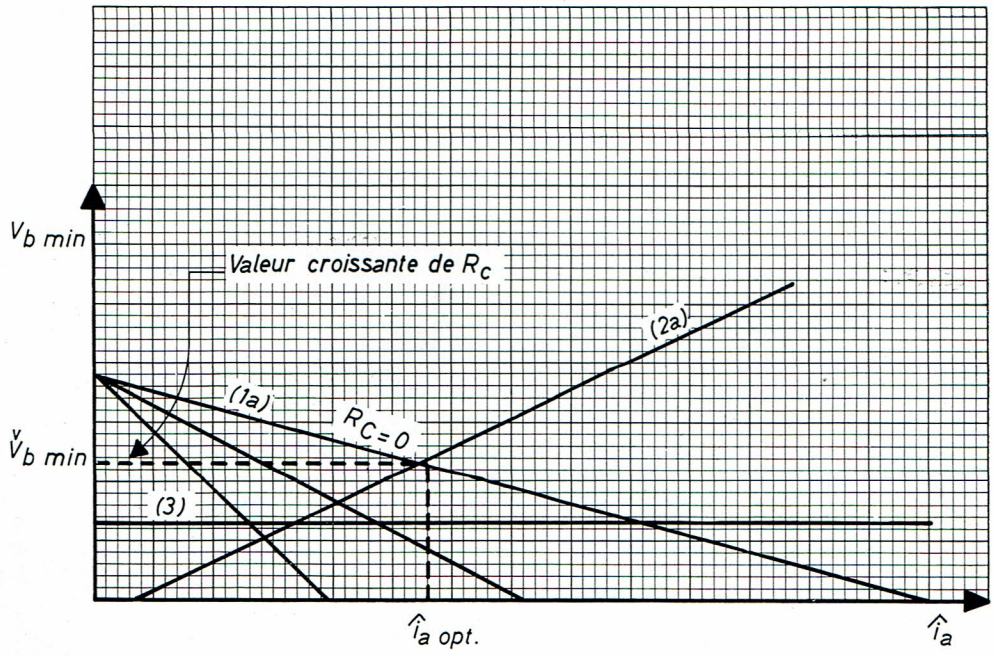


Fig. 7

Les relations (1a), (2a) et (3) s'expriment par les diagrammes de la figure 7. Ils montrent qu'il existe une valeur **optimale** de la valeur de crête du courant anodique pour laquelle $V_{b\ min}$ a une valeur minimale $(V_{b\ min})_{min}$ définie par (1a) et (2a). Lorsque $R_c = 0$, dans le cas du ZA 1004, $(V_{b\ min})_{min}$ est toujours supérieure à la valeur définie par la relation (3). Lorsque R_c augmente, il peut arriver que $(V_{b\ min})_{min}$ devienne inférieure à la valeur imposée par la relation (3) : ce cas est envisagé sur les diagrammes de cette figure 7.

Cette valeur optimale de i_a s'obtient à partir des relations (1a) et (2a) :

$$\hat{i}_{a\ opt} = \frac{V_{ign\ m}\ (f)_{max} + V_{ign\ m}\ (c)_{min} - \alpha_{max} - \alpha_{min}}{\beta_{max} + \beta_{min} + R_{c\ min}} \qquad (5)$$

Dans le cas où $R_C = 0$ on obtient la valeur optimale du courant, en tenant compte du fait, d'après (1) et (2) que :

$$\hat{V}_{m\ max} + \hat{V}_{m\ min} = V_{ing\ m}\ (f)_{max} + V_{ing\ m}\ (c)_{min}$$

soit encore :

$$\hat{V}_{m\ moyen} = V_{ign\ m\ moyen} \qquad (6)$$

Il en résulte que la diode qui convient le mieux doit avoir une valeur nominale de tension d'amorçage égale à celle de la tension d'entretien, pour une valeur de courant suffisamment faible. De plus, on pourra admettre une légère tolérance sur ces deux paramètres. Toutes ces conditions sont parfaitement remplies par la diode d'information ZA 1004.

Après avoir remplacé $i_{a\ opt}$ par sa valeur dans l'équation (2a) nous obtenons :

$$(V_{b\ min})_{min} = \frac{\beta_{max}\ (V_{ign\ m}\ (f)_{max} - \alpha_{min}) - (\beta_{min} + R_{c\ min})\ (V_{ign\ m}\ (c)_{min} - \alpha_{max})}{\beta_{max} + \beta_{min} + R_{c\ min}}$$

La résistance de charge du collecteur du transistor a une influence sur les valeurs de $\hat{i}_{a\ opt}$ et $(V_{b\ min})_{min}$: ce courant et cette tension décroissent lorsque R_c augmente.

Après avoir effectué des mesures sur un grand nombre de diodes, les grandeurs caractéristiques du ZA 1004 ont pu être déterminées :

$V_{ign\ m}\ (f)_{max} = 93$ V
$V_{ign\ m}\ (c)_{min} = 88$ V $(= V_{ign\ min})$
$V_{ign\ s\ max} = 101$ V
$V_{ign\ s\ min} = 96{,}5$ V

Ces deux dernières grandeurs ont été mesurées à l'aide d'un signal sinusoïdal (220 V eff) redressé, appliqué aux bornes.

Les valeurs de crête de la tension d'entretien mesurées en fonction de la valeur de crête du courant se traduisent par :

$\hat{V}_{m\ min} = 83{,}5 + 3{,}2\,\hat{i}_a$
$\hat{V}_{m\ max} = 85{,}5 + 4{,}6\,\hat{i}_a$ (à l'heure 0)
$\hat{V}_{m\ max} = 86{,}0 + 5{,}0\,\hat{i}_a$ (après 10 000 h)

i_a étant évalué en mA dans ces équations.

La valeur minimale $V_{b\ min}$ de la tension de commande requise peut alors être obtenue à partir des relations (1) et (2), en fonction du courant et pour diverses valeurs de R_c.

La valeur maximale de $\hat{V}_m$ augmentant pendant la durée de service des diodes, deux résultats peuvent être tirés de la relation (2), la valeur la plus élevée devant être considérée pour obtenir un résultat encore valable après 10 000 heures de service.

Le diagramme de la figure 8 permet de connaître aisément les valeurs de $V_{b\ min}$ nécessaires en fonction de V_S et pour diverses valeurs de R_S et de R_c. Composé de deux faisceaux de droites, le diagramme est obtenu en remplaçant $\hat{i}_a$ par sa valeur dans les relations (1a) et (2a).

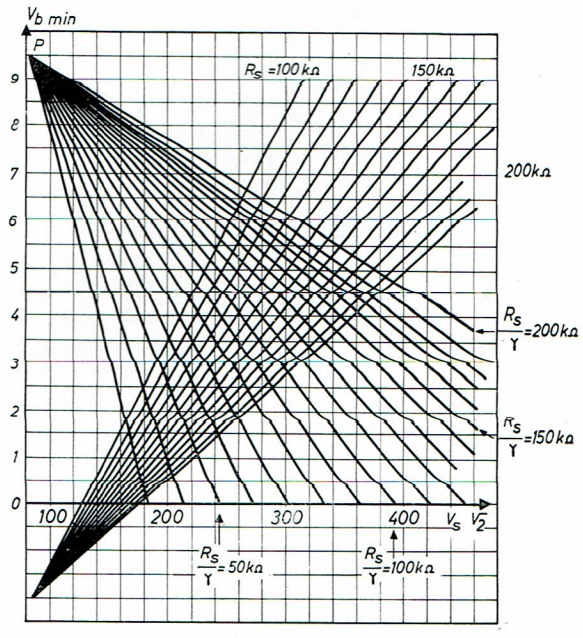


Fig. 8

Rappelons les relations (1) et (2) :

$$V_{b\ min} = V_{ign\ m}\ (f)_{\ max} - \hat{V}_{m\ mim} - \hat{i}_a\ R_{C\ min} \qquad (1)$$

$$V_{b\ min} = \hat{V}_{m\ max} - V_{ign\ m}\ (c)_{\ min} \qquad (2)$$

En conformité avec la relation (1) l'expression de $\hat{i}_a$ peut s'écrire :

$$\hat{i}_a = \frac{\hat{V}_S - \hat{V}_{m\ min} - V_{b\ min}}{R_{c\ min} + R_S}$$

De même en conformité avec la relation (2), l'expression de ce courant prend la forme :

$$\hat{i}_a = \frac{V_S - V_{m\ max}}{R_S}$$

En portant ces expressions respectivement dans (1a) et (2a) après avoir remplacé $V_{m\ min}$ et $V_{m\ max}$ par leur valeur :

$\hat{V}_{m\ min} = \alpha_{\ min} + \beta_{\ min}\ \hat{i}_a$

$\hat{V}_{m\ max} = \alpha_{\ max} + \beta_{\ max}\ \hat{i}_a$

nous obtenons deux nouvelles relations (1a) et (1b) qui donnent $V_{b\ min}$. La première :

$$V_{b\ min} = V_{ign\ m}\ (f)_{\ max} - \alpha_{\ min} - (\beta_{\ min} + R_{c\ min})\ \frac{\hat{V}_S - \alpha_{\ min} - V_{b\ m}}{R_S + \beta_{\ min} + R_{C\ min}}$$

(1a) se simplifie, car on voit que, dans son expression :

$$V_{b\ min}\left[1 - \frac{\beta_{\ min} + R_{C\ min}}{R_S + \beta_{\ min} + R_{c\ min}}\right] = V_{ign\ m}\ (f)_{\ max} - \alpha_{\ min} - (\beta_{\ min} + R_{C\ min})\ \frac{\hat{V}_s - \alpha_{\ min}}{R_s + \beta_{\ min} + R_{c\ min}}$$

la quantité :

$$1 - \frac{\beta_{\ min} + R_{c\ min}}{R_s + \beta_{\ min} + R_{c\ min}} \simeq 1$$

car R_s est toujours beaucoup plus grand que $\beta_{\ min} + R_{c\ min}$

On obtient finalement deux relations :

$$V_{b\ min} = V_{ign}\ (f)_{\ max} - \alpha_{\ min} - (\beta_{\ min} + R_{c\ min})\ \frac{\hat{V}_S - \alpha_{\ min}}{R_S + \beta_{\ min} + R_{c\ min}} \qquad \ldots (1b)$$

$$V_{b\ min} = \alpha_{\ max} - V_{ign\ m}\ (c)_{\ min} + \beta_{\ max}.\ \frac{\hat{V}_S - \alpha_{\ max}}{R_S + \beta_{\ max}} \qquad \ldots (2b)$$

la relation (1a) est donc représentée par un faisceau de droites de sommet P ($\hat{V}_S = \alpha\ min = 83{,}5$ V, $V_{b\ min} = V_{ign\ m}\ (f)_{\ max} - \alpha_{\ min} = 9{,}5$ V) et de paramètre $\frac{R_S}{\gamma}$ avec :

$$\gamma = 1 + \frac{R_{c\ min}}{\beta_{\ min}} = 1 + \frac{R_{c\ min}\ (k\ \Omega)}{3{,}2}$$

la relation (1b) est elle aussi représentée par un faisceau de droites, de paramètre R_S et de sommet Q ($V_S = \alpha_{\ max} = 86$ V, $V_{b\ min} = \alpha_{\ max} - V_{ign\ m}\ (c)_{\ min} = -2$ V).

Sur cette même figure, la relation (3) est représentée par la droite horizontale $V_{b\ min} = 4{,}5$ V. Nous pouvons remarquer que si $R_c = 0$, $\gamma = 1$ et dans ce cas, la valeur minimale de la tension de commande V_b min devra toujours être supérieure à 4,5 V quels que soient R_S et V_S.

Ce diagramme, qui fait état du cas le plus défavorable, permet de choisir la valeur des résistances R_c et R_s en fonction de V_S et V_b min, ainsi que les tolérances, admissibles sur ces valeurs.

La condition définie par la relation (3) impose V_b min $\geqslant 4{,}5$ V. Dans le cas où l'on peut bénéficier de cette limite inférieure et choisir alors V_S et R_S, R_c étant généralement imposé, nous pouvons employer un diagramme plus simple.

En effet, on peut écrire ces dernières relations sous la forme suivante :

$$R_S = \gamma\ \beta\ min\left[\frac{\hat{V}_S - \alpha_{\ min}}{V_{ign\ m}\ (f)\ max - \alpha_{\ min} - V_{b\ min}} - 1\right] \qquad \ldots (1c)$$

$$R_S = \beta\ max\left[\frac{\hat{V}_S - \alpha_{\ max}}{V_{b\ min} - \alpha_{\ max} + V_{ign\ m}\ (c)_{\ min}} - 1\right] \qquad \ldots (2c)$$

Il ne reste plus alors qu'un seul faisceau (1c) et une droite (2c)

Emploi du diagramme de la figure 8

Composé de deux faisceaux, ce diagramme peut être très facilement tracé. Reprenons les relations (1b) et (2b).

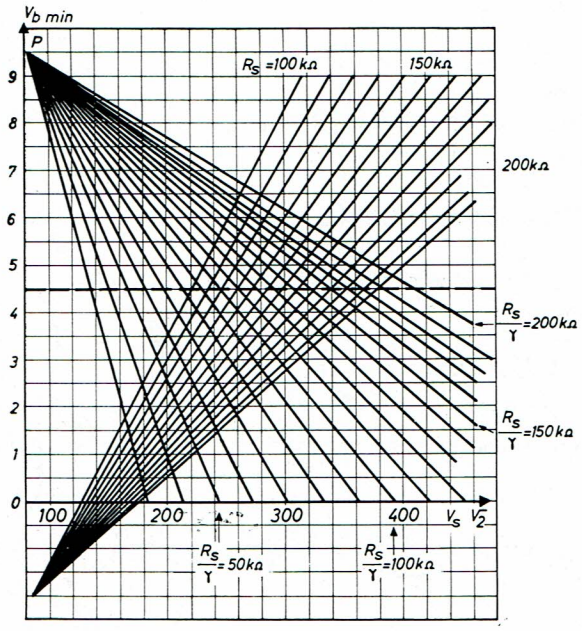


Fig. 8

$$V_{b\ min} = V_{ign\ m}(f)_{max} - \alpha_{min} - \gamma\beta_{min}\ \frac{V_S - \alpha_{min}}{R_S + \gamma\beta_{min}} \quad (1\ b)$$

$$V_{b\ min} = \alpha_{max} - V_{ign\ m}(c)_{min} + \beta_{max}\ \frac{V_S - \alpha_{max}}{R_S + \beta_{max}} \quad (2\ b)$$

Soit encore en exprimant

$$V_{b\ min} = 9{,}5 - 3{,}2\ \frac{V_S - 33{,}5}{\frac{R_S}{\gamma} + 3{,}2} \quad (1\ b)$$

$$V_{b\ min} = \frac{5\ (V_S - 86)}{R_S + 5} - 2 \quad (2\ b)$$

On construira aisément le faisceau (1b) en remarquant que les points d'intersection des droites de ce faisceau avec une horizontale V_b min = 3,1 V ont pour abscisse

$$\hat{V}_S = 2\ \frac{R_S}{\gamma} + 89{,}9 \text{ (avec } R_S \text{ en k}\Omega)$$

et sont donc distants mutuellement de

$$\Delta\ \hat{V}_S = 2\ \Delta\left(\frac{R_S}{\gamma}\right)$$

Il en est de même du faisceau (2b) pour lequel il est commode de considérer l'intersection avec l'axe V_b min = 8 V, par exemple. L'abscisse des points d'intersection est telle que

$$\hat{V}_S = 2\ R_S + \alpha\ 96 \quad \text{(avec } R_S \text{ en k}\Omega)$$

et ces points sont distants de

$$\Delta\ \hat{V}_S = 2\ \Delta\ R_S$$

M.B.L.E

"INFORMATIONS ÉLECTRONIQUES"

Éditeur responsable : s/a M.B.L.E, 80, rue des Deux-Gares, Bruxelles 7

Imprimé en France