

50376
1993
287

50376
1993
287

N° d'ordre : 1160

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Nadir IDIR

Ingénieur I.N.H.



MODELISATION DES COMMUTATIONS DU THYRISTOR GTO DANS UNE STRUCTURE HACHEUR SERIE PAR LA TECHNIQUE BOND-GRAPH. APPLICATION AU FONCTIONNEMENT EN INTERRUPTEUR RESONNANT

Soutenue le 30 Septembre 1993 devant la Commission d'Examen

J.L. COCQUERELLE

F. IONESCU
R. BAUSIERE
G. DAUPHIN-TANGUY
G. COQUERY

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur du Travail
Examinateur
Examinateur

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.

Nous tenons à exprimer notre vive reconnaissance et nos sincères remerciements à Monsieur le Professeur G. SEGUIER pour nous avoir accueilli et à Monsieur C. ROMBAUT qui lui a succédé à la direction du Laboratoire.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur R.BAUSIERE. Nous le prions de trouver ici l'expression de notre profonde reconnaissance pour l'aide fructueuse qu'il nous a prodiguée et pour la bienveillance qu'il nous a manifestée pour mener à bien cette étude.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur J.L. COCQUERELLE, Professeur à l'IRESTE, NANTES qui nous a fait l'honneur de présider notre jury de thèse et d'être rapporteur.

Nos plus vifs remerciements s'adressent également à Monsieur F.IONESCU, Professeur de l'Université Polytechnica de BUCAREST , qui a accepté de juger notre travail et faire le long trajet pour participer à notre commission d'examen, nous lui en sommes très reconnaissants.

Nous sommes honorés par la présence de Madame G. DAUPHIN-TANGUY, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille qui a bien voulu examiner notre travail et faire partie de ce jury. Qu'elle trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.

Nous remercions Monsieur G. COQUERY Directeur de Recherche au Laboratoire des Technologies Nouvelles de l'INRETS pour son accueil chaleureux et ses conseils durant un séjour effectué dans le laboratoire GTO de l'INRETS, ainsi que pour avoir accepté d'examiner notre travail et de participer à ce jury.

Enfin, nous ne saurions terminer cet avant-propos sans remercier tous les responsables, enseignants, techniciens et chercheurs du LEEP auprès desquels nous avons toujours trouvé l'aide que nous sollicitons.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

<u>INTRODUCTION</u>	7
---------------------	---

CHAPITRE I

I. LE G.T.O

<u>I.1 INTRODUCTION</u>	11
<u>I.2 STRUCTURE-DESCRIPTION</u>	12
<u>I.3 FONCTIONNEMENT</u>	12
I.3.1 Amorçage	12
I.3.2 Extinction	14
<u>I.4 MODELE A DEUX TRANSISTORS</u>	16
<u>I.5 CIRCUIT DE COMMANDE</u>	18
I.5.1 Fermeture	19
I.5.2 Ouverture	20
<u>I.6 COMMUTATION A L'AMORCAGE</u>	21
<u>I.7 COMMUTATION AU BLOCAGE</u>	22
I.7.1 Disparition du courant	23
I.7.2 Remontée de la tension	26
I.7.3 Pic de tension	29
I.7.4 Courant de queue	31
<u>I.8 TEMPS DE COMMUTATION MINIMUM</u>	33

CHAPITRE II

II. BOND-GRAPHS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

II.1	MODELISATION DES COMPOSANTS DE PUISSANCE	36
II.1.1	Introduction	36
II.1.2	Modélisation des composants de puissances	36
II.1.3	Modélisation basée sur la physique des semi-conducteurs	37
II.1.3.1	Modélisation par résolution des équations des semi-conducteurs	37
II.1.3.2	Modélisation simplifiée des phénomènes physiques	38
II.1.3.3	Modélisation comportementale	38
II.1.4	Modélisation par grandeurs d'états	39
II.1.4.1	Modélisation par résistance binaire	39
II.1.4.2	Modélisation par Bond-Graph	39
II.1.5	Modélisation par schéma électrique équivalent	40
II.1.5.1	Modélisation par éléments idéalisés	40
II.1.5.2	Modélisation par schéma électrique équivalent en Bond-Graph	41
II.2	MODELISATION DES CONVERTISSEURS PAR BOND-GRAPHS	42
II.2.1	Modélisation du commutateur par Rd-MTF	42
II.2.1.1	Causalité du commutateur	43
II.2.1.2	Exemple d'application	43
II.2.2	Modélisation du commutateur par une topologie variable	48
II.2.2.1	Modèle d'un interrupteur simple	48
II.2.2.2	Mise en équation du circuit	55
II.2.2.3	Exemple d'application	55

CHAPITRE III

III. MODELISATION DU G.T.O PAR BOND-GRAPHS

<u>III.1 INTRODUCTION</u>	62
<u>III.2 MODELE A DEUX TRANSISTORS</u>	63
III.2.1 Temps de déstockage	64
III.2.2 Temps de descente	64
III.2.3 Durée du courant de queue	65
<u>III.3 PHASE DE COMMUTATION AU BLOCAGE DU G.T.O</u>	65
III.3.1 Phase de conduction	65
III.3.2 Phase de déstockage	66
III.3.3 Phase de descente	70
III.3.4 Phase du courant de queue	71
<u>III.4 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MODELE</u>	75

CHAPITRE IV

IV.HACHEUR SERIE A G.T.O

<u>IV.1 MODELISATION D'UN HACHEUR A G.T.O AVEC C.A.L.C.</u>	
<u> ET ELEMENTS PARASITES DU CIRCUIT</u>	79
IV.1.1 Mise en équation du circuit	83
IV.1.1.1 Phase de conduction du G.T.O	83
IV.1.1.2 Phase de la remontée de la tension	86
IV.1.1.3 Phase de commutation de la diode Ds	88
IV.1.2 Méthode de résolution des équations du système	92
<u>IV.2 ETUDE DE LA REALISATION DU CIRCUIT EXPERIMENTAL</u>	92
<u>IV.3 ETUDE DETAILLEE DE LA COMMUTATION A L'OUVERTURE</u>	
<u> DU G.T.O</u>	94

<u>IV.4 COMPARAISON DES RESULTATS PRATIQUES ET DE SIMULATIONS</u>	97
<u>IV.5 UTILISATION DU MODELE DU G.T.O POUR L'ESTIMATION DES PERTES PAR COMMUTATION</u>	100
1. Influence du courant commuté par le G.T.O (igto)	100
<u>CHAPITRE V</u>	
<u>V.ETUDE DU CIRCUIT DE SOUFFLAGE DU G.T.O</u>	
<u>V.1 INTRODUCTION</u>	108
<u>V.2 INTERRUPTEUR RESONNANT</u>	109
<u>V.3 ETUDE DU FONCTIONNEMENT DU MONTAGE</u>	110
<u>V.4 MODELISATION DU G.T.O EN INTERRUPTEUR RESONNANT PAR BOND-GRAPH</u>	111
V.4.1 Mise en équation du circuit	113
V.4.2 Resultats de simulation	122
V.4.3 Etude de la nouvelle structure du circuit de soufflage	122
1. Mise en équation du circuit	126
<u>V.5 COMPARAISONS DES RESULTATS EXPERIMENTAUX ET THEORIQUES</u>	130
<u>V.6 INFLUENCE DE L'INSTANT D'APPLICATION DE LA COMMANDE DE BLOCAGE DU G.T.O SUR LES PERTES</u>	133
<u>CONCLUSION</u>	137
<u>ANNEXE</u>	140
<u>METHODE BOND-GRAPH</u>	141
<u>NOTATIONS</u>	172
<u>INSTRUMENTATION</u>	175
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	177

INTRODUCTION

INTRODUCTION

En 1986, Monsieur J.P. Pascal présentait un mémoire de thèse de doctorat en Sciences Physiques ayant pour sujet "Etude de circuits d'aide à la commutation de thyristor GTO montés en série pour les applications à la traction ferroviaire [1]". Il y présentait entre autres un dispositif de soufflage du GTO par un circuit auxiliaire analogue à celui d'un thyristor classique, mais permettant de réduire les pertes de commutation au blocage, dûes en particulier à l'existence d'un courant de queue résiduel pendant la remontée de la tension aux bornes. Ce type de montage, applicable à n'importe quel composant commandable à semi-conducteur, a par la suite été appelé interrupteur résonnant à commutation au zéro de courant (zéro current switching = ZCS) et, introduit dans un convertisseur, lui a donné le qualificatif de quasi-résonnant.

La commutation du GTO au blocage étant une succession de phénomènes complexes, il nous a paru intéressant de tenter de construire un modèle de ce composant qui permettrait au concepteur de circuit d'intégrer le comportement spécifique de ce type d'interrupteur dans la simulation du fonctionnement d'une structure de convertisseur.

Le problème était donc de proposer un modèle de GTO qui soit à la fois simple pour ne pas handicaper la simulation du fonctionnement du convertisseur sur plusieurs périodes à une échelle macroscopique, et suffisamment exact pour pouvoir faire apparaître les interactions composant-circuit lors des commutations, et plus particulièrement au blocage, à une échelle microscopique.

La simulation numérique s'est énormément développée depuis que sont devenus disponibles des moyens de calculs de plus en plus puissants qui permettent de traiter des problèmes complexes dans un temps, donc un coût, raisonnable.

Mais l'objectif à atteindre (analyse ou conception) contraint la personne intéressée à faire un choix de modèle de composant basé entre autres sur le nombre de paramètres nécessaires pour l'identification du dispositif physique, sur le domaine de validité du modèle et sur le support informatique associé.

Parmi les interrupteurs de puissance à semi-conducteur, seul le transistor MOS possède un modèle satisfaisant adopté dans les simulateurs disponibles sur le marché, et ceci grâce à sa structure unipolaire.

Tous les autres interrupteurs sont de type bipolaire: s'il existe des modèles corrects de ces composants pour de faibles puissances, car la jonction PN fonctionne alors en faible injection, il n'en est plus de même lorsque le niveau des puissances, et surtout des tensions augmente, puisque la capacité de tenue en tension de ces interrupteurs à l'état bloqué combinée à la limitation de la chute de tension aux bornes à l'état passant les amène à travailler dans des conditions de forte injection pour lesquelles on voit apparaître des accumulations de porteurs de charge sans création de charge électrostatique et des phénomènes répartis qui donnent un profil de charge régi par une équation aux dérivées partielles.

Si l'accent est mis sur le composant lui même, le modèle sera construit sur la base d'équations (de Poisson, de transport et de conservation) décrivant le transport des charges dans les semi-conducteurs dont la solution est obtenue par des méthodes de différences finies ou d'éléments finis [2],[3],[4],[5].

Ces modèles sont bien sûr les plus justes, mais ils nécessitent actuellement des temps de calcul incompatibles avec leur introduction dans la simulation globale d'un ensemble convertisseur + commande + charge.

Si l'accent est mis sur l'interaction composant-circuit, et c'est le cas qui nous intéresse, des approximations sont nécessaires: chaque approximation apporte bien entendu ses avantages et ses inconvénients et il semble inutile de vouloir comparer les nombreux modèles proposés depuis plusieurs années dans la littérature. Simplement, le concepteur de circuit aura tendance à choisir des modèles construits sur la base de circuits électriques équivalents qui lui sont familiers. C'est la solution que nous avons adoptée en prenant pour le GTO le modèle classique à deux transistors, utilisé depuis longtemps pour expliquer analytiquement le phénomène d'avalanche apparaissant dans le thyristor à l'amorçage.

Il restait alors à choisir l'outil qui allait permettre de mettre en équation toutes les topologies susceptibles d'apparaître lors des différentes phases de fonctionnement d'un convertisseur: cet outil devait être assez souple pour pouvoir envisager à brève échéance d'inclure un modèle plus fin de la charge (mécanique) et de l'effet de la température (thermique) sur les divers éléments du circuit, et en particulier les composants à semi-conducteur. La technique Bond-Graph (graphes de liens) nous a paru particulièrement bien adaptée et les premiers résultats obtenus donnent entière satisfaction.

La première partie de ce mémoire est consacrée à la description du GTO et de son principe de fonctionnement. Nous insistons principalement sur les phénomènes intervenant durant les commutations.

La deuxième partie est consacrée à l'étude des différentes méthodes de modélisation des composants de puissance ainsi que l'application de la méthode Bond-Graph en électronique de puissance.

Dans la troisième partie nous proposons un modèle de l'ouverture du thyristor GTO. Nous insistons particulièrement sur les différentes phases de commutation à l'ouverture. Nous validons ce modèle en comparant les résultats de simulations aux relevés expérimentaux.

La quatrième partie est consacrée à l'utilisation du modèle du GTO dans une structure hacheur série avec circuit d'aide à la commutation et en tenant compte des différents éléments parasites du circuit, ce qui permet d'étudier l'influence de l'environnement électrique du composant sur le processus de blocage et particulièrement les pertes de commutation.

Enfin, dans le but de réduire les pertes à l'ouverture et d'augmenter la fréquence de commutation du GTO, on utilise le modèle du GTO dans une structure d'interrupteur résonnant. Nous essayons le circuit dans différentes conditions d'utilisation pour aboutir à un mode de fonctionnement optimal (minimum de pertes).

CHAPITRE I

LE G.T.O

Chapitre I

LE G T O

I.1 INTRODUCTION

Le GTO (Gate turn-off Thyristor) ou thyristor à extinction par la gâchette est un semi-conducteur à 3 jonctions, commandable à l'ouverture et à la fermeture par une action sur la gâchette.

Il supporte à l'état bloqué des tensions directes très élevées (quelques milliers de Volts) et en conduction de très forts courants (quelques milliers d'Ampères) pour une chute de tension qui ne dépasse pas quelques volts.

Le GTO comme le thyristor classique est commandé à la fermeture par l'envoi d'un courant positif dans la gâchette, et peut être bloqué par l'extraction du courant à travers la même gâchette.

La figure 1.1 donne les différentes représentations du GTO qu'on peut trouver dans la littérature. La différence avec la représentation du thyristor ordinaire est l'existence d'un tiret qui traverse la connexion de la gâchette. Mais souvent on utilise l'une ou l'autre des représentations simplifiées de la figure 1.1 pour montrer le double rôle de la gâchette.

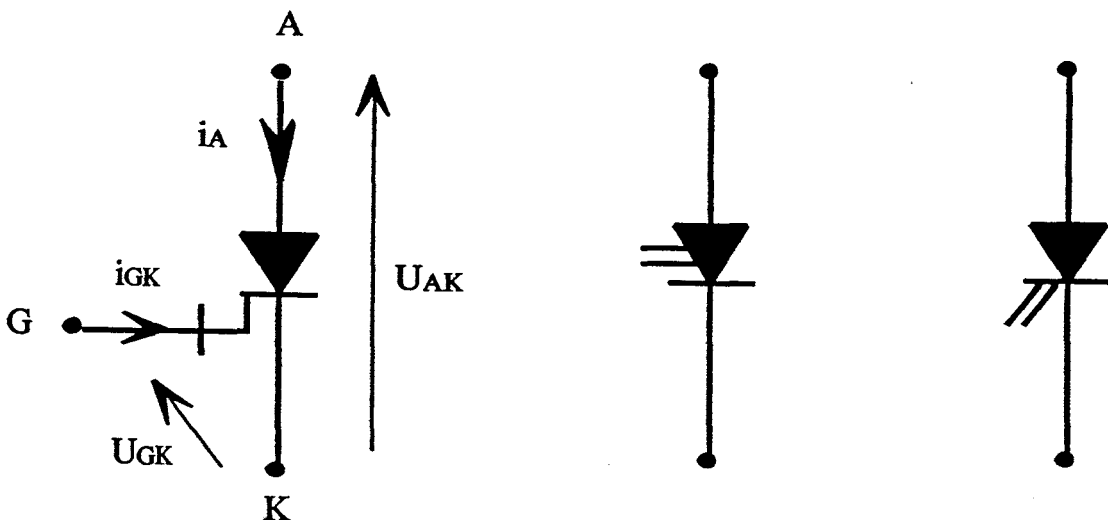


Fig 1.1

I.2 STRUCTURE-DESCRIPTION

Comme un thyristor ordinaire, le GTO a une structure à 4 couches NPNP allant de la cathode vers l'anode (figure 1.2):

- une couche N₂ reliée à la cathode, très mince par rapport à celle du thyristor classique.

- une couche P₂ reliée à la gâchette, assez mince et très dopée, elle forme avec la couche N₂ la jonction de cathode J_c.

- une couche N₁, ou couche de blocage, épaisse et peu dopée. Son épaisseur est directement proportionnelle à la tension directe blocable.

- une couche P₁, ou couche d'anode, peut être réalisée par diffusion dans la couche N₁ pour constituer la jonction d'anode J_a.

Cette dernière couche, dans le GTO à court-circuit d'anode, est traversée par de petites portions de N⁺, fortement dopées, réalisant un court-circuit entre l'anode et la couche de blocage.

La couche N₂ est enlevée par gravure aux endroits qui vont constituer les contacts de gâchette. On laisse ainsi des cathodes multiples en forme de bâtonnets entourées de gâchette.

On obtient donc, sur la surface supérieure de la pastille de silicium, des bâtonnets de cathode (figure 1.3) dont le nombre est fonction du calibre en courant du composant et peut atteindre plusieurs centaines (figure 1.4). Tous ces doigts de cathode sont réunis par une seule électrode métallique qui s'appuie sur eux pour former la cathode. Les contacts sur les cathodes et la gâchette sont assurés par métallisation et pressage.

Cette dernière étape est loin d'être mineure, elle a un impact sur la mise en oeuvre des GTO. Du fait de cette structure fortement interdigitée, le GTO peut être assimilé à une multitude de petits GTO en parallèle.

I.3 FONCTIONNEMENT

I.3.1 Amorçage

Soumis à une tension directe entre anode et cathode U_{AK}, le GTO est amorcé par un courant de gâchette positif i_{GF} (forward).

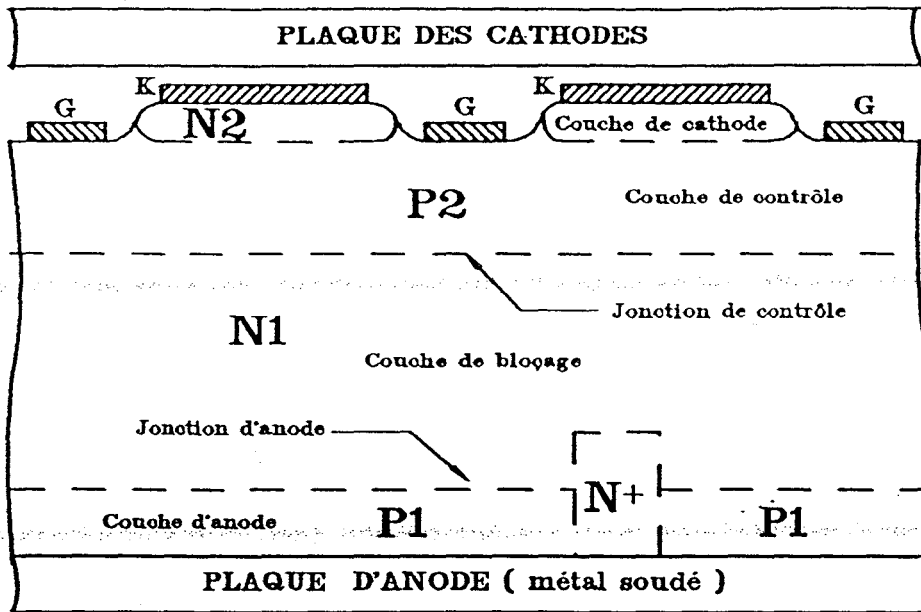
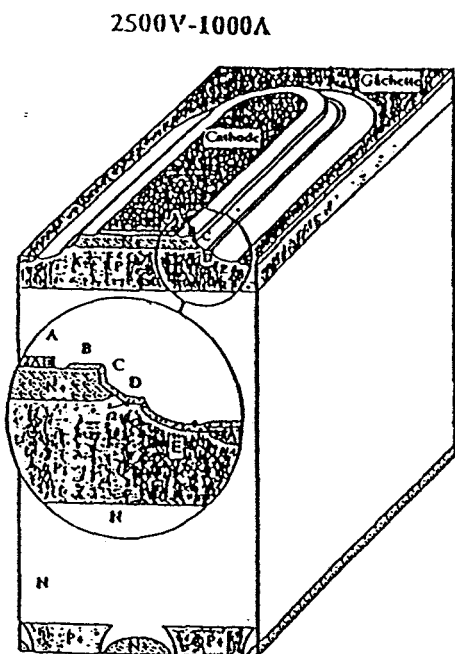
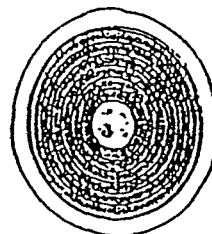


Fig 1.2



[INRETS]

Fig 1.3



G.T.O 2500 V / 1000A
 Court-circuits d'anode
 [INRETS]

Diamètre du G.T.O :

φ pastille = 45 mm

φ totale = 39 mm

Nombre de rangées : 6

1^{re} rangée : 96 cellules

2^e rangée : 144 cellules

3^e rangée : 180 cellules

4^e rangée : 225 cellules

5^e rangée : 300 cellules

Nombre de cellules : 1195 cellules

Fig 1.4

Si on considère la structure du GTO comme un grand nombre de GTO élémentaires en parallèle commandés par un seul courant de gâchette, l'impulsion du courant d'amorçage doit être suffisante pour allumer en même temps l'ensemble de ces petits GTO.

A l'amorçage, la vitesse de montée du courant (di_A/dt) est fonction des caractéristiques du GTO. Cependant, si l'inductance naturelle du circuit principal n'est pas suffisante pour limiter le di_A/dt , il devient nécessaire de rajouter une inductance supplémentaire. Une montée trop rapide du courant dans le GTO après son amorçage surchargera une partie des cathodes qui se sont amorçées les premières, avant que le courant n'ait eu le temps de se propager dans l'ensemble du composant. Il en résultera la destruction des cathodes entrées les premières en conduction.

Une fois le courant d'accrochage dépassé, on peut ramener le courant de gâchette à une valeur plus faible mais suffisante pour maintenir la conduction du GTO. La suppression totale du courant de gâchette IGR pourrait entraîner l'extinction d'un certain nombre de cathodes, ce qui provoquerait la surcharge des autres.

On maintient un courant de gâchette positif permanent I_{GON} durant tout l'intervalle de conduction. Ce courant de gâchette I_{GON} permet aussi de réduire la chute de tension directe U_{DON} aux bornes du GTO.

I.3.2 Extinction

L'originalité du GTO réside dans sa propriété d'extinction par une action sur la gâchette. Par l'application d'un courant négatif de gâchette on peut éteindre le courant principal d'un GTO amorcé.

Durant la phase de conduction, un courant important circule entre l'anode et la cathode. Comme la jonction de blocage P_2N_1 est passante, un grand nombre de trous et d'électrons se déplacent de part et d'autre de cette jonction, il y aura une concentration des lignes de courant sous les doigts de la cathode.

Le principe d'extinction du GTO est le processus inverse de l'amorçage (figure 1.5). L'extinction du GTO se fait par extraction de charges par la gâchette. L'application d'une tension négative entre gâchette et cathode provoque la circulation d'un courant de gâchette négatif IGR (reverse). Ce courant dévie une partie des lignes de courant vers l'axe anode-gâchette.

Comme le courant de gâchette négatif est une fraction importante du courant principal (il est de l'ordre de 20% du courant principal), il atteint donc des valeurs très importantes pour les GTO de gros calibres.

Si l'impulsion de courant inverse fournie par la gâchette n'est pas suffisante, il arrive qu'une partie des cathodes ne soit pas complètement éteinte au moment où la tension aux bornes du GTO atteint une valeur importante. Il y aurait alors réapparition d'un courant d'anode qui peut entraîner la destruction du GTO.

Durant le processus d'extinction d'un GTO, la limitation de la pente de tension dv/dt aux bornes du GTO permet de réduire les pertes d'extinction et les risques d'un réamorçage involontaire.

Pour cette raison, il faut ajouter au GTO un Circuit d'Aide à La Commutation (C.A.L.C.) (R_s , C_s et D_s) indiqué sur la figure 1.13, qui joue un rôle primordial dans le bon fonctionnement du GTO.

La résistance R_s limite le courant de décharge du condensateur C_s durant la phase de conduction du GTO. Dans certains cas, il est possible de récupérer l'énergie emmagasinée dans le condensateur par un circuit auxiliaire.

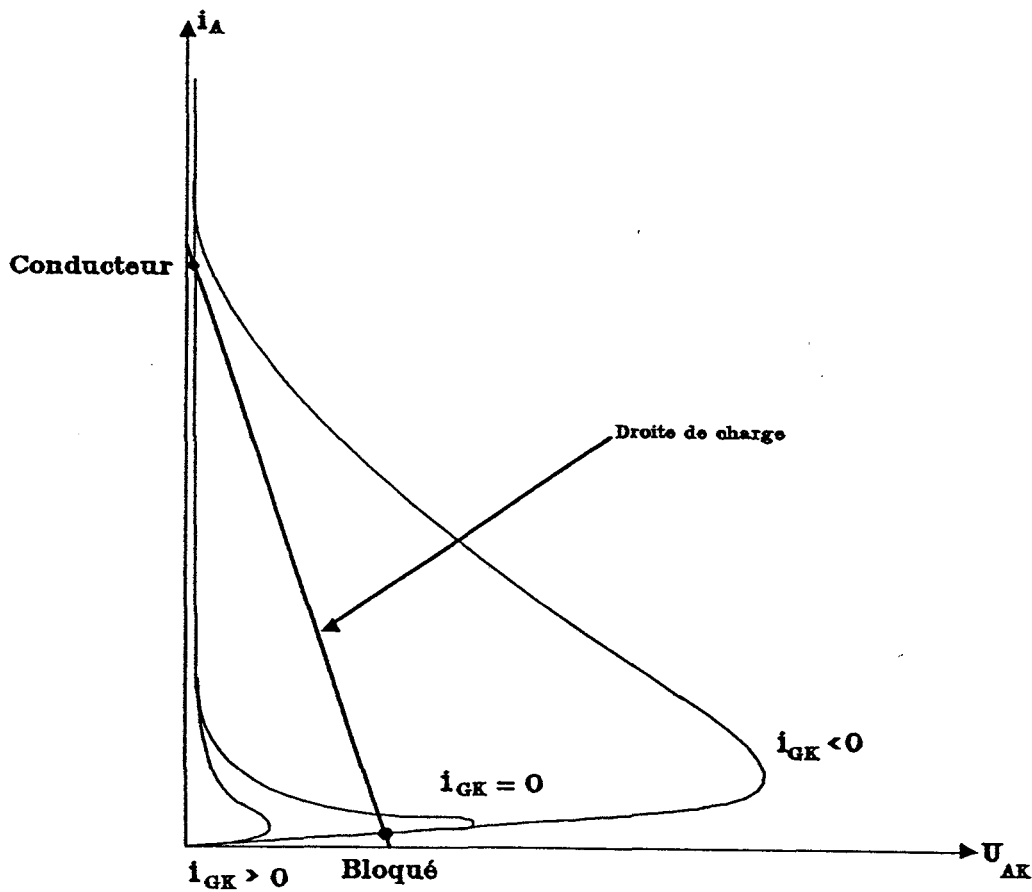


Fig 1.5

La diode D_s permet le transfert du courant principal du GTO vers le condensateur C_s et doit satisfaire aux conditions de blocage et de mise en conduction rapide. La réduction des pertes par commutation passe par l'optimisation des différents éléments du circuit d'aide à la commutation.

Un dv/dt important aux bornes du GTO ou un ordre d'amorçage intempestif, entraîneront un réamorçage du GTO.

La destruction du GTO est inévitable lors d'une surcharge en courant des cathodes qui se sont réallumées les premières. Donc, l'ouverture du GTO est d'autant plus sûre que l'impulsion négative de courant est élevée, et que la vitesse de rétablissement de la tension est réduite.

1.4 MODELE A DEUX TRANSISTORS

Comme pour le thyristor, la structure NPNP du GTO peut être représentée par l'imbrication de deux transistors bipolaires:

- un composant $P_1N_1P_2$ (T1) de gain en courant α_1 et un autre $N_1P_2N_2$ (T2) de gain en courant α_2 (figure 1.6).

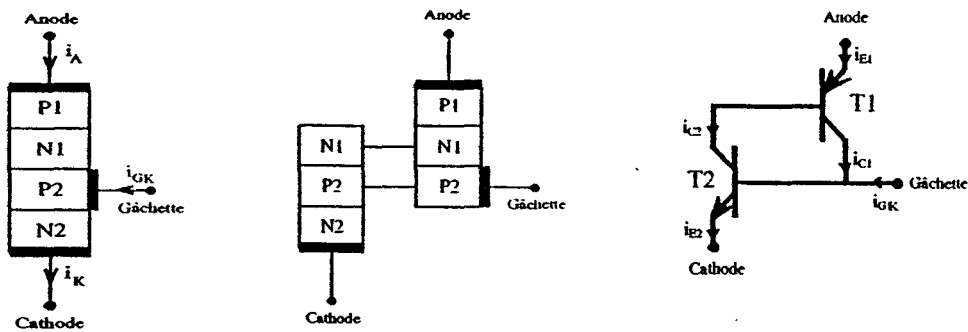


Fig 1.6

Si on désigne par i_{E1} et i_{E2} les courants émetteurs et i_{B1} et i_{B2} les courants de bases alors les courants de collecteurs de T1 et T2 sont respectivement:

$$i_{C1} = \alpha_1 \cdot i_{E1} + i_{01} \quad (1.1)$$

$$i_{C2} = \alpha_2 \cdot i_{E2} + i_{02} \quad (1.2)$$

i_{01} , i_{02} : courants de fuites des transistors.

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{E1} \\ i_{C2} &= i_{B1} \\ i_{C1} + i_{GK} &= i_{B2} \\ i_{GK} &= i_{E2} = i_A + i_{GK} \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

On déduit le courant d'anode du GTO qui sera égal à :

$$i_A = \frac{i_{01} + i_{02} + \alpha_2 \cdot i_{GK}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.4)$$

$$i_A = \frac{i_0 + \alpha_2 \cdot i_{GK}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.5)$$

où : $i_0 = i_{01} + i_{02}$ est le courant de fuite total du GTO et i_{GK} est le courant de gâchette. L'expression (1.5) justifie le comportement du GTO durant la conduction, pour laquelle le courant de gâchette i_{GK} est négligeable, donc le courant d'anode à commuter est donné par :

$$i_A = \frac{i_0}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.6)$$

Cette expression montre bien que la perte de contrôle du courant d'anode (limité seulement par l'impédance du circuit extérieur au composant) s'opère quand la condition suivante est vérifiée :

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (1.7)$$

Pour parvenir, sûrement, à l'ouverture du GTO, il faut désaturer les transistors T1 et T2 pour rompre la condition $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ qui assure la conduction.

L'analyse de l'expression (1.5) montre qu'il est possible de réduire l'intensité du courant d'anode à une valeur voisine de celle du courant de fuite à l'état bloqué, c'est à dire choisir l'intensité du courant de gâchette i_{GK} de telle sorte que $i_A \approx 0$.

$$\text{Si on néglige } i_0 : \quad i_{GK} \approx \frac{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}{\alpha_2} \cdot i_A = - \frac{i_A}{G} \quad (1.8)$$

Si on note G le gain en courant à l'ouverture du GTO, son expression est donnée par :

$$G = \frac{i_A}{-i_{GK}} = \frac{\alpha_2}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1.9)$$

Cette relation montre bien que, pour obtenir un gain en courant G suffisamment grand (typiquement 1 à 5 pour les GTO existants), il faut que le gain α_2 du transistor T2 soit aussi élevé que possible. Cela est réalisé grâce à des techniques qui permettent de contrôler les profils de diffusions, la durée de vie des porteurs et les épaisseurs des différentes couches du composant.

1.5 CIRCUIT DE COMMANDE

L'étude de l'amorçage et du blocage du GTO a montré l'importance du signal de commande pour le bon fonctionnement du GTO.

Le circuit de commande (déclencheur) du GTO doit être en mesure de fournir les impulsions de courant positives pour l'amorçage et les impulsions de courant négatives pour le blocage.

La figure 1.7 représente le schéma de principe d'un circuit de commande pour un GTO. L'étude du fonctionnement du déclencheur est divisée en deux parties, la fermeture et l'ouverture.

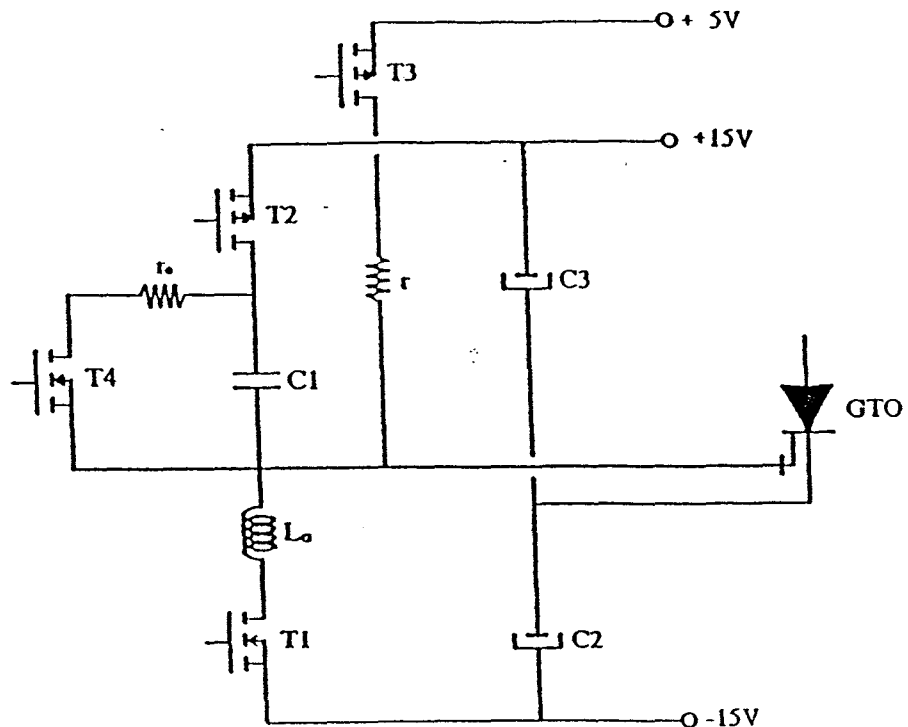


Fig 1.7

I.5.1 Fermeture

Pour chaque GTO les caractéristiques du circuit de commande sont données dans les notices techniques du fabricant.

Chaque impulsion de gâchette positive est caractérisée par un temps de montée ou pente de courant de gâchette di_G/dt , la valeur i_{GM} (valeur maximale du courant d'amorçage), le temps d'amorçage t_{gt} et le courant de maintien I_{GM} .

La partie utile du circuit de commande qui génère l'impulsion positive est représentée sur la figure 1.8, son fonctionnement est le suivant:

- Quand on ferme T2 et T3, la capacité C1 se charge à travers le transistor T2 ce qui fournit la pointe de courant positive d'amorçage. Lorsque C1 est chargée, T2 se bloque.

A travers le transistor T3 et la résistance r, un courant constant est fourni durant toute la phase de conduction. Ce courant permanent permet d'entretenir la conduction et réduire la chute de tension directe du GTO.

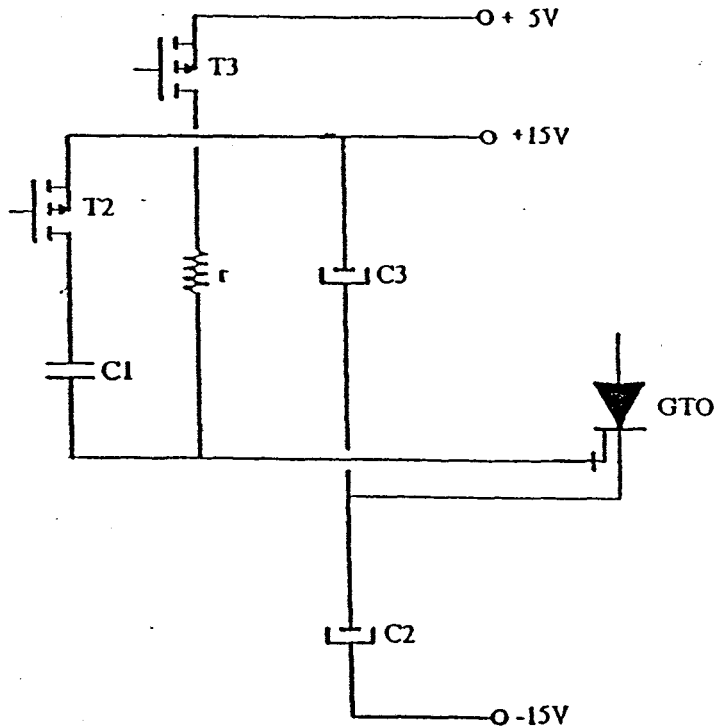


Fig 1.8

I.5.2 Ouverture

Pour éteindre un GTO, il faut polariser en inverse la jonction gâchette cathode.

Le GTO se bloque quand la quantité de charges extraites par la gâchette atteint une valeur suffisante. Le générateur d'impulsions négatives de commande est caractérisé par:

- la valeur de la tension de commande négative U_{GR} : elle ne doit pas dépasser la tension Zener de la jonction de commande qui est de l'ordre de $-20V$ à $-25V$. Mais, généralement cette tension de commande U_{GR} est prise entre $-10V$ et $-15V$.

- le courant de commande négatif i_{GR} est proportionnel au courant d'anode contrôlable i_A . Ce courant i_{GR} peut atteindre des valeurs importantes (quelques centaines d'Ampères), pour un gain en courant à l'ouverture G qui varie entre 2 et 5 pour des GTO de gros calibres.

- l'inductance du circuit de gâchette L_G est déterminante dans le processus d'extinction. Elle évite que le courant de commande i_{GR} pendant la durée d'extinction ne décroisse trop rapidement (di/dt trop grand) et influence de façon défavorable le processus d'extinction.

Une étude détaillée [6] démontre l'influence du déclencheur sur le courant maximal coupable d'un GTO. La partie utile du schéma du circuit de commande qui fournit l'impulsion négative est représentée sur la figure 1.9.

Après une phase de conduction, on donne l'ordre d'ouverture aux transistors T2 et T3 et de fermeture aux transistors T1 et T4. La capacité C1 se décharge à travers le transistor T4, alors que la décharge de C2 à travers la jonction gâchette-cathode du GTO et le transistor T1 fournit l'impulsion de courant i_{GR} négative. Comme la tension de commande négative est limitée $-15V$, tous les éléments en série avec la gâchette doivent être peu résistifs. Le circuit qui génère l'impulsion de courant négatif de la gâchette se comporte comme une source de tension négative à faible impédance interne. La tension négative de gâchette sera maintenue jusqu'à l'extinction complète du composant.

Il arrive qu'une partie des cathodes ne soient pas complètement éteintes, une interruption prématurée de la commande de gâchette peut provoquer le réamorçage par avalanche de l'ensemble des cathodes. Cela peut provoquer la destruction par surcharge des cathodes qui se sont réallumées les premières.

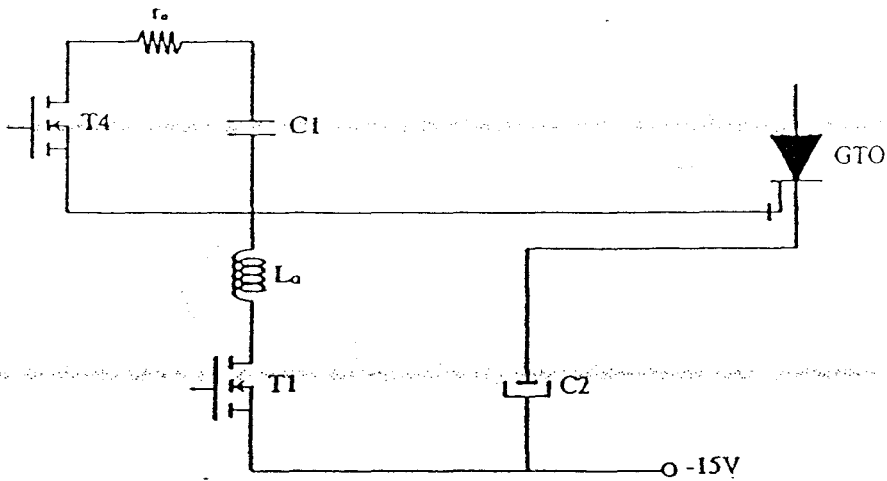


Fig 1.9

I.6 COMMUTATION A L'AMORCAGE

Le phénomène d'amorçage du GTO est analogue à celui d'un thyristor ordinaire. Soumis à une tension directe, le GTO est amorcé par l'application d'une tension positive entre gâchette et cathode. La figure 1.10 donne les formes d'ondes de la tension et du courant de commande de la gâchette à l'amorçage. Comme pour le thyristor ordinaire, le temps d'amorçage du GTO t_{gt} est divisé en deux intervalles :

- le temps de retard t_d : défini comme l'intervalle de temps durant lequel la tension aux bornes du GTO décroît pour atteindre 90% de sa valeur initiale ;

- le temps de croissance du courant t_{ro} : correspondant à la durée pendant laquelle la tension aux bornes du GTO passe de sa valeur à l'instant t_d jusqu'au moment où elle atteint 10% de sa valeur initiale.

Le temps d'amorçage du GTO est donné par :

$$t_{gt} = t_d + t_{ro}. \quad (1.10)$$

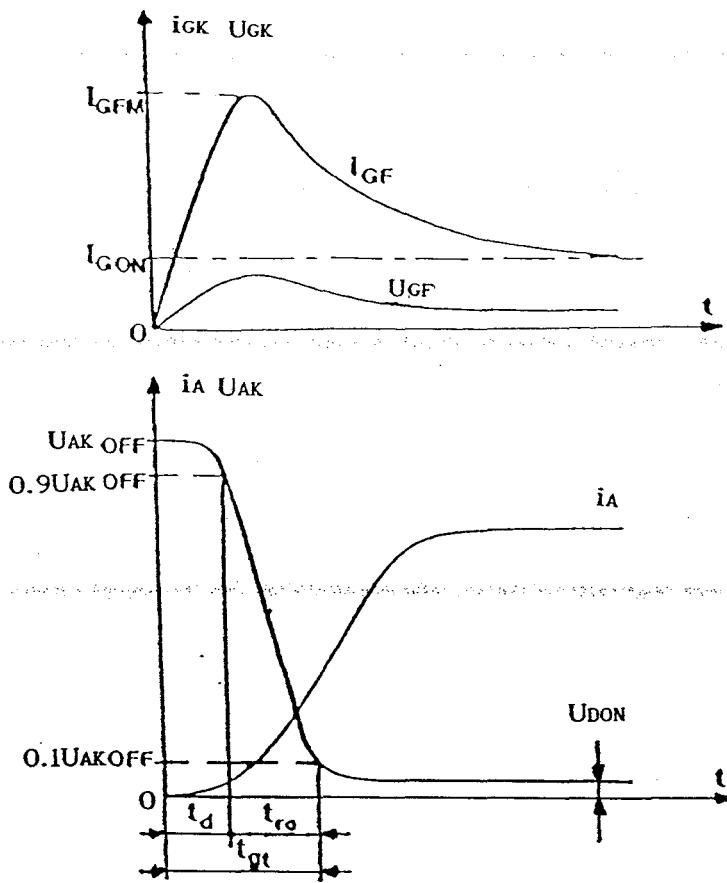


Fig 1.10

L'application d'une tension positive entre gâchette et cathode entraîne le déplacement d'un grand nombre d'électrons de la couche N2 (très dopée) vers la couche P2.

Un faible courant commence alors à circuler à travers cette jonction; si à cet instant le GTO a une tension UAK positive suffisante à ses bornes, ce phénomène se propage rapidement, ce qui provoque la mise en conduction du GTO.

Grâce à sa structure fortement interdigitée, le GTO supporte des vitesses de croissance du courant d'anode plus importantes que celles d'un thyristor ordinaire. Mais, cette vitesse est toujours limitée à une certaine valeur qui est la vitesse critique de croissance du courant à l'état passant.

1.7 COMMUTATION AU BLOCAGE

Les phénomènes physiques d'une commutation au blocage sont plus complexes et une étude plus détaillée s'impose. En étudie la commutation au blocage du GTO dans une structure hacheur série (figure 1.11).

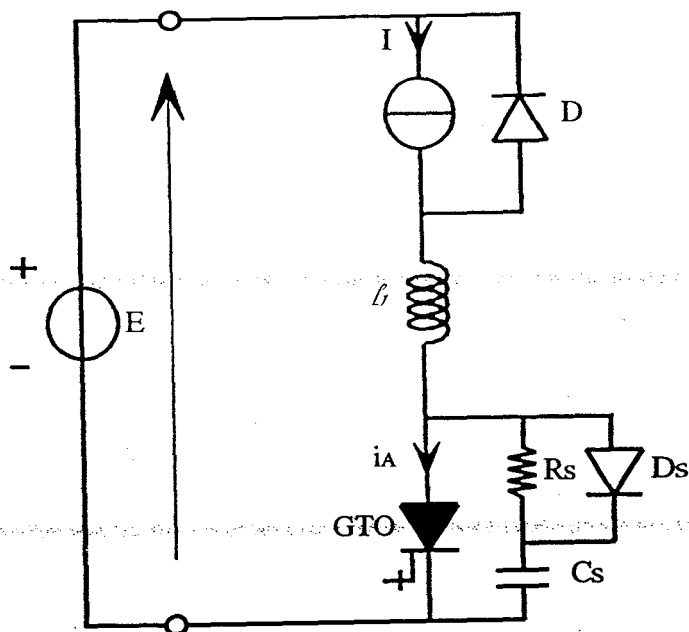


Fig 1.11

I.7.1 Disparition du courant

La commutation au blocage du GTO peut être divisée en quatre phases distinctes indiquées sur la figure 1.12.

PHASE 1 :

Cette phase de déstockage est caractérisée par le temps de déstockage t_s , qui est déterminé à partir de l'instant où le courant négatif de gâchette commence à croître jusqu'au moment où le courant d'anode atteint 90% de sa valeur initiale.

Durant cet intervalle, la jonction gâchette-cathode se comporte comme une diode au recouvrement, c'est-à-dire, en court-circuit vis-à-vis de la source d'alimentation U_n .

On note alors que la montée du courant i_{GR} dépend uniquement des impédances internes de la boucle formée par la gâchette, le transistor T_1 , le condensateur C_2 et la cathode (l'inductance parasite de la boucle limite le di_{GR}/dt).

Il est possible d'ajuster l'impédance de cette boucle en ajoutant une inductance L_g pour entretenir la jonction gâchette-cathode dans sa caractéristique Zener [7].

Le choix de la valeur de L_c est primordial dans le bon déroulement du processus de blocage, car l'augmentation de L_c allonge la durée t_s et réduit la concentration des porteurs dans la base épaisse du GTO.

Durant ce temps de déstockage t_s , le courant dans la cathode est égal à:

$$i_k = i_a - i_{GR} \quad (1.11)$$

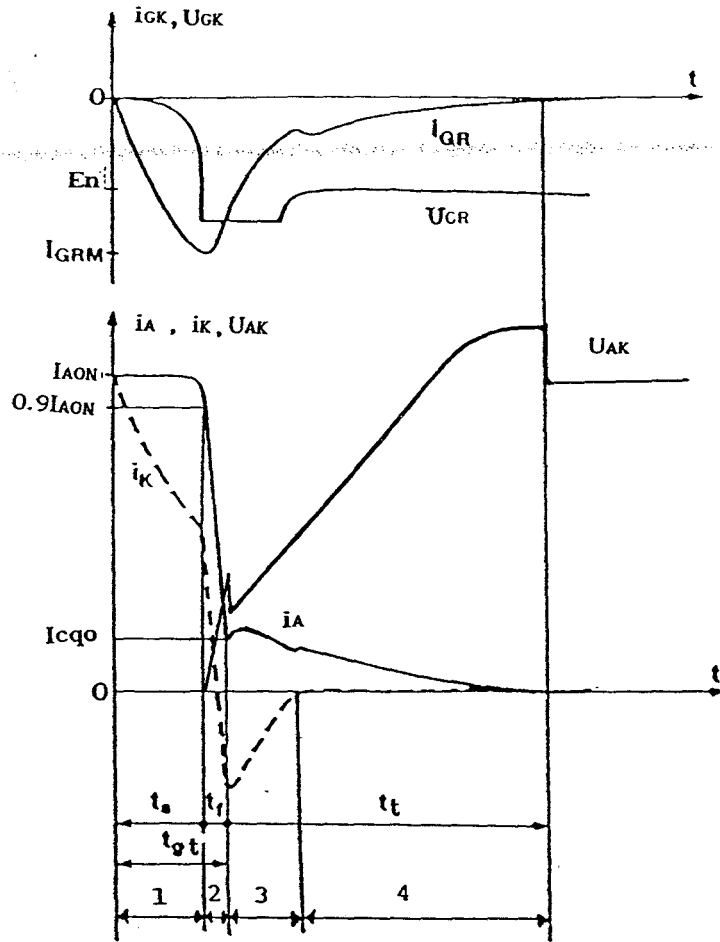


Fig 1.12

PHASE 2 :

Le temps nécessaire pour que le courant d'anode i_a passe de 90% de sa valeur initiale à une valeur appelée courant initial de commutation résiduel I_{CQ0} , est appelé temps de descente t_f .

Dès que le courant de la cathode s'annule puis s'inverse, la jonction gâchette-cathode devient conductrice en inverse (effet Zener) pour atteindre une tension Zener de l'ordre de $-25V$ ($U_{GR} \approx -25V$).

Le claquage de la jonction J_c par effet Zener est dû principalement aux inductances parasites du circuit de gâchette (en plus de L_g).

Pendant la descente de i_a , une partie du courant est transférée au condensateur C_s à travers la diode D_s . Mais celle-ci n'entre pas en conduction instantanément et la boucle formée par D_s , C_s et le GTO possède une inductance parasite qui empêche le condensateur C_s de jouer pleinement son rôle. La tension U_{AK} présente vers la fin de cette phase un pic de tension V_s appelé tension de spike.

PHASE 3 :

La phase 3 est caractérisée par le temps de Zener t_z durant lequel la jonction gâchette-cathode se comporte comme une diode Zener. Cette jonction termine sa phase de recouvrement dans sa caractéristique Zener indépendante du temps et qui garde une tension inverse de $-25V$ durant toute cette phase. Cette tension inverse U_{GR} s'oppose alors à la diminution de i_{GR} qui augmente pour s'annuler.

Après avoir atteint la valeur initiale du courant résiduel (courant de queue) I_{cq0} , le courant d'anode croît de nouveau pour atteindre une valeur maximale I_{cqm} .

Cette phase se termine quand le courant de cathode s'annule ($i_k = 0$) donc lorsque $i_{GK} = -i_a$ et que la jonction gâchette-cathode cesse de conduire en inverse. Toujours d'après la référence [7], il est certain que L_g influence directement la durée de cette phase.

Durant cette phase, la tension aux bornes du GTO varie brusquement pour passer d'une valeur de tension de spike à une valeur inférieure pour évoluer avec une pente fixée par la capacité C_s du C.A.L.C.

PHASE 4 :

La dernière phase de blocage est caractérisée par une trainée de courant qui circule entre anode et gâchette (courant de queue). Ce courant est dû à la recombinaison des charges qui sont restées stockées dans la jonction gâchette-cathode. Cette phase va durer jusqu'à son extinction complète. La tension aux bornes de la jonction gâchette-cathode tend vers une valeur de $-15V$ (tension d'alimentation U_n) imposée par la capacité C_2 .

I.7.2 Remontée de la tension

Pour l'étude de la remontée de la tension aux bornes du GTO, on doit considérer le GTO dans son environnement. Pour cela on étudie le GTO dans une structure hacheur série (figure 1.11). En particulier on ne peut pas étudier le rétablissement de la tension aux bornes du GTO sans tenir compte du circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C. ou SNUBBER).

Sur la figure 1.11 est représenté le circuit d'aide à la commutation qui est constitué d'une résistance R_s , un condensateur C_s et une diode D_s .

On considère la remontée de la tension selon les quatre phases précédentes.

- Durant la phase 1 (temps de déstockage), le courant dans le GTO est égal au courant dans la charge I . Le GTO est toujours en conduction, la tension à ses bornes est très faible $U_{AK} \approx 0$ (égale à la chute de tension directe U_{D0N}).

- A partir de la phase 2 (temps de descente t_f), le courant dans le GTO décroît rapidement: une partie de ce courant ($I - i_A$) est transféré au condensateur à travers la diode D_s .

En considérant que le courant d'anode s'annule à la fin de cette phase 2, (cela revient à négliger le courant de queue) il est égal à:

$$i_A = I \left(1 - \frac{t}{t_f} \right) \quad (1.12)$$

le condensateur se charge par un courant:

$$i_{cs} = I - i_A = I \frac{t}{t_f} = C_s \frac{dU_{AK}}{dt} \quad (1.13)$$

donc la tension aux bornes du GTO est donnée par:

$$U_{AK} = \frac{I}{C_s} \frac{t^2}{2 t_f} \quad (1.14)$$

Pendant le reste de cette phase, le courant d'anode reste égal à zéro. Le condensateur se charge à courant I constant à travers l'inductance ℓ_1 de limitation du di_A/dt à l'amorçage (circuit d'aide à la commutation à l'amorçage) et la diode D_s selon la figure 1.13.

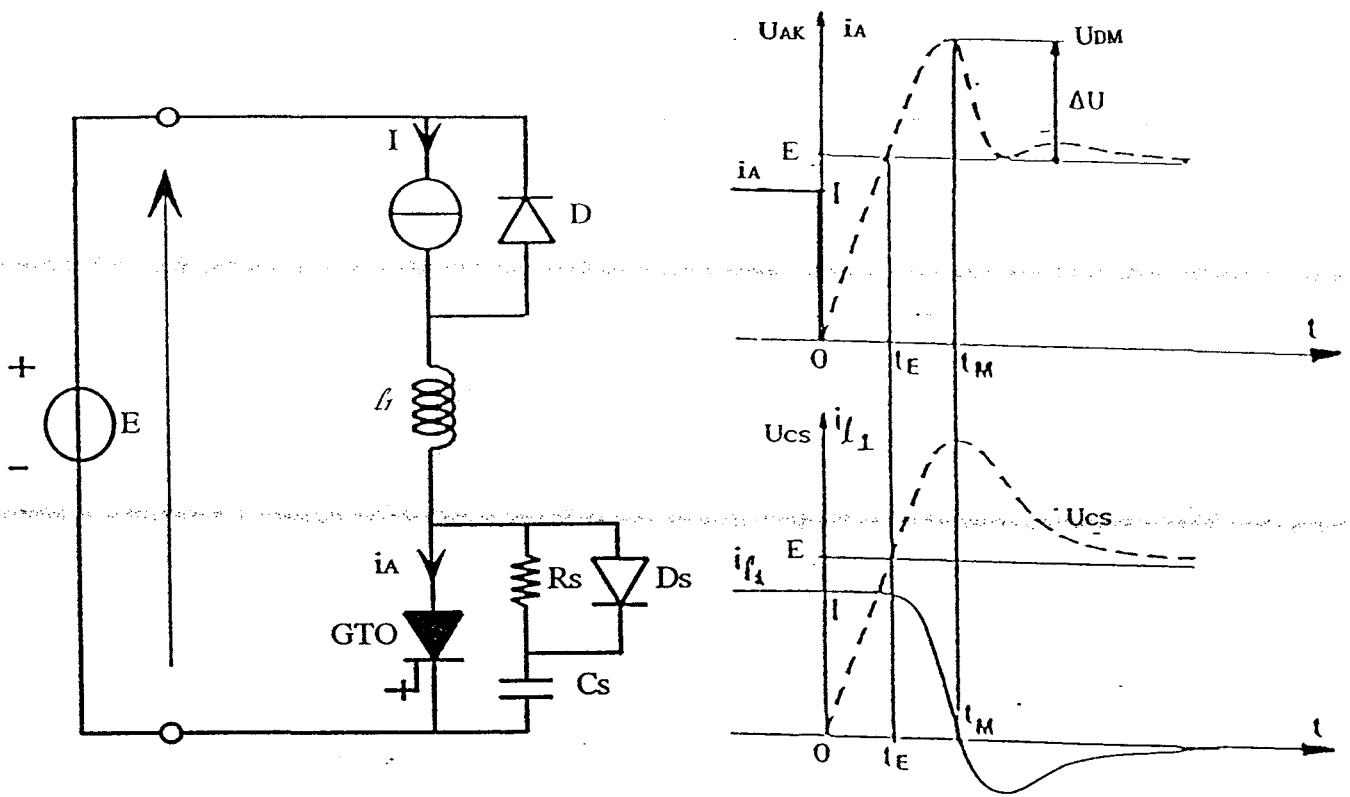


Fig 1.13

A la fin de cette phase 2, la tension aux bornes du GTO est égale à :

$$U_{AK} = \frac{I}{C_s} \frac{t_f}{2} \quad (1.15)$$

En négligeant la chute de tension dans celle-ci, on aura le courant et la tension aux bornes du condensateur C_s du C.A.L.C. :

$$i_{cs} = I = C_s \frac{dU_{AK}}{dt} \quad (1.16)$$

$$U_{cs} = \frac{I}{C_s} \left(t + \frac{t_f}{2} \right) \quad (1.17)$$

lorsque la tension aux bornes du GTO atteint la tension E (tension d'alimentation), la diode de roue libre D se met à conduire, cet instant est donné par :

$$t_E = C_s \frac{E}{I} \quad (1.18)$$

Quand la diode de roue libre D se met à conduire, elle applique la tension d'alimentation E aux bornes de l'ensemble des éléments l_1 , Cs et Ds en série, on aura alors :

$$E = U_{cs} + l_1 \frac{di_{l_1}}{dt} \quad (1.19)$$

$$i_{cs} = Cs \frac{dU_{cs}}{dt} \quad (1.20)$$

on trouve donc l'équation :

$$E = l_1 Cs \frac{d^2 U_{AK}}{dt^2} + U_{AK} \quad (1.21)$$

U_{AK} est de la forme :

$$U_{AK} = E + V_1 \sin \omega_0 t + V_2 \cos \omega_0 t \quad (1.22)$$

V_1 et V_2 sont des constantes d'intégration à déterminer, donc :

$$U_{AK}(0) = E = E + V_2 \quad \text{donc} \quad V_2 = 0$$

$$i_{l_1} = Cs \omega_0 V_1 \cos \omega_0 t$$

$$i_{l_1} = I = Cs \omega_0 V_1 \quad \text{donc} \quad V_1 = \frac{I}{Cs \omega_0}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{l_1 Cs}} \quad (1.23)$$

A l'instant t_M la tension U_{AK} aux bornes du GTO atteint la valeur de la tension d'alimentation E, puis elle la dépasse pour atteindre une tension maximale U_{DM} , (figure 1.13), on trouve alors :

$$U_{AK} = E + \frac{I}{Cs \omega_0} \sin \omega_0 t \quad (1.24)$$

$$i_{l_1} = I \cos \omega_0 t \quad (1.25)$$

La diode Ds en série avec le condensateur Cs se bloque pour $i_{l_1} = 0$, l'instant où la tension U_{AK} atteint U_{DM} est donné par :

$$t_M = \frac{\pi}{2 \omega_0} \quad (1.26)$$

A cet instant t_M , la tension U_{cs} est égale à U_{DM} qui est la valeur de tension maximale aux bornes du condensateur donnée par :

$$U_{csMAX} = E + \Delta U = E + \frac{I}{C_s \omega_0} = E + I \sqrt{\frac{\ell_1}{C_s}} \quad (1.27)$$

Comme la diode D_s s'est bloquée à t_M , la capacité C_s se décharge dans la source à travers les éléments R_s , ℓ_1 et D . La tension aux bornes du GTO sera égale à :

$$U_{AK} = E - \ell_1 \frac{di_{\ell_1}}{dt} \quad (1.28)$$

$$U_{cs} = E - \ell_1 \frac{di_{\ell_1}}{dt} - R_s i_{\ell_1} \quad (1.29)$$

C'est l'équation d'un circuit $R_s \ell_1 C_s$ série. Les formes d'ondes sont données sur la figure 1.13. Il y a une grande influence des différents éléments du C.A.L.C. sur les formes d'ondes de la tension [8].

Comme la capacité C_s doit limiter la vitesse de remontée de la tension, le fait de négliger le courant de queue, augmente le courant de charge de C_s , et donc revient à considérer le cas le plus défavorable.

I.7.3 Pic de tension

La chute de courant dans le GTO à l'extinction et son transfert vers le condensateur à travers la diode D_s du C.A.L.C. doivent se faire rapidement. Mais, ils sont malheureusement retardés par les inductances parasites du C.A.L.C. et par la mise en conduction progressive de la diode D_s . La conséquence, est une remontée brusque de la tension aux bornes du GTO qui présente vers la fin de cette phase un pic de tension V_s .

On note, que cette pointe de tension se produit au moment où le courant dans le GTO ne s'est pas encore éteint. Ceci entraînera des échauffements localisés qui peuvent dépasser la limite autorisée provoquant la destruction du GTO.

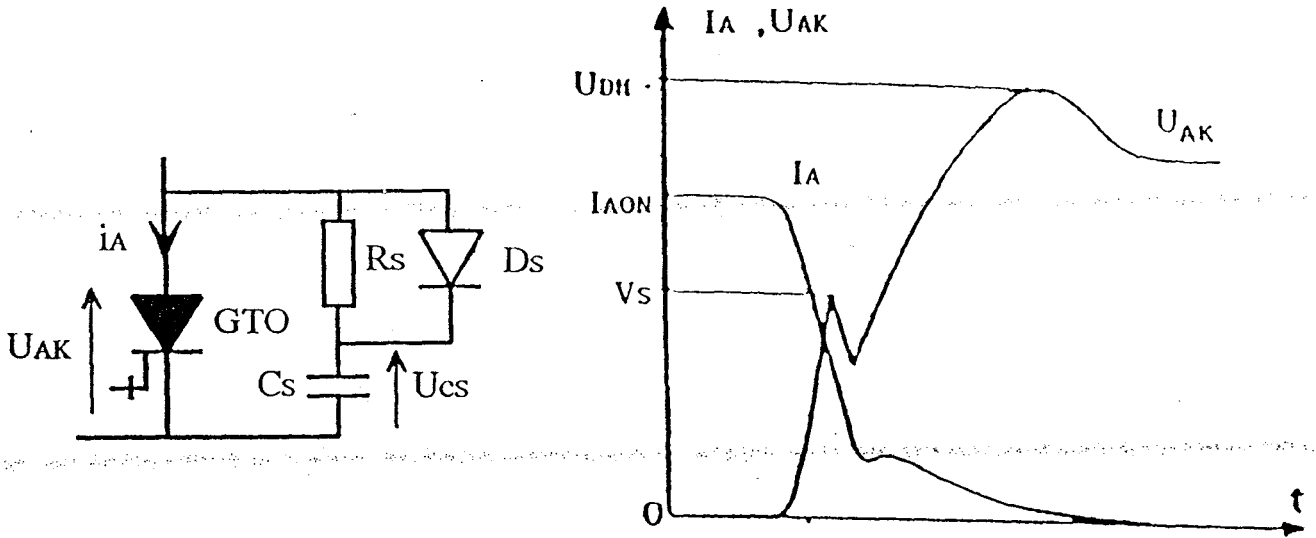


Fig 1.14

Le pic de tension V_s apparaît pendant la phase 2 (figure 1.14), au moment de la décroissance du courant d'anode et son transfert vers le condensateur. Le condensateur C_s est chargé par un courant égal à:

$$i_{cs} = I \frac{t}{t_f} \quad (1.30)$$

on trouve la variation du courant:

$$\frac{di_{cs}}{dt} = \frac{I}{t_f} \quad (1.31)$$

Cette variation brusque du courant dans le condensateur est inversement proportionnelle au temps de descente du courant dans le GTO durant t_f et proportionnelle au courant dans la charge I .

Au moment de la chute du courant dans le GTO, la tension aux bornes du composant est donnée par l'expression suivante:

$$U_{AK} = U_{cs} + l_s \frac{di_{cs}}{dt} \quad (1.32)$$

En pratique, la mise en conduction de la diode D_s n'est pas instantanée, la tension U_{AK} aux bornes du GTO passe progressivement de zéro à la valeur maximale de la tension de "spike" qui est donnée par :

$$U_{AK} = U_{cs} + l_s \frac{I}{t_f} \quad (1.33)$$

Pour réduire ce pic de tension V_s , il faut choisir une diode rapide, un condensateur C_s qui possède une faible inductance interne, et surtout réduire l'inductance parasite de la boucle GTO et C.A.L.C..

1.7.4 Courant de queue

Après la chute du courant d'anode et au moment où la tension commence à se rétablir aux bornes du GTO, ce qui correspond à la phase 2, le GTO n'est pas totalement vidé des charges stockées. Il laisse passer une traînée de courant qui décroît lentement appelée "courant de queue" (figure 1.15).

Généralement ce courant d'anode résiduel se referme à travers la gâchette ($i_A = i_K$), donc le courant de cathode i_K est nul.

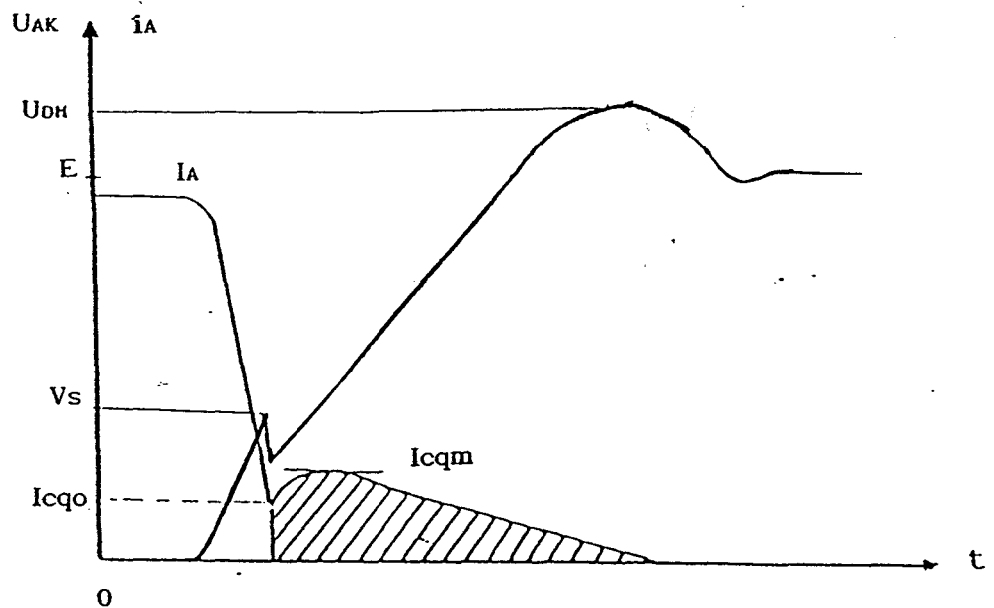


Fig 1.15

Le courant de queue i_{cq} provient du fait que la gâchette n'arrive pas à extraire la totalité des charges stockées dans le composant avant le blocage de la jonction gâchette-cathode; alors un grand nombre de charges libres restent stockées dans la couche de blocage N_1 .

Ces charges sont relativement nombreuses et ne peuvent disparaître que par recombinaison. Plus la couche de blocage est épaisse plus la durée du courant de queue est importante (proportionnelle à la tenue en tension directe).

Le processus de blocage ne se termine que lorsque le courant de queue i_{cq} est nul. Il existe des procédés pour réduire ce phénomène de courant de queue, on considère les plus utilisés:

a) Dopage à l'or

Le dopage à l'or ou le bombardement électronique de la couche de blocage, augmente le nombre de centres de recombinaisons et réduit ainsi la durée de vie des porteurs minoritaires

L'inconvénient de ce procédé est l'augmentation de la résistance de la couche de blocage ce qui entraîne une augmentation de la chute de tension directe à l'état passant. A noter que ces GTO sont généralement symétriques, c'est à dire qu'ils ont la même tenue en tension directe et inverse à l'état bloqué.

b) Court-circuit d'anode

Ce procédé consiste à introduire sur le même axe de chaque îlot N_2 qui forme le doigt de cathode, un îlot N^+ fortement dopé qui court-circuite la couche P_1 entre l'anode et la couche de blocage.

Ces shunts N^+ très dopés ralentissent l'injection des trous à partir de la couche P_1 vers la couche de blocage N_1 , et réalisent donc une réduction de la concentration des porteurs.

Pendant l'extinction, ces îlots N^+ accélèrent la recombinaison des porteurs minoritaires piégés dans la couche N_1 .

Avec cette structure du GTO, on obtient une rapidité d'extinction comparable à celle obtenue avec des GTO dopés à l'or sans avoir augmenté la chute de tension directe.

Ce type de GTO est asymétrique car en polarisation inverse, seule la jonction P2N2 est bloquée: sa tension de claquage est nettement plus faible que celle de la jonction P2N1 en polarisation directe.

La figure 1.16 représente les lignes de courant pour le GTO à court-circuit d'anode durant les différentes phases d'ouverture [4].

1.8 TEMPS DE COMMUTATION MINIMUM (t_{ONmin} et t_{OFFmin})

A la fin du processus de blocage, une quantité de charges reste stockée dans le GTO. Il est important de respecter un certain temps (t_{OFFmin}) avant tout nouvel ordre d'amorçage, pour permettre la disparition par recombinaison de ces charges. Un ordre d'amorçage prématuré provoquera des amorçages localisés entraînant une densité de courant trop importante et des échauffements qui aboutissent à la destruction du GTO.

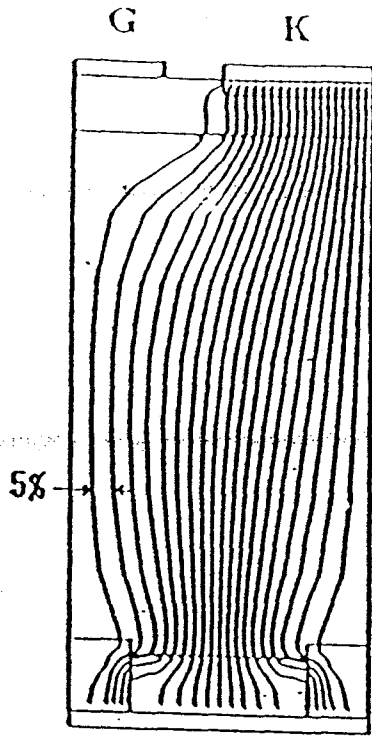
Cet échauffement localisé est dû principalement à la focalisation des lignes de courant sous les cathodes provoquant des pertes par commutation, ce qui entraîne un claquage thermique.

Pour des raisons analogues, il existe un temps minimum à respecter (t_{ONmin}) après chaque ordre d'amorçage, durant lequel il faut éviter de donner un nouvel ordre de blocage: il correspond au temps de décharge de Cs dans Rs.

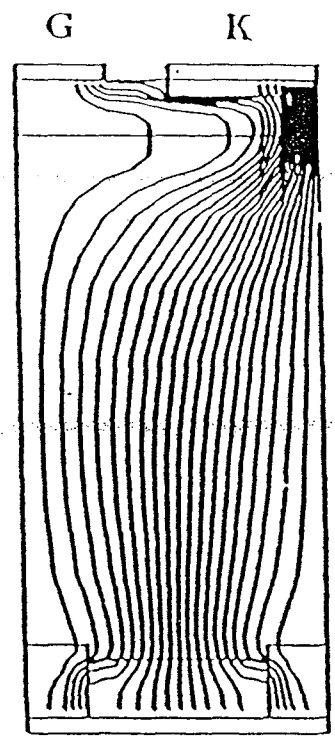
Les temps (t_{OFFmin} et t_{ONmin}) sont des paramètres très importants pour le bon fonctionnement du GTO. Une minimisation de ces temps dépendra principalement de l'efficacité du C.A.L.C. et des pertes par commutation.

Ces temps dépendent des conditions propres à l'application. Ils croissent en fonction du calibre en tension du composant et du courant à couper.

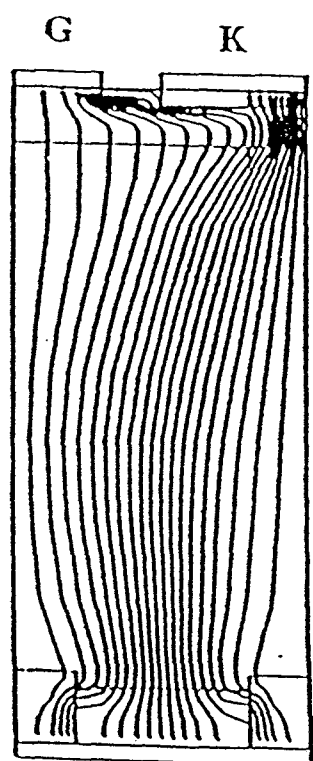
Les temps de commutations minimum rendent très difficile la protection du GTO contre les courts-circuits.



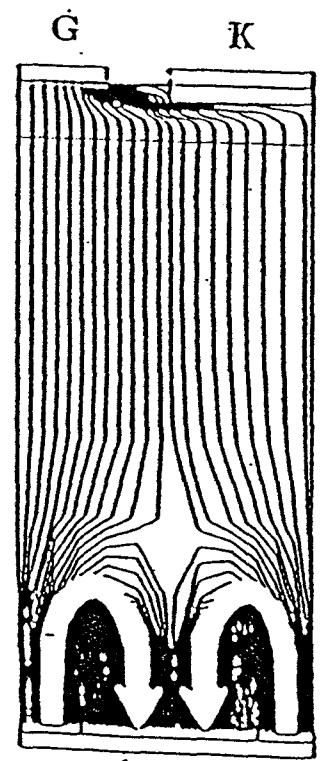
$t = 0 \mu s$ A



$t = 1.54 \mu s$ A



$t = 2.99 \mu s$ A



$t = 5.05 \mu s$ A

Simulation numérique bidimensionnelle de l'ouverture du GTO de FUKUI [4]

Fig 1.16

CHAPITRE II

BOND-GRAPHS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

CHAPITRE II

BOND-GRAPHS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

II.1 MODELISATION DES COMPOSANTS DE PUISSANCE

II.1.1 Introduction

Généralement, la modélisation des convertisseurs en électronique de puissance s'effectue en considérant les semi-conducteurs comme des éléments idéaux (chute de tension et temps de commutation nuls). Cette simplification est parfaitement justifiée lorsqu'on cherche à étudier le comportement d'un ensemble de puissance, où la tension aux bornes des composants reste négligeable par rapport aux tensions des autres éléments du circuit.

L'utilisation des semi-conducteurs dans des convertisseurs travaillant à des fréquences élevées entraîne des contraintes plus importantes sur ces derniers. Il est intéressant de connaître parfaitement les phénomènes résultant de leurs associations avec le circuit extérieur (surtension, énergie dissipée, ...).

Il est évident que cette approche ne permet pas de connaître les phénomènes susceptibles d'apparaître pendant les phases de commutation des composants à semi-conducteurs ni d'étudier l'influence des différents paramètres sur le comportement du composant durant la commutation.

Pour cette raison, une étude plus détaillée de la commutation du semi-conducteur est nécessaire et cela grâce à une modélisation plus fine des différents phénomènes physiques qui interviennent durant la commutation.

II.1.2 Modélisation des composants de puissance

La simulation des composants de puissance est très complexe et pose de nombreux problèmes. Chaque étude peut être divisée en trois étapes: la modélisation du dispositif, la mise en équation du modèle obtenu et enfin l'organisation des algorithmes de résolution séquentielle.

Si on considère que les modèles sont caractérisés par un nombre de grandeurs qui décrivent leur évolution en fonction du temps ou d'autres paramètres, pour la mise au point d'un programme de calcul on se trouve alors devant un grand nombre de relations à variables interdépendantes.

Pour optimiser le calcul numérique sur ordinateur, il est important d'organiser correctement l'ensemble des grandeurs pour une résolution séquentielle. Une fois un algorithme établi pour un modèle donné, qu'en est-il si une modification est envisagée? Dans tous les cas une grande partie du travail est à refaire.

En général, c'est cette méthode de modélisation qui est utilisée pour la simulation des composants de puissance, mais il existe trois principales approches.

II.1.3 Modélisation basée sur la physique des semi-conducteurs

II.1.3.1 Modélisation par résolution des équations des semi-conducteurs

Cette méthode consiste à étudier le composant d'une façon microscopique, elle permet de faire le lien entre la dynamique des charges internes au composant semi-conducteur et les différentes contraintes imposées par le circuit extérieur.

La résolution des équations de transports (équation de Poisson et équation de conservation de la charge) permet de trouver les différentes grandeurs qui caractérisent la commutation du composant.

Plusieurs études de modélisation utilisant cette méthode ont été effectuées en introduisant l'unidimensionnalité ou la bidimensionnalité des phénomènes physiques dans le composant semi-conducteur [4], [5], [9].

Cette approche donne des résultats très satisfaisants pour les différents types de composants de puissance, mais elle est pénalisée par un temps de calcul élevé pour une simulation.

Afin de diminuer le temps de calcul, des auteurs ont formulé des hypothèses simplificatrices qui permettent d'aboutir à des résultats en bon accord avec l'expérience.

Cette méthode de modélisation est très bien adaptée pour l'étude de la commutation d'un composant, cependant elle est peu adaptée pour la simulation des convertisseurs.

II.1.3.2 Modélisation simplifiée des phénomènes physiques

Cette méthode évite la résolution des équations de la physique des semi-conducteurs, mais elle se base essentiellement sur une analyse approximative des phénomènes physiques qui interviennent durant une commutation et surtout sur la quantité des charges présentes dans le semi-conducteur. Elle exige un nombre limité de données sur le semi-conducteur, avec une estimation approximative des différents paramètres caractéristiques du composant (approximation par des droites de la répartition de la densité de charges) [10].

Cette approche permet d'obtenir une simulation correcte des formes d'ondes avec un temps de calcul acceptable.

II.1.3.3 Modélisation comportementale

Elle est basée essentiellement sur la conception de modèles dynamiques qui décrivent chaque composant semi-conducteur par un ensemble de variables d'état dont l'évolution est fournie par des équations d'état.

Pour décrire les phénomènes majeurs qui gouvernent la commutation d'un composant, cette méthode se limite à considérer l'énergie transportée par les électrons et les trous du réseau semi-conducteur.

Elle consiste à décomposer le dispositif en plusieurs régions où un seul phénomène physique est prépondérant. Il suffit alors de voir le composant à modéliser comme un ensemble constitué de multiples zones semi-conductrices de base (hypothèse de régionalisation). La description de chaque zone passe par l'évaluation de la quantité d'énergie stockée dans celle-ci, qui représente l'effet mémoire [11], [12], [13].

Chaque stockage d'énergie (effet mémoire) peut être décrit par une ou plusieurs variables d'état. Ces variables d'état peuvent être les grandeurs caractéristiques du semi-conducteur: c'est par exemple le cas de l'énergie stockée dans une zone de charge d'espace.

La technique bond-graph (Graphes de liens) est adaptée pour gérer tous les transferts et échanges d'énergie entre les différentes zones du semi-conducteur. Les bond-graphs apportent en plus de la description des puissances transférées, une description détaillée du rôle de chaque élément (affectation de causalité).

Cette méthode des modèles de régions se base aussi sur la résolution des équations des semi-conducteurs (équation de Poisson et équation de transport des électrons et des trous) avec des simplifications adéquates.

II.1.4 Modélisation par grandeurs d'états

II.1.4.1 Modélisation par résistance binaire

Ce type de modèle d'interrupteur est largement utilisé dans la simulation des convertisseurs de puissance.

Le principe de cette méthode de modélisation est basé essentiellement sur la représentation des composants de puissance dans un convertisseur par une résistance qui peut prendre deux valeurs différentes selon son état: une très grande valeur lorsqu'il est bloqué et une faible valeur quand il est passant. Il est évident que ce type de modélisation ne tient pas compte des différentes contraintes qu'introduit le composant dans le circuit durant la commutation, par contre il donne les formes d'ondes d'une façon générale.

Ce type de modèle idéalise le composant sans tenir compte des différents phénomènes de commutation. Par contre il est bien adapté pour la simulation des convertisseurs de puissance sans contraintes sur les semi-conducteurs.

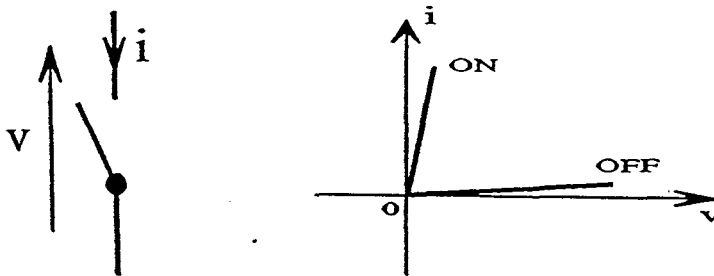


Fig 2.1

II.1.4.2 Modélisation par Bond-Graph

Cette méthode permet une modélisation simple de tous les composants et notamment les composants semi-conducteurs (interrupteurs). Ces derniers peuvent être représentés dans une approche classique (interrupteur ouvert ou fermé) par une modélisation unique indépendante de la nature de l'interrupteur, en considérant ou non les différentes imperfections du composant: résistance interne, tension de seuil,...etc.

Il n'existe pas dans l'ensemble des éléments bond-graphs une représentation standard d'un interrupteur.

Pour cela la modélisation du composant sera donc un élément transformateur MTF associé à une logique de commande ; cette logique variant suivant la nature du composant [14],[15].

Le transformateur MTF est associé à un booléen "M" qui prend la valeur "1" si l'interrupteur est passant et la valeur "0" s'il est bloqué.

La méthode bond-graph ainsi utilisée conduit à une modélisation à topologie constante tout en minimisant les inconvénients liés à ce type de modélisation.

Cette méthode, comme toutes les précédentes, ne tient pas compte des phénomènes transitoires qui se produisent durant la commutation à l'amorçage ou au blocage du semi-conducteur.

II.1.5 Modélisation par schéma électrique équivalent

Elle consiste à représenter le composant de puissance par un schéma électrique équivalent qui permet de donner les formes d'ondes du courant et de la tension du composant durant la commutation.

II.1.5.1 Modélisation par éléments idéalisés (SPICE)

Connaissant les formes d'onde caractéristiques d'un composant de puissance donné, il est souvent possible de trouver une analogie avec un schéma électrique équivalent, constitué par des éléments n'ayant aucun lien physique avec le dispositif étudié, mais qui permet de retrouver l'allure des formes d'ondes des commutations ce qui conduit à un modèle empirique.

Cette méthode est bien adaptée pour la simulation des convertisseurs avec un simulateur de type SPICE ou SUCCESS.

L'inconvénient de cette méthode, c'est que les paramètres d'ajustement du modèle du composant sont valables dans une configuration donnée, et ne le sont plus dès que les conditions de travail diffèrent de celle-ci. C'est la principale limitation des modèles élaborés à partir d'un circuit électrique équivalent n'ayant pas une signification physique.

II.1.5.2 Modélisation par schéma électrique équivalent en Bond-Graph

Le composant de puissance est modélisé par un schéma électrique équivalent, constitué d'un ensemble d'éléments de stockage de l'énergie.

Il est bien évident que tout modèle à schéma électrique équivalent peut être traduit par un modèle à variables d'état. Il est bien naturel de penser que la modélisation des circuits et des systèmes doit décrire l'échange et le transfert de l'énergie d'un système à un autre. Si cette représentation n'est pas évidente dans le réseau de Kirchhoff, les bond-graphs fournissent un cadre formel parfaitement adapté.

Les bond-graphs reposent essentiellement sur les principes suivants:

*) l'échange d'information entre les différents systèmes physiques doit se faire par un transfert d'énergie.

*) l'énergie transférée est le résultat du produit d'une variable flux (courant) par une variable effort (tension). Ces variables sont appelées variables de puissance car leur produit donne la puissance instantanée échangée entre les deux systèmes.

L'avantage de cette méthode est la modélisation des composants de puissance par un schéma électrique équivalent en utilisant des grandeurs d'état. Les grandeurs caractéristiques de la commutation du composant sont alors reliées avec le circuit extérieur par des équations de lien. Cela permet de modéliser le composant de puissance dans son environnement en considérant l'interaction du micromodèle (modèle du composant) avec le macromodèle (le circuit extérieur) ce qui permet une plus grande souplesse pour simuler l'ensemble composant et circuit extérieur.

Il est à noter que cette méthode permet de traiter aussi bien des variables thermiques qu'électriques ce qui est indispensable en électronique de puissance pour étudier le comportement du semi-conducteur dans un système réel.

Grâce à cette technique, il est possible de simuler un système électronique de puissance dans son intégralité, en considérant aussi bien les contraintes liées aux composants de puissance, que celles du circuit extérieur.

II.2 MODELISATION DES CONVERTISSEURS PAR BOND-GRAPH

La technique bond-graph se prêtant bien à la modélisation des circuits électriques classiques [voir annexel], il est intéressant de voir son application dans le domaine de l'électronique de puissance.

La particularité des schémas des convertisseurs de l'électronique de puissance est le changement de la topologie du circuit selon l'état de ses commutateurs. Donc, en premier lieu on considère la modélisation du commutateur en utilisant la méthode bond-graph.

II.2.1 Modélisation du commutateur par Rd-MTF

Il existe différents modèles d'un commutateur en bond-graph, mais jusqu'à présent, il n'existe pas de représentation standard d'un interrupteur. Il a été représenté par une résistance binaire ou avec une résistance et une capacité. Par contre, on va considérer un modèle de la figure 2.2 qui a été présenté en [16].

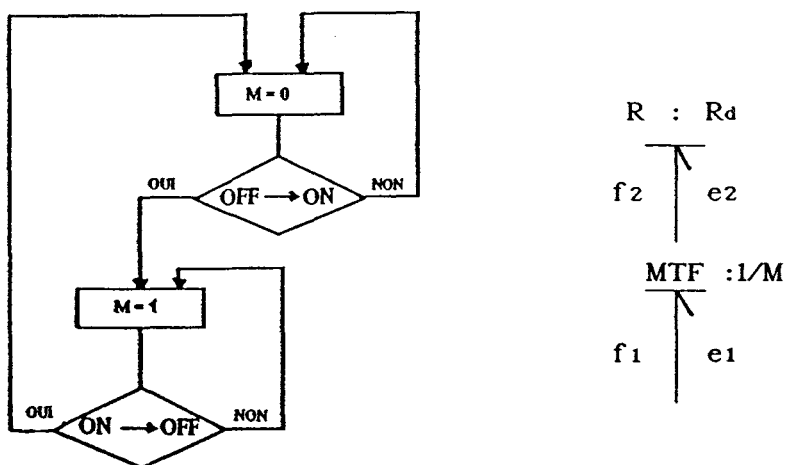


Fig 2.2

Le module M du MTF est un booléen qui peut prendre les valeurs 0 et 1 suivant l'état bloqué ou passant de l'interrupteur.

Si $M = 0$, l'interrupteur est ouvert $\longrightarrow f_1 = 0$ et $e_2 = 0$

Si $M = 1$, l'interrupteur est fermé $\longrightarrow f_1 = f_2$ et $e_2 = e_1$

La représentation de l'interrupteur de la figure 2.2 est équivalente à une conductance non linéaire de valeur M^2 / R_d .

II.2.1.1 Causalité du commutateur

La représentation bond-graph ne tient pas compte des caractéristiques des composants ni du transitoire de la commutation des interrupteurs, mais de la façon dont transite la puissance instantanée. L'association Rd-MTF représente un interrupteur en général, qui se laisse ou non traverser par un courant. C'est pourquoi, on doit considérer un interrupteur comme un élément qui impose son courant aux éléments de la jonction. La causalité d'un interrupteur est une causalité obligatoire, elle est représentée sur la figure 2.2.

II.2.1.2 Exemple d'application

Nous allons appliquer les règles précitées pour la simulation d'un redresseur qui débite sur une charge R C représentée sur la figure 2.3.

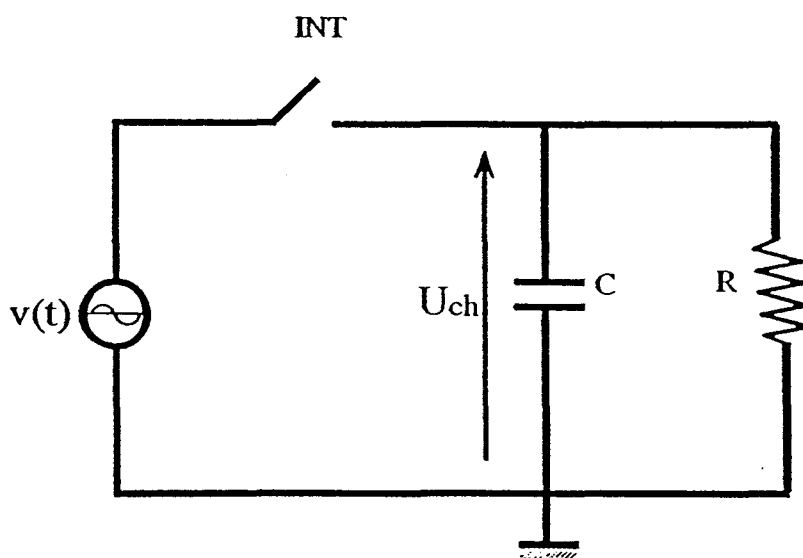


Fig 2.3

La représentation bond-graph du circuit de la figure 2.3, une fois la causalité affectée aux différents éléments du circuit, est donnée sur la figure 2.4 [voir annexel].

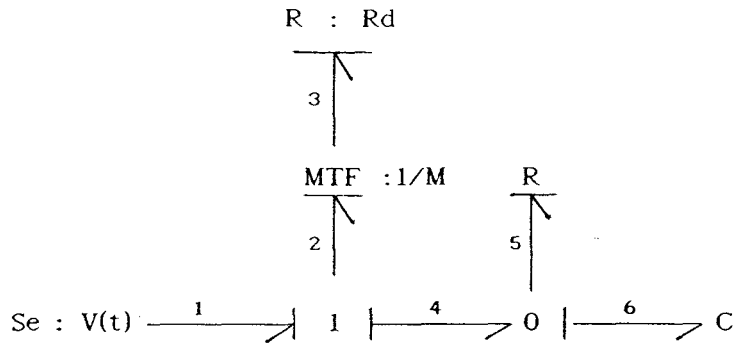


Fig 2.4

Noeud 1 :

$$f_1 = f_2 = f_4$$

$$e_1 - e_2 - e_4 = 0$$

Noeud 0 :

$$e_4 = e_5 = e_6$$

$$f_4 - f_5 - f_6 = 0$$

on a une seule grandeur d'état puisqu'il y a un seul élément de stockage, le condensateur, donc on trouve :

$$\dot{q}_6 = f_4 - f_5 = f_4 - \frac{q_6}{C R} = f_2 - \frac{q_6}{C R} \quad (2.1)$$

la tension aux bornes de l'interrupteur est égale à :

$$e_2 = e_1 - e_4 = V(t) - e_6 = V(t) - \frac{q_6}{C}$$

$$e_2 = V(t) - \frac{q_6}{C}$$

le courant dans l'interrupteur :

$$f_2 = e_2 \frac{M^2}{R_d} = \left(V(t) - \frac{q_6}{C} \right) \frac{M^2}{R_d}$$

$$\dot{q}_6 = \left(V(t) - \frac{q_6}{C} \right) \frac{M^2}{R_d} - \frac{q_6}{C R} \quad (2.2)$$

l'équation d'état est mise sous la forme :

$$\frac{dq_6}{dt} = - \left(\frac{M^2}{R_d} + \frac{1}{R} \right) \frac{q_6}{C} + \frac{M^2}{R_d} V(t) \quad (2.3)$$

C'est une équation différentielle du premier ordre. Nous allons utiliser un logiciel de résolution des équations différentielles " SIMNON " [17] qui utilise comme méthode de résolution numérique " RUNGE-KUTTA ".

Dans ce cas, on va choisir comme commutateur une diode qui est un interrupteur à commutation naturelle (figure 2.5).

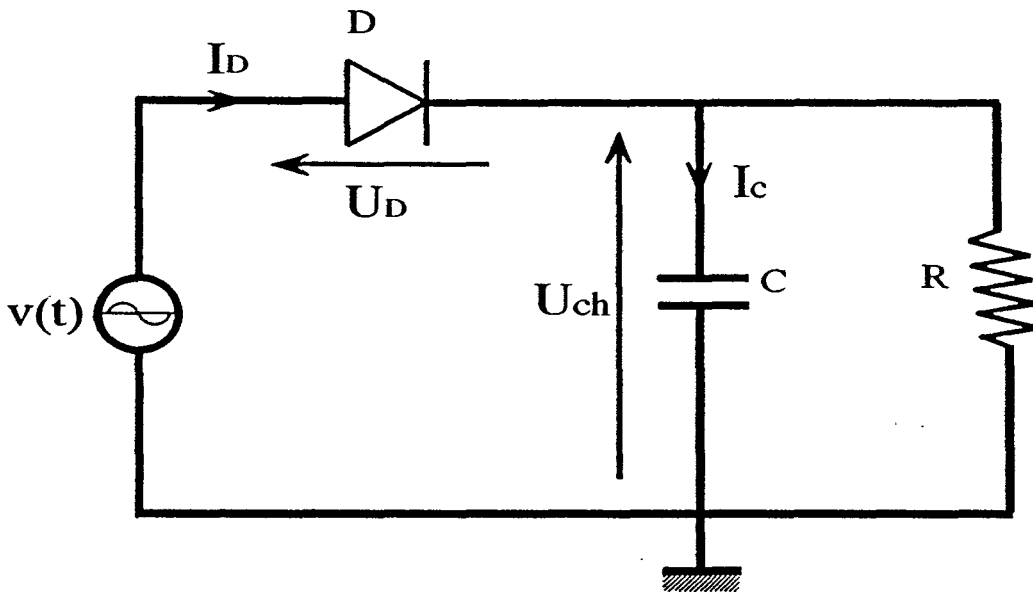


Fig 2.5

Les tests de la mise en conduction de la diode sont donnés par l'organigramme de la figure 2.6.

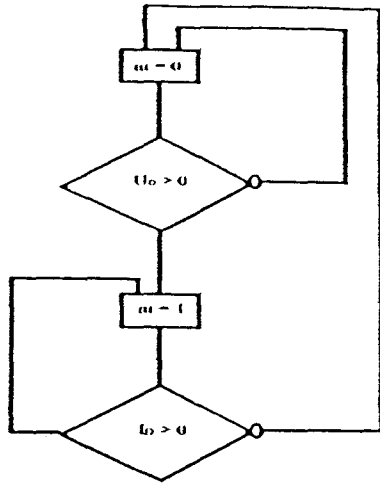


Fig 2.6

Les paramètres du circuit de simulation sont donnés:

$$C = 100 \mu\text{F},$$

$$V(t) = 24 \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 100 \pi \text{ rd s}^{-1}$$

$$R = 1000 \Omega \quad R_d = 2 \Omega$$

Les résultats de simulation sont les suivants :

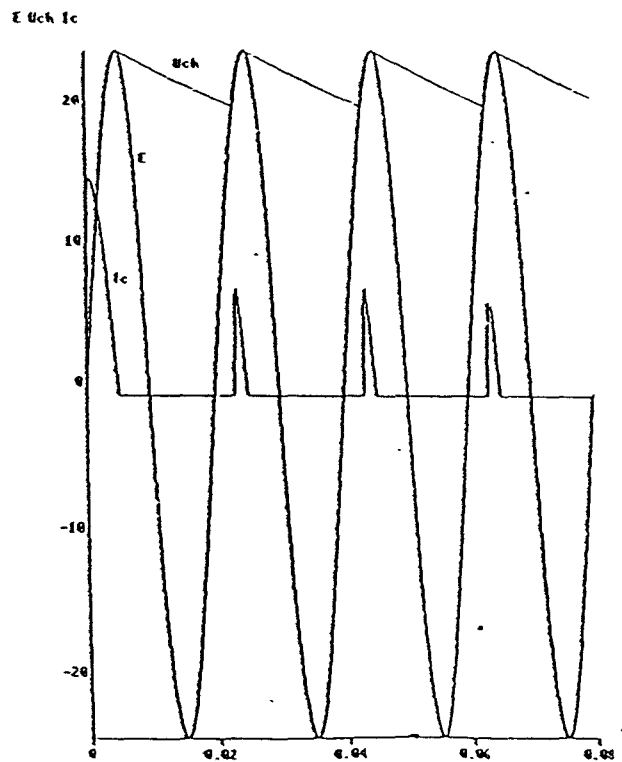


Fig 2.7

Si on considère un circuit hacheur série avec un interrupteur T commandable à l'ouverture et à la fermeture (transistor bipolaire) et interrupteur D à commutation naturelle (diode) selon la figure 2.8.

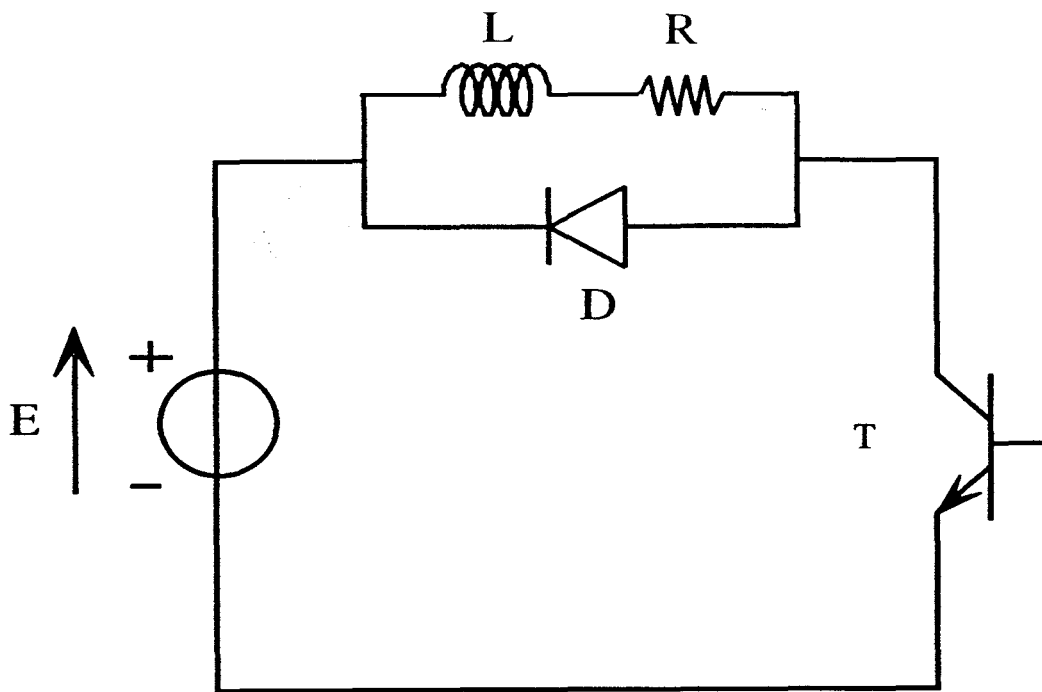


Fig 2.8

La représentation bond-graph de ce circuit est donnée sur la figure 2.9:

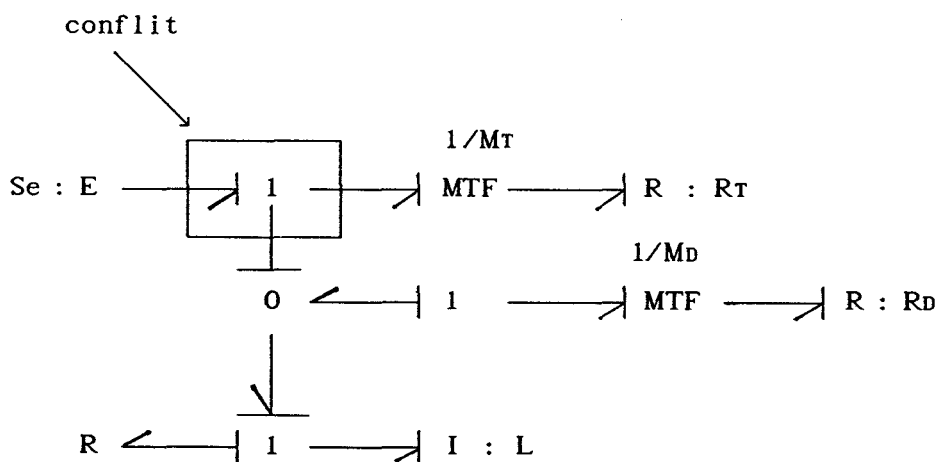


Fig 2.9

On remarque un conflit de causalité sur la jonction 1, cela est provoqué par le modèle choisi de l'interrupteur qui a une causalité obligatoire. De ce fait, l'association d'un interrupteur modélisé par R_d -MTF en série avec une inductance est impossible (les deux éléments imposent un courant sur la jonction 1).

C'est pourquoi l'utilisation de ce modèle est limitée, mais il est possible de trouver une solution à ce conflit. Pour cette raison une autre méthode de modélisation nous a paru plus intéressante car elle permet de représenter l'interrupteur par une topologie variable.

II.2.2 Modélisation du commutateur par une topologie variable

II.2.2.1 Modèle d'un interrupteur simple

Généralement, on modélise un interrupteur dans un convertisseur de puissance par une résistance d'une faible valeur (R_{ON}) quand l'interrupteur est passant et par une grande valeur (R_{OFF}) quand il est bloqué (figure 2.10).

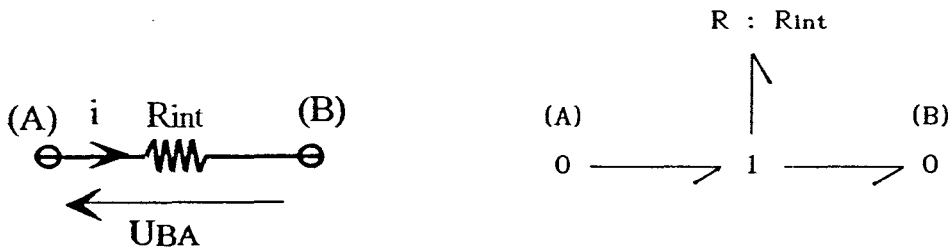


Fig 2.10

Cette façon de modéliser l'interrupteur est très simple mais ne permet pas d'étudier en détail tous les phénomènes transitoire qui interviennent durant la commutation.

En utilisant la méthode bond-graph, l'interrupteur peut être modélisé selon son état passant ou bloqué [18], [19], [20] comme suit:

- Quand l'interrupteur est passant, il est modélisé par une source de tension qui impose une faible tension (0.7V) qui représente la chute de tension aux bornes du commutateur. Tout interrupteur à l'état passant aura un trait causal permettant d'imposer sa tension aux autres éléments de la jonction (0 ou 1) sur laquelle il se trouve.

La représentation bond-graph du commutateur à l'état passant est donnée sur la figure 2.11.

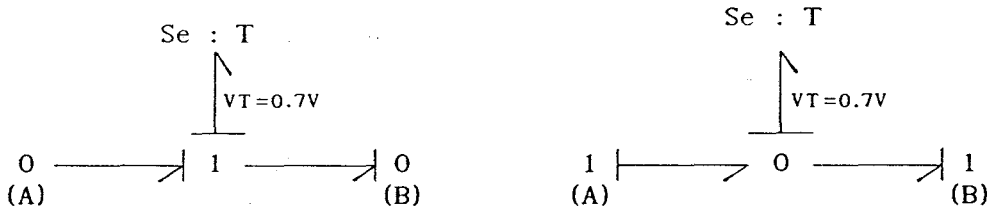


Fig 2.11

- Quand l'interrupteur est bloqué, il est modélisé par une source de courant de valeur faible ou nulle; il aura à ses bornes une tension qui sera imposée par le circuit extérieur. Ce courant nul ou très petit va représenter le courant de fuite de l'interrupteur à l'état bloqué. Donc la représentation bond-graph de tout interrupteur bloqué sera affectée d'un trait causal permettant d'imposer le courant à la jonction (0 ou 1) et aux éléments extérieurs qui y sont connectés.

La représentation bond-graph d'un interrupteur bloqué est donnée sur la figure 2.12.

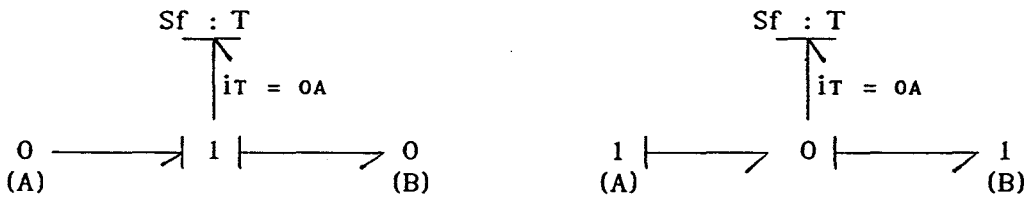


Fig 2.12

Le changement d'état de l'interrupteur entraîne un changement de sa causalité et la modification des causalités des éléments du circuit.

Cette situation entraîne alors des conflits de causalités dans la structure, ce qui se traduit par des problèmes de mise en équation du circuit.

Pour remédier à cette situation, deux solutions sont envisageables.

Première règle :

- Si le circuit est constitué d'au moins deux interrupteurs (cellule de commutation) ayant des commandes complémentaires (si l'un s'ouvre, l'autre doit se fermer) et reliés par une ou plusieurs boucles causales, alors le changement de causalité de l'un entraîne celui de la causalité de l'autre. Ainsi, les causalités des autres éléments du circuit restent inchangées.

Pour appliquer cette solution on considère un hacheur série à transistor représenté sur la figure 2.13.

Sur la figure 2.14a est donnée la représentation bond-graph du circuit quand le transistor T est passant. Dans ce cas une tension de 0.7V est imposée au niveau de la jonction 1. La diode D étant bloquée, elle va imposer un courant nul au niveau de la jonction 0.

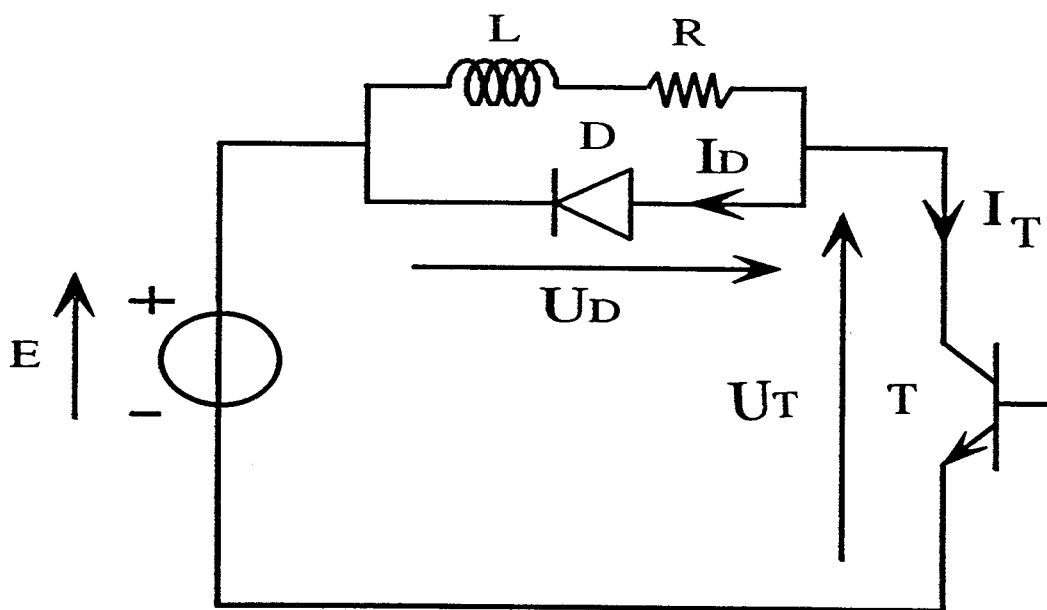


Fig 2.13

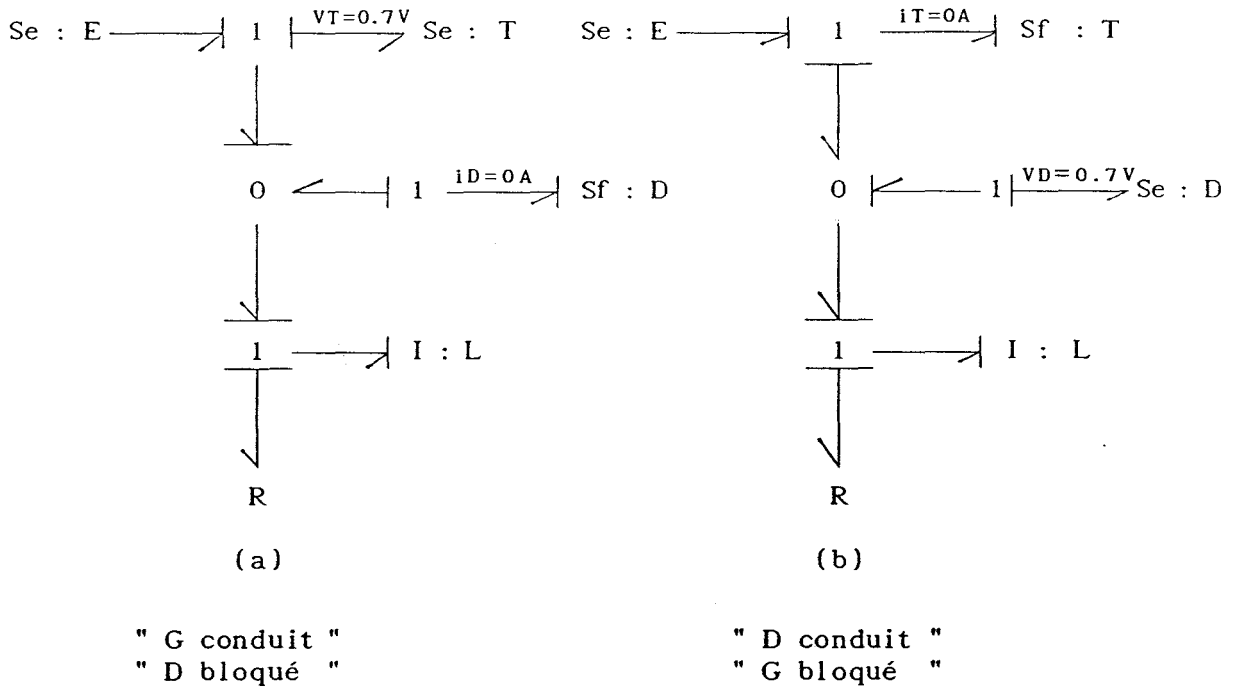


Fig 2.14

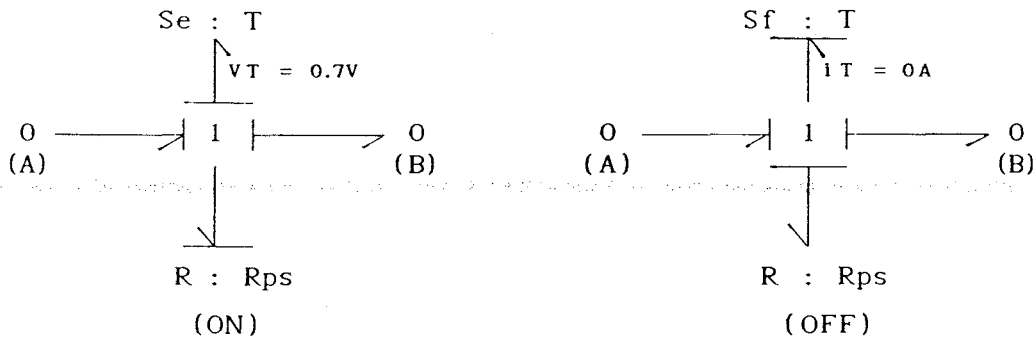
La figure 2.14b montre la deuxième topologie du circuit quand D est conducteur et T bloqué. Cette première règle est vérifiée sur cet exemple et peut être généralisée pour d'autres cas de circuit ayant deux ou plusieurs interrupteurs reliés par des boucles causales, associés par une commande complémentaire.

Deuxième règle :

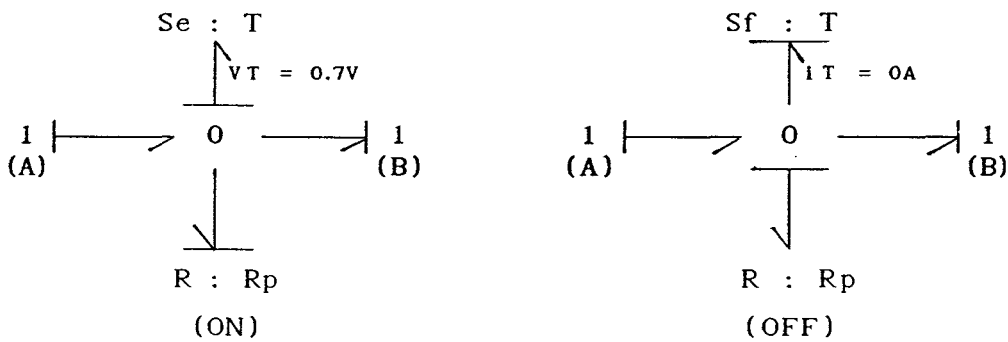
Si le circuit considéré est constitué d'un ou plusieurs interrupteurs qui ne sont pas reliés par des boucles causales et qui n'ont pas une commande complémentaire, le conflit de causalités est inévitable. Pour cela la solution proposée peut être appliquée de deux façons selon la jonction sur laquelle l'interrupteur se trouve (figure 2.15a).

- Si l'interrupteur est relié à une jonction 1, on ajoute une résistance R_{ps} de faible valeur en série avec le commutateur pour supporter le changement de causalité de l'interrupteur.

-Si l'interrupteur est relié à une jonction 0, on ajoute une résistance R_p de grande valeur en parallèle avec l'interrupteur qui va supporter tout changement de causalité de l'interrupteur (figure 2.15b).



(a). R_{ps} : faible.



(b). R_p : Grande.

Fig 2.15

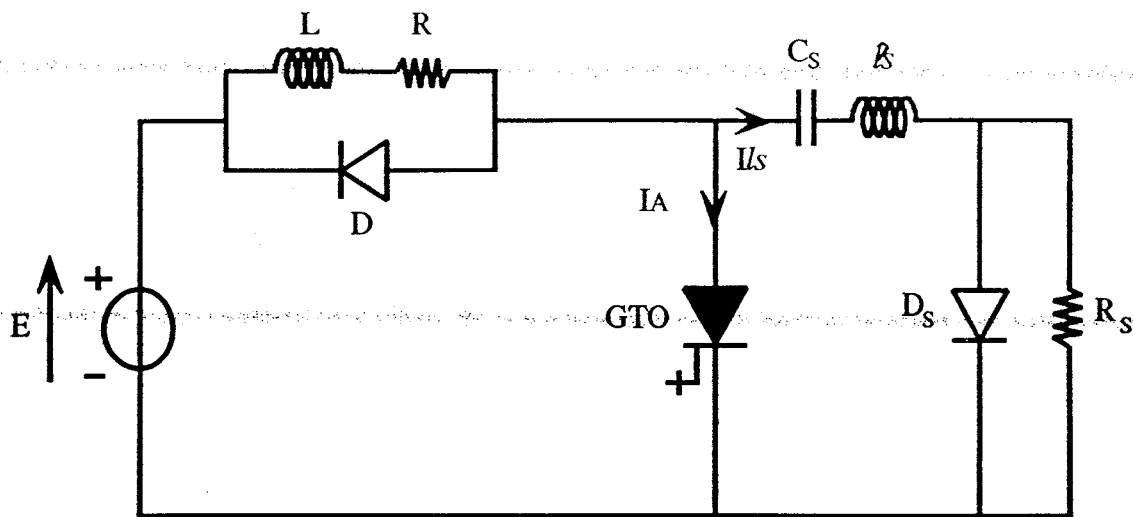
Quand l'interrupteur se trouve sur une jonction 0 on peut aussi remplacer la résistance R_p par un circuit $R_p C_p$.

On choisit une résistance R_p très grande et une capacité très faible pour qu'ils ne perturbent pas le fonctionnement du circuit étudié.

Cette solution entraîne aussi une augmentation considérable du nombre de $R_p C_p$ rajoutés et du nombre des grandeurs d'état (d'équations).

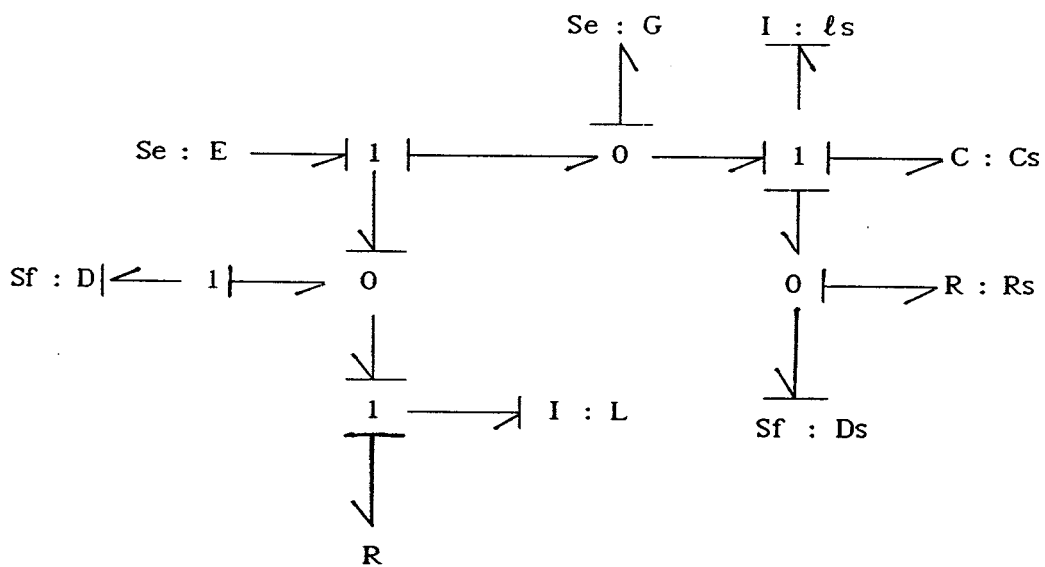
On peut appeler ces résistances additionnelles des "résistances parasites" R_p , car elles ne perturbent pas le fonctionnement du circuit. Par contre elles interviennent dans les constantes de temps du circuit (choix du pas de calcul lors de la résolution numérique).

Pour appliquer cette deuxième règle, on considère un hacheur série à GTO (G) associé à un circuit d'aide à la commutation au blocage ($R_s C_s D_s$) selon la figure 2.16a.



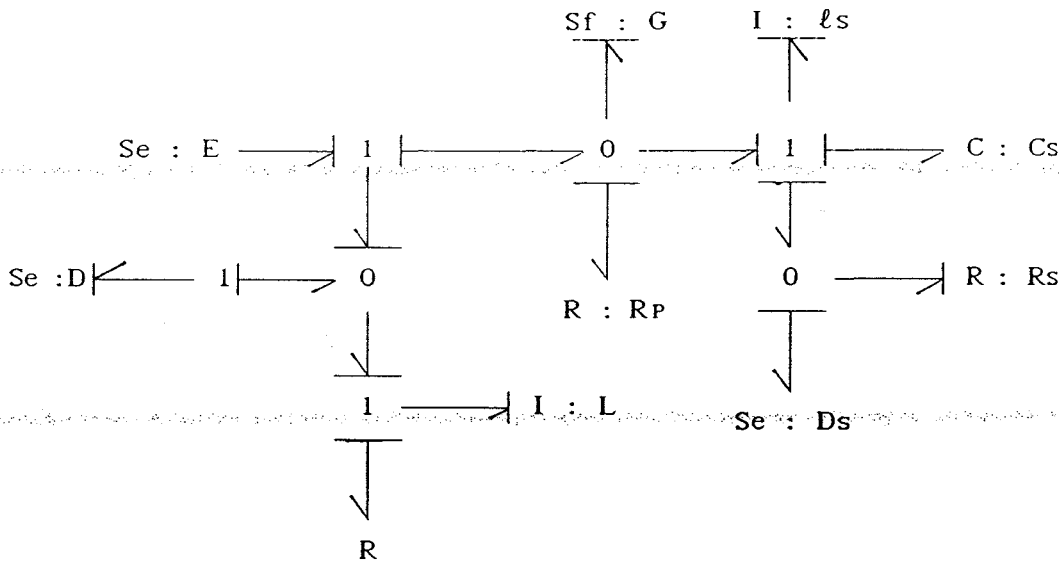
(a)

G : G T O

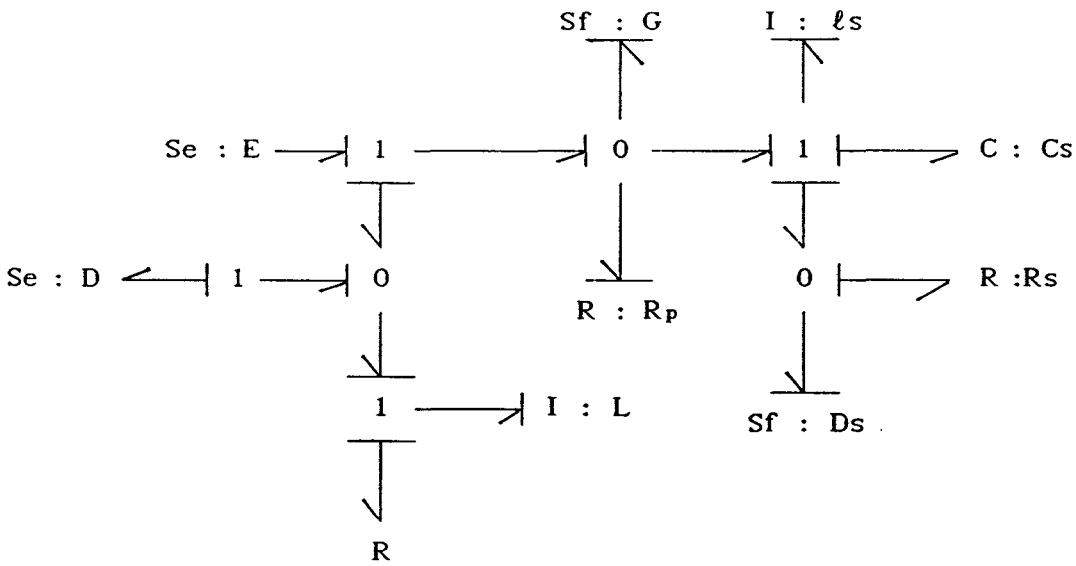


(b)

Fig 2.16



(c)



(d)

Fig 2.16

Cette structure comporte trois interrupteurs dont deux sont reliés par une boucle causale, mais n'ayant pas de commutations complémentaires

La première topologie du circuit est donnée sur la figure 2.16b, où l'interrupteur G (GTO) est conducteur et les autres commutateurs D et D_s sont bloqués.

Lorsque le GTO se bloque, il voit sa causalité changer et la jonction 0 va se retrouver sans trait causal. Dans ce cas on rajoute une résistance R_p de grande valeur aux bornes de l'interrupteur G (sur la jonction 0), celle ci va alors rajouter la causalité qui manque selon la figure 2.16c.

Lorsque la diode D_s se met à conduire, le changement de sa causalité sera supporté par la résistance R_s qui se trouve en parallèle avec celle ci.

Comme la diode D forme une boucle causale avec la résistance R_p , tout changement de causalité de celle ci va être supporté par R_p .

Une fois la diode D_s bloquée, la diode D se met à conduire, on aura la troisième topologie avec le changement des causalités des différents interrupteurs (figure 2.16d).

II.2.2.2 Mise en équation du circuit

Le principal avantage de la méthode bond-graph se situe au niveau de la représentation graphique qui permet de simplifier la mise en équation du circuit.

En fonction de l'état des interrupteurs la topologie du circuit varie ainsi que les équations qui décrivent ce système. Pour cela on doit écrire les équations pour chaque topologie du circuit en fonction des états des commutateurs.

Chaque interrupteur est associé à une logique de commande définie par un booléen M qui caractérise son état de fonctionnement. Ce booléen permet d'indiquer si l'interrupteur est conducteur et qu'il fait bien partie de la topologie du circuit. Au blocage de l'interrupteur, M vaut 0. Une nouvelle mise en équation du système est définie du fait que la branche du circuit comportant l'interrupteur disparaît.

L'état d'un interrupteur dépend directement de sa logique de commande s'il est commandable à l'amorçage et au blocage (transistor, GTO, ...), mais dépend du signe du courant et de la tension à ses bornes s'il est à commutation naturelle (diode).

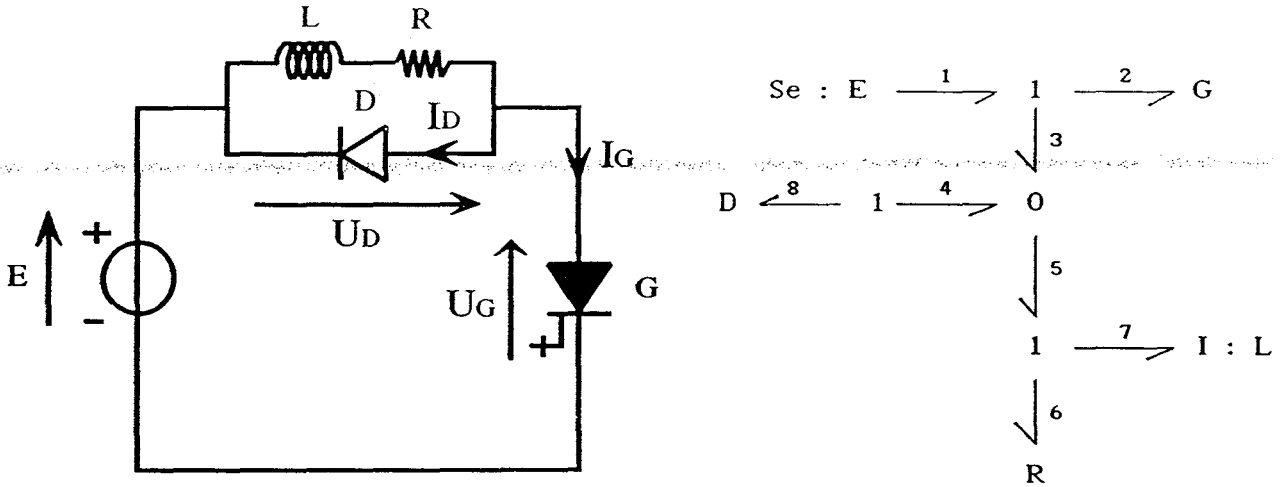
II.2.2.3 Exemple d'application

Pour la mise en application de ces règles, considérons la structure d'un hacheur série qui comporte un interrupteur G (GTO) commandable à l'ouverture et à la fermeture associé à une logique de commande définie par un booléen M_G .

On écrit les équations qui décrivent le fonctionnement de la topologie pour laquelle le GTO est conducteur. Au blocage $M_G = 0$, la topologie du circuit change ainsi que les équations qui décrivent son fonctionnement.

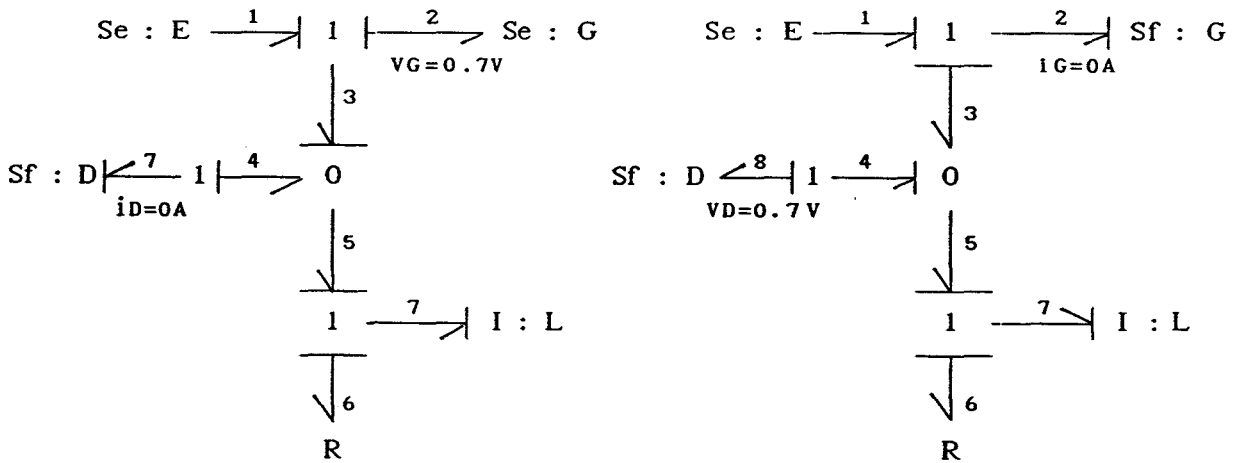
La diode D est caractérisée par le booléen M_D dont la valeur dépend du signe de la tension qui apparaît à ses bornes et du courant qui le traverse.

Le schéma du circuit est donné sur la figure 2.17a.



(a)

(b)



($M_G = 1$ et $M_D = 0$)

($M_G = 0$ et $M_D = 1$)

(c)

(d)

Fig 2.17

La mise en équation du circuit s'effectue selon les étapes suivantes:

- on représente le circuit de la figure 2.17a sous la forme bond-graph (figure 2.17b), en indiquant le sens du transit de la puissance (sens du courant dans le circuit);

- on affecte les causalités aux différents éléments de la topologie du circuit dans laquelle l'interrupteur G est conducteur (figure 2.17c). Dans cette topologie deux interrupteurs G et D sont reliés par une boucle causale et ont une commande complémentaire, donc il y'aura pas de conflit de causalité.

- chaque interrupteur G et D est associé respectivement à un booléen M_G et M_D qui caractérise son état. Le changement d'état de chaque interrupteur s'effectue grâce à des tests sur la tension à ses bornes et le courant qui le traverse selon l'organigramme décrit sur la figure 2.18.

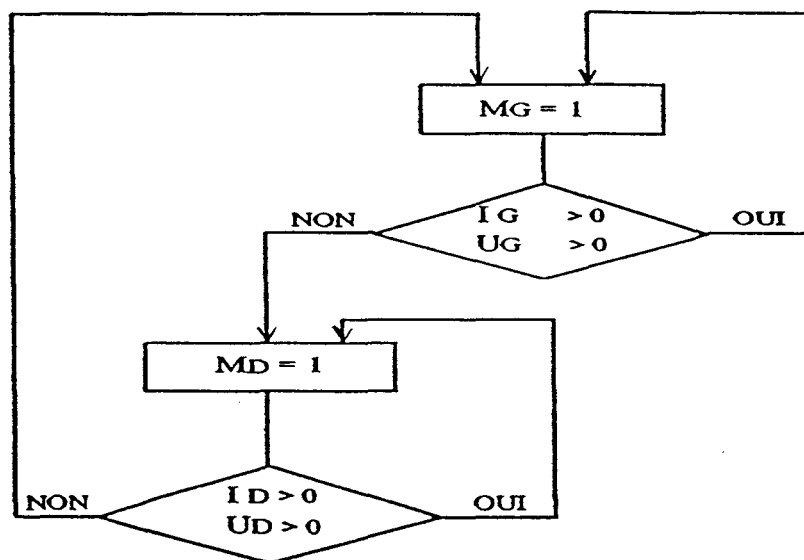


Fig 2.18

- la mise en équation se fait selon les règles définies au paragraphe précédent. Ce circuit est décrit par une seule équation, caractérisant la grandeur d'état (courant dans l'inductance), pour les deux topologies possibles dépendant de l'état des interrupteurs. Ces deux combinaisons sont données pour $M_G = 1$, $M_D = 0$ et $M_G = 0$, $M_D = 1$.

1. Première topologie

$M_G = 1$ (G : conducteur), $M_D = 0$ (D : bloquée) :

Sur la jonction 1 on trouve :

$$U_5 - U_6 - U_7 = 0$$

$$U_7 = U_5 - U_6$$

$$I_5 = I_6 = I_7 = \frac{P_L}{L}$$

puisque

$$U_5 = U_4 = U_3$$

$$U_5 = U_3 \quad (\text{l'élément 3 impose sa tension à la jonction 0}).$$

$$U_1 - U_2 - U_3 = 0$$

$$U_3 = U_1 - U_2 = E - V_G$$

et

$$U_6 = R \cdot I_6 = R \cdot I_7$$

$$U_6 = R \cdot I_7 \quad (\text{l'élément 7 impose son courant à la jonction 1}).$$

$$U_7 = \dot{P}_L = U_1 - U_2 - U_6 = E - V_G - R \cdot I_6$$

$$\boxed{\dot{P}_L = E - V_G - R \cdot \frac{P_L}{L}} \quad (2.4)$$

avec $V_G = 0,7V$.

2. Deuxième topologie

$M_G = 0$ (G : bloqué), $M_D = 1$ (D : conduit) :

Lorsque l'on commande l'interrupteur G au blocage la diode D se trouve avec une tension positive à ses bornes et se met à conduire donc $M_D = 1$. Cette topologie est donnée sur la figure 2.17d.

De la même manière on écrit les équations du circuit :

$$U_5 - U_6 - U_7 = 0$$

$$U_7 = U_5 - U_6$$

$$U_5 = U_4 = U_3$$

$$I_5 = I_6 = I_7 = \frac{P_L}{L}$$

$$U_5 = U_4 = -U_8 = -V_D$$

$$U_7 = U_4 - U_6 = -V_D - R \cdot I_6 = -V_D - R \cdot I_7$$

$$\dot{P}_L = -V_D - R \cdot \frac{P_L}{L} \quad (2.5)$$

avec $V_D = 0,7V$

L'équation qui donne le fonctionnement des 2 topologies possibles est:

$$\dot{P}_L = M_G (E - V_G - R \frac{P_L}{L}) + M_D (-V_D - R \frac{P_L}{L})$$

donc :

$$\dot{P}_L = M_G (E - V_G) - M_D V_D - (M_G + M_D) R \frac{P_L}{L}$$

$$\dot{P}_L = M_G (E - V_G) - M_D V_D - R \frac{P_L}{L} \quad (2.6)$$

Si $V_D = V_G = 0$ on trouve alors :

$$\dot{P}_L = M_G \cdot E - R \frac{P_L}{L} \quad (2.7)$$

Comme le courant dans $i_L = P_L/L$ ne peut pas subir de discontinuité, ce terme va apparaître dans toutes les topologies.

Ce circuit a été simulé avec le logiciel de résolution des équations différentielles SIMNON [17] et les résultats de la simulation sont donnés sur la figure 2.19 pour les différentes grandeurs qui caractérisent le montage.

Les paramètres du circuit de simulation:

$$E = 500 \text{ V}$$

$$L_{ch} = 24 \mu\text{H}$$

$$R_{ch} = 5 \Omega$$

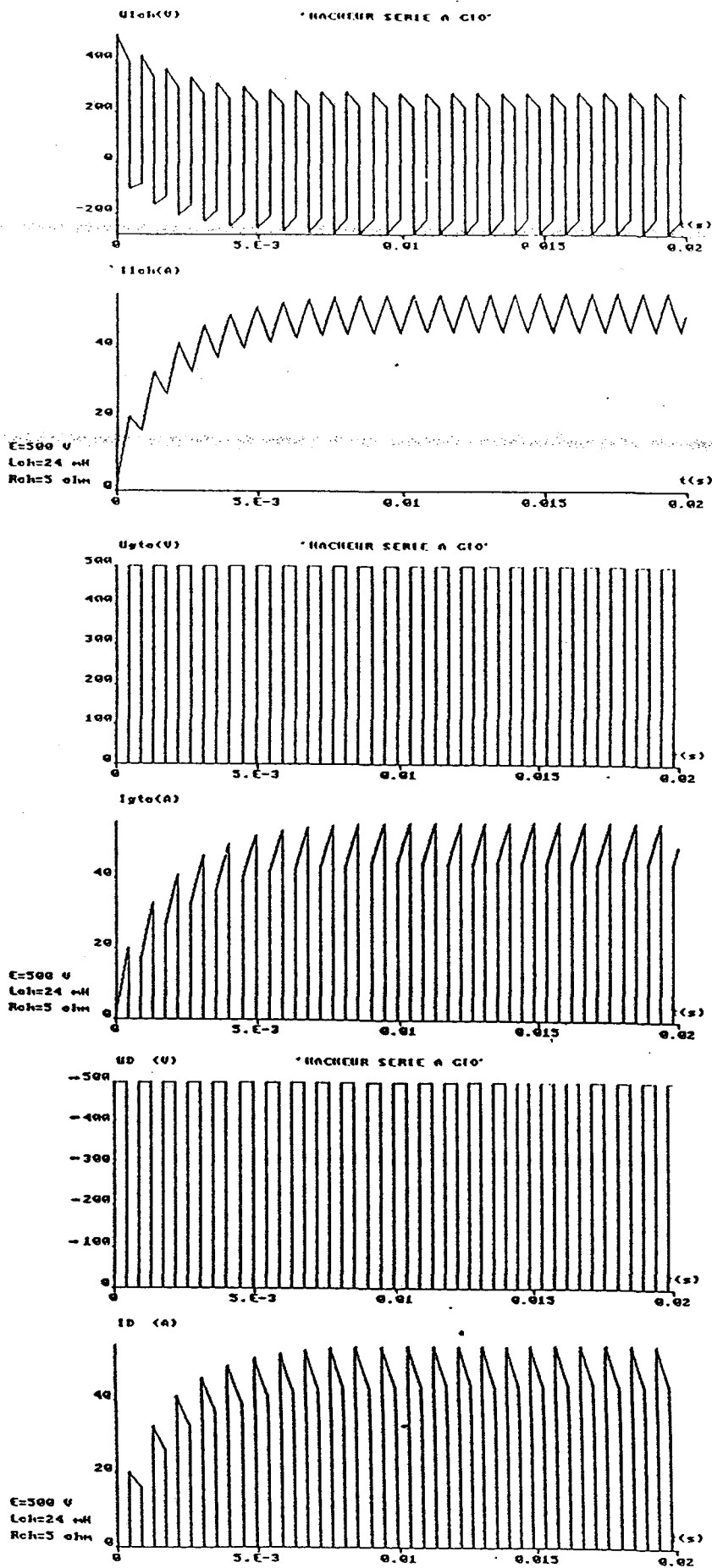


Fig 2.19

CHAPITRE III

MODELISATION DU G.T.O PAR BOND-GRAPH

CHAPITRE III

MODELISATION DU GTO PAR BOND-GRAPH

III.1 INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, la modélisation des composants semi-conducteurs de puissance fait l'objet de nombreux travaux de recherche.

Le GTO est le composant qui, parmi ceux dont nous avons essayé de modéliser la commutation au blocage, présente le plus d'intérêt pour l'estimation des pertes par commutations.

Des travaux ont été réalisés par l'équipe de Monsieur LETURCQ [21], [22] sur la modélisation du GTO. Ceux-ci, en utilisant la méthode de résolution des équations des semi-conducteurs, donnent des résultats très satisfaisants.

D'autres tentatives de modélisations du GTO ont été effectuées à partir des schémas électriques équivalents, en utilisant des bibliothèques de logiciels de type SPICE ou SUCCESS. Ce type de logiciel reste très limité pour la représentation des phénomènes physiques qui interviennent durant les commutations, en plus des modèles qui deviennent très complexes.

Cette dernière démarche se rapproche de la nôtre qui consiste à décrire le processus de commutation du composant par des équations dynamiques utilisant la méthode bond-graph.

Cette méthode permet l'analyse des phénomènes physiques intervenant durant la commutation au blocage qui sont difficiles à étudier par des méthodes de modélisation statique.

La modélisation du GTO dans son environnement nécessite deux types de modèles :

- un micro-modèle :

Ce modèle consiste à décrire les phénomènes physiques intervenant durant la commutation du GTO.

- un macro-modèle :

Il modélise le circuit extérieur au composant et intervient lui aussi dans le processus de blocage.

En utilisant la méthode bond-graph, il est possible de connecter ces deux modèles, ce qui permet de mettre le GTO dans son environnement en prenant en compte les contraintes sur le composant dues au circuit extérieur.

III.2 MODELE A DEUX TRANSISTORS

Pour analyser la commutation du GTO, on utilise le schéma équivalent des 2 transistors [23] représenté sur la figure 3.1.

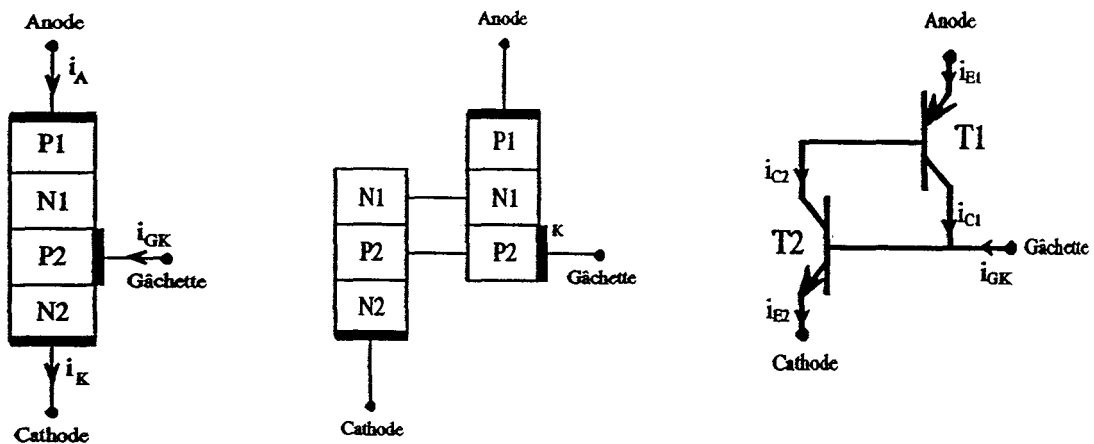


Fig 3.1

Grâce à l'étude de la commutation de ces 2 transistors le temps de blocage peut être divisé en quatre intervalles (figure 3.2), le temps de déstockage t_s , le temps de descente t_r et le temps du courant de queue t_t .

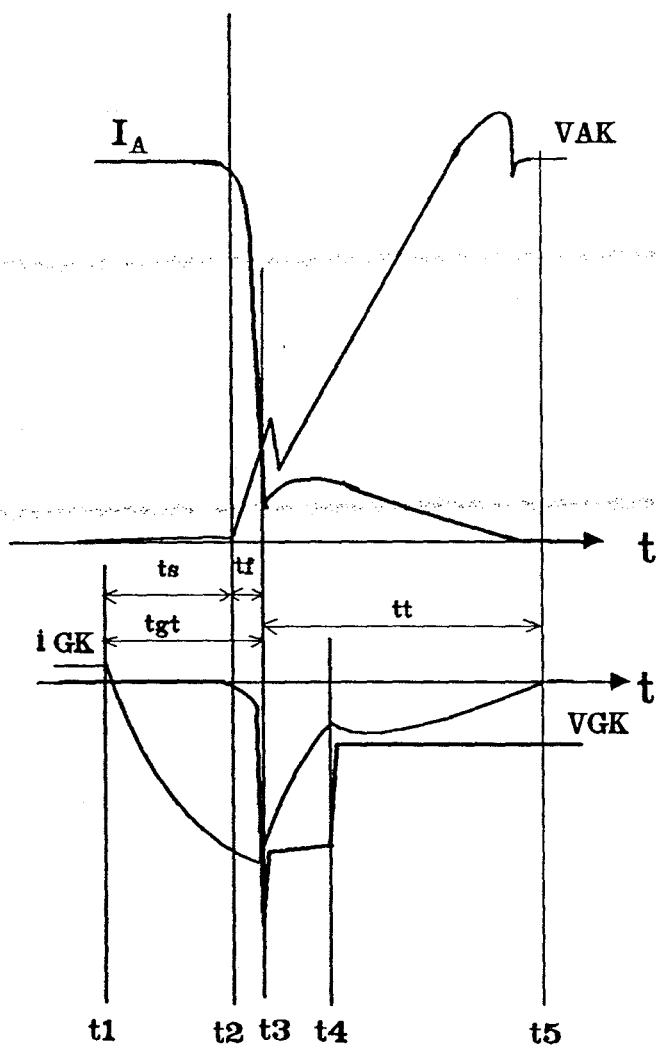


Fig 3.2

III.2.1 Temps de déstockage (t_s)

Le temps $t_s = t_2 - t_1$, est l'intervalle de temps entre l'instant d'application de la tension négative entre la cathode-gâchette et l'instant du début de la décroissance du courant d'anode. Le courant de gâchette augmente progressivement à partir de t_1 , le courant d'anode étant alors constant. Cette phase de déstockage dure quelques microsecondes.

III.2.2 Temps de descente (t_r)

Le temps $t_r = t_3 - t_2$, est le temps correspondant à la phase la plus courte de la commutation (quelques nanosecondes). Le courant d'anode décroît pendant que la jonction gâchette-cathode entre en avalanche.

La tension gâchette-cathode passe d'une valeur positive très faible à la valeur de claquage de cette jonction, en même temps la tension aux bornes du GTO remonte rapidement pour atteindre la tension de spike V_s .

III.2.3 Durée du courant de queue (t_t)

$t_t = t_4 - t_3$, cette phase commence au moment où le courant d'anode du GTO change de pente, le courant de gâchette s'inverse et la tension à ses bornes après avoir subi une discontinuité due au phénomène de surtension (spike), continue à augmenter. Cette phase est la plus longue du processus de blocage du GTO.

Pour analyser les différents phénomènes qui interviennent durant le processus de blocage, il faut décrire les phases successives y intervenant.

III.3 PHASES DE COMMUTATION AU BLOCAGE DU GTO

Pour étudier le blocage du GTO, on considère les différentes phases de commutation en commençant par la phase de conduction.

III.3.1 Phase de conduction : ($t < t_1$)

Durant cette phase, les deux transistors T1 et T2 sont saturés, le schéma équivalent du GTO pour cette phase est donné sur la figure 3.3.

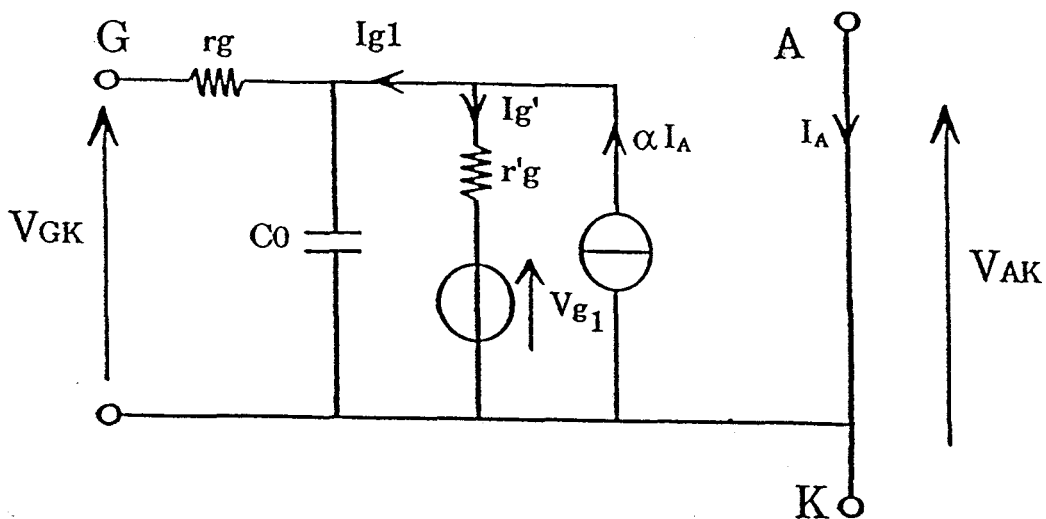


Fig 3.3

C_{g1} représente la capacité de la jonction cathode-gâchette et r_{g2} la résistance de propagation du circuit de gâchette. La jonction gâchette-cathode est représentée par une résistance r_{g1} et une tension V_{g1} .

Donc i_{g1} est le courant réel de la gâchette qui traverse la jonction base-émetteur du transistor T1 et α_1 est le gain en courant en base commune du transistor T1.

Durant cette phase la tension V_{GK} reste pratiquement constante et le courant de gâchette i_{gk} peut être assimilé au courant collecteur du transistor T1. Alors i_{g1} , i_{gk} , V_{GK} , et i_A sont obtenus comme suit :

$$\left. \begin{aligned} i_{g1}(t) &= i_{g1}(t_1) = \alpha_1 i_A \\ i_{gk}(t) &= i_{gk}(t_1) = 0 \\ i_A(t) &= i_A(t_1) = I_A \\ V_{GK}(t) &= V_{GK}(t_1) = r_{g1} \alpha_1 i_A + V_{g1} \end{aligned} \right\} (3.1)$$

Durant cette phase le GTO est en régime statique (courant et tension sont constants).

III.3.2 Phase de déstockage : ($t_1 < t < t_2$)

Durant cette phase, les transistors T1 et T2 sont saturés, le schéma équivalent du circuit est donné sur la figure 3.4.

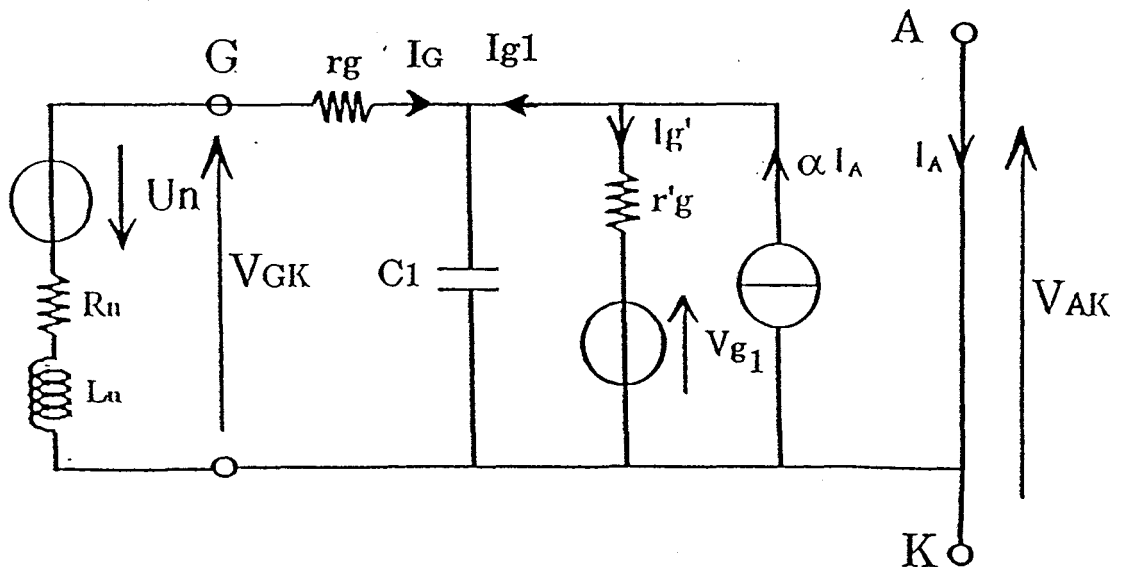


Fig 3.4

Cs₁ est la capacité de stockage de la jonction gâchette-cathode.

Pendant la durée de déstockage, la jonction gâchette-cathode se comporte comme une diode en recouvrement, c'est-à-dire qu'elle se présente sensiblement comme un court circuit vis à vis de la source. L'établissement du courant de gâchette i_{gk} dépend essentiellement de l'impédance interne du circuit de commande [6].

Le circuit de commande sera caractérisé simplement par une résistance R_G et une inductance L_G qui peuvent être déterminés expérimentalement en remplaçant la jonction gâchette-cathode par un court circuit.

A la fin de cette phase c'est à dire à t = t₂, le transistor T2 entre en phase active, l'équation du courant est alors égale à:

$$i_{g1}(t_2) = \frac{1 - \alpha_1}{\beta} I_A \quad (3.2)$$

où β est le gain en courant en émetteur commun du transistor T2.

La représentation bond-graph du schéma du circuit équivalent durant le temps de déstockage est donnée sur la figure 3.5.

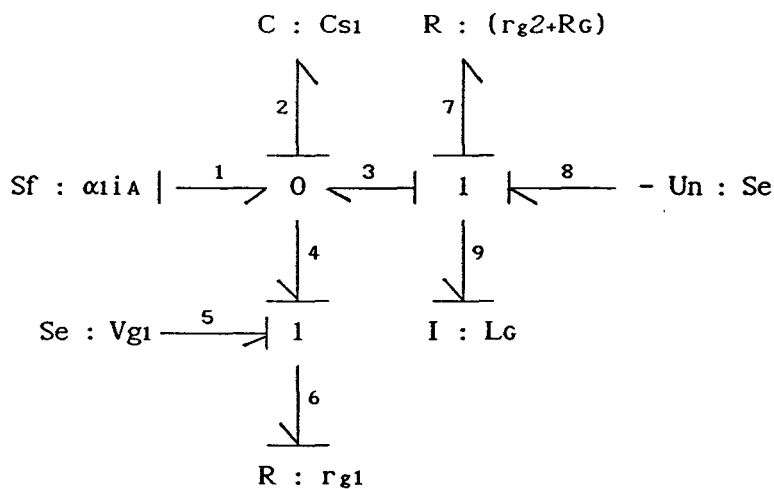


Fig 3.5

La mise en équation du circuit est donnée par la tension :

$$U_9 = U_3 - U_7 + U_8 = U_2 - U_7 + U_8$$

$$U_{LG} = \frac{q_{CS1}}{CS1} - (rg2 + R_G) \frac{P_{LG}}{L_G} - U_n \quad (3.3)$$

et le courant :

$$I_2 = I_1 - I_3 - I_4 = I_1 - I_9 - I_6$$

$$I_6 = \frac{U_6}{r_{g1}} = \frac{U_4 + U_5}{r_{g1}} = \frac{U_2 + U_5}{r_{g1}} = \frac{\frac{q_{CS1}}{CS1} + V_{g1}}{r_{g1}} \quad (3.4)$$

$$I_2 = \alpha_1 i_A - \frac{P_{LG}}{L_G} - \left(\frac{q_{CS1}}{CS1} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}} \quad (3.5)$$

$$\dot{q}_{CS1} = i_{CS1} = \alpha_1 i_A - \frac{P_{LG}}{L_G} - \left(\frac{q_{CS1}}{CS1} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}} \quad (3.6)$$

Le système d'équations qui décrit cette phase est:

$$\begin{aligned} \dot{p}_{LG} = U_{LG} &= \frac{q_{CS1}}{CS1} - (rg2 + R_G) \frac{P_{LG}}{L_G} - U_n \\ \dot{q}_{CS1} = i_{CS1} &= \alpha_1 i_A - \frac{P_{LG}}{L_G} - \left(\frac{q_{CS1}}{CS1} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Pour déterminer la durée de cette phase de déstockage on peut procéder de deux façons:

*) La première façon de procéder est de calculer ce temps à partir de i_{g1} qui est égal à:

$$i_{g1} = \left(\frac{q_{CS1}}{CS1} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}} \quad (3.8)$$

On sait aussi qu'à $t = t_2$ le courant doit être égal à:

$$i_{g1}(t_2) = \frac{1 - \alpha_1}{\beta} I_A \quad (3.9)$$

L'égalité de 3.8 et 3.9 donne le temps de déstockage.

Cette solution a été testée, mais malheureusement donne une grande erreur, due probablement à la précision dans le choix des différents éléments du schéma équivalent.

*) Grâce à des relevés expérimentaux réalisés sur un montage hacheur série utilisant un GTO de type AEG 200A-1200V qui fonctionne à une température $t_j=50^\circ\text{C}$ avec une inductance dans le circuit de gâchette $L_g=0.46\mu\text{H}$ et une pente de courant de $di_g/dt = 10\text{A}/\mu\text{s}$, on trace la caractéristique $t_s=f(I_{GTO})$. Cette caractéristique est linéaire (figure 3.6) et son équation est de la forme :

$$t_s = t_{s0} + I_{GTO}/t_{s1} \quad (3.10)$$

On introduit cette équation dans le programme de simulation, et en fonction du courant I_{GTO} on ajuste t_s .

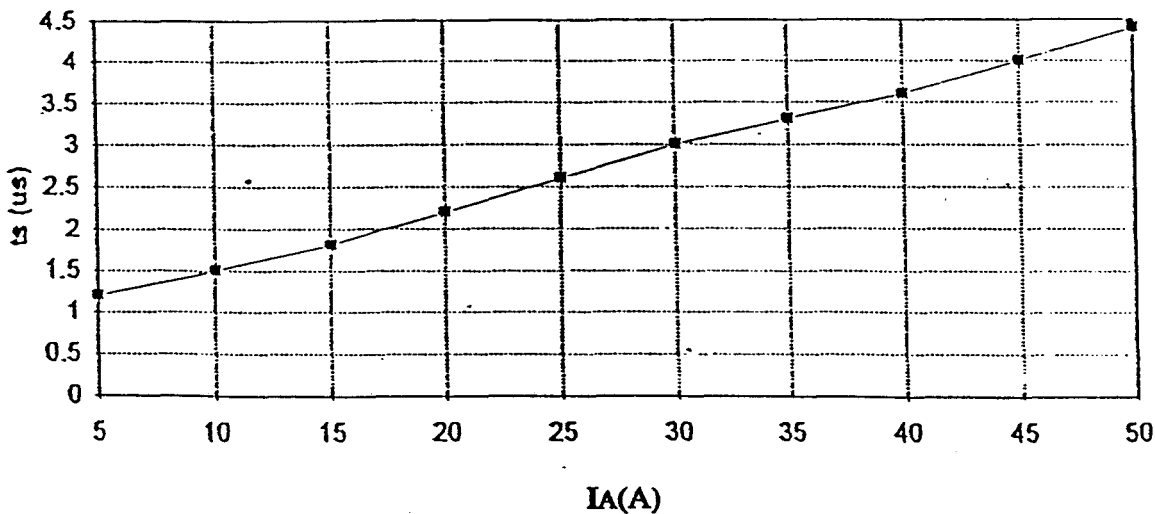


Fig 3.6

Dans cette étude on se limitera à l'utilisation de la seconde solution qui est plus précise.

III.3.3 Phase de descente t_f : ($t_2 < t < t_3$)

Durant cette phase les deux transistors T1 et T2 sont en phase de commutation. Le transistor T2 entre en phase de blocage; le schéma équivalent du circuit durant cette phase est donné sur la figure 3.7.

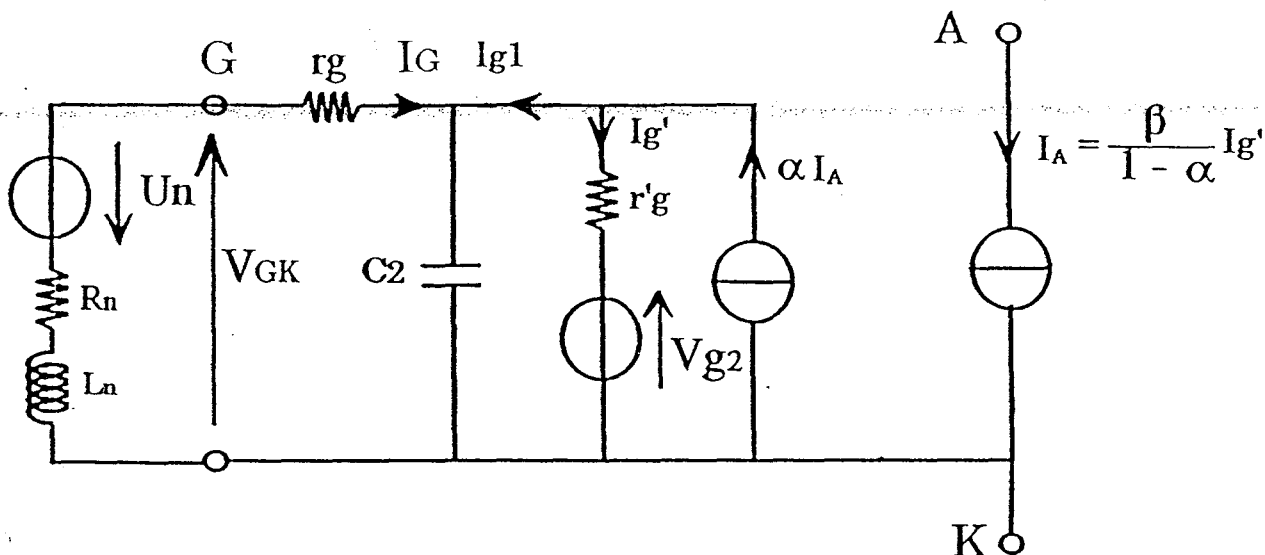


Fig 3.7

C_f est la capacité de la jonction gâchette-cathode durant ce temps de descente. A la fin de cette phase le transistor T2 se bloque et le courant est égal à:

$$i_{g1}(t_3) = 0 \quad (3.11)$$

Grâce à cette équation on détermine le temps de descente t_f . Cette phase étant très courte l'imprécision sur l'estimation de t_f n'engendre pas une grande erreur. Il est très difficile de déterminer la valeur exacte de la capacité C_f , donc on va choisir une capacité C_f de faible valeur pour avoir une commutation instantanée du courant dans le GTO, c'est à dire t_f nul.

La représentation bond-graph du circuit dans ces conditions est donnée sur la figure 3.8.

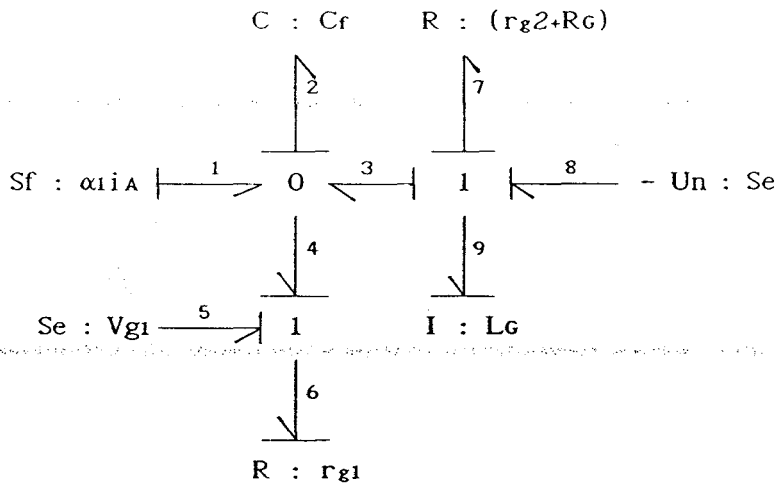


Fig 3.8

La mise en équation du système donne :

$$\begin{aligned}
 \dot{P}_{LG} &= U_{LG} = \frac{q_{Cf}}{C_f} - (r_{g2} + R_G) \frac{P_{LG}}{L_G} - U_n \\
 \dot{q}_{Cf} &= i_{Cf} = \alpha 1 i_A - \frac{P_{LG}}{L_G} - \left(\frac{q_{Cf}}{C_f} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}}
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

III.3.3.4 Phase du courant de queue (courant résiduel) : ($t_3 < t < t_5$)

Durant cette phase le transistor T2 est bloqué, et le transistor T1 est encore passant.

Quand le transistor T2 se bloque à $t = t_3$, une quantité de charge reste stockée dans la base du transistor T1.

Le courant de gâchette évacue toutes les charges qui sont restées dans la base du transistor T1, la résistance r_{g2} devient alors très grande. Comme le courant dans l'inductance L_G ne peut pas varier instantanément, une surtension négative apparaît aux bornes de la jonction gâchette-cathode.

Cette phase de courant de queue peut être divisée en deux intervalles :

*) intervalle I : ($t_3 < t < t_4$)

Durant cet intervalle la tension entre gâchette-cathode augmente brusquement pour atteindre la tension de claquage par effet Zener de cette jonction.

On modélise ce phénomène d'avalanche par l'augmentation de la tension V_{g1} . Cet intervalle dure jusqu'à ce que le courant dans la gâchette soit égal au courant dans l'anode, le courant de cathode est alors nul puisque tout le courant passe par la gâchette.

Le schéma équivalent du circuit durant cet intervalle est donné sur la figure 3.9.

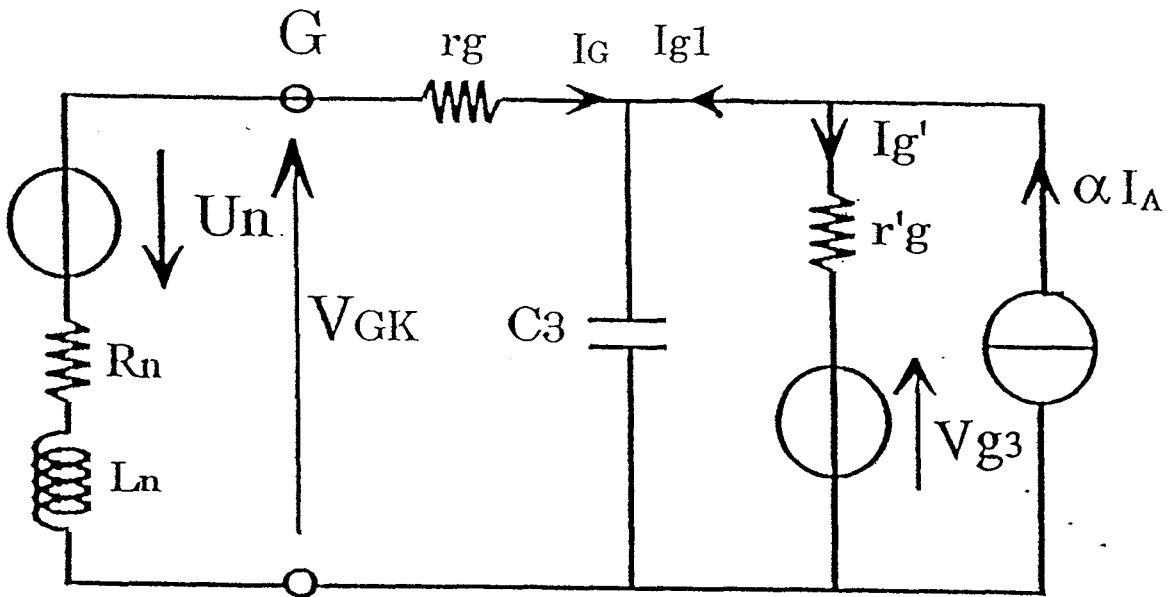


Fig 3.9

La charge de C_t représente la quantité de charge qui reste stockée dans la jonction gâchette-cathode.

La représentation bond-graph du circuit dans ces conditions est donnée sur la figure 3.10.

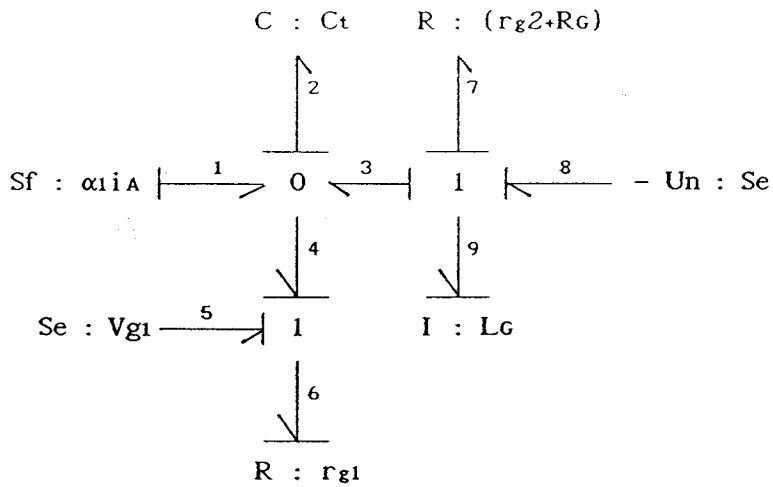


Fig 3.10

Le système d'équations sera sous la forme:

$$\begin{aligned}
 \dot{P}_{LG} = U_{LG} &= \frac{q_{Ct}}{C_t} - (r_{g2} + R_G) \frac{P_{LG}}{L_G} - U_n \\
 \dot{q}_{Ct} = i_{ct} &= \alpha i_A - \frac{P_{LG}}{L_G} - \left(\frac{q_{Ct}}{C_t} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

*) intervalle II : ($t_4 < t < t_5$)

Cet intervalle débute quand le courant d'anode est égal au courant de gâchette; le courant de cathode est nul ($i_k = 0$), la tension gâchette-cathode diminue brusquement (la jonction retrouve son pouvoir de blocage), et reste égale à la tension de commande U_n . La gâchette continue à conduire jusqu'à l'évacuation complète des charges, et donc le blocage du GTO en t_5 . Le schéma équivalent du circuit durant cet intervalle est représenté sur la figure 3.11.

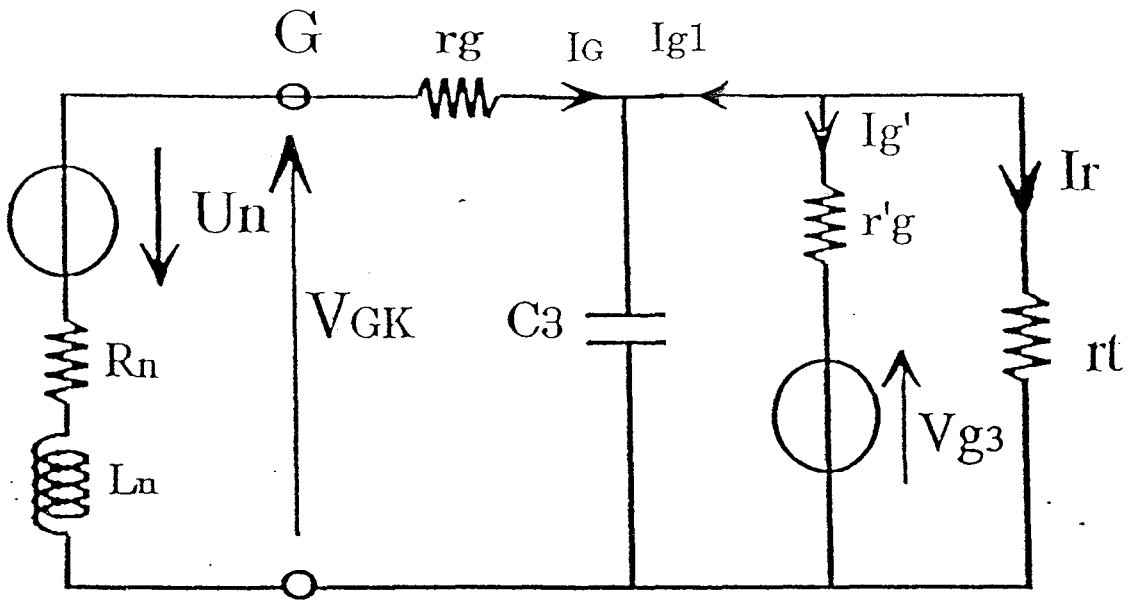


Fig 3.11

r_t est la résistance de la jonction à l'état bloqué, elle a une valeur de quelques milliers d'Ohms.

La représentation bond-graph du circuit dans ces conditions est donnée sur la figure 3.12.

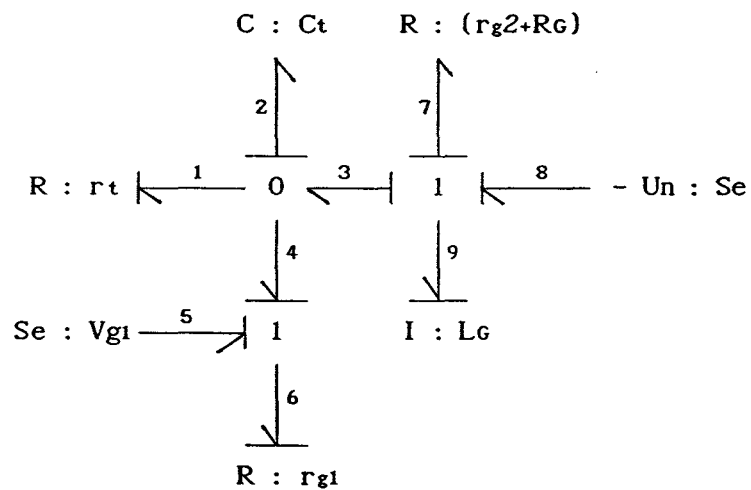


Fig 3.12

Le système d'équations est donné par:

$$P_{LG} = U_{LG} = \frac{q_{Ct}}{C_t} - (r_{g2} + R_G) \frac{P_{LG}}{L_G} - U_n \quad (3.14)$$

$$\dot{q}_{Ct} = i_{ct} = \frac{q_{Ct}}{C_t r_t} - \frac{P_{LG}}{L_G} - \left(\frac{q_{Ct}}{C_t} + V_{g1} \right) \frac{1}{r_{g1}}$$

III.4 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MODELE

Pour identifier les paramètres du modèle du GTO (micro-modèle) on l'insère dans un circuit hacheur série avec C.A.L.C. qui servira de circuit extérieur (macro-modèle) intervenant durant le processus de commutation. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure 3.13 et figure 3.14.

Le détail de la mise en équation du modèle du circuit extérieur sera donné dans le paragraphe suivant.

La comparaison entre les formes d'ondes obtenues par simulation et celles relevées par expérience permet l'identification des paramètres du modèle du GTO. Tous nos essais ont été réalisés avec le GTO AEG 200A (200A-1200V).

ph.conduction	ph.déstockage	ph.descente	ph.c.queue I	ph.c.queue II
$C_{g1} = 20\mu F$	$C_{s1} = 31.6\mu F$	$C_f = 7.5\mu F$	$C_t = 7.5\mu F$	$C_t = 7.5\mu F$
$r_{g2} = 0.25\Omega$	$r_{g2} = 0.25\Omega$	$r_{g2} = 0.25\Omega$	$r_{g2} = 0.25\Omega$	$r_{g2} = 0.25\Omega$
$r_{g1} = 0.35\Omega$	$r_{g1} = 0.75\Omega$	$r_{g1} = 0.75\Omega$	$r_{g1} = 0.75\Omega$	$r_{g1} = 0.75\Omega$
$V_{g1} = 0.7V$	$V_{g1} = 0.7V$	$V_{g1} = 0.7V$	$V_{g1} = 6V$	$V_{g1} = 6V$
	$R_G = 0.35\Omega$	$R_G = 0.35\Omega$	$R_G = 0.35\Omega$	$R_G = 0.35\Omega$
	$L_G = 0.46\mu H$	$L_G = 0.46\mu H$	$L_G = 0.46\mu H$	$L_G = 0.46\mu H$
	$U_n = 12V$	$U_n = 12V$	$U_n = 12V$	$U_n = 12V$
	$\alpha_1 = 0.01$	$\alpha_1 = 0.01$	$\alpha_1 = 0.01$	$r_t = 1000$
	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.95$	$\beta = 0.95$	$\alpha_1 = 0.01$
				$\beta = 0.95$

TAB 3.1

Pour modéliser la commutation du GTO au blocage, on a utilisé un schéma électrique équivalent qui permet de décrire les différentes phases du blocage.

Le modèle ainsi obtenu est intéressant mais ne permet pas de tenir compte de l'influence de la température sur les phénomènes intervenant durant la commutation et surtout sur le courant de queue.

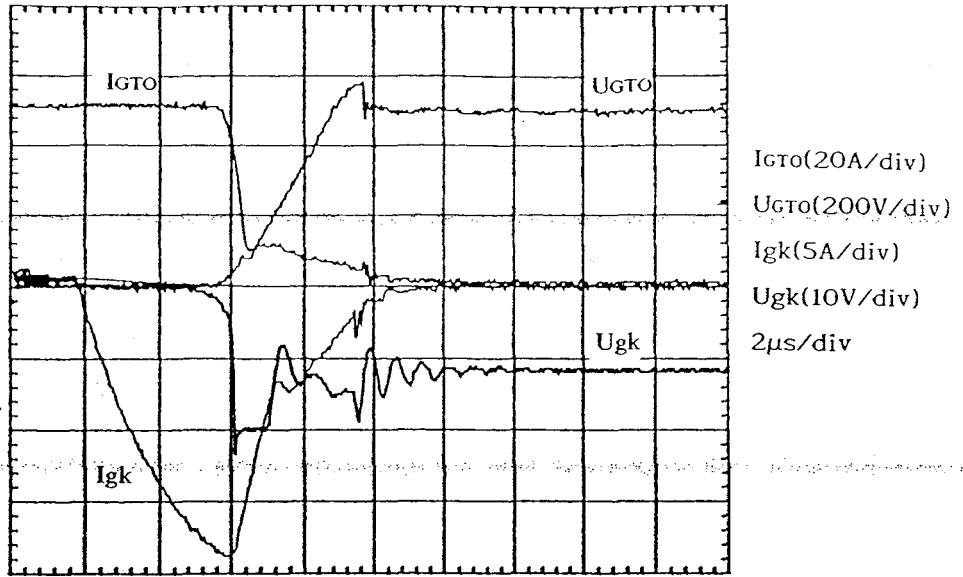


Fig 3.13

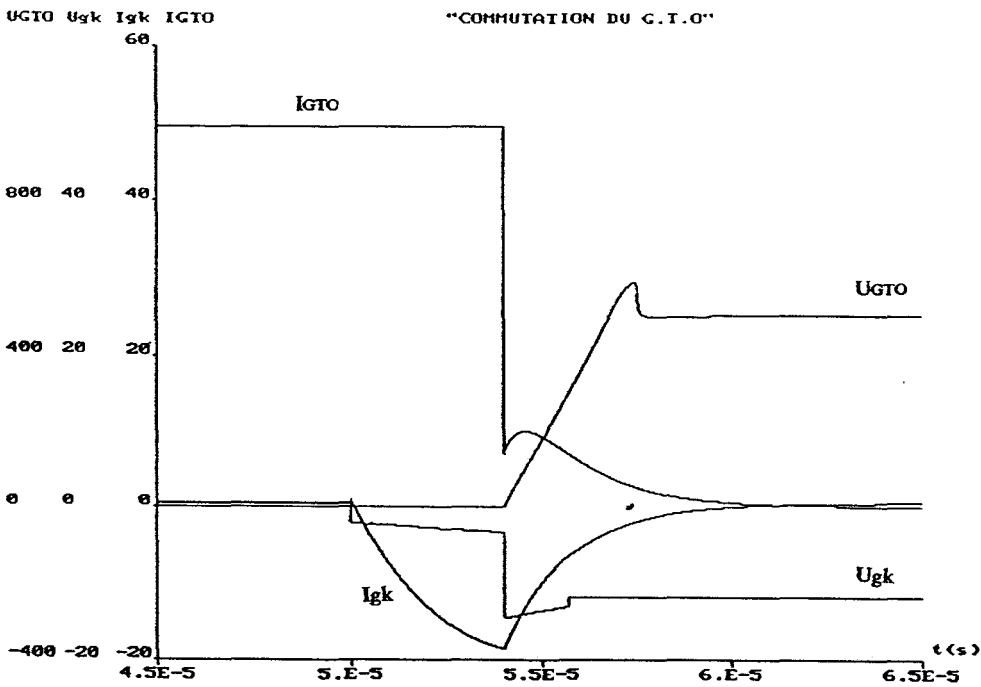


Fig 3.14

CHAPITRE IV

HACHEUR SERIE A G.T.O

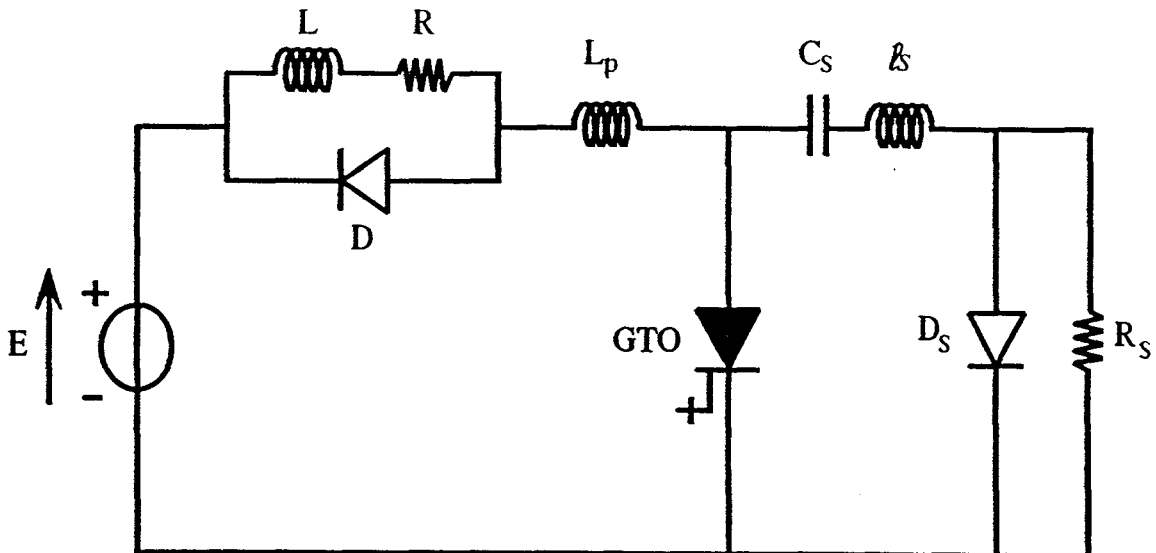
CHAPITRE IV

HACHEUR SERIE A GTO

IV.1 MODELISATION D'UN HACHEUR A GTO AVEC C.A.L.C. ET ELEMENTS PARASITES DU CIRCUIT

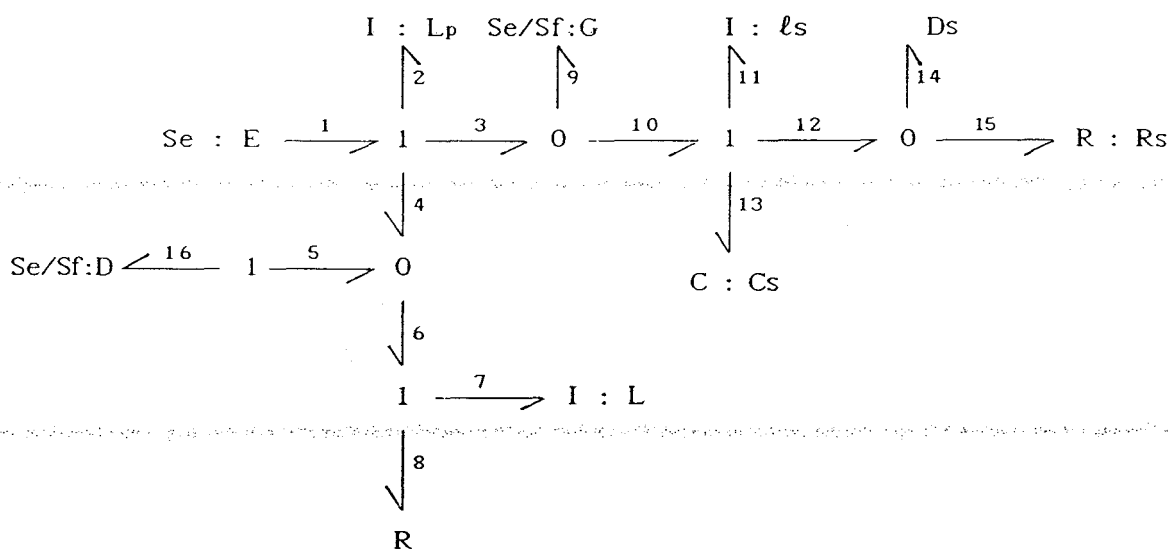
On considère le schéma d'un hacheur série à GTO (figure 4.1a) associé à un circuit d'aide à la commutation au blocage en tenant compte des différents éléments parasites du circuit de puissance (les inductances parasites du circuit de puissance L_p et l'inductance du C.A.L.C. l_s).

La représentation bond-graph du circuit sans les causalités est donnée sur la figure 4.1b.



(a)

Fig 4.1



(b)

Fig 4.1

A priori on remarque que sur ce montage pour un mode de fonctionnement donné (ici quand le GTO conduit), les inductances L et LP se retrouvent en série ce qui va entraîner un conflit de causalité puisque toutes les 2 imposent un courant sur la jonction 1 selon la figure 4.2.

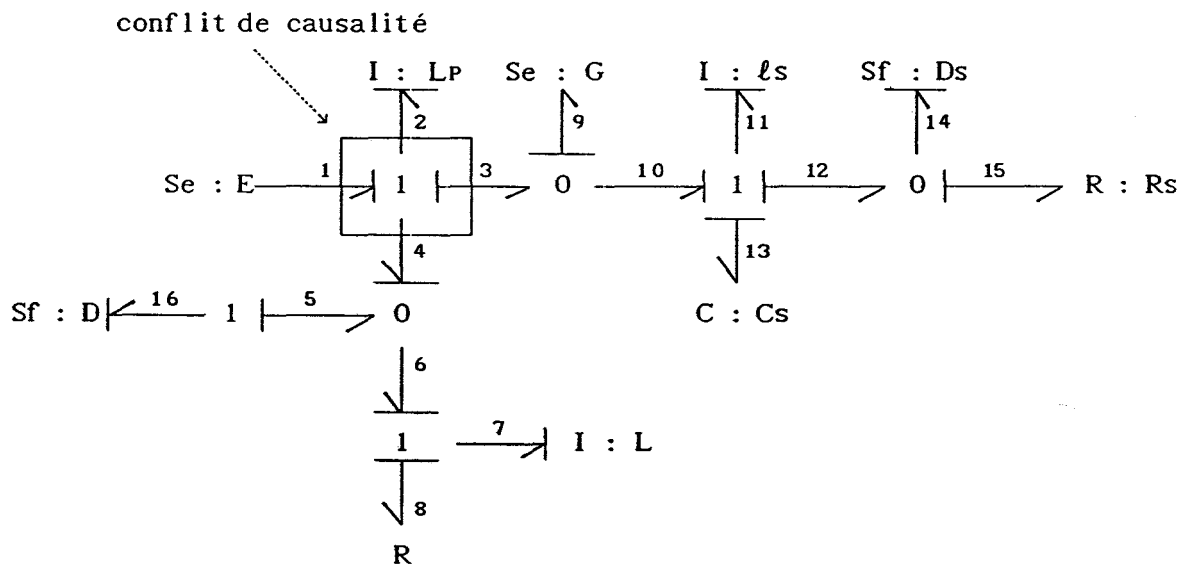


Fig 4.2

Pour la mise en équation de ce circuit on utilise la méthode décrite en annexe.

En examinant la représentation bond-graph du circuit, on ne trouve pas de boucle causale entre les interrupteurs. Dans ce cas on ajoute aux bornes de chaque interrupteur G et D une résistance parasite de grande valeur R_p pour éviter les conflits de causalité. La diode D_s est en parallèle avec la résistance R_s qui va supporter tout changement de causalité de D_s , on n'a donc pas besoin d'ajouter une résistance parasite.

La représentation bond-graph du circuit avec les causalités affectées aux différents éléments du circuit est donnée sur la figure 4.3.

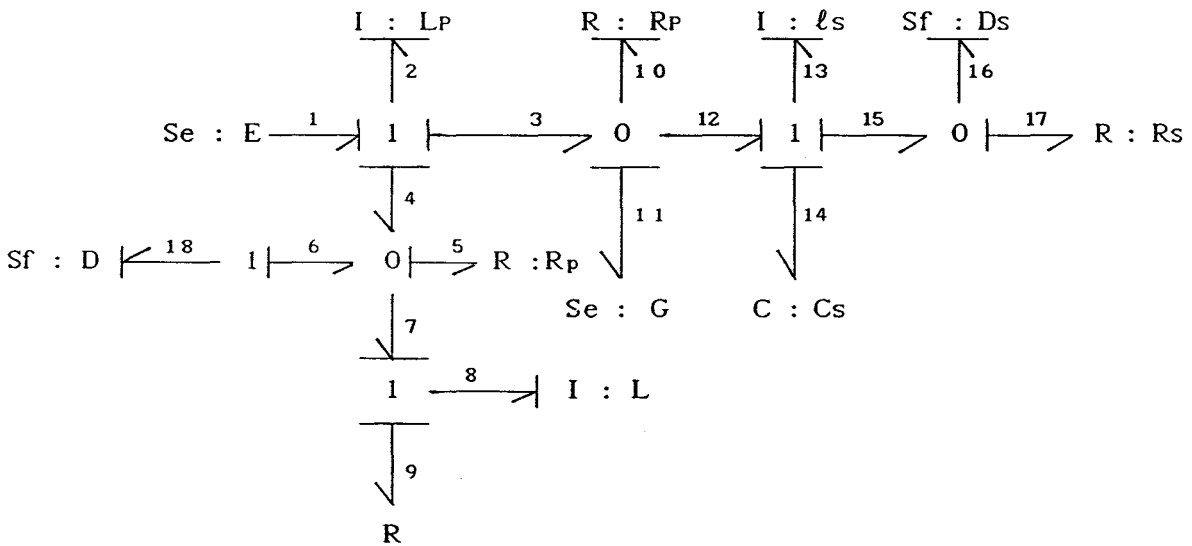
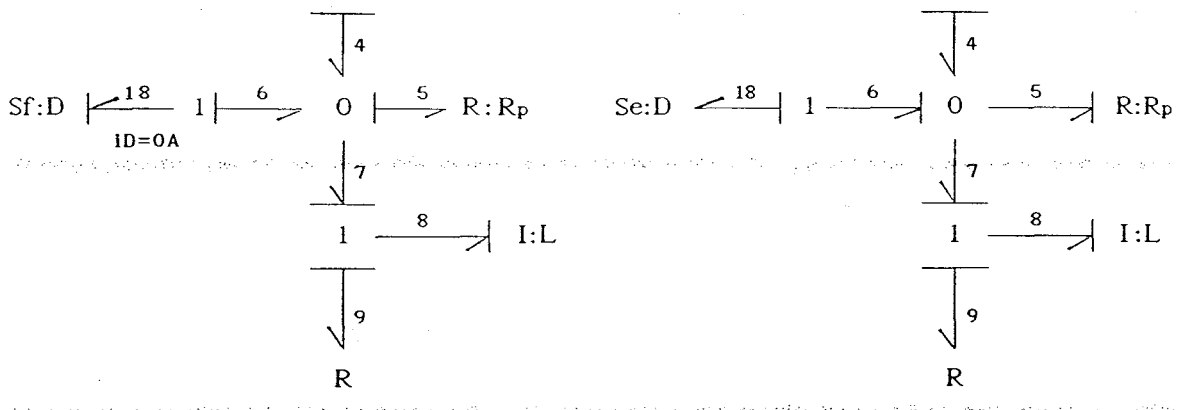


Fig 4.3

Sur la figure 4.4, on représente sous forme bond-graph une partie du circuit pour montrer le changement de la causalité de la diode au moment de la commutation de la diode D. La branche qui contient la diode D conductrice avec la résistance parasite est donnée sur la fig 4.4a. Le changement d'état de la diode D entraîne le changement de sa causalité, on aboutit à la figure 4.4b.



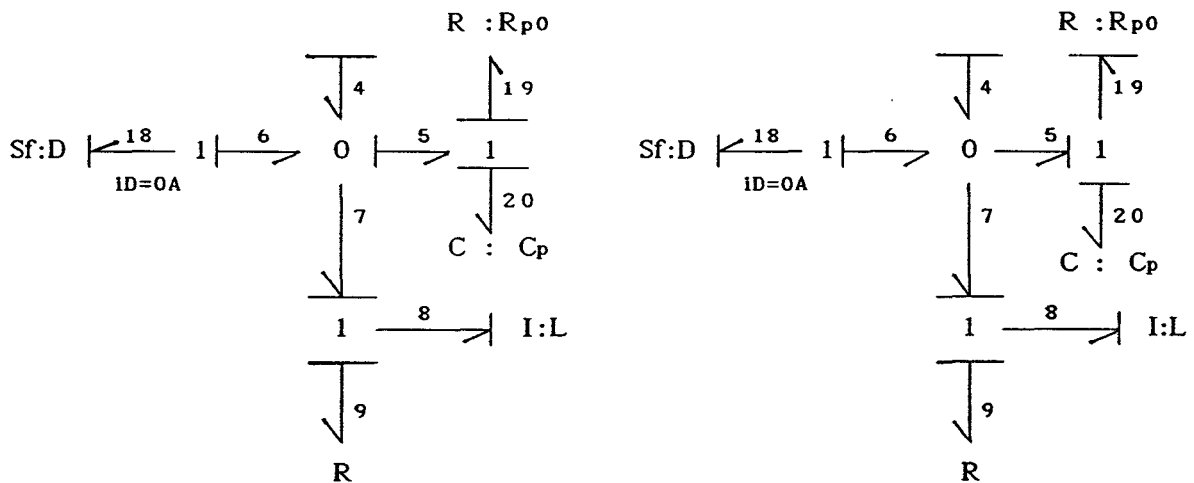
(a). Diode bloquée

(b). Diode conductrice

Fig 4.4

Pour adoucir la commutation on peut ajouter au lieu d'une résistance parasite R_p un circuit $R_p C_p$ aux bornes de chaque interrupteur.

On choisit une résistance très grande R_p et une capacité très faible C_p pour ne pas perturber le fonctionnement du circuit (figure 4.5).



(a). Diode bloquée

(b). Diode conductrice

Fig 4.5

IV.1.1 Mise en équation du circuit

Le circuit contient quatre éléments de stockage d'énergie, trois inductances (L , L_p et l_s) et un condensateur (C_s). Alors le système d'équations décrivant le fonctionnement du circuit est formé de quatre grandeurs d'états.

Pour chaque topologie du circuit on donne la représentation bond-graph.

IV.1.1.1 Phase de conduction du G.T.O.

$M_G = 1$ (GTO : conduit) : les autres interrupteurs sont bloqués.

Initialement on amorce le GTO, $M_G = 1$, la représentation bond-graph du circuit est donnée sur la figure 4.6.

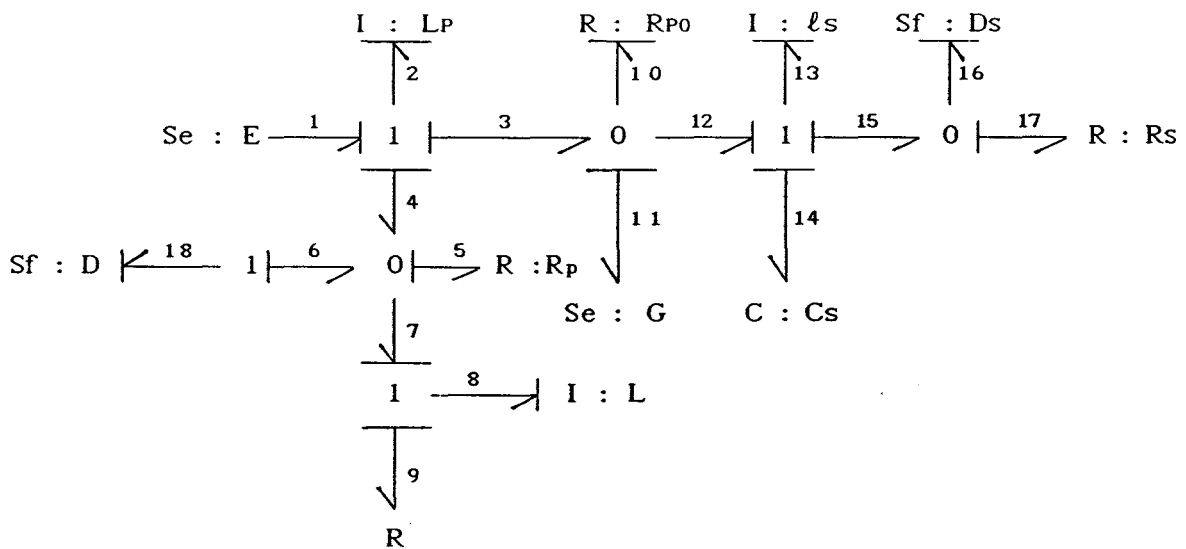


Fig 4.6

1 ère équation :

$$U_7 - U_8 - U_9 = 0$$

$$U_8 = U_7 - U_9 = U_7 - R I_9$$

$$U_7 = U_5 = R_p I_5$$

" jonction 0 "

$$I_9 = I_8 = \frac{P_L}{L} \quad \text{" jonction 1 "}$$

donc

$$I_4 - I_5 + I_6 - I_7 = 0$$

$$I_5 = I_4 + I_6 - I_7$$

$$I_6 = i_D = 0$$

avec

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = \frac{P_{LP}}{L_P} \quad \text{" jonction 1 "}$$

donc

$$I_5 = I_4 - I_7 = \frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_L}{L}$$

On aura alors :

$$U_8 = U_7 - U_9 = U_5 - U_9 = R_p I_5 - R I_9$$

$$\dot{P}_L = U_L = R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \quad (4.1)$$

2 ème équation :

$$U_1 - U_2 - U_3 - U_4 = 0 \quad \text{" jonction 1"}$$

$$U_2 = U_1 - U_3 - U_4 = U_1 - U_{11} - U_5$$

$$U_2 = E - V_G - R_p I_5 = E - V_G - R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right)$$

$$\dot{P}_{LP} = U_{LP} = E - R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - V_G \quad (4.2)$$

avec $V_G = 0,7V$

3 ème équation :

$$U_{12} - U_{13} - U_{14} - U_{15} = 0$$

$$U_{13} = U_{12} - U_{14} - U_{15} = U_{11} - U_{14} - U_{17}$$

$$U_{13} = V_G - \frac{q_{CS}}{C_S} - R_S \cdot I_{17}$$

$$I_{15} - I_{16} - I_{17} = 0$$

avec

$$I_{16} = i_{BS} = 0$$

$$I_{15} = I_{16} = I_{13} = \frac{P_{LS}}{l_S}$$

$$\dot{P}_{LS} = U_{LS} = V_G - \frac{q_{CS}}{C_S} - R_S \frac{P_{LS}}{l_S} \quad (4.3)$$

4 ème équation :

$$I_{12} = I_{13} = I_{14} = I_{15}$$

$$I_{14} = I_{13} = \frac{P_{LS}}{l_S}$$

donc

$$\dot{q}_{CS} = i_{CS} = \frac{P_{LS}}{l_S} \quad (4.4)$$

donc les équations qui décrivent le fonctionnement du circuit quand le GTO est conducteur sont:

$$\begin{aligned} \dot{P}_L &= U_L = R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - R \cdot \frac{P_L}{L} \\ \dot{P}_{LP} &= U_{LP} = E - R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - V_G \\ \dot{P}_{LS} &= U_{LS} = V_G - \frac{q_{CS}}{C_S} - R_S \frac{P_{LS}}{l_S} \\ \dot{q}_{CS} &= i_{CS} = \frac{P_{LS}}{l_S} \end{aligned} \quad (4.5)$$

On envoie l'ordre de blocage au GTO: $M_G = 0$. La diode D_s voit une tension positive à ses bornes: elle se met à conduire et reprend progressivement le courant du GTO. On introduit durant cette phase le micro-modèle du GTO qui décrit les différentes phases de commutation.

On modélise le GTO entre anode et cathode pendant cette phase de blocage par une source de courant qui impose son courant au circuit extérieur.

IV.1.1.2 Phase de la remontée de la tension

La commutation du courant du GTO vers la diode D_s permet de charger le condensateur C_s du C.A.L.C. Le courant dans la diode D_s augmente progressivement jusqu'à ce que la tension aux bornes de C_s soit égale à E . La représentation bond-graph du circuit quand la diode D_s est passante est donnée sur la figure 4.7.

$M_{Ds} = 1$ (D_s : conduit)

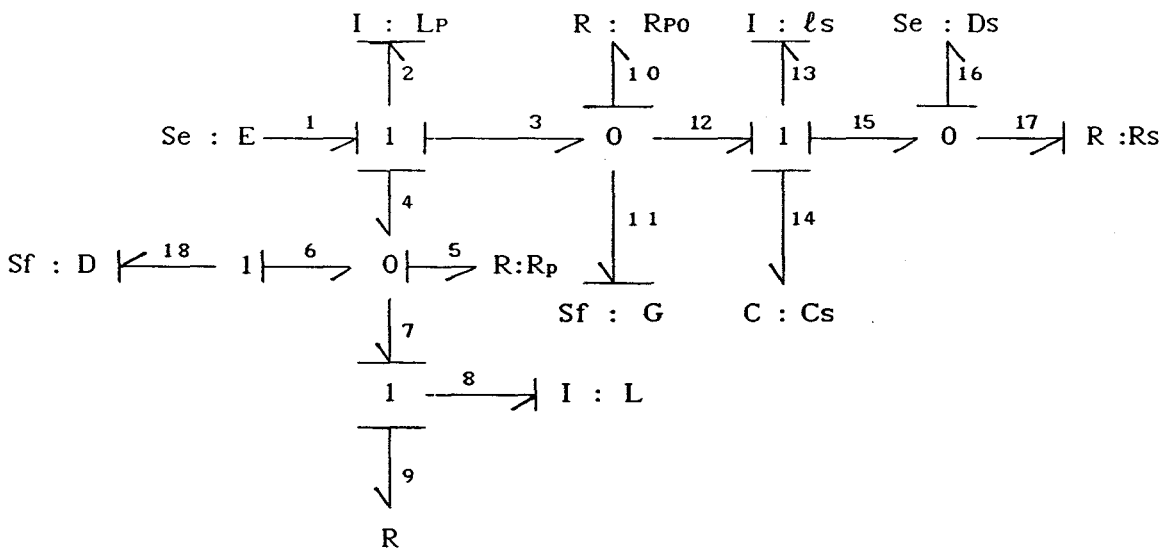


Fig 4.7

La mise en équation du circuit donne:

$$U_8 = U_7 - U_9 = U_5 - U_9 = R_P I_5 - R I_9$$

$$\dot{P}_L = U_L = R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \quad (4.6)$$

$$U_2 = U_1 - U_3 - U_4 = U_1 - U_{10} - U_5$$

$$U_5 = R_p (I_4 + I_6 + I_7)$$

comme la diode D est bloquée:

$$I_6 = I_D = 0$$

$$U_5 = R_p (I_4 - I_7) = R_p (I_2 - I_8)$$

$$U_5 = R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right)$$

$$U_3 = U_{10} = R_{p0} I_{10}$$

$$I_3 - I_{10} - I_{11} - I_{12} = 0$$

$$I_{10} = I_3 - I_{11} - I_{12}$$

$$I_{11} = i_{GTO} \quad \text{" courant anode du GTO durant la commutation au blocage "}$$

$$I_{10} = I_3 - I_{11} - I_{12} = I_2 - I_{11} - I_{13} = \frac{P_{LP}}{L_p} - i_{GTO} - \frac{P_{Ls}}{l_s}$$

donc

$$U_{10} = R_{p0} I_{10}$$

$$U_{10} = R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{Ls}}{l_s} - i_{GTO} \right)$$

on aura :

$$U_2 = U_1 - U_{10} - U_5 = E - R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{Ls}}{l_s} - i_{GTO} \right) - R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right)$$

$$\dot{P}_{LP} = U_{LP} = E - R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{Ls}}{l_s} - i_{GTO} \right) - R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) \quad (4.7)$$

$$U_{13} = U_{12} - U_{14} - U_{15} = U_{10} - U_{14} - U_{16}$$

$$U_{13} = R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{Ls}}{l_s} - i_{GTO} \right) - \frac{q_{CS}}{C_S} - V_{DS}$$

$$\dot{P}_{Ls} = U_{Ls} = R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{Ls}}{l_s} - i_{GTO} \right) - \frac{q_{CS}}{C_S} - V_{DS} \quad (4.8)$$

$$I_{13} = I_{14} = I_{12} = I_{15}$$

$$I_{14} = I_{13}$$

on trouve alors:

$$\dot{q}_{CS} = i_{CS} = \frac{P_{LS}}{l_S} \quad (4.9)$$

Le système d'équations du circuit est donné pour $M_{bs} = 1$:

$$\begin{aligned} \dot{P}_L &= U_L = R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\ \dot{P}_{LP} &= U_{LP} = E - R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{LS}}{l_S} - i_{GT0} \right) - R_p \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) \\ \dot{P}_{LS} &= U_{LS} = R_{p0} \left(\frac{P_{LP}}{L_p} - \frac{P_{LS}}{l_S} - i_{GT0} \right) - \frac{q_{CS}}{C_S} - V_{DS} \\ \dot{q}_{CS} &= i_{CS} = \frac{P_{LS}}{l_S} \end{aligned} \quad (4.10)$$

IV.1.1.3 Phase de commutation de la diode D_s

Une fois que la tension aux bornes du condensateur a dépassé la tension de la source E , la diode de roue libre D se met à conduire pour reprendre le courant de la diode D_s . Lorsque le courant de la diode D_s s'annule, la tension au bornes de C_s a atteint une valeur V_{DM} supérieure à la tension d'alimentation E . On peut alors définir $\Delta U = V_{DM} - E$ comme étant la surtension provoquée par les inductances parasites L_p du circuit de puissance. Le blocage de la diode D_s est suivi par un phénomène de recouvrement inverse. Le modèle de la diode D_s que l'on propose ne permet pas actuellement de prendre en compte ce phénomène de recouvrement inverse.

Dans cette topologie on remarque qu'il y a deux interrupteurs qui conduisent en même temps: c'est la phase de commutation du courant de la diode D_s vers la diode de roue libre D .

La mise en équation du circuit de la figure 4.8 donne:

$M_{DS} = 1$, $M_D = 1$ (D_s : conduit , D : conduit)

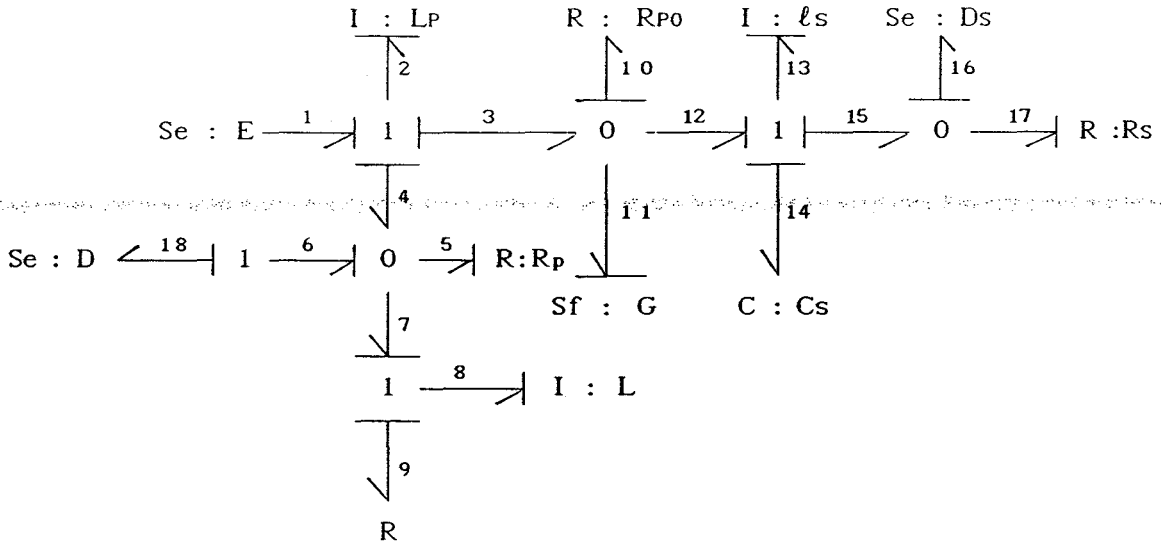


Fig 4.8

$$U_8 = U_7 - U_9 = U_6 - U_9 = - U_{18} - U_9 = - V_D - R I_9$$

$$P_L = U_L = - V_D - R \frac{P_L}{L}$$

(4.11)

$$U_2 = U_1 - U_3 - U_4 = U_1 - U_{10} - U_6 = U_1 - U_{10} + U_{18} = E - R_{p0} I_{10} + V_D$$

$$I_3 - I_{10} - I_{11} - I_{12} = 0$$

$$I_{10} = I_3 - I_{11} - I_{12}$$

$$I_{11} = i_{GTO} = 0 \quad (\text{GTO bloqué})$$

$$I_{10} = I_3 - I_{12} = I_2 - I_{13} = \frac{P_L}{L} - \frac{P_{ls}}{l_s}$$

$$P_L = U_L = E - R_{p0} \left(\frac{P_L}{L} - \frac{P_{ls}}{l_s} \right) + V_D$$

(4.12)

on a la tension:

$$U_{13} = U_{12} - U_{14} - U_{15} = U_{10} - U_{14} - U_{16} = U_{10} - \frac{q_{CS}}{CS} - V_{DS}$$

$$\dot{P}_{ls} = U_{ls} = R_{P0} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{ls}}{l_s} \right) - \frac{q_{CS}}{CS} - V_{DS} \quad (4.13)$$

on a aussi le courant :

$$I_{14} = I_{12} = I_{13} = I_{15}$$

$$i_{cs} = I_{13}$$

$$\dot{q}_{cs} = i_{cs} = \frac{P_{ls}}{l_s} \quad (4.14)$$

Donc le système d'équations qui décrit le fonctionnement du circuit pour cette topologie est donné comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{P}_L &= U_L = -V_D - R \frac{P_L}{L} \\ \dot{P}_{LP} &= U_{LP} = E - R_{P0} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{ls}}{l_s} \right) + V_D \\ \dot{P}_{ls} &= U_{ls} = R_{P0} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{ls}}{l_s} \right) - \frac{q_{CS}}{CS} - V_{DS} \\ \dot{q}_{cs} &= i_{cs} = \frac{P_{ls}}{l_s} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Une fois que la diode D_s est bloquée, le circuit entre dans sa phase de roue libre à travers la diode D . Cette topologie ne comporte plus qu'un seul interrupteur passant. La représentation bond-graph du circuit est alors donnée sur la figure 4.9.

$M_D = 1$ (D : conduit)

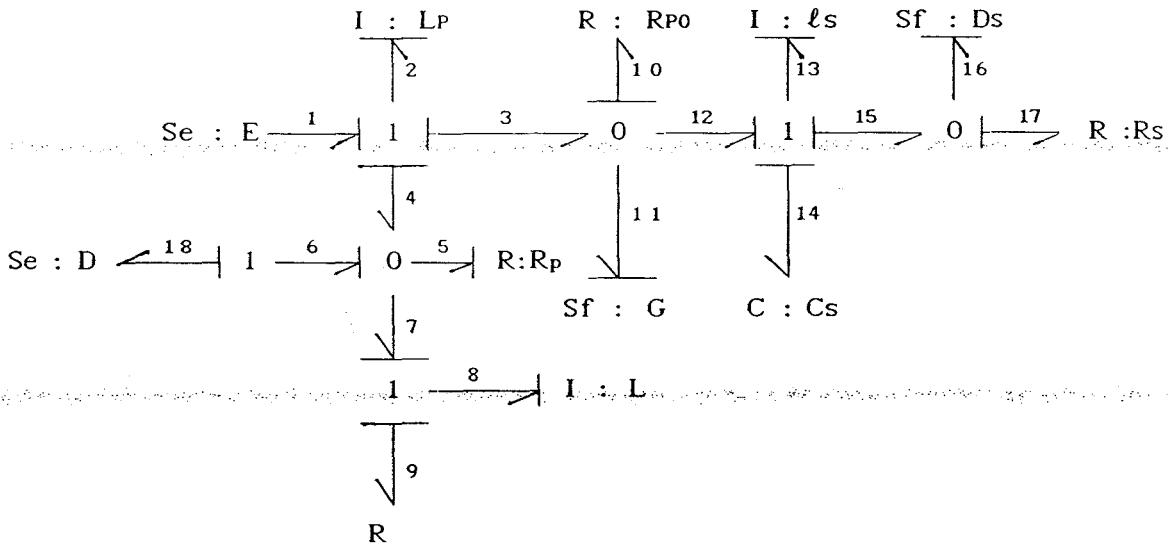


Fig 4.9

$$U_8 = U_7 - U_9 = U_6 - U_9 = -U_{18} - U_9 = -V_D - R \cdot I_9$$

$$\dot{P}_L = U_L = -V_D - R \frac{P_L}{L} \quad (4.16)$$

$$U_2 = U_1 - U_3 - U_4 = U_1 - U_{10} - U_6 = U_1 - U_{10} + U_{18} = U_1 - R_{P0} I_{10} + V_D$$

$$\dot{P}_{LP} = U_{LP} = E - R_{P0} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{l_s}}{l_s} \right) + V_D \quad (4.17)$$

$$U_{13} = U_{12} - U_{14} - U_{15} = U_{10} - U_{14} - U_{17}$$

$$\dot{P}_{l_s} = U_{l_s} = R_{P0} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{l_s}}{l_s} \right) - \frac{q_{C_s}}{C_s} - R_s \frac{P_{l_s}}{l_s} \quad (4.18)$$

$$I_{14} = I_{13}$$

$$i_{C_s} = \frac{P_{l_s}}{l_s}$$

$$\dot{q}_{C_s} = i_{C_s} = \frac{P_{l_s}}{l_s} \quad (4.19)$$

Le système d'équations sera donc:

$$\begin{aligned}
 \dot{P}_L = \dot{U}_L &= -V_D - R \frac{P_L}{L} \\
 \dot{P}_{LP} = \dot{U}_{LP} &= E - R_{PO} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{Ls}}{l_s} \right) + V_D \\
 \dot{P}_{Ls} = \dot{U}_{Ls} &= R_{PO} \left(\frac{P_{LP}}{L_P} - \frac{P_{Ls}}{l_s} \right) - \frac{q_{CS}}{C_s} - R_s \frac{P_{Ls}}{l_s} \\
 \dot{q}_{CS} = i_{CS} &= \frac{P_{Ls}}{l_s}
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

IV.1.2 Méthode de résolution des équations du système

Une fois tous les systèmes d'équations établis pour chaque topologie du circuit, on met les quatre équations des grandeurs d'états sous une forme qui peut être introduite sur n'importe quel programme de résolution d'équations différentielles. Dans notre cas on utilise le logiciel "SIMNON" [17] pour résoudre les équations différentielles obtenues. Le choix du pas de calcul se fait automatiquement par le programme en fonction des différentes constantes de temps du circuit.

L'estimation du temps de calcul dépend directement de l'intervalle de commutation choisi. Pour simuler ce circuit sur un PC 486-2 x 33 MHZ, pour un intervalle de commutation de 50 ms avec un pas de calcul de l'ordre de 1ns il faut 45 secondes pour calculer et représenter graphiquement les différentes grandeurs du circuit.

IV.2 ETUDE DE LA REALISATION DU CIRCUIT EXPERIMENTAL

Pour valider les résultats des simulations on a réalisé un montage hacheur série qui utilise un GTO de type AEG C 200 A 1200 de calibre 200 A - 1200 V. Pour cela on a été amené à mettre au point :

- une carte de commande éloignée (logique de commande) qui est constituée de plusieurs parties:

*) la logique de commande du circuit (rapport cyclique) avec les temps de conduction et de blocage minimum $t_{off\ min}$ et $t_{on\ min}$.

*) une logique de protection du GTO contre les courts-circuits permettant d'inhiber la commande de gâchette du GTO si elle intervient après le temps $t_{on\ min}$, puisqu'il n'est pas possible d'éteindre un GTO qu'on vient de réallumer avant que le temps $t_{on\ min}$ ne soit écoulé.

- une carte de commande rapprochée adaptée pour ce type de GTO:

*) cette carte contient une partie d'isolation par optocoupleur entre la carte de commande éloignée et la carte de commande rapprochée. On a utilisé dans ce circuit pour commuter le courant dans la gâchette (on et off) des composants de type MOS.

Une inductance en série avec la gâchette est dimensionnée ($L_g = 0.46\ \mu H$) pour avoir la pente de courant di/dt exigée par le fabricant. Les capacités qui fournissent l'impulsion du courant de gâchette ont une résistance interne de quelques milliohms.

Les caractéristiques du montage expérimental sont les suivantes :

$E = 500\ V$: tension d'alimentation de la source.

$L_{ch} = 24\ mH$: l'inductance de charge.

$R_{ch} = 5\ \Omega$: la résistance de charge.

$C_s = 0,220\ \mu F$: condensateur de circuit de C.A.L.C.

$R_s = 22\ \Omega$: résistance de circuit de C.A.L.C.

Le synoptique du circuit de commande du GTO est donné sur la figure 4.10.

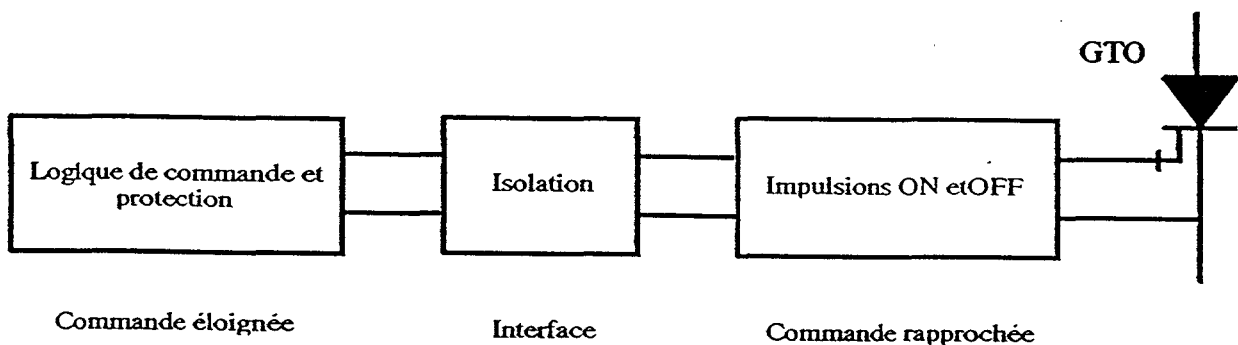


Fig 4.10

On fait commuter le GTO à une fréquence de 2 KHZ avec un rapport cyclique variable.

IV.3 ETUDE DETAILLEE DE LA COMMUTATION A L'OUVERTURE DU GTO

Une fois que l'ordre de blocage est donné au GTO et que le temps de stockage t_s est écoulé le courant dans le GTO diminue brusquement avec une pente fixée par le composant, pendant que la tension à ses bornes augmente rapidement jusqu'à atteindre la valeur de la tension V_s , appelée tension de spike. Alors la tension chute très rapidement puis remonte avec une pente imposée par le condensateur C_s du C.A.L.C.

Cette tension de spike déjà évoquée précédemment est due principalement à une chute rapide du courant dans le composant, en présence des inductances parasites l_s du C.A.L.C.

Dans le modèle du GTO (micro-modèle) proposé, la diminution du courant est pratiquement instantanée (t_r très faible) ce qui va provoquer une surtension V_s très importante. Pour rendre visible cette tension de spike dans la simulation on a été amené à changer la pente du courant du GTO grâce au changement de la valeur de la capacité C_r (figure 4.11).

La figure 4.12 montre l'apparition du spike avec une inductance $l_s = 0,1\mu H$ dans le C.A.L.C. pour une variation brusque du courant au début de sa décroissance.

En diminuant la pente du courant dans le GTO, la surtension diminue progressivement.

Comme cette surtension n'est pas la cause principale des pertes par commutation, qui sont surtout provoquées par le courant de queue, on va choisir une très faible valeur de l_s qui ne fera pas apparaître la tension de spike lors de la brusque décroissance de i_{GTO} . Cette approximation va cependant influencer l'estimation des pertes par commutation au blocage du GTO.

Le circuit de simulation utilisé pour étudier ce phénomène de tension de spike est un hacheur série à GTO dont les paramètres sont les suivants:

$E = 500V$	$R_s = 22\Omega$
$L_{ch} = 24mH$	$L_p = 0.6\mu H$
$R_{ch} = 5\Omega$	$l_s = 0.1\mu H$
$C_s = 0.047\mu F$	

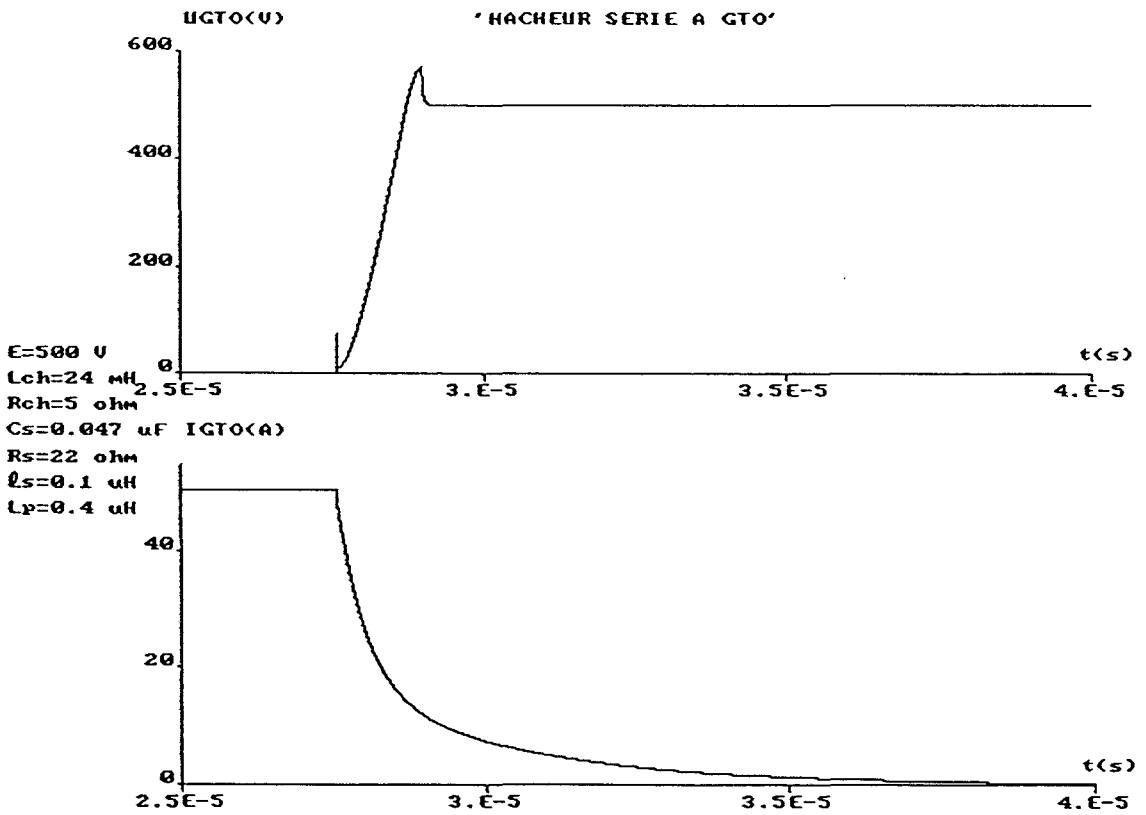
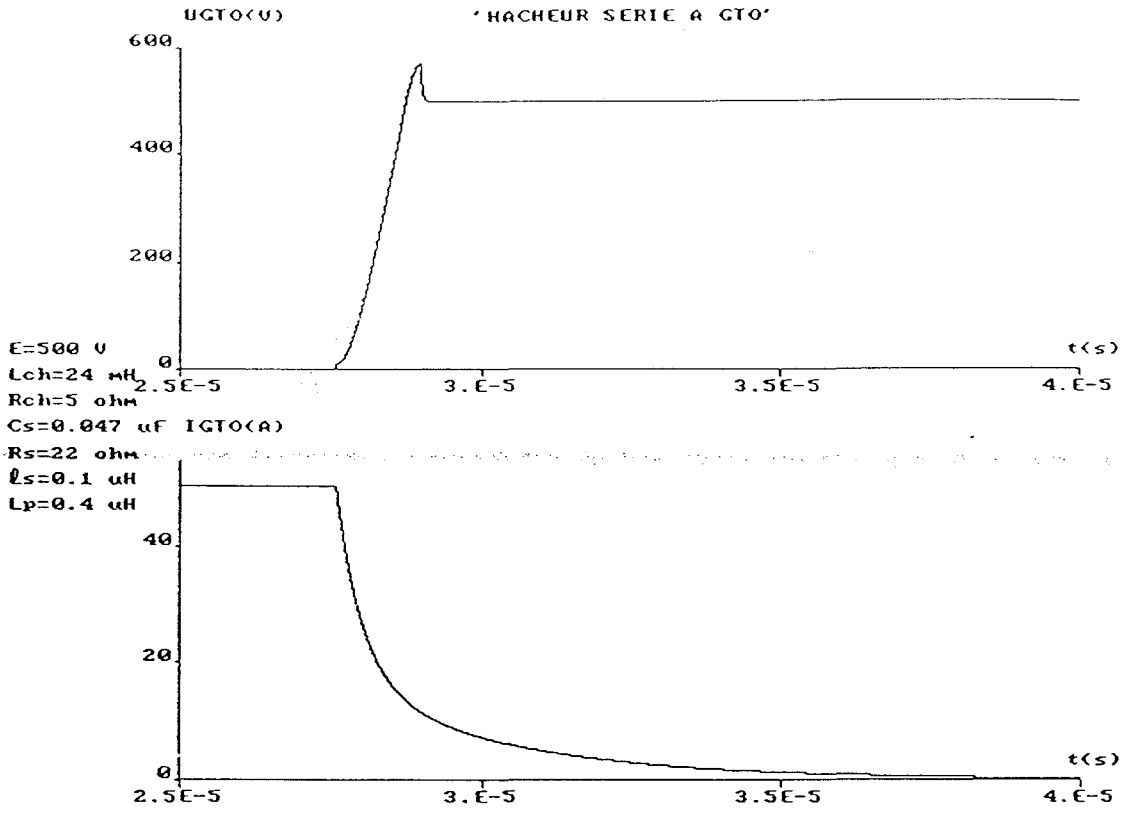


Fig 4.11

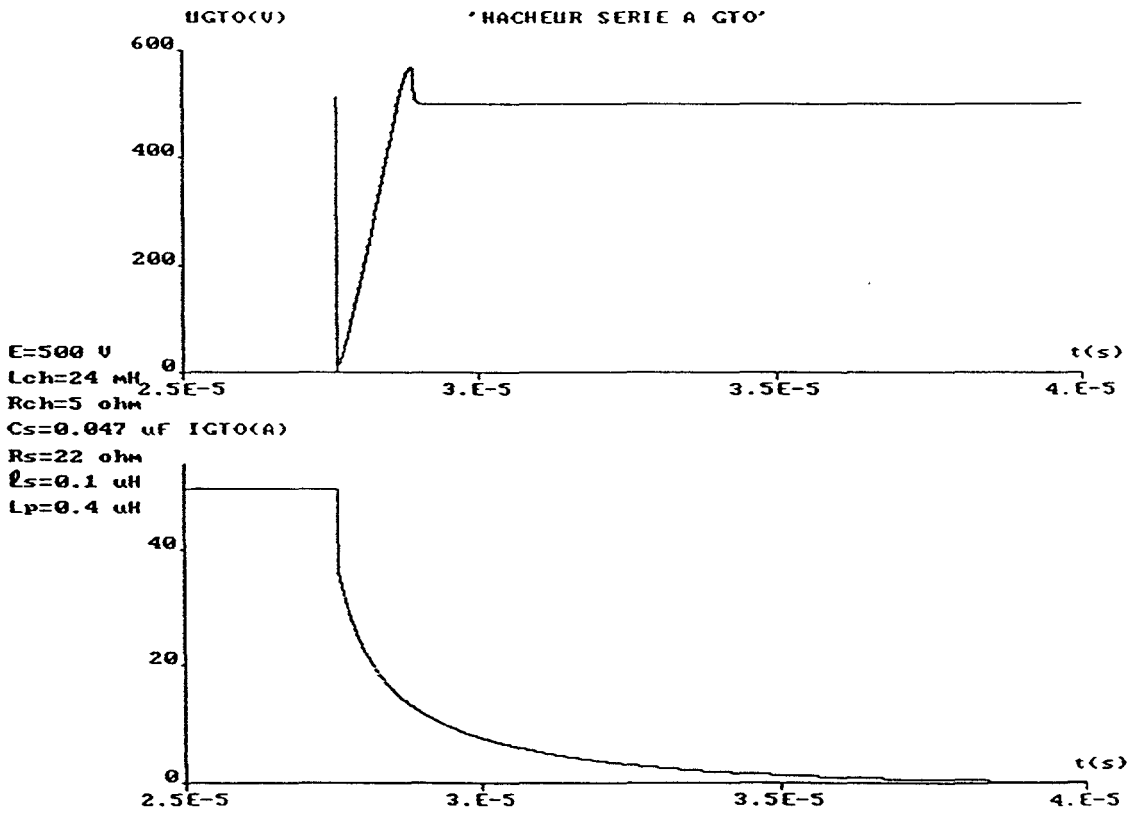
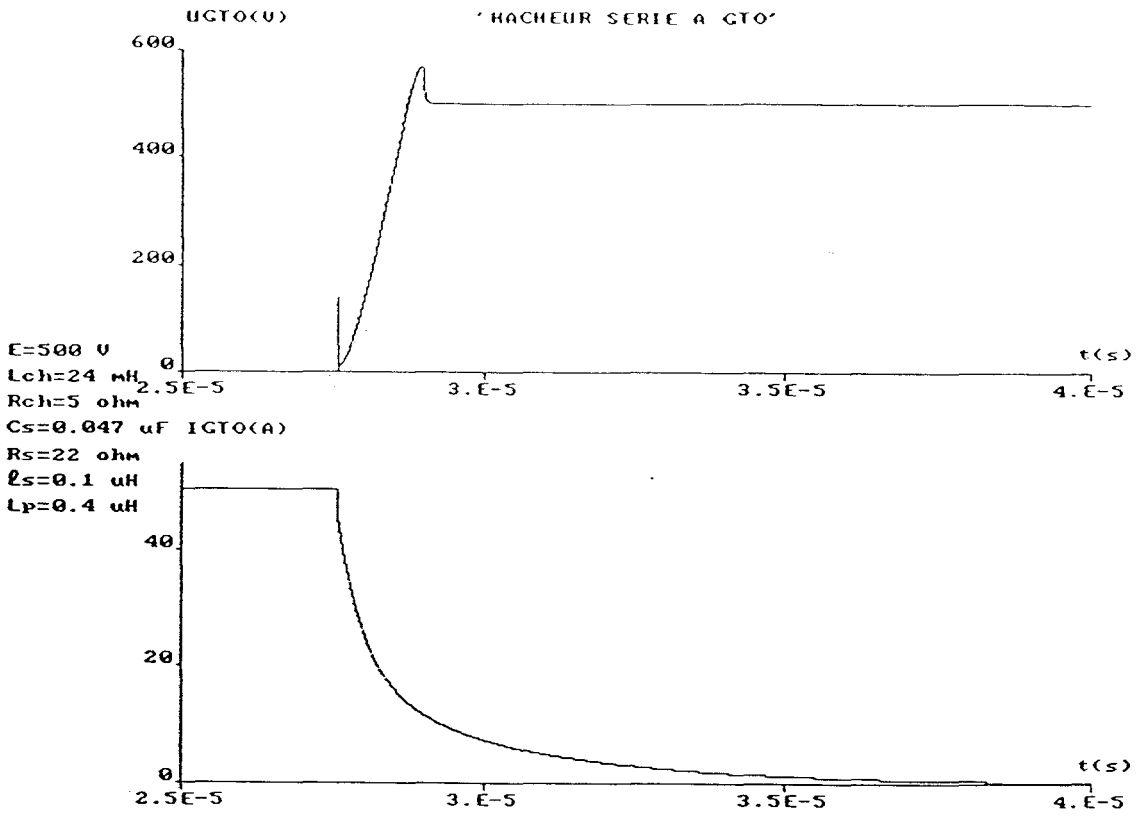


Fig 4.12

IV.4 COMPARAISON DES RESULTATS PRATIQUES ET DE SIMULATIONS

Pour la simulation du circuit on a utilisé les mêmes valeurs d'éléments que celles du montage expérimental avec des inductances parasites du circuit de puissance ($L_p = 0.6 \mu\text{H}$) et du circuit d'aide à la commutation ($\ell_s = 0,1\mu\text{H}$).

Le schéma du circuit expérimental sur lequel on a effectuer les mesures est représenté sur la figure 4.13.

Les données de simulations sont:

$E = 500\text{V}$	$C_s = 0.22\mu\text{F}$
$L_{ch} = 24\text{mH}$	$R_s = 22\Omega$
$R_{ch} = 5\Omega$	$L_p = 0.6\mu\text{H}$
$\ell_s = 0.1\mu\text{H}$	

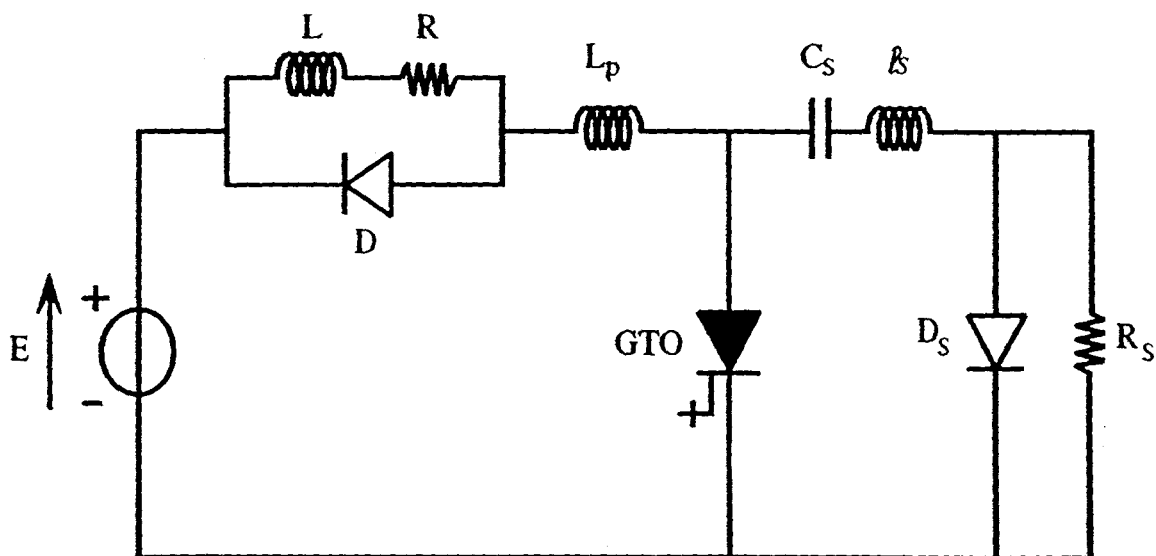


Fig 4.13

On montre sur la figure 4.14 , les formes d'ondes du courant dans le GTO et dans la diode de roue libre D obtenues par simulation qui sont comparées aux relevés pratiques. De même la figure 4.15 permet de comparer les courbes théoriques et expérimentales du courant et de la tension aux bornes du GTO.

La modélisation du GTO par un schéma électrique équivalent, le micro-modèle, et son introduction dans le circuit du convertisseur, le macro-modèle, donne les formes d'ondes des tensions et des courants durant la commutation.

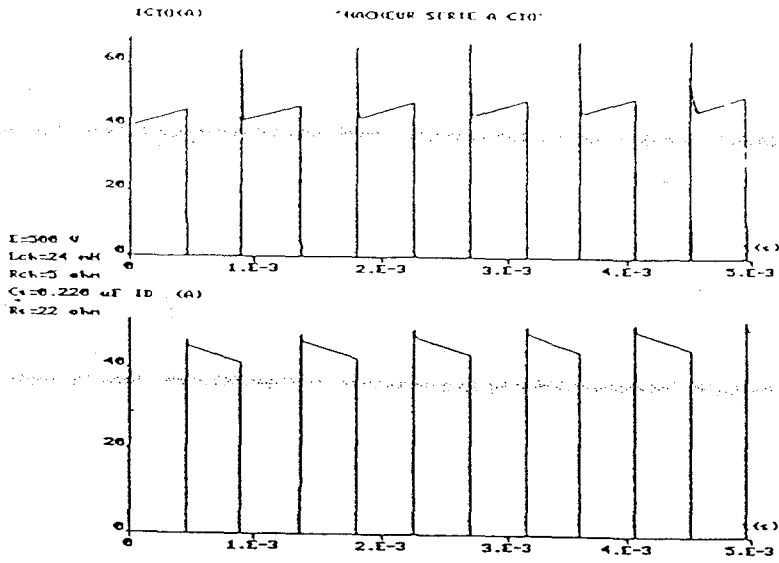
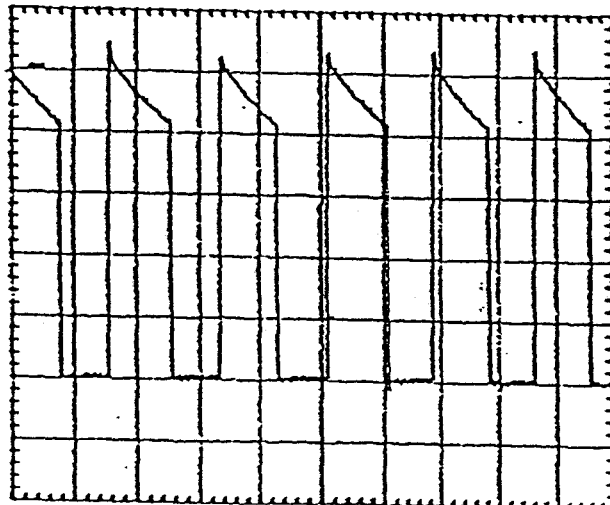
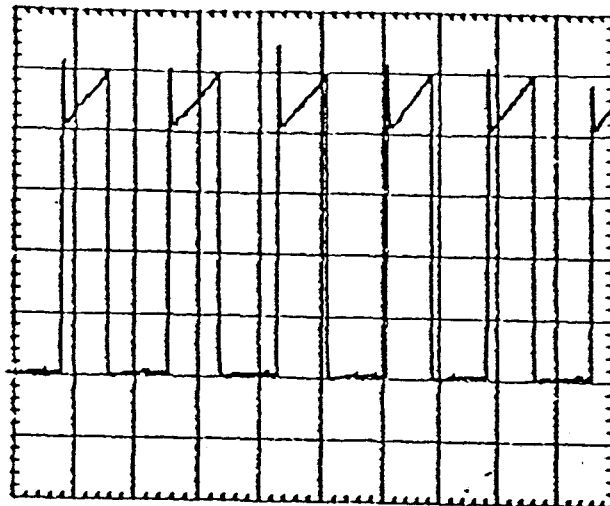
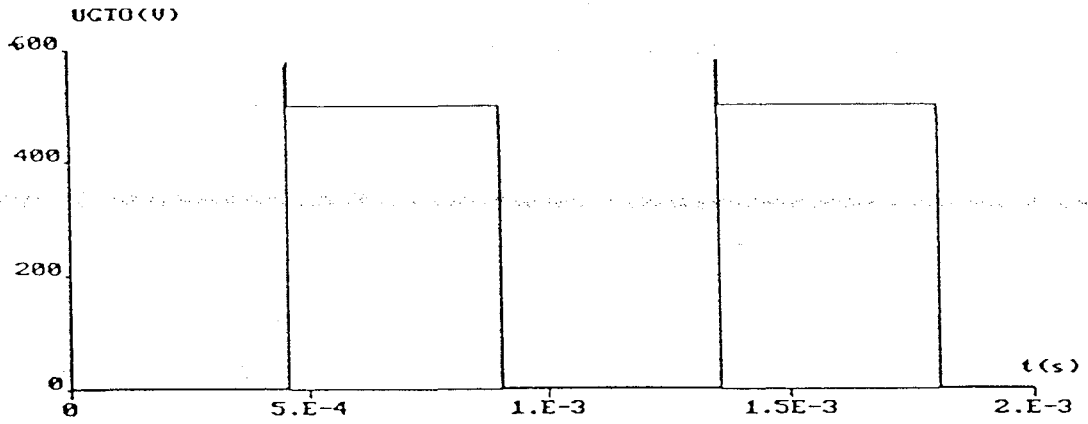


Fig 4.14

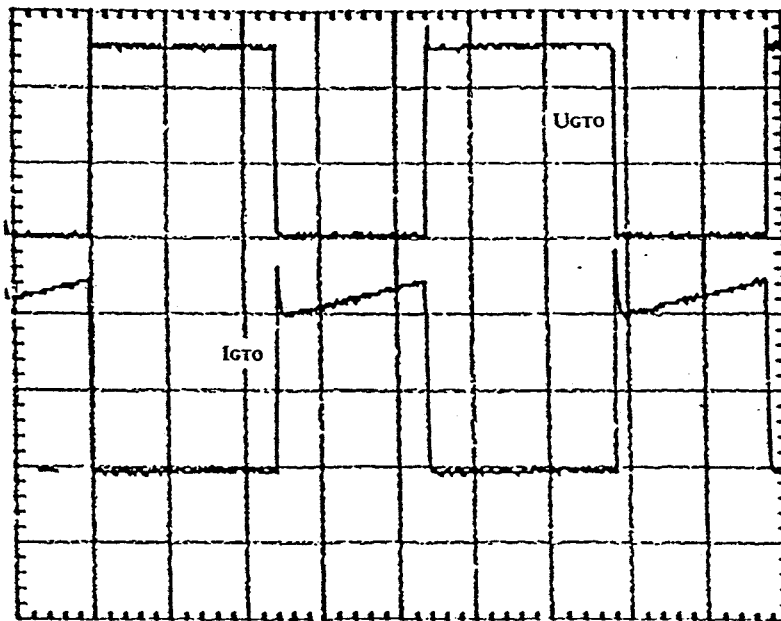
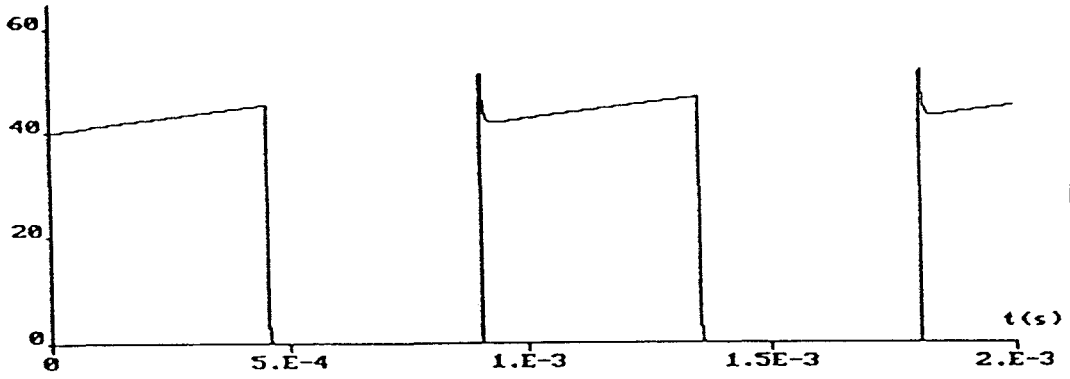


'HACHEUR SERIE A CTO'



E=500 V
 Lch=24 mH
 Rch=5 ohm
 Cs=0.220 uF
 Rs=22 ohm

ICTO(A)



U_{CTO} (200V/div)
 I_{CTO} (20A/div)
 200 μ s/div

IV.5 UTILISATION DU MODELE DU GTO POUR L'ESTIMATION DES PERTES PAR COMMUTATION

Une fois le modèle du GTO validé, on va l'utiliser dans un circuit hacheur série pour l'estimation des pertes par commutation.

Comme déjà mentionné précédemment, le GTO souffre des problèmes de pertes par commutation au blocage, qui sont dues essentiellement à l'existence d'un courant résiduel (courant de queue) au moment où la tension s'établit à ses bornes.

Les pertes par commutation sont directement proportionnelles à la fréquence de commutation, ce qui entraîne une limitation dans l'utilisation du GTO à haute fréquence.

Il faut rappeler que le modèle du GTO proposé ne permet pas de tenir compte de l'influence de la température sur la commutation et que l'absence de la tension de spike va introduire une erreur sur l'estimation des pertes.

En utilisant le modèle du GTO dans un circuit hacheur série, on va étudier l'influence de la variation de I_{GTO} sur les pertes par commutation au blocage.

1. Influence du courant commuté par le G.T.O (i_{GTO})

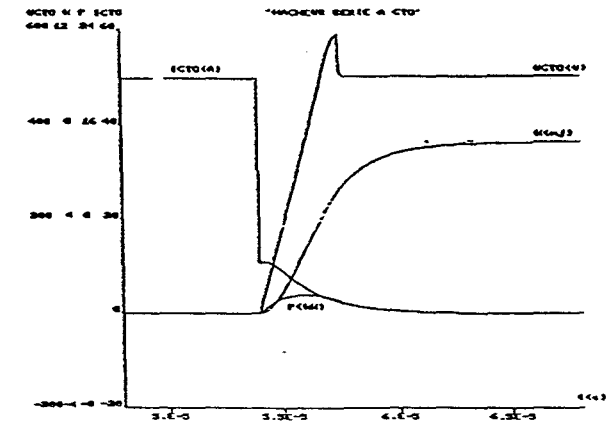
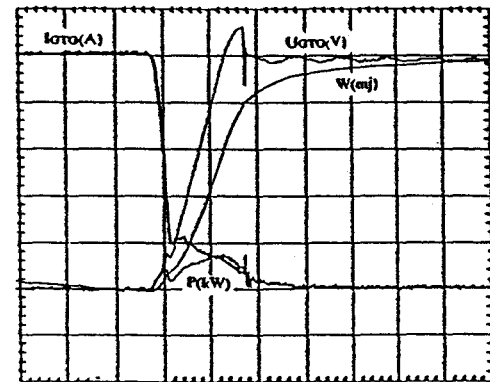
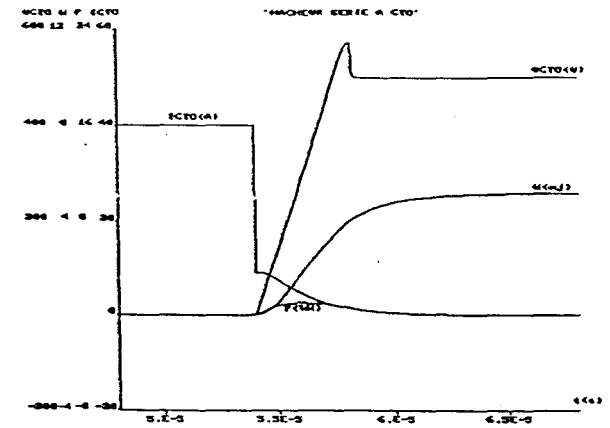
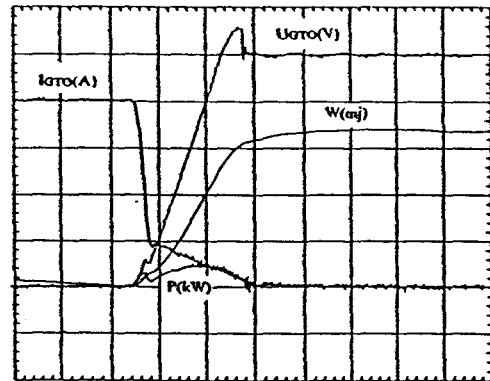
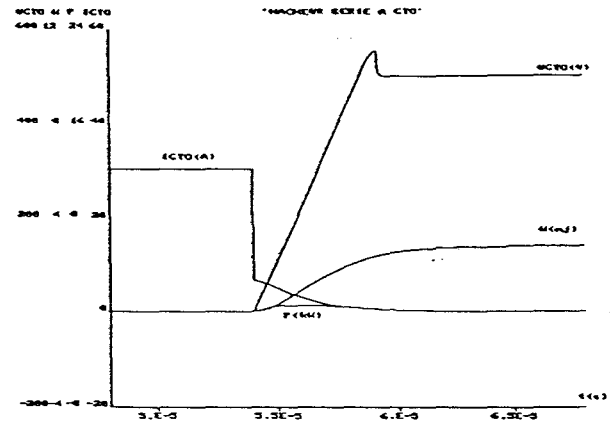
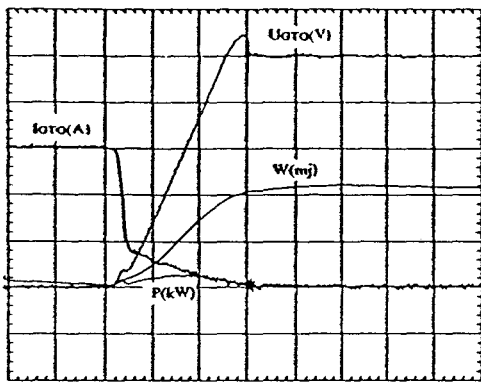
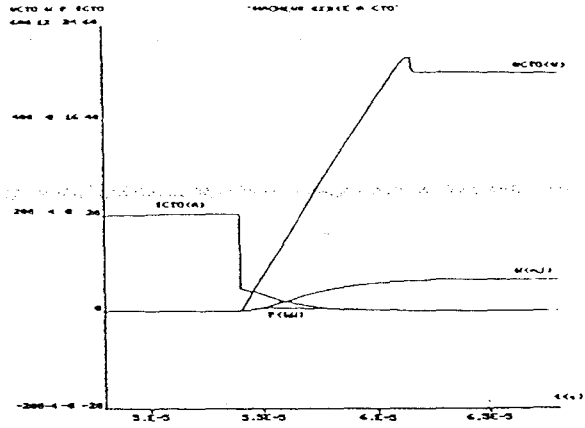
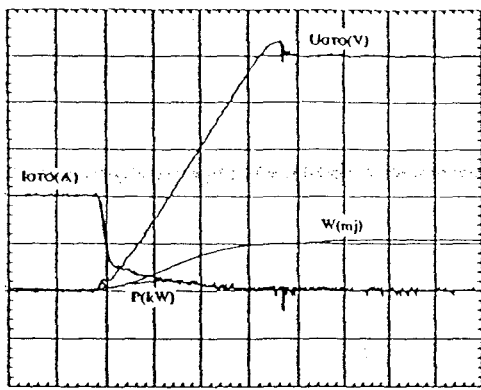
Pour montrer l'influence du courant du GTO sur les pertes par commutation la simulation du circuit précédent a été effectuée en considérant différentes valeurs du courant dans le GTO (20, 30, 40, 50A),(figure 4.16).

Les résultats obtenus permettent de tracer les pertes par commutation (W_{pertes}) en fonction du courant i_{GTO} (figure 4.17). Pour une tension d'alimentation donnée cette évolution peut être expliquée par la variation du courant de queue en fonction du courant i_{GTO} et de l'influence de la remontée de la tension aux bornes du GTO. En faisant varier les différents paramètres du circuit par la simulation on peut dimensionner chaque élément de façon à obtenir un fonctionnement optimal du GTO (minimum de pertes).

Le tableau 4.1 donne les résultats de simulations et des relevés pratiques qui représentent le fonctionnement du GTO dans cette structure.

Les différentes caractéristiques de commutation du composant sont données sur la figure 4.18.

D'autres comparaisons des résultats de simulations avec les relevés expérimentaux est donnée sur les figures 4.19 à 4.21.



Y/Div: Timebase:
 4.00kW 2.00us
 2.00mJ 2.00us
 100 V 2.00us
 10.0 A 2.00us

Fig 4.16

IGTO(A)	VDMprat (v)	W prat(mj)	ts prat(μ s)	t _f prat(μ s)	VDM theo	W theo(mj)	lqq pratiq	lqq théorie	G
5			1.2	0.1					2
10	22	0.1	1.5	0.3	16	0.67	3.5	2.6	2.85
15	28	1	1.8	0.4	24	1.4	4.5	3.8	3.4
20	34	2.2	2.2	0.5	32	2.2	5.3	5	3.85
25	40	3.3	2.6	0.5	42	3.3	6.2	6.2	4.1
30	45	4.5	3	0.6	50	4.2	7	7.2	4.3
35	50	5.6	3.3	0.6	58	5.25	7.8	8.1	4.45
40	55	6.8	3.6	0.6	65	6.2	8.5	9.1	4.6
45	60	8.2	4	0.6	72	7.2	9.5	10.2	4.73
50	66	9.7	4.4	0.7	82	8.2	10.5	11.2	4.75

TAB 4.1

$$W_{\text{pertes}} = f(\text{IGTO})$$

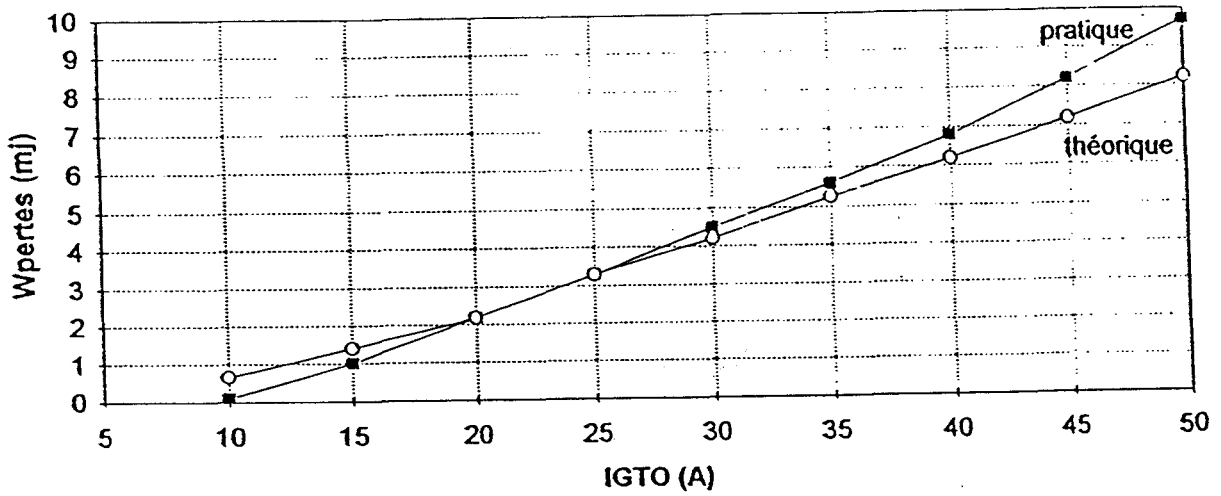
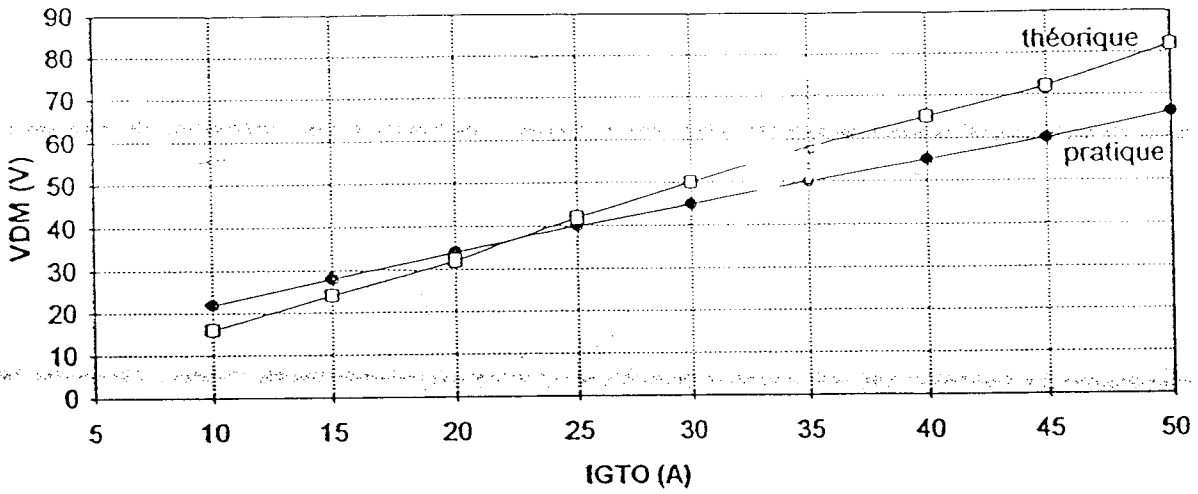
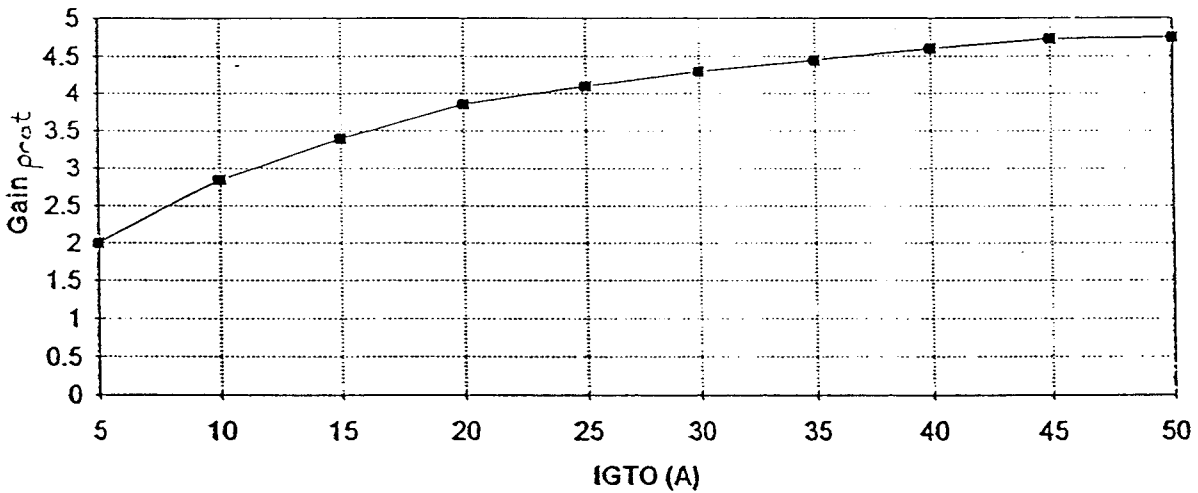


Fig 4.17

$$VDM = f(IGTO)$$



$$\text{Gain} = f(IGTO)$$



$$I_{cq} = f(IGTO)$$

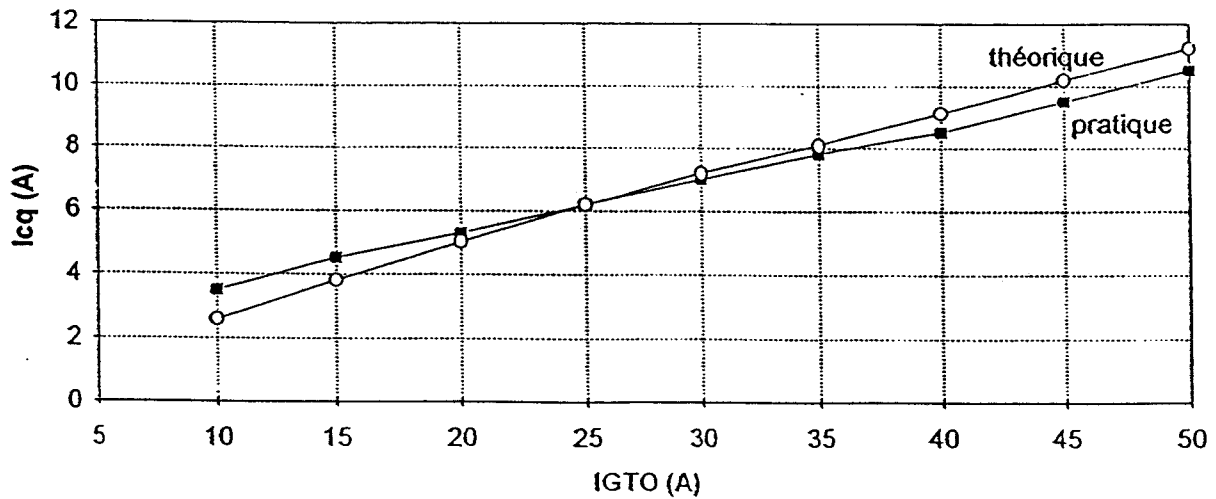
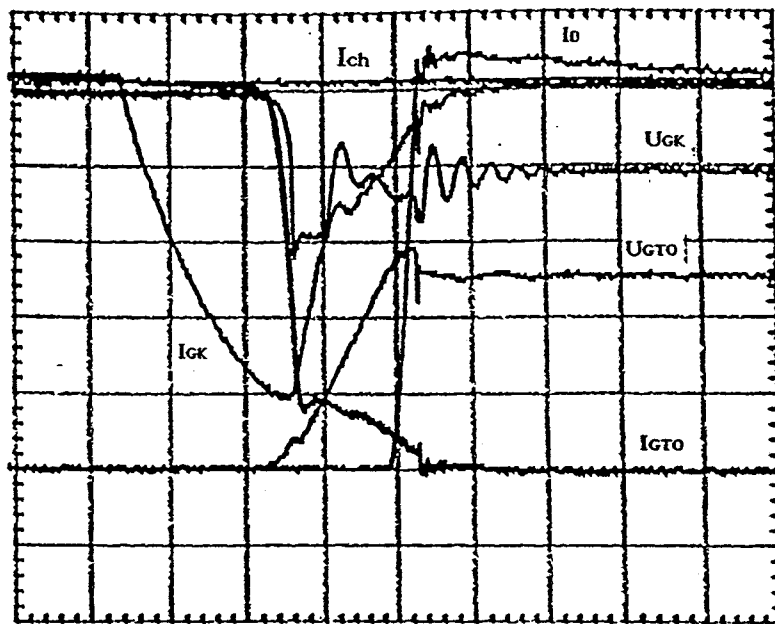
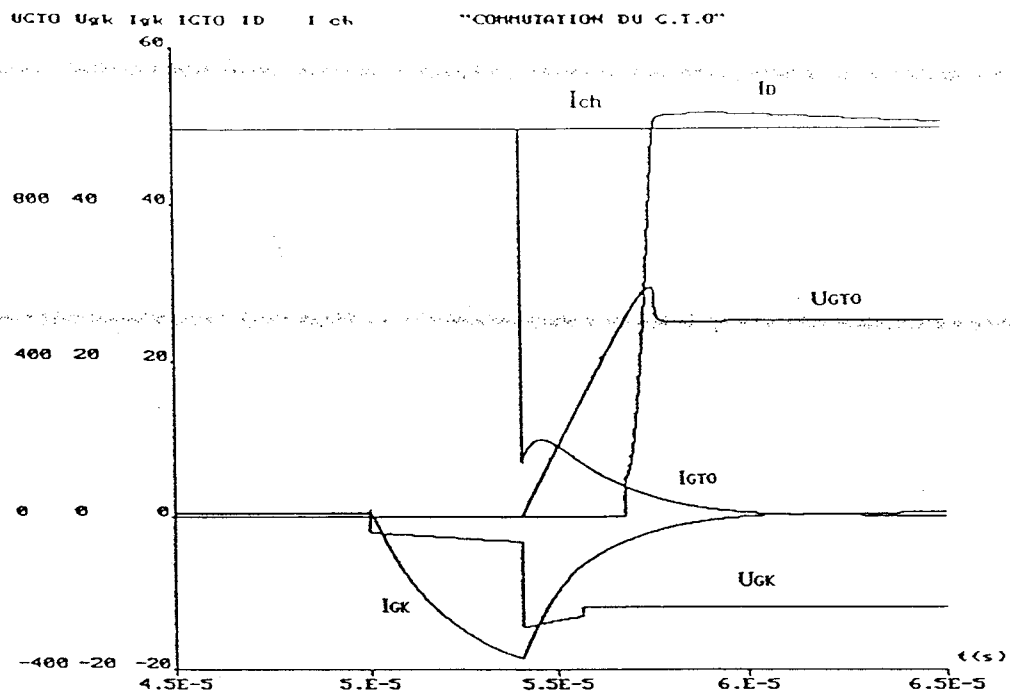
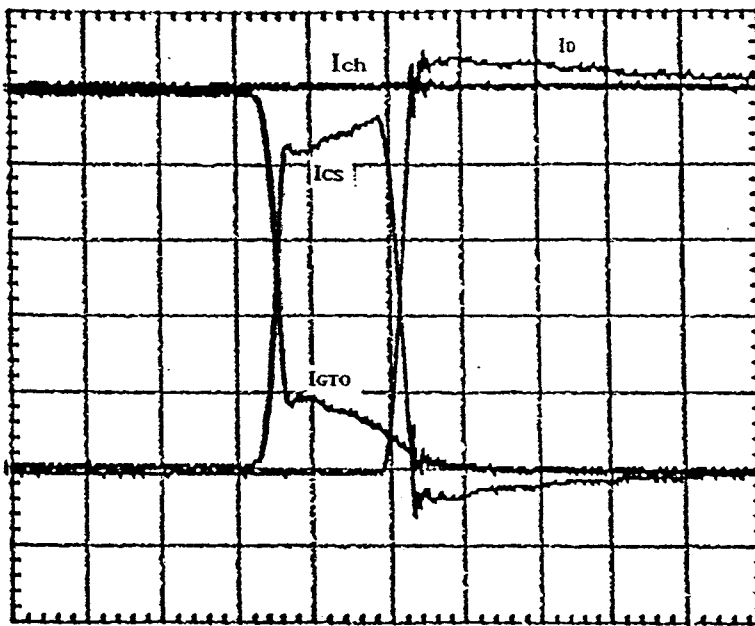
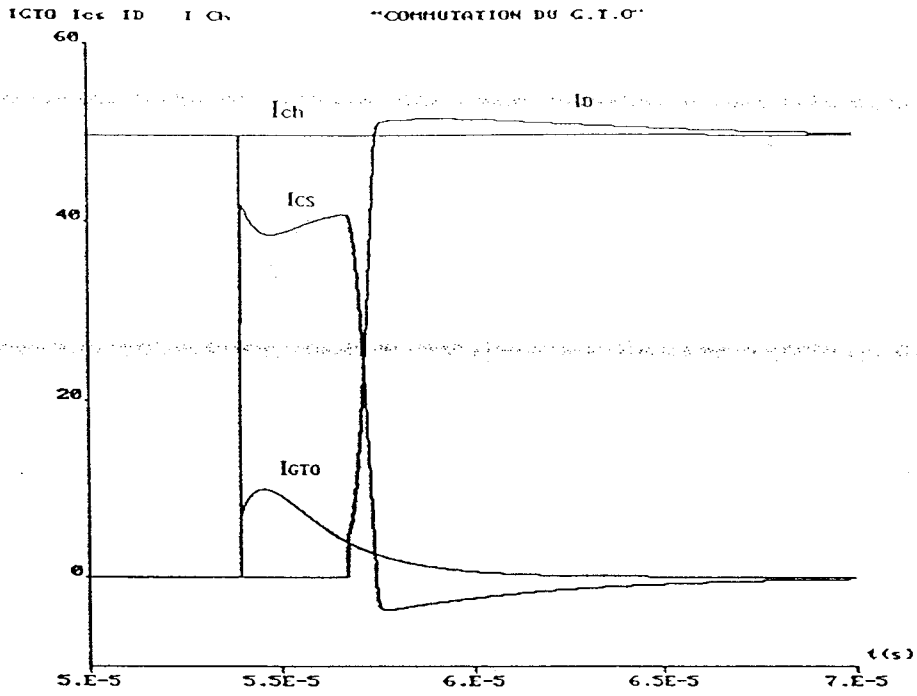


Fig 4.18



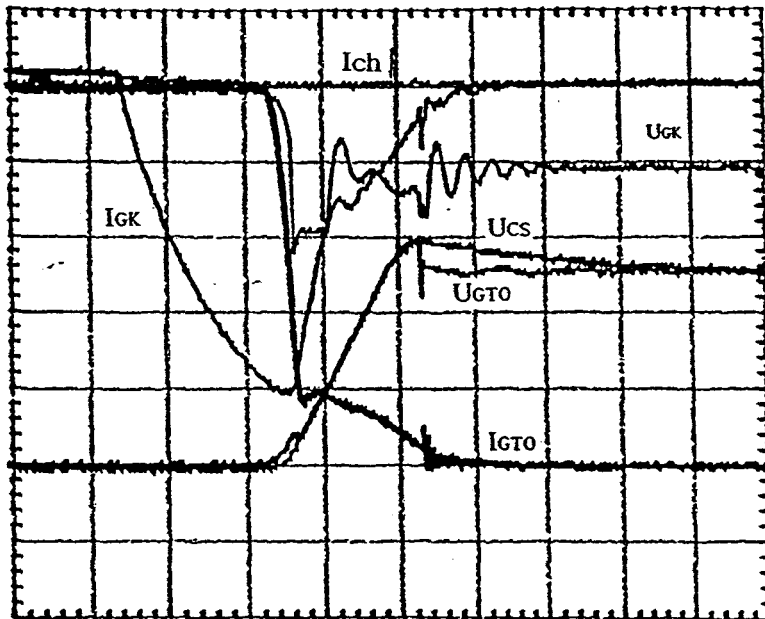
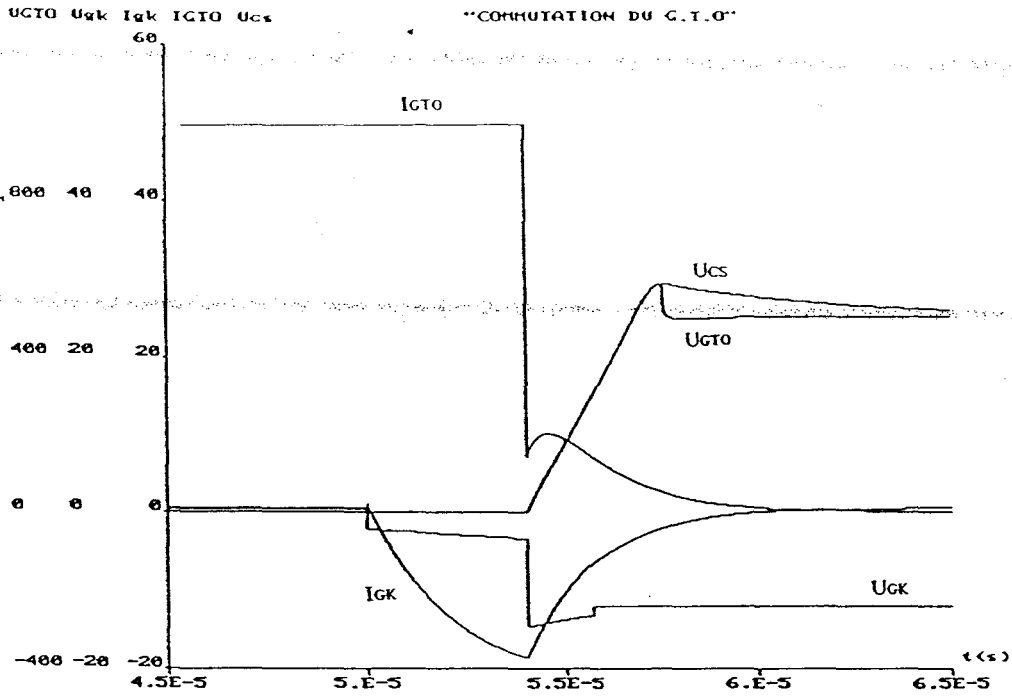
I_{gk}(5A/div)
 U_{gk}(10V/div)
 I_{ch}(10A/div)
 I_{gTO}(10A/div)
 U_{gTO}(200V/div)
 I_D (10A/div)
 2μs/div

Fig 4.19



$I_{ch}(10A/div)$
 $I_{cto}(10A/div)$
 $I_{cs}(10A/div)$
 $I_d (10A/div)$
 $2\mu s/div$

Fig 4.20



IGK(5A/div)
UGK(10V/div)
Ich(10A/div)
IGTO(10A/div)
UGTO(200V/div)
Ucs(200V/div)
2 μ s/div

Fig 4.21

CHAPITRE V

ETUDE DU CIRCUIT DE SOUFFLAGE DU G.T.O

ETUDE DU CIRCUIT DE SOUFFLAGE DU GTO

V.1 INTRODUCTION

Pour limiter les contraintes sur les interrupteurs et réduire leurs pertes, on fait appel au concept des interrupteurs résonnants. Ceux-ci mettent en oeuvre des éléments réactifs qui permettent de faire commuter les interrupteurs au zéro de tension ou au zéro de courant, en utilisant les montages indiqués sur la figure 5.1.

Le fonctionnement des interrupteurs est basé sur le principe des circuits résonnants qui utilisent au moins un interrupteur principal pour régler le transfert de puissance et éventuellement un interrupteur auxiliaire qui permet d'assurer la commutation spontanée [24].

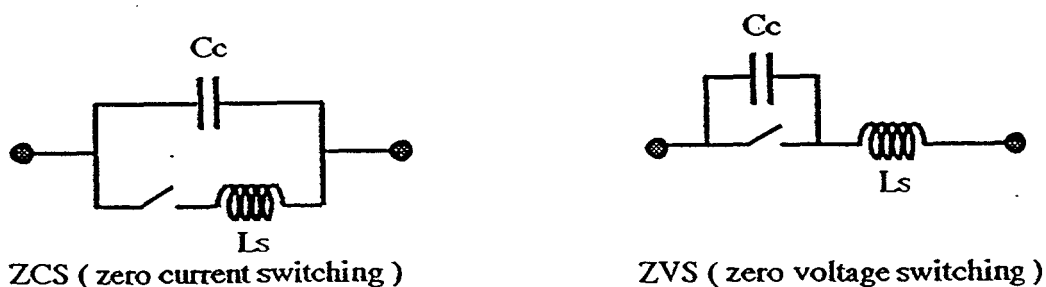


Fig 5.1

Dans notre cas on se limite au ZCS (figure 5.2):

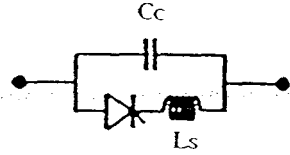
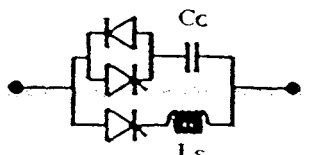
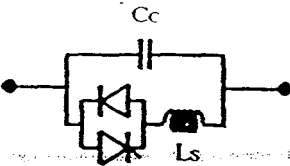
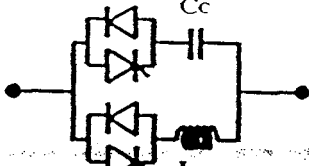
*Unidirectionnel en courant:		
*Bidirectionnel en courant:		
	Sans contrôle du temps de conduction	Avec contrôle du temps de conduction

Fig 5.2

V.2 INTERRUPTEUR RESONNANT

Dans une utilisation de type hacheur (figure 5.3), le temps de récupération du premier thyristor est égal au temps de conduction de la diode montée en antiparallèle. Lorsque la fréquence des commutations augmente, ce temps de récupération diminue et devient insuffisant pour un thyristor ordinaire. Par contre un GTO n'a pas besoin de temps de récupération: utilisé à la place du premier thyristor et avec une commande de gâchette appropriée, ses pertes de commutation au blocage pourront être réduites [25],[26],[27].

Les éléments L_s , C_c constituent un circuit résonnant (figure 5.3) dont l'oscillation est initiée par la fermeture des interrupteurs G_1 et G_2 ; l'ouverture de G_2 , interrompt momentanément l'oscillation qui reprend à la fermeture de G_2 ; cette nouvelle oscillation va permettre le passage par zéro du courant dans G_1 .

L'étude des caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs G_1 et G_2 nous permet de choisir deux interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, commandables à l'amorçage. Cet interrupteur G_1 , est constitué d'un premier thyristor avec une diode en antiparallèle, G_2 est formé d'un second thyristor avec une diode en parallèle inverse.

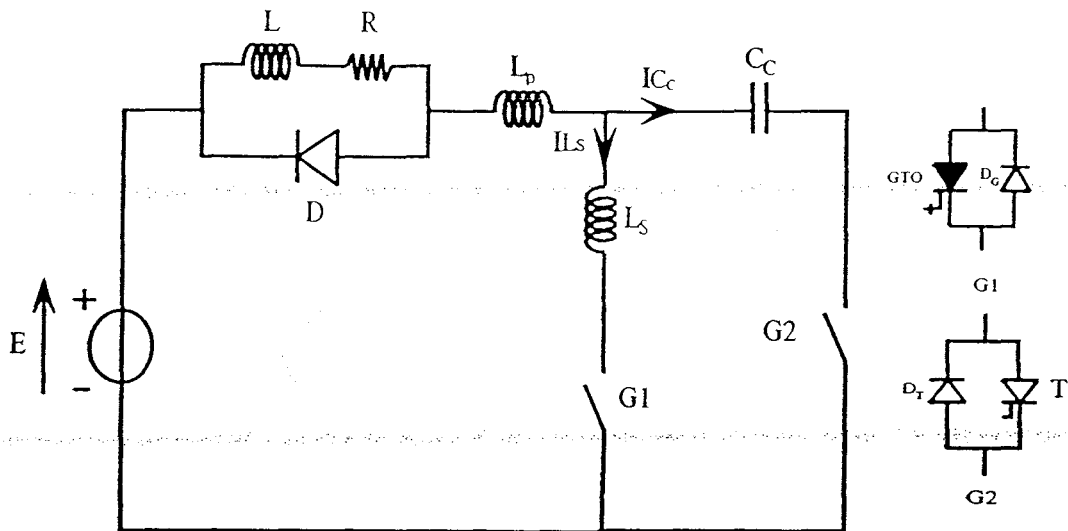


Fig 5.3

V.3 ETUDE DU FONCTIONNEMENT DU MONTAGE

La figure 5.3 montre une topologie de hacheur série qui utilise un GTO en interrupteur résonnant [28],[29]. Le montage est constitué d'un interrupteur principal GTO avec une diode D_g antiparallèle à ses bornes et d'un circuit L_s et C_c qui constitue le circuit résonnant.

A l'amorçage du GTO, le courant dans celui ci croit linéairement jusqu'à la valeur du courant de charge I , puis une oscillation de courant s'établit dans le circuit résonnant constitué par les éléments GTO, D_r , L_s et C_c .

Pour bloquer le GTO, on amorce le thyristor auxiliaire T , ce qui entraîne une oscillation négative dans le circuit (C_c , T , GTO, L_s) jusqu'à l'annulation du courant dans le GTO. La diode D_g assure ensuite le passage du courant négatif.

La figure 5.4 représente les formes d'ondes idéalisées du fonctionnement du montage. Grâce à l'utilisation du soufflage du GTO, sa commutation au blocage se fait au zéro de courant, mais il reste dans le GTO des charges stockées qu'il faut évacuer. Cela est rendu possible par une intervention sur la gâchette pour permettre une extinction rapide et efficace du GTO.

Pour mettre en évidence le soufflage du GTO, on va procéder à une modélisation par bond-graph du montage avec une modélisation fine de la commutation au blocage du composant, dont les résultats seront comparés à des relevés expérimentaux.

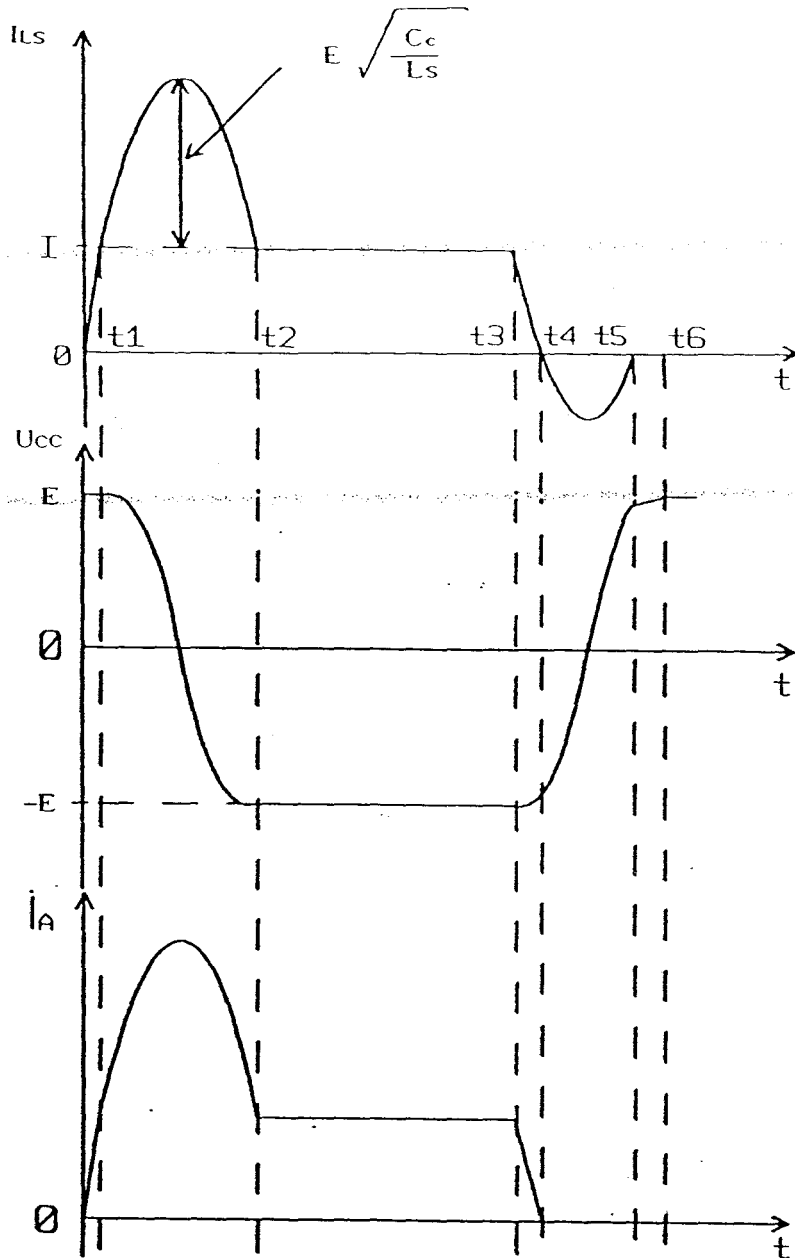


Fig 5.4

V.4 MODELISATION DU GTO EN INTERRUPTEUR RESONNANT PAR BOND-GRAPH

On étudie le principe du soufflage du GTO dans une structure hacheur série représentée sur la figure 5.5.

L_p est l'inductance parasite de câblage du circuit de puissance et R_s , C_s , D_s constituent le circuit d'aide à la commutation au blocage du GTO.

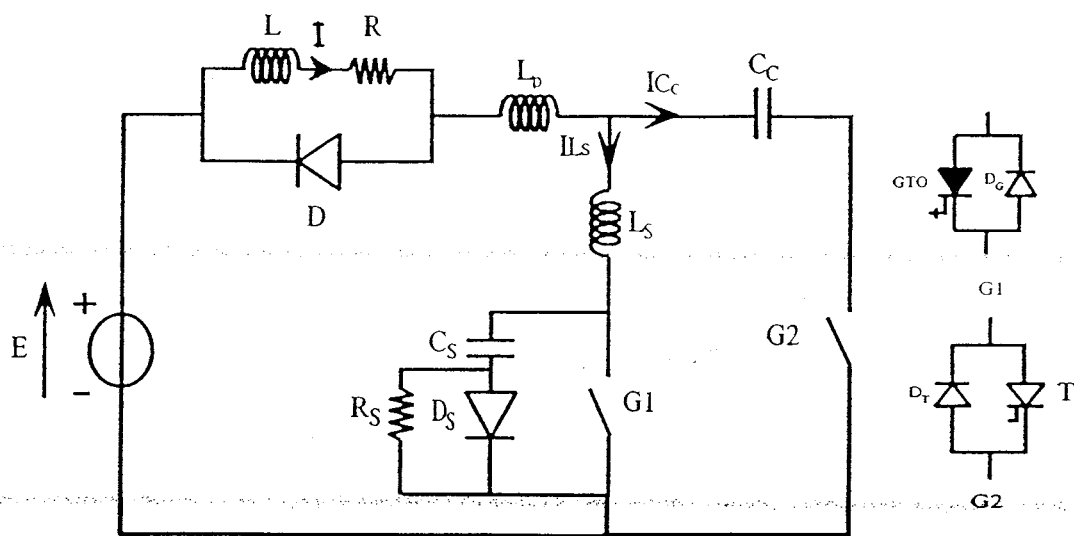


Fig 5.5

La première étape est la représentation du circuit sous forme bond-graph. Le circuit contient deux interrupteurs bidirectionnels en courant, notés G1 pour le GTO-D_G et G2 pour T-D_T.

Sur la figure 5.6 on donne la représentation bond-graph de la première topologie du circuit quand le GTO est conducteur.

M_G = 1

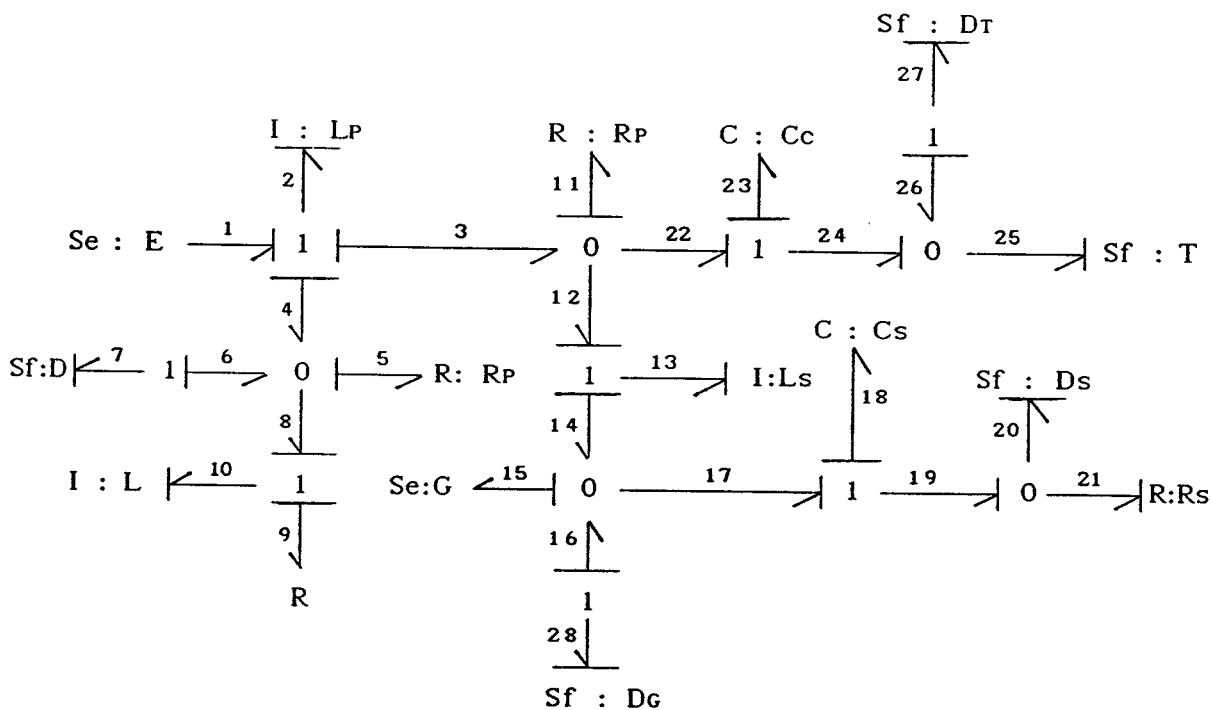


Fig 5.6

On remarque l'existence d'une boucle causale entre le GTO et la diode D_s , ils ont une commutation complémentaire, le changement de la causalité de l'un entraîne le changement de la causalité de l'autre.

Les autres interrupteurs ne forment pas de boucle causale entre eux on ajoute alors une résistance parasite ($R_p = 10 \text{ k}\Omega$) aux bornes de chaque interrupteur.

La mise en équation du circuit pour chaque topologie se fait en fonction des tests opérés sur l'état de chaque interrupteur. On procède à la mise en équation du circuit pour chaque configuration de la même manière.

V.4.1 Mise en équation du circuit

Pour la mise en équation du circuit, on utilise la procédure décrite en annexe: pour cela on définit les grandeurs d'états qui donnent les tensions et les courants suivants:

- U_L : Tension aux bornes de l'inductance L de la charge.
- U_{LP} : Tension aux bornes de l'inductance L_p parasite.
- U_{LS} : Tension aux bornes de l'inductance L_s
- i_{CC} : Courant dans le condensateur C_c
- i_{CS} : Courant dans le condensateur C_s
- V_G, V_T : Tensions aux bornes du GTO et du thyristor.
- V_{DG}, V_{DT} : Tensions aux bornes des diodes D_G et D_T .
- V_D, V_{DS} : Tensions aux bornes de la diode de roue libre et celle du C.A.L.C.

Phase 1 :

Initialement, on amorce le GTO schématisé sur la représentation bond-graph par G : il est associé à une logique de commande définie par le booléen M_G .

$M_G = 1$ quand l'interrupteur est conducteur et $M_G = 0$ quand il est bloqué.

La représentation bond-graph du circuit qui décrit le fonctionnement du montage durant cette topologie est donnée sur la figure 5.7.

MG = 1

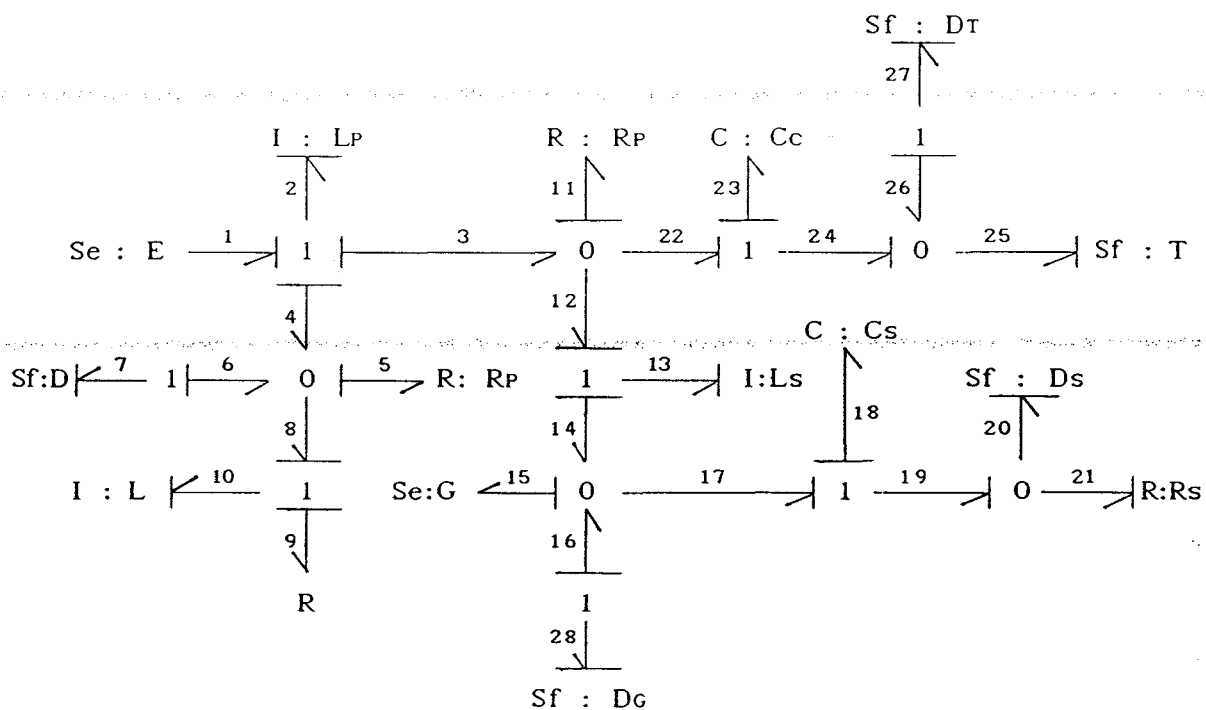


Fig 5.7

La mise en équation du circuit aboutit au système d'équations suivant:

MG = 1

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \right) - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) \\
 U_{LS} &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \right) - V_G \\
 i_{cc} &= 0 \\
 i_{cs} &= \left(V_G - \frac{q_s}{C_s} \right) \frac{1}{R_s}
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

Phase 2 :

Cette phase débute quand le courant dans le GTO atteint le courant dans la charge. La diode D_T se met à conduire ($M_{DT} = 1$). Dans cette configuration le GTO et la diode D_T conduisent en même temps (figure 5.8). Le système d'équations sera alors:

$M_G = 1$ et $M_{DT} = 1$

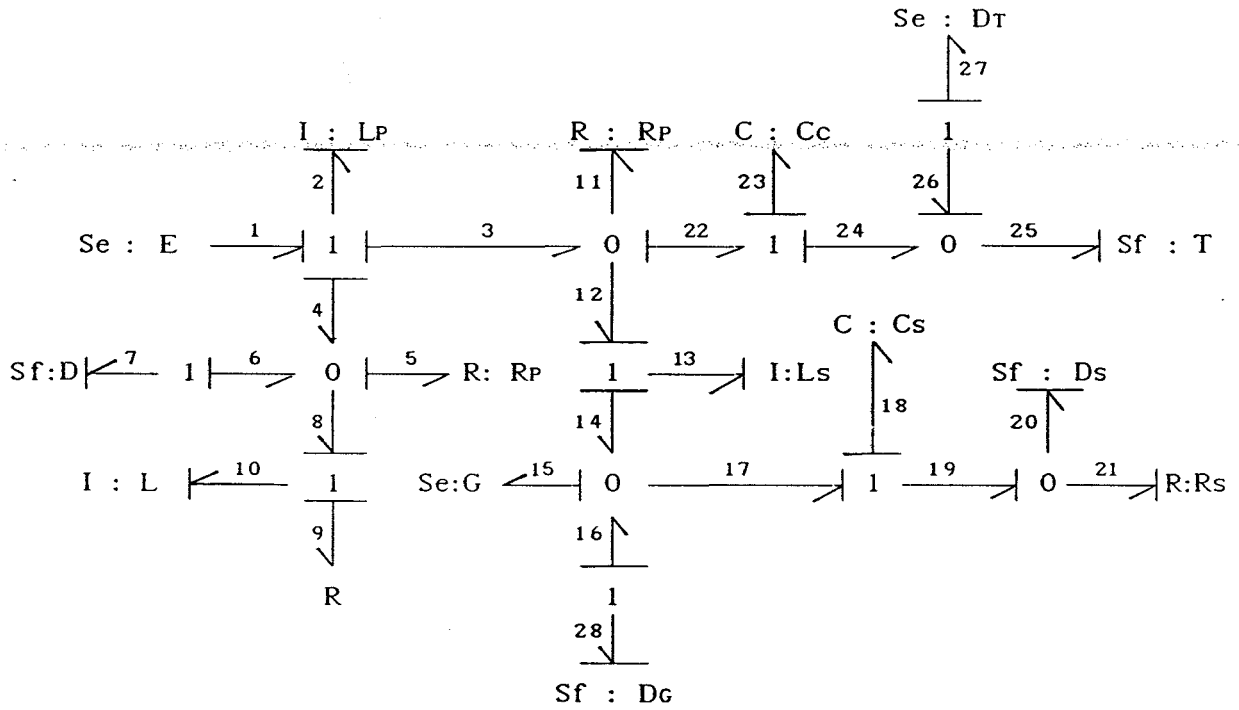


Fig 5.8

$M_G = 1$ et $M_{DT} = 1$

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_c}{C_c} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - V_G \\
 U_{LS} &= \frac{q_c}{C_c} + V_{DT} - V_G \\
 i_{cc} &= \frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} - \left(\frac{q_c}{C_c} + V_{DT} \right) \frac{1}{R_p} \\
 i_{cs} &= \left(V_G - \frac{q_s}{C_s} \right) \frac{1}{R_s}
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Phase 3 :

Dès que le courant dans le GTO atteint le courant dans la charge, le courant dans la diode D_T s'annule (blocage de la diode D_T). Sur la figure 5.9 on représente le circuit dans la topologie pour laquelle le GTO est conducteur. Pour cette configuration on aura le même système d'équations (5.1) qui reste valable jusqu'à ce qu'on donne l'ordre d'amorçage au thyristor T.

$M_G = 1$

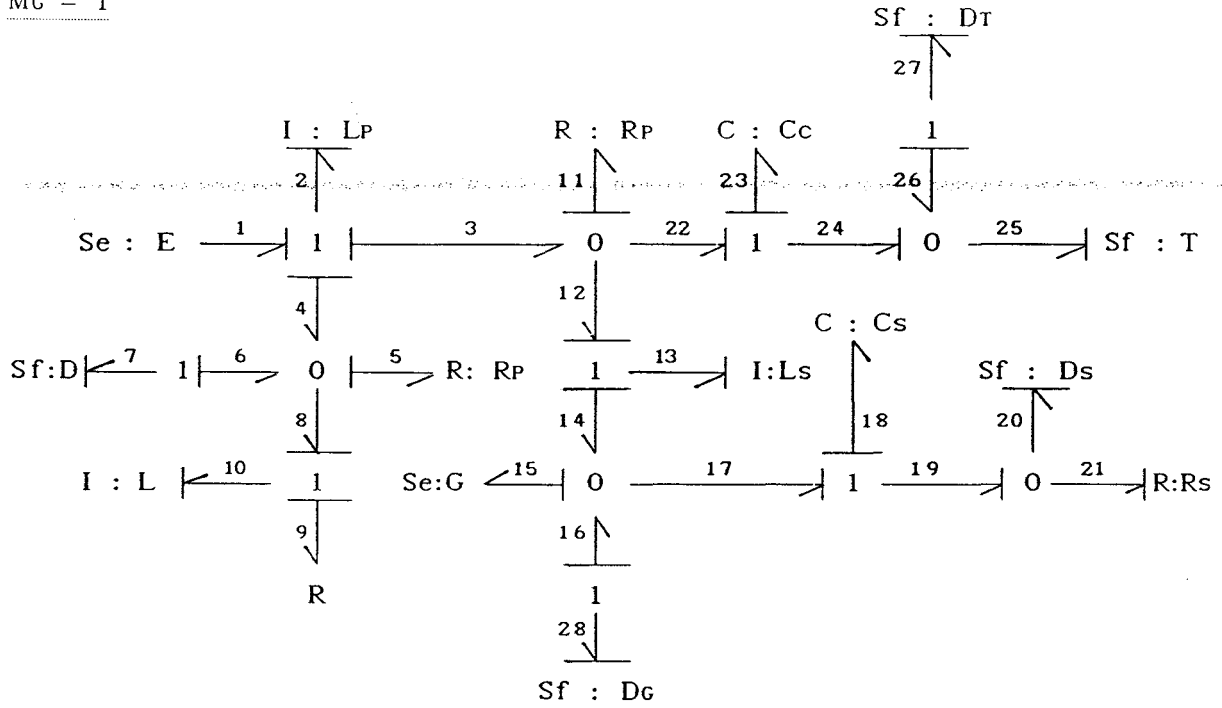


Fig 5.9

$M_G = 1$

$U_L = R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L}$ $U_{LP} = E - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \right) - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right)$ $U_{LS} = R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \right) - V_G$ $i_{cc} = 0$ $i_{cs} = \left(V_G - \frac{q_s}{C_s} \right) \frac{1}{R_s}$	(5.3)
--	-------

Phase 4 :

Pour bloquer le GTO, on amorce le thyristor T qui reprend la totalité du courant jusqu'à son annulation.

On applique le signal de commande au blocage sur la gâchette du GTO ce qui va permettre d'évacuer les charges qui restent stockées dans la jonction G-K. Le choix de l'instant de commande du GTO sera traité ultérieurement.

Donc le système d'équations sera donné pour: $M_G = 1$ et $M_T = 1$ ce qui correspond à la topologie de la phase 2 (figure 5.10).

Cette phase peut être divisée en deux sous phases:

Phase 4A :

Durant cet intervalle de fonctionnement, le courant dans le GTO diminue progressivement pour s'annuler: cette phase représente l'extinction naturelle du GTO.

Phase 4B :

Le passage par zéro du courant dans le GTO va entraîner son blocage et l'amorçage de la diode D_G . Le courant s'inverse alors dans L_s et continue son oscillation. Le passage par zéro du courant dans la diode D_G provoque son extinction naturelle. A cet instant le courant dans le thyristor T atteint le courant dans la charge.

$M_{DG} = 1$ et $M_T = 1$

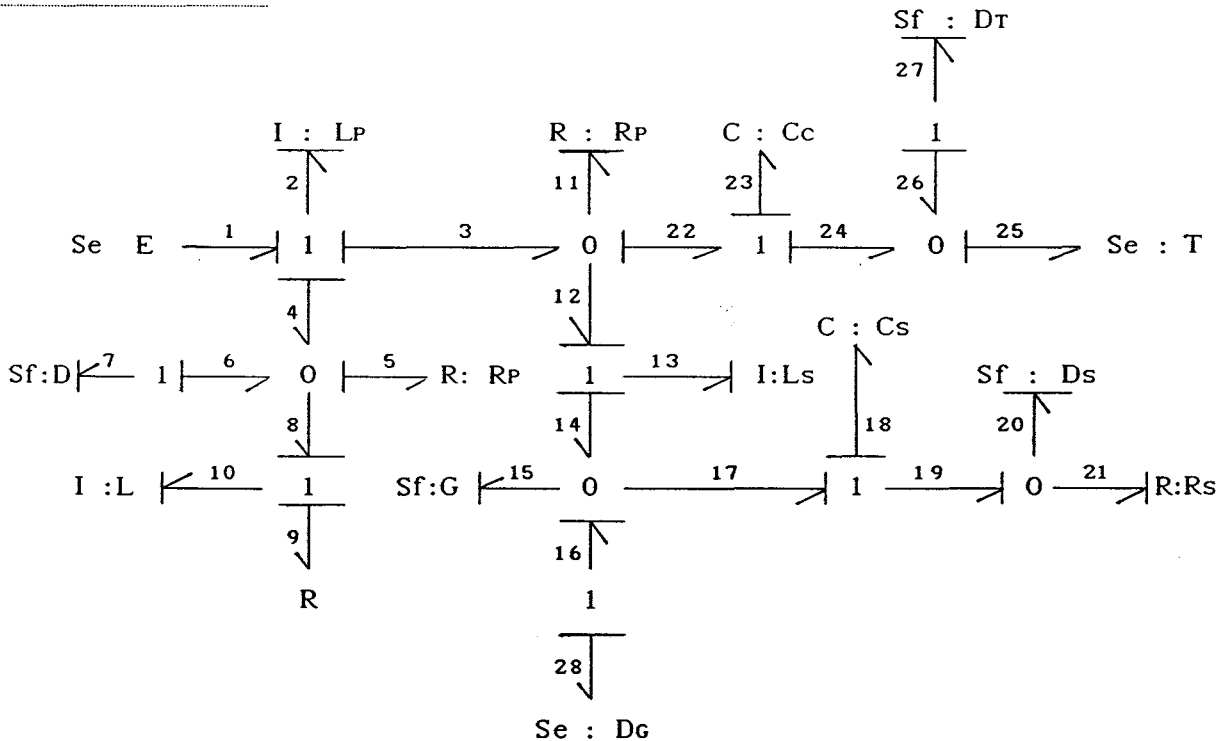


Fig 5.10

$M_{DG} = 1$ et $M_T = 1$

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_P \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - R_P \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - V_T \\
 U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} - V_T - V_{DG} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} - \left(\frac{q_C}{C_C} + V_T \right) \frac{1}{R_P} \\
 i_{CS} &= \left(V_{DG} - \frac{q_S}{C_S} \right) \frac{1}{R_S}
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Phase 5 :

Comme le courant dans l'interrupteur T a atteint la valeur du courant dans la charge, instantanément la diode Ds se met à conduire. L'amorçage de la diode Ds provoque la charge du condensateur Cs et la remontée de la tension aux bornes du GTO. Cette remontée s'opère après l'annulation du courant dans le GTO, donc normalement sans pertes. Durant cette phase on aura $M_T = 1$ et $M_{DS} = 1$: le circuit est représenté sur la figure 5.11.

$M_{DG} = 1$ et $M_T = 1$

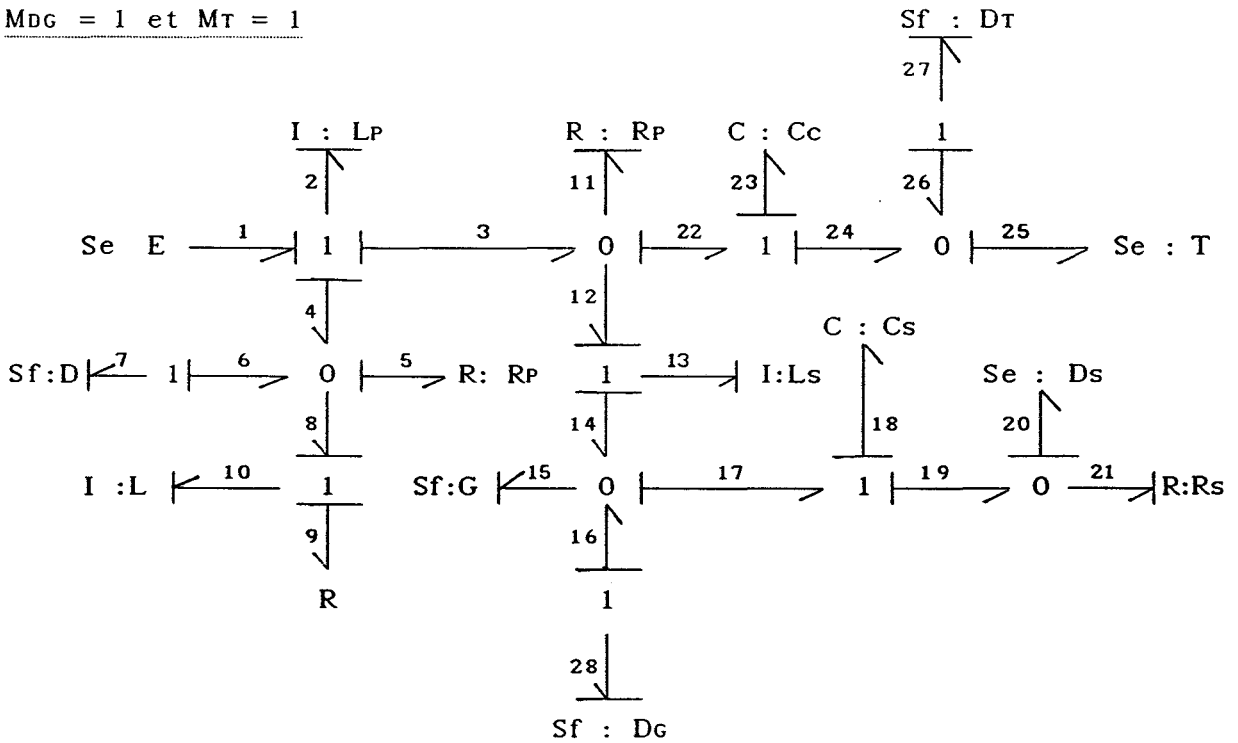


Fig 5.11

$$M_T = 1, M_{DS} = 1$$

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_P \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - R_P \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) \\
 U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} + V_T - \frac{q_S}{C_S} - V_{DS} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \left(\frac{q_C}{C_C} + V_T \right) \frac{1}{R_P} \\
 i_{CS} &= \frac{P_S}{L_S} - i_{GTO}
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

Le courant dans le condensateur C_S oscille une demi période puis s'annule ; la tension durant cet intervalle atteint la valeur $(E + \Delta U)$.

Phase 6 :

Cette phase commence au moment où le courant dans la diode D_S s'annule, la diode de roue libre D va voir une tension positive à ses bornes et se met à conduire pour reprendre progressivement le courant du thyristor T .

Durant cette phase on aura la commutation du courant entre le thyristor T et la diode de roue libre D . Suite à l'amorçage de la diode de roue libre D , le courant du thyristor T s'annule ce qui va entraîner son blocage (commutation naturelle du thyristor T).

Pendant cette phase on aura deux interrupteurs, le thyristor T et la diode de roue libre D , qui conduisent en même temps.

La représentation bond-graph du circuit durant cette topologie est donnée sur la figure 5.12.

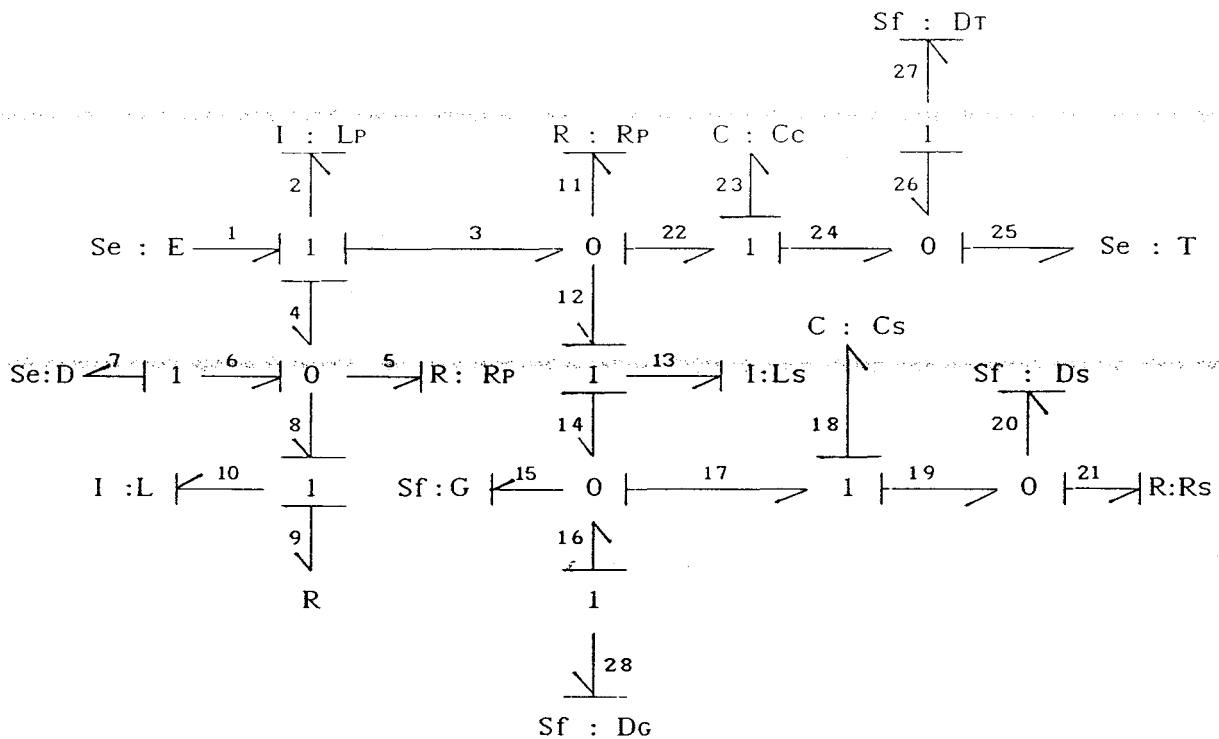


Fig 5.12

$M_T = 1$ et $M_D = 1$

$$\begin{aligned}
 U_L &= V_D - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - V_T - V_D \\
 U_{LS} &= - \frac{q_C}{C_C} + V_T - \frac{q_S}{C_S} - R_S \frac{P_S}{L_S} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \left(\frac{q_C}{C_C} + V_T \right) \frac{1}{R_P} \\
 i_{CS} &= \frac{P_S}{L_S}
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

Cette phase dure jusqu'à l'annulation du courant dans le thyristor T ce qui va entraîner son blocage.

Phase 7 :

L'annulation du courant dans le thyristor T est suivie par une phase de recouvrement inverse qui se termine par son blocage définitif après quelques périodes d'oscillations amorties (figure 5.13).

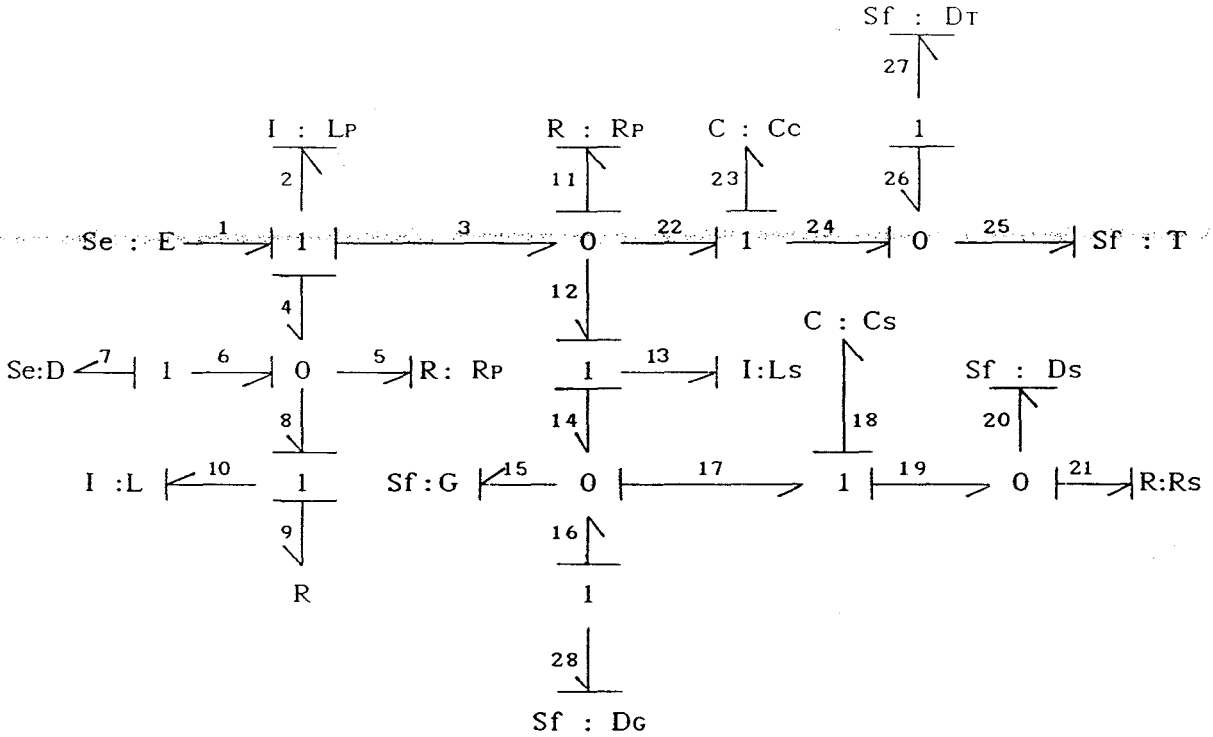


Fig 5.13

Cette phase de roue libre va durer jusqu'au prochain ordre d'amorçage du GTO. Le système d'équations qui décrit le fonctionnement du circuit durant cette phase est donné par:

$M_D = 1$

$$\begin{aligned}
 U_L &= V_D - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - R_P \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} \right) - V_D \\
 U_{LS} &= R_P \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} \right) - \frac{q_s}{C_s} - R_s \frac{P_S}{L_S} \\
 i_{cc} &= 0 \\
 i_{cs} &= \frac{P_S}{L_S}
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

V.4.2 Résultats de simulation

On représente sur la figure 5.14 les résultats de simulation sur une période. La figure 5.15 représente les trois premières phases de fonctionnement du circuit.

Les formes d'ondes des différentes grandeurs qui décrivent le processus de blocage du GTO sont données sur la figure 5.16.

On remarque qu'à l'amorçage, le courant dans le GTO est très important, à cause de la charge de la capacité C_c du circuit de soufflage à travers la diode D_r , ce qui va entraîner l'augmentation du calibre du GTO.

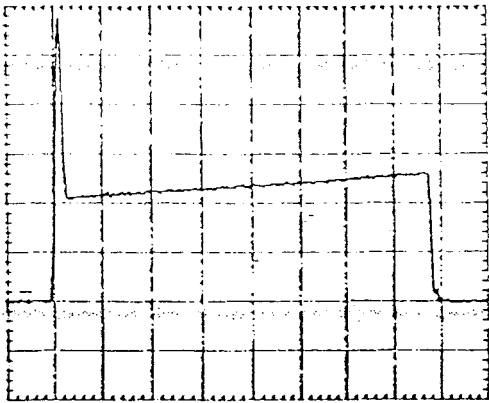
A la fin du processus de soufflage, une oscillation amortie apparaît après l'amorçage de la diode de roue libre D : ceci peut être expliqué par le fait que le thyristor T ne se bloque pas définitivement au passage par zéro du courant (phase 7), mais se met à conduire chaque fois que le courant redevient positif. Ce phénomène d'oscillation du courant dans le thyristor T va durer jusqu'à ce qu'on atteigne le temps de retard au blocage t_q du thyristor T . Sur la simulation, on retrouve le même phénomène, mais peu amorti, car on ne prend pas en compte la variation de la résistance interne du thyristor T qui augmente en fonction du temps t_q .

V.4.3 Nouvelle structure du circuit de soufflage

Pour résoudre ces problèmes (la surintensité à l'amorçage et les oscillations du courant durant le processus de blocage du GTO), on ajoute une inductance L_D en série avec la diode D_r . Cette inductance L_D permet de limiter le dV/dt aux bornes du thyristor T au moment du blocage (accélération du blocage de T) et aussi de réduire le maximum du courant dans le GTO à l'amorçage. La valeur maximale du courant durant la deuxième phase de commutation quand le GTO et la diode D_r conduisent est égale à :

$$i_{G1} = I_0 + E \sqrt{\frac{C_c}{L_s + L_D}} \quad (5.8)$$

Il existe d'autres types de montage qui permettent de réduire ces oscillations [29].



I_{GTO} (20A/div)
50μs/div

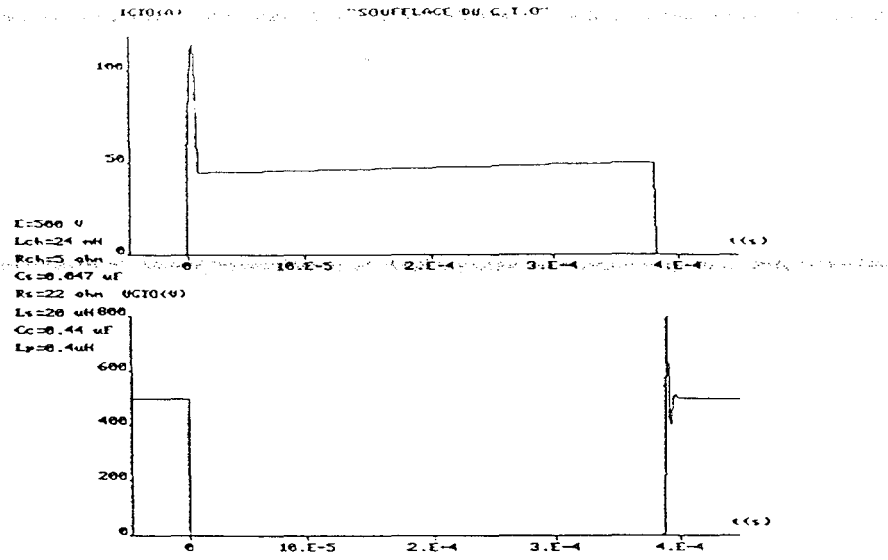
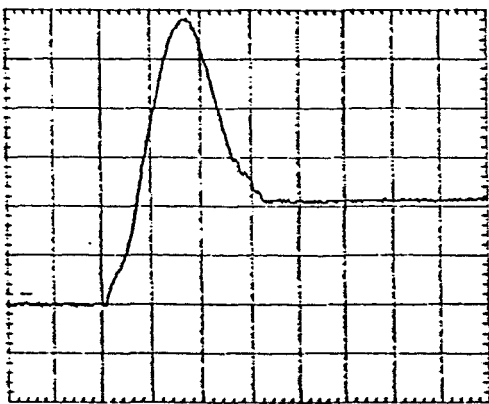


Fig 5.14



I_{GTO} (20A/div)
5μs/div

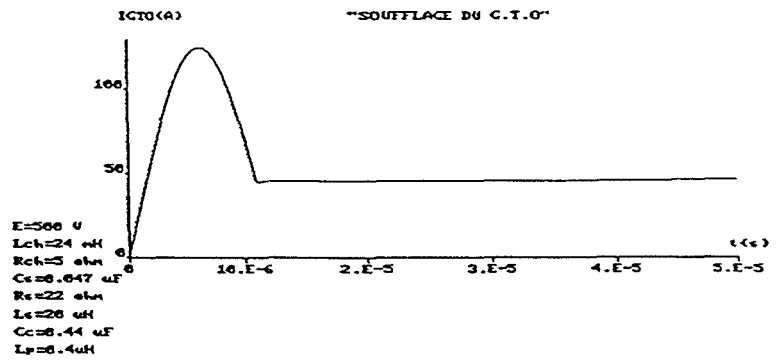


Fig 5.15

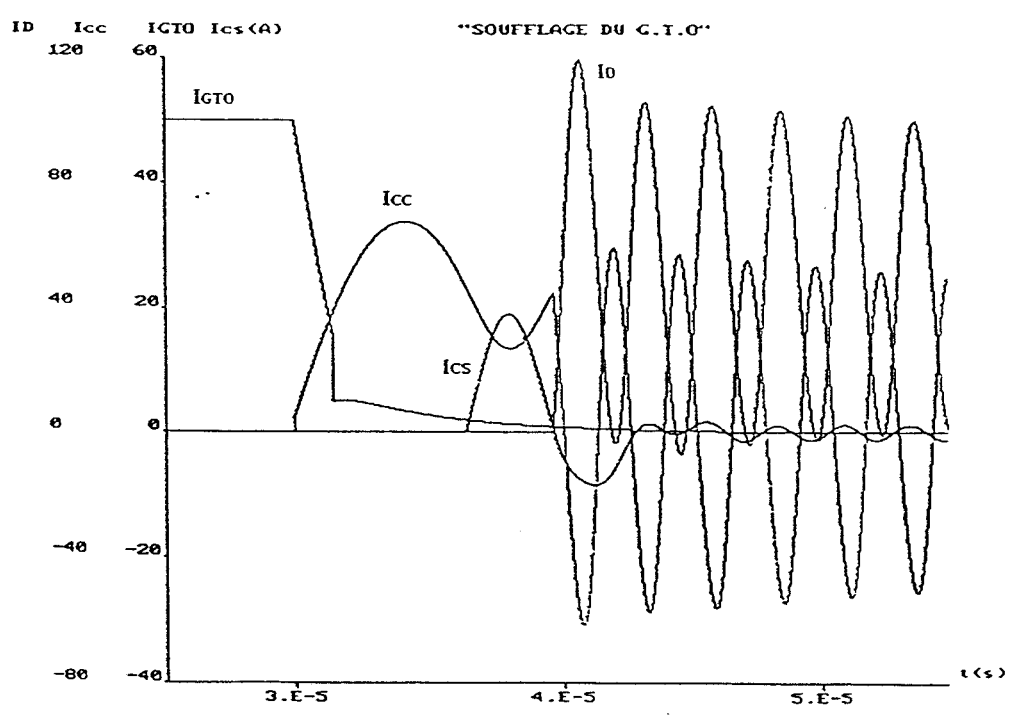
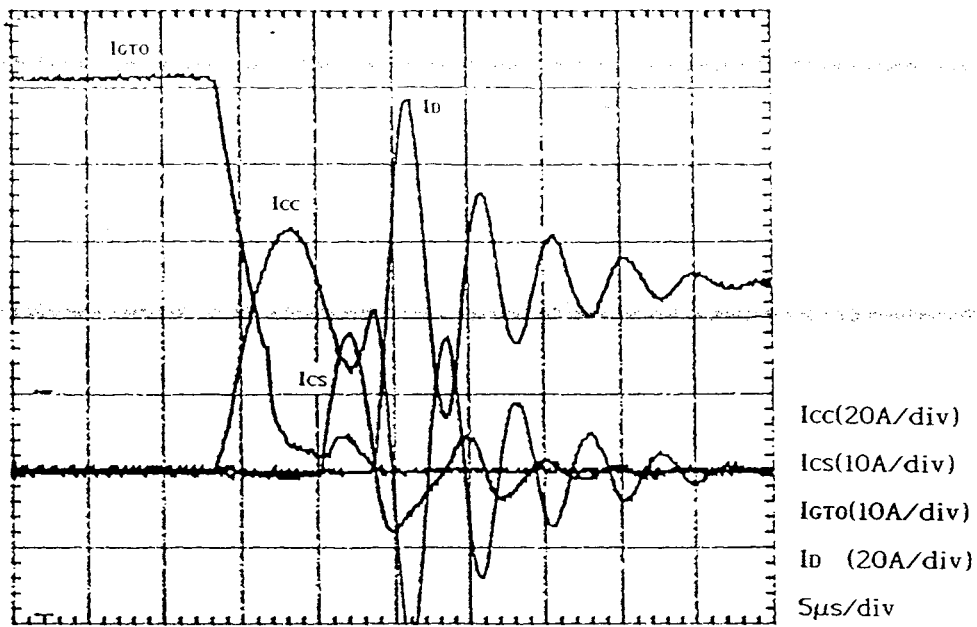


Fig 5.16

Le nouveau circuit de soufflage du GTO est donné sur la figure 5.17. La représentation bond-graph du circuit pour une topologie durant laquelle le GTO est conducteur et tous les autres commutateurs sont bloqués est donnée sur la figure 5.18. Une nouvelle mise en équation de ce circuit est nécessaire.

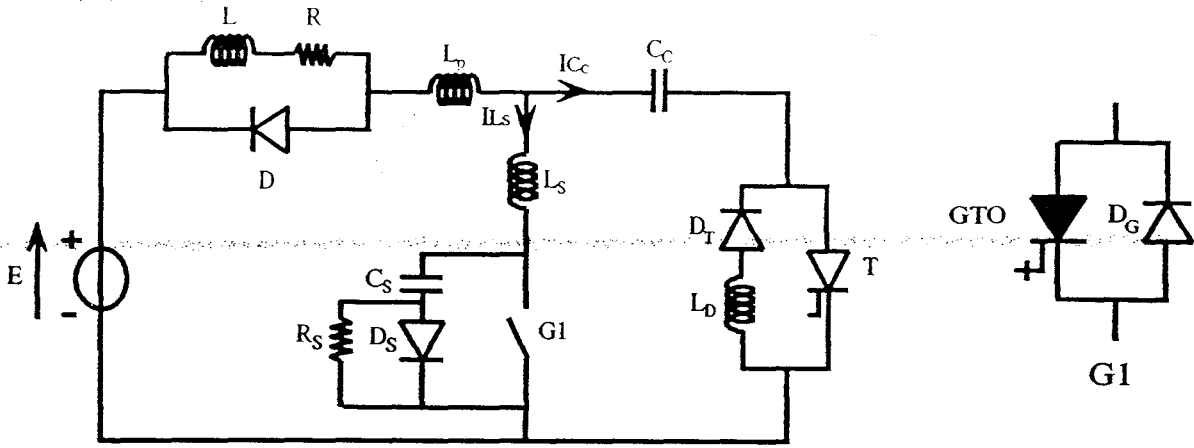


Fig 5.17

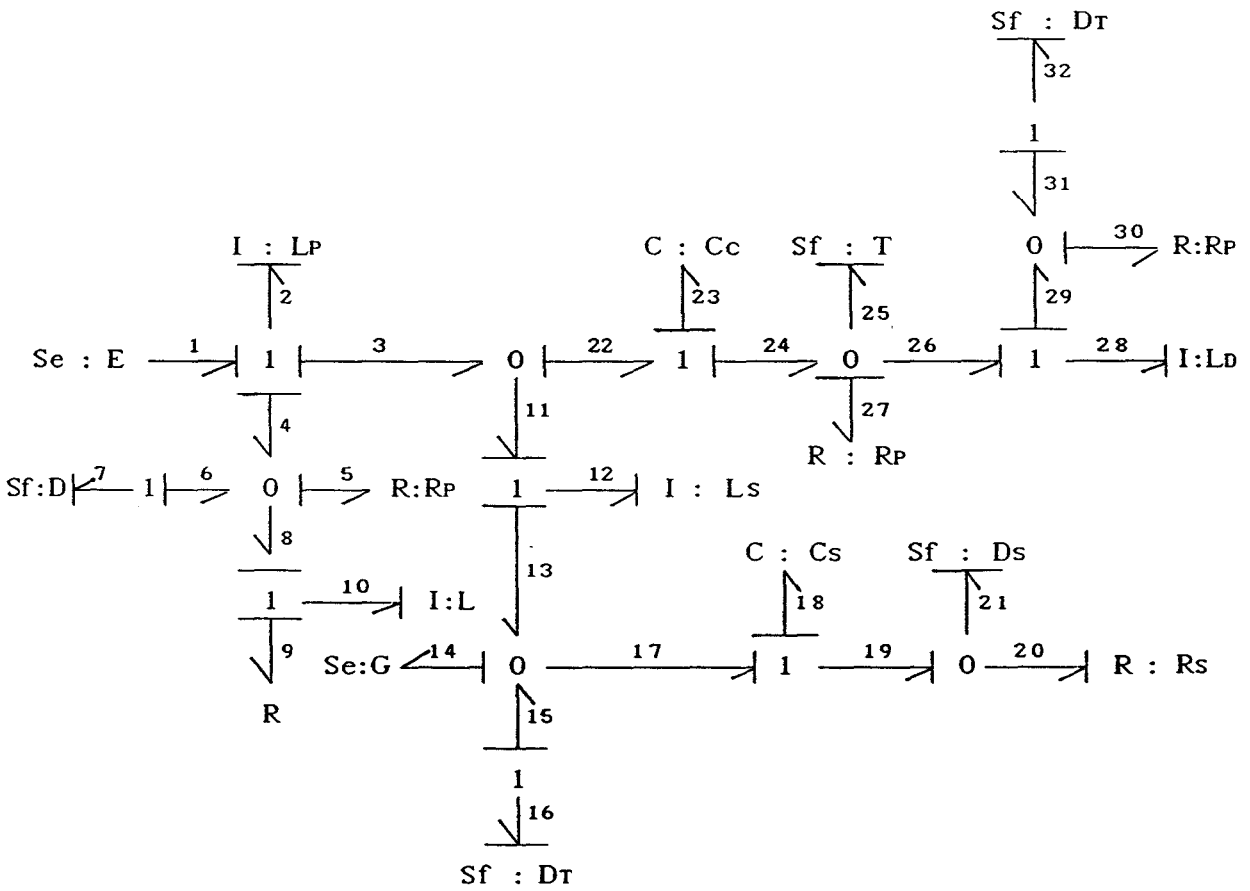


Fig 5.18

1. Mise en équation du circuit

La procédure de mise en équation est effectuée de la même manière que précédemment pour chaque topologie du circuit. Le nombre d'équations va augmenter du fait qu'on ajoute une inductance L_D dans le circuit.

Le fonctionnement du montage est le même que précédemment durant toute les phases sauf la phase 2 où l'inductance L_D fait partie de la topologie.

Phase 1:

Au début de cette phase on donne l'ordre d'amorçage au GTO, le courant dans celui-ci augmente jusqu'à atteindre le courant dans la charge.

Le système d'équations qui décrit le fonctionnement du circuit durant cette phase est donné par:

$$\underline{M_G = 1}$$

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_s}{C_S} - R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_L}{L} \right) \\
 U_{LS} &= \frac{q_s}{C_S} - R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - V_G \\
 U_{LP} &= R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \frac{P_D}{L_D} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} \\
 i_{CS} &= \left(V_G - \frac{q_s}{C_S} \right) \frac{1}{R_S}
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Phase 2 :

Cette phase commence quand le courant dans le GTO atteint le courant dans la charge: la diode D_T s'amorce pour laisser passer une oscillation du courant dans le circuit formé par GTO, D_T , L_D , C_c et L_s .

La valeur maximale du courant dans le GTO est moins importante que dans le circuit précédent. Le système d'équations est le suivant:

$$M_G = 1, M_{DT} = 1$$

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - V_{DT} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) \\
 U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - V_G \\
 U_{LP} &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \frac{P_D}{L_D} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \\
 i_{CS} &= \left(V_G - \frac{q_S}{C_S} \right) \frac{1}{R_S}
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

Phase 3 :

Quand le courant dans le GTO atteint le courant dans la charge, le courant dans la diode D_r s'annule ce qui va entraîner son blocage. On revient à la phase 1 où le GTO conduit seul dans le circuit.

Le système d'équations durant cette phase est le même que pour la phase 1 du circuit précédent.

$$M_G = 1$$

$$\begin{aligned}
 U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_S}{C_S} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) \\
 U_{LS} &= \frac{q_S}{C_S} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - V_G \\
 U_{LP} &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \frac{P_D}{L_D} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \\
 i_{CS} &= \left(V_G - \frac{q_S}{C_S} \right) \frac{1}{R_S}
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

Phase 4 :

Pour bloquer le GTO on donne l'ordre d'amorçage au thyristor T pour reprendre le courant du GTO, ensuite c'est le même processus de soufflage qui permet de bloquer le GTO.

$$M_G = 1 \text{ et } M_T = 1$$

$$\begin{aligned} U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\ U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - V_T \\ U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} + V_T - V_G \\ i_{CC} &= \frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} - \left(\frac{q_C}{C_C} + V_T \right) \frac{1}{R_p} \\ i_{CS} &= \left(V_G - \frac{q_S}{C_S} \right) \frac{1}{R_S} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Phase 5 :

Au début de cette phase la diode Ds voit une tension positive à ses bornes qui va lui permettre de s'amorçer pour reprendre une partie du courant qui circulait dans l'interrupteur T. La diode Ds conduit le courant de charge du condensateur Cs; elle va se bloquer au moment où le courant dans Cs s'annule. Le système d'équations est donné par:

$$M_T = 1, M_{DS} = 1$$

$$\begin{aligned} U_L &= R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - R \frac{P_L}{L} \\ U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - R_p \left(\frac{P_P}{L_p} - \frac{P_L}{L} \right) - V_T \\ U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} + V_T - \frac{q_S}{C_S} - V_{DS} \\ U_{LP} &= V_T - R_p \frac{P_D}{L_D} \\ i_{CC} &= \frac{P_P}{L_p} - \frac{P_S}{L_S} \\ i_{CS} &= \frac{P_S}{L_S} - i_{GTO} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Phase 6

Quand la tension aux bornes de la diode de roue libre D devient positive, celle-ci s'amorce et reprend la totalité du courant du thyristor T.

Les équations qui décrivent le fonctionnement du circuit sont données par:

$$M_T = 1, M_D = 1$$

$$\begin{aligned} U_L &= V_D - R \frac{P_L}{L} \\ U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - V_T - V_D \\ U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} + V_T - \frac{q_S}{C_S} - R_S \frac{P_S}{L_S} \\ U_{LP} &= V_T - R_P \frac{P_D}{L_D} \\ i_{CC} &= \frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} \\ i_{CS} &= \frac{P_S}{L_S} \end{aligned} \tag{5.14}$$

Cette phase se termine quand le thyristor T se bloque.

Phase 7 :

Le courant dans le thyristor T passe par zéro, puis s'inverse sous l'effet du phénomène de recouvrement inverse.

Le thyristor dans ce circuit est modélisé par une source de courant au blocage et une source de tension à l'amorçage; ce phénomène de recouvrement inverse n'est pas considéré. On peut représenter le courant inverse dans le thyristor par une alternance négative supplémentaire du courant du thyristor T après l'annulation de son courant.

Sur les relevés on remarque une petite différence dans la valeur maximale du courant de la diode de roue libre D: cela est dû principalement au courant de recouvrement inverse du thyristor qui est plus important dans la simulation. Durant cette phase le système d'équations est donné par:

$$M_D = 1$$

$$\begin{aligned}
 U_L &= V_D - R \frac{P_L}{L} \\
 U_{LP} &= E - \frac{q_C}{C_C} - R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - V_D \\
 U_{LS} &= \frac{q_C}{C_C} - R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - \frac{q_S}{C_S} - R_s \frac{P_S}{L_S} \\
 U_{LP} &= R_p \left(\frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} - \frac{P_D}{L_D} \right) - R_p \frac{P_D}{L_D} \\
 i_{CC} &= \frac{P_P}{L_P} - \frac{P_S}{L_S} \\
 i_{CS} &= \frac{P_S}{L_S}
 \end{aligned}
 \tag{5.15}$$

Cette phase de roue libre va durer jusqu'à ce que le GTO reçoive un nouvel ordre d'amorçage.

V.5 COMPARAISON DES RESULTATS EXPERIMENTAUX ET THEORIQUES

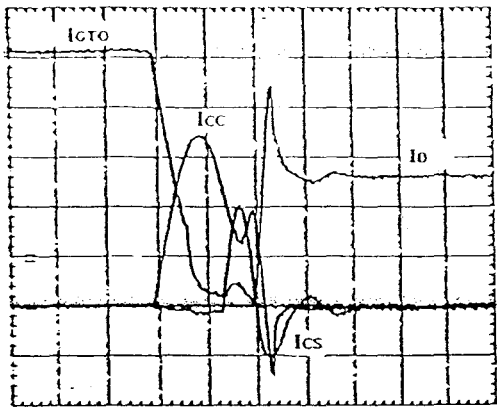
Les résultats de la simulation du circuit de soufflage du GTO avec une l'inductance L_D en série avec la diode D_T sont représentés sur la figure 5.19 et la figure 5.20.

Ces résultats sont comparés à des relevés expérimentaux effectués durant le processus de soufflage du GTO: on remarque une concordance entre les formes d'ondes pour les différentes phases de commutation.

L'influence positive de l'adjonction de cette inductance L_D a permis d'éliminer les oscillations du courant dans le thyristor au moment du blocage figure 5.21 et 5.22.

Sur les relevés pratiques on remarque une bosse du courant d'anode au moment de la remontée de la tension aux bornes du GTO. Cette remontée du courant est due aux charges qui restent stockées dans la jonction. Ceci montre l'influence directe de la remontée de la tension aux bornes du GTO sur le processus de recombinaison des charges.

Pour tenir compte de ce phénomène, on garde le même modèle du GTO durant la phase de courant de queue, mais on augmente la valeur de la capacité C_t qui va représenter la quantité de charge qui sont restées dans la jonction.



$I_{GTO}(10A/div)$
 $I_{CC}(20A/div)$
 $I_{CS}(10A/div)$
 $I_D (20A/div)$
 $5\mu s/div$

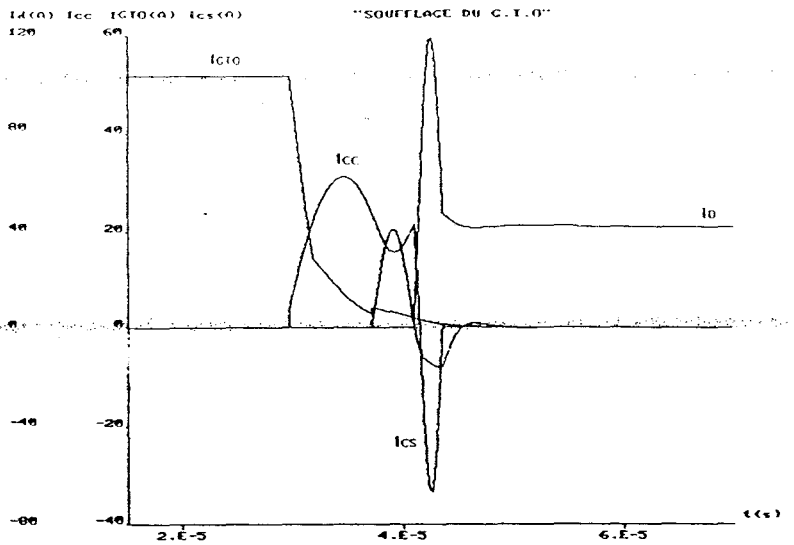
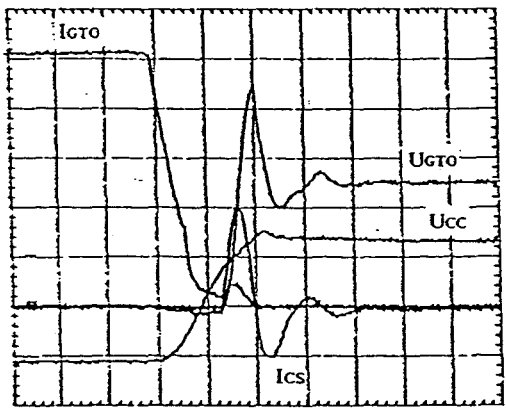


Fig 5.19



$I_{GTO}(10A/div)$
 $I_{CS}(10A/div)$
 $U_{GTO}(200V/div)$
 $U_{CC}(400V/div)$
 $5\mu s/div$

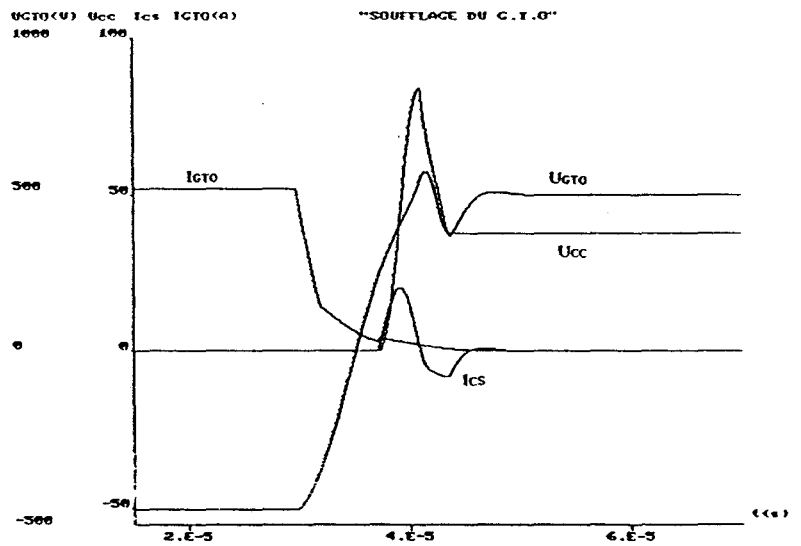
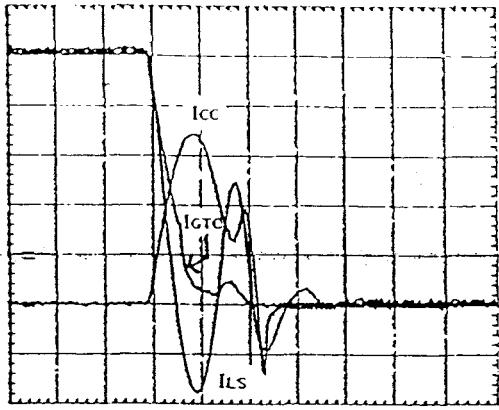


Fig 5.20



IGT0(10A/div)
 ILS(10A/div)
 Icc(20A/div)
 5μs/div

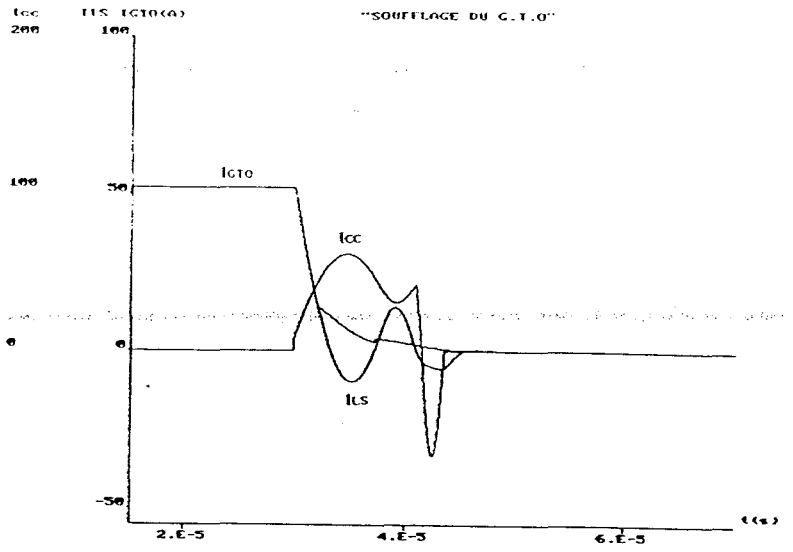
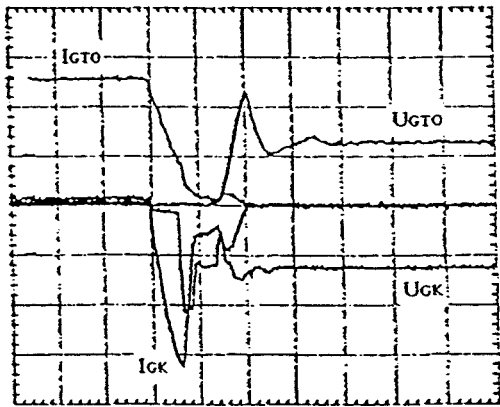


Fig 5.21



IGT0(20A/div)
 UGT0(400V/div)
 Ick(5A/div)
 Uck(10V/div)
 5μs/div

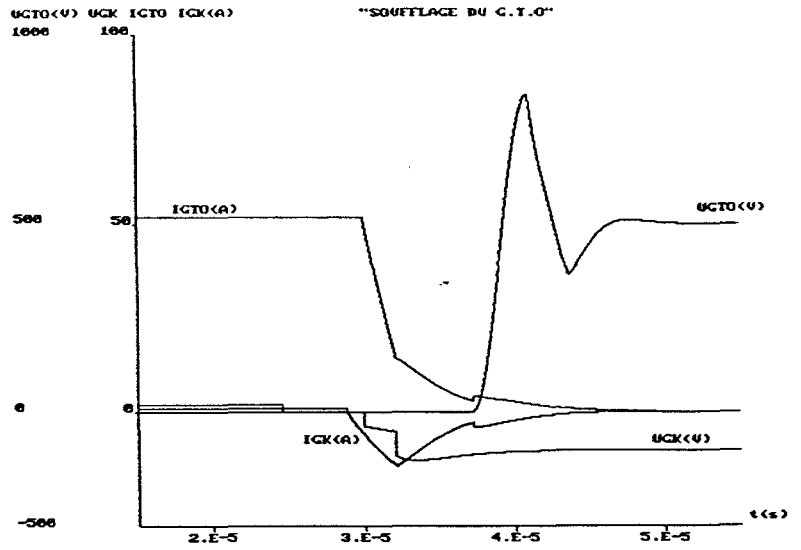


Fig 5.22

V.6 INFLUENCE DE L'INSTANT D'APPLICATION DE LA COMMANDE DE BLOCAGE DU GTO SUR LES PERTES

Le principe du soufflage est basé sur l'extinction du courant dans le GTO par déviation de son courant à l'aide d'un circuit auxiliaire. Mais le GTO, comme le thyristor, conserve des charges stockées qui ne sont pas complètement recombinaées. Dans le thyristor classique on empêche la remontée de la tension jusqu'à ce qu'on dépasse le temps de récupération t_q du composant ; par contre avec le GTO une intervention sur la gâchette permet d'extraire rapidement ces charges stockées. L'instant de l'intervention sur la gâchette doit être bien déterminé.

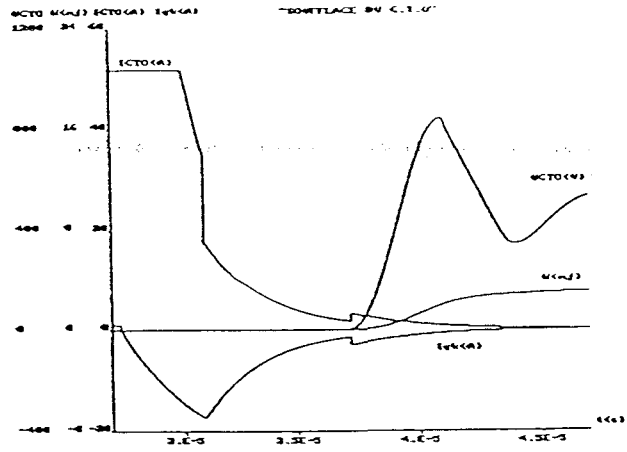
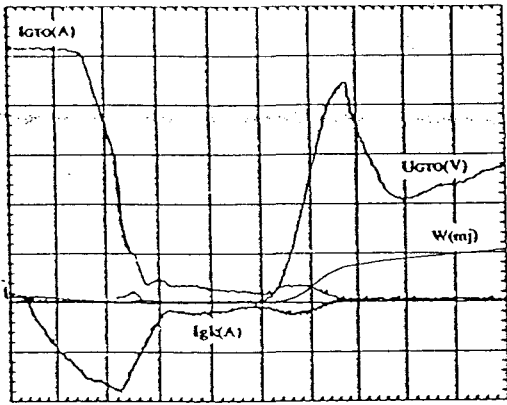
Une étude pratique de la variation de l'instant d'application de la commande de gâchette après l'annulation du courant dans le GTO a montré l'influence du temps de retard t_r sur les pertes par commutation.

Une fois que le courant dans le GTO s'est annulé sous l'effet du circuit de soufflage (déviation du courant du GTO par le circuit de soufflage), on envoie la commande de gâchette pour extraire les charges qui restent stockées dans la jonction. Sur le relevé expérimental du courant d'anode du GTO, on observe l'apparition du courant de gâchette (figure 5.23).

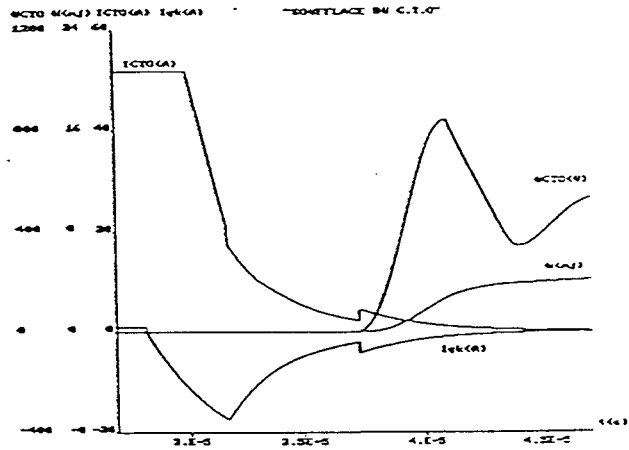
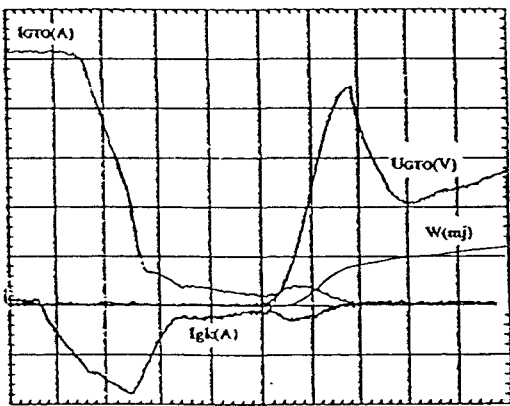
On introduit un temps de retard t_r qui est défini comme le décalage de l'instant de l'intervention de la gâchette du GTO pour l'éteindre par rapport à l'instant d'amorçage du thyristor auxiliaire T. A partir d'une certaine valeur de t_{rim} , on atteint l'instant où la tension réapparaît aux bornes du GTO. Le courant dans le GTO augmente brusquement ce qui correspond au réamorçage du composant dû aux charges qui sont restées stockées dans la jonction et qui n'ont pas eu le temps de se recombinaer.

Un ensemble de relevés expérimentaux (figure 5.23a,b) montre l'effet de la variation de ce temps de retard ($t_r = 2.6$ à $-5 \mu s$). Au dessus de cette limite le GTO coupe tout seul son courant.

Les pertes par commutation sont fonction du choix de l'instant de d'application de la commande de gâchette. A partir des relevés expérimentaux et théoriques (TAB 5.1), nous avons tracé la caractéristique $W_{pertes} = f(t_r)$ qui donne la variation des pertes par commutation au blocage en fonction du temps de retard t_r (figure 5.24).



$$tr = 2.6\mu s$$



$I_{GTO}(10A/div)$

$U_{GTO}(200V/div)$

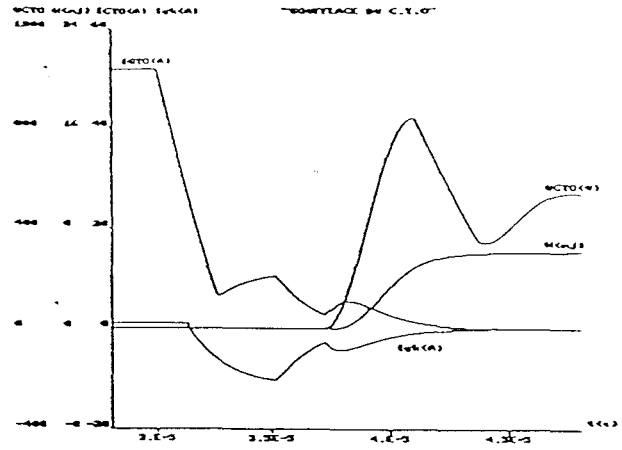
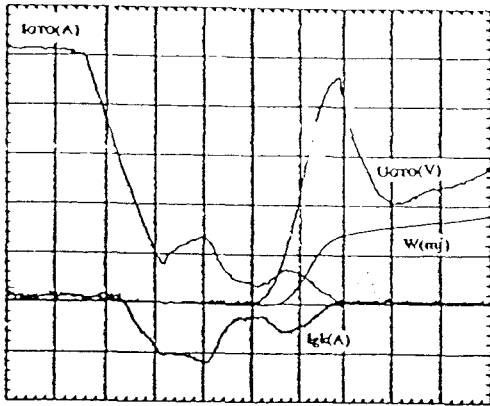
$I_{GK}(10A/div)$

$W(4mj/div)$

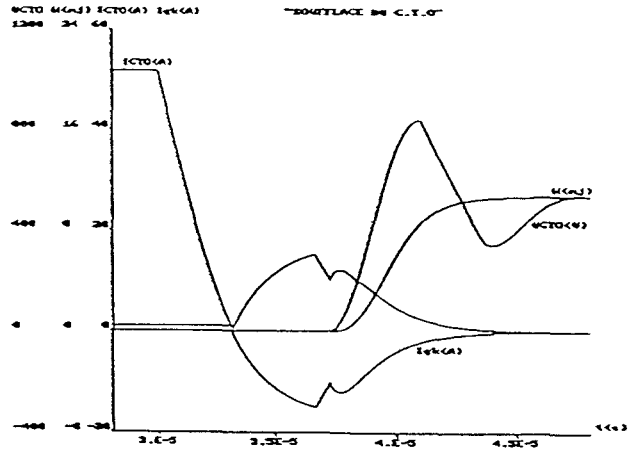
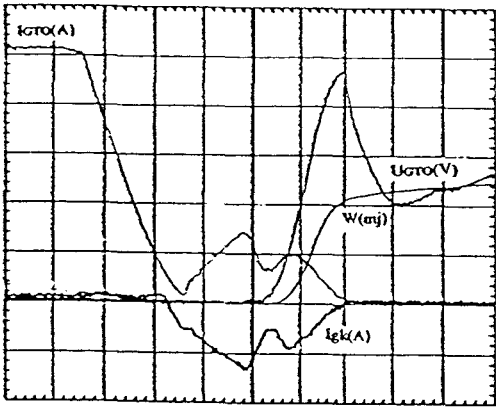
$2\mu s/div$

$$tr = 1.6\mu s$$

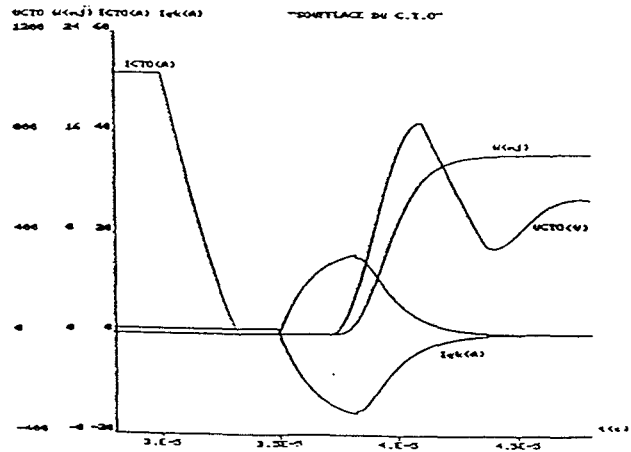
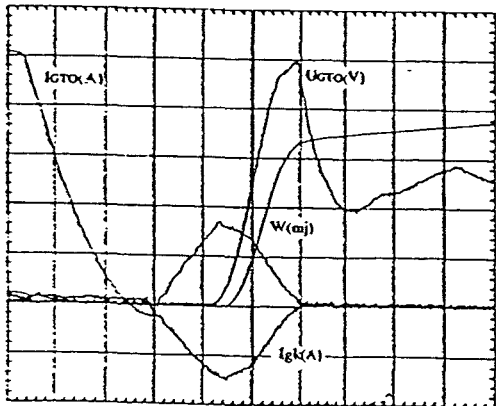
Fig 5.23a



$tr = -1.4\mu S$



$tr = -3.2\mu S$



IGT0(10A/div)
 UGT0(200V/div)
 Ick(10A/div)
 W(4mj/div)
 2μs/div

$tr = -5\mu S$

Fig 5.23b

TAB 5.1

tr (us)	Wprat (mj)	Wthéor (mj)
-5	14.7	15
-3.2	10.3	10.8
-1.4	7	7.2
1.8	4.2	4.3
2.6	4	4.1
3.5	4.9	5.3

$$W = f(tr)$$

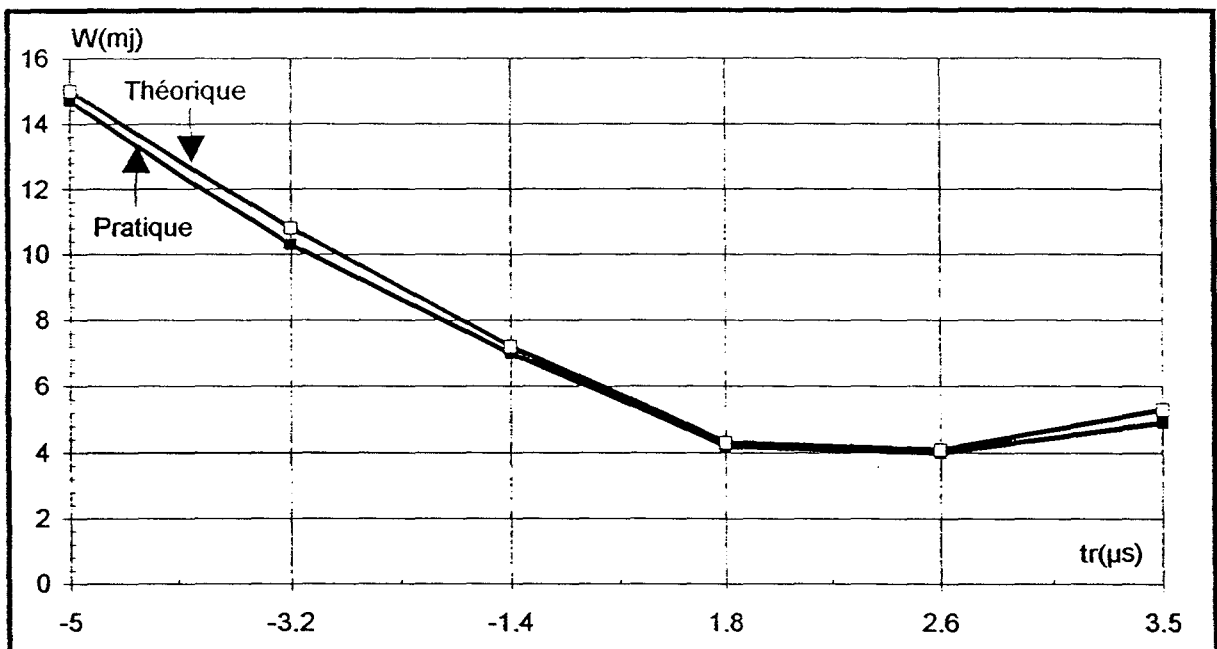


Fig 5.24

CONCLUSION

CONCLUSION

Le travail dont les résultats sont présentés dans ce mémoire a pour but de proposer un modèle relativement simple du thyristor GTO pour pouvoir étudier les phénomènes de commutation au blocage qui font largement intervenir les éléments du circuit dans lequel le composant est imbriqué, et plus particulièrement lorsque ce GTO intervient dans une structure du type interrupteur résonnant.

Le modèle à 2 transistors et le schéma électrique équivalent qui en résulte sont bien entendu criticables parce que simplistes, mais très bien adaptés à l'intégration dans un autre schéma électrique équivalent qui est celui du convertisseur, éventuellement associé à sa charge. Si la durée du temps de stockage, pour une valeur donnée du courant à couper, s'obtient facilement à partir de quelques relevés expérimentaux, il est actuellement difficile de donner une méthode simple de détermination des valeurs des gains α , β et des capacités C_s , C_r . Ces paramètres sont obtenus par ajustements successifs entre les courbes pratiques et théoriques, avec le risque de construire un modèle très dépendant de son environnement. Dans notre cas, les valeurs des paramètres ont été déterminées avec la configuration "sans circuit auxiliaire de soufflage" ; reportées dans la configuration "avec circuit auxiliaire de soufflage", elles donnent des résultats de simulation conformes aux relevés expérimentaux, même si l'apparition d'un nouvel intervalle de fonctionnement entre la brusque chute de i_{GTO} et la remontée de la tension U_{AK} nécessite l'introduction d'une valeur intermédiaire de la capacité C_r qui ne peut être déterminée en dehors de ce mode de fonctionnement.

Notre modèle permet alors de prédéterminer les valeurs à donner aux éléments réactifs du circuit oscillant et de dimensionner en courant et en tension les diodes et le thyristor associés. En ce qui concerne les composants à semi-conducteurs, une amélioration intéressante pourrait être apportée par la prise en compte du recouvrement inverse des diodes.

Cette étude a été faite sur des GTO de très petite taille ; il serait intéressant pour valider le modèle d'effectuer des essais sur des composants de forte puissance pour lesquels l'effet des charges stockées est beaucoup plus important.

La technique Bond-Graph que nous avons choisie pour mettre les circuits en équation s'est révélée particulièrement bien adaptée à ce type de recherche des différents états d'une structure à topologie variable. Nous n'avons pas innové dans le mode de représentation des interrupteurs, mais la solution adoptée a donné entière satisfaction.

L'utilisation des Bond-Graphs en électronique de puissance est encore récente, et beaucoup d'améliorations peuvent être envisagées: en particulier le système d'équations faisant intervenir les booléens m pourra bientôt être obtenu automatiquement sans avoir à écrire le système correspondant à chaque topologie, comme nous avons dû le faire dans ce mémoire, principalement à cause de l'outil de simulation SIMNON que nous avons utilisé. La réécriture de l'ensemble en turbo-pascal devrait permettre de résoudre ce problème et fera l'objet de nos travaux à venir.

ANNEXE

METHODE BOND-GRAPH

ANNEXE

METHODE BOND-GRAPHS

A.1 INTRODUCTION

Le Bond-Graph ou Graphe de liens est une technique de modélisation des systèmes physiques dynamiques mise au point par H.M.PAYNTER en 1961, ensuite développée par R.C.ROSENBERG et D.C.KARNOPP.

Le Bond-Graph est un langage qui permet une représentation graphique de tous les systèmes physiques, donc il fait partie des représentations de type réseau. Il est basé principalement sur l'identification des différents phénomènes physiques et leur représentation sous forme de réseau. Grâce à la théorie des analogies en physique, la représentation graphique était généralisée à tous les domaines de la physique après avoir été formalisée mathématiquement sous forme de graphe linéaire pour les circuits et graphes structurels pour les mécanismes.

Le Bond-Graph met en évidence la structure topologique d'interconnection entre les différents éléments et la structure de calcul. Il permet de donner directement des informations sur le système étudié (commandabilité, observabilité, conflit de causalités, ...).

Ceci a permis de définir un nombre fini d'éléments simples pour les différents systèmes physiques et dont l'assemblage par un seul réseau permet de construire un modèle physique complexe.

Pour une étude approfondie des Bond-Graphs nous renvoyons aux différents ouvrages de base [30],[31],[32], [33].

A.2 MODELISATION PAR BOND-GRAPH

A.2.1 Définition

Le Bond-Graph permet une représentation unique du domaine thermodynamique avec les autres domaines de la physique classique [33]. Il est alors nommé "Bond-Graph Thermodynamique" ou "Bond-Graph Généralisé".

La modélisation par Bond-Graph suppose qu'il est possible de séparer et de localiser les propriétés des objets physiques et donc de décrire ces objets comme un système de propriétés élémentaires reliées entre elles: c'est l'hypothèse de réticulation [34].

La structure du système physique est représentée par des éléments multiports (jonctions) interconnectés par des liens. La structure de la jonction assure la continuité de puissance.

L'échange d'énergie entre élément et jonction est représenté par un lien de puissance (P) qui connecte les différents éléments entre eux.

Cette puissance P est le produit de 2 variables: l'effort noté e et le flux noté f.

Ce lien de puissance est représenté sur la figure A.1 par une demi-flèche qui indique le sens positif du transit de puissance.

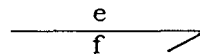


Fig A.1

A.2.2 Principe

Cette méthode de modélisation peut être utilisée dans tous les systèmes physiques quels qu'ils soient, mécanique, acoustique, électrique, magnétique, chimique, hydraulique, thermodynamique,...etc.

Elle indique le sens du transfert de puissance entre les différents systèmes, en matérialisant les connexions physiques.

Exemples:



La source fournit de la puissance au moteur.

A.2.2.1 Les variables effort et flux

On appelle e la variable effort, et f la variable flux; ce sont des variables de puissance qui permettent de décrire un système physique quelconque. Elles sont liées par la relation $P = e.f$, et on leur associe des variables d'énergie p et q selon la loi :

$$p(t) = \int e(t) dt \quad \text{"moment"}$$

$$q(t) = \int f(t) dt \quad \text{"déplacement"}$$

On donne sur le tableau TAB A.1 les variables e et f pour les différents systèmes physiques.

systeme physique	Effort	Flux
Translation	Force	Vitesse
Rotation	Couple	Vitesse Angulaire
Hydraulique	Pression	Débit vol.
Acoustique	Pression	Vit.vol
Electrique	Tension	Intensité
Magnétique	Force magnétomotrice	Dérivée du flux Magnétique
Thermodynamique	Température	Flux d'entropie

TAB : A.1

A.2.2.2 Les éléments passifs

a) L'élément R

Cet élément est utilisé pour modéliser tout phénomène physique mettant en oeuvre une relation effort-flux. Selon le système physique considéré, R représentera:

- *) en électricité, une résistance (loi d'Ohm).
- *) en mécanique, un frottement (amortisseur).
- *) en hydraulique, une restriction hydraulique (valve).

Cet élément est représenté en Bond-Graph par R associé à une demi flèche qui indique le sens de transit de la puissance.

$$\begin{array}{c} e = U \\ \hline f = I \end{array} \nearrow R$$

La puissance fournie à R est dissipée sous forme de chaleur. La loi générale pour un élément R est donnée par:

- en non linéaire : $\phi_R(e, f) = 0$
- en linéaire : $e - R.f = 0$

b) L'élément C

Cet élément est utilisé pour modéliser tous les phénomènes physiques mettant en oeuvre une relation effort - \int flux dt. Son application dans les différents systèmes physiques est donnée par exemple:

- en électricité, par un condensateur avec

$$U = \frac{1}{C} \int i dt.$$

- en mécanique, par un ressort en translation avec $F = K.X$.
- en hydraulique, par un réservoir.

La représentation de cet élément en Bond-Graph est donnée par:

$$\begin{array}{c} e \\ \hline f = dq/dt \end{array} \nearrow C$$

L'énergie stockée dans un élément C est donnée sous la forme générale suivante:

$$E(t) = \int_0^t e(t) i(t) dt \quad (\text{A.1})$$

dans le cas d'un condensateur, l'énergie stockée est donnée par:

$$E(t) = \int_0^t e(t) i(t) dt \quad (\text{A.2})$$

La puissance fournie à cet élément sera stockée sous forme d'énergie électrique ou d'énergie potentielle selon les systèmes physiques considérés.

La loi générale pour un élément C est donnée par:

- en non linéaire : $\phi_C(e, q) = 0$
- en linéaire : $e - \frac{1}{C} q = 0$

l'équation A.2 se transforme dans le cas linéaire en:

$$E(q) = \int_0^q e(q) dq = \frac{q^2}{2C} \quad (\text{A.3})$$

L'énergie électrique stockée dans un condensateur est représentée graphiquement sur la figure A.2.

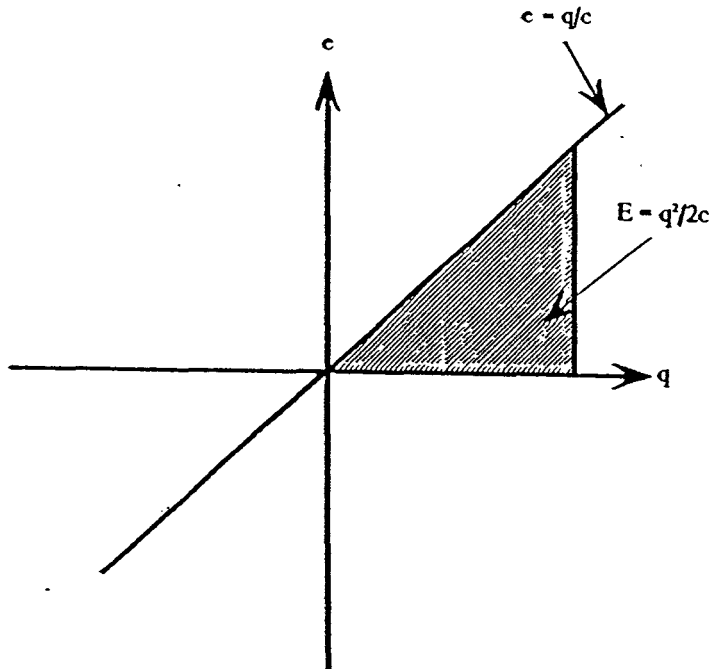


Fig A.2

c) L'élément I

Il modélise tous les phénomènes physiques mettant en oeuvre une relation \int effort - flux dt. Cet élément est utilisé dans les différents systèmes physiques et correspond à:

- en électricité, une inductance L dont la tension est donnée par la relation suivante:

$$U = L \frac{di}{dt} \quad (\text{A.4})$$

- en mécanique, une masse M dont la force est donnée par:

$$F = M \frac{dv}{dt} \quad (\text{A.5})$$

Sa représentation en Bond-Graph est donnée par:

$$\frac{e = dp/dt}{f} \quad I$$

L'énergie stockée dans un élément I est donnée sous la forme générale:

$$E(t) = \int_0^t f(t) e(t) dt \quad (\text{A.6})$$

L'énergie magnétique ou cinétique stockée dans un élément I est représentée sur la figure A.3.

La loi générale pour un élément I est donnée :

- en non linéaire : $\phi_L(p, f) = 0.$
- en linéaire : $p - I.f = 0.$

En électricité cette énergie magnétique stockée dans une inductance est sous la forme :

$$E(p) = \int_0^p i(p) dp = \frac{p^2}{2L} \quad (\text{A.7})$$

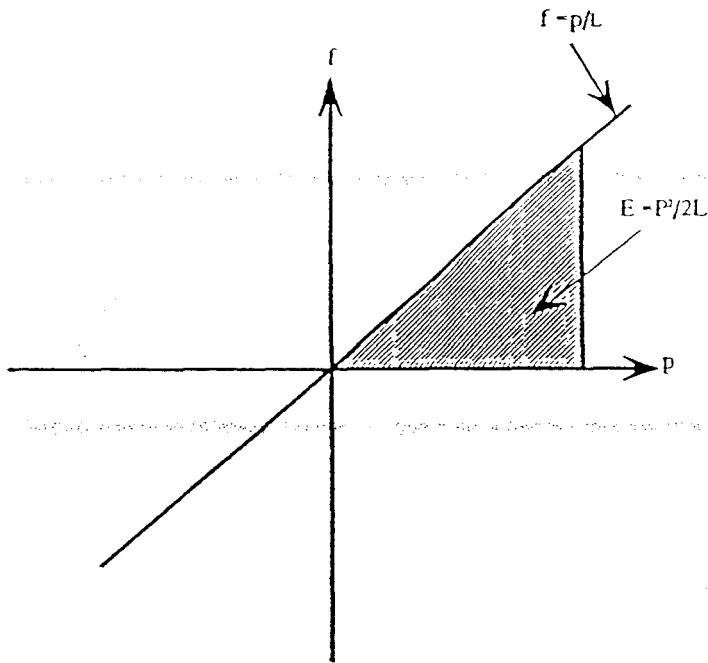


Fig A.3

A.2.2.3 Les sources

Ce sont des éléments actifs qui fournissent de la puissance ; il existe deux types de sources:

S_f : Source de courant, vitesse, débit volumique imposé.

S_e : Source de tension, force appliquée (pesanteur), pression donnée.

$$S_f : \frac{U}{i} \rightarrow R$$

Elle fournit au système un courant i indépendant de la tension U résultante.

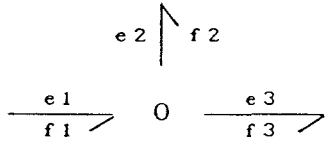
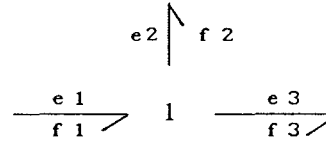
$$S_e : \frac{U}{i} \rightarrow R$$

Elle applique au système une tension U indépendante du courant i résultant.

A.2.2.4 Éléments de jonction

Les endroits où deux sous-systèmes sont connectés sont ceux où il peut y avoir échange de puissance et sont appelés "jonctions".

Par définition, au niveau des jonctions, il n'y a pas de dissipation de puissance. Il existe deux types de jonctions: la jonction " 0 " représente une loi d'équilibre des flux et de continuité d'effort et la jonction " 1 " représente une loi d'équilibre des efforts et de continuité de flux. Les deux types de jonction sont représentés selon le tableau TAB A.2

Jonction " 0 " même effort	Jonction " 1 " même flux
<p style="text-align: center;"><u>même effort</u></p> $\sum e_k f_k = 0$	<p style="text-align: center;"><u>même flux</u></p> $\sum f_k e_k = 0$
	
<p style="text-align: center;"><u>Conservation de puissance</u></p> $e_1 f_1 - e_2 f_2 - e_3 f_3 = 0$ $e_1 = e_2 = e_3$ $f_1 - f_2 - f_3 = 0$	<p style="text-align: center;"><u>Conservation de puissance</u></p> $e_1 f_1 - e_2 f_2 - e_3 f_3 = 0$ $f_1 = f_2 = f_3$ $e_1 - e_2 - e_3 = 0$

TAB : A.2

Leurs relations constitutives sont données par les équations suivantes:

Jonction 0 :

$$\left\{ \begin{array}{l} e^{(k-1)} = e_k \\ \sum_{k=1}^n a_k f_k = 0 \end{array} \right. \quad \text{avec } k \in (1..n)$$

Jonction 1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} f^{(k-1)} = f_k \\ \sum_{k=1}^n a_k e_k = 0 \end{array} \right. \quad \text{avec } k \in (1..n)$$

$a_k = + 1$ (respectivement $- 1$) si la flèche est entrante (respectivement sortante).

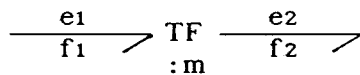
Ces jonctions simples assurent un couplage purement topologique entre les différents éléments de la structure. Elles ont une signification physique pour chaque domaine considéré, par exemple les lois de Kirchoff pour les circuits électriques.

A.2.2.5 Eléments Transformateur et Gyrateur

Ces éléments sont des structures de jonction simple qui permettent des couplages interdomaines, ce sont des éléments conservateurs de puissance ; on distingue :

a) Transformateur TF

L'élément TF représente un lien de passage d'un système physique à un autre, par exemple électrique-magnétique dans le cas d'un électro-aimant ou hydraulique-mécanique dans le cas d'un verin hydraulique.



m : module de transformation

Les relations sont:

$$\begin{array}{l} e_1 f_1 = e_2 f_2 \\ e_1 = m e_2 \\ f_2 = m f_1 \end{array}$$

Les relations d'un transformateur peuvent être modulées par les modules m_{ij} qui peuvent être une fonction d'une variable externe au système.

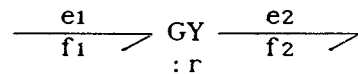
Le transformateur modulé est alors noté MTF, ces variables modulantes peuvent être des variables d'énergie

b) Gyrateur GY

Un autre élément qui peut former une structure de jonction, et permet de décrire des couplages supplémentaires interdomaines est le gyrateur GY.

Grâce à cet élément on peut décrire des couplages plus généraux qui interviennent dans une structure de jonction.

Cet élément est représenté en Bond-Graph par:



r : module de gyration

Les relations sont :

$$\begin{aligned} e_1 f_1 &= e_2 f_2 \\ e_1 &= r f_2 \\ e_2 &= r f_1 \end{aligned}$$

Le gyrateur est analogue au transformateur, c'est un élément conservateur de puissance.

Si le module r est fonction d'une variable externe (autre que les variables des jonctions), le gyrateur est dit modulé et noté MGY. Comme le transformateur, les variables modulantes peuvent être des variables d'énergie.

A.2.3 Procédure de construction des Bond-Graphs des systèmes électriques

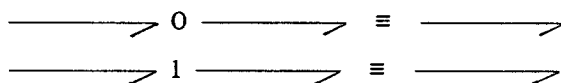
En Bond-Graphs, les différentes variables ont des équivalents dans le système électrique selon le tableau TAB A.3.

Bond-Graph		Système Electrique	
Effort	e	tension	U
Flux	f	Courant	i
Déplacement	q	Charge	q
Moment	p	Flux magnétique	ϕ
Energie	$W = \int e \cdot dq$	Energie électrique	W
Energie	$W = \int f \cdot dp$	En. Electromagnétique	E_e

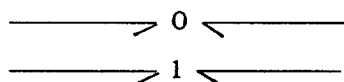
TAB A.3

La procédure à suivre pour construire un modèle Bond-Graph est la suivante:

- 1. Pour chaque noeud de tension différente, mettre une jonction 0.
- 2. Connecter les éléments I, C, Sf, Se et R sur une jonction 1 placée entre ces jonctions 0.
- 3. Mettre une demi-flèche qui indique le sens du courant (sens du transfert de puissance).
- 4. Choisir un noeud de tension comme référence (masse). Ce noeud est supprimé ainsi que tous les liens attachés.
- 5. Simplifier si possible comme suit :



mais laisser :



même procédure pour les autres systèmes physiques.

En plus dans le système électrique on peut utiliser la règle de l'impédance équivalente sur les éléments C, L et R (figure A.4).

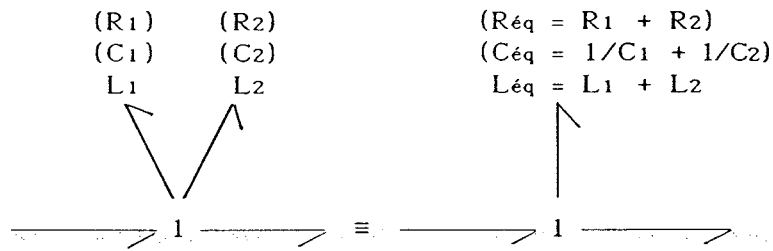


Fig A.4

A.2.4 Notion de causalité

Cette notion de causalité traduit les relations de cause à effet dans le système. Le trait causal est placé près de l'élément pour lequel l'effort est une donnée.



Fig A.5

Dans ce cas l'effort est une entrée pour ce système (figure A.5).

Exemple : On considère un circuit électrique constitué d'une résistance alimentée par une source de tension (figure A.6).

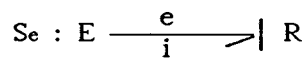
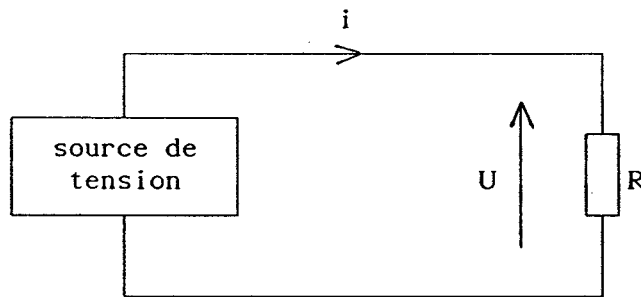


Fig A.6

La loi d'Ohm s'écrit dans ce cas :

$$i = U/R \quad (A.8)$$

le courant est une inconnue et la tension, elle, est connue (figure A.7 a).

Par contre si cette résistance est alimentée par une source de courant, la loi d'Ohm s'écrira:

$$U = R i \quad (A.9)$$

dans ce cas la tension est une inconnue, mais le courant, lui, est connu (figure A.7 b).

Cet exemple simple illustre bien la notion de causalité, par contre dans les systèmes plus compliqués, il faut définir correctement les variables connues et inconnues.

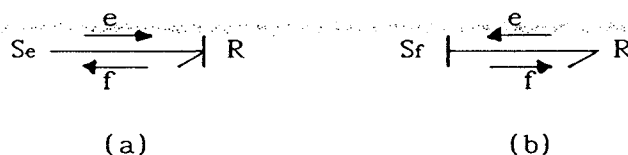


Fig A.7

A.2.4.1 Règles d'affectation de la causalité

L'affectation de la causalité aux différents éléments peut être divisée en quatre types de causalités:

a) Causalité des sources : (causalité obligatoire)

Cette causalité concerne les deux types de sources utilisées; elle dépend directement de la nature de la source:



Une source de tension impose sa tension à tous les éléments qui sont connectés à celle-ci, de même la source de courant impose son courant aux éléments reliés à cette dernière.

b) Causalité des éléments de stockage:

Il n'existe pas de restriction causale sur les éléments de stockage d'énergie, car ils peuvent avoir les deux affectations de causalité possibles:

- la causalité intégrale quand le trait causal sur les liens de puissance sont du côté de l'élément I et à l'opposé de l'élément C (figure A.8a)

- la causalité dérivée dans le cas contraire (figure A.8 b).



Fig A.8

- En **causalité intégrale**, le flux est la variable d'entrée pour l'élément C, et de sortie pour l'élément I.

- En **causalité dérivée**, le flux est la variable de sortie pour l'élément C et d'entrée pour l'élément I.

Remarque:

En général on choisit d'affecter à ces éléments de stockage des causalités intégrales, car il est plus facile de calculer une intégrale (solution numérique) plutôt qu'une dérivée.

c) Causalité arbitraire:

L'élément R linéaire est indifférent à la causalité, car il peut être considéré comme une résistance (figure A.9a) ou une conductance (figure A.9b).



Fig A.9

Ce n'est pas vrai dans le cas non linéaire (ex: Diode), lorsque la loi qui caractérise cet élément n'est biunivoque.

d) Causalité des jonctions:

Les éléments de jonctions (0, 1, TF et GY) entraînent une certaine restriction d'affectation de la causalité. Ainsi pour une jonction 0 (effort commun), un seul élément peut imposer son effort sur la jonction. En électricité cette jonction caractérise une connexion parallèle: lorsque la tension est connue, elle l'est pour tous les éléments de cette jonction.

De même pour la jonction 1, un seul élément impose son flux (même courant dans les éléments d'un circuit électrique connectés en série) à tous les autres éléments de la même jonction.

Les éléments transformateurs et gyrateurs eux aussi imposent des restrictions d'affectation de causalité.

Donc l'affectation de la causalité à un élément permet de choisir une forme entrée-sortie donnée pour sa relation avec les autres éléments du Bond-Graph. On trouvera la liste récapitulative dans le tableau (TAB A.4).

Pour compléter la représentation en Bond-Graph, il faut affecter les causalités à chaque élément. Ceci s'effectue suivant la Procédure d'Assignment Séquentielle de la Causalité ou (S.C.A.P) [31].

- 1. Affecter les causalités obligatoires aux sources. En déduire les implications sur la causalité des liens environnants.
- 2. Mettre les éléments C et I en causalité intégrale puis les causalités environnantes.
- 3. Affecter les causalités arbitraires.
- 4. En cas de conflits de causalité, chercher l'élément I ou C cause du conflit et le mettre en causalité dérivée puis reprendre en 2.
- 5. Affecter les causalités aux éléments R.

Remarque :

Selon la causalité sur les éléments I et C, les relations induites peuvent être de nature intégrale ou dérivée; seules les relations créées par l'élément R et les jonctions 0 et 1 sont de nature algébrique.

$\frac{u(t)}{>} Se \longrightarrow $	$e = u(t)$	$\frac{i(t)}{>} Sf \longrightarrow$	$f = i(t)$
$ \longrightarrow R$	$e = R f$	$\longrightarrow R$	$f = G e$
$ \longrightarrow C$	$e = e(0) + \frac{1}{C} \int f dt$	$\longrightarrow C$	$f = C \frac{de}{dt}$
$ \longrightarrow L$	$e = L \frac{df}{dt}$	$\longrightarrow L$	$f = f(0) + \frac{1}{L} \int e dt$
$\frac{1}{>} TF \frac{2}{>} $:m	$e_2 = 1/m e_1$ $f_1 = 1/m f_2$	$ \frac{1}{>} TF \frac{2}{>} $:m	$e_1 = m e_2$ $f_2 = m f_1$
$\frac{1}{>} GY \frac{2}{>} $:r	$f_1 = 1/r e_2$ $f_2 = 1/r e_1$	$ \frac{1}{>} GY \frac{2}{>} $:r	$e_1 = r f_2$ $e_2 = r f_1$
$ \frac{1}{>} \frac{0}{>} \frac{3}{>} $ 2 ↑	$e_1 = e_2$ $e_3 = e_2$ $f_2 = f_3 - f_1$	$\frac{1}{>} 1 \frac{3}{>} $ 2 ↑	$f_1 = f_2$ $f_3 = f_2$ $e_2 = e_3 - e_1$

TAB : A.4

A.2.4.2 Définitions générales

a) Chemin causal:

C'est un chemin formé d'une succession de liens ayant la causalité dans le même sens indépendamment du sens des demi-flèches ; un exemple est représenté sur la figure A.10.

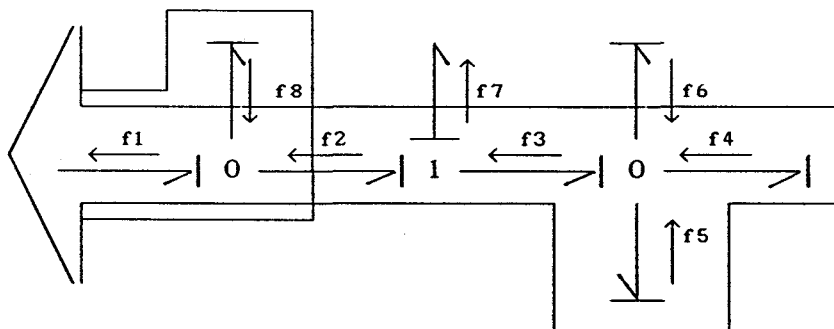


Fig A.10

b) Boucle causale:

C'est une boucle formée d'un chemin causal qui relie deux éléments (R,I ou C) sur des jonctions différentes (figure A.11).

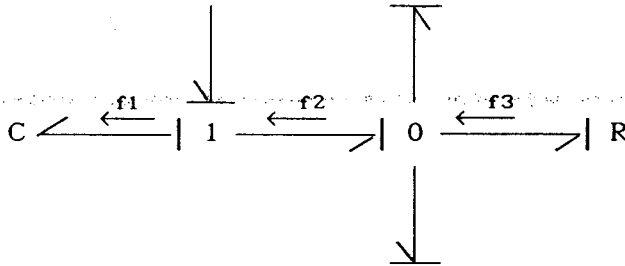


Fig A.11

les éléments R et C forment une boucle causale; on ne tient pas compte du sens des demi-flèches.

A.2.5 Procédure de mise en équation

Un modèle Bond-Graph est une représentation graphique qui décrit un système physique, donc c'est un modèle dynamique composé d'interconnexion de plusieurs éléments simples qui interagissent grâce à un ensemble de variables externes [35] qui ne sont pas sous la forme entrée-sortie.

Or, pour les calculs de simulation, on a besoin d'un système d'équations dynamiques. Nous allons considérer la procédure qui permet de déduire les différents systèmes d'équations d'un modèle Bond-Graph [31 [32].

Après avoir affecté les différentes causalités selon la procédure "S.C.A.P", le modèle Bond-Graph se trouve alors sous la forme décrite sur la figure A.12.

On considère les variables de puissance aux différents ports (jonctions) des éléments de stockage d'énergie ainsi que les relations des éléments résistifs. Les variables d'états sont associées aux éléments I et C.

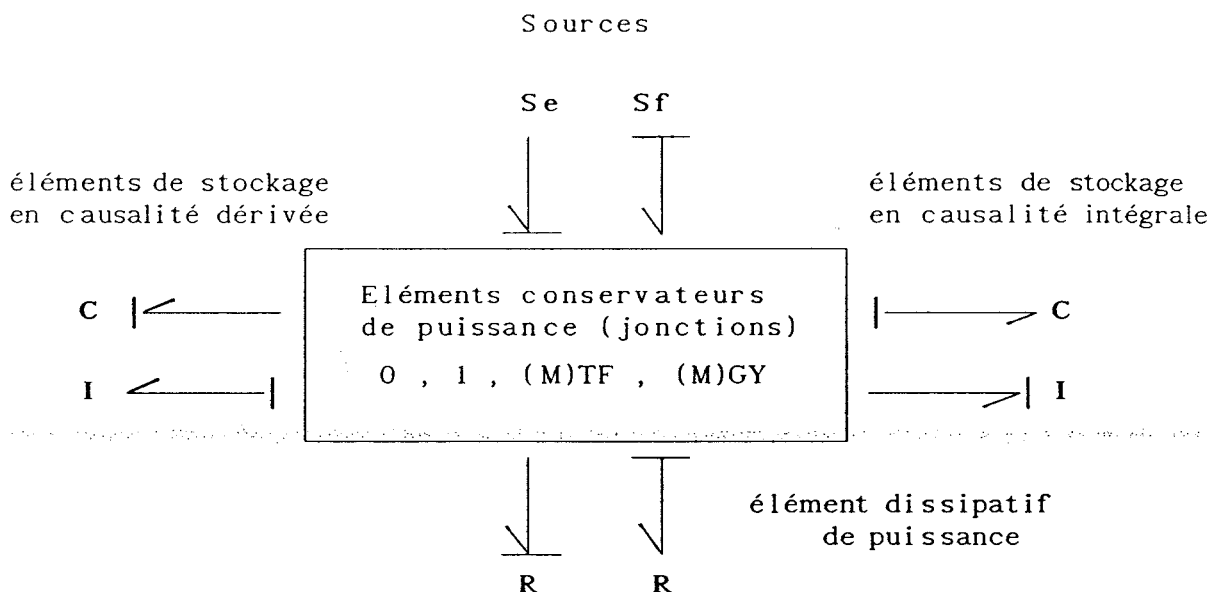


Fig A.12

Si ces derniers éléments sont affectés seulement de causalité intégrale, donc qu'il n'y a pas de causalité dérivée, l'équation régissant le système est une équation différentielle de la forme:

$$\dot{(X)} = A.X + B.U \quad (A.10)$$

La variable d'état X est définie comme:

$$X = \begin{bmatrix} PL_k \\ q_{ck} \end{bmatrix}$$

PL_L : ϕ_L flux dans une inductance, ou $i_L = \frac{\phi_L}{L}$
 q_c : charge d'un condensateur

Remarque:

La dimension du système est égale au nombre d'éléments I et C du système en causalité intégrale.

L'équation d'état est exprimée en fonction des variables d'énergie; si les éléments de stockage I et C sont en causalité intégrale, on aura alors les relations suivantes:

$$C : \quad e = e(0) + \frac{1}{C} \int f \, dt \quad (A.11)$$

$$I : \quad f = f(0) + \frac{1}{I} \int e \, dt \quad (A.12)$$

Cette équation d'état peut être un système non linéaire sous la forme:

$$\dot{(X)} = f(X,U). \quad (A.13)$$

Le vecteur d'état a obligatoirement une signification physique; il représente une grandeur physique mesurable.

Exemple d'application

Pour montrer une application de la méthode Bond-Graph à l'étude d'un circuit électrique, on considère le schéma de la figure A.13 :

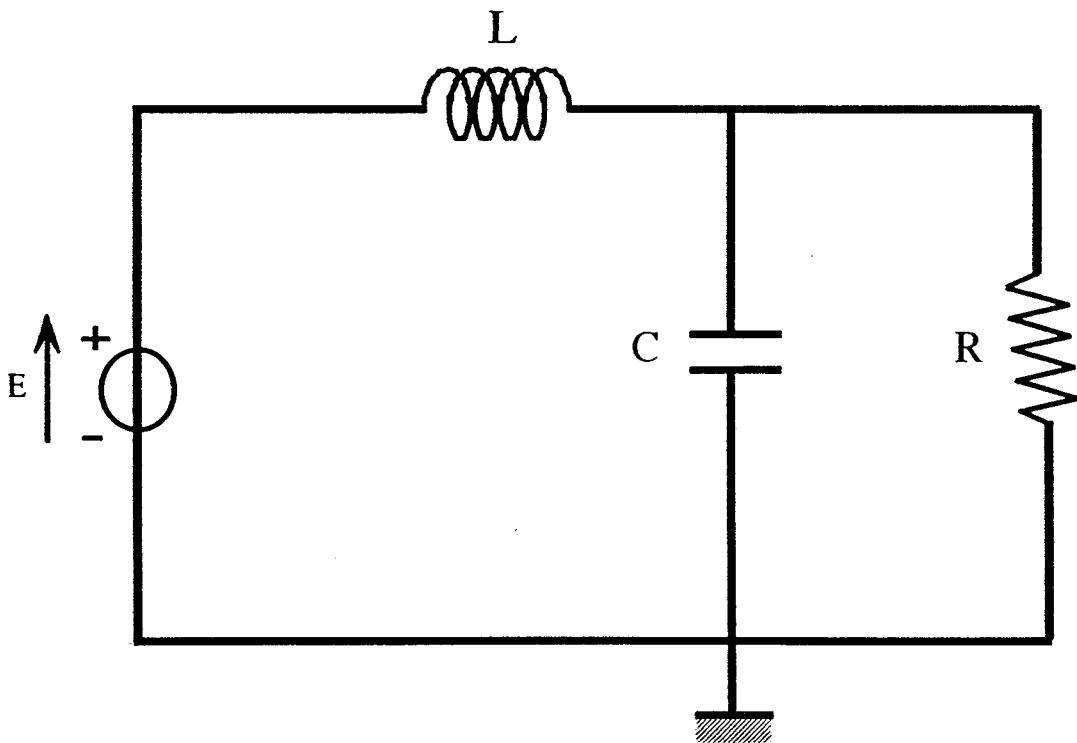


Fig A.13

A.2.5.1 Construction du Bond-Graph

La première étape consiste à indiquer sur le circuit les différents noeuds, et choisir le noeud de référence qui représente la masse pour les circuits en continu et le neutre en alternatif pour les circuits avec régime de neutre.

Une représentation Bond-Graph du circuit est donnée sur la figure A.14 en repérant les noeuds du circuit par une jonction 1 entre les jonctions 0. Le noeud (C) est pris comme noeud de référence (masse) pour ce circuit.

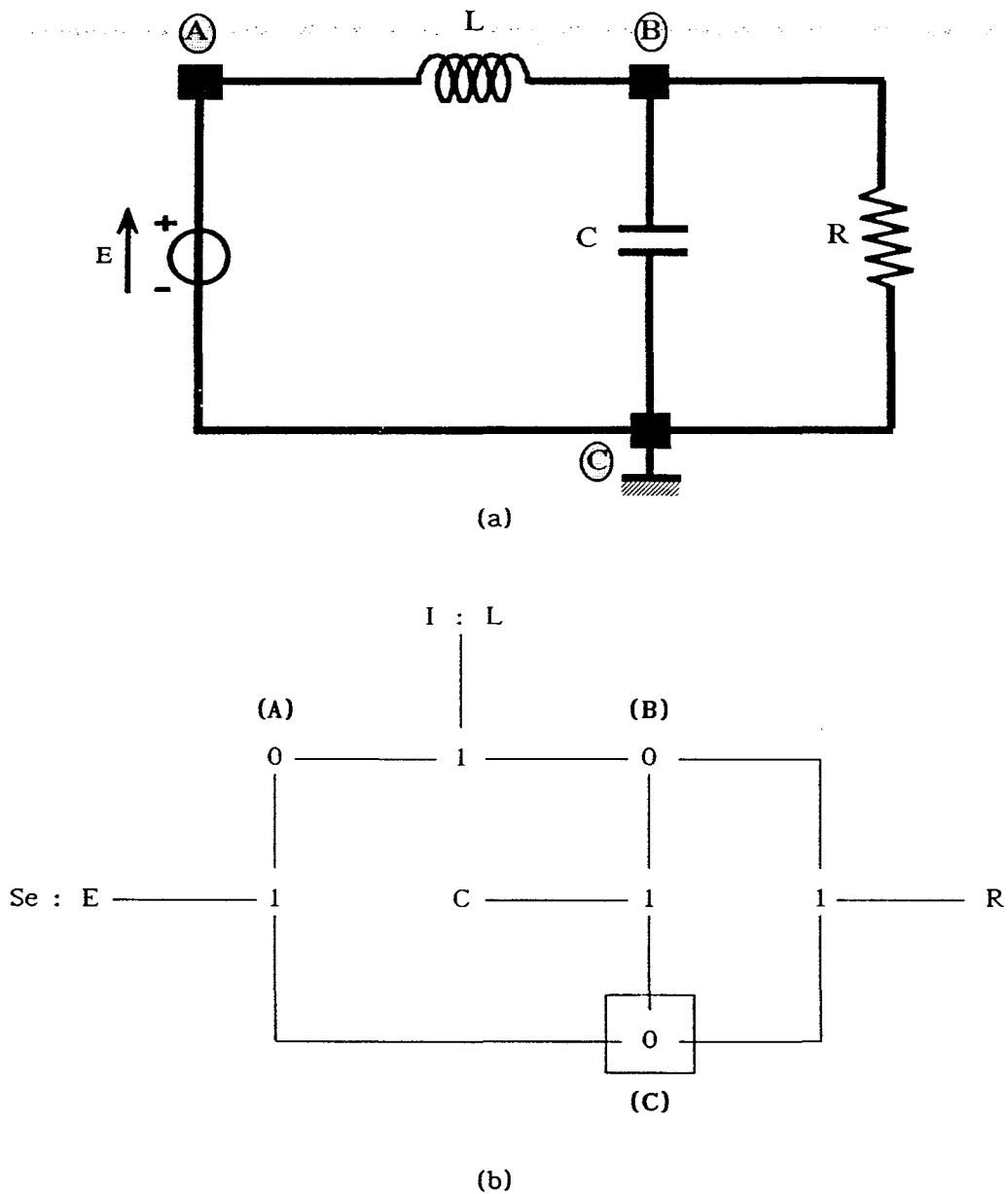
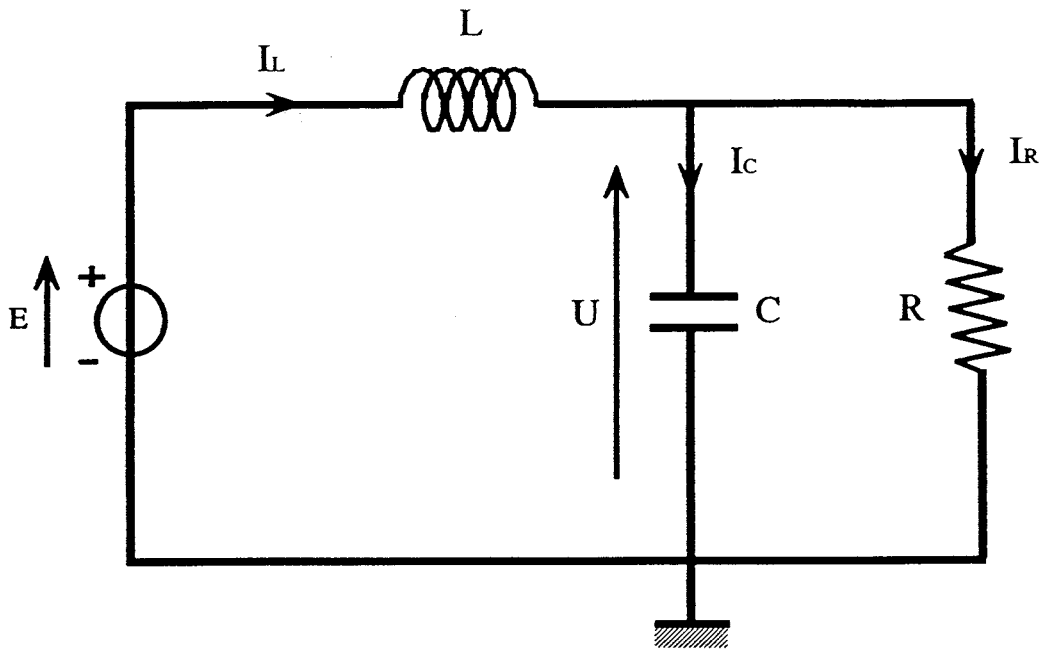
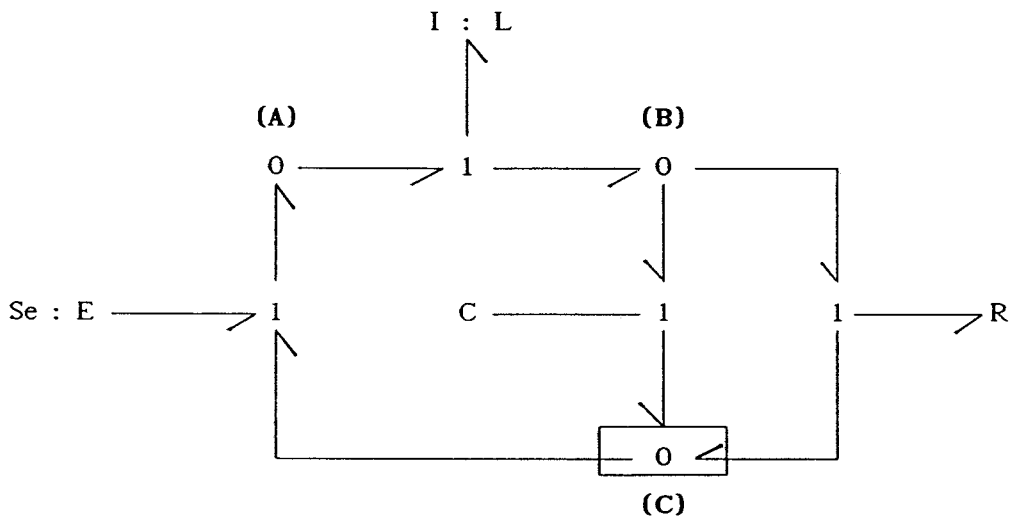


Fig A.14

Pour donner une corrélation entre les grandeurs physiques et leurs équivalences en Bond-Graph, il faut indiquer le sens des courants et des tensions sur le circuit (figure A.15 a) puis sur la présentation Bond-Graph par des demi-flèches qui indiquent le sens du transfert de la puissance dans le circuit (figure A.15 b).



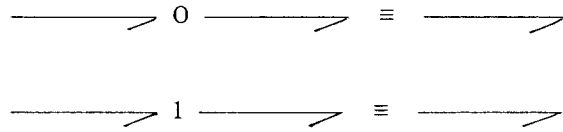
(a)



(b)

Fig A.15

On supprime tous les liens qui sont rattachés au noeud de référence (C) (figure A.16 a) selon les règles de simplification du schéma:



on aboutit au schéma simplifié de la figure A.16 b.

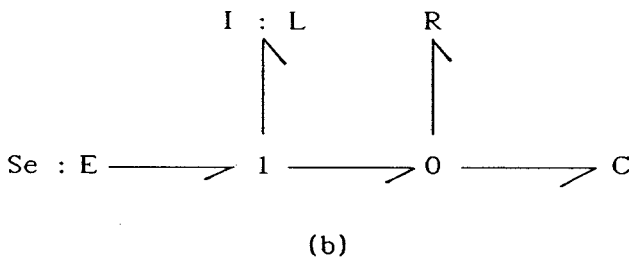
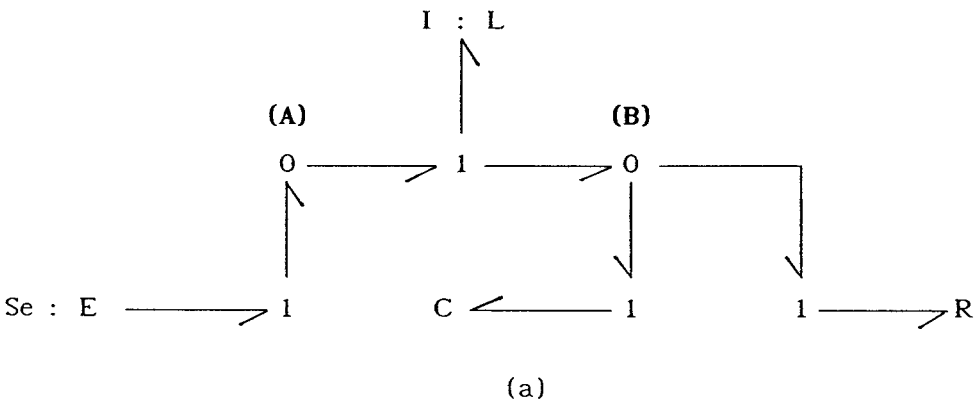


Fig A.16

A.2.5.2 Affectation des causalités:

On procède à l'affectation des causalités aux différents éléments selon la procédure définie précédemment (S.C.A.P).

Etape 1:

On affecte d'abord la causalité des sources car ce sont des causalités obligatoires. On trouve une seule source de tension qui aura une causalité indiquée par la figure A.17.

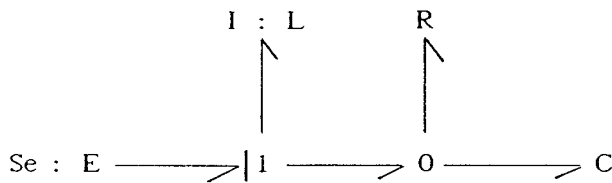


Fig A.17

Etape 2:

On affecte les causalités des différents éléments de stockage d'énergie, dans ce circuit, ce sont les éléments I et C. En général on choisit d'affecter à ces éléments de stockage des causalités intégrales, car il est préférable d'avoir à intégrer (méthode de résolution numérique: RUNGE KUTTA par exemple) plutôt qu'à dériver (figure A.18).

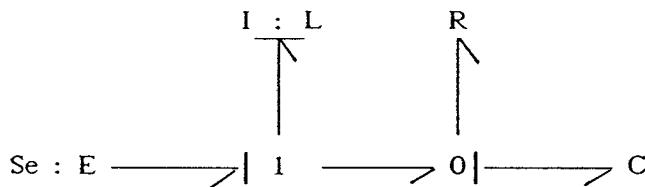


Fig A.18

Etape 3:

On affecte les causalités aux éléments qui restent: dans ce cas c'est l'élément R (résistance) qui est indifférent aux causalités. On aura sur la figure A.19 la représentation Bond-Graph du circuit considéré.

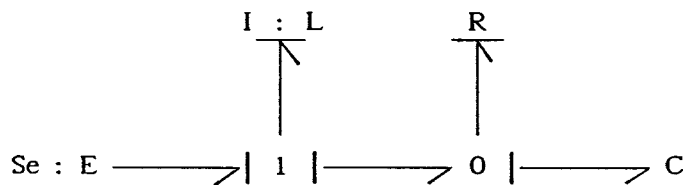


Fig A.19

A.2.5.3 Mise en équation:

Selon la procédure décrite précédemment, on remarque l'existence de deux éléments de stockage. Donc, les grandeurs d'état seront le moment pour un élément I (flux magnétique dans une inductance) et le déplacement pour un élément C (charge électrique dans une capacité).

On numérote tous les liens: ainsi les flux et les efforts sur chaque lien seront affectés de l'indice correspondant selon la figure A.20.

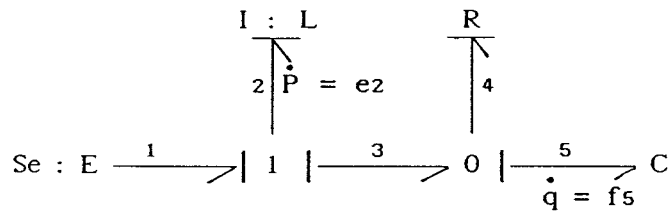


Fig A.20

Donc on doit trouver un système sous la forme:

$$(\dot{X}) = A.X + B.U \quad (A.14)$$

avec les grandeurs d'états formées par:

$$(\dot{X}) = \begin{pmatrix} \dot{p}_2 = e_2 \\ \dot{q}_5 = f_5 \end{pmatrix} \quad (A.15)$$

1 ère étape:

On applique les lois génériques pour les différents éléments I, C (en causalité intégrale) et R.

$$C : \quad e_5 = \frac{1}{C} \int f_5 dt = \frac{q_5}{C} \quad (A.16)$$

$$I : \quad f_2 = \frac{1}{L} \int e_2 dt = \frac{p_2}{L} \quad (A.17)$$

$$R : \quad e_4 = R f_4 \quad (1.18)$$

2 ème étape:

On considère les lois structurelles de ce circuit ; pour les différents noeuds du circuit:

Noeud 1: on a le même flux (même courant) et \sum effort (tension) = 0,
donc:

$$\begin{aligned} f_1 &= f_2 = f_3 \\ e_1 - e_2 - e_3 &= 0 \quad (\text{sens des demi flèches}) \end{aligned}$$

Le seul flux entrant est f_2 , c'est lui qui impose sa valeur aux autres éléments donc :

$$e_2 = e_1 - e_3$$

Noeud 0: on a le même effort (même tension) et \sum flux (courant) = 0,
donc:

$$\begin{aligned} e_3 &= e_4 = e_5 \\ f_3 - f_4 - f_5 &= 0 \quad (\text{sens des demi flèches}). \end{aligned}$$

Le seul effort entrant est e_5 , donc il impose sa valeur aux autres éléments.

$$f_5 = f_3 - f_4$$

3 ème étape:

Il reste à déterminer les différentes variables d'état qui sont:

$$\dot{q}_5 = f_3 - f_4 = f_5$$

avec
$$f_4 = \frac{e_4}{R} = \frac{e_5}{R}$$

et
$$f_3 = f_2$$

donc:

$$\dot{q}_5 = f_2 - \frac{e_5}{R} = \frac{p_2}{L} - \frac{q_5}{C} \frac{1}{R}$$

$$\boxed{\dot{q}_5 = \frac{p_2}{L} - \frac{q_5}{C R}} \quad (\text{A.19})$$

La seconde variable est:

$$\dot{P}_2 = e_2 = e_1 - e_3$$

Comme

$$e_3 = e_5$$

on trouve

$$\dot{P}_2 = E - e_5 = E - \frac{q_5}{C}$$

$$\boxed{\dot{P}_2 = E - \frac{q_5}{C}} \quad (\text{A.20})$$

donc le système est donné sous la forme:

$$\boxed{\frac{dq_5}{dt} = \frac{p_2}{L} - \frac{q_5}{C R}} \quad (\text{A.21})$$

$$\boxed{\frac{dp_2}{dt} = E - \frac{q_5}{C}} \quad (\text{A.22})$$

Le système sera mis sous la forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \dot{P}_2 \\ \dot{q}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/C \\ 1/L & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_2 \\ q_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot E \quad (\text{A.23})$$

Si on veut observer la tension aux bornes de l'élément R on aura alors:

$$e_4 = e_5 = \frac{q_5}{C} \quad (\text{A.24})$$

ou :

$$e_4 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_2 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

A.2.6 Cas particuliers

Durant la procédure d'affectation des causalités, on peut rencontrer des conflits de causalité qui indiquent des difficultés de résolution numérique ultérieures. Ces conflits de causalité se traduisent par des équations implicites c.a.d un non déterminisme, donc on aura à résoudre des équations algébro-différentielles. On va considérer quelques cas de conflits de causalité.

A.2.6.1 Structure à causalités multiples

C'est le cas où la causalité n'est pas unique c'est-à-dire qu'il existe deux possibilités d'affectation de causalité. On considère l'exemple du circuit représenté sur la figure A.21.

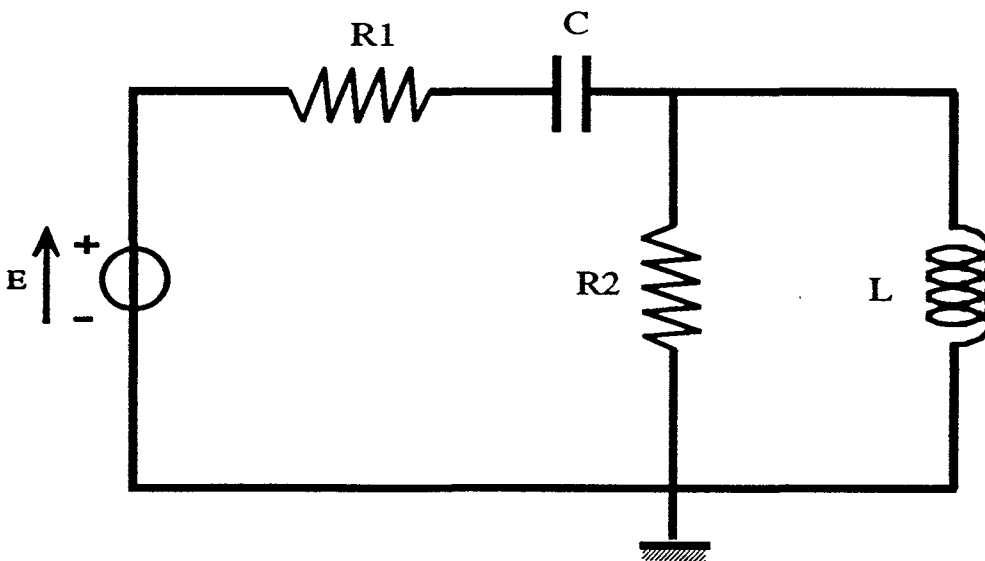


Fig A.21

La représentation Bond-Graph de cette structure donne deux possibilités d'affectation de causalité pour les éléments R2-R1 (figure A.22). Donc on a un degré de liberté dans le choix de la causalité.

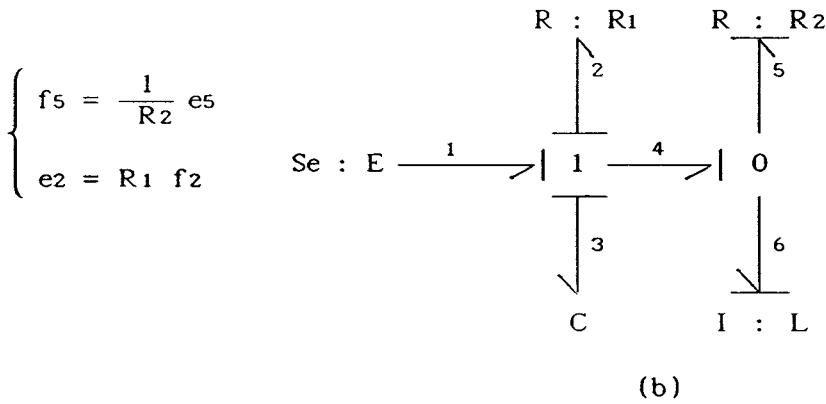
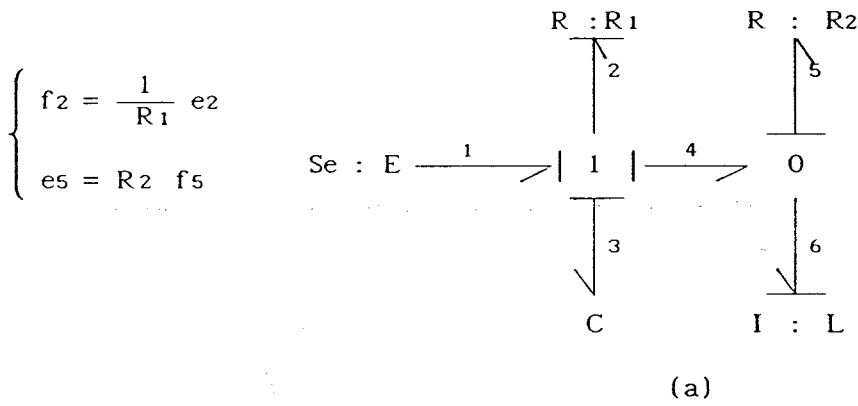


Fig A.22

A.2.6.2 Boucles causales

L'existence d'une boucle causale entre les différents éléments R de la structure provoque également des problèmes d'ordre numérique. En considérant l'exemple de la figure A.22, on remarque l'existence de boucles causales entre R1-R2.

A.2.6.3 Causalités dérivées

Un élément de stockage I ou C se trouve affecté d'une causalité dérivée : c'est aussi un cas qui cause des problèmes d'ordre numérique. L'apparition de la causalité dérivée indique une dépendance des variables d'énergie qui peuvent s'interpréter comme une représentation trop macroscopique.

Pour illustrer ce cas on considère l'exemple d'un circuit représenté sur la figure A.23.

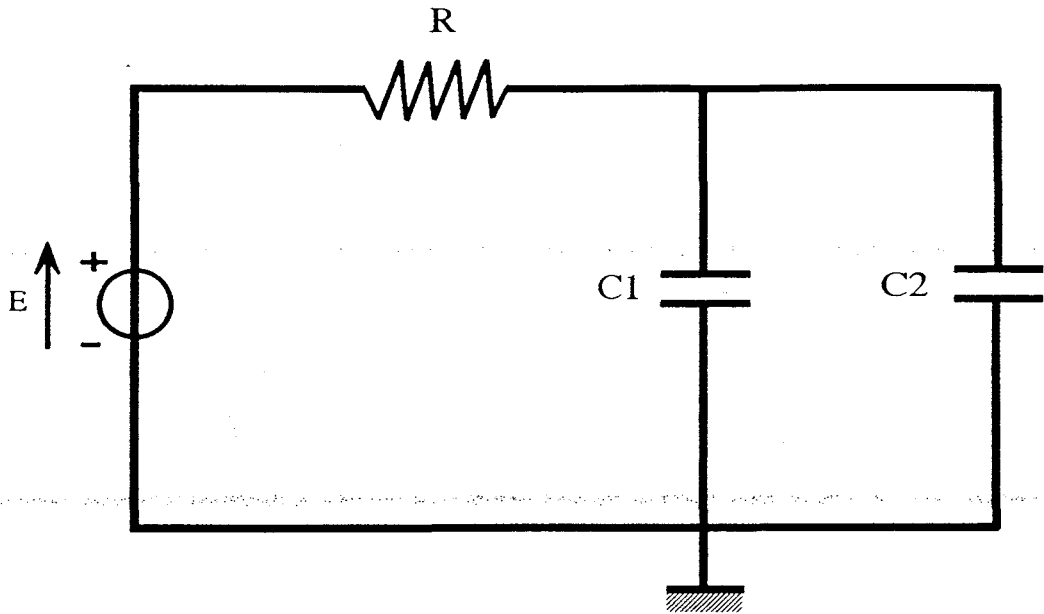


Fig A.23

La représentation Bond-Graph de ce circuit est donnée sur la figure A.24.

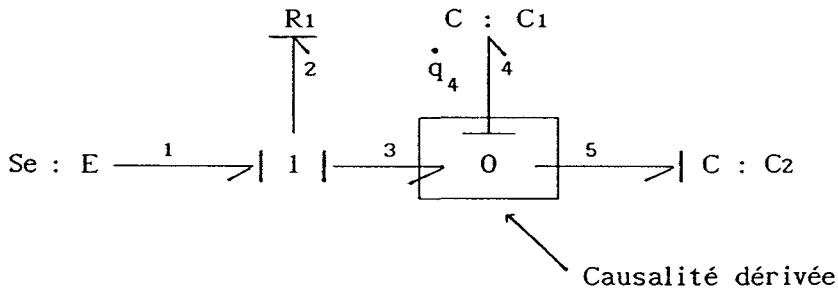


Fig A.24

On remarque qu'il y a une causalité dérivée sur l'élément C2 ; on peut prévoir l'existence d'une seule variable d'état q_4 ; par contre q_5 peut être déterminé algébriquement à partir de q_4 .

Après avoir mis en équation , on trouve alors le système suivant :

$$\text{système d'équation algébro-différentielle (système singulier)} \quad \left[\begin{array}{l} \dot{q}_4 = \frac{C_1}{(C_1 + C_2) R} E - \frac{1}{(C_1 + C_2) R} q_4 \\ \dot{q}_5 = \frac{C_2}{C_1} \dot{q}_4 \end{array} \right. \quad (\text{A.26})$$

A.2.7 Les solutions des conflits de causalités

On peut résoudre ces problèmes et lever l'indétermination par les procédés suivants:

- On peut compliquer le modèle en ajoutant les liens qui manquent ; dans le cas du domaine électrique, ajouter des inductances qui représentent les inductances de lignes (parasites), ou des capacités et des résistances pour les commutateurs.

- Dans le cas de causalité dérivée, ou bien quand il est impossible d'avoir une impédance équivalente (C, I, R), on peut ajouter une faible impédance en série avec un condensateur pour transformer la jonction 0 en une jonction 1.

NOTATIONS

RAPPEL DES PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES

- G : : G.T.O (Gate Turn-Off thyristor)
- Ds : Diode du C.A.L.C
- D : Diode de roue libre
- T : Thyristor du circuit de soufflage
- Dg : Diode en anti-parallèle avec le G.T.O (circuit de soufflage)
- Dt : Diode en anti-parallèle avec le thyristor T (circuit de soufflage)
- Cs : Condensateur du circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C)
- Cc : Condensateur du circuit de soufflage
- Ls : Inductance du circuit de soufflage
- L : Inductance de la charge
- Ld : Inductance en série avec la diode Dt.
- Lp : Inductance parasite du circuit de puissance
- ℓ_1 : Inductance du circuit d'aide à la commutation à l'amorçage
- ℓ_s : Inductance parasite du circuit d'aide à la commutation.
- Rs : Résistance de décharge du condensateur du C.A.L.C
- R : Résistance de charge
- t_{gt} : Temps d'amorçage
- t_s : Temps de déstockage
- t_f : Temps de descente
- t_{ro} : Temps de croissance du courant à l'amorçage
- t_t : Durée d'existence du courant de queue
- t_d : Temps de retard à l'amorçage
- U_{GTO} (U_{AK}) : Tension anode cathode du G.T.O
- U_{DM} : Tension maximale observée aux bornes du G.T.O au blocage
- E : Tension de la source d'alimentation
- U_{GK} : Tension gâchette cathode
- V_s : Surtension initiale (spike)
- U_{DON} : Chute de tension directe aux bornes du composant
- U_n : Tension de la source d'alimentation de la commande du G.T.O

I_{GT0} : Courant à couper par le G.T.O
 I : Courant dans la charge
 I_{GN} : Courant de gâchette permanent (de maintien)
 I_D : Courant dans la diode de roue libre
 I_{cq0} : Courant initial de queue
 I_{qM} : Valeur maximale du courant de queue.
 I_{cq} : Courant de queue
 i_{GK} : Courant de gâchette du G.T.O
 i_{GFM} : Valeur maximale du courant de gâchette à l'amorçage
 i_{GRM} : Valeur maximale du courant de gâchette au blocage
 i_A : Courant d'anode du G.T.O
 i_K : Courant de cathode du G.T.O

 W : Energie dissipée durant la commutation (pertes)

 G : Gain en courant du G.T.O (I_{GT0}/I_{GK})

INSTRUMENTATION

INSTRUMENTATION

Oscilloscope type	: PHILIPS 3394 - 200MHZ
Table traçante type	: HP PRO COLOR 7440
Mesure de I_{GTO} avec une sonde de courant de type	: TEKTRONIX TM 502A
Mesure de I_{GK} avec une sonde de courant de type	: TEKTRONIX TM 502A
Mesure de U_{GTO} avec une sonde différentielle de type	: B.I - SI 9000
Mesure de U_{GK} avec une sonde différentielle de type	: B.I - SI 9000

METHODE DE MESURE DE L'ENERGIE (PERTES PAR COMMUTATION)

Pour calculer la puissance et l'énergie dissipée durant la commutation au blocage, on a utilisé le programme du menu mathématique de l'oscilloscope type PHILIPS PM-3394-200MHZ.

La tension aux bornes du G.T.O est mesurée avec une sonde de tension différentielle de type Backman SI-9000 diviseuse par 200 et connectée sur la voie 1 de l'oscilloscope.

Le courant d'anode du G.T.O est mesuré grâce à une sonde de courant (pince de 200A) de type Tektronix TM 502A qui donne directement la valeur du courant une fois la voie 2 de l'oscilloscope calibrée sur 10mv/div.

En utilisant le menu "UTIL" de l'oscilloscope, on calibre chaque entrée en fonction de la grandeur à mesurer. Dans notre cas, la voie 1 est à 100V/div et la voie 2 à 10A/div.

La fonction mathématique détecte les vrais calibres des grandeurs à mesurer, est effectuée l'opération en donnant directement l'unité du résultat.

La première opération que l'on réalise avec les fonctions mathématiques de l'oscilloscope est la multiplication de la tension (voie 1) par le courant (voie 2), le produit est donné en Watt et mis dans la mémoire m1. Une deuxième fonction mathématique permet de faire l'intégrale du produit qui correspond à l'énergie dissipée donnée en milliJoules, le résultat est enregistré dans la mémoire m2.

On peut afficher les résultats des opérations mathématiques, qu'il s'agisse de la puissance (m1) ou de l'énergie (m2), en adaptant chaque fois le calibre de l'unité (W ou mJ) pour représenter les courbes.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **J.P.PASCAL**
"Etude de circuits d'aide à la commutation de Thyristors GTO montés en série pour des applications à la traction ferroviaire".
Thèse de Docteur d'Etat, Université Pierre et Marie Curie, Paris VI, 1986.
- [2] **Z.KHATIR**
"Etude de l'ouverture des thyristors G.T.O. de forte puissance: aide à leur conception et à leur utilisation".
Thèse de Docteur ingénieur, INSA, Toulouse 1988.
- [3] **P.LETURCQ, Z.KHATIR, J.GAUBERT**
"Simulation des thyristors Gate-Turn-Off".
Revue de l'INRETS "Recherche-Transports-Sécurité", n°22, Juin 1989, pp. 17-23.
- [4] **H.FUKUI, T.YAGINUMA**
"Two-dimensional numerical analysis of turn-off process in a G.T.O under inductive load".
IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. ED-32, n°9, Sept 1985, pp. 1830-1834.
- [5] **A.NAKAGAWA, H.OHASHI**
"A study on G.T.O-off failure mechanism a time and temperature dependent 1 D model analysis".
IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. ED-31, n°3, Mars 1984, pp. 273-279.
- [6] **J.P.PASCAL, G.COQUERY, R.LALLEMAND**
"Influence de l'impédance du déclencheur sur le courant maximal de coupure d'un G.T.O".
Electronique de puissance n°17, pp. 53-60.

- [7] **J.P.PASCAL, G.COQUERY, P.CAROFF, R.LALLEMAND**
 "Etude expérimentale de l'influence de l'impédance du déclencheur sur le courant maximal coupable d'un G.T.O".
 Rapport INRETS n°6, Arcueil, Mai 1986.
- [8] **H.OHASHI**
 "Snubber circuit for high-power Gate Turn-Off thyristors".
 IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-19, n°4, Juill/Aout 1983,
 pp. 655-664.
- [9] **Z.KHATIR, R.LALLEMAND**
 "An accurate one-dimensional model for the analysis of the turn-off performance of anode shorted G.T.O thyristors".
 EPE, Firenze, 1991, pp. 442-447.
- [10] **J.ARNOULD, P.MERLE**
 "Dispositifs de l'électronique de puissance".
 Editions HERMES, 1992, Tome 1-2.
- [11] **H.MOREL, B.ALLARD, J.P.CHANTE**
 "PACTE: a behavioral simulator for power electronics".
 IMACS TCl, Nancy, 1990, pp. 411-416.
- [12] **K.BESBES**
 "Contribution à la modélisation comportementale des composants de puissance en commutation".
 Thèse de Docteur ingénieur, INSA, LYON 1989.
- [13] **H.MOREL, K.BESBES, J.P.CHANTE, J.P.FERRIEUX, J.PERARD**
 "Simulations comportementales en électronique de puissance".
 RGE N°1 Janvier 1990.
- [14] **A.CASTELAIN, J.P.DUCREUX, G.DAUPHIN-TANGUY, C.ROMBAUT**
 "Modelling and analysis of power electronics networks by bond-graph"
 IMACS, TCl'90, NANCY, 19-21 septembre 1990, pp. 405-409.

- [15] **J.P.DUCREUX, A.CASTELAIN, G.DAUPHIN-TANGUY**
 "Electrical machines modelling using Bond-Graph".
 IMACS symposium MCTS, LILLE 1991, pp. 357-360.
- [16] **J.P.DUCREUX**
 "Modélisation par Bond-Graph".
 D.E.A 1988-89, I.D.N LILLE.
- [17] **H.ELMQVIST, K.J.ASTRÖM, T.SCHÖNTHAL, B.WITTENMARK**
 "SIMNON"
 SSPA Systems, 1990, "Sweden.
- [18] **G.M.ASHER, V-ESLAMDOOST**
 "A novel causality changing for the bond-graph modelling of
 variable topology electronic switching circuits"
 IMACS symposium MCTS, LILLE 1991, pp. 371-376.
- [19] **G.M.ASHER, W.F.RAY, V.ESLAMDOOST**
 "Power electronics simulation using bond-graphs and
 transmission line modelling"
 EPE, Firenze, 1991, pp. 85-89.
- [20] **G.M.ASHER, V.ESLAMDOOST**
 "Power electronic circuit simulation using Bond Graph
 techniques".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 807-812.
- [21] **PH.LETURCQ, J.GAUBERT, A.NAPIERALSKI, Z.KHATIR**
 "Simulation sur microcalculateur de l'ouverture des thyristors
 G.T.O".
 R.G.E, n°1, Jan.1990, pp. 40-49.
- [22] **J.GAUBERT, Z.KHATIR, P.LETURCQ**
 "Description des performances d'ouverture des thyristors
 G.T.O".
 Electronique de Puissance du Futur, BORDEAUX, 1988.

- [23] **K.HARADA, H SAKAMOTO, M.SHOYAMA**
 "On the effective turn-off G.T.O by small saturable core".
 IEEE Trans.On Power Electronics, Vol PE-2, n°1, Jan.1987,pp.20-27.
- [24] **Y.CHERON**
 "La commutation douce dans les convertisseurs statiques de l'énergie électrique".
 Editions Technique et Documentation, 1989.
- [25] **M.BOURAHLA, C.GLAIZE**
 "Investigation on forced-commutated G.T.O-Thyristors: The mixed turn-of-thyristors".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 743-474.
- [26] **M.CLAUDE**
 "New perspectives for G.T.O used as conventional thyristors with gate assisted turn-off technique".
 Proc. of EPE, GRENOBLE, 1987, pp. 69-75.
- [27] **N.IDIR, R.BAUSIERE**
 "G.T.O interrupteur quasi résonnant"
 13 eme Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique"
 J.T.E.A'93, HAMMAMAT, Tunis, Fevrier 1993, pp. 415-418.
- [28] **E.SCHLEGEL**
 "Gate-Assisted Turn-Off thyristors".
 IEEE Trans.On Electron Devices, Vol. ED-23, n°8, Aout 1976,
 pp. 888-892.
- [29] **J.P.PASCAL, G.COQUERY, R.LALLEMAND**
 "Increasing frequency using GTO in gate-assisted-turn-off mode"
 I.E.E. Power Electronics, London, July 1988, pp. 87-90.
- [30] **P.BORNE, G.DAUPHIN-TANGUY, J.P.RICHARD, F.ROTELLA, I.ZAMBETTAKIS**
 "Modélisation et Identification des Processus"
 Editions TECNIP, 1992.

- [31] **K.KARNOPP, R.ROSENBERG**
 "System dynamics a unified approach".
 John Willey & sons, New-York, 1975.
- [32] **D.C KARNOPP**
 "Alternative causal patterns and equation formulations for
 dynamics systems".
 Trans. ASME J. Dyn. Syst. Meas. and Control, Vol.105,
 pp. 58-63, 1983.
- [33] **P.C.BREEDVELD**
 "Physical Systems Theory in Terms of Bond-Graphs"
 Ph. D. Thesis, Twente University of Technology, P.O. Box 217,
 Enschede, The Netherlands, 1984.
- [34] **M.M PAYNTER**
 "Analysis and design of engineering Systems".
 M.I.T. Press, Cambridge (Mass.), 1961.
- [35] **J.C WILLEMS**
 "Dissipative Dynamical Systems, Part I and II"
 Arch. Rational Mechanics and Analysis, Vol. 45, pp. 321-392.
- [36] **N.IDIR, R.BAUSIERE**
 "Circuit oriented simulation of GTO thyristors using bond-graphs"
 IEEE SMC'93, Vol.1, pp.579-582, 17-20 Octobre, Le Touquet-France.
- [37] **C.BATARD**
 "Interactions composants - circuits dans les onduleurs de
 tension. Caractérisation - Modélisation - Simulation"
 Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse 1992.
- [38] **R.LALLEMAND**
 "Caractérisation des G.T.O".
 Rapport INRETS n°8, Arcueil, Juillet 1986.

- [39] **J.P.PASCAL, G.COQUERY, R.LALLEMAND**
 "Caractérisation des thyristors Gate-Turn-Off".
 Revue de l'INRETS 'Recherche-Transports-Sécurité',
 n°22, Juin 1989, pp. 24-29.
- [40] **G.SEGUIER, F.LABRIQUE**
 "Les convertisseurs de l'électronique de puissance"
 "La conversion continu-alternatif".
 Editions Technique et Documentation, 1989, Tome 4.
- [41] **R.V.HONORAT**
 "Thyristor Triacs et GTO".
 Editions Radio, 1987.
- [42] **R.PERIOT, S.SAADATE, R.LE DOEUFF**
 "Protection of the G.T.O thyristors in a high voltage dc
 traction chopper".
 Imacs Symposium, Lille, 1991, pp. 180-184.
- [43] **W.F.WIRTH**
 "High-speed snubberless operation of GTO's using a new gate
 drive technique".
 IEEE Trans. On Ind Appl, Vol.24, n°1, Jan/Fab 1988, pp. 127-131.
- [44] **S.MIYAZAKI, T.NAKAJIMA, K.MAZADA**
 "Study of switching characteristics of GTO with spice model".
 EPE, Firenze, 1991, pp. 311-316.
- [45] **C.J.HAMMERTON, F.A.WOODWORTH**
 "The G.T.O as fast thyristor".
 Proc. of EPE, GRENOBLE, 1987, pp. 81-85.
- [46] **P.MERLE, J.ARNOULD, C.GLAIZE, M.BOURAHLA, P.LARGUIER**
 "Analysis of charge transfer in mixed turn-off-thyristor"
 Proc. of EPE, GRENOBLE, 1987, pp. 321-324.

- [47] **A.DOLBACHIAN, A.PAPOULAR**
 "Quelques principes d'utilisation du G.T.O".
 Electronique de puissance, n°3, pp. 34-42.
- [48] **J.P.PASCAL**
 "Le Z.T.O: un nouveau composant de puissance".
 Electronique de puissance n°23.
- [49] **M.VIET**
 A.E.G échantillonne les premiers G.T.O européens de grande puissance".
 Electronique de puissance n°1, pp. 28-36.
- [50] **S.SAASATE, R.LE DOEUFF, R.PERIOT**
 "A 4000V-800A G.T.O chopper for traction applications".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 395-400.
- [51] **M.ISHIDOH, M.YAMAMOTO, T.NAKAGAWA, F.TOKUNOH**
 "A new reverse conducting G.T.O".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 121-125.
- [52] **R.SIEVERS**
 "The influence of gate drive circuits on the switching behaviour of large Gate Turn-Off thyristors (G.T.O.S)".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 701-705
- [53] **D.FERRER, J.ROUX, J.NUNS, J.L.PEUREUX**
 "Contribution of blockable power elements (G.T.O.S) to resonant converters for induction heating".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 1103-1108.
- [54] **I.SMIT, J.D.VAN WYK, J.J.SCHOEMAN**
 "G.T.O converters above 30 kHz with resonant input links as power filters".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 1549-1553.

- [55] **R.M.DAVIS, W.F.RAY**
 "A practical evaluation of non-linear snubbers using multi-layer ceramic capacitors"
 EPE, Aachen, 1989, pp. 621-625.
- [56] **O.SAHRAOUI, L.GERBAUD, O.NORMAND et J.ROUDET**
 "Contribution à la modélisation des convertisseurs statiques pour la simulation à topologie variable"
 Journal de physique III, Juin 1993, pp. 1221-1241.
- [57] **S.LEFEBVRE, F.FOREST et J.P.CHANTE**
 "Caractérisation de l'IGBT en commutation par quasi-résonance"
 R.G.E N° 7, Juiullet 1993, pp. 8-14.
- [58] **G.FREGIEN**
 "Low loss gate drive circuit for high power G.T.O-thyristors".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 713-716.
- [59] **L.MALESANI, L.ROSSETTO,P.TENTI, R.J.MORRIS, F.J.WAKEMAN**
 "Design and characterization of G.T.O devices for medium frequency applications".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 115-119.
- [60] **W.RUNGE, A.STEIMEL**
 "Some aspects of the circuit design of high power G.T.O converters".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 1555-1560.
- [61] **A.MERTENS**
 "Operation and control requirements for a G.T.O used in a parallel resonant inverter for induction heating".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 1097-1102.
- [62] **P.R.PALMER, C.M.JOHNSON**
 "Measurement of the redistribution of current in the G.T.O thyristors during turn off".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 1621-1625.

- [63] **J.M.LEISTEN, HOBSON**
 "Use of G.T.O's in resonant circuit topologies".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 1641-1649.
- [64] **J.F.PAMMA, R.EHLINGER, J.J.ROUSSEAU, J.P.CHANTE**
 "G.T.O characterization for the calculation of their
 protection by fuses".
 EPE, Aachen, 1989, pp. 733-736.
- [65] **B.SNEYERS, PH.LATAIRE, G.MAGGETTO, B.DETEMMERMAN, J.M.BODSON**
 "Improved voltage source G.T.O inverter with new snubber
 design".
 Proc. of EPE, GRENOBLE, 1987, pp. 31-36.
- [66] **M.JUNG**
 "Improved snubber for G.T.O inverters with energy recovery by
 simple passive network".
 Proc. of EPE, GRENOBLE, 1987, pp. 15-20.
- [67] **L.MALESANI, P.TENTI**
 "Medium-frequency G.T.O inverter for induction heating
 application".
 Proc. of EPE, GRENOBLE, 1987, pp. 271-276.
- [68] **S.M.TENCONI, M.ZEMBELLI, L.MASELANI, P.TENTI**
 "The reverse blocking G.T.O as a very fast turn-off thyristor".
 Proc of IEEE-IAS Annual meet, pp. 377-383, Denver, 1986.
- [69] **R.J.MORRIS, F.J.WAKEMAN, L.MALESANI, L.ROSSETTO, P.TENTI**
 "A new family of G.T.O devices for medium frequency
 application".
 Proc of IEEE-IAS Annual meet, pp. 1264-1269, 1989.
- [70] **B.W.WILLIAMS, J.K.GOODFELLOW, F.V.P.ROBINSON**
 "G.T.O thyristor and bipolar transistor cascode switches".
 IEE Proceedings, Vol.137, Pt.B, n°3, May 1990, pp. 141-153.

- [71] **O.HASHIMOTO, H.KIRIHATA, M.WATANABE, A.NISHIURE, S.TAGAMI**
"Turn-on and turn-off characteristics of a 4.5-kV 3000-A Gate-Turn-Off thyristor".
IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-22, n°3, Mai/Juin 1986, pp.478.
- [72] **A.UEDA, M.IBAMOTO, H.NARITA, T.HORI, T.TSUBOI, Y.YAMADA**
"G.T.O inverter for AC traction drives".
IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-19, n°3, Mai/Juin 1983,
pp. 343-347.
- [73] **S.CHUQUILLANQUI**
"Simulation d'un circuit de traction a G.T.O"
Electronique, N°5, Fevrier 1991, pp. 49-54.
- [74] **C.G.STEYN, J.D.VAN WYK**
"Optimum nonlinear turn-off snubbers: design and application".
IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-25, n°2, Mars/avril 1989,
pp. 298-306.
- [75] **J.A.DEACON, J.D.VAN WYK, J.J.SCHOEMAN**
"An evaluation of resonant snubbers applied to G.T.O converters".
IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-25, n°2, Mars/avril 1989,
pp. 292-296.
- [76] **BATARD, MEYNARD, FOCH, MASSOL**
"Circuit oriented simulation of power semiconducteur using SUCCESS. Application to diodes and bipolar transistors"
EPE, FIRENZE, 1991, pp. 68-73.
- [77] **M.HONBU, Y.MATSUDA, K.MIYAZAKI, Y.JIFUKU**
"Parallel operation techniques of G.T.O inverter sets for large AC motor drives".
IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-19, n°2, Mars/Avril 1983,
pp. 198-204.

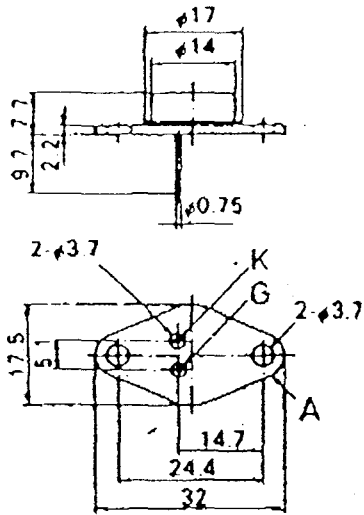
- [78] **J.L.PEUREUX**
 "GTO-Controlled inverter for induction heating applications".
 Imacs Symposium, Lille, 1991, pp. 107-110.
- [79] **B.MASCHKE**
 "Approche systemique des systemes continus Graphes de liaison"
 Journées EEA-Electrotechnique, CNAM, Paris, 26-27 Mars 1992.
- [80] **S.K.BISWAS, B.BASAK, J.VITHAYATHIL**
 "An autoprotecting gate drive circuit for G.T.O thyristor".
 IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-24, n°1, Jan/Fev 1988,pp.121-125.
- [81] **H.MOREL, B.ALLARD, J.P.CHANTE**
 "Utilisation des graphes de liens pour la modélisation des
 composants de puissance en vue de la simulation de circuit"
 Journées EEA-Electrotechnique, CNAM, Paris, 26-27 Mars 1992.
- [82] **J.HOLTZ, S.SALAMA, K.H.WERNER**
 "A nondissipative snubber circuit for high-power G.T.O
 inverters".
 IEEE Trans.on Ind.Appl., Vol.IA-25, n°2, Juill/Aout 1989,
 pp. 620-626.
- [83] **J.FAUCHER, M.GRANDPIERRE**
 "Les graphes informationnels de causalité. Application a la
 simulation des systemes électrique"
 Journées EEA-Electrotechnique, CNAM, Paris, 26-27 Mars 1992.
- [84] **A.MERTENS, H.C.SKUDELNY**
 "Switching losses in a G.T.O inverter for induction heating".
 IEEE Trans.On Power Electronics, Vol.6, n°1, Jan.1991, pp. 93-99.
- [85] **IN-DONG KIM, GYU-HYEONG CHO**
 "A regenerative snubber for three level high power G.T.O
 inverters".
 EPE, Firenze, 1991, pp. 474-479.

- [86] **F.G.WAKEMAN**
"Non-linear current transformer for accurate measurement of G.T.O thyristor turn-off characteristics".
EPE, Firenze, 1991, pp. 428-433.
- [87] **P.A.PERSSON**
"A circuit simulation model for the high power diode".
EPE, Firenze, 1991.
- [88] **A.BRAMBILLA, DALLAGO**
"A drive circuit for high power G.T.O devices".
EPE, Firenze, 1991, pp. 448-451.
- [89] **GUZMAN.V.M, GIMENEZ DE GUZMAN.M.I, BOWLER.P**
"The DC-link inductor single leg capacitor energy recovering snubber".
EPE, Firenze, 1991, pp. 512-517.
- [90] **W.McMURRAY**
"Efficient snubbers for voltage-source G.T.O inverters".
IEEE Trans.On Power Electronics, Vol PE-2, n°3, Juill.1987,
pp. 264-272.
- [91] **M.NAITO, T.NAGANO, H.FUKUI, Y.TERASAWA**
"One-dimensional analysis of turn-off phenomena for a Gate Turn-Off thyristor".
IEEE Trans.On Electron Devices, Vol. ED-26, n°3, Mars 1979,
pp. 226-231.
- [92] **P.A.GOUGH, J.A.SLATTER**
"A model for the G.T.O thyristor during switch-off".
IEEE Trans.On Electron Devices, Vol. ED-31, n°12, Dec 1984,
pp. 1796-1803.

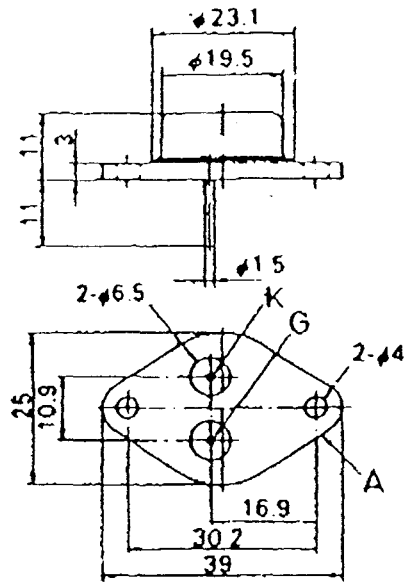
DOCUMENTS TECHNIQUES

Typ/Type		G 200 A 1200		
Elektrische Eigenschaften		Electrical properties		
Höchstzulässige Werte		Maximum permissible values		
U_{DM}	Periodische Vorwärts-Spitzenspannung	repetitive peak forward off-state voltage	$U_{DG} = 5 \text{ V}$ oder/and $R_{GK} \leq 100 \Omega$	1200 V
U_{RM}	Periodische Rückwärts-Spannung	repetitive peak reverse voltage		13 V
U_{DM}	Rückwärts-Scheitelsteuerspannung	working reverse gate voltage		13 V
I_{DM}	Periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom	repetitive controllable on-state current	$I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}}; U_{DG} \leq 350 \text{ V};$ $dU_{DG}/dt \leq 400 \text{ V}/\mu\text{s}; U_{DM} = 0,75 U_{DRM}$ $U_{LR} = 12 \text{ V}; dI_{FG}/dt = 30 \text{ A}/\mu\text{s}$	200 A
I_{DM}	Nicht periodisch abschaltbarer Durchlaßstrom	non-repetitive controllable on-state current	$I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}}; U_{DG} \leq 500 \text{ V};$ $dU_{DG}/dt \leq 600 \text{ V}/\mu\text{s}; U_{DM} = 0,75 U_{DRM}$ $U_{LR} = 12 \text{ V}; dI_{FG}/dt = 30 \text{ A}/\mu\text{s}$	280 A
I_{TM}	Stoßstrom-Grenzwert	surge current	$t = 10 \text{ ms}, I_{Tj} = 45^\circ\text{C}$	330 A
$\int I^2 dt$	Grenziastintegral	$I^2 dt$ -rating	$t = 10 \text{ ms}, I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}}$	300 A
$(dI/dt)_c$	Kritische Stromsteilheit	critical rate of rise of on-state current	$t = 10 \text{ ms}, I_{Tj} = 45^\circ\text{C}$	540 A ² s
$(dU/dt)_c$	Kritische Spannungssteilheit	critical rate of rise of off-state voltage	$t = 10 \text{ ms}, I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}}$ Dauerbetrieb/continuous operation. $I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}}; f_{TM} = 300 \text{ A}; f_0 = 50 \text{ Hz} - 2 \text{ kHz};$ $U_D \leq 800 \text{ V}$ $I_{FG} = 8 \text{ A}; dI_{FG}/dt = 8 \text{ A}/\mu\text{s}; I_{G} \geq 10 \mu\text{s}$	200 A/ μs
				1) 2) 1000 400 V/ μs
Charakteristische Werte		Characteristic values		
U_T	Obere Durchlaßspannung	max. on-state voltage	$I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}}; I_T = 200 \text{ A}; I_{GK} = 0$	4,1 V
U_{GT}	Obere Zündspannung	max. gate trigger voltage	$I_{Tj} = 25^\circ\text{C}; U_D = 12 \text{ V}; R_A = 1 \Omega$	1,5 V
I_{GT}	Oberer Zündstrom	max. gate trigger current	$I_{Tj} = 25^\circ\text{C}; U_D = 12 \text{ V}; R_A = 1 \Omega$	600 mA
I_H	Typischer Haltestrom	typical holding current	$I_{Tj} = 25^\circ\text{C}; U_D = 12 \text{ V}; R_A = 1 \Omega$	4 A
I_L	Typischer Einraststrom	typical latching current	$I_{Tj} = 25^\circ\text{C}; U_D = 12 \text{ V}; R_{GK} \geq 22 \Omega$	6 A
t_{gk}	Typischer Zündverzögerung	typical gate controlled delay time	$I_{FG} = 8 \text{ A}; dI_{FG}/dt = 8 \text{ A}/\mu\text{s}; U_D = 10 \mu\text{s}$ $I_{Tj} = 25^\circ\text{C}; I_{TM} = 20 \text{ A}; U_D = 800 \text{ V}$	1 μs
t_{gs}	Typischer Abschaltverzögerung	typical gate controlled storage time	$I_{FG} = 8 \text{ A}; dI_{FG}/dt = 4 \text{ A}/\mu\text{s}$	4 μs
t_{gf}	Typische Abschaltfallzeit	typical gate controlled fall time	$I_{Tj} = I_{Tj \text{ max}};$	0,8 μs
t_{gk}	Obere Abschaltzeit	max. gate controlled turn-off time	$I_{TM} = 200 \text{ A}; U_{DG} \leq 350 \text{ V};$	6,5 μs
I_{DM}	Typischer Rückwärts-Spitzensteuerstrom	typical peak reverse gate current	$dU_{DG}/dt \leq 400 \text{ V}/\mu\text{s}; U_{DM} = 0,75 U_{DRM}$ $U_{LR} = 12 \text{ V}; dI_{FG}/dt = 30 \text{ A}/\mu\text{s}$	65 A
I_{TOT}	Typischer Schweißstrom	typical tail current		28 A
t_{ti}	Typische Schweißzeit	typical tail time		5 μs
Thermische Eigenschaften		Thermal properties		
$R_{th(jc)}$	Innerer Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case	$\theta = 180^\circ\text{el}$, trapezförmiger Stromverlauf/ trapezoidal current waveform	$\leq 0,35^\circ\text{C}/\text{W}$
$T_{j \text{ max}}$	Höchstzulässige Sperrschichttemperatur	max. junction temperature		125°C
	Betriebstemperatur	operating temperature		-40°C... + 125°C
	Lagertemperatur	storage temperature		-40°C... + 130°C
Mechanische Eigenschaften		Mechanical properties		
G	Gewicht	weight		93 g
	Maßbild	outline		Seite/page 54

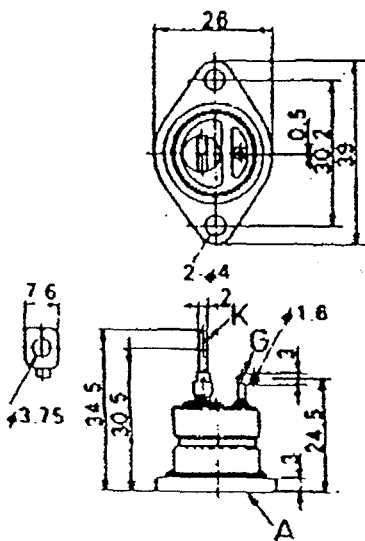
1) Wert nach DIN 41784 für $U_{DG} = 5 \text{ V}$ oder $R_{GK} \leq 270 \Omega$ (ohne vorausgehende Abschaltung)/Value according to DIN 41784 for $U_{DG} = 5 \text{ V}$ or $R_{GK} \leq 270 \Omega$ (without prior turn-off)
 2) Nur in Verbindung mit der Abschaltung aus I_{DM} gültig/Valid only according to the turn-off conditions of I_{DM}



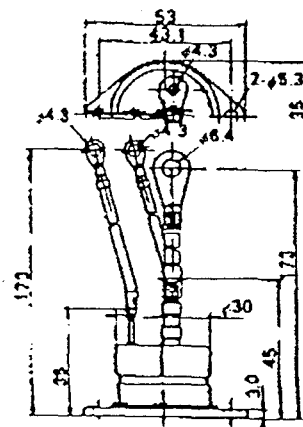
5 G 20 A



6 G 50 A



7 G 90 A



8 G 200 A

