



**HAL**  
open science

## Simulation numérique des convertisseurs statiques : prise en compte des boucles de contrôle

Hubert Piquet

► **To cite this version:**

Hubert Piquet. Simulation numérique des convertisseurs statiques : prise en compte des boucles de contrôle. Energie électrique. Institut National Polytechnique De Toulouse, 1990. Français. NNT : . tel-02528640

**HAL Id: tel-02528640**

**<https://hal.science/tel-02528640>**

Submitted on 1 Apr 2020

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THÈSE

présentée  
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE  
Spécialité : Génie Electrique

par

**Hubert PIQUET**

Agrégé Physique Appliquée

---

## **Simulation numérique des convertisseurs statiques : prise en compte des boucles de contrôle**

soutenue le 19 janvier 1990 devant le jury composé de :

MM. G. SEGUIER

Président

Fk. BORDRY

Rapporteur

Y. CHERON

H. FOCH

M. LAJOIE MAZENC

R. LE DOEUFF

Rapporteur

A. VICAUD

Avant propos:

Avant l'exposé de ce travail, je souhaite remercier les personnes qui ont accepté de faire partie de mon jury de thèse:

- Monsieur G. Séguier, qui a donné son accord pour tenir la place de président.
- Monsieur Fk. Bordry, qui s'est acquitté de la tâche de rapporteur et dont les recherches ont été au long de ce travail une source d'inspiration.
- Monsieur Y. Chéron, chercheur au LEEI, dont les conseils, fréquemment sollicités, m'ont souvent sorti d'embarras.
- Monsieur H. Foch, qui a été mon directeur de recherche et a su montrer à mon égard une grande disponibilité et une grande clairvoyance dans ses conseils, dans les orientations qu'il a données à mon travail.
- Monsieur M. Lajoie-Mazenc, directeur du LEEI, qui m'apporte ainsi une marque de confiance.
- Monsieur R. Le Doeuff, qui a accepté le rôle de rapporteur de ce mémoire.
- Monsieur A. Vicaud, qui a toujours fait montre d'intérêt pour mon travail, dans les contacts que nous avons pu avoir.

Par ailleurs, je souhaite également remercier pour leurs conseils et leurs indications pratiques, pour les

exemples concrets qu'ils m'ont fournis: J. Duparc de la société Jeumont Schneider et P. Narat de la société CEIS.

Je tiens également à témoigner de la reconnaissance que je porte à O. Louisnard, ingénieur CNRS, pour l'aide très importante qu'il m'a apportée; sans son soutien, les exemples de simulation de machines électriques ne figureraient pas au sommaire de ce mémoire; de même, je remercie J. Hector, ingénieur CNRS, informaticien du LEEI, pour ses conseils et sa patience à me donner ses explications ...

J'espère n'oublier personne et j'adresse mes remerciements à l'ensemble du personnel du LEEI: chercheurs, enseignants, techniciens et personnel administratif, pour la disponibilité que j'ai pu réclamer d'eux au cours de mon séjour ici; pour leur soutien, aussi.

**Simulation numérique des  
convertisseurs statiques:  
prise en compte des  
boucles de contrôle.**

"Simulation numérique des convertisseurs statiques;  
prise en compte des boucles de contrôle"

**Mots clefs:** simulation numérique; convertisseurs statiques; boucles de contrôle; sources contrôlées.

**Résumé:** l'objet de ce mémoire est la présentation de méthodes de simulation numérique des convertisseurs statiques. Ceux-ci peuvent être de tout type et munis de boucles de contrôle. Les circuits des convertisseurs sont étudiés dans l'espace d'état. Une approche permettant la prise en compte des contrôles échantillonnés est d'abord présentée. Puis les boucles continues sont prises en compte par l'introduction de sources contrôlées. Ces dernières sont mises en équation dans l'espace d'état. Leur application à l'extension des possibilités du champ d'étude sont enfin présentées.

"Simulation of static converters, taking account of  
control loops".

**Keywords:** numerical simulation; static converters; control loops; controlled sources.

**Abstract:** methods for the numerical simulation of static converters, with their control loops, are presented. Any structure can be considered. The circuits of the static converters are studied in the state space. First, sampled control loops are taken into account. Then continuous loops are considered, by use of controlled sources. These sources are studied in the state space. The ways they can be used to enlarge the field of study are finally presented.

## 1. INTRODUCTION; PRESENTATION:

Dans le cadre de la simulation des convertisseurs statiques, les méthodes d'études représentent un domaine privilégié, que ce soit dans le cas d'une approche analogique ou dans celui d'une approche numérique; elles sont d'ailleurs l'objet d'investigations dans de nombreux laboratoires de recherche. Ce travail se situe au niveau de la représentation numérique des phénomènes et s'appuie sur l'acquis des études déjà menées dans ce domaine.

On utilise, au niveau du L.E.E.I., les études qui ont conduit à l'écriture des codes S.A.C.S.O. et S.C.R.I.P.T.; ces programmes sont capables d'effectuer la simulation de circuits linéaires, et prennent en compte les caractéristiques de fonctionnement en commutation des interrupteurs de puissance. A partir d'une description topologique du circuit, et d'une prédétermination des ordres de commandes appliqués aux électrodes des semi-conducteurs, ils sont à même de fournir les évolutions temporelles de toute grandeur électrique du convertisseur. C'est sur cette base que se poursuivra l'étude qui est présentée.

Il s'avère à ce stade nécessaire d'envisager la recherche de solutions permettant de simuler le fonctionnement des circuits d'électronique de puissance, munis de boucles de contrôle. C'est à dire, de façon générale, que les ordres de commande des interrupteurs de puissance ne doivent plus être prédéfinis, mais doivent être issus d'une boucle de contrôle. C'est l'objectif qui a été fixé pour le travail qui est présenté.

On présente dans un premier temps, au chapitre 1, les méthodes qui sont mises en oeuvre pour la simulation

générale des convertisseurs statiques (logiciels S.C.R.I.P.T. et S.A.C.S.O.).

Puis une première approche permettant la simulation des convertisseurs munis de boucles de contrôle échantillonnées fait l'objet du chapitre 2. Cette méthode très simple d'usage permet l'étude de la majorité des cas que l'on peut rencontrer.

Dans le but d'étendre ces possibilités aux boucles de contrôle continues, de nouveaux composants de type quadripôles comprenant une source contrôlée sont introduits pour décrire le circuit. Leur utilisation dans le but poursuivi est développée au chapitre 3. Plus performantes au plan de la simulation, tant en temps de calcul qu'en précision, elles sont en contrepartie plus délicates à mettre en oeuvre.

Ces éléments ouvrent de nouveaux horizons qui permettent de sortir du cadre de l'étude des boucles de contrôle; leur application à la modélisation de composants, de machines électriques est présentée au chapitre 4.



## 1. METHODES DE SIMULATION:

On présente dans ce chapitre les modèles et méthodes mis en oeuvre dans le logiciel S.C.R.I.P.T.; c'est en effet le programme qui a été choisi comme base de développement pour cette étude. Au cours de cette description de l'état de l'art, on insistera sur les points dont l'abord présente un aspect critique pour cette étude particulière: la simulation des convertisseurs munis de boucles de contrôle.

### 1.1 Modélisation des convertisseurs statiques:

Une des difficultés majeures de la simulation des convertisseurs statiques, qu'elle soit analogique, analytique ou numérique, est le problème de la modélisation. On procède dans toute cette étude à une approche du convertisseur en tant que circuit électrique, dont les seuls composants non linéaires sont supposés être les semi-conducteurs. Une éventuelle boucle de contrôle n'est supposée agir qu'en générant des ordres de commande sur les électrodes des semi-conducteurs; elle n'intervient donc pas à ce stade de l'approche, où l'intérêt est focalisé sur l'aspect "circuit".

On s'attache donc à élaborer un modèle pour les semi-conducteurs, étant admis que les autres composants (linéaires) du circuit trouveront une représentation soit en tant que composant idéal, soit comme ensemble de composants parfaits à constantes localisées, qui permettront la prise en compte des phénomènes parasites.

## 1.2 Modélisation des interrupteurs:

Dans le cadre qui a été fixé (approche "circuit" du convertisseur), les interrupteurs trouvent naturellement une modélisation décrite en termes de "schéma équivalent".

L'approche fonctionnelle permet de définir un modèle externe très simple qui s'attache au seul point de vue "logique". L'interrupteur n'est considéré que dans deux états seulement, état passant et état bloqué, bien que d'autres études {Martins, Autissier} aient montré qu'on peut sans problème particulier définir des modes de fonctionnement plus complexes.

Le passage d'un état à l'autre devra répondre aux règles de commutation propres à l'interrupteur envisagé; d'un point de vue "logique", on pourra alors le prendre en compte comme un système du type suivant:

-la sortie pourra être l'état (passant ou bloqué).

-l'entrée sera un vecteur composé des grandeurs électriques qui permettent de gérer les commutations (par exemple: tension aux bornes, courant, temps d'application de tension inverse) et des ordres de commandes portés sur les électrodes de commande; ces derniers pourront soit être définis a priori (fonctionnement du convertisseur en boucle ouverte), soit être issus d'une boucle de contrôle.

-il possède une logique propre qui correspond à son mode de fonctionnement (celle-ci peut prendre en compte des paramètres propres à l'interrupteur, comme le  $t_q$  pour les thyristors; elle doit donc posséder un "effet de mémoire", et connaître les états antérieurs de l'interrupteur).

On est donc conduit à une structure du type:

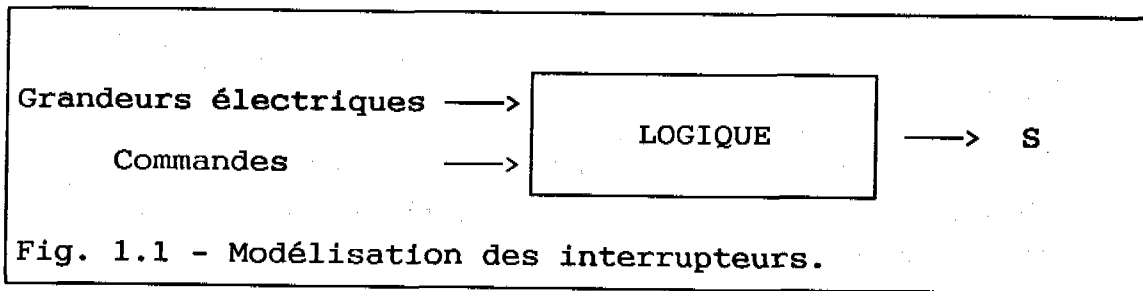


Fig. 1.1 - Modélisation des interrupteurs.

Quelle que soit la complexité du modèle de l'interrupteur à semi-conducteur, un bloc logique de ce type peut en être le coeur et assurer la "fonction commutation". {Alarcon, Bordry}.

### 1.2.1 Les différents modèles:

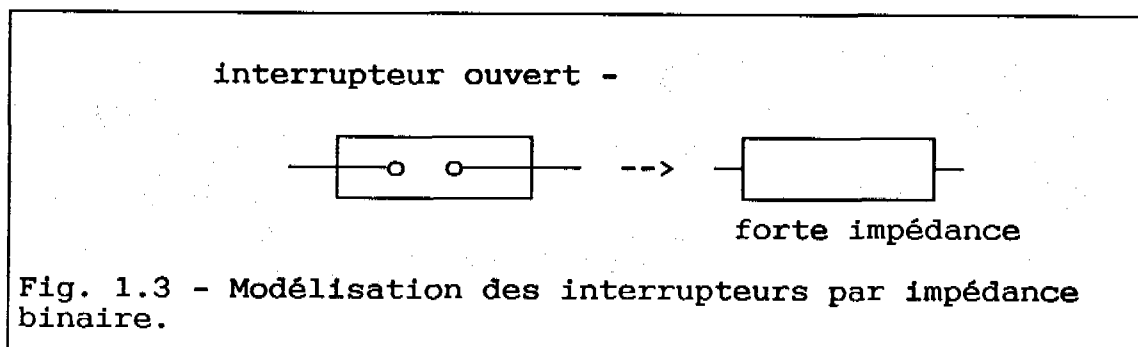
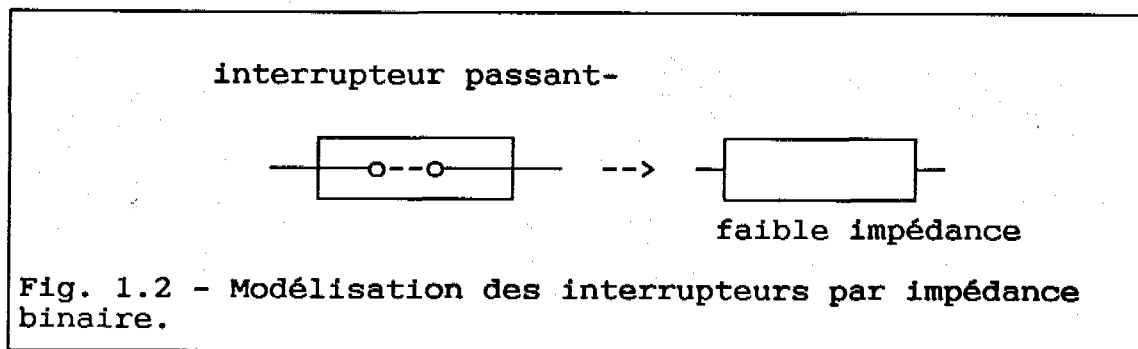
La modélisation la plus simple, la plus fréquemment retenue lorsque l'on mène une étude analytique du fonctionnement d'un convertisseur est la suivante: vu de l'extérieur, un interrupteur, suivant qu'il sera fermé ou ouvert (passant ou bloqué), est représenté soit comme un court-circuit, soit comme un circuit ouvert {Bordry}.

Mais le gros handicap de ce modèle est de faire dépendre de l'état de l'interrupteur la topologie du circuit qui l'entoure: une branche du circuit où il figure à l'état ouvert disparaît; s'il s'agit d'une diode, comment savoir si la tension aux bornes de cette branche doit provoquer l'amorçage de cette diode? Cependant, des études actuelles développent des méthodes permettant d'utiliser une structure à topologie variable, sans connaissance a priori de l'enchaînement des séquences de fonctionnement {Matt}.

La modélisation de l'interrupteur par l'alternative court-circuit / circuit-ouvert, qui

entraîne une variation de la topologie du circuit étudié, se trouve donc ainsi limitée aux cas où une étude analytique préalable aura permis de déterminer les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur et les règles qui permettent de gérer leur enchaînement au cours du temps. Ce type de simulation est appelé "simulation avec a priori" (A.A.P.) {Bordry}.

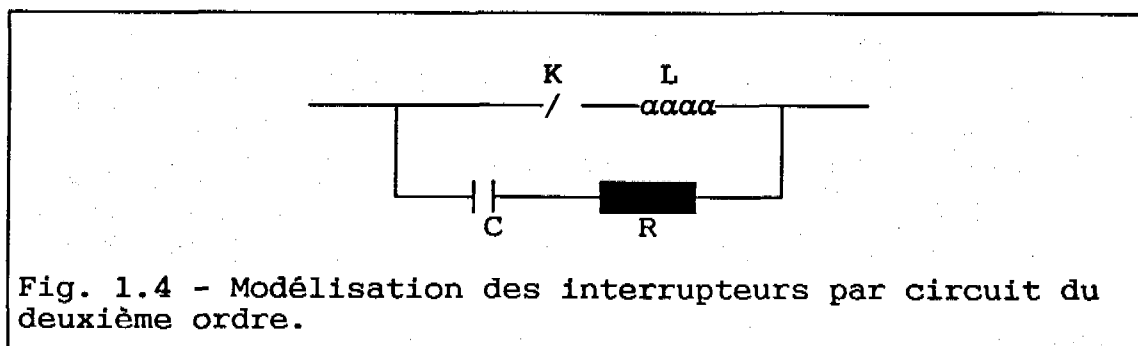
Dans le cas où l'on souhaite s'affranchir de cette contrainte, et réaliser une simulation où la topologie du circuit reste fixe, on est amené à considérer une modélisation différente des interrupteurs. Elle conserve dans son principe la simplicité du modèle court-circuit / circuit-ouvert, et représente les interrupteurs par une impédance binaire. Ainsi, qu'ils soient passants ou bloqués, les semi-conducteurs sont toujours présents dans le circuit. L'observation des grandeurs électriques qui entraînent leurs commutations devient toujours possible et la simulation du circuit ne nécessite pas d'étude préalable des séquences de fonctionnement ("simulation sans a priori").



De nombreux modèles d'interrupteurs à impédance binaire sont envisageables:

- résistance binaire, variant dans un rapport élevé suivant l'état de l'interrupteur: semi-conducteur bloqué: forte résistance  $R_{off}$ ; semi-conducteur passant: très faible résistance  $R_{on}$ .

- circuit du second ordre :



K est un interrupteur parfait qui assure la "fonction commutation"; lorsqu'il est bloqué, on force le courant dans l'inductance L à zéro. L'inconvénient de ce modèle est d'augmenter de deux unités l'ordre du système à étudier pour chaque interrupteur du circuit.

- modélisation par source contrôlée (de tension ou de courant):

- sources de tension: la source de tension représentant l'interrupteur est annulée si celui-ci est passant; elle est contrôlée de façon à ce que le courant y soit nul quand l'interrupteur est bloqué.

- sources de courant: la source de courant représentant l'interrupteur est annulée lorsque celui-ci est bloqué; elle est contrôlée de façon à ce que la tension à ses bornes soit nulle quand l'interrupteur est passant (proposition duale de la précédente).

La difficulté réside ici dans le calcul des sources contrôlées, à chaque instant.

### Quel modèle choisir ?

L'objectif poursuivi doit permettre d'éclaircir ce choix. Si l'on s'intéresse au fonctionnement global du convertisseur, prendre en compte de façon fine les phénomènes à l'intérieur du semi-conducteur est un luxe coûteux en temps de calcul et en espace mémoire. Un modèle de type résistif binaire apporte un reflet fidèle de la fonctionnalité de l'interrupteur et a donné pleine satisfaction. C'est le modèle préexistant dans S.C.R.I.P.T., qui sera conservé {Bordry}.

Néanmoins, le modèle résistif binaire permet, par l'ajout de "composants parasites" et par l'utilisation de sources contrôlées, de s'approcher d'un modèle beaucoup plus fin et de passer d'une représentation externe à une échelle macroscopique, dans la représentation du fonctionnement des semi-conducteurs. Cette application sera développée au paragraphe (4.3).

### 1.2.2 Gestion du modèle par réseau de Pétri:

La représentation par réseau de Pétri est utilisée dans le logiciel S.C.R.I.P.T. pour la gestion des changements d'état des interrupteurs. Elle a pour avantages:

- d'être modulaire et donc extensible par l'introduction de nouveaux types de composants.

- d'accepter des modifications importantes des modèles avec des interventions très localisées et donc relativement faciles à implanter.

- d'introduire une représentation hiérarchisée des modèles et une séparation des aspects "circuit" et "commande"; à l'intersection de ces deux domaines se situe le traitement des commutations, que l'on peut illustrer par la figure (1.5).

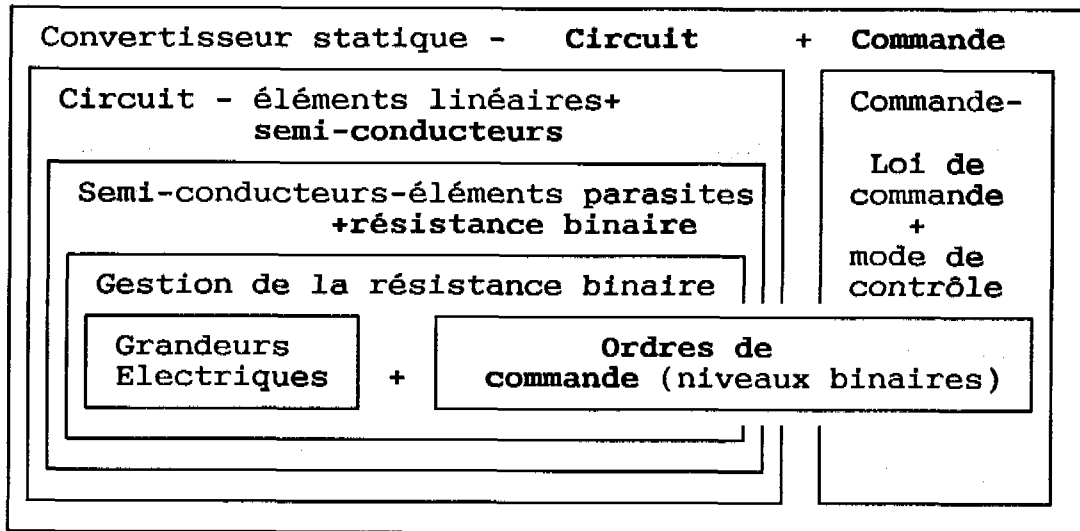


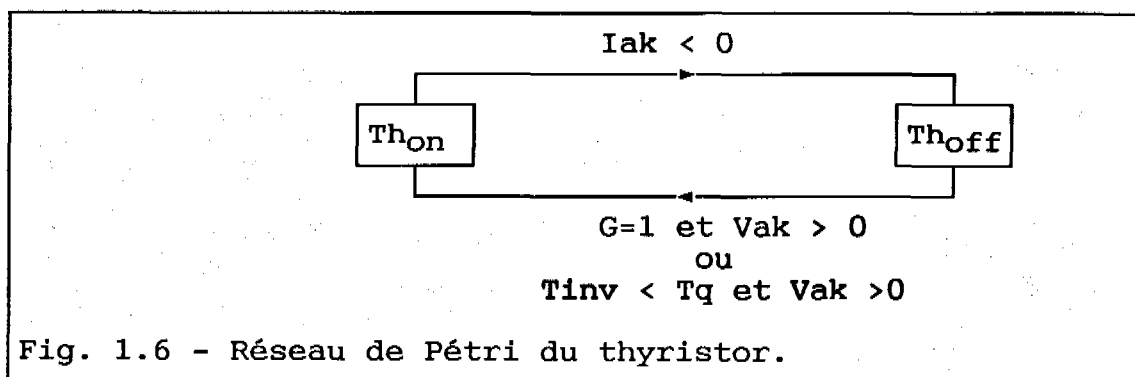
Fig. 1.5 - Hiérarchisation des modèles; séparation des aspects circuit et commande.

La gestion des changements d'état et donc des modifications des résistances binaires s'effectue en fonction de grandeurs de deux types: binaires pour les ordres de commande, et continues pour les grandeurs électriques (tension et courant propres à l'interrupteur considéré). Les ordres de commande peuvent être gérés de façon indépendante, dans la mesure où les circuits qui les génèrent ne sont pas modélisés. On considère en effet, dans la plupart des cas, que parviennent aux électrodes de commande des niveaux logiques.

#### 1.2.2.1 Mise en oeuvre:

Cette modélisation des interrupteurs par réseaux de Pétri a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche {Bordry, Alarcon, Martins}. Aussi, leur présentation générale ne sera-t-elle pas reprise.

On présente à titre d'exemple sur la figure (1.6) la partie du réseau de Pétri qui permet la gestion du changement d'état des thyristors, en prenant en compte le réamorçage par manque de temps d'application de tension inverse.



La complexification des relations entraînant le tirage d'une transition permet, par ailleurs, de définir des modes de commutation qui s'éloignent fortement du modèle résistif binaire stricto-sensu. Ainsi, des études antérieures {Martins} ont montré par exemple que l'établissement du courant de saturation dans la commutation des transistors pouvait être prise en compte.

#### 1.2.2.2 Applications aux boucles de contrôle:

Par ailleurs, on peut constater sur l'exemple du thyristor présenté en figure (1.6) et sur le schéma de la figure (1.4), que cette représentation requiert, au niveau du réseau de Pétri, la connaissance des ordres de commande. Ceux-ci, dans les logiciels S.A.C.S.O. et S.C.R.I.P.T. (pour sa version utilisée comme base de travail) sont définis a priori, à l'aide d'un motif décrit sur une période, puis répété sur tout l'horizon de simulation. Une possibilité, pour la prise en compte des boucles de contrôle, est d'intervenir directement au niveau de la définition des transitions du réseau de Pétri, en implantant à ce niveau des conditions



correspondant à un mode de contrôle. Ces conditions de type logique permettraient de décrire la commande spécifique du convertisseur simulé. Mais cette localisation présente le très gros inconvénient de faire disparaître l'indépendance du circuit étudié vis à vis de la modélisation des interrupteurs, de créer en quelque sorte un logiciel spécifique dédié à l'étude d'un seul circuit, fonctionnant avec une loi de commande précise. Cette raison a conduit à rejeter cette possibilité et à confier à des ensembles indépendants du réseau de Pétri et de niveaux hiérarchiques supérieurs la génération des lois de commande et de contrôle.

### 1.3 Mise en équations du circuit:

On adopte donc, dans cette étude, un modèle résistif binaire pour les semi-conducteurs. Tous les éléments étant linéaires, on peut alors procéder sans difficulté majeure, de façon automatique, à la mise en équation du circuit étudié. Un choix judicieux et systématique conduira à un système d'équations d'état {Bordry}.

#### 1.3.1 Analyse topologique:

On envisage ici l'approche topologique du circuit électrique du convertisseur statique. Les interrupteurs sont représentés par des résistances binaires; le convertisseur peut dès lors être considéré, entre deux instants de commutation, comme un circuit électrique linéaire dont les éléments constitutifs seront choisis parmi les types suivants: sources de tension, capacités, éléments résistifs (résistances réelles ou représentant des interrupteurs), inductances -éventuellement couplées entre elles- et sources de courant. Les sources de

tension et de courant sont ici supposées indépendantes.

#### 1.3.1.1 Définitions:

On précise en premier lieu les définitions des différentes notions utilisées pour procéder à une description des propriétés topologiques du convertisseur étudié.

Le circuit électrique est ici considéré comme objet topologique: il forme un graphe orienté, dont les arêtes sont constituées des composants du circuit. Un graphe orienté est un ensemble d'arêtes orientées reliant des noeuds - le choix de l'orientation est arbitraire; celle qui a été retenue est en accord avec les conventions "générateur" pour les sources de tension et de courant, avec les conventions "récepteur" pour tous les autres composants -.

De ce graphe, on extrait un arbre, c'est à dire un sous-ensemble des arêtes du circuit reliant tous les noeuds sans former de mailles. Celles-ci seront appelées branches de l'arbre. Les arêtes restantes, n'appartenant pas à l'arbre, portent le nom d'arêtes maillons.

note: ici apparaît l'intérêt de numérotter les arêtes afin d'assurer l'unicité de l'arbre. Celui-ci se construit dans l'ordre de numérotation des arêtes, en excluant toute arête fermant une maille. Un ordre de numérotation arbitraire et systématique a été choisi; l'arbre unique qu'on construit alors est appelé "arbre normal".

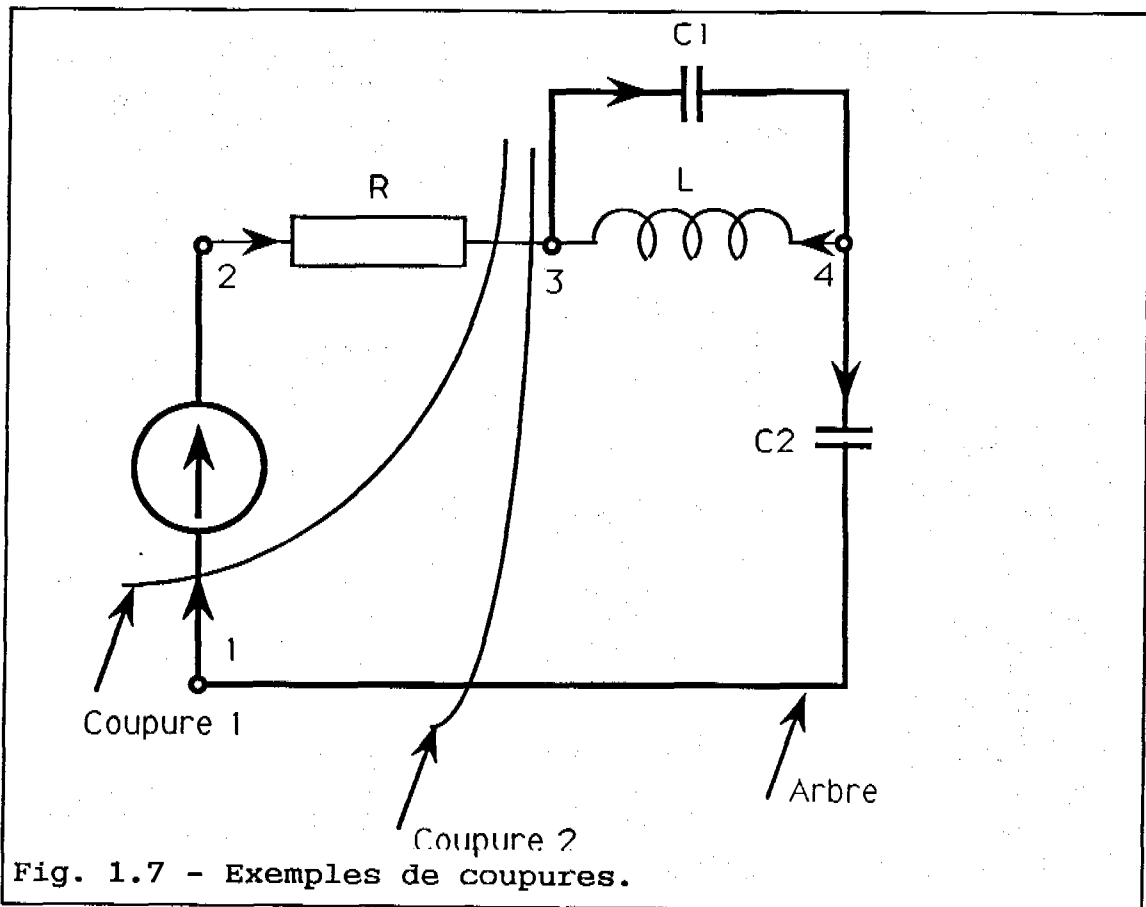
remarque: le nombre de branches est indépendant du nombre d'arêtes du graphe; il est égal au nombre de noeuds moins 1. Il y a:  $\{(\text{nombre d'arêtes}) - (\text{nombre de noeuds}) + 1\}$  maillons.

On notera:

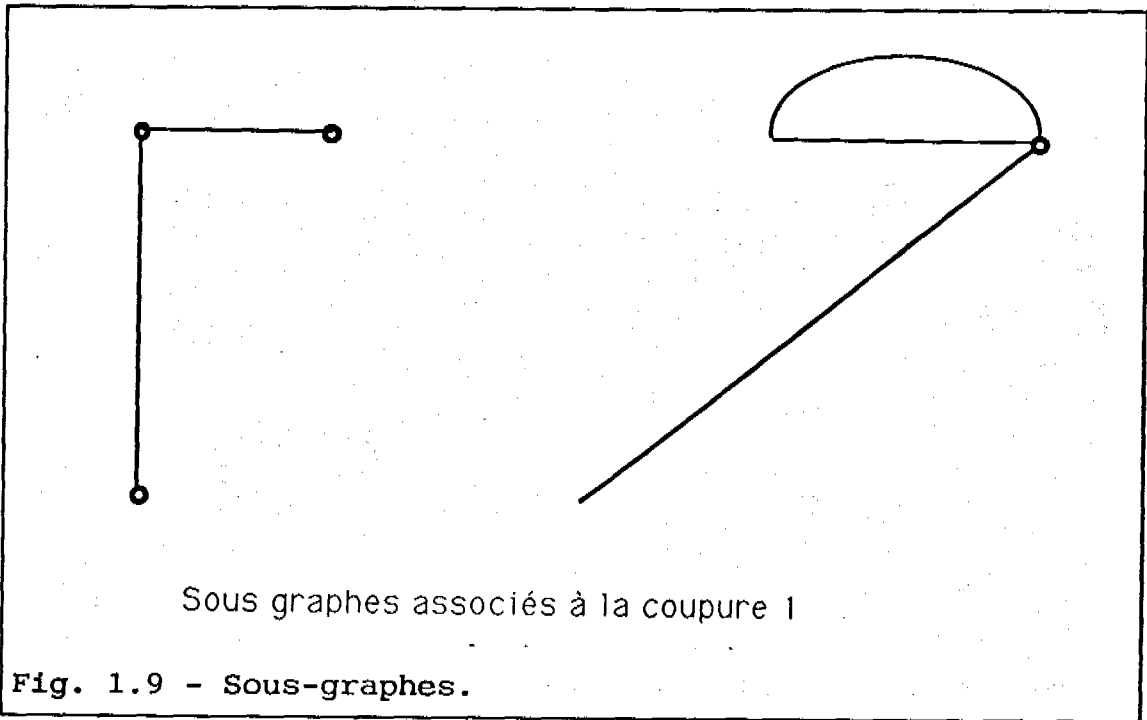
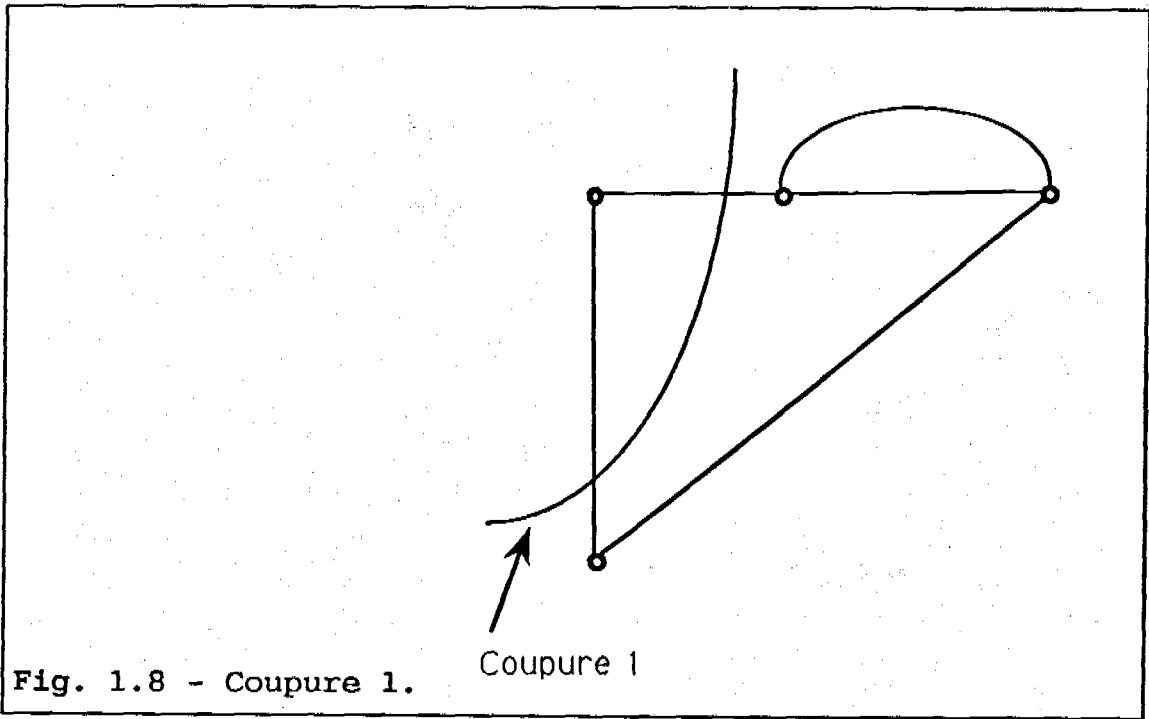
N: le nombre de noeuds du graphe.

A: le nombre d'arêtes du graphe.

Coupure: ensemble d'arêtes qui, enlevé du graphe, permet de couper celui-ci en deux sous-graphes distincts, dont la réunion contient tous les noeuds du graphe initial.



Les deux coupures séparent le graphe en deux sous-graphes.



note: la somme des courants circulant dans les arêtes d'une coupure est nulle. En effet, si on exprime les lois des noeuds pour un des sous-graphes séparés par la coupure et que l'on additionne membre à membre les

relations obtenues, les courants relatifs aux arêtes du sous graphe se simplifieront deux à deux. Il ne restera que les courants circulant dans la coupure.

Coupure fondamentale: coupure dont l'ensemble des arêtes constitutives ne contient qu'une arête branche. Le nombre de coupures fondamentales est donc égal au nombre de branches, soit  $(N-1)$ . On donne aux coupures fondamentales les mêmes numéros et orientations que les branches qui les caractérisent.

Maille: ensemble d'arêtes formant une boucle. La somme des tensions le long d'une maille est nulle.

Maille fondamentale: maille ne contenant qu'un maillon. Le nombre de mailles fondamentales est donc égal au nombre de maillons, soit:  $A-N+1$ . On donne aux mailles fondamentales les mêmes numéro et orientation que les maillons qui les caractérisent.

### 1.3.1.2 Particularités topologiques:

L'écriture des lois de Kirschoff des tensions sur l'ensemble des mailles et des lois de Kirschoff sur l'ensemble des coupures trouve une expression matricielle de la forme suivante:

Pour les tensions, sur les mailles fondamentales:

$$[B] \cdot V = 0 \quad (1.1)$$

$$\text{soit : } [B1 \ ; \ B2] \cdot \begin{bmatrix} v_b \\ v_m \end{bmatrix} = 0 \quad (1.2)$$

( $v_b$ : tensions branches;  $v_m$ : tensions maillons)  
donc:

$$v_m = - [B1] \cdot v_b \quad (1.3)$$

car:  $[B2] = 1$ , la somme de tensions le long d'une maille étant nulle. Et pour les courants, sur les coupures fondamentales:

$$[K] \cdot i = 0 \quad (1.4)$$

$$\text{soit : } [K1 \ ; \ K2] \cdot \begin{bmatrix} i_b \\ i_m \end{bmatrix} = 0 \quad (1.5)$$

( $i_b$ : courants branches;  $i_m$ : courants maillons)  
soit:

$$i_b = - [K2] \cdot i_m \quad (1.6)$$

car:  $[K1] = 1$ , la somme des courants dans les arêtes d'une coupure étant nulle.

On peut montrer par ailleurs que l'on a:  $[K2] = - [B1]^t$ . On rappelle par ailleurs que les coefficients de ces matrices ne prennent en compte ni la valeur, ni la nature des composants qui forment les arêtes.

### 1.3.2 Lois de Kirschhoff du circuit:

On procède alors à la mise en équation du circuit en déterminant une des deux matrices  $[B1]$  ou  $[K2]$  (l'information est équivalente car:  $[K2] = - [B1]^t$ ).

L'algorithme de Welsh permet de déterminer, de façon automatique, la matrice  $[K2]$  à partir de la matrice d'incidence (descriptive de la topologie du circuit étudié). Celle-ci est facile à obtenir numériquement si on définit chaque arête par son noeud de départ et son noeud d'arrivée. L'énoncé de cet algorithme est donné à l'annexe (a2).

On construit ainsi le système d'équations

algébriques exprimant l'ensemble des lois de Kirschoff des tensions et des courants pour le circuit étudié.

### 1.3.3 Equations d'état:

Le circuit que l'on considère est donc constitué des éléments parfaits à partir desquels ont été modélisés les composants réels. Il s'agit donc d'un circuit linéaire, qu'on se propose de mettre en équation sous forme d'état.

Les lois de Kirschoff (lois des noeuds et lois des mailles) s'expriment à l'aide des équations (1.9) et (1.10). En posant:

$$V_m = [ V_{mc}^t \mid V_{mr}^t \mid V_{ml}^t \mid V_{mj}^t ]^t \quad (1.7)$$

$$I_b = [ I_e^t \mid I_{bc}^t \mid I_{br}^t \mid I_{bl}^t ]^t \quad (1.8)$$

où:

- $V_{mc}$ : tension maillon capacitif
- $V_{mr}$ : tension maillon résistance
- $V_{ml}$ : tension maillon inductance
- $V_{mj}$ : tension maillon source de courant
- $V_{bc}$ : tension branche capacité
- $V_{br}$ : tension branche résistance
- $V_{bl}$ : tension branche inductance
- $V_e$  : tension branche source de courant

On a donc:

$$V_m = - [ B_l ] \cdot [ V_e^t \mid V_{bc}^t \mid V_{br}^t \mid V_{bl}^t ]^t \quad (1.9)$$

$$I_b = [ B_l ]^t \cdot [ I_{mc}^t \mid I_{mr}^t \mid I_{ml}^t \mid I_j^t ]^t \quad (1.10)$$

la matrice  $[B_l]$  a été construite à l'aide de l'algorithme de Welsh.

Note: ici apparait la nécessité de classer les arêtes selon la nature des composants. On décrira donc le circuit en définissant dans l'ordre: les sources de tension, les capacités, les interrupteurs, les résistances, les inductances, les sources de courant. L'ordre de numérotation des composants sera arbitraire dans une classe.

A ce stade n'interviennent pas encore les relations tensions / courants des différents composants. Les relations obtenues jusqu'ici ne découlent que de la topologie du circuit.

On exprime ensuite les relations tensions / courants de chaque arête, que l'on reporte dans les expressions des lois de Kirschoff. On obtient donc ainsi un système différentiel du premier ordre, duquel il faut extraire un système minimal.

On conserve comme variables d'état les tensions aux bornes des branches capacitatives [Vbc] et les courants dans les maillons inductifs [Iml]. On obtient alors les équations du circuit sous forme d'état:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Vbc \\ Iml \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} Vbc \\ Iml \end{bmatrix} + [B] \cdot \begin{bmatrix} Ve \\ Ij \end{bmatrix} + [E] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ve \\ Ij \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

où l'on retrouve la forme classique:

$$\frac{dX}{dt} = [A] \cdot X + [B] \cdot U + [E] \cdot \frac{dU}{dt} \quad (1.12)$$

où:

X: vecteur d'état du système

U: vecteur d'entrée ou d'excitation du système d'état.



Le détail de cette mise en équation dans l'espace d'état figure à l'annexe (a1).

Remarque: Le plus souvent, la matrice [E] est nulle, sauf dans le cas où le circuit présente soit une maille capacitive comprenant une source de tension, soit une coupure capacitive incluant une source de courant, soit une particularité topologique duale des précédentes (maille inductive comprenant une source de courant, ou coupure inductive comprenant une source de tension). On peut s'affranchir de cette particularité en posant:

$$X_n = X - [E].U \quad (1.13)$$

et on obtient le système:

$$\frac{dX_n}{dt} = [A].X_n + ([B]+[A].[E]).U \quad (1.14)$$

$$X = X_n + [E].U \quad (1.15)$$

#### 1.4 Gestion de la simulation:

On considère que le circuit a été mis en équation sous forme d'état par la méthode proposée au paragraphe précédent. Le problème se ramène dès lors à résoudre un système différentiel linéaire du premier ordre dont les variables sont: les tensions aux bornes des branches capacitatives, les courants dans les inductances maillons. Il s'agit de l'information minimale pour connaître l'état électrique du circuit; en effet, on peut montrer que toute grandeur électrique est, à chaque instant, reconstituable à partir de la connaissance des composantes du vecteur d'état (éventuellement de leurs dérivées, faciles à calculer par la relation:  $dX/dt = [A].X + [B].U + [E].dU/dt$ ) et des excitations du système: les sources de tension et les sources de courant.

Ces sorties du système s'expriment comme combinaisons linéaires des composantes du vecteur d'état et du vecteur source; on exprime ceci par la relation:

$$Y = [C].X + [D].U \quad (1.16)$$

où:

Y: vecteur de sortie

[C]: matrice de sortie

[D]: matrice de liaison directe entrée / sortie.

matrices du système d'état et interrupteurs: Les coefficients des matrices du système d'état (les matrices [A], [B], [E]) et des matrices de sortie (les matrices [C] et [D]), dont l'expression littérale se trouve en annexe (a1), sont fonctions des valeurs des composants du circuit et en particulier des valeurs des résistances binaires par lesquelles on a choisi de représenter les interrupteurs. On conçoit donc qu'il sera nécessaire de les recalculer à chaque fois qu'interviendra un changement d'état de l'un d'entre eux (leur résistance représentative passant de la valeur  $R_{on}$  à la valeur  $R_{off}$  ou vice-versa).

Les impératifs liés à la gestion des changements d'état spontanés des interrupteurs imposent donc de connaître avec précision les instants d'apparition des changements de signe de leurs tensions résistives (également images des courants qui les parcourent). Les tensions aux bornes des interrupteurs seront donc choisies comme composantes du vecteur de sortie.

Au plan temporel, on est conduit à la structure d'organigramme présentée par le graphe de Nassi et Schneidermann de la figure (1.10), en ce qui concerne la recherche des commutations spontanées:

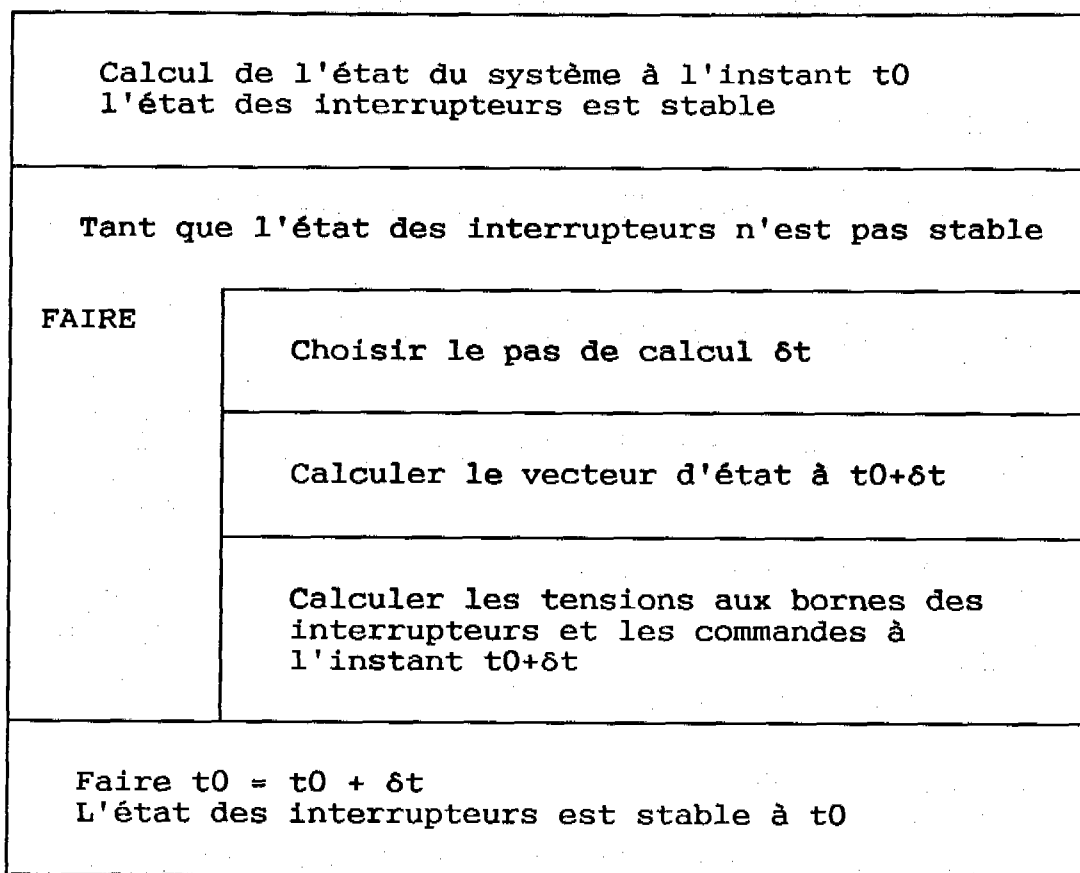


Fig. 1.10 - Recherche des commutations spontanées.

Pour l'ensemble des commutations (spontanées et commandées), on procède de la façon suivante. On suppose que l'état du système est connu à l'instant  $t_0$  et qu'à cet instant les interrupteurs sont dans un état stable (c'est à dire que ni les tensions à leurs bornes ni les ordres de commandes à l'instant  $t_0$  ne sont à même de provoquer un changement d'état). On détermine l'état du système à l'instant  $(t_0 + \delta t)$ , et, en particulier, les tensions aux bornes des interrupteurs, ainsi que les ordres de commande: soient  $V(i)$  et  $C(i)$  ( $1 \leq i \leq$  nombre d'interrupteurs) les tensions et les commandes; pour chaque interrupteur  $k$ , on examine les grandeurs de l'instant  $t_0 + \delta t$   $V(k)$  et  $C(k)$  (si l'interrupteur  $k$  est commandé). Si les règles de commutation de  $k$  imposent un changement entre les instant  $t_0$  et  $(t_0 + \delta t)$ , il faut repartir de l'instant  $t_0$  avec un pas de calcul inférieur à  $\delta t$  pour déterminer de façon "exacte" l'instant  $t_{com}$

( $t_0 < t_{com} < t_0 + \delta t$ ) où l'interrupteur  $k$  change d'état. (en fait, pour des interrupteurs parfaits, les commutations apparaissent au passage par zéro de leur courant ou de leur tension; on se fixe alors un seuil autour de zéro).

## 1.5 Résolution des équations d'état:

### 1.5.1 Introduction:

On a donc à résoudre un système linéaire d'équations différentielles du premier ordre:

$$\frac{dx}{dt} = [A].X + [B].U \quad (1.17)$$

Le moyen de retrouver, par changement de variable, ce type d'expression quand interviennent au second membre les expressions des dérivées des excitations ( $dU/dt$ ) a déjà été exposé.

L'expression analytique de la solution de ce système d'équations différentielles linéaires à coefficients constants est très classique:

$$X(t+T) = e^{(A.T)} \cdot X(t) + \int_t^{t+T} e^{[A.(t+T-\tau)]} \cdot [B].U(\tau) d\tau \quad (1.18)$$

ou encore:

$$X(t+T) = e^{(A.T)} \cdot X(t) + e^{(A.T)} \cdot \int_0^T e^{(-A\tau)} \cdot [B].U(t+\tau) d\tau \quad (1.19)$$

Le problème se situe, à ce stade, pour la

résolution numérique de cette équation récurrente, à plusieurs niveaux distincts:

- le calcul du terme intégral.
- le choix du pas d'observation:  $T$ .
- le calcul de l'exponentielle de matrice:  $e(A.T)$ .

On envisage deux types de méthodes: les méthodes de résolution "à pas fixe" et les méthodes de résolution "à pas variable".

### 1.5.2 Méthodes à "pas fixe":

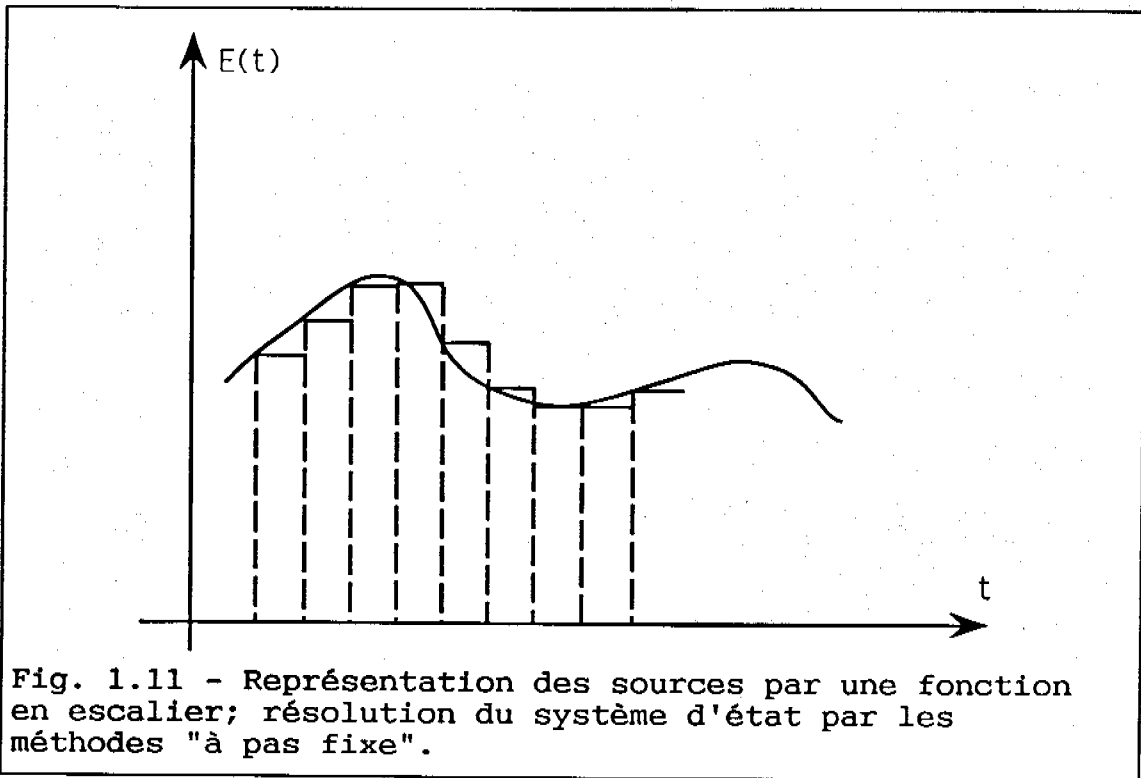
On entend par là le fait qu'en dehors des instants où peuvent se produire des commutations, dont on a vu qu'il était nécessaire qu'ils soient connus avec précision, le pas d'observation  $T$  reste constant au cours de la simulation.

#### 1.5.2.1 Modélisation des sources:

A l'échelle du pas d'observation  $T$ , les sources sont supposées constantes; on a donc sur l'intervalle temporel  $[t, t+T]$ :

$$U(\tau) = c^{te} = U(t) \quad (1.20)$$

On a donc, par exemple pour une source sinusoïdale, un écart entre la fonction elle même et la représentation qu'en induit l'hypothèse ( $U(\tau) = c^{te}$ ) sur les pas de calcul; la figure (1.11) illustre cette approximation.



l'expression de la solution analytique de l'équation d'état:

$$X(t+T) = e^{(A \cdot T)} \cdot X(t) + e^{(A \cdot T)} \cdot \int_0^T e^{-A\tau} \cdot [B] \cdot U(t+\tau) \, d\tau \quad (1.21)$$

se trouve ainsi grandement simplifiée:

$$X(t+T) = e^{(A \cdot T)} \cdot X(t) + e^{(A \cdot T)} \cdot \left[ \int_0^T e^{-A\tau} \, d\tau \right] \cdot [B] \cdot U(t) \quad (1.22)$$

soit:

$$X(t+T) = e^{(A \cdot T)} \cdot X(t) + e^{(A \cdot T)} \cdot [A]^{-1} \cdot [1 - e^{-A \cdot T}] \cdot [B] \cdot U(t) \quad (1.23)$$

$$X(t+T) = e^{(A \cdot T)} \cdot X(t) + [A]^{-1} \cdot [e^{(A \cdot T)} - 1] \cdot [B] \cdot U(t) \quad (1.24)$$

Remarques: le pas  $T$  est un pas d'observation; c'est à dire que, sous réserve que l'hypothèse ( $U(\tau)=c^{te}$ ) soit réaliste sur l'intervalle  $[t, t+T]$ , la précision de la détermination de  $X(t+T)$  à partir de  $X(t)$  ne dépend pas de la valeur de  $T$  (on utilisera donc indifféremment les expressions "pas de calcul", "pas de simulation" ou "pas d'observation"). Ceci implique donc que le choix de  $T$  se trouve lié à l'imprécision qui découle de l'hypothèse ( $U(\tau) = c^{te}$ ) sur l'intervalle  $[t, t+T]$ . A titre d'exemple, pour des sources sinusoïdales, imposer une erreur, liée à la discrétisation, sur leur valeur inférieure à 3% requiert le choix d'un pas d'observation  $T$  inférieur au 1/200 ème de leur période {Alarcon, Schonek}.

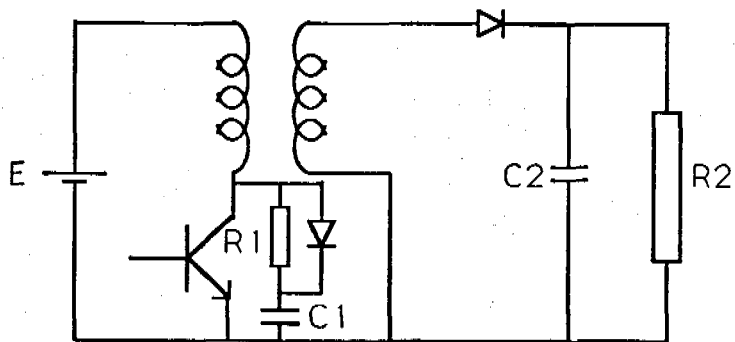
#### 1.5.2.2 Calcul de l'exponentielle de matrice:

Le second problème lié à la résolution de l'équation récurrente:

$$X(t+T) = e^{(A \cdot T)} \cdot X(t) + [A]^{-1} \cdot [e^{(A \cdot T)} - 1] \cdot [B] \cdot U(t) \quad (1.25)$$

est le calcul de l'exponentielle de matrice  $e^{(A \cdot T)}$  et celui de l'inversibilité de la matrice  $[A]$ . Ce dernier point ne pose en général pas de problème dans la mesure où la mise en équation du circuit dans l'espace d'état assure que le système d'équations différentielles linéaires obtenu admet une solution. Néanmoins, il est absolument exclu de définir des composants passifs de valeur nulle car ce choix peut conduire à la définition d'une matrice d'état non inversible.

De nombreuses méthodes {Moler} permettent le calcul numérique de l'exponentielle de matrice  $e^{(A \cdot T)}$ ; pour être utilisables, elles doivent assurer une bonne précision et ne pas nécessiter un temps de calcul prohibitif. La méthode retenue est celle des "carrés



source:

$E = 300$  volts

C.A.L.C.:

$R1 = 30$  kOhms

$C1 = 0,1$  uF

interrupteurs:

transistor:

$R_{on} = 10$  Ohms

$R_{off} = 100$  MOhms

frequence = 20kHz

$R = 0,4$

sortie:

$R2 = 5$  Ohms

$C2 = 20$  uF

transformateur:

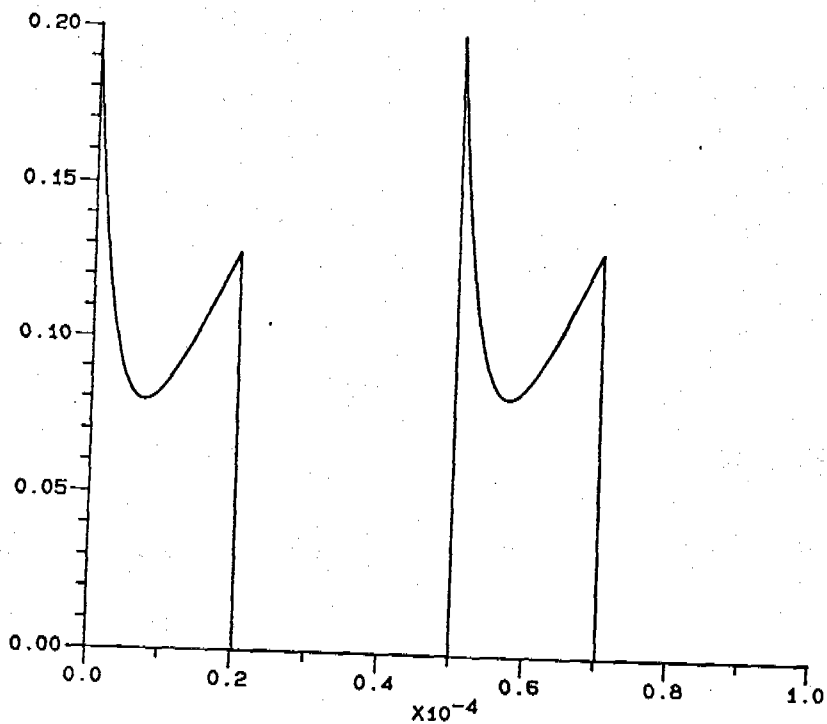
$K = 0,035$

$L_m = 58,8$  mH

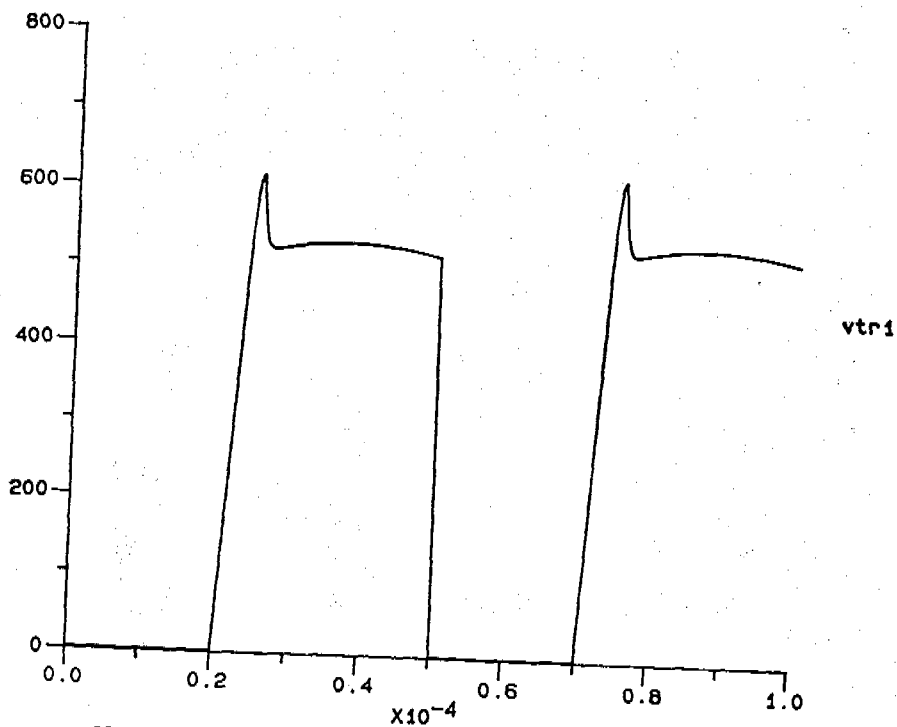
$I_f = 1,2$  mA

Fig. 1.12 - Circuit.





flyback en regime permanent / resolution pas fixe



flyback en regime permanent / resolution pas fixe

Fig. 1.13 - Résultats.

### 1.5.3 Méthodes à pas variable:

On entend par l'expression "pas variable" le fait qu'en dehors des instants où peuvent se produire des commutations, le pas de calcul temporel  $T$  ne reste pas constant au cours de la simulation, mais subit des variations en fonction de la dynamique instantanée du circuit, dans l'intervalle de temps correspondant à la configuration (état bloqué ou passant de l'ensemble des semi-conducteurs) où se trouve celui-ci. Cette gestion du pas d'observation a pour but de s'affranchir des contraintes qu'impose la modélisation des sources dans la méthode "à pas fixe", d'améliorer les performances en temps de calcul du logiciel, et d'augmenter la finesse de l'observation.

#### 1.5.3.1 Modélisation des sources:

Faire l'hypothèse que les sources d'alimentation du circuit sont constantes sur un pas de simulation entraîne deux inconvénients majeurs:

- les valeurs instantanées des sources présentent un déphasage temporel égal à ce pas, par rapport aux valeurs réellement définies. Remédier à cet inconvénient de façon simple n'est pas possible dans la mesure où le pas de calcul est amené à subir des variations en fonction de l'apparition de commutations spontanés.

- la valeur du pas d'observation est limitée par l'erreur qu'on juge acceptable, entre l'amplitude des sources effectivement prise en compte et l'amplitude effectivement définie.

Ces contraintes interdisent donc d'augmenter la valeur du pas d'observation sous peine de perdre en précision sur la valeur des entrées du système, et par

conséquent également sur la valeur du vecteur d'état. Par ailleurs, si les évolutions temporelles des variables d'état se trouvent être très lentes à l'échelle du pas d'observation imposé, les performances du logiciel en termes de temps de calcul et d'utilisation de l'espace mémoire ne sont absolument pas optimisées.

On peut remédier à ces inconvénients en considérant les sources comme sorties d'un système autonome; ce dernier étant également mis en équation dans l'espace d'état {Martins, Bordry}.

On pose donc les équations suivantes:

$$\frac{dX_u}{dt} = [A_u].X_u \quad (1.26)$$

$$U = [C_u].X_u \quad (1.27)$$

où:

$X_u$  est le vecteur d'état du système autonome.

$[A_u]$  est la matrice dynamique du système autonome

$U$  est le vecteur des sources

$[C_u]$  est la matrice de sortie du système autonome

La solution de ce système différentiel est très simple:

$$X_u(t) = e^{(A_u.t)}.X_u(0) \quad (1.28)$$

Le problème à ce stade est alors de déterminer les matrices  $[A_u]$  et  $[C_u]$  et le vecteur  $X_u(0)$ .

On envisage d'abord le cas de sources continues:

On considère donc une source  $U(t) = K$ . On peut donc choisir  $X_u(0) = 1$  et donc  $[C_u] = K$

On pose alors:

$$[Au] = 0 \quad (1.29)$$

$$Xu(t) = Xu(0) = 1, \text{ pour tout instant } t \quad (1.30)$$

On aura donc, pour l'ensemble des sources continues du circuit, à définir une seule composante du vecteur d'état  $Xu$ .

Cas des sources alternatives:

soit par exemple un système diphasé:

$$u_1(t) = U_m \cdot \cos(w \cdot t) \quad (1.31)$$

$$u_2(t) = U_m \cdot \sin(w \cdot t) \quad (1.32)$$

On définit alors :

$$Xu^t(t) = (xu_1, xu_2) = \left[ w \cdot u_1(t), \frac{du_1}{dt} \right] \quad (1.33)$$

$$\frac{dXu}{dt} = [Au] \cdot Xu = [w \cdot xu_2, -w \cdot xu_2] \quad (1.34)$$

soit donc:

$$\frac{dXu}{dt} = [Au] \cdot Xu = \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} xu_1 \\ xu_2 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

on aura d'autre part:

$$Xu_0^t = [w \cdot U_m, 0] \quad (1.36)$$

$$[Cu] = \begin{bmatrix} 1/w & 0 \\ 0 & -1/w \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Donc pour définir une source sinusoïdale ou plusieurs sources sinusoïdales de même fréquence, il faudra introduire deux composantes dans le vecteur d'état du système autonome.

Cas d'une source en rampe:

Soit donc :  $U(t) = K_0 + K_1.t$  ; on pose alors:

$$X_u^t(t) = [1, t] \quad (1.38)$$

$$\frac{dX_u}{dt} = [Au].X_u = [0, 1] \quad (1.39)$$

On a donc :

$$[Au] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

$$[Cu] = [K_0, K_1] \quad (1.41)$$

$$X_u = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

On ajoutera donc 2 variables d'état pour définir toutes les sources en rampes - celles-ci pourront, on le verra plus loin, être utilisées comme consignes dans le cadre de boucles de commande analogiques-. (remarquer que les constantes sont un cas particulier des rampes!)

Cas de sources exponentielles:

Soit donc:  $U(t) = K.e^{-at}$  (avec:  $a \geq 0$ )

on posera alors  $X_u(t) = e^{-at}$  d'où:

$$\frac{dX_u}{dt} = -a.X_u \quad (1.43)$$

$$X_u(0) = 1. \quad (1.44)$$

soit donc:

$$[Au] = [-a] \quad (1.45)$$

$$[Cu] = [K] \quad (1.46)$$

Chaque source exponentielle de constante de temps différente entraînera donc l'introduction d'une nouvelle variable d'état dans le système autonome.

Remarque: le choix ( $a \geq 0$ ) résulte du soucis de conserver des valeurs propres négatives (impératif du calcul de l'exponentielle de matrice). La constitution de la nouvelle matrice du système d'état est présentée au paragraphe suivant.

Conclusion: le coût en termes de dimension du système d'état autonome des sources (sources indépendantes) est donc le suivant:

- pour tout ensemble de sources sinusoïdales de même pulsation: 2 variables d'état.

- pour l'ensemble de toutes les sources constantes: 1 variable d'état.

- pour l'ensemble de toutes les sources en rampes (dont d'éventuelles constantes): 2 variables d'état.

- pour tout ensemble de sources exponentielles de même constante de temps: 1 variable d'état.

### 1.5.3.2 Mise en équation du système complet:

On a les équations du convertisseur, dans l'espace d'état:

$$\frac{dX}{dt} = [A].X + [B].U \quad (1.47)$$

Et le système autonome, dont les sources indépendantes sont la sortie, est décrit par:

$$\frac{dx_u}{dt} = [Au] \cdot x_u \quad (1.48)$$

$$U = [Cu] \cdot x_u \quad (1.49)$$

En assemblant ces deux systèmes différentiels et en considérant le nouveau vecteur d'état:  $z^t = [x^t, x_u^t]$ , on obtient les équations d'un système autonome:

$$\frac{dz}{dt} = \begin{bmatrix} A & B \cdot Cu \\ 0 & Au \end{bmatrix} \cdot z = Az \cdot z \quad (1.50)$$

Système différentiel très aisé à résoudre, puisqu'il ne comporte pas de second membre:

$$z(t) = e^{(Az \cdot t)} \cdot z(0) \quad (1.51)$$

Premier avantage évident: le gain en précision, dû au fait que les sources ne sont plus discrétisées. Le second avantage, objet du paragraphe suivant, qui découle du précédent est la possibilité de faire varier à loisir le pas d'observation.

### 1.5.3.3 Gestion du pas de simulation:

Pour tirer profit de façon complète de ce dernier point, adapter la valeur du pas de calcul à la dynamique du système d'état étudié semble être la bonne solution. L'information sur cette dynamique, donnée par les constantes de temps, est disponible, au niveau de la matrice d'état  $Az$ , par l'intermédiaire de ses valeurs propres.  $Az$  est une matrice à coefficients réels, ses valeurs propres sont donc réelles ou complexes conjuguées.

Si une valeur propre  $\sigma$  de  $Az$  est réelle, son vecteur propre associé  $X_\sigma$  (composante du vecteur  $Z$ ) est,

d'un point de vue temporel, une fonction exponentielle:

$$X_{\sigma}(t+T) = X_{\sigma}(t) \cdot e^{\sigma \cdot T} \quad (1.52)$$

On peut noter que le système étudié est un système physique et que l'on a obligatoirement:  $\sigma \leq 0$ ; l'exponentielle est donc forcément décroissante.

Si  $\sigma$ , valeur propre de  $A_z$  est complexe ( $\sigma = \alpha + i\beta$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  étant réels) on a alors:

$$\alpha \leq 0 \quad (1.53)$$

$$(\alpha - i\beta) \text{ est aussi valeur propre de } A_z \quad (1.54)$$

Et on a les vecteurs propres associées  $X_+$  et  $X_-$  tels que:

$$X_+(t+T) = X_+(t) \cdot e^{(\alpha+i\beta) \cdot T} \quad (1.55)$$

$$X_-(t+T) = X_-(t) \cdot e^{(\alpha-i\beta) \cdot T} \quad (1.56)$$

$\|\beta\|$  est l'inverse de la pulsation du système oscillant amorti associé;  $-\alpha$  est le coefficient d'amortissement.

L'adaptation du pas de calcul à la dynamique du système nécessite donc la recherche des valeurs propres de la matrice  $A_z$ . Celles-ci sont obtenues par l'algorithme du Q.R., avec réduction par matrice de Hessenberg {Martins}. (on peut noter que cette recherche devra être refaite après chaque changement de configuration, les valeurs des résistances représentatives des semi-conducteurs affectant les coefficients de  $A_z$ ). On dispose ainsi d'un tableau de valeurs propres de  $A_z$ , que l'on classe par ordre de grandeur (en séparant parties réelles et imaginaires) et par types (réelles, ou complexes).

A une valeur propre réelle  $\sigma$ , on associe un pas de



calcul  $T = 1/K_1 \cdot |\sigma|$ ,  $K_1$  étant le nombre de points que l'on juge nécessaire pour décrire correctement, sur un intervalle égal à la constante de temps, une exponentielle décroissante.

Pour une valeur propre complexe,  $\sigma = \alpha + i\beta$ , le pas d'observation associé est:  $T = (2 \cdot \pi) / K_2 \cdot |\text{Im}(\sigma)|$ ;  $K_2$  est le nombre de points qui seraient calculés sur une période de la sinusoïde amortie. Si la partie réelle  $\alpha$  est non nulle, il faut tenir compte de sa valeur pour déterminer le nombre de fois où le pas  $T$  sera utilisé.

On procède alors à un tri de l'ensemble des pas de calcul, associés à un entier (qui donne le nombre de fois où chacun des pas  $T_k$  sera à utiliser):  $(T_1, T_2, \dots, T_n)$  et  $(n_1, n_2, \dots, n_n)$ , avec:  $T_1 \leq T_2 \leq \dots \leq T_n$ .

Dans une configuration (état de l'ensemble des semi-conducteurs) donnée, on pourra ainsi gérer le pas de calcul de façon variable.

Le graphe de Nassi et Schneidermann de la figure (1.14) décrit simplement l'organigramme de la méthode de simulation à pas variable qui en découle (entre 2 instants de commutation):

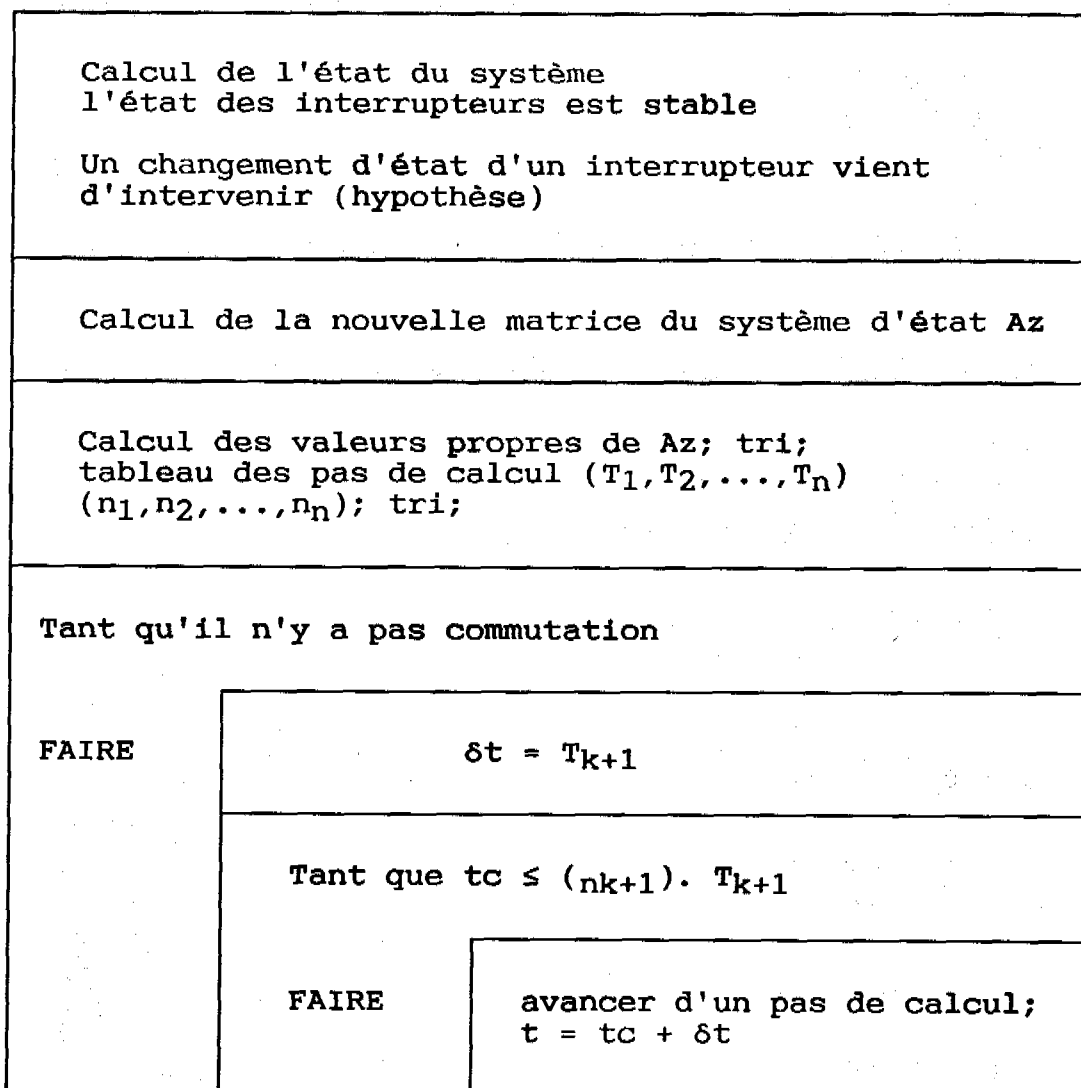
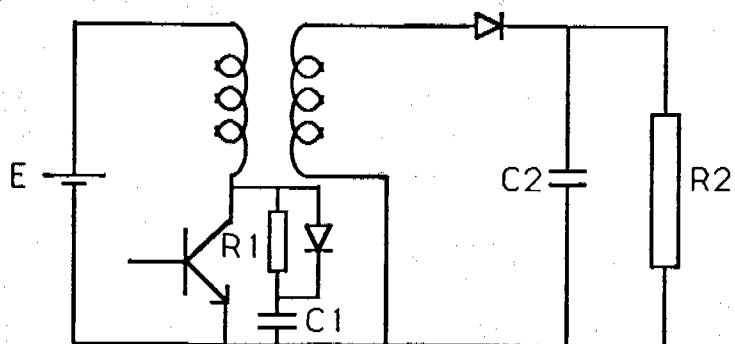


Fig. 1.14 - Gestion du pas de calcul en fonction de la dynamique du système.

#### 1.5.3.4 Exemple d'application:

A titre d'exemple, nous présentons les résultats de simulation obtenus lors de la simulation d'une alimentation continu-continu de type "flyback"; le circuit simulé est présenté en figure 1.15. Les formes d'ondes sont celles de la figure 1.16. Les points de simulation sont marqués d'une croix; on peut constater que le pas de calcul est ici adapté à la dynamique instantanée des phénomènes étudiés.



source:

$E = 300$  volts

C.A.L.C.:

$R1 = 30$  kOhms

$C1 = 0,1$  uF

sortie:

$R2 = 5$  Ohms

$C2 = 20$  uF

transformateur:

$K = 0,035$

$Lm = 58,8$  mH

$lf = 1,2$ mH

interrupteurs:

transistor:

$R_{on} = 10$  Ohms

$R_{off} = 100$  MOhms

frequence = 20kHz

$R = 0,4$

Fig. 1.15 - Circuit.

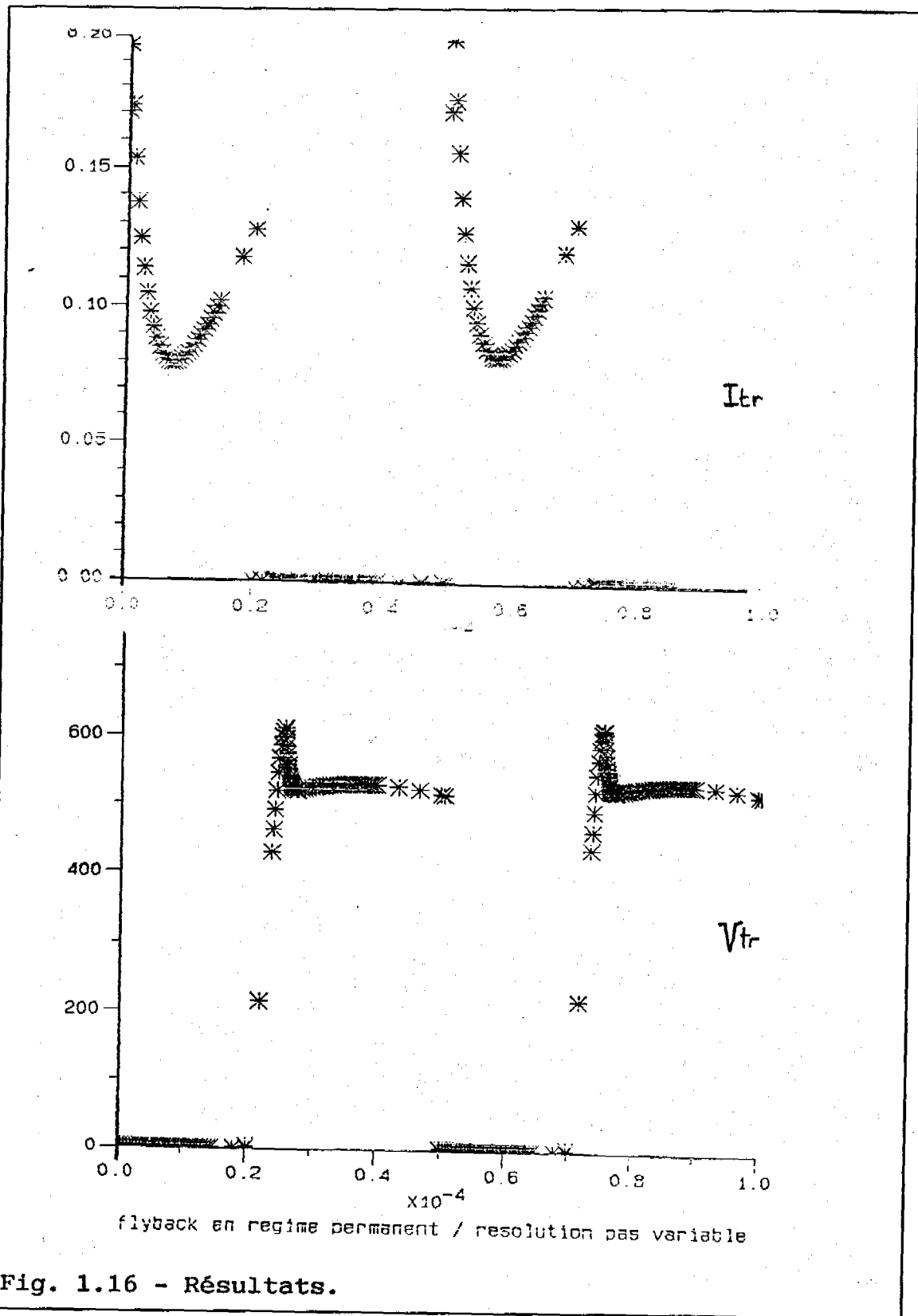


Fig. 1.16 - Résultats.

#### 1.5.4 Comparaison des méthodes:

Les deux méthodes de résolution présentées sont disponibles au niveau du logiciel de simulation S.C.R.I.P.T. (le logiciel S.A.C.S.O. en dispose également {Louisnard}). La méthode "à pas fixe", la plus simple, donne des résultats tout à fait satisfaisants; néanmoins, le fait que le pas de calcul soit indépendant de la dynamique du circuit et laissé libre au choix de l'utilisateur peut conduire à des formes d'onde parfois surprenantes. La méthode de résolution "à pas variable" supprime ce degré de liberté et les inconvénients qui en découlent; elle permet surtout d'obtenir des résultats de simulation d'une grande précision et d'une grande finesse, sans que le coût en temps de calcul ou en espace mémoire pour le stockage des résultats soit augmenté, bien au contraire {Bordry, Martins}. Pour la suite de cette étude, les mises en équations des sources contrôlées seront effectuées en se plaçant dans ce cadre.

Remarque: les deux méthodes de simulation envisagées ont également fait l'objet d'implantation de procédés d'accélération de convergence; par utilisation de l'algorithme de Raphson-Newton, les conditions initiales en début de période du convertisseur sont déterminées de telle sorte que, partant d'un point de fonctionnement quelconque, la simulation de tout le régime transitoire ne soit plus nécessaire avant d'accéder aux conditions de fonctionnement en régime permanent {Piquet; Rajagopalan}.

Remarque: les performances du logiciel en termes de temps de calcul, quelle que soit la méthode de résolution utilisée, sont, pour un calculateur donné, essentiellement fonction de l'ordre du circuit étudié (plus celui-ci est élevé, plus les matrices utilisées sont de dimensions importantes et donc plus longues à effectuer les opérations de calcul qui leur sont

appliquées) et du nombre de commutations de type spontané qui interviennent sur l'horizon de simulation (à chacune d'entre elles, une procédure de recalage, avec réduction du pas d'observation, doit être mise en oeuvre).

En ce qui concerne la taille des circuits qu'il est possible de simuler, les performances des deux méthodes sont équivalentes et dépendent essentiellement de l'espace mémoire disponible sur le calculateur utilisé, qui définit la taille maximale de l'ensemble des matrices nécessaires à la simulation (le langage "fortran" n'autorisant pas de réservation dynamique d'espace mémoire, toutes les dimensions de tableaux sont prédéterminées). A titre d'exemple, sur un micro-ordinateur compatible IBM-PC (disposant de 640 kilo-octets de mémoire adressable), on peut simuler un circuit comprenant 64 éléments se répartissant par types de la façon suivante:

sources de tension:	10
sources de courant:	2
nombre total de sources:	9
interrupteurs:	33
résistances:	15
éléments résistifs:	48
capacités:	20
inductances:	5
ordre maximal du circuit	22

Cette répartition est arbitraire, d'autres combinaisons sont également possibles; seul l'espace mémoire réservé est important. L'implantation sur un calculateur disposant de mémoire vive plus abondante permet a priori la simulation de circuits de toute dimension.

## 2. BOUCLES DE CONTROLE ECHANTILLONNEES:

Les moyens pour parvenir à la mise en équation du circuit et à la simulation dans l'espace d'état ayant été établis, on développe ici un premier moyen de répondre à l'objectif fixé: les méthodes de simulation qui permettront de prendre en compte les boucles de contrôle de type échantillonné.

On présente les particularités du problème, les moyens mis en oeuvre et des exemples d'application. Puis les méthodes développées seront exploitées pour réaliser des actions sur test qui permettent de définir aisément des commandes complexes et de modéliser simplement des éléments à caractéristique non linéaire.

### 2.1 Position du problème:

On a traité, dans le chapitre précédent, de la simulation des convertisseurs statiques, considérés comme circuits linéaires entre deux instants de commutations. Ces derniers peuvent être la conséquence d'un phénomène spontané (changement de signe de la tension aux bornes d'une diode par exemple) ou commandé, faisant suite à l'apparition d'un ordre de commande sur l'électrode d'un des semi-conducteurs commandables. Ces ordres de commande étaient, dans la version de départ du logiciel, prédéfinis: la description d'un motif, pour chaque interrupteur commandable, sur une période, puis la répétition de ce motif sur l'horizon de simulation ne laissait pas la possibilité de définir de boucle de contrôle.

Une première méthode a été envisagée, par

intervention directe au sein du programme principal; le graphe de Nassi et Schneidermann de la figure (2.1) en donne l'organigramme :

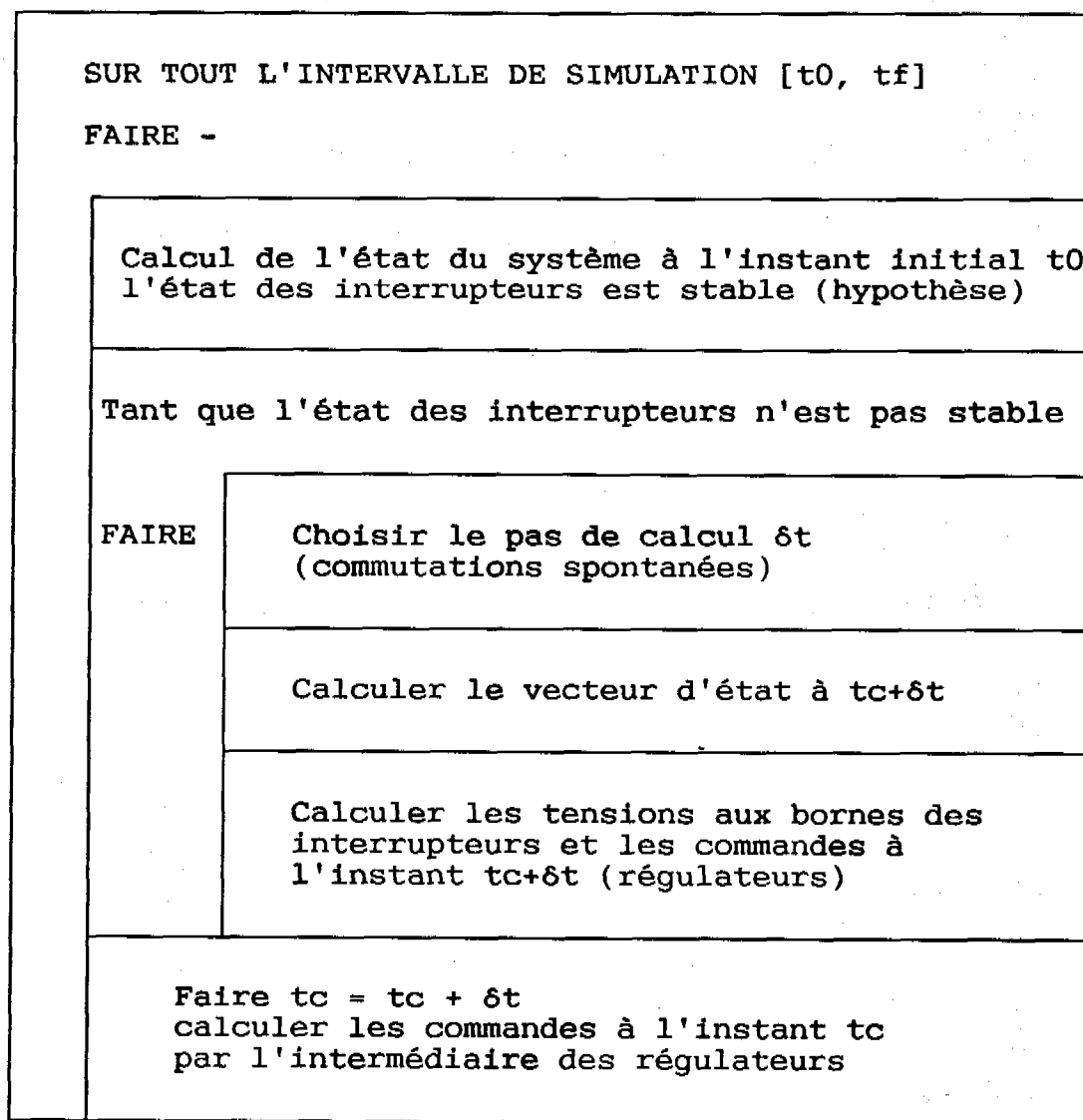


Fig. 2.1 - Introduction de boucles de contrôle; commandes modifiées aux instants d'observation.

A chaque pas de calcul, la commande est redéfinie, en fonction de consignes, de grandeurs électriques qu'il faut recalculer.

Les ordres de commandes n'apparaissent qu'aux instants d'observation; on constate immédiatement l'inconvénient majeur de cette méthode: la précision sur



les instants d'apparition des ordres de commande n'est pas assurée; en effet, le pas de calcul est choisi en fonction de la fréquence des sources (méthode "à pas fixe"), ou de la dynamique du système linéaire représentant convertisseur et sources (méthode "à pas variable"), et de l'apparition de commutations spontanées; la dynamique de la commande elle-même est complètement ignorée.

Par ailleurs, les variations de la valeur du pas d'observation rendent illusoire le calcul des coefficients des régulateurs, dans un cadre échantillonné.

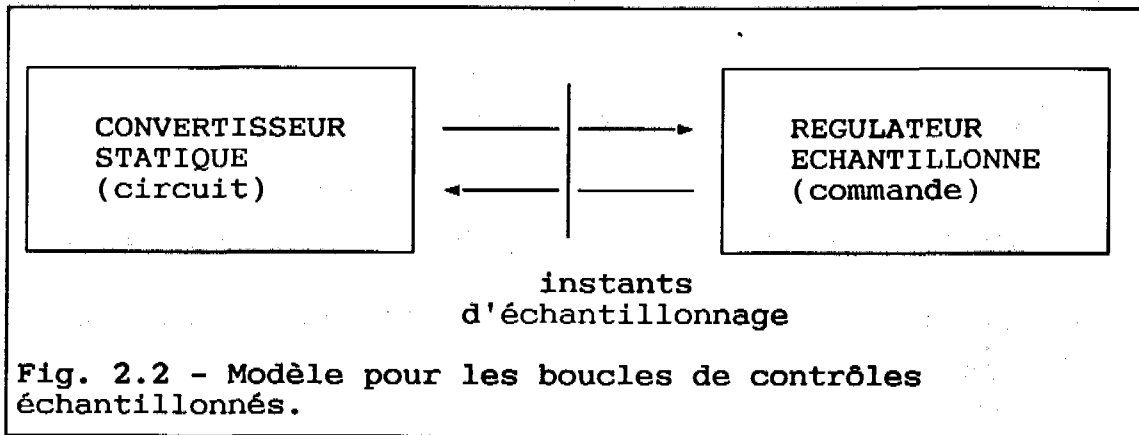
Cette méthode, génératrice d'instabilité et d'imprécision a été rejetée.

## 2.2 Mise en oeuvre des régulations échantillonnées:

Dans le but de connaître de façon précise les instants d'apparition des ordres de commande, une nouvelle méthode a été développée; celle-ci est bien adaptée à la prise en compte de boucles de régulation en mode échantillonné.

### 2.2.1 Choix du modèle:

Elle repose sur la structure que présente le schéma de la figure (2.2):

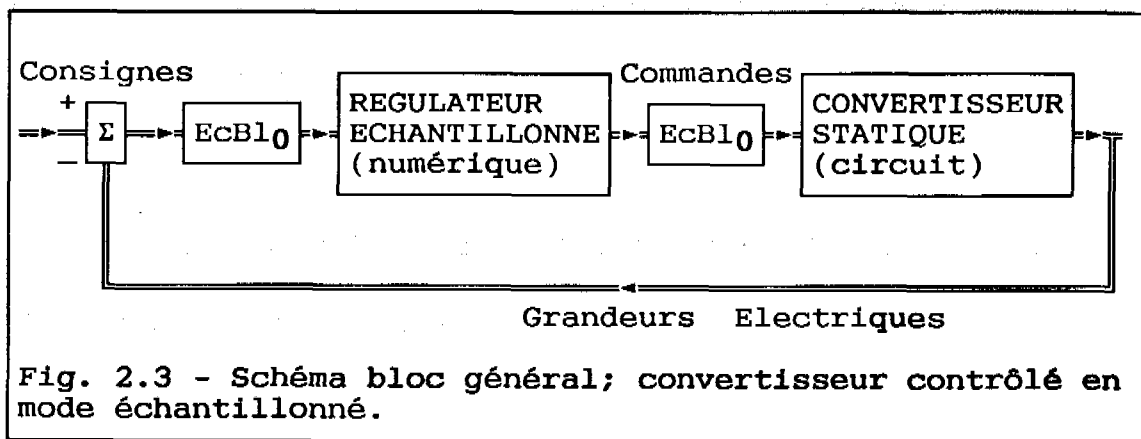


Le convertisseur statique d'une part, le régulateur échantillonné d'autre part, n'échangent des informations qu'aux instants d'échantillonnage. Le bloc "régulateur" reçoit du convertisseur les informations électriques qui lui sont nécessaires et fournit, via sa loi de commande, les ordres qui sont appliqués aux électrodes des semi-conducteurs.

Les grandeurs électriques à fournir au régulateur sont déterminées, à chaque instant d'échantillonnage, par l'intermédiaire de résistances placées dans le graphe du circuit à étudier. Elles s'expriment donc comme sorties du système d'état.

Au niveau du régulateur, sont calculées, aux instants d'échantillonnage, les consignes, et via la loi de commande étudiée, les ordres de commande qui en découlent.

D'un point de vue d'automaticien, le schéma bloc de la structure retenue dans le cadre de cette méthode de simulation est présenté en figure (2.3); y figurent les échantillonneurs bloqueurs (Ec.B1.0) qui fournissent aux correcteurs numériques les valeurs des grandeurs d'erreur et le convertisseur qui reçoit des ordres de commande fixes entre deux instants d'échantillonnage.



2.2.1.1 Organigramme:

L'organigramme du processus de simulation qui en résulte est donné par le graphe de Nassi et Schneidermann de la figure (2.4):

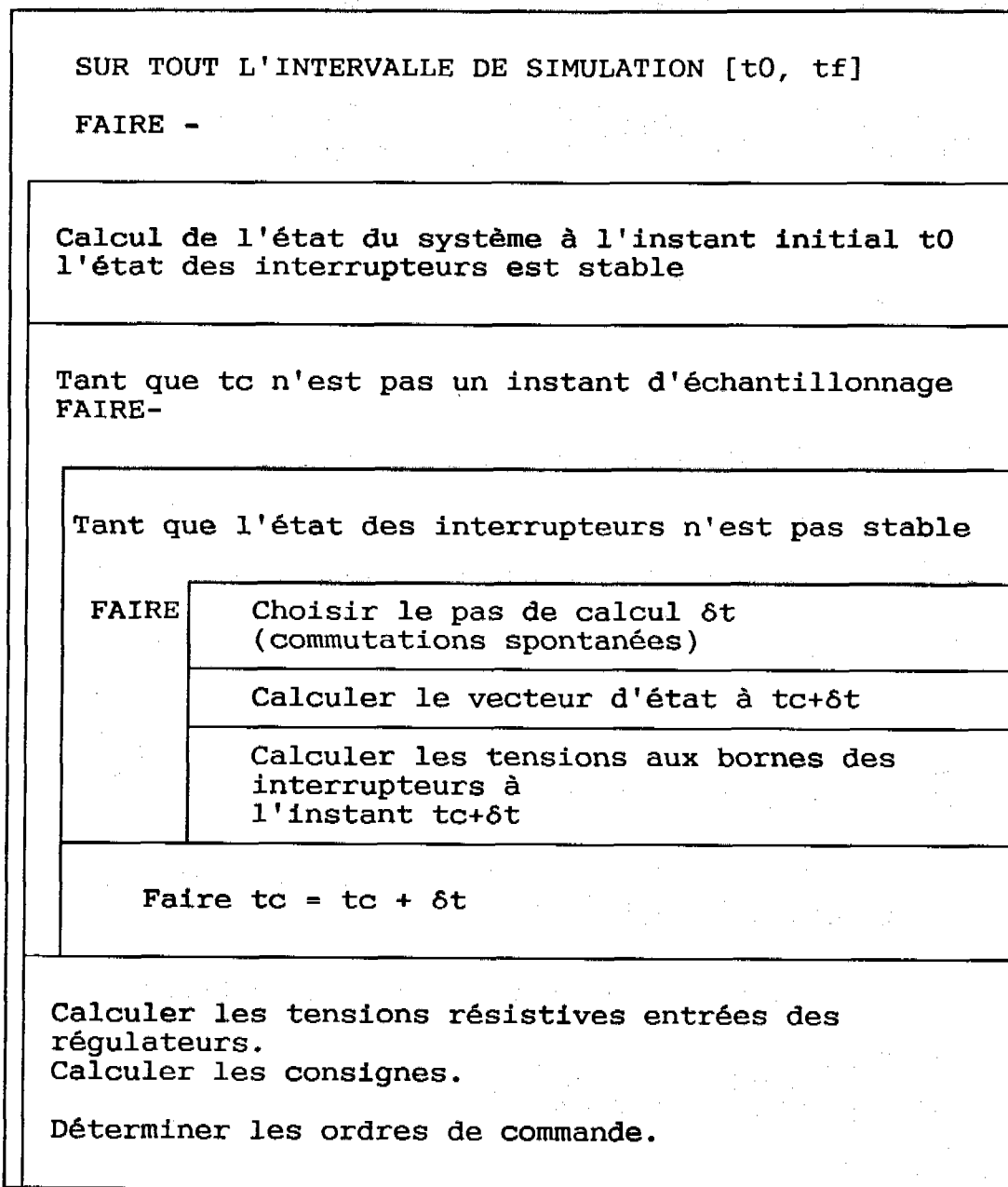


Fig. 2.4 - Organigramme de la simulation de convertisseurs contrôlés en mode échantillonné.

On y retrouve, entre les instants d'échantillonnage, la recherche des commutations spontanées et le choix du pas d'observation. Ce dernier point est fonction de la méthode de résolution choisie ("à pas fixe" ou "à pas variable"), comme mentionné aux paragraphes (1.5.2) et (1.5.3), et de l'astreinte à un recalage précis sur les instants d'échantillonnage.

Par ailleurs, l'activation de la boucle de contrôle avec une période fixe permet le calcul précis, par les méthodes classiques, des coefficients du bloc de régulation. La période d'échantillonnage peut être choisie selon deux critères: si le contrôle à simuler est effectivement discret, elle sera celle utilisée sur le montage réel; si par contre on souhaite par cette méthode simuler un contrôle continu de type analogique, la précision sur les instants d'apparition des ordres de commande (deux périodes d'échantillonnage) permet de guider le choix.

### 2.2.1.2 Mise en oeuvre:

Au niveau de la mise en oeuvre, et dans le souci de donner au logiciel une convivialité correcte, la gestion de l'échantillonnage, du calcul des entrées du régulateur est placée au niveau du programme principal. La partie régulation est confiée à un sous-programme, aux entrées et sorties prédéfinies quant à leur format, où l'utilisateur doit définir, en écrivant les instructions nécessaires en langage "fortran", la loi de commande qu'il souhaite mettre en oeuvre. La structure du logiciel rejoint tout à fait celle qui préside au principe de simulation:

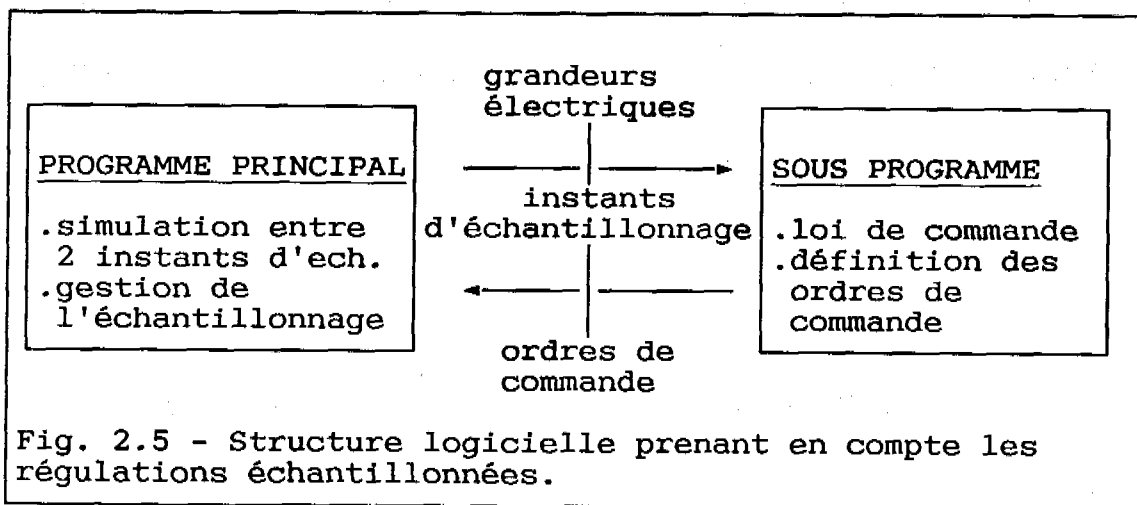


Fig. 2.5 - Structure logicielle prenant en compte les régulations échantillonnées.

On a donc la structure courante de réglage échantillonné, avec: le circuit à commander, les échantillonneurs bloqueurs et le micro-processeur. Noter qu'ici la rapidité du micro-processeur est "foudroyante", car les ordres de commande sont élaborés, vis à vis du convertisseur, en un temps nul. Néanmoins prendre en compte un éventuel retard dû au temps de calcul ne pose pas de problème particulier.

### 2.2.2 Exemple de mise en oeuvre:

Le sous-programme auquel est confié la description du contrôle et de la commande est présenté intégralement à l'annexe (a3).

On rappelle que les entrées du bloc de régulation sont définies comme les tensions aux bornes de résistances placées dans le circuit. On présente à titre d'exemple en figure (2.6) une partie du conversationnel qui permet la définition des conditions de la simulation (horizon de simulation, période d'échantillonnage) et des entrées du bloc de contrôle.

ATTENTION -  
cette version permet l'étude de Régulations  
Echantillonnées

Vous pouvez étudier ce circuit dans les mêmes  
conditions qu'à la dernière simulation de - (nom du  
dernier circuit étudié)

Elles sont définies par -

- Début de simulation -	0.0E+000
- Début de stockage -	0.0E+000
- Fin de simulation -	6.0E-002

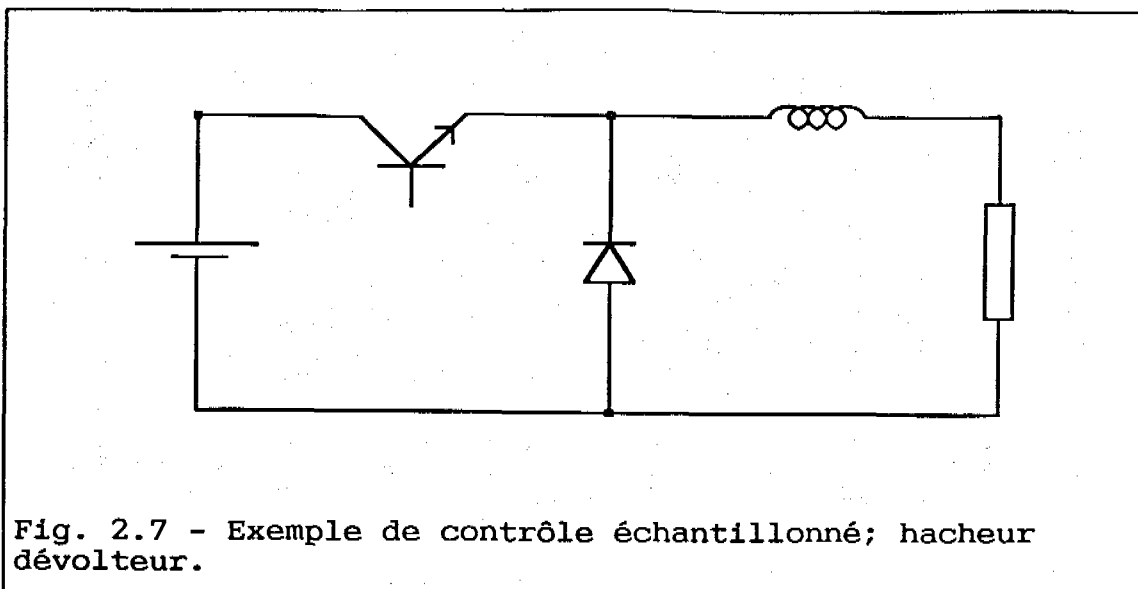
Avec régulation échantillonnée définie par -

- Période d'échantillonnage	-	1.0E-003	
- Début d'échantillonnage	-	0.0E+000	
- Entrées du régulateur -			
Entrée -	1 -->	Résistance associée -	1
Entrée -	2 -->	Résistance associée -	2
Entrée -	3 -->	Résistance associée -	3
Entrée -	4 -->	Résistance associée -	4
Entrée -	5 -->	Résistance associée -	5

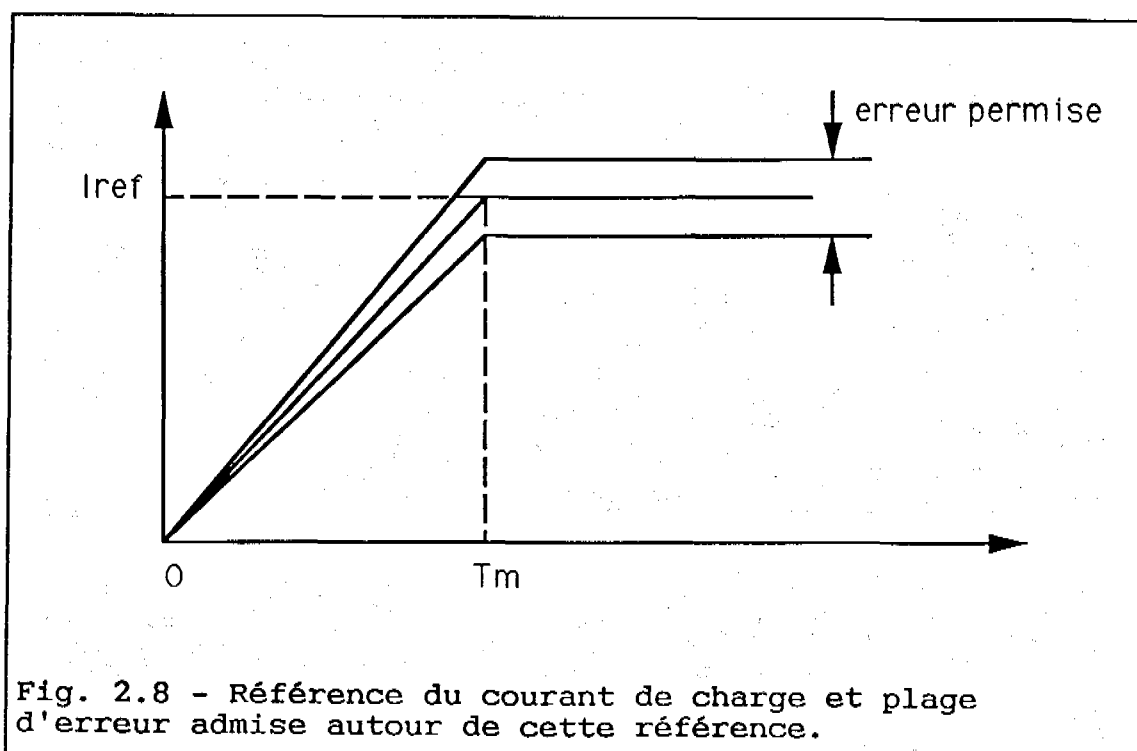
Etes vous d'accord ? (O/N) -

Fig. 2.6 - Conversationnel définissant les conditions de  
la simulation et les entrées du bloc de contrôle.

Quant à la définition du sous-programme qui  
réalise le contrôle, on se contente ici de présenter les  
quelques instructions nécessaires à la mise en oeuvre  
d'un exemple simple. On considère le circuit de la figure  
(2.7), qui est celui d'un hacheur dévolteur simplifié :



On souhaite astreindre le courant de charge à suivre une référence constante, avec démarrage, à partir de conditions initiales nulles, en "soft-start", avec une erreur de moins de 5%. La figure (2.8) présente cette référence et la plage d'erreur admise.





On adopte à cet effet un mode de contrôle en "fourchette". L'organigramme du sous-programme est alors extrêmement simple; il est présenté en figure (2.9).

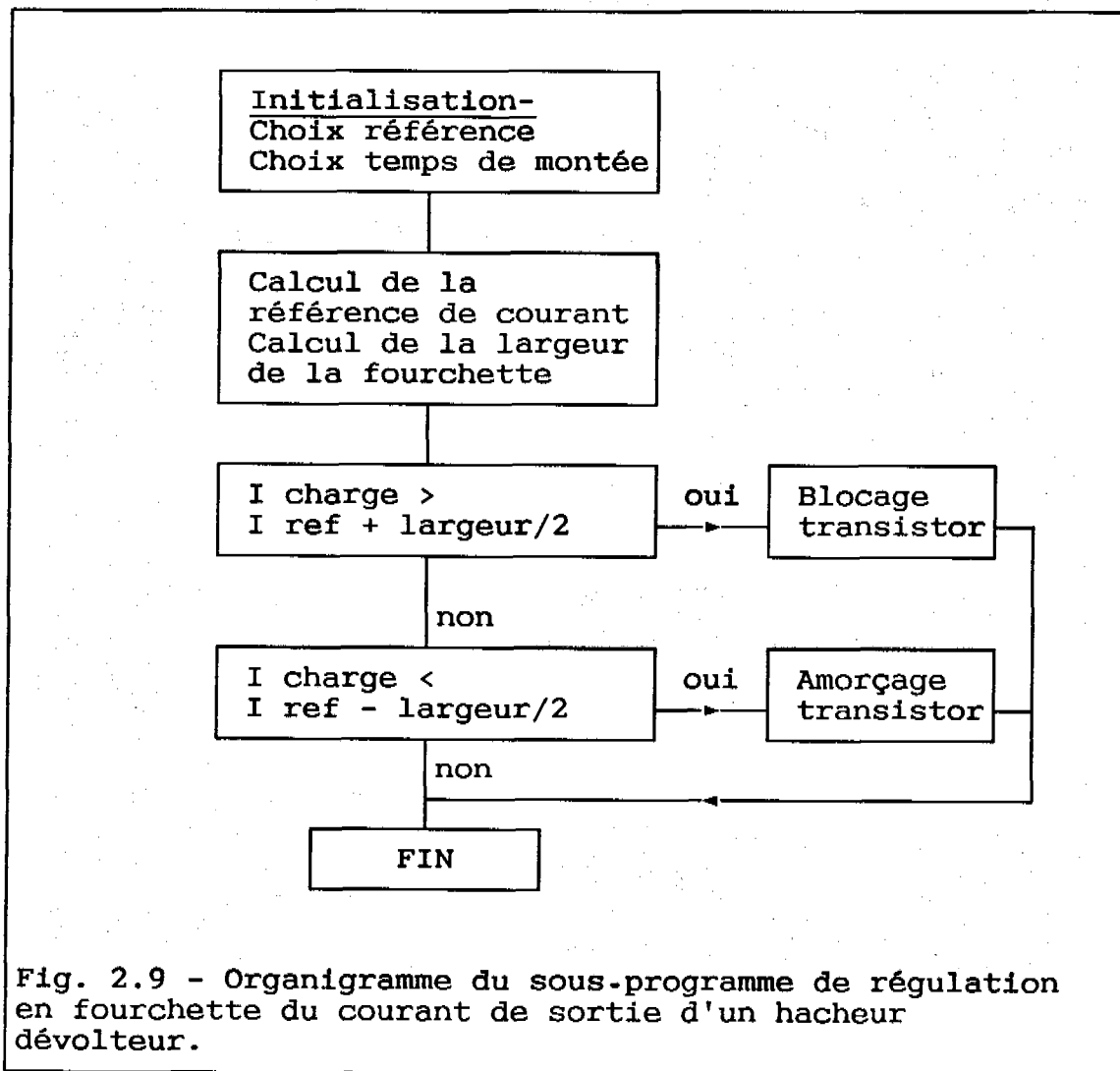


Fig. 2.9 - Organigramme du sous-programme de régulation en fourchette du courant de sortie d'un hacheur dévolteur.

Cet organigramme se traduit très facilement par les quelques lignes de langage "fortran" de la figure (2.10):

## SUBROUTINE FOURCHETTE

### c Notations:

c vrch: tension aux bornes de la résistance de charge  
c rch: valeur de la résistance de charge  
c tc: temps courant au cours de la simulation  
c vref: valeur instantanée de la référence de courant  
c gach: variable logique (0 ou 1) qui décrit les ordres de commande

### c Déclaration des variables:

### c Initialisation:

```
write(*,*)'Valeur de la référence :'  
read(*,*) ref  
write(*,*)'Temps de montée :'  
read(*,*) tm  
write(*,*)'Erreur permise :'  
read(*,*) err
```

### c Calcul de la référence et de la largeur de la fourchette:

```
vref=tc*ref/tm  
if(vref.gt.ref) vref=ref
```

### c Elaboration des commandes:

```
if((vrch/rch).gt.ref) gach(1)=0  
if((vrch/rch).lt.ref) gach(1)=1
```

```
return  
end
```

Fig. 2.10 - Texte partiel du sous-programme de régulation en fourchette du courant de charge d'un hacheur dévolteur.

Il faut noter que la partie d'initialisation ne devra être prise en compte qu'au tout début de la simulation, le reste du sous-programme devant être activé à chaque période d'échantillonnage. Par ailleurs une particularité du langage "fortran" est que les variables locales d'un sous-programme ne sont pas sauvegardées entre deux appels; il est donc nécessaire de stocker dans un tableau (variable commune, ou argument), ou de déclarer comme variables à sauvegarder celles dont les

valeurs doivent être connues d'un appel du sous-programme au suivant (d'un instant d'échantillonnage à l'autre).

Remarque: dans le but de faciliter le traitement des problèmes du contrôle des circuits de convertisseurs les plus courants, une bibliothèque de sous-programmes du type de celui qui vient d'être décrit a été construite {Wang}. Elle permet de simuler le fonctionnement d'alimentations à découpage, d'onduleurs et de circuits redresseurs, munis de lois de commande variées, dotés de plusieurs modes de contrôle et utilisant différents types de correcteurs. Le découpage de la structure de l'ensemble convertisseur / boucle de contrôle présenté en figure (2.2) y est poussé un peu plus loin selon le principe de la figure (2.11):

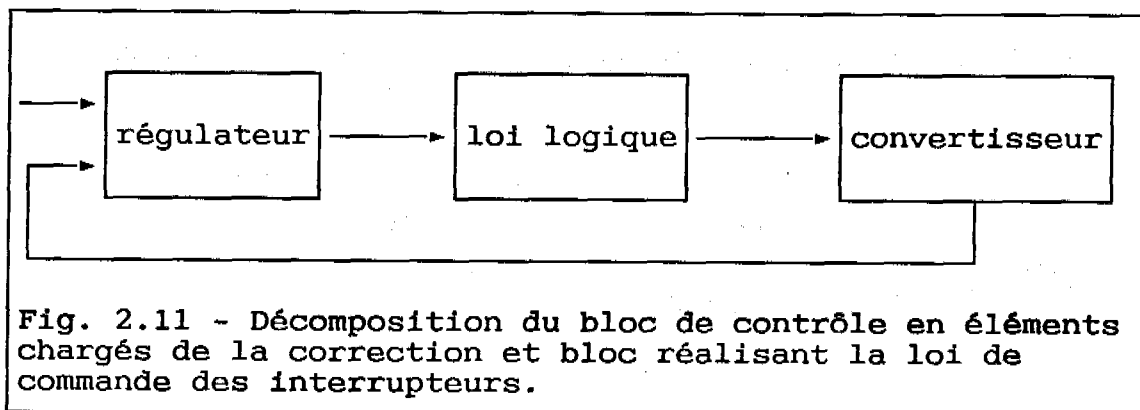


Fig. 2.11 - Décomposition du bloc de contrôle en éléments chargés de la correction et bloc réalisant la loi de commande des interrupteurs.

L'ensemble auquel est assigné le rôle du contrôle du point de fonctionnement du convertisseur a été décomposé en deux parties: la première, qui reçoit les valeurs des consignes et des grandeurs électriques du circuit effectue la correction et élabore un ou plusieurs niveaux normalisés qui sont transmis à un second bloc. Ce dernier, où est implanté une loi de commande, distribue les impulsions aux électrodes des interrupteurs. Chacun de ces deux blocs correspondant à un sous-programme, il est relativement aisé de définir un ensemble de correcteurs (proportionnel, proportionnel intégral, proportionnel intégral différentiel, passe-bas, filtres,

...) que l'on associe à volonté avec un bloc de commande, selon le type de convertisseur simulé; ainsi, pour les hacheurs sont envisagées entre autre les commandes à fréquence fixe et rapport cyclique variable, à durée de conduction fixe et fréquence variable, à temps d'ouverture constant, ... ; pour les circuits redresseurs, la synchronisation des impulsions sur les tensions d'alimentation est assurée par une procédure d'initialisation, puis des lois de commande par déphasage, par linéarisation de la fonction arc-cosinus, ..., sont mises en oeuvre. Les circuits onduleurs sont également traités, qu'ils soient ou non autonomes, fonctionnant ou non en modulation.

L'aspect modulaire de cette conception permet aisément de construire les sous-programmes de régulation correspondant à de nouveaux problèmes.

### 2.3 Limitations:

Les limitations de ce mode de simulation se rencontrent principalement lorsque les convertisseurs que l'on souhaite simuler sont en réalité munis de boucles de contrôle en mode continu (régulations analogiques par exemple). L'intervention de modifications des ordres de commande aux seuls instants d'échantillonnage entraîne une imprécision que l'on ne peut réduire qu'en augmentant la fréquence d'échantillonnage (cette imprécision est égale à deux périodes d'échantillonnage), et donc le temps de simulation et le volume d'informations stockées dans les fichiers de résultats. Par ailleurs, toujours dans le cadre de contrôles de type continu, les blocs régulateurs présentent des éléments dont les fonctions de transfert sont rarement de simples gains. La résolution des équations différentielles qui leur sont associées devant obligatoirement résider au niveau du sous programme de régulation, elle ne pourra être réalisée que

par des méthodes à pas fixe, de type ouvert; la précision à ce niveau peut en pâtir.

Par contre la simulation des convertisseurs munis de boucles de contrôle entièrement basées sur des méthodes numériques pourra être réalisée avec toute la finesse souhaitée, tant la structure logicielle retenue est proche de la réalité.

#### 1.4 Exemples d'application:

On se propose d'illustrer les possibilités de cette méthode sur deux exemples qui mettront en lumière les dimensions et la complexité des problèmes que l'on peut aborder.

##### 2.4.1 Alimentation d'un four à arc:

Le circuit étudié, et présenté à la figure (2.12), fait l'objet d'une étude industrielle menée par la société Jeumont-Schneider.

Les caractéristique du montage industriel sont les suivantes:

Tensions d'alimentation: 287 Volts efficaces; 50 Hertz.

Courant nominal d'arc: 40000 Ampères.

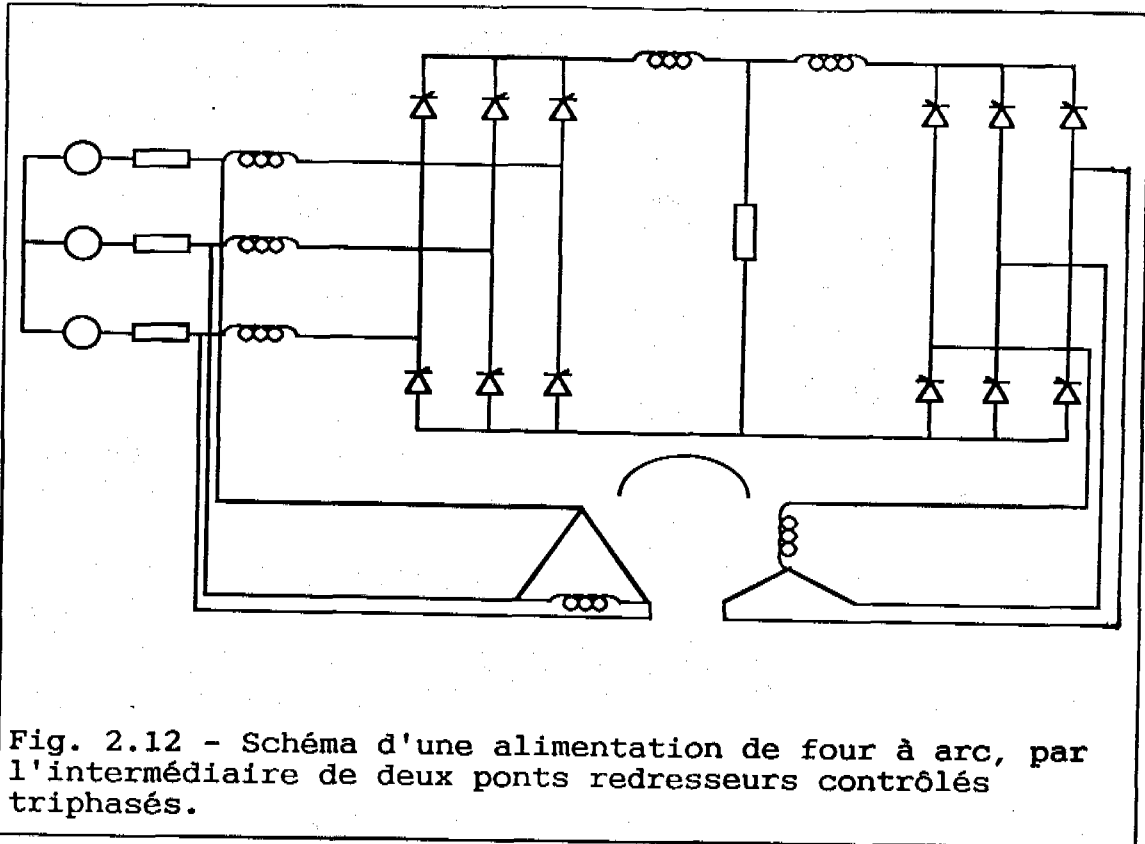


Fig. 2.12 - Schéma d'une alimentation de four à arc, par l'intermédiaire de deux ponts redresseurs contrôlés triphasés.

Les ponts redresseurs sont alimentés par l'intermédiaire de deux transformateurs triphasés; le premier, de type étoile-étoile, est ici simplement représenté par ses inductances de fuites ramenées au primaire. Le second, de type triangle-étoile, est modélisé à l'aide d'inductances couplées. Les coefficients de mutuelle inductance sont choisis de telle sorte que les inductances de fuites ramenées au primaire aient des valeurs égales à celles du transformateur étoile-étoile. Le circuit ainsi modélisé conduit à la résolution d'un système d'état d'ordre 9 (plus deux variables pour prendre en compte l'ensemble des sources sinusoïdales qui sont toutes de même fréquence).

On notera que l'arc électrique est modélisé ici à l'aide d'une résistance, ce qui correspond en fait, pour cette partie du circuit, à un fonctionnement en régime permanent.

Dans la pratique, la caractéristique tension / courant à pente négative de l'arc électrique rend nécessaire l'alimentation de ce dispositif par une source de courant. C'est pourquoi on est amené à envisager une régulation en courant des ponts redresseurs selon le principe présenté sur le schéma de la figure (2.13).

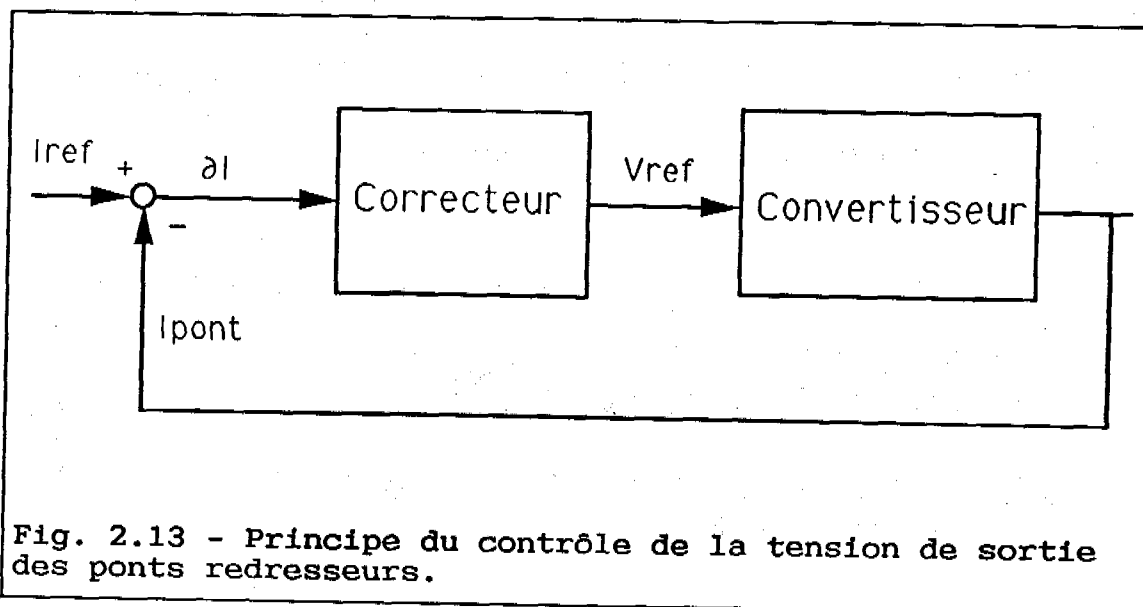


Fig. 2.13 - Principe du contrôle de la tension de sortie des ponts redresseurs.

Le mode de contrôle envisagé est de type multivariable. On utilise les notations de la figure (2.14) et on se place dans l'hypothèse d'un mode de fonctionnement en conduction continue.

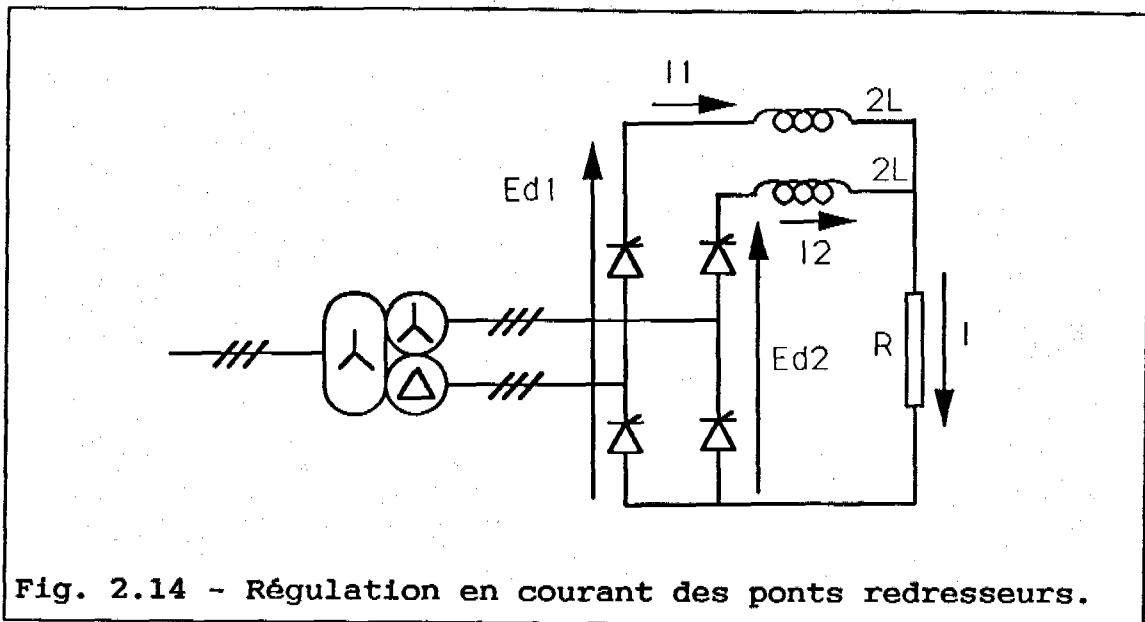


Fig. 2.14 - Régulation en courant des ponts redresseurs.

On cherche à réguler les courants  $I_1$  et  $I_2$  des deux ponts de Graetz en asservissant simultanément leur somme  $I$  au courant de référence et leur différence  $\delta I$  à 0. Les courants  $I_1$  et  $I_2$  sont corrélés par les équations de la charge :

$$\begin{bmatrix} (R+L.p).I \\ L.p.\delta I \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ed_2 \\ Ed_1 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

où:  $R$  est la résistance de charge.

$(2*L)$  est l'inductance placée en série de chacun des ponts redresseurs.

Soient  $AECI$  et  $AEC\delta I$ , les erreurs corrigées et amplifiées de  $I$  et  $\delta I$ . Si l'on néglige les composantes alternatives de  $Ed_1$  et  $Ed_2$ , et si les gains des "synchro-modulateurs" (dispositifs d'élaboration des ordres de commande, détaillés plus loin) sont appropriés, on peut considérer que :

$$Ed_1 = AEC1 \quad (2.2)$$

$$Ed_2 = AEC2 \quad (2.3)$$



AEC1 et AEC2 étant les signaux de comparaison injectés dans les "synchro-modulateurs" respectifs de chacun des deux ponts. On introduit alors une matrice [M] définie par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} \text{AEC1} \\ \text{AEC2} \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} \text{AECI} \\ \text{AEC\delta I} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Pour que les deux régulations soient indépendantes, il suffit que l'on ait:

$$\begin{bmatrix} (R+L.p).I \\ L.p.\delta I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{AECI} \\ \text{AEC\delta I} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Les équations (2.1), (2.2), (2.3) et (2.4) donnent:

$$\frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot [M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

d'où l'expression de la matrice [M]:

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Finalement, le schéma bloc de la régulation multivariable est :

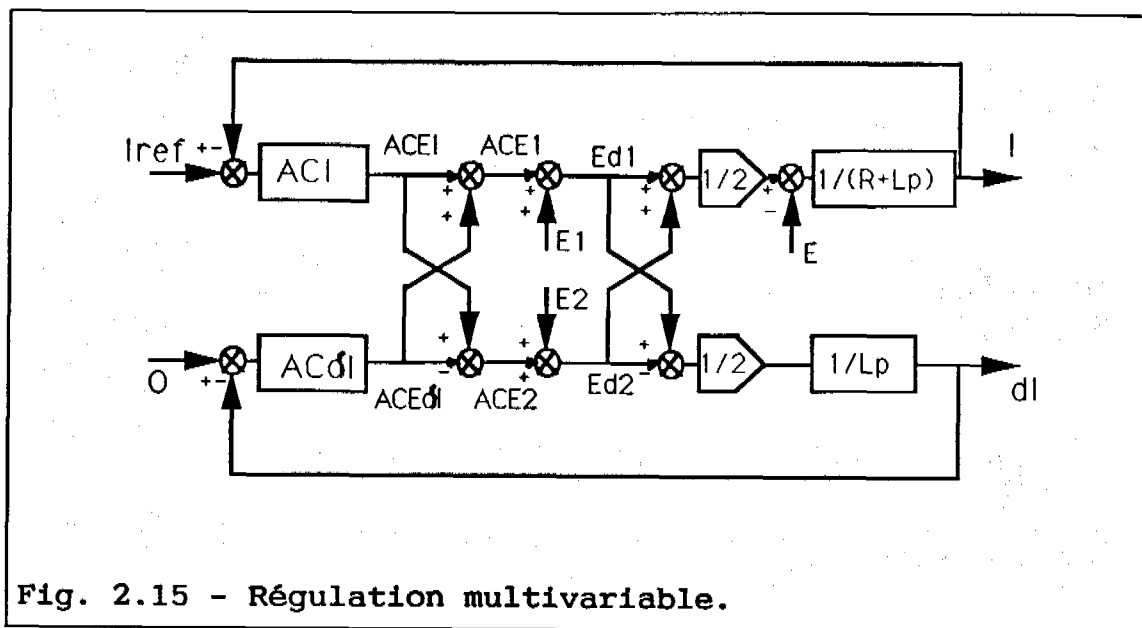


Fig. 2.15 - Régulation multivariable.

E1 et E2 représentent les composantes alternatives de fréquences supérieures à 300 Hz de Ed1 et Ed2. La limite supérieure de la fréquence de coupure des transmittances en boucle ouverte a été empiriquement déterminée à 130 Hz.

Le schéma-bloc général de la figure (2.15) est donc équivalent à 2 schémas-blocs indépendants :

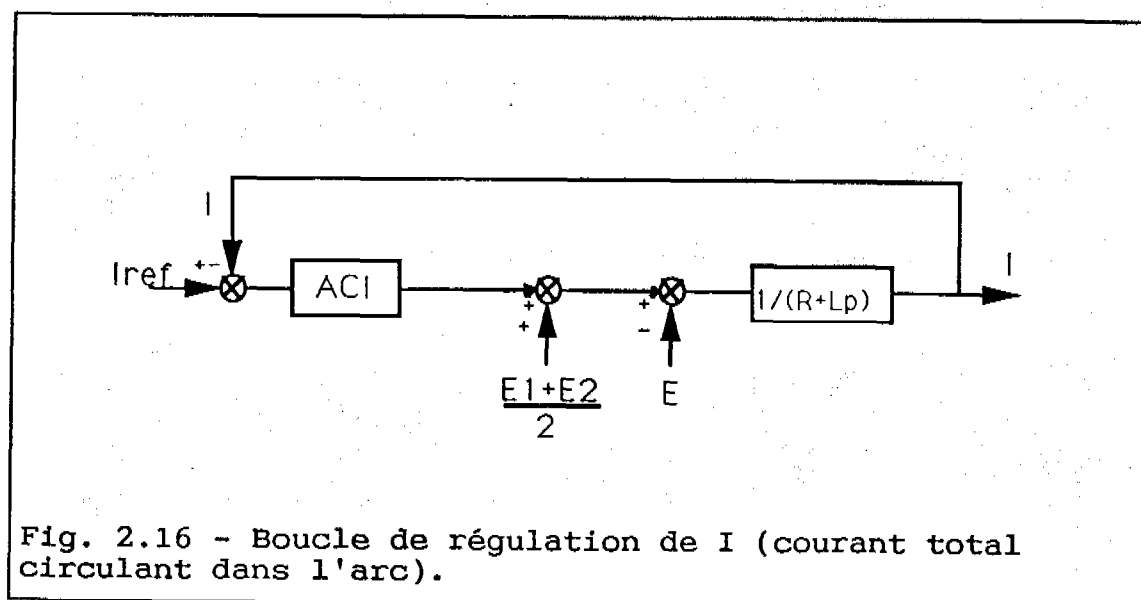
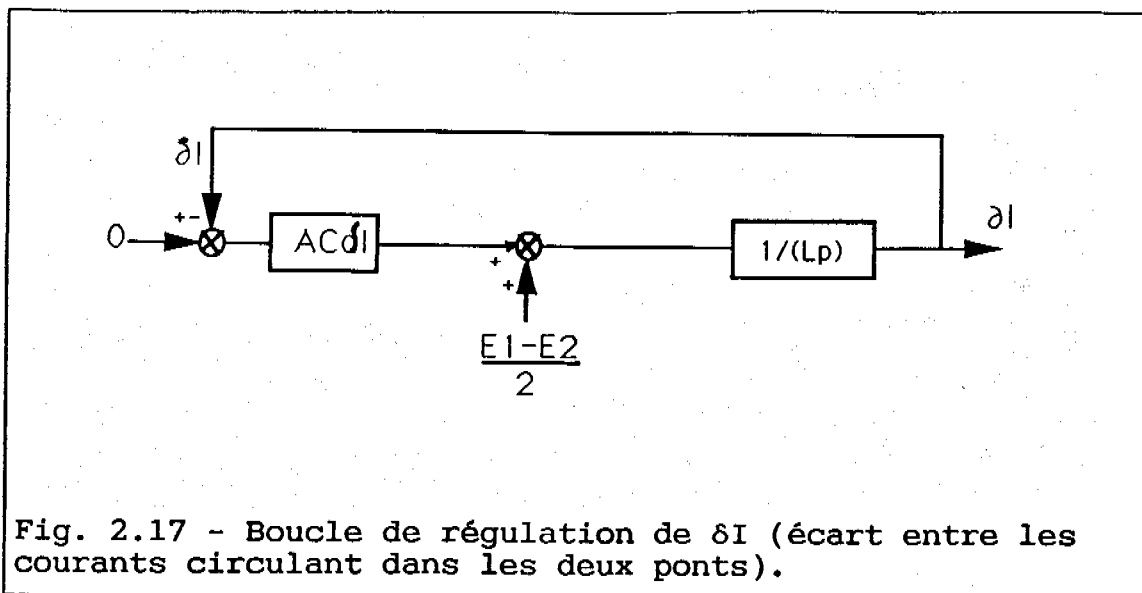


Fig. 2.16 - Boucle de régulation de I (courant total circulant dans l'arc).



Les éléments perturbateurs apparaissant dans les boucles correspondent à une éventuelle force contre électromotrice au niveau de la charge.

Pour obtenir cette dissociation, on doit vérifier la condition suivante:

$$\begin{bmatrix} AEC1 \\ AEC2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} AECI \\ AEC\delta I \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Les correcteurs ACI et AC $\delta I$  permettent de réaliser une régulation proportionnelle-intégrale de I et  $\delta I$ . Leurs fonctions de transfert sont respectivement :

$$ACI(p) = A_i \cdot \frac{(1 + \tau_i \cdot p)}{p} \quad (2.9)$$

$$AC\delta I(p) = A_{\delta i} \cdot \frac{(1 + \tau_{\delta i} \cdot p)}{p} \quad (2.10)$$

L'analyse du fonctionnement lors de transitoires négatifs de charge a permis d'établir que la boucle de régulation de I doit être plus rapide que celle de  $\delta I$ . A titre indicatif, et pour les valeurs des paramètres du

circuit présenté à la figure (2.12), les coefficients des correcteurs sont les suivants :

<u>Circuit du convertisseur :</u>	
R/L =	225. rd/s
I <sub>nominal</sub> =	40000. A
<u>Boucle de régulation de I :</u>	
AI =	8.
1/τ <sub>i</sub> =	200. rd/s
WC <sub>I</sub> =	794. rd/s
<u>Boucle de régulation de δI :</u>	
AδI =	2.
1/τ <sub>δi</sub> =	100. rd/s
WC <sub>δI</sub> =	400. rd/s

Les correcteurs élaborent donc, en fonction des erreurs ( $I_{ref} - I_{arc}$ ) et ( $I_1 - I_2$ ), des références de tension qui sont fournies à chacun des deux ponts redresseurs. L'élaboration des ordres de commande à partir de ces références est réalisée à l'aide de synchro-modulateurs. L'erreur corrigée et amplifiée y est comparée à six sinusoides déduites des tensions d'alimentation. Les impulsions de commandes sont construites à partir des signaux carrés issus des comparaisons: l'ordre de numérotation des thyristors étant judicieusement choisi, le front montant d'un comparateur entraîne l'excitation de la gâchette correspondante, ainsi que celle portant le numéro précédent; toutes les autres sont maintenues au niveau "0" (les interrupteurs sont indicés de telle sorte qu'en régime permanent leur mise en conduction s'effectue selon l'ordre dans lequel ils sont numérotés).

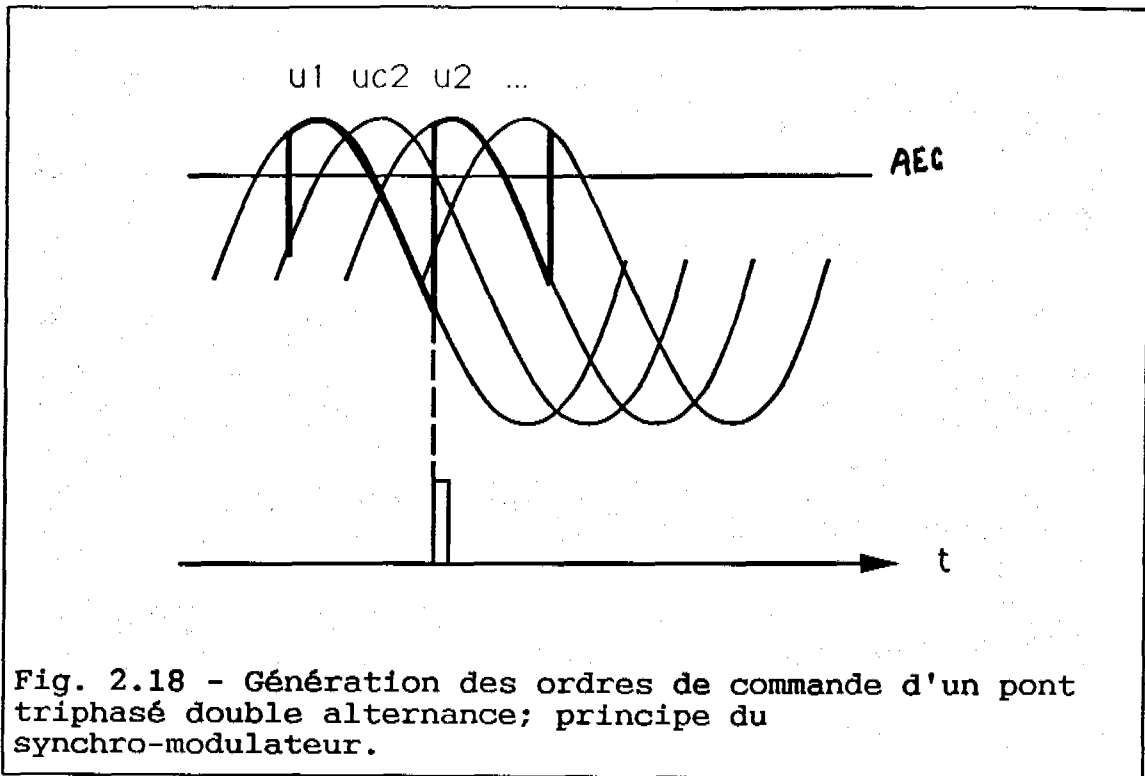


Fig. 2.18 - Génération des ordres de commande d'un pont triphasé double alternance; principe du synchro-modulateur.

Cette méthode assure la linéarisation de la relation:

$$\langle V \rangle = 3 \cdot \sqrt{2} / \pi \cdot U \cdot \cos \alpha \tag{2.11}$$

La figure (2.19) donne ainsi le chronogramme des impulsions fournies aux gâchettes d'un pont entier, alors que la référence (fournie par les correcteurs) varie:

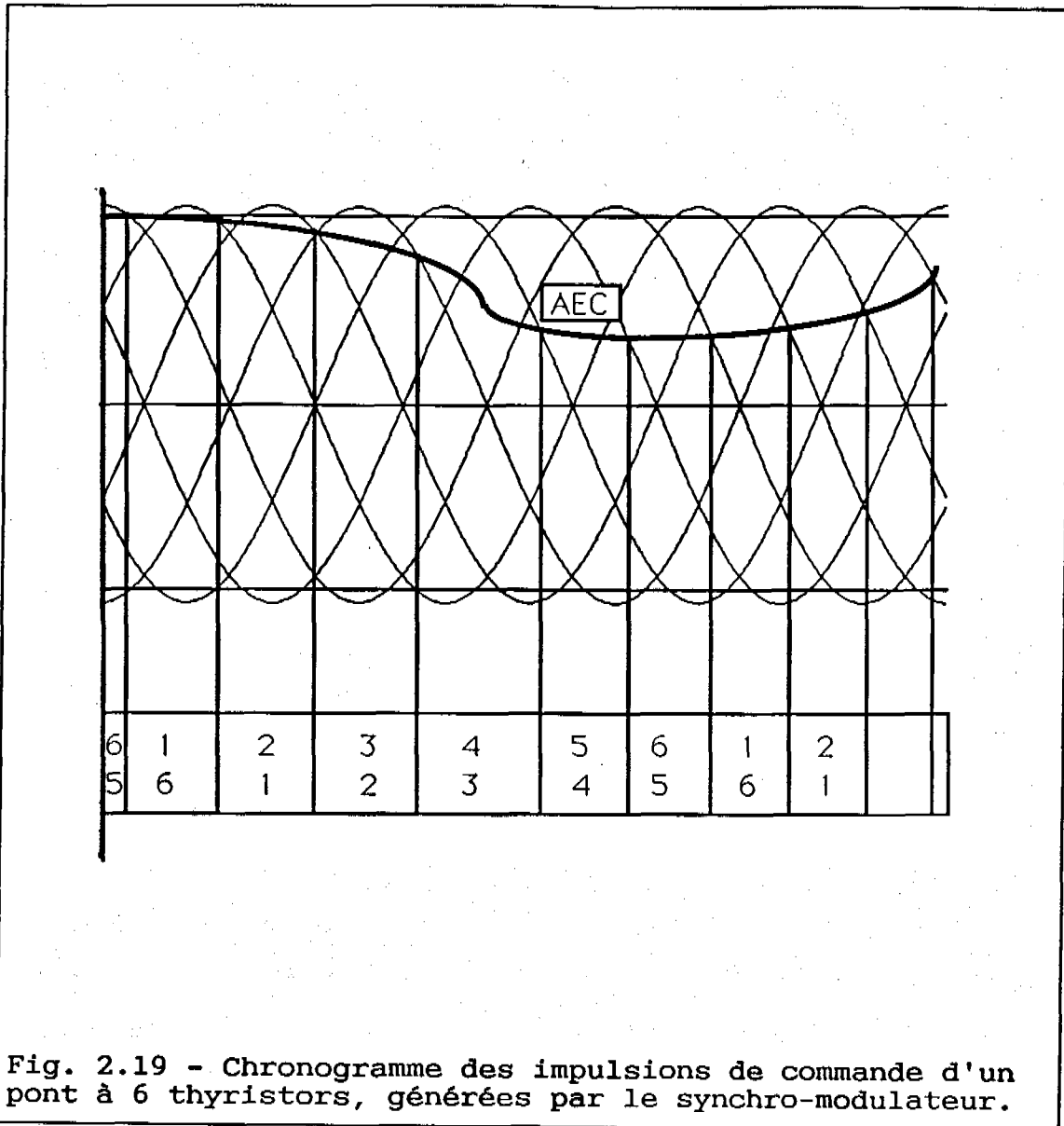


Fig. 2.19 - Chronogramme des impulsions de commande d'un pont à 6 thyristors, générées par le synchro-modulateur.

Si plusieurs fronts montants se produisent simultanément (cas qui peut survenir à la suite d'un échelon de référence), une procédure de test permet de choisir le "bon thyristor" à amorcer.

Dans ces conditions, on peut observer les performances de la régulation en réponse à des transitoires consécutifs à des échelons de référence ou à des court-circuits de la charge (figures (2.20) et (2.21)).

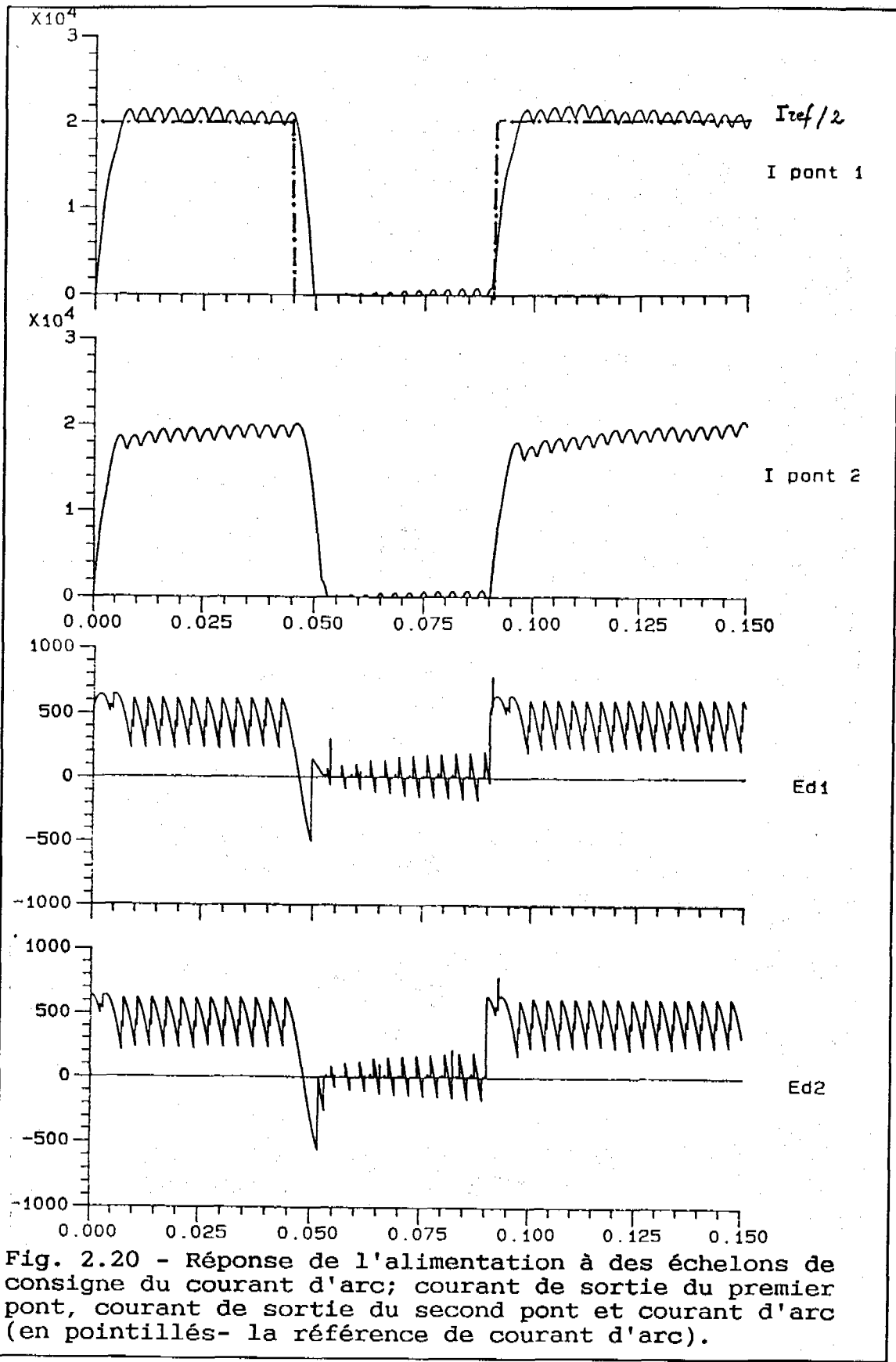


Fig. 2.20 - Réponse de l'alimentation à des échelons de consigne du courant d'arc; courant de sortie du premier pont, courant de sortie du second pont et courant d'arc (en pointillés- la référence de courant d'arc).

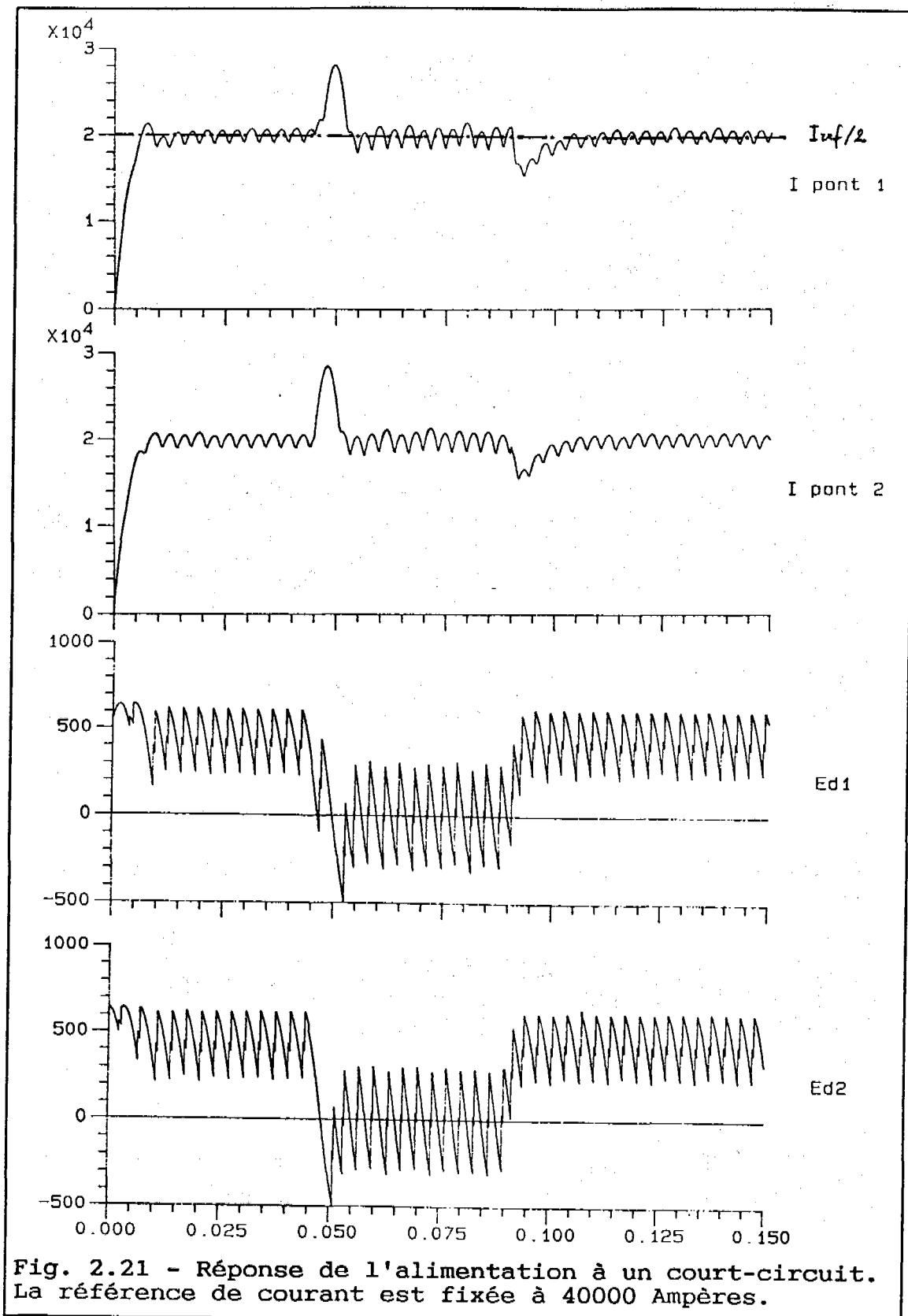


Fig. 2.21 - Réponse de l'alimentation à un court-circuit. La référence de courant est fixée à 40000 Ampères.

Remarque: on peut noter sur ces formes d'onde

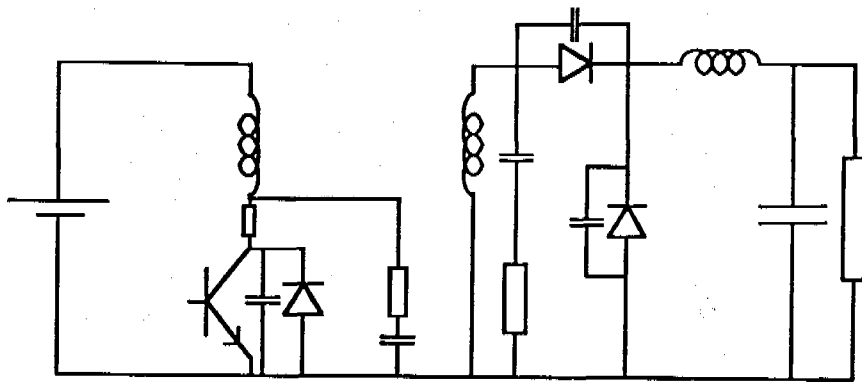


(courbe correspondant à un échelon négatif de la référence du courant d'arc) que les performances de cette alimentation sont dégradées lors du passage en conduction discontinue. On peut y remédier en introduisant une boucle interne supplémentaire de linéarisation de ce mode de fonctionnement {Duparc}.

Remarque: par ailleurs, d'autres modes de contrôle du courant d'arc ont pu être testés: les deux ponts peuvent être considérés de façon indépendante et régulés en courant à l'aide de correcteurs proportionnels intégraux identiques, leur référence respective étant fixée à:  $I_{ref}/2$ . Les ordres de commandes sont générés de la même façon que dans l'exemple traité. Les résultats de simulation permettent d'espérer de cette autre méthode des performances légèrement supérieures en ce qui concerne l'équilibrage des courants entre les ponts, et des performances quasi-identiques en ce qui concerne le courant total circulant dans la charge.

#### 2.4.2 Alimentation continu-continu de type "forward":

Le circuit étudié, présenté sur la figure (2.22), est un prototype d'étude réalisé par la société C.E.I.S.



source :  
 $E = 20 \text{ V}$

transformateur :  
 $L_m = 48 \text{ uH}$   
 $I_f = 200 \text{ nH}$   
 $K = 3/4$

capacités interrupteurs :  
 $C_{ds} = 0.2 \text{ nF (MOS)}$   
 $C_{diff} = 0.5 \text{ nF (Schottky)}$

calc MOS :  
 $R = 10 \text{ Ohms}$   
 $C = 2.2 \text{ nF}$

calc secondaire :  
 $R = 27.5 \text{ Ohms}$   
 $C = 470 \text{ pF}$

filtre de sortie :  
 $L = 25 \text{ uH}$   
 $C = 220 \text{ uF}$

fréquence de découpage :  
 $170 \text{ kHz}$

Fig. 2.22 - Schéma détaillé d'une alimentation continu-continu de type "forward", avec démagnétisation du transformateur par l'intermédiaire de la capacité  $C_{ds}$  du MOS.

On peut remarquer que la connexité du graphe, nécessaire à la mise en équation automatique, est assurée par l'introduction d'un court circuit entre les inductances représentant les enroulements primaire et secondaire du transformateur. Par ailleurs, des éléments "parasites" ont été disposés dans le circuit, par exemple les capacités de diffusion des diodes Schottky placées au secondaire et la résistance "ESR" du condensateur de filtrage.

L'alimentation étudiée est dimensionnée pour répondre au cahier des charges suivant:

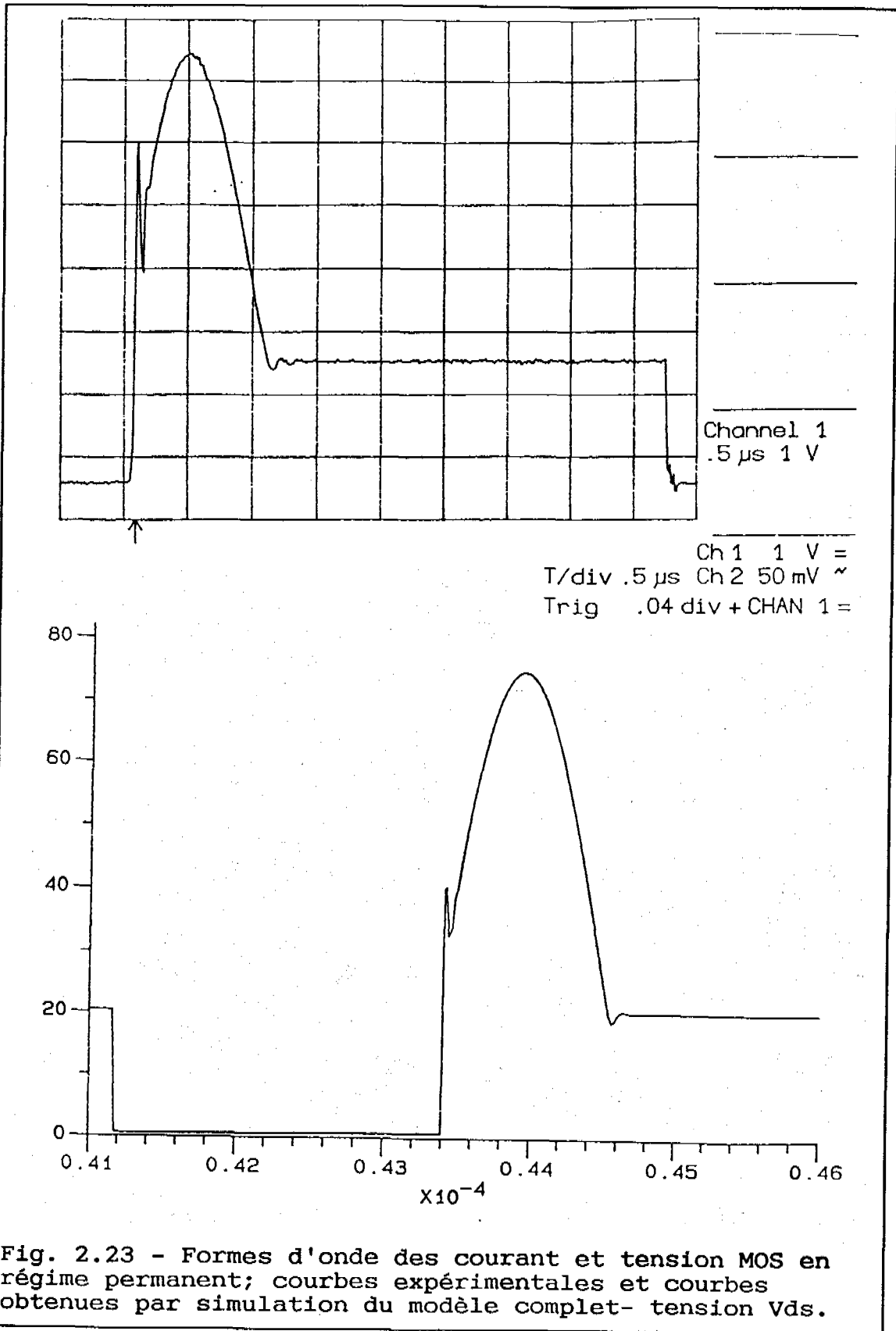
Courant de sortie: variable entre 0 et 6 Ampères.

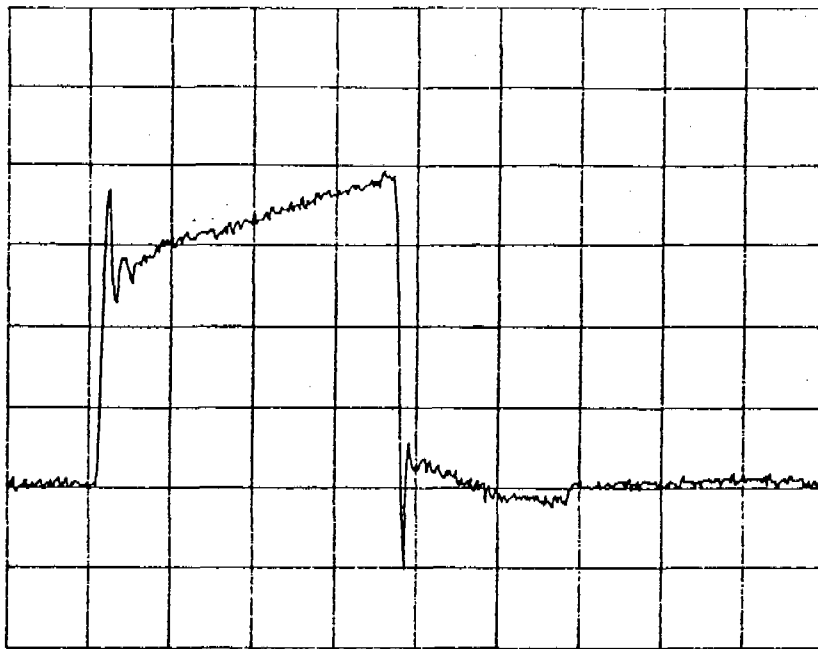
Tension de sortie: 5 Volts.

Tension d'entrée: variable entre 17 et 33 Volts.

Fréquence de découpage: 150 à 170 kilo-Hertz.

On pourra noter que ce circuit comporte un transformateur qui a la particularité de n'avoir que deux enroulements. La démagnétisation du transformateur d'isolement, classiquement réalisée grâce à un troisième enroulement, est ici assurée par l'intermédiaire de la capacité drain-source (Cds) du MOS {Meynard}. Pour illustrer ce mode de fonctionnement un peu particulier, on présente sur les figures (2.23) et (2.24) les formes d'onde de commutation de l'interrupteur principal, en régime permanent, obtenues par simulation du modèle de la figure (2.22), qui pourront être comparées avec les relevés oscilloscopiques.





Channel 1  
 .5  $\mu$ s 5 mV

Ch 1 5 mV =  
 T/div .5  $\mu$ s Ch 2 50 mV ~  
 Trig .08 div + CHAN 1 =

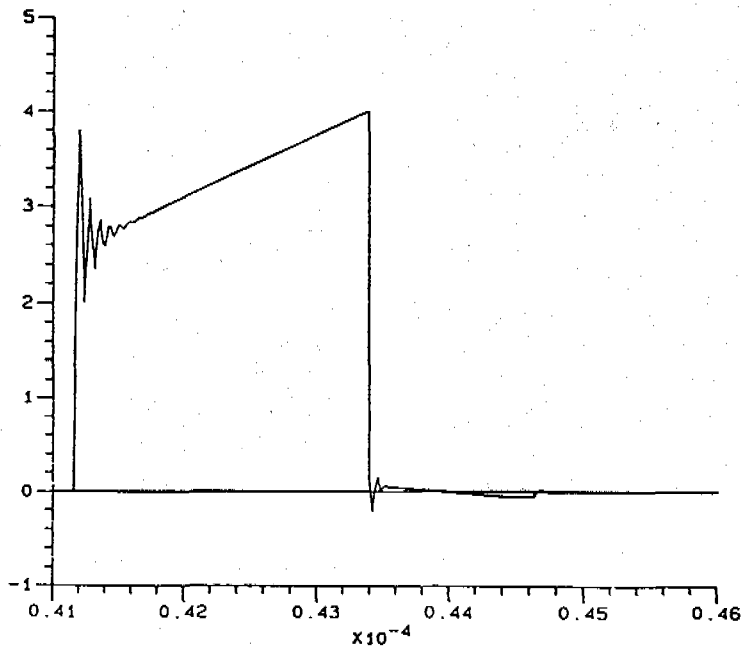


Fig. 2.24 - Formes d'onde des courant et tension MOS en régime permanent; courbes expérimentales et courbes obtenues par simulation du modèle complet- courant  $I_{ds}$ .

Le circuit complet de la figure (2.22) conduit à la résolution d'un système d'équations d'état d'ordre 9. Afin de réduire le temps de simulation, on diminue la complexité de la modélisation et on adopte le modèle de la figure (2.25), pour focaliser l'étude sur la réalisation de la boucle de contrôle de la tension de sortie en "mode courant".

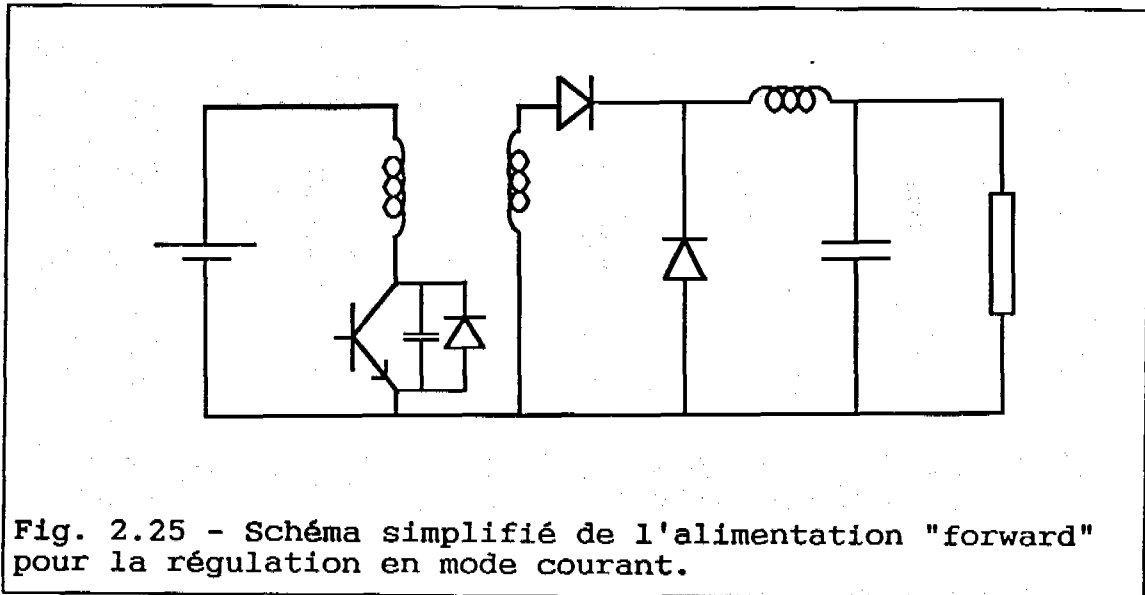


Fig. 2.25 - Schéma simplifié de l'alimentation "forward" pour la régulation en mode courant.

La réalisation de la régulation en mode courant de la tension consiste globalement à asservir le courant dans l'inductance de façon à ce que le comportement de la partie du circuit de sortie, comprenant la capacité de filtrage et la charge, se comporte comme un circuit du premier ordre. L'amorçage du transistor est réalisé avec une fréquence fixée (ici 150 ou 170 kilo-Hertz), le blocage intervenant quand le courant qui le parcourt (image du courant dans l'inductance de sortie) atteint un niveau déterminé par le correcteur. Ce niveau est élaboré en fonction de l'erreur entre la référence et la valeur de la tension de sortie. Un élément à caractéristique de saturation assure la protection de l'interrupteur. La figure (2.26) présente le schéma bloc de la régulation de la tension de sortie en mode courant.

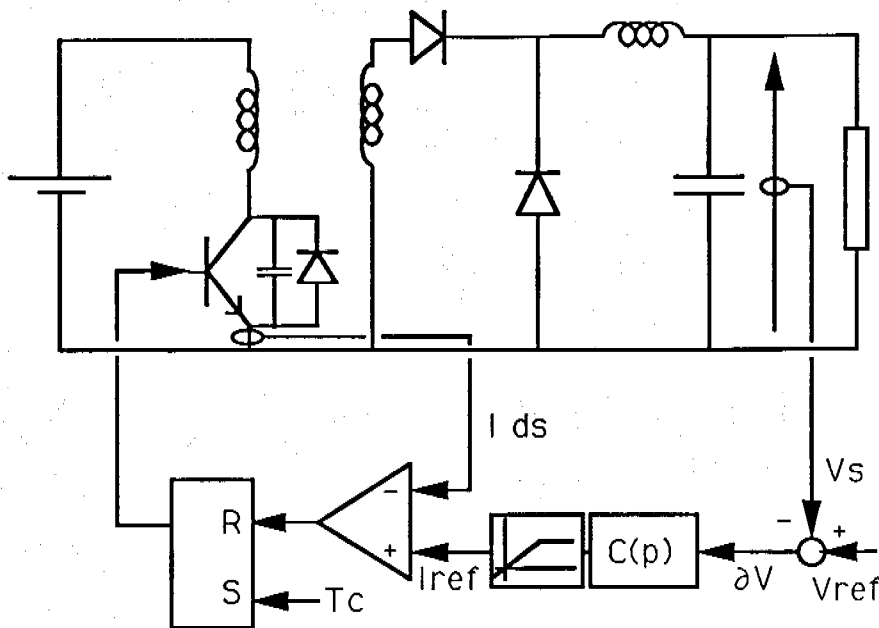


Fig. 2.26 - Schéma bloc de la régulation de la tension de sortie en mode courant.

Les paramètres du correcteur correspondant à l'alimentation étudiée sont les suivants:

Gain : 0.3

Constante de temps  $\tau$  : 39.6 micro-secondes

Constante de temps  $\tau'$  : 893 micro-secondes

Constante de temps  $\tau''$  : 47 micro-secondes

Niveau de saturation : 7 Ampères.

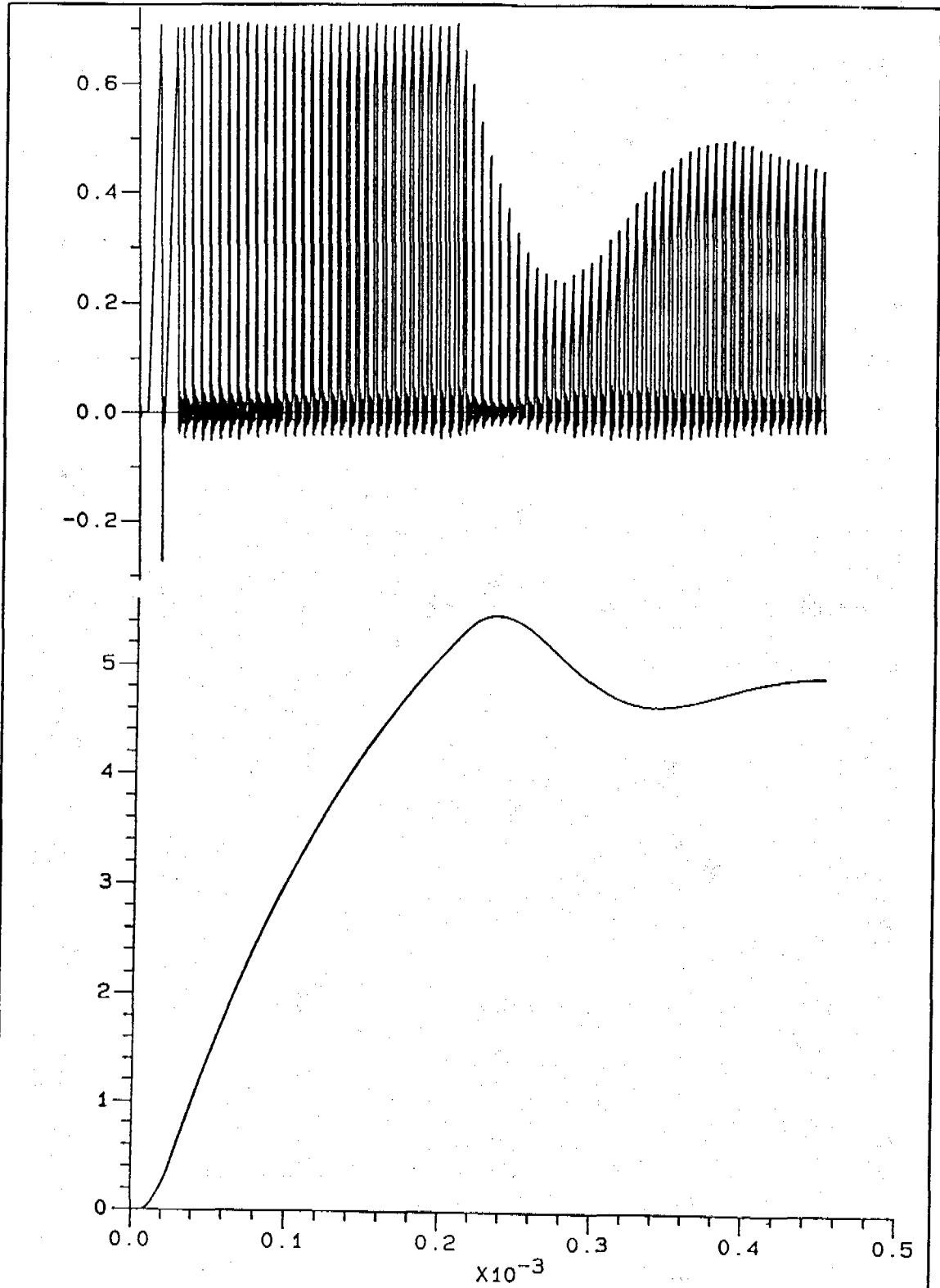


Fig. 2.27 - Démarrage de l'alimentation à partir de conditions initiales nulles; établissement de la tension de sortie et courant dans l'interrupteur principal.



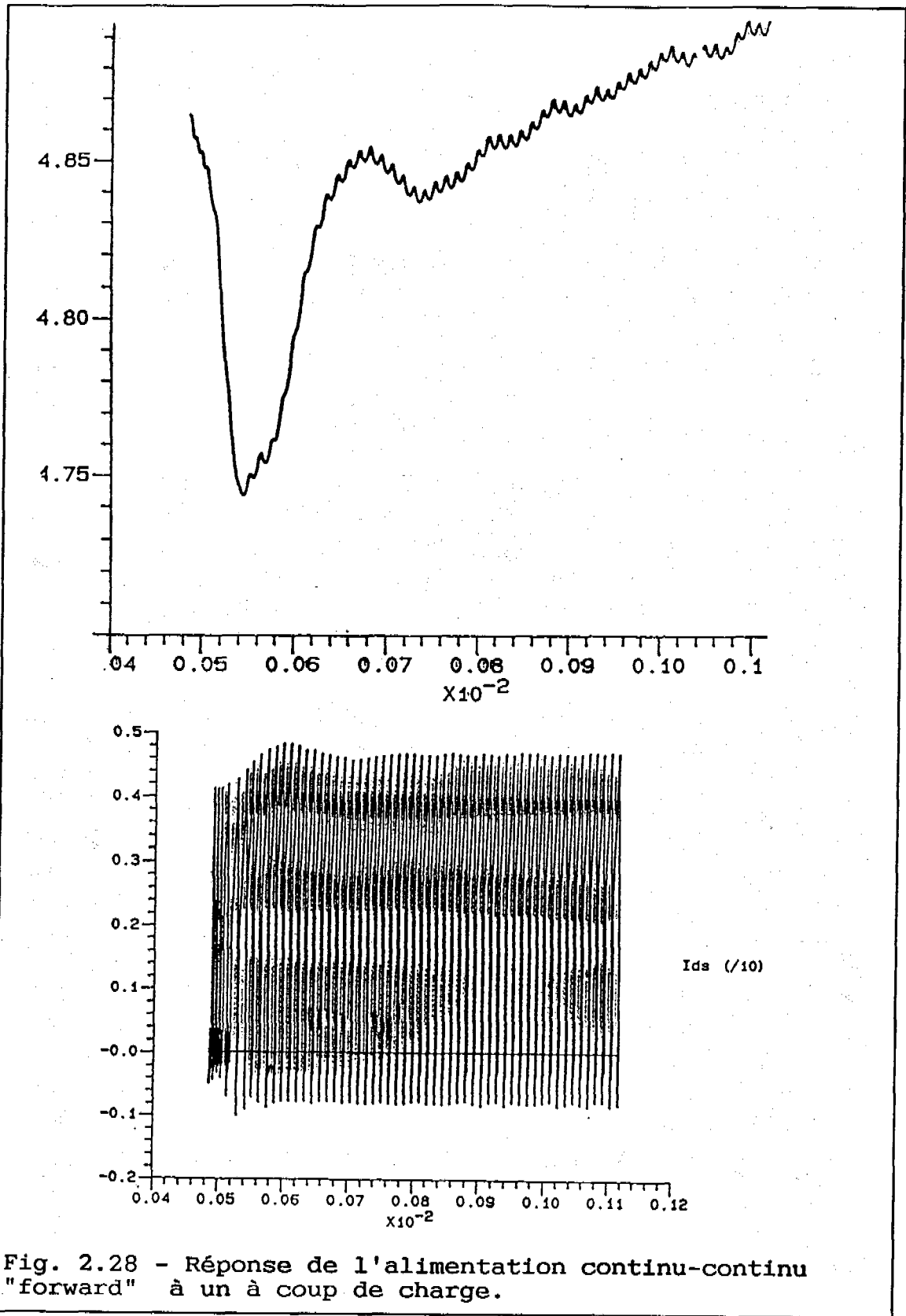


Fig. 2.28 - Réponse de l'alimentation continu-continu "forward" à un à coup de charge.

### 2.4.3 Actions sur test:

La structure qui a été mise en oeuvre pour prendre en compte les boucles de contrôle peut être utilisée avec profit pour réaliser des actions sur test. On peut ainsi définir des modes de commande particuliers et délicats ou fastidieux à décrire a priori par une suite d'instants. Elle permet également de tenir compte de façon simple de la caractéristique non linéaire de certains composants.

Le principe général est de définir des ordres de commande à partir de tests de comparaison entre un certain nombre de grandeurs; celles-ci peuvent être des références ou des niveaux totalement distincts du circuit, ou des grandeurs électriques. Les exemples suivants illustrent ces possibilités.

#### 2.4.3.1 Onduleur de tension "M.L.I.":

Cet exemple correspond à la génération de commande par comparaison de références extérieures au circuit. La définition a priori des ordres de commande assurant la modulation par largeur d'impulsion dans un onduleur de tension triphasé est une entreprise laborieuse. L'utilisation du sous-programme dédié au contrôle allège sensiblement cette tâche. On considère le circuit, présenté en figure (2.29), d'un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone.

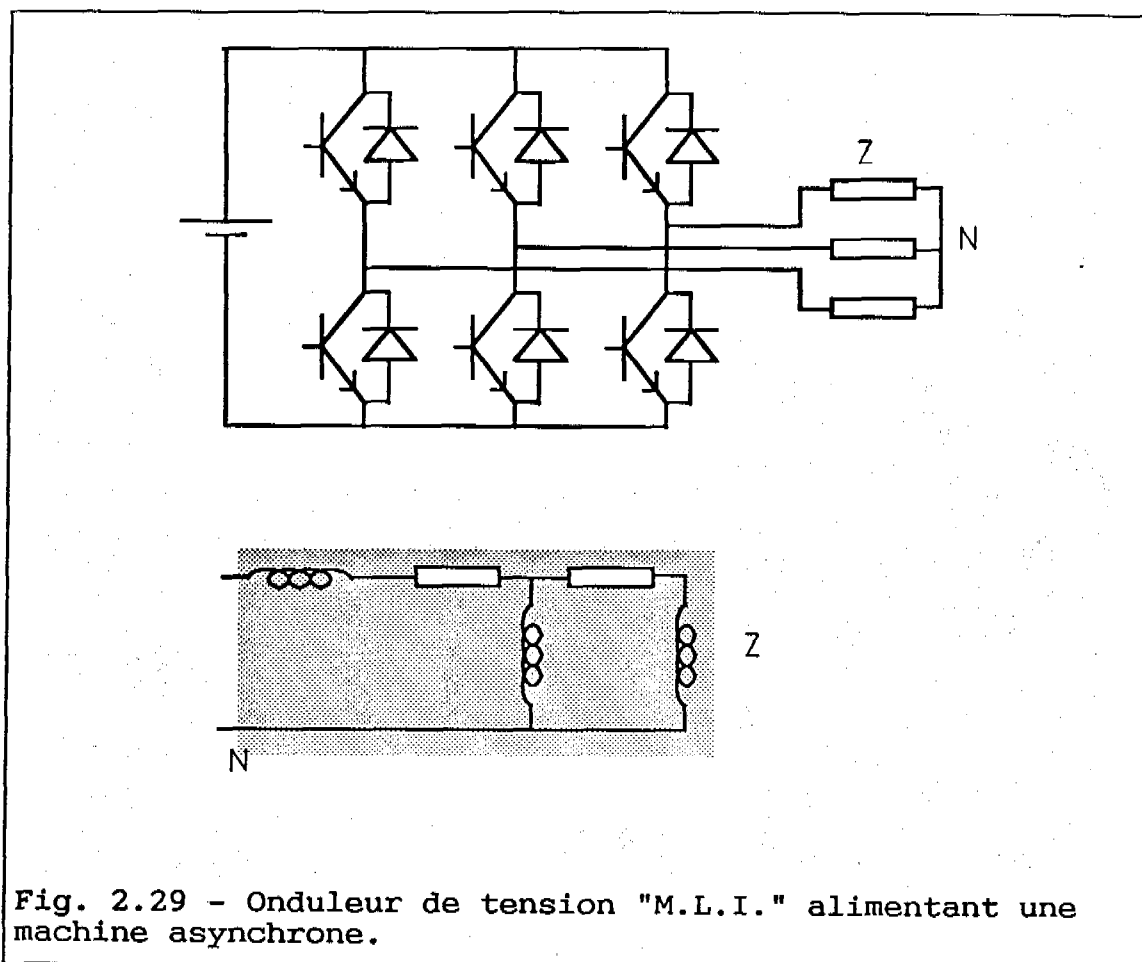


Fig. 2.29 - Onduleur de tension "M.L.I." alimentant une machine asynchrone.

La partie du circuit correspondant à la machine asynchrone, composée d'inductances et de résistances est fortement simplifiée et n'est, en toute rigueur, valable que pour le premier harmonique des courants (schéma équivalent du diagramme du cercle).

La génération des ordres de commande est ici réalisée de façon classique par comparaison d'une sinusoïde et d'une dent de scie à pentes symétriques. L'amplitude de cette dernière est ici du double de celle de la sinusoïde et un temps mort est assuré entre les commutations des interrupteurs d'un même bras.

La figure (2.30) présente l'évolution du courant dans une des phases de la machine asynchrone, en régime permanent, dans les conditions de fonctionnement

suivantes:

Fréquence des sinusoïdes de référence: 50 Hertz.

Fréquence de la dent de scie: 20 kilo-Hertz

Temps mort entre les commutations d'un même bras: 10 microsecondes.

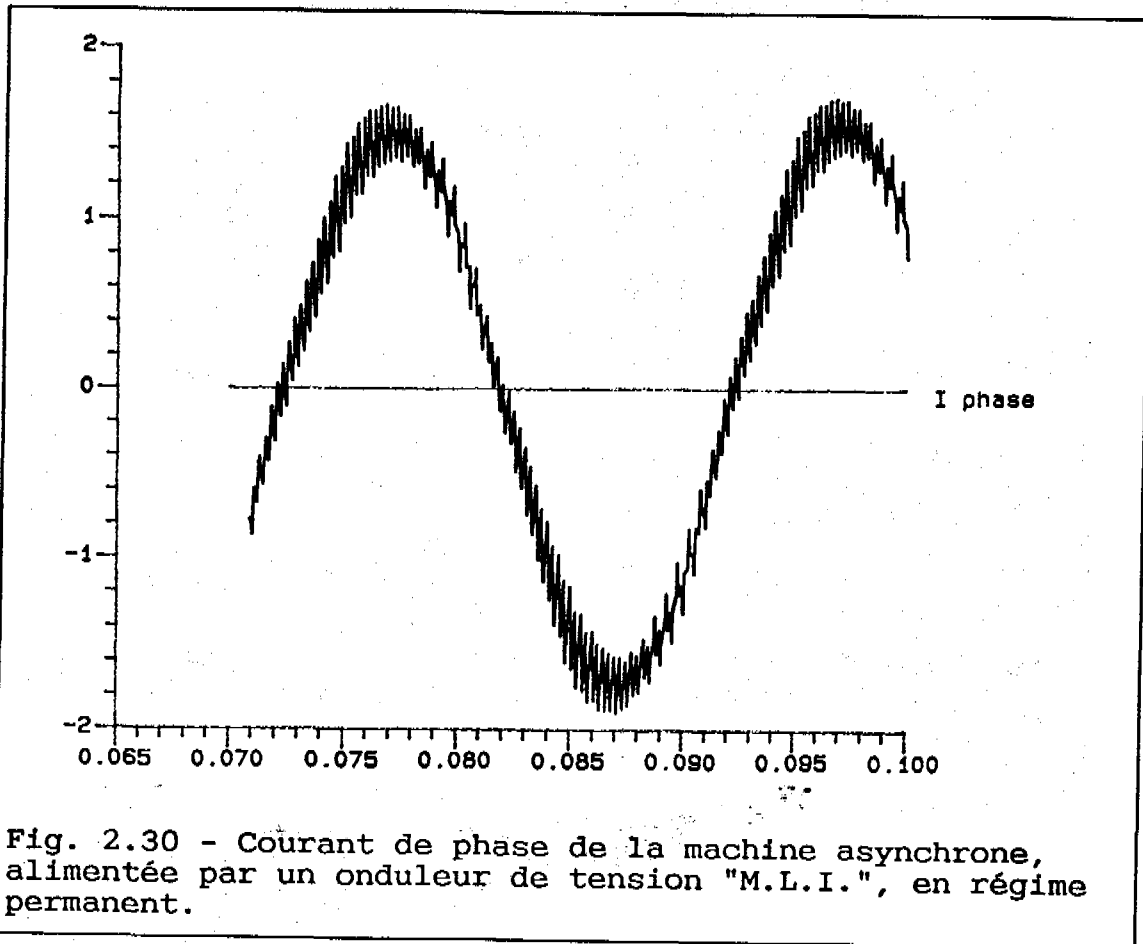


Fig. 2.30 - Courant de phase de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension "M.L.I.", en régime permanent.

La figure (2.31) présente les ordres de commande sur l'électrode de l'un des transistors de l'onduleur.

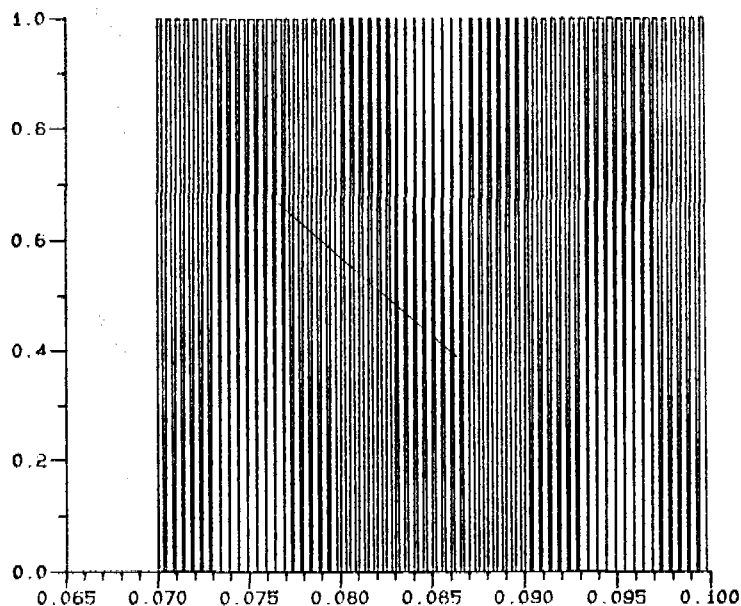


Fig. 2.31 - Ordres de commande sur l'interrupteur 1.  
(onduleur MLI)

On peut noter que l'amplitude des courants harmoniques n'est pas rigoureusement celle que l'on pourrait observer sur des relevés expérimentaux: on peut en attribuer la responsabilité au modèle simplifié choisi pour la machine asynchrone.

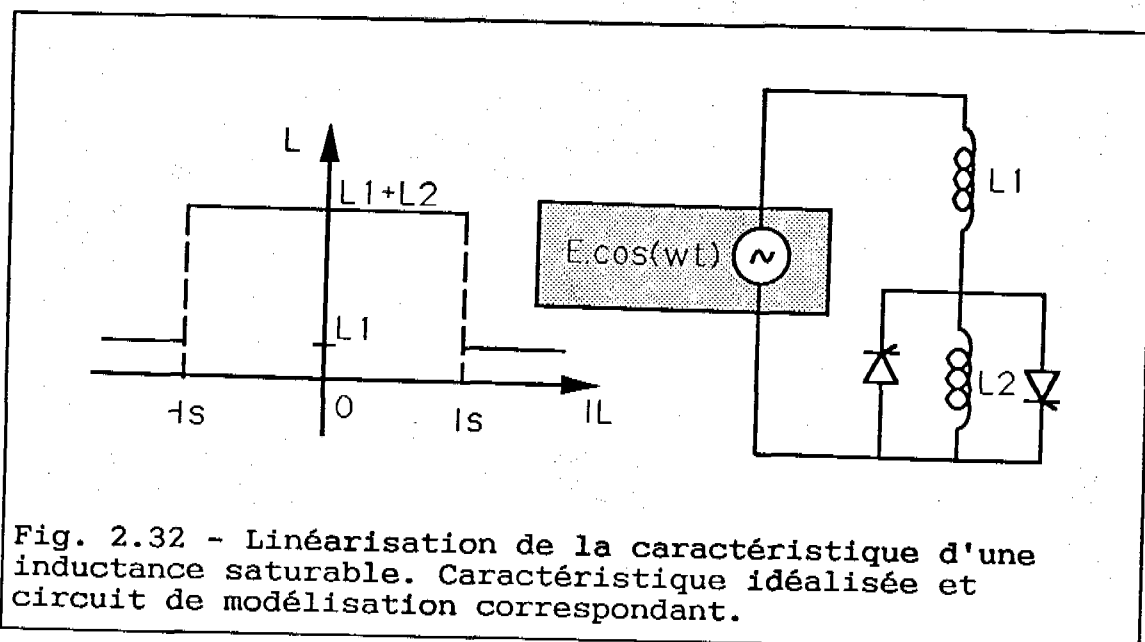
Par ailleurs, pour atteindre une bonne précision sur la définition de la fonction en dent de scie et donc des instants où interviennent les ordres de commande, le choix d'une période d'échantillonnage élevée (20 fois celle de la dent de scie) est nécessaire.

#### 2.4.3.2 Modélisation d'éléments non linéaires:

C'est une ouverture intéressante vers des possibilités qu'exclue, a priori, la résolution par

exponentielle de matrice des équations d'état. On utilise la possibilité d'effectuer des actions sur test pour linéariser par morceaux les caractéristiques non linéaires de certains composants, en comparant leur courant ou tension à des niveaux. On construit donc un sous-circuit équivalent au composant à modéliser, comprenant des interrupteurs que l'on pilotera pour retrouver la caractéristique non linéaire.

On se propose de traiter ici l'exemple d'une inductance saturable. On compare le courant dans l'inductance à des niveaux donnés (ici le courant de saturation) pour piloter des interrupteurs qui permettent de linéariser par morceaux la caractéristique non linéaire de l'inductance saturable. On est donc amené à construire un sous-circuit équivalent, comportant des interrupteurs qui réaliseront une fonction "d'aiguillage". Pour traiter le cas d'une inductance saturable, on peut définir le sous circuit de la figure (2.32):



La caractéristique est ici linéarisée en deux morceaux; on pourrait, en étoffant le circuit équivalent, en obtenir davantage. Les interrupteurs utilisés sont des

thyristors; ce choix assure que leur blocage se fera de façon spontanée, sensiblement sur le même niveau que leur amorçage (quand le courant dans l'inductance atteint le courant de saturation choisi).

La valeur de la résistance passante des thyristors doit donc être choisie suffisamment faible pour que la décroissance du courant dans L2 (avec la constante de temps  $L2/Ron$ ) soit faible devant sa valeur initiale, qui est celle du courant de saturation. On obtient ainsi un fonctionnement idéalisé de l'inductance saturable qu'illustrent les formes d'onde de la figure (2.33).

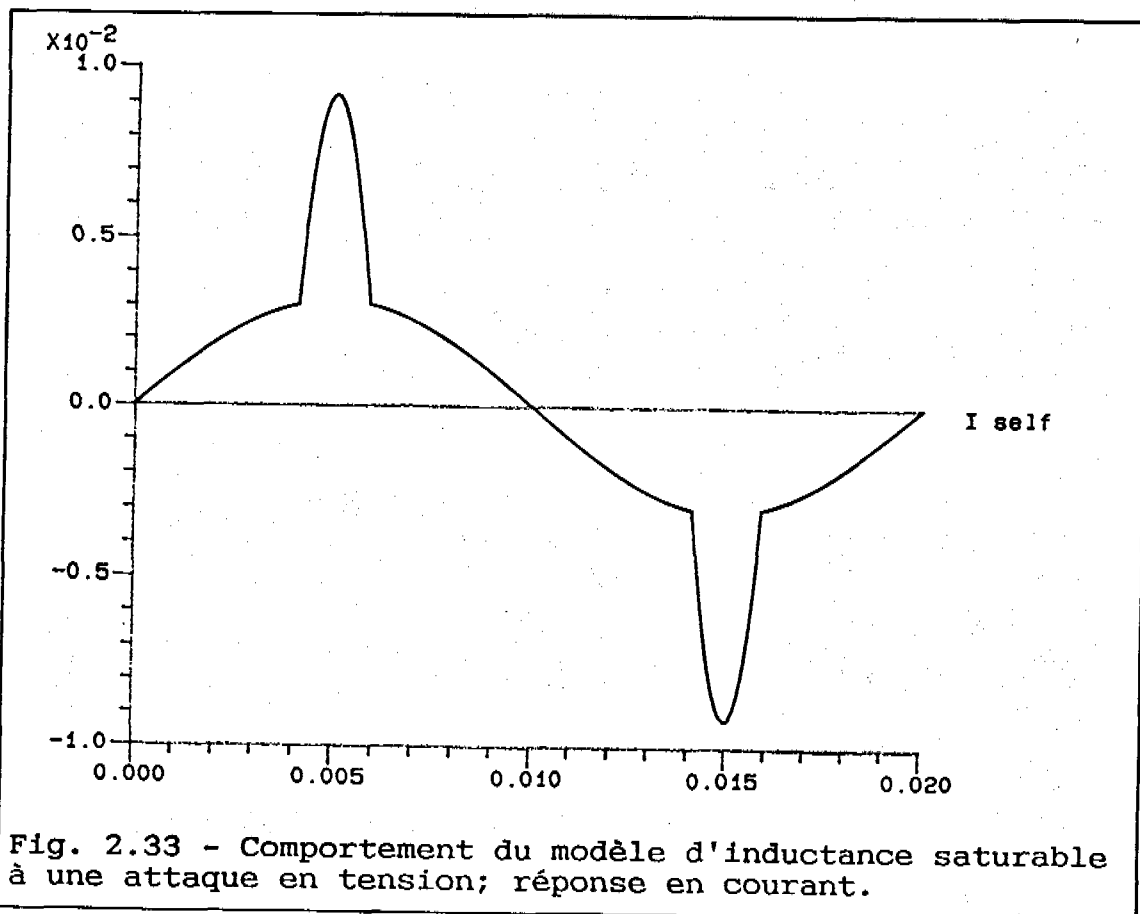


Fig. 2.33 - Comportement du modèle d'inductance saturable à une attaque en tension; réponse en courant.

Une telle structure permet la modélisation de transformateurs saturables, comme en utilise le circuit de l'alimentation de type "push-pull" parallèle autoalimentée présentée à la figure (2.34) {Batard}.

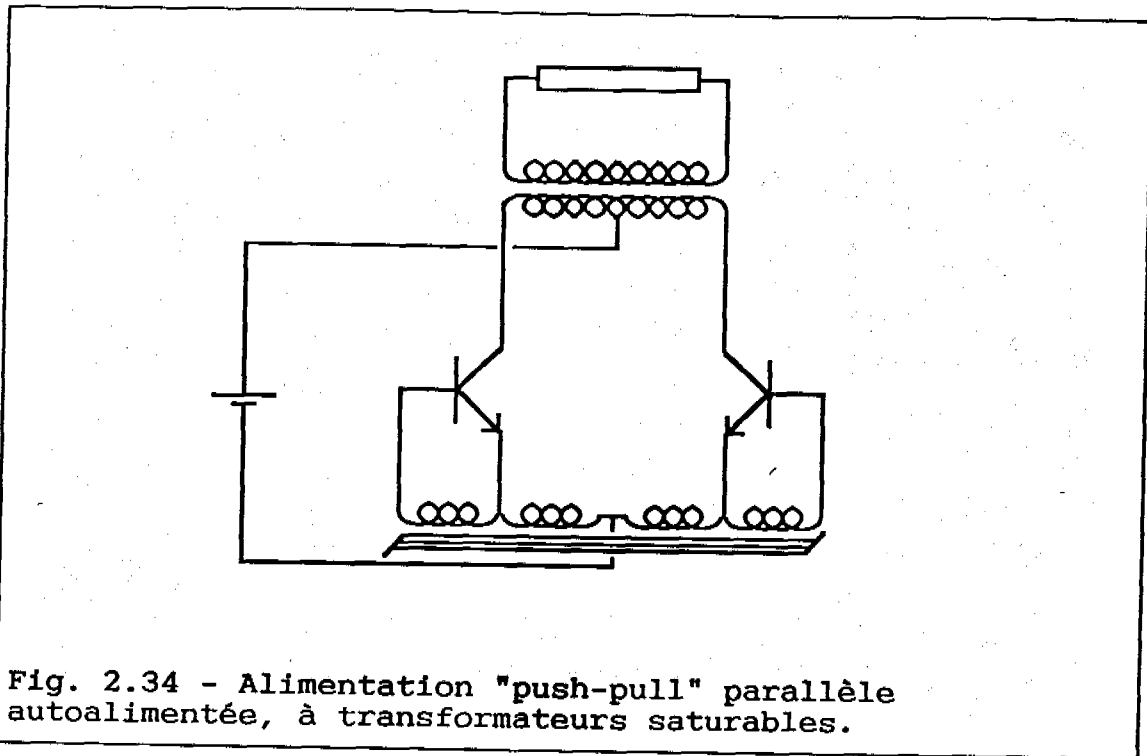


Fig. 2.34 - Alimentation "push-pull" parallèle autoalimentée, à transformateurs saturables.

On visualise les formes d'ondes de la figure (2.35), qui représentent le courant magnétisant (qui subit le phénomène de saturation) et le courant de base des transistors.



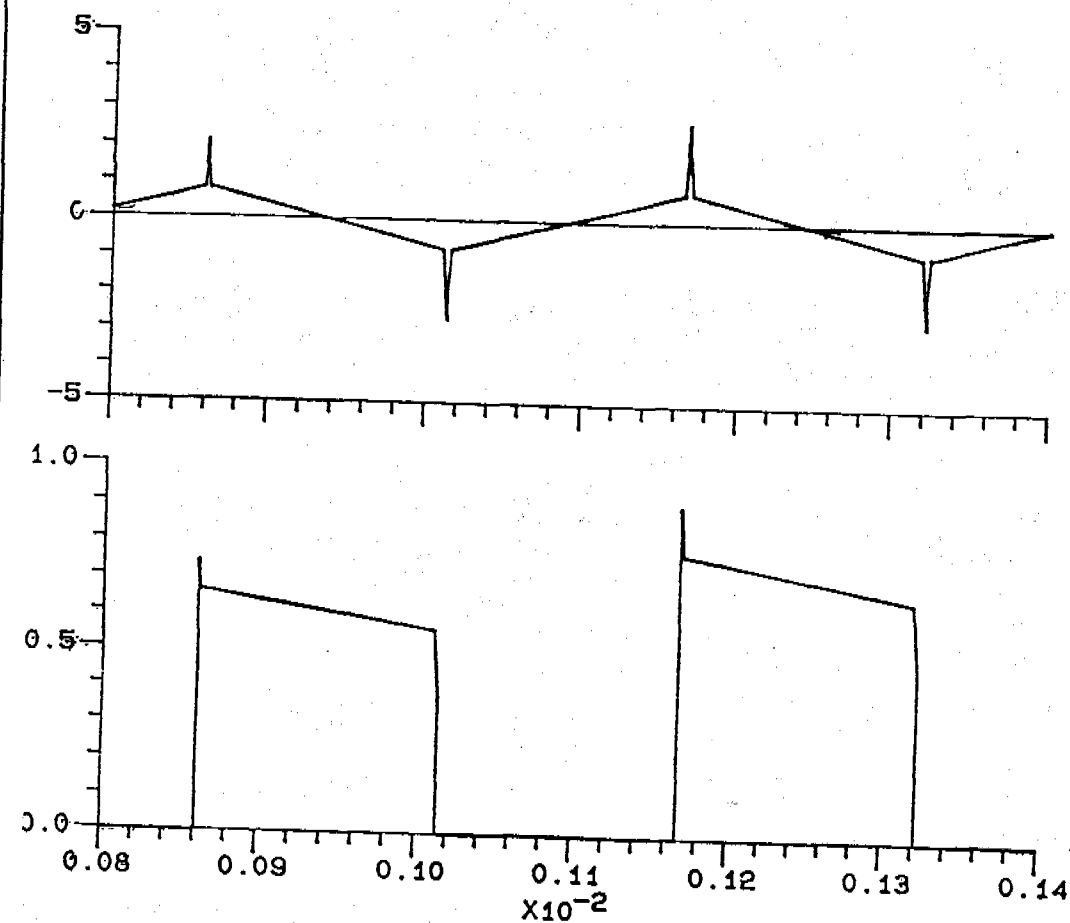


Fig. 2.35 - Alimentation "push-pull" parallèle autoalimentée- courant magnétisant et courant de base.

Il faut cependant noter que certaines précautions sont nécessaires pour l'obtention de résultats corrects. Le choix de la période d'échantillonnage, avec laquelle sera définie la commande des interrupteurs "d'aiguillage", doit être adapté à la dynamique des grandeurs électriques qui permettent d'effectuer les tests. Dans l'exemple proposé de l'inductance saturable, cette période doit être choisie de telle sorte que les variations du courant dans l'inductance, qu'il faudra comparer au niveau de saturation, soient suffisamment faibles entre deux instants d'échantillonnage pour que

l'erreur sur le niveau de basculement des interrupteurs "d'aiguillage" soit acceptable. C'est une restriction importante, dans la mesure où elle impose à l'utilisateur d'étudier d'assez près le circuit qu'il souhaite simuler. Néanmoins, les possibilités qu'ouvre cette méthode sont tout à fait attractives.

## 2.5 Conclusion:

La structure qui vient d'être décrite dans ce chapitre a pour vocation de résoudre les problèmes des simulations de convertisseurs statiques munis de boucles de contrôle échantillonné. Elle est également à même de faciliter très sensiblement la définition de commandes complexes, même dans le cadre d'un fonctionnement du convertisseur en boucle ouverte.

Moyennant quelques précautions d'emplois, elle permet également la prise en compte de boucles de contrôle en mode continu, les restrictions se situant principalement au niveau du choix de la période d'échantillonnage et des méthodes d'intégration des éléments des correcteurs.

On rappelle également l'existence d'une bibliothèque de sous-programmes associés à des circuits courants, qui en font, pour un grand nombre de convertisseurs munis de mode de contrôle variés, un outil d'investigation d'usage très aisé.

Par l'adjonction de sous-circuits complémentaires, comprenant des interrupteurs pilotés sur test, elle permet enfin la prise en compte d'éléments à caractéristique non linéaire, à l'origine exclus du champ d'investigation par la résolution des équations d'état par la méthode de l'exponentielle de matrice.

### 3. BOUCLES DE CONTROLE CONTINUES:

#### 3.1 Position du problème:

A la différence des boucles de contrôle réalisées en mode échantillonné, les boucles de contrôle en mode continu fournissent aux électrodes des semi-conducteurs du circuit des impulsions qui peuvent se produire à tout instant; par ailleurs, les grandeurs internes aux éléments du bloc de contrôle évoluent de façon continue en fonction des valeurs qui leur sont fournies et qui varient en permanence, selon une dynamique qui peut leur être propre. Ces deux impératifs sont à prendre en compte pour une représentation fidèle du comportement des circuits munis de boucles de contrôle continues.

#### 3.1.1 Aménagements de la méthode échantillonnée:

Une première possibilité qui permet de conserver la structure définie pour la prise en compte des boucles de contrôle échantillonnées consiste à :

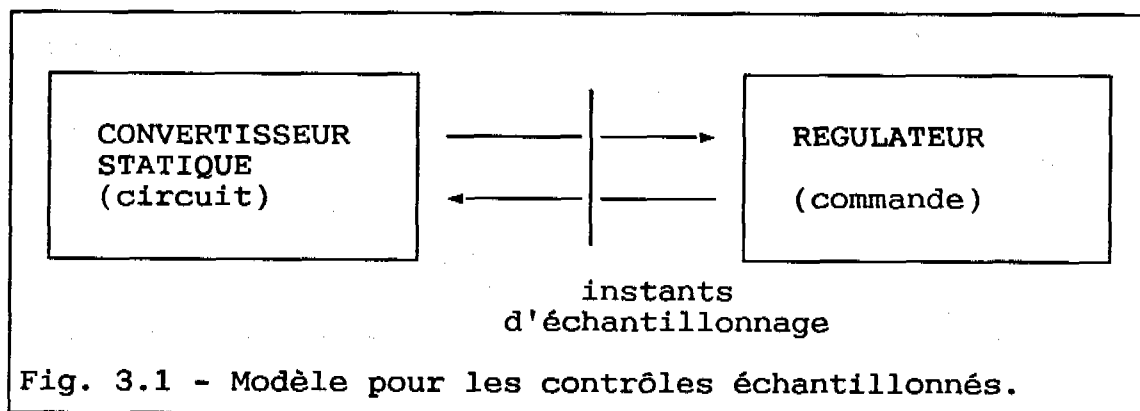
- choisir une pseudo-période d'échantillonnage tenant compte de la précision requise sur les instants d'apparition de transitions sur les commandes, et de la dynamique des grandeurs internes du bloc de contrôle.

- utiliser pour simuler la boucle de contrôle des méthodes d'intégration précises.

Le premier impératif (choix d'une pseudo-période d'échantillonnage) conduit souvent au choix d'une valeur

faible, ce qui entraîne une consommation importante en temps de calcul et en espace mémoire pour le stockage des résultats.

Enfin en rappelant par le schéma de la figure (3.1) le principe de mise en oeuvre de cette structure logicielle, on constate aisément que celle-ci conduit à gérer en parallèle deux systèmes d'équations différentielles.



Que des variables soient communes aux deux systèmes entraîne forcément des imprécisions voire même des instabilités.

Quant aux méthodes d'intégration permettant d'atteindre une précision correcte dans l'estimation des grandeurs internes aux correcteurs, elles conduiront toujours à une limitation du pas d'observation, si l'on ne parvient pas à regrouper dans un seul système différentiel les équations propres au circuit du convertisseur et celles correspondant au bloc de contrôle.

### 3.1.2 Choix du modèle:

En conséquence, on se propose d'introduire une nouvelle méthode qui permettra d'obtenir rapidement un

résultat précis. De la même façon qu'avec la méthode qui a conduit à l'intégration des sources au système d'état, on définira de nouvelles composantes du vecteur d'état qui permettront, dans la résolution par la méthode de l'exponentielle de matrice, de dissocier la précision sur la connaissance des phénomènes internes au bloc de contrôle du choix du pas d'observation. La difficulté consiste principalement à faire "communiquer en temps continu" le circuit du convertisseur (que l'on sait déjà simuler convenablement) et le bloc de contrôle: il s'agit en fait de réaliser des capteurs, que l'on mettra en oeuvre par l'utilisation de "sources contrôlées".

On doit donc être à même de définir des composants de type source (de courant ou de tension) dont l'amplitude soit contrôlée par une grandeur électrique quelconque évoluant par ailleurs dans le circuit.

### 3.2 Introduction des sources contrôlées:

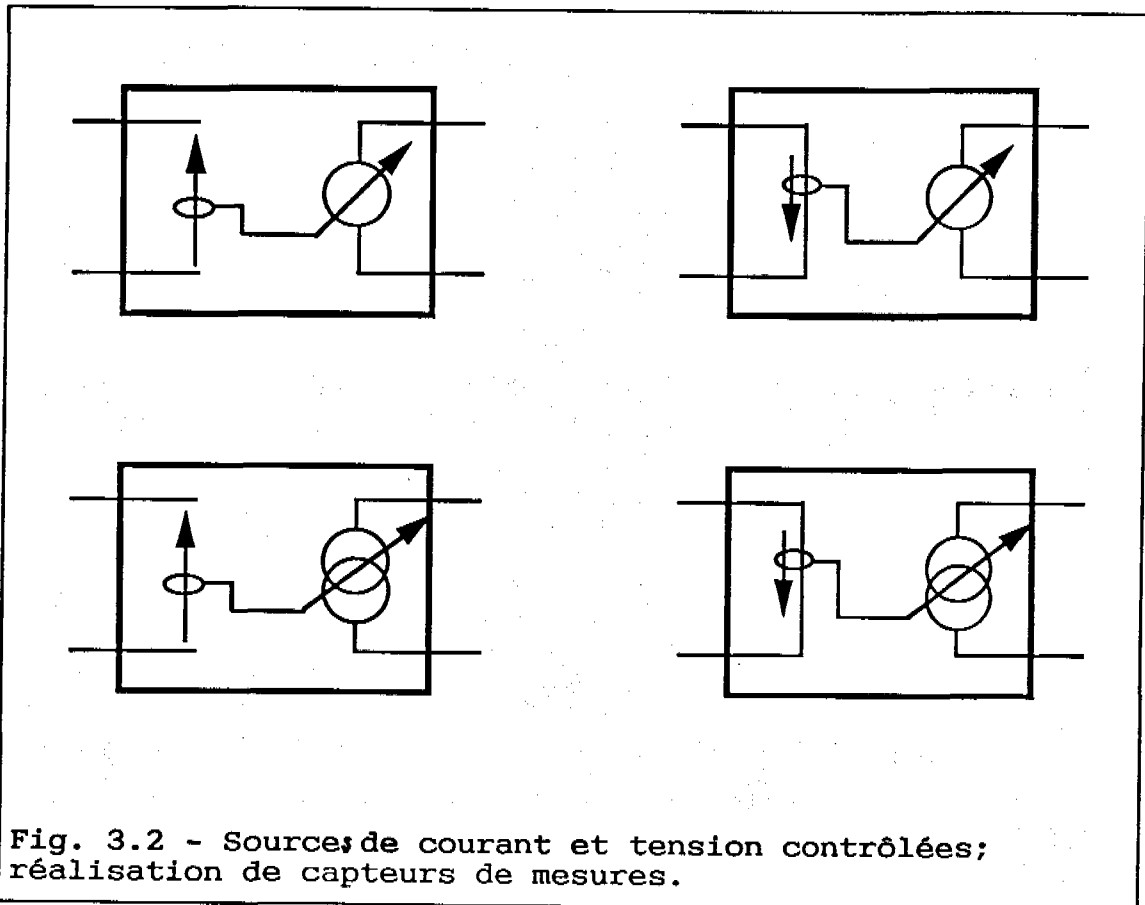
Les sources contrôlées semblent être le moyen approprié pour introduire sous forme de circuits équivalents les éléments linéaires des boucles de régulation, dans la mesure où elles permettront de faire figurer dans le circuit des capteurs; les autres éléments linéaires (ou linéarisables par morceaux à l'aide d'interrupteurs) seront simulés en construisant des circuits électroniques de même fonction de transfert. La mise en équation du convertisseur et des correcteurs conduira donc ainsi à un seul système d'équations différentielles, que l'on pourra résoudre sans grandes difficultés par des méthodes déjà éprouvées.

On verra d'ailleurs plus loin (aux paragraphes (4.1) et (4.2)) qu'il ne s'agit pas là de la seule application qu'on puisse en faire.

On présente ici ces nouveaux composants, leur mise en équation dans l'espace d'état et les limitations d'ordre topologiques qu'impose, pour la mise en équation, l'adoption de l'algorithme de Welsh.

### 3.2.1 Présentation:

On part donc a priori de structures du type présenté à la figure (3.2).



La connaissance de la grandeur électrique contrôlant ces sources est a priori accessible comme simple combinaison linéaire des variables d'état du circuit du convertisseur. De simples calculs matriciels doivent donc permettre de les déterminer. Afin de tirer profit de sous-programmes déjà existants, on a préféré

les capter par l'intermédiaire de résistances que l'on aura au préalable disposées dans le circuit.

### 3.2.2 Mise en équation:

L'idée de départ est de représenter ces sources liées comme des quadripôles dont l'impédance d'entrée serait une résistance placée dans le circuit du convertisseur à simuler. La tension aux bornes de cette résistance devra permettre le contrôle de l'amplitude de la source.

On part donc de schémas du type présenté à la figure (3.3):

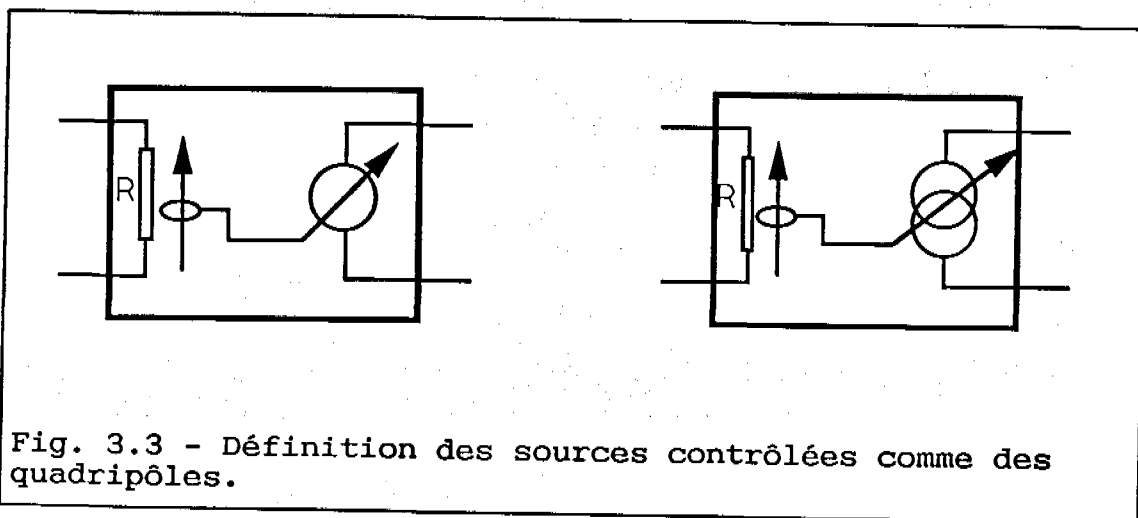


Fig. 3.3 - Définition des sources contrôlées comme des quadripôles.

On se propose d'envisager deux types de sources contrôlées: sources sans dynamique propre, dont le quadripôle représentatif a un gain scalaire, et sources munies d'une dynamique propre, dont le quadripôle représentatif a , en transformée de Laplace, un gain complexe.

#### 3.2.2.1 Sources contrôlées sans dynamique propre:

Le circuit du convertisseur statique est mis en équation sous forme d'état, sans préjuger à ce stade de la nature (indépendante ou contrôlée) des sources. On obtient de cette manière les équations d'état du circuit suivantes; ce sont celles qui le décriraient de façon définitive si les sources étaient toutes indépendantes:

$$\frac{dX}{dt} = [A].X + [B].U \quad (3.1)$$

où:

[A] est la matrice dynamique du circuit sans liaisons

[B] est la matrice de commande

U est le vecteur des sources.

Mise en équation des sources: On peut décomposer le vecteur source U en:

$$U^t = [U1^t | U2^t]. \quad (3.2)$$

où:

U1: les sources indépendantes.

U2: les sources contrôlées.

Sources indépendantes: U1 est défini comme la sortie d'un système autonome, lui aussi représenté sous forme d'état:

avec:

Xu: le vecteur d'état de ce système autonome.

[Au]: la matrice dynamique de ce système.

[Cu]: la matrice de sortie.

On a donc les équations :

$$U1 = [Cu].Xu \quad (3.3)$$



$$\frac{dx_u}{dt} = [A_u].x_u \quad (3.4)$$

Sources contrôlées: U2 est défini a priori comme sortie du système d'état complet, comprenant la dynamique propre au convertisseur [X] et la dynamique du système autonome [Xu], dont le vecteur d'état est donc  $[x^t \mid x_u^t]^t$ . Ceci s'exprime matriciellement par:

$$U2 = [D_x].X + [D_u].U \quad (3.5)$$

où:

[Dx] est la matrice de sortie du système d'état du convertisseur.

[Du] comprend les termes de liaison directe entrée / sortie et les termes d'interdépendance des sources contrôlées entre elles.

On rappelle la décomposition de  $U^t = [U1^t \mid U2^t]$ , et de la même façon, on procède à la décomposition de [Du] en :

$$[D_u] = [D_{u1} \mid D_{u2}] \quad (3.6)$$

où:

[Du1] exprime les liaisons entre sources indépendantes et sources contrôlées.

[Du2] exprime les interdépendances des sources contrôlées entre elles.

Pour compléter la distinction entre sources liées et sources indépendantes, on effectue la même décomposition au niveau du système d'état obtenu par la mise en équations du circuit (pour lequel les sources ont été supposées toutes indépendantes):

$$\frac{dX}{dt} = [A].X + [B].U \quad (3.7)$$

$$U^t = [U1^t | U2^t] \quad (3.8)$$

$$\text{on pose donc: } [B] = [B1 | B2] \quad (3.9)$$

où:

[B] est la matrice de commande du convertisseur par les sources - toutes supposées indépendantes -.

[B1] est la matrice de contrôle du convertisseur par les seules sources effectivement indépendantes -vecteur U1-.

[B2] est la matrice de commande du convertisseur par les sources qui sont des sources contrôlées - vecteur U2-.

On a donc le système d'équations suivant:

$$\frac{dX}{dt} = [A].X + [B].U = [A].X + [B1 | B2].[U1^t | U2^t]^t \quad (3.10)$$

$$\frac{dXu}{dt} = [Au].Xu \quad (3.11)$$

Dans le cas que l'on étudie ici (sources contrôlées sans dynamique propre) les sources contrôlées s'expriment comme sorties du système d'état du convertisseur; on a alors:

$$U2 = [Dx].X + [Du].U = [Dx].X + [Du1].U1 + [Du2].U2 \quad (3.12)$$

équation qui, développée, donne:

$$U2 = (1 - Du2)^{-1}.[Dx].X + (1 - Du2)^{-1}.[Du1].[Cu].Xu \quad (3.13)$$

Et la mise en équation en considérant le vecteur :

$$z^t = [x^t | Xu^t] \quad (3.14)$$

conduit à l'étude d'un système d'état autonome dont la matrice dynamique est:

$$\left[ \begin{array}{cc} \underline{A + B2.(1-Du2)^{-1}.Dx} & \underline{B1.Cu + B2.(1-Du2)^{-1}.Du1.Cu} \\ 0 & Au \end{array} \right] \quad (3.15)$$

Les termes soulignés \_ correspondent aux modifications qu'entraîne l'introduction des sources contrôlées dans la matrice dynamique qui décrirait le circuit si celui-ci ne comprenait que des sources indépendantes.

La structure du système d'état dans lequel on introduit des sources liées sans dynamique propre correspond au schéma bloc de la figure (3.4). Le système autonome, dont les sources indépendantes sont la sortie, n'y est pas représenté.

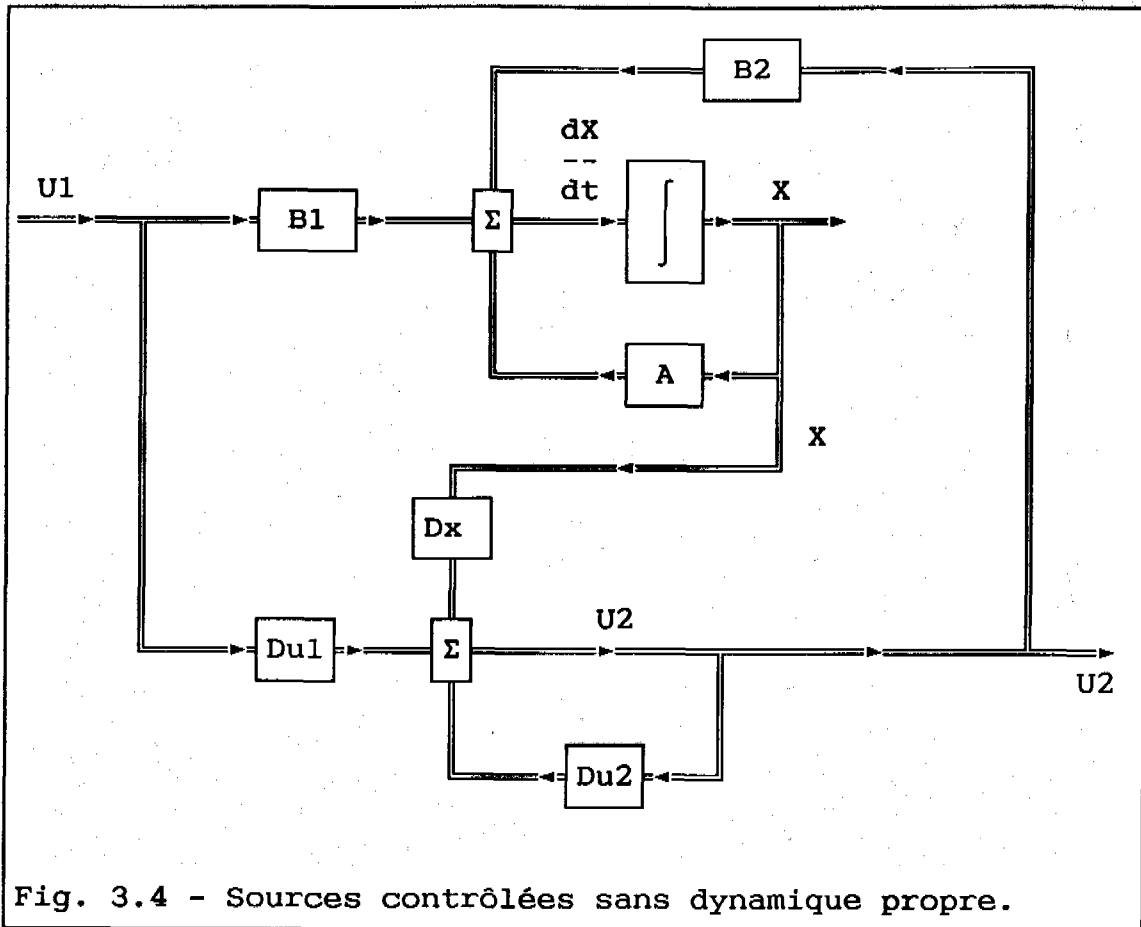


Fig. 3.4 - Sources contrôlées sans dynamique propre.

### 3.2.2.2 Sources contrôlées avec dynamique propre:

Le convertisseur est mis en équation dans l'espace d'état de la même façon que dans le cas envisagé au paragraphe précédent. La description des sources indépendantes comme sortie d'un système d'état autonome est également identique.

Le vecteur des sources contrôlées  $U_2$  est, ici, défini a priori comme la sortie d'un système supplémentaire également mis sous forme d'état, dont les commandes sont les vecteurs  $X$  et  $U$ .

Soient donc :

$X_1$ : le vecteur d'état de ce système.

$[A_1]$ : sa matrice dynamique.

$[B_{1x}]$ : la matrice de commande correspondant à  $X$ .

$[B_{1u}]$ : la matrice de commande correspondant à  $U$ .

On a alors l'équation :

$$\frac{dX_1}{dt} = [A_1].X_1 + [B_{1x}].X + [B_{1u}].U \quad (3.16)$$

et on exprime que  $U_2$  est la sortie de ce système par l'équation :

$$U_2 = [C_1].X_1 + [D_x].X + [D_u].U \quad (3.17)$$

où:

$[C_1]$  est la matrice de sortie du système des sources liées.

$[D_x]$  et  $[D_u]$  sont les matrices de transmission directe entrées / sorties.

On rappelle la décomposition du vecteur sources en:  $U^t = [U_1^t ; U_2^t]$ ; de la même façon, on procède à la décomposition de  $[B_{1u}]$  et  $[D_u]$  en :

$$[B_{1u}] = [B_{1u1} | B_{1u2}] \quad (3.18)$$

$$[D_u] = [D_{u1} | D_{u2}] \quad (3.19)$$

Pour compléter la distinction entre sources liées et sources indépendantes, on effectue la même décomposition au niveau du système d'état obtenu par la mise en équations du circuit (construit en supposant que toutes les sources sont des sources indépendantes):

$$\frac{dX}{dt} = [A].X + [B].U \quad (3.20)$$

$$U^t = [U_1^t | U_2^t] \quad (3.21)$$

on pose donc:  $[B] = [B1|B2]$

Et on a donc le système d'équations suivant:

$$\frac{dx}{dt} = [A].X + [B1|B2].[U1^t|U2^t]^t \quad (3.22)$$

$$\frac{dXu}{dt} = [Au].Xu \quad (3.23)$$

$$\frac{dx1}{dt} = [A1].X1 + [B1x].X + [Blu].U \quad (3.24)$$

$$U1 = [Cu].Xu \quad (3.25)$$

$$U2 = [C1].X1 + [Dx].X + [Du1|Du2].[U1^t|U2^t]^t \quad (3.26)$$

On considère alors le vecteur  $z^t = [x^t | Xu^t | x1^t]$  dont on cherche le système d'équations d'état associé. L'équation (3.26) donne alors:

$$U2 = [C1].X1 + [Dx].X + [Du1|Du2].[U1^t|U2^t]^t \quad (3.27)$$

soit:

$$U2 = [C1].X1 + [Dx].X + [Du1].U1 + [Du2].U2 \quad (3.28)$$

$$d'où: (1-Du2).U2 = [C1].X1 + [Dx].X + [Du1].U1 \quad (3.29)$$

(1-Du2) étant supposée inversible, on tire:

$$\begin{aligned} U2 = & (1-Du2)^{-1}.[C1].X1 \\ & + (1-Du2)^{-1}.[Dx].X \\ & + (1-Du2)^{-1}.[Du1].U1 \end{aligned} \quad (3.30)$$

soit, en détaillant l'expression des sources indépendantes U1:

$$\begin{aligned}
U2 &= (1-Du2)^{-1} \cdot [C1] \cdot X1 \\
&+ (1-Du2)^{-1} \cdot [Dx] \cdot X \\
&+ (1-Du2)^{-1} \cdot [Du1] \cdot [Cu] \cdot Xu
\end{aligned}
\tag{3.31}$$

En reportant cette expression dans (3.22) et (3.24), on peut alors exprimer que le vecteur Z est solution du système d'état autonome dont la matrice dynamique s'écrit:

$$\begin{bmatrix}
\underline{A + B2 \cdot (1-Du2)^{-1} \cdot Dx} & \underline{B1 \cdot Cu + B2 \cdot (1-Du2)^{-1} \cdot Du1 \cdot Cu} & \underline{B2 \cdot (1-Du2)^{-1} \cdot C1} \\
0 & Au & 0 \\
\underline{Blx + Blu1 \cdot (1-Du2)^{-1} \cdot Dx} & \underline{Blu1 \cdot Cu + Blu2 \cdot (1-Du2)^{-1} \cdot Du1 \cdot Cu} & \underline{A1 + Blu2 \cdot (1-Du2)^{-1} \cdot C1}
\end{bmatrix}$$

(3.32)

On note Acomp la matrice dynamique du système d'état dont le vecteur Z est solution. Les termes soulignés \_ correspondent aux contributions du système d'état dont les sources contrôlées sont la sortie (partie du vecteur d'état correspondant à X1); les termes soulignés = sont ceux qu'introduisent les sources liées dans les équations qui décriraient le circuit si celui-ci ne comportait que des sources indépendantes.

La structure du système d'état dans lequel on introduit des sources liées avec dynamique propre correspond au schéma bloc de la figure (3.5). Le système autonome, dont les sources indépendantes sont la sortie, n'est pas représenté.

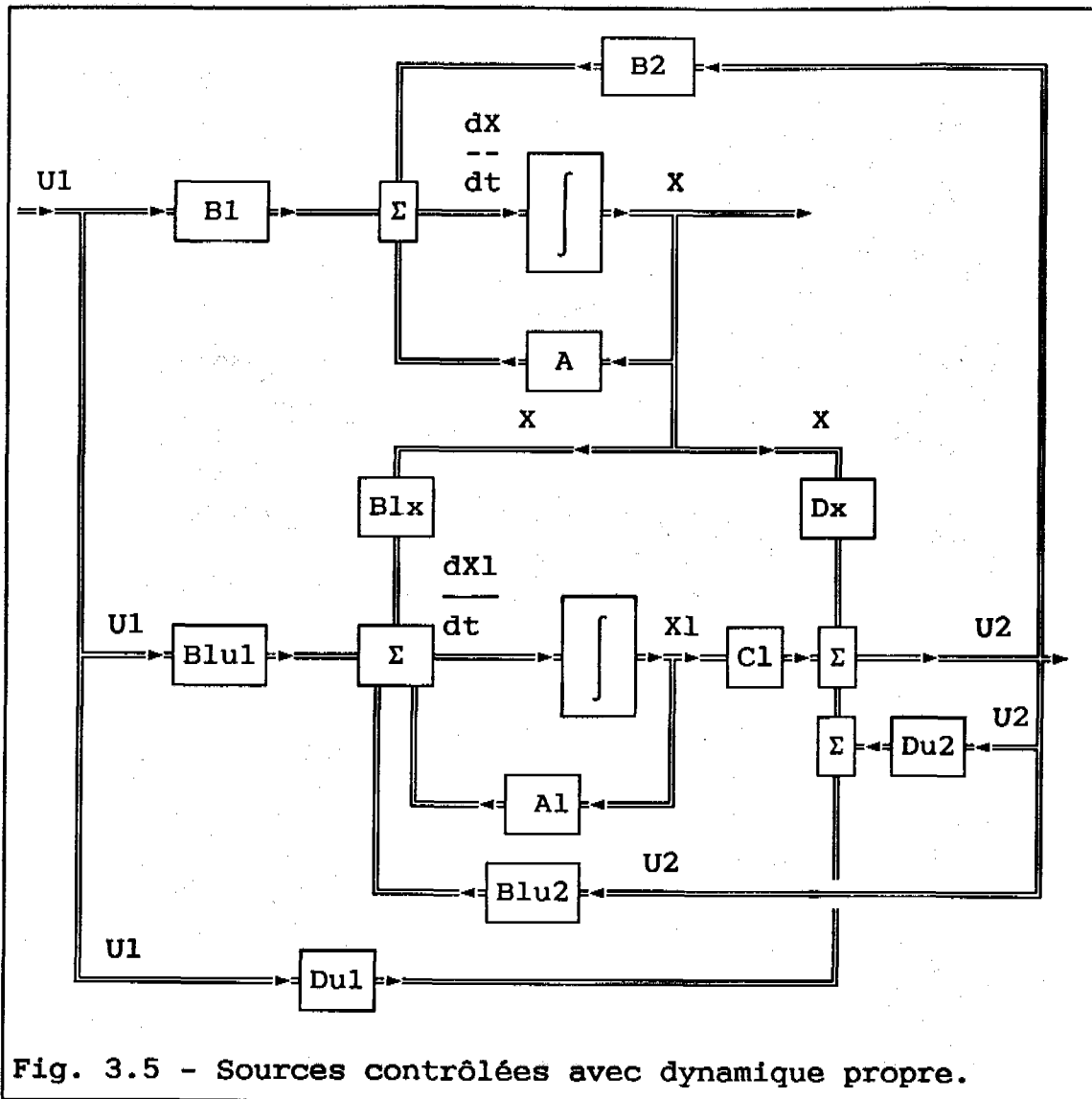


Fig. 3.5 - Sources contrôlées avec dynamique propre.

### 3.2.3 Limitations:

#### 3.2.3.1 Inversibilité de la matrice $(1-Du_2)$ :

Les mises en équation présentées aux paragraphes précédents ne font pas mention de restrictions quant à la réelle faisabilité des calculs.

Or les expressions (3.13) et (3.31) par exemple



font apparaître la matrice  $(1-Du_2)^{-1}$ . On doit donc rechercher les configurations qui pourraient poser un problème à ce niveau, et les particularités topologiques qui pourraient leur correspondre.

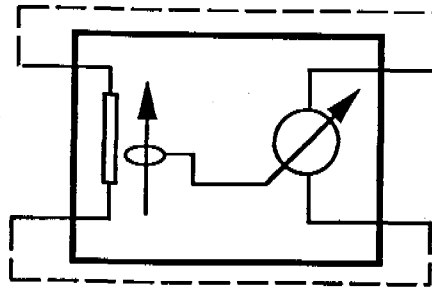
On fait donc l'hypothèse que la matrice  $(1-Du_2)$  n'est pas inversible. On rappelle que (dans le cas le plus général où les sources contrôlées possèdent leur dynamique propre) le vecteur des sources contrôlées  $[U_2]$  s'exprime par les relations suivantes:

$$U_2 = [C_1].X_1 + [D_x].X + [Du_1; Du_2].[U_1^t; U_2^t]^t \quad (3.33)$$

soit:

$$U_2 = [C_1].X_1 + [D_x].X + [Du_1].U_1 + [Du_2].U_2 \quad (3.34)$$

Si on suppose que le circuit ne comporte qu'une seule source contrôlée, on se trouverait donc dans le cas d'une source liée dont l'amplitude ne dépendrait ni de  $[X]$ , ni de  $[X_1]$ , ni de  $[U_1]$ ; autrement dit, elle ne dépendrait pas des grandeurs électriques du circuit, ni du système d'état  $[X_1]$  dont la dynamique est celle des sources liées. Ce cas de figure pourrait se rencontrer en définissant une maille constituée d'une source de tension contrôlée, en parallèle avec une résistance, l'amplitude de la source étant définie comme égale à la tension aux bornes de la résistance, c'est à dire égale à elle-même. La figure (3.6) illustre cette configuration particulière:



$$K = 1$$

Fig. 3.6 - Sous circuit définissant une source contrôlée, qui ne permet pas la mise en équation dans l'espace d'état.

Cette hypothèse, plutôt farfelue, ne correspond a priori pas à une portion utile de circuit. Si par contre le coefficient de proportionnalité entre la tension résistive et l'amplitude de la source contrôlée est choisi différent de 1, la mise en équation proposée peut être effectuée, mais les résultats de simulation que l'on obtiendra seront sans intérêt: tension et courant dans la maille resteront nuls.

A priori, dans l'hypothèse où le circuit ne comprend qu'une seule source contrôlée, les cas de figure qui pourraient conduire à une impossibilité à l'étape de la mise en équation, peuvent se ramener à celui qui a été proposé. Ils correspondent à un problème mal formulé.

Si le circuit comprend plus d'une seule source contrôlée et que la matrice  $(1-Du_2)$  n'est pas inversible, les cas envisagés à l'étape précédente étant éliminés, alors il existe une source contrôlée dont l'amplitude s'exprime exclusivement en fonction des autres. Le cas d'une particularité topologique (maille de sources de tensions ou coupure de sources de courant) étant éliminé lors de la mise en équation automatique du circuit, il reste la possibilité d'une combinaison malheureuse du choix des gains qui permettent le contrôle des amplitudes

des sources liées.

La détection de cette éventualité est effectuée par un calcul du déterminant de la matrice  $(1-Du2)$ , mais aucun diagnostic général, par l'analyse de la topologie et des valeurs des paramètres choisis, n'est proposé dans le cas où le choix de l'utilisateur tombe en défaut.

### 3.2.3.2 Valeurs propres de la matrice dynamique:

La résolution des équations d'état étant effectuée par la méthode de l'exponentielle de matrice, laquelle est calculée par la méthode des carrés répétés, la matrice dynamique du système complet doit comprendre exclusivement des valeurs propres négatives; il faut donc veiller à ce que la définition des sources liées ne conduise pas à l'apparition de constantes de temps négatives.

D'une part on est alors conduit, dans ce cas, à l'étude d'un système qui n'est plus l'image d'aucune réalité physique, d'autre part, la méthode de résolution du système d'équations d'état (par l'intermédiaire de l'exponentielle de matrice) rentre en défaut; ce "handicap" est en fait un garde fou, qui évite d'envisager des problèmes absurdes. Ce type de cas de figure est illustré par l'exemple de l'arc électrique traité au chapitre (4).

## 3.3 Mise en oeuvre des régulations continues:

### 3.3.1 Introduction:

On reprend les objectifs qui ont amené à

introduire des composants de type source contrôlée: les limitations de la méthode de simulation des convertisseurs munis de boucles de contrôle échantillonnées, dans le cadre de son application à la modélisation de structures où la boucle de contrôle est effectivement réalisée à l'aide de techniques analogiques, conduit naturellement à la recherche de méthodes de simulation particulières, adaptées à la prise en compte de cette spécificité. Les contraintes que l'on choisit de s'imposer dans ce cadre sont les suivantes:

- la précision de la simulation ne doit pas être liée à la valeur du pas de calcul. L'adoption d'un pas de calcul variable, fonction de la dynamique du système d'état doit rester possible.

- la méthode retenue ne devra pas induire a priori de retard au niveau des instants d'apparition d'ordre de commandes sur les électrodes des semi-conducteurs.

- on devra pouvoir prendre en compte dans le système d'état les éléments linéaires de la boucle de régulation (intégrateurs, dérivateurs, passe-bas, passe-haut par exemple).

On est donc amené à abandonner la structure d'échanges d'informations entre 2 blocs distincts: le convertisseur d'une part, le régulateur d'autre part. Les sources contrôlées sont l'outil qui permet de faire communiquer de façon continue les deux groupes d'équations différentielles qui modélisent deux blocs différents, et de conduire à un système différentiel unique.

### 3.3.2 Modélisation des boucles de contrôle continues:

On s'intéresse à ce stade de l'étude au boucles de contrôle dont les éléments sont linéaires, ou du moins linéarisables par morceaux.

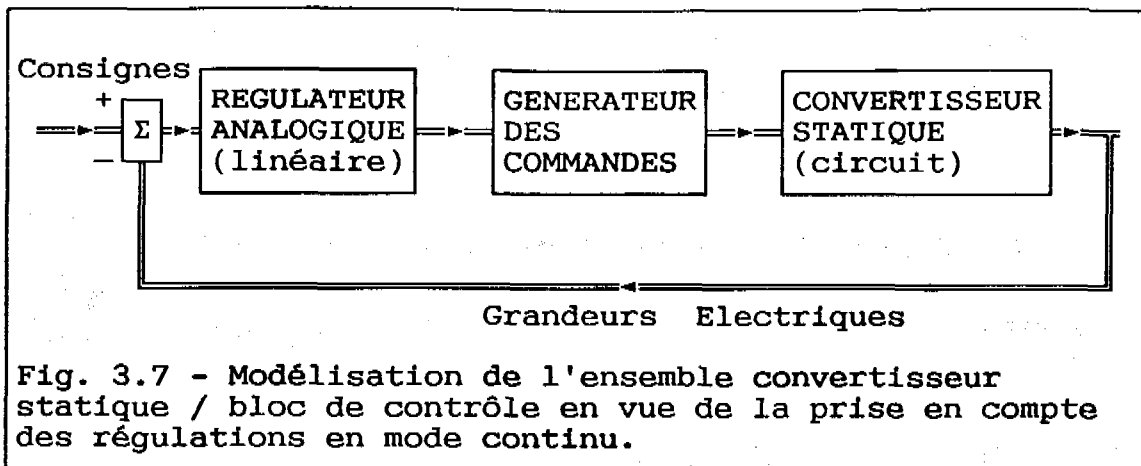
### 3.3.3 Méthode de simulation:

On dispose donc maintenant de sources contrôlées, avec ou sans dynamique propre, qui peuvent être utilisées comme capteurs. Les éléments des correcteurs, supposés linéaires ou linéarisables par morceaux, peuvent alors être modélisés par un circuit électronique de même fonction de transfert.

Le reste du problème consistera à élaborer les ordres de commande, à des instants précis, en fonctions des sorties continues des correcteurs.

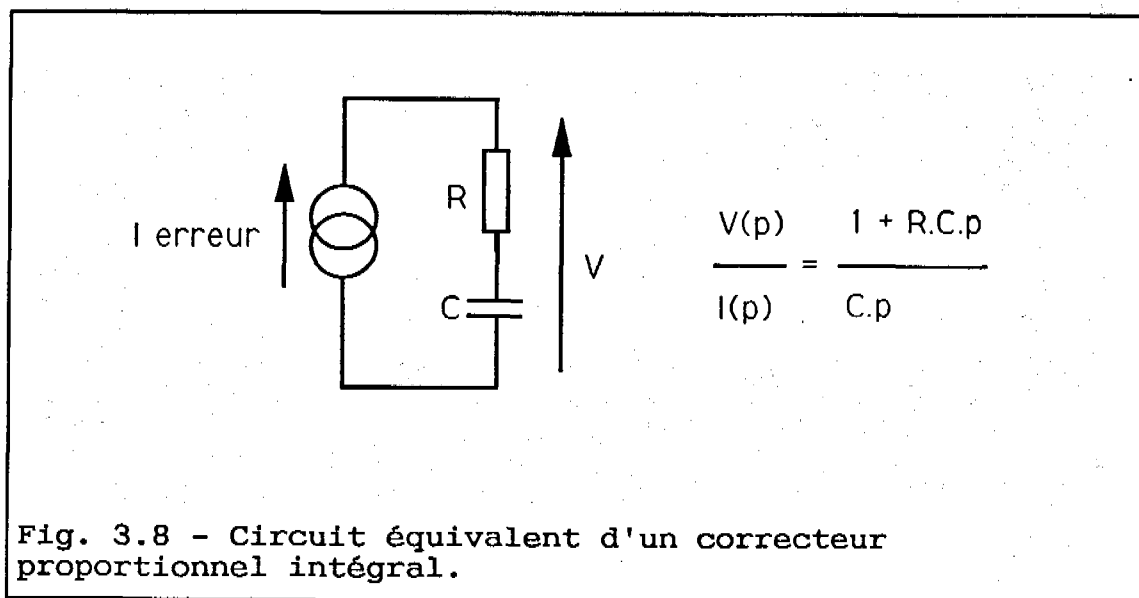
Le schéma bloc de la figure (3.7) présente le découpage de l'ensemble convertisseur-bloc de contrôle en:

- circuit du convertisseur
- éléments linéaires ou linéarisables: régulateurs
- organe de génération des ordres de commande.



### 3.3.3.1 Modélisation des régulateurs:

Réaliser des correcteurs ou des filtres classiques en électronique de puissance ne présente pas de grande difficulté. La figure (3.8) donne par exemple le circuit équivalent d'un correcteur proportionnel intégral.



En exprimant la fonction de transfert:

$$F(p) = K \cdot \frac{(1 + \tau \cdot p)}{p} \quad (3.35)$$

on a facilement, par identification:

$$K = 1/C \quad (3.36)$$

$$\tau = R.C \quad (3.37)$$

Fournir à ce correcteur une grandeur qui soit l'image de l'erreur entre une référence fixée par l'utilisateur et une grandeur électrique du convertisseur que l'on veut astreindre à suivre cette référence se fera par l'utilisation de sources associées en montage soustracteur. La figure (3.9) présente le principe de génération des grandeurs d'erreur, entrées des correcteurs.

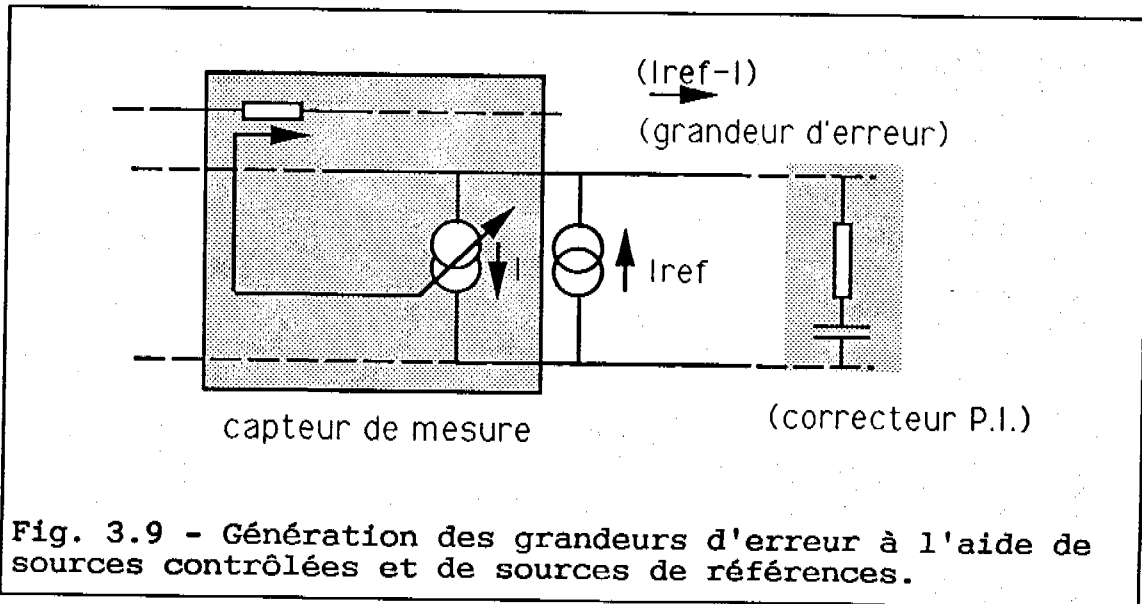


Fig. 3.9 - Génération des grandeurs d'erreur à l'aide de sources contrôlées et de sources de références.

Les éléments linéaires, ou linéarisables, des blocs de contrôle sont donc désormais modélisables par des circuits équivalents et les équations différentielles qui leurs sont associées seront résolues avec précision par la méthode de l'exponentielle de matrice.

### 3.3.3.2 Génération des ordres de commande:

Le dernier point à aborder est la génération des

impulsions de commande à partir des grandeurs de sortie des régulateurs.

A cette fin, un ensemble de comparateurs suivis de bascules de différents types a été mis au point. Ceux ci génèrent des niveaux logiques dont la combinaison permet de reconstituer les impulsions. La gestion des changements d'état des bascules utilisées est réalisée de la même façon que la recherche des instants de commutation spontanées des interrupteurs.

Si une transition est détectée en sortie de l'un des comparateurs et qu'elle doit entraîner le changement de l'état d'une des commandes, le point d'observation correspondant n'est pas validé et le calcul est repris à partir du point précédent avec un pas réduit jusqu'à ce que le basculement, qui s'effectue à un seuil près, soit juste vérifié.

#### 3.3.3.3 Organigramme:

On est donc conduit à une structure du logiciel décrite par le graphe de Nassi et Schneidermann de la figure (3.10):



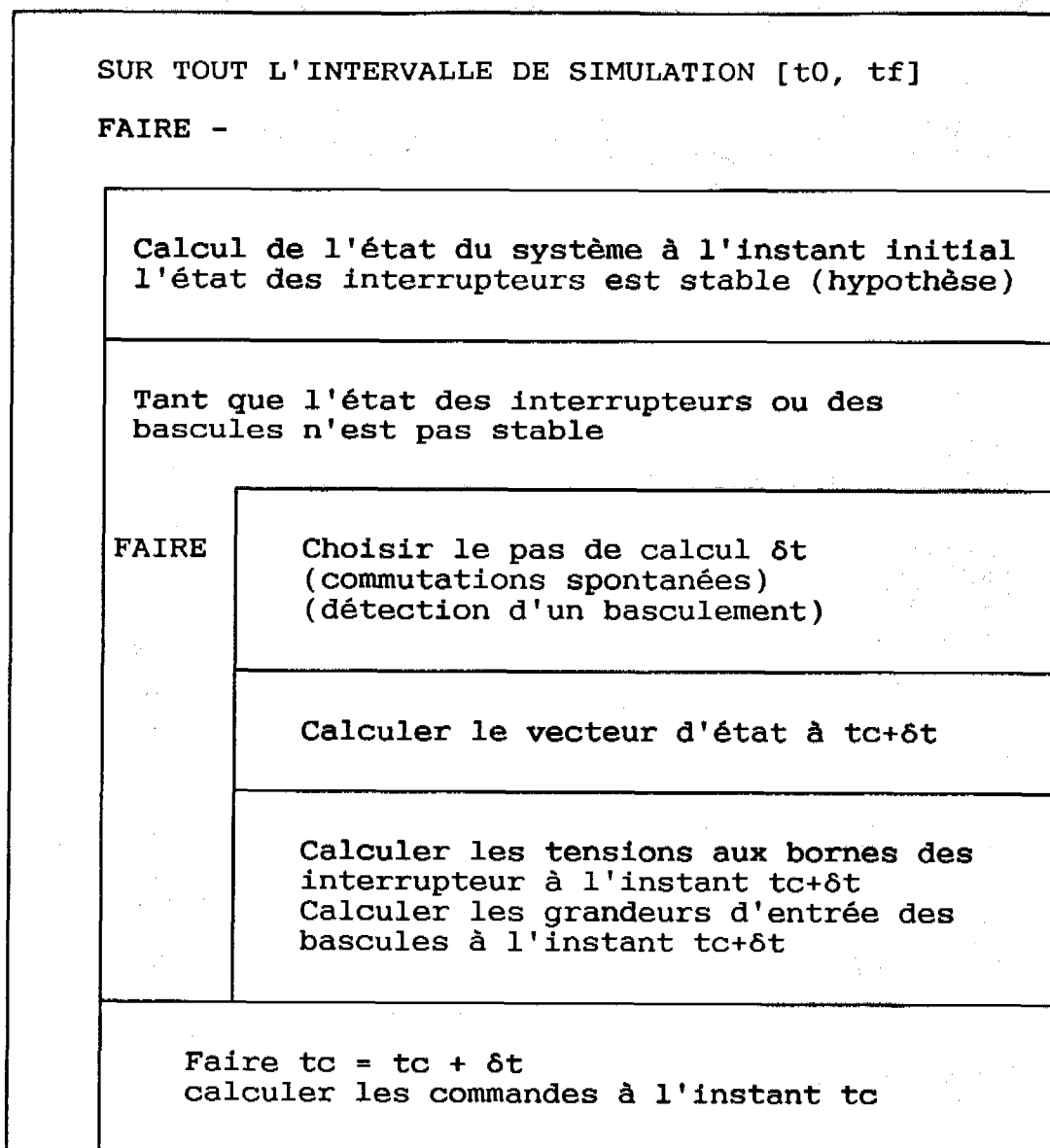


Fig. 3.10 - Recherche simultanée des commutations spontanées des interrupteurs et des basculements entraînant une modification des commandes.

On constate ici que les deux types d'événements (commutations spontanées et basculement entraînant une modification des commandes) sont traités de la même façon, par recalage et diminution du pas de calcul, lorsqu'ils sont détectés.

### 3.3.4 Mise en oeuvre pratique:

La tâche de l'utilisateur qui souhaite simuler le fonctionnement d'un convertisseur muni de boucles de contrôle continues est un peu plus complexe que dans le cas échantillonné. Il doit:

- définir la topologie du circuit à simuler.
- y adjoindre les éléments permettant de reconstituer les fonctions de transfert des éléments correcteurs.
- disposer les "résistances de mesures" nécessaires (entrées des quadripôles à sources contrôlées).
- définir les entrées des comparateurs et le type de transitions à rechercher (cette partie s'effectue de façon conversationnelle).
- décrire éventuellement la logique qui lie les transitions observables en sortie des bascules et comparateurs aux ordres de commande. Cette partie, très simple en général, consiste à écrire quelques instructions en langage "fortran" au niveau d'un sous programme spécifique.

### 3.3.5 Exemple:

On reprend l'exemple, traité dans le cadre des boucles de contrôle échantillonnées, d'une alimentation de four à arc par l'intermédiaire de ponts redresseurs contrôlés en courant. Dans un souci de simplification, on limite l'exemple au cas de l'alimentation par un seul pont redresseur. On adjoint ensuite au circuit du convertisseur un sous-ensemble de composants qui

permettra de simuler le fonctionnement du correcteur proportionnel intégral utilisé. Le circuit du convertisseur et les éléments modélisant le correcteur sont présentés en figure (3.11).

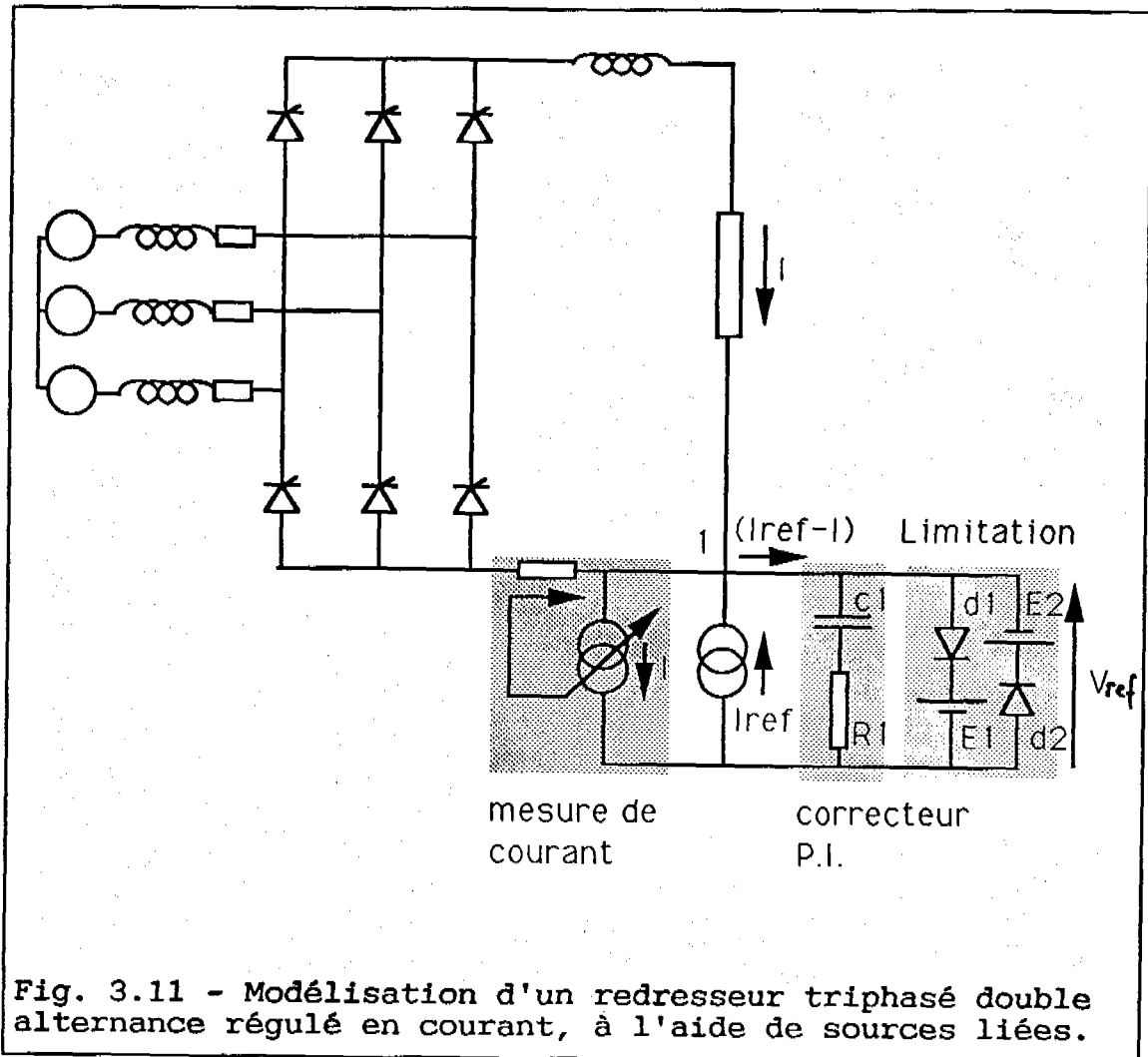


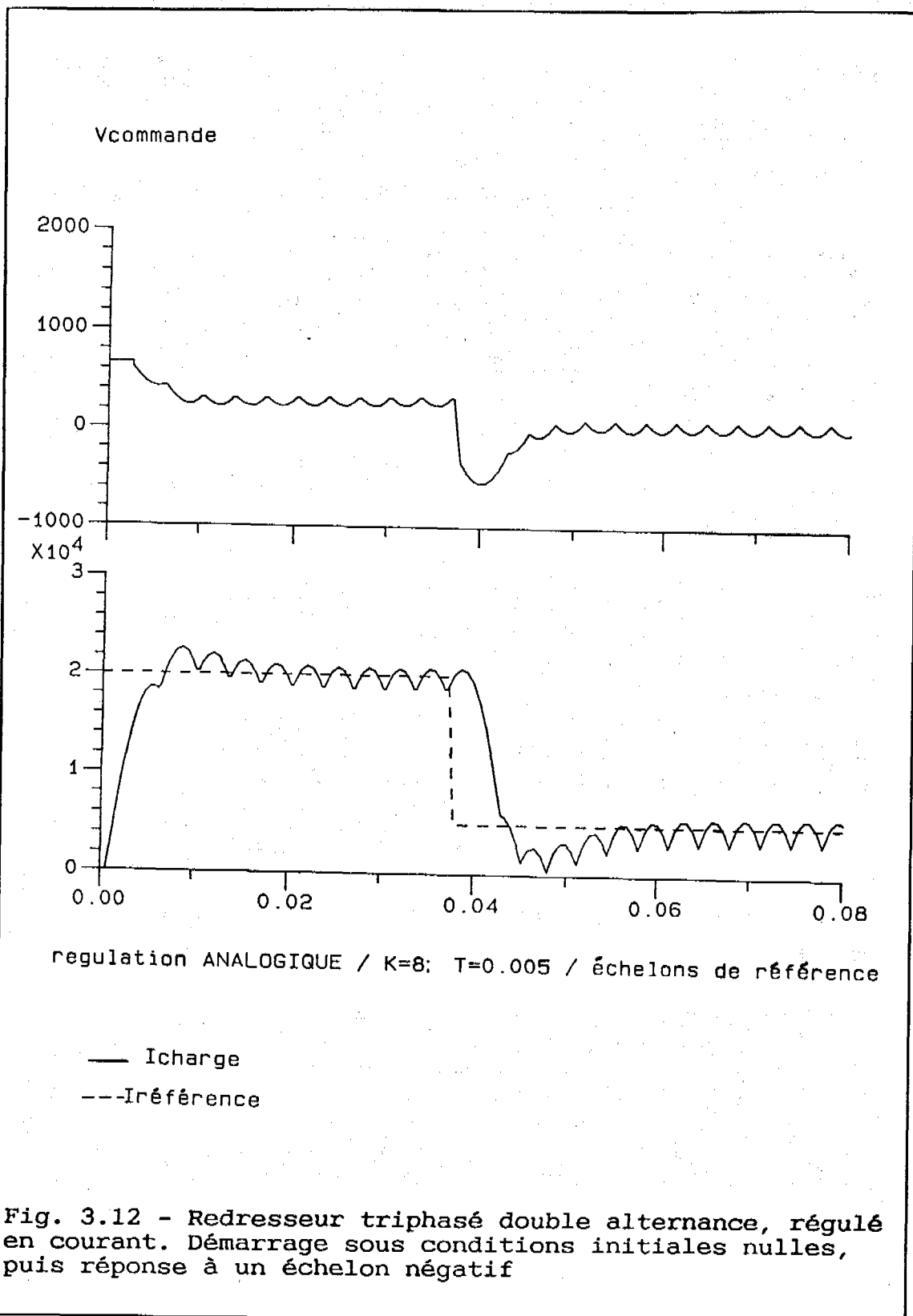
Fig. 3.11 - Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance régulé en courant, à l'aide de sources liées.

La source de courant contrôlée a pour rôle de capter le courant d'arc; le gain du quadripôle sera choisi comme l'inverse de la valeur de la résistance de mesure (on capte la tension à ses bornes; l'amplitude de la source contrôlée est donc la valeur du courant d'arc). La source de courant  $I_{ref}$  a pour rôle de fournir la valeur de la référence de courant; on trouve donc au niveau du noeud 1 l'erreur de courant qui va permettre de réaliser la correction (élaboration de la référence de

tension). L'ensemble formé de la résistance R1 et de la capacité C1 modélise le correcteur proportionnel-intégral. Les diodes D1 et D2, les sources de tension E1 et E2 réalisent la limitation de la valeur de la référence de tension à fournir au pont redresseur.

Les ordres de commande sont générés de la même façon que dans le cas où la boucle de contrôle a été considérée comme échantillonnée. Au niveau du "synchro-modulateur", la comparaison de la référence de tension et des sinusoïdes issues des tensions d'alimentation est effectuée à chaque pas d'observation; si une transition sur l'un des comparateurs est détectée, indiquant que l'une des commandes doit changer d'état, une procédure de recalage est mise en oeuvre pour déterminer de façon précise l'instant d'apparition de ce phénomène.

On peut ainsi visualiser les formes d'onde de simulation de la figure (3.12), en tout point identiques à celles qu'a fourni la première méthode de simulation, mais pour lesquelles le temps de calcul requis et le nombre de points de simulation (donc le volume des informations stockées) sont considérablement réduits.



Le nombre de points de simulation qui correspond à

ces courbes est de 300; à titre de comparaison, l'utilisation de la structure où les boucles de contrôle sont prises en compte de façon échantillonnée aurait requis, sur le même intervalle de temps, pour une précision équivalente, 1000 points de calcul. Le gain en temps de calcul est de l'ordre de 50%.

Par ailleurs, la structure du convertisseur continu-continu de type "forward", muni d'une régulation de la tension de sortie en mode courant, qui a été étudiée, au chapitre précédent, dans le cadre échantillonné peut également être reprise ici. Le circuit modélisé, présenté à la figure 3.13, comprend le convertisseur lui même, ainsi que les éléments permettant de définir le correcteur. On remarquera l'emploi de la source contrôlée qui permet la mesure de la tension de sortie. Les courbes de la figure 3.14 présentent la réponse de ce circuit lors de la phase de démarrage; la référence de tension a été fixée à 5 Volts; les coefficients du correcteurs sont les mêmes que dans l'étude du chapitre 2. On présente en figure 3.14: la réponse de la tension de sortie, le courant dans le MOS et le niveau de blocage, défini soit par le courant maximal (quand l'élément de limitation entre en action), soit par la grandeur de sortie du correcteur.

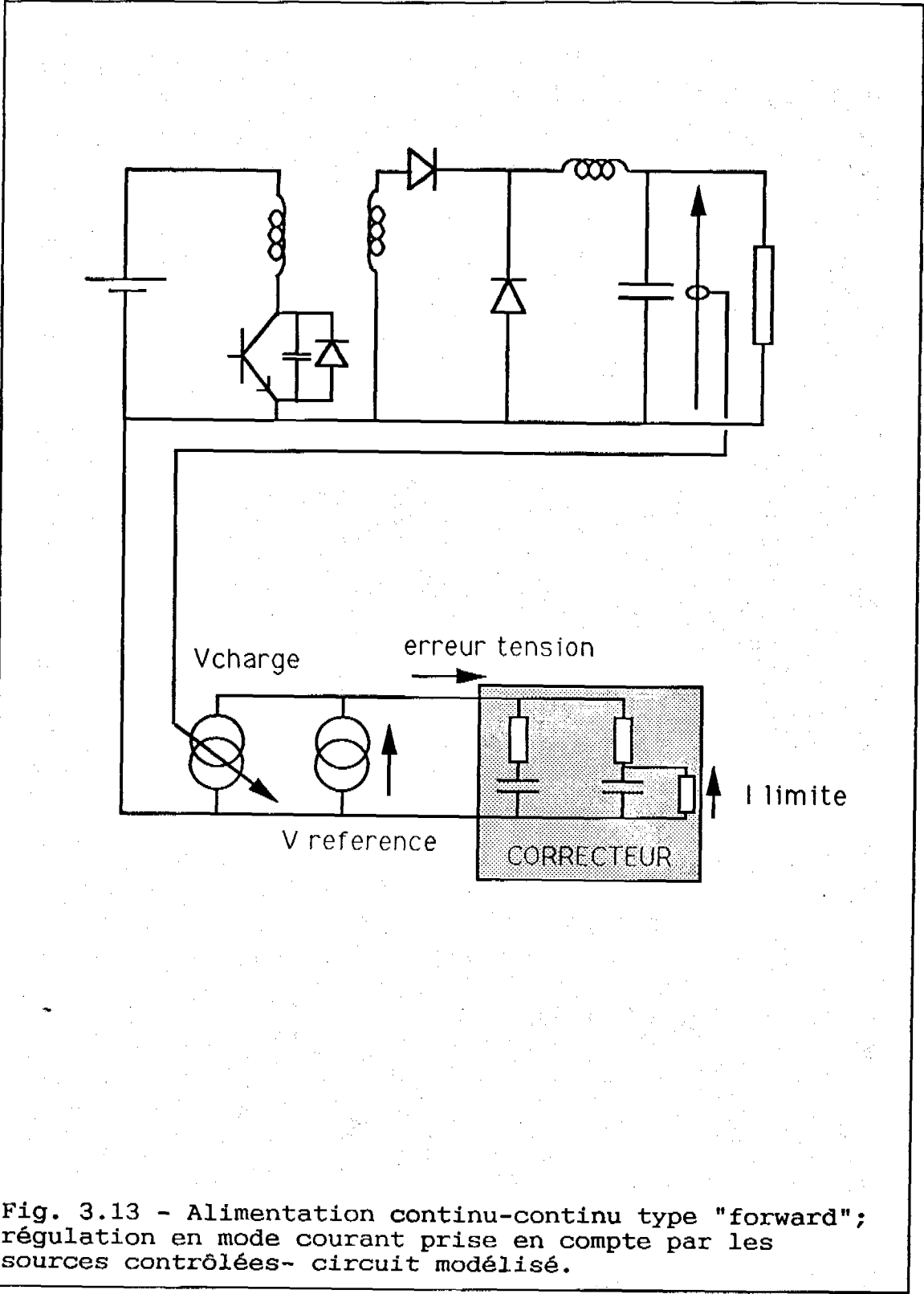


Fig. 3.13 - Alimentation continu-continu type "forward";  
 régulation en mode courant prise en compte par les  
 sources contrôlées- circuit modélisé.

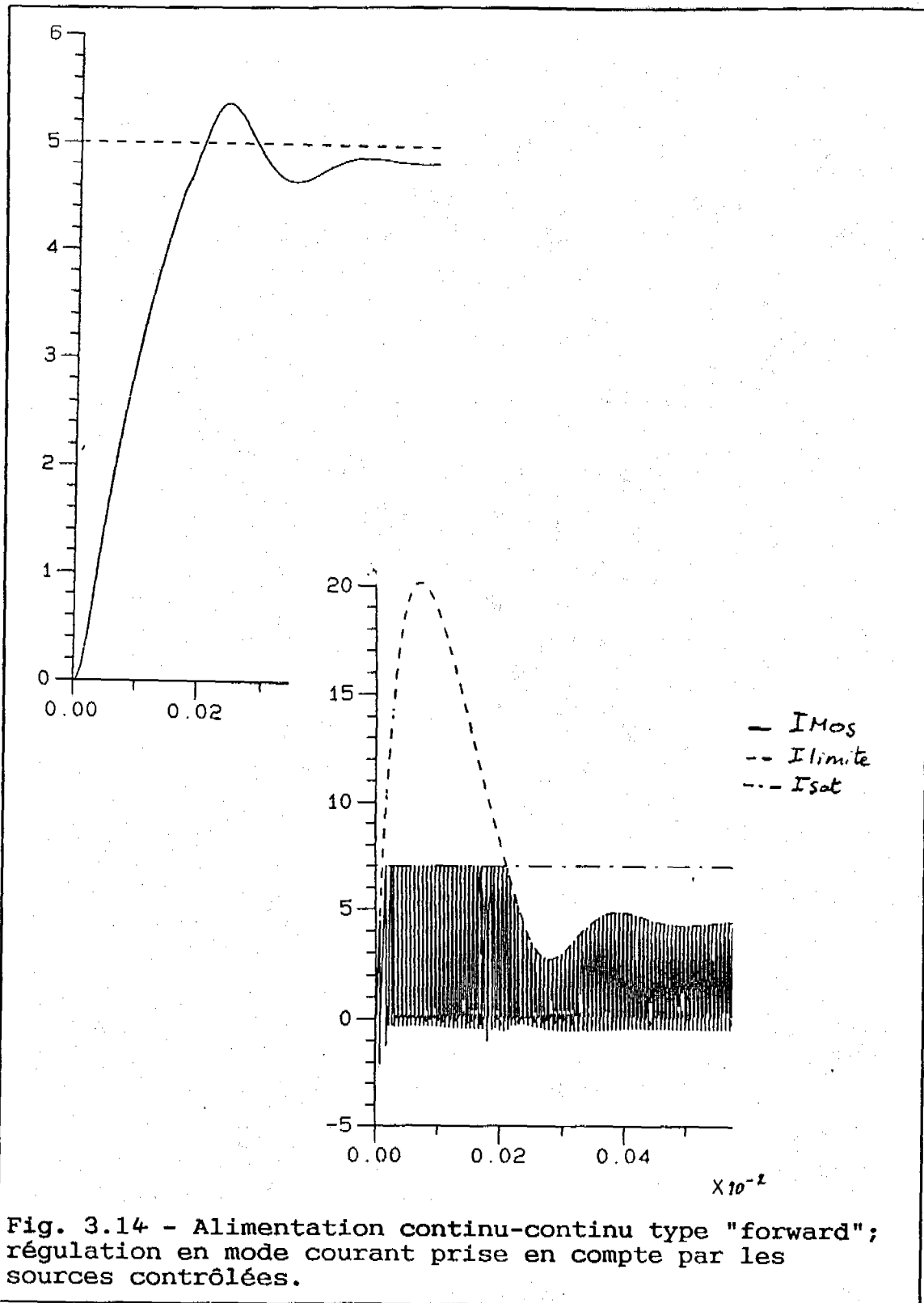


Fig. 3.14 - Alimentation continu-continu type "forward"; régulation en mode courant prise en compte par les sources contrôlées.



### 3.4 Conclusion:

Dans le but de répondre à l'objectif fixé, qui est la prise en compte des boucles de contrôle dans la simulation des convertisseurs statiques, on vient de présenter un moyen permettant d'introduire des éléments de régulation de type continu (analogiques), linéaires ou linéarisables par morceaux.

L'introduction de nouveaux composants de type quadripôles comprenant une source contrôlée, dont la mise en équation est entièrement décrite, permet dans ce cadre d'optimiser temps de calcul, précision des résultats et volume de l'espace mémoire nécessaire au stockage des informations. Sous l'angle de ces critères, cette nouvelle méthode est donc particulièrement satisfaisante; néanmoins, sa mise en oeuvre pourrait être sensiblement facilitée par la création d'une bibliothèque de sous programmes associés à des structures courantes, comme cela a été réalisé dans le cadre de la structure de type échantillonné.

Par ailleurs, les sources contrôlées que l'on a définies trouvent des applications qui dépassent largement le cadre des boucles de contrôle continues. Leur application à la résolution de problèmes de différents types fait l'objet du chapitre suivant.

## 4. APPLICATIONS PARTICULIERES DES SOURCES CONTROLEES:

### 4.1 Présentation:

On présente dans ce chapitre quelques applications particulières des sources contrôlées. La définition et la mise en équation dans l'espace d'état de ces composants ont été détaillées dans les paragraphes précédents. On envisage ici leur utilisation en vue de:

- la simplification de modèles de composants des circuits (le transformateur).
- l'introduction de modèles fins de semi-conducteurs.
- la définition de certains types de machines électriques tournantes.
- l'introduction de dipôles particuliers dont la caractéristique est régie par des équations différentielles linéaires.

### 4.2 Simplification du modèle du transformateur:

La définition des transformateurs à partir des éléments linéaires préexistants dans les logiciels S.A.C.S.O. ou S.C.R.I.P.T. est une opération relativement complexe, surtout si il s'agit d'un appareil à plusieurs enroulements. En effet, le seul moyen dont on dispose est d'utiliser des ensembles d'inductances couplées entre elles; ceci impose que l'on soit capable de définir

correctement les coefficients de mutuelle inductance; il s'agit d'un procédé de définition d'un transformateur assez peu courant pour que bon nombre d'utilisateurs éprouvent quelques difficultés à obtenir le résultat attendu. De plus, il est dispendieux en termes d'augmentation de l'ordre du circuit simulé, et ne permet pas de retrouver le modèle simple du transformateur parfait.

L'utilisation des sources contrôlées permet, sans augmenter l'ordre du circuit simulé, de définir des transformateurs parfaits, seulement caractérisés par leurs rapports de transformation.

#### 4.2.1 Modèle à inductances couplées:

On considère le cas du transformateur monophasé, dans la représentation de Kapp, avec inductances de fuites ramenées au primaire (par exemple); on recherche les paramètres qui permettent de le décrire en termes de système d'inductances couplées:

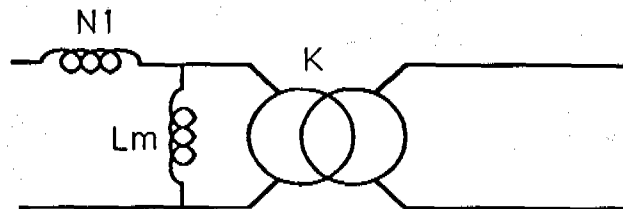


Fig. 4.1 - Schéma équivalent du transformateur avec inductances de fuites ramenées au primaire.

Le circuit décrit dans S.C.R.I.P.T. est celui de

la figure (4.2) :

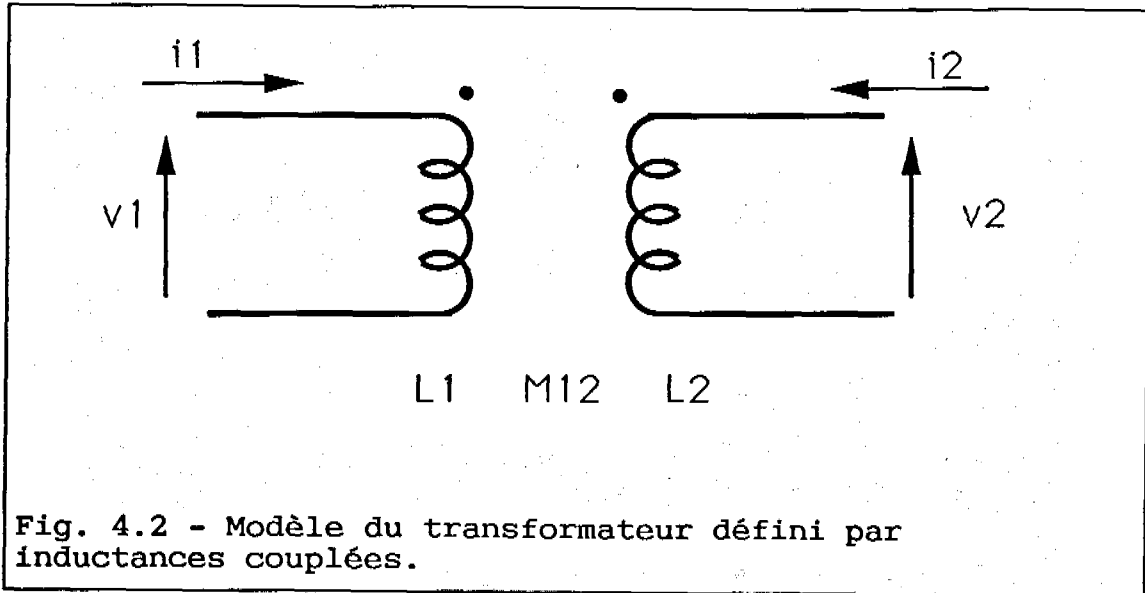


Fig. 4.2 - Modèle du transformateur défini par inductances couplées.

Les composants sont décrits en convention récepteur; le sens conventionnel positif des courants  $i_1$  et  $i_2$  sont fixés lors de la description topologique (par convention, le courant est positif s'il parcourt le composant du noeud de départ vers le noeud d'arrivée). On a donc les équations électriques de ce système d'inductances couplées:

$$v_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (4.1)$$

$$v_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (4.2)$$

Les équations du modèle de Kapp choisi sont les suivantes:

$$v_1 = (L_m + N_1) \cdot \frac{di_1}{dt} + K \cdot L_m \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (4.3)$$

$$v_2 = K \cdot L_m \cdot \frac{di_1}{dt} + K^2 \cdot L_m \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (4.4)$$

Par identification terme à terme des deux systèmes d'équations, on tire les relations de définition des paramètres du modèle S.C.R.I.P.T. à partir des paramètres du modèle de Kapp:

$$L_1 = (L_m + N_1) \quad (4.5)$$

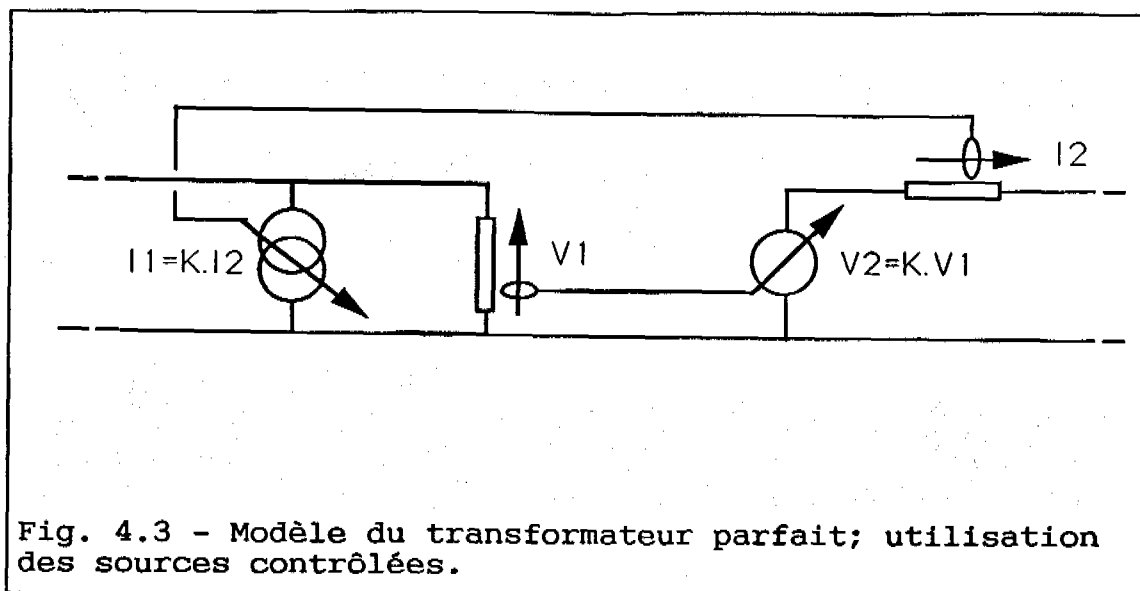
$$M = K \cdot L_m \quad (4.6)$$

$$L_2 = K^2 \cdot L_m \quad (4.7)$$

Noter que la mise équation du circuit requiert l'inversibilité de la matrice inductance formée par  $L_1$  et  $L_2$ , ce qui en pratique interdit des couplages parfaits ( $L_1.L_2 \neq M^2$ ), et que le calcul de l'exponentielle de matrice, impose que la trace de celle-ci soit négative, ce qui conduit obligatoirement à la construction d'un système "physique" ( $|M| \leq \sqrt{L_1.L_2}$ ).

#### 4.2.2 Simplification par les sources liées:

Une application très simple des sources contrôlées permet de conduire au circuit d'un "transformateur parfait", seulement défini par son rapport de transformation; on pose alors le schéma de la figure (4.3), sur lequel apparaissent les rapports entre tensions et courants au primaire et au secondaire:



Il faut noter cependant que l'utilisation des sources contrôlées dans ce cas peut entraîner une violation complète du théorème de Boucherot, si l'on néglige de définir correctement les valeurs des gains qui contrôlent les sources de courant et tension. Par l'adjonction de composants supplémentaires (inductance magnétisante, résistances d'enroulements, inductances de fuites), on peut ensuite obtenir une modélisation plus complète du transformateur, en termes de circuit équivalent.

### 4.3 Modélisation fine des semi-conducteurs:

#### 4.3.1 Position du problème:

La première partie de cette étude a été développée sur la base d'une représentation des semi-conducteurs à l'aide de résistances binaires. Cette modélisation est suffisamment simple pour permettre d'étudier des montages complexes sans que le temps de simulation ne devienne prohibitif et elle est bien adaptée à l'étude du

fonctionnement global d'un convertisseur.

Si, par contre, l'intérêt de l'étude se porte sur le fonctionnement et les contraintes propres aux semi-conducteurs eux-mêmes, elle devient trop restrictive, et il serait intéressant de pouvoir définir des modèles plus élaborés.

Certaines approches très fines, basées sur l'étude des transferts de charges au niveau du cristal font l'objet de nombreuses recherches {Rossel}; d'autres conduisent à des modèles comportementaux {Lafore}. Mais la difficulté d'en utiliser les résultats dans le cadre de ce travail réside dans le fait qu'elles conduisent dans la plupart des cas à une formulation mathématique par des systèmes d'équations différentielles non linéaires; la méthode d'intégration par exponentielle de matrice n'est pas compatible avec ce cas de figure. Aussi, on est conduit à tenter de les modéliser dans une approche plutôt "comportementale", qui ne permet pas de connaître directement le fonctionnement interne des composants, mais donne une meilleure approche des phénomènes observables lors des commutations.

On propose ici quelques modèles basés sur l'emploi de schémas équivalents, où les sources contrôlées trouvent une nouvelle application. D'autres modèles plus élaborés, définis dans ce cadre, mais ne faisant pas obligatoirement usage des sources contrôlées, font l'objet d'études actuelles {Oms}.

#### 4.3.2 Modèles des composants:

Dans la mesure où les sources liées sont à même de capter une grandeur dans un circuit et d'en reproduire ailleurs l'amplitude, avec éventuellement un gain, elles semblent être l'outil idéal pour prendre en compte

l'effet transistor. On utilise, pour le choix de la structure et l'identification des valeurs des paramètres, les schémas équivalents classiques.

#### 4.3.3 Modélisations par sources contrôlées:

De ces schémas se déduisent les circuits équivalents des figures (4.4) et (4.5), que l'on définira en utilisant des sources contrôlées.

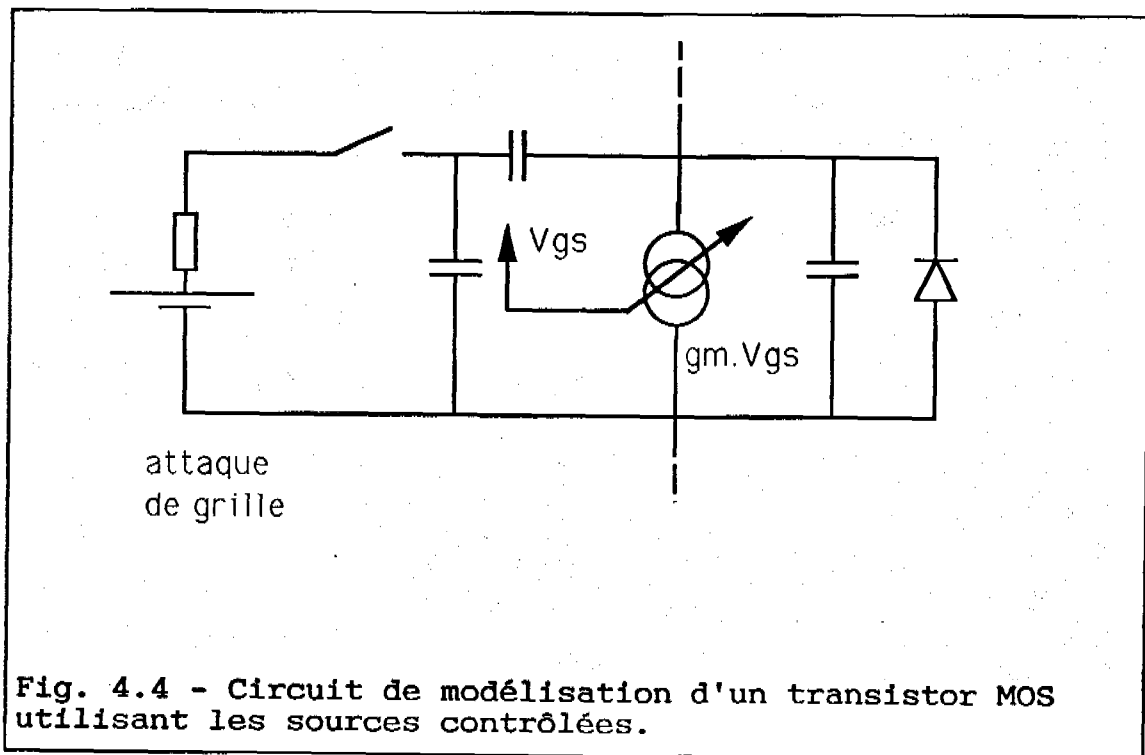


Fig. 4.4 - Circuit de modélisation d'un transistor MOS utilisant les sources contrôlées.



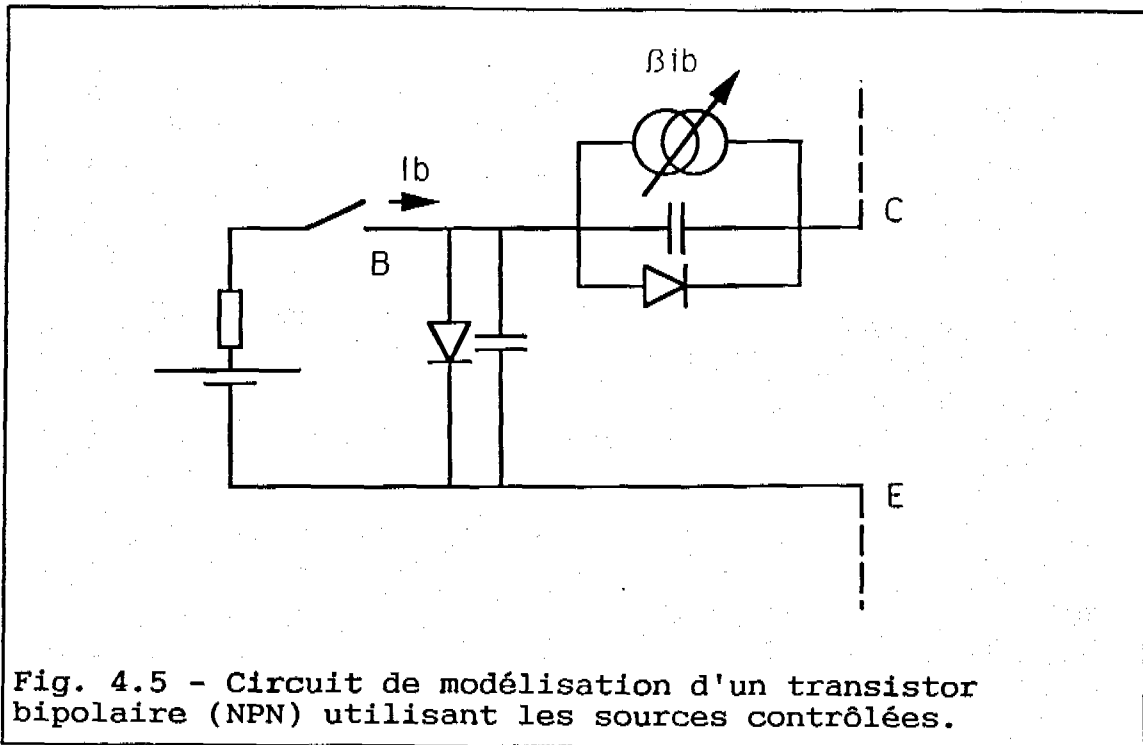
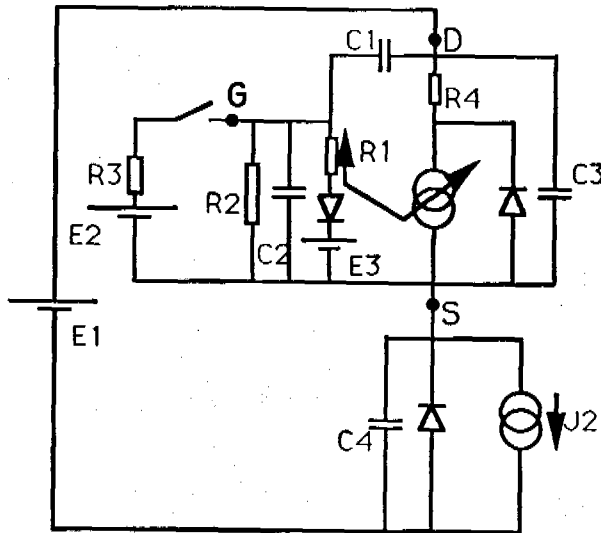


Fig. 4.5 - Circuit de modélisation d'un transistor bipolaire (NPN) utilisant les sources contrôlées.

La mise en équation automatique conduit alors aux équations d'état du circuit qui incluent désormais un modèle des interrupteurs de puissance plus riche en informations sur les contraintes qu'ils subissent. Par ailleurs, on est maintenant amené à définir le circuit de commande des interrupteurs de puissance (circuit de commande de base du transistor bipolaire ou d'attaque de grille du transistor MOS).

#### 4.3.4 Exemples d'application:

On propose à titre d'exemple d'utilisation du modèle du transistor MOS les formes d'onde de commutation de l'alimentation à découpage présentée en figure (4.6), observables au niveau du transistor.



E1 = 250 Volts  
 E2 = 15 Volts  
 E3 = 4 Volts  
 J1 = gm.(Vgs-Vseuil)  
 J2 = 10 A  
 C1 = 50 pF  
 C2 = 300 pF  
 C3 = 250 pF  
 C4 = 250 pF  
 R1 = 10 kOhms  
 R2 = 300 Ohms  
 R3 = 20 Ohms  
 R4 = 0,2 Ohms

Fig. 4.6 - Alimentation à découpage, avec modèle du transistor MOS utilisant les sources liées.

On peut remarquer sur les courbes de simulation de la figure (4.7) que les phénomènes de temps de montée, de temps de descente et d'effet Miller, sont maintenant visibles.

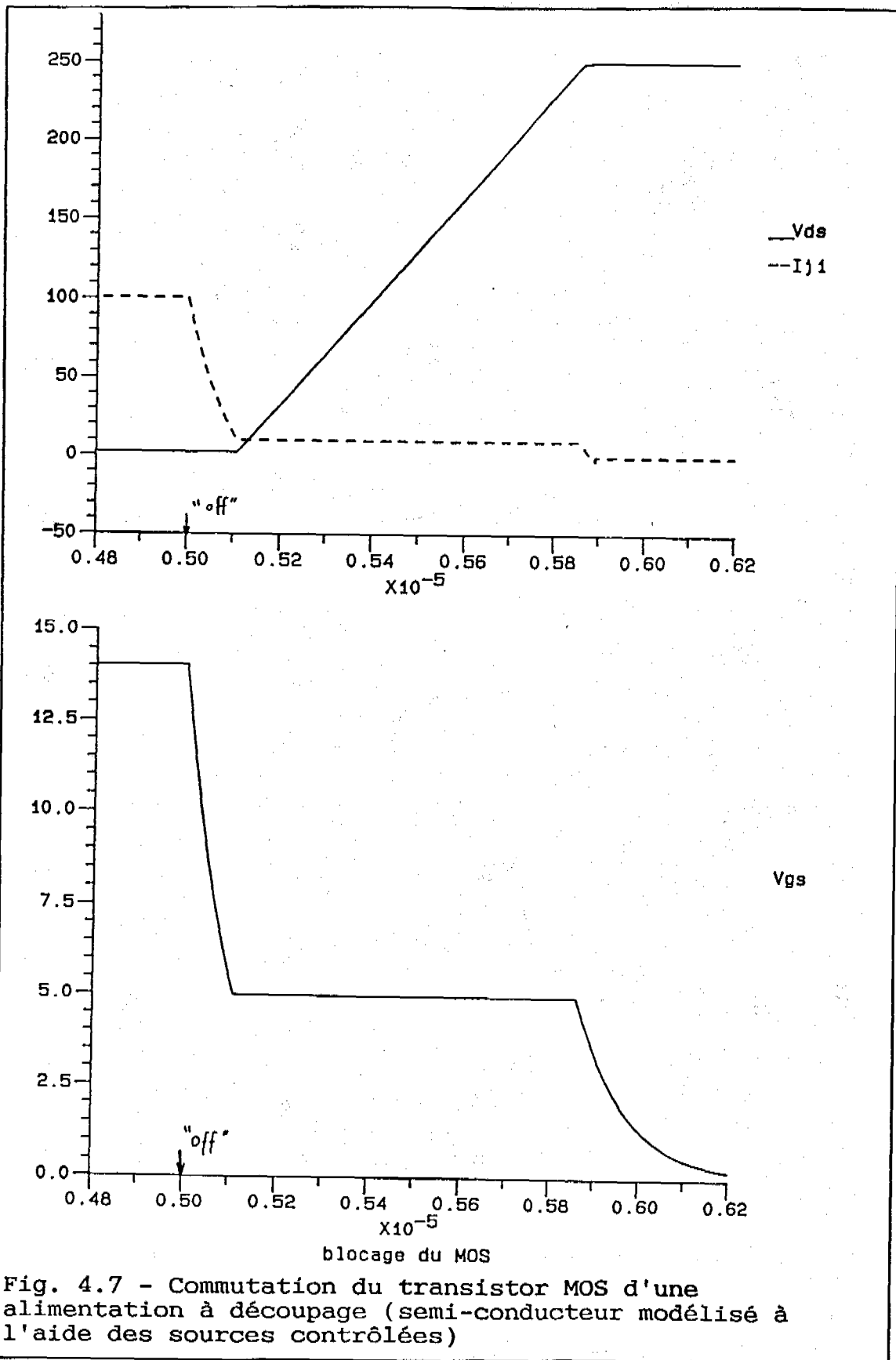


Fig. 4.7 - Commutation du transistor MOS d'une alimentation à découpage (semi-conducteur modélisé à l'aide des sources contrôlées)

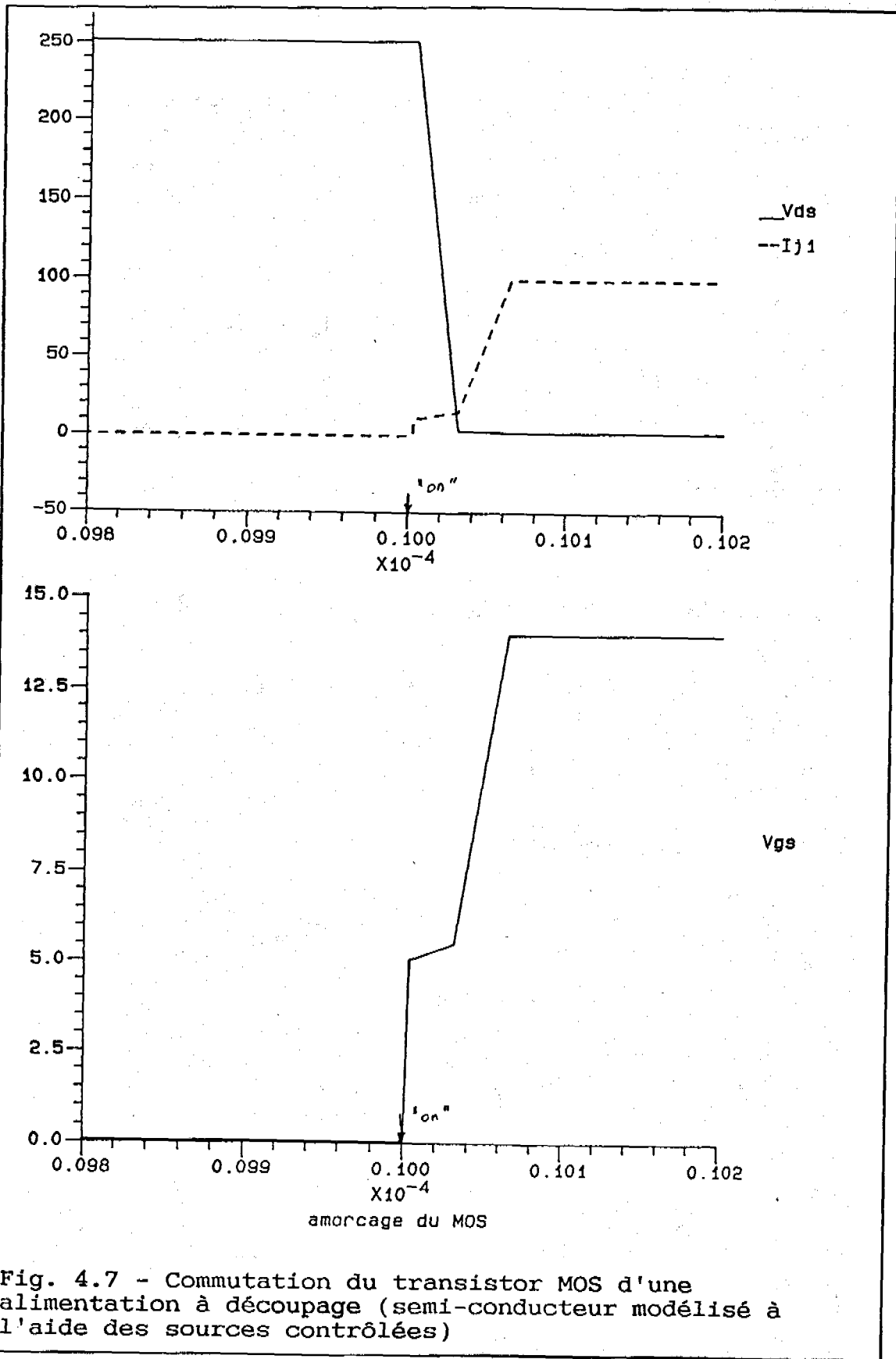


Fig. 4.7 - Commutation du transistor MOS d'une alimentation à découpage (semi-conducteur modélisé à l'aide des sources contrôlées)

## 4.4 Modélisation des machines électriques:

### 4.4.1 Présentation du problème:

L'étude de ce paragraphe correspond aux derniers développements de ce travail et leur mise en oeuvre est encore à l'heure actuelle dans une phase de mise au point. Les points théoriques principaux sur lesquelles elle repose sont présentés.

Le problème qu'on envisage ici consiste à simuler le fonctionnement d'un ensemble comprenant une machine tournante, supposée triphasée, symétrique, non saturée et à pôles lisses, et son système d'alimentation ou d'excitation, réalisé à l'aide d'un convertisseur statique.

Voici une première méthode d'étude, dont nous présentons la mise en équation: le circuit d'électronique de puissance peut être mis en équation dans l'espace d'état, par les méthodes déjà exposées, en considérant les forces contre-électromotrices ou les courants circulant dans les enroulements alimentés de la machine comme des excitations, indépendantes du point de fonctionnement du convertisseur. D'autre part, la machine peut être mise en équations en considérant les grandeurs délivrées en sorties du convertisseur statique comme des sources indépendantes du courant ou des tensions relatifs aux enroulements de la machine. Cette méthode conduit ainsi à deux systèmes d'équations, artificiellement séparés. Généralement, les méthodes de simulation qui utilisent cette mise en équations sont fondés sur une hypothèse de séparation des modes (électriques ou mécaniques par exemple) ou s'attachent principalement à décrire le comportement de la machine, celui du convertisseur ayant été au préalable décomposé en une suite de séquences de fonctionnement {Sosie}. Pour

décrire, au plan temporel, toute la gamme de ces modes, ces logiciels sont tenus d'utiliser des pas de calculs adaptés en fonction des modules simulés (par exemple: le convertisseur, ou la machine, ou les organes de commande et de réglage); par ailleurs; ils voient leur précision restreinte quand les valeurs des paramètres des montages étudiés ne permettent pas de valider pleinement l'hypothèse de séparation des modes, ou que le fonctionnement de la machine affecte celui du convertisseur.

Les méthodes utilisées pour la prise en compte des boucles de contrôle continues, qui ont permis le regroupement de deux systèmes différentiels en un ensemble unique d'équations, doivent pouvoir trouver ici leur emploi. A cette fin, on utilisera de nouveau les sources contrôlées.

#### 4.4.2 Choix du modèle physique:

Les hypothèses qui définissent le cadre de cette étude sont les suivantes:

Le convertisseur statique présente a priori une structure topologique quelconque; on s'interdit donc de pouvoir à l'avance définir ses séquences de fonctionnement. Pour étudier son fonctionnement, on adoptera une approche de type "circuit électrique", en utilisant une représentation dans l'espace d'état.

La machine, modélisée à l'aide de sources contrôlées, sera définie à l'aide du modèle de Park, également décrit sous forme d'état.

La méthode de résolution des systèmes différentiels utilisée sera la méthode de l'exponentielle de matrice, ce qui restreint l'étude au cas de systèmes

linéaires ou linéarisables; on est donc conduit à admettre que la machine électrique fonctionne en régime linéaire, et que sa vitesse de rotation est fixe ou lentement variable, vis à vis des constantes de temps du convertisseur.

#### 4.4.3 Mise en équations:

On considère donc le convertisseur statique, sur lequel est connecté la machine électrique; celle ci est représentée par des sources contrôlées: pour prendre en compte la prépondérance du comportement inductif des enroulements de la machine, on retient une modélisation par un ensemble de sources de courant contrôlées en fonction des tensions à leurs bornes. Compte tenu des modèles de sources liées qui ont été définis (quadripôles dont l'impédance d'entrée est une résistance), l'ensemble convertisseur machine sera défini selon le schéma de principe de la figure (4.8).

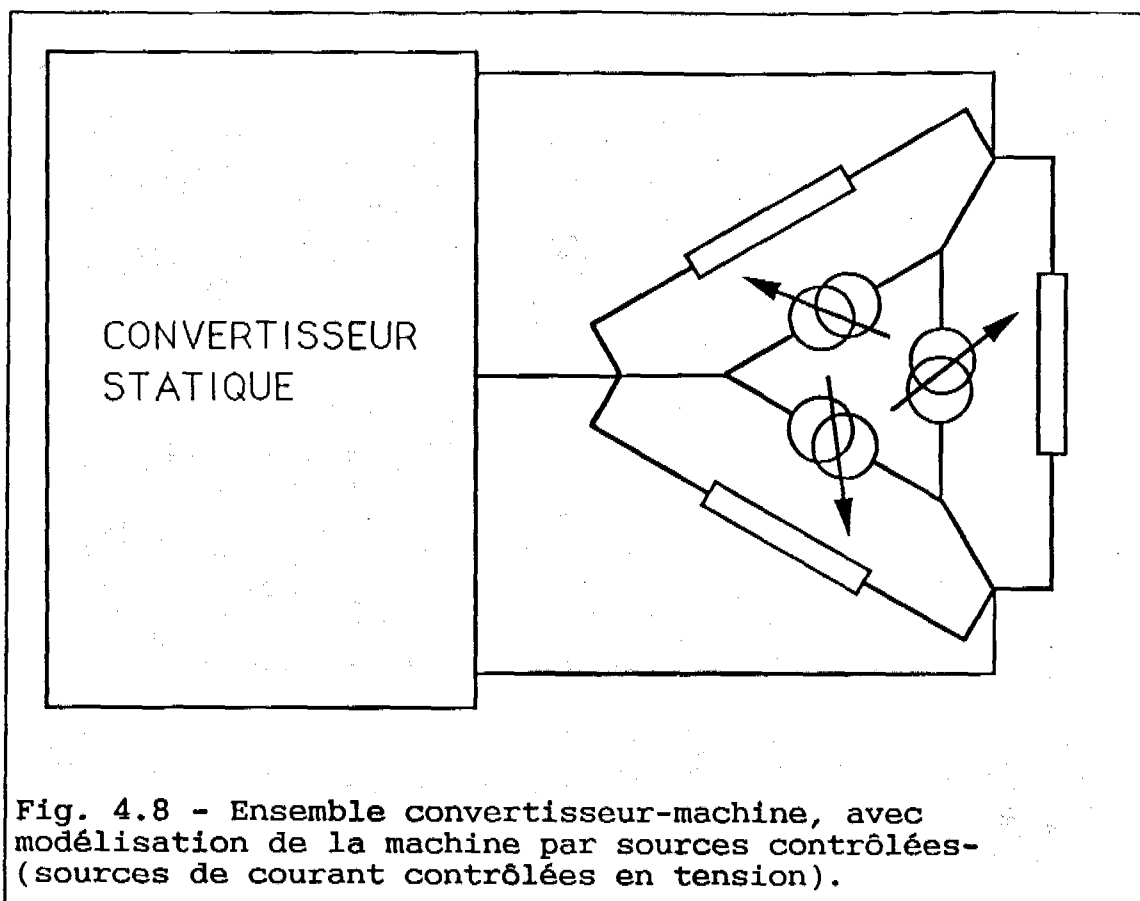


Fig. 4.8 - Ensemble convertisseur-machine, avec modélisation de la machine par sources contrôlées- (sources de courant contrôlées en tension).

Le convertisseur statique, considéré comme circuit électrique, est mis en équation dans l'espace d'état en utilisant la méthode exposée à l'annexe (1); les sources liées sont prises en compte selon la méthode de mise en équation décrite au chapitre (3); on a donc l'expression matricielle suivante:

$$\frac{dx}{dt} = [A].X + [B].U \quad (4.8)$$

Il faut noter que le vecteur des excitations [U] comprend des sources indépendantes et des sources contrôlées, qui modélisent la machine. Il reste alors à définir ces sources liées, qui, a priori, sont dotées d'une dynamique propre.

#### 4.4.3.1 Modèle de la machine:



On rappelle que la machine est supposée non saturée et à pôles lisses, triphasée symétrique. On présente ici la mise en équation classique dans l'espace d'état de ce type de machine en utilisant les notations de la figure (4.9).

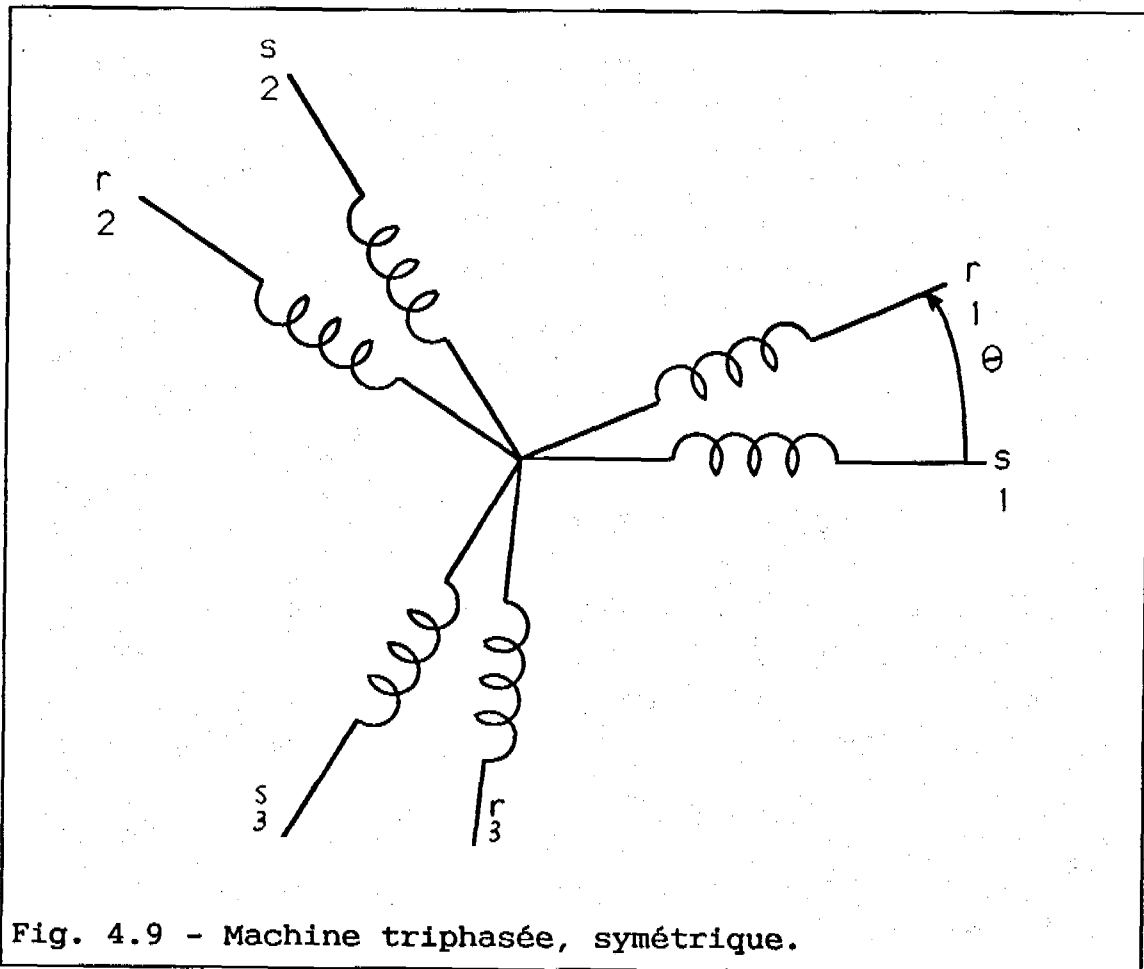


Fig. 4.9 - Machine triphasée, symétrique.

On applique aux grandeurs statoriques et rotoriques la transformation de Park, en utilisant les notations de la figure (4.10):

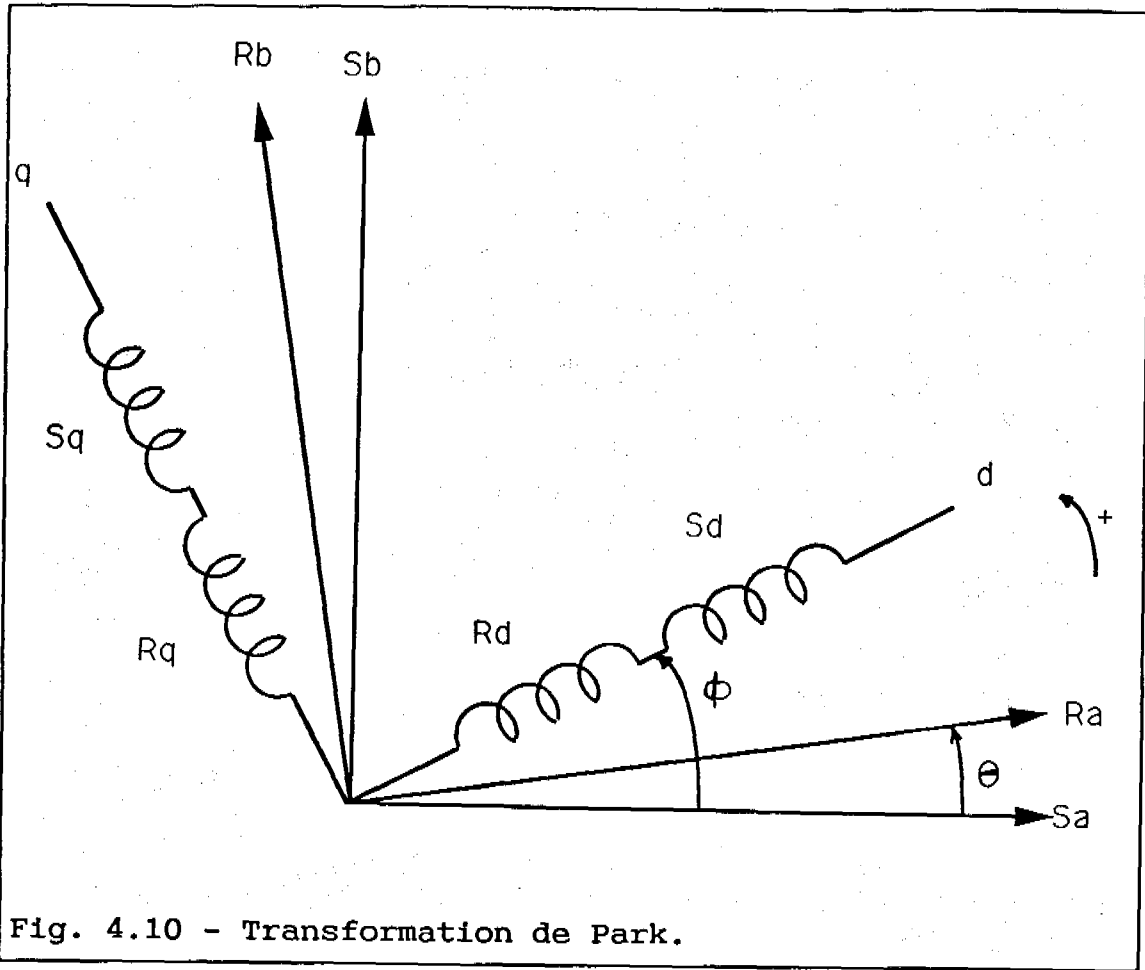


Fig. 4.10 - Transformation de Park.

Elle permet d'écrire les relations électriques sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + L_S \cdot d/dt & -L_S \cdot \phi' & M_{sr} \cdot d/dt & -M_{sr} \cdot \phi' \\ L_S \cdot \phi' & R_S + L_S \cdot d/dt & M_{sr} \cdot \phi' & M_{sr} \cdot d/dt \\ M_{sr} \cdot d/dt & -M_{sr} \cdot (\phi' - \theta') & R_R + L_R \cdot d/dt & -L_R \cdot (\phi' - \theta') \\ M_{sr} \cdot (\phi' - \theta') & M_{sr} \cdot d/dt & L_R \cdot (\phi' - \theta') & R_R + L_R \cdot d/dt \end{bmatrix}$$

$$* \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Ces relations peuvent s'exprimer sous forme d'état et on a alors l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} -R_s \cdot L_r & K \cdot \phi' + M_{sr}^2 \cdot \theta' & M_{sr} \cdot R_r & M_{sr} \cdot L_r \cdot \theta' \\ -K \cdot \phi' - M_{sr}^2 \cdot \theta' & -R_s \cdot L_r & -M_{sr} \cdot L_r \cdot \theta' & M_{sr} \cdot R_r \\ M_{sr} \cdot R_s & -M_{sr} \cdot L_s \cdot \theta' & -R_r \cdot L_s & K \cdot \phi' - L_r \cdot L_s \cdot \theta' \\ M_{sr} \cdot L_s \cdot \theta' & M_{sr} \cdot R_s & -K \cdot \phi' + L_r \cdot L_s \cdot \theta' & -R_r \cdot L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{K} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M_{sr} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M_{sr} \\ -M_{sr} & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M_{sr} & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

où le coefficient K a pour expression:

$$K = L_r \cdot L_s - M_{sr}^2 = \sigma \cdot L_s \cdot L_r \quad (4.11)$$

On simplifie l'expression de (4.10) par:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m \\ \\ \\ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_m \\ \\ \\ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Si l'on ne se place pas dans le cas d'un fonctionnement de la machine à vitesse constante, on adjoint à cette relation l'équation mécanique:

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{dw}{dt} + \frac{f}{p} \cdot w + Cr = Cem \quad (4.13)$$

(Cr est le couple résistant, p le nombre de paires de pôles), où le couple électromagnétique Cem s'exprime par:

$$Cem = p \cdot M_{sr} \cdot (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (4.14)$$

La transformation algébrique qui lie les grandeurs

réelles et les grandeurs transformées s'exprime par les relations matricielles suivantes:

Au stator:

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \end{bmatrix} = T_s \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \cos(\phi+4\pi/3) & \cos(\phi+2\pi/3) \\ -\sin(\phi) & -\sin(\phi+4\pi/3) & -\sin(\phi+2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} = T_r \cdot \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} = \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(u) & \cos(u+4\pi/3) & \cos(u+2\pi/3) \\ \sin(u) & -\sin(u+4\pi/3) & -\sin(u+2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Où (u) vaut:  $(\phi - \theta)$ .

La réversibilité de cette transformation est assurée quand la composante homopolaire des grandeurs réelles est nulle, ce qui correspond au cas où le neutre de la machine n'est pas relié (cas le plus fréquent dans la pratique, que l'on supposera effectivement rencontré pour cette étude). Les transformations algébriques inverses ont alors pour matrices de passage les transposées des matrices de transformation  $T_s$  et  $T_r$  ci-dessus. On a donc les relations matricielles suivantes:

Au stator:

$$\begin{bmatrix} xs1 \\ xs2 \\ xs3 \end{bmatrix} = \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \cos(\phi+4\pi/3) & -\sin(\phi+4\pi/3) \\ \cos(\phi+2\pi/3) & -\sin(\phi+2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} xr1 \\ xr2 \\ xr3 \end{bmatrix} = \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi-\theta) & -\sin(\phi-\theta) \\ \cos(\phi-\theta+4\pi/3) & -\sin(\phi-\theta+4\pi/3) \\ \cos(\phi-\theta+2\pi/3) & -\sin(\phi-\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

L'intérêt de cette transformation de Park est que les coefficients des matrices du système d'état, indépendamment du choix du système d'axes (d,q), ne sont fonction que de la vitesse de rotation, alors que dans une mise en équations directe, on aurait eu de plus une dépendance vis à vis des positions respectives des enroulements statoriques et rotoriques.

D'après {Davat}, pour assurer l'indépendance de ces matrices de transformations par rapport au temps, il est nécessaire de lier le système d'axes (d,q) à l'armature de la machine connectée au convertisseur. Pour un convertisseur connecté au stator, on posera donc ( $\phi=0$ ), et pour un convertisseur placé au rotor: ( $\phi=\theta$ ).

Enfin, pour construire un système différentiel qui contienne toute l'information dynamique de la machine, on peut regrouper les relations électriques (4.12), et mécaniques ((4.13) et (4.14)) pour former:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \text{ } -f/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0000 \text{ } p/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \\ p \cdot M_{sr} \cdot (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) - C_r \end{bmatrix}$$

(4.19)

On notera que ce système n'est plus linéaire, mais l'hypothèse que les variations de la vitesse de rotation de la machine sont lentes devant les constantes de temps du convertisseur ou que la vitesse est constante doit permettre de pallier cet inconvénient. Un choix judicieux du pas de calcul permet, à l'étape de la résolution, de linéariser la dernière équation du système autour de points de fonctionnement successifs.

#### 4.4.3.2 Ensemble convertisseur-machine:

Les expressions (4.10) et (4.19) donnent accès à la dynamique des sources contrôlées. On peut donc construire les matrices du système d'état complet. On rappelle les relations, dont la forme est celle des expressions que l'on cherche à construire (équations établies au chapitre(3)):

Pour le système d'état du circuit du convertisseur statique:

$$\frac{dx}{dt} = [A] \cdot X + [B1|B2] \cdot [U1^t; U2^t]^t \tag{4.20}$$

Où:

X est le vecteur d'état du circuit du convertisseur.

U1 est le vecteur des sources indépendantes.

U2 est le vecteur des sources contrôlées.

Pour le système d'état autonome des sources indépendantes (vecteur U1):

$$\frac{dX_u}{dt} = [A_u].X_u \quad (4.21)$$

$$U_1 = [C_u].X_u \quad (4.22)$$

Pour le système d'état des sources contrôlées (vecteur U2):

$$\frac{dX_l}{dt} = [A_l].X_l + [B_lx].X + [B_lu].U \quad (4.23)$$

Le vecteur des sources contrôlées, U2, s'exprimant par l'équation matricielle:

$$\begin{aligned} U_2 &= (1-Du_2)^{-1}.[C_l].X_l \\ &+ (1-Du_2)^{-1}.[D_x].X \\ &+ (1-Du_2)^{-1}.[D_u1].[C_u].X_u \end{aligned} \quad (4.24)$$

On sera alors conduit à l'étude d'un système d'état autonome dont la matrice dynamique sera, de façon générale:

$$\begin{bmatrix} A + B2.(1-Du2)^{-1}.Dx & B1.Cu + B2.(1-Du2)^{-1}.Du1.Cu & B2.(1-Du2)^{-1}.Cl \\ 0 & Au & 0 \\ Blx + Blu1.(1-Du2)^{-1}.Dx & Blu1.Cu + Blu2.(1-Du2)^{-1}.Du1.Cu & Al + Blu2.(1-Du2)^{-1}.Cl \end{bmatrix}$$

(4.25)

Suivant le type de connections réalisées entre le convertisseur et la machine, on choisira un repère lié au stator ou au rotor; ces deux cas seront détaillés plus loin.

A ce stade, on effectue une simple distinction, parmi les courants dans les enroulements de la machine, entre ceux qui circulent également dans le circuit du convertisseur et ceux qui ne leur sont pas communs. On décompose donc, par simple interversion de lignes, les composantes du vecteur courants dans les enroulements de la machine:  $[Is1, Is2, Is3, Ir1, Ir2, Ir3]^t$  en deux groupes:  $[Imc]$  et  $[Imm]$ ; le vecteur  $[Imc]$  est composé des courants communs au convertisseur et à la machine, le vecteur  $[Imm]$  est formé des courants qui circulent dans les enroulements de la machine sans parcourir le circuit du convertisseur. On définit donc ainsi une matrice de transformation  $[Mco]$  (matrice de connections), déterminée par les connections réalisées:

$$\begin{bmatrix} Icm \\ Imm \end{bmatrix} = [Mco] \cdot \begin{bmatrix} Is1 \\ Is2 \\ Is3 \\ Ir1 \\ Ir2 \\ Ir3 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Remarque: la matrice de connections  $[Mco]$  est simplement une matrice de permutation; le problème de son inversibilité et donc de la réversibilité de la



transformation envisagée ne pose pas de difficultés (on a toujours:  $[Mco]^{-1} = [Mco]$ ).

Soit par ailleurs la matrice de passage [Ppa] qui permet de passer des grandeurs obtenues par la transformation de Park, aux composantes réelles du vecteur des courants dans les enroulements de la machine  $[Is1, Is2, Is3, Ir1, Ir2, Ir3]^t$ . On décrit aisément [Ppa], par blocs, à l'aide de  $[Ts]$  et  $[Tr]$ :

$$[Ppa] = \begin{bmatrix} T_s^t & \vdots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \vdots & T_r^t \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Les blocs 0 sont des matrices aux coefficients nuls de dimensions (3\*2). On a alors:

$$\begin{bmatrix} Is1 \\ Is2 \\ Is3 \\ Ir1 \\ Ir2 \\ Ir3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s^t & \vdots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \vdots & T_r^t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \\ Ird \\ Ird \\ Ird \\ Ird \end{bmatrix} = [Ppa] \cdot \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \\ Ird \\ Ird \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

La transformation définie par la matrice [Ppa] sera différente selon le repère d'axes (d,q) que l'on choisira pour la transformation de Park; elle dépendra en effet des connections réalisées entre le convertisseur et les enroulements de la machine.

L'association des deux transformations définies par les matrices [Mco] et [Ppa], permet de passer des grandeurs "réordonnées" (vecteurs [Icm] et [Imm]) aux grandeurs transformées de Park; on notera [Ptr] la matrice de transformation associée:

$$\begin{bmatrix} I_{cm} \\ \\ I_{mm} \end{bmatrix} = [Mco] \cdot [Ppa] \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = [Ptr] \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Cette transformation pourrait également s'appliquer au vecteur des tensions aux bornes des enroulements de la machine, pour conduire à la formation du vecteur  $[V_{cm}^t, V_{mm}^t]^t$ , qui s'exprimerait alors en fonction des grandeurs transformées des tensions obtenues après transformation de Park par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{cm} \\ \\ V_{mm} \end{bmatrix} = [Mco] \cdot [Ppa] \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = [Ptr] \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Le vecteur  $[V_{cm}]$  est constitué des tensions aux bornes des enroulements de la machine connectés au convertisseur statique.

Le vecteur  $[V_{mm}]$  serait formé des tensions aux bornes des enroulements de la machine non connectés au convertisseur. Mais ce choix des composantes du vecteur d'excitation correspondant aux enroulements non connectés au convertisseur conduit à la construction d'une matrice dynamique du système complet dont les coefficients dépendent des positions relatives du stator et du rotor. On perdrait alors, par le choix de ce vecteur, la linéarité du système étudié; la résolution par exponentielle de matrice ne serait alors plus utilisable. On sera donc amené à considérer, non pas les grandeurs réellement mesurables sur les enroulements de cette armature, mais leurs images dans la transformation de Park.

On définit donc la matrice  $[P'rt]$  qui permet de

constituer, à partir du vecteur  $[V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}]^t$  le vecteur  $[V_{cm}^t, V_{xd}, V_{xq}]^t$ , où  $V_{xd}$  et  $V_{xq}$  sont les images dans la transformation correspondant à l'armature considérée des composantes du vecteur  $[V_{mm}]$ . On a donc la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{cm} \\ V_{xd} \\ V_{xq} \end{bmatrix} = [P'_{tr}] \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Par abus de notations, on posera dans la suite:

$$\begin{bmatrix} V_{xd} \\ V_{xq} \end{bmatrix} = [V_{mm}] \quad (4.32)$$

La matrice  $[P'_{tr}]$  se construit aisément par:

$$[P'_{tr}] = [P'_{pa}] \cdot [P_{tr}] \quad (4.33)$$

Où  $[P'_{pa}]$  permet d'appliquer la transformation de Park aux grandeurs relatives aux enroulement non connectés au convertisseur.  $[P'_{pa}]$  sera donc de la forme:

$$[P'_{pa}] = \begin{bmatrix} 1 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & T_R \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

pour le cas où le convertisseur est connecté aux enroulements rotoriques; le cas où les connections sont réalisées côté stator donne l'expression suivante:

$$[P'_{pa}] = \begin{bmatrix} 1 & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & T_S \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Le bloc 1 est de dimensions (3\*3),  $T_s$  et  $T_r$  sont de dimensions (2\*3). Les blocs 0 sont de dimensions (3\*3) et (2\*3). Définir la transformation inverse de [P'tr] ne présente pas de difficulté importante; on notera [P'rt] la matrice correspondante.

Sous réserve des restrictions énoncées ci-dessus quant à l'inversibilité de la matrice [Ppa], la transformation définie par la matrice de passage [Ptr] est réversible; la transformation inverse est définie par la matrice notée [Prt], définie sur le vecteur courant par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & T_r \end{bmatrix} \cdot [MCO]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_{cm} \\ I_{mm} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

On utilise la formulation des équations de Park dans l'espace d'état pour construire, en passant par les transformations définies par les matrices [Ptr], [Prt] (qui définit la transformation inverse de [Ptr]), [P'tr] et [P'rt] (qui définit la transformation inverse de [P'tr]), une nouvelle expression du système d'état de la machine. On a donc:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = [A_m] \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + [B_m] \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

pour laquelle on donne une nouvelle formulation au vecteur des excitations du système d'état de la machine:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = [A_m] \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + [B_m] \cdot [P'rt] \cdot \begin{bmatrix} V_{cm} \\ V_{mm} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

On notera  $X_1$  le vecteur  $[I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq}]^t$  et l'équation (4.38) peut prendre formellement l'expression suivante:

$$\frac{dX_1}{dt} = [A_1] \cdot X_1 + [B_{1x}] \cdot X + [B_{1u1}] \cdot [C_u] \cdot X_u + [B_{1u2}] \cdot U_2 \quad (4.39)$$

Il restera à identifier les termes matriciels  $[A_1]$ ,  $[B_{1x}]$ ,  $[B_{1u1}]$  et  $[B_{1u2}]$ . Dans ce but, on développe l'expression des termes  $[V_{cm}]$  et  $[V_{mm}]$ . On adjoint à l'équation différentielle (4.38) l'équation algébrique de sortie du système d'état, qui donne l'amplitude des sources contrôlées modélisant les enroulements de la machine (vecteur  $[I_{cm}]$ ), ainsi d'ailleurs que les courants dans les enroulements non connectés au convertisseur (vecteur  $[I_{mm}]$ ):

$$\begin{bmatrix} I_{cm} \\ I_{mm} \end{bmatrix} = [P_{tr}] \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Il reste à ce stade à construire l'expression des excitations du système d'état de la machine, avant d'opérer le regroupement avec celui du convertisseur statique; on doit donc déterminer l'expression des vecteurs  $[V_{cm}]$  et  $[V_{mm}]$ .

Ce dernier ne dépend que des connexions réalisées au niveau des enroulements non connectés au convertisseur statique: court-circuit ou alimentation continue par

exemple.  $[V_{mm}]$  sera donc considéré comme partie des sorties du système autonome, de vecteur d'état  $[X_u]$ , qui sert à décrire les excitations indépendantes  $[U_1]$  du convertisseur; au besoin, ce vecteur d'état pourra être étendu pour tenir compte des particularités de  $[V_{mm}]$ . On rappelle que  $[V_{mm}]$  est constitué des images par la transformation de Park des tensions aux bornes des enroulements non connectés au convertisseur. On pose donc l'expression:

$$V_{mm} = [B_{lm}].[C_u].X_u \quad (4.41)$$

Quant au vecteur  $[V_{cm}]$ , il est dans la modélisation adoptée pour la machine rappelée à la figure (4.11), composé des tensions aux bornes des résistances de mesure des quadripôles dont la source contrôlée représente les enroulements machine connectés au convertisseur.

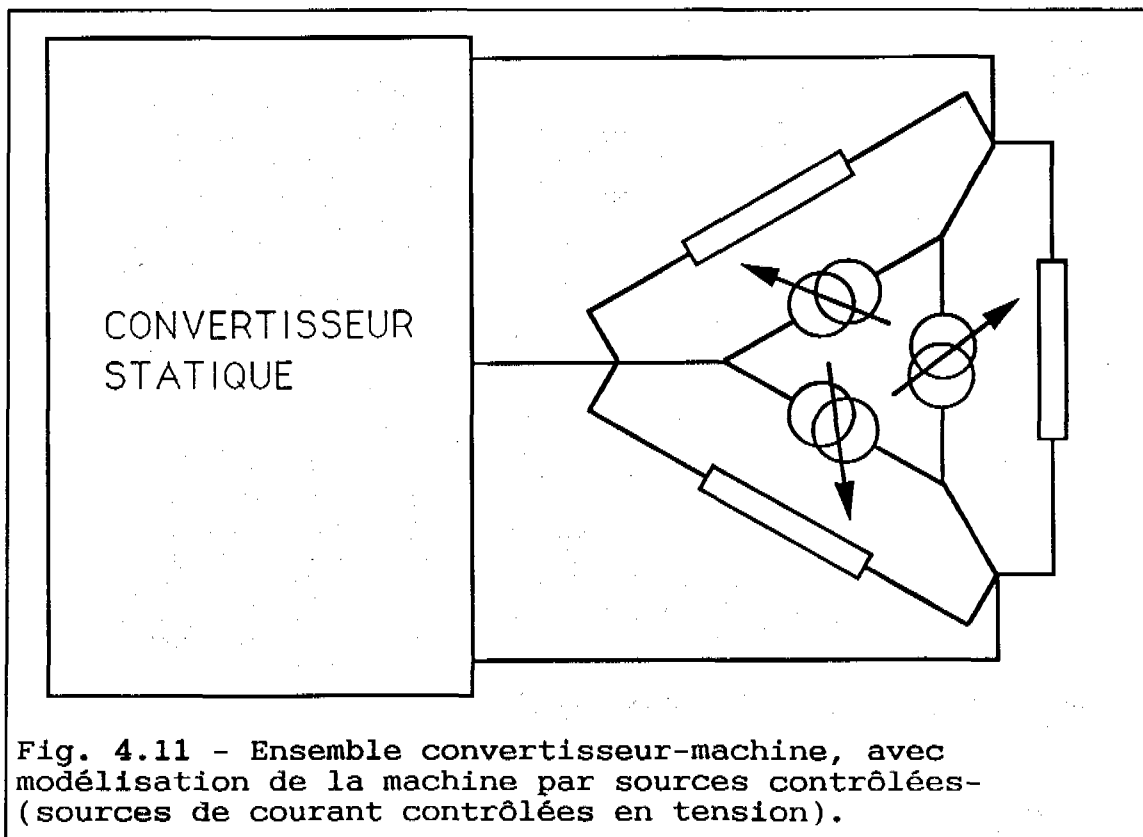


Fig. 4.11 - Ensemble convertisseur-machine, avec modélisation de la machine par sources contrôlées- (sources de courant contrôlés en tension).

On a donc une expression matricielle du type suivant (pour laquelle les coefficients des différentes matrices sont déterminés automatiquement lors de la mise en équation):

$$V_{cm} = [B_{cx}].X + [B_{cu2}].I_{cm} + [B_{cv}].U1 \quad (4.42)$$

On regroupe les différentes expressions obtenues plus haut:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rd} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = [A_m] \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + [B_m] \cdot [P'rt] \cdot \begin{bmatrix} V_{cm} \\ V_{mm} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$\frac{dx1}{dt} = [A1].X1 + [B1x].X + [B1u1].[Cu].Xu + [B1u2].U2 \quad (4.44)$$

$$V_{mm} = [B1m].[Cu].Xu \quad (4.45)$$

$$V_{cm} = [B_{cx}].X + [B_{cu2}].I_{cm} + [B_{cv}].U1 \quad (4.46)$$

On identifie les différents termes de l'équation (4.44):

Vecteur d'état du système dynamique des sources contrôlées:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = X1 \quad (4.47)$$

Sources contrôlées:

$$I_{cm} = U2 \quad (4.48)$$

Excitations du système d'état des sources

contrôlées:

$$\begin{aligned}
 & [B_m] \cdot [P'rt] \cdot \begin{bmatrix} B_{cx} \cdot X + B_{cu2} \cdot U_2 + B_{cv} \cdot U_1 \\ B_{lm} \cdot Cu \cdot Xu \end{bmatrix} \\
 & = [Blx] \cdot X + [Blu1] \cdot [Cu] \cdot Xu + [Blu2] \cdot U_2 \qquad (4.49)
 \end{aligned}$$

On procédera par identification des blocs et éventuellement on complétera avec des zéros:

$$[B_m] \cdot [P'rt] \cdot \begin{bmatrix} B_{cx} \\ 0 \end{bmatrix} = [Blx] \qquad (4.50)$$

$$[B_m] \cdot [P'rt] \cdot \begin{bmatrix} B_{cv} \\ B_{lm} \end{bmatrix} = [Blu1] \qquad (4.51)$$

$$[B_m] \cdot [P'rt] \cdot \begin{bmatrix} B_{cu2} \\ 0 \end{bmatrix} = [Blu2] \qquad (4.52)$$

On reprend maintenant l'ensemble des équations matricielles, et on construit les différents blocs de la matrice dynamique Acomp, correspondant à l'ensemble constitué du convertisseur, du système autonome des sources indépendantes et du système d'état des sources liées qui modélisent la machine vis à vis du convertisseur:

Pour le convertisseur, on a l'équation d'état obtenue de façon automatique:

$$\frac{dX}{dt} = [A] \cdot X + [B1] \cdot [Cu] \cdot Xu + [B2] \cdot U_2$$

Pour le système d'état autonome définissant les sources indépendantes:



$$\frac{dX_u}{dt} = [A_u].X_u$$

$$U_1 = [C_u].X_u \quad (\text{sources indépendantes})$$

Pour la machine:

$$\frac{dX_1}{dt} = [A_m].X_1 + [B_m].[P'rt]. \begin{bmatrix} B_{cx}.X + B_{cu2}.U_2 + B_{cv}.Cu.X_u \\ B_{lm}.Cu.X_u \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

$$U_2 = [P_u].[M_{co}].[P_{pa}].X_1 \quad (\text{sources liées}) \quad (4.54)$$

Où on note  $[P_u]$  la matrice suivante, dans laquelle "1" désigne la matrice unité de dimensions (3\*3) et "0" la matrice nulle de dimensions (3\*3), et qui permet de ne retenir que les composantes du vecteur courant parcourant les enroulements de la machine connectés au convertisseur (vecteur  $[I_{cm}]$ ):

$$[P_u] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

On note par ailleurs que l'expression des sources contrôlées (4.57), que l'on peut comparer à celle que l'on a posée dans le cas général, permet un certain nombre de simplifications:

$$U_2 = [C_1].X_1 + [D_x].X + [D_{u1}; D_{u2}].[U_1^t; U_2^t]^t \quad (4.56)$$

$$U_2 = [P_u].[M_{co}].[P_{pa}].X_1 \quad (4.57)$$

Donc, par identification terme à terme:

$$[A_1] = [A_m] \quad (4.58)$$

$$[C_1] = [P_u].[M_{co}].[P_{pa}] \quad (4.59)$$

$$[D_x] = 0 \quad (4.60)$$

$$[D_{u1}] = 0 \quad (4.61)$$

$$[Du2] = 0 \quad (4.62)$$

L'équation d'état de la machine, (4.53), devient alors:

$$\frac{dX1}{dt} = [Am].X1 + [Bm].[P'rt]. \begin{bmatrix} Bcx.X+Bcu2.Pu.Mco.Ppa.X1+Bcv.Cu.Xu \\ Blm.Cu.Xu \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

En considérant comme vecteur d'état:  $[X^t, Xu^t, X1^t]^t$ , on est donc conduit à:

$$\frac{dX}{dt} = [A].X + [B1].[Cu].Xu + [B2].[Pu].[Mco].[Ppa].X1$$

$$\frac{dXu}{dt} = [Au].Xu$$

$$\frac{dX1}{dt} = [Am].X1 + [Bm].[P'rt]. \begin{bmatrix} Bcx.X+Bcu2.Pu.Mco.Ppa.X1+Bcv.Cu.Xu \\ Blm.Cu.Xu \end{bmatrix}$$

D'où, en tenant compte du fait que certaines de ces matrices sont nulles et en séparant les différents termes, l'expression de la matrice dynamique du système complet:

$$\begin{bmatrix} A & B1.Cu & B2.Cl \\ 0 & Au & 0 \\ Blx & Blu1.Cu & A1 + Blu2.Cl \end{bmatrix}$$

(4.64)

(avec les expressions obtenues plus haut par identification pour:  $[C1]$ ,  $[Blx]$ ,  $[Blu1]$  et  $[Blu2]$ ).

On détaille, dans les deux paragraphes suivants, selon le type de connections réalisées entre le convertisseur et la machine, les expressions des différentes matrices du système d'état de l'ensemble convertisseur-machine.

On peut néanmoins noter que la présence de la matrice de passage des grandeurs réelles aux grandeurs issues de la transformation de Park,  $[Ppa]$ , qui intervient dans les relations (4.57) et (4.63), peut impliquer que les matrices du système d'état de l'ensemble convertisseur-machine voient leurs coefficients varier en fonction de la vitesse de rotation ou éventuellement des positions relatives du stator et du rotor, selon le choix du repère d'axe  $(d,q)$ . On devra tenir compte de cette particularité au moment du choix du repère d'axes  $(d,q)$  et de la résolution des équations d'état, afin de s'affranchir de ce handicap incompatible avec la résolution par exponentielle de matrice.

#### 4.4.3.3 Convertisseur connecté au stator:

Envisageons le cas d'une machine connectée au convertisseur par l'intermédiaire de ses enroulements statoriques. En considérant la machine comme un ensemble de sources de courant connectées au convertisseur, on adoptera pour celle-ci une modélisation par trois sources contrôlées de courant, comme présenté sur la figure (4.11):

On peut donc définir la transformation complète permettant de passer des grandeurs transformées aux grandeurs réelles, tant statoriques que rotoriques (les matrices  $0$  sont de dimensions  $(3*2)$ ).

$$\begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \\ \cdot \\ x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s^t & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & T_r^t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \\ x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} = [Ppa] \cdot \begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \\ x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

La transformation inverse est définie par la relation: (les matrices 0 sont de dimensions (2\*3)).

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \\ x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & T_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \\ \cdot \\ x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} = [Ppa]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \\ x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

Compte tenu des connections entre les enroulements de la machine et le circuit du convertisseur, on choisit pour la transformation de Park un repère d'axes (d,q) lié au stator. Avec les notations de la figure (4.10), on pose donc: ( $\phi=0$ ). Ce qui conduit pour les matrices [Ts] et [Tr] aux expressions simplifiées suivantes:

$$\begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix} = [T_s] \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

$$\begin{bmatrix} x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} = \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(-\theta) & \cos(-\theta+4\pi/3) & \cos(-\theta+2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta-4\pi/3) & \sin(\theta-2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} \\ = [T_r] \cdot \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

On a donc pour la matrice de passage des grandeurs obtenues par la transformation de Park vers les grandeurs réelles l'expression suivante (repère d'axes (d,q) lié au stator de la machine),  $[Ppa]^{-1}$ :

$$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{2} & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\theta) & \cos(-\theta+4\pi/3) & \cos(-\theta+2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & \sin(\theta) & \sin(\theta-4\pi/3) & \sin(\theta-2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

Et la matrice de description des connexions entre le convertisseur et la machine, [Mco], définie d'après le choix des composantes des vecteurs [Icm] et [Imm], pourra être choisie égale à la matrice identité 1 (de dimensions (6\*6)):

$$[Mco] = 1 \quad (4.70)$$

$$[Icm] = \begin{bmatrix} Is1 \\ Is2 \\ Is3 \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

$$[Imm] = \begin{bmatrix} Ir1 \\ Ir2 \\ Ir3 \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

L'expression de la matrice de transformation [Ptr] se déduit aisément des expressions précédentes par simple produit:

$$[Ptr] = [Mco].[Ppa] \quad (4.73)$$

La matrice dynamique [Am] du système d'état des équations de Park de la machine voit son expression simplifiée du fait du choix du repère d'axes (d,q) lié au stator ( $\phi=0$ ); la matrice d'entrée [Bm] reste inchangée. On a alors:

$$[Am] = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} -R_S \cdot L_R & M_{SR}^2 \cdot \theta' & M_{SR} \cdot R_R & M_{SR} \cdot L_R \cdot \theta' \\ -M_{SR}^2 \theta' & -R_S \cdot L_R & -M_{SR} \cdot L_R \cdot \theta' & M_{SR} \cdot R_R \\ M_{SR} \cdot R_S & -M_{SR} \cdot L_S \cdot \theta' & -R_R \cdot L_S & -L_R \cdot L_S \cdot \theta' \\ M_{SR} \cdot L_S \cdot \theta' & M_{SR} \cdot R_S & L_R \cdot L_S \cdot \theta' & -R_R \cdot L_S \end{bmatrix} \quad (4.74)$$

Le terme ( $\theta'$ ) correspond ici à l'opposé de la vitesse de rotation de la machine (multiplié par le nombre de paires de pôles): ( $p.w = -\theta'$ ). Ce terme sera considéré comme constant.

#### 4.4.3.4 Convertisseur connecté au rotor:

Le convertisseur est connecté aux enroulements rotoriques de la machine; le repère d'axe (d,q) de la transformation de Park sera donc choisi lié au rotor; compte tenu des notations de la figure (4.10), on pose donc: ( $\phi = \theta$ ). Ceci entraîne une simplification des expressions des matrices de transformation  $[T_s]$  et  $[T_r]$  et donne:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_{sd} \\ x_{sq} \end{bmatrix} &= \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\phi & \cos(\phi+4\pi/3) & \cos(\phi+2\pi/3) \\ -\sin\phi & -\sin(\phi+4\pi/3) & -\sin(\phi+2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix} \\ &= [T_s] \cdot \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.75)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_{rd} \\ x_{rq} \end{bmatrix} &= \sqrt{2}/\sqrt{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} = [T_r] \cdot \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ x_{r3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.76)$$

On a donc pour la matrice de passage des grandeurs obtenues par la transformation de Park vers les grandeurs réelles l'expression suivante (repère d'axes (d,q) lié au rotor),  $[P_{pa}]^{-1}$ :

$$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \cos(\phi+4\pi/3) & \cos(\phi+2\pi/3) & \cdot & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\phi) & -\sin(\phi+4\pi/3) & -\sin(\phi+2\pi/3) & \cdot & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & 1 & -1/2 & -1/2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

La matrice  $[M_{co}]$  est alors définie par le choix

des composantes des vecteurs [Icm] et [Imm] choisis comme suit:

$$[Icm] = \begin{bmatrix} Ir1 \\ Ir2 \\ Ir3 \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

$$[Imm] = \begin{bmatrix} Is1 \\ Is2 \\ Is3 \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

$$[Mco] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & . & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & . & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & . & 0 & 0 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & 0 & . & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & . & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & . & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

On peut noter que la forme particulière de cette matrice de permutation a pour conséquence la propriété suivante:

$$[Mco]^{-1} = [Mco] \quad (4.81)$$

On construit ensuite la matrice de transformation [Ptr] par:

$$[Ptr] = [Mco].[Ppa] \quad (4.82)$$

Et la matrice dynamique [Am] de l'expression d'état des équations de Park de la machine devient, compte tenu du choix du repère d'axes (d,q) lié au rotor ( $\phi=\theta$ ):

$$[Am] = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} -R_S \cdot L_R & L_S \cdot L_R \cdot \theta' & M_{SR} \cdot R_R & M_{SR} \cdot L_R \cdot \theta' \\ -L_S \cdot L_R \cdot \theta' & -R_S \cdot L_R & -M_{SR} \cdot L_R \cdot \theta' & M_{SR} \cdot R_R \\ M_{SR} \cdot R_S & -M_{SR} \cdot L_S \cdot \theta' & -R_R \cdot L_S & -M_{SR}^2 \cdot \theta' \\ M_{SR} \cdot L_S \cdot \theta' & M_{SR} \cdot R_S & M_{SR}^2 \cdot \theta' & -R_R \cdot L_S \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

La matrice d'entrée [Bm] reste inchangée. Le terme ( $\theta'$ ) correspond ici à la vitesse de rotation de la

machine  $w$  (multipliée par le nombre de paires de pôles):  
( $p.w = \theta'$ ).

#### 4.4.4 Mise en oeuvre:

Au plan pratique, la simulation d'une association convertisseur machine est précédée des étapes suivantes:

- description de la topologie du convertisseur statique; choix des valeurs des composants. Définition des commandes des interrupteurs.

- choix du type de machine électrique utilisée; définition des connections avec le circuit du convertisseur statique. Choix des valeurs des paramètres machines et de la valeur de la vitesse de rotation (ici supposée fixe). La représentation des enroulements connectés au convertisseur par des sources de courant contrôlés est réalisée de façon automatique.

- définition des tensions imposées aux bornes des enroulements de la machine non connectés au convertisseur. La transformation de Park, qui définit les composantes du vecteur  $[V_{mm}]$ , est réalisée automatiquement, de façon transparente pour l'utilisateur.

Puis les conditions de la simulation (définition de l'horizon de calcul) sont choisies; le logiciel effectue la mise en équation et la résolution; toutes les grandeurs électriques relatives au convertisseur et à la machine sont alors disponibles.



#### 4.4.5 Exemples d'application:

On se propose d'illustrer les possibilités qu'apportent cette mise en équation par la simulation d'un circuit comprenant un gradateur alimentant une machine asynchrone triphasée. Le circuit simulé est présenté en figure 4.12, ainsi que le chronogramme des ordres de commande. Les caractéristiques de la machine étudiée sont les suivantes:

nombre de pôles:	4
puissance nominale:	4 kW
courants nominaux:	14.8A/8.5A
tensions nominales:	220V/380V
vitesse nominale:	1440T/mn
Rs =	1.4 Ohms
Rr =	0.8 Ohms
Ls = Lr =	0.14 H
Msr =	0.135 H

Le convertisseur et son système d'alimentation ont pour valeurs de composants les grandeurs suivantes:

tensions:	220 V
inductance de ligne:	0.65 mH
R:	11 Ohms
C:	0.2 $\mu$ F

La figure 4.13.a présente les formes d'onde correspondant à une mise sous tension à vitesse constante ( $g=1.3\%$ ); la figure 4.13.b donne les formes d'onde en régime permanent pour le même point de fonctionnement de la machine.

La machine est ici connectée en triangle et son rotor est en court circuit.

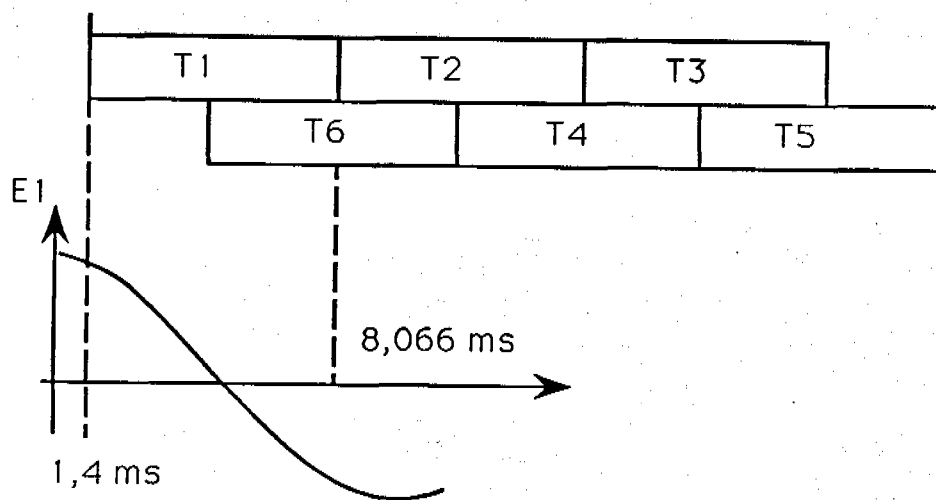
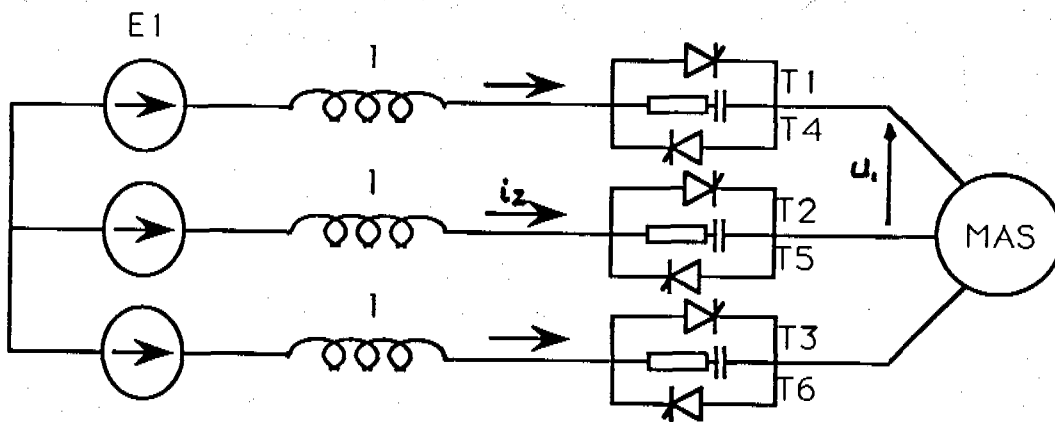


Fig. 4.12 - Circuit.

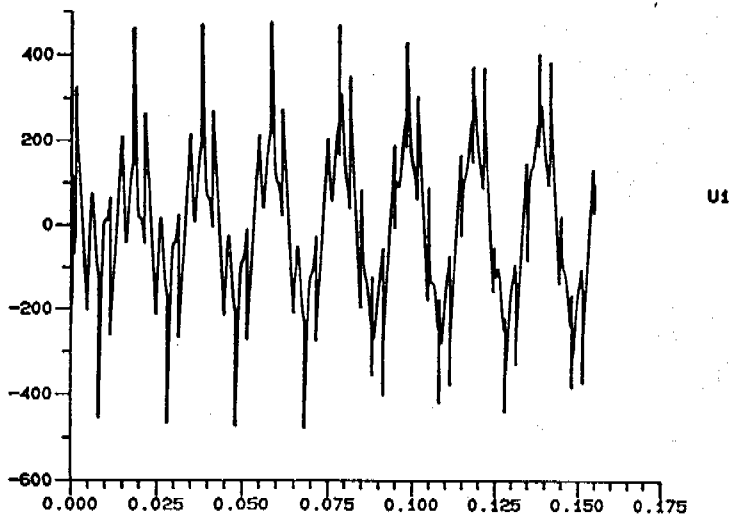
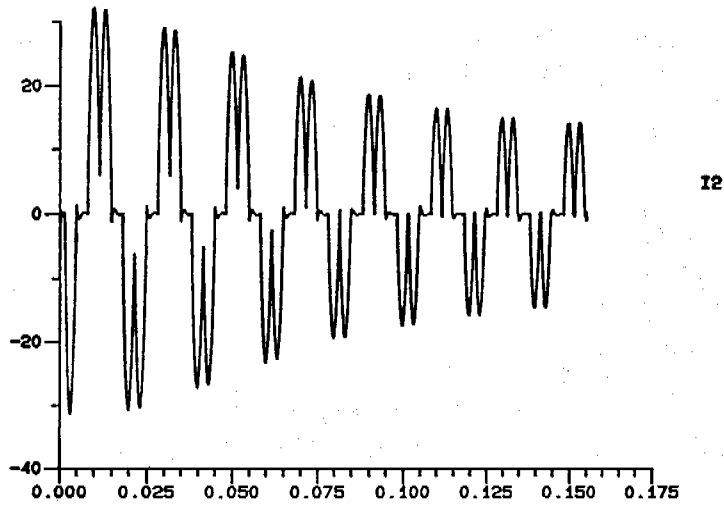
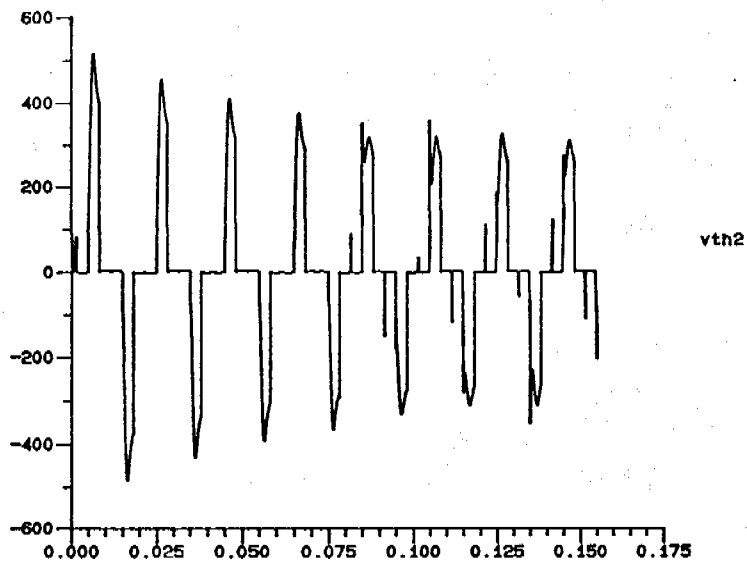


Fig. 4.13.a - Mise sous tension à vitesse constante. ( $g = 1.3\%$ )

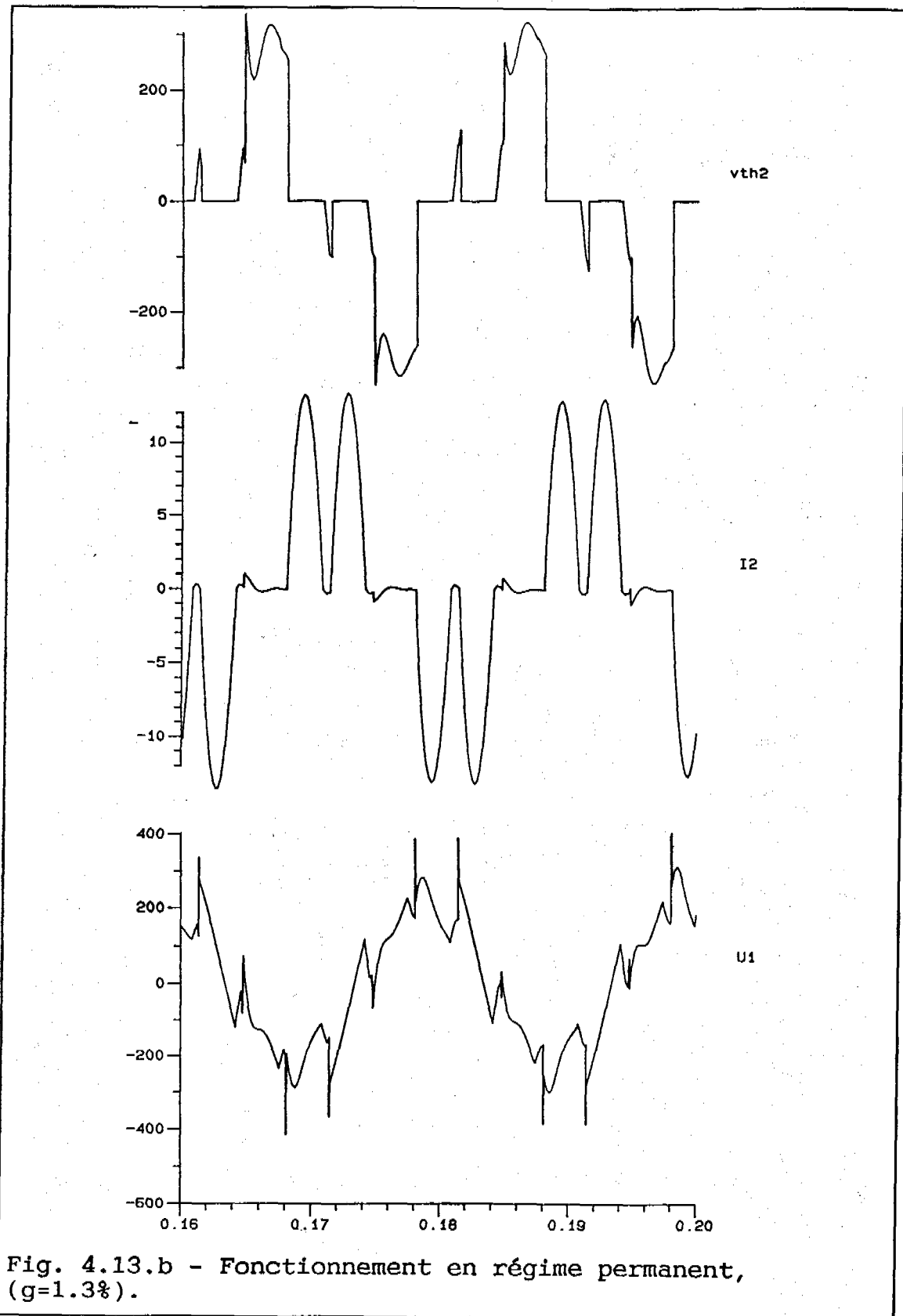


Fig. 4.13.b - Fonctionnement en régime permanent, (g=1.3%).

## 4.5 Modélisation de dipôles électriques:

### 4.5.1 Position du problème:

Les éléments constitutifs des circuits électriques que l'on a pris en compte jusqu'ici sont les suivants: sources indépendantes (de tension ou de courant), interrupteurs, modélisés par des résistances binaires, résistances, capacités et inductances et sources contrôlées (de tension ou de courant). Tous ces composants sont à caractéristique linéaire et à constantes localisées. Il peut s'avérer intéressant de pouvoir introduire de surcroît des éléments n'appartenant pas aux familles précédentes, définis comme des dipôles particuliers, éventuellement même comme des multiports. Pour peu que la relation tension / courant qui les caractérise soit une équation différentielle linéaire ou linéarisable par morceaux, l'utilisation de sources contrôlées munies d'une dynamique propre doit permettre de les incorporer dans les équations d'état. De cette façon, on utilise la possibilité induite par les sources liées d'assembler deux systèmes différentiels: dans le cas que l'on envisage ici, il s'agit des équations d'état du circuit électrique et de la caractéristique d'un dipôle particulier. On envisage donc l'étude d'un circuit comportant ce type de composant, que l'on modélisera par une source liée (éventuellement, d'autres composants passifs pourront être adjoints). Le choix du type de source (source de tension ou source de courant) dépendra des commodités de mise en oeuvre du modèle. La figure (4.14) fixe les notations adoptées:

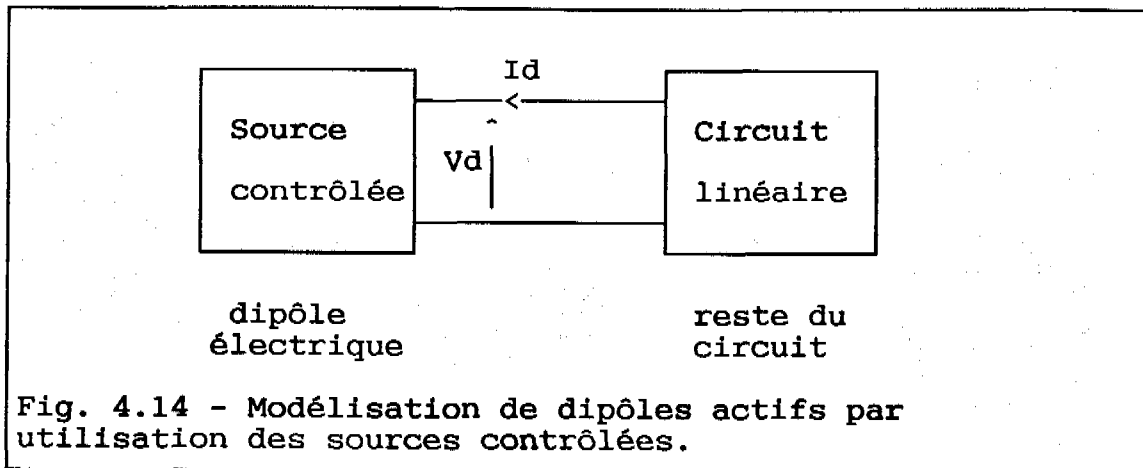


Fig. 4.14 - Modélisation de dipôles actifs par utilisation des sources contrôlées.

Soit donc un dipôle dont la caractéristique tension / courant peut être décrite par un système différentiel linéaire, que l'on supposera mis sous forme d'état. Il est modélisé vis à vis du reste du circuit comme une source contrôlée (dont il reste à définir la dynamique), l'ensemble formé du convertisseur statique et de ce dipôle particulier étant mis sous forme d'état comme décrit au chapitre (3). On a alors l'équation d'état du système complet suivante:

$$\frac{dz}{dt} = [A_{comp}].Z \quad (4.84)$$

La matrice  $[A_{comp}]$  comprend: la dynamique du convertisseur, la dynamique des sources indépendantes, la dynamique des sources contrôlées et les corrections qu'entraîne l'interconnexion de ces systèmes différentiels (l'expression générale a été établie au chapitre(3)).

#### 4.5.2 Exemple d'application:

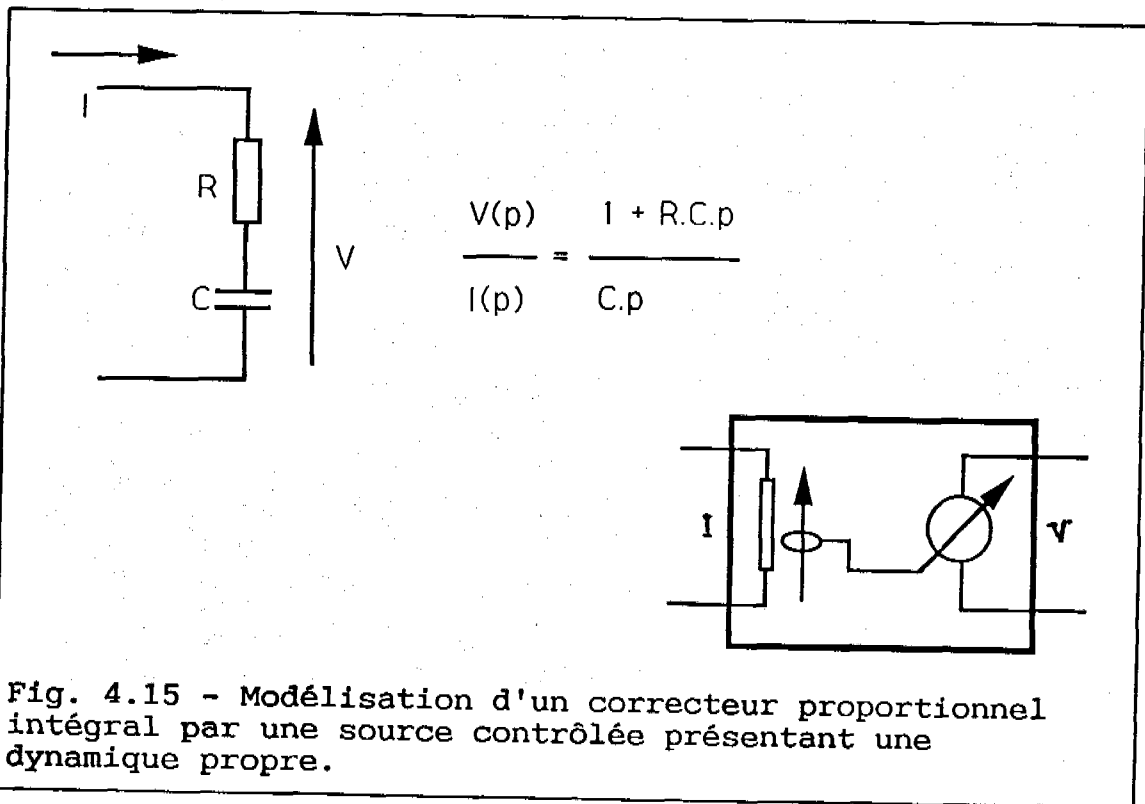
Les sources contrôlées dotées d'une dynamique propre permettent de définir des macro-composants de fonction de transfert particulière. Ainsi, lors de la

prise en compte des boucles de contrôle en mode continu, on a proposé de reconstituer les éléments des correcteurs en formant un circuit électrique équivalent; mais ceci peut également être réalisé par l'usage de sources liées.

On considère le cas du correcteur proportionnel intégral (utilisé au chapitre(3)), modélisé à l'aide d'un circuit R-C attaqué en courant qui permet de retrouver la fonction de transfert:

$$F(p) = \frac{V(p)}{I(p)} = K \cdot \frac{(1 + \tau.p)}{p} \quad (4.85)$$

On peut également définir une source de tension contrôlée présentant la même fonction de transfert, selon le principe de la figure (4.15):



Il reste à ce stade à définir les matrices [A1], [Blx] et [Blu] et [Cl], [Dx] et [Du] correspondant aux expressions:

$$\frac{dx_1}{dt} = [A_1].X_1 + [B_{1x}].X + B_{1u}.U \quad (4.86)$$

$$U_2 = [C_1].X_1 + D_x.X + [D_u].U \quad (4.87)$$

On a, autre expression de (4.85), l'équation différentielle suivante:

$$\frac{dV}{dt} = K. \left[ \tau \cdot \frac{dI}{dt} + I(t) \right] \quad (4.88)$$

La grandeur  $I(t)$  est accessible comme entrée du quadripôle défini à la figure (4.15). On pose donc:

$$X_1 = V - K.I \quad (4.89)$$

donc:

$$\frac{dX_1}{dt} = K.I(t) \quad (4.90)$$

d'où:

$$[A_1] = [0] \quad (4.91)$$

$$[B_{1x}] \text{ et } [B_{1u}] \quad (4.92)$$

sont déterminées pour fournir l'image du courant d'entrée  $I(t)$ , multipliée par  $K$ .

$$[C_1] = [K] \text{ (scalaire)} \quad (4.93)$$

$$[D_x] = \tau.[B_{1x}] \quad (4.94)$$

$$[D_u] = \tau.[B_{1u}] \quad (4.95)$$

On notera que la constitution de ces matrices revient à procéder à la mise sous forme d'état de l'expression de la fonction de transfert exprimée en notation symbolique,  $F(p)$ . Ceci est un procédé classique, et la construction de dipôles correspondant à des transmittances plus complexes ne pose pas de très gros problème.



### 4.5.3 Limitations; exemple de l'arc électrique:

#### 4.5.3.1 Présentation du modèle physique:

La caractéristique tension / courant de l'arc est essentiellement non linéaire, et on peut la décrire par plusieurs formules empiriques {Heiny} qui donnent la tension (U) aux bornes de l'arc en fonction de sa longueur (l) et de son courant (I), paramétrées suivant la nature des électrodes utilisées. Par exemple, on peut citer:

Les formules de Miss Ayrton:

$$U = 39 + 20,7.l + (11,6+195.l)/I \quad (4.96)$$

(électrodes en charbon)

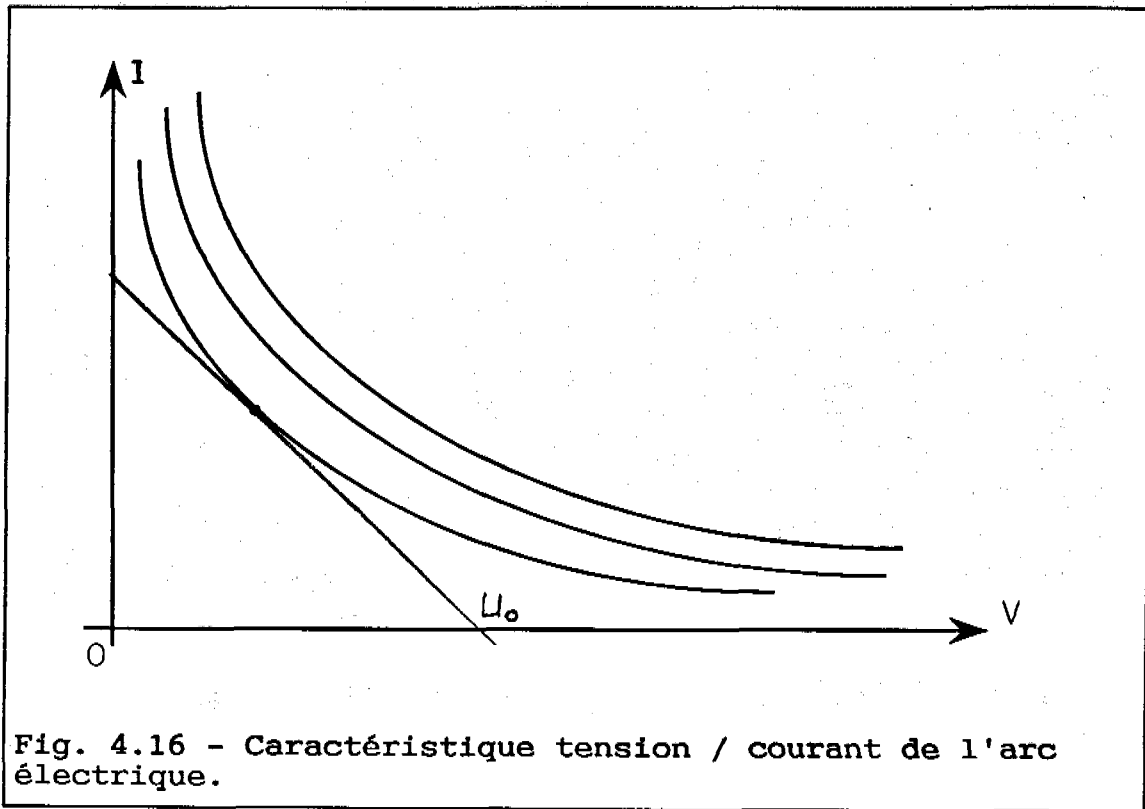
$$U = 19 + 11,4.l + (14,2+3,6.l)/I \quad (4.97)$$

(électrodes en argent)

Ou la formule de Van Warrington donnant la valeur de la résistance statique d'un arc en fonction de sa longueur et de son intensité:

$$R = 28700.l / I^{1,4} \quad (4.98)$$

De plus interviennent d'autres paramètres comme la pression et la nature du gaz où se forme le plasma. Typiquement, la caractéristique tension / courant de l'arc est de la forme présentée à la figure (4.16):

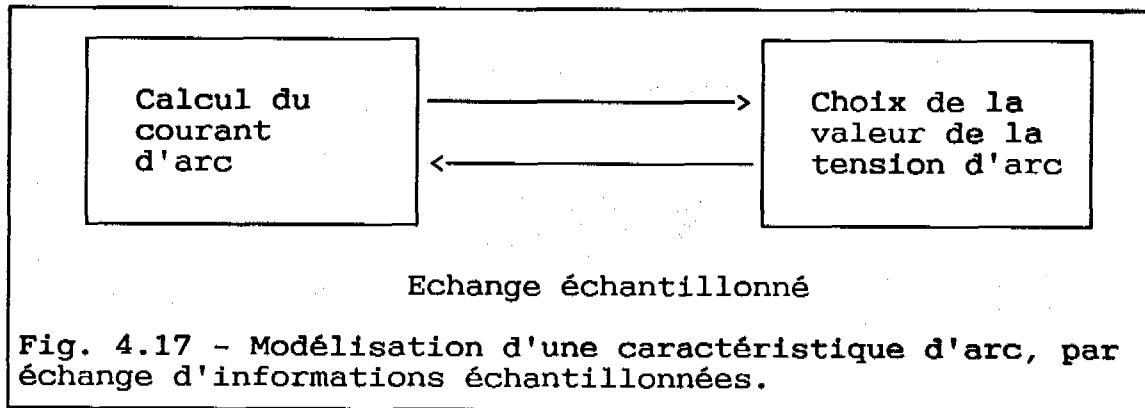


Si on considère un point de fonctionnement donné, un développement limité au premier ordre donnera une expression du type:

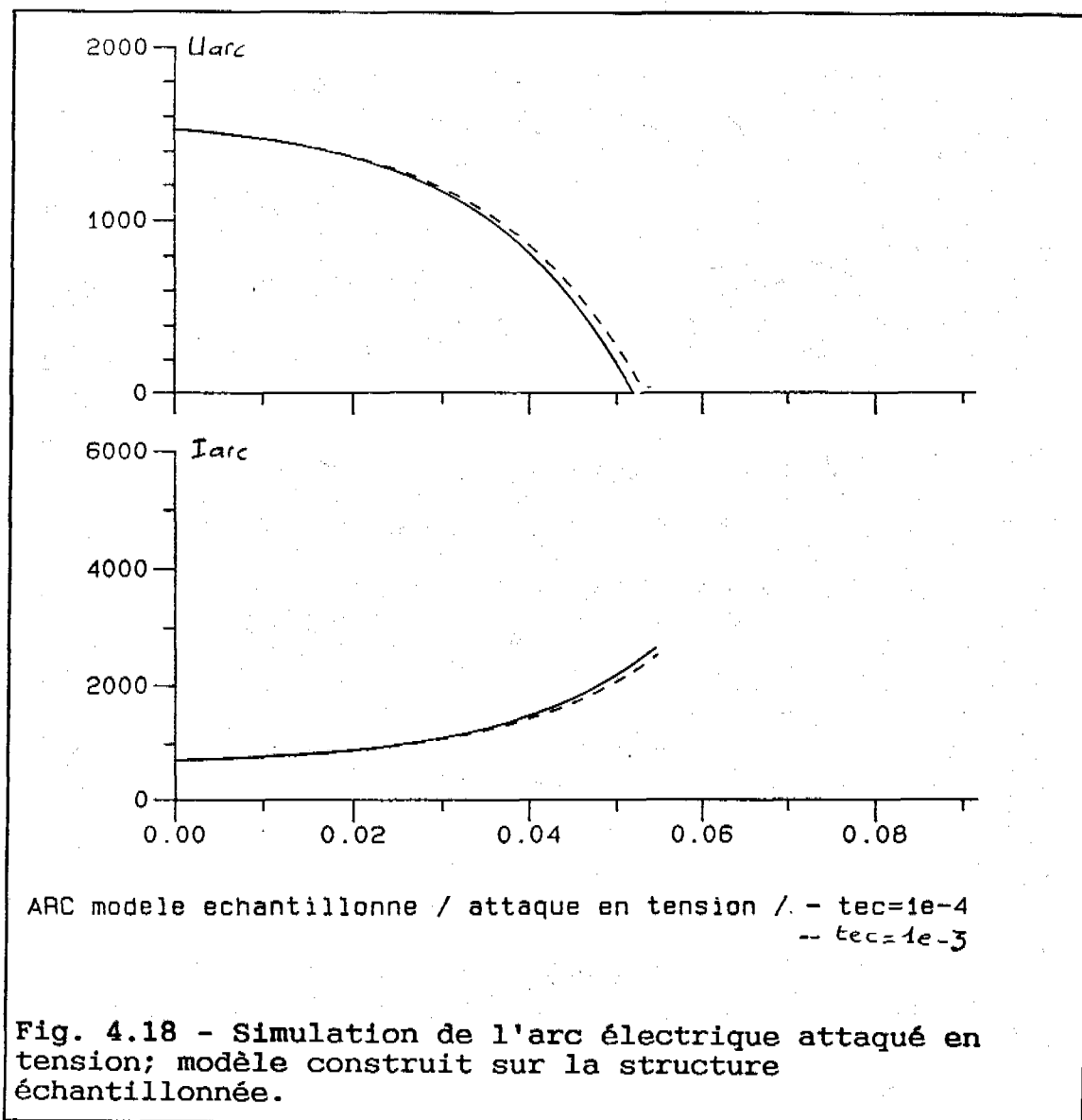
$$U = U_0 + R_{eq}.I_{arc} \quad (4.99)$$

La résistance équivalente  $R_{eq}$  possède une valeur négative. Or l'introduction de composants présentant une telle particularité n'est pas possible dans le cadre d'une résolution des équations d'état par la méthode de l'exponentielle de matrice dont on dispose. En effet, la méthode de calcul de cette exponentielle de matrice (méthode des carrés répétés) est basée sur l'hypothèse que les valeurs propres de la matrice dynamique sont toutes de même signe. Introduire une résistance de valeur négative dans le circuit peut conduire à l'apparition de valeurs propres positives, (correspondant à des constantes de temps négatives, fort peu physiques) ce qui entraînerait l'obtention de résultats erronés.

Une première possibilité pour modéliser cette caractéristique serait d'utiliser la structure d'échange d'informations échantillonnées, comme dans le cas de l'inductance saturable, étudiée au chapitre (2). Des essais ont été réalisés, où, en suivant la caractéristique de l'arc, on fait varier la valeur d'une source de tension en fonction du courant qui la traverse. Le principe de cette méthode est exposé à la figure (4.17).



Cette structure introduit artificiellement une coupure entre deux systèmes physiques normalement interconnectés; en effet, entre deux instants d'échantillonnage, l'arc électrique ainsi modélisé et le reste du circuit s'ignorent mutuellement. Il en résultera forcément une imprécision dans la simulation, voire même des résultats erronés. Les courbes de la figure (4.18) présentent les résultats de simulation obtenus avec le même circuit, pour des choix différents des périodes d'échantillonnage.



Les résultats de simulation obtenus avec cette méthode sont, en réalité, tout à fait trompeurs, et illustrent les limitations des possibilités de modélisation d'éléments non linéaires par la structure d'échange d'informations échantillonnées. En effet, le choix de la valeur de la période d'échantillonnage influe sur la rapidité de la divergence en courant dans le cas d'une attaque en tension de l'arc électrique ainsi modélisé. Par ailleurs, le fait que le courant d'arc diverge sans connaître de limitations ne rend pas correctement compte de la réalité physique.

#### 4.5.3.2 Modélisation par sources contrôlées:

La représentation par un circuit équivalent comprenant une source liée permet elle de s'affranchir de ce handicap? On définit donc le circuit suivant, valable autour d'un point de fonctionnement donné, et correspondant à l'expression (4.19):

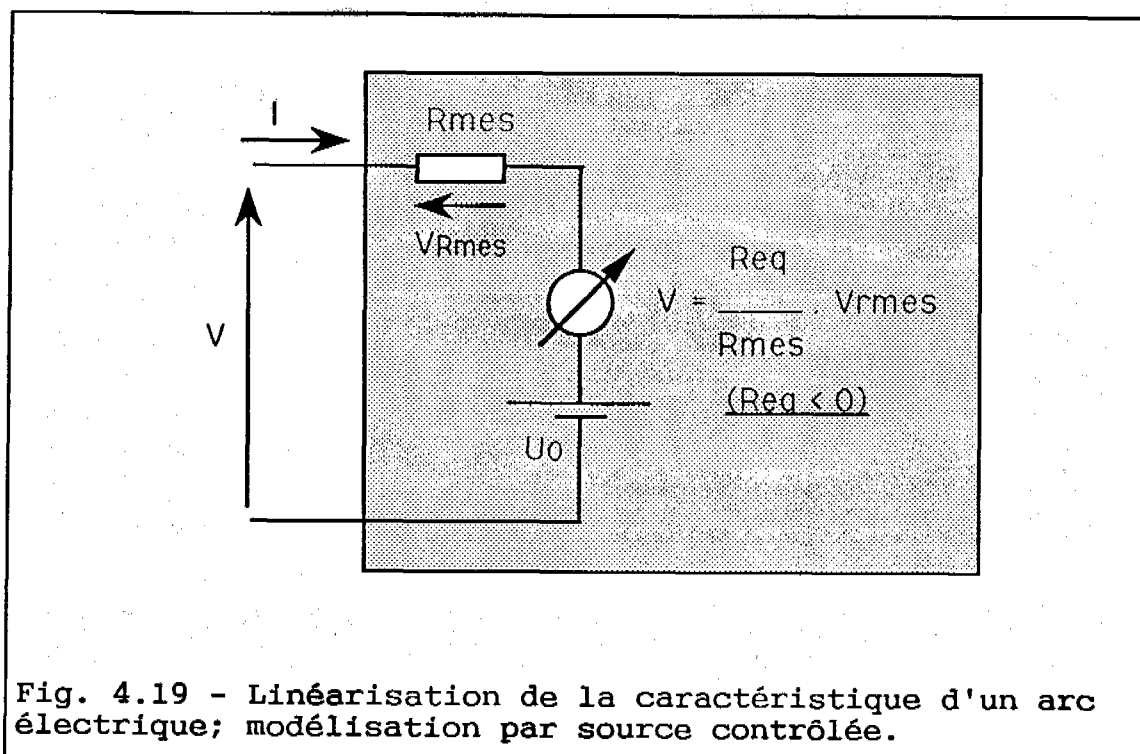
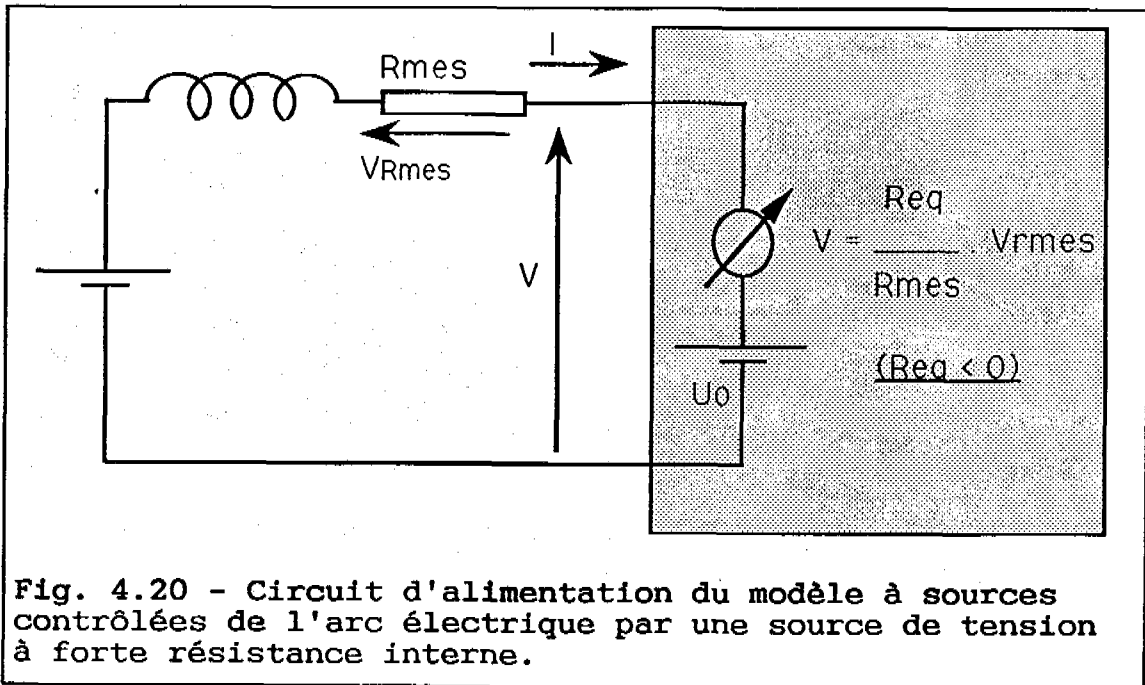


Fig. 4.19 - Linéarisation de la caractéristique d'un arc électrique; modélisation par source contrôlée.

On définit la source contrôlée par son gain (négatif) ( $R_{eq}/R_{mesure}$ ); la résistance de mesure,  $R_{mesure}$ , est placée comme indiqué sur la figure (4.20); elle permet de capter la tension ( $U - U_0$ ). Elle doit par ailleurs avoir une valeur supérieure à celle de la résistance équivalente  $R_{eq}$ , faute de quoi la source contrôlée introduira dans le circuit une constante de temps négative, impossible à prendre en compte avec les méthodes de résolution dont on dispose.

On vérifie la validité du modèle en l'alimentant par une source de tension, comme le présente la figure (4.20); en fait, l'introduction de la résistance de mesure

(de valeur supérieure à celle de  $R_{eq}$ ) transforme la source de tension en source de courant:



#### 4.5.3.3 Résultats de simulation:

Les courbes de la figure (4.21) présentent les résultats de simulation obtenus avec ce circuit. Si on diminue la valeur de la résistance interne de la source de tension jusqu'à ce que  $(R_{int} - R_{eq})$  prenne une valeur négative, la procédure de calcul de l'exponentielle de matrice renvoie une indication d'erreur, car les valeurs propres du circuit ne sont plus toutes négatives.

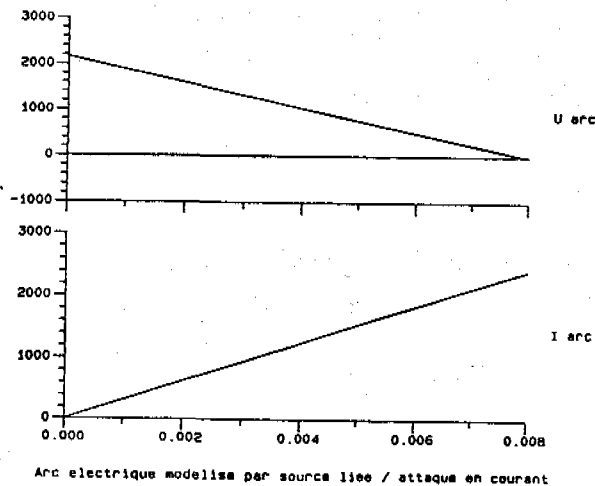
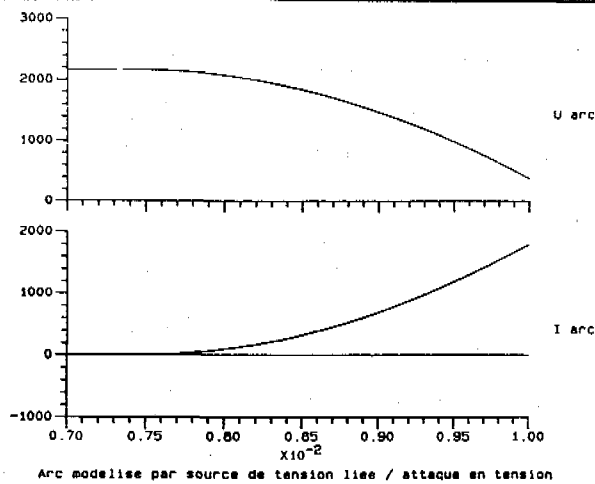


Fig. 4.21 - Simulation du modèle à sources contrôlées de l'arc électrique; alimentation par une source de tension à forte résistance interne.

Alimenter un arc électrique par une source de tension est, comme on peut le constater par une étude analytique ou même graphique sur les caractéristiques de la figure (4.16), une aberration, dans la mesure où l'on ne contrôle en aucune manière le courant d'arc. On aurait aussi bien pu choisir d'alimenter l'arc modélisé par le circuit de la figure (4.19) à l'aide d'une source de courant. Dans ce cas, le courant d'arc n'est plus variable d'état, et le calcul de l'exponentielle de matrice n'est plus pris en défaut.

#### 4.5.3.4 Conclusion:

L'exemple de l'arc électrique qui vient d'être présenté illustre les limitations de définition de sous circuits par l'intermédiaire des structures qui ont été développées; l'utilisation de la structure échantillonnée peut conduire à des résultats trompeurs, apparemment satisfaisants; la résolution se déroule sans problèmes, mais on a en fait introduit ainsi un système non-physique.

Quant à la représentation à l'aide des sources contrôlées, elle n'autorise, de par sa mise en équation automatique et sa résolution par la méthode de l'exponentielle de matrice, que la définition de systèmes simples, mais correspondant localement à un système physique. Pour que la simulation soit possible, il faut prendre garde à ne pas introduire artificiellement, par le choix des valeurs numériques, de constantes de temps à valeur négative.

#### 4.6 Conclusion:

Les sources contrôlées ont été introduites dans cette étude pour prendre en compte les boucles de contrôle de type continu, dans les circuits des convertisseurs statiques. Mais les différents cas présentés dans ce chapitre démontrent que les possibilités qu'elles ouvrent sont beaucoup plus étendues que ce cas particulier. En permettant l'interconnexion de systèmes d'état décrivant le circuit du convertisseur et la dynamique de multiports aussi complexes que des machines électriques, de composants modélisés sous forme de circuits équivalents, de dipôles particuliers, en autorisant la simplification des modèles de composants comme le transformateur, elles étendent de façon considérable le champ des systèmes électriques que l'on



## 6. CONCLUSION GENERALE:

Le but de ce travail était de construire des méthodes d'étude permettant la simulation des convertisseurs statiques munis de boucles de contrôle.

Bâties sur les acquis qui ont conduit à l'écriture des codes S.A.C.S.O. et S.C.R.I.P.T., et utilisant pour base de développement les versions récentes de ce dernier logiciel, les structures qui sont proposées et ont été mises en oeuvre permettent:

- de prendre en compte de façon aussi fine que souhaité les systèmes de convertisseurs munis de boucles de contrôle en mode échantillonné.

Moyennant quelques précautions d'emploi, cette approche permet également de simuler des boucles de contrôle continues et des éléments à caractéristique non linéaire. La facilité de son emploi en fait un outil d'investigation performant et fiable. Par ailleurs, la création d'une bibliothèque de sous-programmes de régulation associés à un ensemble important de circuits facilite grandement l'étude des cas les plus courants.

- par l'introduction de sources contrôlées, de simuler finement, avec des performances en temps de calcul et en précision améliorées, les convertisseurs statiques munis de boucles de contrôle continues (analogiques) linéaires ou linéarisables par morceaux. Un peu plus complexe à utiliser, dans son état actuel, que la structure précédente, elle gagnerait à voir développé son aspect conversationnel afin d'en faire un outil utilisable par les non-initiés. La construction d'une bibliothèque, comme pour le cas précédent, permettrait également d'en faciliter l'usage.

Mais les nouveaux éléments de type quadripôles incluant une source contrôlée que l'on a été amené à introduire, pour construire cette dernière structure, sont extrêmement riches de possibilités, dans la mesure où ils autorisent la définition de nouveaux modèles de composants (dipôles particuliers et semi-conducteurs), et l'introduction des modèles de Park des machines tournantes. Le champ d'investigation qu'ils ouvrent est très vaste et devrait pouvoir conduire à la création d'un logiciel permettant de simuler le fonctionnement d'associations de convertisseurs et de machines, munis de boucles de contrôle. D'autres versions, plus tournées vers l'étude des contraintes imposées aux semi-conducteurs, font usage des sources liées pour définir des modèles sophistiqués de ces composants.

**ANNEXE 1: MISE EN EQUATION DANS L'ESPACE D'ETAT:**

**1. Construction des équations du système d'état:**

L'analyse topologique du circuit étudié conduit à l'expression matricielle suivante des lois de Kirschhoff des courants et tensions:

$$\begin{bmatrix} V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{mc} \\ V_{mr} \\ V_{ml} \\ V_{mj} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_5 & s_6 & s_7 & s_8 \\ s_9 & s_{10} & s_{11} & s_{12} \\ s_9 & s_{10} & s_{11} & s_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_e \\ V_{bc} \\ V_{br} \\ V_{br} \end{bmatrix} - [B1] \quad (a1.1)$$

$$\begin{bmatrix} I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_e \\ I_{bc} \\ I_{br} \\ I_{bl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1t} & s_{2t} & s_{3t} & s_{4t} \\ s_{5t} & s_{6t} & s_{7t} & s_{8t} \\ s_{9t} & s_{10t} & s_{11t} & s_{12t} \\ s_{9t} & s_{10t} & s_{11t} & s_{12t} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{mc} \\ I_{mr} \\ I_{ml} \\ I_j \end{bmatrix} + [B1]^t \quad (a1.2)$$

où:

- V<sub>mc</sub> : tension maillon capacitif
- V<sub>mr</sub> : tension maillon résistif
- V<sub>ml</sub> : tension maillon inductif
- V<sub>mj</sub> : tension source de courant (composant maillon)
- V<sub>bc</sub> : tension branche capacitive
- V<sub>br</sub> : tension branche résistive
- V<sub>bl</sub> : tension branche inductive
- V<sub>e</sub> : tension source de tension (composant branche)

C'est à l'algorithme de Welsh qu'est confié la construction de la matrice [B1], à partir de la matrice d'incidence.

Notes:

La matrice [B1] peut être partiellement déterminée à partir de simples considérations d'ordre topologique et des règles de constitution de "l'arbre normal" (voir la définition de cet arbre à l'annexe 2).

$s_3 = s_4 = 0$ . En effet les tensions aux bornes des maillons capacitifs [Vmc] sont uniquement fonctions des tensions d'alimentation [Ve] et des tensions aux bornes des branches capacitives [Vbc].

$s_4 = s_8 = 0$ . En effet, les courants dans les branches inductives [Ibl] sont uniquement fonctions des courants d'alimentation [Ij] et des courants dans les maillons inductifs [Iml] - proposition duale de la précédente -.

On exprime ensuite les relations tension - courant propres à chaque type de composant.

Pour les branches résistives, on a:  $V_{br} = R_1 \cdot I_{br}$   
où  $R_1$  est une matrice diagonale:

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & r_n \end{bmatrix} \quad (a1.3)$$

où:  $r_k$  résistances branches

de même pour les maillons résistifs:  
 $V_{mr} = R_2 \cdot I_{mr}$ , où  $R_2$  est une matrice diagonale:

$$R_2 = \begin{bmatrix} r'1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r'2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & r'n \end{bmatrix} \quad (a1.4)$$

où:  $r'_k$  résistances maillons

pour les branches capacitives:

$$I_{bc} = C1 \cdot \frac{dV_{bc}}{dt} \quad (a1.5)$$

où C1 est diagonale:

$$C1 = \begin{bmatrix} c1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 0 & c_n \end{bmatrix} \quad (a1.6)$$

où:  $c_k$  capacités branches

pour les maillons capacitifs:

$$I_{mc} = C2 \cdot \frac{dV_{mc}}{dt} \quad (a1.7)$$

où C2 est une matrice diagonale:

$$c2 = \begin{bmatrix} c'1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c'2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 0 & c'_n \end{bmatrix} \quad (a1.8)$$

où:  $c'_k$  capacités maillons

pour les maillons inductifs et les branches inductives, il faut tenir compte d'éventuels couplages inductifs:

$$V_{m1} = L2 \cdot \frac{dI_{m1}}{dt} + M^t \cdot \frac{dI_{b1}}{dt} \quad (a1.9)$$

$$V_{b1} = L1 \cdot \frac{dI_{b1}}{dt} + M \cdot \frac{dI_{m1}}{dt} \quad (a1.10)$$

où L1 et L2 sont des matrices carrées, M une matrice rectangulaire:

$$L1 = \begin{bmatrix} l_{11} & & & \\ & l_{22} & & \\ & & \dots & \\ & & & l_{nn} \end{bmatrix} \quad (m) \quad : \text{ inductances branches} \quad (a1.11)$$

où: les  $(m)$  sont les mutuelles entre inductances branches.

et:

$$L2 = \begin{bmatrix} l'1 & & \\ & l'2 & (m') \\ & (m') & \ddots \\ & & & l'n \end{bmatrix} : \text{ inductances maillons} \quad (\text{a1.12})$$

où: les  $(m')$  sont les mutuelles entre inductances maillons.

$$M = [ m_{ij} ] \quad (\text{a1.13})$$

M est la matrice des mutuelles inductances entre branches et maillons inductifs.

remarque 1: les matrices L1 et L2 ne sont pas diagonales, mais sont symétriques:  $L1_{ij} (i \neq j) =$  mutuelle inductance entre l'inductance branche li et l'inductance branche lj =  $L1_{ji}$ ; même propriété pour la matrice L2, avec les inductances maillons.

remarque 2: le couplage entre les inductances ne peut être parfait (ce qui correspond à la réalité physique). La mise en équation peut en effet réclamer l'inversibilité de L1 et L2 (voir la matrice T2).

Cet ensemble de relations est regroupé, suivant les types des composants, et trouve une expression matricielle, où s'intègrent par blocs les matrices décrites précédemment:

$$\begin{bmatrix} Ibc \\ Imc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C1 & 0 \\ 0 & C2 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Vbc \\ Vmc \end{bmatrix} \quad (\text{a1.14})$$

$$\begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{b1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L1 & M^t \\ M & L2 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{m1} \\ I_{b1} \end{bmatrix} \quad (\text{a1.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{br} \\ V_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R1 & 0 \\ 0 & R2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{br} \\ I_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{a1.16})$$

On cherche à établir une équation d'état de la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{bc} \\ I_{m1} \end{bmatrix} = [A] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{bc} \\ I_{m1} \end{bmatrix} + [B] \cdot \begin{bmatrix} V_e \\ I_j \end{bmatrix} + [E] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_e \\ I_j \end{bmatrix} \quad (\text{a1.17})$$

On calcule en premier lieu:

$$\frac{dV_{bc}}{dt} :$$

$$\begin{aligned} I_{bc} &= C1 \cdot \frac{dV_{bc}}{dt} \\ &= s2^t \cdot I_{mc} + s6^t \cdot I_{mr} + s10^t \cdot I_{m1} + s14^t \cdot I_j \end{aligned} \quad (\text{a1.18})$$

or:

$$V_{mr} = -s5 \cdot V_e - s6 \cdot V_{bc} - s7 \cdot V_{br} - s8 \cdot V_{b1} \quad (\text{a1.19})$$

avec:  $s8=0$  et en développant  $V_{br}$ , on a alors:

$$\begin{aligned} R2 \cdot I_{mr} &= -s5 \cdot V_e - s6 \cdot V_{bc} - s7 \cdot R1 \cdot [(s3^t \cdot I_{mc}) + s7^t \cdot I_{mr} \\ &\quad + s11^t \cdot I_{m1} + s15^t \cdot I_j] \end{aligned} \quad (\text{a1.20})$$

avec  $s3=0$  et en regroupant les termes en  $I_{mr}$ :

$$(R2 + s7.R1.s7^t).Imr = -s5.Ve - s6.Vbc - s7.R1.s11^t.Iml - s7.R1.s15^t.Ij \quad (a1.21)$$

on pose alors:

$$\underline{H1 = R2 + s7.R1.s7^t} \quad (a1.22)$$

d'où l'expression de Imr:

$$Imr = -H1^{-1}.s6.Vbc - H1^{-1}.s7.R1.s11^t.Iml - H1^{-1}.s5.Ve - H1^{-1}.s7.R1.s15^t.Ij \quad (a1.23)$$

On reporte cette expression dans l'équation (a1.18):

$$C1.\frac{dVbc}{dt} = s6^t.(-H1^{-1}.s6.Vbc - H1^{-1}.s7.R1.s11^t.Iml - H1^{-1}.s5.Ve - H1^{-1}.s7.R1.s15^t.Ij) + s2^t.Imc + s10.Iml + s14^t.Ij \quad (a1.24)$$

En utilisant:

$$Imc = C2.\frac{dVmc}{dt} = -C2.(s1.\frac{dVe}{dt} + s2.\frac{dVbc}{dt}) \quad (a1.25)$$

on a:

$$s2^t.Imc = -s2^t.C2.s1.\frac{dVe}{dt} - s2^t.C2.s2.\frac{dVbc}{dt} \quad (a1.26)$$

et en posant:

$$\underline{T1 = C1 + s2^t.C2.s2} \quad (a1.27)$$

on reporte dans (a1.24):



$$\begin{aligned}
T1 \cdot \frac{dVbc}{dt} = & -(s6^t.H1^{-1}.s6) \cdot Vbc \\
& -(s6^t.H1^{-1}.s7.R1.s11^t - s10^t) \cdot Iml \\
& -(s6^t.H1^{-1}.s7.R1.s15^t - s14^t) \cdot Ij \\
& -(s2^t.C2.s1) \cdot \frac{dVe}{dt} \\
& -(s6^t.H1^{-1}.s5) \cdot Ve
\end{aligned} \tag{a1.28}$$

d'où, l'expression du vecteur:

$$\begin{aligned}
\frac{dVbc}{dt} = & -T1^{-1} \cdot (s6^t.H1^{-1}.s6) \cdot Vbc \\
& -T1^{-1} \cdot (s6^t.H1^{-1}.s7.R1.s11^t - s10^t) \cdot Iml \\
& -T1^{-1} \cdot (s6^t.H1^{-1}.s7.R1.s15^t - s14^t) \cdot Ij \\
& -T1^{-1} \cdot (s2^t.C2.s1) \cdot \frac{dVe}{dt} \\
& -T1^{-1} \cdot (s6^t.H1^{-1}.s5) \cdot Ve
\end{aligned} \tag{a1.29}$$

on exprime maintenant la seconde partie de la dérivée du vecteur d'état:

$$Vml = L2 \cdot \frac{dIml}{dt} + M^t \cdot \frac{dIbl}{dt} \tag{a1.30}$$

on a:

$$Vml = -s9.Ve - s10.Vbc - s11.Vbr - s12.Vbl \tag{a1.31}$$

or:

$$\frac{dIbl}{dt} = \frac{d}{dt} (s12^t.Iml + s16^t.Ij) \tag{a1.32}$$

et:

$$Vbl = L1 \cdot \frac{dIbl}{dt} + M \cdot \frac{dIml}{dt} \tag{a1.33}$$

il manque Vbr :

$$\begin{aligned} V_{br} &= R_1 \cdot I_{br} \\ &= R_1 \cdot (s_3^t \cdot I_{mc} + s_7^t \cdot I_{mr} + s_{11}^t \cdot I_{m1} + s_{15}^t \cdot I_j) \end{aligned} \quad (a1.34)$$

$$\text{avec: } I_{mr} = R_2^{-1} \cdot V_{mr} \text{ et } s_3 = 0 \quad (a1.35)$$

on a alors:

$$V_{br} = R_1 \cdot s_7^t \cdot R_2^{-1} \cdot V_{mr} + R_1 \cdot s_{11}^t \cdot I_{m1} + R_1 \cdot s_{15}^t \cdot I_j \quad (a1.36)$$

On pose :

$$H_2 = 1 + R_1 \cdot s_7^t \cdot R_2^{-1} \cdot s_7 \quad (a1.37)$$

et on reporte l'expression :

$$V_{mr} = -s_5 \cdot V_e - s_6 \cdot V_{bc} - s_7 \cdot V_{br} \quad (a1.38)$$

donc:

$$\begin{aligned} V_{br} &= R_1 \cdot s_7^t \cdot R_2^{-1} \cdot (-s_5 \cdot V_e - s_6 \cdot V_{bc} - s_7 \cdot V_{br}) \\ &\quad + R_1 \cdot s_{11}^t \cdot I_{m1} + R_1 \cdot s_{15}^t \cdot I_j \end{aligned} \quad (a1.39)$$

soit:

$$\begin{aligned} V_{br} &= -H_2^{-1} \cdot R_1 \cdot s_7^t \cdot R_2^{-1} \cdot s_6 \cdot V_{bc} \\ &\quad + H_2^{-1} \cdot R_1 \cdot s_{11}^t \cdot I_{m1} \\ &\quad - H_2^{-1} \cdot R_1 \cdot s_7^t \cdot R_2^{-1} \cdot s_5 \cdot V_e \\ &\quad - H_2^{-1} \cdot R_1 \cdot s_{15}^t \cdot I_j \end{aligned} \quad (a1.40)$$

donc:

$$V_{m1} = L_2 \cdot \frac{dI_{m1}}{dt} + M^t \cdot \frac{d(s_{12}^t \cdot I_{m1} + s_{16}^t \cdot I_j)}{dt} \quad (a1.41)$$

$$\begin{aligned}
V_{m1} = & -s_9.V_e - s_{10}.V_{bc} \\
& -s_{11}.[ -H_2^{-1}.R_1.s_7^t.R_2^{-1}.s_6 . V_{bc} \\
& \quad + H_2^{-1}.R_1.s_{11}^t . I_{m1} \\
& \quad - H_2^{-1}.R_1.s_7^t.R_2^{-1}.s_5. V_e \\
& \quad - H_2^{-1}.R_1.s_{15}^t . I_j ] \quad (a1.42)
\end{aligned}$$

on pose:

$$\underline{T_2} = L_2 + M^t.s_{12}^t + s_{12}.M + s_{12}.L_1.s_{12}^t \quad (a1.43)$$

et on développe l'expression de la dérivée de  $I_{m1}$ :

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{m1}}{dt} = & T_2^{-1}.(s_{11}.H_2^{-1}.R_1.s_7^t.R_2^{-1}.s_6 -s_{10}) . V_{bc} \\
& - T_2^{-1}.s_{11}.H_2^{-1}.R_1.s_{11}^t . I_{m1} \\
& + T_2^{-1}.(s_{11}.H_2^{-1}.R_1.s_7^t.R_2^{-1}.s_5 -s_9) . V_e \\
& - T_2^{-1}.s_{11}.H_2^{-1}.R_1.s_{15}^t . I_j \\
& - T_2^{-1}.(M^t.s_{16}^t+s_{12}.L_1.s_{16}^t) . \frac{dI_j}{dt} \quad (a1.44)
\end{aligned}$$

Les expressions (a1.29) et (a1.44) fournissent donc les équations du système d'état. Le vecteur d'état et le vecteur des excitations ayant respectivement pour composantes:

$$X = \begin{bmatrix} V_{bc} \\ I_{m1} \end{bmatrix} \quad (a1.45)$$

et:

$$U = \begin{bmatrix} V_e \\ I_j \end{bmatrix} \quad (a1.46)$$

on a alors l'équation d'état classique:

$$\frac{dX}{dt} = [A] \frac{dX}{dt} + [B].U + E \frac{dU}{dt} \quad (\text{a1.47})$$

Les relations (a1.29) et (a1.44) permettent d'établir les expressions des matrices [A], [B] et [E]:

$$[A] = \begin{bmatrix} -T1^{-1}.s6^t.H1^{-1}.s6 & -T1^{-1}.(s6^t.H1^{-1}.s7.R1.s11^t-s10^t) \\ T2^{-1}.(s11.H2^{-1}.R1.s7^t.R2^{-1}.s6-s10) & -T2^{-1}.s11.H2^{-1}.R1.s11^t \end{bmatrix} \quad (\text{a1.48})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -T1^{-1}.s6^t.H1^{-1}.s5 & -T1^{-1}.(s6^t.H1^{-1}.s7.R1.s15^t-s14^t) \\ T2^{-1}.(s11.H2^{-1}.R1.s7^t.R2^{-1}.s5-s9) & -T2^{-1}.s11.H2^{-1}.R1.s15^t \end{bmatrix} \quad (\text{a1.49})$$

$$E = \begin{bmatrix} -T1^{-1}.(s2^t.C2.s1) & 0 \\ 0 & -T2^{-1}.(M^t.s16^t+s12.L1.s16^t) \end{bmatrix} \quad (\text{a1.50})$$

Le plus souvent, la matrice [E] est nulle, sauf dans le cas où le circuit présente une maille capacitive comprenant une source de tension ou une coupure inductive incluant une source de courant. Dans ce cas, on peut s'en affranchir en posant:

$$X_n = X - E.U \quad (\text{a1.51})$$

et on obtient le système:

$$\frac{dX_n}{dt} = [A] \frac{dX_n}{dt} + ([B] + [A].E).U \quad (\text{a1.52})$$

$$X = X_n + E.U \quad (a1.53)$$

## 2. Construction des matrices de sortie:

Les grandeurs que l'on souhaite pouvoir observer, en plus des variables d'état, sont les tensions résistives, au rang desquelles se trouvent les tensions aux bornes des semi-conducteurs. (leur connaissance est nécessaire pour gérer les changements d'état (bloqué ou passant) des interrupteurs).

On pose donc pour le vecteur de sortie Y:

$$Y = \begin{bmatrix} V_{br} \\ V_{mr} \end{bmatrix} \quad (a1.54)$$

où :

$V_{br}$  est le vecteur des tensions aux bornes des résistances branches.

$V_{mr}$  est le vecteur des tensions aux bornes des résistances maillons.

$$\text{On a: } V_{mr} = R_2 \cdot I_{mr} \quad (a1.55)$$

et les calculs du paragraphe précédent (relations (a1.23) et (a1.40) permettent d'écrire matriciellement:

$$\begin{bmatrix} V_{br} \\ I_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_2^{-1}.R_1.s_7^t.R_2^{-1}.s_6 & H_2^{-1}.R_1.s_{11}^t \\ -H_1^{-1}.s_6 & -H_1^{-1}.s_7.R_1.s_{11}^t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{bc} \\ I_{ml} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} -H_2^{-1}.R_1.s_7^t.R_2^{-1}.s_5 & H_2^{-1}.R_1.s_{15}^t \\ -H_1^{-1}.s_5 & -H_1^{-1}.s_7.R_1.s_{15}^t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_e \\ I_j \end{bmatrix} \quad (a1.56)$$

**ANNEXE 2: ANALYSE TOPOLOGIQUE; ALGORITHME DE WELSH:**

**1. Rappel des définitions topologiques:**

Le circuit électrique est considéré dans son approche topologique: il forme un graphe orienté (ensemble d'arêtes orientées reliant des noeuds), dont les arêtes sont constituées des composants du circuit.

De ce graphe, on extrait un arbre, c'est à dire un sous-ensemble des arêtes du circuit reliant tous les noeuds sans former de mailles. Celles-ci seront appelées branches de l'arbre. Les arêtes restantes, n'appartenant pas à l'arbre normal, portent le nom d'arêtes maillons.

note: ici apparaît l'intérêt de numérotter les arêtes afin d'assurer l'unicité de l'arbre. Celui-ci se construit dans l'ordre de numérotation des arêtes, en excluant toute arête fermant une maille. Un ordre de numérotation arbitraire et systématique a été choisi; l'arbre unique qui en découle est appelé "arbre normal".

remarque: le nombre de branches est indépendant du nombre d'arêtes du graphe; il est égal au nombre de noeuds moins 1. Il y a:  $\{(\text{nombre d'arêtes}) - (\text{nombre de noeuds}) + 1\}$  maillons. On notera:

où:

N: le nombre de noeuds du graphe.

A: le nombre d'arêtes du graphe.

Coupure: ensemble d'arêtes qui, enlevé du graphe, permet de couper celui-ci en deux sous-graphes distincts,

dont la réunion contient tous les noeuds du graphe initial.

**EXEMPLE:**

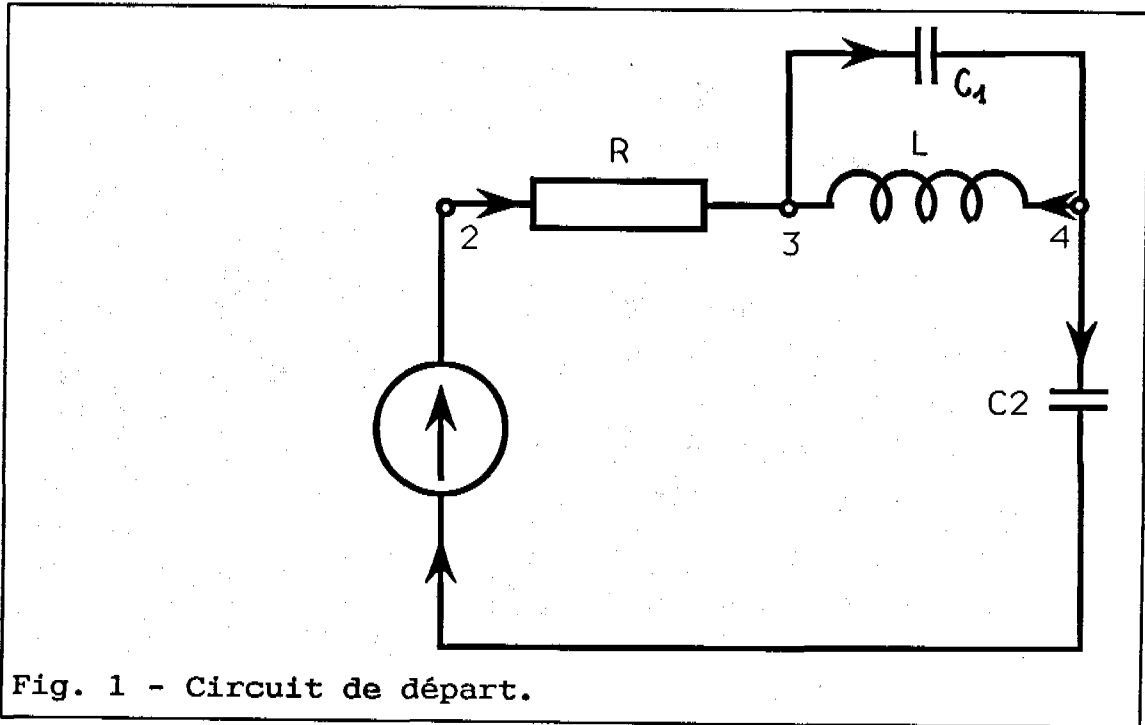


Fig. 1 - Circuit de départ.

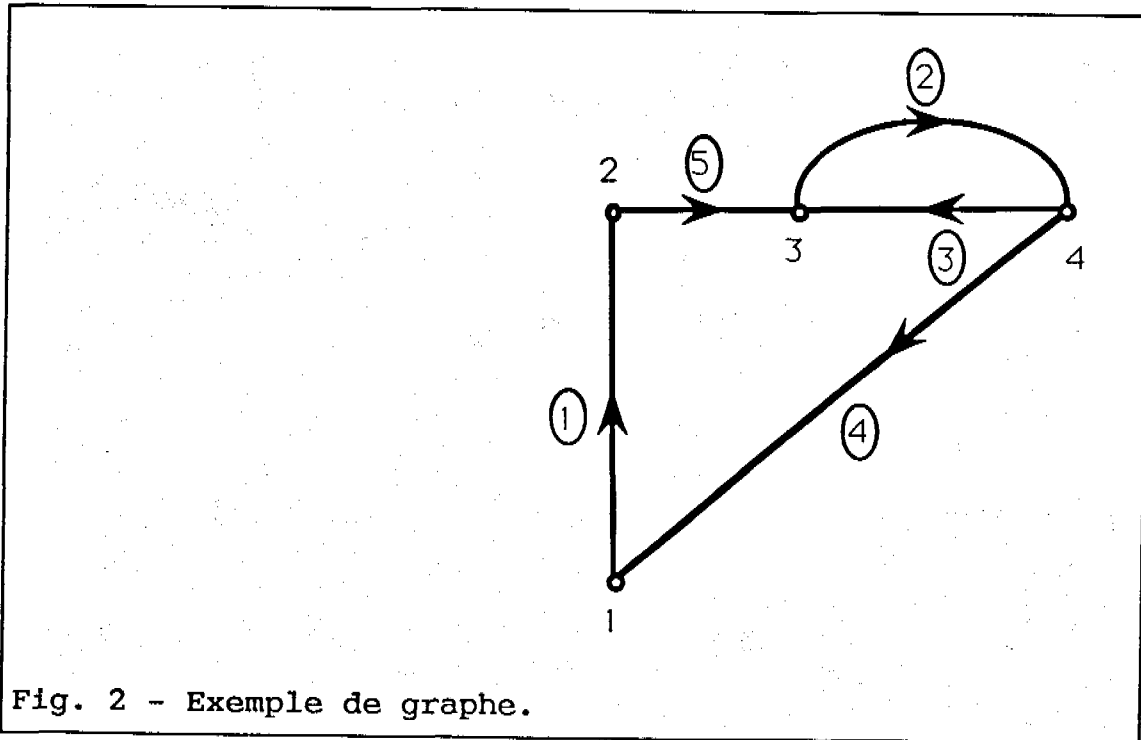
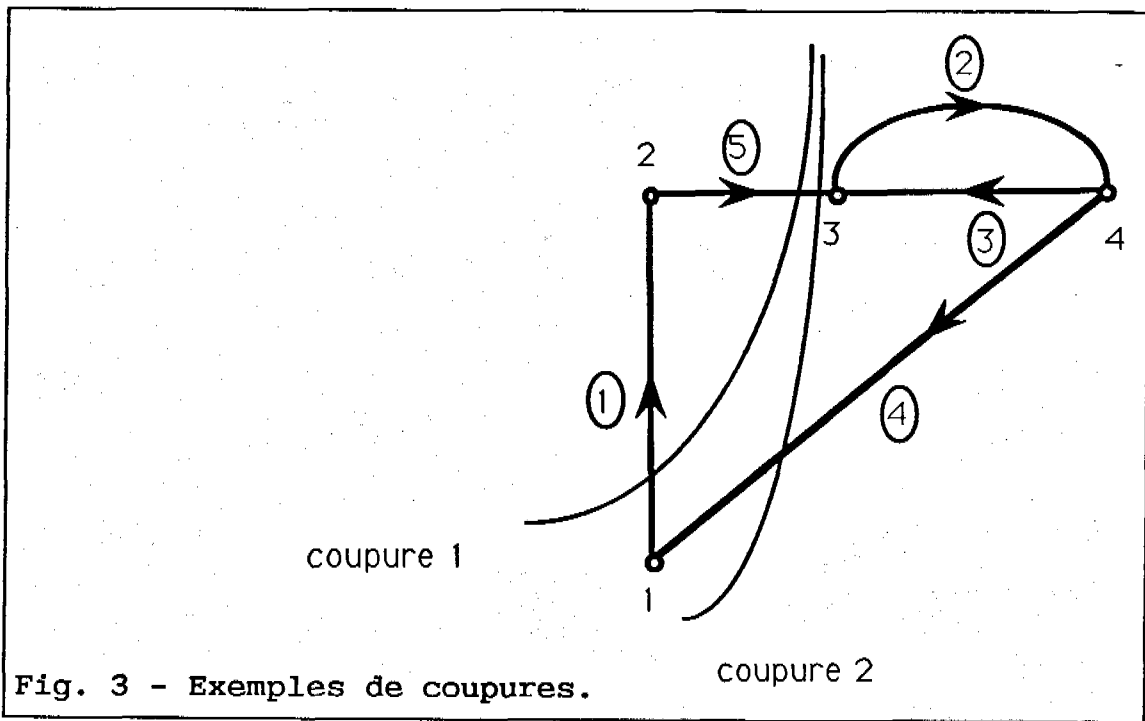
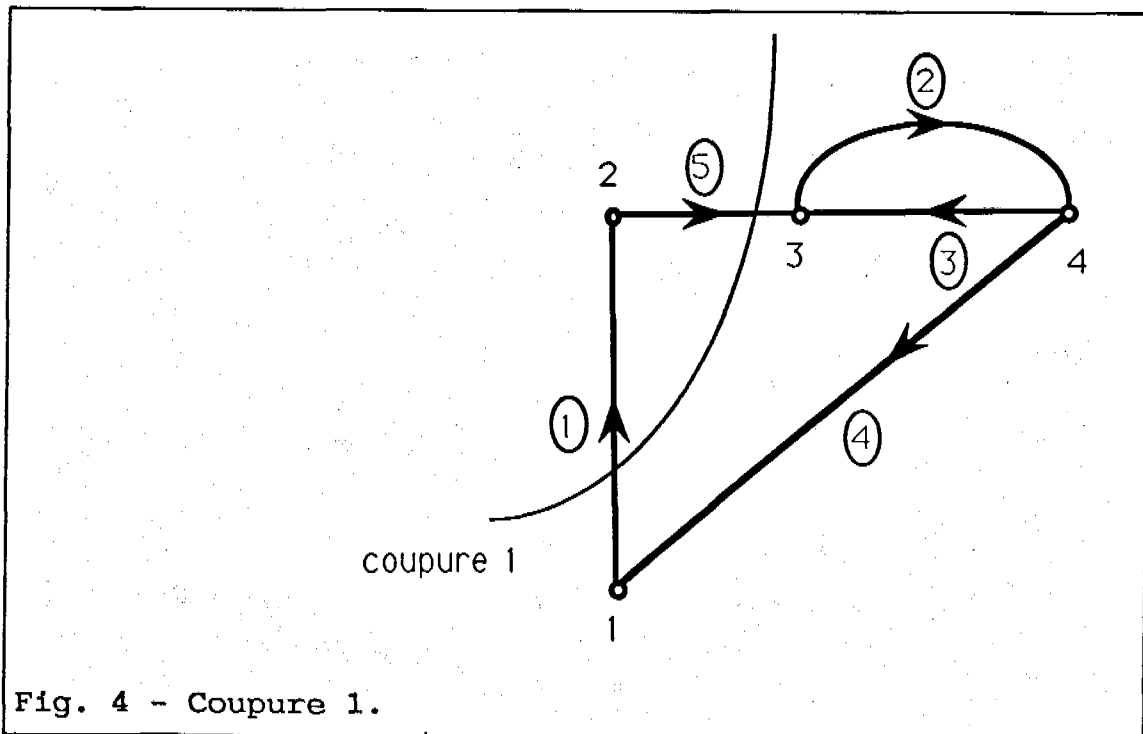


Fig. 2 - Exemple de graphe.

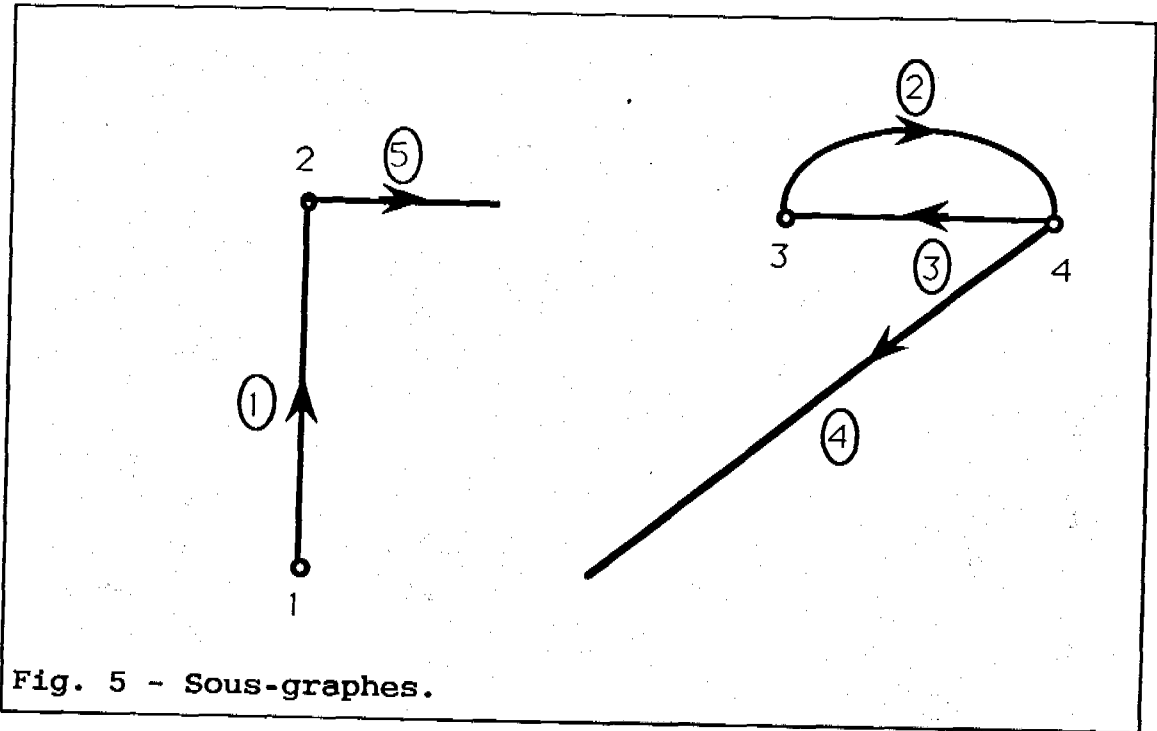
Les deux coupures séparent le graphe en deux sous-graphes.



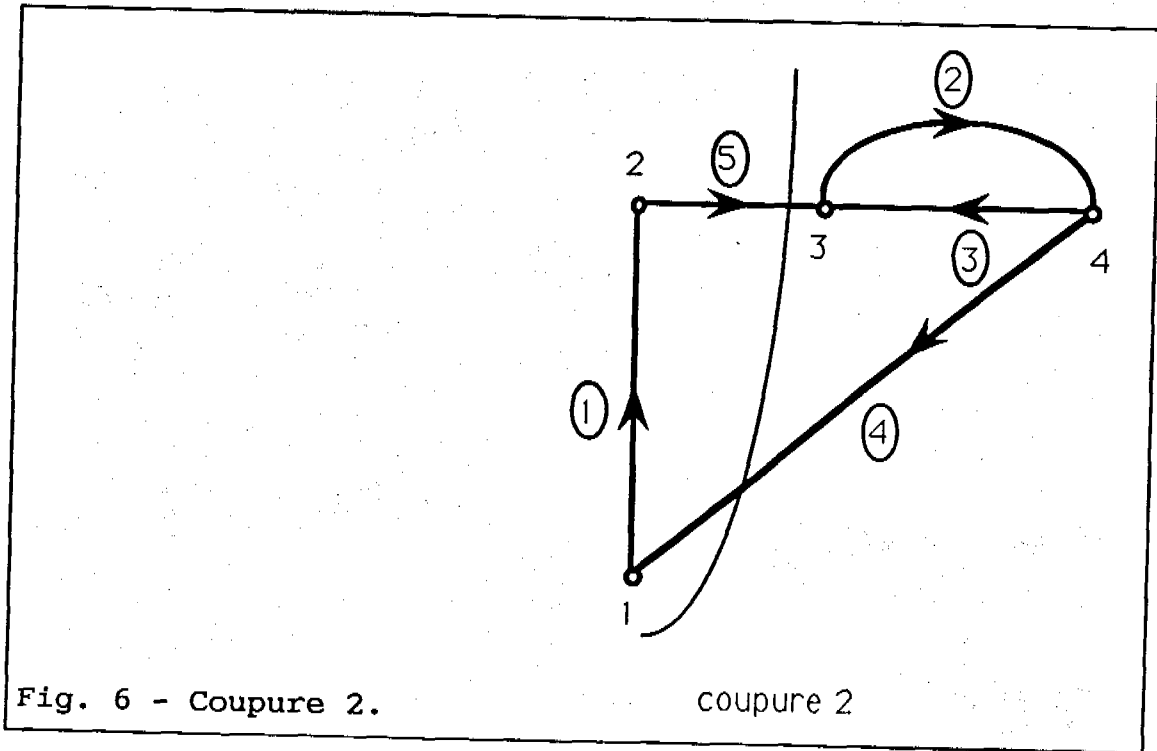
La coupure 1 divise le graphe en deux sous-graphes:







De même pour la coupure 2:



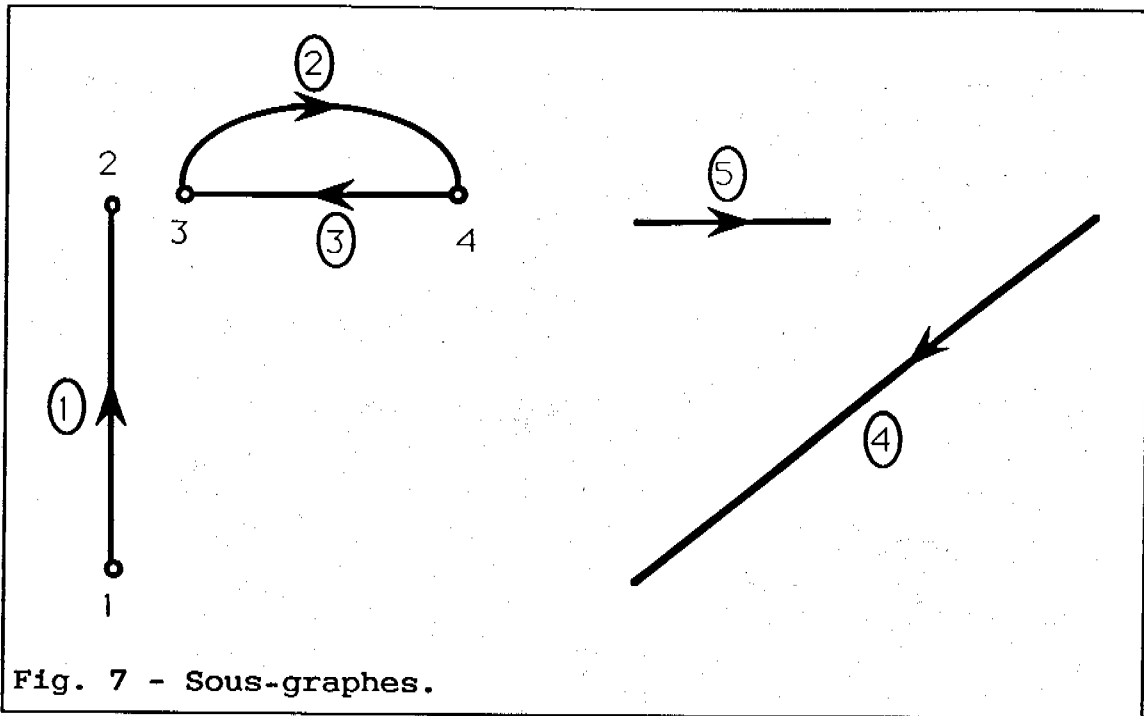


Fig. 7 - Sous-graphes.

note: la somme des courants circulant dans les arêtes d'une coupure est nulle. En effet, si l'on exprime les lois des noeuds pour un des sous-graphes séparés par la coupure et que l'on additionne membre à membre les relations obtenues, les courants relatifs aux arêtes du sous-graphe se simplifieront deux à deux. Il ne restera que les courants circulant dans la coupure.

Coupure fondamentale: coupure dont l'ensemble des arêtes constitutives ne contient qu'une arête branche. Le nombre de coupures fondamentales est donc égal au nombre de branches, soit  $(N-1)$ . On donne aux coupures fondamentales les mêmes numéros et orientations que les branches qui les caractérisent.

Maille: ensemble d'arêtes formant une boucle. La somme des tensions le long d'une maille est nulle.

Maille fondamentale: maille ne contenant qu'un maillon. Le nombre de mailles fondamentales est donc égal au nombre de maillons, soit:  $A-N+1$ .

On donne aux mailles fondamentales les mêmes numéro et orientation que les maillons qui les caractérisent.

On exprime les particularités topologiques du circuit étudié en construisant la matrice d'incidence, la matrice des coupures fondamentales et la matrice des mailles fondamentales:

Matrice d'incidence: c'est la matrice dont le terme général  $a_{ij}$  est défini de la façon suivante:

$a_{ij} = 1$  si l'arête  $j$  part du noeud  $i$   
 $a_{ij} = -1$  si l'arête  $j$  arrive au noeud  $i$   
 $a_{ij} = 0$  si le noeud  $i$  n'est pas à une extrémité de l'arête  $j$ .

La dimension de cette matrice est donc  $(N.A)$ . Une arête partant d'un seul noeud et arrivant à un noeud, les termes d'une colonne sont tous nuls sauf deux qui valent 1 et -1. Le nombre de termes non nuls d'une ligne indique, pour chaque noeud, le nombre d'arête arrivant ou partant de ce noeud. Il doit y avoir au moins deux termes non nuls, sinon cela signifie que le montage a une "patte en l'air".

Matrices des coupures fondamentales: c'est la matrice de terme général  $k_{ij}$  défini par:

$k_{ij} = 1$  si l'arête  $j$  appartient à la coupure avec la même orientation  
 $k_{ij} = -1$  si l'arête  $j$  appartient à la coupure avec une orientation opposée.  
 $k_{ij} = 0$  si l'arête  $j$  n'appartient pas à la coupure.

La dimension de cette matrice est  $(N-1).A$ . On peut la décomposer en deux sous-matrices en considérant

d'abord les branches puis les maillons:

$$K = \begin{array}{c} \text{(A)} \\ \left[ \begin{array}{cc} K1 & K2 \end{array} \right] \\ \left. \begin{array}{cc} (N-1) & (A-N+1) \end{array} \right\} \end{array} \quad (N-1) \quad (\text{a2.1})$$

Par définition des coupures fondamentales, la matrice [K1] est la matrice unité, et la somme des courants circulant dans une coupure étant nulle, on a:

$$K \cdot [i] = 0 \quad (\text{a2.2})$$

soit:

$$[K1 \ ; \ K2] \cdot \begin{bmatrix} i_b \\ i_m \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{a2.3})$$

( $i_b$ : courants branches;  $i_m$ : courants maillons)

soit:

$$[i_b] = - [K2] \cdot [i_m] \quad (\text{a2.4})$$

car:  $[K1] = 1$

Matrice des mailles fondamentales: c'est la matrice de terme général  $b_{ij}$  défini par:

$b_{ij} = +1$  si l'arête  $j$  appartient à la maille fondamentale  $i$  avec la même orientation.

$b_{ij} = -1$  si l'arête  $j$  appartient à la maille fondamentale  $i$  avec une orientation opposée.

$b_{ij} = 0$  si l'arête  $j$  n'appartient pas à la maille fondamentale  $i$ .

La dimension de cette matrice est donc:  $(A-n+1).A$

. On la décompose en deux sous-matrices en considérant en premier lieu les branches:

$$[B] = \begin{array}{c} \text{(A)} \\ \left[ \begin{array}{c|c} \text{B 1} & \text{B 2} \\ \hline \text{(N - 1)} & \text{(A - N + 1)} \end{array} \right] \end{array} \quad \text{(A - N + 1) (a2.5)}$$

Par définition de la maille fondamentale, la matrice [B2] est la matrice unité et la somme des tensions le long d'une maille étant nulle,

$$[B] \cdot [V] = 0 \quad \text{(a2.6)}$$

soit:

$$[B1 \mid B2] \cdot \begin{bmatrix} v_b \\ v_m \end{bmatrix} = 0 \quad \text{(a2.7)}$$

(v<sub>b</sub>: tensions branches; v<sub>m</sub>: tensions maillons)

donc:

$$[v_m] = - [B1] \cdot [v_b] \quad \text{(a2.8)}$$

car: [B2] = 1

Note: relation entre [B1] et [K2]:. le terme b<sub>ij</sub> de la matrice [B1] correspond à la matrice fondamentale <i> (c'est à dire au maillon (i)) et à la branche (j); le terme k<sub>ij</sub> de la matrice [K2] correspond à la coupure fondamentale J (c'est à dire à la branche (j)) et au maillon (i). Si b<sub>ij</sub> = 0, cela signifie que la maille fondamentale <i> ne contient pas la branche (j).

La coupure fondamentale J ne peut couper le maillon (i) sans couper d'autres branches; le maillon (i) n'appartient donc pas à cette coupure; d'où:

si  $b_{ij} = 0$ , alors:  $k_{ji} = 0$

si  $b_{ij} = \pm 1$ , cela signifie que la maille fondamentale  $\langle i \rangle$  contient la branche  $(j)$ .

La coupure fondamentale  $J$  ne peut sortir de la maille fondamentale  $\langle i \rangle$  qu'en coupant le maillon  $(i)$ ; les deux cas d'orientation possible montrent que:

$$\text{si } b_{ij} = 1, \text{ alors: } k_{ji} = -1 \quad (\text{a2.9})$$

$$\text{si } b_{ij} = -1, \text{ alors: } k_{ji} = 1 \quad (\text{a2.10})$$

$$\text{donc: } \underline{b_{ij} = -k_{ij}} \quad (\text{a2.11})$$

conclusion: $[K2] = - [B1]^t$ <span style="float: right;">(a2.12)</span>
--

## 2. Algorithme de Welsh:

On procède alors à la mise en équation du circuit en déterminant une des deux matrices  $[B1]$  ou  $[K2]$  (l'information est équivalente car:  $\underline{[K2] = - [B1]^t}$ ). L'algorithme de Welsh permet de déterminer, de façon automatique, la matrice  $[K2]$  à partir de la matrice d'incidence. Celle-ci est facile à obtenir numériquement si on définit chaque arête par son noeud de départ et son noeud d'arrivée.

### Enoncé de l'algorithme:

Soit  $[F]$  la matrice d'incidence (supposée connue). Pour chaque colonne  $j$  de  $[F]$ , on considère le premier élément non nul  $a_{ij}$  tel qu'aucun élément de la ligne  $i$  n'ait été déjà choisi dans les colonnes précédentes (c'est à dire que c'est la première fois que l'on considère le noeud  $i$ ). S'il existe un tel élément, on affecte à la colonne  $j$  considérée le numéro  $[i]$ ; sinon,

on lui affecte le numéro 0.

On remplace ensuite toute ligne ayant un élément non nul en j ième colonne par sa somme ou sa différence avec la i ème ligne de façon que a<sub>ij</sub> reste le seul élément non nul en j ième colonne.

On obtient ainsi l'arbre recherché en prenant les arêtes, c'est à dire les colonnes qui ont des numéros non nuls. On permute ensuite les colonnes de la matrice de manière à classer ces colonnes avec des numéros croissants. La matrice [F'] obtenue en supprimant l'une des lignes est une matrice de coupure ayant la structure suivante:

$$[F] = \left[ \begin{array}{c|c} F'1 & F'2 \\ \hline \end{array} \right] \quad \} (N - 1) \quad (a2.13)$$

(N-1)            (A-N+1)  
branches        maillons

Les coupures ainsi décrites par cette matrice ne diffèrent des coupures fondamentales que par les orientations qui peuvent être opposées et par leur ordre qui n'est pas celui des arêtes auxquelles elles sont associées.

On obtient [K2] par le produit:

$[K2] = [F'1]^t \cdot [F'2]$	(a2.14)
------------------------------	---------

**ANNEXE 3: SOUS PROGRAMME DE REGULATION ECHANTILLONNEE:**

Le sous-programme "CORREC", dédié à la prise en compte des boucles de contrôle échantillonnées est ici présenté.

Le principe est le suivant: pour contrôler le fonctionnement d'un convertisseur à partir d'une grandeur électrique d'un circuit, on place une résistance dont la tension aux bornes est l'image de cette grandeur. Aux instants d'échantillonnage (dont la fréquence est choisie par l'utilisateur), cette tension est "mesurée"; comparée à une consigne qui doit être définie au préalable, via une loi de commande à établir elle aussi, elle permet de donner les ordres de commande qui doivent être appliqués aux interrupteurs du montage étudié. L'utilisateur dispose donc d'un accès séquentiel, au cours de la simulation, pour réaliser une régulation échantillonnée.

Remarque: l'utilisation de cette "ouverture" impose que toutes les commandes des semi-conducteurs soient définies lors du passage par le sous-programme CORREC; c'est à dire qu'on ne peut envisager de faire l'étude d'un circuit dont une partie seulement des interrupteurs aient leur commande définie par le sous programme réalisant la régulation, les autres ayant une commande prédéfinie.

Le sous-programme CORREC est écrit en langage "fortran". Au niveau du programme principal, l'appel à ce sous programme est effectué par l'instruction:

CALL CORREC (NUMAP, GACH, MINTER, NINTER, YREG, MREG, NREG, VARREG, IVARREG, MVARREG, MODGACH, TC, TEC, TD, DEC, T)



La définition des ordres de commande consiste à déterminer les composantes du vecteur GACH:

$GACH(i) = 1$  : signifie qu'on envoie un ordre de commande sur l'électrode de l'interrupteur  $i$  ( $i$  correspond au rang de la définition du  $i^{\text{ème}}$  interrupteur, dans la description de la partie "topologie"). Si cet interrupteur est un transistor ou un thyristor, l'instruction  $GACH(i)=1$  a pour effet de donner un ordre de conduction. Si ce semi-conducteur est un thyristor dual, il s'agit d'un ordre de blocage. Pour un thyristor ou un thyristor dual, le changement d'état consécutif à l'apparition de cet ordre dépend des règles de commutation propres à l'interrupteur considéré. Pour une diode, la valeur de  $GACH(i)$  est indifférente.

$GACH(i) = 0$  : si le  $i^{\text{ème}}$  interrupteur est un transistor, son électrode de commande reçoit un ordre de blocage. S'il s'agit d'un thyristor ou d'un thyristor dual, les impulsions de commande sur son électrode cessent et l'évolution de son état (passant ou bloqué) se font selon les règles de commutation qui lui sont propres (commutation de type spontané).

Pour définir ces ordres de commande, on dispose de grandeurs électriques prélevées sur le circuit au moyen de résistances, qu'il est nécessaire de disposer au moment où l'on définit la topologie du montage. On recueille donc des tensions, par convention positives si le courant parcourt la résistance du noeud de départ vers le noeud d'arrivée. Celles-ci sont disponibles au niveau du sous-programme CORREC comme composantes du vecteur YREG, vecteur des entrées du régulateur. L'utilisateur définit au début de la simulation quelle est la résistance associée à chacune des composantes du vecteur YREG.

Définition des arguments du sous programme CORREC, en entrée (E), sortie (S) ou entrée-sortie (E/S) :

- > LES ENTREES (E) NE DOIVENT EN AUCUN CAS ETRE MODIFIEES AU NIVEAU DU SOUS-PROGRAMME CORREC .
- > MINTER (E): nombre maximal d'interrupteurs disponibles.
- > NINTER (E): nombre effectif de semi-conducteurs (tous types confondus) dans le circuit étudié.
- > MREG (E): nombre maximal d'entrées pour le régulateur.
- > NREG (E): nombre effectif de ces entrées (défini par l'utilisateur).
- > VARREG et IVARREG (E/S): vecteurs de type respectif double précision et entier, mis à la disposition de l'utilisateur, pour l'élaboration du régulateur, présents en argument et donc sauvegardés entre 2 appels du sous-programme.
- > MVARREG (E): paramètre fixe défini dans le programme principal, dimension des vecteurs VARREG et IVARREG.
- > MODGACH (E/S): variable de type logique, passée en argument et donc "mémoire" entre 2 appels du sous - programme.
- > TC (E): temps courant au cours de la simulation.
- > TEC (E): période d'échantillonnage, définie au niveau du programme principal.

- > DEC (E): retard du début de la régulation par rapport à l'instant de début de la simulation.
- > TD (E): temps "discret";  $TEC = DEC + k * TEC$ .
- > T (E): pas de calcul séparant le point d'échantillonnage et l'instant de simulation précédent.
- > YREG (E): vecteur des entrées du régulateur.
- > GACH (S): vecteur des commandes des interrupteurs.

D'autre part, un appel du sous-programme CORREC est assuré avant que ne démarre la simulation proprement dite, pour lequel seule la première partie du sous programme CORREC est utilisée; l'utilisateur doit y placer la partie d'initialisation du correcteur, et éventuellement la partie conversationnelle (pour rentrer des paramètres pouvant varier d'une simulation à l'autre); ce cas correspond à la valeur NUMAP = 1.

- > NUMAP est définie en entrée (E).

Au cours de la simulation, seule la seconde partie du sous-programme est appelée (NUMAP =2) .Il faut y définir les commandes des interrupteurs (vecteur GACH).

Le texte "source" de ce sous-programme, tel qu'il est disponible avant qu'un mode de contrôle y ait été défini est le suivant:

**SUBROUTINE CORREC**  
 (numap, gach, minter, ninter, yreg, mreg,  
 nreg, varreg, ivarreg, mvarreg, modgach, tc, tec, td, dec, t)

```

c   Nomenclature des variables:
c
c   numap : numéro de l'appel courant du ss prog
c   gach  : vecteur integer des électrodes de commande
c   minter : nombre maximum d'interrupteurs (paramètre
c   invariable)
c   ninter : nombre effectif d'interrupteurs du circuit
c   étudié
c   yreg  : vecteur des tensions aux bornes des
résistances
c   de mesure
c   mreg  : nombre maximum d'entrées pour le régulateur
c   nreg  : nombre effectif d'entrées sur le régulateur
c   étudié
c   varreg : vecteur de variables réelles réservées au
c   régulateur et sauvegardées entre 2 appels
c   ivarreg : même chose en variables entières
c   mvarreg : nombre maximal de ces variables
c   modgach : variable logique indiquant si les
c   commandes ont été modifiées au dernier appel
c   tc    : temps courant au cours de la simulation
c   tec   : période d'échantillonnage
c   td    : temps discret ( $td = K*tec + dec$ )
c   dec   : retard du début de régulation par rapport au
c   temps initial de la simulation
c   t    : pas de calcul dans le programme principal (ne
c   pas modifier!)

c   déclaration des communs :
common/luio/lui,luo,impe ]

c   déclaration des variables :
integer gach(minter),ivarreg(mvarreg)
double precision yreg(mreg),varreg(mvarreg)
double precision tc,tec,dec,td,t
logical modgach ]

```

```

c   partie utilisée au premier appel, a t = t0
c>  initialisation des grandeurs du régulateur
c>  placer ici toute la partie 'conversationnelle'

if(numap.eq.1) then

endif ]

```

```
c  partie appelée a chaque instant d'échantillonnage
c> détermination de l'état des commandes (vect GACH)
c  en fonction des entrées du régulateur (vect YREG)
c> détermination de MODGACH vraie si on modifie
c  au moins une des commandes . OBLIGATOIRE
c> mémorisation de grandeurs nécessaires pour la
c  prochaine itération (utiliser IVARREG et VARREG).
c> calcul des consignes de la régulation.
```

```
    if(numap.eq.2) then
```

```
c  mémorisation des gâchettes:
```

```
    do 10 i=1,ninter
       ivarreg(i)=gach(i)
```

```
10 continue
```

```
c  CALCUL REGULATION ET ELABORATION COMMANDES:
```

```
c  calcul de modgach : OBLIGATOIRE   !!!
```

```
    modgach=.false.
```

```
    do 11 i=1,ninter
```

```
       if(ivarreg(i).ne.gach(i)) then
```

```
           modgach=.true.
```

```
           return
```

```
       endif
```

```
11 continue
```

```
    endif
```

```
    return
```

```
    end
```

**BIBLIOGRAPHIE:**

[1] Alarcon J.C.:  
"Simulation des convertisseurs statiques - Représentation des interrupteurs par réseau de Pétri"  
Thèse de docteur-ingénieur de l'I.N.P. Toulouse (1984).

[2] Arnoult J.; Lafore D.; Li J.M.:  
"Modélisation des transistors bipolaires de puissance haute tension - Application à la conception des circuits de commande de base pour la haute fréquence"  
congrès S.E.E. Marseille (juin 1989).

[3] Autissier M.; Dhalluin B.; Lafore D.:  
"Etudes de modèles d'interrupteurs adaptés aux phénomènes de commutation."  
congrès S.E.E. Marseille (juin 1989).

[4] Balabanian / Bickart:  
"Electrical Network Theory"  
Editions J. Wiley and sons (1969).

[5] Batard C.:  
"Autoalimentation d'un transistor bipolaire de puissance"  
Rapport de D.E.A. I.N.P. Toulouse (1989).

[6] Bordry Fk.:  
"Synthèse des méthodes de simulation des convertisseurs statiques"  
Thèse d'état de l'I.N.P. Toulouse (1985).

[7] Bordry Fk.; Foch H.:  
"Computer aided analysis of power-electronic systems"  
congrès P.E.S.C.-I.E.E.E.; Toulouse (juin 1985).

[8] Bordry Fk.; Foch H.; Metz M.:

"Simulation of piecewise linear structured electric circuits.

Petri net representation of semiconductors functioning in commutation"

Simulation in Engineering Sciences

Elsevier Science Publishers B.V.

North Holland I.M.A.C.S.

(1983).

[9] Chua L.O./ Lin P.M.:

"Computer aided analysis of electronic circuits"

Editions Prentice-Hall

(1975).

[10] Davat B.:

"Modélisation des dispositifs électromagnétiques"

Thèse d'état I.N.P. Toulouse

(1984).

[11] Davat B.:

"Etude, mise au point et application d'une méthode de simulation globale de convertisseurs statiques connectés à des charges électriques complexes"

Thèse de docteur-ingénieur de l'I.N.P. Toulouse

(1979).

[12] De Russo P.:

"State variables for ingeneers"

Editions John Wiley and sons inc. New York

(1970).

[13] Duparc J.:

"Optimisation de la boucle interne des ponts de Graetz"

congrès S.E.E. Marseille

(juin 1989).

[14] Elisabelar C.; Chéron Y.; Piquet H.; Binet M.

"Versatility of PWM inverter: harmonic filtering, non linear load, non polluting rectification and / or static var compensation"

congrès E.P.E. Aix la Chapelle

(octobre 1989).

[15] Enseignants L.E.E.I.:

"Cours d'électrotechnique industrielle: hacheurs et onduleurs autonomes

Filière Electrotechnique E.N.S.E.E.I.H.T.

Toulouse

(1983).

[16] Enseignants L.E.E.I.:  
"Méthodes d'études des convertisseurs statiques"  
Editions Mentor  
(1987).

[17] Foch H.; Escaut B.; Marty P.; Metz M.; Piquet H.:  
"Utilisation pédagogique des outils de modélisation en  
électronique de puissance"  
Journées E.E.A. Grenoble  
(1989).

[18] Granpierre M.; Faucher J.:  
"Simulation Organisée des Systèmes interconnectés  
Electriques: SOSIE"  
Journées d'étude sur les recherches du Gréco n° 22 en  
Electrotechnique  
Toulouse  
(septembre 1985).

[19] Healey M.:  
"Study of methods of computing transition matrices"  
Proceeding I.E.E.; volume 120, n°8  
(août 1973).

[20] Heiny et Naudy:  
"Techniques de l'électricité", tome 3;  
Editions Foucher  
(1978).

[21] Laborne H.:  
"Convertisseurs assistés par un réseau alternatif"  
cours de l'école supérieure d'électricité  
Editions Eyrolles  
(1989).

[22] Le Bitoux M.; Vicaud A.:  
"Simulation numérique des convertisseurs de puissance:  
Enquête sur les besoins en France"  
congrès S.E.E. Marseille  
(juin 1989).

[23] Le Doeuff:  
"Enseignement de la simulation numérique en électronique  
de puissance: objectifs généraux et principes de base"  
journées E.E.A. Grenoble  
(1989)

[24] Leplus F.:  
"Modèle numérique pour l'étude des régimes troublés dans  
les montages redresseurs"  
rapport de D.E.A.  
U.S.T.L. Flandres Artois  
(1987)



[25] Louisnard O.:  
"Harmonisation des logiciels S.A.C.S.O. et S.C.R.I.P.T."  
rapport interne L.E.E.I. / A.I.C.O.  
(juin 1989).

[26] Marseille P.:  
"Modèle numérique pour l'étude du comportement  
transitoire des onduleurs à transistors."  
rapport de D.E.A.  
U.S.T.L. Flandres Artois  
(1987)

[27] Martins Cruz Denizar:  
"Etude de la variation du pas de calcul dans la  
simulation des convertisseurs statiques (logiciel  
S.C.R.I.P.T.)- Application à la modélisation des  
convertisseurs à transistors de puissance"  
Thèse de docteur de l'I.N.P. Toulouse  
(1986).

[28] Matt D.; Glaize C.:  
"Simulation numérique des convertisseurs statiques et  
intérêt de la modélisation des semi-conducteurs par des  
interrupteurs parfaits."  
congrès S.E.E. Marseille  
(juin 1989).

[29] Metz M.:  
"Méthode d'étude des convertisseurs statiques par  
simulation analogique"  
Thèse de docteur-ingénieur I.N.P. Toulouse  
(1976).

[30] Meynard T.A.:  
"Commutation douce appliquée aux alimentations à  
découpage"  
Thèse de docteur-ingénieur I.N.P. Toulouse  
(1988).

[31] Moler C., Van Loan C.F.:  
"Nineteen dubious way to compute the exponential of a  
matrix"  
I.E.E.E. transactions on automatic control; volume AC-23  
n°3  
(1978).

[32] Oms F.; Arches J.P.R.; Maimouni R.; Monnier A.:  
"S.C.R.I.P.T. simulator: from converter to semiconductor"  
congrès E.P.E. Aix la Chapelle.  
(octobre 1989).

[33] Piquet H.:  
"Simulation numérique des convertisseurs statiques:  
obtention rapide du régime permanent."  
rapport de D.E.A.  
I.N.P. Toulouse  
(1985).

[34] Piquet H.; Bordry Fk.:  
"Simulation des convertisseurs statiques - Recherche  
directe du régime permanent"  
International conference: Modelling and simulation  
A.M.S.E.  
Monastir (Tunisie)  
(novembre 1985).

[35] Piquet H.; Duparc J.; Chéron Y.:  
"Simulation of static converters taking account of  
control loops"  
congrès E.P.E. Aix la Chapelle.  
(octobre 1989).

[36] Piquet H.; Hector J.; Chéron Y.; Meynard T.A.  
"Simulation numérique des convertisseurs statiques munis  
de boucles de contrôle"  
congrès Canadien de génie électrique et informatique  
Montreal  
(septembre 1989).

[37] Piquet H.; Oms F.; Chéron Y.:  
"Simulation numérique des convertisseurs statiques: les  
performances actuelles du logiciel S.C.R.I.P.T."  
congrès S.E.E. Marseille  
(juin 1989)  
(repris par la Revue Générale de l'Electricité).

[38] Purslow E.J. :  
"Solvability and analysis of linear active networks by  
use of the state equations"  
I.E.E.E. transactions on circuit theory; volume ct-17,  
n°4  
(novembre 1970).

[39] Rajagopalan V.; Jacob A.; Sévigny A.; Sankara Rao  
K.:  
"Computation of almost steady-state response of power  
electronic converter systems"  
Proceeding of I.M.A.C.S. TC-1 Symposium  
Liège (Belgium)  
(mai 1984).

[40] Rossel P.; Maimouni R.; Allain D.; Napieralska M.;  
Tranduc H.; Ordonnier C.E. (L.A.A.S. - Motorola,  
Toulouse)

"Modèle "universel" du transistor de puissance pour  
logiciel SPICE"

congrès S.E.E. Marseille

(juin 1989).

[41] Schonek J.:

"Simulation numérique des convertisseurs statiques.  
Application à la conception et à l'optimisation des  
convertisseurs"

Thèse de docteur-ingénieur de l'I.N.P. Toulouse

(1977).

[42] Segurier:

"Convertisseurs de l'électronique de puissance"

tome 1: "La conversion alternatif-continu"

Editions Techniques et Doc.

[43] Segurier:

"Montages redresseurs"

Editions Dunod.

[44] Segurier; Notelet:

"Electronique industrielle"

Editions Techniques et Doc.

[45] Sibony M.; Mardon J.C.:

"Analyse numérique", tome 2

Editions Hermann

(1982).

[46] Sydney R. Parker; Vernon T. Barmes :

"Existence of numerical solutions and the order of linear  
circuits with dependent sources"

I.E.E.E. transactions on circuit theory; volume ct-18,  
n°3

(mai 1971).

[47] Thomas V. Papathomas :

"On the stability of peak current-controlled converters:  
Analysis, simulation, and experiments"

I.E.E.E. transactions on industrial electronics; volume  
ie-33, n°2

(mai 1986).

[48] Van Loan C. F. :

"Computing integrals involving the matrix exponential"

I.E.E.E. transactions on automatic control; volume ac-23,  
n°3

(juin 1978).

<b>TABLE DES FIGURES:</b>
---------------------------

Chapitre 1

---

Fig. 1.1 - Modélisation des interrupteurs.	9
Fig. 1.2 - Modélisation des interrupteurs par impédance binaire.	10
Fig. 1.3 - Modélisation des interrupteurs par impédance binaire.	10
Fig. 1.4 - Modélisation des interrupteurs par circuit du deuxième ordre.	11
Fig. 1.5 - Hiérarchisation des modèles	13
Fig. 1.6 - Réseau de Pétri du thyristor.	14
Fig. 1.7 - Exemples de coupures.	17
Fig. 1.8 - Coupure 1.	18
Fig. 1.9 - Sous-graphes.	18
Fig. 1.10 - Recherche des commutations spontanées.	25
Fig. 1.11 - Représentation des sources par une fonction en escalier	28
Fig. 1.12 - Circuit.	31
Fig. 1.13 - Résultats.	32
Fig. 1.14 - Gestion du pas de calcul en fonction de la dynamique du système.	41
Fig. 1.15 - Circuit.	42
Fig. 1.16 - Résultats.	43

Chapitre 2

---

Fig. 2.1 - Introduction de boucles de contrôle	50
Fig. 2.2 - Modèle pour les boucles de contrôles échantillonnés.	52

Fig. 2.3 - Schéma bloc général	53
Fig. 2.4 - Organigramme de la simulation de convertisseurs contrôlés en mode échantillonné.	54
Fig. 2.5 - Structure logicielle prenant en compte les régulations échantillonnées.	55
Fig. 2.6 - Conversationnel définissant les conditions de la simulation et les entrées du bloc de contrôle.	56
Fig. 2.7 - Exemple de contrôle échantillonné	57
Fig. 2.8 - Référence du courant de charge et plage d'erreur admise autour de cette référence.	57
Fig. 2.9 - Organigramme du sous-programme de régulation en fourchette du courant de sortie d'un hacheur dévolteur.	59
Fig. 2.10 - Texte partiel du sous-programme de régulation en fourchette du courant de charge d'un hacheur dévolteur.	60
Fig. 2.11 - Décomposition du bloc de contrôle en éléments chargés de la correction et bloc réalisant la loi de commande des interrupteurs.	61
Fig. 2.12 - Schéma d'une alimentation de four à arc, par l'intermédiaire de deux ponts redresseurs contrôlés triphasés.	64
Fig. 2.13 - Principe du contrôle de la tension de sortie des ponts redresseurs.	65
Fig. 2.14 - Régulation en courant des ponts redresseurs.	66
Fig. 2.15 - Régulation multivariable.	68
Fig. 2.16 - Boucle de régulation de I (courant total circulant dans l'arc).	68
Fig. 2.17 - Boucle de régulation de $\delta I$ (écart entre les courants circulant dans les deux ponts).	69
Fig. 2.18 - Génération des ordres de commande d'un pont triphasé double alternance	71
Fig. 2.19 - Chronogramme des impulsions de commande d'un pont à 6 thyristors, générées par le synchro-modulateur.	72
Fig. 2.20 - Réponse de l'alimentation à des échelons de consigne du courant d'arc	73
Fig. 2.21 - Réponse de l'alimentation à un court-circuit. La référence de courant est fixée à 40000 Ampères.	74

Fig. 2.22 - Schéma détaillé d'une alimentation continu-continu de type "forward", avec démagnétisation du transformateur par l'intermédiaire de la capacité Cds du MOS.	76
Fig. 2.23 - Formes d'onde des courant et tension MOS en régime permanent	78
Fig. 2.24 - Formes d'onde des courant et tension MOS en régime permanent	79
Fig. 2.25 - Schéma simplifié de l'alimentation "forward" pour la régulation en mode courant.	80
Fig. 2.26 - Schéma bloc de la régulation de la tension de sortie en mode courant.	81
Fig. 2.27 - Démarrage de l'alimentation à partir de conditions initiales nulles	83
Fig. 2.28 - Réponse de l'alimentation continu-continu "forward" à un à coup de charge.	84
Fig. 2.29 - Onduleur de tension "M.L.I." alimentant une machine asynchrone.	86
Fig. 2.30 - Courant de phase de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension "M.L.I.", en régime permanent.	87
Fig. 2.31 - Ordres de commande sur l'interrupteur 1. (onduleur MLI)	88
Fig. 2.32 - Linéarisation de la caractéristique d'une inductance saturable. Caractéristique idéalisée et circuit de modélisation correspondant.	89
Fig. 2.33 - Comportement du modèle d'inductance saturable à une attaque en tension	90
Fig. 2.34 - Alimentation "push-pull" parallèle autoalimentée, à transformateurs saturables.	91
Fig. 2.35 - Alimentation "push-pull" parallèle autoalimentée- courant magnétisant et courant de base.	92

### Chapitre 3

---

Fig. 3.1 - Modèle pour les contrôles échantillonnés.	98
Fig. 3.2 - Source de courant et tension contrôlées	100
Fig. 3.3 - Définition des sources contrôlées comme des quadripôles.	101
Fig. 3.4 - Sources contrôlées sans dynamique propre.	106

Fig. 3.5 - Sources contrôlées avec dynamique propre.	110
Fig. 3.6 - Sous-circuit définissant une source contrôlée, qui ne permet pas la mise en équation dans l'espace d'état.	112
Fig. 3.7 - Modélisation de l'ensemble convertisseur statique / bloc de contrôle en vue de la prise en compte des régulations en mode continu.	116
Fig. 3.8 - Circuit équivalent d'un correcteur proportionnel intégral.	116
Fig. 3.9 - Génération des grandeurs d'erreur à l'aide de sources contrôlées et de sources de références.	117
Fig. 3.10 - Recherche simultanée des commutations spontanées des interrupteurs et des basculements entraînant une modification des commandes.	119
Fig. 3.11 - Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance régulé en courant, à l'aide de sources liées.	121
Fig. 3.12 - Redresseur triphasé double alternance, régulé en courant. Démarrage sous conditions initiales nulles, puis réponse à un échelon négatif puis positif de référence.	123
Fig. 3.13 - Alimentation continu-continu type "forward"	125
Fig. 3.14 - Alimentation continu-continu type "forward"	126

#### Chapitre 4

---

Fig. 4.1 - Schéma équivalent du transformateur avec inductances de fuites ramenées au primaire.	132
Fig. 4.2 - Modèle du transformateur défini par inductances couplées.	133
Fig. 4.3 - Modèle du transformateur parfait	135
Fig. 4.4 - Circuit de modélisation d'un transistor MOS utilisant les sources contrôlées.	137
Fig. 4.5 - Circuit de modélisation d'un transistor bipolaire (NPN) utilisant les sources contrôlées.	138
Fig. 4.6 - Alimentation à découpage, avec modèle du transistor MOS utilisant les sources liées.	139

Fig. 4.7 - Commutation du transistor MOS d'une alimentation à découpage (semi-conducteur modélisé à l'aide des sources contrôlées)	140
Fig. 4.8 - Ensemble convertisseur-machine, avec modélisation de la machine par sources contrôlées- (sources de courant contrôlées en tension).	145
Fig. 4.9 - Machine triphasée, symétrique.	146
Fig. 4.10 - Transformation de Park.	147
Fig. 4.11 - Ensemble convertisseur-machine, avec modélisation de la machine par sources contrôlées- (sources de courant contrôlées en tension).	159
Fig. 4.12 - Circuit.	171
Fig. 4.13.a - Mise sous tension à vitesse constante.	172
Fig. 4.13.b - Fonctionnement en régime permanent ( $g=1.3\%$ ).	173
Fig. 4.14 - Modélisation de dipôles actifs par utilisation des sources contrôlées.	175
Fig. 4.15 - Modélisation d'un correcteur proportionnel intégral par une source contrôlée présentant une dynamique propre.	176
Fig. 4.16 - Caractéristique tension / courant de l'arc électrique.	179
Fig. 4.17 - Modélisation d'une caractéristique d'arc, par échange d'informations échantillonnées.	180
Fig. 4.18 - Simulation de l'arc électrique attaqué en tension	181
Fig. 4.19 - Linéarisation de la caractéristique d'un arc électrique	182
Fig. 4.20 - Circuit d'alimentation du modèle à sources contrôlées de l'arc électrique par une source de tension à forte résistance interne.	183
Fig. 4.21 - Simulation du modèle à sources contrôlées de l'arc électrique	184

---



<b>TABLE DES MATIERES:</b>
----------------------------

Introduction, présentation:	2
1. Méthodes de simulation:	5
1.1 Modélisation des convertisseurs statiques:	7
1.2 Modélisation des interrupteurs:	8
1.2.1 Les différents modèles:	9
1.2.2 Gestion du modèle par réseau de Pétri:	12
1.2.2.1 Mise en oeuvre:	13
1.2.2.2 Applications aux boucles de contrôle:	14
1.3 Mise en équations du circuit:	15
1.3.1 Analyse topologique:	15
1.3.1.1 Définitions:	16
1.3.1.2 Particularités topologiques:	18
1.3.2 Lois de Kirschoff du circuit:	20
1.3.3 Equations d'état:	21
1.4 Gestion de la simulation:	23
1.5 Résolution des équations d'état:	26
1.5.1 Introduction:	26
1.5.2 Méthodes à "pas fixe":	27
1.5.2.1 Modélisation des sources:	27
1.5.2.2 Calcul de l'exponentielle de matrice:	29
1.5.2.3 Exemple d'application:	30
1.5.3 Méthodes à pas variable:	33
1.5.3.1 Modélisation des sources:	33
1.5.3.2 Mise en équation du système complet:	37
1.5.3.3 Gestion du pas de simulation:	38

1.5.3.4 Exemple d'application:	41
1.5.4 Comparaison des méthodes:	44
2. Boucles de contrôle échantillonnées:	47
2.1 Position du problème:	49
2.2 Mise en oeuvre des régulations échantillonnées:	51
2.2.1 Choix du modèle:	51
2.2.1.1 Organigramme:	53
2.2.1.2 Mise en oeuvre:	54
2.2.2 Exemple de mise en oeuvre:	56
2.3 Limitations:	62
2.4 Exemples d'application:	63
2.4.1 Alimentation d'un four à arc:	63
2.4.2 Alimentation continu-continu de type "forward":	75
2.4.3 Actions sur test:	85
2.4.3.1 Onduleur de tension "M.L.I.":	85
2.4.3.2 Modélisation d'éléments non linéaires:	88
2.5 Conclusion:	93
3. Boucles de contrôle continues:	95
3.1 Position du problème:	97
3.1.1 Aménagements de la méthode échantillonnée:	97
3.1.2 Choix du modèle:	98
3.2 Introduction des sources contrôlées:	99
3.2.1 Présentation:	100
3.2.2 Mise en équation:	101
3.2.2.1 Sources contrôlées sans dynamique propre:	101
3.2.2.2 Sources contrôlées avec dynamique propre:	106
3.2.3 Limitations:	110
3.2.3.1 Inversibilité de la matrice $(1-Du^2)$ :	110

3.2.3.2 Valeurs propres de la matrice dynamique:	113
3.3 Mise en oeuvre des régulations continues:	113
3.3.1 Introduction:	113
3.3.2 Modélisation des boucles de contrôle continues:	115
3.3.3 Méthode de simulation:	115
3.3.3.1 Modélisation des régulateurs:	116
3.3.3.2 Génération des ordres de commande:	117
3.3.3.3 Organigramme:	118
3.3.4 Mise en oeuvre pratique:	120
3.3.5 Exemple:	120
3.4 Conclusion:	127
4. Applications particulières des sources contrôlées:	129
4.1 Présentation:	131
4.2 Simplification du modèle du transformateur:	131
4.2.1 Modèle à inductances couplées:	132
4.2.2 Simplification par les sources liées:	134
4.3 Modélisation fine des semi-conducteurs:	135
4.3.1 Position du problème:	135
4.3.2 Modèles des composants:	136
4.3.3 Modélisations par sources contrôlées:	137
4.3.4 Exemples d'application:	138
4.4 Modélisation des machines électriques:	142
4.4.1 Présentation du problème:	142
4.4.2 Choix du modèle physique:	143
4.4.3 Mise en équations:	144
4.4.3.1 Modèle de la machine:	145
4.4.3.2 Ensemble convertisseur-machine:	151
4.4.3.3 Convertisseur connecté au stator:	164

4.4.3.4 Convertisseur connecté au rotor:	167
4.4.4 Mise en oeuvre:	169
4.4.5 Exemples d'application:	170
4.5 Modélisation de dipôles électriques:	174
4.5.1 Position du problème:	174
4.5.2 Exemple d'application:	175
4.5.3 Limitations; exemple de l'arc électrique:	178
4.5.3.1 Présentation du modèle physique:	178
4.5.3.2 Modélisation par sources contrôlées:	182
4.5.3.3 Résultats de simulation:	183
4.5.3.4 Conclusion:	185
4.6 Conclusion:	185
Conclusion générale:	187
Annexe 1: mise en équation dans l'espace d'état:	191
Annexe 2: Analyse topologique; algorithme de Welsh:	205
Annexe 3: Sous-programme de régulation échantillonnée:	217
Bibliographie:	225
Table des figures:	235
Table des matières:	243