

50376
1973
72

N° d'ordre 378

50376
1973
72

THESE

présentée à

UNIVERSITE DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE 3^e CYCLE

Spécialité Electronique - Option Electrotechnique

par

Jean—Yves PRISSETTE



SUR UNE CONDITION ENERGETIQUE
D'AMORÇAGE DES THYRISTORS
PRINCIPE D'UN SCHEMA EQUIVALENT

Soutenu le 16 Mai 1973, devant la COMMISSION D'EXAMEN

| | | |
|-----|--------------|------------|
| MM. | R. GABILLARD | Président |
| | M. PANET | Examineur |
| | G. SALMER | Examineur |
| | C. MAIZIERES | Rapporteur |

A MES PARENTS
A MARIE AGNES

S O M M A I R E

INTRODUCTION

CHAPITRE 1 - ANALYSE DE LA CARACTERISTIQUE ISOTHERME DE TENSION DES THYRISTORS.

- 1.1 Introduction.
- 1.2 Expression du courant anodique i (v , i_g).
- 1.3 Notion d'amorçage d'un thyristor.
 - 1.3.1 Condition d'amorçage.
 - 1.3.2 Amorçage à courant d'anode constant.
 - 1.3.2.1 Cas où $i_g = 0$.
 - 1.3.2.2 Cas où $i_g > 0$.
 - 1.3.3 Amorçage à tension constante.
 - 1.3.4 Amorçage à courant ou tension constants.
 - 1.3.5 Condition générale d'amorçage.
- 1.4 Prédétermination graphique de la caractéristique de tension des thyristors.
 - 1.4.1 Courant de commande nul ($i_g = 0$).
 - 1.4.2 Courant de commande différent de zéro.
 - 1.4.3 Application de la méthode graphique de GIBBONS.
- 1.5 Schémas équivalents du thyristor.
 - 1.5.1 Schéma à deux transistors.
 - 1.5.2 Schéma à diodes et résistances.
- 1.6 Conclusion.

CHAPITRE 2 - INFLUENCE DE LA TEMPERATURE SUR LA CARACTERISTIQUE DE TENSION DES THYRISTORS.

- 2.1 Introduction
- 2.2 Prédétermination des variations de la caractéristique de tension en fonction de la température.

2.3 Vérification expérimentale de l'évolution qualitative, en fonction de la température, des coordonnées du point de retournement de la caractéristique statique.

2.4 Conclusion.

CHAPITRE 3 - ETUDE DU TEMPS DE DELAI PRECEDENT L'AMORCAGE DES THYRISTORS.

3.1 Introduction

3.2 Etude théorique approchée du temps de délai pour un modèle unidimensionnel.

3.3 Observation des variations du temps de délai t_{dm} lors d'un amorçage par l'électrode de commande.

3.3.1 Dispositif d'essais.

3.3.2 Relevés expérimentaux.

3.3.3 Discussion des résultats.

3.4 Observation des variations du temps de délai lors d'un amorçage par dépassement de la tension de retournement.

3.4.1 Dispositif d'essais.

3.4.2 Relevés expérimentaux.

3.4.3 Discussion des résultats.

3.5 Conclusion.

CHAPITRE 4 - CONDITION ENERGETIQUE D'AMORCAGE DES THYRISTORS.

4.1 Introduction.

4.2 Rappel succinct des principaux phénomènes liés à l'effet de seconde avalanche dans les transistors.

4.3 Etude d'une condition énergétique d'amorçage des thyristors.

4.3.1 Hypothèse de l'existence d'une condition énergétique.

4.3.2 Relation caractéristique d'amorçage à puissance constante.

4.3.3 Vérification expérimentale qualitative.

4.3.4 Expression empirique d'une condition énergétique d'amorçage à puissance constante.

4.4 Vérifications expérimentales.

4.4.1 Relevé des variations $P_g(t_{dm})$ et $P_a(t_{dm})$.

4.4.2 Détermination des paramètres de la condition d'amorçage.

4.4.3 Discussion des résultats expérimentaux.

4.5 Conclusion.

CHAPITRE 5 - ELABORATION D'UN SCHEMA EQUIVALENT DU THYRISTOR BLOQUANT EN DIRECT.

- 5.1 Introduction.
- 5.2 Détermination d'un modèle équivalent simulant la condition d'amorçage par effets de tension anodique.
 - 5.2.1 Condition d'amorçage en régime dynamique.
 - 5.2.2 Principe d'un schéma électrique équivalent.
- 5.3 Prédétermination théorique du comportement d'un thyristor lorsque la tension d'anode a l'allure d'une rampe finie.
 - 5.3.1 Expression de la condition d'amorçage.
 - 5.3.2 Relation caractéristique de l'ensemble des rampes finies provoquant l'amorçage d'un thyristor.
 - 5.3.3 Caractéristiques équi-délai d'une rampe finie pour un thyristor donné.
 - 5.3.4 Prédétermination du temps de délai précédant l'amorçage d'un thyristor soumis à une tension anodique dont l'allure est celle d'une rampe finie.
- 5.4 Détermination expérimentale des éléments du schéma équivalent.
 - 5.4.1 Mesure des éléments R_f et C_j
 - 5.4.2 Détermination de l'élément R
- 5.5 Vérification expérimentale, Principe d'une extension de l'étude.
- 5.6 Conclusion.

CONCLUSION.

ANNEXE I - Définition - Terminologie - Notations.

ANNEXE II - Remarques sur la prédétermination de l'évolution avec la température de la caractéristique de tension des thyristors.

ANNEXE III - Méthode numérique du calcul des coefficients de la condition énergétique d'amorçage.

ANNEXE IV - Calcul du courant anodique d'un thyristor soumis à une tension rampe.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

I N T R O D U C T I O N

Les études sur le thyristor, publiées depuis plus de dix ans, appartiennent dans la plupart des cas, à l'une des deux catégories suivantes :

- d'une part, celle des constructeurs qui, tirant argument de la physique des semi-conducteurs, tendent à établir une théorie d'un modèle de structure p - n - p - n. Ils en déduisent des orientations technologiques pour l'amélioration des performances du composant réel.
- d'autre part, celle des utilisateurs qui cherchent à exploiter au mieux les possibilités de l'élément dont ils disposent. Dans ce but, ils étudient son comportement externe, afin d'apporter des remèdes pratiques aux problèmes posés par la fonctionnement des ensembles comprenant des redresseurs commandés.

Généralement, les résultats théoriques exprimés par les premiers en fonction de paramètres caractéristiques de la physique du solide, sont difficilement exploitables par les seconds qui cherchent à faire intervenir essentiellement les grandeurs électriques accessibles à la mesure.

C'est pourquoi, afin de faciliter l'étude systématique des circuits où sont inclus les thyristors, nous nous sommes proposés, au Laboratoire d'Electronique de Puissance du Service Electrotechnique de l'Université des Sciences et des Techniques de Lille, d'en rechercher un ou plusieurs modèles équivalents.

Dans cette perspective, l'étude que nous présentons en constitue une première étape.

Après avoir fait une synthèse de la théorie classique relative à l'amorçage, nous avons cherché à mieux en définir le domaine de validité. A cette fin, nous examinons d'abord l'évolution, en fonction de la

température, du point de retournement de la caractéristique de tension ; ensuite, nous abordons l'étude expérimentale du temps de délai.

Les essais effectués mettent en évidence les difficultés d'interprétation des phénomènes de commutation à partir du modèle unidimensionnel initialement défini. Nous proposons alors dans le quatrième chapitre une condition d'amorçage en raisonnant sur les énergies mises en jeu durant le temps de délai. Enfin, nous élaborons le principe d'un schéma équivalent au thyristor, déduit de la condition énergétique précédemment établie. Les vérifications expérimentales effectuées conduisent à envisager une extension possible du modèle proposé.

C H A P I T R E 1

ANALYSE DE LA CARACTERISTIQUE ISOTHERME DE TENSION DES THYRISTORS

1.1. Introduction

A partir de raisonnements simples sur un modèle unidimensionnel (1), et qui constituent la théorie classique de l'amorçage des thyristors, il est possible de prédéterminer, en première approximation, l'allure de la caractéristique statique $v(i)$ représentant les variations de la tension anode-cathode v en fonction du courant anodique i et notamment de définir une condition d'amorçage.

Préalablement à toute nouvelle investigation, nous présenterons, dans ce chapitre, une synthèse bibliographique et critique des connaissances publiées en ce domaine, afin, d'une part, de mieux mesurer leur importance et leurs limites, et, d'autre part, de situer ainsi nos travaux par rapport aux recherches précédentes.

1.2. Expression du courant anodique $i(v, i_g)$

Considérons le modèle unidimensionnel (figure 1.1) du thyristor où l'assemblage des couches semi conductrices fait apparaître les trois jonctions J_1, J_2, J_3 .

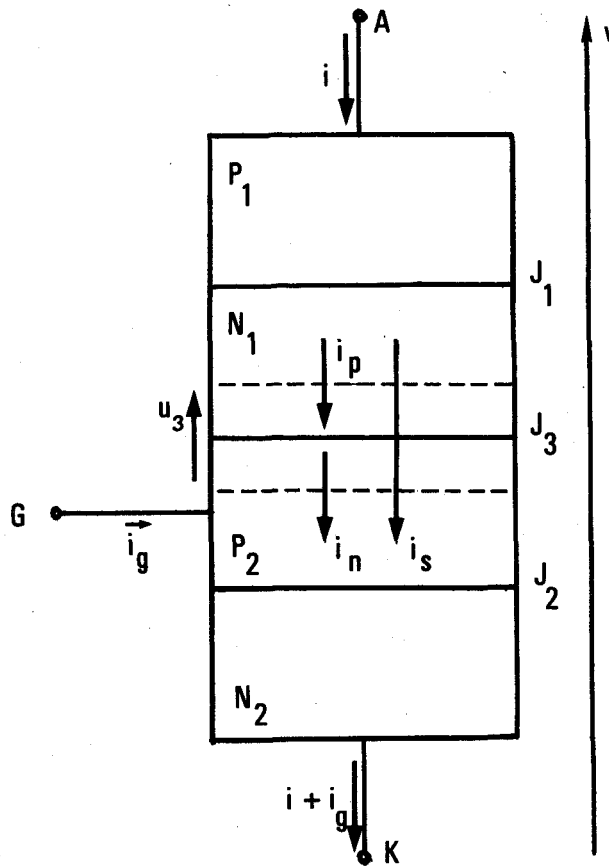
Le courant d'anode i , dans le plan de la jonction centrale peut être considéré comme la somme de trois courants partiels :

1°/ Un courant de trous issus de la zone P_1 , noté i_p . Ceux-ci se recombinent en partie aux électrons de la zone N_1 ; la fraction α_1 parvient au voisinage de J_3 . Ces trous suffisamment énergétiques pour franchir la barrière de potentiel présentée par la jonction centrale peuvent en outre ioniser des atomes et arracher de nouveaux trous.

(1) On trouvera en Annexe I les définitions des différents modèles de thyristors, ainsi que les rappels sur les notations et terminologies, utilisées dans le texte.

En désignant par M_p le facteur de multiplication, il vient :

$$i_p = M_p \alpha_1 i$$



- Figure 1.1 - Modèle unidimensionnel du thyristor

2°/ Un courant d'électrons i_n issus de la zone N₂.

On a de même que précédemment :

$$i_n = M_n \alpha_2 \cdot (i + i_g)$$

Il faut en effet considérer le courant de cathode $i + i_g$ qui traverse la jonction J₂.

3°/ Un courant de fuite i_s dû aux porteurs minoritaires auxquels l'agitation thermique confère suffisamment d'énergie pour franchir la jonction J₃. Nous comprendrons dans le terme i_s les effets de multiplication engendrés par ces porteurs.

En définitive :

$$i = i_p + i_n + i_s \quad (1.1)$$

soit :

$$i = M_p \alpha_1 i + M_n \alpha_2 (i + i_g) + i_s$$

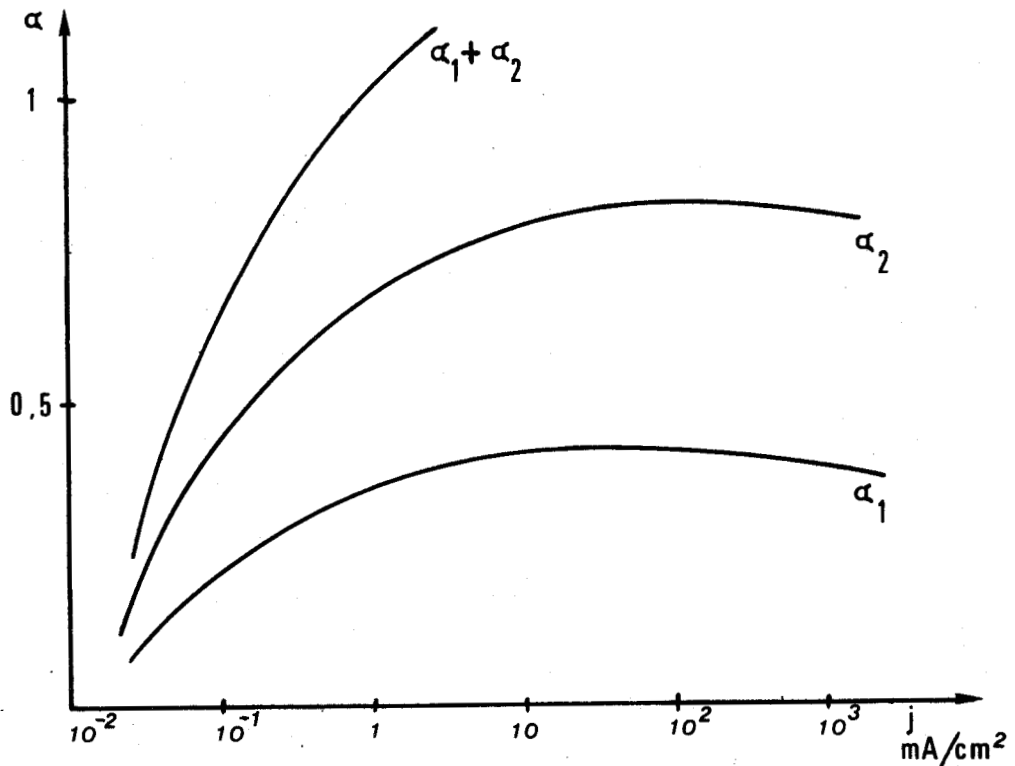
d'où :

$$i = \frac{M_n \alpha_2 i_g + i_s}{1 - (M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1)} \quad (1.2)$$

Dans cette relation classique [1], [2], [3], [4] (1) on peut préciser que :

1°/ α_1 et α_2 sont des fonctions croissantes, respectivement de i et de $i + i_g$. Leurs variations ont été rapportées notamment par E.S. YANG [7] et E. ANWANDER [3] (figure 1.2).

2°/ Les facteurs de multiplication M_p et M_n (généralement différents) dépendent du matériau utilisé et, comme le montrent de nombreux auteurs dont une



- Figure 1.2 - Allure des variations des paramètres α des thyristors à température ambiante constante, en fonction de la densité de courant

(1) Les chiffres entre crochets renvoient aux références bibliographiques.

synthèse des travaux est faite par S.M.SZE [6], suivent une loi empirique de la forme :

$$M(u_3) = \frac{1}{1 - \left(\frac{u_3}{V_{BD}}\right)^m} \quad (1.3)$$

avec :

u_3 : tension effectivement bloquée par la jonction centrale J_3 . Pratiquement $u_3 \approx v$

V_{BD} : tension d'avalanche propre à la jonction centrale constante pour une température donnée du cristal. Pratiquement : $V_{BD} \approx V_{B0}$ (tension maximale de retournement de la caractéristique de tension).

m : coefficient fonction du matériau ($m \approx 3$ pour le silicium).

Finalement :

$$M \approx \frac{1}{1 - (kv)^m} \quad (k = \text{Cste}) \quad (1.3')$$

La relation (1.2) peut alors s'écrire :

$$i = f(i, i_g, v) = \frac{M_n(v) \cdot \alpha_2 (i + i_g) \cdot i_g + i_s(v)}{1 - M_n(v) \cdot \alpha_2 (i + i_g) + M_p(v) \cdot \alpha_1 (i)} \quad (1.4)$$

1.3. Notion d'amorçage d'un thyristor

1.3.1. Condition d'amorçage

Il est possible de définir la condition d'amorçage, comme le montrent P. ROSSETTI [5], J. ARNOULD [9] ou J.F. GIBBONS [14], par l'expression mathématique du retournement de la caractéristique de tension du thyristor, c'est-à-dire

$$\frac{di}{dv} \longrightarrow \infty \quad (1.5)$$

La relation (1.4) devient en effet en dérivant :

$$di = \frac{\partial f}{\partial i} di + \frac{\partial f}{\partial v} dv$$

d'où :

$$\frac{di}{dv} = \frac{\frac{\partial f}{\partial v}}{1 - \frac{\partial f}{\partial i}}$$

Il existe donc deux conditions pour lesquelles $\frac{di}{dv} \longrightarrow \infty$

- d'une part : $\frac{\partial f}{\partial v} \Big|_{i = C^{te}} \longrightarrow \infty$ (1.6)

- d'autre part : $\frac{\partial f}{\partial i} \Big|_{v = C^{te}} = 1$ (1.7)

1.3.2. Amorçage à courant d'anode constant

1.3.2.1. Cas où $i_g = 0$

L'équation (1.4) devient :

$$i = \frac{i_s}{1 - (M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1)} = f_0(i, v)$$

et :

$$\frac{\partial f_0}{\partial v} \Big|_{i = C^{te}} = \frac{di_s}{dv} [1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1] + i_s \left[\alpha_1 \frac{dM_p}{dv} + \alpha_2 \frac{dM_n}{dv} \right] \frac{1}{(1 - M_n \alpha_1 - M_p \alpha_2)^2}$$

Chaque terme du numérateur de cette expression étant fini, la condition (1.6) est vérifiée lorsque :

$$1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1 = 0$$

soit la relation caractéristique :

$$M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1 = 1 \quad (1.8)$$

1.3.2.2. Cas où $i_g > 0$

La relation (1.4) peut s'écrire :

$$i = f_0(i, v) + f_g(i, v, i_g)$$

avec :

$$f_g(i, v, i_g) = \frac{M_n \alpha_2 i_g}{1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1}$$

La condition $\frac{9f}{9v} \longrightarrow \infty$ conduit, de même que dans le paragraphe précédent à la relation (1.8) :

$$M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1 = 1$$

En fait, pour être plus explicite, il conviendrait d'écrire :

$$M_n \cdot \alpha_2 (i + i_g) + M_p \cdot \alpha_1 (i) = 1 \quad (1.9)$$

Il apparaît alors que, α_2 étant une fonction croissante de $i + i_g$, (avant que la condition d'amorçage soit satisfaite) et non plus seulement de i lorsque i_g était nul, un courant de grille tend à augmenter la valeur de α_2 ; donc, lors d'un accroissement de tension anodique, le premier membre de l'expression (1.9) sera égal à 1 pour des tensions v plus faibles qu'en l'absence du courant de grille.

1.3.3. Amorçage à tension constante

Il convient d'expliciter la relation (1.7).

Dans ce cas, puisque seuls les α_1 et α_2 sont fonctions du courant anodique, il vient :

$$\frac{9f}{9i} \Big|_{v=C^{te}} = \frac{M_n i_g \frac{d\alpha_2}{di} (1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1) + (M_n \alpha_2 i_g + i_s) (M_n \frac{d\alpha_2}{di} + M_p \frac{d\alpha_1}{di})}{(1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1)^2}$$

ce qui peut s'écrire :

$$\frac{9f}{9i} \Big|_{v=C^{te}} = \frac{M_n i_g \frac{d\alpha_2}{di}}{1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1} + i \frac{M_n \frac{d\alpha_2}{di} + M_p \frac{d\alpha_1}{di}}{1 - M_n \alpha_2 - M_p \alpha_1}$$

d'où la relation d'amorçage :

$$M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1 + M_n \frac{d\alpha_2}{di} \cdot (i + i_g) + M_p \frac{d\alpha_1}{di} \cdot i = 1 \quad (1.10)$$

1.3.4 Amorçage à courant ou tension constants

Les conditions d'amorçage (8) et (10) peuvent être exprimées sous forme condensée :

- à courant constant :

$$A(v, i) = 1 \quad (1.8')$$

- à tension constante :

$$B(v, i) = 1 \quad (1.10')$$

Soit une équation $C(v, i) = 1$ qui, si $v = C^{te}$ implique la vérification de (1.10') et qui, si $i = C^{te}$ entraîne celle de (1.8). Nous dirons alors que $C(v, i) = 1$ représente la condition d'amorçage à courant ou tension constants.

Considérons la relation suivante :

$$C = M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1 + M_n \frac{d\alpha_2}{di} \cdot (i + i_g) + M_p \frac{d\alpha_1}{di} \cdot i \quad (1.10'')$$

Nous remarquons que :

$$- \text{ si } v = C^{te}, C = 1 \implies B = 1$$

$$- \text{ si } i = C^{te}, C = 1 \implies A = 1$$

Il se trouve que cette équation n'est autre que la relation B.

1.3.5 Condition générale d'amorçage

Une condition d'amorçage a donc été définie à v ou i constants. Cette équation caractéristique est encore valable si v et i ne sont pas pris successivement mais simultanément comme variables, ce qui est généralement le cas. En effet, en faisant l'approximation couramment admise : $M_p = M_n = M$, l'équation (1.10'') peut s'écrire :

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \frac{d\alpha_2}{di} \cdot (i + i_g) + \frac{d\alpha_1}{di} \cdot i = \frac{1}{M}$$

Le premier membre de cette équation est une somme de fonctions uniformément croissantes de i , tandis que le second, une fonction uniformément décroissante de v ; l'intersection, si elle existe, est donc unique dans le cas particulier d'une égalité des facteurs de multiplication.

Le même raisonnement peut être tenu dans le cas général où $M_n \neq M_p$; à toute valeur de v correspond ainsi une seule valeur de i pour un courant de grille donné.

L'équation suivante :

$$M_n \alpha_2 + M_p \alpha_1 = 1 - M_n \frac{d\alpha_2}{di} \cdot (i + i_g) - M_p \frac{d\alpha_1}{di} \cdot i \quad (1.11)$$

caractérise donc bien, d'une manière générale, le point de retournement de la caractéristique statique, dans l'hypothèse du modèle de thyristor envisagé.

Toutefois, l'intérêt pour l'utilisateur, d'une telle conclusion est assez limité ne serait-ce que par le nombre des paramètres, la non linéarité et le caractère implicite de l'équation finale. Afin de surmonter ces difficultés, certains auteurs ont proposé une méthode graphique permettant la prédétermination de la caractéristique statique $v(i)$ à partir de l'allure des courbes $M(v)$ et $\alpha(i)$.

1.4. Prédétermination graphique de la caractéristique de tension des thyristors.

1.4.1 Courant de commande seul ($i_g = 0$)

Dans l'hypothèse où les facteurs de multiplication sont égaux : $M_n = M_p = M$, J.F. GIBBONS [8] décrit une méthode graphique permettant la construction de la caractéristique statique.

L'équation (1.2) s'écrit alors :

$$\frac{1}{M(v)} = \alpha_1(i) + \alpha_2(i) + \frac{I_0}{I} \quad (1.12)$$

où le premier membre n'est fonction que de v et le second de i uniquement.

En conséquence, le plan est divisé en quatre quadrants de la manière suivante (figure 1.3) : dans le premier, on représente la courbe $g(i) = \alpha_1(i) + \alpha_2(i) + \frac{I_0}{I}$ en fonction de i , et dans le troisième les variations de $\frac{v}{V_{BD}}(M)$ inverse de la fonction $M(v)$ (relation (1.3')).

En traçant dans le deuxième quadrant les variations de $h(M) = \frac{1}{M(v)}$, on peut effectuer le raisonnement suivant :

A une intensité i du courant d'anode correspondent, d'après la relation (1.12) les valeurs de $g(i)$ (point A) et $h(M) = g(i)$ (point B) - les courbes $h(M)$ et $g(i)$ ont été tracées à la même échelle - d'où le point C appartenant à $\frac{v}{V_{BD}}(M)$; le point de fonctionnement K de la caractéristique statique apparaît alors dans le quatrième quadrant.

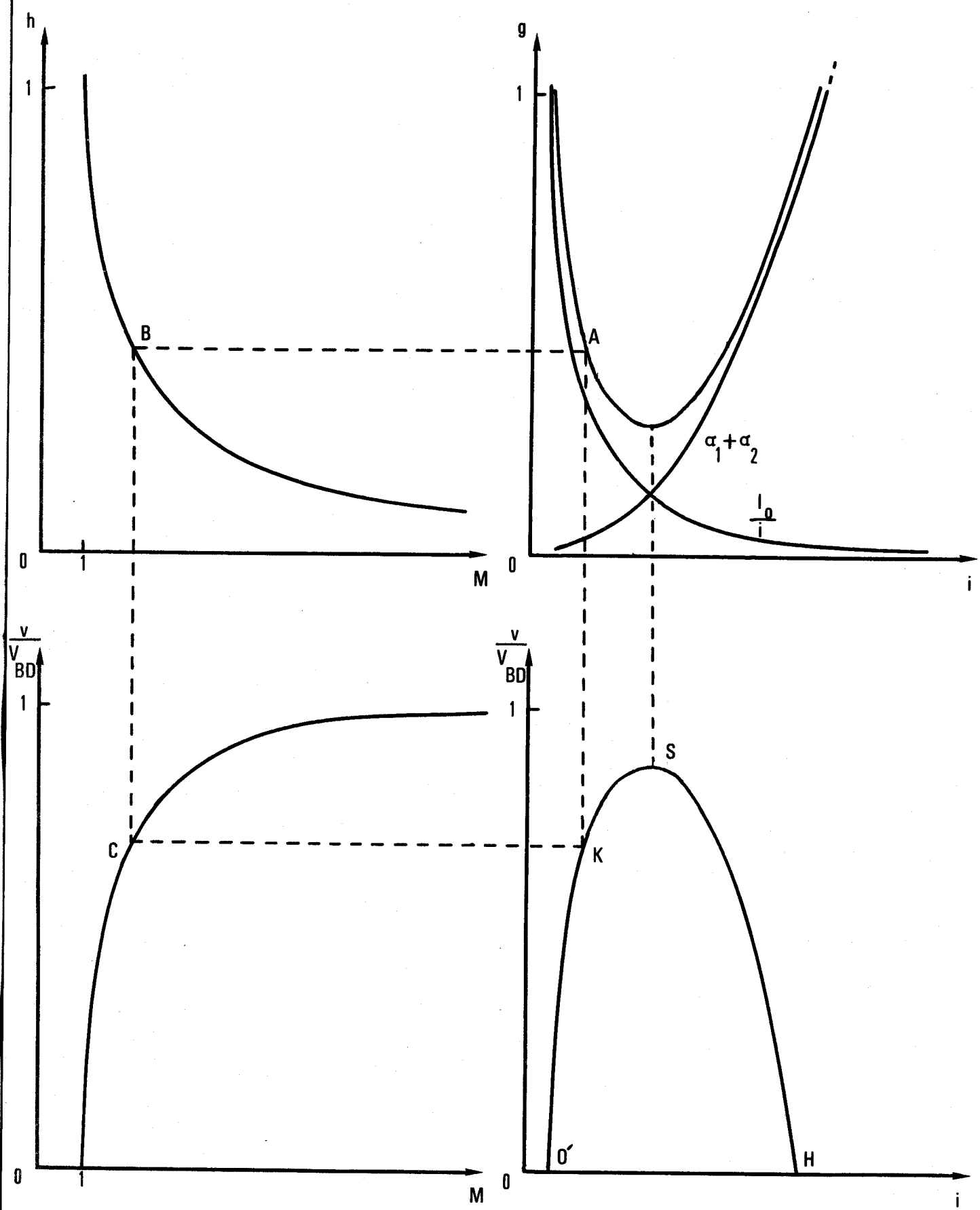


Figure 1.3 - Prédétermination graphique de la caractéristique de tension du thyristor.



Une première observation s'impose : le facteur de multiplication M étant supérieur ou égal à 1, cette valeur fixe les limites en courant de la courbe $\frac{v}{V_{BD}}(i)$. En effet, lorsque $M = 1$, $g(i) = 1$, les points appartenant à la caractéristique cherchée (4ème quadrant) sont O' et H pour lesquels $v = 0$ et respectivement $i = I_0$ et $i = I_H$ (en négligeant pour O' la somme $\alpha_1 + \alpha_2$ devant $\frac{I_0}{I}$).

Cette construction montre encore que le point S de retournement de la caractéristique correspond au minimum de la courbe $g(i)$.

1.4.2 Courant de commande différent de zéro

L'équation (1.2) devient dans ce cas :

$$\frac{1}{M(v)} = \alpha_1 (i) + \alpha_2 (i + i_g) \cdot \left(1 + \frac{i_g}{I}\right) + \frac{I_0}{I} \quad (1.13)$$

En utilisant la construction décrite au paragraphe précédent pour déterminer la nouvelle caractéristique statique, il convient de modifier uniquement les courbes du premier quadrant comme le montre la figure 1.4. On en déduit alors les caractéristiques correspondantes.

1.4.3 Application de la méthode graphique de GIBBONS

Une exploitation possible du procédé [8] qui vient d'être décrit, est la détermination de l'évolution du courant de maintien $i = I_H$ (point H) en fonction de la température. Il faut pour cela connaître la modification des courbes $M(v)$ et $g(i)$ avec le paramètre dont on veut étudier l'influence sur $v(i)$. Les résultats rapportés par J.F. GIBBONS montrent une bonne conformité avec l'expérience.

1.5 Schémas équivalents du thyristor

Certains auteurs ont présenté ou utilisé des circuits rendant compte du comportement du thyristor dans des conditions de fonctionnement bien déterminées. C'est ainsi que l'on distingue des modèles permettant de traduire certaines parties de la caractéristique $v(i)$:

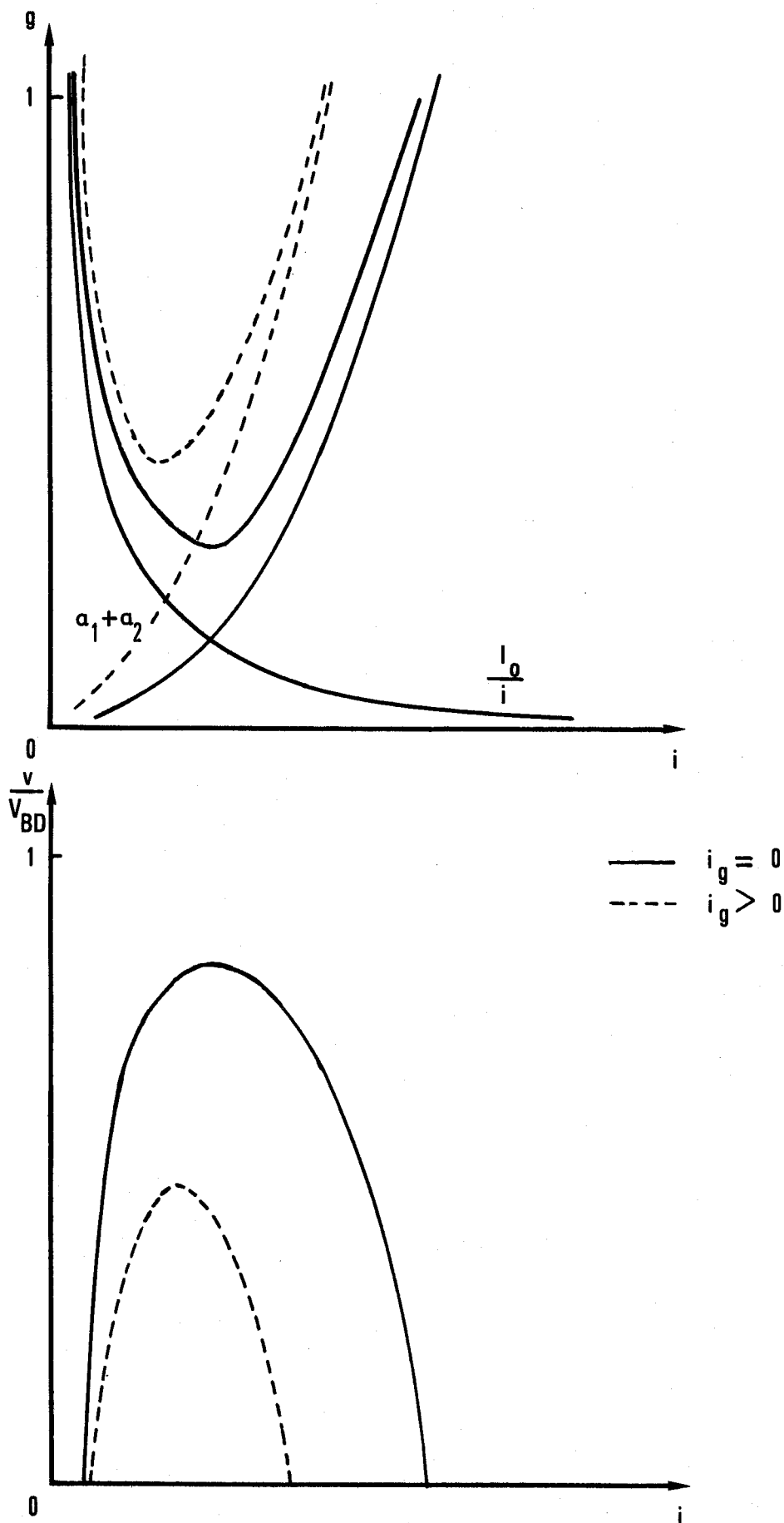


Figure 1.4 - Détermination graphique de l'évolution de la caractéristique de tension lorsque le courant de grille n'est pas nul.



- soit dans la zone bloquante en sens direct
- soit dans la zone de conduction.

Nous nous proposons d'en donner ici un bref aperçu.

1.5.1 Schéma à deux transistors

Considérons les quatre couches $P_1 N_1 P_2 N_2$ (figure 1.5 a) comme pouvant être associées trois à trois de la façon indiquée (figure 1.5) dont la représentation schématique est celle de la figure 1.5 b. On montre [1] , [4] , [6] que l'expression $v(i)$ est la même pour le thyristor et pour le schéma à deux transistors.

Soient, en effet, les expressions des courants de base et de collecteur respectivement des transistors T_1 et T_2 .

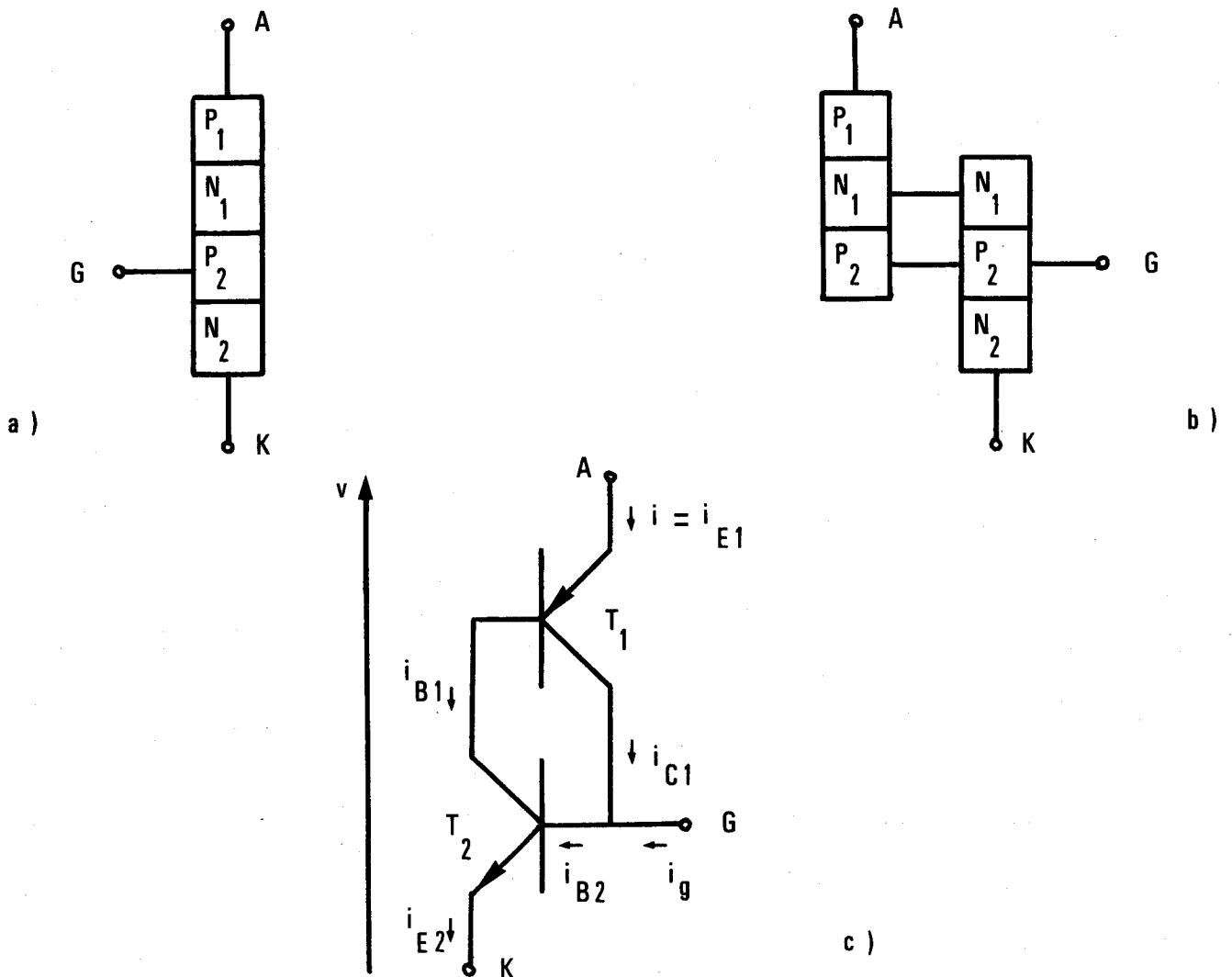


Figure 1.5 - Représentations des structures réelles et équivalentes du thyristor bloquant.

$$i_{B1} = (1 - \alpha_1^*) i_{E1} - I_{C01}$$

$$i_{C1} = \alpha_1^* i_{E2} + I_{C02}$$

où α_1^* et α_2^* représentent les gains en courant en base commune des transistors, I_{C01} et I_{C02} les courants de fuite de T_1 et T_2 .

Or :

$$i_{B1} = i_{C2} \quad , \quad i_{E1} = i \quad , \quad i_{E2} = i + i_g$$

d'où l'on déduit :

$$i = \frac{\alpha_2^* i_g + I_{C01} + I_{C02}}{1 - (\alpha_1^* + \alpha_2^*)} \quad (1.14)$$

Cette relation est similaire à l'expression (1.2) du courant d'anode calculé par un autre procédé, à condition de poser :

$$\alpha_1^* = M_n \alpha_1 \quad , \quad \alpha_2^* = M_p \alpha_2 \quad , \quad I_{C01} + I_{C02} = M i_s$$

L'expérimentation de ce circuit a été réalisée par certains auteurs [12] [1], [5] et permet effectivement de vérifier, moyennant quelques précautions, l'allure de la caractéristique de tension du thyristor. Pour ce faire, il est nécessaire d'adjoindre les résistances r_1 et r_2 dans les deux circuits de base des transistors (figure 1.6) de manière à obtenir des gains réduits pour les faibles valeurs du courant i comme dans le cas des thyristors.

1.5.2 Schéma à diodes et résistances

Le thyristor, dans l'état passant, se comporte sensiblement comme une diode. Toutefois, l'examen des caractéristiques statiques $v_{go}(i_k)$ d'une part, montrant les variations du potentiel de grille v_{go} en circuit ouvert en fonction du courant cathodique i_k , et $v_{gk}(i_k)$ d'autre part, représentant les variations de la tension grille-cathode (anode déconnectée) amène à chercher la raison des différences de potentiel observées.

Nous avons relevé ces différentes courbes pour plusieurs thyristors.

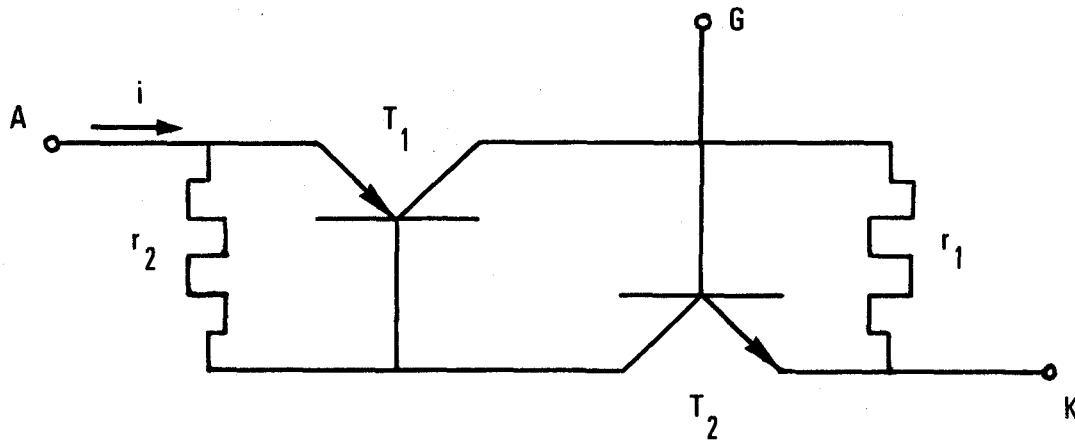


Figure 1.6 - Schéma électrique permettant la simulation de la caractéristique de tension d'un thyristor.

On constate d'une part (figure 1.7) que dans le cas d'un circuit de grille ouvert, v_{go} est voisin de la tension anodique v : la jonction grille-cathode crée presque à elle seule le seuil de tension présenté par le thyristor ; l'ensemble des autres couches se comporte alors, en première approximation comme une résistance de faible valeur. D'autre part, la caractéristique $v_{gk}(i_k)$ montre (figure 1.8) que, vue de la grille de commande, la jonction grille cathode présente une "résistance" au passage du courant beaucoup plus élevée que lors d'une fermeture du circuit par l'anode.

L'explication du phénomène, d'ordre technologique, nous est donnée notamment par J. ARNOULD [9] :

Le dopage en impuretés de la couche de commande est plus élevé dans la zone de débordement (figure 1.9) et la jonction J_2 y présente une tension de seuil plus grande qu'au voisinage de la zone de conduction pour le circuit principal. On peut donc considérer que les couches de commande et de cathode sont reliées par les diodes D' et D , (figure 1.10) la première ayant une tension de seuil plus élevée. En outre, les résistances géométriques entre la connexion du fil de gachette et les anodes figurées de D' et D opposent au passage du courant les résistances R' et R .

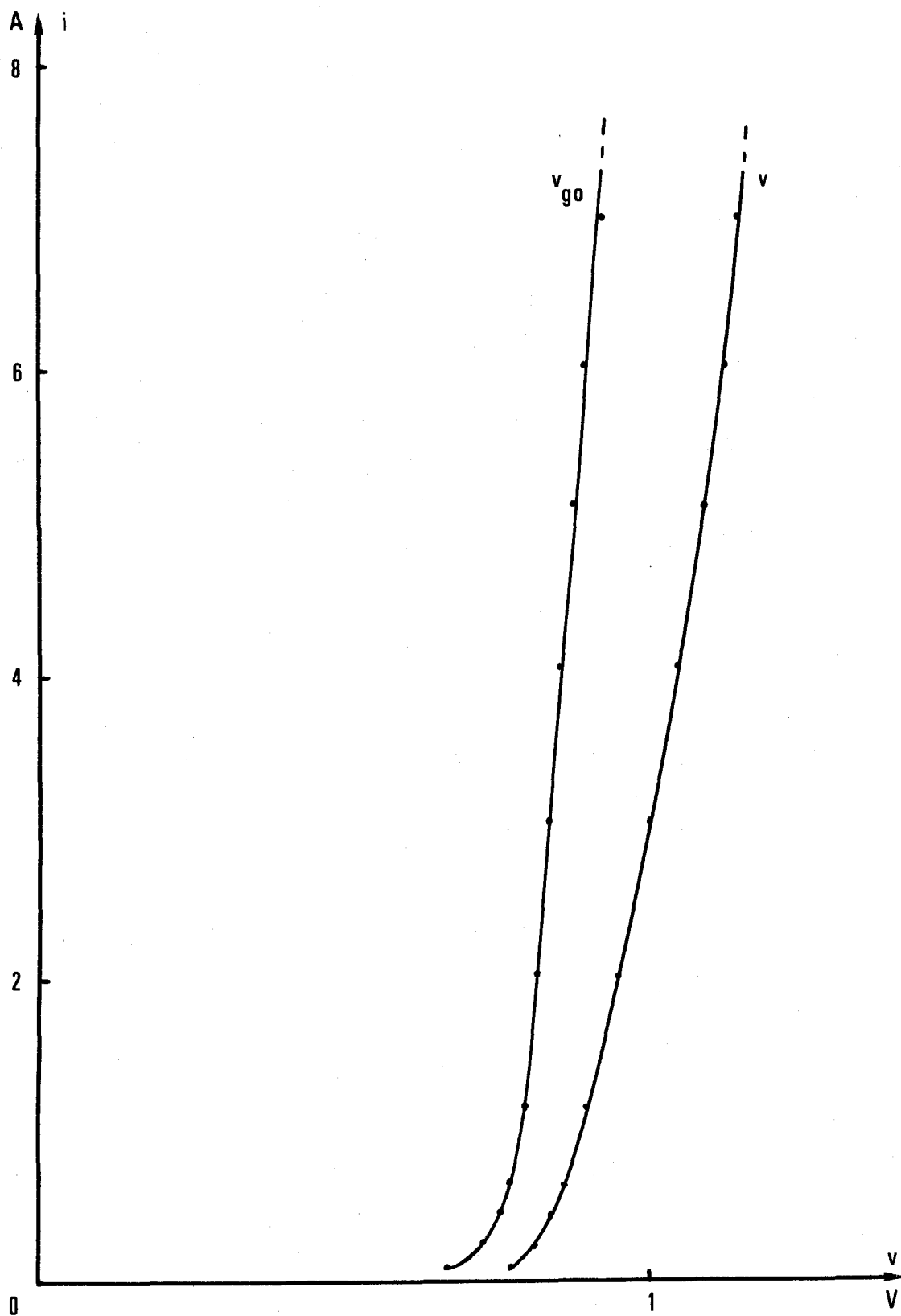


Figure 1.7 - Variations des tensions anodique v et de l'électrode de commande v_{g0} , en circuit ouvert, relevées à la température ambiante, en fonction de i , pour un thyristor 2 N 4444.



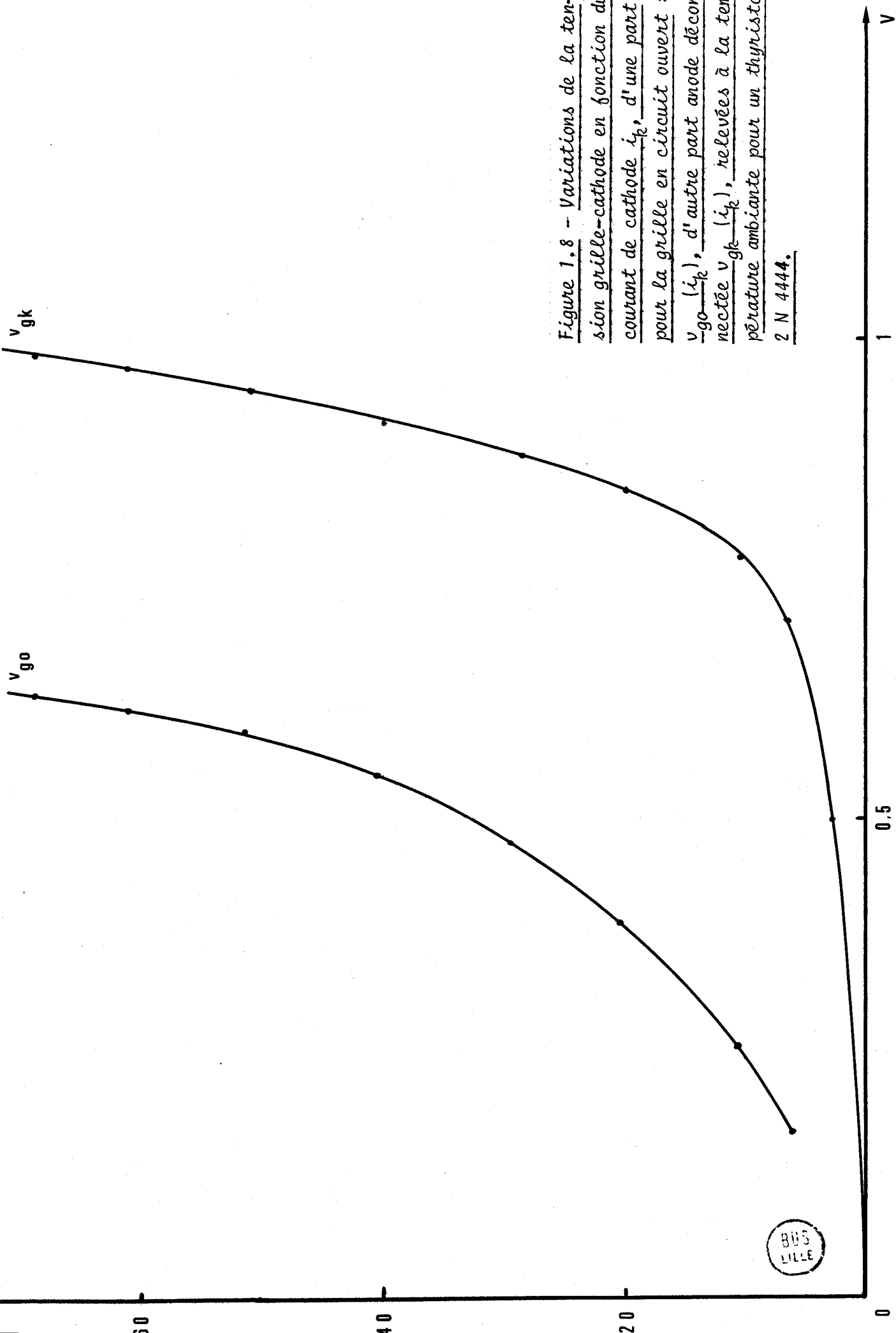


Figure 1.8 - Variations de la tension grille-cathode en fonction du courant de cathode i_k , d'une part pour la grille en circuit ouvert : v_{g0} (i_k), d'autre part anode déconnectée v_{gk} (i_k), relevées à la température ambiante pour un thyristor 2 N 4444.

BUS
LILLE

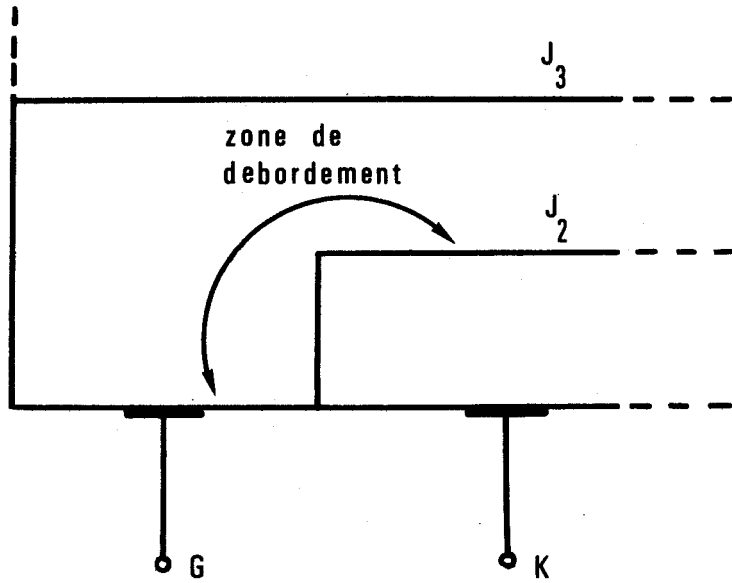


Figure 1.9 - Représentation simplifiée de la zone de débordement de gachette.

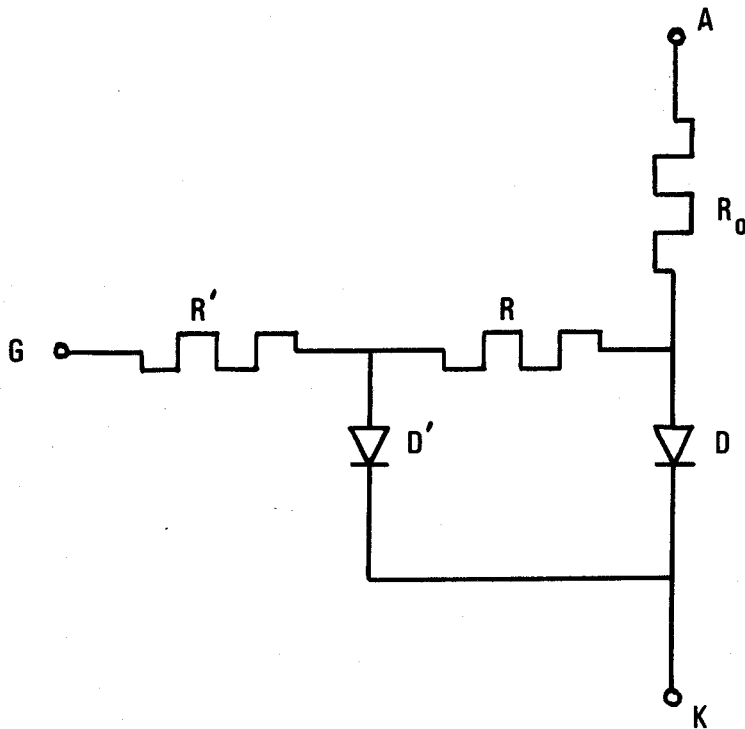


Figure 1.10 - Schéma équivalent statique du thyristor passant



Nous avons réalisé un montage expérimental en prenant les valeurs suivantes pour les différents éléments :

$$R = 6\Omega \quad ; \quad R' = 2,6\Omega \quad ; \quad R_0 = 0,1\Omega$$

tensions de seuil de D' : 0,8 V ; de D : 0,7 V

Nous rapportons (figure 1.11) les courbes réelles et ainsi simulées d'un thyristor de type 2 N 2322. Elles permettent de vérifier que le modèle proposé rend compte, au moins qualitativement des caractéristiques statiques de l'électrode de commande.

1.6. Conclusion

Malgré l'utilité du modèle unidimensionnel pour la détermination d'une condition d'amorçage du thyristor, de nombreux auteurs tels que GENTRY [10] ou J. ARNOULD [9] ont montré qu'il était indispensable de considérer un modèle tri-dimensionnel, faisant intervenir les effets de striction des lignes de courant, pour rendre compte du comportement de la structure p-n-p-n en commutation. Toutefois, les limites de validité de la théorie classique sont rarement définies de manière précise. C'est pourquoi, afin de contribuer à mieux en situer le domaine d'application à l'ensemble des phénomènes liés à l'amorçage, nous nous sommes proposés d'étudier, à partir des raisonnements exposés dans ce chapitre, d'une part l'évolution de la caractéristique de tension en fonction de la température, d'autre part, le temps de délai précédant la fermeture, en fonction des paramètres qui le déterminent.

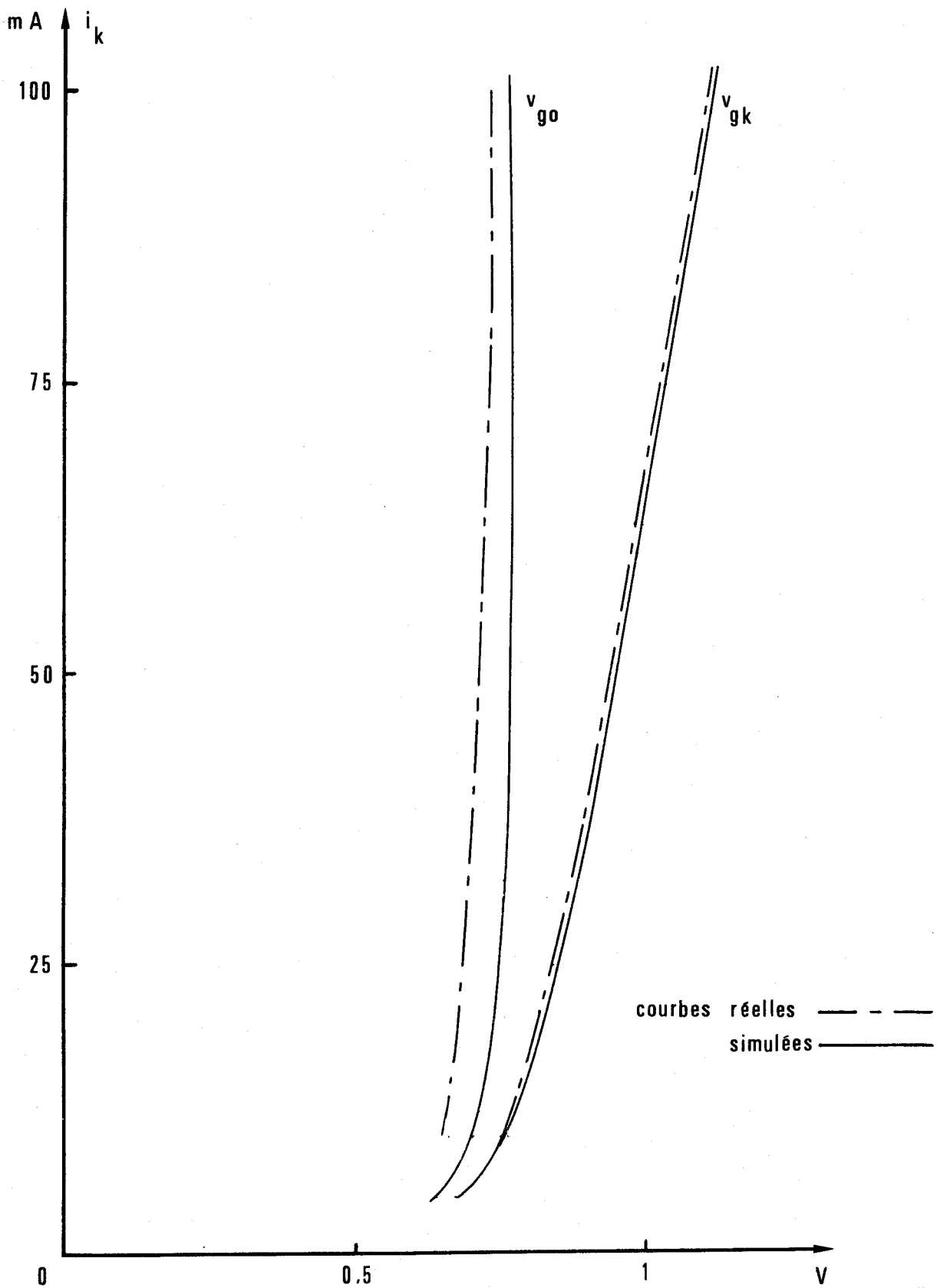


Figure 1.11 - Caractéristiques $v_{go}(i_k)$ et $v_{gk}(i_k)$ réelles et simulées d'un thyristor de type 2N2322, à la température ambiante.



C H A P I T R E 2

INFLUENCE DE LA TEMPERATURE SUR LA CARACTERISTIQUE DE TENSION DES THYRISTORS

2.1. Introduction

L'étude de l'influence de la température sur la caractéristique statique de tension des thyristors doit nous permettre de discriminer, au voisinage du point d'amorçage, l'importance relative des facteurs déterminant la commutation, en connaissant, au moins qualitativement, leur évolution lorsqu'ils sont pris séparément.

Nous nous limiterons dans ce chapitre à une présentation succincte des résultats obtenus, une interprétation plus approfondie des phénomènes observés étant rapportée par B. MERLEN [12] .

2.2. Prédétermination des variations de la caractéristique statique en fonction de la température.

De manière à faciliter une vérification expérimentale ultérieure, nous avons choisi de prédéterminer l'influence de la température sur la caractéristique statique en utilisant la méthode graphique de J.F. GIBBONS.

Les paramètres de l'équation (1.12) sensibles aux variations de température sont le facteur de multiplication M , le courant de fuite I_0 et les coefficients α_1 et α_2 .

Les courbes de la figure (2.1) nous montrent que pour une élévation de température de 300 à 400° K, la tension d'avalanche V_{BD} de la jonction centrale augmente d'environ 20 % d'où l'on peut en déduire (Annexe II), pour chaque valeur de v les valeurs de M correspondantes.

Par ailleurs, le courant de fuite I_0 pour de telles variations de température peut augmenter de plus de 100 % [12] , tandis que les coefficients α_1 et α_2 varient peu (environ 1 %) tant que la condition d'amorçage n'est pas vérifiée, comme le montrent certains auteurs [3] , [6] . Nous supposerons donc en première approximation α_1 et α_2 indépendants de la température.

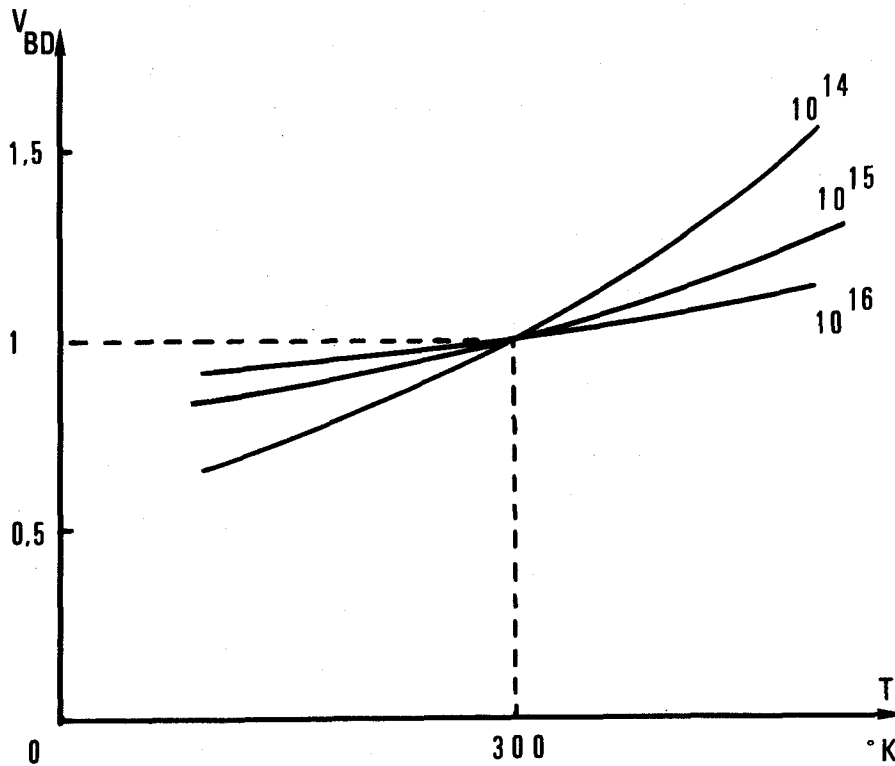


Figure 2.1. - Variations pour le silicium de la tension d'avalanche V_{BD} , normalisée à 300° K, en fonction de la température pour différentes valeurs des concentrations en impuretés exprimées en atomes par cm^3 .

A partir de ces remarques, il est possible de tracer (figure 2.2) les allures des courbes v (M) et g (i) pour les températures de 300° et 400° K, d'où l'on déduit l'évolution qualitative de la caractéristique v (i).

Deux remarques importantes apparaissent :

- 1°/ Les variations du courant d'accrochage I_S avec la température correspondent aux variations relatives de I_0 et des α_i ; ainsi, puisque les α_i sont supposés constants, I_S doit croître avec la température.
- 2°/ Les modifications de la tension de retournement V_{BO} dépendent des variations relatives de M et de I_0 : si, pour un accroissement de température, le facteur de multiplication diminue davantage que I_0 n'augmente, V_{BO} augmente alors ; dans le cas contraire le phénomène inverse doit se produire.

La vérification expérimentale de ces conclusions doit permettre le contrôle des raisonnements tenus pour les obtenir.

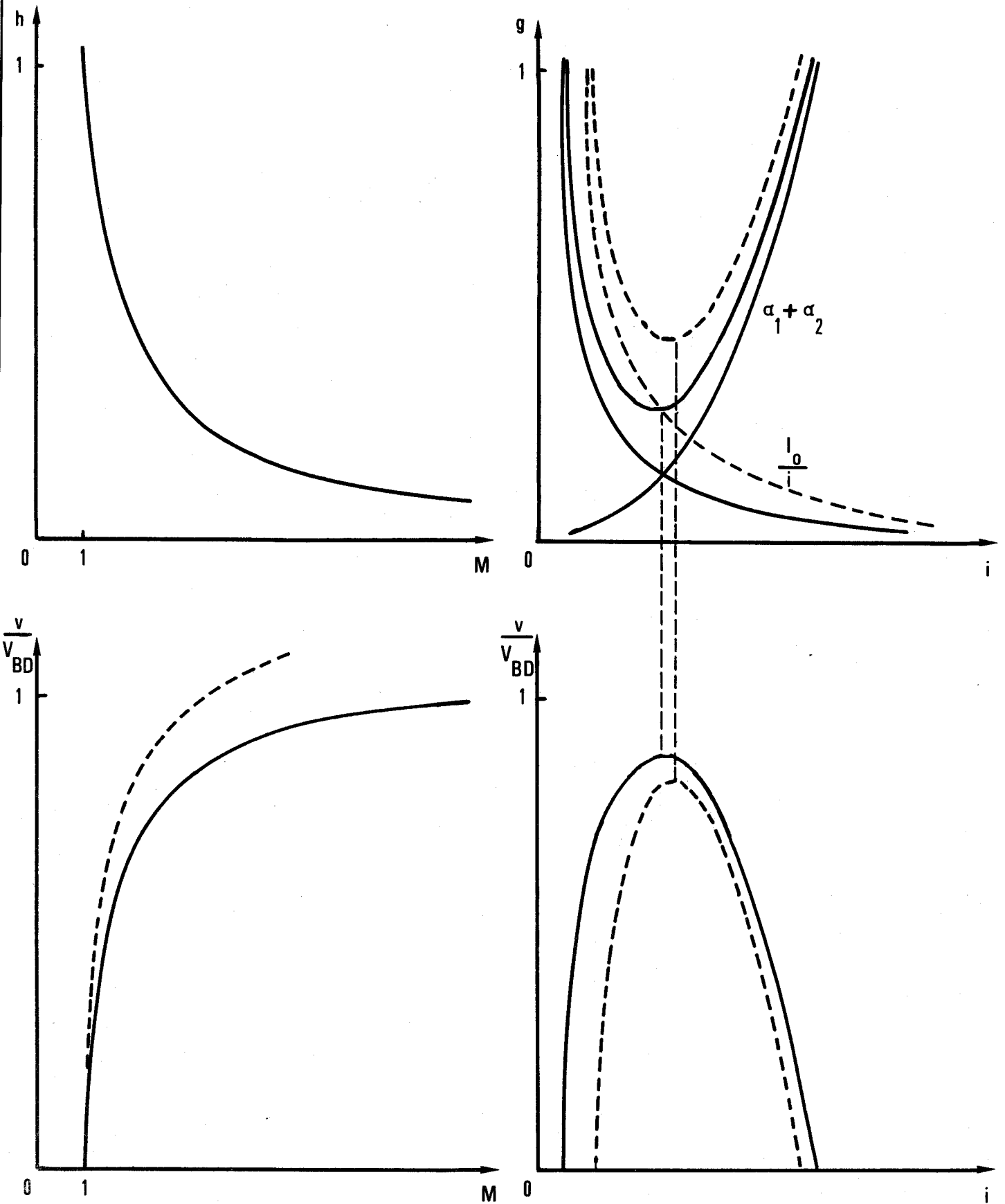


Figure 2.2. - Variations de la caractéristique statique avec la température.

— courbes à la température de référence.
- - - courbes à une température plus élevée.



2.3. Vérification expérimentale de l'évolution qualitative, en fonction de la température, des coordonnées du point de retournement de la caractéristique statique.

Le montage réalisé pour le relevé des caractéristiques statiques est constitué d'un générateur de tension continue réglable entre 400 V et 600 V placé en série avec : une résistance de valeur toujours supérieure à 1 M Ω , un galvanomètre et le thyristor à tester. Etant donnée la valeur élevée de la résistance de charge, on a ainsi constitué un générateur de courant permettant un relevé suffisamment précis de la caractéristique au voisinage du point d'amorçage.

L'élément essayé est monté sur le radiateur d'un transistor dont la puissance dissipée est réglable par action sur le courant de base. L'ensemble est placé dans une enceinte calorifugée de manière que son inertie thermique permette le maintien d'une température constante durant l'essai. Ce paramètre est contrôlé par l'intermédiaire de la tension de déséquilibre entre deux thermocouples associés en opposition dont l'un est plongé dans la glace fondante, et l'autre fixé sur le boîtier du thyristor.

Nous avons ainsi relevé les caractéristiques de plusieurs thyristors pour des températures comprises entre 20° C et 150° C environ. Un exemple en est rapporté (figure 2.3.)

D'une manière générale, les observations suivantes peuvent être faites :

Lorsque la température augmente :

1°/ Le courant d'accrochage I_s diminue

2°/ La pente de la caractéristique statique $\frac{di}{dv}$ au point d'amorçage diminue, nous éloignant ainsi que la condition d'amorçage théorique $\frac{di}{dv} \longrightarrow \infty$

2.4. Conclusion

L'évolution du courant d'accrochage avec la température, étant inverse de celui prévu par le raisonnement, nous permet de mettre en doute les hypothèses de départ, c'est à dire la théorie qui consiste à attribuer l'amorçage des thyristors aux seuls effets du facteur de multiplication M.

Par ailleurs, étant donnée l'allure de la courbe au voisinage du point de retournement, lorsque la température augmente, tout se passe comme si

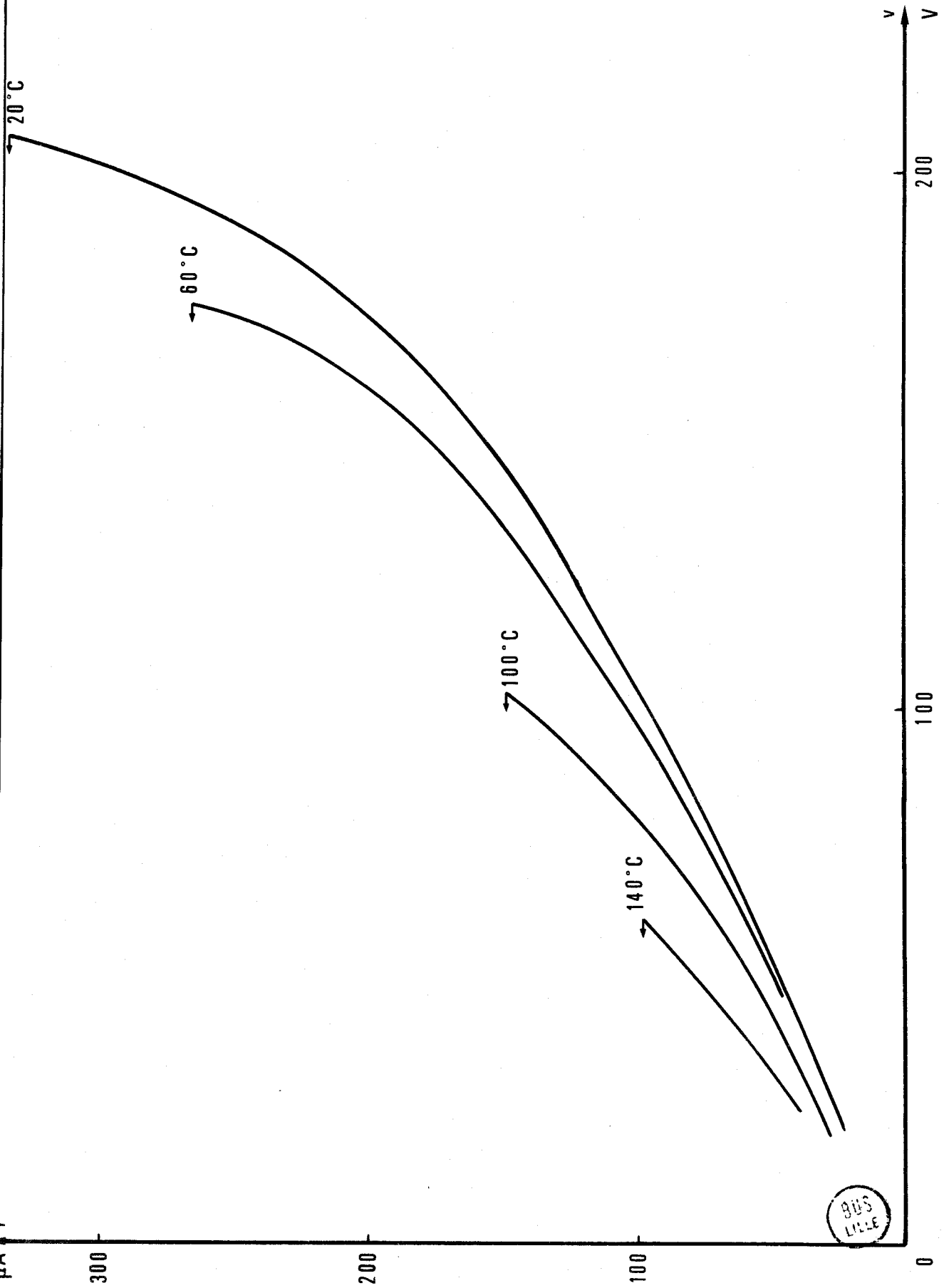


Figure 2.3. - Variations de la caractéristique statique pour différentes températures d'un thyristor de type CR1.

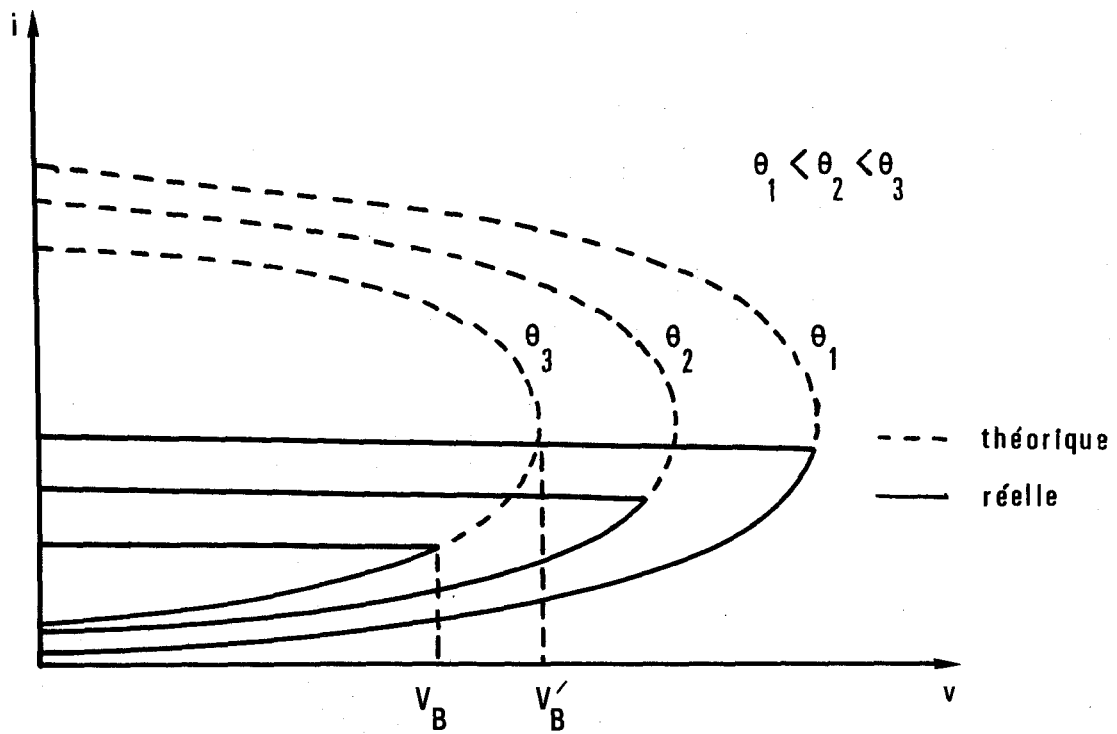


Figure 2.4. Représentation, à courant de grille nul, de l'allure des caractéristiques $i(v)$ théoriques et réelles pour différentes températures.

un phénomène de nature énergétique provoquait en dernier lieu l'avalanche pour des tensions V_B plus faibles que celles V'_B prévues par la construction graphique (figure 2.4.).

Afin d'examiner plus attentivement la validité de cette considération énergétique, nous nous sommes proposé d'étudier le temps de délai précédant l'amorçage des thyristors.

CHAPITRE 3

ETUDE DU TEMPS DE DELAI PRECEDANT L'AMORCAGE DES THYRISTORS

3.1 - Introduction

On distingue généralement trois phases dans l'amorçage des thyristors : le temps de délai, la croissance du courant anodique et l'établissement du régime thermique permanent au niveau de la jonction centrale.

Soient une caractéristique statique relevée pour $i_g = 0$, et la droite de charge AB (figure 3.1). Le temps de délai t_d comprend celui pour lequel une impulsion de commande modifie la caractéristique de tension jusqu'à ce qu'elle ne présente plus que deux points communs A' et B avec la droite de charge ; le point de fonctionnement passe alors de A en A', la tension et le courant anodiques varient peu.

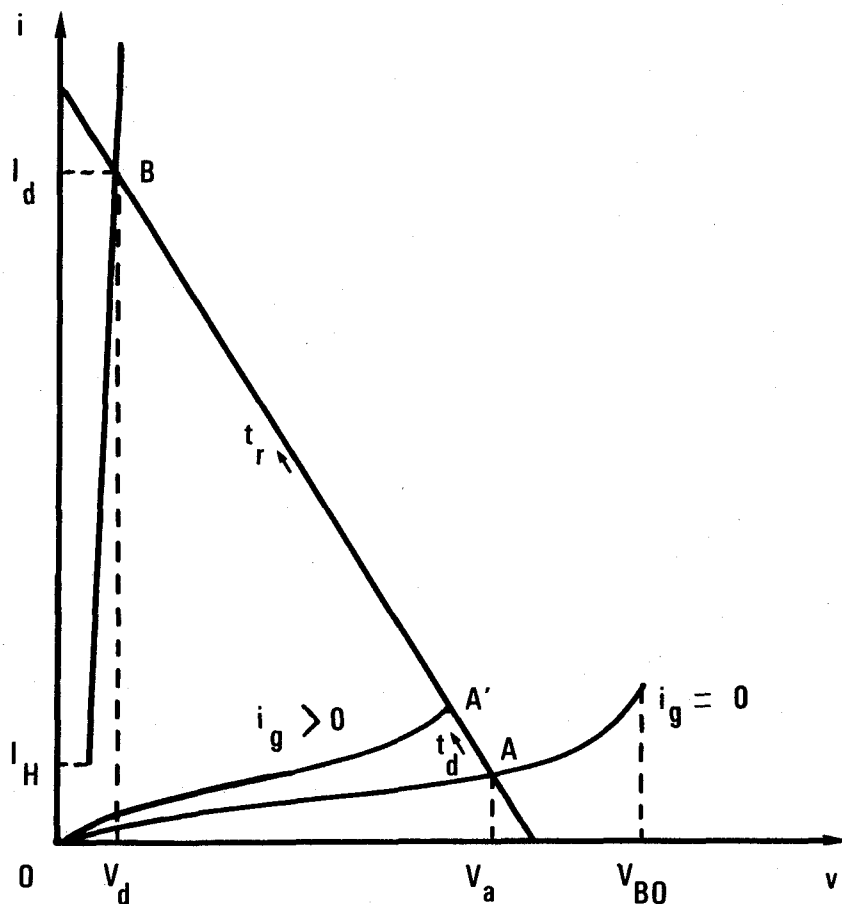


Figure 3.1 - Evolution, sur la droite de charge, du point de fonctionnement pendant l'amorçage.

Le temps d'établissement t_r du courant anodique, correspond à celui pendant lequel le point de fonctionnement décrit le segment A'B.

Dans la troisième phase, les phénomènes thermiques transitoires s'atténuent alors que les tension et courant anodiques ont déjà atteint leurs valeurs de régime permanent (point B).

Les grandeurs t_d et t_r , bien qu'elles puissent être calculées à partir d'hypothèses théoriques relatives à la physique des semi-conducteurs, sont difficilement accessibles à la mesure directe. On peut alors en préciser, à partir de signaux électriques, les valeurs approchées t_{dm} et t_{rm} .

Considérons, par exemple, le cas d'une application à l'instant origine, d'un échelon de tension au circuit de l'électrode de commande. Le passage de la tension anodique v par 90 % et 10 % de sa valeur initiale V_a définissent respectivement t_{dm} et t_{rm} comme le montre la figure 3.2.

Toutefois, suivant le mode de fonctionnement du thyristor, d'autres définitions pourraient être envisagées.

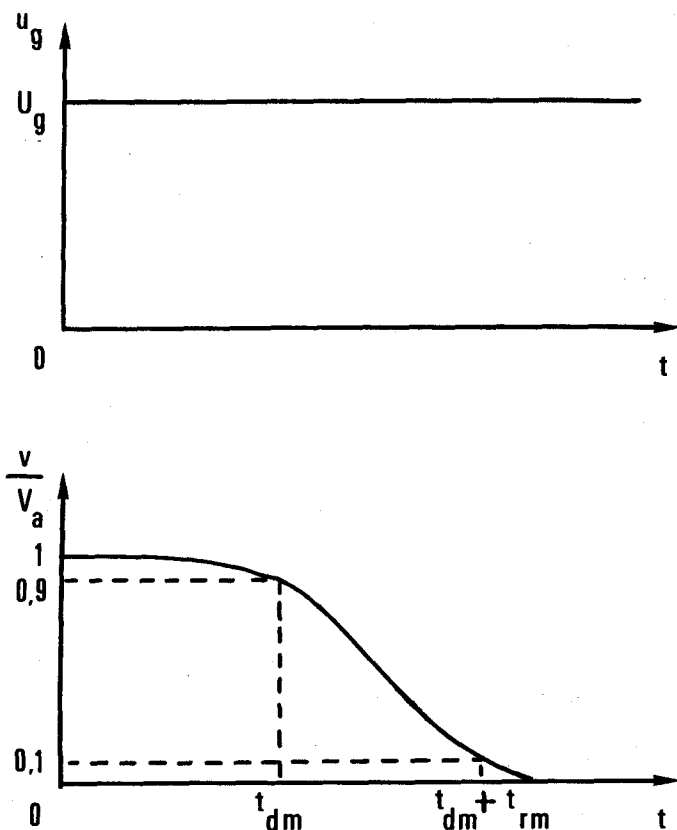


Figure 3.2 - Définition des temps de délai et d'établissement t_{dm} et t_{rm} .

3.2 - Etude théorique approchée du temps de délai pour un modèle unidimensionnel.

Un calcul du temps de délai t_d a été effectué par J. ARNOULD [9] à partir du schéma équivalent à deux transistors pour lequel nous avons rappelé précédemment (§ 1.5.1) l'expression du courant principal en fonction des coefficients α_1^* et α_2^* :

$$i = \frac{i_s + \alpha_2^* \cdot i_g}{1 - \alpha_1^* - \alpha_2^*}$$

Les hypothèses simplificatrices suivantes sont admises :

1°/ Le paramètre α_2^* varie peu avec l'amplitude du courant i mais suit une loi du premier ordre de la forme :

$$\alpha_2^* (p) = \frac{\alpha_{20}^*}{1 + \tau_2 p}$$

où τ_2 représente la constante de temps du transistor T_2 considéré comme un amplificateur de gain statique α_{20}^* , tandis que p symbolise l'opérateur de la transformation de Laplace.

2°/ Le gain statique α_{10}^* suit une loi supposée, en première approximation linéaire en fonction du courant :

$$\alpha_1^* (p) = \frac{A + B \cdot i}{1 + \tau_1 p}$$

La valeur de B est calculée en admettant que

$$\alpha_1^* + \alpha_2^* = \Sigma \alpha^* = 1 \text{ lorsque } i = I_H \text{ et } p = 0.$$

d'où :

$$B = \frac{1 - \Sigma \alpha_0^*}{I_H}$$

3°/ On admet enfin que i_s est très petit devant $\alpha_2^* \cdot i_g$ et que $\tau_1 = \tau_2 = \tau$

Dans ces conditions :

$$\Sigma \alpha^* (p) = \frac{\Sigma \alpha_0^* + B \cdot i (p)}{1 + \tau p}$$

$$\text{et } i(p) = i_g(p) \cdot \frac{\alpha_{20}^*}{1 - \Sigma \alpha_0^* - B \cdot i(p) + \tau p} \quad (3.1)$$

Nous admettons que le temps de délai est celui durant lequel le courant anodique i augmente de 0 à I_H lorsque le circuit de commande est, à l'instant initial, soumis à un échelon de courant :

$$i_g(p) = \frac{I_g}{p}$$

Déterminer l'original de l'expression (3.1) n'est pas très aisé à cause de la présence du terme $B \cdot i(p)$ au dénominateur. De ce fait, J. ARNOULD propose de borner les variations de ce terme par les valeurs extrêmes qu'il peut prendre durant le temps de délai soient 0 et $B \cdot I_H$. On calcule alors les valeurs t_{dmax} et t_{dmin} correspondantes.

1er cas : $B \cdot i = 0$

$$\text{On a alors : } i(p) = \frac{I_g}{p} \cdot \frac{\alpha_{20}^*}{1 - \Sigma \alpha_0^* + \tau p}$$

$$\text{d'où : } i(t) = \frac{\alpha_{20}^*}{1 - \Sigma \alpha_0^*} \cdot I_g \cdot (1 - \exp[-\frac{1 - \Sigma \alpha_0^*}{\tau} \cdot t])$$

$$\text{soit finalement : } t_{dmax} = \frac{\tau}{1 - \Sigma \alpha_0^*} \cdot \text{Log} \frac{1}{1 - \frac{I_H}{I_g} \cdot \frac{1 - \Sigma \alpha_0^*}{\alpha_{20}^*}} \quad (3.2)$$

2eme cas : $B \cdot i = B \cdot I_H$

L'expression (3.1) s'écrit :

$$i(p) = \frac{I_g}{p} \cdot \frac{\alpha_{20}^*}{\tau p}$$

d'où :

$$i(t) = I_g \cdot \frac{\alpha_{20}^*}{\tau} \cdot t$$

et :

$$t_{dmin} = \frac{I_H}{I_g} \cdot \frac{\tau}{\alpha_{20}^*} \quad (3.3)$$

En conclusion :

$$\frac{I_H}{I_g} \cdot \frac{\tau}{\alpha_{20}^*} < t_d < \frac{\tau}{1 - \Sigma \alpha_0^*} \cdot \text{Log} \frac{1}{1 - \frac{I_H}{I_g} \cdot \frac{1 - \Sigma \alpha_0^*}{\alpha_{20}^*}}$$

Remarquons que t_{dmax} tend vers t_{dmin} lorsque I_g augmente. En fait, puisque le terme $\frac{I_H}{I_g} \cdot \frac{1 - \Sigma \alpha^*}{\alpha_{20}^*}$ reste petit devant l'unité, seule l'expression (3.3) est retenue.

Nous nous proposons alors de vérifier si la loi de variations $t_d(I_g)$ donnée par la relation (3.3) peut rendre compte des relevés expérimentaux de t_{dm} .

3.3 - Observation des variations du temps de délai t_{dm} lors d'un amorçage par l'électrode de commande.

3.3.1 - Dispositif d'essais

L'observation du retard à l'amorçage est effectuée à l'oscilloscope, l'essai doit donc être répétitif. Le principe de fonctionnement du dispositif est le suivant :

Une horloge H (figure 3.3.) assure la périodicité du phénomène à 20 m s. D'une part, elle permet la génération d'une impulsion positive à l'ins-

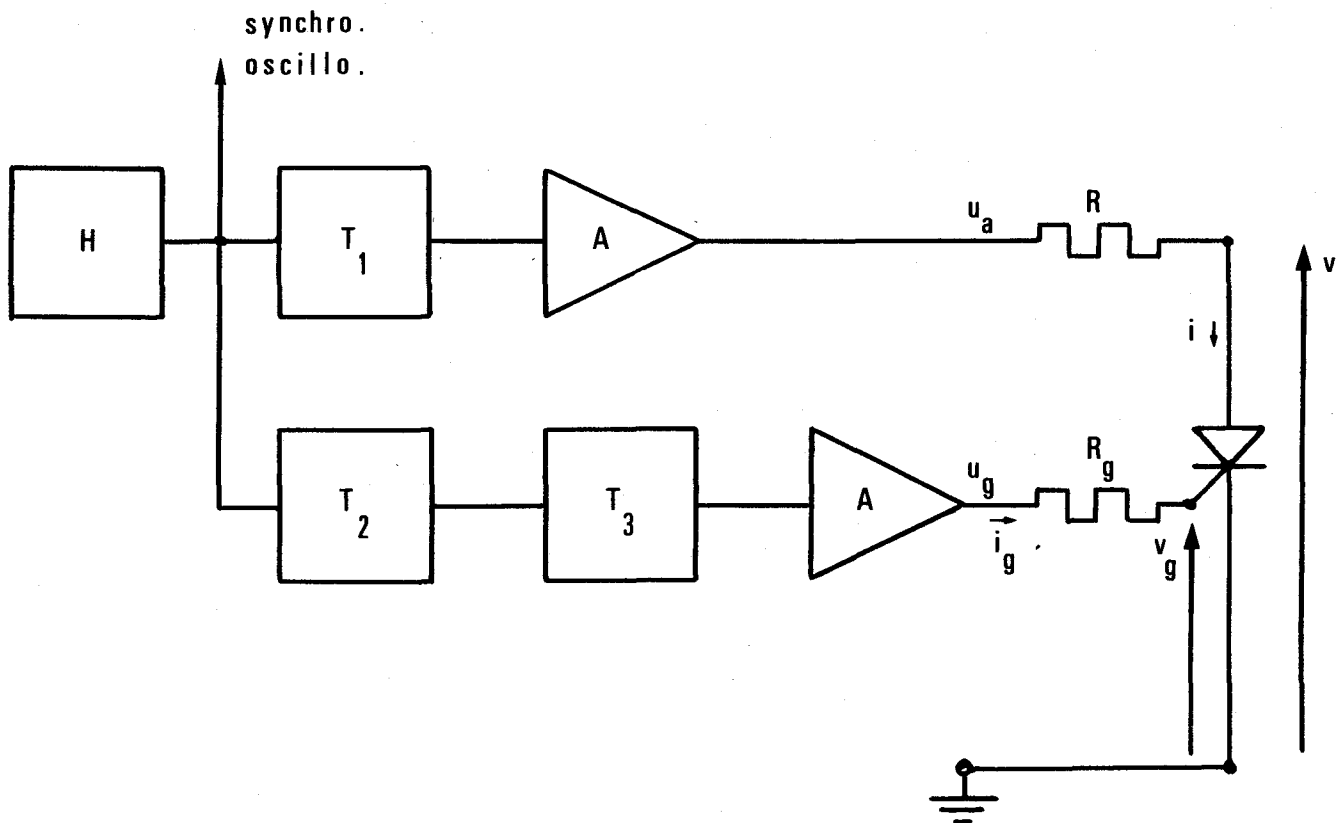
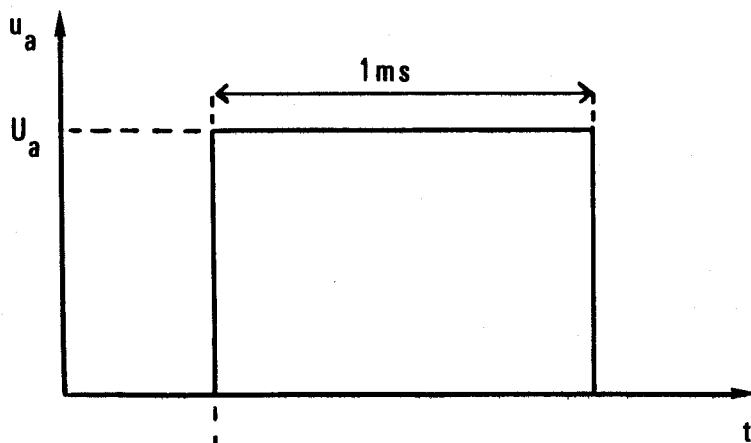
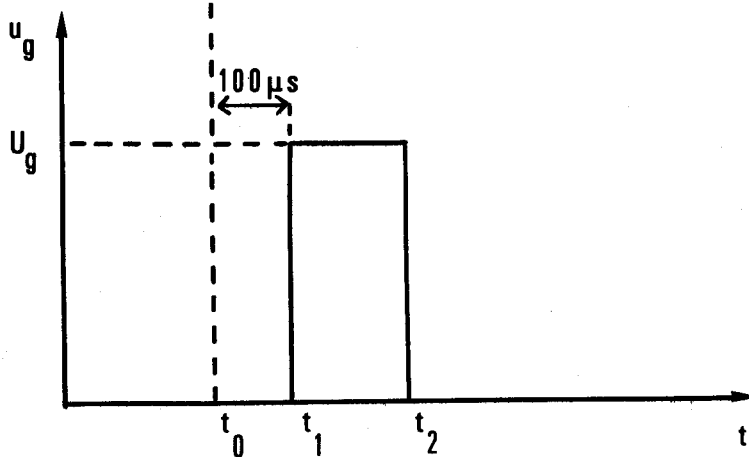


Figure 3.3 - Schéma de principe du dispositif de mesure du temps de délai lors d'un amorçage par l'électrode de commande.

tant t_0 d'une durée de 1 ms (figure 3.4.a) qui, après amplification, fournit la tension d'alimentation u_a du circuit principal ; d'autre part, après une temporisation de 100 μ s par le bloc T_2 elle déclenche par l'intermédiaire du bloc T_3 une autre impulsion à l'instant t_1 qui constitue le signal u_g de commande du thyristor (figure 3.4.b).



(a)



(b)

Figure 3.4 - Diagramme des impulsions de commande du dispositif de mesure du temps de délai.

Le mode opératoire consiste, d'abord, à fixer successivement les valeurs des tensions continues U_a et U_g , le thyristor restant non conducteur, ensuite, à augmenter progressivement la durée $t_2 - t_1$ de l'impulsion u_g jusqu'à obtenir l'amorçage.

Nous confondons avec le temps de délai t_{dm} la plus petite durée de l'impulsion de commande provoquant l'amorçage.

La mesure de $t_{dm} = t_2 - t_1$ est effectuée à l'aide d'un chronomètre numérique, celle de I_g , fixée par la valeur de U_g , est déduite de l'observation oscillographique de la tension aux bornes de R_g .

Par ailleurs, le très faible rapport cyclique de conduction du thyristor soumis à l'essai et les dimensions du radiateur assurent le maintien du boîtier à une température constante.

3.3.2 - Relevés expérimentaux -

Les oscillogrammes des signaux v , v_g , i , i_g , montrent figure 3.5 que la valeur de t_{dm} ainsi déterminée est très voisine de celle que donnerait l'application de la définition du paragraphe 3.1.

Au cours de ces essais, nous n'avons pris en considération que les temps de délai de durée supérieure à celle du régime transitoire initial, permettant ainsi d'en négliger les effets. Cette approximation est d'ailleurs implicite dans la détermination théorique des relations (3.2) et (3.3).

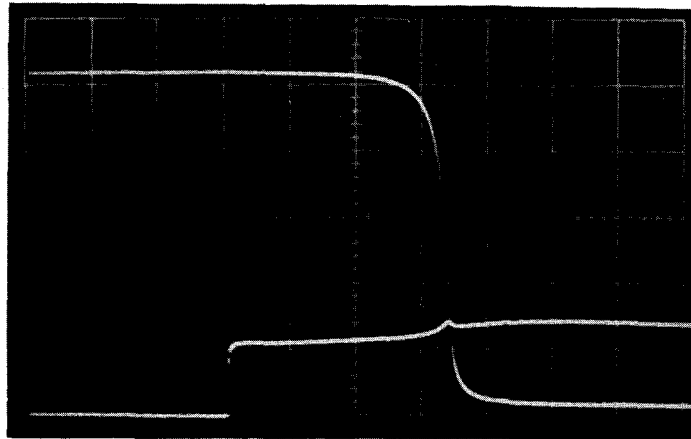
Un exemple de courbe $t_{dm}(I_g)$ relevée de cette manière à la température ambiante pour un élément de type 2 N 1777 est donné figure 3.6. Nous en avons déduit les variations du produit $t_{dm} \cdot I_g$, ou encore, d'après la relation (3.3), celles de $I_H \cdot \frac{\tau}{\alpha_{20}}$ en fonction du courant I_g (figure 3.7).

3.3.3 - Discussion des résultats -

L'allure des variations de $I_H \cdot \frac{\tau}{\alpha_{20}}$ donnée figure 3.7 montre une

diminution du paramètre I_H lorsque le courant I_g augmente, les autres coefficients étant supposés constants. De ce fait, dans la relation (3.3), le courant de maintien ne saurait représenter une grandeur statique, mais on pourrait admettre que ses variations résultent d'une augmentation locale de température, au niveau de la jonction centrale, tant que I_g parcourt l'électrode de commande.

Par ailleurs, les raisonnements suivis pour établir la relation (3.3), et les vérifications expérimentales effectuées conduisent à interpréter le temps de délai comme celui pendant lequel est modifiée la caractéristique $v(i)$ du thyristor. De plus, aucune des expressions (3.2) ou (3.3) ne fait intervenir explicitement l'influence de la tension anodique.

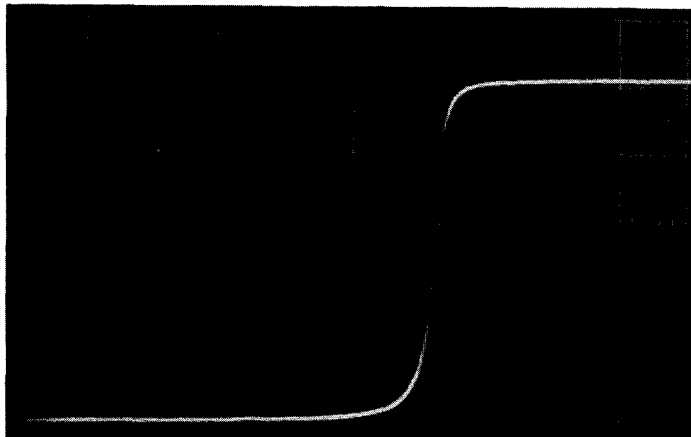


$v(t)$

5 V / div.

$v_g(t)$

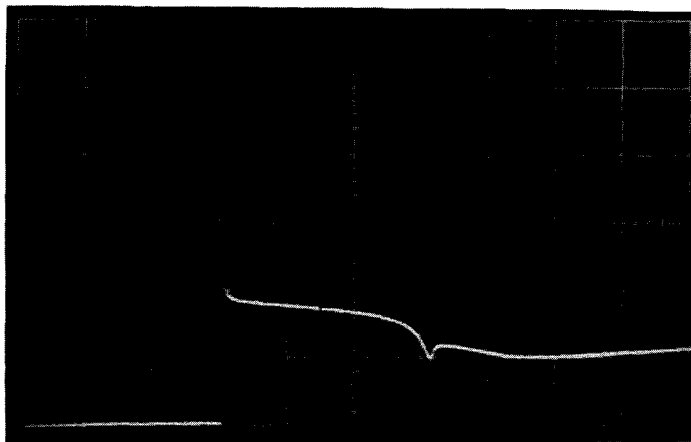
0.5 V / div.



$i(t)$

0.1 A / div.

2 μ s / div.

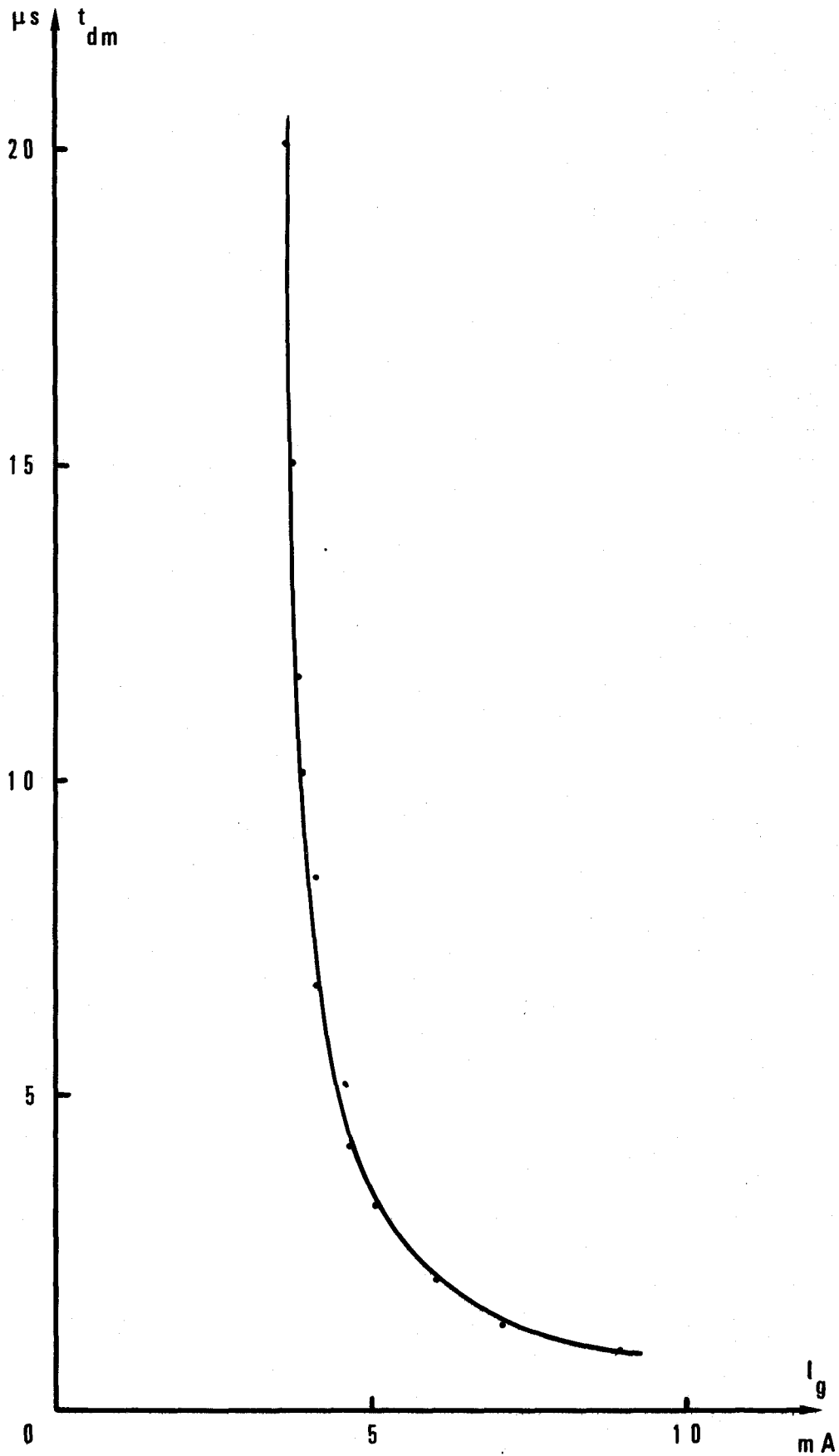


$i_g(t)$

2 mA / div.



Figure 3.5 - Oscillogrammes d'amorçage observés pour un thyristor de type 2 N 1777.



BUS
LILLE

Figure 3.6 - Relevé, pour un thyristor 2 N 1777, des variations $t_{dm}(I_g)$, à tension anodique constante et égale à 15 V avant amorçage.

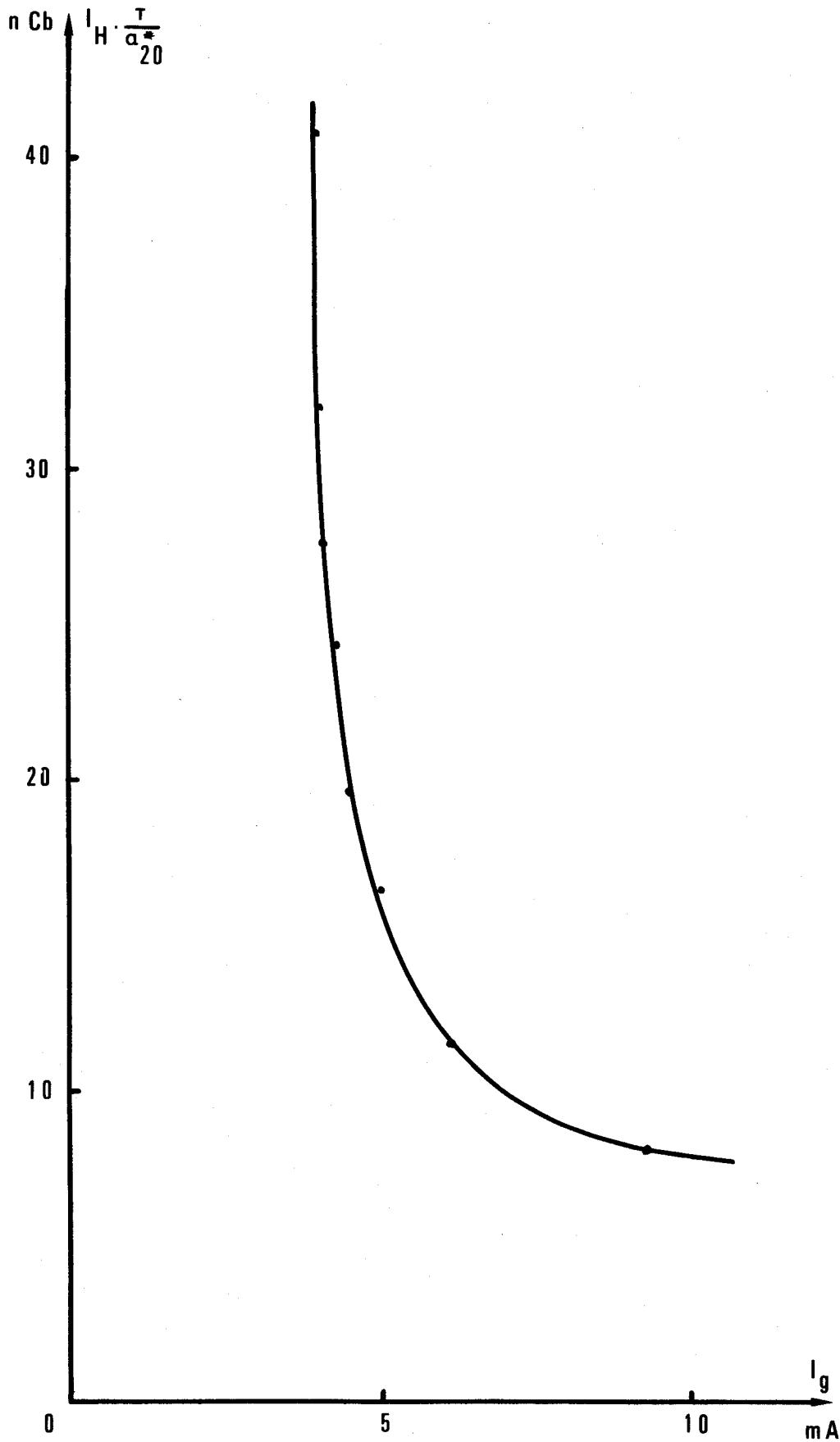


Figure 3.7 - Variations du produit $I_H \cdot \frac{\tau}{\alpha_{20}}$ en fonction du temps de délai pour un thyristor 2 N 1777.



Afin de contrôler ces interprétations, nous avons étudié expérimentalement les variations du retard à l'amorçage en fonction de la tension appliquée entre anode et cathode.

3.4 - Observation des variations du temps de délai lors d'un amorçage par dépassement de la tension de retournement.

3.4.1 - Dispositif d'essais -

Une horloge H (figure 3.8) assure la périodicité du test à 20 ms. Elle engendre une impulsion de largeur réglable qui, après mise en forme par le bloc MF, est amplifiée pour être appliquée au circuit principal. Son allure est donnée figure 3.9. Le front montant est linéaire ; à cette fin, le circuit de mise en forme n'est autre qu'un générateur de rampe. Par ailleurs, une alimentation stabilisée séparée permet le réglage du courant de l'électrode de commande.

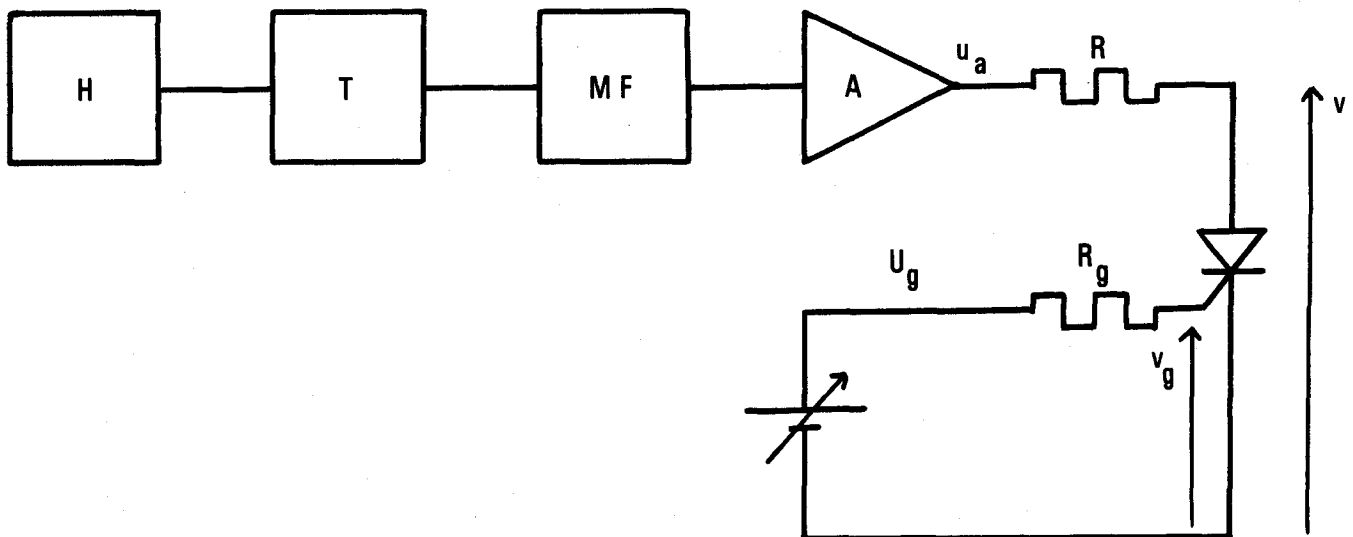


Figure 3.8 - Principe du dispositif d'étude de l'amorçage des thyristors par dépassement de la tension de retournement.

Le déroulement de l'essai consiste à fixer d'abord, une valeur du courant de commande I_g par réglage de U_g , puis la tension de saturation U_a du générateur de rampe, enfin à en augmenter progressivement la durée d'application $t_2 - t_1$ jusqu'à observer l'amorçage. Le temps de délai t_{dm} , mesuré à l'aide

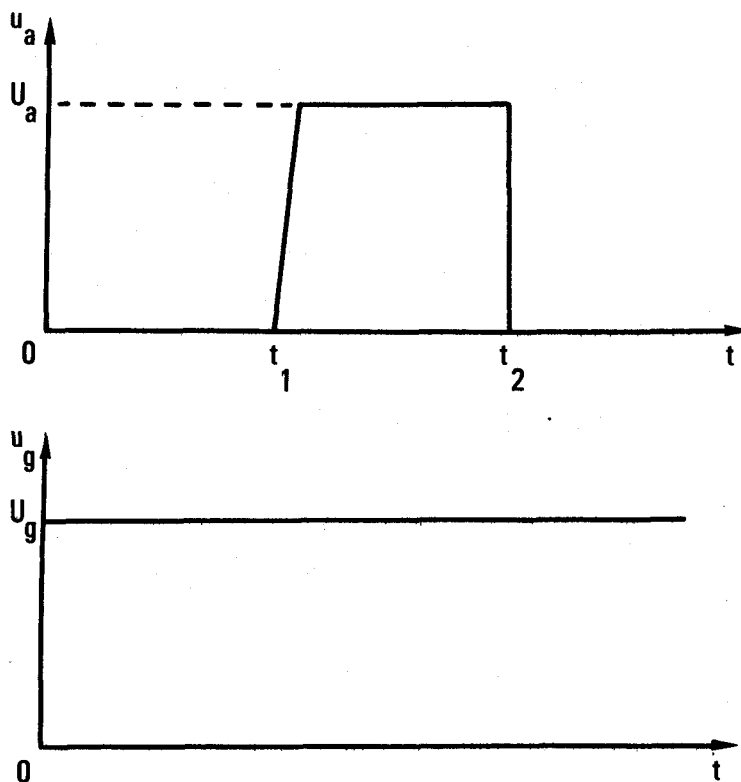


Figure 3.9 - Allure des signaux électriques délivrés par le dispositif d'essais

d'un chronomètre numérique, est alors confondu avec la durée pendant laquelle la tension anodique v reste supérieure à 5 V environ.

Le front montant de la tension u_a est réglée à 80 V/ μ s environ, tandis que sa valeur finale U_a reste comprise entre 5 et 60 V.

3.4.2 - Relevés expérimentaux -

Nous donnons, pour un thyristor 2 N 1777, aux figures 3.10 et 3.11 correspondantes à des températures de boîtier différentes, les variations du temps de délai en fonction de la tension anodique V_a , pour plusieurs valeurs du courant I_g .

Les oscillogrammes (figure 3.12) montrent l'évolution de la tension d'anode v et des signaux de commande lors d'un amorçage par dépassement de la tension de retournement.

Pour un modèle 2 N 2322, à faible valeur de tension de retournement ($V_{BO} \approx 25$ V), nous avons tracé de même les courbes $t_{dm}(V_a)$, à circuit de grille ouvert (figure 3.13).

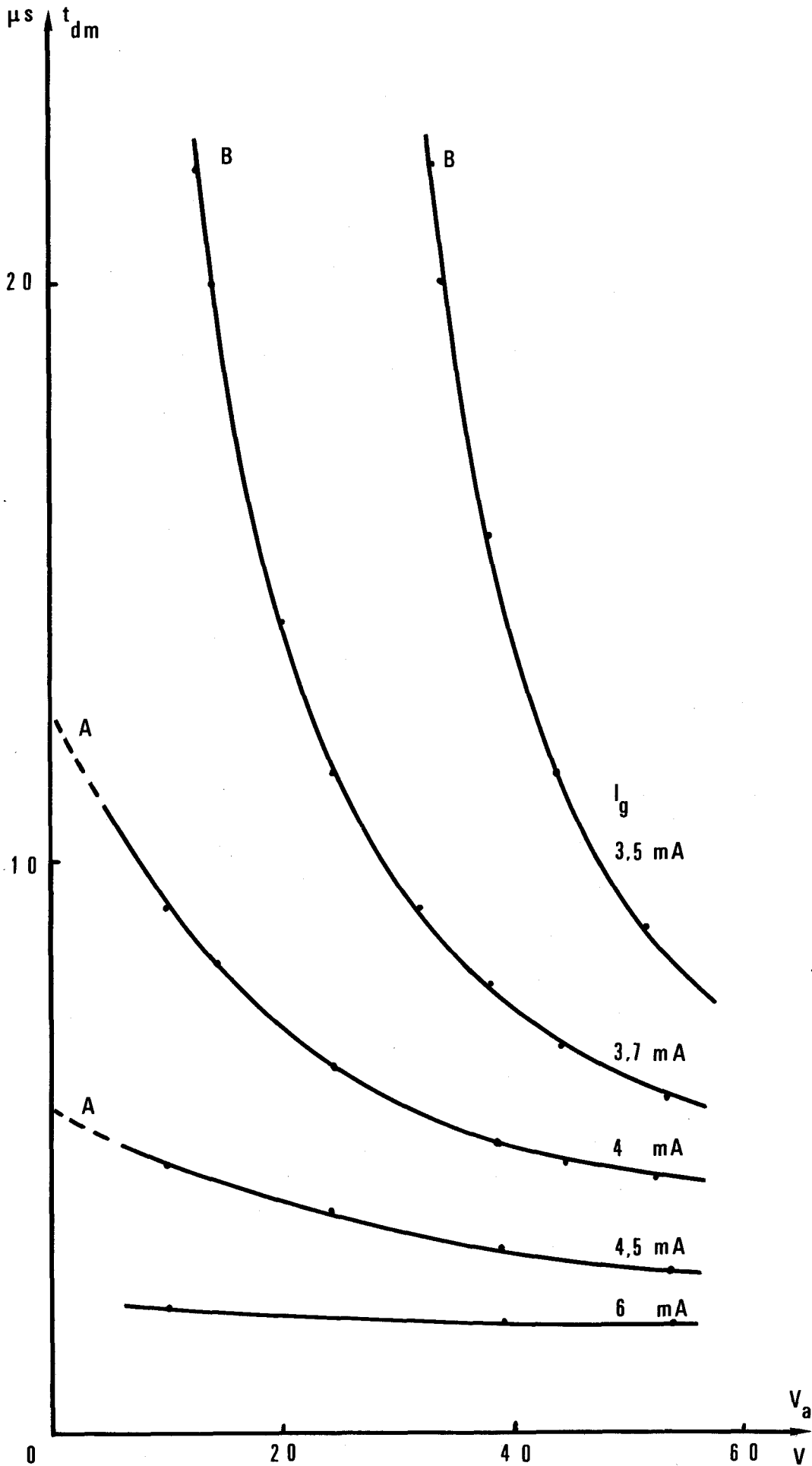


Figure 3.10 - Variations $t_{dm}(V_a)$, pour un thyristor 2 N 1777, à température de boîtier $\theta \approx 20^\circ$ C. La valeur de I_g est donnée pour chaque courbe.

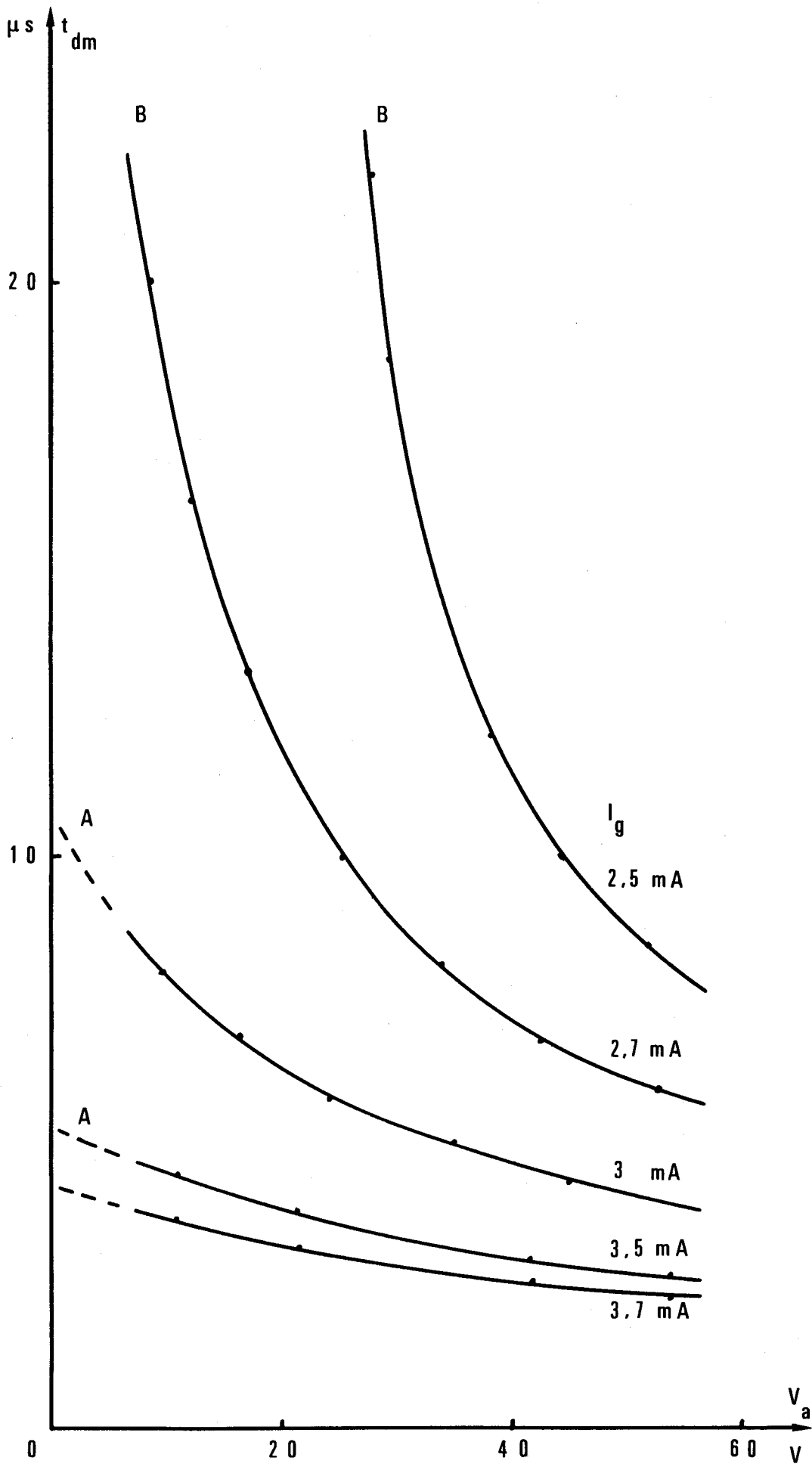
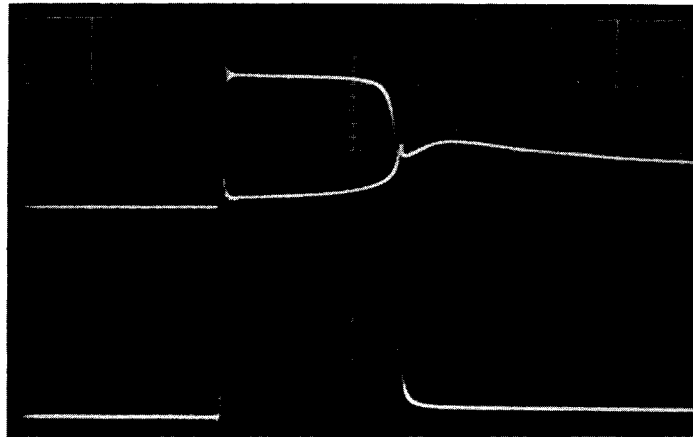


Figure 3.11 - Variations $t_{dm}(V_a)$, pour un thyristor 2N 1777, à température de boîtier $\theta \approx 80^\circ C$. La valeur de I_g est donnée pour chaque courbe.

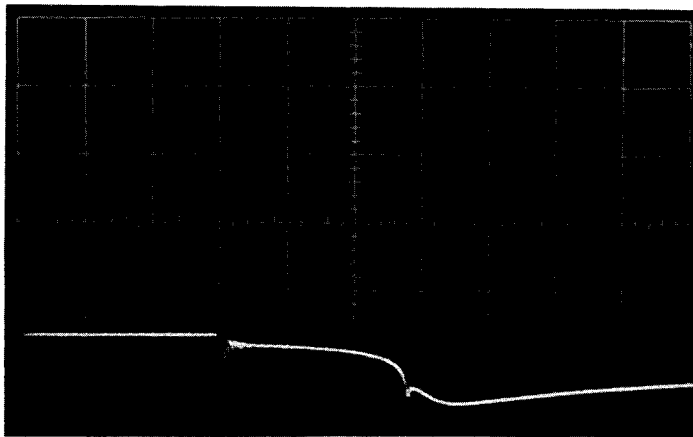


$v(t)$

5 V / div.

$v_g(t)$

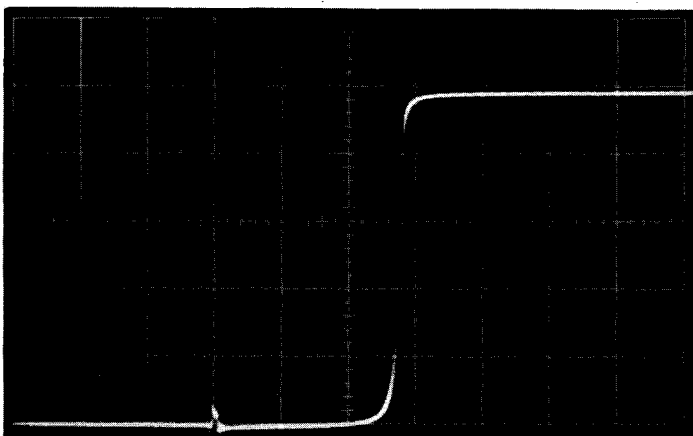
0,2 V / div.



5 μ s / div

$i_g(t)$

2 mA / div.



$i(t)$

0,1 A / div.

BUS
LILLE

Figure 3.12 - Oscillogrammes d'amorçage par dépassement de tension de retournement.

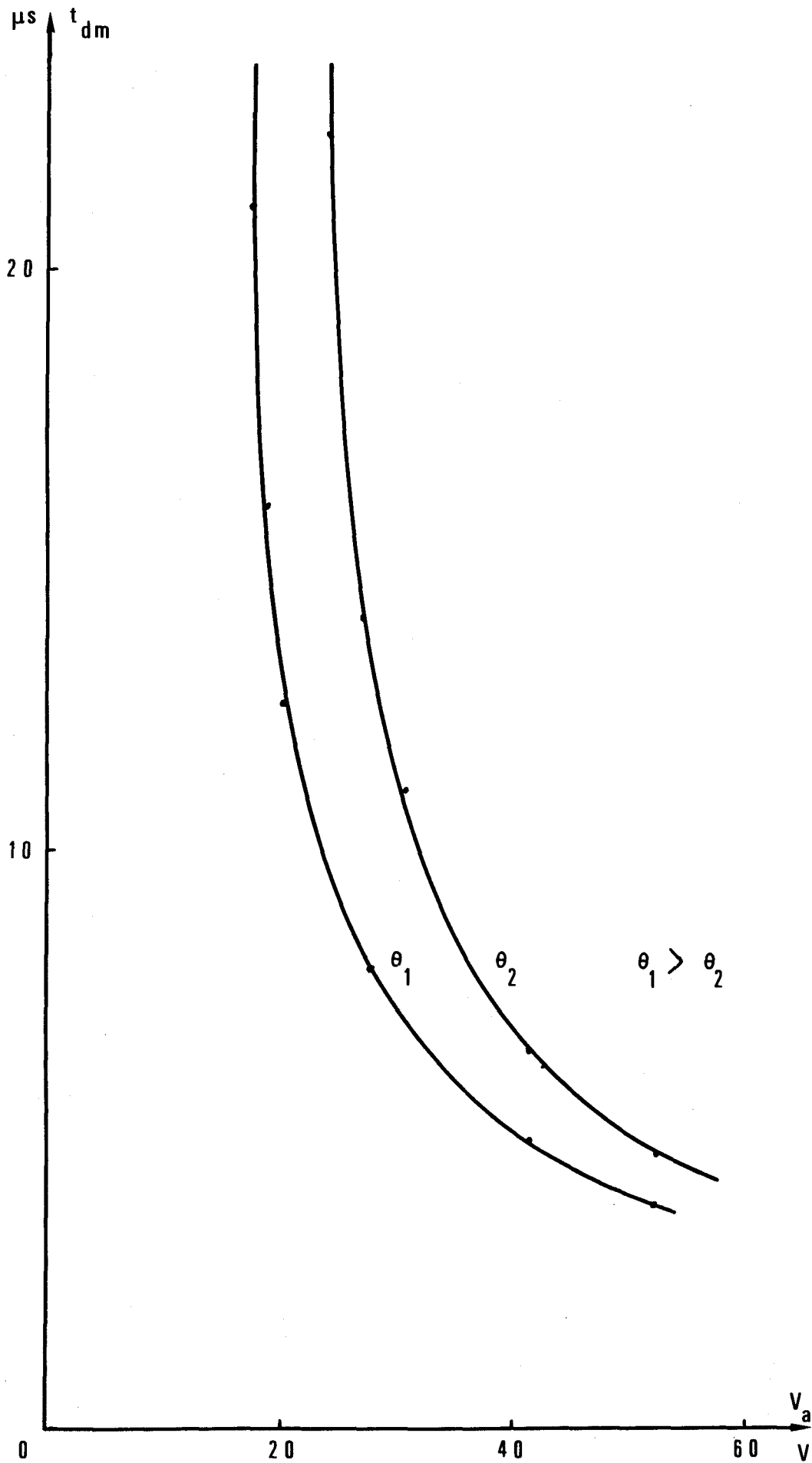


Figure 3.13 - Variation $t_{dm}(V_a)$, en circuit de grille ouvert, pour un thyristor 2 N 2322 à deux températures de boîtier θ_1 et θ_2 .

3.4.3 - Discussion des résultats -

Afin de vérifier la validité des critères de définition de t_{dm} , nous avons tracé, figure 3.14, les variations $t_{dm}(I_g)$ à tension V_a constante, déduite des relevés de la figure 3.10, les amorçages étant provoqués par le dépassement de la tension de retournement. Cette courbe est comparée à celle de la figure 3.6, relative au même thyristor, amorcé par impulsion sur l'électrode de commande. Les écarts inférieurs à 5 % entre les valeurs de I_g qui permettent d'obtenir le même temps de délai montrent la concordance des définitions de cette grandeur, dans les deux modes d'amorçage expérimentés. Cette observation justifie notamment l'approximation qui consiste à négliger l'influence des régimes transitoires d'établissement du courant de grille ou de la tension anodique, pour mesurer t_{dm} , dans les essais réalisés.

Il convient alors de remarquer que le temps de délai ne représente pas exclusivement le déplacement du point de fonctionnement de A en A' sur la caractéristique de tension de la figure 3.1. En effet, ce déplacement n'existe pas dans le mode d'amorçage par dépassement de la tension de retournement, le courant de grille restant constant. Tout se passe alors comme s'il existait un temps de stationnement en A' sur la caractéristique $v(i)$.

Par ailleurs, sur les figures 3.10 et 3.11 on distingue deux types de courbes :

Les unes, notées A tendent à couper l'axe $V = 0$, c'est à dire que, pour les valeurs correspondantes du courant de commande, le thyristor s'amorce quelle que soit la tension directe v , bien que, si elle augmente, le temps d'amorçage diminue.

Pour les autres, notées B, l'intersection précédente n'existe pas. Le temps de délai t_{dm} tend vers l'infini pour une valeur limite de la tension anodique qui n'est autre que la tension de retournement V_{B0} de la caractéristique statique. Le thyristor peut donc bloquer des tensions plus élevées à condition que la durée de leur application soit limitée à une valeur inférieure au temps de délai correspondant.

3.5 - Conclusion -

Les essais effectués montrent, d'une part, les difficultés de vérification et d'exploitation de l'expression du temps de délai proposée par J. ARNOULD, d'autre part, l'existence d'un temps de stationnement du point de fonctionnement sur la caractéristique de tension.

Par ailleurs, nous avons vu au paragraphe 3.3.3 que les variations du paramètre I_H en fonction du courant de commande pourraient être consécutives

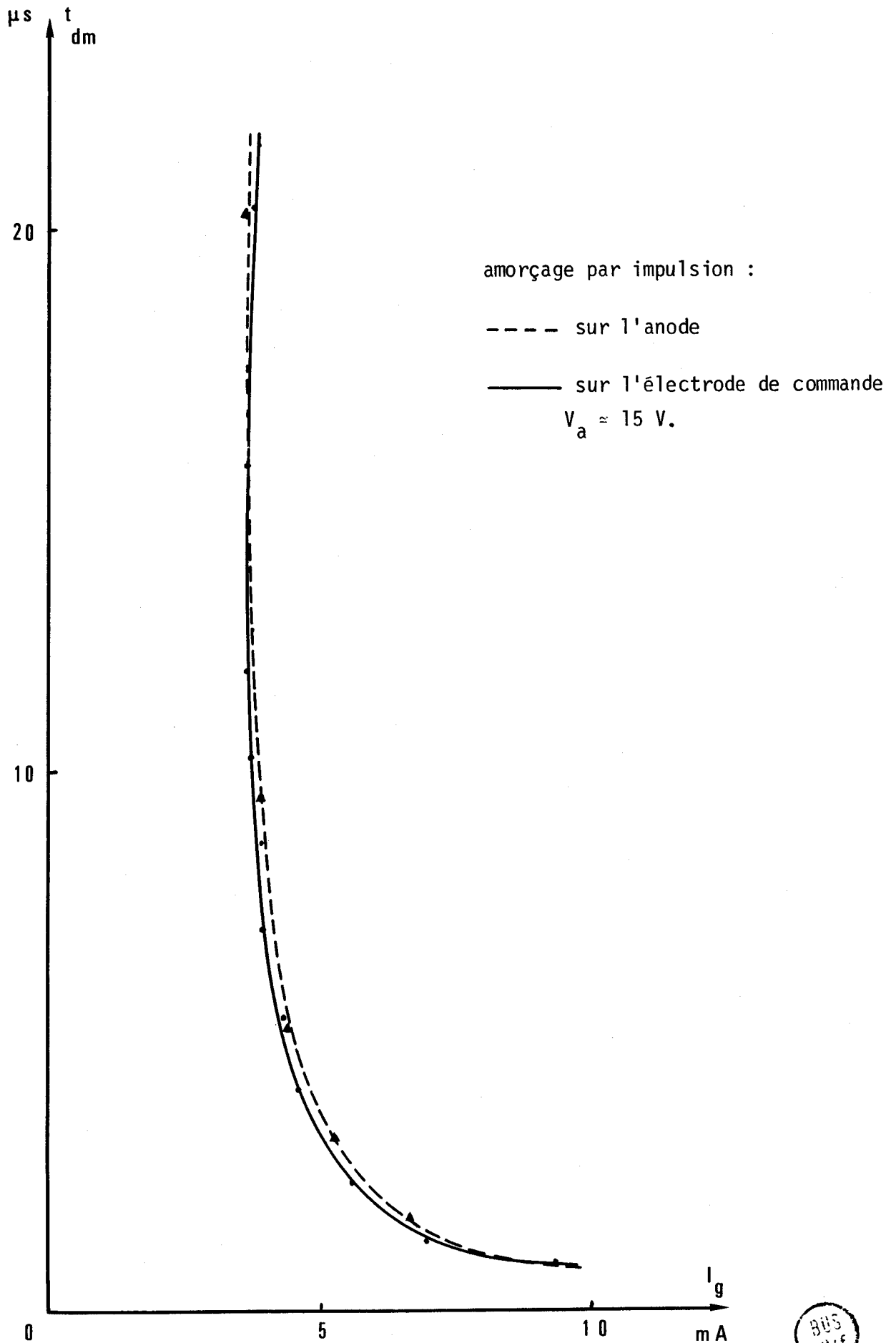


Figure 3.14 - Comparaison des variations $t_{dm}(I_g)$ pour les deux modes d'amorçages étudiés.



à un accroissement local de la température au niveau de la jonction centrale.

Ces remarques nous conduisent à envisager une interprétation possible du retard à l'amorçage à partir de raisonnements sur les énergies fournies au thyristor durant le temps de délai et complétant ainsi le modèle unidimensionnel, satisfaisant dans la zone de non conduction de la caractéristique statique.

CHAPITRE 4

CONDITION ENERGETIQUE D'AMORCAGE DES THYRISTORS

4.1. Introduction

Les observations que nous avons faites sur le temps de délai précédant l'amorçage des thyristors et les hypothèses de variations de surface de conduction étudiées par J. ARNOULD [9] d'une part, les travaux bibliographiques de H.A. SCHAFFT [24] sur la seconde avalanche dans les transistors d'autre part, nous conduisent à envisager un rapprochement entre les deux phénomènes.

Nous présentons, d'abord, un bref rappel des connaissances acquises sur le second. Nous examinons, ensuite, comment elles peuvent être comparées à l'amorçage des thyristors. Nous proposons, enfin, une condition énergétique de l'amorçage, vérifiée expérimentalement.

4.2. Rappel succinct des principaux phénomènes liés à l'effet de seconde avalanche dans les transistors.

La caractéristique statique $i_C(v_{CE})$, représentant les variations du courant de collecteur i_C en fonction de la tension collecteur-émetteur v_{CE} d'un transistor monté en émetteur commun, comporte plusieurs parties (figure 4.1). La première, $0a$ est celle du fonctionnement en amplificateur, la deuxième, ab , correspond à la zone de première avalanche et la troisième bcd à celle de la seconde avalanche.

Le phénomène, décrit pour la première fois en 1958 par C.G. THORNTON et C.D. SIMMONS [17], alors qu'une tension négative était appliquée sur la base d'un transistor, apparaît également pour d'autres polarisations. A.C. ENGLISH [18], W. SCHROEN [19], T. AGATSUMA [20], T. ASAKAWA [21], ont suggéré de lui attribuer les destructions survenant dans certaines conditions pour d'autres dispositifs à semi-conducteurs.

En 1962, H.A. SCHAFFT et J.C. FRENCH [22] ont observé l'existence d'un temps de délai précédant la seconde avalanche et H. MELCHIOR et

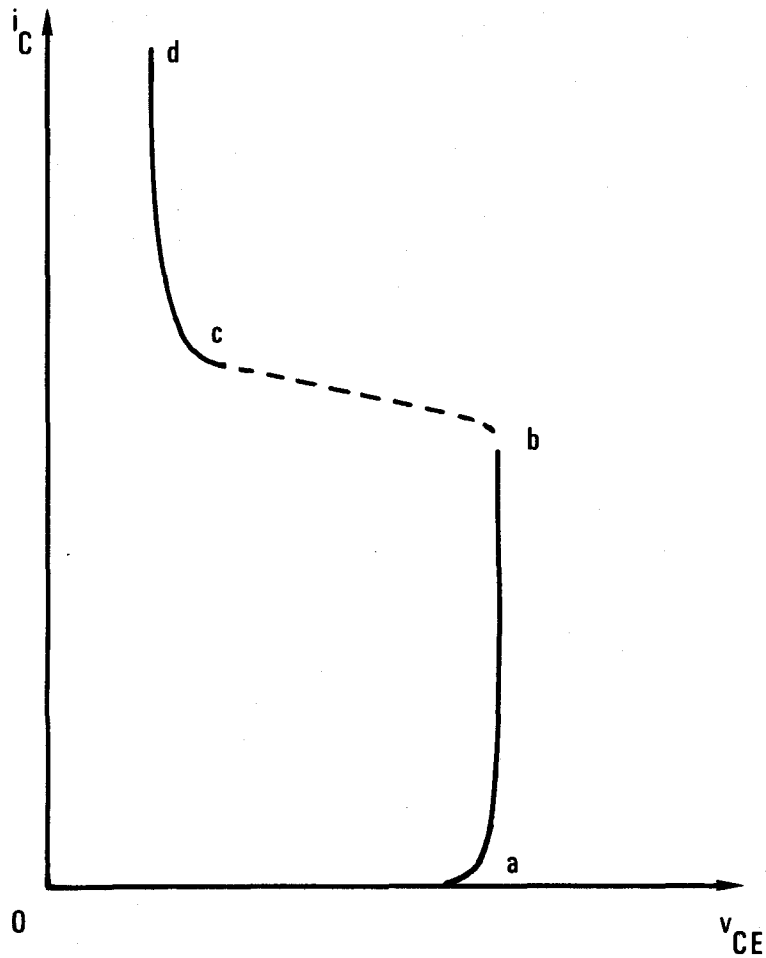


Figure 4.1. - Allure de la caractéristique statique $i_C(v_{CE})$ d'un transistor, basé en circuit ouvert.

et M.J.O STRUTT [25] en ont exprimé une loi de variations empirique de la forme :

$$P t_d^n = K \quad (4.1)$$

où :

$$P = V_{CB} \cdot I_{CB} \quad \text{et} \quad K = C (\theta_J - \theta_A)$$

V_{CB}, I_{CB} : coordonnées du point b de la figure 4.1, supposées constantes durant le temps de délai t_d .

θ_J, θ_A : températures respectives de la jonction collecteur base et du boîtier du transistor.

C : paramètre caractéristique de la technologie de l'élément étudié.

n : coefficient égal à 0,5 environ pour $t_d > 20 \mu s$.

Un exemple de courbes relevées par MELCHIOR et STRUTT est donné figure 4.2.

En 1971, H.C. CHEN, W.M. PORTNOY et D.K. FERRY [23] ont vérifié la relation (4.1) en montrant, notamment, que la valeur de n ne dépend pas de la concentration en impuretés dans le collecteur, en l'absence de courant dans la base.

En général, les causes du phénomène restent encore mal connues. H.A. SCHAFFT [24] en a publié une synthèse à partir d'une abondante bibliographie. Nous en rapportons ici l'essentiel des deux principales interprétations proposées :

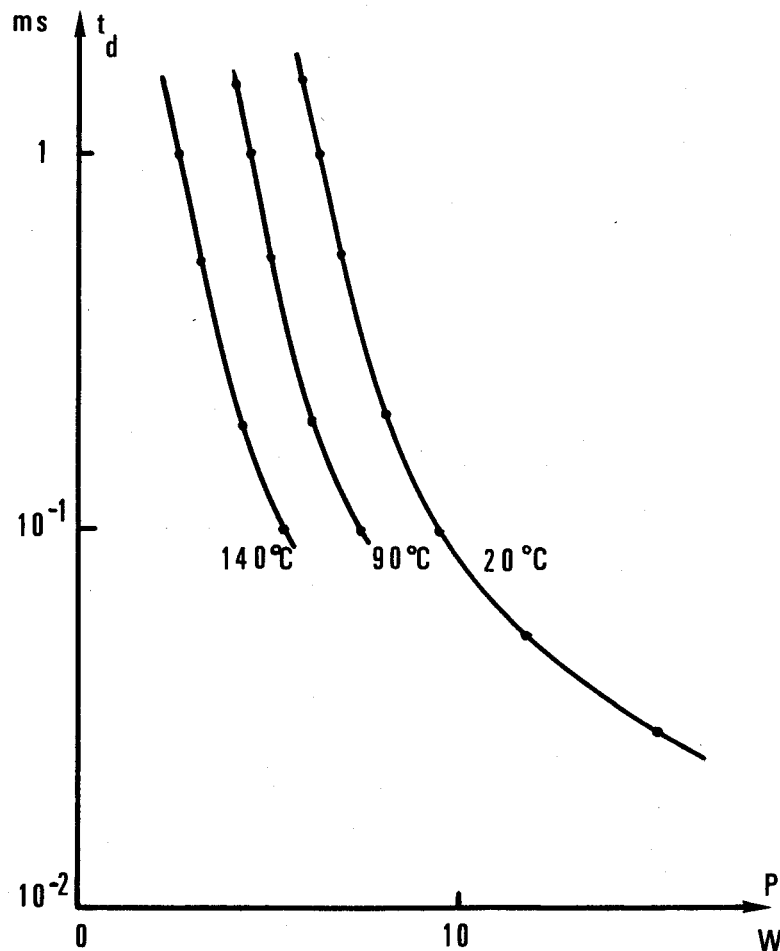


Figure 4.2. - Variations du temps de délai en fonction de la puissance P fournie au transistor, relevées pour plusieurs valeurs de températures de boîtier.

1°/ L'effet de "striction" ou de "pincement" des lignes de courant, au niveau de la jonction subissant le phénomène, se concrétise par une augmentation de la densité de courant en un point dont la température s'élève jusqu'à détruire le cristal. L'origine de cette striction pourrait être l'existence d'un gradient de potentiel latéral dû à la disposition géométrique de l'électrode de base ou plus vraisemblablement à une hétérogénéité des couches semi-conductrices.

2°/ Un effet "thermique" où la puissance dissipée par la jonction conduit à une réduction de la surface de conduction et, par conséquent, à un accroissement de la densité de courant jusqu'à une valeur limite intrinsèque au dispositif étudié.

4.3. Etude d'une condition énergétique d'amorçage des thyristors.

4.3.1. Hypothèse de l'existence d'une condition énergétique d'amorçage.

La similitude entre les hypothèses de variations de surface de conduction durant l'amorçage des thyristors, d'une part, et la seconde avalanche dans les transistors, d'autre part, l'existence d'un temps de délai précédant les deux phénomènes, nous ont conduit à examiner l'hypothèse d'une condition énergétique d'amorçage des thyristors.

Nous supposons, pour la structure p-n-p-n contrôlant une tension directe, que la jonction centrale, seule polarisée en inverse, dissipe à chaque instant toute la puissance p fournie à l'élément. L'énergie correspondante reçue pendant le temps de délai, s'écrit :

$$w(t_d) = \int_0^{t_d} p dt$$

Soit une fonction $w_0(t)$ telle que :

$$\int_0^t p dt = w_0(t) \implies t = t_d \quad (4.2)$$

Cette relation définit une condition énergétique d'amorçage des thyristors.

4.3.2. Relation caractéristique d'amorçage à puissance constante.

A température de boîtier constante, on peut expliciter p :

$$p = p_a + p_g$$

où p_a et p_g représentent respectivement les puissances instantanées électriques fournies à l'anode et à l'électrode de commande.

Nous nous plaçons dans le cas où l'amorçage est obtenu par application d'un échelon de tension, soit au circuit anodique, soit à celui de l'électrode de commande, supposés purement résistifs. La courant de commande ou la tension anodique sont alors respectivement maintenus constants. Nous négligeons le régime transitoire au voisinage de l'instant initial et nous supposons les grandeurs p_a et p_g constantes et égales à P_a et P_g durant le temps de délai.

La relation (4.2) devient :

$$(P_a + P_g) t_d = w_o (t_d) \quad (4.3)$$

où

$$P_a = V_a \cdot I_a \quad \text{et} \quad P_g = V_g \cdot I_g$$

V_a et I_a représentent les tension et courant anodiques correspondant au point de fonctionnement stationnaire, sur la caractéristique statique, défini au paragraphe 3.4.3. De même, en première approximation, nous supposons constants les tension et courant de commande V_g et I_g .

4.3.3. Vérification expérimentale qualitative.

Nous montrons figure 4.3. les variations $P_g(t_{dm})$ relevées, pour un thyristor particulier, dans les conditions d'essai déjà décrites au paragraphe 3.3.1, c'est-à-dire dans les hypothèses de validité de la relation (4.3). Le paramètre t_{dm} est défini par :

$$t_{dm} = t_d + t_o$$

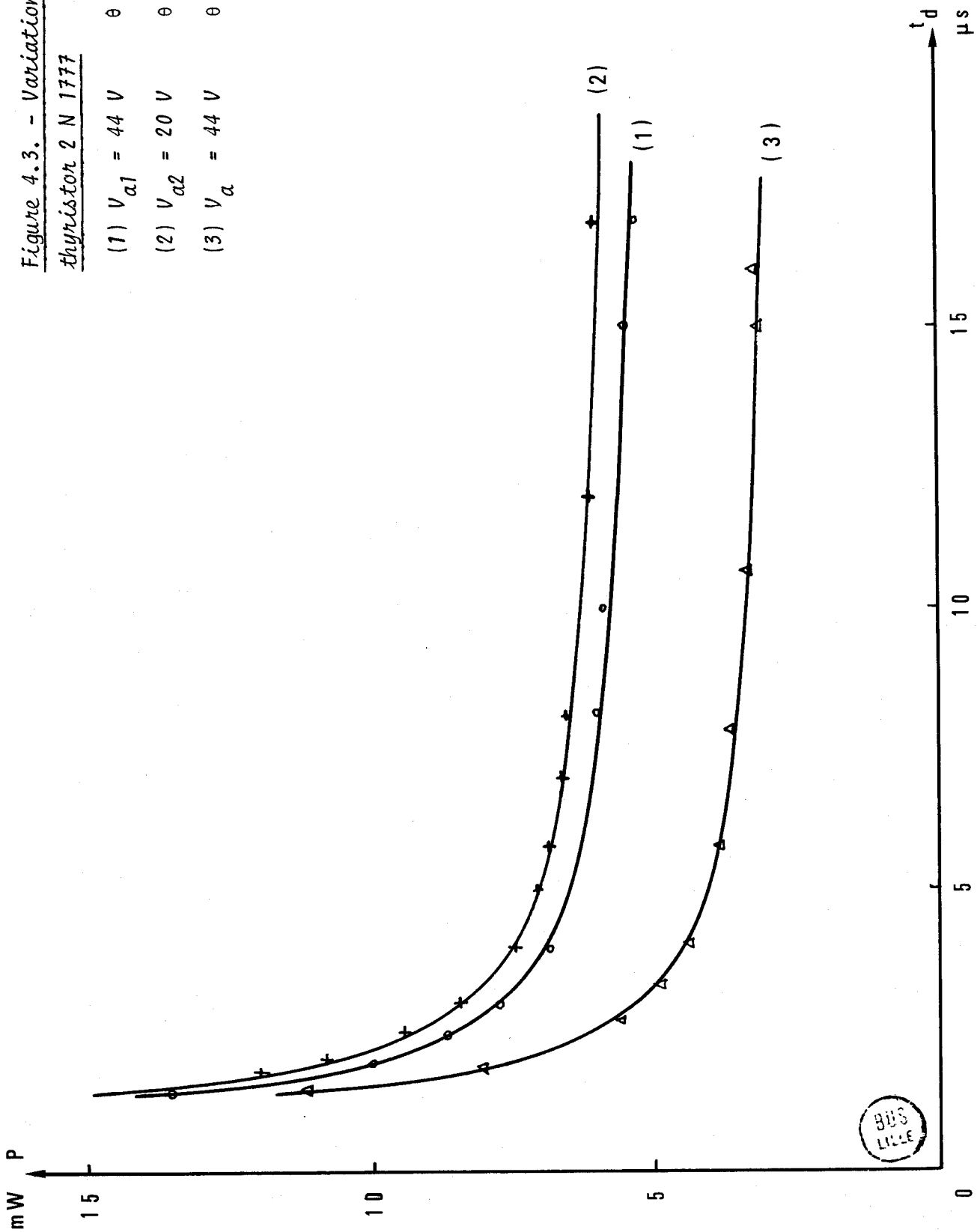
où t_o représente la différence entre le temps de délai t_{dm} mesuré suivant les critères précisés au paragraphe 3.1 et t_d la grandeur physique correspondante.

En comparant les courbes (1) et (2) relatives à deux tensions anodiques telles que $V_{a1} > V_{a2}$, auxquelles correspondent les valeurs $P_{o1} > P_{o2}$, on constate qualitativement, pour un même temps de délai qu'elles se déduisent par simple translation ΔP_g .

Par ailleurs, en effectuant les mêmes relevés - courbes (1) et (3) - pour des températures de boîtier différentes, il apparaît que l'effet de ce paramètre peut se traduire par une grandeur P_θ jouant le même rôle que P_a .

Figure 4.3. - Variations $P_g(t_d)$ pour un thyristor 2 N 1777

- (1) $V_{a1} = 44 V$ θ ambiante
- (2) $V_{a2} = 20 V$ θ ambiante
- (3) $V_a = 44 V$ $\theta \approx 80^\circ C$.



La relation (4.3) s'écrit alors :

$$(P_g + P_a + P_\theta) t_d = w'_o (t_d) \quad (4.4)$$

où :

$$w'_o (t_d) = w_o (t_d) + P_\theta t_d \quad (4.5)$$

4.3.4. Expression empirique d'une condition énergétique d'amorçage à puissance constante.

Etant donnés les résultats expérimentaux présentés au paragraphe 4.3.3., nous supposons que les courbes $P_g (t_d)_{V_a = C^{te}}$ vérifient une loi de la forme :

$$(P_g - P'_o) = \frac{A}{(t_{dm} - t_o)^n} \quad (4.6)$$

Les relations (4.4), (4.5) et (4.6) permettent d'écrire :

$$(P_g + P_a + P_\theta - P_s) (t_{dm} - t_o)^n = A \quad (4.7)$$

où A est une constante positive et P_s représente un seuil de puissance tel que :

$$P'_o = P_s - P_a - P_\theta \quad (4.8)$$

L'équation (4.7) constitue donc une condition énergétique d'amorçage à puissance constante, le paramètre n étant caractéristique d'un thyristor donné. Les variations $P_a (t_{dm})_{I_g = C^{te}}$ suivent alors une loi de la forme :

$$(P_a - P''_o) = \frac{A}{(t_{dm} - t_o)^n} \quad (4.9)$$

L'observation des sensibilités relatives des paramètres P_a et P_g laisse prévoir une différence des valeurs prises par le coefficient A entre les relations (4.6) et (4.9).

4.4. Vérifications expérimentales.

4.4.1. Relevé des variations $P_g (t_{dm})$ et $P_a (t_{dm})$.

Les mesures de temps de délai sont effectuées à l'aide d'un chronomètre numérique affichant le dixième de microseconde. Déclenché par l'échelon

de tension définissant l'instant initial, le comptage est arrêté au passage par une valeur de référence réglable de la tension anodique.

L'observation à l'oscilloscope des signaux i_g et v_g , ou v_a , selon le cas, nous permet de calculer les produits :

$$P_g = V_g \cdot I_g \quad \text{ou} \quad P_a = \frac{V_a^2}{R_{eq}}$$

R_{eq} : résistance équivalente entre anode et cathode du thyristor durant le temps de délai. Nous la supposons constante pour les variations de tension anodique comprises entre 0 et 60 V délivrées par l'appareil que nous avons réalisé. Cette hypothèse est justifiée par les relevés expérimentaux de caractéristique statiques $v(i)$ et notamment celles de la figure 2.3. De plus, il convient de remarquer qu'une erreur sur la détermination de R_{eq} , ne compromet pas une vérification de la relation (4.9). En effet :

$$\left(\frac{V_a^2}{R_{eq}} - P_o'' \right) = \frac{A}{(t_{dm} - t_o)^n}$$

permet d'écrire :

$$(V_a^2 - R_{eq} P_o'') = \frac{R_{eq} A}{(t_{dm} - t_o)^n} \quad (4.9')$$

expression qui conserve la forme de l'équation (4.9). La mesure à l'oscilloscope d'un couple de valeurs V_a , I_a nous permet de préciser R_{eq} .

Nous donnons en exemple, pour un thyristor de type 2 N 1777, les variations $P_g(t_{dm})$ pour $V_a = 40$ V (figure 4.4) et $P_a(t_{dm})$ pour $I_g = 2,5$ mA et $R_{eq} \approx 7,5$ k Ω (figure 4.5).

4.4.2 Détermination des paramètres de la condition d'amorçage.

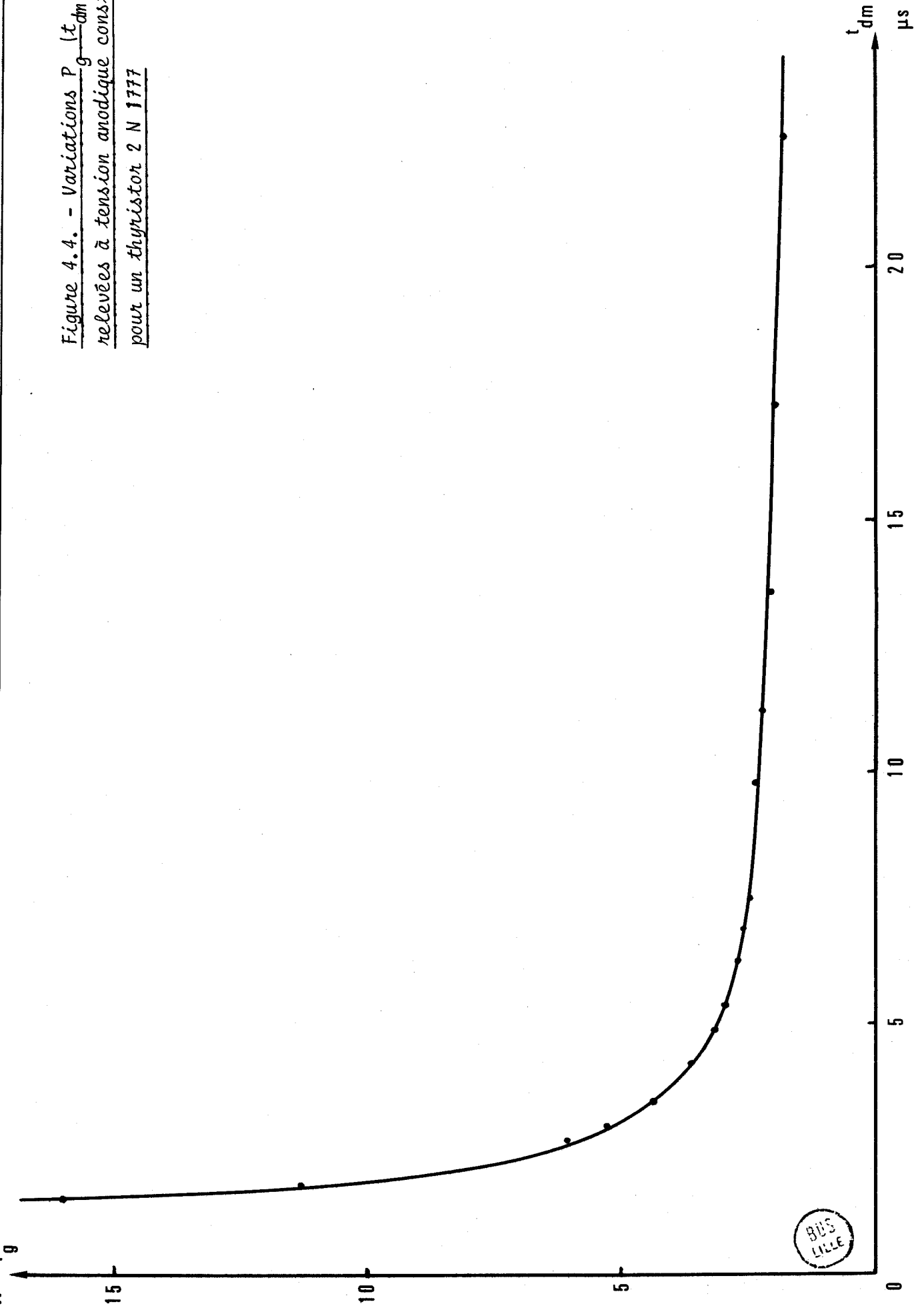
Afin de préciser les relations (4.6) et (4.9), il convient de déterminer les paramètres A , n , P'_o ou P''_o , t_o . Une valeur approchée de ces coefficients peut être proposée par l'observation du tracé des courbes expérimentales.

Considérons l'exemple des variations $P_g(t_{dm})$ de la figure 4.4. Nous estimons que les asymptotes horizontale et verticale vérifient les équations :

$$P'_o \approx 1,7 \text{ mW} \quad \text{et} \quad t_o \approx 0,5 \text{ } \mu\text{s.}$$

Deux couples de points expérimentaux nous permettent alors de calculer les valeurs approchées des paramètres A et n :

Figure 4.4. - Variations $P_g(t_{dm})$
relevées à tension anodique constante
pour un thyristor 2 N 1777



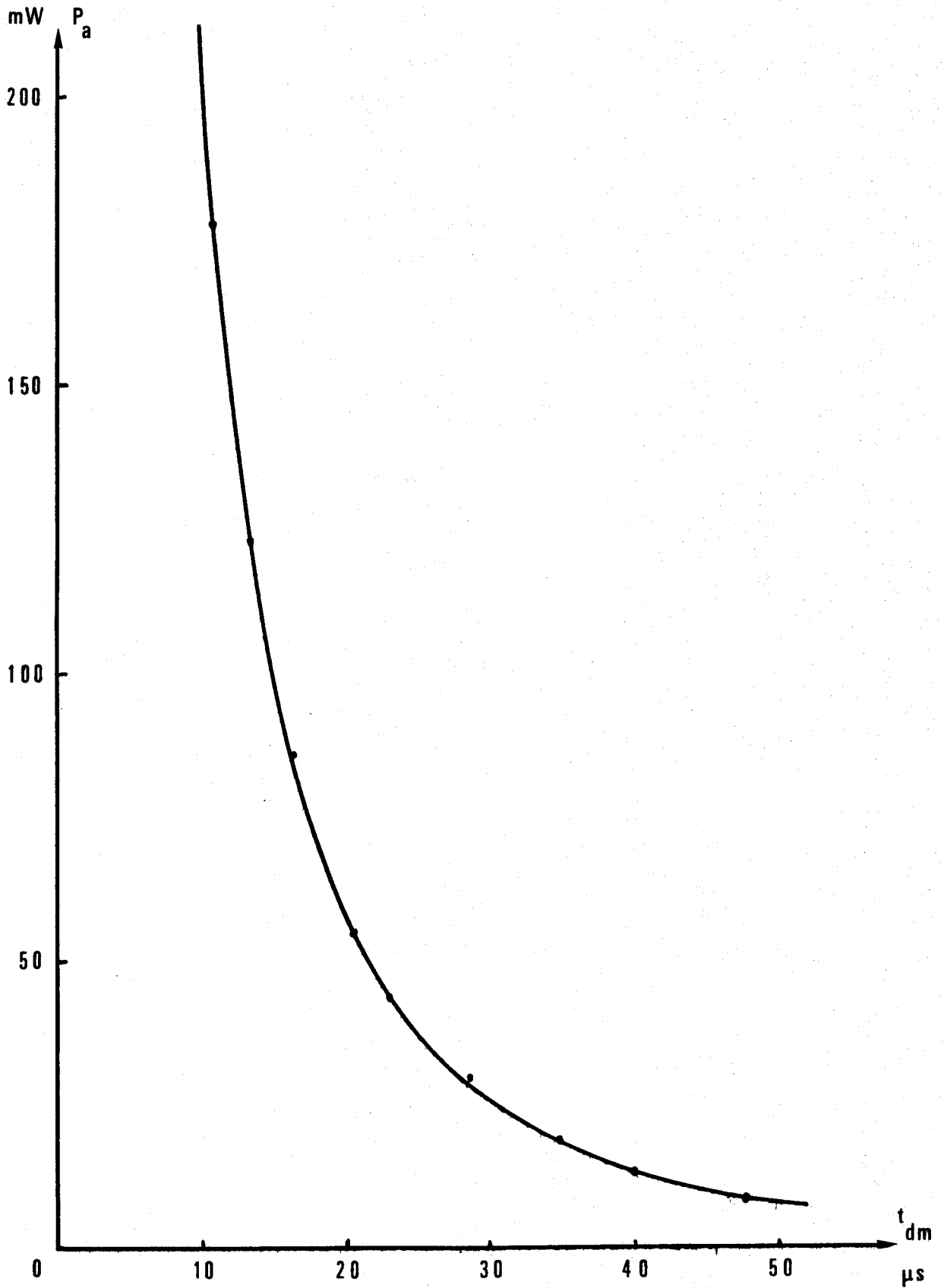


Figure 4.5. - Variations $P_a(t_{dm})$ relevées à courant de commande constant pour un thyristor 2 N 1777



$$A \approx 14 \quad \text{et} \quad n \approx 1,5$$

Nous effectuons, ensuite, à l'aide d'un ordinateur, le lissage des couples de valeurs expérimentales (P_{g_i} , t_{dm_i}) par la fonction (4.6), en utilisant la méthode des moindres carrés. Le principe de l'exploitation numérique est rappelé en Annexe III.

Les grandeurs fournies au calculateur sont, d'une part, les valeurs mesurées P_{g_i} , t_{dm_i} et les valeurs approchées des paramètres A , P_0 , n , t_0 .

Nous donnons, dans le tableau I, l'essentiel des résultats obtenus pour l'exemple choisi.

| t_{dm_i} en μs | P_{g_i} en m W | P_g en m W | $P_{g_i} - P_g$ en m W |
|---------------------------------------|---------------------|-----------------|---------------------------|
| 1,5 | 16 | 15,98 | 0,02 |
| 1,8 | 11,3 | 11,35 | - 0,05 |
| 2,7 | 6,09 | 6,05 | 0,04 |
| 3 | 5,36 | 5,28 | 0,08 |
| 3,5 | 4,43 | 4,42 | 0,01 |
| 4,2 | 3,64 | 3,68 | - 0,04 |
| 4,9 | 3,14 | 3,22 | - 0,08 |
| 5,4 | 2,94 | 3,00 | - 0,06 |
| 6,2 | 2,71 | 2,72 | - 0,01 |
| 6,9 | 2,58 | 2,57 | 0,01 |
| 7,5 | 2,5 | 2,47 | 0,03 |
| 8,4 | 2,32 | 2,34 | - 0,02 |
| 9,8 | 2,23 | 2,21 | 0,02 |
| 11,2 | 2,19 | 2,12 | 0,07 |
| 13,6 | 2,05 | 2,02 | 0,03 |
| 17,3 | 1,94 | 1,94 | 0,00 |
| 24,8 | 1,82 | 1,86 | - 0,04 |
| Valeur des paramètres après lissage : | | | |
| $A = 15,7$ | $P_0 = 1,76$ | $n = 1,59$ | $t_0 = 0,43$ |

TABLEAU I

4.4.3. Discussion des résultats expérimentaux.

Nous avons relevé les variations $P_g(t_{dm})$ pour plusieurs thyristors de types différents, et déterminé par le calcul numérique les coefficients caractéristiques de la relation d'amorçage. Les résultats en sont récapitulés dans le tableau II et comprennent pour chaque modèle, le nombre m de couples de valeurs expérimentales, ainsi que le plus grand écart $\epsilon = |P_{gi} - P_g|$

| Type du thyristor | m | A | n | P'_0 en m W | ϵ en m W |
|-------------------|-----|------|------|------------------|----------------------|
| 2 N 1777 | 19 | 6,5 | 1,33 | 3,1 | 0,15 |
| 2 N 1777 | 13 | 10,6 | 1,45 | 5,9 | 0,16 |
| 2 N 1777 | 17 | 15,7 | 1,59 | 1,76 | 0,08 |
| 2 N 2322 | 10 | 17,5 | 2,13 | 0,59 | 0,03 |
| 2 N 4444 | 16 | 2,18 | 0,61 | 3,61 | 0,28 |
| 2 N 4444 | 12 | 1,43 | 0,41 | 1,75 | 0,06 |
| 2 N 4444 | 16 | 1,44 | 0,45 | 2,33 | 0,20 |

TABLEAU II

Les variations $P_g(t_d)$, pour trois thyristors 2 N 1777, sont, dans le plan $|\log(P_g - P'_0), \log t_d|$, représentés par des droites de pente n (figure 4.6.).

Les valeurs prises par ϵ montrent la validité de la formule empirique proposée pour les modèles essayés.

Par ailleurs, nous remarquons, pour un même type de thyristor, que le coefficient n prend des valeurs sensiblement voisines.

Dans le cas d'un relevé des variations $P_a(t_{dm})$ à courant de commande maintenu constant, nous avons contrôlé, pour des tensions anodiques réglables entre 0 et 60 V, que le paramètre n reste pratiquement inchangé, pour un thyristor donné.

Par exemple, les courbes $P_g(t_{dm})$ et $P_a(t_{dm})$ des figures 4.4. et 4.5. relatives à un même thyristor permettent de déterminer :

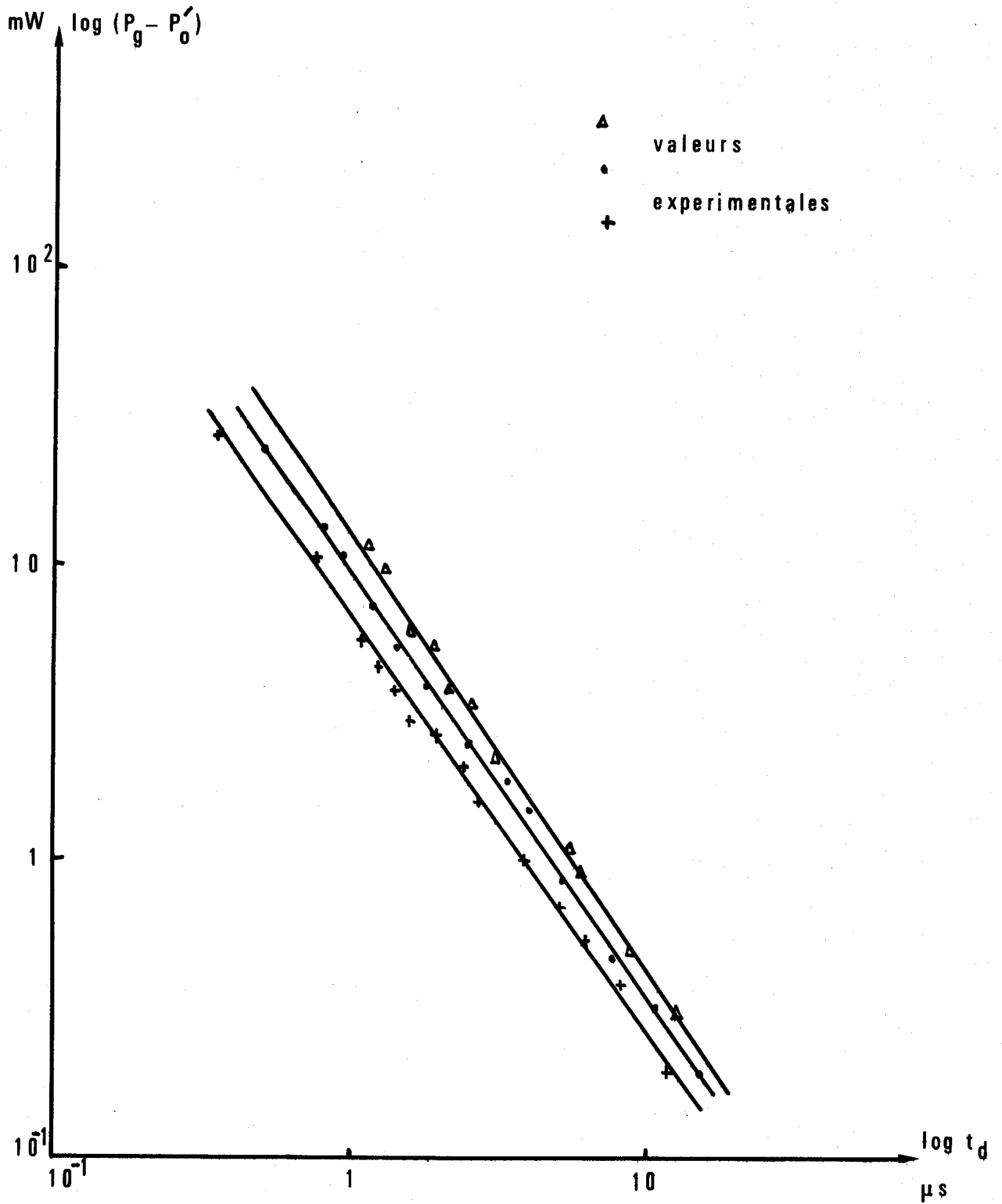


Figure 4.6 - Variations $\log P_g$ en fonction de $\log t_d$ pour trois thyristors 2 N 1777.



- pour $P_g (t_{dm})$: $A = 15,7$; $P_0 = 1,76$; $n = 1,59$; $t_0 = 0,43$
- pour $P_a (t_{dm})$: $A' = 4090$; $P_0 = - 9,2$; $n = 1,42$; $t_0 = 2,2$

Le faible écart entre les valeurs de n trouvées pour les deux essais contribue à vérifier la validité de la relation (4.7) prise comme condition d'amorçage. Comme nous l'avons envisagé au paragraphe 4.3.4., la supériorité de A' par rapport à A montre la plus grande sensibilité des grandeurs relatives à l'électrode de commande comparée à celle de la tension anodique.

La comparaison entre quelques phénomènes propres à la seconde avalanche ou à l'amorçage des thyristors montre une similitude des relations exprimant les variations du temps de délai d'une part, et des interprétations physiques données par certains auteurs d'autre part. Nous notons cependant les différences essentielles suivantes :

- le niveau de puissance mis en jeu est beaucoup plus faible pour le thyristor.
- la valeur de la constante n de la relation 4.3 paraît être fonction de la technologie de l'élément ce qui n'est pas le cas pour le transistor [23].

4.5. Conclusion.

La condition d'amorçage proposée étant nécessaire mais non suffisante, il convient, le temps de délai écoulé, de tenir compte des lois de l'évolution du courant anodique pour s'assurer du maintien du thyristor dans l'état passant.

Les observations effectuées montrent cependant, que la considération des énergies mises en jeu durant le temps de délai, devrait permettre l'interprétation des phénomènes physiques qui s'y rapportent. Il conviendrait, à cette fin, d'étudier plus amplement l'origine des paramètres A , P_0 , n , t_0 .

Par ailleurs, la relation énergétique, bien qu'empirique peut être utilisée pour la détermination d'un modèle du thyristor relatif à son amorçage.

C H A P I T R E 5

ELABORATION D'UN SCHEMA EQUIVALENT DU THYRISTOR BLOQUANT EN DIRECT

5.1 Introduction.

Nous avons établi et vérifié au chapitre 4 une relation empirique exprimant une condition d'amorçage des thyristors. Toutefois sous la forme ainsi donnée, elle reste difficilement exploitable par l'utilisateur. C'est pourquoi nous avons envisagé d'en déduire un schéma équivalent qui pourrait être inclus dans un circuit électrique et traité sur ordinateur.

Nous nous proposons dans ce chapitre d'en définir le principe et de nous limiter à un modèle rendant compte des effets d'amorçage provoqués par la tension anodique v et son taux d'accroissement $\frac{dv}{dt}$.

5.2 Détermination d'un modèle équivalent simulant la condition d'amorçage par effets de tension anodique.

5.2.1 Condition d'amorçage en régime dynamique.

La condition énergétique d'amorçage :

$$\int_0^t p \, dt = w_0(t) \implies t = t_d \quad (4.2)$$

ainsi que les relations (4.6) et (4.8), nous permettent d'en déduire une expression de $w_0(t)$ de la forme :

$$w_0(t) = A t^{1-n} + (P_s - P_\theta) t \quad (5.1)$$

d'où :

$$\int_0^t (p_a + p_g + P_\theta - P_s) \, dt = A t^{1-n} \quad (5.2)$$

qui peut s'écrire :

$$\int_0^t (p_a + p_g - P_o) dt = A t^{1-n} \quad (5.3)$$

en posant :

$$P_o = P_s - P_\theta$$

Si elle est vérifiée pour $t = t_d$, la relation (5.3) constitue une condition énergétique d'amorçage en régime dynamique.

5.2.2 Principe d'un schéma électrique équivalent.

Considérons le schéma électrique de la figure 5.1 dans lequel la diode D est supposée parfaite.

La puissance dissipée par application d'une tension v entre anode et cathode s'écrit :

$$p_a = p_{R_o} + p_R = \frac{v^2}{R_o} + v i_c \quad (5.4)$$

où i_c mesure le courant circulant dans la branche R C. Les résistances R_o et R traduisent les dissipations de puissance résultant respectivement de la tension v et de son gradient d'application $\frac{dv}{dt}$.

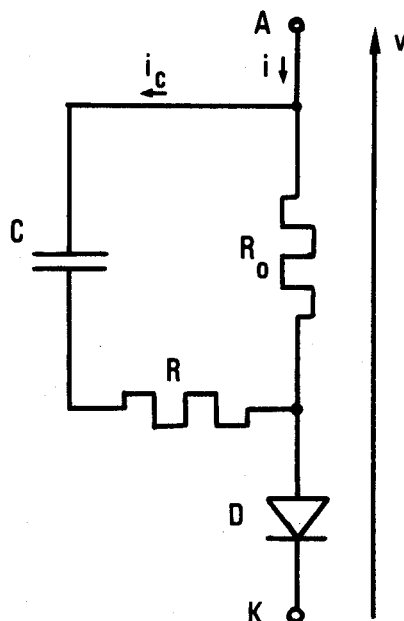


Figure 5.1. - Schéma équivalent du thyristor bloquant au voisinage du point d'amorçage.

Dans l'hypothèse où la puissance fournie par le circuit de l'électrode de commande est constante et égale à P_g durant le temps de délai, les équations (5.2) et (5.4) permettent d'écrire :

$$\int_0^{t_d} \left(\frac{v^2}{R_0} + v i_c - P''_0 \right) dt = A t_d^{1-n} \quad (5.5)$$

où :

$$P''_0 = P_s - P_\theta - P_{gi}$$

Afin de vérifier qualitativement la validité du modèle proposé, nous admettons, en première approximation, que les éléments R_0 et C sont constants et égaux respectivement à la résistance de fuite R_f du thyristor bloquant en direct, et à la capacité C_j de la jonction centrale polarisée en inverse ; de même R est supposée constante.

5.3 Prédétermination théorique du comportement d'un thyristor lorsque la tension d'anode a l'allure d'une rampe finie.

5.3.1 Expression de la condition d'amorçage.

Soit $u(t)$ une tension appliquée au circuit constitué du thyristor, en série avec une résistance R_c (figure 5.2).

Nous nous plaçons, en première approximation, dans le cas où $\frac{R_c}{R_0}$ et $\frac{R}{R_0}$ sont petits devant l'unité et où la constante de temps du circuit peut être négligée devant la durée t_F mise par la tension d'alimentation pour atteindre sa valeur finale u_F . Nous pouvons alors écrire (ANNEXE IV) :

- pour $0 < t < t_F$: $v \approx k t$, $i \approx i_0 + \frac{k}{R_0} t$

- pour $t > t_F$: $v \approx v_F$, $i = \frac{v_F}{R_0}$

L'énergie $w(t)$ fournie au thyristor jusqu'à l'instant t_d où il s'amorce est donnée par l'expression :

$$w(t_d) = \int_0^{t_F} \left(\frac{v^2}{R_0} + R i^2 - P''_0 \right) dt + \left(\frac{v_F^2}{R_0} - P''_0 \right) (t_d - t_F) \quad (5.6)$$

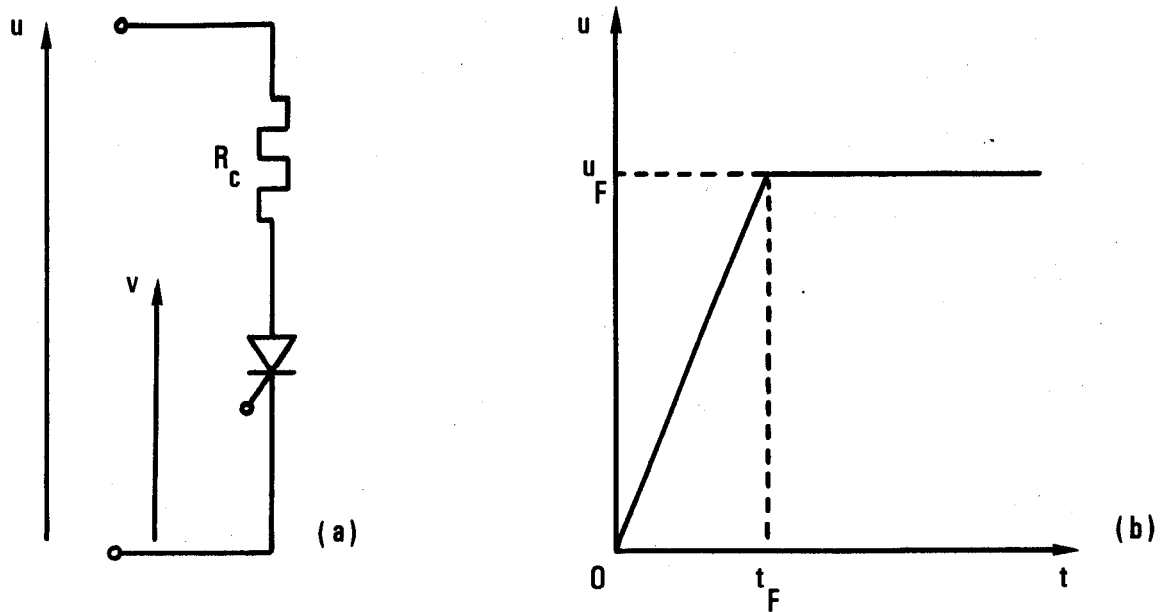


Figure 5.2 - Circuit d'essai (a) et allure du signal appliqué (b) pour l'étude de la réponse du thyristor à une rampe finie.

d'où :

$$w(t_d) = \frac{v_F^2}{3R_0} t_F + Rk^2 C^2 t_F + \frac{v_F^2}{R_0} (t_d - t_F) - P''_0 t_d \quad (5.7)$$

d'où enfin la relation d'amorçage, en application de l'équation (5.1) :

$$\left(Rk^2 C^2 - \frac{2}{3} \frac{v_F^2}{R_0} \right) t_F + \left(\frac{v_F^2}{R_0} - P''_0 \right) t_d = At_d^{1-n} \quad (5.8)$$

Une remarque importante doit être faite : cette relation n'est valable que si t_F existe, autrement dit lorsque l'amorçage se produit pour $t_d > t_F$.

Trois types de problèmes peuvent alors se poser :

- 1°/ Trouver une relation entre les caractéristiques k et v_F d'une tension rampe qui définisse l'amorçage du thyristor, quel que soit le temps de délai.
- 2°/ Définir l'ensemble des tensions $v(t)$ provoquant l'amorçage pour un même temps de délai (courbes équi-délai).
- 3°/ Déterminer le temps de délai pour un thyristor soumis à une tension anodique dont l'allure est celle d'une rampe finie précisée par les paramètres k et v_F .

5.3.2 Relation caractéristique de l'ensemble des rampes finies provoquant l'amorçage d'un thyristor.

Nous cherchons à déterminer l'ensemble des couples de valeurs (k, v_F) caractérisant une tension $v(t)$ appliquée au circuit de la figure 5.2, tel que pour tout accroissement de l'un de ces deux paramètres, le thyristor s'amorce.

La relation (5.8) peut s'écrire :

$$K_1 + K_2 t_d = A t_d^{1-n} \quad (5.9)$$

où

$$K_1 = \left(R k^2 C^2 - \frac{2}{3} \frac{v_F^2}{R_0} \right) \frac{v_F}{k} \quad \text{et} \quad K_2 = \frac{v_F^2}{R_0} - P''_0$$

Ecrire cette relation d'amorçage, c'est exprimer l'intersection entre la courbe $w_0 = A t^{1-n}$ et la droite $w_k = K_1 + K_2 t$

. Si $K_2 > 0$, l'intersection existe toujours quelle que soit la valeur de K_1 donc de k . Il suffit alors que l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$v_F > \sqrt{R_0 P''_0} \quad (5.10)$$

Elle représente la condition d'amorçage sans considération de l'apport d'énergie par courant capacitif.

. Si $K_2 < 0$, posons alors $K_2 = -K_{20}$. L'intersection $w_0 = w_k$ sera obtenue pour $K_1 > K_{10}$ de manière que la droite d'équation

$$w_{k0} = K_{10} - K_{20} t$$

soit tangente à la courbe $w_0(t)$ (figure 5.3).

Le cas limite $K_2 = 0$ correspond à l'amorçage du thyristor quelle que soit la tension anodique.

Soient w_T, t_T , les coordonnées du point de tangence T commun à $w_0(t)$ et $w_{k0}(t)$.

Les couples de valeurs (k, v_F) cherchés sont tels que doit être vérifiée l'inégalité suivante :

$$K_1 > w_T + K_{20} t_T \quad (5.11)$$

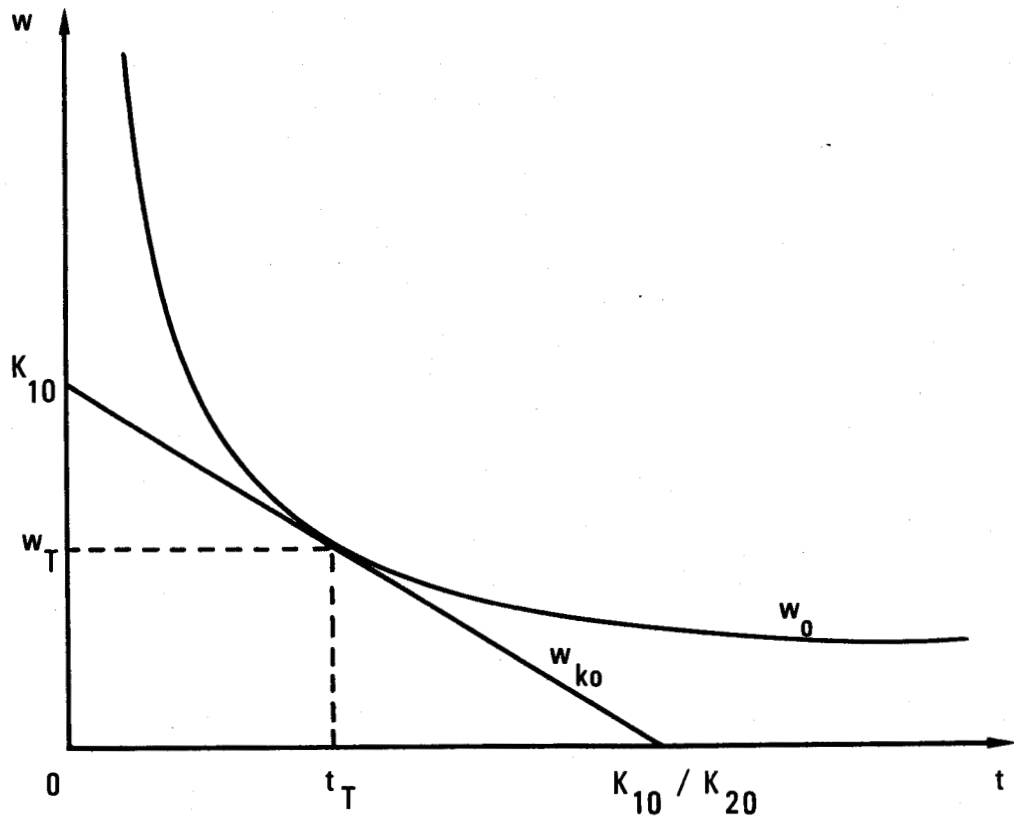


Figure 5.3 - Interprétation graphique de la condition d'amorçage (5.9).
Cas d'un amorçage à l'instant t_T

soit encore :

$$\alpha_1 k^2 - \alpha_2 k - \alpha_3 > 0 \quad (5.12)$$

en posant :

$$\alpha_1 = RC^2 v_F \quad \alpha_3 = \frac{2 v_F^3}{3 R_0}$$

$$\alpha_2 = w_T + K_{20} t_T$$

avec :

$$t_T = \left(\frac{An - A}{K_{20}} \right)^{\frac{1}{n}}, \quad w_T = A^{\frac{1}{n}} \cdot \left(\frac{n-1}{K_{20}} \right)^{\left(\frac{1}{n} - 1 \right)}$$

et

$$K_{20} = P_0'' - \frac{v_F^2}{R_0}$$

A toute valeur v_F ; nous pouvons donc faire correspondre, à l'aide d'un calculateur numérique, la valeur de k appartenant à l'ensemble (k, v_F)

définissant l'amorçage du thyristor, ainsi fonction des éléments R , C , R_0 du schéma équivalent et de P_0'' .

On aurait pu théoriquement trouver l'expression analytique de l'ensemble (k, v_F) cherché, en remplaçant t_T et w_T dans α_2 . Sa complexité aurait cependant nécessité le recours à l'ordinateur sans apporter d'éléments nouveaux.

Nous avons représenté figure 5.4, pour plusieurs valeurs arbitraires de P_0'' , les ensembles (k, v_F) ainsi prédéterminés pour un thyristor particulier (1).

Les chiffres portés sur les courbes donnent en microsecondes les temps de délai caractérisant les amorçages correspondants.

5.3.3 Caractéristiques équi-délai d'une rampe finie pour un thyristor donné.

En définissant, a priori, le temps d'application t_d d'une rampe finie de paramètres k , v_F qui provoque l'amorçage d'un thyristor, il est possible de trouver une relation entre k et v_F . Elle permet de tracer le lieu des points d'amorçage obtenus après un même temps de délai dit caractéristique équi-délai.

De même que pour la relation (5.12), les couples (k, v_F) cherchés sont tels que, étant donné t_d et pour chaque valeur de v_F , l'équation suivante doit être vérifiée :

$$\alpha_1 k^2 - \alpha_4 k - \alpha_3 = 0 \quad (5.13)$$

avec :

$$\alpha_1 = RC^2 v_F ; \alpha_3 = \frac{2}{3} \frac{v_F^3}{R_0} ; \alpha_4 = At_d^{1-n} + \left(P_0'' - \frac{v_F^2}{R_0} \right) t_d$$

Nous rapportons figure 5.5 la représentation graphique des courbes cherchées pour plusieurs valeurs de t_d relatives au thyristor considéré au paragraphe 5.3.2. Nous remarquons ainsi qu'au delà d'un "seuil", le paramètre v_F influe très peu sur le temps de délai.

(1) Les éléments ayant permis le calcul sont relatifs à un thyristor de type 2 N 1777 et leur détermination est exposée au paragraphe 5.4.

Figure 5.4 - Caractéristiques d'amorçage d'un thyristor soumis à une rampe finie, pour plusieurs valeurs de P_0'' .

les nombres portés près des points indiquent, en microsecondes les temps de délai correspondants.

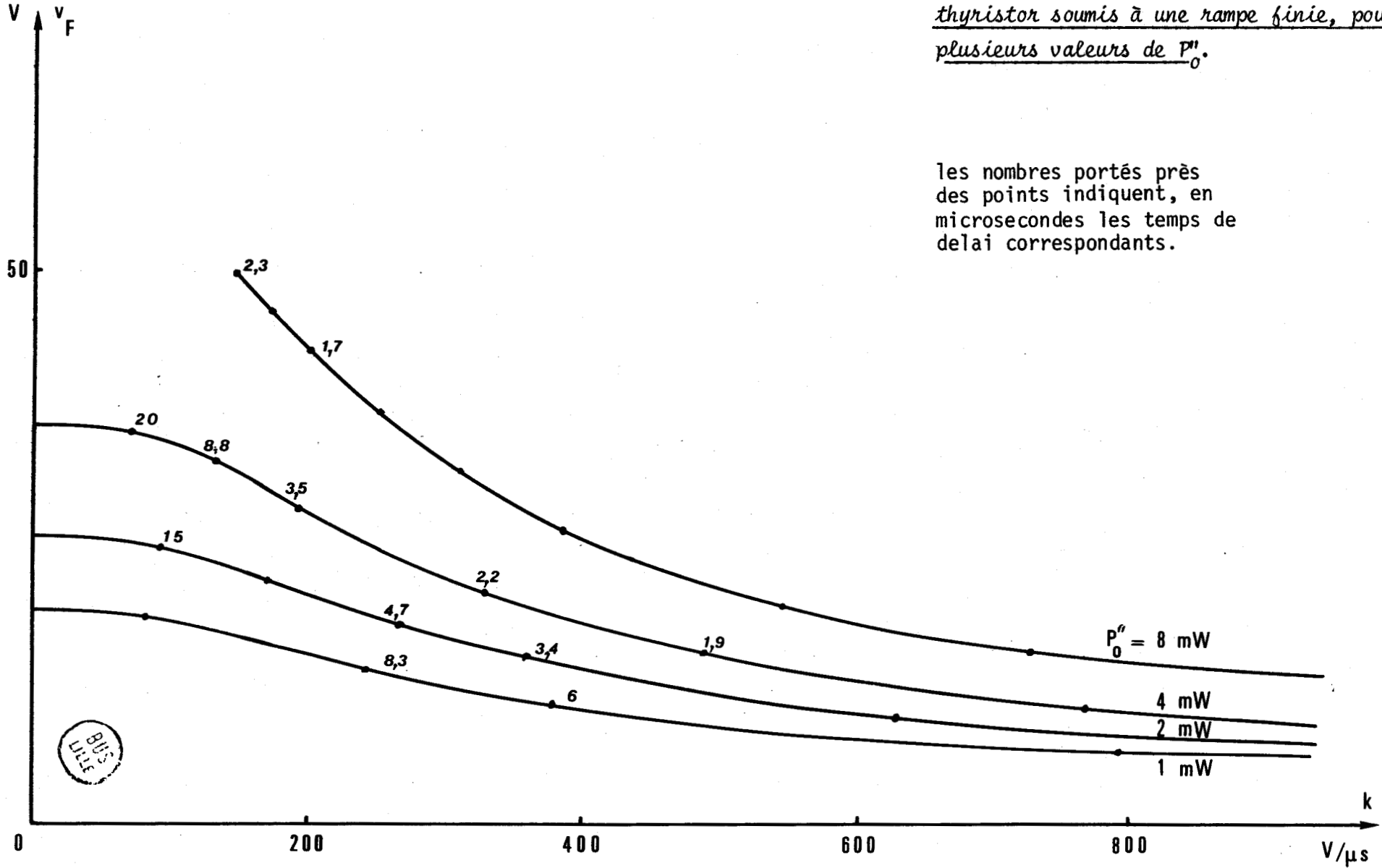
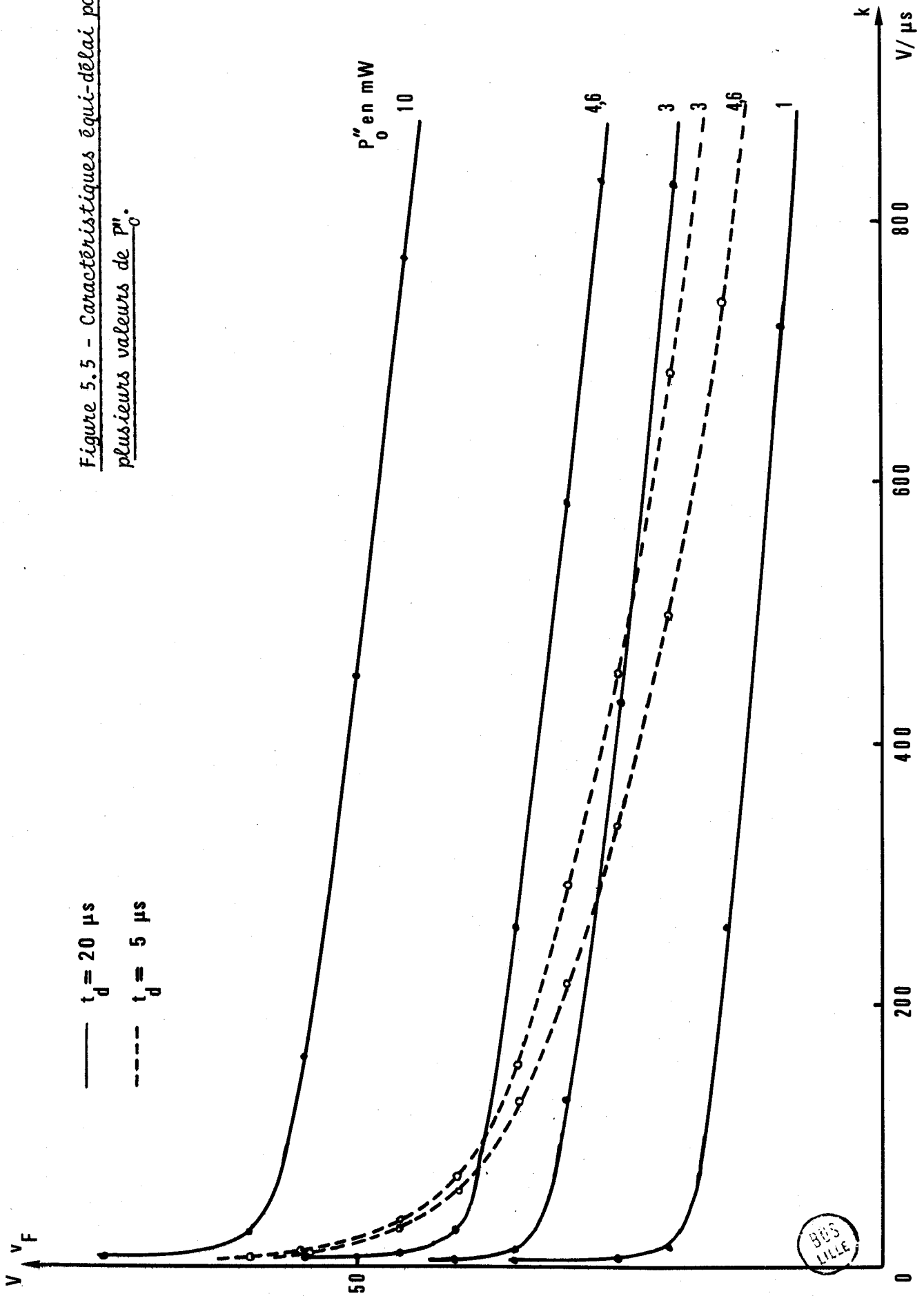


Figure 5.5 - Caractéristiques équi-délat pour
plusieurs valeurs de P''_0 .



5.3.4 Prédétermination du temps de délai précédant l'amorçage d'un thyristor soumis à une tension anodique dont l'allure est celle d'une rampe finie.

Etant donné un signal $v(t)$ appliqué sur l'anode du thyristor, le temps de délai précédant l'amorçage s'il existe, peut être déterminé d'après l'équation (5.9) comme l'intersection de la droite w_k et la courbe w_0 .

Une question théorique se pose lorsque $K_2 < 0$ puisque, dans ce cas, deux points X et X' (figure 5.6) paraissent convenir. En fait, sachant que la courbe $w_0(t)$ est décrite à partir de $t = 0$ pour des t croissants, un amorçage se produira uniquement pour le premier point X lorsque $t = t_d$, puisque, pour $t > t_d$, les courbes $w_0(t)$ et $w_k(t)$ n'ont plus de sens physique car le processus d'amorçage est engagé.

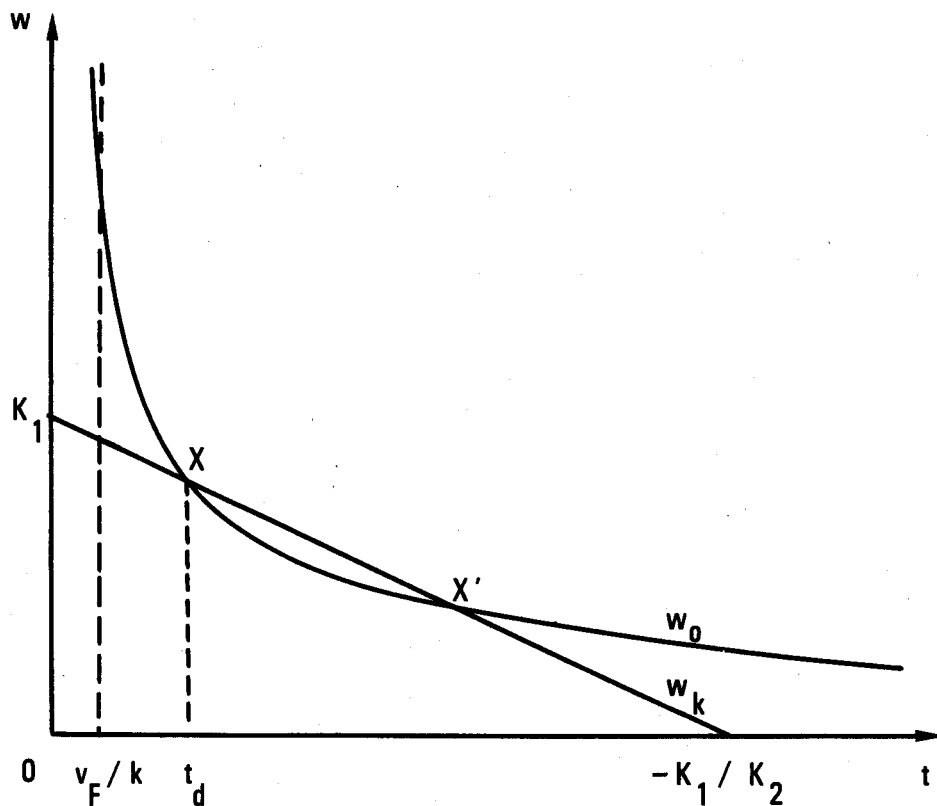


Figure 5.6 - Détermination graphique du temps de délai pour un thyristor soumis à une rampe finie $v(t)$.

Un exemple de détermination du temps de délai par cette méthode est donné figure 5.7 pour le même thyristor que précédemment, le signal $v(t)$ ayant une pente à l'origine $k = 20 \text{ V}/\mu\text{s}$.

D'un ensemble de réseaux de courbes de ce type on a pu en déduire celles de la figure 5.8 où l'on montre, dans le plan v, k , les signaux $v(t)$ contrôlés par le thyristor. Pour chaque courbe représentée, et pour tout accroissement de k ou v_F , l'amorçage sera observé.

5.4 Détermination expérimentale des éléments du schéma équivalent.

Les déterminations que nous proposons ont pour but de définir essentiellement un ordre de grandeur des éléments R_0 , R et C pour un thyristor particulier afin de vérifier ultérieurement la validité qualitative des raisonnements tenus.

Elles seront faites à partir de celles du schéma équivalent du thyristor réel qui se compose essentiellement au voisinage du point d'amorçage, et comme le montre la figure 5.9, d'une résistance de fuite R_f et d'une capacité C_j de la jonction centrale polarisée en inverse, que nous avons assimilés respectivement à R_0 et C au paragraphe 5.2.2.

5.4.1 Mesure des éléments R_f et C_j .

La méthode utilisée consiste à appliquer une tension $u(t)$, dont l'allure est celle d'une rampe finie, aux bornes d'un circuit constitué d'une résistance non inductive R_c en série avec le thyristor, l'électrode de commande étant déconnectée (figure 5.9).

Le courant i est alors mesuré par l'intermédiaire des tensions v et u à l'aide d'un oscilloscope à tiroir différentiel. Le dispositif adopté pour la génération du signal $u(t)$ est celui que nous avons déjà réalisé pour les essais décrits au paragraphe 3.3.

L'allure théorique approchée du courant $i(t)$ est donnée figure 5.10 a, l'oscillogramme réel est reproduit figure 5.10 b.

La mesure de i_0 et i_F permet de calculer

$$C_j + C_m = \frac{i_0}{k} \quad \text{et} \quad R_f = \frac{V_F}{i_F}$$

Figure 5.7 - Détermination graphique du temps de
délai pour différentes valeurs de la tension
anodique et $k = 20 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Le nombre porté près de
chaque droite indique en volts
la valeur de v_F correspondante.

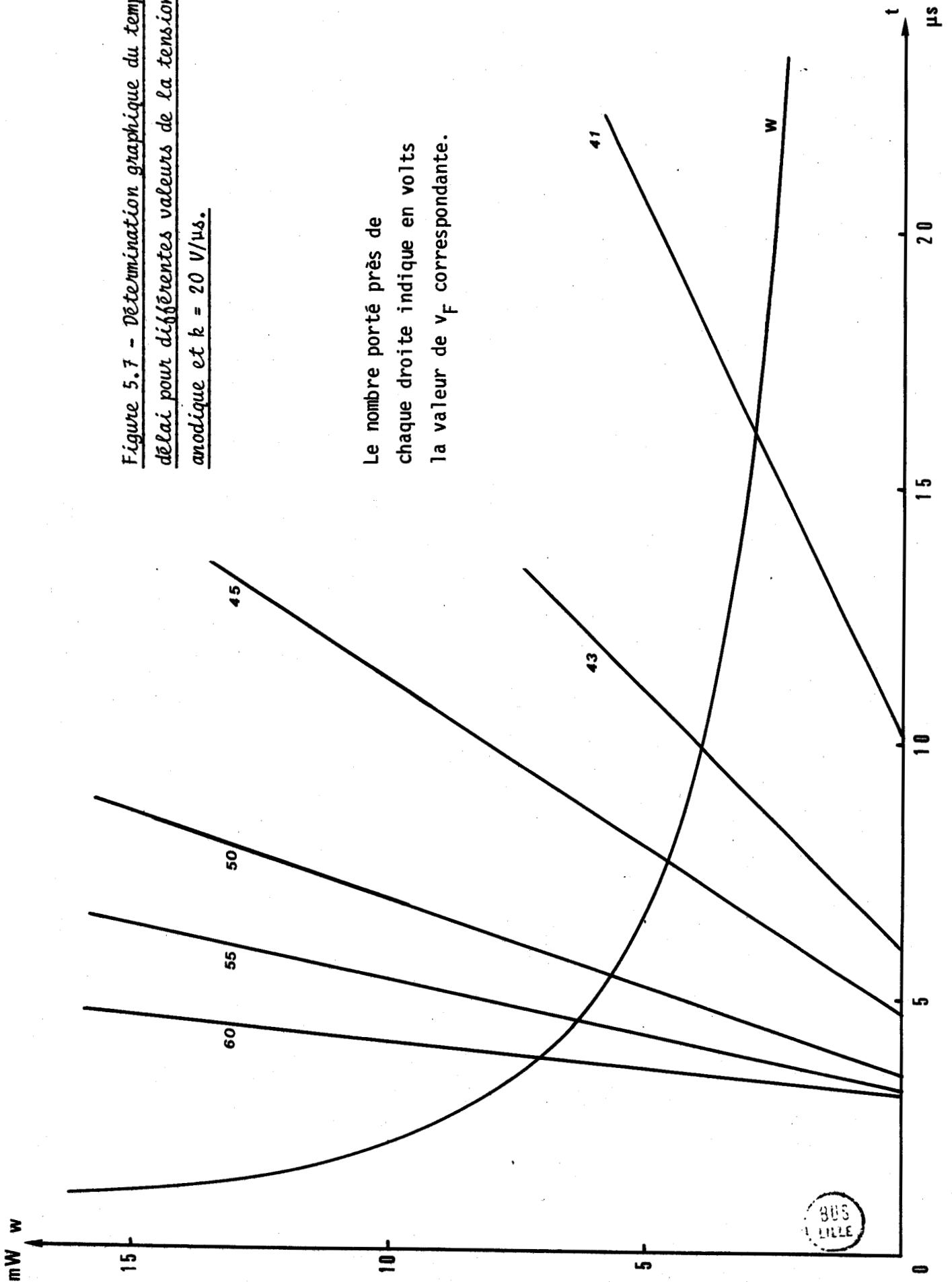
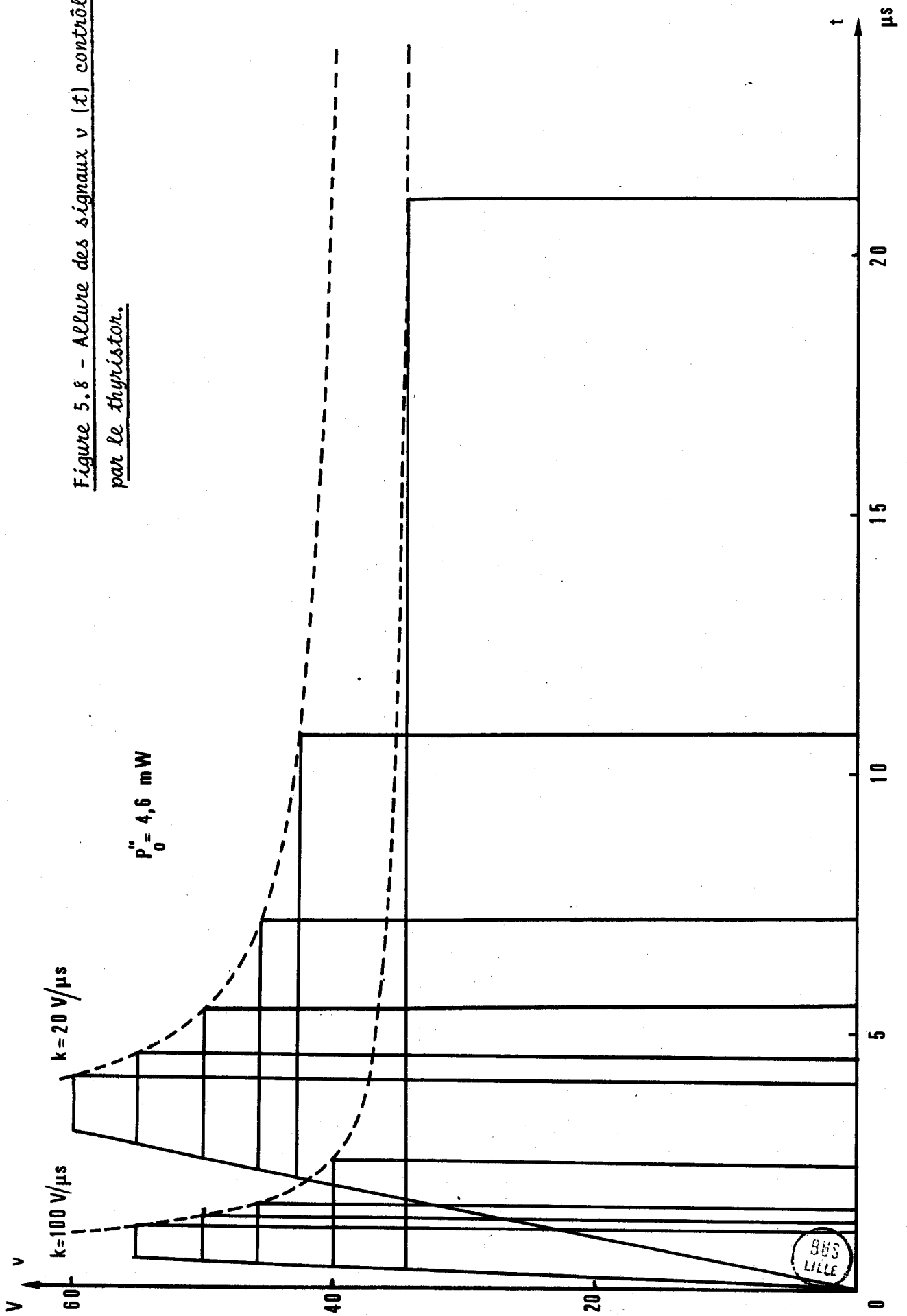


Figure 5.8 - Allure des signaux $v(t)$ contrôlés par le thyristor.



BUS
LILLE

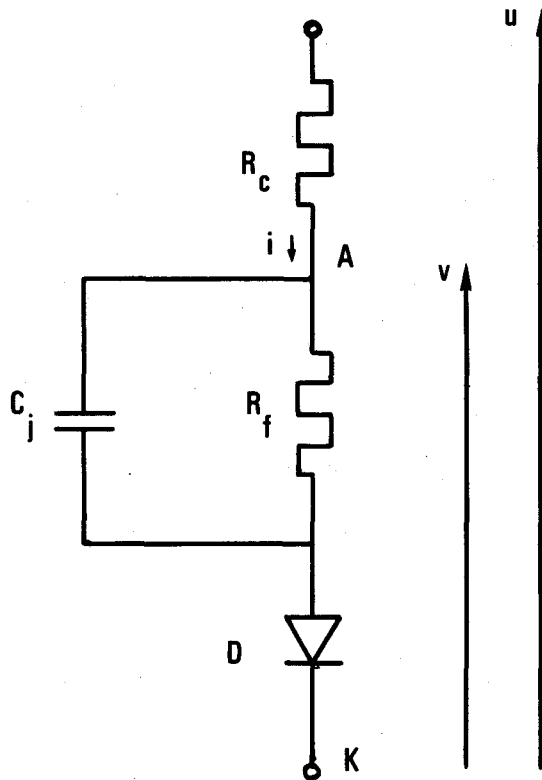


Figure 5.9 - Schéma apparent entre anode et cathode du thyristor réel.

où C_m représente la capacité d'entrée des appareils de mesure.

Nous avons ainsi tracé la courbe $i_o(k)$ pour plusieurs valeurs de tension finale v_F ; la pente de cette courbe assimilable à une droite nous donne la valeur $C_j + C_m$ (figure 5.11).

Dans le cas particulier du thyristor essayé (type 2 N 1777), nous avons mesuré :

$$C_m + C_j = 250 \text{ p F} \quad R_f = 3,3 \cdot 10^5 \Omega$$

5.4.2 Détermination de l'élément R.

La résistance R permet d'exprimer la puissance apportée par l'effet du gradient de tension. Afin de déterminer sa valeur nous la comparerons à P_0'' de la manière suivante :

On applique sur l'anode du thyristor successivement deux signaux $v_1(t)$ et $v_2(t)$ de même pente à l'origine k et de valeurs finales v_{F1} et v_{F2} , en maintenant constante la puissance fournie à l'électrode de commande.

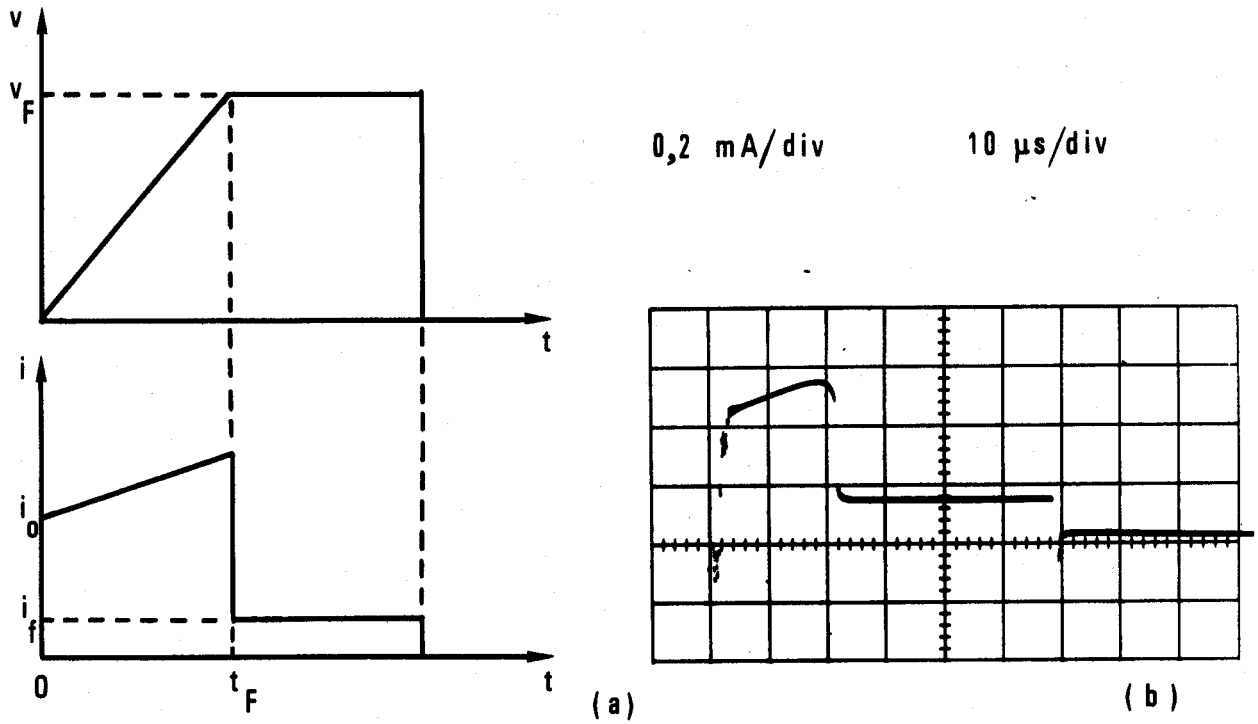


Figure 5.10 - Allures théorique a/ et réelle b/ du courant dans le thyristor lors de l'application du signal $v(t)$.

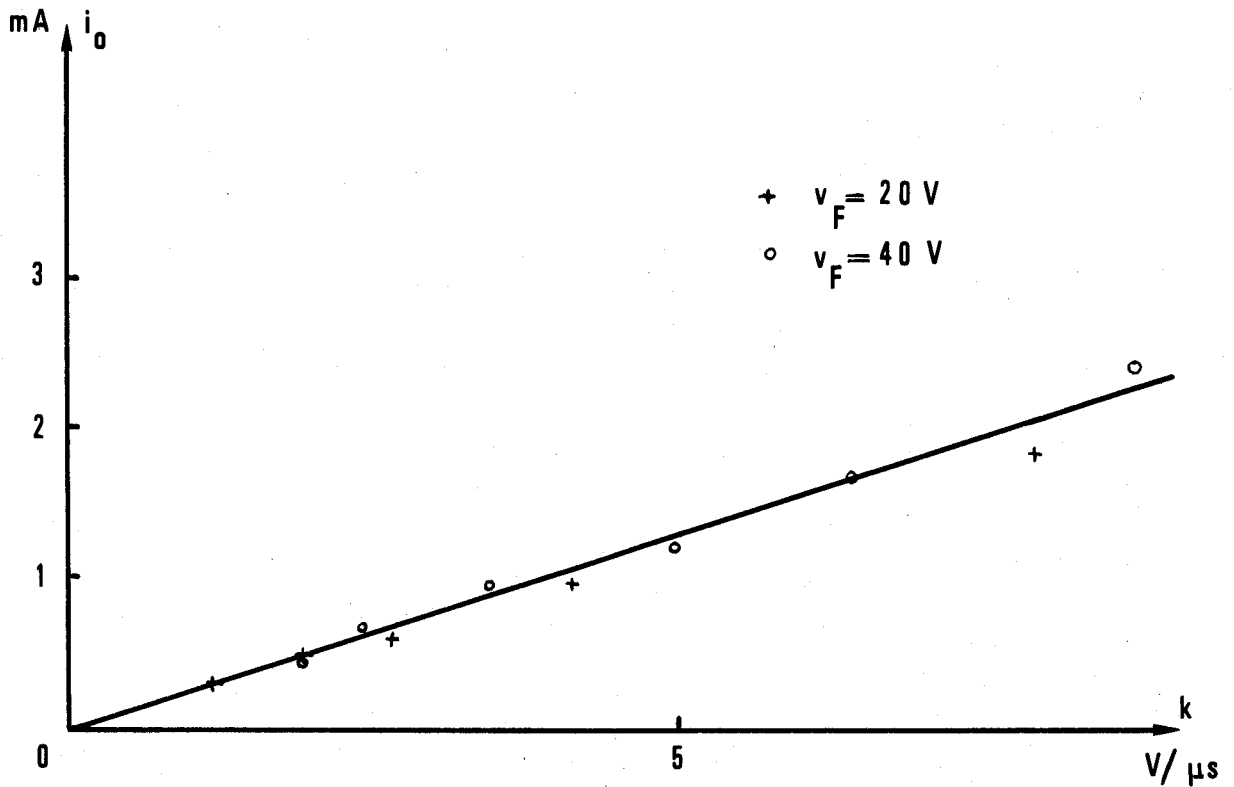


Figure 5.11 - Variations du courant initial en fonction de la pente de la tension anodique.

Dans les hypothèses de validité de l'équation (5.8), nous pouvons écrire :

$$(RkC^2 - \frac{2}{3} \frac{v_{F1}^2}{R_0}) \frac{v_{F1}}{k} + (\frac{v_{F1}^2}{R_0} - P_0'') t_{d1} = At_{d1}^{1-n}$$

$$(RkC^2 - \frac{2}{3} \frac{v_{F2}^2}{R_0}) \frac{v_{F2}}{k} + (\frac{v_{F2}^2}{R_0} - P_0'') t_{d2} = At_{d2}^{1-n}$$

Connaissant R_0 , C , A , n nous pouvons calculer R et P_0'' .

Les mesures effectuées sur un thyristor de type 2 N 1777 nous ont permis de relever les valeurs suivantes :

$$k = 50 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$v_{F1} = 8 \text{ V} \quad ; \quad v_{F2} = 53 \text{ V}$$

$$t_{d1} = 20 \mu\text{s} \quad ; \quad t_{d2} = 6 \mu\text{s}$$

Sachant que :

$$R_0 = 330 \text{ k}\Omega, \quad C = 0,15 \text{ nF}$$

$$R = 100 \Omega$$

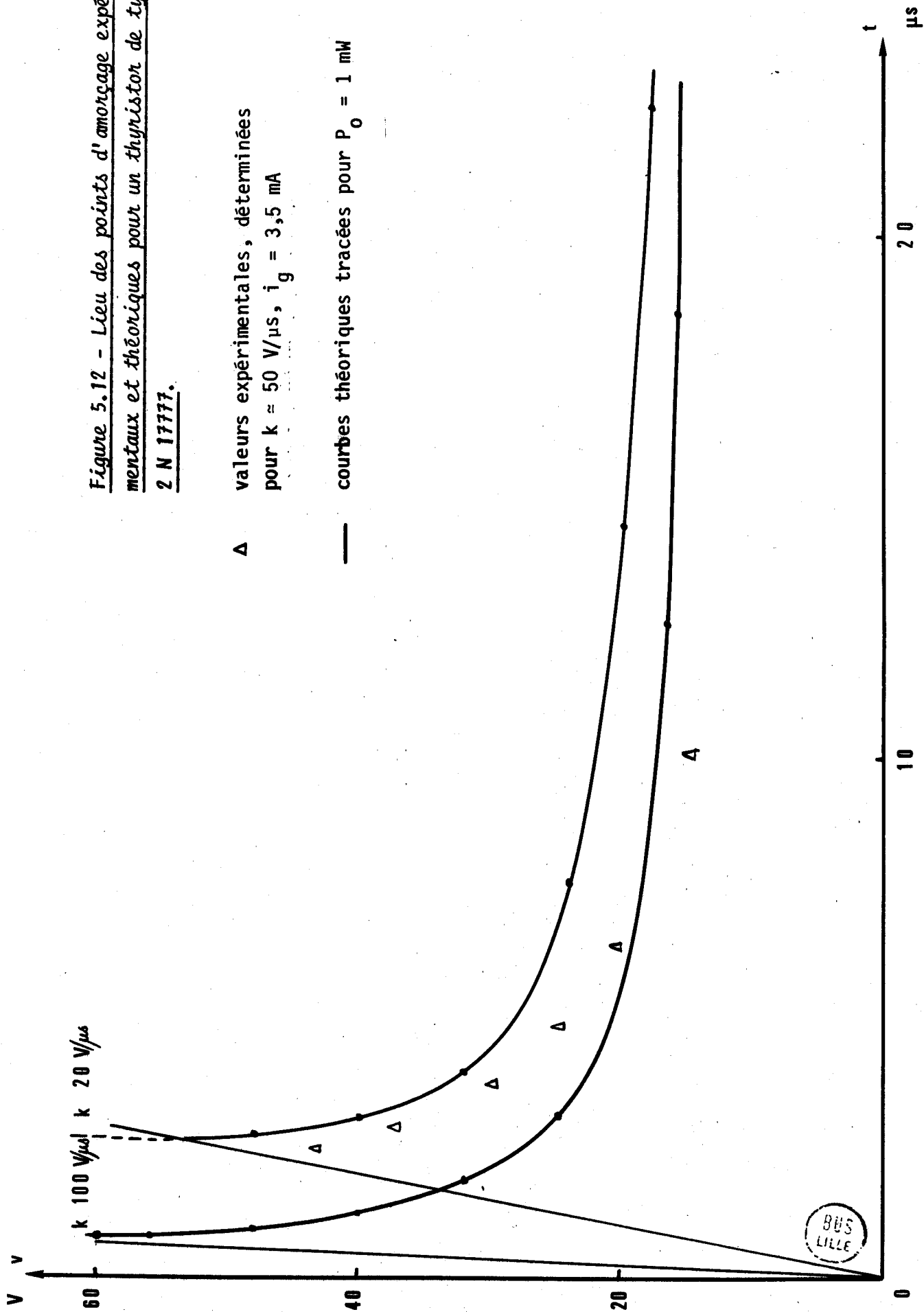
5.5 Vérification expérimentale. Principe d'une extension de l'étude.

Nous présentons figure 5.12 les prédéterminations théoriques des signaux $v(t)$ contrôlés par un thyristor de type 2 N 1777 pour un courant de grille constant d'environ 3,5 mA et, sur le même graphique les valeurs expérimentales correspondantes. Il est clair que le schéma équivalent proposé, au moins dans le cas particulier étudié, rend compte de l'évolution des phénomènes d'amorçage, bien que nous n'ayons pas recherché, en premier lieu, une grande précision dans la vérification des résultats.

Nous remarquons en outre, par les courbes théoriques tracées figures 5.4, 5.5, 5.7, que, pour une énergie fournie au thyristor déterminant un fonctionnement à la limite de l'amorçage, la tension anodique a une influence prépondérante. Par contre, si le courant de grille est plus élevé (ce qui correspond à une valeur plus faible de P_0''), l'énergie

Figure 5.12 - Lieu des points d'amorçage expérimentaux et théoriques pour un thyristor de type 2 N 17777.

Δ valeurs expérimentales, déterminées pour $k \approx 50 \text{ V}/\mu\text{s}$, $i_g = 3,5 \text{ mA}$
— courbes théoriques tracées pour $P_0 = 1 \text{ mW}$



apportée par la tension anodique est relativement moindre. Ce paramètre influe alors assez peu sur le temps de délai. Cette dernière remarque est confirmée par certains auteurs et notamment G. MAGGETTO [13]

La concordance dans l'évolution des phénomènes théoriques et expérimentaux nous incite à envisager une étude développée de ce schéma.

A cette fin, il conviendrait, d'abord, de rendre compte de l'influence des variations du courant de grille. Il serait alors nécessaire de tenir compte de l'effet amplificateur du transistor équivalent dont la couche de commande du thyristor constitue la base. Ensuite, le modèle proposé devrait être utilisable quelles que soient les formes d'ondes appliquées sur la grille de commande ou sur l'anode du thyristor.

5.6 Conclusion.

Nous avons pu vérifier que le schéma équivalent proposé dans ce chapitre rend compte, au moins qualitativement, d'une condition nécessaire de l'amorçage des thyristors. Il ne saurait cependant traduire les effets d'établissement du courant anodique, ni du maintien de l'état de conduction, sans que l'on ait à considérer de nouvelles hypothèses physiques complémentaires.

C O N C L U S I O N

Après avoir précisé les limites de la théorie classique dans l'explication de certains phénomènes de commutation des thyristors, nous avons montré l'existence d'une condition énergétique de leur amorçage. Ce résultat a pu être obtenu par une étude expérimentale des excitations d'énergie minimale provoquant le passage de l'état bloquant à celui de conduction. Il permet, d'une part, de compléter les raisonnements tenus sur le schéma équivalent à deux transistors pour exprimer les variations du temps de délai. Il peut contribuer, d'autre part, aux interprétations physiques [9], [16], [12] des variations de surface de conduction accompagnant le changement d'état de la structure p - n - p - n.

A partir de la relation mise en évidence, nous avons donné le principe d'un modèle permettant la simulation de la première phase de l'amorçage. Son association à un schéma équivalent complémentaire, rendant compte du temps d'établissement du courant principal, devrait permettre la résolution logique de certains problèmes pratiques importants tels que : association de thyristors en série ou en parallèle, protection contre les amorçages intempestifs.

A N N E X E I

DEFINITIONS - TERMINOLOGIE - NOTATIONS

Nous précisons ici, quelques expressions ou notations employées dans le texte et couramment utilisées, soit dans les publications de langue anglaise, soit par J. ARNOULD [9].

I-1 Définitions et terminologie

- modèle unidimensionnel : c'est celui d'un thyristor idéal, dont les jonctions sont abruptes, les couches homogènes, leur section utile constante. Seuls les courants sont considérés pour établir les relations caractéristiques du dispositif.

- modèle tri-dimensionnel : les jonctions sont abruptes, les couches homogènes ou non, la section utile essentiellement variable. L'interaction entre les lignes de courant de densités différentes est étudiée de manière à rendre compte du comportement réel du thyristor en commutation.

- couche de cathode : c'est l'embase du thyristor, de type N avec une concentration en impuretés de l'ordre de 10^{19} atomes/cm³.

- couche de commande : épaisseur de quelques microns dopée P, concentration d'environ 10^{16} atomes/cm³.

- couche de blocage : épaisseur de quelques dizaines de microns, concentrations d'environ 10^{14} atomes/cm³ de type N.

- couche d'anode : concentration en impuretés de type P d'environ 10^{19} atomes/cm³.

- effets de géométrie latérale : ils représentent l'interaction entre les lignes de courant de densité différentes et sont souvent liés à l'hétérogénéité du matériau semi-conducteur.

- striction des lignes de courant : diminution de la surface de conduction précédant notamment l'amorçage des thyristors.

I-2 Notations usuelles

| | |
|-----------------|--|
| i | : courant anodique. |
| i_g | : courant dans l'électrode de commande. |
| i_k | : courant cathodique. |
| i_n | : courant d'électrons issus de la jonction J_3 . |
| i_p | : courant de trous issus de la jonction J_1 . |
| i_s | : courant de fuite de la jonction J_2 . |
| I_H | : courant de maintien. |
| j | : densité de courant dans le plan de la jonction centrale. |
| J_1, J_2, J_3 | : jonctions d'anode, de cathode et centrale. |
| M_n, M_p | : facteurs de multiplication des électrons et des trous. |
| N_1, N_2 | : couches de blocage et de cathode. |
| p | : puissance électrique fournie au thyristor. |
| P_1, P_2 | : couches d'anode et de commande. |
| t_d | : temps de délai précédant l'amorçage des thyristors. |
| t_{dm} | : temps de délai mesuré. |
| t_r | : temps d'établissement de la conduction des thyristors. |
| v | : tension anodique. |
| v_g | : tension grille-cathode. |
| v_{go} | : tension grille-cathode, grille en circuit ouvert. |
| v_{gk} | : tension grille-cathode, anode en circuit ouvert. |
| V_a | : tension maximale appliquée sur l'anode. |
| V_{BD} | : tension d'avalanche de la jonction centrale. |
| V_{BO} | : tension de retournement, grille en circuit ouvert. |

A N N E X E II

REMARQUES SUR LA PREDETERMINATION DE L'EVOLUTION AVEC LA TEMPERATURE DE LA CARACTERISTIQUE DE TENSION DES THYRISTORS.

Nous précisons ici quelques points particuliers concernant le calcul des facteurs de multiplication, les variations des coefficients α_i et l'évolution de la tension de retournement lors d'un accroissement de température ambiante.

II-1 Exemple du calcul du facteur de multiplication M_θ

On a :

$$M_0 = \frac{1}{1 - \left(\frac{v}{V_{BDO}}\right)^m} \quad \text{et} \quad M_\theta = \frac{1}{1 - \left(\frac{v}{V_{BDO}} - \frac{V_{BDO}}{V_{BDO}}\right)^m}$$

Pour une même valeur de tension anodique :

$$1 - \frac{1}{M_\theta} = K \left(1 - \frac{1}{M_0}\right) \quad \text{avec} \quad K = \left(\frac{V_{BDO}}{V_{BD\theta}}\right)^m$$

Lorsque $\theta > \theta_0$, $V_{BDO} < V_{BD\theta}$. On peut calculer M_θ pour $v = V_{BDO}$:

$$M_\theta = \frac{1}{1 - K} \quad \text{avec} \quad K < 1$$

II-2 Variations des coefficients α_i

Pour les faibles valeurs de densité de courant ($j \approx 10^2 \text{ A/cm}^2$), les coefficients α_i restent inférieurs à 0,5 mais augmentent très rapidement. Dans cette zone qui correspond au retournement de la caractéristique statique, l'influence de la température est peu sensible, c'est pourquoi nous l'avons négligée.

Par contre, pour des densités plus élevées, elle devient importante, comme le montre la figure II.1 (E. ANWANDER [3]).

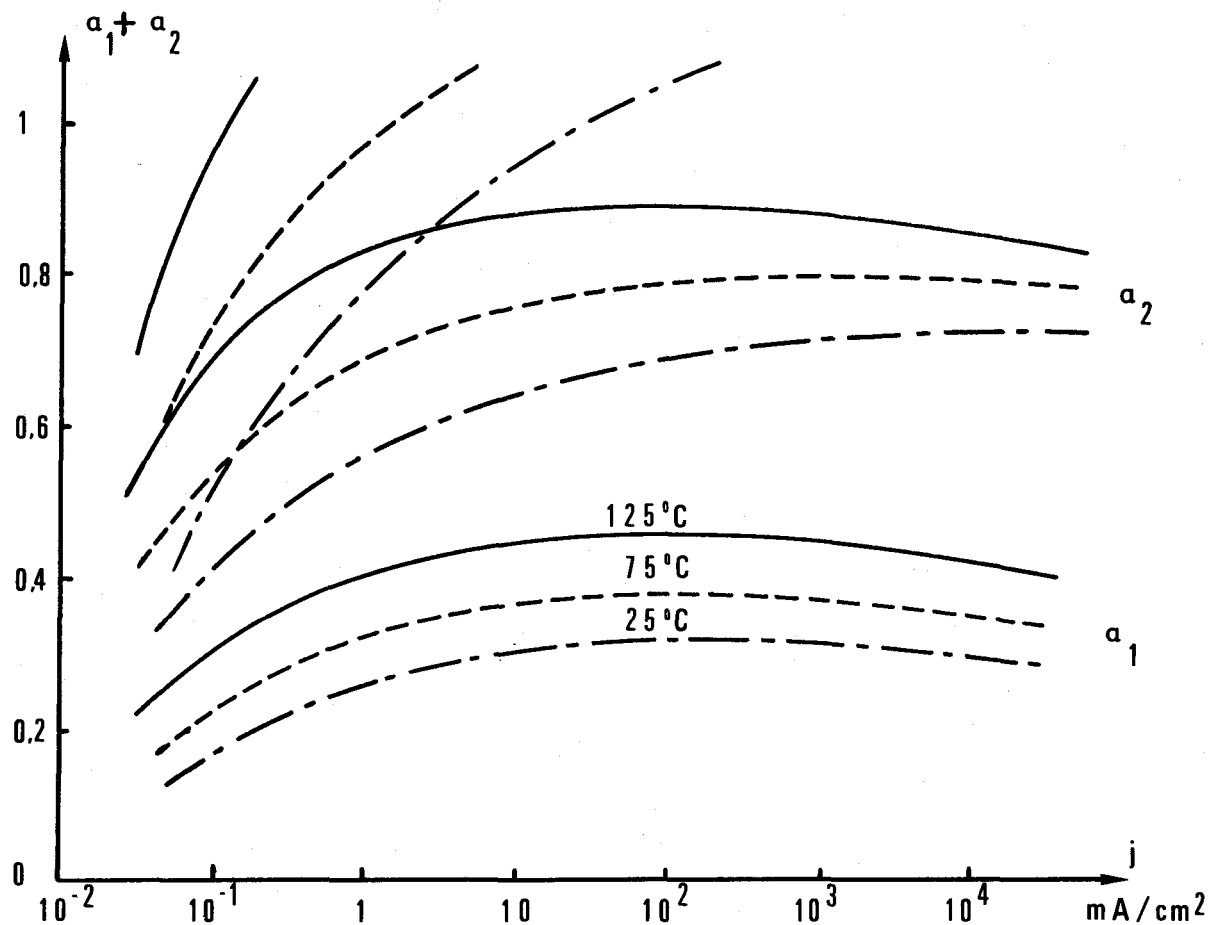


Figure II-1 - Variations avec la température des coefficients α_i

II-3 Evolution de la tension de retournement V_{B0}

Nous avons montré au paragraphe 2.2., que la tension de retournement V_{B0} diminue, dans le cas général, lorsque la température augmente. Cependant, si les variations de $\frac{I_0}{I}$ restent faibles par rapport aux variations relatives de M , l'effet inverse se produit, comme le montre la figure II.2.

Il est observé pour certains thyristors [6], [12], en relevant les caractéristiques statiques, à courant de grille nul, pour de faibles accroissements de température à partir de 300° K environ.

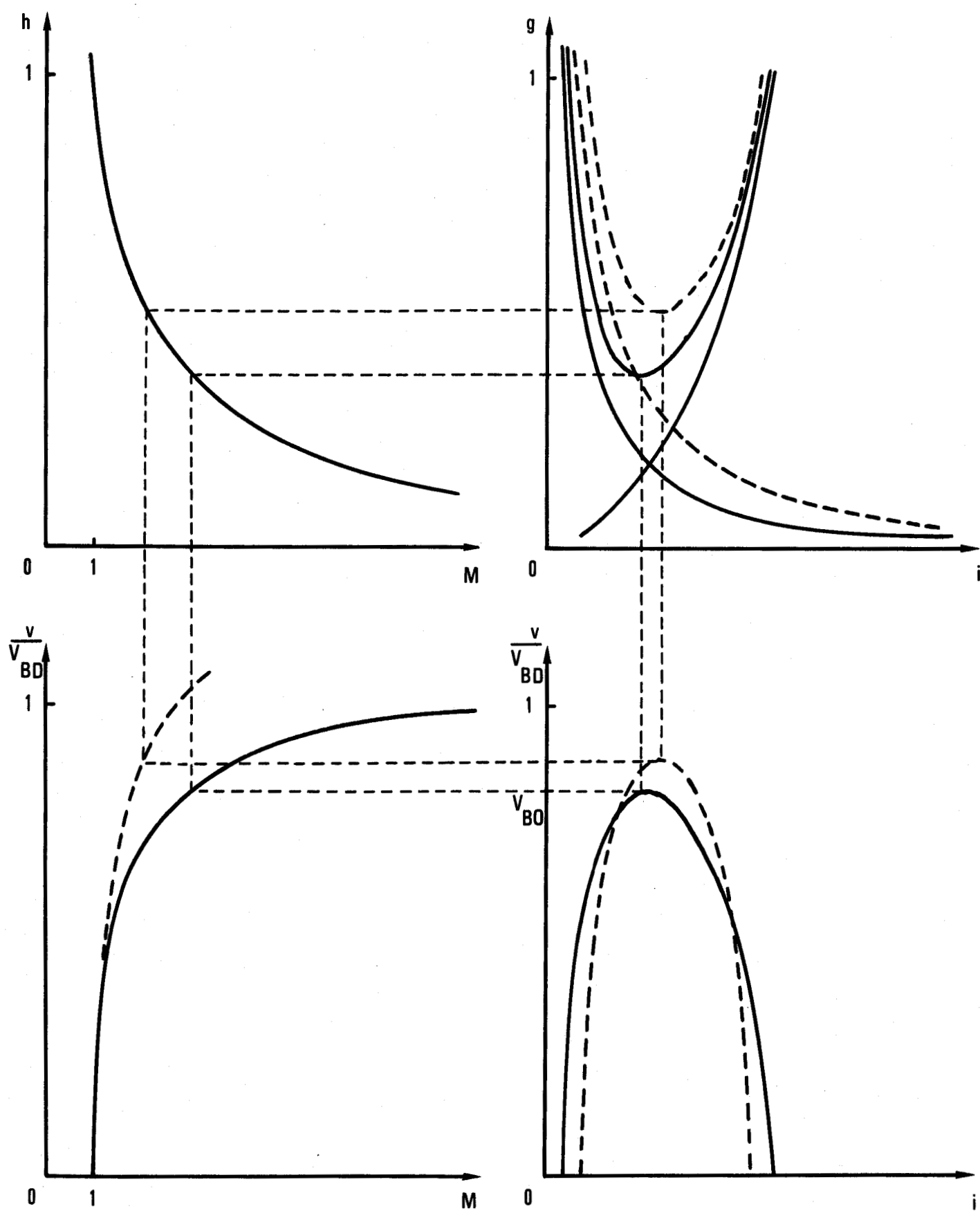


Figure II-2 - Variations de la caractéristique de tension avec la température montrant une augmentation de V_{BO}

courbes à la température de référence
 courbes pour une température plus élevée.



A N N E X E III

METHODE NUMERIQUE DU CALCUL DES COEFFICIENTS DE LA CONDITION ENERGETIQUE D'AMORCAGE

III-1 Principe du calcul.

Soient $P_j = v(t_j)$, avec $j = 1, 2, 3 \dots N$, les N valeurs numériques relevées v de la puissance de commande P et du temps de délai correspondant t pour un thyristor (1).

Soit la relation :

$$f(t) = \frac{A}{(t - t_0)^n} + P_0 \quad (\text{III.1})$$

que nous supposons vérifier la loi de variations de P avec le temps de délai.

Afin de préciser les coefficients A, P_0, n, t_0 , nous leur donnons, a priori, les valeurs A_0, P_{00}, n_0, t_{00} , déterminant ainsi une fonction :

$$f_0(t) = \frac{A_0}{(t - t_{00})^{n_0}} + P_{00}$$

Par ailleurs, soit l'équation relative à la mesure de rang j , et comprenant les quatre inconnues A, P_0, n, t_0 :

$$\Delta f_{0j} = v_j(t_j) - f_0(t_j) \quad (\text{III.2})$$

pour laquelle, si f_0 n'est pas trop différent de v_j , on peut écrire :

$$\Delta f_0 \approx d f_0 \quad (\text{III.3})$$

(1) Afin de ne surcharger les notations, les symboles P et t sont utilisés dans cette Annexe, au lieu de P_g et t_d .

où df_0 représente la dérivée totale de f_0 par rapport aux 4 coefficients à déterminer. Il vient alors :

$$v_j(t_j) = f_0(t_j) + \left(\frac{\partial f_0}{\partial P_{00j}}\right) dP_0 + \left(\frac{\partial f_0}{\partial t_{00j}}\right) dt_0 + \left(\frac{\partial f_0}{\partial n_{0j}}\right) dn + \left(\frac{\partial f_0}{\partial A_{0j}}\right) dA \quad (\text{III.4})$$

$$\text{où : } \frac{\partial f_0}{\partial P_0} = 1 \quad ; \quad \frac{\partial f_0}{\partial t_0} = n A_0 (t - t_0)^{-n-1} \quad ;$$

$$\frac{\partial f_0}{\partial A} = \frac{1}{(t - t_0)^n} \quad ; \quad \frac{\partial f_0}{\partial n} = -A (t - t_0)^{-n} \text{Log}(t - t_0)$$

Nous obtenons ainsi un système linéaire de N équations à 4 inconnues : dP_0 , dt_0 , dn , dA . Après calcul de ces coefficients par une méthode statique, nous en déduisons les valeurs :

$$P_{01} = P_{00} + dP_0 \quad ; \quad t_{01} = t_{00} + dt_0$$

$$n_1 = n_0 + dn \quad ; \quad A_1 = A_0 + dA$$

ce qui nous permet de définir une nouvelle fonction :

$$f_1(t) = \frac{A_1}{(t - t_{01})^{n_1}} + P_{01}$$

En recommençant l'opération nous obtenons une meilleure approximation de la fonction $f(t)$ cherchée.

Nous effectuons alors un nombre d'itérations suffisant pour que l'écart-type s , tel que :

$$s^2 = \sum_{j=1}^N \frac{(f_k - f_{k-1})^2}{N-3}$$

soit aussi petit qu'un nombre arbitrairement petit fixé à l'avance.

Remarquons que s est du même ordre de grandeur que l'incertitude absolue sur les v_j expérimentaux.

III-2 Détermination des coefficients dA , dP_0 , dn , dt_0 .

Le système d'équations III.4 peut s'écrire :

$$v_j(t_j) - f_0(t_j) = \left(\frac{\partial f_0}{\partial P_0}\right)_j dP_0 + \left(\frac{\partial f_0}{\partial t_0}\right) dt_0 + \left(\frac{\partial f_0}{\partial n}\right)_j dn + \left(\frac{\partial f_0}{\partial A}\right)_j dA$$

soit, en écriture matricielle :

$$V = D \cdot \Delta$$

V : matrice des valeurs calculées, à N lignes et 1 colonne.

D : matrice des dérivées partielles, à N lignes et 4 colonnes.

Δ : matrice des inconnues différentielles à 4 lignes et 1 colonne.

Nous calculons la matrice Δ en cherchant la valeur de ses éléments telle que l'expression :

$$\sum_j (V_j - D\Delta_j)^2$$

soit minimale (méthode dite des moindres carrés).

A N N E X E IV

CALCUL DU COURANT ANODIQUE D'UN THYRISTOR

SOUMIS A UNE TENSION RAMPE

Considérons le schéma de la figure IV.1, représentant le thyristor bloquant, électrode de commande déconnectée, et cherchons à calculer l'allure de $i(t)$, lorsque $u = kt$.

Les équations du circuit sont :

$$i = j + i_c = \frac{v}{R_f} + C_j \frac{dv}{dt} \quad (\text{IV.1})$$

$$v = u - R_c i \quad (\text{IV.2})$$

d'où :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{du}{dt} - R_c \frac{di}{dt}$$

et
$$i = \frac{u - R_c i}{R_f} + C_j \frac{du}{dt} - C_j R_c \frac{di}{dt}$$

qui peut s'écrire :

$$\tau \frac{di}{dt} + i = \frac{u}{R_f + R_c} + B \frac{du}{dt}$$

avec :

$$\tau = \frac{C_j R_f R_c}{R_f + R_c}, \quad B = \frac{\tau}{R_c}, \quad \frac{du}{dt} = k$$

ou encore :

$$\tau \frac{di}{dt} + i = a t + b \quad (\text{IV.3})$$

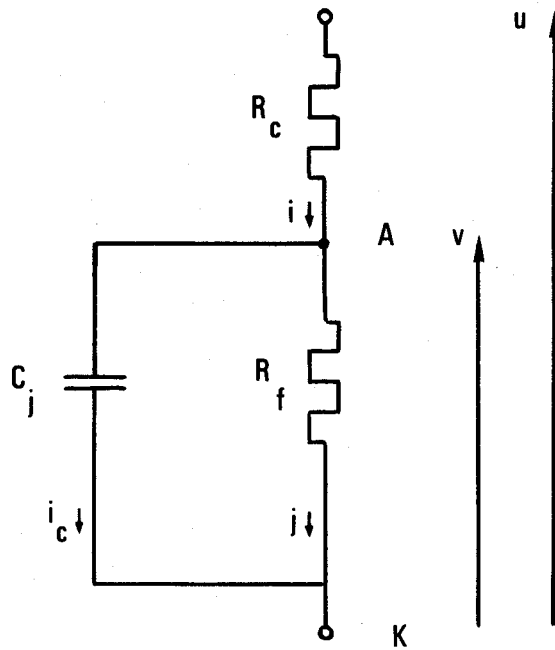


Figure IV.1 - Schéma du thyristor bloquant chargé par la résistance R_c .

avec :

$$a = \frac{k}{R_f + R_c} \quad \text{et} \quad b = B k$$

La solution de l'équation IV.3 est de la forme

$$i = i_t + i_p$$

où :

$$i_t = K e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{et} \quad i_p = at + b + c$$

Les constantes K et c sont déterminées à partir des conditions initiales et des conditions limites à l'infini.

On a :

$$K = a \tau - b \quad \text{et} \quad c = -a\tau$$

d'où en définitive :

$$i = (a \tau - b) e^{-\frac{t}{\tau}} + a(t - \tau) + b \quad (\text{IV.4})$$

si τ est petit :

$$i \approx (b - a \tau) + a t$$

Posons $i_0 = b - a \tau$, d'où :

$$i_0 = \tau k \left(\frac{1}{R_c} - \frac{1}{R_f + R_c} \right) = k C_j \left(1 - 2 \frac{R_c}{R_f} \right)$$

Si R_f est grand devant R_c (ce qui est le cas) :

$$i_0 \approx k C_j \text{ et } a \approx \frac{k}{R_f}$$

Ces résultats sont utilisés, en première approximation dans le chapitre 5, sachant par ailleurs que Ri_0 est petit devant v .

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] - S.WANG - "Solid State Electronics" - Mac Graw Hill - (1966).
- [2] - M. DEMONTVIGNIER - "Soupapes électriques - Redresseurs - Onduleurs"- E.S.E. n° 2124 - (1968).
- [3] - E. ANWANDER - "La caractéristique de tension du thyristor" - Revue Brown Boveri, 53, n° 10 - (1966).
- [4] - M. SASSIER - "Structures p - n - p - n et thyatron solide au silicium" - L'Onde Electrique, 41, n° 408 - (1961).
- [5] - P. ROSSETTI - "Etat actuel du développement des thyristors" - L'Onde Electrique, 45, n° 456 - (1965).
- [6] - S.M. SZE - "Physics of Semiconductor Devices" - Wiley Interscience - (1969).
- [7] - E.S. YANG, N.C. VOULGARIS - "On the variations of the small signal alphas of a p - n - p - n device with current" - Solid State Electronics, 10, 641 - (1967).
- [8] - J.F. GIBBONS - "Graphical analysis of the V.I. characteristics of generalized p - n - p - n devices" - Proc. I.E.E.E., 55, 1366 - (1967).
- [9] - J. ARNOULD - "Amélioration des caractéristiques de commutation des thyristors" - Thèse d'Etat, Paris - (1968).
- [10] - F.E. GENTRY, F.W. GUTZWIELER, N.H. HOLONYAK, E.E. Von ZASTROW - "Semi-Conductor Controlled Rectifiers" - Prentice Hall - (1964).
- [11] - C.R. CROMWELL, S.M. SZE - "Temperature dependence of avalanche multiplication in semi-conductors" - Ap. Phys. Letters, 9, 242 - (1966).
- [12] - B. MERLEN - "Contribution à l'étude de l'amorçage des thyristors - Amélioration du modèle à deux transistors" - Thèse de 3e cycle, Lille - (1973).

- [13] - G. MAGGETTO - "Le Thyristor - Définitions - Protection - Commandes " - Presses Universitaires de Bruxelles - (1971).
- [14] - J.F. GIBBONS - "A critique of the theory of p - n - p - n devices" - I.E.E.E., E.D. 11, n° 9 - (1964).
- [15] - S. IKEDA, T. ARAKI - "The $\frac{di}{dt}$ capability of thyristors" - P.I.E.E.E., 55, 8 - (1967).
- [16] - M. SAEGUSA, H. TANAKA, K. MASUDA - "The $\frac{di}{dt}$ ratings of thyristors" - Review of the electrical communication laboratory, 15 - (1967).
- [17] - C.G. THORTON, C.D. SIMMONS - "A new high current mode of transistor opération" - IRE Trans. Elec. Devices, ED5, 6 - (1958).
- [18] - A.C. ENGLISH - "Mesoplasmas and Second Breakdown in silicon junctions" - Solid State Electronics, 6 - (1963).
- [19] - W. SCHROEN, J. BEAUDOIN, K. HUBNER - "Failure mecanisms in high power four layer diodes" - Physics of failure in electronics, vol. 3, Ed. Springfield - (1965).
- [20] - T. AGATSUMA, T. KOHISA, A. SUGIYAMA - "Turn on phenomenon of N^+NN^+ plate contact silicon device and Second Breakdown in transistors" - Proc. I.E.E.E., 53 - (1965).
- [21] - T. ASAKAWA, N. TSUBOUCHI - "Second Breakdown in MOS transistors" - IRE Trans., ED 13 - (1966).
- [22] - H.A. SCHAFFT, J.C. FRENCH - "Second Breakdown in transistors" - IRE Trans., ED 9 - (1962).
- [23] - H.C. CHEN, W.M. PORTNOY, D.K. FERRY - "Doping dependence of Second Breakdown in a p - n junction". Solid State Electronics, 14 - (1971).
- [24] - H.A. SCHAFFT - "Second Breakdown - A comprehensive review" - P.I.E.E.E., 55, 8 - (1967).
- [25] - H. MELCHIOR, M.J.O. STRUTT - "Secondary Breakdown in Transistors" - P.I.E.E.E., 52 - (1964).
- [26] - S.C.R. MANUAL - 4e édition - General Electric - (1967).