50376
1987
45

50376
1987
45

N° d'ordre : 713

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le grade de

DOCTEUR ÈS SCIENCES PHYSIQUES

par

Georges MANESSE

Ingénieur I.D.N.
Docteur-Ingénieur
Agrégé de l'Université

BIBLIOTHÈQUE INTERUNIVERSITAIRE
SECTION DE SCIENCES
LILLE

SUR UNE ANALYSE FONCTIONNELLE DES GROUPEMENTS D'INTERRUPTEURS STATIQUES EXTENSION A LA MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS DANS LEUR ENVIRONNEMENT DE CONTROLE ET DE PUISSANCE

Soutenue le 2 avril 1987 devant la Commission d'Examen :

MM.	S. THELLIEZ	Président
	H. FOCH	Rapporteur
	R. PERRET	Rapporteur
	J.-M. TOULOTTE	Rapporteur
	C. MAIZIÈRES	Rapporteur
	J.-L. VAN ECK	Examinateur
	G. MAGGETTO	Examinateur
	C. SOL	Examinateur

LILLE — Avril 1987

A Francine

AVANT PROPOS

Les recherches qui font l'objet de ce mémoire ont été effectuées au Laboratoire de Systèmes Electromécaniques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois dirigé par Monsieur le Professeur C. MAIZIERES.

Je tiens à lui témoigner ma gratitude pour son soutien, sa compréhension et ses encouragements ainsi que pour la volonté permanente qu'il a manifestée pour assurer le développement des applications pédagogiques de ce travail à tous les niveaux de ses enseignements.

Ma reconnaissance va également à Monsieur le Professeur S. THELLIEZ du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, d'abord pour la confiance qu'il m'a accordée au Centre Associé de Lille, ensuite pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury. Je tiens tout particulièrement à l'associer à Monsieur le Professeur J.M.TOULOTTE rapporteur de ce travail, pour leur souci permanent de diffuser et valoriser les techniques du Grafcet et des réseaux de Pétri aussi bien dans les milieux industriels qu'universitaires. Leur ouverture d'esprit est en grande partie à l'origine des résultats que j'ai pu obtenir en Automatisme Industriel et dans le cadre élargi des convertisseurs statiques associés à leur commande.

Mes remerciements vont ensuite à Monsieur le Professeur PERRET de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Grenoble pourl'intérêt et le soutien qu'il m'a apporté au cours de mon travail et pour m'avoir proposé de l'examiner.

Je remercie trés chaleureusement le Professeur FOCH de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse pour avoir également et malgré ses nombreuses activités, pris le temps de juger ce mémoire.

Je tiens à souligner que les excellents rapports et la qualité des échanges entre les chercheurs du Laboratoire de Systèmes Electromécaniques et ceux de Toulouse nous ont toujours encouragés à poursuivre nos efforts dans la voie des recherches que nous avions tracée.

Des préoccupations communes dans le domaine des onduleurs de puissance à transistors nous ont conduit à un rapprochement avec les Laboratoires d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'Université Libre de Bruxelles. Je remercie très vivement Messieurs les Professeurs J.L. VAN ECK et G. MAGGETTO de l'attention qu'ils portent à mes travaux et de l'honneur qu'il me font en participant à ce jury.

Mes plus vifs remerciements vont enfin à Monsieur le Professeur C. SOL de l'Ecole Supérieure de l'Enseignement Technique de Cachan pour l'intérêt qu'il porte à mes travaux en dépit de l'approche inhabituelle de l'étude des convertisseurs statiques que je propose.

Je n'oublie pas d'associer à ce travail toute l'équipe des chercheurs du Laboratoire, plus particulièrement Monsieur J.P. HAUTIER, Maître Assistant agrégé de l'Ecole des Mines de Douai, pour sa collaboration amicale et efficace ainsi que Messieurs B. SEURE, G. LEDEE, P. DUMON et B. FRANCE qui par le nombre, la variété et la qualité des résutats qu'ils ont obtenus dans leur Thèse de Doctorat, ont contribués à nourrir la réflexion nécessaire à la rédaction de ce mémoire.

Je salue également l'enthousiasme et la bonne volonté des plus jeunes, Messieurs P. LIENART, P. MARSEILLE et F. LEPLUS qui se penchent avec moi sur ces problèmes avec le soutien technologique compétent et indispensable de Monsieur J.J. FRANCHAUD.

Mes remerciements vont enfin à Mesdames C. LEMAIRE et B. DELRUE qui m'ont aidé, avec beaucoup de soin et de sérieux dans la réalisation matérielle et la présentation du texte.

SOMMAIRE

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1

COMMUTATEURS ELEMENTAIRES IDEAUX - DIPOLES ET TRIPOLES 5

1. INTRODUCTION 5

2. INTERRUPTEUR UNIQUE 5

2.1. Modèles temporels 6

2.1.1 Modèle à la fermeture 7

2.1.2 Modèle à l'ouverture 9

2.1.3 Modèle complet 10

2.2. Description fonctionnelle 11

3. TRIPOLE DE COMMUTATION 12

3.1. Modèle temporel du tripôle en régime de commutation asynchrone 12

3.2. Modèle temporel du tripôle en régime de commutation synchrone 16

4. DIPOLES ET TRIPOLES REELS 17

4.1. Dipôles usuels 18

4.2. Tripôles usuels 19

4.2.1 Tripôles de degré 0 19

4.2.2 Tripôles de degré 1 20

4.2.3 Tripôles de degré 2 21

5. CONCLUSION 22

CHAPITRE 2

ASSOCIATIONS DE DIPOLES. SYSTEMES MULTIDIPOLES 24

1. INTRODUCTION 24

2. DIPOLES DOUBLES 25

2.1. Dipôle série 25

2.2. Dipôle parallèle 25

3. MULTIDIPOLES D'ORDRE UNITE 28

3.1. Notations. Codage 28

3.1.1 Codage des configurations 29

3.1.2 Codage des réceptivités 30

3.1.3 Décomposition en sous-graphes élémentaires 31

3.1.4 Modèles électriques associés 32

3.2. Multidipôle d'ordre 1 et de multiplicité 2 33

3.2.1 Codage des modèles électriques associés 34

3.2.2 Exemple : montage redresseur biphasé alimentant un moteur à courant continu 34

3.2.3 Elimination du conflit à la mise sous tension 35

3.2.4 Description par grafcet unique 37

3.2.5 Multidipôles d'ordre 1 à dipôles parallèles 39

3.2.5.1 Condition d'exclusion sur la commande 39

3.2.5.2 Condition d'exclusion sur les réceptivités 39

3.3. Multidipôles d'ordre 1 de multiplicité supérieure à 2 41

3.3.1 Notations 41

3.3.2 Conflits à la fermeture 41

3.3.3 Fonction combinatoire de sortie 44

3.3.4 Extension aux multidipôles à dipôles parallèles 44

4. MULTIDIPOLES D'ORDRE DEUX 45

4.1. Multidipôles d'ordre et de multiplicité 2 45

4.2. Multidipôle de multiplicité 4 et d'ordre 2 à éléments parallèles 46

4.2.1 Classes de configurations 47

4.2.2 Conditons d'évolution 47

4.2.3 Exemple : gradateur dissymétrique 48

4.3. Multidipôle de multiplicité 4 et d'ordre 2 à éléments série 50
4.3.1 Chaîne de connexion 50
4.3.2 Classes de configurations 51
4.3.3 Conditions d'évolution 52
4.3.4 Fonctions combinatoires de sortie 54
4.3.5 Exemple : Alimentation d'un moteur à courant continu 55
4.4. Multidipôles de multiplicité supérieure à 4, d'ordre 2 à éléments parallèles 57
4.4.1 Classes de configurations 57
4.4.2 Modes de représentation 58
4.4.2.1 Partition en chaînes de transmission 59
4.4.2.2 Partition en dipôles parallèles élémentaires 60
4.4.3 Exemple : Montage gradateur triphasé alimentant trois résistances inductives 61
4.5. Multidipôles de multiplicité supérieure à 4, d'ordre 2, à éléments série - Ponts triphasés 62
4.5.1 Classes de configurations 62
4.5.2 Grafcets et conditions d'évolution 63

5. CONCLUSION

CHAPITRE 3

ASSOCIATIONS DE TRIPOLES. SYSTEMES MULTITRIPOLES 69
1. INTRODUCTION 69
2. TRIPOLES DOUBLES 70
2.1. Association en série 70
2.1.1 Conditions d'évolution 70
2.1.2 Réseaux de Pétri 71
2.1.3 Exemple : Ponts monophasés alimentant un moteur à courant continu. 73
2.2. Association en parallèle. Bras d'onduleur 75

3. MULTITRIPOLES D'ORDRE UNITE 77

3.1. Multitripôles d'ordre unité à éléments simples 77
3.2. Multitripôles d'ordre unité à éléments doubles 79

4. MULTITRIPOLES D'ORDRE DEUX 80

4.1. Multitripôles d'ordre 2 à éléments simples 81

4.1. Réseau de Pétri. Suppression des conflits 82
4.1.2 Exemples : ponts triphasés 85

4.2. Multitripôles d'ordre 2 à éléments doubles 86
4.2.1 Ponts redresseurs en parallèle 86
4.2.2 Pont onduleur monophasé 87
4.2.2.1 Notations. Codage 87
4.2.2. Classes de configurations 88

5. MULTITRIPOLES D'ORDRE TROIS 90

5.1. Classes de configurations 92
5.2. Classes d'équivalence 93
5.3. Réseaux de Pétri 96
5.4. Fonctions de sortie 99

6. MULTITRIPOLES A ELEMENTS DE DEGRE DEUX 100

6.1. Multitripôle d'ordre deux 101
6.2. Multitripôle d'ordre trois 102

7. CONCLUSION 103

CHAPITRE 4
SYSTEMES DE CONTROLE. CONTROLES RAPPROCHE ET ELOIGNE 105

1. INTRODUCTION 105

2. CONTROLE RAPPROCHE 106

2.1. Contrôle rapproché d'un thyristor 107
2.2. Contrôle rapproché d'un ensemble de thyristors 108
2.2.1 Contrôle d'un pont triphasé 108
2.2.2 Réseaux de Pétri 109
2.2.3 Contrôle d'un pont double 111

2.3. Contrôle rapproché d'un transistor unique 113
2.3.1 Exemple : hacheur dévolteur alimentant un moteur à courant continu à flux constant 114
2.3.2 Condition de commandabilité 114
2.3.3 Protection rapprochée 115
2.4. Contrôle rapproché d'un ensemble de transistors 117
2.4.1 Contrôle rapproché à motif de découpage fixe 117
2.4.2 Contrôle rapproché à motif de découpage variable 119

3. CONTROLE ELOIGNE 122
3.1. Organes de décision non linéaires 122
3.2. Contrôle échantillonné 124
3.2.1 Modulation d'amplitude 124
3.2.2 Modulation de largeur 126

4. CONCLUSION 127

CHAPITRE 5

DESCRIPTION FONCTIONNELLE GLOBALE. GUIDE DE GENERATION DE PROGRAMMES 128

1. INTRODUCTION 128

2. ANALYSE D'UNE CHAINE DE CONVERSION 129
2.1. Architecture générale 129
2.2. Chaîne de conversion choisie. Niveaux de commande 131
2.3. Spécification des blocs de contrôle 134
2.3.1 Protection éloignée 135
2.3.2 Contrôles éloignés 136
2.4. Multigraphe des parties commande généralisées 137

3. SIMULATION NUMERIQUE 139
3.1. Principe de simulation 139
3.2. Organisation des traitements 139
3.3. Variables temps 142
3.3.1 Prise en compte du temps 142
3.3.2 Temps multiples 143

3.4. Décomposition fonctionnelle des parties opératives 146
3.4.1 Structure cascade 146
3.4.2 Structure parallèle 148
3.4.3 Structures imbriquées 150

4. PROGRAMME TYPE 153

4.1. Programme principal 153
4.2. Bloc de disjonction 154
4.3. Blocs de contrôle 155
4.4. Bloc redresseur 155

5. CONCLUSION 158

CONCLUSION 159

BIBLIOGRAPHIE 163.

INTRODUCTION

Le travail présenté écarte d'emblée l'approche phénoménologique des ensembles de conversion statique traditionnellement fondée sur l'observation des formes d'ondes /1/, /2/, /3/. Il développe plutôt l'analyse de leur comportement en tentant de répondre aux deux questions fondamentales qui se posent à l'electronicien de puissance averti chaque fois qu'une commutation se produit au niveau des interrupteurs de convertisseur :

- Quelle est la cause de cette commutation ?
- Quels en sont les effets ?

La modélisation de ces systèmes passe donc par un formalisme suffisamment général et riche /4/ /5/ /6/ /7/ pour intégrer non seulement les particularités structurelles des montages mais aussi leur fonctionnement défini en toute circonstance par l'ensemble complet de toutes les séquences ou enchaînements d'états se manifestant, dans le cas présent, à un observateur extérieur par des accidents plus ou moins compliqués sur les formes d'onde des tensions et des courants.

Par conséquent, nous ne cherchons ni à répertorier, ni à classer des oscillogrammes pour chaque fonction de conversion envisagée /8/, /9/, mais plutôt à rassembler dans un formalisme unifié les outils de modélisation qu'il convient de mettre en oeuvre pour décrire le fonctionnement de toutes les parties d'un système dans des conditions de marche aussi larges que possible.

Cette démarche vise un double objectif :

- Décrire le fonctionnement interne des convertisseurs statiques réduits à des systèmes d'interrupteurs idéaux placés dans un environnement de puissance (source et charge) et de contrôle /10/.

- Utiliser ce formalisme pour établir le programme d'une machine informatique et aboutir à un modèle de simulation reproduisant les comportements de ces systèmes de façon à tirer parti des immenses possibilités de calcul de ces machines dans une phase ultérieure d'exploitation numérique de ces simulations.

Le second point répond plus particulièrement à une double opportunité conjoncturelle liée, d'une part, au développement de la microinformatique dans les dispositifs de contrôle, d'autre part, à l'accroissement de nombre de mini et microcalculateurs disponibles dans les bureaux d'études industriels et les établissements d'enseignement. Le nombre important de travaux dans ce domaine /11/ /12/ /13/ /14/ témoigne de l'ampleur de cette évolution.

Le but visé est donc, dans ce contexte favorable, de définir les bases d'une méthodologie cohérente s'appuyant et débouchant au maximum sur ces outils informatiques pour guider le concepteur en génie électrique aussi bien dans ses choix structurels que fonctionnels sans perdre de vue les contraintes imposées par la réalité technologique.

La connaissance, sous la forme proposée, du comportement des convertisseurs substitue, dans ces conditions, aux formes analytiques classiques, un logiciel transparent et interactif qu'il est possible d'exploiter sur le même calculateur pour obtenir non seulement des formes d'onde, mais aussi des bilans énergétiques (puissances et rendements), des développements de Fourier (FFT), des caractérisitques d'utilisation etc... avec des moyens désormais à la portée de chacun.

Le premier chapitre précise la notion d'interrupteur idéal lorsque cet élément est placé dans un environnement électrique quelconque. Des schémas équivalents temporels décrivant les commutations d'un interrupteur simple (dipôle) et d'un groupement élémentaire de deux interrupteurs (tripôle) sont d'abord proposés dans le but de rendre compte des conditions d'existence physique des semi-conducteurs pour éviter leur destruction dans les montages usuels correspondants. Le formalisme des réseaux de Pétri est ensuite introduit pour décrire le comportement séquentiel de ces éléments et des dispositifs de contrôle nécessaires à leur fonctionnement.

Le second chapitre regroupe, dans un premier temps, l'analyse de l'ensemble des montages à diodes et thyristors obtenus par regroupement de dipôles élémentaires et caractérisés par l'absence de commutations simultanées (ordre unité).

Dans ce cadre, les conflits liés à la vérification simultanée de conditions d'évolution relatives à plusieurs interrupteurs sont d'abord mis en évidence puis levés dans le formalisme choisi. L'étude est ensuite étendue aux structures multidipôles parallèles et série pour lesquelles se produit, au cours du fonctionnement, la commutation simultanée de deux interrupteurs (ordre deux).

Les principes énoncés débouchent ainsi sur les graphes de description (grafcets ou réseaux de Pétri) des montages usuels de l'électronique de puissance à diodes et thyristors recouvrant notamment les gradateurs et les redresseurs contrôlés monophasés et triphasés.

Le troisième chapitre traite d'abord les groupements de tripôles en considérant leur association en série et en parallèle de façon à définir le formalisme adopté dans le cadre réduit ou deux sources seulement participent aux échanges d'énergie.

Les montages triphasés en pont sont ensuite analysés dans tous les cas usuels de conversion, quelle que soit la forme, alternative ou continue, de l'énergie en amont et en aval des convertisseurs industriels envisagés (redresseurs, cycloconvertisseurs, onduleurs).

L'accent est alors porté sur l'introduction d'un formalisme unifié permettant de décrire la diversité des stratégies de contrôle utilisées notamment lorsque les interrupteurs mis en oeuvre sont commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture.

Le quatrième chapitre fait appel à la décomposition fonctionnelle séparant, dans le cas général d'un système contrôlé, sa partie opérative de sa partie commande /15/.

Cette notion, d'abord appliquée aux principaux dispositifs de contrôle rapproché des interrupteurs (thyristors et transistors) est ensuite étendue à la description des organes de régulation (contrôle éloigné) tant analogiques que numériques qui assurent la conduite de ces ensembles complets de conversion.

Le dernier chapitre regroupe enfin les résultats précédents pour généraliser au convertisseur et à ses auxiliaires les concepts permettant de définir, à tous les niveaux de contrôle, une partie commande décrite par un graphe de Pétri.

La technique de décomposition fonctionnelle présentée constitue ainsi un guide pour la génération d'un programme de simulation numérique globale.

CHAPITRE 1

COMMUTATEURS ELEMENTAIRES IDEAUX - DIPOLES ET TRIPOLES

1. INTRODUCTION

Les éléments de commutation intervenant dans les convertisseurs statiques sont souvent modélisés au moyen d'interrupteurs dont on idéalise le fonctionnement en introduisant une discontinuité paramètrique de type binaire sur leur résistance. L'interrupteur est alors représenté parsa caractéristique, statique courant - tension réduite à des segments de droite portés par les axes de coordonnées /16/.

Ce chapitre propose une approche théorique de ces éléments considérés comme parfaits et de leurs groupements élémentaires lorsqu'ils se trouvent plongés dans un environnement assurant des échanges et des transferts d'énergie électrique.

2. INTERRUPTEUR UNIQUE

Un interrupteur unique associé à un système électrique (figure 1.1a) est un dipôle ouvert ou fermé dont le fonctionnement est conforme au réseau de Pétri interprété de la figure 1.1b qui fait apparaître :

- ses conditions d'ouverture et de fermeture associées aux transitions

$$CO(K) \in \{0,1\} ,$$
$$CF(K) \in \{0,1\} .$$

- *l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur associé aux places* $K \in \{0,1\}$

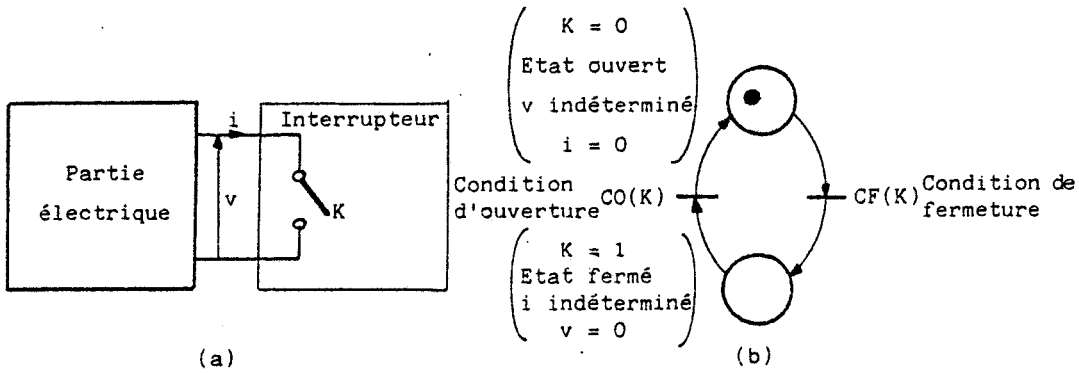


Figure 1.1

L'interrupteur est sur un plan énergétique un élément neutre puisqu'à tout instant la puissance instantanée $p = vi$ *est nulle.*

2.1. Modèles temporels

Pour rendre compte à tout moment de l'état du système complet, il convient de séparer les intervalles de temps pendant lesquels l'état de l'interrupteur est stable, des instants de commutation à la fermeture et à l'ouverture notés respectivement t_f *et* t_o.

Pour la partie électrique deux structures électriques duales /17/ peuvent être envisagées (figure 1.2a et 1.2b) :

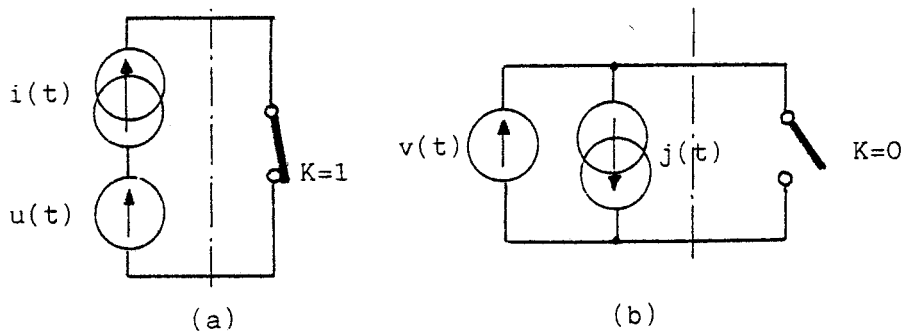


Figure 1.2

La première structure ne permet pas l'ouverture de l'interrupteur tandis que la seconde n'autorise pas sa fermeture.

Les commutations, à l'instant t_c, entraînent alors une discontinuité de la puissance instantanée p du système électrique vu par l'interrupteur qui passe d'une valeur non nulle à zéro (tableau 1.1).

t_c	Puissance instantanée p
t_f	$v(t_f)\ j(t_f) \searrow 0$
t_o	$u(t_o)\ i(t_o) \searrow 0$

Tableau 1.1

Cette énergie est alors dissipée dans l'interrupteur dans un intervalle de temps infiniment court, ce qui provoque sa destruction.

2.1.1. Modèle à la fermeture

On se place dans l'hypothèse où les états du sytème électrique sont physiquement observables (v et i bornés) immédiatement avant et après la commutation. Celle-ci s'accompagne du transfert d'une énergie de type capacitive donc stockée dans un condensateur interne de capacité Γ (figure 1.3).

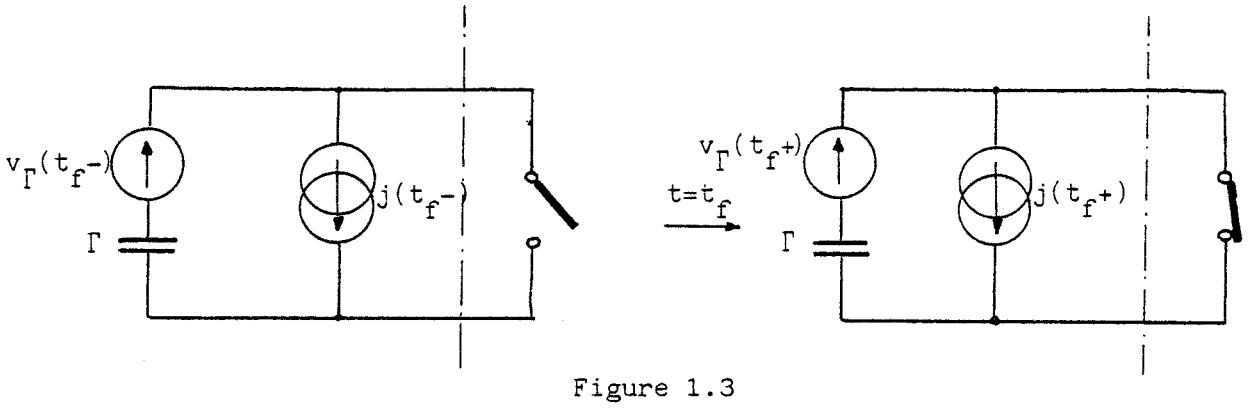


Figure 1.3

Aux instants t_f^- *et* t_f^+, *il vient :*

$$v(t_f^-) \neq 0 \quad , \quad v(t_f^+) = 0$$

$$\text{et} \quad j(t_f^-) = j(t_f^+).$$

Le système électrique subit donc une perte d'énergie

$$\Delta W = \frac{1}{2} \Gamma \, v^2 \, (t_f^-)$$

Le schéma équivalent (figure 1.4) qui décrit le comportement du système complet au voisinage immédiat del'instant t_f, *substitue à l'interrupteur parfait un interrupteur idéal* en parallèle sur un générateur de courant i'(t) délivrant une impulsion de Dirac de surface* $\Gamma v_\Gamma (t_f^-)$ *de telle sorte que :*

$$i'(t) = \Gamma \, v_\Gamma \, (t_f^-) \; \delta \, (t_f) \; .$$

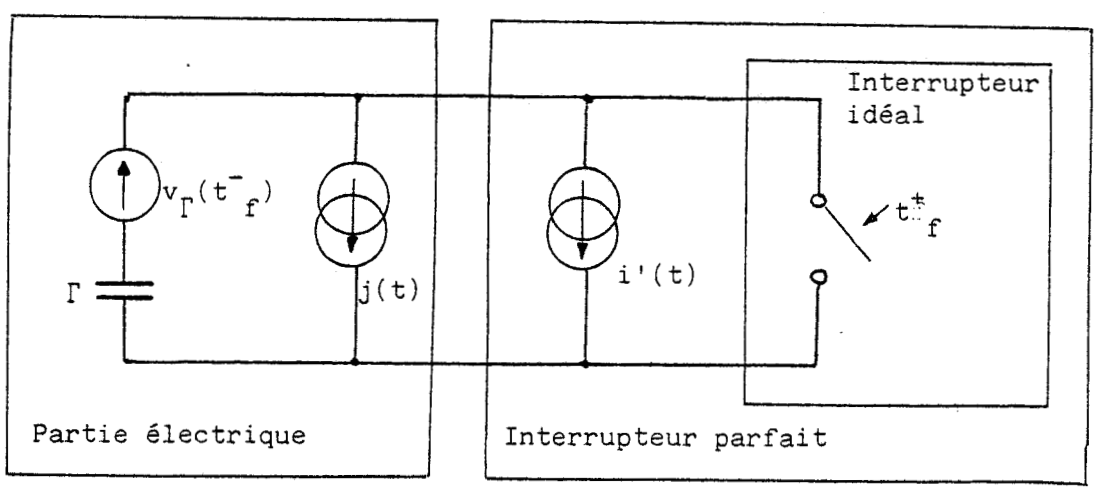


Figure 1.4

Lors de la commutation la charge prélevée au condensateur est donc

$$\Delta Q = \int_{t_f^-}^{t_f^+} i'dt = \Gamma \, v_\Gamma \, (t_f^-) \int_{t_f^-}^{t_f^+} \delta \, (t_f) \, dt = \Gamma \, v_\Gamma \, (t_f^-)$$

et la tension à ses bornes subit une discontinuité d'amplitude $\frac{\Delta Q}{\Gamma} = v_\Gamma \, (t_f^-)$

L'interrupteur idéalisé se ferme effectivement à l'instant t_f^+ *avec une tension nulle à ses bornes.*

---

* *L'interrupteur idéal à la fermeture réalise cette fonction à tension nulle.*

2.1.2. Modèle à l'ouverture

La transition envisagée à l'intant t_o se traduit par le transfert vers l'interrupteur d'une énergie électromagnétique stockée dans une inductance interne placée en série avec celui-ci (figure 1.5).

Un générateur de tension doit donc être disposé en série avec l'interrupteur fermé pour permettre l'annulation du courant avant son ouverture.*

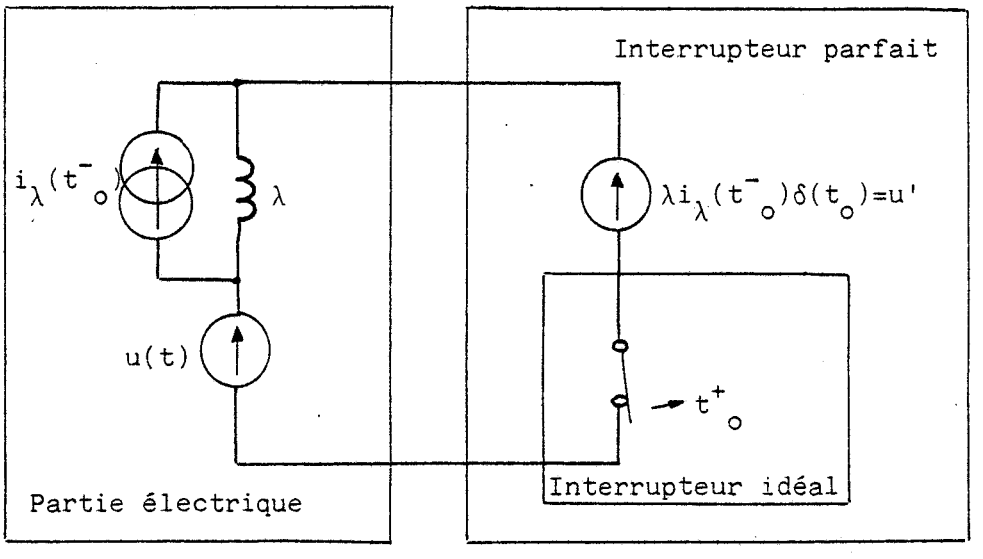


Figure 1.5

Dans ces conditions :

$u(t_o^-) = u(t_o^+)$,

$i_\lambda(t_o^-) \neq 0$ *et* $i_\lambda(t_o^+) = 0$.

La commutation entraîne une variation d'intensité correspondant à l'équation :

$$- \lambda \left[i(t_o^+) - i(t_o^-) \right] = \int_{t_o^-}^{t_o^+} \lambda\, i_\lambda(t_o^-)\, \delta(t_o)\, dt$$

soit : $i_\lambda(t_o^+) = 0$.

L'interrupteur idéal s'ouvre à l'instant t_o^+ alors que le courant qui le traverse est nul.

** L'interrupteur idéal à l'ouverture réalise cette fonction à courant nul.*

2.1.3. Modèle complet

Il convient de représenter un interrupteur parfait inséré dans un circuit électrique en complétant le schéma de l'interrupteur idéal se fermant et s'ouvrant respectivement aux instants t_f^+ et t_o^+ (figure 1.6).

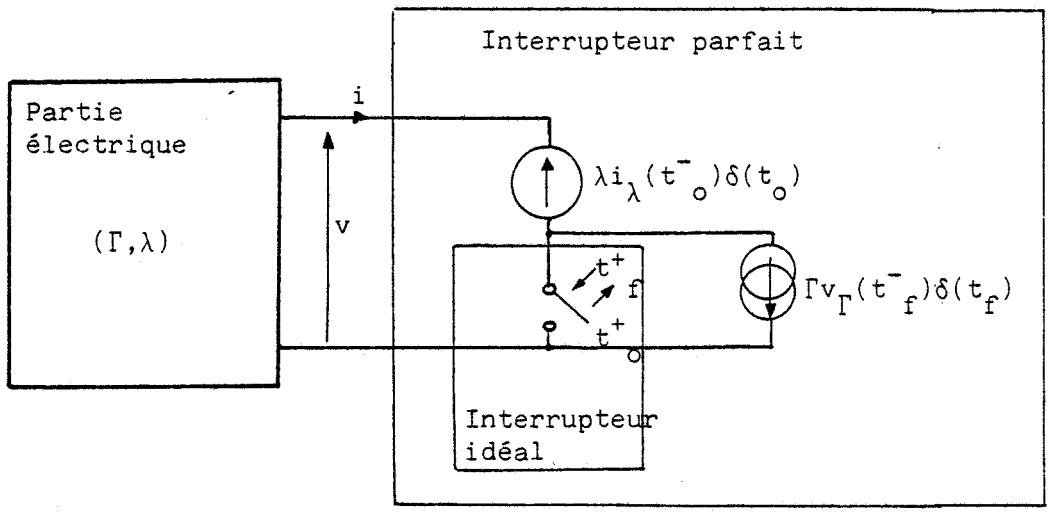


Figure 1.6

Ce schéma fait apparaître les effets de la connexion interrupteur-système qui, dans le cas général ne peut pas être réalisée sans entrainer la destruction de l'interrupteur soit par surtension à l'ouverture, soit par surintensité à la fermeture.

Les conditions à respecter pour un interrupteur réel sont alors

$\Gamma v(t_f^-) = 0$ *à la fermeture et*

$\lambda i(t_o^-) = 0$ *à l'ouverture.*

Les coefficients Γ *et* λ *qui représentent respectivement une capacité et une inductance internes, caractérisent la réticence du système électrique à accepter des variations brutales de tension et de courant aux instants de commutation.*

2.2 Description fonctionnelle

Selon la technologie utilisée pour matérialiser un interrupteur, trois modes de fonctionnement peuvent être définis :

- *Mode libre ou non contrôlé*

Les commutations sont naturelles ou spontanées et les instants t_f et t_o sont fixés uniquement par les grandeurs électriques v(t) et i(t).

- *Mode semi-contrôlé*

Une seule des deux commutations possibles est liée à une grandeur extérieure.

- *Mode totalement contrôlé*

Les deux commutations dépendent d'une commande extérieure.

Les deux derniers modes nécessitent donc un sous-système supplémentaire qui assure l'activation d'une variable de contrôle C de nature binaire. Ce sous-système est décrit par un réseau de Pétri spécifique appelé graphe de commande dont les différentes formes sont données sur le tableau 1.2.

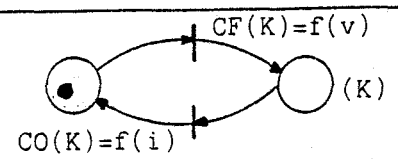
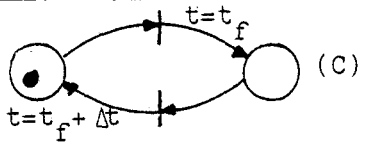
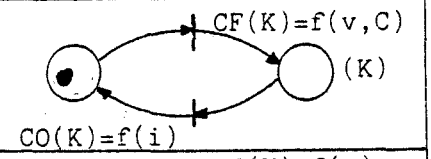
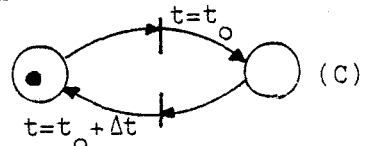
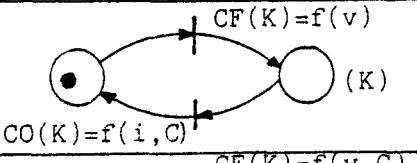
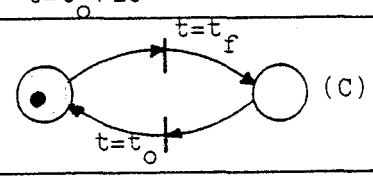
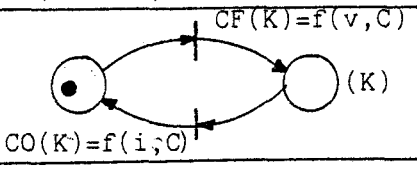
GRAPHE / INTERRUPTEUR	COMMANDE	FONCTIONNEMENT
NON CONTROLE		
CONTROLE A LA FERMETURE		
CONTROLE A L'OUVERTURE		
TOTALEMENT CONTROLE		

Tableau 1.2

3. TRIPOLE DE COMMUTATION

Un tripôle de commutation est une structure autoduale à deux interrupteurs (K1, K0) connectés en série. Celle-ci comporte respectivement en série et en parallèle deux sources de tension et de courant (figure 1.7).

L'état des deux interrupteurs est alors codé numériquement en leur affectant les poids respectifs 2 et 1.

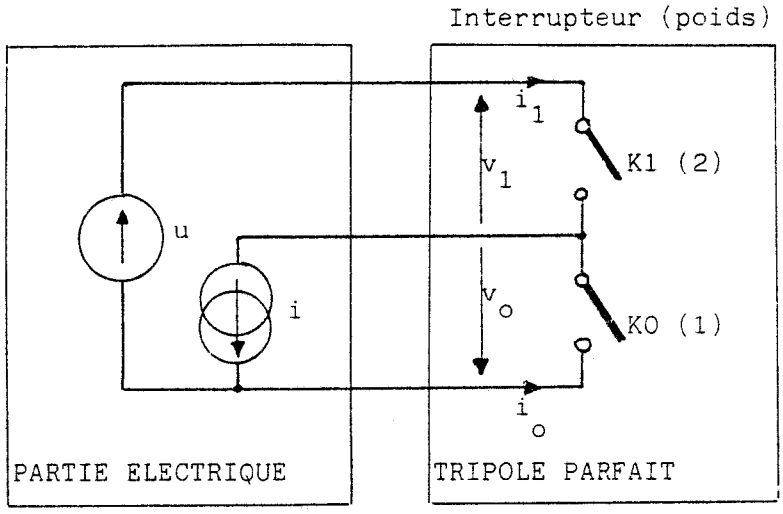


Figure 1.7

3.1 Modèle temporel, du tripôle en régime de commutation asynchrone

Le fonctionnement du tripôle considéré indépendamment du sytème électrique associé est décrit par le réseau de Pétri à quatre places (0,1,2,3) de la figure 1.8.

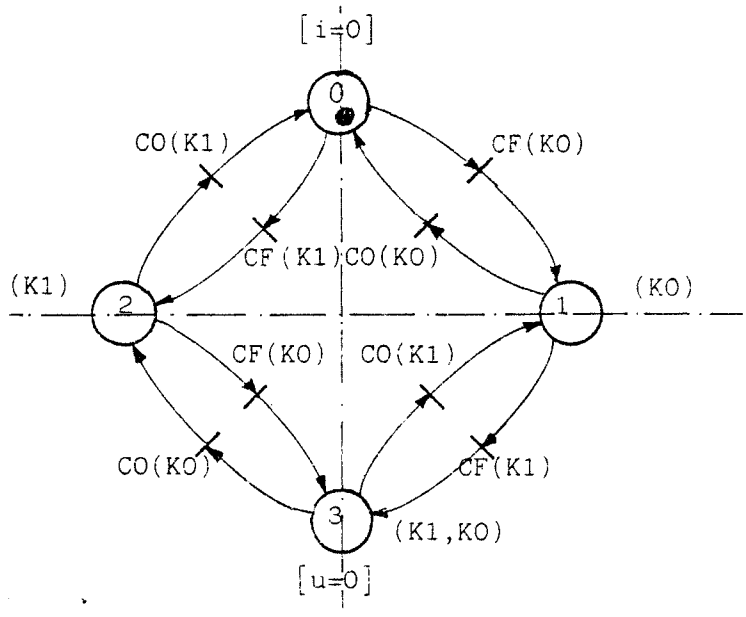


Figure 1.8

Le tableau 1.3 donne les différents schémas possibles rendant compte de l'influence du système électrique pour toutes les commutations envisagées survenant à des instants quelconques.

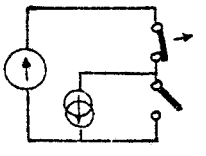
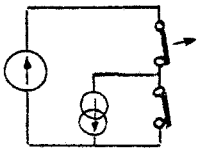
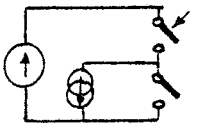
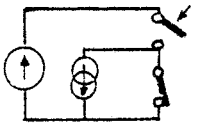
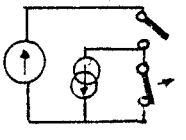
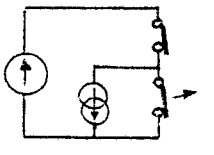
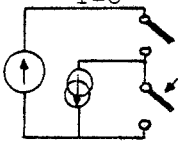
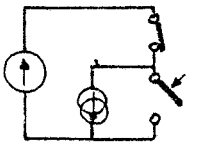
	PLACE INITIALE			
OPERATION	0	1	2	3
Ouverture de K1 (a)	—	—		u=0 
Fermeture de K1 (b)	i=0 		—	—
Ouverture de KO (c)	—		—	u=0 
Fermeture de KO (d)	i=0 	—		—

Tableau 1.3

BU LILLE

Ces schémas se correspondent deux à deux en appliquant les règles de dualité suivantes :

- *structure série* ⟷ *Structure parallèle*
- *Tension* ⟷ *Courant*
- *Interrupteur ouvert* ⟷ *Interrupteur fermé.*

Les paires duales sont alors : { *(a2,d2),(a3,d0),(b0,c3),(b1,c1)* }

Le réseau de la figure 1.8 comporte donc deux axes de symétrie de part et d'autre desquels places et transitions se correspondent par dualité.

Dans ces conditions, il suffit pour réaliser l'analyse complète des commutations du système, de ne considérer que les cas de fermeture et d'ouverture d'un seul interrupteur qu'il est alors possible de remplacer par son modèle temporel.

Les quatre schémas correspondant aux transitions contrôlées pour l'interrupteur K1 sont présentés sur la figure 1.9.

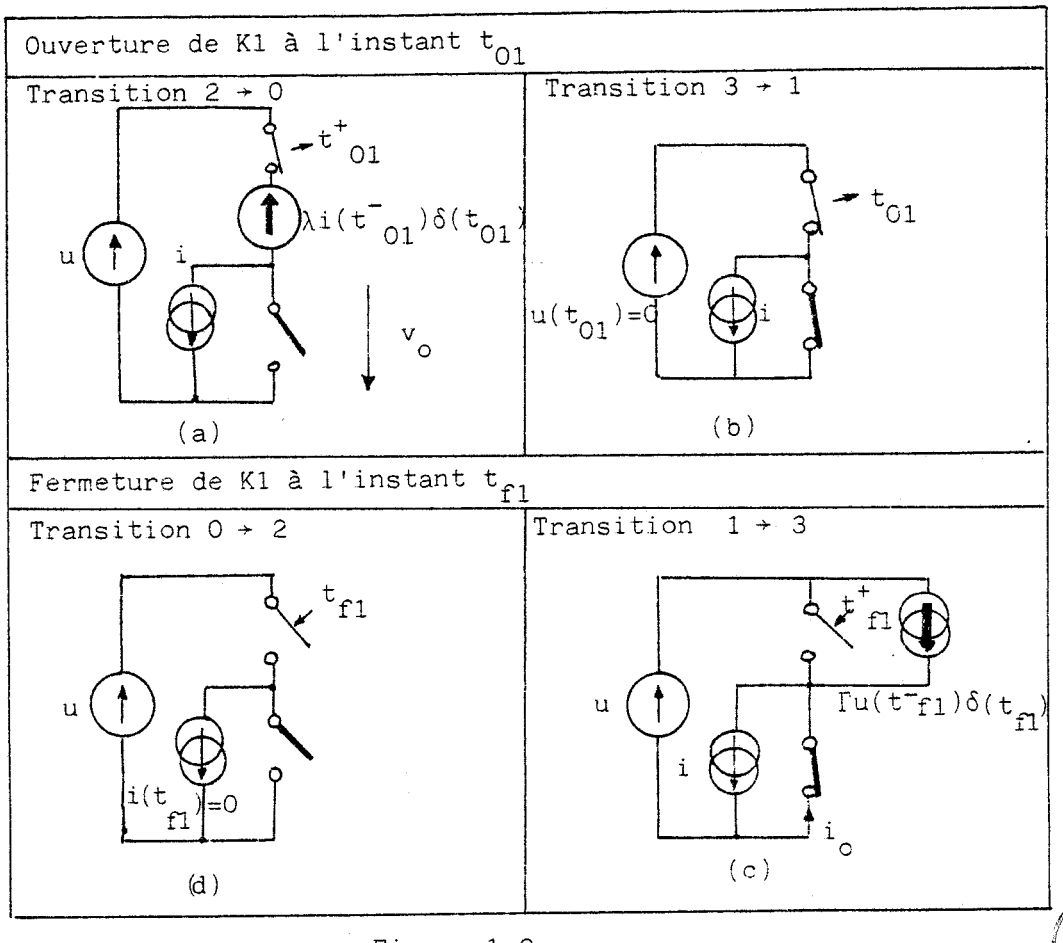


Figure 1.9

BU LILLE

Dans le cas (a) il apparait aux bornes de KO la différence de potentiel

$$v_o = \lambda i(t_{01}^-)\ \delta(t_{01}) - u\ .$$

Dans le cas (c), l'interrupteur KO est parcouru par le courant

$$i_o = -\Gamma u(t_{f1}^-)\ \delta(t_{f1}) + i\ .$$

La figure 1.10 précise les modèles correspondant aux commutations provoquées par la fermeture et l'ouverture de KO. Ceux-ci s'obtiennent simplement par dualité à partir des schémas de la figure 1.9.

L'analyse précédente montre que la plupart des commutations envisagées a priori conduit à la destruction des organes de connexions du tripôle. La figure 1.11 donne les conditions qu'il convient de respecter lorsque les instants de commutation sont asynchrones en notant C1 et CO les variables de contrôle des interrupteurs.

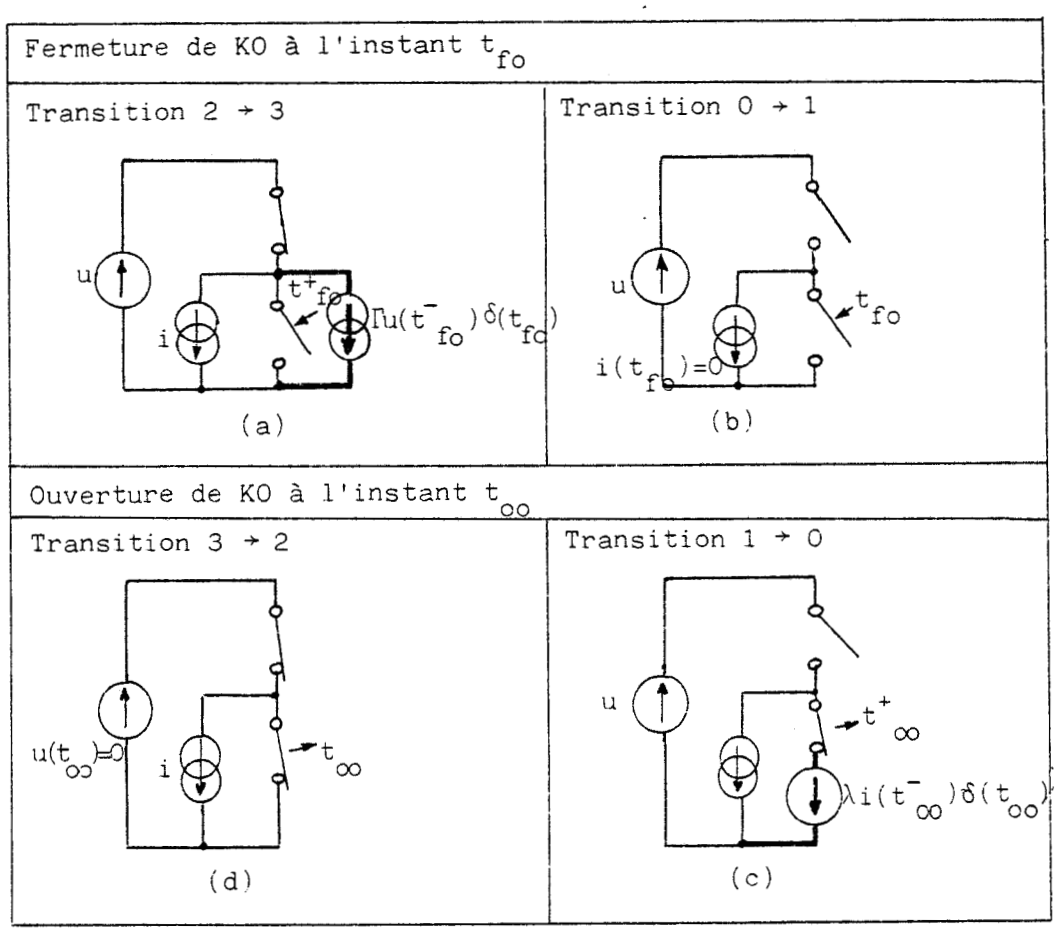


Figure 1.10

BU LILLE

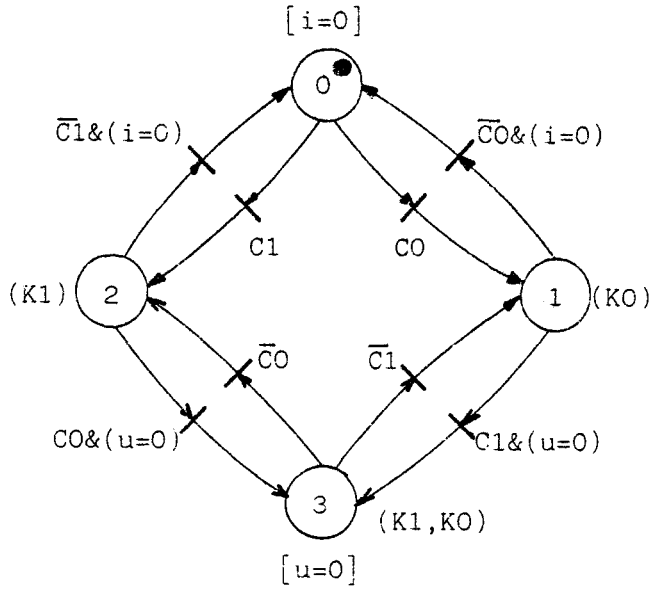


Figure 1.11

3.2. Modèle temporel du tripôle en régime de commutation synchrone

Ce modèle substitue à une séquence de deux commutations infiniment rapprochées une commutation unique équivalente intervenant au même instant sur les deux interrupteurs K1 et KO.

Selon le nombre de transitions franchies en cascade, il apparaît pour deux places de départ et d'arrivée données deux modèles temporels différents suivant que le premier des interrupteurs actionnés l'est à l'ouverture ou à la fermeture.

Les quatre modèles de la figure 1.12 montrent le résultat de cette analyse.

Dans une commande pseudo-synchrone à ouverture commandée l'interrupteur complémentaire reçoit juste avant sa fermeture une surtension de signe opposée à la tension établie tandis que dans une commande à fermeture commandée l'élément complémentaire reçoit immédiatement avant son ouverture une surintensité de signe opposé au courant établi.

La présence d'impulsions de Dirac dans le schéma équivalent du tripôle parfait se traduit :

- pour une impulsion en courant, par une chute de tension brutale d'amplitude Δu consécutive à la perte d'une énergie $\Delta W = \frac{1}{2}\Gamma \Delta u^2$ par la capacité interne Γ.

- pour une impulsion en tension, par une diminution brutale d'intensité qui correspond à la perte, par l'inductance interne λ d'une énergie $\Delta W = \frac{1}{2}\lambda \Delta i^2$.

4. DIPOLES ET TRIPOLES REELS

Les dipôles et tripôles sont réalisés industriellement au moyen de semi-conducteurs de puissance dont les caractéristiques, très proches de celles des éléments parfaits permettent de définir des modèles plus ou moins sophistiqués presque toujours construits autour d'un élément parfait /18/, /19/.

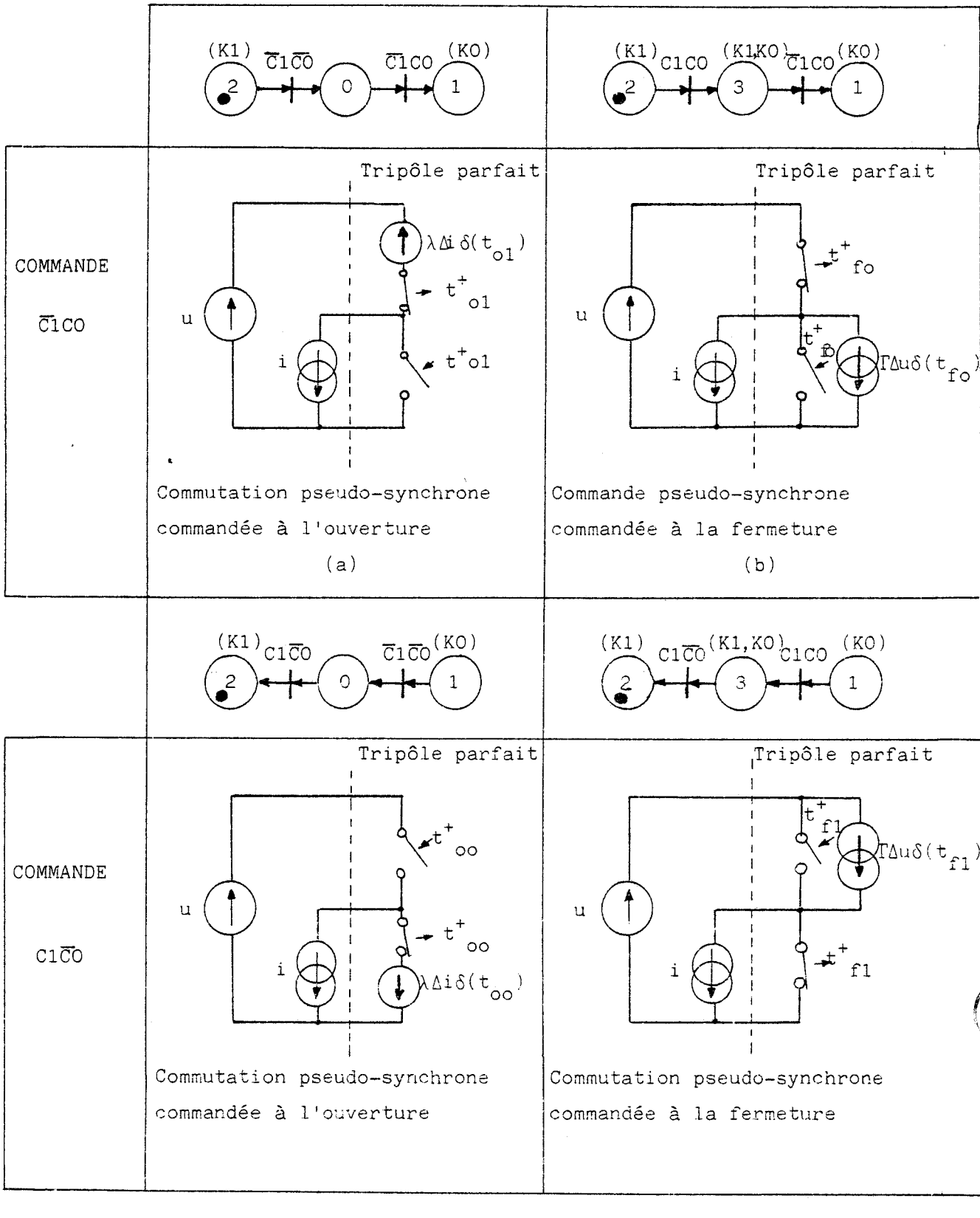


Figure 1.12

4.1 Dipôles usuels

il existe seulement deux catégories de dipôles usuels :

- Les dipôles à commutations non contrôlées représentés par les diodes de puissance.

- Les dipôles à commutations semi-contrôlées commandés la plupart du temps à la fermeture. Cette famille est largement représentée par les thyristors et triacs.

L'interrupteur dual contrôlé à l'ouverture n'existe pas naturellement mais il a pu cependant être réalisé pour des applications particulières /18/.

Le tableau 1.4 donne les graphes de commande et de fonctionnement de tous les montages possibles à interrupteur unique.*

Le cas des thyristors montés tête-bêche avec un autre thyristor ou une diode est exclu car il constitue un groupement parallèle de deux dipôles élémentaires qui sera examiné au chapitre suivant.

Le transistor et le thyristor à extinction par la gâchette (GTO) ne figurent pas non plus du fait qu'il est impossible, sous peine de les détruire, de les faire fonctionner seuls à l'intérieur d'un circuit électrique.

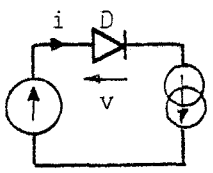
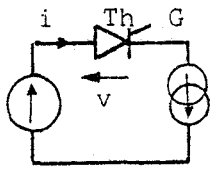
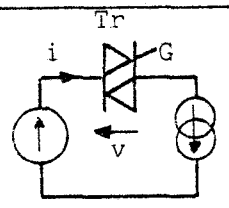
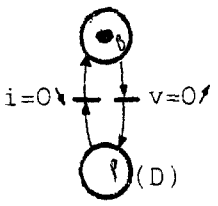
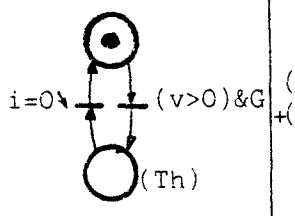
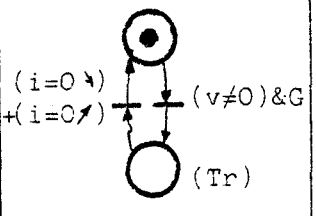
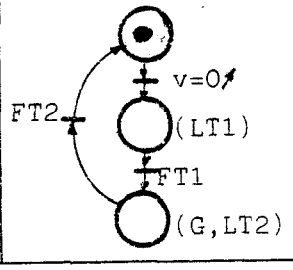
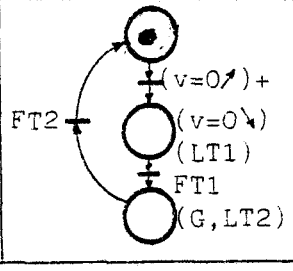
ELEMENTS	DIODE	THYRISTOR	TRIAC
SYSTEME INTERRUPTEUR-CIRCUIT			
GRAPHE DE FONCTIONNE-MENT			
GRAPHE DE COMMANDE	———		

Tableau 1.4

** La prise en compte du temps est représentée au moyen de notations habituelles /21/ LT : lancement de temporisation et FT : fin de temporisation).*

4.2 Tripôles usuels

Les tripôles usuels se rangent en trois catégories de degré n croissant selon le nombre $n \in \{0,1,2\}$ d'interrupteurs contrôlés à l'instant des commutations. Ce degré représente le nombre d'évolutions parallèles qui peuvent survenir au niveau du graphe de commande à l'instant des commutations ; il est donc lié à la complexité du dispositif de contrôle du tripôle, elle même tributaire de la nature des composants utilisés.

4.2.1 Tripôles de degré 0

Les deux interrupteurs sont des diodes et les commutations sont toujours pseudo-synchrones à fermeture non contrôlée.

L'extinction de la diode complémentaire s'effectue alors par "soufflage" grâce à une impulsion négative en courant qui rétablit la barrière de potentiel de la jonction concernée. L'énergie prélevée à la source de tension est alors faible puisque ces commutations ont lieu lorsque les tensions v_1 et v_o sont voisines de zéro.

Les graphes de fonctionnement correspondant aux deux montages possibles des diodes, à cathode ou anodes communes, sont donnés respectivement figure 1.13a et 1.13b.

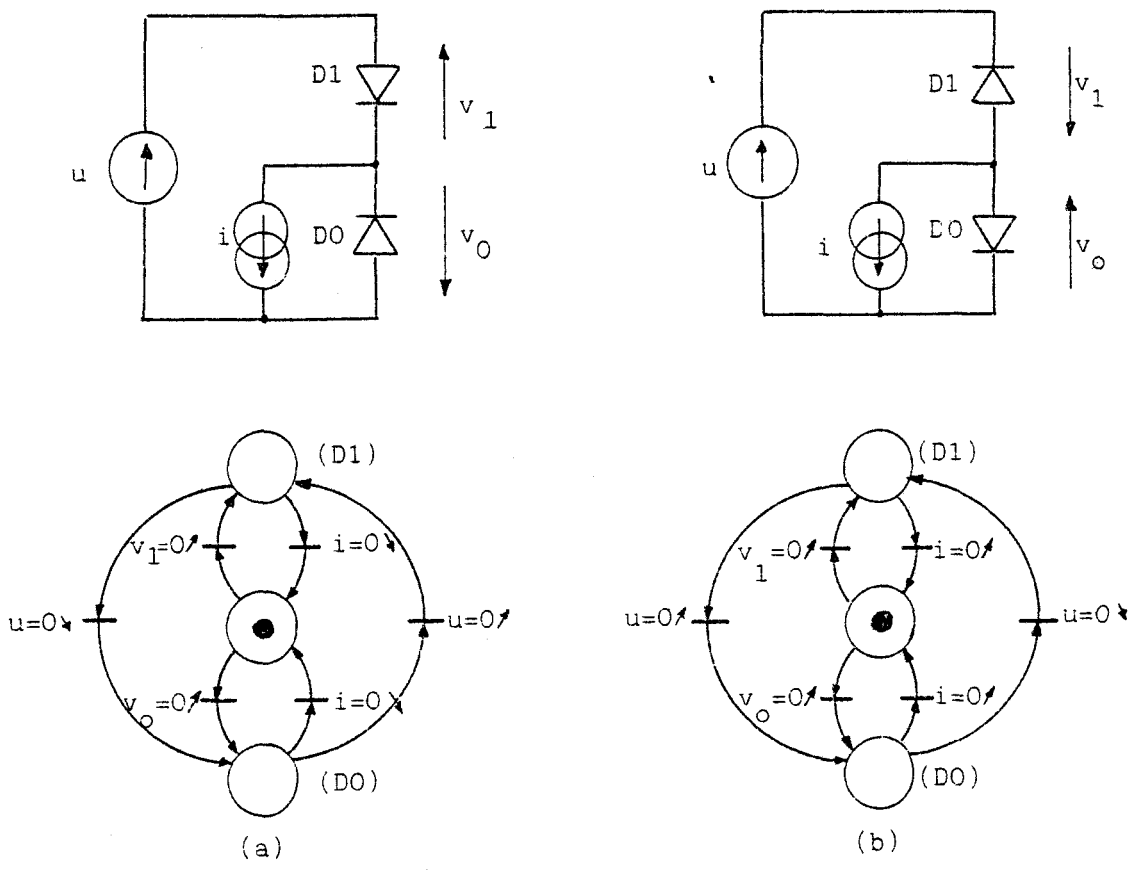


Figure 1.13

4.2.2. Tripôles de degré 1

Tous les tripôles comportant un seul élément contrôlé sont des tripôles élémentaires de degré unité mais il faut remarquer que l'association en parallèle de deux tripôles élémentaires conduit à un tripôle à deux éléments contrôlés qui, lorsque les commandes des interrupteurs ne sont pas simultanées ne constitue pas un tripôle de degré 2. Ce type de tripôle sera examiné dans le chapitre 3 consacré à la description des systèmes multitripôles.

Le tableau 1.5 donne les cas de figures obtenus lorsque l'interrupteur commandé est soit contrôlé à la fermeture (thyristor), soit totalement contrôlé à l'ouverture et à la fermeture (groupement de thyristors, transistors ou GTO).

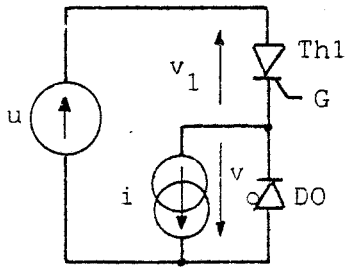
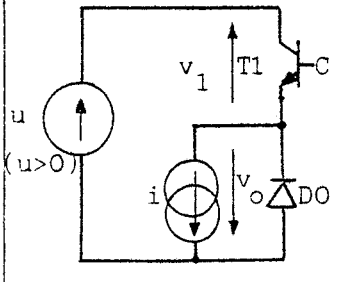
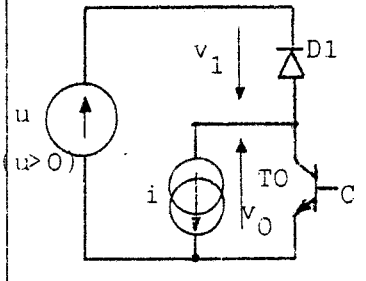
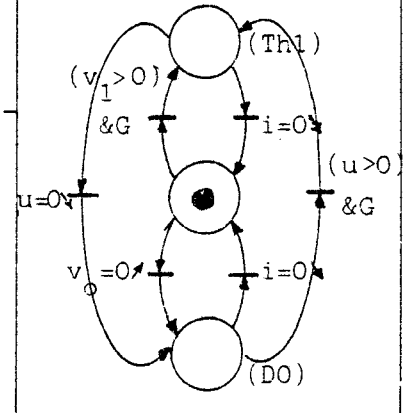
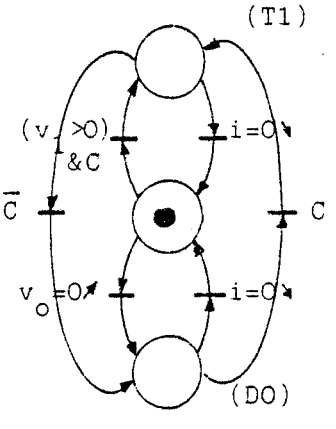
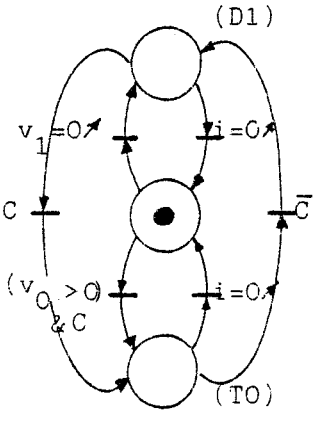
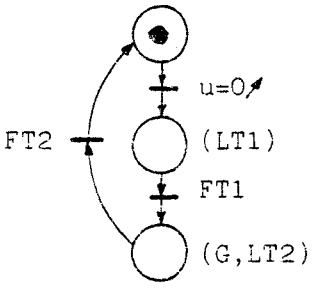
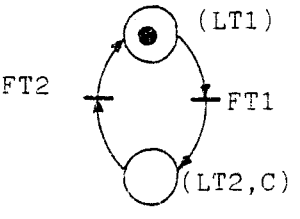
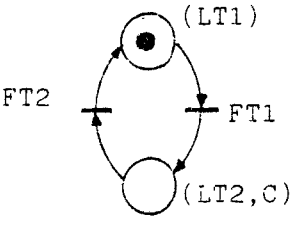
TRIPOLE	DIODE-THYRISTOR	DIODE-TRANSISTOR	TRANSISTOR-DIODE
MONTAGE			
GRAPHE DE FONCTIONNEMENT			
GRAPHE DE COMMANDE			

Tableau 1.5

BU LILLE

L'élément complémentaire est dans le cas présent toujours une diode et les commutations sont alors pseudo-synchrones à ouverture ou fermeture commandée.

Dans le premier cas la diode est rendue conductrice par une tension positive appliquée à ses bornes tandis que dans le second, elle est bloquée par "soufflage" en courant.

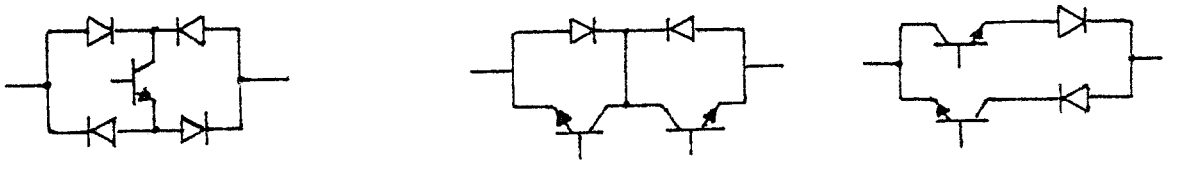
Ces commutations, de natures très différentes s'accompagnent d'une perte d'énergie dissipée sous forme de chaleur dans les semi-conducteurs. Selon le cas, cette énergie est empruntée à la source de tension (fermeture contrôlée) ou à la source de courant (ouverture contrôlée) et les effets observés (sauts de tension ou de courant) ne doivent pas être confondus avec ceux de l'empiètement pour lequel chaque élément commute comme un dipôle, c'est-à-dire seul.

4.2.3. Tripôle de degré 2

Un tripôle de degré 2 comporte nécessairement deux interrupteurs totalement contrôlés dont les commandes complémentaires sont pseudo-synchrones à l'ouverture ou à la fermeture. Les thyristors sont donc exclus de ce type de montage puisqu'il n'est pas possible de commander leur extinction.

Lorsque ces interrupteurs sont unidirectionnels, constitués par exemple par un transistor ou un thyristor GTO, le montage est sans intérêt puisque l'un des éléments peut être remplacé par une diode sans modifier le fonctionnement.

La seule structure intéressante comporte donc deux interrupteurs bidirectionnels à contrôle total qui peuvent être réalisés à partir d'un ou deux transistors (figures 1.14a et b)



(a) (b)

Figure 1.14

La première solution (figure 1.14a) est préférée car elle simplifie les problèmes de commande /22/, /23/, /24/. Les graphes de fonctionnement et de contrôle sont donnés figure 1.15.

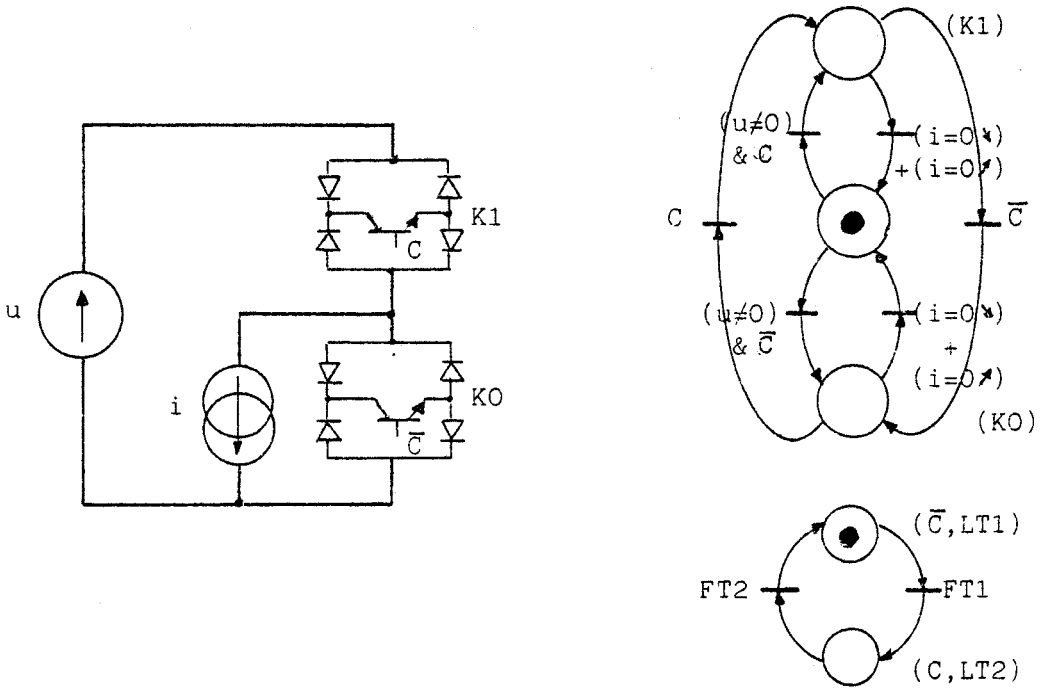


Figure 1.15

Les commutations pseudo-synchrones qui apparaissent dépendent du dispositif de protection adopté pour les interrupteurs /25/ /26/. Une protection contre les surintensités entrainera une commutation à fermeture commandée tandis qu'une protection contre les surtensions demandera une commutation à ouverture commandée. Le dispositif de protection qui peut comporter une réaction de la partie électrique sur la partie commande fait alors partie intégrante de l'interrupteur qui perd sa simplicité première.

5. CONCLUSION

Ce chapitre a essentiellement pour but de définir un modèle d'interrupteur sur des bases théoriques réalistes.

Il s'appuie en fait sur l'idée simple qu'un interrupteur inséré dans un convertisseur assure, en plus du rôle de connecteur modifiant la structure d'un montage, une fonction de conversion énergétique qui doit impérativement tenir compte de son environnement électrique en raison des énergies électromagnétiques et électrostatiques stockées. En effet, une modification structurelle effectuée sans précaution risque toujours, si cette énergie est libérée, de provoquer la destruction de l'élément.

Cette éventualité apparait, dans les modèles temporels d'interrupteurs que nous proposons, par la présence d'impulsions de Dirac qui représentent, selon les commutations, des tensions ou des courants. L'électricien est alors sensibilisé à ces contraintes énergétiques qui, une fois séparées, permettent ensuite de retrouver la notion classique d'interrupteur idéal réduit à sa fonction de connexion binaire.

Ces précautions, apparemment spéculatives, offrent cependant l'avantage de différencier impérativement les rôles des tensions et courants pour bien cerner la causalité des phénomènes.

On évite ainsi les pièges inévitables qui apparaissent lorsqu'on raisonne sur un environnement électrique simplifié (capacité ou résistance pure) qui amènent à confondre la cause et la conséquence d'une commutation. L'abandon des charges purement résistives est de plus justifié par la grande vitesse des commutations réalisées par les semi-conducteurs de puissance modernes. En effet, sur un intervalle de temps de quelques microsecondes, la notion de résistance pure disparait.

La finalité de ce chapitre étant précisée, il est maintenant possible d'aborder, dans les deux chapitres suivants, l'étude des structures constituées par l'association des éléments qui viennent d'être définis.

CHAPITRE 2

ASSOCIATIONS DE DIPOLES - SYSTEMES MULTIDIPOLES

1. INTRODUCTION

Un système multidipôle de multiplicité N est un ensemble qui, associé à une partie électrique, est composé de N interrupteurs interconnectés irréductibles en tripôles.

Pour un système multidipôle d'ordre unité, les commutations n'intéressent à un instant donné qu'un seul élément à la fois. Un multidipôle d'ordre n est constitué alors de n multidipôles d'ordre unité qui évoluent simultanément pour définir un degré de parallélisme lié au nombre, au plus égal à n, d'interrupteurs qui commutent au même instant. Ces changements d'état concomitants sont exclusivement le résultat de l'évolution des parties commande et électrique du système contrairement aux commutations de type pseudo-synchrone à l'ouverture et à la fermeture caractéristiques des tripôles élémentaires.

Nous nous proposons, dans ce chapitre de définir des outils d'analyse et de description adaptés à cette classe de systèmes qui recouvre de nombreux convertisseurs statiques assurant des fonctions de conversion diverses. Tous ces montages possèdent cependant en commun la particularité de ne faire intervenir que des dipôles élémentaires du tableau 1.4 (diodes, thyristors et triacs) ou les éléments qui en dérivent par dualité.

2. DIPOLES DOUBLES

2.1 Dipôle série

Deux dipôles simples connectés en série dans une maille électrique unique constituent un dipôle double (multiplicité 2) de type série.

L'association de deux thyristors suffit à définir toutes les configurations diode-thyristor possibles (figure 2.1a), en remarquant que la condition de fermeture d'un thyristor devient celle d'une diode si les impulsions de commande sont maintenues en permanence :

$$[\,(v > 0)\ \&\ G\,]_{G=1} = (v = 0\searrow)$$

La figure 2.1b représente le graphe de fonctionnement du système considéré qui est alors d'ordre deux.

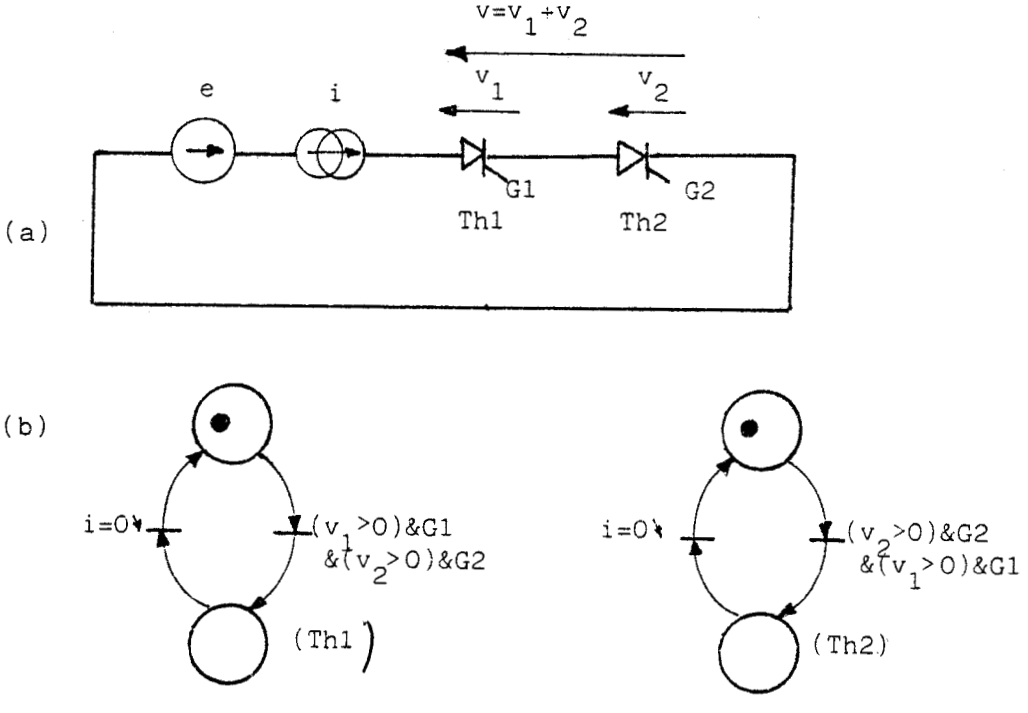


Figure 2.1

Les tensions v, v_1 et v_2 étant de même signe, l'ensemble des deux thyristors se trouve équivalent à un thyristor unique Th appelé thyristor "produit" ou chaîne pour lequel les conditions de conduction et de blocage s'écrivent respectivement :

(v > 0) & G et i = 0↘ (figure 2.2.)

avec Th = Th1 Th2 et G = G1 G2.

La relation d'équivalence qui permet ce fusionnement /27/ est, dans ce cas, de nature séquentielle : "mêmes graphes, mêmes réceptivités".

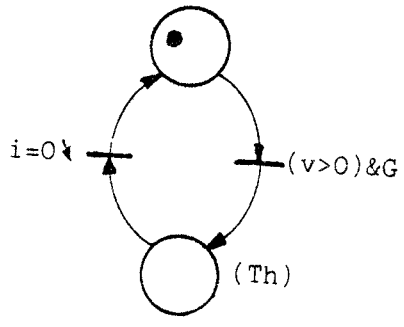


Figure 2.2

2.2 Dipôle parallèle

Un dipôle parallèle s'obtient par le montage tête-bêche (*) de deux dipôles élémentaires conformément au tableau 2.1.

Deux structures apparaissent :

- l'association thyristor-diode utilisée dans les gradateurs mixtes,
- l'association thyristor-thyristor plus répandue pour le contrôle des courants alternatifs.

Comme pour les dipôles doubles de type série, il est possible de définir un dipôle unique équivalent en réduisant à deux le nombre de places du graphe de fonctionnement qui ne comporte alors plus qu'une seule réceptivité de contrôle.

La simplification des graphes de fonctionnement s'appuie, d'une manière générale, sur la notion de fusionnabilité entre places d'un réseau de Pétri d'état /28/. Cette relation, qui n'est pas une relation d'équivalence, se traduit par :

- une condition sur les places d'entrée et de sortie d'une place donnée
- l'existence d'une variable ou d'un prédicat binaire de différenciation permettant de distinguer les actions relatives aux places fusionnées.

* Cette définition n'est pas uniquement structurelle, l'association transistor-diode ne constituant pas un dipôle parallèle double.

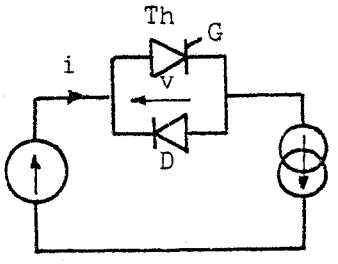
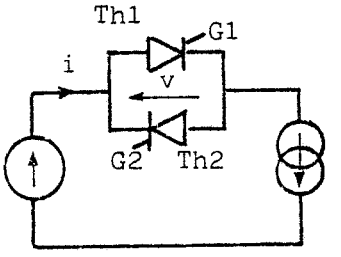
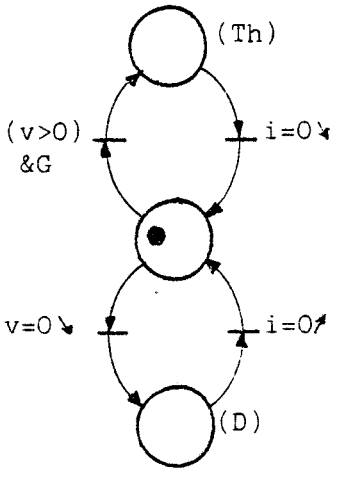
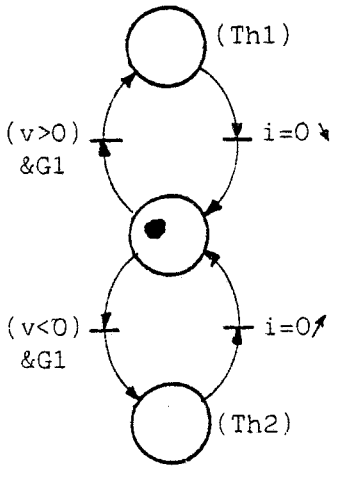
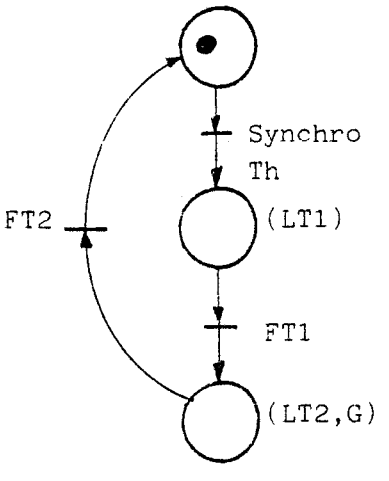
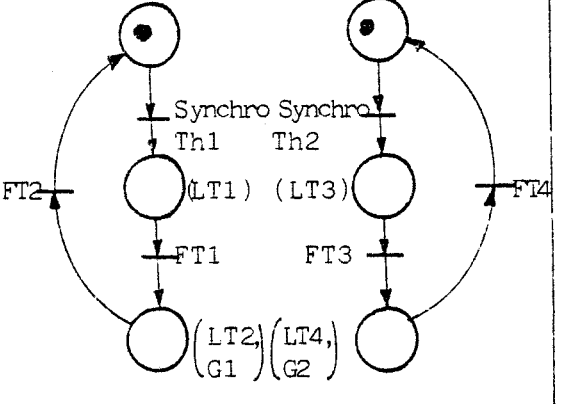
Eléments	Diode-Thyristor	Thyristor-Thyristor
Système interrupteur-circuit		
Graphe de fonctionnement		
Graphe de commande		

Tableau 2.1

BU LILLE

Dans le cas présent, les deux places fusionnables possèdent la même place d'entrée et de sortie (place initialement marquée) et le prédicat de différenciation correspond au signe du courant i dans le dipôle.

Le fusionnement envisagé est donc possible comme le montre les graphes simplifiés des figures 2.3.a et 2.3.b. Les fonctions de transmission des diodes et thyristors s'obtiennent par des relations combinatoires de sortie ou interviennent les fonctions de marquage des places fusionnées.

En notant $\varphi(i,j)$ *la fonction de marquage de la place i du graphe j, il vient :*

$$Th = \varphi(2.1)\ \&\ (i>0)\quad ,\quad D = \varphi(2.1)\ \&\ (i<0)\ ,$$

$$Th_1 = \varphi(2.2)\ \&\ (i>0)\quad ,\quad Th_2 = \varphi(2.2)\ \&\ (i<0)\ .$$

Ces techniques de fusionnement peuvent, dans certains cas, être considérées comme contraires à la transparence de la description du fait que le marquage d'une place ne correspond plus directement à la fonction de transmission des interrupteurs élémentaires.

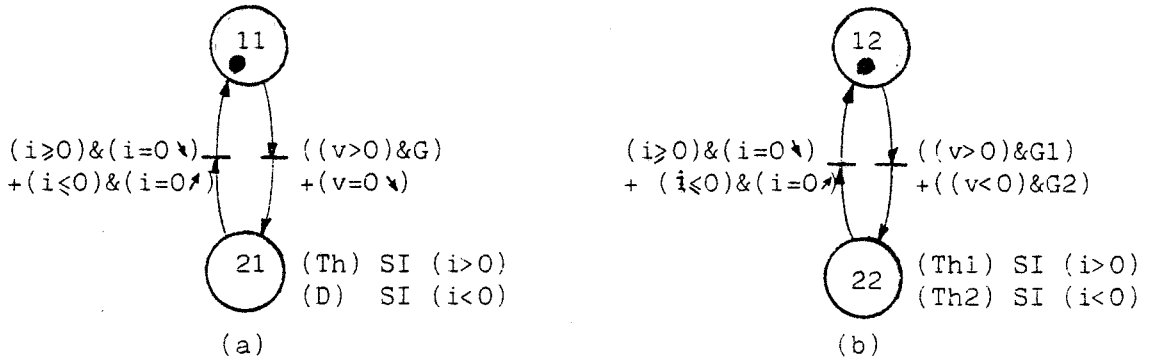


Figure 2.3

3. MULTIDIPOLES D'ORDRE UNITE

3.1 Notations Codage

Un multidipôle de multiplicité N et d'ordre unité (n = 1) est un ensemble de N dipôles élémentaires ou doubles, placé devant une partie électrique et excluant de son fonctionnement tout parallélisme ou évolutions simultanées (figure 2.4).

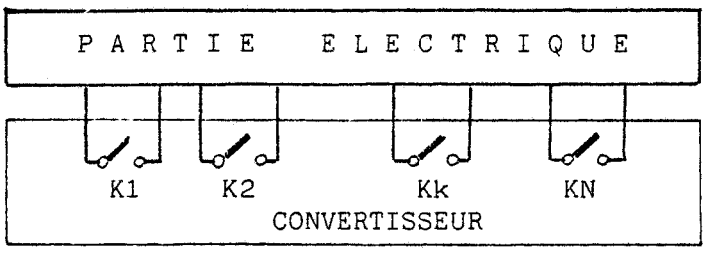


Figure 2.4

3.1.1 Codage des configurations

Le codage numérique des configurations du convertisseur peut être effectué de manière naturelle /29/ par pondération des interrupteurs suivant la correspondance :

$$\prod_{k=1}^{N} \dot{K}_k \Leftrightarrow \sum_{k=1}^{N} 2^{N-k} K_k \qquad \text{avec } \dot{K}_k \in \{\bar{K}_k, K_k\}$$

$$\text{et } K_k \in \{0,1\}$$

Le réseau de Pétri dont les places sont associées à l'état du convertisseur est, dans ces conditions un réseau d'état /30/ inscrit sur un hypercube de dimension N /31/ (figure 2.5).

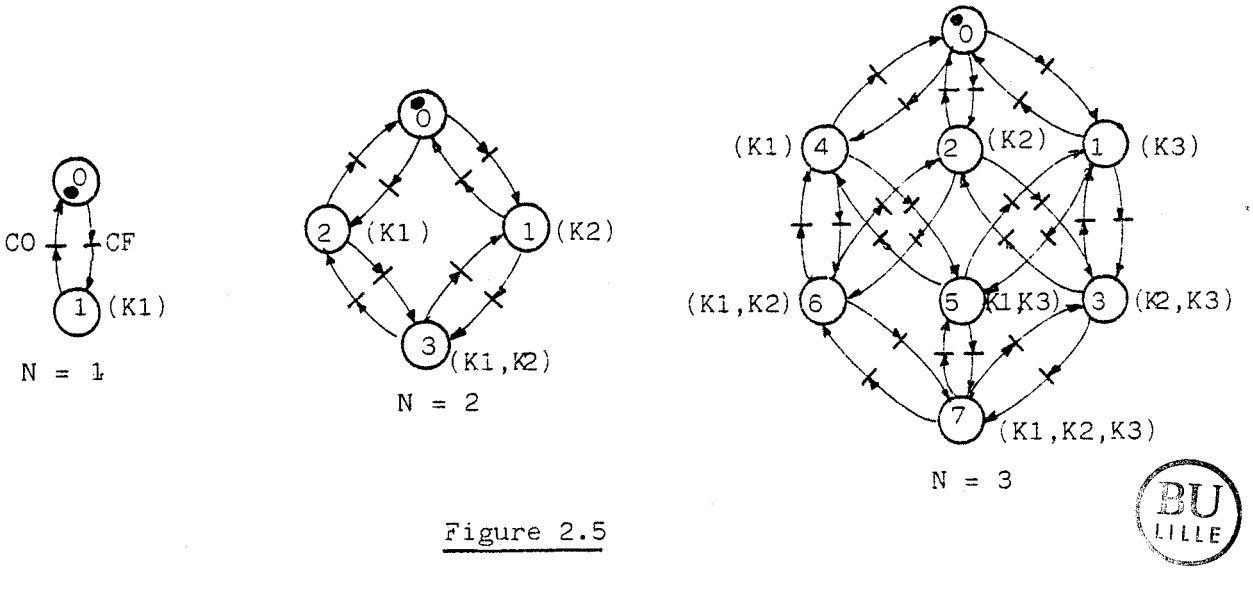


Figure 2.5

BU LILLE

3.1.2 Codage des réceptivités

Il est également nécessaire de coder les conditions d'ouverture (CO) et de fermeture (CF) qui apparaissent au niveau des transitions du graphe.

Pour un interrupteur donné appartenant à un multidipôle de multiplicité N, on dénombre 2^{N-1} conditions d'ouverture et de fermeture qui sont différenciées par l'état du multidipôle de multiplicité N-1 formé par les N-1 autres interrupteurs.

Le codage des états de ces N multidipôles peut donc être effectué en reprenant la pondération naturelle définie précédemment sur les N-1 interrupteurs concernés. Les tableaux 2.2 et 2.3 précisent le codage des configurations et réceptivités rencontrées dans le cas où N = 3.

Dipôles multiplicité 1			Multidipôles (N=3)			
			de multiplicité 2 (N - 1)			de multiplicité 3 (N)
K1	K2	K3	K1K2	K1K3	K2K3	K1K2K3
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	1
0	1	0	1	0	2	2
0	1	1	1	1	3	3
1	0	0	2	2	0	4
1	0	1	2	3	1	5
1	1	0	3	2	2	6
1	1	1	3	3	3	7

Tableau 2.2

A titre d'exemple, avec les transitions reliant les configurations 2 et 3, on obtient les réceptivités CF_3^1 et CO_3^1 relatives à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur K3.

L'indice supérieur représente alors le nombre associé à l'état des interrupteurs non concernés par la transition considérée tandis que l'indice inférieur désigne l'interrupteur qui commute (figure 2.6).

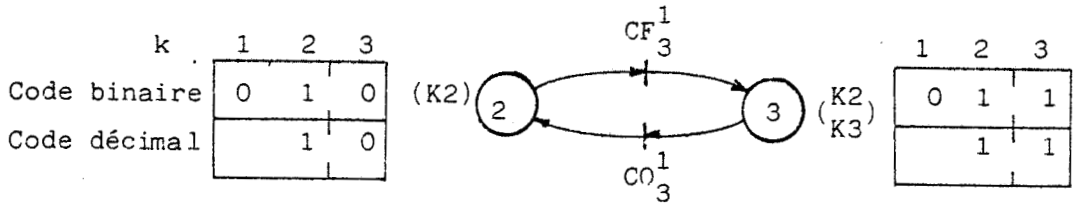


Figure 2.6

Configuration finale

Configuration initiale	0	1	2	3	4	5	6	7
0		CF^0_3	CF^0_2		CF^0_1			
1	CO^0_3			CF^1_2		CF^1_1		
2	CO^0_2			CF^1_3			CF^2_1	
3		CO^1_2	CO^1_3					CF^3_1
4	CO^0_1					CF^2_3	CF^2_2	
5		CO^1_1			CO^2_3			CF^3_2
6			CO^2_1		CO^2_2			CF^3_3
7				CO^3_1		CO^3_2	CO^3_3	

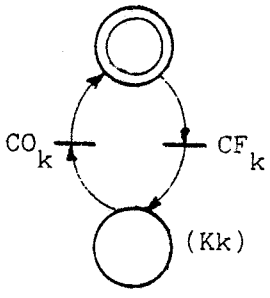
Tableau 2.3

BU LILLE

3.1.3 Décomposition en sous-graphes élémentaires

Le réseau de Pétri d'état qui décrit le fonctionnement du multidipôle est un réseau déterministe et sans conflit. De façon à intégrer les symétries structurelles et fonctionnelles des sources et machines triphasées, ce réseau unique peut être remplacé par un multigraphe équivalent muni obligatoirement d'une interprétation interne pour rendre compte de l'interdépendance des sous-graphes élémentaires.

Dans ces conditions, le réseau de Pétri d'un multidipôle prend la forme de N grafcets élémentaires /32/ associés aux N interrupteurs (figure 2.7)



$k \in \{1,2,\ldots,N\}$

Figure 2.7

Les conditions d'ouverture et de fermeture de chaque interrupteur s'écrivent alors respectivement

$$CO_k = \sum_{j=1}^{2^{N-1}} CO_k^j \qquad \text{et} \quad CF_k = \sum_{j=1}^{2^{N-1}} CF_k^j$$

et l'activité des graphes voisins est effectivement définie par l'indentificateur j.

3.1.4 Modèles électriques associés

Il convient ensuite d'associer, quelle que soit la forme (réseau de Pétri ou grafcets) du graphe de fonctionnement, un ensemble d'équations à chaque configuration du convertisseur.

En notant $\mathcal{M}_1$ *l'ensemble des modèles (équations d'état continues ou discrètes) de la partie électrique et* $\mathcal{C}$ *l'ensemble des configurations réalisées par le convertisseur, cette opération consiste à expliciter la bijection :*

$$f_1 : \mathcal{C} \longrightarrow \mathcal{M}_1$$

La description pourrait s'arrêter là si l'ensemble $\mathcal{M}_1$ *n'était, au moins pour les systèmes électrotechniques muni d'une relation d'équivalence structurelle* R_s *du type :*

"même forme, mêmes variables, mêmes paramètres".

Le quotient $\mathcal{M}_1 / R_s = \mathcal{M}_2$ *conduit alors à un ensemble de modèles tous différenciés deux à deux.*

L'exploitation de ces modèles, replacés dans le cadre du système complet n'est possible que si l'on distingue sur le formalisme unifié adopté pour chacun d'eux, les éléments de $\mathcal{M}_1$ *ayant servi à former les classes d'équivalences de la partition définie par* R_s.

Cette opération nécessite donc l'introduction d'une variable logique multivaluée de même nature que l'indice k ayant été défini pour identifier les interrupteurs.

En conclusion, pour qu'un ensemble $\mathcal{M}_3$ de modèles défini par une bijection $f_2 : \mathcal{M}_2 \rightarrow \mathcal{M}_3$, représente le système électrique associé à un multidipôle d'ordre 1 et de multiplicité N, il faut et il suffit que le formalisme adopté permette la différenciation des éléments de $\mathcal{M}_1$ donc de $\mathcal{C}$ à l'intérieur des classes d'équivalence définies par $\mathcal{M}_3$.

Cette règle de codage des modèles sera exploitée dans les exemples qui seront ultérieurement traités.

3.2 Multidipôle d'ordre 1 et de multiplicité 2.

L'analyse du multidipôle d'ordre 1 et de multiplicité 2 (figure 2.8) met en évidence la méthodologie suivie pour expliciter les blocs fonctionnels d'entrée et de sortie du graphe de fonctionnement du convertisseur. Ces blocs sont respectivement relatifs aux réceptivités du graphe et aux modèles nécessaires à la description de la partie électrique.

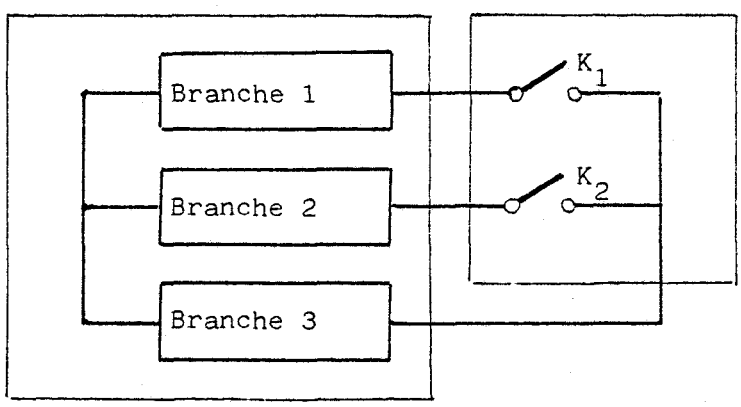


Figure 2.8

3.2.1 Codage des modèles électriques associés

La bijection f_1 définit quatre modèles pour la partie électrique, (tableau 2.4) ainsi que les sous-systèmes concernés par chaque configuration (branches B_{C1}, B_{C2}, B_{C3}).

$\mathcal{C}$	$\mathcal{M}_1$	Branches
0	M_0	BC3
1	M_1	BC1,BC3
2	M_2	BC2,BC3
3	M_3	BC1,BC2,BC3

Tableau 2.4

Si les branches BC1 et BC2 ont même structure, elles sont équivalentes par la relation R_s et

$$\mathcal{M}_1/R_s = \mathcal{M}_2 = \{ \{MO\} , \{M1,M2\} , \{M3\} \} .$$

Il est alors possible d'affecter à la classe $\{M1,M2\}$, un modèle unique à condition d'introduire la variable de différenciation $k \in \{1,2\}$ déjà utilisée pour les interrupteurs.

$$\{M1,M2\} \in \mathcal{M}_2 \longrightarrow \{ M_k^{12} \} \in \mathcal{M}_3$$

3.2.2 Exemple : montage redresseur biphasé alimentant un moteur à courant continu à flux constant.

Le montage étant alimenté par un transformateur monophasé à enroulements secondaires à point milieu, les schémas équivalents électriques /33/ des trois branches sont donnés par la figure 2.9 tandis que le tableau 2.5 précise les équations de tous les modèles condidérés.

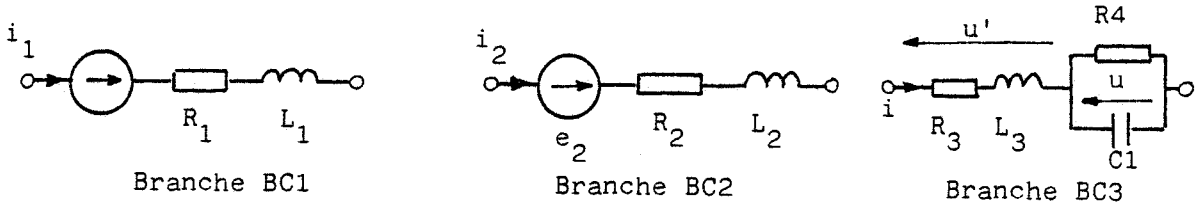


Figure 2.9

Modèles	Equations	Variables interrupteurs
M_0	$C_1 \frac{du}{dt} = - \frac{u}{R4}$	$v_1 = e_1 - u$ $v_2 = e_2 - u$ $v_k = e_k - u$
M_k^{12}	$C_1 \frac{du}{dt} = - \frac{u}{R4} + i_k$ $(L_k+L_3)\frac{di_k}{dt} = - u -(R_k+R_3)i_k+e_k$	i_k $v_{k+1} = e_{k+1} - u - R_3 i_k - L_3 \frac{di_k}{dt}$
M_3	$C_1 \frac{du}{dt} = - \frac{u}{R4} + i_1 + i_2$ $L_1 \frac{di_1}{dt} = -u -R_1 i_1 -u' + e_1$ $L_2 \frac{di_2}{dt} = -u -R_2 i_2 -u' +e_2$ $u' = R_3(i_1+i_2) + L_3 \frac{d}{dt}(i_1+i_2)$	i_1 i_2 i_k

Tableau 2.5

BU LILLE

3.2.3 Elimination du conflit à la mise sous tension

Le graphe de la figure 2.10 ainsi que le tableau 2.6 font apparaître un conflit lorsque les deux réceptivités CF_1^o et CF_2^o sont satisfaites simultanément.

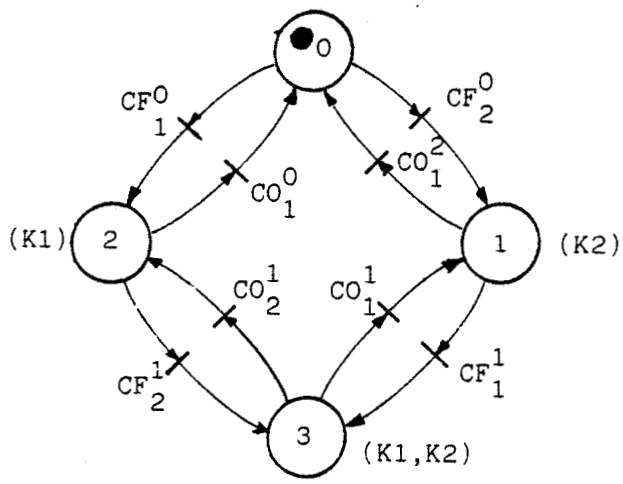


Figure 2.10

Place finale

Place initiale	0	1	2	3
0		$(e_2 - u > 0)$ &G2	$(e_1 - u > 0)$ &G1	
1	$i_2 = 0\searrow$			$(v_1 > 0)$ &G_1
2	$i_1 = 0\searrow$			$(v_2 > 0)$ &G2
3		$i_1 = 0\searrow$	$i_2 = 0\searrow$	

Tableau 2.6

La configuration du système complet à l'instant de ce conflit est alors donnée par la figure 2.11 et une priorité s'établit entre les fermetures des deux interrupteurs puisque la diode équivalente soumise à la plus élevée des tensions positives se met à conduire tandis que l'autre reste bloquée.

BU LILLE

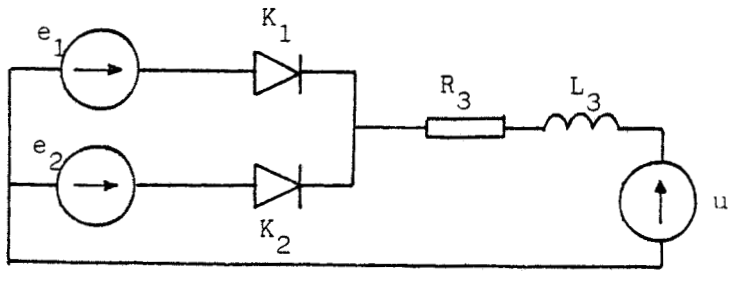


Figure 2.11

La disparition du conflit apparait dans l'arbre de décision de la figure 2.12 qui conduit à deux expressions booléennes exclusives des réceptivités CF_1^0 *et* CF_2^0 *:*

$$CF_1^0 = ((e_1 - u > 0)\ \&\ G1)\ \&\ (\bar{G}2 + ((e_2 - u > 0)\ \&\ G2)\ \&\ (e_1 > e_2))$$

$$CF_2^0 = ((e_2 - u > 0)\ \&\ G2)\ \&\ (\bar{G}1 + ((e_2 - u > 0)\ \&\ G1)\ \&\ (e_2 > e_1))$$

Celles-ci mettent en évidence le fait que pour un thyristor placé dans un convertisseur, la condition de fermeture $CF = (v > 0)\ \&\ G$ *n'est plus à la fois nécessaire et suffisante comme dans le cas d'un thyristor isolé.*

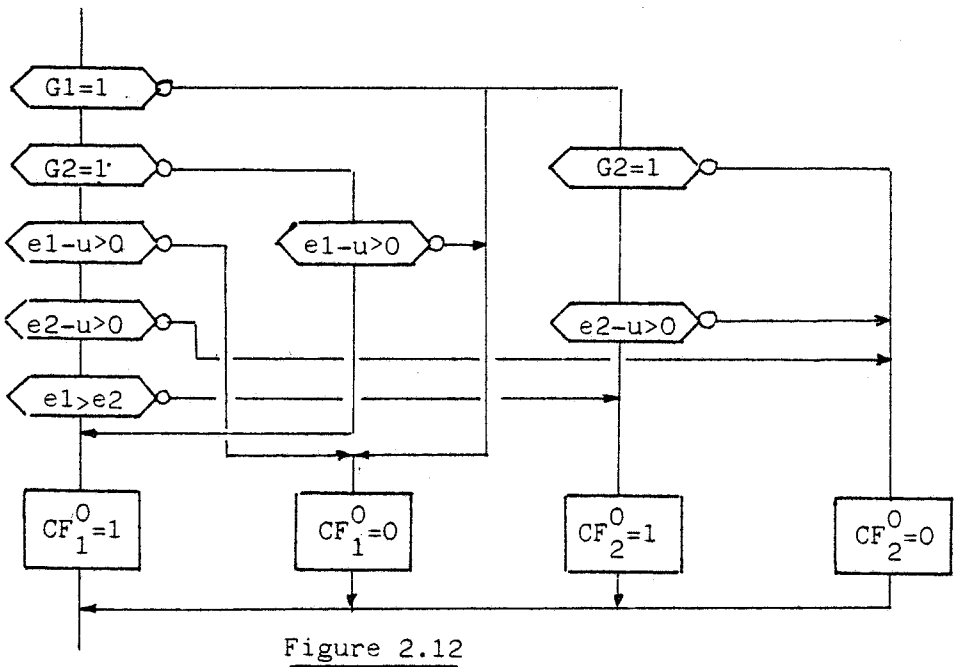


Figure 2.12

3.2.4 Description par un grafcet unique

Les grafcets associés aux interrupteurs identifiés par l'indice $k \in \{1,2\}$ *, sont parfaitement définis sur le grafcet unique de la figure 2.13 qui précise les notations utilisées pour les fonctions d'activité des étapes.*

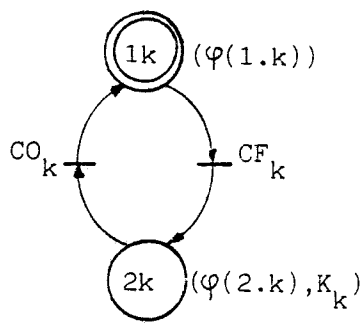


Figure 2.13

Ce grafcet complété par les expressions des réceptivités (système combinatoire d'entrée) et des actions d'activation des modèles de la partie électrique (système combinatoire de sortie) constitue alors une description fonctionnelle complète du convertisseur placé dans son environnement.

On obtient dans ces conditions :

$$CF_k = \varphi(1.k+1)\ CF_k^0 + \varphi(2.k+1)\ CF_k^1 ,$$

$$CO_k = \varphi(1.k+1)\ CO_k^0 + \varphi(2.k+1)\ CO_k^1$$

avec

$$CF_k^0 = ((v_k > 0)\ \&\ G_k)\ \&\ (\overline{G}_{k+1} + ((v_{k+1} > 0)\ \&\ G_{k+1})\ \&\ (v_k > v_{k+1}) ,$$

$$CO_k^0 = (i_k = 0 \searrow) ,$$

$$CF_k^1 = (v_k > 0)\ \&\ G_k ,$$

$$CO_k^1 = (i_k = 0 \searrow) .$$

Le combinatoire de sortie peut être donné, soit sous la forme d'un arbre de décision (figure 2.14), soit par un jeu d'expressions booléennes :

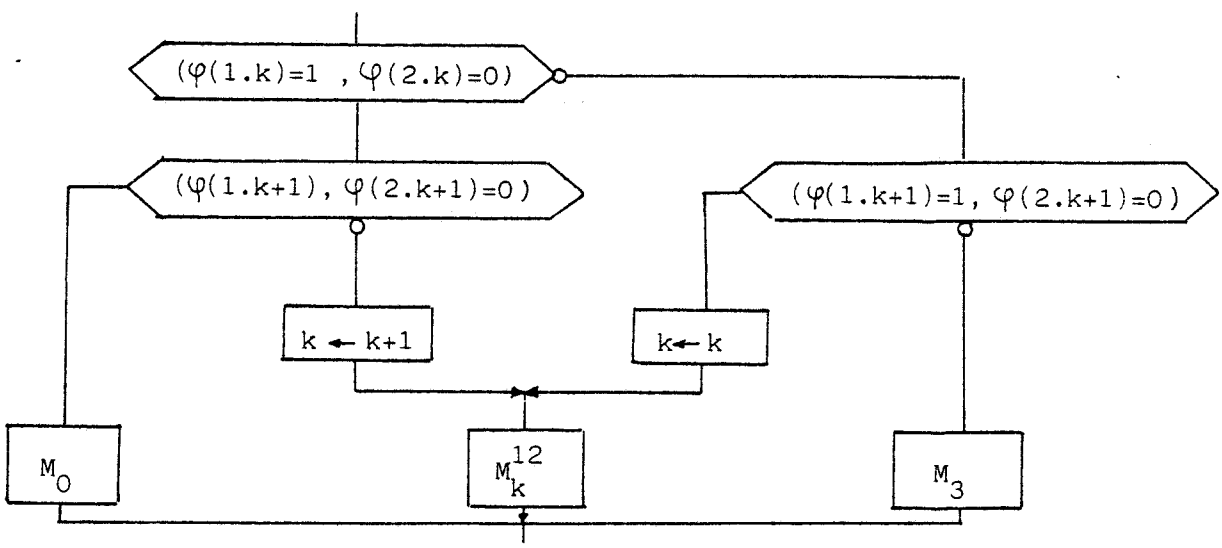


Figure 2.14

$$M_0 = \varphi(1.k)\ \varphi(1.k+1)$$

$$M_k^{12} = \varphi(2.k)\ \varphi(1.k+1) + \varphi(2.k+1)\ \varphi(1.k)$$

$$M_3 = \varphi(2.k)\ \varphi(2.k+1)$$

BU LILLE

3.2.5. Multidipôles d'ordre 1 à dipôles parallèles

3.2.5.1 Condition d'exclusion sur la commande /34/

La description peut être étendue au cas où les dipôles simples sont remplacés par des dipôles parallèles répondant aux définitions du paragraphe 2.2 à la condition cependant que l'ordre du multidipôle ne soit pas modifié (figure 2.15)

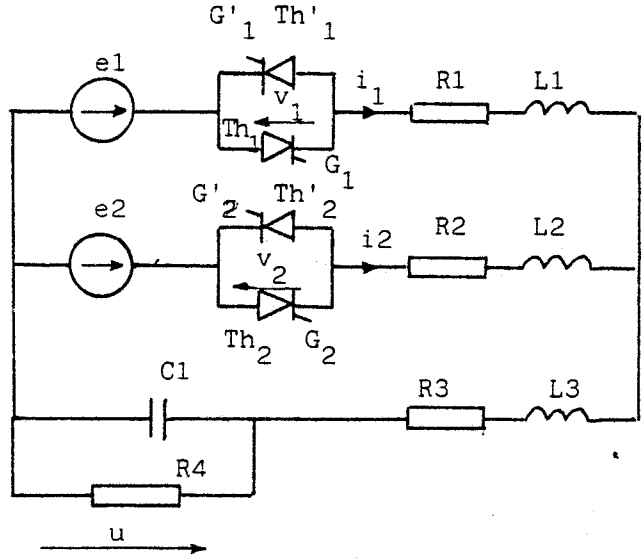


Figure 2.15

Cette condition n'est pas liée à la structure de la partie puissance mais est relative au fonctionnement de la partie commande.

En effet, pour éviter la fermeture simultanée de deux interrupteurs rendue possible du fait de leur bidirectionnalité, il convient d'introduire une condition d'exclusion sur les commandes des groupes positif (Th1, Th2) et négatif (Th'1, Th'2) qui s'écrit :

$$(G1 + G2)\,(G'1 + G'2) = 0\ .$$

3.2.5.2 Conditions d'exclusion sur les réceptivités

Les graphes de fonctionnement des interrupteurs de même indice présentent des réceptivités exclusives deux à deux qui éliminent toute possibilité d'évolutions parallèles pour les éléments d'une même branche. Les réceptivités du graphe de fonctionnement de la figure 2.10 s'obtiennent donc en effectuant la somme logique des réceptivités relatives à chaque sens du courant soit :

$$CF^0_k = (((v_k > 0) \& G_k) \& (\bar{G}_{k+1} + ((v_{k+1} > 0) \& G_{k+1}) \& (v_k > v_{k+1})))$$

$$+ (((v_k < 0) \& G'_k) \& (\bar{G}'_{k+1} + ((v_{k+1} < 0) \& G'_{k+1}) \& (v_k < v_{k+1})))$$

$$CO^0_k = (i_k = 0\searrow) + (i_k = 0\nearrow)$$

$$CF^1_k = ((v_k > 0) \& G_k) + ((v_k > 0) \& G'_k),$$

$$CO^1_k = (i_k = 0\searrow) + (i_k = 0\nearrow).$$

Tous les résultats de l'analyse des multidipôles de multiplicité deux s'appliquent et il est possible de définir un graphe simplifié à deux étapes (figure 2.13) ou à trois étapes (tableau 2.1). La procédure de choix des modèles est inchangée (tableau 2.7).

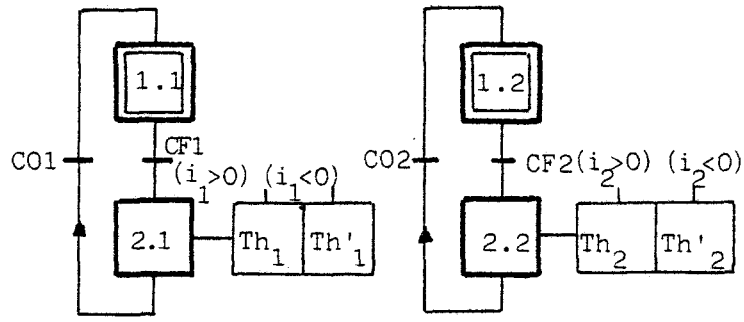
Grafcets de fonctionnement (Forme normalisée : Norme UTE C03190)	
Combinatoire d'entrée	$CF1 = \varphi(1.2)((((v_1>0)\&G1)\&(\bar{G}2+((v_2>0)\&G2)\&(v_1>v_2))) + (((v_1<0)\&G'1)\&(\bar{G}'2+((v_2<0)\&G'2)\&(v_1<v_2))) + \varphi(2.2)(((v_1>0)\&G1)+((v_1<0)\&G'1))$ $CO1 = \varphi(1.2)((i_1=0\searrow)+(i_1=0\nearrow))+\varphi(2.2)((i_1=0\searrow)+(i_1=0\nearrow))$ $CF2 = \varphi(1.1)((((v_2>0)\&G2)\&(\bar{G}1+((v_1>0)\&G1)\&(v_2>v_1))) + (((v_2<0)\&G'2)\&(\bar{G}'1+((v_1<0)\&G'1)\&(v_2<v_1))) + \varphi(2.1)(((v_2>0)\&G2)+((v_2<0)\&G'2))$ $CO2 = \varphi(1.1)((i_2+0\searrow)+(i_2=0\nearrow))+\varphi(2.1)((i_2=0\searrow)+(i_2=0\nearrow))$
Combinatoire de sortie	$M_0 = \varphi(1.1)\ \varphi(1.2)$; $M^{12}_k = \varphi(1.1)\ \varphi(2.2) + \varphi(2.1)\ \varphi(1.2)$ $M_3 = \varphi(2.1)\ \varphi(2.2)$

Tableau 2.7

3.3 Multidipôles d'ordre 1 de multiplicité supérieure à deux

Les multidipôles d'ordre unité de multiplicité N supérieure à 2 se rencontrent dans un bon nombre de convertisseurs d'usage courant (redresseurs et gradateurs). Le passage de 2 à 3 de la multiplicité offre d'une part, l'avantage de montrer le mécanisme d'une généralisation possible vers des multiplicités supérieures, d'autre part de couvrir un grand nombre de cas réels liés à l'usage du réseau triphasé.

3.3.1 Notations

Si l'on envisage un multidipôle d'ordre unité et de multiplicité N placé dans une partie électrique telle que chaque dipôle coupe une branche identique, on aboutit à un ensemble de modèles $\mathcal{M}_2 = \{M'_0, M'_1, \ldots, M'_j, \ldots, M'_N\}$ défini par les classes d'équivalence de $\mathcal{M}_1$ pour lesquelles M'_j correspond à l'ensemble des équations écrites lorsque j interrupteurs parmi les N sont fermés.

L'ensemble $\{1,2,\ldots,k,\ldots,N\}$ peut être muni d'une opération de rotation à gauche,

$\mathcal{R}^1 \{1,2,\ldots,k,\ldots,N\} = \{2,3,\ldots,k+1,\ldots,N,1\}$,

notée simplement $\mathcal{R}^1(k) = k+1$.

Plus généralement :

$\mathcal{R}^n(k) = k+n$, si $n < N$,

avec évidemment $\mathcal{R}^N(k) = k$.

3.3.2 Conflits à la fermeture

Pour la multiplicité N = 3 le réseau de Pétri de fonctionnement de la figure 2.7 peut être complété en exprimant (tableau 2.7) les réceptivités répertoriées dans le tableau 2.8.

Les conflits suivants apparaissent d'abord entre :

CF_1^0, CF_2^0, CF_3^0

puis entre

CF_1^1 et CF_2^1 d'une part,

		Place finale							
		0	1	2	3	4	5	6	7
Place initiale	0		$(v_3>0)$ & $^3G3$	$(v_2>0)$ & $^2G2$		$(v_1>0)$ & $^1G1$			
	1	$i_3=0$			$(v_2>0)$ & $^2G2$		$(v_1>0)$ & $^1G1$		
	2	$i_2=0$			$(v_3>0)$ & $^3G3$			$(v_1>0)$ & $^1G1$	
	3		$i_2=0$	$i_3=0$					$(v_1>0)$ & $^1G1$
	4	$i_1=0$					$(v_3>0)$ & $^3G3$	$(v_2>0)$ & $^2G2$	
	5		$i_1=0$			$i_3=0$			$(v_2>0)$ & $^2G2$
	6			$i_1=0$		$i_2=0$			$(v_3>0)$ & $^3G3$
	7				$i_1=0$		$i_2=0$	$i_3=0$	

Tableau 2.8

BU LILLE

CF_3^1 et CF_1^2 d'autre part, et enfin

CF_3^2 et CF_2^2.

Ces conflits se produisent lorsque deux ou trois interrupteurs sont ouverts dans les places d'entrée relatives aux transitions correspondantes.

Tous ces conflits disparaissent si la détermination des réceptivités est menée selon les arbres de décision des figures 2.16 a et b qui donnent la priorité à la fermeture de l'interrupteur soumis à la tension positive la plus élevée.

En adoptant le grafcet élémentaire par interrupteur de la figure 2.13, les expressions booléennes des réceptivités s'écrivent en introduisant la notation simplifiée $f_k = (v_k > 0)$ & G_k :

$$CF_k = \varphi(1.k+1)\ \varphi(1.k+2)\ f_k\ (f_{k+1}\ f_{k+2}\ ((v_k > v_{k+1})\ \&\ (v_k > v_{k+2}))$$
$$+ \bar{f}_{k+1}\ f_{k+2}\ (v_k > v_{k+2})$$
$$+ f_{k+1}\ \bar{f}_{k+2}\ (v_k > v_{k+1})$$
$$+ \bar{f}_{k+1}\ \bar{f}_{k+2})$$

$$+ \varphi(1.k+1)\,\varphi(2.k+2)\quad f_k\ (\ f_{k+1}\ (\ v_k > v_{k+1}) + \bar{f}_{k+1})$$

$$\varphi(2.k+1)\,\varphi(1.k+2)\quad f_k\ (\ f_{k+2}\ (\ v_k > v_{k+2}) + \bar{f}_{k+2})$$

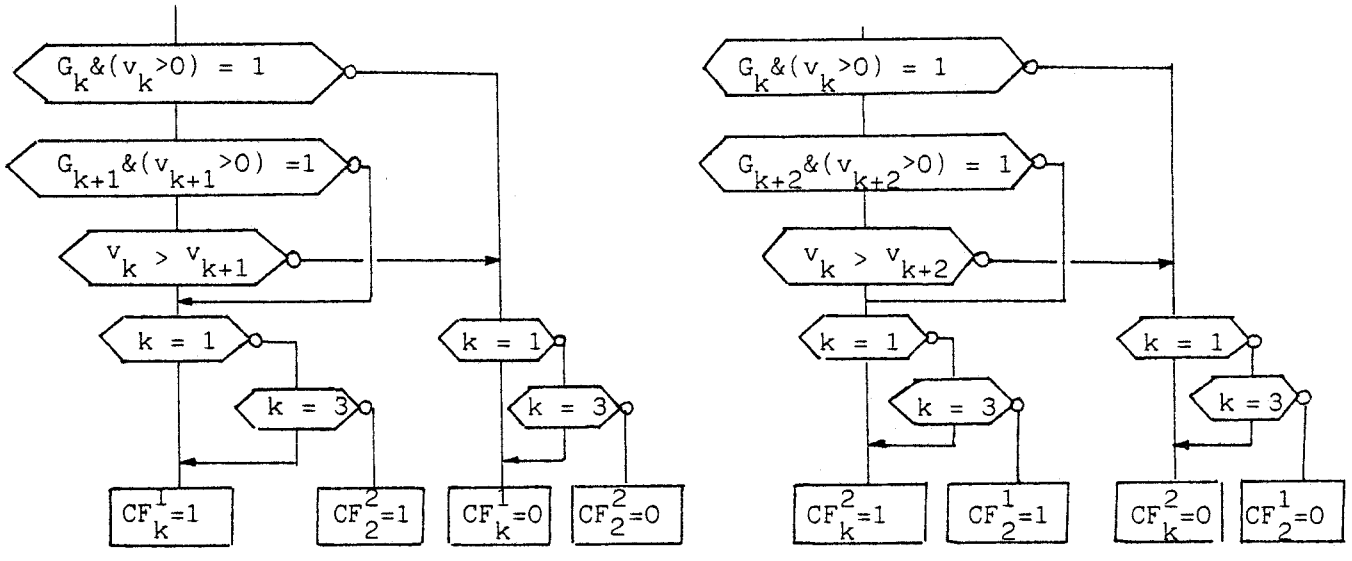
$$+ \varphi(2.k+1)\,\varphi(2.k+2)\quad f_k$$

$$CO_k = \varphi(1.k+1)\,\varphi(1.k+2)\quad (i_k = 0\searrow)$$

$$+ \varphi(1.k+1)\,\varphi(2.k+2)\quad (i_k = 0\searrow)$$

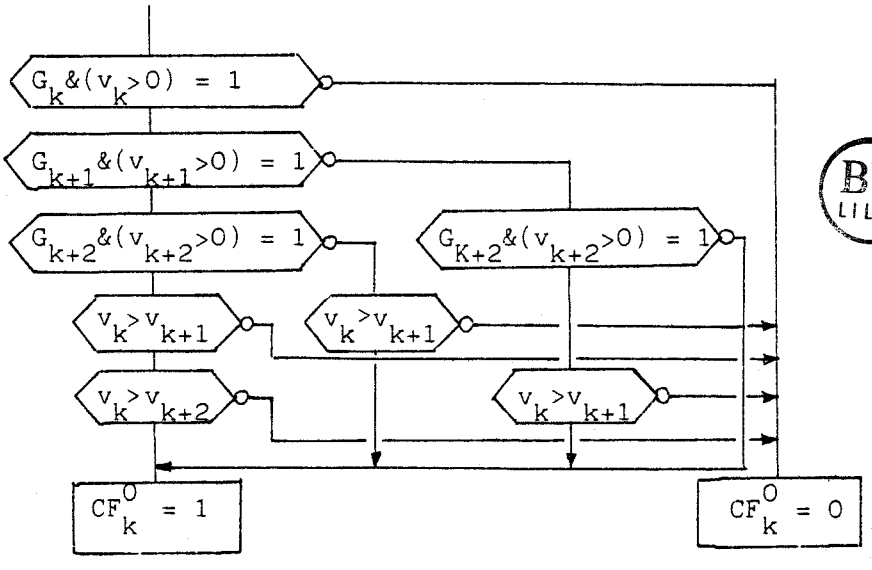
$$+ \varphi(2.k+1)\,\varphi(1.k+2)\quad (i_k = 0\searrow)$$

$$+ \varphi(2.k+1)\,\varphi(2.k+2)\quad (i_k = 0\searrow)$$



(a)

(b)



BU LILLE

Figure 2.16

3.3.3 Fonction combinatoire de sortie

La fonction combinatoire de sortie qui désigne les modèles à utiliser pour représenter la partie électrique dans toutes les configurations rencontrées prend par exemple la forme de l'arbre de décision de la figure 2.17. L'orsqu'une seule branche est fermée, le modèle correspondant M_k^1 est désigné par l'indice de la branche intéressée tandis qu'avec deux branches fermées, le modèle est donné pour l'indice de la branche qui reste ouverte (M_k^2).

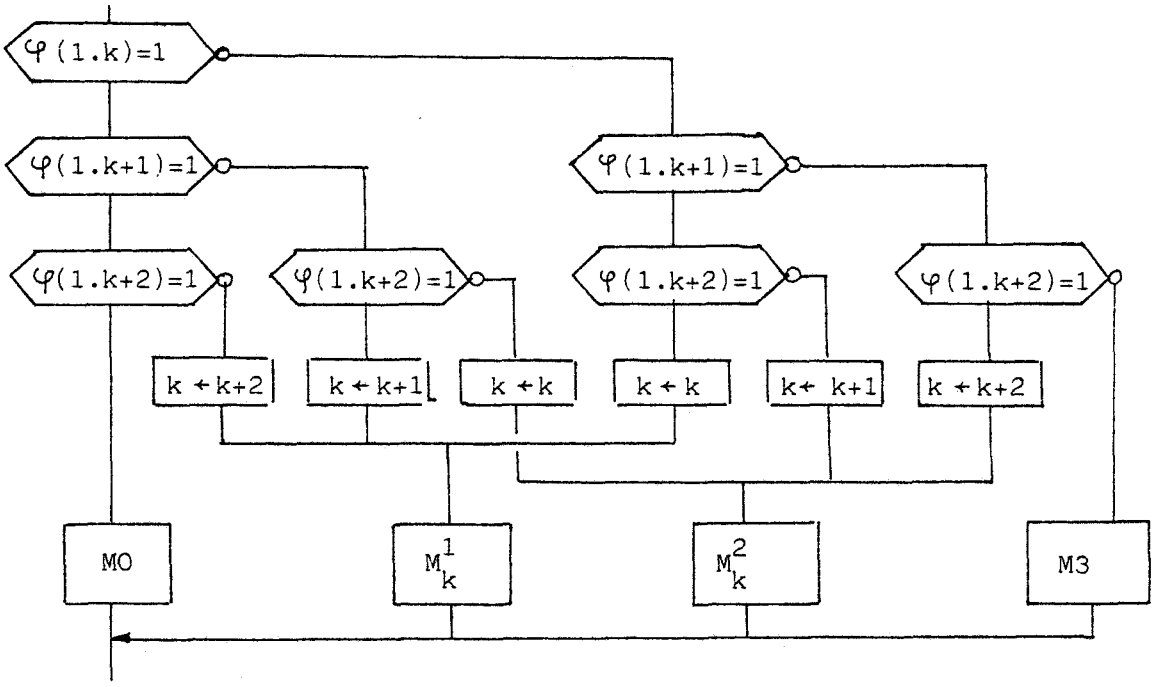


Figure 2.17

3.3.4 Extension aux multidipôles à dipôles parallèles.

Lorsque les dipôles simples sont remplacés par des dipôles parallèles, l'ordre de multidipôle ainsi obtenu peut augmenter.

Pour rester dans le cadre des multidipôles d'ordre unité, il convient d'exclure toutes les connexions en série d'interrupteurs en interdisant l'apparition au même instant d'intensités de signes opposés dans les différentes branches conductrices.

Ce résultat est obtenu, comme dans le cas du paragraphe précédent, par une condition d'exclusion sur les commandes G_k et G'_k des multidipôles positif ou négatif traduite en générale par une équation booléenne du type

$$\left(\sum_{k=1}^{N} G_k\right)\left(\sum_{k=1}^{N} G'_k\right) = 0 \cdot$$

4. MULTIDIPOLES D'ORDRE DEUX

4.1 Multidipôle d'ordre et de multiplicité deux

La structure décrite au paragraphe 3.2 pour l'étude d'un multidipôle d'ordre unité (figure 2.8) définit un multidipôle d'ordre deux si la fermeture simultanée des interrupteurs K1 et K2 est rendue possible par le montage dans un sens convenable des éléments correspondants (figure 2.18)

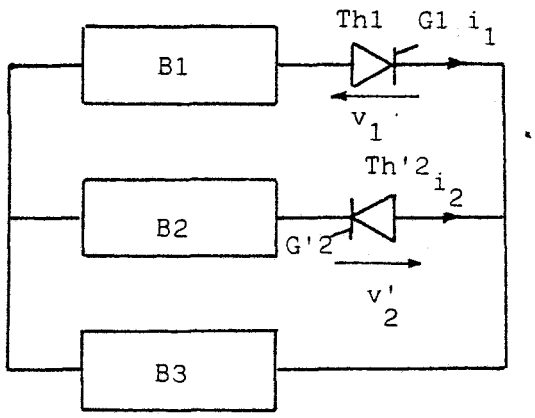


Figure 2.18

Par rapport au montage précédent, le graphe de fonctionnement (figure 2.19) ainsi que son interprétation (tableau 2.9) se trouvent modifiés tandis que la fonction combinatoire de choix de modèle est inchangée.

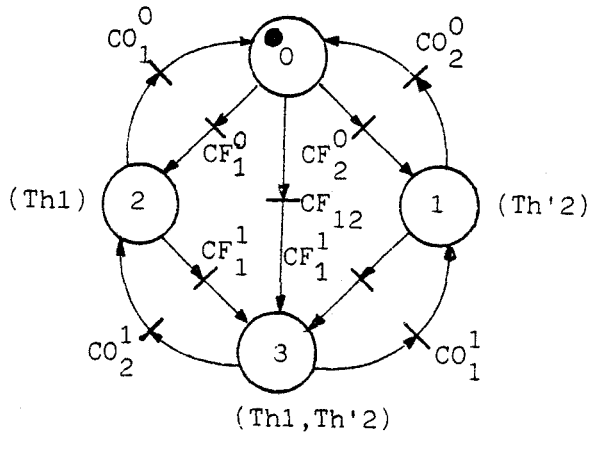


Figure 2.19

		Place finale			
		0	1	2	3
Place initiale	0		$f_2\bar{G}1$	$f_1\bar{G}2$	f_1f_2
	1	$-i_2=0\searrow$			f_1
	2	$i_1=0\searrow$			f_2
	3		$i_1=0\searrow$	$-i_2=0\searrow$	

Tableau 2.9

Les conflits qui apparaissent à la fermeture sont levés au niveau de la commande tandis qu'à l'ouverture, il est toujours possible de considérer qu'il n'y a jamais commutation simultanée de deux éléments.

On retrouve, pour représenter le fonctionnement les deux grafcets de la figure 2.13 où les interrupteurs sont désignés par l'indice $k \in \{1,2\}$. *Les conditions de fermeture et d'ouverture du thyristor* T_{hk} *s'écrivent alors*

$$CF_k = \varphi(1.k+1)\ f_k\ (\bar{G}_{k+1} + f_{k+1})$$
$$+\varphi(2.k+1)\ f_k$$

$$CO_k = \varphi(1.k+1)\ (i_k = 0\searrow)$$
$$+\varphi(2.k+1)\ (i_k = 0\searrow)$$

avec $f_k = (v_k > 0)\,\&\, G_k$,

$v_k = v_1$, $G_k = G_1$ et $i_k = i_1$ si $k = 1$;

$v_k = v'_2$, $G_k = G'_2$ et $i_k = -i_2$ si $k = 2$.

4.2 *Multidipôles de multiplicité quatre et d'ordre deux à éléments parallèles*

Lorsque deux dipôles supplémentaires sont connectés en parallèle inverse sur les éléments d'un multidipôle d'ordre et de multiplicité deux, on obtient un multidipôle de multiplicité quatre dont les éléments sont désignés par deux indices k et s relatifs respectivement au rang k du bras concerné et au signe $s \in \{0,1\}$ *du courant dans chacun de ces bras.*

Un codage numérique naturel des interrupteurs (tableau 2.10) permet, dans ces conditions, d'identifier toutes les configurations possibles.

		k	
		1	2
s	0	T01,(4)	T02,(1)
	1	T11,(8)	T12,(2)

(Tsk,(poids))

Tableau 2.10

4.2.1. Classes de configurations

Les configurations se rangent alors en cinq classes caractérisées par un même nombre d'interrupteurs fermés, chacune de ces classes étant désignée par un monôme booléen générateur de ses éléments :

$$\emptyset = \{0\}$$
$$t_{sk} = \{1,2,4,8\}$$
$$t_{sk}\ t_{s+1,k+1} = \{6,9\}$$
$$t_{sk}\ t_{s,k+1} = \{5,10\}$$
$$t_{sk}\ t_{s+1,k} = \{3,12\}$$
$$t_{sk}\ t_{s+1,k}\ t_{s,k+1} = \{7,11,13,14\}$$
$$t_{sk}\ t_{s+1,k}\ t_{s,k+1}\ t_{s+1,k+1} = \{15\}$$

Les connexions du montage électrique conforme à la figure 2.15 éliminent les configurations comportant deux thyristors d'un même bras conducteurs simultanément car, dans la branche correspondante, le sens de circulation du courant est alors unique.
Les configurations 3,7,11,12,13,14 et 15 sont donc exclues.

4.2.2. Conditions d'évolution

Avec les notations du tableau 2.11, toutes les conditions d'évolution entraînant un changement de classe de configuration sont précisées sur le tableau 2.12.

La condition de fermeture de l'interrupteur isolé T_{sk} prend alors la forme : $f_{sk} = (v_{sk} > 0)\ \&G_{sk}$.

		k	
		1	2
s	0	$v_1, i_1, G1$	$v_2, i_2, G2$
	1	$-v_1, -i_1, G'1$	$-v_2, -i_2, G'2$

(v_{sk}, i_{sk}, G_{sk})

Tableau 2.11

Monôme	Classe	Condition d'évolution	Classe suivante	Commentaires
$\emptyset$	{0}	$\emptyset\&(f_{sk} + f_{sk}f_{sk+1}\&(v_{sk}>v_{sk+1}))$	t_{sk}	Fermeture d'un thyristor
		$\emptyset\&(f_{sk}f_{s+1,k+1})$	$t_{sk}t_{s+1,k+1}$	Fermeture de deux thyristors en série
t_{sk}	{1,2,4,8}	$t_{sk}\&f_{s+1,k+1}$	$t_{sk}\ t_{s+1,k+1}$	Fermeture d'un thyristor du bras voisin
		$t_{sk}\&f_{s,k+1}$	$t_{sk}\ t_{sk+1}$	
		$t_{sk}\&(i_{sk}=0\searrow)$	$\emptyset$	Ouverture du thyristor fermé
$t_{sk}t_{sk+1}$	{5,10}	$t_{sk}t_{s,k+1}\&(i_{sk}=0\searrow)$ $t_{sk}t_{s\ ,k+1}\&(i_{sk+1}=0\searrow)$	t_{sk}	Ouverture d'un thyristor
$t_{sk}t_{s+1,k+1}$	{6,9}	$t_{sk}t_{s+1,k+1}\&(i_{sk}=0\searrow)$ $t_{sk}t_{s+1k+1}\&(i_{s+1,k+1}=0\searrow)$	t_{sk}	

Tableau 2.12

BU LILLE

L'analyse réalisée permet d'exprimer indépendamment de la nature (diode ou thyristor) des dipôles élémentaires les réceptivités du réseau de Pétri ou des grafcets décrivant le fonctionnement.

4.2.3. Exemple : gradateur dissymétrique

Le tableau 2.13 donne les résultats obtenus avèc le montage de la figure 2.20 comportant trois thyristors et une diode (gradateur dissymétrique).

Les conflits sont levés soit par la commande, soit par une relation d'ordre sur les tensions aux bornes des dipôles concernés. Les expressions obtenues incluent celles du paragraphe 3.2 relatives à la même structure fonctionnant dans un mode d'ordre unité. La procédure de choix de modèle (combinatoire de sortie) est inchangée.

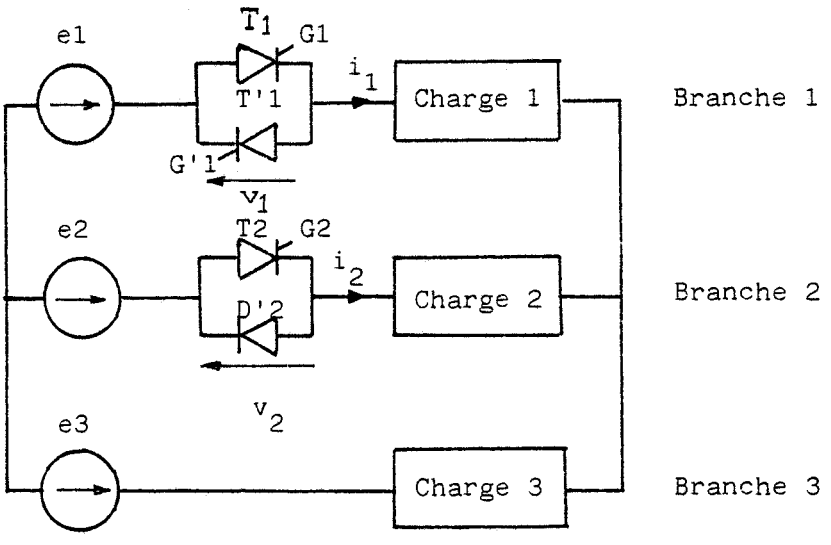


Figure 2.20

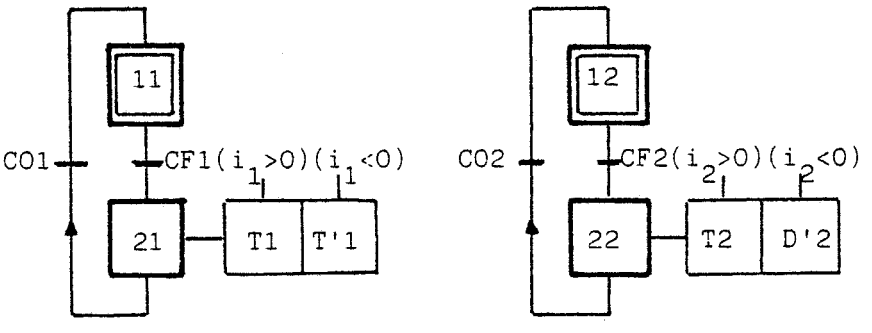
Grafcets de fonctionnement	
Combinatoire d'entrée	$CF1 = \varphi(12)((f_1(\bar{G}2+f_2\&(v_1>v_2))+f_1\&(v_2<0))$ $+(f_1'(G2+(v_1<v_2)+f_1'f_2)$ $+\varphi(22)(f_1$ $+f_1')$ $CO1 = \varphi(12)((i_1=0\searrow)+(i_1=0\nearrow))$ $+\varphi(22)((i_1=0\searrow)+(i_1=0\nearrow))$ $CF2 = \varphi(11)((f_2(\bar{G}1+f_1\&(v_2>v_1))+f_2f_1')$ $+(v_2<0)\&(\bar{G}1'+f_1'\&(v_2<v_1))+(v_2<0)\&f_1)$ $+\varphi(21((v_2=0\searrow)$ $+f_2)$ $CO2 = \varphi(11)(i_2=0\searrow)+(i_2=0\nearrow))$ $+\varphi(21)((i_2=0\searrow)+(i_2=0\nearrow)$

Tableau 2.13

BU LILLE

4.3 Multidipôle de multiplicité quatre d'ordre deux à éléments série

L'introduction de dipôles parallèles dans une structure a priori d'ordre unitaire entraîne, si certaines conditions de commande sont réalisées, la fermeture simultanée de groupements en série des deux interrupteurs. Le passage du système à l'odre deux et donc dans ce cas plutôt lié à sa commande qu'à sa structure.

En revanche, lorsqu'on réalise la connexion en série de deux multidipôles d'ordre unité, dans un pont monophasé par exemple, la structure obtenue et par nature d'ordre deux et il n'existe pas de conditions de commande susceptibles d'entraîner un fonctionnement uniquement d'ordre unité.

4.3.1. Chaînes de connexion

La remarque précédente montre l'intérêt, dans le cas du pont représenté figure 2.21, de considérer comme éléments de commutation non pas les dipôles simples mais les dipôles série définis par le produit cartésien :

$$\{K11, K12\} \times \{K01, K02\} = \{(K11, K01),(k11, K02),(K12, K01),(K12,KO2)\}$$

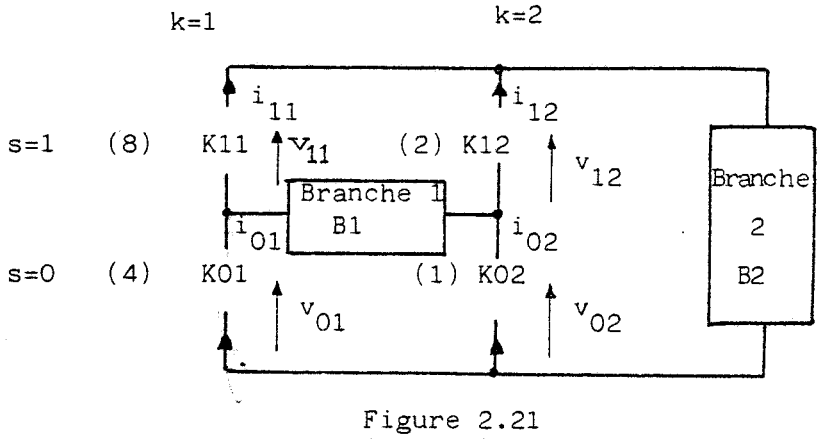


Figure 2.21

Il apparait quatre chaînes de connexion dont les fonctions de transmission

$$C_{sk} = K_{sk}\, K_{s+1.k+1} = C_{s+1\ k+1}$$

$$B_{sk} = K_{sk}\, K_{s+1.k} = B_{s+1.k}$$

sont respectivement relatives :

- *à l'échange d'énergie entre les deux branches B1 et B2 du pont*
- *à la récupération d'énergie ou à la mise en court-circuit des branches B1 et B2 par la fermeture d'un bras de pont.*

Le tableau 2.14 précise les notations utilisées tandis que le tableau 2.15 explicite la fonction combinatoire donnant sous forme codée les configurations associées aux mintermes des fonctions de transmission des chaînes de connexion du montage.

		k	
		1	2
s	1	K11 B11 = K11 KO1 C11 = K11 KO2	K12 B12 = K12 KO2 C12 = K12 KO1
	0	KO1 BO1 = KO1 K11 CO1 = KO1 K12	KO2 BO2 = KO2 K12 CO2 = KO2 K11

$\begin{pmatrix} K_{sk} \\ B_{sk} \\ C_{sk} \end{pmatrix}$

Tableau 2.14

		C12 B12			
		00	01	11	10
C11B11	00	0	3	7	6
	01	12	15	15	14
	11	13	15	15	15
	10	9	11	15	15

(K11 KO1 K12 KO2)

Tableau 2.15

L'existence de cette fonction rend possible la description du fonctionnement de ce multidipôle en utilisant exclusivement des chaînes de connexion comme dipôles élémentaires.

4.3.2. Classes de configurations

Les configurations se rangent alors en cinq classes désignées par un monôme ou un polynôme générateur relatif aux chaînes de connexion concernées.

$\emptyset = \{0\}$

$c_{sk} = \{6,9\}$

$b_{sk} = \{3,12\}$

$c_{sk}b_{sk} = \{7,11,13,14\}$

$c_{sk}c_{sk+1} + b_{sk}b_{sk+1} = \{15\}$

Il faut noter que, par suite du caractère unidirectionnel des interrupteurs, un ou deux interrupteurs d'un même groupe (même valeur de s) ne peuvent pas conduire seuls, ce qui élimine les configurations 1,2,4,8,5 et 10.

4.3.3. Conditions d'évolution

En désignant respectivement par f^c_{sk} *et* f^b_{sk} *les conditions de fermeture des chaînes* C_{sk} *et* B_{sk} *ainsi que* i_{sk} *et* v_{sk} *les variables interrupteurs, on obtient la liste complète (tableau 2.16) de l'ensemble des conditions d'évolution entrainant un changement de classe de configurations.*

Les réceptivités relatives aux grafcets décrivant les chaînes c_{sk} *et* b_{sk} *(figure 2.22) s'en déduisent directement :*

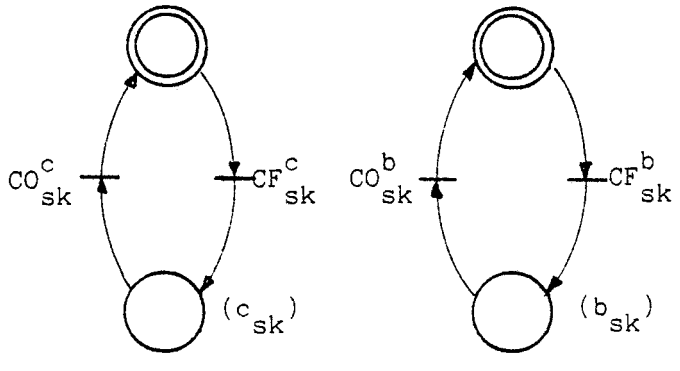


Figure 2.22

$$CF^c_{sk} = \emptyset \,\&\, f^c_{sk} + b_{sk} \,\&\, f_{s+1\ k+1} + b_{s.k+1} \,\&\, f_{sk} + c_{s\ k+1} \,\&\, f^c_{sk}$$

$$CO^c_{sk} = c_{sk} \,\&\, (i_{sk} = 0\searrow) + c_{sk}\, b_{sk}\, (i_{s+1\ k+1} = 0\searrow)$$

$$+ c_{sk}\ b_{s.k+1} \,\&\, (i_{s.k+1} = 0\searrow) + c_{sk}\ c_{s.k+1} \,\&(i_{sk} = 0\searrow).$$

Classe	Conditions d'évolution	Classe suivante	Interrupteurs simples concernés
$\emptyset$	$\emptyset \& f^{c}_{sk}$	c_{sk}	$K_{sk}, K_{s+1.k+1}$
	$\emptyset \& f^{b}_{sk}$	b_{sk}	$K_{sk}, K_{s+1.k}$
	$\emptyset \& f^{b}_{sk} f^{b}_{.k+1}$	$b_{sk}\ b_{s.k+1}$	$K_{sk}, K_{s+1.k}, K_{s.k+1}, K_{s+1.k+1}$
c_{sk}	$c_{sk} \& (i_{sk}=0 \searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk}, K_{s+1.k+1}$
	$id \& f_{s.k+1}$	$c_{sk}\ b_{s.k+1}$	$K_{s.k+1}$
	$id \& f_{s+1.k}$	$c_{sk}\ b_{sk}$	$K_{s+1.k}$
	$id \& f^{c}_{s.k+1}$	$c_{sk}\ c_{s.k+1}$	$K_{s.k+1}, K_{s+1.k}$
b_{sk}	$b_{sk} \& (i_{sk}=0 \searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk}, K_{s+1.k}$
	$id \& f_{s.k+1}$	$b_{sk}\ c_{s.k+1}$	$K_{s.k+1}$
	$id \& f_{s+1.k+1}$	$b_{sk}\ c_{sk}$	$K_{s+1.k+1}$
$c_{sk}\ b_{sk}$	$c_{sk} b_{sk} \& (i_{s+1.k}=0 \searrow)$	c_{sk}	$K_{s+1.k}$
	$id \& (i_{s+1.k+1}=0 \searrow)$	b_{sk}	$K_{s+1.k+1}$
$b_{sk}\ b_{s.k+1}$	$(b_{sk} b_{s.k+1} + c_{sk} c_{s.k+1}) \& (i_{sk}=0 \searrow)$	$c_{s.k+1}$	$K_{sk}, K_{s+1.k+1}$
	$id \& (i_{s.k+1}=0 \searrow)$	c_{sk}	$K_{s.k+1}, K_{s+1.k}$

Tableau 2.16

EU LILLE

$$CF^{b}_{sk} = \emptyset \ \& \ f^{b}_{sk} \ + \ c_{sk} \ \& \ f_{s+1.k} \ + \ c_{s.k+1} \ f_{sk}$$

$$CO^{b}_{sk} = b_{sk} \ \& \ (i_{sk} = 0 \searrow) \ + \ c_{sk} \ b_{sk} \ \& \ (i_{s+1.k} = 0 \searrow)$$

$$+ \ b_{sk} \ b_{sk+1} \ \& \ ((\ i_{s.k+1} = 0 \searrow) \ + \ (i_{sk} = 0 \searrow))$$

4.3.4. *Fonctions combinatoires de sortie*

Pour être complète et utilisable, la description du système d'interrupteurs doit expliciter les fonctions combinatoires de sortie qui désignent les modèles mathématiques de la partie électrique. Ces modèles expriment les grandeurs (tensions et courants) prises en compte dans les réceptivités du graphe de fonctionnement.

Il convient donc d'associer un ensemble d'équations à chaque classe de configurations en donnant les variables interrupteurs avec les notations introduites dans le combinatoire d'entrée du graphe.

Le tableau 2.17 donne le résultat obtenu lorsque cette démarche est suivie. Il doit être complété par le tableau 2.18 qui précise les grandeurs à utiliser dans la partie électrique en fonction des indices de permutation k et s.

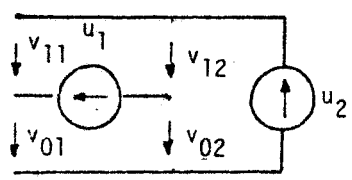
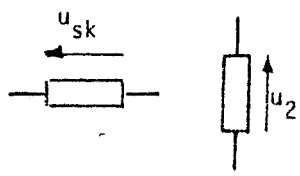
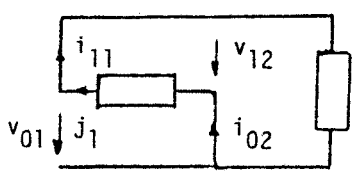
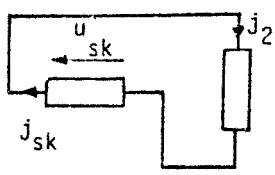
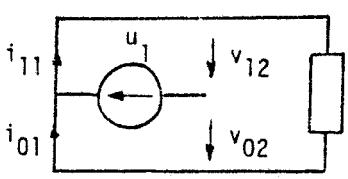
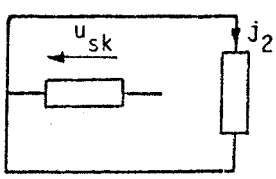
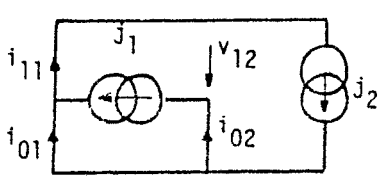
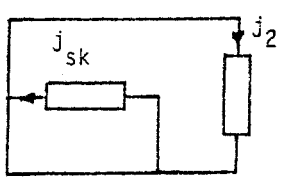
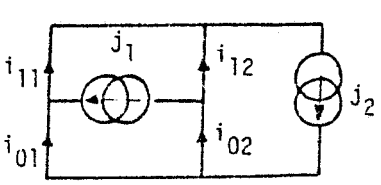
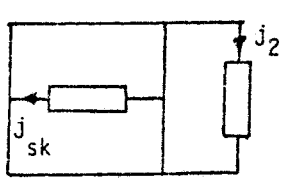
Classe	Schéma (s=1 , k=1)	Modèle	Variables Interrupteurs
∅			$v_{sk}=v_{s+1.k+1}=\frac{u_{sk}-u_2}{2}$ $v_{s.k+1}=v_{s+1.k}=\frac{-u_{sk}-u_2}{2}$
c_{sk}			$v_{s.k+1}=v_{s+1.k}=-u_{sk}$ $i_{sk}=i_{s+1.k+1}=j_{sk}=j_2$
b_{sk}			$v_{s.k+1}=-v_{s+1.k+1}=-u_{sk}$ $i_{sk}=i_{s+1.k}=j_2$
$c_{sk}\ b_{sk}$			$v_{s.k+1}=0$ $i_{sk}=j_2$ $i_{s+1.k+1}=j_{sk}$ $i_{s+1.k}=j_2-j_{sk}$
$b_{sk}\ b_{s.k+1}$ + $c_{sk}\ c_{s.k+1}$			$i_{sk}=i_{s+1.k+1}=\frac{j_{sk}+j_2}{2}$ $i_{s.k+1}=i_{s+1.k}=\frac{-j_{sk}+j_2}{2}$

Tableau 2.17

BU LILLE

		k		
		1	2	
s	1	u_1, j_1	$-u_1$, $-j_1$	(u_{sk}, j_{sk})
	2	$-u_1$, $-j_1$	u_1, j_1	

Tableau 2.18

4.3.5. Exemple : Alimentation d'un moteur à courant continu /35/

Pour reprendre l'exemple du paragraphe 3.2. qui traite de l'alimentation d'un moteur à courant continu, nous pouvons illustrer ce qui précéde en remplaçant la source par un enroulement unique de transformateur figure 2.23.

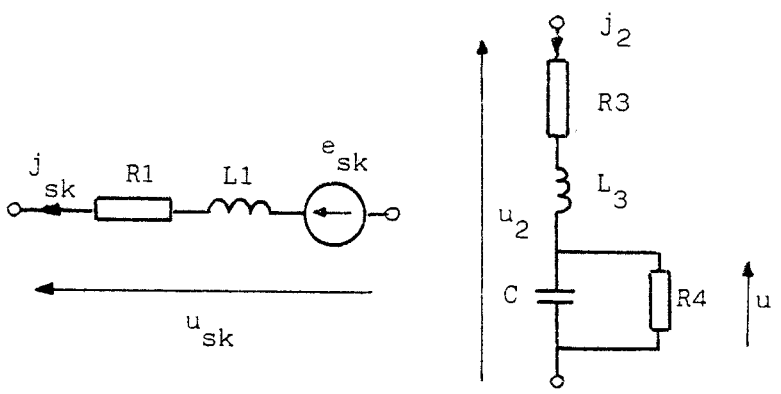


Figure 2.23

La variable u_{sk} est, au niveau des équations des modèles, une variable dépendante ou de sortie tandis que, dans le cas traité la seule variable d'entrée est la force électromotrice e_{sk} de la source d'alimentation liée aux indices s et k par le tableau 2.19.

		k	
		1	2
s	1	e	-e
	0	-e	e

(e_{sk})

Tableau 2.19

Le tableau 2.20 précise, dans ces conditions, les équations d'état des modèles ainsi que les expressions des variables de sortie nécessaires à la détermination des réceptivités du graphe de fonctionnement.

Classes	Equations d'état (variables d'état et d'entrée) de la partie électrique	Variables réceptivités (variables de sortie de la partie électrique)
$\emptyset$	$C\frac{du}{dt} = -\frac{u}{R4}$	$u_{sk} = e_{sk}$ $u_2 = u$
c_{sk}	$(L1+L3)\frac{dj_{sk}}{dt} = -(R1+R3)j_{sk} - u + e_{sk}$ $C\frac{du}{dt} = -\frac{u}{R4} + j_{sk}$	$u_{sk} = e_{sk} - R1 j_{sk} - L1\frac{dj_{sk}}{dt}$ j_{sk}
b_{sk}	$L3\frac{dj_2}{dt} = -R3\, j_2 - u$ $C\frac{du}{dt} = -\frac{u}{R4} + j_2$	$u_{sk} = e_{sk}$ j_2
$c_{sk}\ b_{sk}$	$L3\frac{dj_2}{dt} = -R3\, j_2 - u$ $C\frac{du}{dt} = -\frac{u}{R4} + j_2$	j_2 , j_{sk}
$b_{sk}\ b_{s.k+1}$ $+c_{sk}\ c_{s.k+1}$	$L1\ \frac{dj_{sk}}{dt} = -R1\, j_{sk} + e_{sk}$	j_2, j_{sk}

Tableau 2.20

BU LILLE

4.4 Multidipôles de multiplicité supérieure à quatre, d'ordre deux, à éléments parallèles.

Il est possible d'envisager une généralisation à une multiplicité quelconque de la méthode d'analyse proposée pour les multidipôles d'ordre deux et de multiplicité quatre (paragraphe 4.2), mais cette démarche n'est vraiment utile sur un plan pratique que dans le cas des montages triphasés à trois ou quatre branches /36/. (figure 2.24).

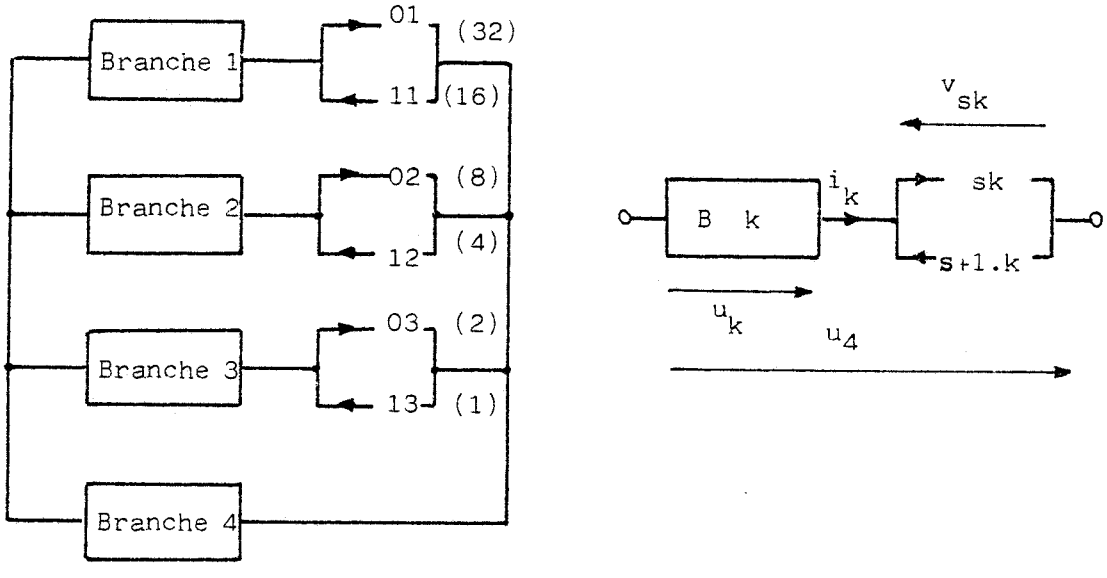


Figure 2.24

4.4.1 Classes de configurations

En notant N_k le nombre de configurations éliminées dans une structure à k+1 branches du fait du caractère unidirectionnel des 2k interrupteurs il vient :

$$N_{k+1} = 3N_k + 2^{2k} \quad ,$$

soit $N_1 = 1$, $N_2 = 7$ *et* $N_3 = 37$.

Il reste, par conséquent, pour un gradateur triphasé à quatre branches, $27 = 2^3$ configurations(*) possibles rangées en six classes désignées respectivement par les monômes générateurs suivants :

(*) *L'état d'un dipôle paralièle définit une variable ternaire* ($III = \{ O, \leftarrow , \rightarrow \}$)

$\emptyset = \{0\}$

$t_{sk} = \{1,2,4,8,16,32\}$

$t_{sk}\ t_{s+1.k+1} = \{6,9,18,24,33,36\}$

$t_{sk}\ t_{s.k+1} = \{5,10,17,20,34,40\}$

$t_{sk}\ t_{s+1.k+1}\ t_{s+1.k+2} = \{22,25,26,37,38,41\}$

$t_{sk}\ t_{s.k+1}\ t_{s.k+2} = \{21,42\}$

La suppression de la branche 4, dans laquelle le courant ne peut plus circuler, écarte les trois classes t_{sk}, $t_{sk}\ t_{s.k+1}$ *et* $t_{sk}\ t_{s.k+1}\ t_{s.k+2}$.

On se trouve alors dans le cas du gradateur triphasé qui apparait relativement simple avec seulement trois classes formées à partir de 13 configurations.

Avec la notation simplifiée $c_{sk} = t_{sk}\ t_{s+1.k+1}$, *le tableau 2.21 donne les conditions d'évolution ainsi que les changements de classes de configurations correspondantes.*

Classes	Conditions d'évolution	Classe suivante	Interrupteurs
$\emptyset$	$\emptyset \& f^{c}_{sk}$	c_{sk}	$K_{sk}\ K_{s+1.k+1}$
	$\emptyset \& f^{c}_{sk}\ f_{s.k+2}$	$c_{sk}\ c_{s+1.k+1}$	$K_{sk} K_{s+1.k+1} K_{s+1.k+2}$
	$\emptyset \& f^{c}_{sk}\ f_{s+1.k+2}$	$c_{sk}\ c_{s+1.k+2}$	$K_{sk} K_{s+1.k+1} K_{s+1.k+2}$
c_{sk}	$c_{sk} \& f_{s+1.k+2}$	$c_{sk}\ c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+2}$
	$c_{sk} \& f_{s.k+2}$	$c_{sk}\ c_{s+1.k+1}$	$K_{s.k+2}$
	$c_{sk} \& (i_{sk}=0\searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk}\ K_{s+1.k+1}$
$c_{sk} t_{s.k+2} = c_{sk} c_{s+1.k+1}$	$c_{sk}\ c_{s+1.k+1} \& (i_{s.k}=0\searrow)$	$c_{s+1.k+1}$	$K_{s.k}$
	$c_{sk} c_{s+1.k+1} \& (i_{s.k+2}=0\searrow)$	c_{sk}	$K_{s.k+2}$

Tableau 2.21

4.4.2 *Modes de représentation*

Deux types de représentations simplifiées satisfont à la condition d'existence d'un combinatoire de sortie (figure 2.25) :

La première (figure 2.25a) s'appuie sur une partition Π_c *de l'ensemble des chaînes de transmission en classes à état ternaire :*

$$\Pi_c = \{(C_{01}, C_{11}) , (C_{02}, C_{12}) , (C_{03}, C_{13})\}$$

La seconde (figure 2.25b) utilise une partition plus triviale en dipôles parallèles élémentaires :

$$\Pi_K = \{(K_{01}, K_{11}) , (K_{02}, K_{12}) , (K_{03}, K_{13})\} \quad .$$

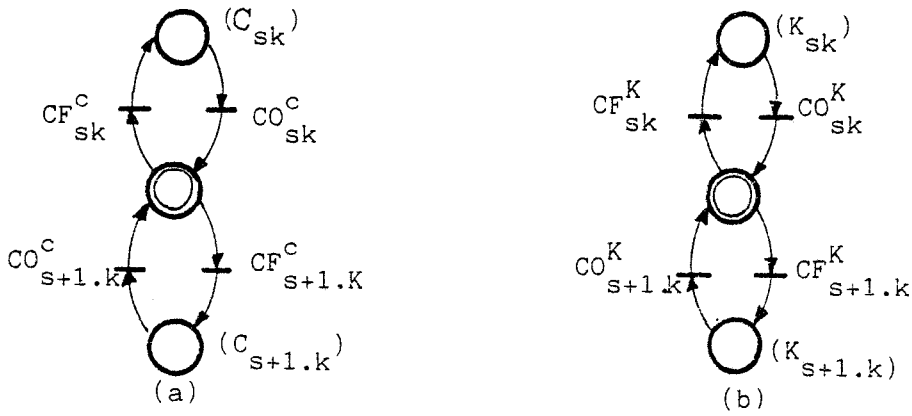


Figure 2.25

		k		
		1	2	3
s	0	u_1	u_2	u_3
	1	$-u_1$	$-u_2$	$-u_3$

v_{sk}

Tableau 2.22

4.4.2.1. Partition en chaînes de transmission

La réceptivité à la fermeture de la chaîne c_{sk} *s'obtient en recherchant sur toutes les lignes du tableau 2.20 les conditions d'évolution conduisant à la classe de configurations désignée par le monôme* c_{sk}. *Celui-ci apparait soit directement, soit avec des indices différents que l'on ramène aux valeurs s et k par un décalage approprié.*

Le départ de la configuration $\{0\} = \emptyset$ *nécessite la détermination de la tension aux bornes des interrupteurs ouverts. En supposant que les impédances de ces éléments bloqués sont des résistances égales, on obtient :*

$$v_k = \frac{1}{3}(2u_k - u_{k+1} - u_{k+2}),$$

et la tension v_{sk} *de polarisation des interrupteurs ouverts est donnée par le tableau 2.22.*

Il vient dans ces conditions :

$$CF^{c}_{sk} = \emptyset \;\&\; f^{c}_{sk} \;(\; \bar{f}_{s.k+2}\, \bar{f}_{s+1.k+2} + f_{s.k+2} + f_{s+1.k+2})$$

$$+ c_{s+1.k+2} \;\&\; f^{c}_{sk},$$

$$+ c_{s+1.k+1} \;\&\; f^{c}_{sk},$$

Pour la chaîne $c_{s+1.k}$, *parallèle à la précédente, la réceptivité de fermeture prend la même forme à condition de substituer s+1 à s.*

Les réceptivités à l'ouverture des chaînes c_{sk} *et* $c_{s+1\ k}$ *s'otiennent de la même manière et sans conflits puisque deux courants ne peuvent s'éteindre simultanément.*

Avec la notation

$$i_{sk} = i_k \quad si \quad s = 0 \;,$$

$$i_{sk} = - i_k \quad si \quad s = 1 \;,$$

On obtient, comme dans le cas précédent l'expression unique

$$CO^{c}_{sk} = c_{sk} \;\&\; (i_{sk} = 0\searrow)$$

$$+ c_{sk}\, c_{s+1\ k+1} \;\&\; (i_{sk} = 0\searrow)$$

$$+ c_{sk}\, c_{s+1\ k+1} \;\&\; (i_{s.k+1} = 0\searrow)$$

4.4.2.2. Partition en dipôles parallèles élémentaires.

La recherche des réceptivités pour la seconde partition Π_k *s'effectue par la même méthode en examinant les lignes introduisant l'interrupteur* K_{sk} *commun aux chaînes* c_{sk} *et* $c_{s+1.k+2}$ *:*

$$CF^{K}_{sk} = \emptyset \;\&\; (f^{c}_{sk}\, (\bar{f}_{s.k+2}\, \bar{f}_{s+1.k+2} + f_{s.k+2} + f_{s+1\ k+2})$$

$$+ f^{c}_{s+1.k+2}\, (\bar{f}_{s+1.k+1}\, \bar{f}_{s.k+1} + f_{s+1.k+1} + f_{s.k+1})$$

$$+ c_{s+1.k+1} \;\&\; f_{sk}$$

$$+ c_{s.k+2} \;\&\; f_{sk}$$

$$CO^{K}_{sk} = (i_{sk} = 0\searrow)$$

Lorsque les branches sont différentes, la fonction combinatoire de sortie fait intervenir cinq modèles qui se réduisent à trois si les branches sont identiques.

4.4.3. *Exemple : montage gradateur triphasé alimentant trois résistances inductives* /37/

Le tableau 2.23 précise pour les trois classes de configurations du convertisseur les équations desmodèles ainsi que les variables interrupteurs quand la charge est constituée de trois résistances inductives identiques.

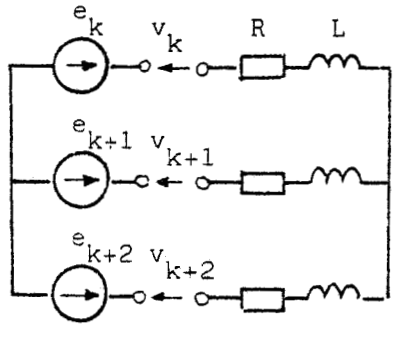
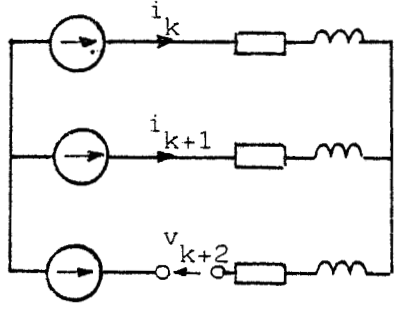
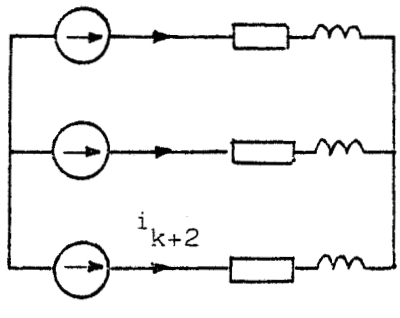
Classe	Schéma	Equations	Variables interrupteurs
∅		-	$v_k = \frac{1}{3}(2e_k - e_{k+1} - e_{k+2})$
c_{sk}		$2L \frac{di_k}{dt} = -2Ri_k + e_k - e_{k+1}$	$i_{k+1} = -i_k$ $v_{k+2} = e_{k+2} - \frac{e_k + e_{k+1}}{2}$
$c_{sk} c_{s+1.k+1}$		$3L \frac{di_k}{dt} = -3Ri_k + 2e_k - e_{k+1} - e_{k+2}$	i_k

Tableau 2.23

BU LILLE

4.5 Multidipôles de multiplicité supérieure à quatre, d'ordre deux à éléments série. Ponts triphasés.

Le montage le plus représentatif de cette catégorie de systèmes est l'association en pont de six dipôles élémentaires d'usage trés répandu dans de nombreux convertisseurs industriels /34/ (redresseurs, onduleurs assistés, cyclo-convertisseurs etc...).

4.5.1. Classes de configurations

La description fonctionnelle du pont (figure 2.26) s'appuie sur l'existence d'une fonction combinatoire donnant les 50 configurations possibles de ce montage à partir de l'état de ses chaînes et de ses bras respectivement notées C_{sk} et B_{sk} avec $s \in \{0,1\}$ et $k \in \{1,2,3\}$.

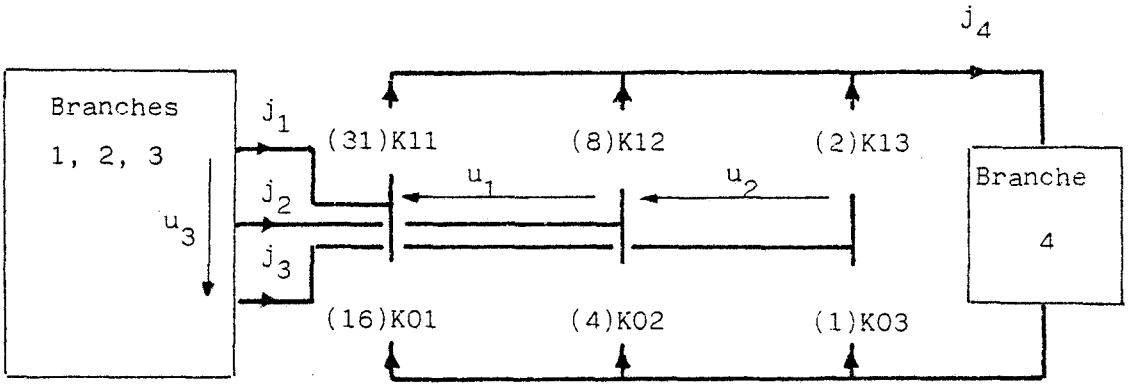


Figure 2.26

Cette existence est démontrée par le fait qu'un monôme générateur $m(b_{sk}, c_{sk})$ désigne pour un couple de valeurs des indices s et k une et une seule configuration qui appartient alors à l'une des onze classes suivantes :

$$\emptyset = \{0\}$$

$$c_{sk} = \{6,9,18,24,33,36\}$$

$$b_{sk} = \{3,12,48\}$$

$$c_{sk}\, b_{sk} = \{13,14,19,35,52,56\}$$

$$c_{sk}\, b_{s.k+1} = \{7,11,28,44,49,50\}$$

$$c_{sk}\, c_{s+1.k+2} = \{22,25,26,37,38,41\}$$

$$b_{sk}b_{s.k+1} + c_{sk}\,c_{s+1\,k} = \{\,15,51,60\,\}$$

$$b_{sk}\,c_{s+1.k+1} + c_{sk}\,c_{s.k+2} = \{27,30,39,45,54,57\,\}$$

$$b_{sk}\,c_{sk}\,c_{s+1.k+2} = \{23,29,43,46,53,58\}$$

$$c_{sk}\,c_{s+1.k}\,c_{s.k+1} + b_{sk}\,b_{s.k+1}c_{s\,k+1} = \{\,31,47,55,59,61,62\,\}$$

$$c_{sk}\,c_{s.k+1}\,c_{s.k+2} + b_{sk}\,b_{s.k+1}\,b_{s.k+1}\,b_{s.k+2} + c_{s+1.k}\,c_{s+1\,k+1}\,c_{s+1.k+2} = \{\,63\,\}$$

4.5.2 Grafcets et conditions d'évolution

La description générale du comportement du pont peut alors être réalisée au moyen de 9 grafcets de nature binaire (figure 2.27).

Ce formalisme présente les avantages suivants :

- Les réceptivités sont déterminées par les conditions d'évolution de classe à classe précisées au tableau 2.24.

- Les variables interrupteurs sont données par la classe dans laquelle on se trouve selon le tableau 2.25 dans lequel les variables électriques relatives aux interrupteurs désignés par le doublet (s,k) sont exprimées en fonction des tensions et courants des modèles par l'intermédiaire du tableau 2.26.

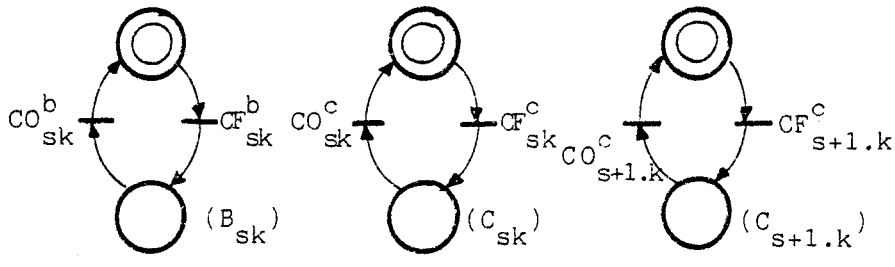


Figure 2.27

Classe initiale	Conditions d'évolution	Classe suivante	Interrupteurs simples concernés
$\emptyset$	$\emptyset \& f^{c}_{sk}$	c_{sk}	$K_{sk} K_{s+1.k+1}$
	$\emptyset \& f^{b}_{sk}$	b_{sk}	$K_{sk} K_{s+1.k}$
	$\emptyset \& f^{b}_{sk} f^{b}_{s.k+1}$	$b_{sk} b_{s.k+1}$	$K_{sk} K_{s+1.k} K_{s.k+1} K_{s+1.k+1}$
	$\emptyset \& f^{b}_{sk} f^{b}_{s.k+1} f^{b}_{s.k+2}$	$b_{sk} b_{s.k+1} b_{s.k+2}$	$K_{sk} K_{s.k+1} K_{s.k+2} K_{s+1.k} K_{s+1.k+1} K_{s+1.k+2}$
c_{sk}	$c_{sk} \& (i_{sk}=0\searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk} K_{s+1.k+1}$
	$id \& f_{s.k+1}$	$c_{sk} b_{s.k+1}$	$K_{s.k+1}$
	$id \& f_{s+1.k}$	$c_{sk} b_{sk}$	$K_{s+1.k}$
	$id \& f_{s.k+2}$	$c_{sk} c_{s+1.k+1}$	$K_{s.k+2}$
	$id \& f_{s+1.k+2}$	$c_{sk} c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+2}$
	$id \& f^{c}_{s+1.k}$	$c_{sk} c_{s+1.k}$	$K_{s+1.k} K_{s.k+1}$
b_{sk}	$b_{sk} \& (i_{sk}=0\searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk} K_{s+1.k}$
	$id \& f_{s+1.k+1}$	$c_{sk} b_{sk}$	$K_{s+1.k+1}$
	$id \& f_{s.k+2}$	$c_{s.k+2} b_{sk}$	$K_{s.k+2}$
	$id \& f_{s.k+1}$	$c_{s+1.k} b_{sk}$	$K_{s.k+1}$
	$id \& f_{s+1.k+2}$	$c_{s+1.k+2} b_{sk}$	$K_{s+1.k+2}$
	$id \& f^{c}_{s+1.k+1}$	$c_{s+1.k+1} b_{sk}$	$K_{s+1.k+1} K_{s.k+2}$
	$id \& f^{c}_{s.k+1}$	$c_{s.k+1} b_{sk}$	$K_{s.k+1} K_{s+1.k+2}$
$c_{sk} b_{sk}$	$c_{sk} b_{sk} \& (i_{s+1.k}=0\searrow)$	c_{sk}	$K_{s+1.k}$
	$id \& (i_{s+1.k+1}=0\searrow)$	b_{sk}	$K_{s+1.k+1}$
	$id \& f_{s.k+2}$	$c_{sk} c_{s.k+2}$	$K_{s.k+2}$
	$id \& f_{s+1.k+2}$	$b_{sk} c_{sk} c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+2}$
$c_{sk} b_{s.k+1}$	$c_{sk} b_{s.k+1} \& (i_{sk}=0\searrow)$	$b_{s.k+1}$	K_{sk}
	$id \& (i_{sk+1}=0\searrow)$	c_{sk}	$K_{s.k+1}$
	$id \& f_{s.k+2}$	$c_{sk} (b_{sk}) c_{s+1.k+1}$	$K_{s.k+2}$
	$id \& f_{s+1.k+2}$	$c_{sk} c_{s.k+1}$	$K_{s+1.k+2}$

Tableau 2.24

BU LILLE

Classe initiale	Conditions d'évolution	Classe suivante	Interrupteurs simples concernés
$c_{sk}c_{s+1.k+2}$	$c_{sk}c_{s+1.k+2}\&(i_{s+1.k+1}=0)$	$c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+1}$
	$id\&(i_{s+1.k+2}=0)$	c_{sk}	$K_{s+1.k+2}$
	$id\&f_{s.k+1}$	$b_{s.k+1}c_{s+1.k+2}$	$K_{s.k+1}$
	$id\&f_{s.k+2}$	$b_{s.k+2}c_{sk}$	$K_{s.k+2}$
	$id\&f_{s+1.k}$	$b_{sk}c_{sk}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k}$
	$id\&f^{c}_{s+1.k}$	$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s.k+1}$	$K_{s+1.k}K_{s.k+1}$
$b_{sk}b_{s.k+1}$	$b_{sk}b_{s.k+1}\&(i_{sk}=0)$	$c_{s+1.k}$	$K_{sk}K_{s+1.k+1}$
	$id\&(i_{s+1.k}=0)$	c_{sk}	$K_{s+1.k}K_{s.k+1}$
	$id\&f_{s.k+2}$	$c_{sk}c_{s+1}c_{s+1.k+1}$	$K_{s.k+2}$
	$id\&f_{s+1.k+2}$	$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s.k+1}$	$K_{s+1.k+2}$
$c_{sk}c_{s.k+2}$	$c_{sk}c_{s.k+2}\&(i_{s+1.k}=0)$	$c_{sk}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k}$
	$id\&(i_{s+1.k+1}=0)$	$b_{sk}c_{s.k+2}$	$K_{s+1.k+1}$
	$id\&(i_{sk}=0)$	$c_{s.k+2}c_{s+1.k+1}$	K_{sk}
	$id\&(i_{s.k+2}=0)$	$b_{sk}c_{sk}$	$K_{s.k+2}$
$b_{sk}c_{sk}c_{s+1.k+2}$	$b_{sk}c_{sk}c_{s+1.k+2}\&(i_{s+1.k}=0)$	$c_{sk}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k}$
	$id\&(i_{s+1.k+1}=0)$	$b_{sk}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+1}$
	$id\&(i_{s+1.k+2}=0)$	$b_{sk}c_{sk}$	$K_{s+1.k+2}$
$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s.k+1}$	$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s.k+1}\&(i_{sk}=0)$	$c_{s+1.k}b_{s.k+1}c_{s.k+1}$	K_{sk}
	$id\&(i_{s.k+1}=0)$	$b_{sk}c_{sk}c_{s+1.k+2}$	K_{sk+1}
	$id\&(i_{s+1.k}=0)$	$c_{sk}b_{s.k+1}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k}$
	$id\&(i_{s+1.k+1}=0)$	$c_{s+1.k}b_{sk}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+1}$
	$id\&(i_{s+1.k+2}=0)$	$c_{sk}c_{s+1.k}$	$K_{s+1.k+2}$
$c_{sk}c_{s.k+1}c_{s.k+2}$	$c_{sk}c_{s.k+1}c_{s.k+2}\&(i_{sk}=0)$	$c_{s+1.k}c_{s.k+1}c_{s+1.k+1}$	K_{sk}
	$id\&(i_{s.k+1}=0)$	$c_{sk}c_{s.k+2}c_{s+1.k+2}$	$K_{s.k+1}$
	$id\&(i_{s.k+2}=0)$	$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s.k+1}$	$K_{s.k+2}$
	$id\&(i_{s+1.k}=0)$	$c_{sk}c_{s.k+1}c_{s+1.k+1}$	$K_{s+1.k}$
	$id\&(i_{s+1.k+1}=0)$	$c_{s.k+1}c_{s.k+2}c_{s+1.k+2}$	$K_{s+1.k+1}$
	$id\&(i_{s+1.k+2}=0)$	$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s+1.k+1}$	$K_{s+1.k+2}$

Tableau 2.24 (suite)

BU LILLE

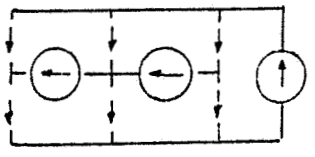
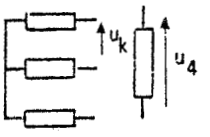
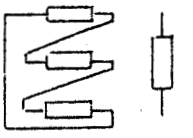
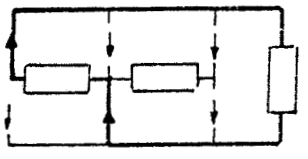
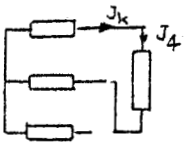
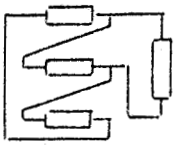
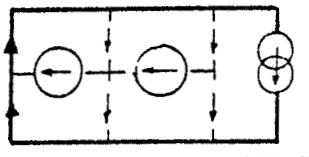
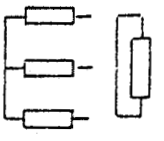
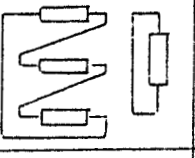
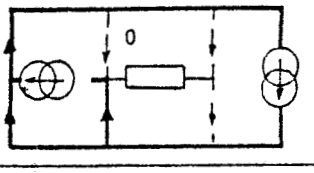
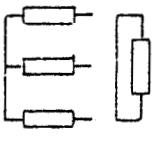
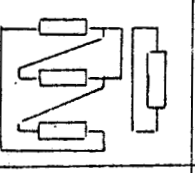
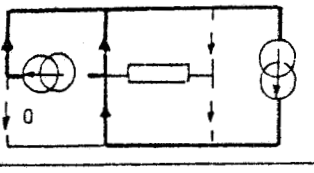
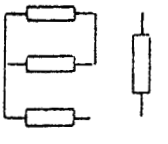
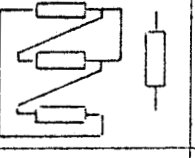
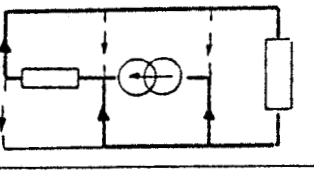
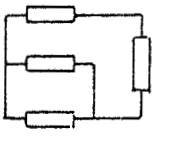
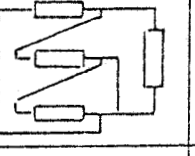
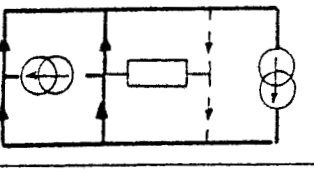
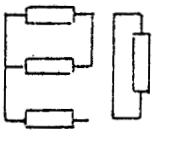
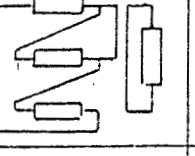
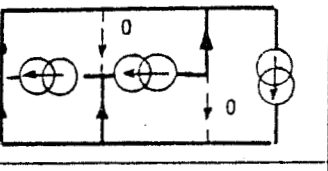
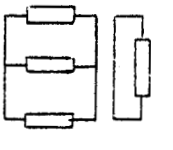
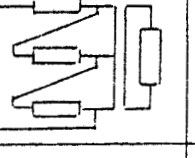
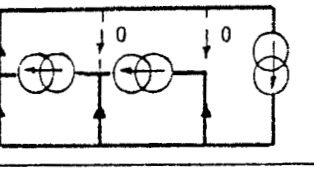
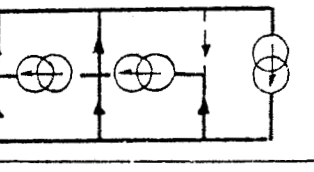
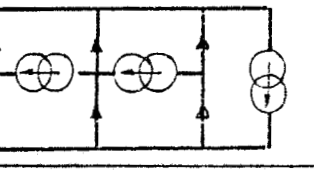
Classe	Schéma (s=1 ; k=1)	Modèle ⅄	Modèle △	Variables réceptivités
ø				$v^c_{sk} = u_{sk} - u_4$ $v^b_{sk} = - u_4$
c_{sk}				$v_{s.k+1}=v_{s+1.k}=-u_{sk}$ $v_{s.k+2}=u_{s.k+2}$ $v_{s+1.k+2}=u_{s.k+1}$ $i_{sk}=i_{s+1.k+1}=j_{sk}=j_4$
b_{sk}				$v_{s.k+1}=-u_{sk}, v_{s+1.k+1}=u_{sk}$ $v_{s.k+2}=u_{s.k+2}, v_{s+1.k+2}=-u_{s.k+2}$ $i_{sk}=i_{s+1.k}=j_4$
$c_{sk}\ b_{sk}$				$v_{s.k+1}=0, v_{s.k+2}=u_{s.k+2}$ $v_{s+1.k+2}=-u_{s.k+2}$ $i_{sk}=j_4, i_{s+1.k+1}=j_{sk}, i_{s+1.k}=j_4-j_{sk}$
$c_{sk}\ b_{s.k+1}$				$v_{s+1.k}=0, v_{s.k+2}=u_{s.k+2}$ $v_{s+1.k+2}=-u_{s.k+2}$ $i_{sk}=j_{sk}, i_{s+1.k+1}=j_4$ $i_{s.k+1}=j_4-j_{sk}$
$c_{sk}\ c_{s+1.K+2}$				$v_{s+1.k}=v_{s.k+1}=v_{s.k+2}=-u_{sk}$ $i_{sk}=j_{sk}=j_4, i_{s+1.k+1}=-j_{s.k+1}$ $i_{s+1.k+2}=j_{s.k+1}+j_4$
$b_{sk}\ b_{s.k+1}$ $+c_{sk}\ c_{s+1.k}$				$v_{s.k+2}=-u_{s.k+1}, v_{s+1.k+2}=u_{s.k+1}$ $i_{sk}=i_{s+1.k+1}=0,5(j_{sk}+j_4)$ $i_{s.k+1}=i_{s+1.k}=0,5(-j_{sk}+j_4)$
$b_{sk}c_{s+1.k+1}$ $+c_{sk}c_{s.k+2}$				$i_{sk}=j_{sk}+j_{s.k+1}+j_4$ $i_{s.k+2}=-j_{sk}-j_{s.k+1}$ $i_{s+1.k+1}=-j_{s.k+1}, i_{s+1.k}=j_{s.k+1}+j_4$ $v_{s+1.k+2}=0, v_{s.k+1}=0$
$b_{sk}c_{sk}c_{s+1.k+2}$		id	id	$i_{sk}=j_4, v_{s.k+1}=0, v_{s.k+2}=0$ $i_{s+1.k}=-j_{sk}+j_4, i_{s+1.k+1}=-j_{s.k+1}$ $i_{s+1.k+2}=j_{sk}+j_{s.k+1}$
$c_{sk}c_{s+1.k}c_{s.k+1}$ $+b_{sk}b_{s.k+1}c_{s.k+1}$		id	id	$i_{sk}=0,25(j_{sk}-j_{s.k+1}+2j_4), v_{s.k+2}=0$ $i_{s+1.k}=0,25(-3j_{sk}-j_{s.k+1}+2j_4)$ $i_{s.k+1}=0,25(-j_{sk}+j_{s.k+1}+2j_4)$ $i_{s+1.k+1}=0,25(-j_{sk}-3j_{s.k+1}+2j_4)$ $i_{s+1.k+2}=-(j_{sk}+j_{s.k+1})$
$c_{sk}c_{s.k+1}c_{s.k+2}$ $+b_{sk}b_{s.k+1}b_{s.k+2}$		id	id	$6i_{sk}=3j_{sk}+2j_4, 6i_{s.k+1}=3j_{s.k+1}=2j_4$ $6i_{s.k+2}=-3j_{sk}-3j_{s.k+1}+2j_4$ $6i_{s.k+1}=-3j_{sk}-3j_4, 6i_{s+1.k+1}=-3j_{s.k+1}+2j_4$ $6i_{s+1.k+2}=3j_{sk}+3j_{s.k+1}+2j_4$

Tableau 2.25

BU LILLE

s \ k	1	2	3
1	u_1, j_1	u_2, j_2	u_3, j_3
0	$-u_1, -j_1$	$-u_2, -j_2$	$-u_3, -j_3$

(u_{sk}, j_{sk})

Tableau 2.26

5. CONCLUSION

Ce chapitre montre l'intérêt de l'analyse fonctionnelle des montages à diodes et à thyristors qui offre l'avantage de conduire à un formalisme unifié décrivant les comportements transitoires et permanents de ces systèmes.

Trois points principaux se dégagent de cette étude :

- Le premier, négatif, montre la complexité croissante inévitable de la méthode suivie lorsque la multiplicité et l'ordre de ces ensembles multidipôles augmentent.

- Le second, positif, met en évidence le fait que les combinaisons de commande conditionnent toujours le comportement de ces systèmes et, même dans certains cas, leur fonction de conversion énergétique principale : un même montage peut, en effet, avoir selon la commande choisie deux fonctions de conversion différentes. La description envisagée, si elle est complète, permet alors l'étude des défauts occasionnés dans la partie puissance par une défaillance de la commande (perte de synchronisation ou disparition d'impulsion de gâchette).

Le troisième point, également positif, est l'appréciation objective de la complexité d'un montage qui n'est pas nécessairement liée à la diversité des motifs de forme d'onde qu'il produit : le gradateur triphasé (trois classes de configurations) se révèle par exemple beaucoup plus simple qu'un montage redresseur monophasé en pont (cinq classes de configurations).

Il faut enfin souligner que les comportements décrits, s'ils sont pour certains montages, essentiels (gradateurs) relèvent heureusement dans la plupart des cas, de régimes de fonctionnement troublés ou anormaux comme il s'en produit, par exemple, lors d'un court circuit sur un montage redresseur classique /39/.

Pour les systèmes multidipôles, il est possible de réduire le nombre de configurations, donc de donner des descriptions simplifiées en introduisant des hypothèses usuelles comme l'empiétement binaire.

En revanche, l'introduction de sources parfaites réalisant l'alternance source de tension - source de courant entraine la disparition du phénomène d'empiètement et modifie radicalement la nature du groupement d'interrupteurs correspondant. Dans la classification choisie au chapitre 1, c'est en effet le dialogue système d'interrupteurs - partie électrique et non l'ensemble des liaisons entre interrupteurs qui différencie les systèmes multidipôles et multitripôles.

CHAPITRE 3

ASSOCIATIONS DE TRIPOLES - SYSTEMES MULTITRIPOLES

1. INTRODUCTION

Les commutateurs de type tripôle se caractérisent, au moment des commutations par un changement d'état simultané de deux interrupteurs idéaux simples qui assurent un échange d'énergie entre un générateur et un récepteur de natures(tension ou courant) nécessairement différentes /39/.

Nous envisageons d'abord, sans apporter de modification à la partie électrique relative à un tripôle simple, l'association en série puis en parallèle de ces éléments pour étendre ensuite la notion d'ordre définie au chapitre précédent et prendre ainsi en compte les parallélismes de fonctionnement dans les montages de multiplicité plus élevée.

Cette approche recouvre l'analyse fonctionnelle des principaux convertisseurs /40/ /41/ /42/ (hacheurs, redresseurs, onduleurs monophasés et triphasés) en portant d'abord l'accent sur leur structure, puis sur la fonction de commande relative à la partie électrique contrôlée tandis que la forme continue ou alternative de l'énergie électrique en amont et en aval des convertisseurs considérés apparait relativement secondaire.

2. TRIPOLES DOUBLES

2.1 Association en série

L'association en série de deux tripôles de degré unité conduit à la structure en pont autoduale de la figure 3.1.

Les deux tripôles sont respectivement constitués par les ensembles d'interrupteurs élémentaires K11, K12 et K01, K02 .

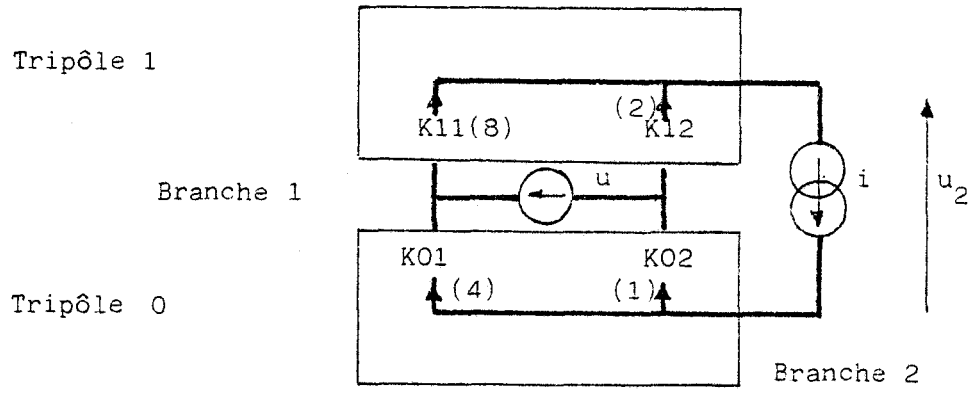


Figure 3.1

2.1.1 Conditions d'évolution

La présence d'un générateur de tension dans la branche 1 élimine les configurations pour lesquelles les interrupteurs d'un même groupe sont fermés simultanément donc les classes de configurations désignées par les polynômes générateurs $c_{sk}\ b_{sk}$ et $c_{sk}\ c_{s\ k+1} + b_{sk}\ b_{s\ k+1}$.

Il subsiste, par conséquent, 5 configurations réparties dans les trois classes $\emptyset$, c_{sk} et b_{sk}.

Les réceptivités précisant les conditions de commutation sont données dans le tableau 3.1.

Classe initiale	Conditions d'évolution	Classe suivante	Interrupteurs simples concernés
$\emptyset$	$\emptyset \& f^{c}_{sk}$	c_{sk}	$K_{sk} K_{s+1.k+1}$
	$\emptyset \& f^{b}_{sk} \& \bar{G}_{s.k+1} \bar{G}_{s+1.k+1}$	b_{sk}	$K_{sk} K_{s+1.k}$
c_{sk}	$c_{sk} \& (i_{sk}=0 \searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk} K_{s+1.k+1}$
	$c_{sk} \& f^{c}_{s.k+1}$	$c_{s.k+1}$	$K_{sk} K_{s.k+1} K_{s+1.k} K_{s+1.k+1}$
	$c_{sk} \& f_{s.k+1} \& \bar{G}_{s+1.k}$	$b_{s.k+1}$	$K_{s.k+1} K_{sk}$
	$c_{sk} \& f_{s+1.k} \& \bar{G}_{s.k+1}$	b_{sk}	$K_{s+1.k+1} K_{s+1.k}$
b_{sk}	$b_{sk} \& (i_{sk}=0 \searrow)$	$\emptyset$	$K_{sk} K_{s+1.k}$
	$b_{sk} \& f_{s.k+1}$	$c_{s.k+1}$	$K_{sk} K_{s.k+1}$
	$b_{sk} \& f_{s+1.k+1}$	c_{sk}	$K_{s+1.k} K_{s+1.k+1}$

Tableau 3.1

BU LILLE

2.1.2 Réseaux de Pétri

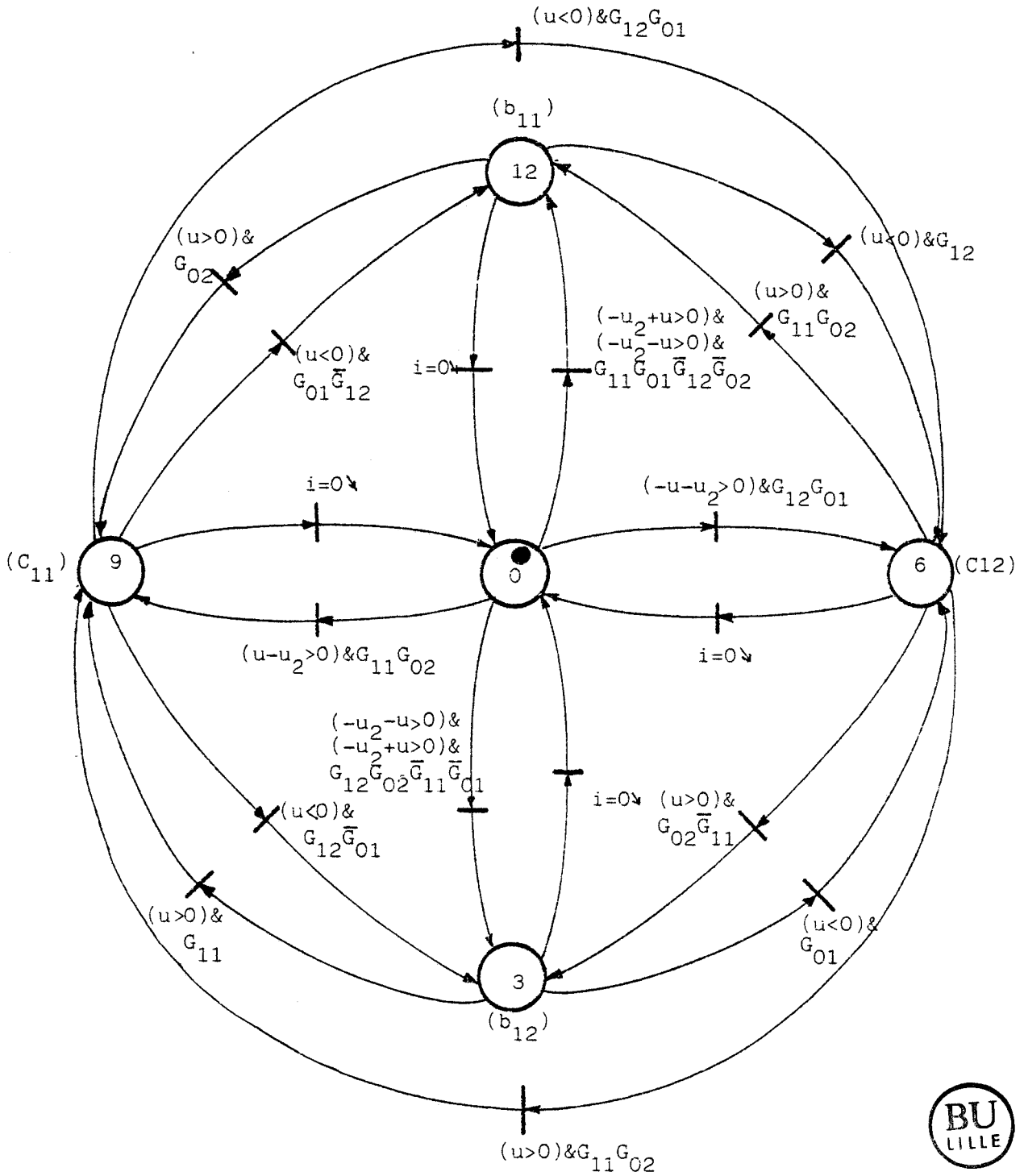
Le réseau de Pétri de la figure 3.2. précise l'évolution du système sans introduire d'a priori sur la stratégie de commande utilisée.

Trois types de commutations apparaissent :

- les premières sont de même nature que celles déjà rencontrées dans les associations en série de dipôles (multidipôles d'ordre 2).

- Les secondes sont relatives à un tripôle unique (multiplicité d'ordre 1)

- Les troisièmes sont caractérisées par le changement d'état simultané des deux tripôles considérés. Le système constitue donc un multitripôle d'ordre 2.



BU LILLE

Figure 3.2

Dans les deux derniers cas, les commutations s'accompagnent d'une permutation sur les indices s et k, en conduisant, soit à une configuration appartenant à une classe différente (de chaîne à bras de pont), soit à une configuration appartenant à la même classe (de chaîne à chaîne).

Le réseau de Pétri simplifié pour lequel les classes de configuration sont associées aux places (figure 3.3) rend compte de ce comportement spécifique aux systèmes multitripôles.

Les conflits sont levés par les caractéristiques de la commande et les actions de décalage d'indices sont représentées au niveau des réceptivités intéressées.

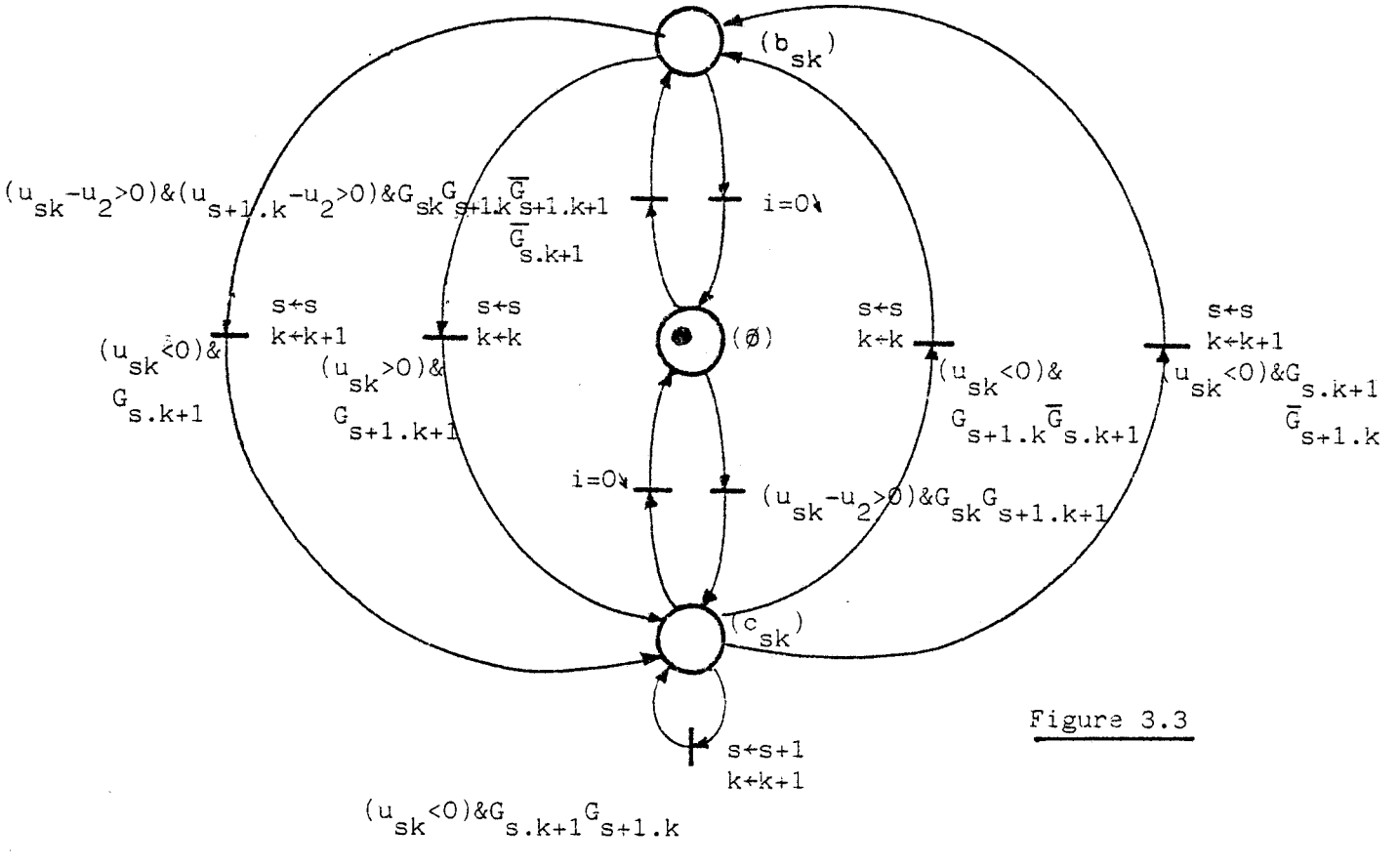


Figure 3.3

2.1.3 Exemple : Ponts monophasés alimentant un moteur à courant continu.

Pour illustrer l'analyse présentée, le tableau 3.2 précise les graphes de fonctionnement obtenus pour les montages redresseurs monophasés à diodes et thyristors lorsque la charge est constituée par un moteur à courant continu.

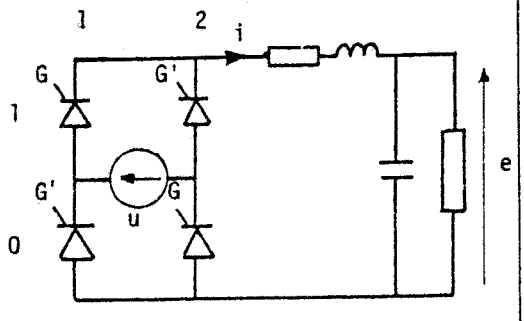
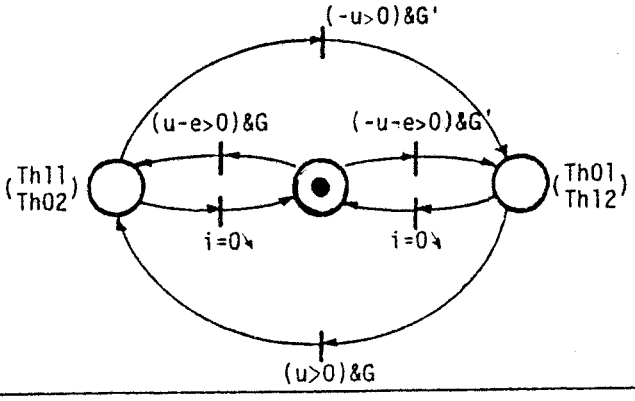
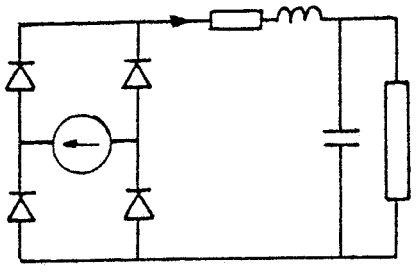
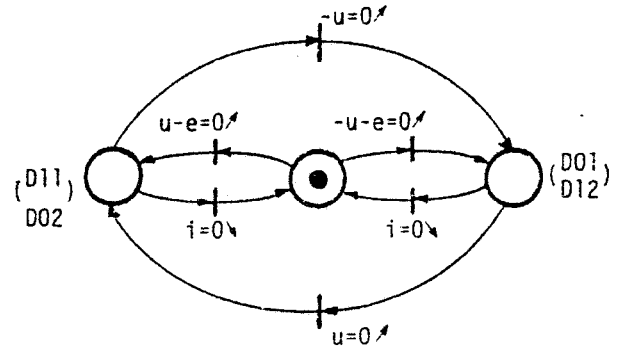
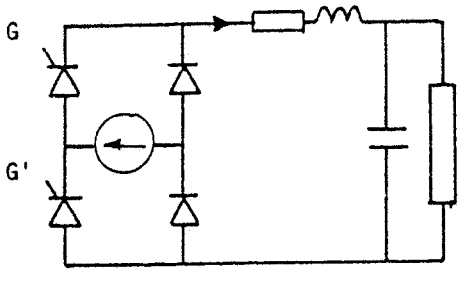
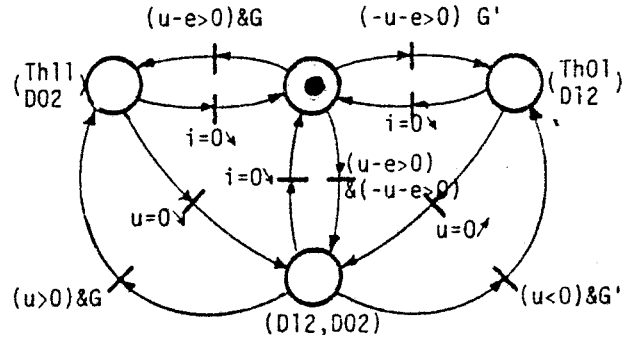
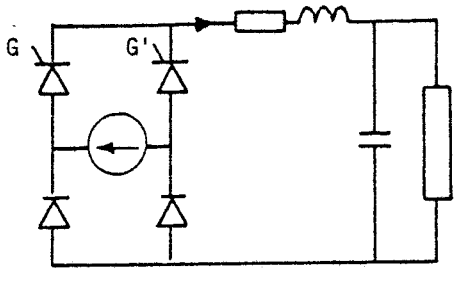
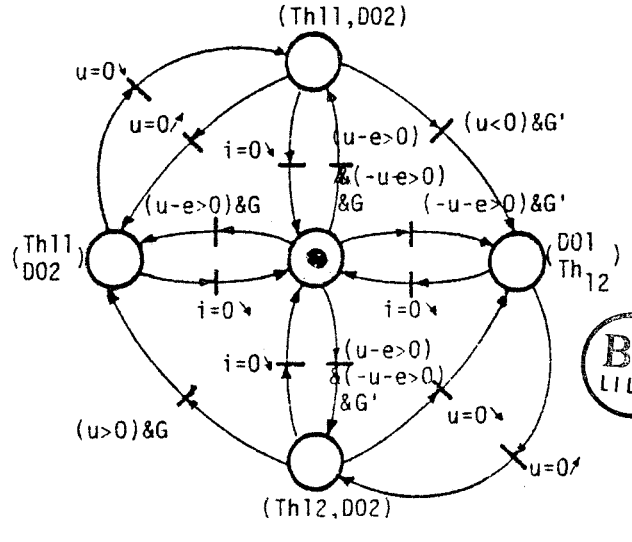
Stratégie de commande	Montage	Graphe de fonctionnement
$T_{11}=G_{02}=G$ $T_{01}=G_{12}=G'$ $GG'=0$		
$T_{11}=G_{02}=1$ $T_{01}=G_{12}=1$		
$T_{11}=G$ $T_{01}=G'$ $T_{02}=G_{12}=1$ $GG'=0$		
$T_1=G$ $T_2=G'$ $T_{01}=G_{02}=1$ $GG'=0$		

Tableau 3.2.

BU LILLE

2.2 Associations en parallèle. Bras d'onduleur

L'association en parallèle de deux tripôles de degré unité est obtenue en connectant borne à borne ces deux éléments reliés à la même partie électrique (figure 3.4).

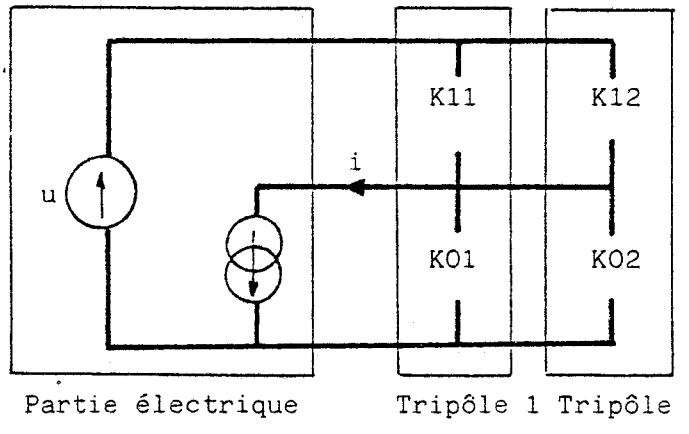


Figure 3.4

Pour interdire la fermeture des chaînes K11.K02 et K12.K01, il convient d'introduire les conditions suivantes :

- La tension u est unidirectionnelle

- Les interrupteurs contrôlés le sont à l'ouverture et à la fermeture ce qui impose l'emploi de transistors ou de thyristors GTO.

- Les commandes de deux interrupteurs sont exclusives soit

$$C1.C2 = 0$$

et le degré du multitripôle obtenu est unitaire (figure 3.5).

Le montage correspondant est celui d'un bras d'onduleur autonome /43/ /44/ ou d'un hacheur réversible.

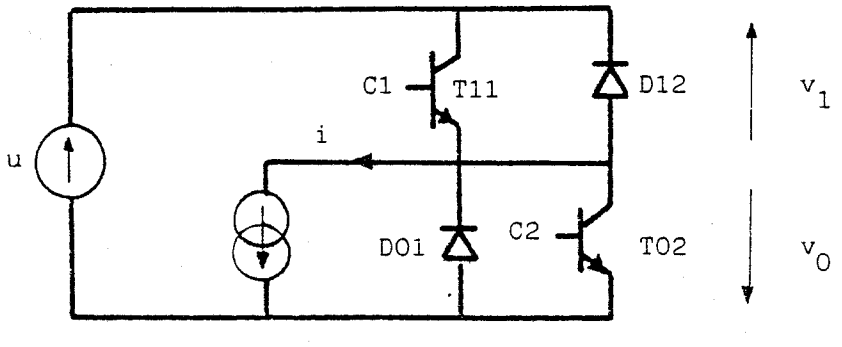
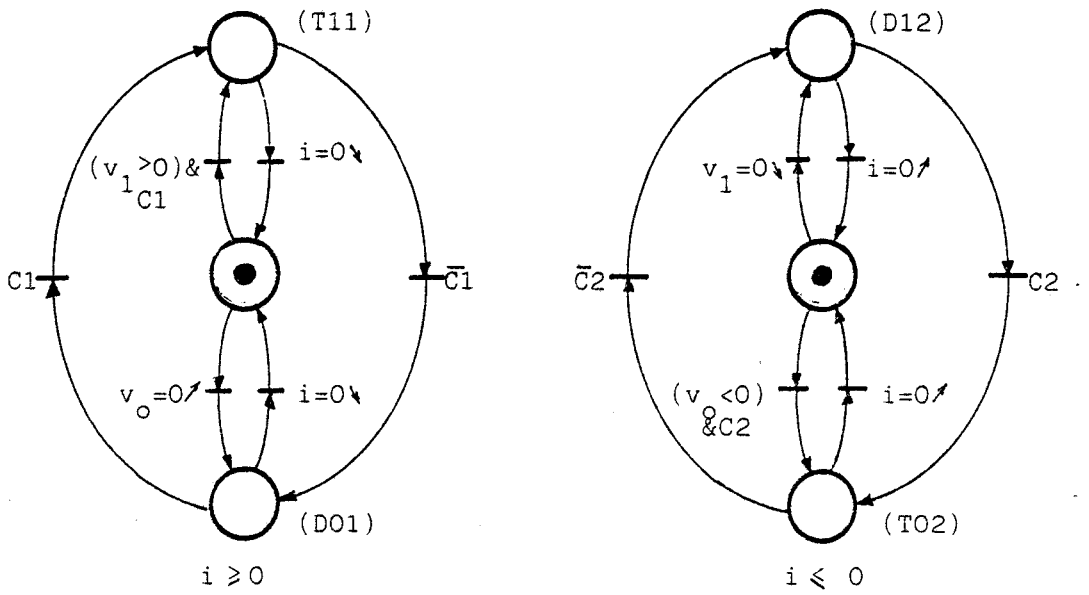


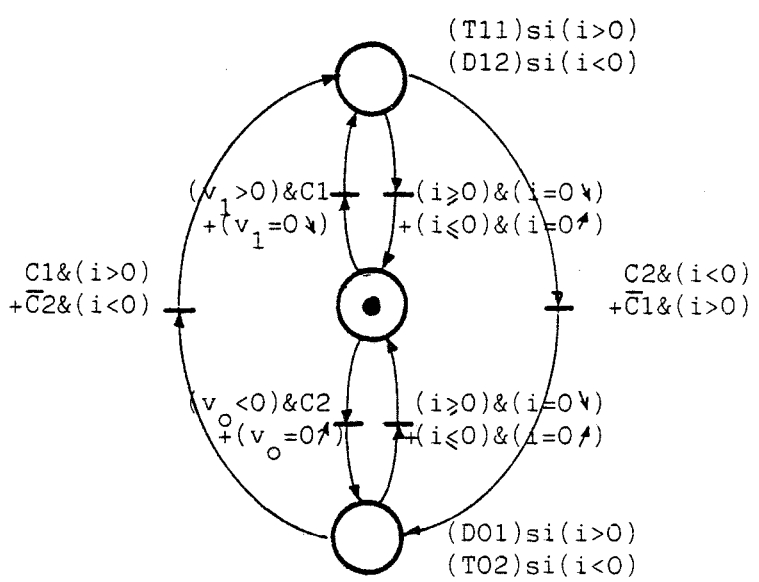
Figure 3.5

L'analyse du circuit peut être conduite en décrivant les deux tripôles séparément (figure 3.6a)

(a)



(b)



BU LILLE

Figure 3.6

Comme dans le cas des dipôles mis en parallèle le signe du courant i constitue un prédicat de différenciation des places relatives aux paires d'interrupteurs supérieurs (indice 1) et inférieurs (indice 0).

Le fusionnement des deux graphes est donc possible (figure 3.6b) ainsi que la détermination des fonctions de réceptivité et de sortie.

Aucun conflit n'apparait dans la mesure où, dans la place de repos, les tensions v_1 et v_o sont de signe opposé.

On retrouve la condition qui interdit la fermeture de la chaîne DO1,D12 ainsi que la nature ternaire de l'état de ce tripôle double particulier.

3. MULTITRIPOLES D'ORDRE UNITE

Les multitripôles d'ordre unité et de multiplicité N constituent une classe de groupements d'interrupteurs indissociables de leur environnement électrique et répondant aux conditions suivantes :

- L'ensemble de référence I dont les éléments sont les interrupteurs permet de définir un ensemble de tripôles $T \subset I^2$ comprenant N éléments distincts.
- A un instant donné, une commutation, quelle qu'en soit la cause (commande ou partie électrique) fait intervenir au plus un tripôle unique.

Avec cette définition, l'association en parallèle de deux tripôles de degré unité constitue un multidipôle de multiplicité 2 et d'ordre 1 tandis que l'association en série de ces éléments présente une multiplicité 2 et un ordre 2 puisque les deux tripôles peuvent commuter simultanément.

3.1 Multitripôles d'ordre unité à éléments simples

La plus utilisée des structures formant un multitripôle d'ordre unité réalise l'alimentation d'un récepteur de courant unique par une source de tensions polyphasées à point neutre (figure 3.7).

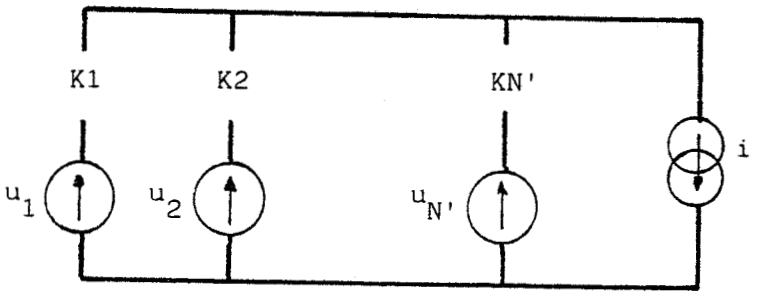


Figure 3.7

Chaque tripôle est défini en prenant 2 parmi les N' interrupteurs unidirectionnels du montage ; la multiplicité du multitripôle est alors :

$$N = \frac{N'\,(N' - 1)}{2}$$

Pour une alimentation triphasée, N = N' = 3, les commutations peuvent être rangées en deux catégories selon le nombre d'interrupteurs changeant d'état :

- *type dipôle (un seul interrupteur)*
- *type tripôle (deux interrupteurs concernés formant un tripôle).*

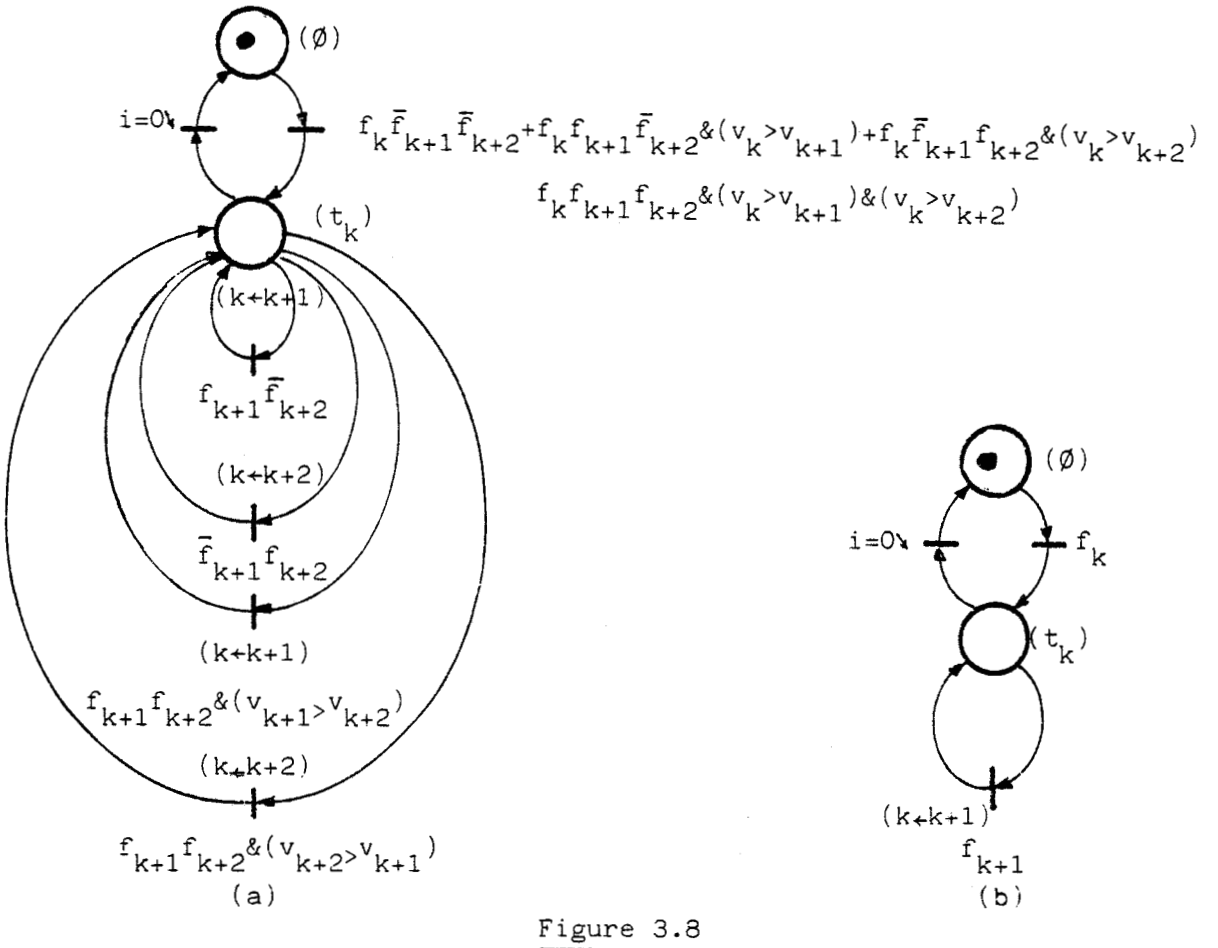


Figure 3.8

Dans le premier cas (figure 3.8a) on retrouve une situation de conflit liée au degré de commande comme dans les multidipôles à éléments parallèles (ch 2 § 2.3.3) éliminée par la relation d'ordre sur les tensions u_k.

Dans le second cas, si le degré de commande est supérieur à l'unité, une situation de conflit analogue est levée de la même manière que précédemment les tensions u_k.

Dans l'hypothèse où une seule électrode de commande des thyristors est polarisée positivement à un instant donné (degré 1) le réseau de Pétri du système prend la forme simple de la figure 3.8b.

3.2 Multitripôles d'ordre unité à éléments doubles

Ces multitripôles sont constitués d'interrupteurs contrôlés uniquement à la fermeture (thyristors). La classe de convertisseurs correspondante recouvre notamment les sources monophasées et triphasées de type cycloconvertisseur toujours réversibles grâce à un fonctionnement possible dans les quatre quadrants du plan tension-courant /45/ /46/.

La structure de la figure 3.9 met en évidence six tripôles parallèles deux à deux comportant chacun deux thyristors.

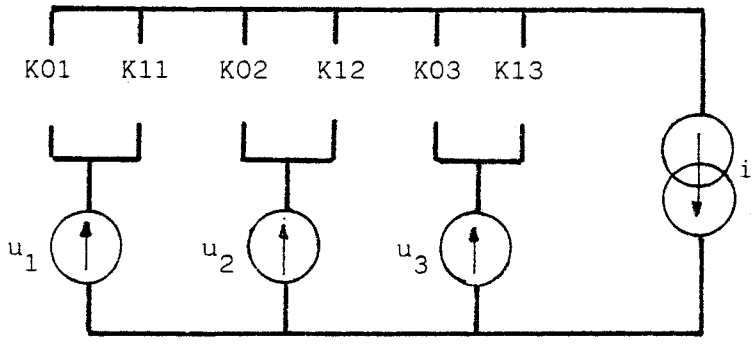


Figure 3.9

Le fonctionnement du changeur de fréquence bidirectionnel direct ainsi réalisé n'est possible que si le degré de commande de la structure est unitaire ce qui impose l'utilisation d'un contrôle exclusif des thyristors.

Le graphe des configurations est alors donné par la figure 3.10 pour laquelle $s \in \{0,1\}$ *et* $k \in \{1,2,3\}$

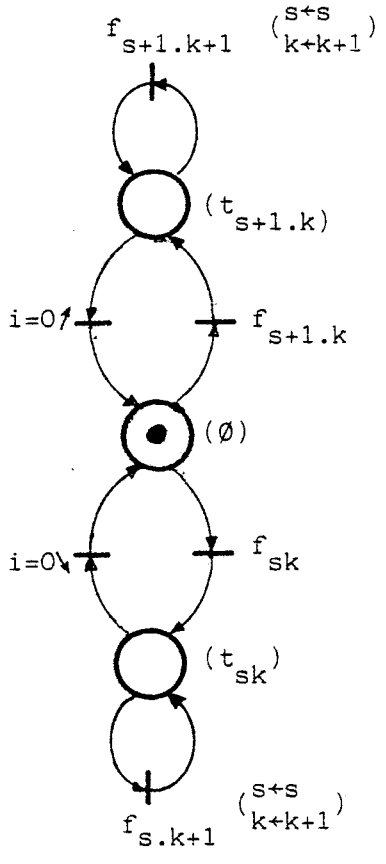


Figure 3.10

BU LILLE

4. MULTITRIPOLES D'ORDRE DEUX

Les multitripôles d'ordre deux constituent une classe de systèmes d'interrupteurs présentant, au cours de leur fonctionnement, au moins un changement simultané de l'état de deux tripôles appartenant à la structure envisagée.

Cette possibilité n'exclut évidemment pas les commutations plus simples rencontrées dans les multritripôles d'ordre unité et les multitripôles d'ordre 1 ou 2.

Les multitripôles d'ordre deux les plus employés correspondant aux montages en pont comportant quatre (pont monophasé) ou six (ponts triphasés) éléments de connexion.

Deux catégories de ponts apparaissent alors selon la nature des interrupteurs :

- Lorsque les interrupteurs sont des éléments simples ou doubles à diodes et thyristors, on retrouve le cas monophasé décrit au paragraphe 2.1 de ce chapitre (association série de deux tripôles élémentaires).

L'étude doit être étendue à celle de l'association en série de multitripôles d'ordre unité. Les montages correspondants sont alors les ponts triphasés utilisés dans les redresseurs de courant et les cycloconvertisseurs.

- Lorsque les interrupteurs sont regroupés selon l'association en parallèle de bras formés eux mêmes de tripôles connectés borne à borne, les structures obtenues présentent un double parallélisme qui aboutit aux montages onduleurs monophasés à deux bras formant un pont symétrique.

4.1 Multitripôle d'ordre deux à éléments simples

Le montage de la figure 3.11 fait apparaître six tripôles distincts et précise les notations utilisées.

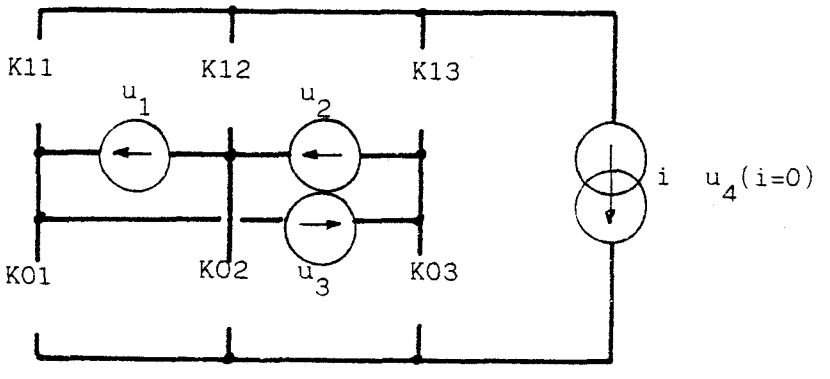


Figure 3.11

La condition selon laquelle au plus un interrupteur peut être fermé au sein d'un même groupement parallèle entraîne l'existence de 10 configurations possibles formant les trois classes désignées par les monômes $\emptyset$, c_{sk} *et* b_{sk}.

4.1.1 *Réseau de Pétri. Suppression des conflits.*

Le graphe des configurations prend la forme déjà rencontrée pour un pont monophasé (figure 3.12).

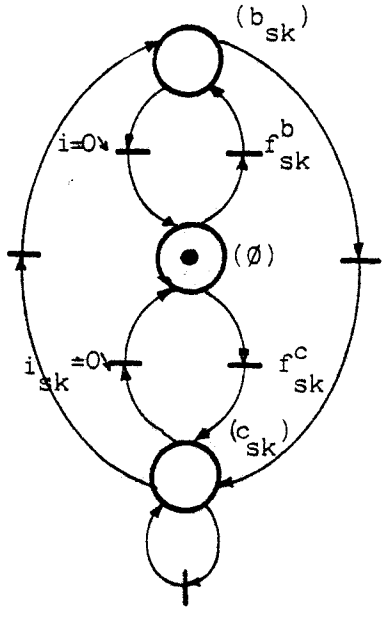


Figure 3.12

Les conflits dus à la présence de deux transitions de sortie pour chacune des places de ce graphe sont éliminés, soit par des contraintes imposées à la commande, soit par des conditions utilisant les tensions introduites par la partie électrique.

L'organigramme de la figure 3.13 fournit une procédure de calcul des réceptivités f^c_{sk} *et* f^b_{sk} *conduisant respectivement et de manière exclusive, soit à la fermeture (à partir de la configuration* $\emptyset$*) d'une chaîne, soit à celle d'une branche* b_{sk}.

Les transitions de chaîne à chaîne et de chaîne à branche qui présentent également une situation conflictuelle sont à traiter par une procédure analogue. (figure 3.14a et b).

Le passage de branche à chaîne s'effectue plus simplement en levant le doute sur la chaîne activée au moyen d'une relation d'ordre sur les tensions aux bornes des interrupteurs concernés (figure 3.15).

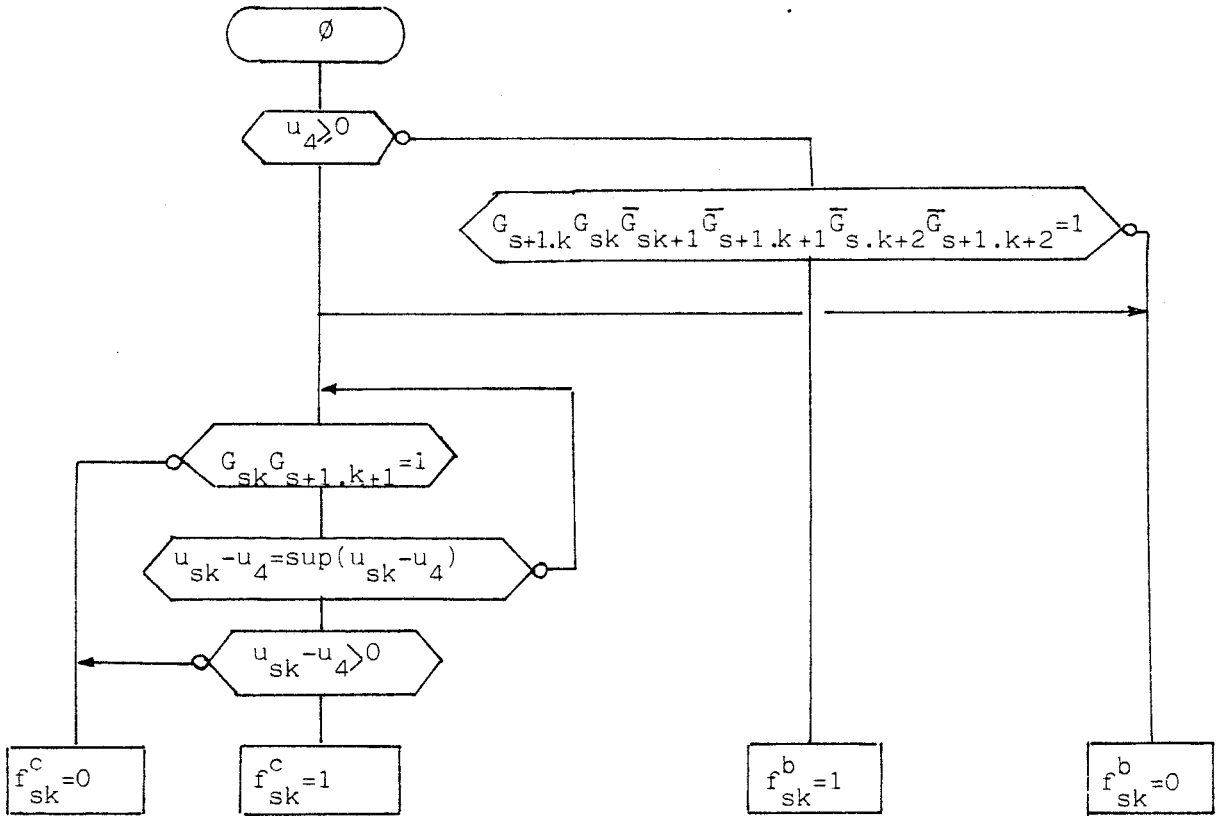
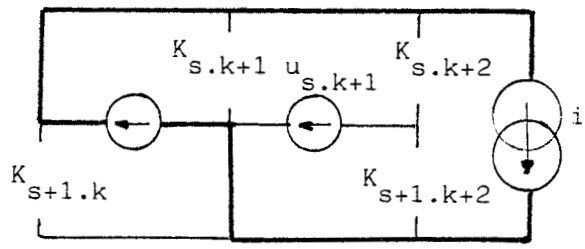


Figure 3.13

BU LILLE

(a)



(b)

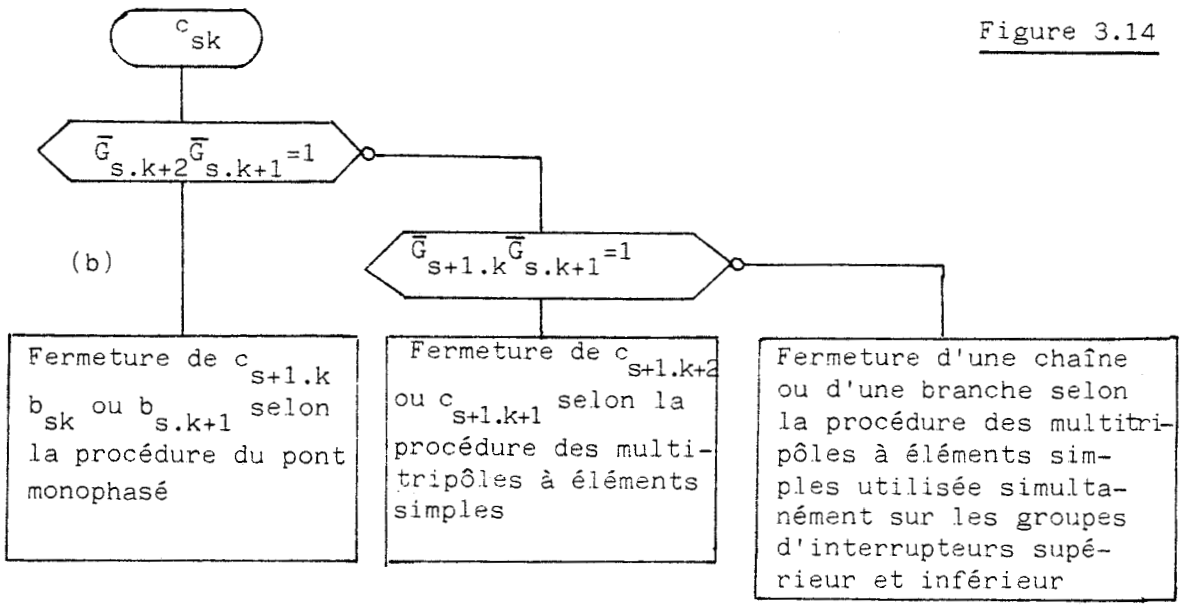


Figure 3.14

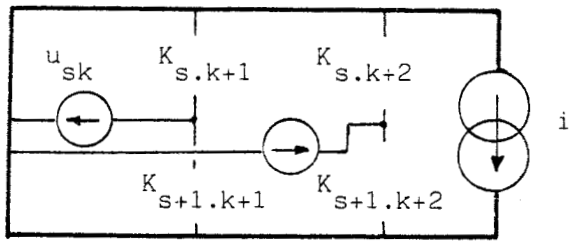


Figure 3.15

BU LILLE

4.12 Exemples : Ponts triphasés

L'analyse précédente se simplifie dans les cas du tableau 3.3 représentant les ponts triphasés tout thyristors et mixtes pour lesquels les conditions de commande répondent aux règles suivantes :

- Les variables de contrôles G_{sk} sont constantes et de valeur 1 pour les diodes ; elles sont exclusives pour les thyristors bloqués.

- Les produits $G_{sk}\ G_{s+1.k+1}$ sont exclusifs deux à deux.

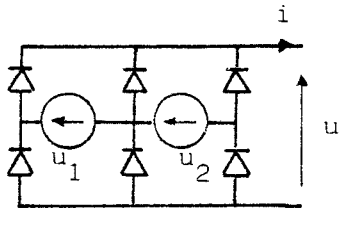
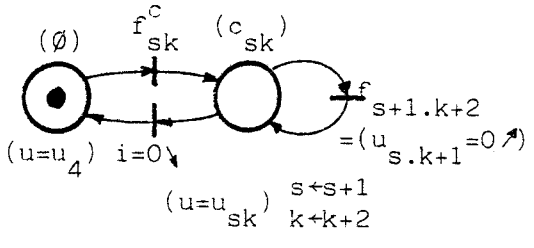
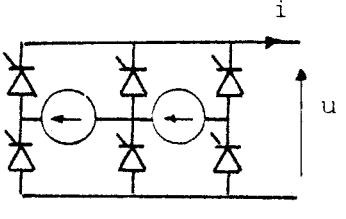
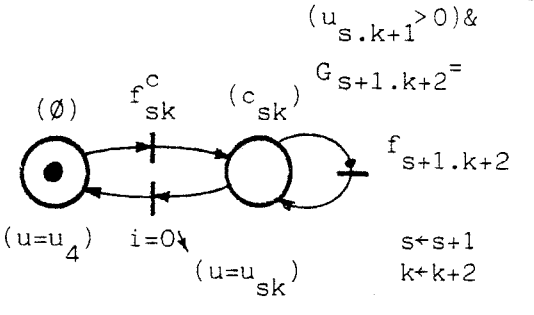
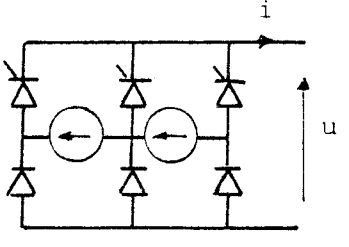
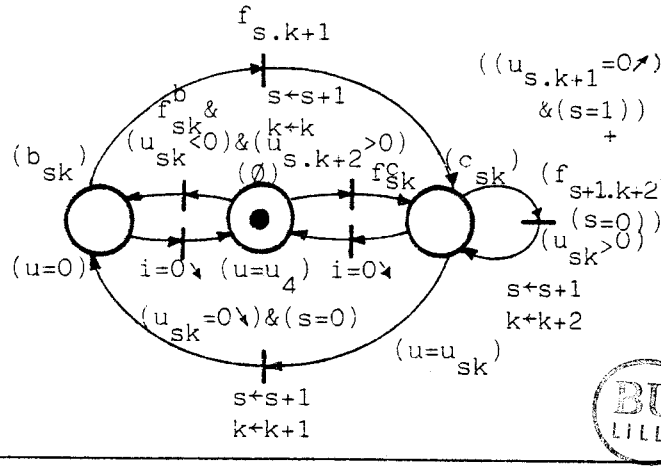
Stratégie de commande	Montage*	Graphe de configurations
$G_{11}=G_{12}=G_{13}=$ $G_{01}=G_{02}=G_{03}=1$		
Produits G_{sk} $G_{s+1.k+1}$ exclusifs		
$G_{01}=G_{02}=G_{03}=1$ $G_{11}G_{12}=0$ $G_{11}G_{13}=0$ $G_{12}G_{13}=0$		

Tableau 3.3

(*) Pour la clarté des figures, la source u_3 n'est pas représentée ($u_3 = -(u_1 + u_2)$).

BU LILLE

4.2 Multitripôles d'ordre deux à éléments doubles

Les multitripôles d'ordre deux à éléments doubles se rangent en deux catégories selon que les interrupteurs qui les constituent sont, soit uniquement contrôlés à la fermeture, soit totalement contrôlés.

Le premier cas, qui correspond dans la pratique à l'association parallèle de ponts tout thyristors monophasés ou triphasés, prolonge l'étude des ponts simples unidirectionnels en courant en introduisant la bidirectionnalité de ce dernier.

Le second cas recouvre les montages onduleurs monophasés.

4.2.1 Ponts redresseurs en parallèle

Le montage tête-bêche de deux ponts redresseurs triphasés (figure 3.16) conduit au graphe des configurations de la figure 3.17 pour lequel le signe du courant dans la charge est une variable de différenciation pour les places associées aux chaînes conductrices.

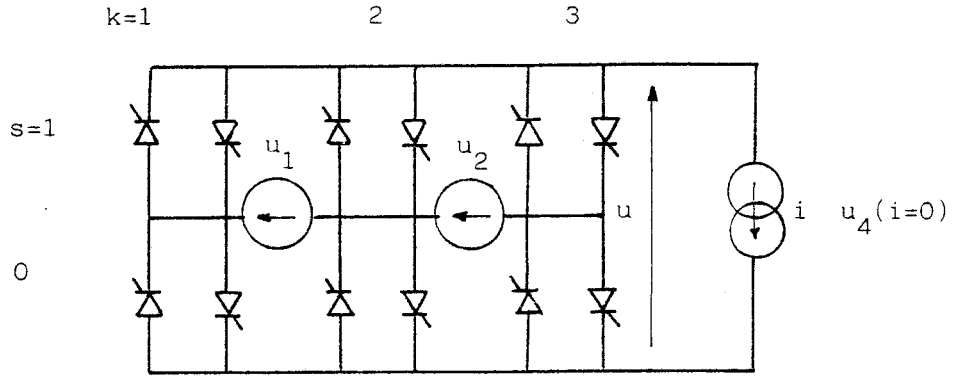


Figure 3.16

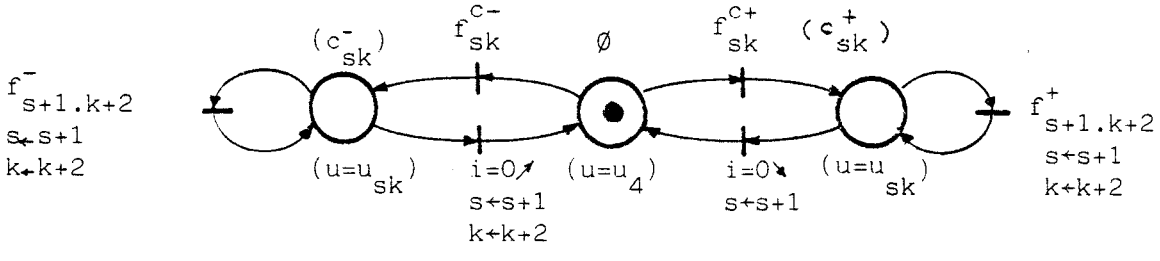


Figure 3.17

Les réceptivités $i = O\nearrow$ et $i = O\searrow$ provoquent respectivement l'activation des commandes des ponts positif et négatif considérés par ailleurs dans un mode de conduction continue.

Les réceptivités sont alors :

$$f_{sk}^{c+} = (u_{sk} - u_4 > O) \;\&\; G_{sk}^{+}\, G_{s+1.k+1}^{+} \;,$$

$$f_{sk}^{c-} = (u_{sk} - u_4 < O) \;\&\; G_{sk}^{-}\, G_{s+1.k+1}^{-} \;,$$

$$f_{s+1.k+2}^{+} = (u_{s+1.k+2} > O) \;\&\; G_{s+1.k+2}^{+} \;,$$

$$f_{s+1.k+2}^{-} = (u_{s+1.k+2} < O) \;\&\; G_{s+1.k+2}^{-} \;.$$

La commutation des deux ponts s'effectue avec un temps mort au moins égal à un sixième de période /47/ /48/.

4.2.2 Pont onduleur monophasé

4.2.2.1 Notations. Codage

Un pont onduleur /49/ /50/ réalise l'association d'une partie électrique à deux sources de nature différente (tension et courant), à un ensemble de quatre tripôles regroupés en deux bras identiques (figure 3.18 a).

Chaque interrupteur affecté des indices s et k est caractérisé par un triplet de variables binaires C_{sk}, T_{sk}, D_{sk} précisant respectivement l'état de la commande, du transistor et de la diode (figure 3.18b).

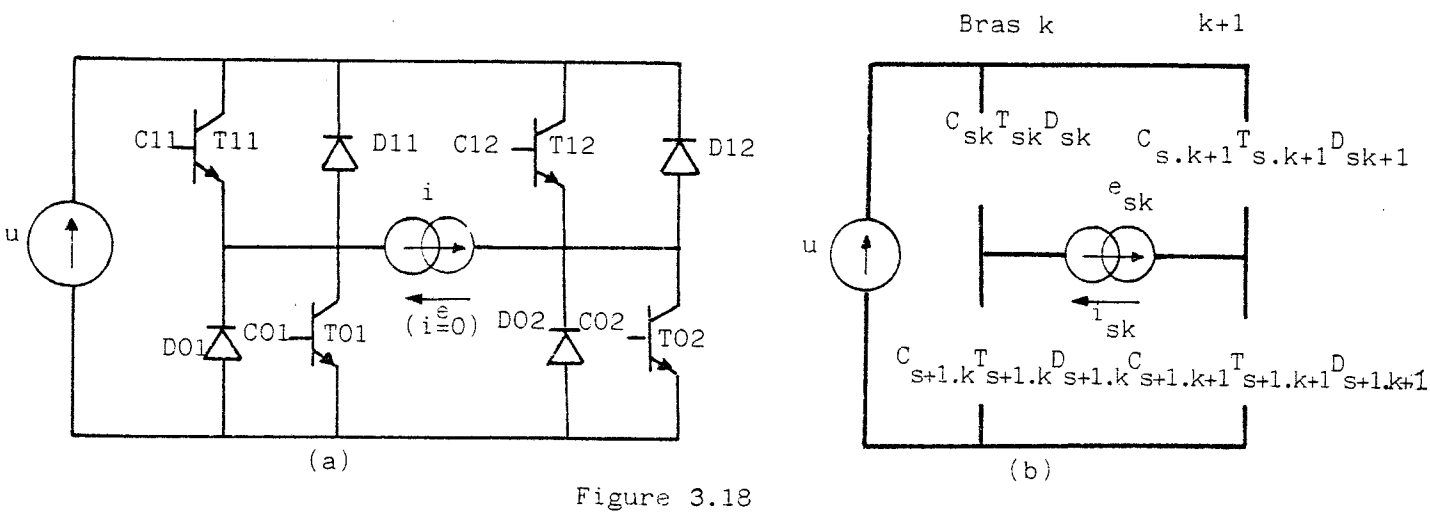


Figure 3.18

La commande C_k de chaque bras est alors une variable ternaire dont les valeurs ↑ , ↓ et Ø correspondent respectivement aux trois mots de contrôle $(C_{sk}\ C_{s+1\ k}) \in \{10,01,00\}$ /51/.

4.2.2.2 Classes de configurations

En tenant compte des conditions $(u > 0)$ et $C_{sk}\ C_{s+1\ k} = 0$, le montage présente 9 configurations rangées en 4 classes désignées respectivement par les monômes générateurs suivants :

$$Ø\ ,\ t_{sk}\ t_{s+1.k+1}\ ,\ d_{sk}\ d_{s+1.k+1}\ ,\ t_{sk}\ d_{s.k+1}$$

Les conditions d'évolution, établies avec les notations du tableau 3.4 sont précisées dans le tableau 3.5.

Classe initiale	Conditions d'évolution		Classe suivante
Ø	$Ø\&C_{sk}C_{s+1.k+1}\&(u-e_{sk}>0)$		$t_{sk}t_{s+1.k+1}$
	$Ø\&(-u+e_{sk}=0\nearrow)\&(C_kC_{k+1}=ØØ)$		$d_{sk}\ d_{s+1.k+1}$
	$Ø\&C_{sk}\overline{C}_{s+1.k+1}\&(e_{sk}+u<0)$		$t_{sk}\ d_{s.k+1}$
$t_{sk}t_{s+1.k+1}$	$t_{sk}t_{s+1.k+1}\&(i_{sk}=0\searrow)$		Ø
	$id\&\overline{C}_{sk}C_{s+1.k+1}$	(*)	$d_{s+1.k}t_{s.k+1}$
	$id\&C_{sk}\overline{C}_{s+1.k+1}$	(*)	$d_{s.k+1}t_{sk}$
	$id\&\overline{C}_{s.k+1}\overline{C}_{s+1.k}$	(**)	$d_{s+1.k}d_{s.k+1}$
$d_{sk}d_{s+1.k+1}$	$d_{sk}d_{s+1.k+1}\&(i_{sk}=0\nearrow)$		Ø
	$id\&C_{s+1.k}\overline{C}_{s.k+1}$	(*)	$t_{s+1.k}d_{s+1.k+1}$
	$id\&C_{s.k+1}\overline{C}_{s+1.k}$	(*)	$d_{sk}t_{s.k+1}$
	$id\&C_{s.k+1}C_{s.k+1}$	(**)	$t_{s+1.k}t_{s.k+1}$
$d_{sk}t_{s.k+1}$	$d_{sk}t_{s.k+1}\&(i_{sk}=0\nearrow)$		Ø
	$id\&\overline{C}_{s.k+1}\overline{C}_{s+1.k}$	(*)	$d_{sk}d_{s+1.k+1}$
	$id\&C_{s+1.k}C_{s.k+1}$	(*)	$t_{s.k+1}t_{s+1.k}$

Tableau 3.5

BU LILLE

		k	
		1	2
s	1	e,i	-e,-i
	0	-e,-i	e,i

(e_{sk}, i_{sk})

Tableau 3.4

Trois types de transitions se différencient par :

- La commutation simultanée de deux dipôles connectés en série et situés dans des bras différents (multidipôles d'ordre 2)

- La commutation d'un tripôle simple (*) (multitripôles d'ordre 1)

- La commutation simultanée de deux tripôles situés dans deux bras différents (**) (multitripôles d'ordre 2).

4.2.2.3 Graphes de fonctionnement

La classification précédente est clairement mise en évidence sur le graphe complet des classes de configurations de la figure 3.19.

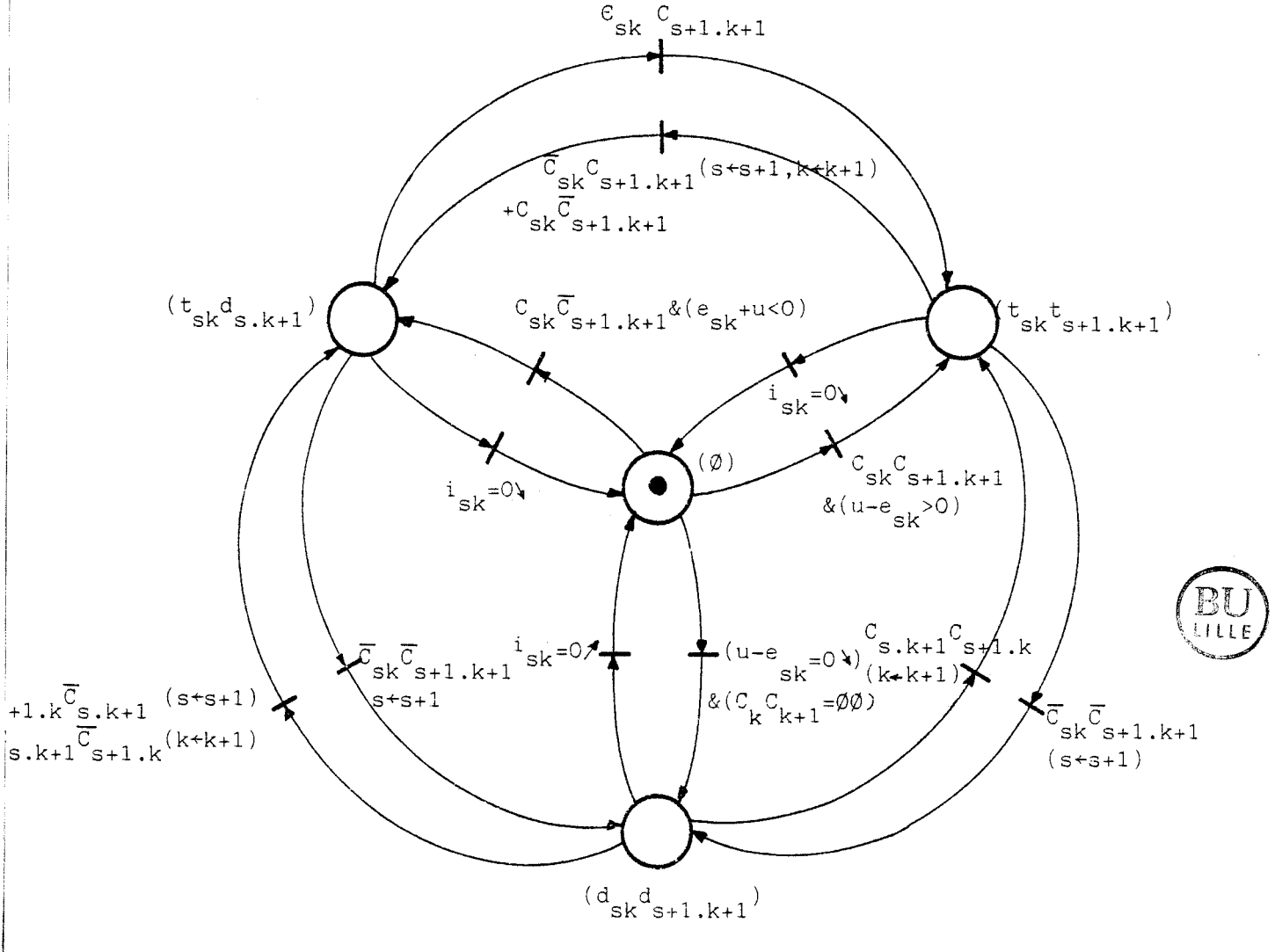
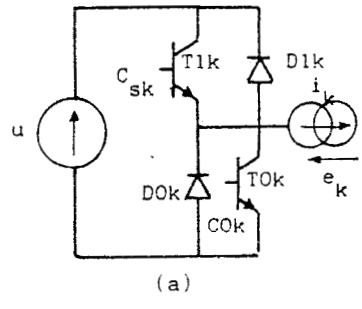


Figure 3.19

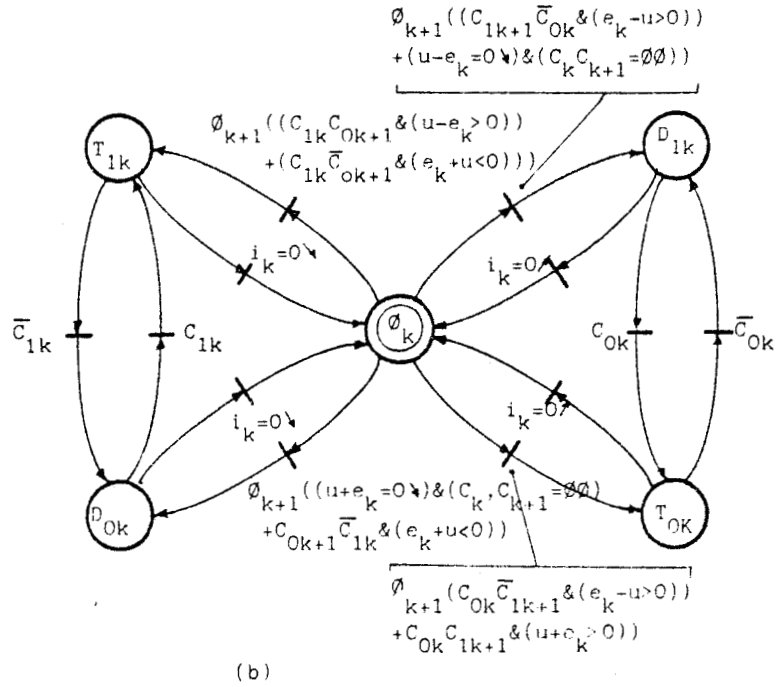
BU LILLE

En donnant à s les valeurs constantes 0 ou 1, le réseau précédent peut être décomposé en deux grafcets identiques interdépendants et relatifs à chacun des bras (figure 3.20 a,b).



(a)

Figure 3.20



(b)

On trouve alors dans les réceptivités de ces grafcets des termes tenant compte de l'activité des places du graphe voisin (état de l'autre bras) et des commandes appliquées aux transistors concernés.

L'avantage du découpage du pont onduleur en deux sous-systèmes liés d'interrupteurs identiques réside d'abord dans la généralisation du graphe associé à un bras unique puis dans la possibilité de déterminer a priori des réceptivités sans qu'il soit nécessaire de dénombrer au préalable les configurations du système complet.

5. MULTITRIPOLES D'ORDRE TROIS

Un onduleur triphasé comportant six tripôles élémentaires regroupés en trois tripôles doubles parallèles associés à une partie électrique constituée par un générateur de tension et trois récepteurs de courant (figure 3.21) est une multitripôle d'ordre trois.

En effet la commutation simultanée de trois tripôles appartenant à trois bras distincts est possible.

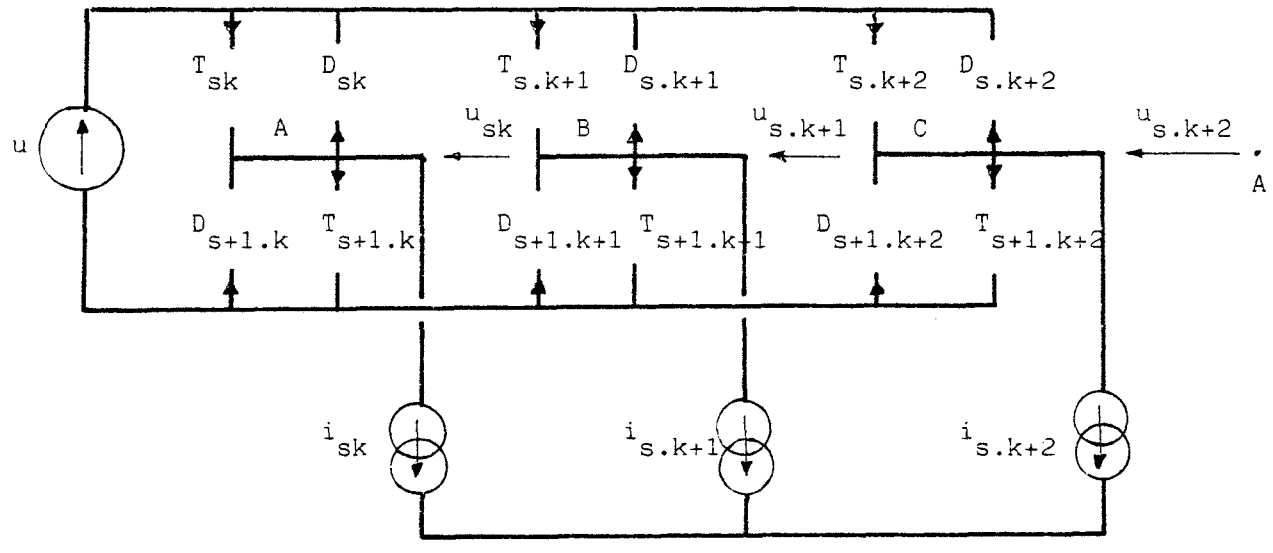


Figure 3.21

La partie électrique obéit aux contraintes suivantes :

$$i_{sk} + i_{s.k+1} + i_{s.k+2} = 0$$

$$u_{sk} + u_{s.k+1} + u_{s.k+2} = 0 \ .$$

L'extinction d'un courant entraîne l'ouverture des interrupteurs du bras concerné de sorte que trois cas sont à examiner :

- Tous les courants sont différents de zéro :

Les tensions de sortie u_{sk} s'expriment en fonction de u au moyen d'une fonction combinatoire définie sur l'ensemble des classes de configurations assurant l'alimentation triphasée de la charge.

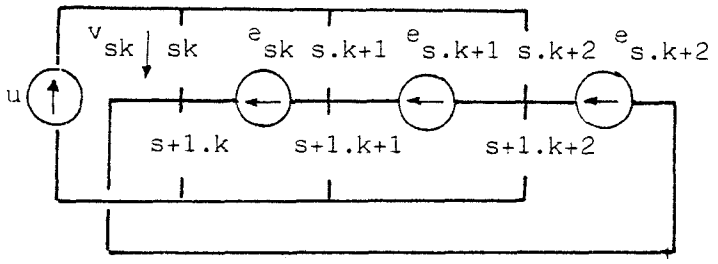
- Un courant de sortie est nul :

L'état électrique de la phase concernée est fixé pour la charge au moyen d'un générateur de tension donnant une variable indépendante.

- Les trois courants sont nuls :

La charge apparemment déconnectée affecte l'état électrique des

interrupteurs ouverts en introduisant trois générateurs de tension de forces électro-motrices e_{sk}, $e_{s.k+1}$ *et* $e_{s.k+2}$ *dont deux seulement sont indépendantes (figure 3.22).*



$$v_{sk} = -\frac{u}{2} + \frac{e_{sk} - e_{s.k+2}}{3}$$

Figure 3.22

5.1 Classes de configurations

Les classes de configurations se rangent dans ces conditions en trois catégories caractérisées par le nombre de connexions reliant la charge à la source de tension u.

- *Classe 0 :* $\emptyset$
- *Classes 2 :* $t_{sk}\ t_{s+1.k+1}$, $t_{sk}\ d_{s.k+1}$, $t_{sk}\ d_{s.k+2}$, $d_{sk}\ d_{s+1.k+1}$
- *Classes 3 :* $t_{sk}\ t_{s+1.k+1}\ t_{s.k+2}$, $t_{sk}\ t_{s+1.k+1}\ d_{s.k+2}$, $t_{sk}\ t_{s+1.k+1}\ d_{s+1.k+1}$

  $t_{sk}\ d_{s.k+1}\ t_{s.k+2}$, $t_{sk}\ d_{s.k+1}\ d_{s.k+2}$, $t_{sk}\ d_{s.k+1}\ d_{s+1.k+2}$

  $d_{sk}\ d_{s+1.k+1}\ d_{s+1.k+2}$, $t_{sk}\ d_{s+1.k+1}\ d_{s.k+2}$.

Avec 73 configurations, regroupées en 13 classes distinctes, ce montage apparait à première vue comme l'un des plus complexes de l'électronique de puissance et son étude nécessite des considérations et/ou des hypothèses supplémentaires pour réduire le nombre de classes de configurations de façon à définir un formalisme plus maniable /52/ /53/.

L'enchaînement des clases de configurations ainsi que la nature des éléments conducteurs (diodes ou transistors) à l'intérieur de chaque classe dépend étroitement de la stratégie de contrôle de l'onduleur.

Pour un bras unique, la commande est représentée par la variable ternaire $C_k \in \{\uparrow, \downarrow, \emptyset\}$ *; pour l'onduleur complet, une situation de contrôle est par conséquent donnée par l'un des 27 mots* $C_k\ C_{k+1}\ C_{k+2} \in \{\uparrow, \downarrow, \emptyset\}^3$.

Ces mots se rangent en 4 classes de commande $\mathcal{C}(i,j)$ *constituées par l'ensemble des 6 mots obtenus par permutation circulaire et symétrie à partir d'un mot "générateur", à l'exclusion des mots* $\emptyset\emptyset\emptyset$, $\uparrow\uparrow\uparrow$ *et* $\downarrow\downarrow\downarrow$.

Le tableau 3.6a explicite la classe $\mathcal{C}(i,j) = [\uparrow \downarrow \downarrow]$ *, les trois autres classes s'écrivant respectivement* $[\uparrow\downarrow\emptyset]$, $[\uparrow\uparrow\emptyset]$ *et* $[\uparrow\emptyset\emptyset]$.

Tout mot appartenant à une classe donnée peut être choisi comme élément générateur. Les indices s et k précédemment définis peuvent par conséquent être introduits (tableau 3.6b) en vertu de cette propriété selon la notation :

$\mathcal{C}(s,k) = \mathcal{C}(i,j)$ *avec* $i \in \{s, s+1\}$ *et* $j \in \{k, k+1, k+2\}$.

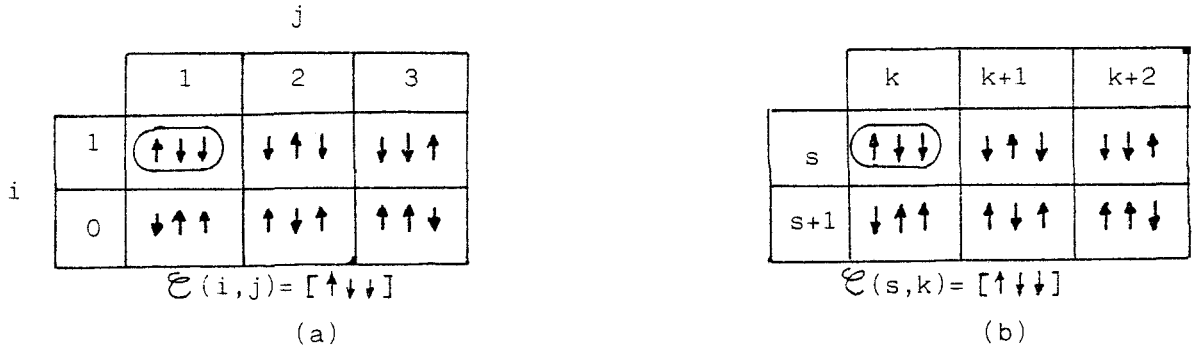


Tableau 3.6

5.2 Classes d'équivalence

Il est toujours possible de construire une partition en groupes d'éléments à partir d'une relation d'équivalence définie sur l'ensemble des classes de configurations. Il faut pour cela replacer le convertisseur dans son environnement de contrôle et de puissance et associer (tableau 3.7) à chaque classe de configuration les classes de commande qui la caractérisent ainsi que les trois composantes u_1, u_2, u_3 *du vecteur des tensions de sortie. Sur ce tableau la notion de mot générateur est étendue aux classes de configurations.*

Classes de configurations	Classes de commande associées $\mathcal{C}(s,k)$	Classe de sortie U(s,k)
$\emptyset = [---]$	$[\emptyset\ \emptyset\ \emptyset]$ $[\uparrow\ \emptyset\ \emptyset]$	$e_1 e_2 e_3$
$t_{sk}\, t_{s+1.k+1} = [t^{\uparrow} t^{\downarrow} -]$	$[\uparrow\downarrow\emptyset]$	$u_1 u_2 u_3 + [u\ -\ -]$
$t_{sk}\, d_{s.k+1} = [t^{\uparrow} d^{\uparrow} -]$	$[\uparrow\emptyset\emptyset]$ $[\uparrow\uparrow\emptyset]$	$u_1 u_2 u_3 + [0\ -\ -]$
$t_{sk}\, d_{s.k+2} = [t^{\uparrow} - d^{\downarrow}]$	$[\uparrow\emptyset\emptyset]$ $[\uparrow\emptyset\uparrow] = [\uparrow\uparrow\emptyset]$	$u_1 u_2 u_3 + [-\ -\ 0]$
$d_{sk}\, d_{s+1.k+1} = [d^{\uparrow} d^{\downarrow} -]$	$[\uparrow\downarrow\emptyset]$ $[\uparrow\emptyset\emptyset] = [\emptyset\downarrow\emptyset]$ $[\emptyset\emptyset\emptyset]$	$u_1 u_2 u_3 + [u\ -\ -]$
$t_{sk}\, t_{s+1.k+1}\, t_{s.k+2}$ $[t^{\uparrow} t^{\downarrow} t^{\uparrow}]$	$[\uparrow\downarrow\uparrow]$	$[u\ -u\ 0]$
$t_{sk}\, t_{s+1.k+1}\, d_{s.k+2}$ $[t^{\uparrow} t^{\downarrow} d^{\uparrow}]$	$[\uparrow\downarrow\uparrow]$ $[\uparrow\downarrow\emptyset]$	$[u\ -u\ 0]$
$t_{sk}\, t_{s+1.k+1}\, d_{s+1.k+2}$ $[t^{\uparrow} t^{\downarrow} d^{\downarrow}]$	$[\uparrow\downarrow\downarrow]$ $[\uparrow\downarrow\emptyset]$	$[u\ 0\ -u] = [u\ -u\ 0]$
$t_{sk}\, d_{s.k+1}\, d_{s.k+2}$ $[t^{\uparrow} d^{\uparrow} d^{\uparrow}]$	$[\uparrow\uparrow\emptyset]$ $[\uparrow\emptyset\uparrow]$ $[\uparrow\emptyset\emptyset]$	$[0,\ 0,\ 0]$
$t_{sk}\, d_{s.k+1}\, t_{s.k+2}$ $[t^{\uparrow} d^{\uparrow} t^{\uparrow}]$	$[\uparrow\emptyset\uparrow]$	$[0,\ 0,\ 0]$
$t_{sk}\, d_{s.k+1}\, d_{s+1.k+2}$ $[t^{\uparrow} d^{\uparrow} d^{\downarrow}]$	$[\uparrow\uparrow\downarrow]$ $[\uparrow\emptyset\downarrow]$ $[\uparrow\emptyset\emptyset]$ $[\uparrow\uparrow\emptyset]$	$[0,\ u\ -u] = [u\ -u\ 0]$
$d_{sk}\, d_{s+1.k+1}\, d_{s+1.k+2}$ $[d^{\uparrow} d^{\downarrow} d^{\downarrow}]$	$[\uparrow\downarrow\uparrow]$ $[\uparrow\downarrow\emptyset] = [\uparrow\emptyset\downarrow]$ $[\uparrow\emptyset\emptyset] = [\emptyset\downarrow\emptyset] = [\emptyset\emptyset\downarrow]$ $[\emptyset\downarrow\downarrow] = [\uparrow\uparrow\emptyset]$ $[\emptyset\emptyset\emptyset]$	$[u\ 0\ -u] = [u\ -u\ 0]$
$t_{sk}\, d_{s+1.k+1}\, d_{s.k+2}$ $[t^{\uparrow} d^{\downarrow} d^{\uparrow}]$	$[\uparrow\downarrow\uparrow]$ $[\uparrow\downarrow\emptyset]$ $[\uparrow\emptyset\uparrow] = [\uparrow\uparrow\emptyset]$ $[\uparrow\emptyset\emptyset]$	$[u\ -u\ 0]$

Tableau 3.7

BU LILLE

Les classes de sortie U(s,k) sont définies avec les conventions du tableau 3.8 de la même manière que les classes de commande.

	k	k+1	k+2
s	u -u 0	0 u -u	-u 0 u
s+1	-u u 0	0 -u u	u 0 -u

U(s,k)=[u -u 0]

	1	2	3
1	$u\ u_2\ u_3$	$u_1\ u\ u_3$	$u_1\ u_2\ u$
0	$-u\ u_2\ u_3$	$u_1\ -u\ u_3$	$u_1\ u_2\ -u$

$u_1u_2u_3$+[u - -]

Tableau 3.8

Dans ces conditions, une partition de l'ensemble des classes de configurations utilisant la relation d'équivalence (même classe de sortie) est toujours possible. En revanche, la relation (même classe de commande) ne peut être utilisée qu'au prix du choix d'un alphabet de contrôle réduit tel que la fonction définie sur l'ensemble des classes de configurations à valeurs dans l'ensemble des classes de contrôle soit une application. Le tableau 3.9 montre que cette dernière proposition n'est jamais satisfaite d'une manière générale, ce qui signifie qu'une partition de l'ensemble des classes de configurations est impossible avec la relation d'équivalence (même classe de commande).

Toutefois ces considérations apportent la démonstration que cet onduleur a priori si complexe se réduit, lorsqu'on limite l'alphabet de commande aux mots de la classe [↑ ↓ ↓] *à un système multiplexeur régi par l'équation*

$$[u\ o\ -u] = [\uparrow\ \downarrow\ \downarrow]\ .$$

Cette constatation se généralise à l'alphabet de contrôle complet lorsqu'on examine le comportement des 5 parties de l'ensemble des classes de configurations définies par chaque classe de commande.

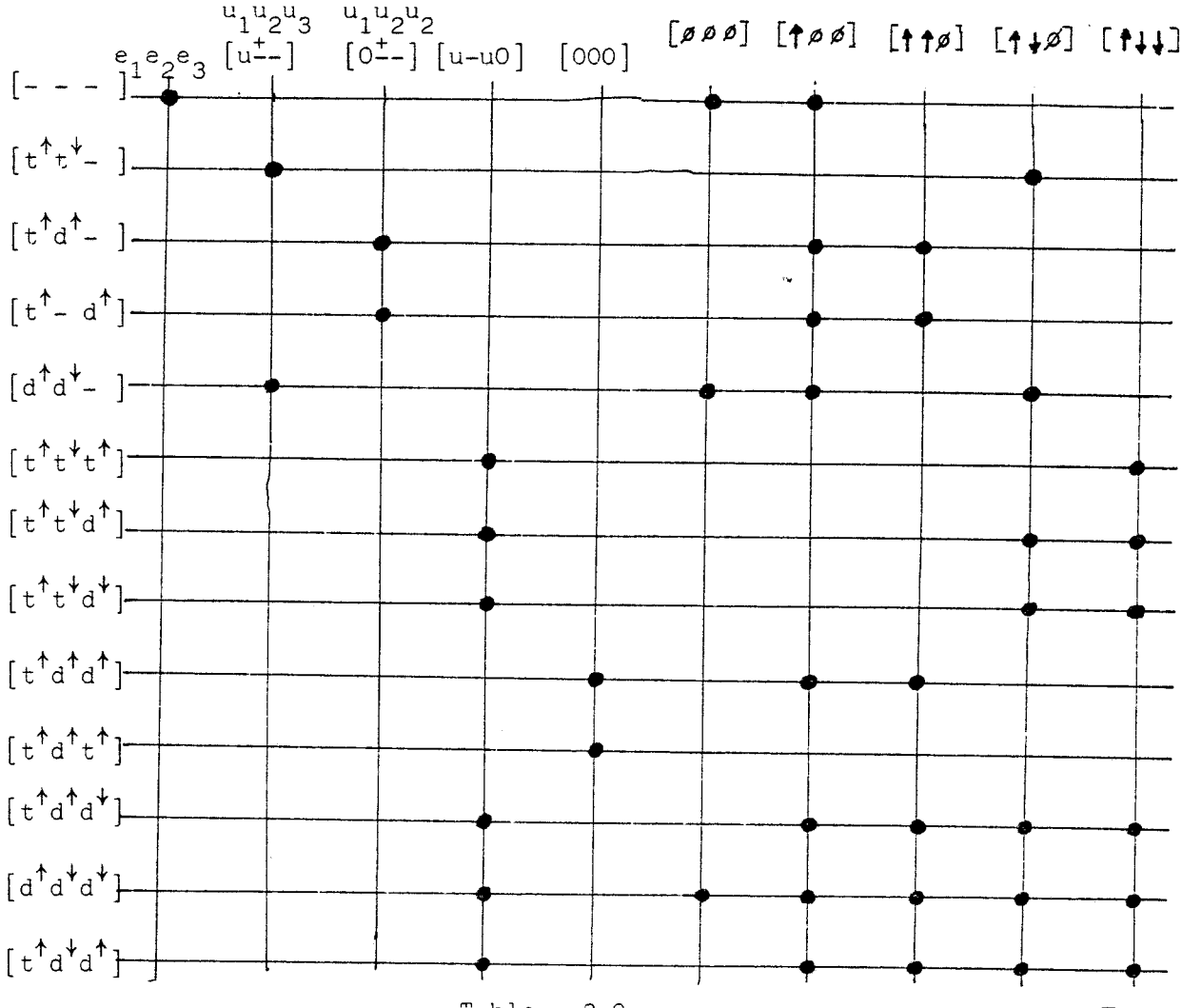


Tableau 3.9

BU LILLE

5.3 Réseaux de Pétri

La description générale de l'onduleur peut être donnée par 5 réseaux de Pétri pour lesquels les places sont associées aux classes d'équivalence définies par le vecteur de sortie dans l'ensemble des classes de configurations (figure 3.23).

Il convient, par conséquent de caractériser les transitions relatives à chacun des ensembles de configurations défini par un mot de commande donné. A chaque classe de sortie correspond alors une partie de ces sous-ensembles.

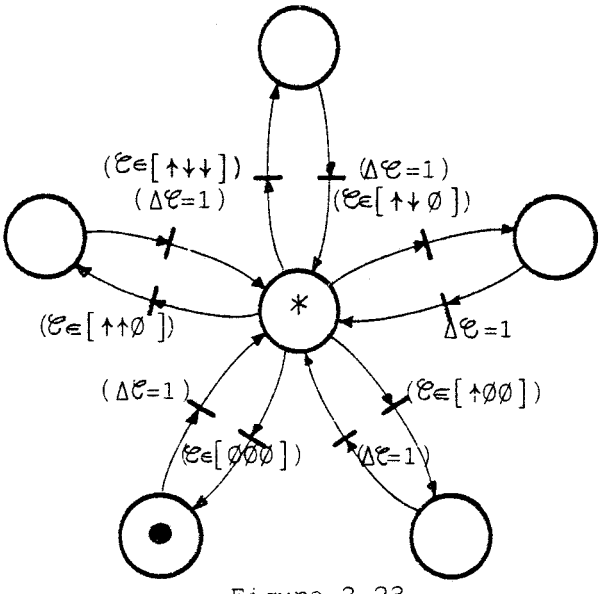


Figure 3.23

Le réseau de Pétri qui associe une place à chacune des parties précédentes conduit au tableau 3.10 qui précise pour chaque place :

- le repère de la place,

- le schéma conduisant à l'ensemble des configurations associées,

- les conditions d'accés à partir de la place centrale d'attente (*) (figure 3.23).

- les réceptivités ainsi que les places de sortie.

Le réseau de Pétri complet de la figure 3.24 comporte dans ces conditions vingt places. Il est à noter que le fusionnement de places recouvrant les mêmes ensembles de configurations (places 18 et 17) a pu être effectué au prix de l'incrémentation convenable des indices s et k lors du franchissement des transitions d'entrée dans ces places fusionnées.

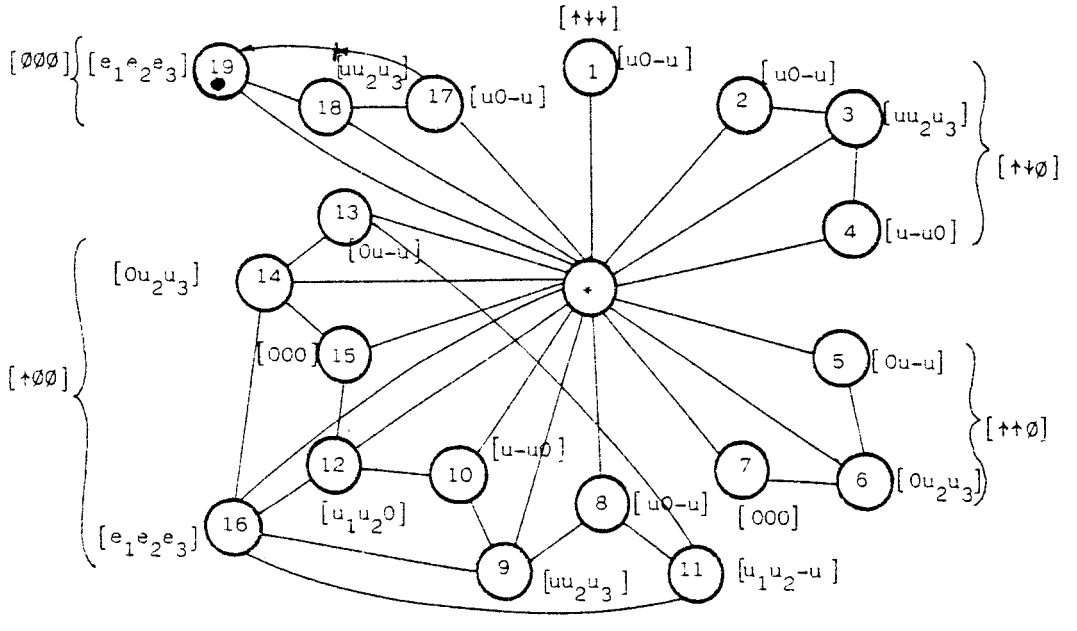
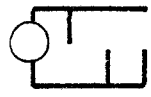
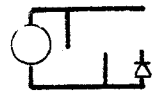
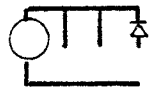
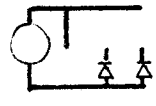
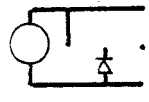
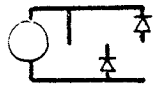
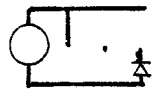
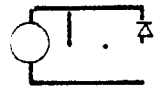
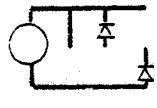


Figure 3.24

Tableau 3.10

Réceptivité d'accès	Place	Générateur de configurations	Classe de sortie	Réceptivités de sortie	Place de sortie
[↑ ↓ ↓]	1		[u 0 -u]	-	-
[↑ ↓ ø] &($i_{s.k+2}>0$)	2		[u 0 -u]	$i_{s.k+2}=0\searrow$	3
[↑ ↓ ø] &($i_{s.k+2}=0$)	3		[u u_2 u_3]	$u_{s.k+2}=0\nearrow$	4
				$u_{s.k+1}=0\nearrow$	2
[↑ ↓ ø] &($i_{s.k+2}<0$)	4		[u -u 0]	$i_{s.k+2}=0\nearrow$	3
[↑ ↑ ø] &($i_{s.k+2}>0$)	5		[0 u -u]	$i_{s.k+2}=0\searrow$	6
[↑ ↑ ø] &($i_{s.k+2}=0$)	6		[0 u_2 u_3]	$u_{s.k+1}=0\searrow$	7
				$u_{s.k+1}-u=0\nearrow$	5
[↑ ↑ ø] &($i_{s.k+2}<0$)	7		[0 0 0]	$i_{s.k+2}=0\searrow$	6
[↑ ø ø] &($i_{s.k+1}>0$) &($i_{s.k+2}>0$)	8		[u 0 -u]	$i_{s.k+1}=0\searrow$	11
				$i_{s.k+2}=0\searrow$	9
[↑ ø ø] &($i_{s.k+1}>0$) &($i_{s.k+2}=0$)	9		[u -u 0]	$-i_{sk}=i_{s.k+1}=0\searrow$	16
				$u_{s.k+1}=0\nearrow$	8
				$u_{s.k+2}=0\nearrow$	10
[↑ ø ø] &($i_{s.k+1}>0$) &($i_{s.k+2}<0$)	10		[u -u 0]	$i_{s.k+1}=0\searrow$	12
				$i_{s.k+2}=0\nearrow$	9
[↑ ø ø] &($i_{s.k+1}=0$) &($i_{s.k+2}>0$)	11		[u_1 u_2 -u]	$-i_{sk}=i_{s.k+2}=0\searrow$	16
				$u_{sk}=0\searrow$	13
				$u_{sk}-u=0\nearrow$	8
[↑ ø ø] &($i_{s.k+1}=0$) &($i_{s.k+2}<0$)	12		[u_1 u_2 0]	$i_{s.k+2}=-i_{sk}=0\nearrow$	16
				$u_{sk}=0\searrow$	15
				$u_{sk}-u=0\nearrow$	10
[↑ ø ø] &($i_{s.k+1}<0$) &($i_{s.k+2}>0$)	13		[0 u -u]	$i_{s.k+1}=0\nearrow$	11
				$i_{s.k+2}=0\searrow$	14

BU LILLE

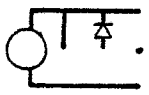
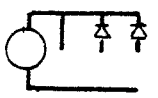
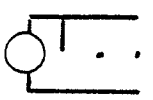
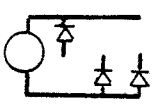
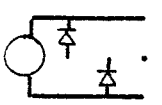
Réceptivité d'accès	Repère	Générateur de configurations	Classe de sortie	Réceptivité de sortie	Place de sortie
$[\uparrow\varnothing\varnothing]\ \&(i_{s.k+1}<0)\ \&(i_{s.k+2}=0)$	14		$[0\ u_2\ u_3]$	$-i_{sk}=i_{s.k+1}=0\nearrow$	16
				$u_{s.k+1}=0\searrow$	15
				$u+u_{s.k+2}=0\searrow$	13
$[\uparrow\varnothing\varnothing]\ \&(i_{s.k+1}<0)\ \&(i_{s.k+2}<0)$	15		$[0\ 0\ 0]$	$i_{s.k+1}=0\nearrow$	12
				$i'_{s.k+2}=0\nearrow$	14
$[\uparrow\varnothing\varnothing]\ \&(i_{s.k+1}=0)\ \&(i_{s.k+2}=0)$	16		$e_1\ e_2\ e_3$	$e_{s.k+1}-u=\sup(e_{ij}-u)$	11
				$e_{s+1.k+1}-u=\sup(e_{ij}-u)$	9
				$e_{sk}-u=\sup(e_{ij}-u)$	9
				$e_{s+1.k+2}-u=\sup(e_{ij}-u)$	11
				$e_{s+1.k}-u=\sup(e_{ij}-u)$	14
				$e_{s.k+2}-u=\sup(e_{ij}-u)$	12
$[\varnothing\varnothing\varnothing]\ \&(i_{sk}<0)\&(i_{s.k+1}>0)\ \&(i_{s.k+2}>0)$	17		$[u\ 0\ -u]$	$i_{sk}=0\nearrow$	19
				$i_{s.k+1}=0\searrow\ (\substack{s\leftarrow s+1\\k\leftarrow k+2})$	18
				$i_{s.k+2}=0\searrow$	
$[\varnothing\varnothing\varnothing]\ \&(-i_{sk}=i_{s.k+1}>0)$	18		$[u\ u_2\ u_3]$	$-i_{sk}=i_{s.k+1}=0\searrow$	19
				$u_{s.k+2}=0\nearrow\ (\substack{s\leftarrow s+1\\k\leftarrow k+})$	17
				$u_{s.k+2}+u=0\searrow$	
$[\varnothing\varnothing\varnothing]\ \&(i_{sk}=i_{s.k+1}=i_{s.k+2}=0)$	19		$e_1\ e_2\ e_3$	$e_{sk}-u=\sup(e_{ij}-u)$	18
				$e_{s.k+1}-u=\sup(e_{ij}-u)(k\leftarrow k+2)$	
				$e_{s.k+2}-u=\sup(e_{ij}-u)(k\leftarrow k+1)$	
				$e_{s+1.k}-u=\sup(e_{ij}-u)(s\leftarrow s+1)$	
				$e_{s+1.k+1}-u=\sup(e_{ij}-u)(s\leftarrow s+1)\ (k\leftarrow k+2$	
				$e_{s+1.k+2}-u=\sup(e_{ij}-u)\ \substack{s\leftarrow s+1\\k\leftarrow k+1}$	

Tableau 3.10

BU LILLE

BU LILLE

5.4 Fonctions de sortie

Les classes de sortie donnent, pour toutes les valeurs des indices s et k, les différences de potentiel entre les points médians des trois bras.

Dans l'ordre (1,2) , (2,3) , (3,1) qui a été adopté, on obtient pour les classes 3 :

$$[\,u\ -u\ \ O\,] \Rightarrow u_1(s,k)\ u_1(s,k+2)\ \ u_1(s,k+1)$$

si $u_1(s,k) = (2s-1)(2-k)\,u.$

De la même manière :

$$[\,u\ \ O\ \ -u\,] \Rightarrow u_1(s+1,\,k+2)\ \ u_1(s+1,\,k+1)\ \ u_1(s+1,\,k)$$

et $[\,O\ \ u\ \ -u] \Rightarrow u_1(s,k+1)\ \ u_1(s,k)\ \ u_1(s,k+2)$.

Pour les classes 2, on peut écrire des expressions algébriques comportant des propositions booléennes considérées comme des coefficients multiplicatifs :

$$[O\ u_2\ u_3] \Rightarrow (u_1(s,k+1) \neq O) * u_1$$
$$(u_1(s,k) \neq 0) * u_2$$
$$(u_1(s,k+2) \neq O) * u_3$$

$$[u_1\ u_2\ O] \Rightarrow (u_1(s,k) \neq O) * u_1$$
$$(u_1(s,k+2) \neq O) * u_2$$
$$(u_1(s,k+1) \neq 0) * u_3$$

$$[u\ u_2\ u_3] \Rightarrow ((u_1(s,k) = (2s-1)\,u) * (2s-1)\,u) + ((u_1(s,k) \neq (2s-1)\,u)) * u_1)$$
$$((u_1(s,k+2) = (2s-1)\,u) * (2s-1)\,u) + ((u_1(s,k+2) \neq (2s-1)\,u)) * u_2)$$
$$((u_1(s,k+1) = (2s-1)\,u) * (2s-1)\,u) + ((u_1(s,k+2) = (2s-1)\,u) * u_3)$$

$$[u_1\ u_2\ -u] \Rightarrow ((u_1(s+1\ k+2) = (1-2s)\,u) * (1-2s)\,u) + ((u_1(s+1,k+2) \neq (1-2s)u) * u_1)$$
$$((u_1(s+1,k+1) = (1-2s)u) * (1-2s)\,u) + ((u_1(s+1,k+1) \neq (1-2s)u) * u_2)$$
$$((u_1(s+1,k) = (1-2s)\,u) * (1-2s)\,u) + ((u_1(s+1,k) \neq (1-2s)\,u) * u_3)$$

6 MULTITRIPOLES A ELEMENTS DE DEGRE DEUX

Les structures multitripôles à éléments de degré deux comportent un assemblage d'interrupteurs bidirectionnels contrôlés à la fermeture et à l'ouverture qui permettent de concevoir à partir du réseau industriel /54/ /55/ des sources monophasées diphasées ou triphasées de fréquence et d'amplitude réglables

Ces convertisseurs ou changeurs de fréquence directs sont caractérisés par un nombre de commutations pseudo-synchrones simultanées qui correspond alors à l'ordre du multitripôle.

La description de ces convertisseurs /56/ fait toujours apparaître deux fonctions distinctes :

- une fonction spatiale de connexion définie par l'état binaire des interrupteurs du multitripôle
- une fonction temporelle de modulation fixant les instants de commutation ainsi que la durée des différentes phases de fonctionnement.

Seul le premier aspect est pris en compte dans l'immédiat, la description des stratégies de séquencement employées sera abordée au chapitre 4.

6.1 Multitripôle d'ordre deux

La source de tension de la figure 3.25 constitue un système d'interrupteurs qui présente les 9 configurations c_{sk} et b_{sk} définies sur le multitripôle à éléments degré unité disposés dans un pont triphasé.

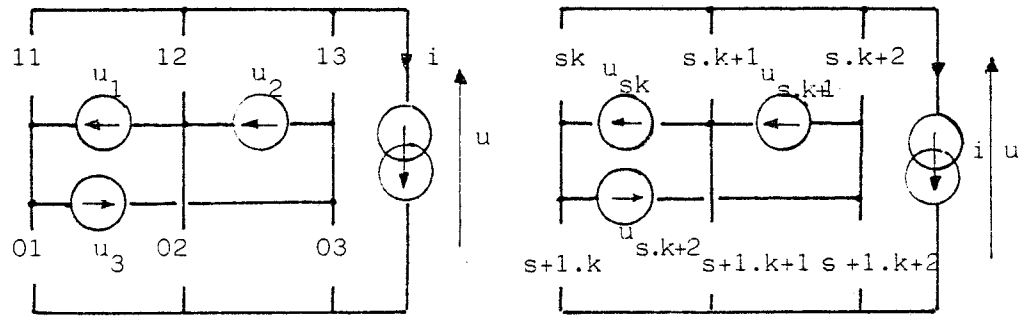


Figure 3.25

Les commutations occasionnent, soit un changement de chaîne, soit un changement de branche. Dans le premier cas, quatre interrupteurs changent d'état tandis que dans le second, seulement deux interrupteurs sont concernés. Le multitripôle est donc d'ordre deux.

A chaque classe de configuration est associée une classe de commande unique que l'on peut représenter par une matrice des ordres binaires relatifs à chaque interrupteur. On obtient ainsi le réseau de Pétri de la figure 3.26 qui relie directement la tension de sortie aux mots de commande et qui comporte, comme le réseau de l'onduleur, une phase de sélection de la classe de commande utilisée.

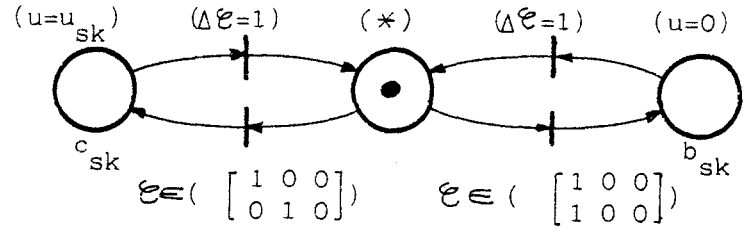


Figure 3.26

6.2 Multitripôle d'ordre trois

Si, dans la source monophasée la disposition générale est celle d'un montage redresseur, en revanche, la structure en pont rencontrée dans un onduleur en tension triphasé conduit à un multitripôle réalisant, à partir d'un générateur de tension, une source de courant triphasée (figure 3.27).

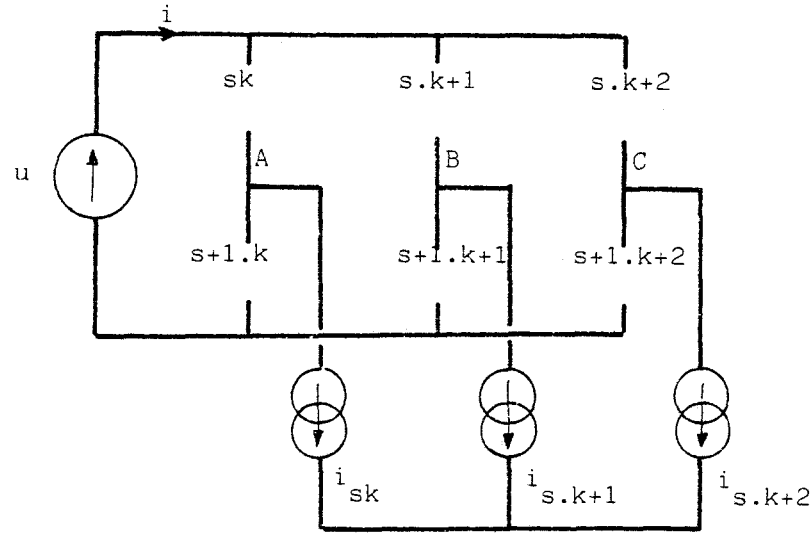


Figure 3.27

Ce système présente 8 configurations de monômes générateurs $c_{sk}\ c_{s+1.k+2}$ et $K_{sk}\ K_{s\ k+1}\ K_{s\ k+2}$.

Les tensions de sortie dans l'ordre AB, BC et CA ainsi que le courant délivré par le générateur de tension sont alors donnés par le réseau de Pétri à trois places de la figure 3.28.

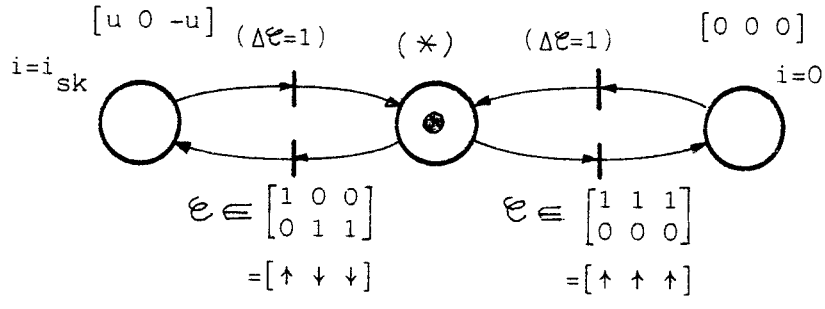


Figure 3.28

Celui-ci met en évidence l'ordre du système car, selon la classe de commande sélectionnée, on observe la commutation simultanée, soit de 4 interrupteurs, soit des 6 interrupteurs du pont.

La relation entre la commande et les tensions et courants de la partie électrique apparaît purement combinatoire ce qui signifie que la nature de la conversion réalisée dépend alors entièrement de la stratégie de contrôle choisie.

7. CONCLUSION

La démarche suivie dans ce chapitre montre l'importance grandissante des problèmes de commande et la difficulté de leur formalisation lorsque le degré de contrôle des tripôles utilisés augmente.

Un convertisseur apparaît alors comme un organe modulateur d'énergie qui place un vecteur de sortie (tensions et courants) sous la dépendance plus ou moins lâche d'une entrée présentée sous la forme d'un alphabet de contrôle. Cette dépendance, inexistante pour les systèmes de tripôles de degré nul, est partielle ou totale pour les tripôles de degré unité. Elle est toujours complète pour les tripôles de degré deux.

On constate, en effet, que la nature de cette relation et sa prise en compte progressive conditionne la forme des descriptions fonctionnelles proposées. Pour les degrés de contrôle 0 ou 1, les graphes font intervenir, soit directement les configurations, soit de classes de configuration résultat d'une partition obtenue par l'emploi d'une relation d'équivalence particulière essentiellement structurelle. Commande et sortie sont alors absentes du processus de regroupement. En revanche, pour les degrés 1 ou 2, l'ensemble des configurations éclate en parties non disjointes pour donner des graphes très différents d'aspect.

Dans ces conditions, la maîtrise de l'énergie convertie passe nécessairement par la définition précise de la stratégie de contrôle des interrupteurs, quel qu'en soit le degré de commande. Ce problème est abordé dans le chapitre suivant dans le but d'apporter des éléments de solutions en conservant un formalisme analogue.

CHAPITRE 4

SYSTEMES DE CONTROLES RAPPROCHE ET ELOIGNE

1. INTRODUCTION

D'une manière générale, quelle que soit la forme de l'énergie électrique transformée, un convertisseur statique réduit à l'ensemble des interrupteurs qui le constituent, se trouve toujours placé à l'intersection de deux axes /57/ (figure 4.1) :

- un axe de puissance qui fait intervenir la source, les interrupteurs statiques et la charge,

- un axe de contrôle sur lequel sont élaborés les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs (contrôle rapproché) ainsi que les grandeurs de règlage nécesaire à la bonne marche de l'ensemble (contrôle éloigné).

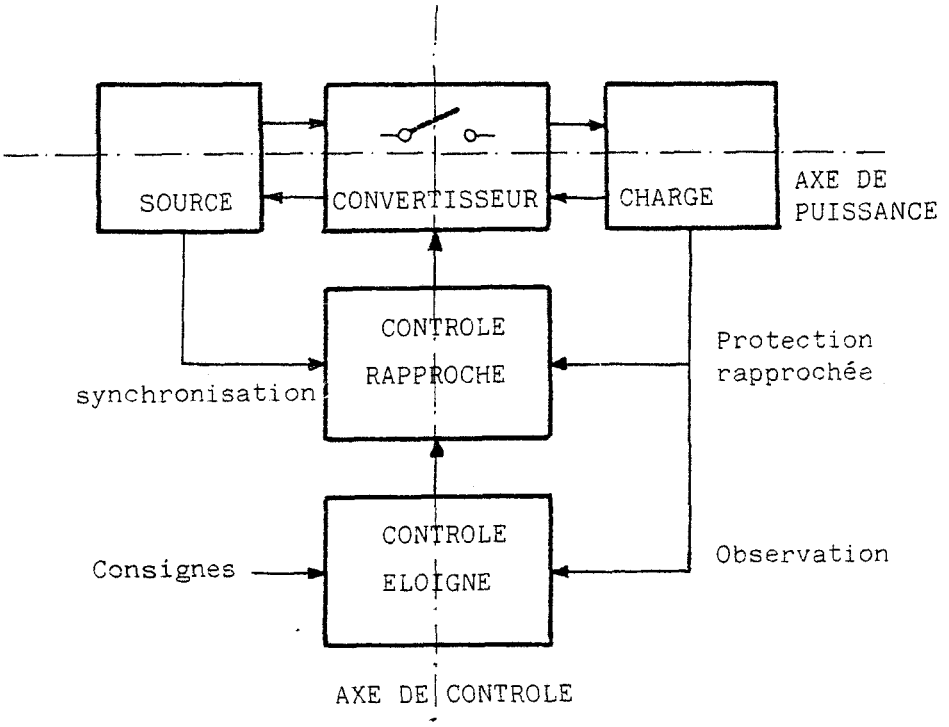


Figure 4.1

La description fonctionnelle des convertisseurs consiste à expliciter le dialogue entre une partie opérative primaire (charge et source) et une partie commande dont la sortie est constituée par l'état binaire des semi-conducteurs. Ce principe peut être étendu aux blocs de contrôle rapproché et éloigné à condition de définir pour chacun d'eux une partie opérative secondaire ainsi que la partie commande associée qui, en exploitant cette partie opérative, élabore à partir de grandeurs extérieures les signaux indispensables à son environnement (figure 4.2).

L'objectif du présent chapitre est de préciser la forme et la nature des graphes qui matérialisent cette analyse.

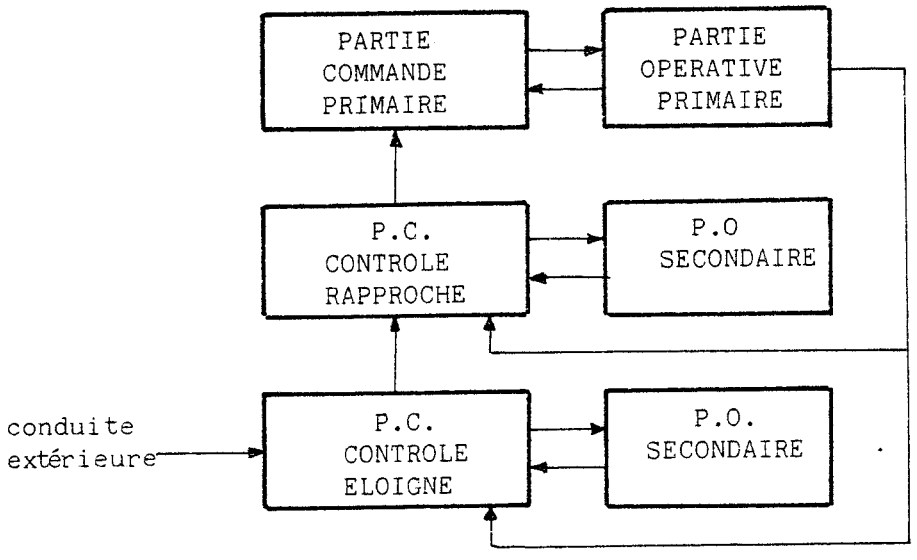


Figure 4.2.

2. CONTROLE RAPPROCHE

2.1 Contrôle rapproché d'un thyristor

La forme particulière de la condition de fermeture d'un thyristor pris isolément :

$$CF = (v > 0)\ \&\ G\ ,$$

montre que le signal de contrôle G n'est pas une variable indépendante mais qu'il est lié au temps par la variable booléenne (v > 0) qui constitue une fonction d'existence définie par l'évolution de v.

L'instant où cette fonction passe de 0 à 1, (v = 0↗), fixe une origine des temps considérée traditionnellement comme instant de commutation naturelle /58/.

Il apparait, par conséquent, une partie opérative secondaire caractérisée par une variable d'état qui définit un temps propre θ . Cette partie opérative se trouve confrontée à une partie commande recevant les ordres extérieurs suivants :

- *le signal de contrôle u_c fixant la durée de la temporisation γ*
- *le signal de synchronisation v .*
- *la variable θ_t.*

La partie commande élabore alors les actions suivantes :

- l'activation de la partie opérative secondaire,

- la désactivation de la partie opérative secondaire accompagnée de l'initialisation de son état,

- l'ordre de fermeture G du thyristor, de durée δ .

On arrive ainsi au schéma fonctionnel de la figure 4.3a complété par le réseau de Pétri de la figure 4.3b.

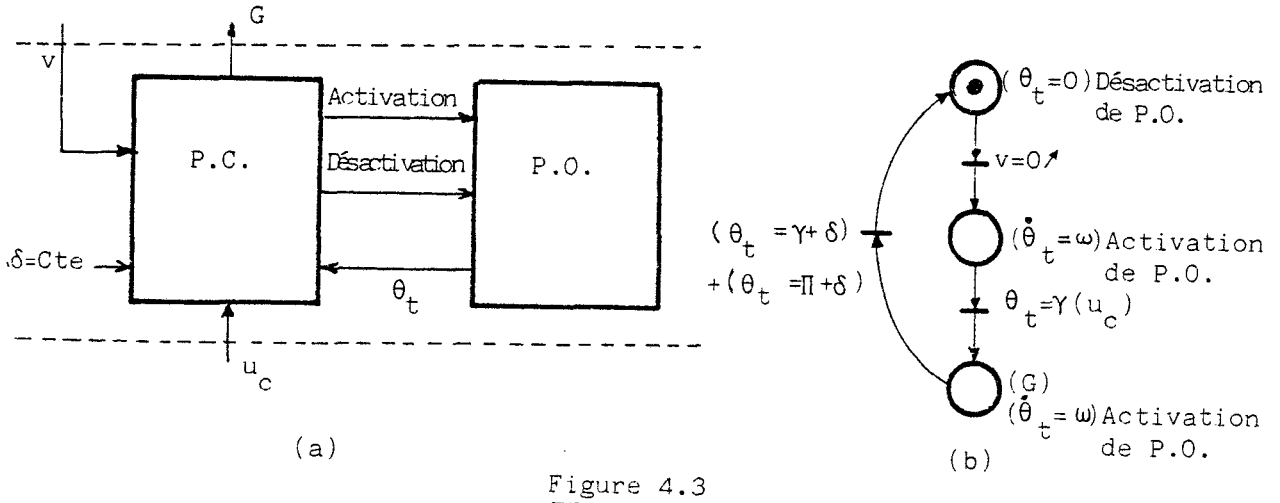


Figure 4.3

2.2 Contrôle rapproché d'un ensemble de thyristors

2.2.1 Contrôle d'un pont triphasé

Pour faire apparaître la spécificité du contrôle rapproché associé à l'ensemble des thyristors constituant un convertisseur, on peut se contenter de décrire le contrôle des six interrupteurs d'un pont redresseur triphasé (figure 3.11).

Les autres cas usuels (ponts mixtes, gradateurs tout thyristors et mixtes) n'entrainent que des modifications mineures du contrôle. Pour les cycloconvertisseurs, il suffit de considérer un double pont assurant la bidirectionnalité du courant.

Le cahier des charges du dispositif de contrôle est habituellement défini par le chronogramme des ordres de fermeture des interrupteurs complété par les formes d'onde correspondantes des tensions d'alimentation et de sortie (figure 4.4).

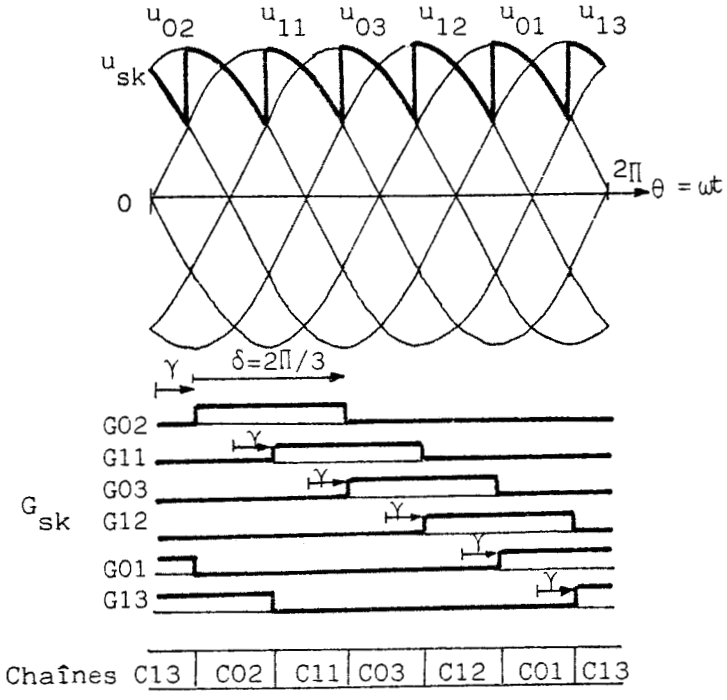


Figure 4.4

Les solutions répondant à ces spécifications se différencient par le nombre des parties opératives secondaires utilisées. On peut en effet, soit créer autant de temps propres θ^{t}_{sk} *qu'il y a de thyristors, soit affecter seulement deux parties opératives aux durées réglable* $\frac{\gamma}{\omega}$ *et fixe* $\frac{T}{6}$.

2.2.2. Réseaux de Pétri

Dans le premier cas, on obtient 6 réseaux identiques synchronisés par chacune des tensions composées u_{sk} *(figure 4.5).*

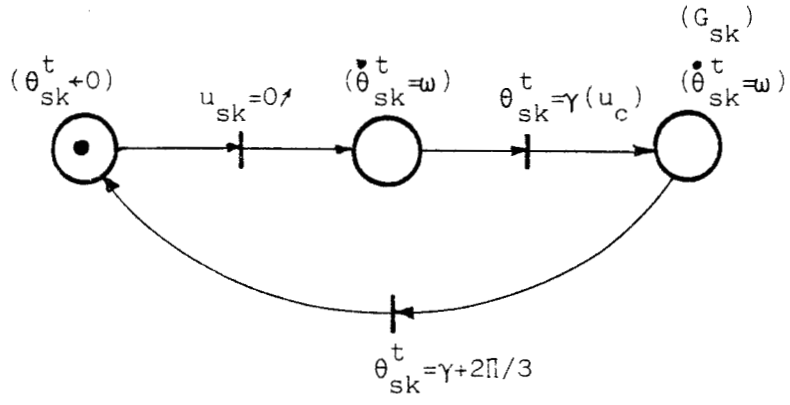


Figure 4.5

BU LILLE

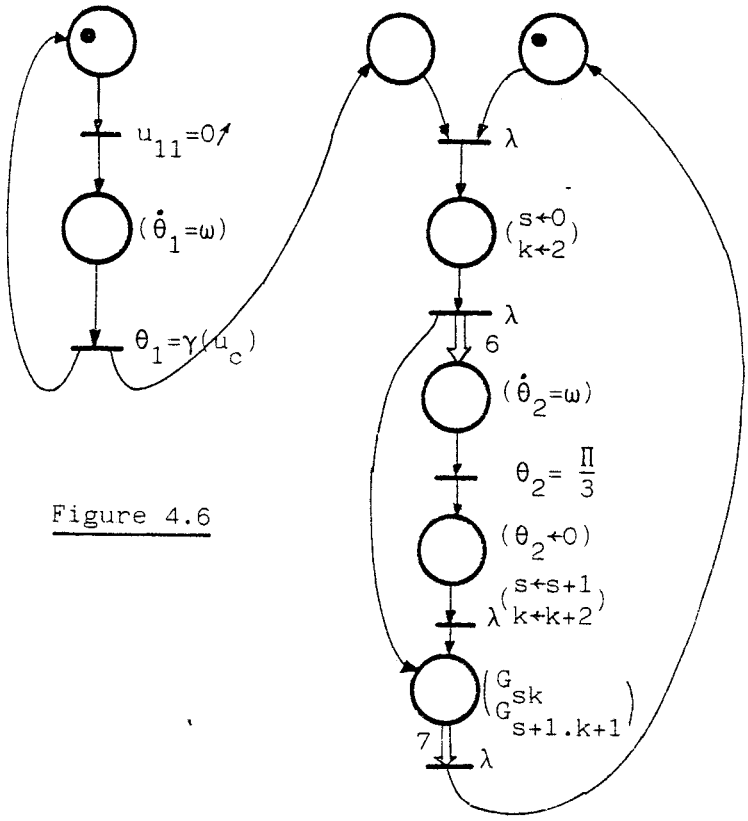


Figure 4.6

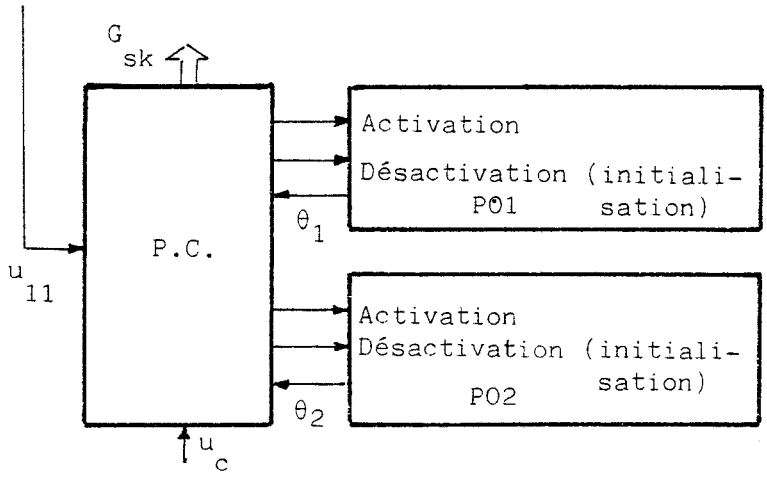


Figure 4.7

BU LILLE

Dans le second cas, le réseau de Pétri généralisé /59/ de la figure 4.6 met en évidence les deux temps θ_1 *et* θ_2 *affectés aux parties opératives secondaires PO1 et PO2 définies en suivant la décomposition fonctionnelle de la figure 4.7.*

Le réseau obtenu traduit le comportement dynamique du contrôle rapproché avec plus de précisions que le chronogramme tracé nécessairement avec une valeur constante de la grandeur de contrôle $\gamma(u_c)$ (tableau 4.1). On s'aperçoit notamment que le retard pur introduit par la prise en compte d'une commande après modification, est beaucoup plus important en cas de diminution qu'en cas d'augmentation de celle-ci.

La considération simultanée du graphe de commande et de la décomposition fonctionnelle du système de contrôle rapproché conduit naturellement à l'organisation matérielle du dispositif.

Par exemple, en utilisant pour PO1 et PO2 deux temporisateurs programmables décrits dans les modes 5 et 2 /60/ par les réseaux généralisés correspondants, on aboutit simplement au montage réalisant la séquence voulue qu'il est ensuite facile de compléter par une combinatoire de sortie chargé de délivrer les ordres de fermeture des thyristors.

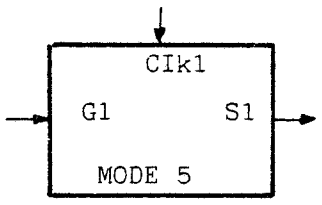
2.2.3 Contrôle d'un pont double

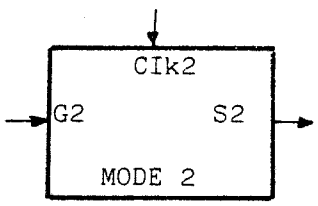
Pour le contrôle rapproché du montage tête-bêche de deux ponts identiques (paragraphe 4.2.1, chapitre 3), les impulsions d'allumage produites pour chacun des ponts par deux dispositifs identiques sont aiguillées vers l'un ou l'autre selon le signe du courant i dans la charge. Une partie opérative secondaire supplémentaire permet alors de rendre compte du temps mort d'un sixième de période nécessaire à la commutation lors de l'inversion du sens de i.

Les retards à l'amorçage des deux ponts (indices + et -) doivent alors être supplémentaires pour assurer la continuité de la valeur moyenne de la tension redressée, soit :

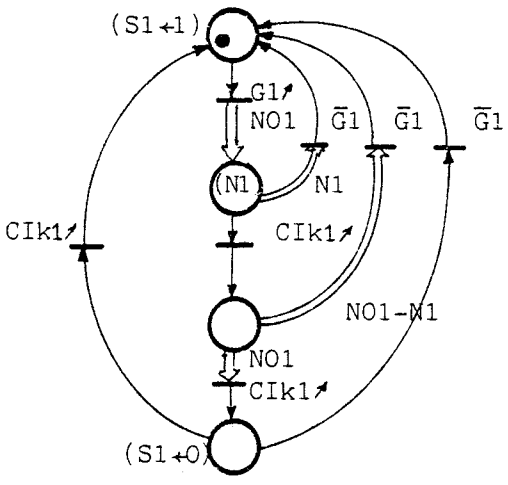
$$\gamma^+ + \gamma^- = \Pi \qquad \text{(figure 4.8)}$$

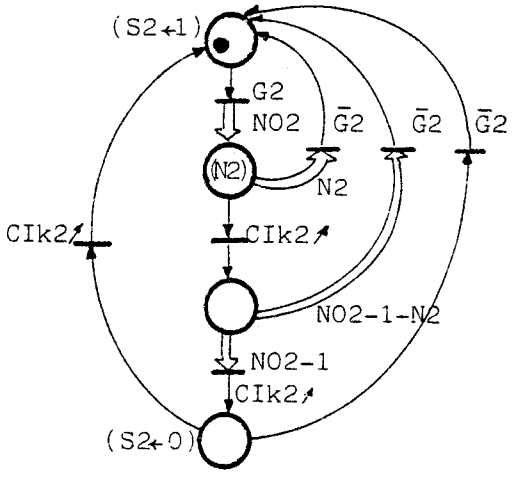
Eléments fonctionnels



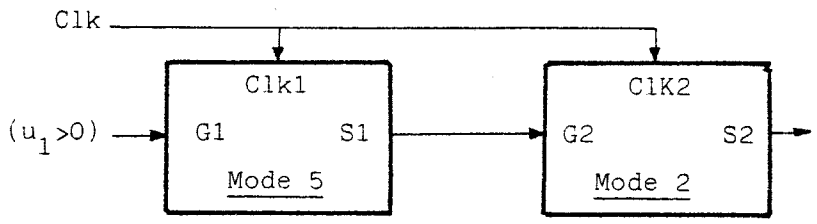


Graphes élémentaires

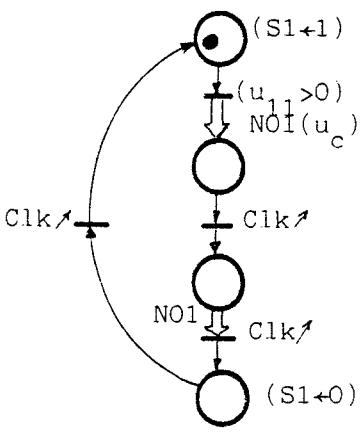


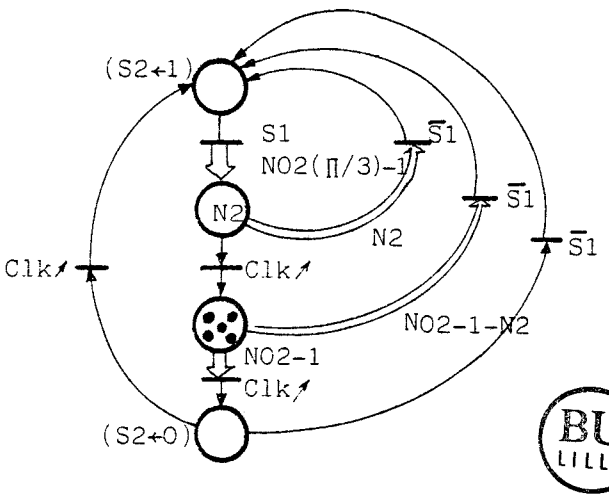


Montage



Graphe de commande





BU LILLE

Chronogramme

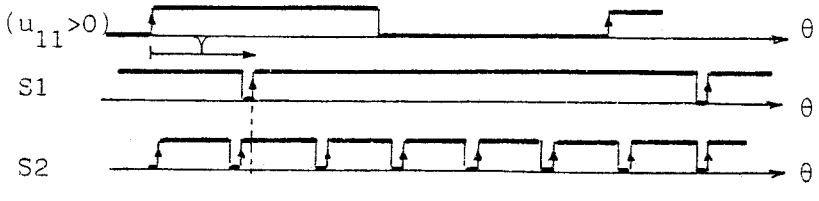


Tableau 4.1

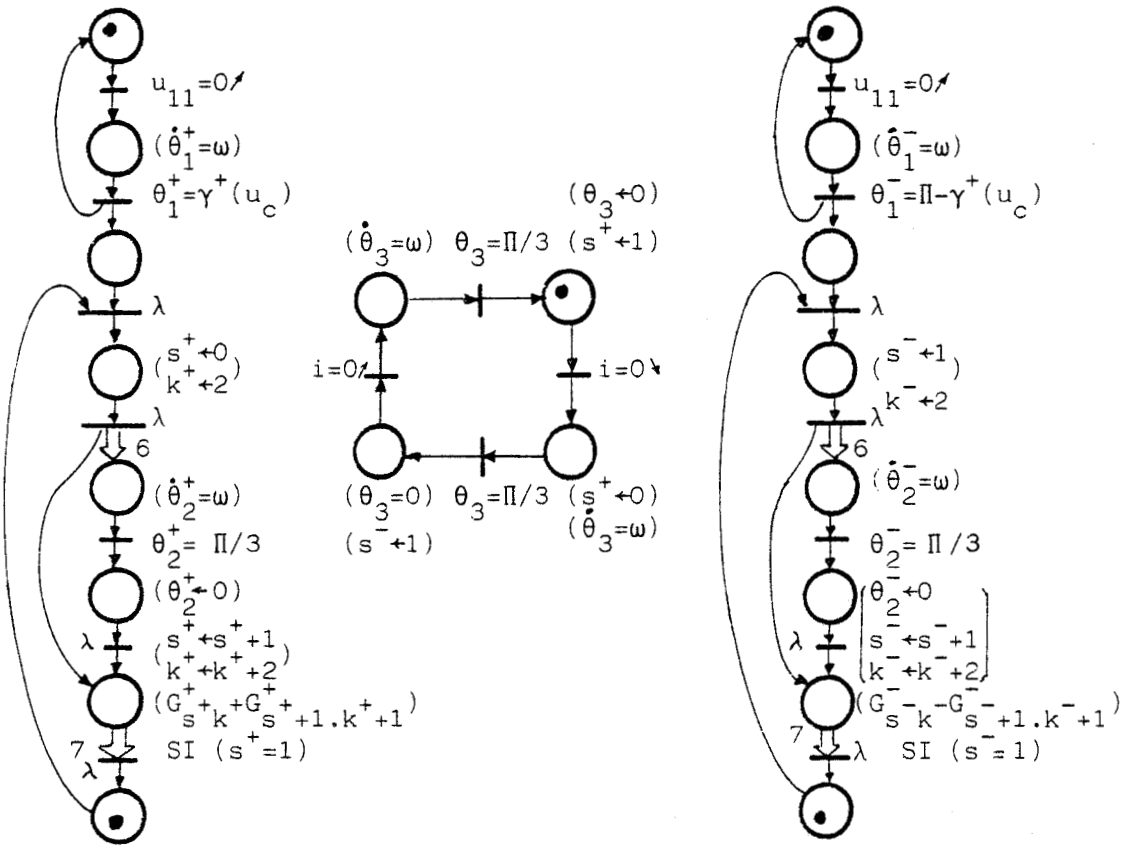


Figure 4.8

Du fait que, la plupart du temps, les thyristors s'ouvrent naturellement au bout d'un temps limité à une fraction de la période du réseau, on ne trouve généralement pas la chaîne de retour en provenance de la partie opérative primaire, caractéristique de la boucle de protection rapprochée du convertisseur (figure 4.1). Les thyristors supportent en effet des surintensités importantes à condition qu'elles soient brèves et la protection de ces éléments peut être laissée à la boucle de contrôle principale qui agit alors sur la variable u_c.

Cette disposition ne peut notamment pas être étendue aux transistors qui sont extrêmement sensibles aux surintensités sans considération de durée /61/.

2.3 Contrôle rapproché d'un transistor unique

Avec les conventions introduites au chapitre 1, le transistor considéré appartient nécessairement à un tripôle de degré unité constituant, conformément au tableau 1.5, soit un hacheur série ou dévolteur, soit un hacheur parallèle ou survolteur.

2.3.1 Exemple : hacheur dévolteur alimentant un moteur à courant continu à flux constant

En considérant le hacheur dévolteur de la figure 4.9 alimentant un moteur, la partie opérative primaire du système de conversion introduit deux variables d'état : le courant d'induit i et la vitesse de rotation ω_r.

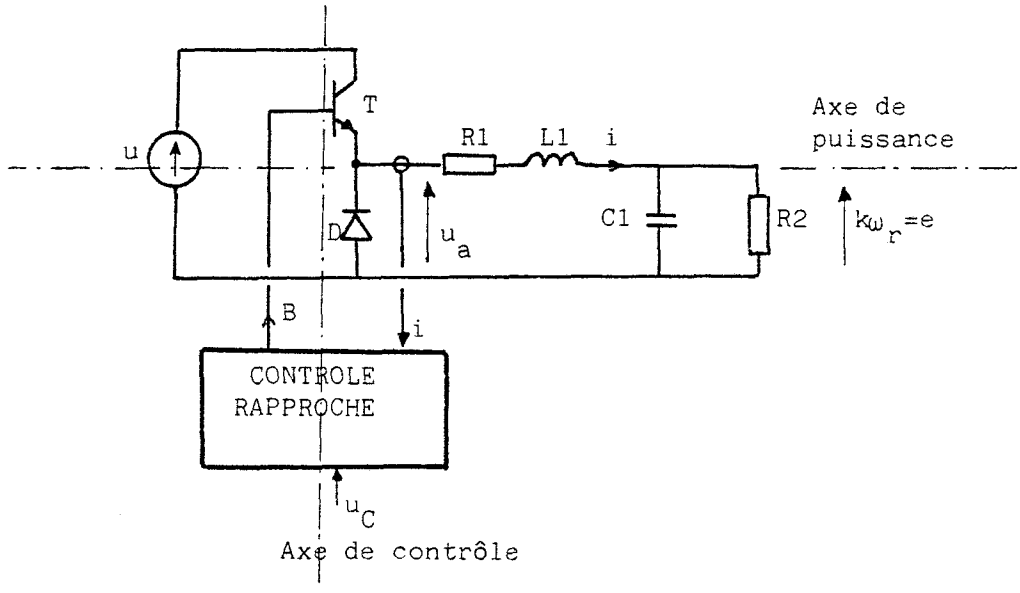


Figure 4.9

Le convertisseur réalise, en mode normal de conduction continue, une fonction combinatoire définie sur l'alphabet binaire de commande ($B \in \{0,1\}$) *dont les valeurs sont les deux niveaux de la tension d'induit* u_a ($u_a \in \{0, u\}$).

2.3.2 Condition de commandabilité

Lorsque le courant d'induit s'annule ($i = 0$), *il se produit une perte de contrôle du système, totale ou partielle, selon que la force contre électromotrice du moteur est supérieure ou inférieure à la tension d'alimentation u. Cette particularité, fréquente dans tous les montages à interrupteurs totalement contrôlés formant des tripôles de degré unité, met en évidence le problème de la commandabilité des convertisseurs statiques.*

Nous énoncerons donc la règle générale suivante :
Un convertisseur statique est commandable s'il existe dans l'espace d'état de la partie opérative principale un domaine à l'intérieur duquel une fonction combinatoire de sortie (définie dans l'alphabet de commande, à valeurs dans l'alphabet de sortie) peut être explicitée.

Dans l'exemple simple choisi, le tableau 4.2 ainsi que la figure 4.10 précisent les frontières du domaine de commandabilité.

B	T	D	u_a	Condition
Ø	0	0	e	(e>u)&(i=0)
0	0	0	e	(0<e<u)&(i=0)
0	0	1	0	(e<u)
1	1	0	u	(i>0)

Tableau 4.2

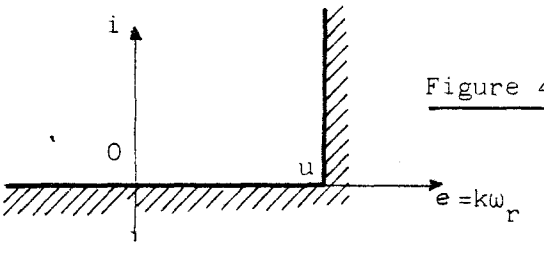


Figure 4.10

2.3.3 Protection rapprochée

Le dispositif de contrôle rapproché assure simultanément la génération de la séquence de contrôle de la base du transistor ainsi que sa protection. Il reçoit, par conséquent, un signal de contrôle u_c continu ainsi qu'une information sur le courant dans la charge qui provoque en cas de surintensité le blocage du transistor selon le schéma fonctionnel de la figure 4.11a .

Une partie opérative secondaire est alors nécessaire à l'élaboration du temps propre θh qui assure le passage de u_c à la séquence de contrôle sur B (figure 4.11 b).

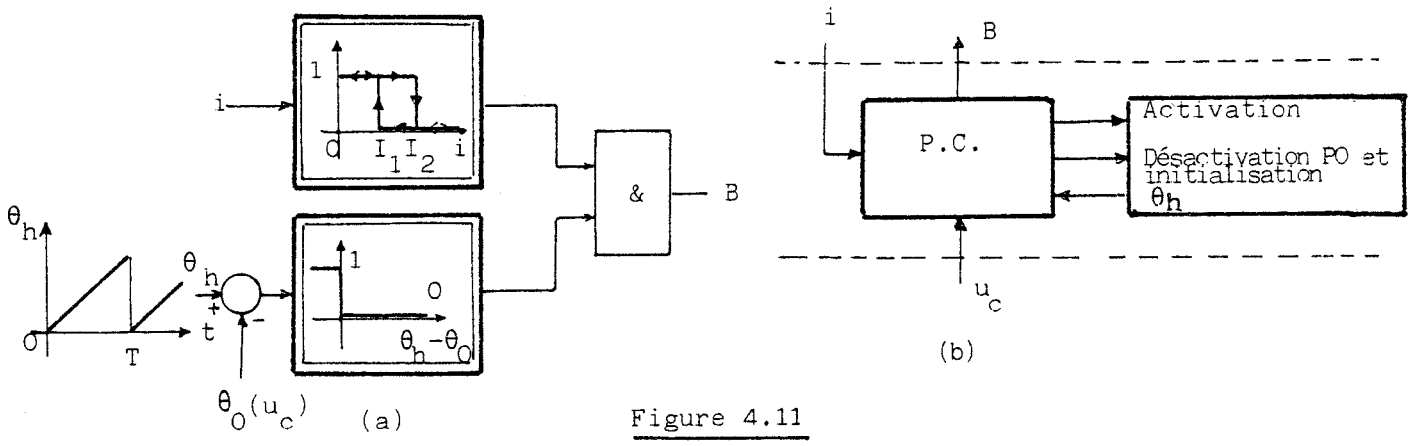


Figure 4.11

La partie commande du contrôle rapproché est alors décrite par le réseau de Pétri de la figure 4.12 qui constitue le graphe de commande du tripôle considéré.

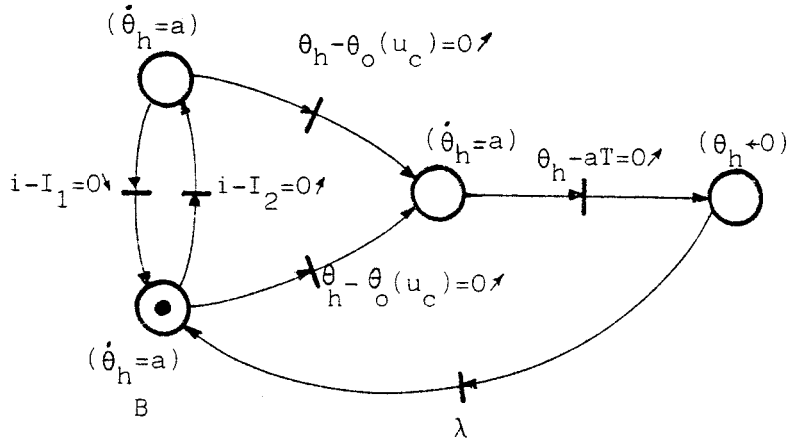


Figure 4.12

Le rapport cyclique du hacheur est, avec les notations adoptées, donné par l'expression :

$$\delta(u_c) = \frac{\theta_o(u_c)}{a\,T}$$

BU LILLE

2.4 Contrôle rapproché d'un ensemble de tripôles

La décomposition fonctionnelle du contrôle rapproché d'un onduleur triphasé constitué de six tripôles élémentaires de degré unité suffit à faire apparaître les principales fonctions caractéristiques de ces dispositifs rangés en deux catégories distinctes /62/ :

- Les dispositifs à motif de découpage fixe
- Les dispositifs à lois de découpage asservies à une référence extérieure caractérisés par des motifs de découpage variables /63/.

Ces stratégies très différentes dans leur principe, que l'on retrouve dans les systèmes à tripôles de degré deux /55/, sont naturellement définies lorsque l'hypothèse de commandabilité du convertisseur est satisfaite Celle-ci implique l'existence d'une fonction combinatoire liant l'alphabet de sortie (classes de sortie) à l'alphabet d'entrée.

Cette remarque justifie le fait, pour le convertisseur considéré, que les trois bras sont toujours contrôlés (commandes complémentaires) ou que seulement deux bras peuvent l'être à condition que le courant ne s'interrompe pas dans aucun des fils de ligne alimentant la charge /64/.

2.4.1 Contrôle rapproché à motif de découpage fixe

Les fonctions de commande des bases B_{sk} des six transistors d'un pont onduleur (figure 3.21, chapitre 3) obéissent, à condition que l'alphabet d'entrée appartienne à la classe $\mathcal{C}(s,k) = [\uparrow \downarrow \downarrow]$, à la relation :

$$B_{sk} = \bar{B}_{s+1.k} .$$

Le découpage, en fonction d'un temps propre θ , suit un motif qui, décalé dans le temps d'un tiers de période pour le bras suivant, permet d'obtenir un système triphasé de tensions de sortie.

On a par conséquent :

$$B_{s.k+1}(\theta) = B_{sk}(\theta - \frac{2\Pi}{3})$$

Le dispositif de contrôle rapproché qui reçoit une consigne de fréquence f_o, fait donc appel à une partie opérative secondaire (figure 4.13) nécessaire à l'élaboration de θ .

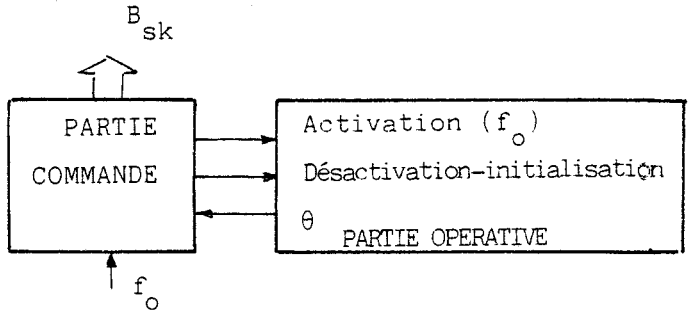


Figure 4.13

Le graphe de commande est alors donné figure 4.14.

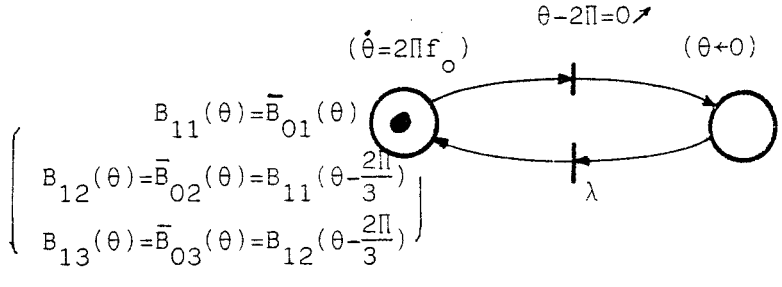


Figure 4.14

Un motif de découpage détermine, par exemple, la fonction $B_{11}(\theta)$. Il est choisi généralement pour minimiser les harmoniques les plus gênants pour l'utilisateur qui désire améliorer le contenu harmonique des tensions composées de sortie ou du couple d'une machine de charge.

Les motifs les plus utilisés, optimisés par rapport à la tension de sortie /65/, conduisent lorsque les conditions de commandabilité sont remplies à une forme d'onde présentant n impulsions latérales définies, dans l'intervalle de modulation

$$\theta' = \theta - \frac{2\Pi}{3} \in [0, \frac{\Pi}{3}] \ ,$$

pour les angles θ'_i ($i \in \{ 1, 2, ..., n+1 \}$) qui vérifient les relations de symétrie suivantes par rapport à l'axe d'abscisse $\theta = \frac{\Pi}{6}$:

$$\theta'_i + \theta'_{2n+2-i} = \frac{\Pi}{3} \quad \text{avec} \quad \theta'_{n+1} = \frac{\Pi}{6} \ .$$

Les motifs de découpage représentés figure 4.15 présentent alors une antisymétrie par rapport à cet axe.

On obtient la même tension de sortie u_{11}, avec un alphabet de commande d'abord limité à la classe $\mathcal{C}(s,k) = [\uparrow \downarrow 0]$ (figure 4.15a) puis étendu à la classe $\mathcal{C}(s,k) = [\uparrow \downarrow \emptyset]$ (figure 4.15b).

2.4.2 Contrôle rapproché à motif de découpage variable

Pour préciser la nature des graphes de commande décrivant les dispositifs de contrôle rapproché mettant en oeuvre ce type de stratégie, nous nous limitons au contrôle des transistors d'un pont onduleur monophasé (paragraphe 4.22, chapitre 3) pour lequel il existe une correspondance biunivoque entre les alphabets ternaires de commande et de sortie (tableau 4.3)

Le schéma fonctionnel du système de contrôle (figure 4.16) représente alors l'asservissement, au moyen d'un organe non-linéaire à trois états, d'une tension filtrée u_f à une tension de consigne u_c.

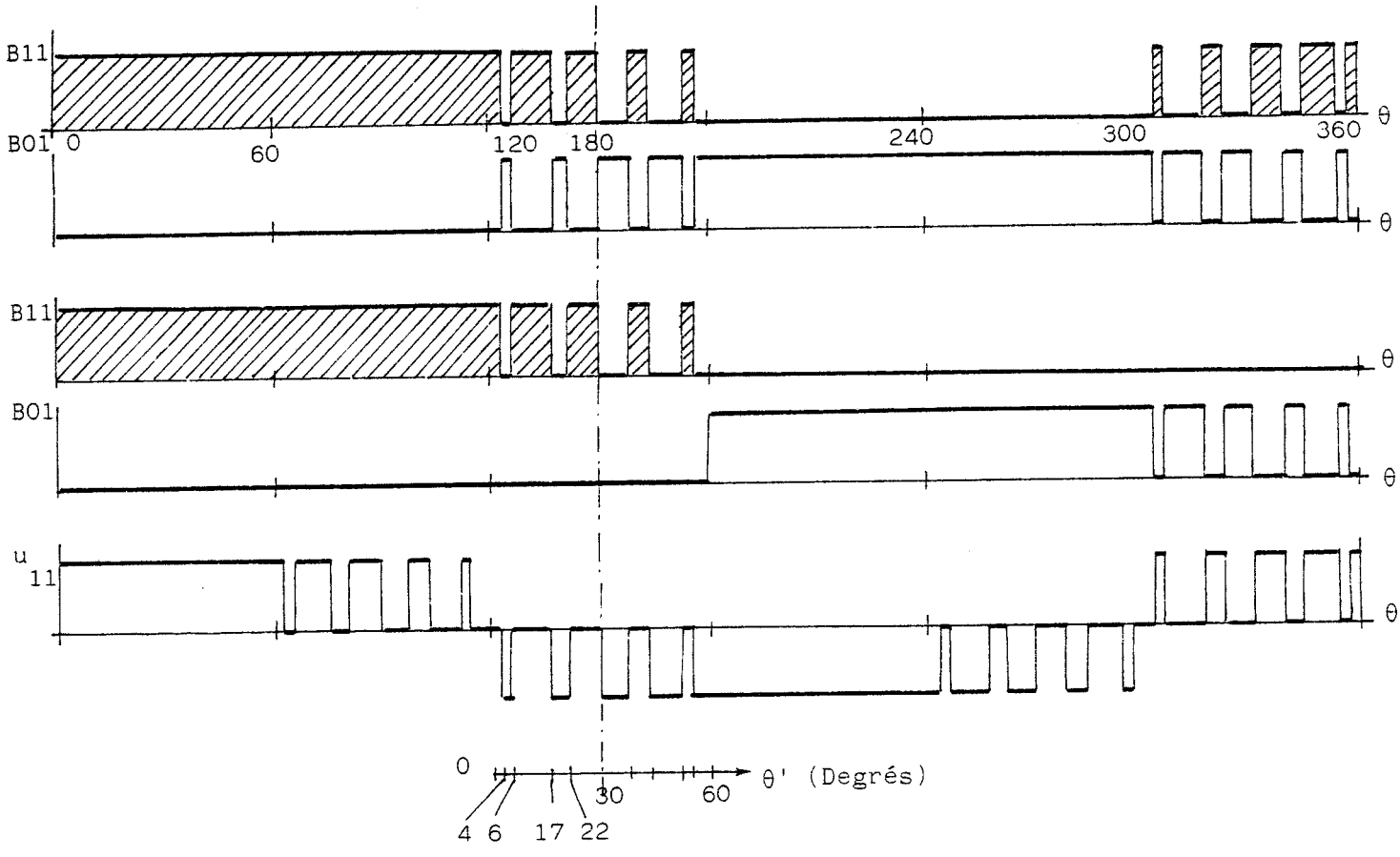
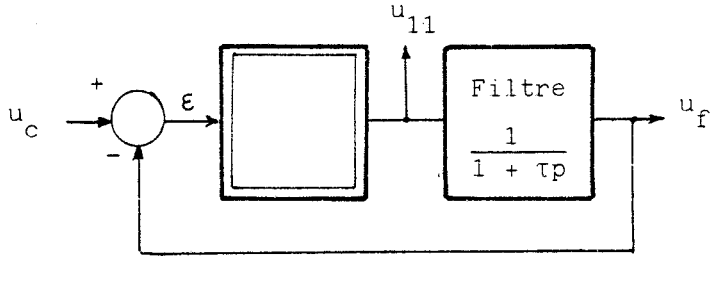


Figure 4.15

Bras		Commandes				Sortie
1	2	C11	C01	C12	C02	u_{11}
↑	↓	1	0	0	1	u
↑	↑	1	0	1	0	0
↓	↑	0	1	1	0	-u

Tableau 4.3.

BU LILLE



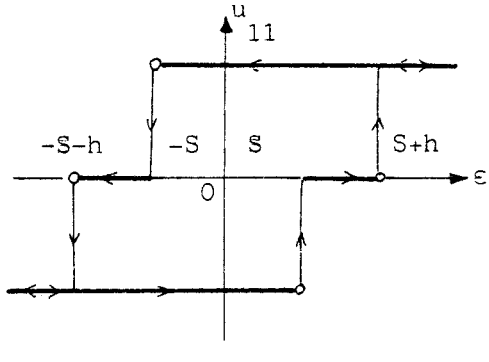


Figure 4.16

L'élaboration de u_f nécessite une partie opération secondaire définie figure 4.17. Dans certains cas /63/, cette image de la tension de sortie peut être tirée directement de la partie opérative primaire en contact avec le convertisseur à condition que les paramètres introduits par cette dernière soient suffisamment bien définis.

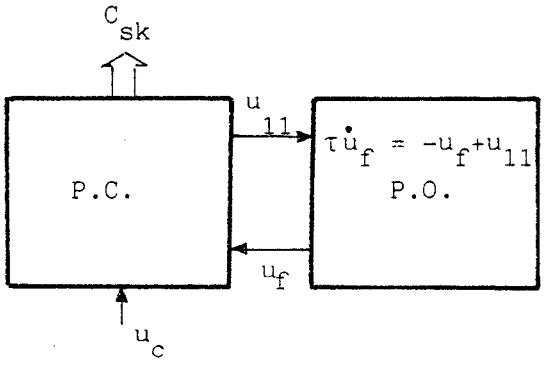


Figure 4.17

Le graphe de commande décrit, dans ces conditions, le fonctionnement séquentiel de l'organe non linéaire de décision (figure 4.18).

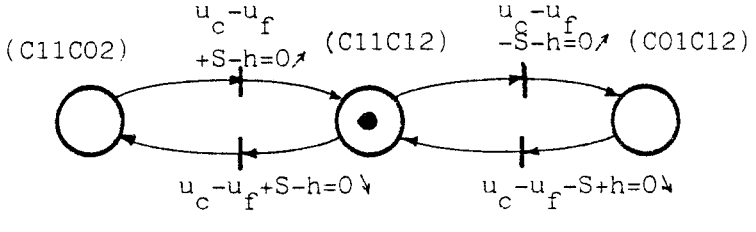


Figure 4.18

BU LILLE

Les instants de commutation ainsi que les motifs de découpage dépendent alors des valeurs du seuil S et de l'hystétésis h ainsi que de la nature du filtre choisi caractérisé, dans l'exemple considéré, par la constante de temps τ.

Les structures fonctionnelles rencontrées avec ce type de stratégie s'apparentent, puisqu'il s'agit toujours de décrire une ou plusieurs boucles d'asservissement, à celles rencontrées dans les blocs de contrôle éloigné chargés de la conduite du convertisseur.

3 CONTROLE ELOIGNE

Pour un convertisseur unique, le dispositif de contrôle éloigné constitue un organe hybride de conduite soumis à des consignes extérieures continues ou binaires qui se charge de l'élaboration des grandeurs de réglage nécessaires au bloc de contrôle rapproché à partir d'une observation du processus conduit, c'est-à-dire de la partie opérative principale.

Pour les systèmes à plusieurs convertisseurs interdépendants, il peut également faire intervenir des grandeurs nécessaires au dialogue avec les blocs de contrôle éloigné relatifs aux convertisseurs voisins.

Ces dispositifs contiennent par conséquent les organes de décision et de traitement de l'Automatique /66/ introduisant notamment des commutations liées soit à l'amplitude des signaux, soit au temps du fait de la présence d'échantillonneurs.

3.1 Organes de décision non linéaires

Les organes de décision présentant des non-linéarités essentielles, du type relais, ou accidentelles, de type saturation, /67/ constituent des parties commandes élémentaires caractérisées par les graphes de contrôle éloigné regroupés dans le tableau 4.4.

Les places des réseaux obtenus sont alors associées à l'état le plus souvent binaire ou ternaire de ces organes présentant 2 ou 4 commutations

Ce formalisme est alors bien adapté aux parties opératives secondaires de type continu, le plus souvent intercalées, au plan structurel, entre la non linéarité et le bloc de contrôle rapproché sous la forme de correcteurs à actions proportionnelle ou intégrale.

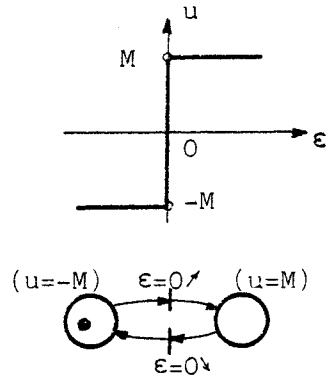
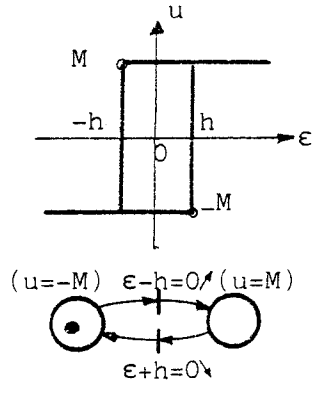
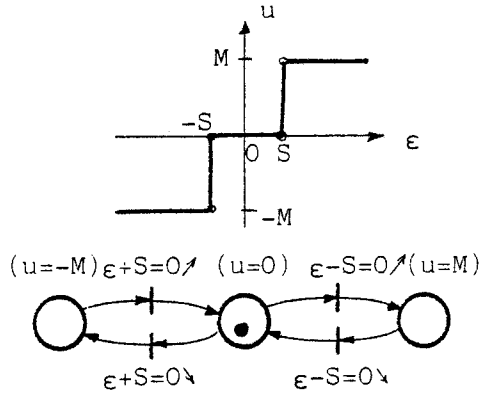
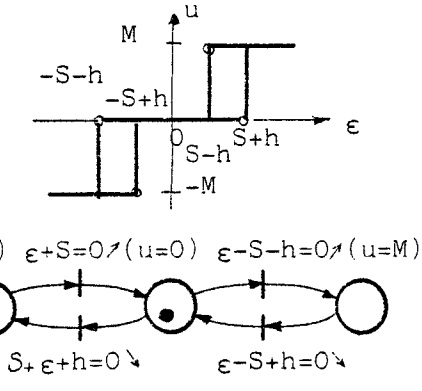
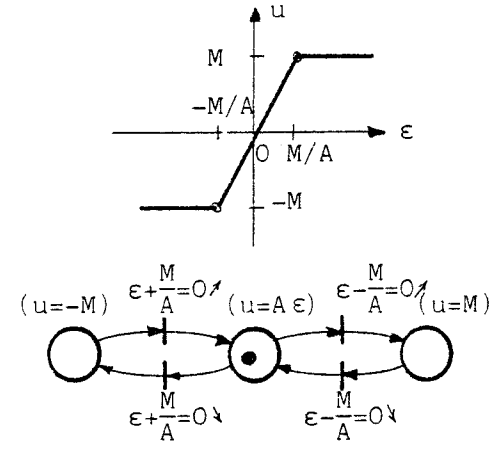
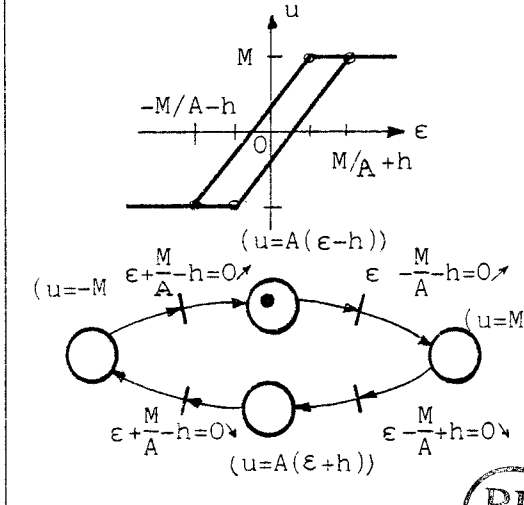
	Sans hystérésis	Avec hystérésis
Plus ou moins (2 commutations)		
Plus ou moins avec seuil (4 commutations)		
Saturation		

Tableau 4.4

BU LILLE

En revanche, lorsque les signaux de contrôle sont échantillonnés, il est préférable d'adopter une représentation qui rende davantage compte sous la forme d'affectations conditionnelles du caractère combinatoire des non linéarités dépourvues d'hystérésis (tableau 4.5).

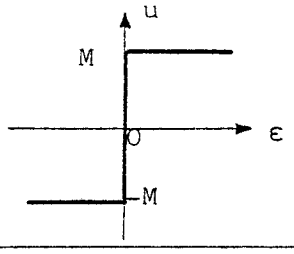
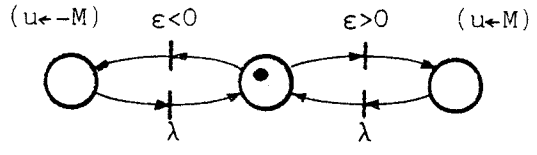
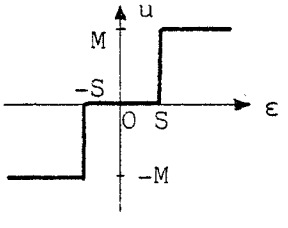
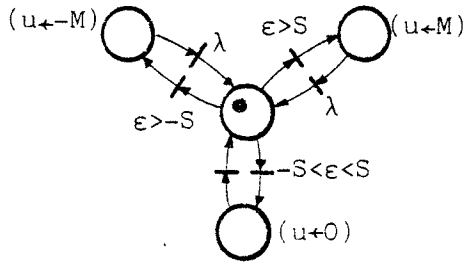
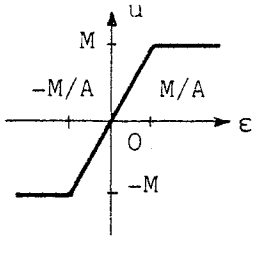
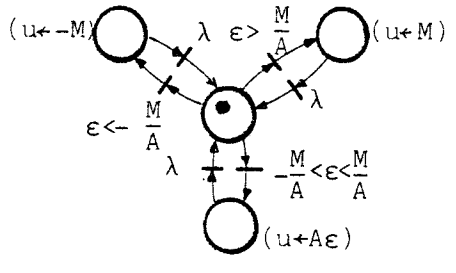
Non linéarité	Graphe
	
	
	

Tableau 4.5

BU LILLE

3.2 Contrôle échantillonné

3.2.1 Modulation d'amplitude

L'opération d'échantillonnage peut être considérée comme une tâche particulière d'affectation d'une valeur instantanée à une variable se produisant précisément aux instants d'échantillonnage /68/.

Cette constatation implique l'élaboration, au niveau de la partie commande concernée, d'un temps local produit par une partie opérative secondaire ainsi que le choix d'une période d'échantillonnage unique.

Dans cette hypothèse, le graphe de commande décrit le déroulement des opérations effectuées le plus souvent au moyen d'échantillonneurs-bloqueurs idéaux ou imparfaits à modulation d'amplitude.

Le signal d'erreur peut alors être traité de manière analogique par un correcteur continu, soit par voie numérique au moyen d'un correcteur discret. Le tableau 4.6 donne, dans les cas envisagés, les graphes de commande associés aux schémas fonctionnels correspondants.

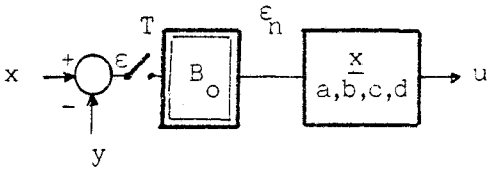
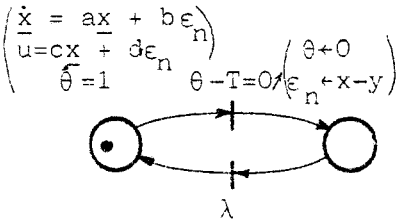
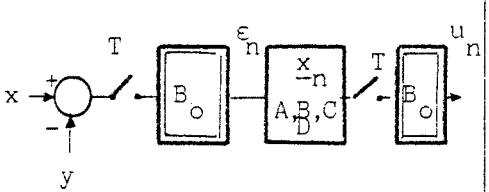
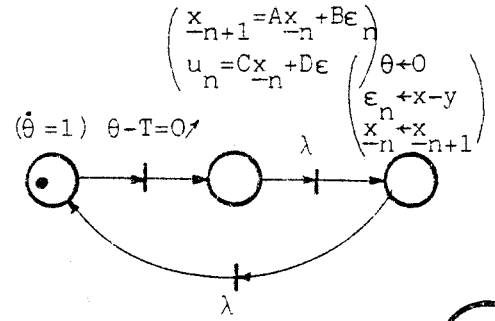
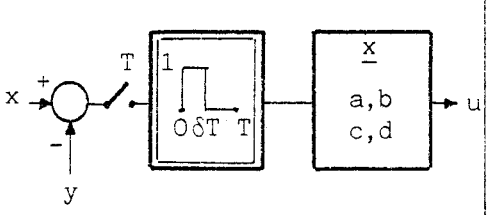
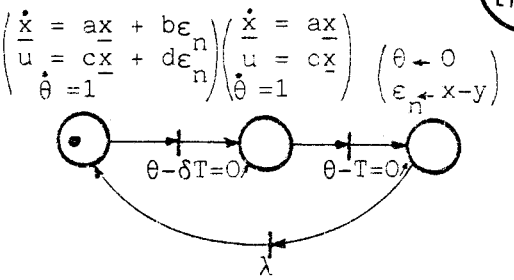
Traitement de l'erreur	Schéma fonctionnel	Graphe
Echantillonneur-bloqueur Correcteur continu		
Echantillonneur-bloqueur Correcteur discret		
Echantillonneur-bloqueur imparfait		

Tableau 4.6

BU LILLE

Les correcteurs continus ou discrets introduits sont considérés comme des parties opératives secondaires définies par un vecteur d'état de même nature associé à quatre matrices constantes /69/.

3.2.2 Modulation de largeur

Les techniques de modulation de largeur, d'usage courant sur l'axe de puissance des systèmes de conversion (hacheur et onduleurs), peuvent être employées dans les dispositifs de contrôle éloigné. Elles sont utilisées, soit pour produire une grandeur de réglage, soit pour introduire de façon simple enréalisant simultanément une modulation d'amplitude, une opération de multiplication conduisant par exemple à un gain ajustable à tout instant dans une chaîne de régulation.

Ce principe de modulation, décrit par le schéma fonctionnel de la figure 4.19a, nécessite une partie opérative secondaire pour la création d'un temps local θ et la mise en forme du signal analogique u de sortie du modulateur.

Le graphe de commande de la figure 4.19b montre la prise en compte de l'effet de saturation introduit par la limitation à la période d'échantillonnage de l'intervalle de modulation.

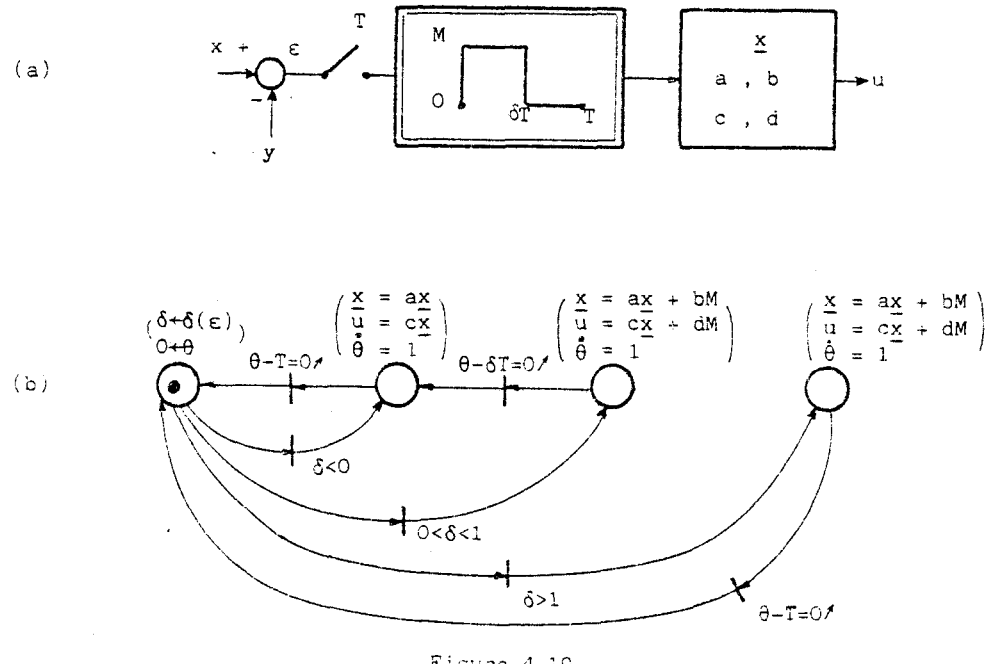


Figure 4.19

4. CONCLUSION

Les concepts de décomposition fonctionnelle appuyant la notion de boucle d'asservissement sur le dialogue entre une partie opérative (processus contrôlé) et une partie commande (organe de contrôle), ont été, dans ce chapitre, étendus et explicités en considérant un convertisseur statique comme un organe de réglage de puissance particulier.

Les exemples développés en tenant compte de la nature des interrupteurs contrôlés (thyristors ou transistors) ont notamment montrés que les dispositifs de contrôles, quelle que soit leur situation hiérarchique ou géographique par rapport à la chaîne de puissance, présentent en fait une structure fonctionnelle immuable caractérisée par une partie commande qui décide d'un ensemble de commutations en fonction d'évènements tirés de l'évolution d'une ou plusieurs parties opératives secondaires.

Cette analyse débouche donc naturellement sur le même formalisme que dans les chapitres précédents conformément à l'objectif visé.

Il convient maintenant de rassembler les graphes élémentaires ainsi obtenus, au sein d'un multigraphe général, de façon à décrire un système complet comportant un ou plusieurs convertisseurs interconnectés et d'utiliser enfin ce multigraphe pour structurer un programme modulaire de simulation numérique global.

CHAPITRE 5

DESCRIPTION FONCTIONNELLE GLOBALE

GUIDE DE GENERATION DE PROGRAMMES

1. INTRODUCTION

La description fonctionnelle globale d'un système de conversion complexe est rendue possible grâce à la démarche analytique suivie jusqu'à présent qui aboutit à la définition précise de toutes les parties élémentaires de commande mises en présence dans le cadre élargi d'un système complet.

Nous allons procéder, dans la première partie de ce chapitre, à la vérification des liens entre ces différents blocs en explicitant notamment toutes les grandeurs nécessaires intervenant dans les parties opératives concernées, tant primaires que secondaires. Celles-ci apparaissent sur le réseau des parties commande qui se répartissent sur les trois niveaux de puissance et de contrôle (figure 5.1)

Cette étape débouche sur un multigraphe dont les éléments sont des graphes d'état. Elle inclut, généralement au niveau du contrôle rapproché, les procédures de protection habituelles (limitation de courant) tandis que les modes de disjonction, de marche ou d'arrêt qui sortent du fonctionnement normal du convertisseur et qui intéressent l'ensemble des organes de contrôle définissant un quatrième niveau de protection éloignée.

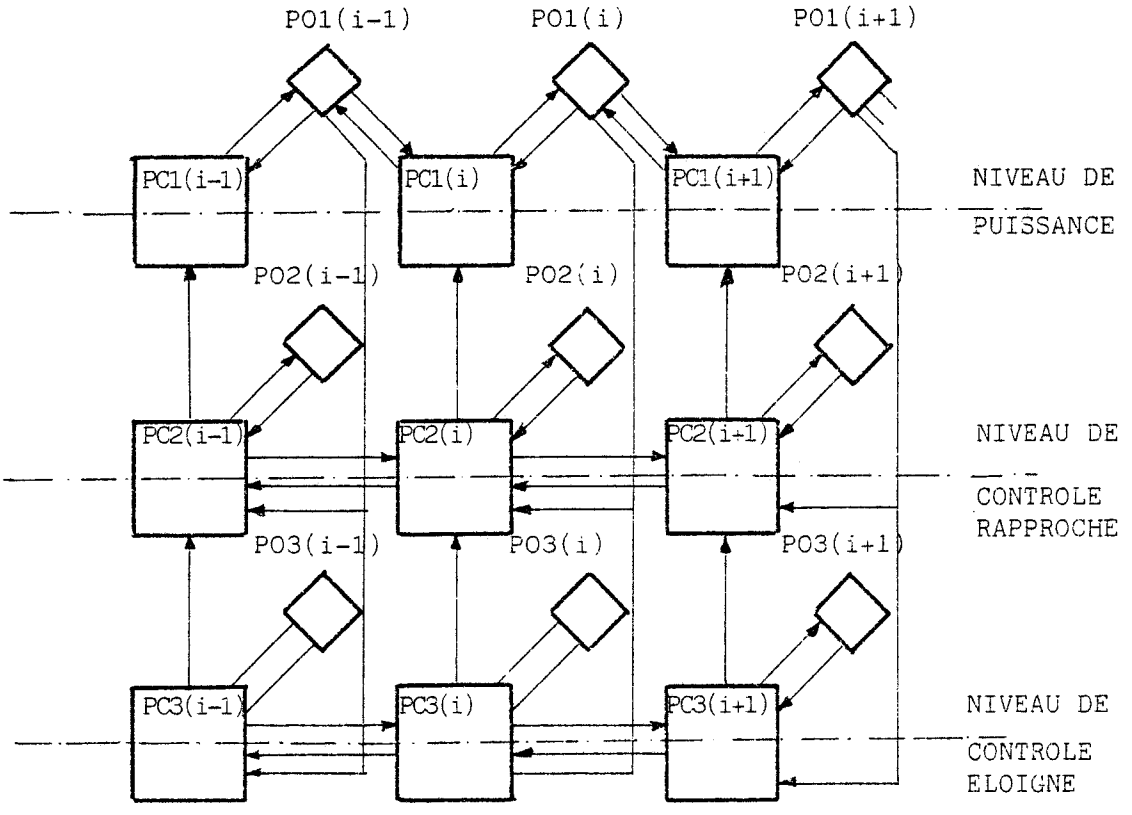


Figure 5.1.

La seconde partie de ce chapitre montre alors comment ces graphes fournissent l'ossature d'un programme principal de simulation numérique agissant dans un mode échantillonné synchrone multicadence, comme un automate programmable pour répartir les tâches de calcul aux différents sous-programmes préalablement associés aux parties opératives rencontrées.

2. ANALYSE D'UNE CHAINE DE CONVERSION

BU LILLE

2.1 Architecture générale

Une chaîne de conversion est une structure électrique respectant le principe de l'alternance des sources de tension et de courant (figure 5.2)

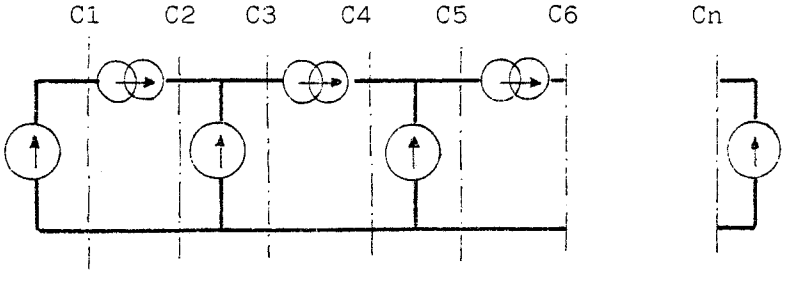


Figure 5.2

Chaque élément de cette chaîne peut être connecté au suivant par l'intermédiaire d'un convertisseur (C1, C2, ..., C_n), qui par définition constitué d'interrupteurs idéaux, ne remet pas en cause l'alternance précédente /71/.

Un convertisseur apparait donc comme un interrupteur généralisé pour lequel les sources amont et aval sont impérativement de natures différentes (figure 5.3a).

Lorsque la chaîne de conversion présente des parties opératives distinctes où l'énergie électrique change de forme, elle est dite indirecte, en revanche, lorsque ce changement est obtenu sans intermédiaire la chaîne est directe (figure 5.3b).

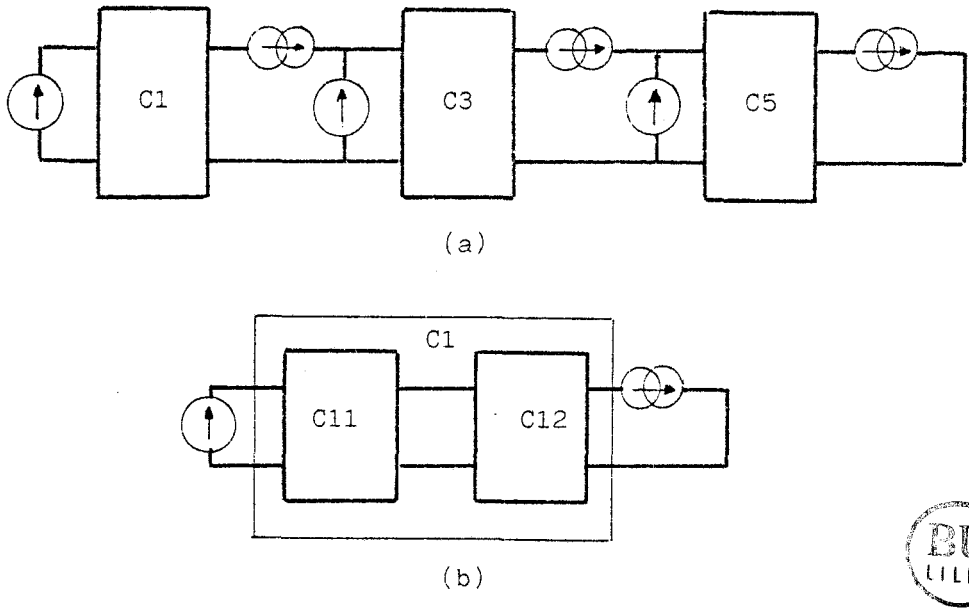


Figure 5.3

BU LILLE

Puisque deux interrupteurs généralisés en série forment encore un interrupteur généralisé, il en résulte que deux convertisseurs en cascade peuvent toujours être intercalés dans une chaîne de conversion /44/ /72/.

2.2 Chaîne de conversion choisie. Niveaux de commande

La chaîne de conversion envisagée figure 5.4, regroupant 13 tripôles de degré de commande 0 ou 1 selon l'architecture générale de la figure 5.3a, offre l'intérêt de poser la plupart des problèmes qui surgissent lors de l'analyse fonctionnelle d'un système complexe.

On se trouve, en effet, en présence :

- de trois convertisseurs dont deux sont contrôlés,

- de deux parties opératives primaires simples (filtres),

- d'une partie opérative primaire composée de deux blocs très différenciés un transformateur et une machine asynchrone,

- de plusieurs blocs de contrôles rapproché et éloigné et de leurs parties opératives secondaires associées.

- de l'obligation de traiter la disjonction de l'ensemble pour éviter la destruction des transistors du hacheur et de l'onduleur.

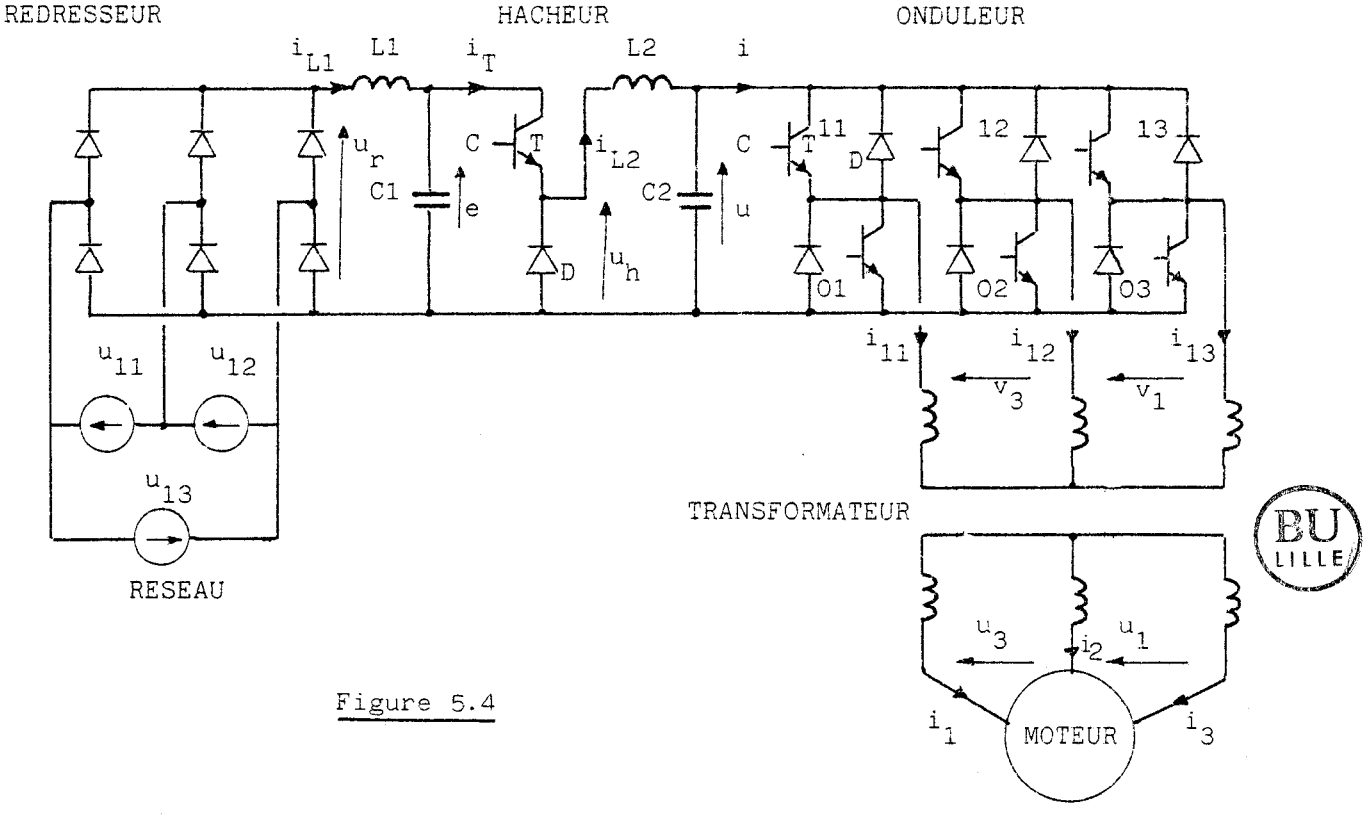


Figure 5.4

BU LILLE

Le réseau fonctionnel des parties opératives et de commande peut alors être établi en tenant compte de la nature des grandeurs d'entrée et de sortie de ces éléments (figure 5.5)

Les blocs de contrôle rapproché du hacheur et de l'onduleur sont non seulement chargés de l'élaboration des signaux de commande des bases de transistors mais également de leur protection.

Cette approche descendante qui introduit les différents blocs sans entrer dans le détail de leur constitution et de leur fonctionnement, permet par conséquent de voir la nécessité d'introduire des capteurs d'intensité tant pour le courant i_{L2} dans le transistor du hacheur que pour l'un ou l'autre des courants de sortie i_{1K} de l'onduleur.

De la même manière, les blocs de régulation échantillonnés relatifs à la vitesse de rotation ω_r du moteur et à la tension d'entrée u de l'onduleur sont prévus ainsi que la liste des variables qu'il convient de leur associer sans qu'il soit nécessaire de préciser, à ce point de l'étude, les algorithmes de contrôle choisis.

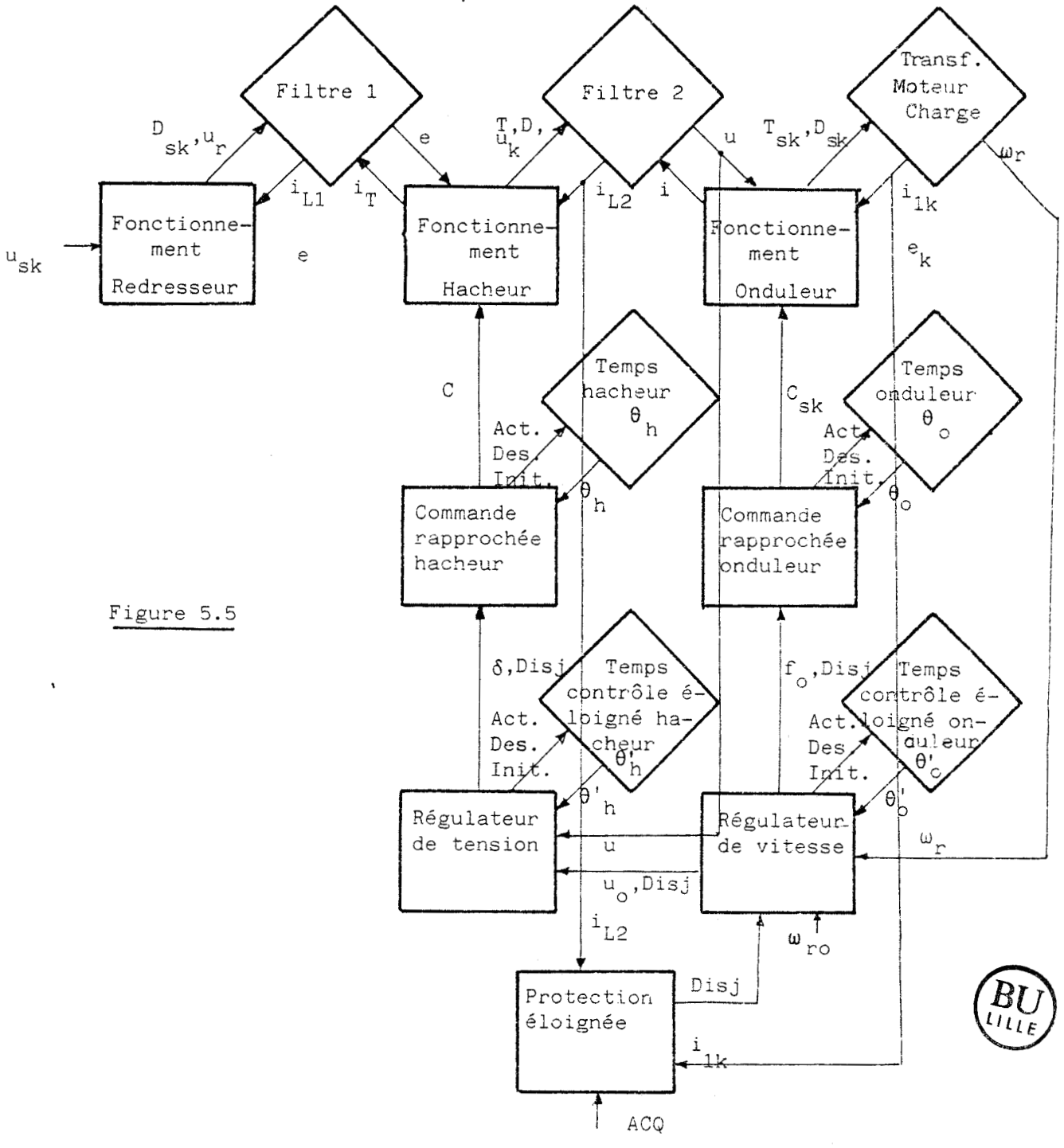


Figure 5.5

BU LILLE

2.3 Spécifications des blocs de contrôle

Les spécifications des blocs de contrôle sont en général le fruit de considérations à la fois théoriques, quant à la nature des fonctions et des algorithmes rencontrés, et technologiques puisqu'il faut penser à la matérialisation de ces opérateurs par un dispositif facilement réalisable et économique.

2.3.1 Protection éloignée

Pour les contrôles rapprochés et éloignés, la solution de protection retenue dans l'exemple envisagé consiste à provoquer un arrêt d'urgence sur la partie opérative primaire en interrompant le transfert d'énergie du réseau au moteur par un blocage simultané de tous les transistors du système.

Dans le même temps, dans l'optique d'une réalisation microinformatique ultérieure qui introduit un ordre d'interruption prioritaire, toutes les parties opératives secondaires sont désactivées.

La partie commande du bloc de protection éloignée doit par conséquent prendre en compte les conditions

$$\sum_{k=1}^{3} \left(|i_{1k}| - I_0 = 0 \nearrow \right)$$

et $$i_{L2} - I_h = 0 \nearrow$$

qui expriment respectivement que l'amplitude d'un courant de sortie onduleur atteint le seuil I_o et que le courant hacheur dépasse la valeur I_h.

La disjonction, traduite par la variable binaire D_{isj} est alors provoquée par la somme logique de ces deux conditions tandis qu'une variable d'acquittement ACQ initialise les quatre parties commande du contrôle pour permettre sans danger un nouveau démarrage du moteur asynchrone.

2.3.2 Contrôles éloignés

La spécification des deux blocs structurels de contrôle éloigné répondent aux critères de conduite généralement admis en pareil cas.

Pour celui de l'onduleur, l'erreur de vitesse $\omega_r - \omega_{ro}$ *est compensée par la présence d'un régulateur à action intégrale simple qui, en raison de la technologie microinformatique choisie, est échantillonné avec une période* T_f *(figure 5.6).*

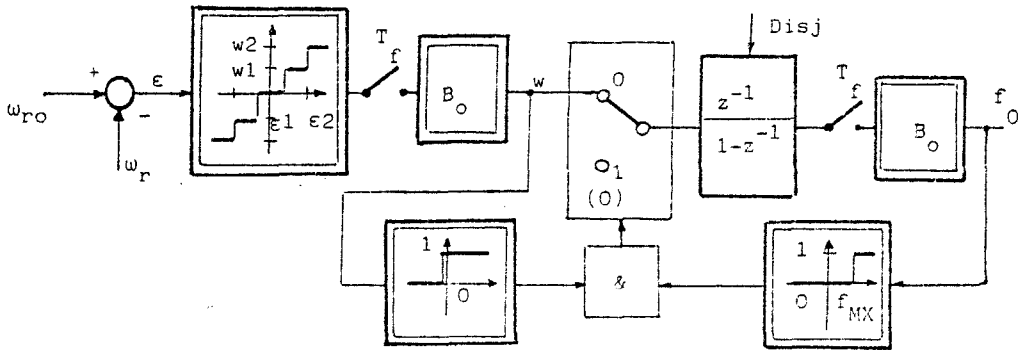


Figure 5.6

L'algorithme de correction choisi, confié à la partie opérative secondaire associée, s'écrit simplement :

$$f_{o\ n+1} = f_{on} + W_1 \quad ,$$

$$f_{o\ n+1} = f_{on} + W_2 \quad ,$$

ou $$f_{o\ n+1} = f_{on} \quad .$$

Lorsque f_o *dépasse un maximum noté* f_{MX} *, la sortie de l'intégrateur est figée. Sa mise à zéro est provoquée par le signal de disjonction Disj.*

La grandeur de réglage pour le bloc de contrôle rapproché de l'onduleur est alors f_o. La tension d'alimentation u de celui-ci doit être contrôlée de façon à rester sensiblement proportionnelle à f_o pour maintenir à une valeur constante l'induction maximale dans l'entrefer de la machine ainsi que dans le circuit magnétique de son transformateur d'alimentation.

Le contrôle éloigné du hacheur réalise donc l'asservissement de la tension u précédente à une consigne $u_o = k\ f_o$, ce qui conduit à élaborer son rapport cyclique δ au moyen d'un second intégrateur échantillonné avec, par exemple, la même période que le hacheur T_h (figure 5.7).

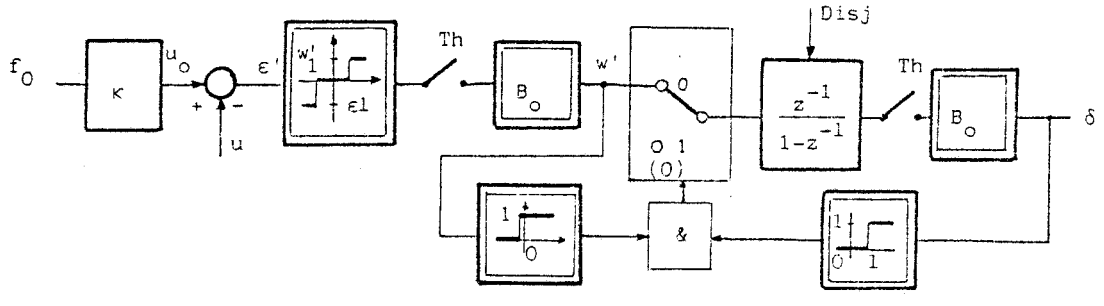


Figure 5.7

Les parties opératives secondaires associées à cet ensemble de régulation sont de même nature que celles de l'onduleur.

L'étape suivante de l'analyse qui consiste à décrire dans le détail le comportement des parties commande du système complet, est abordée en respectant le formalisme des réseaux de Pétri défini antérieurement.

2.4 Multigraphe des parties commande généralisées.

Le multigraphe (figure 5.8) des parties commande de l'ensemble de conversion est établi en suivant les règles définies dans le chapitre précédent.

Pour les deux blocs de contrôle éloigné, la technique employée correspond notamment aux graphes types du tableau 4.6 tandis que les non-linéarités dépourvues, dans le cas présent, d'hystérésis sont traitées sur le mode uniquement combinatoire décrit dans le tableau 4.5.

Les règles suivantes sont observées :

- Les grandeurs extérieures binaires ou continues sont représentées ainsi que celles qui participent aux dialogues entre les différentes parties commande,

- Les grandeurs intervenant dans les échanges partie commande, parties opératives associées primaires ou secondaires n'apparaissent pas, mais se retrouvent sur les graphes, soit dans les réceptivités (sens PO $\longrightarrow$ PC), soit dans les actions de sortie (sens PC $\rightarrow$ PO).

La description de l'onduleur proposée est une variante du graphe de la figure 3.6 obtenu en considérant les bras toujours contrôlés. En effet, l'alphabet de contrôle du bras k est ici $\{\uparrow \downarrow\} = \{C_{1k}\,\overline{C}_{ok}\,,\ C_{1k}\,\overline{C}_{ok}\}$ et le modèle simplifié proposé correspond à la classe de commande $[\uparrow \downarrow \downarrow]$.

En revanche, en cas de disjonction, le mot $\emptyset = \overline{C}_{1k}\,\overline{C}_{ok}$ est appliqué sur tous les bras et l'extinction naturelle des diodes est attendue. Cette démarche constitue une hypothèse simplificatrice qui ne rend pas compte des résultats du tableau 3.10 qui décrivent précisément le modèle de l'onduleur dans la classe de commande $[\emptyset\ \emptyset\ \emptyset]$.

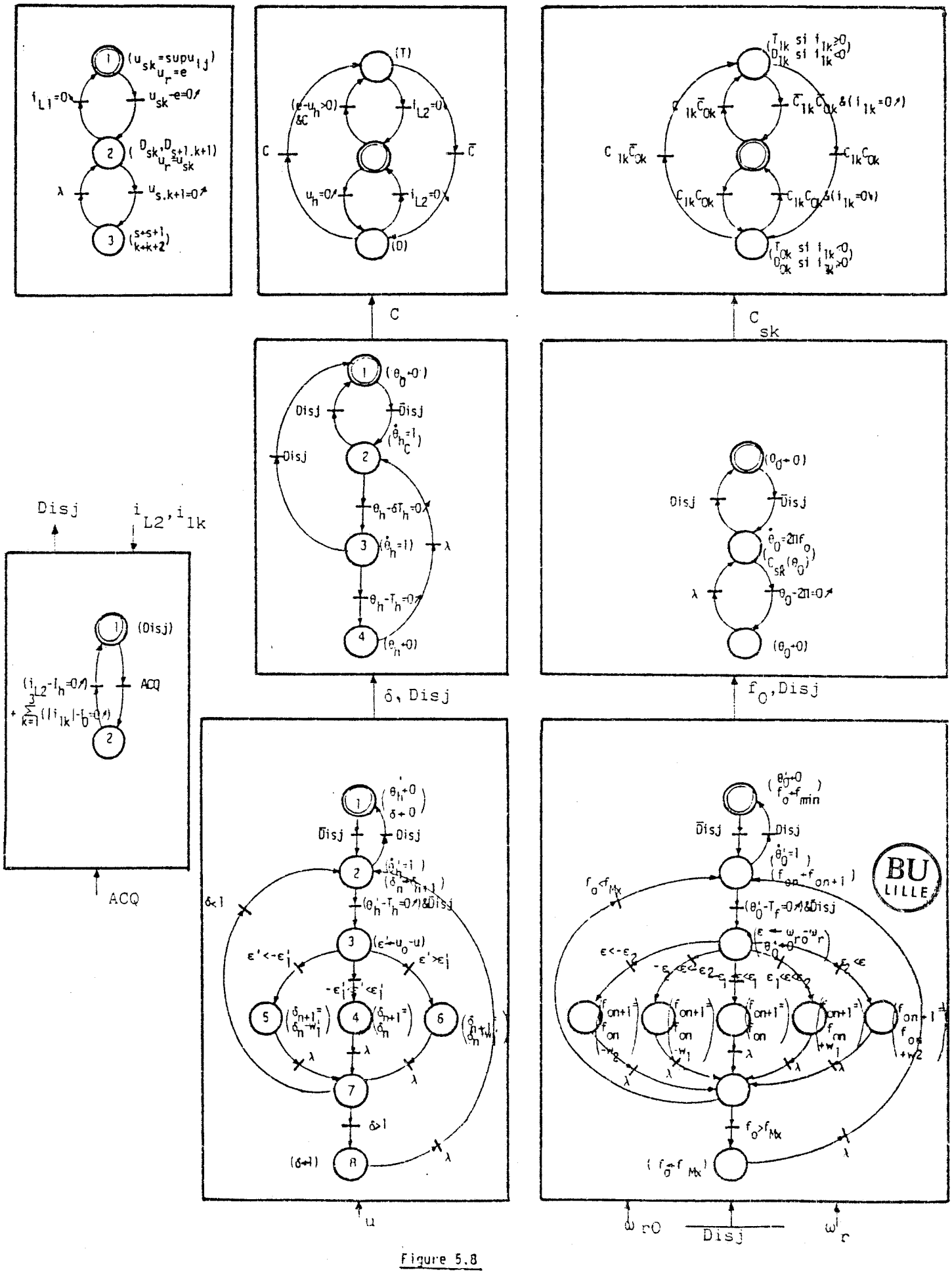


Figure 5.8

3. SIMULATION NUMERIQUE

3.1 Principe de simulation

La simulation d'un système, quelle que soit la technique utilisée /13/,/14/, passe toujours par la réalisation d'un homomorphisme fonctionnel entre la réalité et son modèle. Cette condition est naturellement remplie si les modèles élaborés possèdent le comportement défini par l'analyse précédente.

Le principe de simulation retenu débouche ainsi sur la méthode "DESIGN" de DEscription et Simulation de systèmes d'Interrupteurs par Graphes Normalisés (graphes d'état) qui consiste dans l'implantation sur calculateur numérique d'un automate spécifié par le multigraphe des parties commande généralisées issu du système réel /15/.

Cet automate est alors chargé de gérer, sur le même calculateur, les sous-programmes définis par les parties opératives primaires et secondaires du système de départ /73/.

3.2 Organisation des traitements

Le programme de désignation des traitements dérive directement de la structure des G graphes d'état résultant de l'analyse du système. Chacune des N_j places de ces graphes est codée au moyen d'un pointeur (jk) tel que

$$j \in \{1,2,\ldots, G\} \quad et \quad k \in \{1,2,\ldots, N_j\} \ .$$

Les graphes sont traités séquentiellement selon une procédure décomposée en deux opérations :

- la désignation à partir des tests sur les réceptivités du traitement à effectuer.

- le traitement proprement dit associé à la place désignée (figure 5.9).

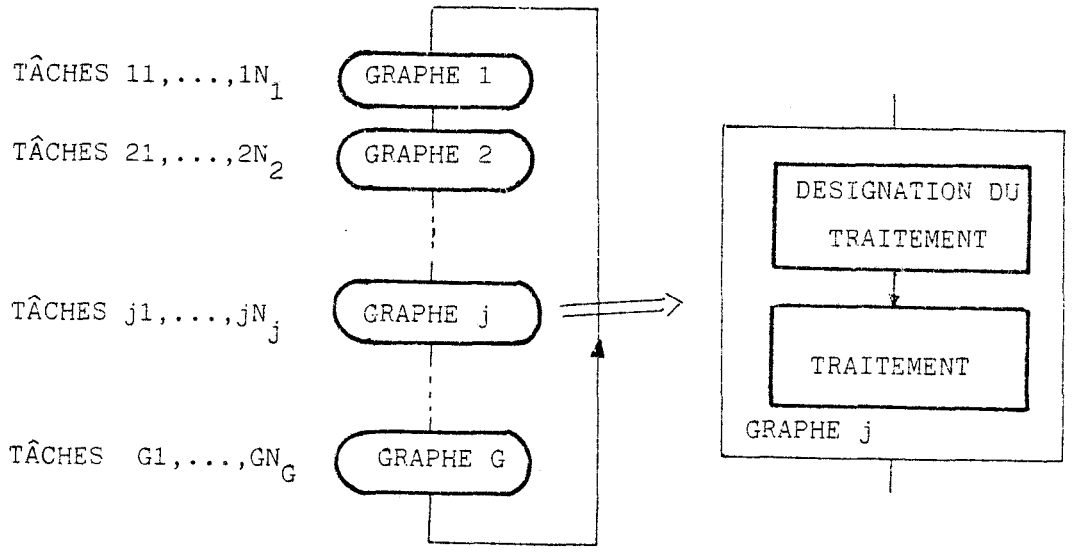


Figure 5.9

Il apparait dans ces conditions $\prod_{j=1}^{G} N_j$ *séquences de traitement différentes qui consistent à accomplir successivement G tâches rangées en deux catégories distinctes :*

- *les tâches qui traduisent l'évolution dans le temps d'une partie opérative*
- *les tâches d'affectation liées aux commutations donc indépendantes du temps comme les initialisations d'état, les récurrences introduites par les indices de permutation, les calculs booléens combinatoires.*

Pour différencier ces deux types d'action, il convient d'introduire une variable binaire Ih d'inhibition ou de gel du temps qui, lorsqu'elle prend la valeur 1, empêche l'incrémentation des variables représentant le temps dans le modèle (figure 5.10).

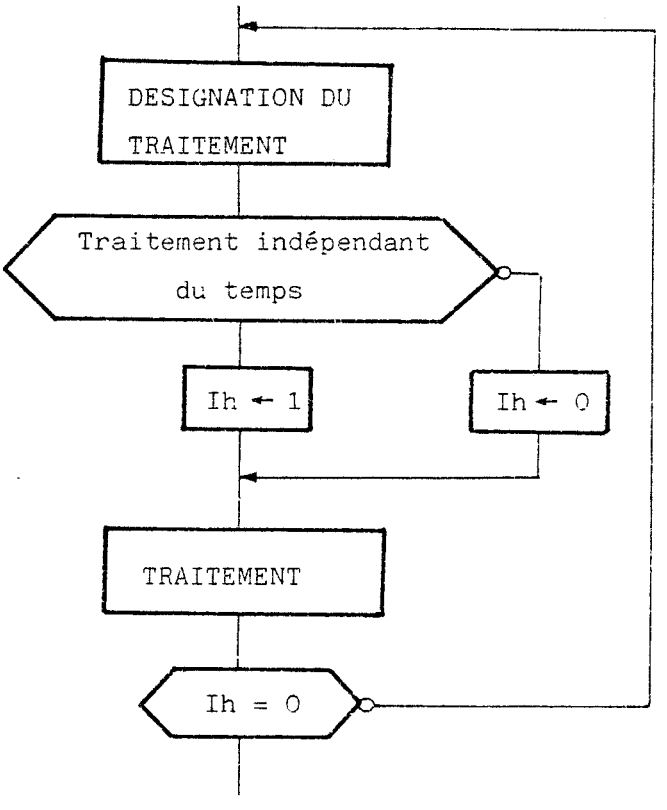
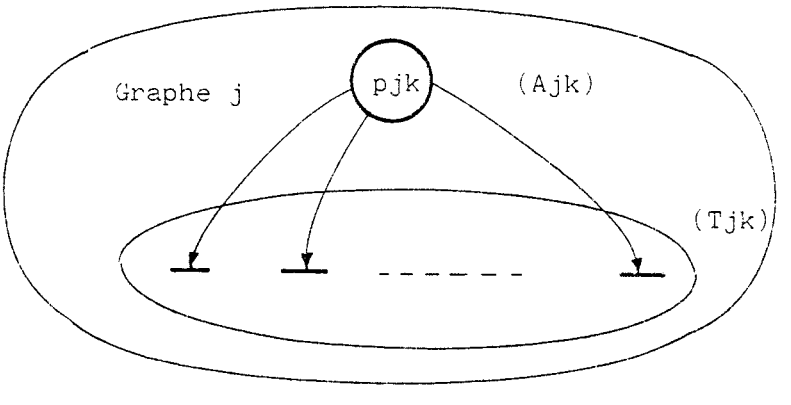


Figure 5.10

Au pointeur (jk) relatif à la place k du graphe j (P_{jk}) sont associés deux sous-programmes :

- *un sous-programme d'action A_{jk} spécifique à la place concernée,*
- *un sous-programme T_{jk} de positionnemnet du pointeur qui examine séquentiellement l'ensemble des réceptivités de sortie de la place P_{jk} (figure 5.11).*



BU LILLE

Figure 5.11

Le traitement d'un graphe dans le programme principal de désignation des tâches consiste d'abord à actualiser le pointeur jk - pour identifier la place active - puis à appeler le programme d'action A_{jk} correspondant. Lorsque ce dernier est exécuté, le graphe suivant est traité de la même manière (figure 5.12).

3.3 Variables temps

3.3.1 Prise en compte du temps

Une séquence complète de traitement consiste à accomplir successivement à l'intérieur d'un cycle, G tâches distinctes dont plusieurs font intervenir le temps.

Dans le cas le plus simple d'une base de temps unique, une variable d'état auxiliaire A est incrémentée d'un quantum P pour un cycle parcouru, qui, ramené au temps réel, définit un pas de calcul Δt, soit :

$$t (A + P) = t (A) + \Delta t$$

Lorsque $t (A) = \lambda A$, le coefficient λ définit l'échelle des temps.

Après substitution de A à t, les équations de la partie opérative prennent la forme suivante :

$$(A + P) = A + P$$
$$\underline{x} (A + P) = F (\underline{x} (A) , \underline{u} (A))$$
$$\underline{y} (A) = G (\underline{x} (A) , \underline{u} (A)).$$

Les deux premières sont des équations d'évolution tandis que la dernière est une équation d'observation. Les vecteurs d'état, de sortie et d'entrée de la partie opérative sont désignés respectivement par $\underline{x}$, $\underline{y}$ et $\underline{u}$.

Le calculateur se comporte alors comme un système échantillonné fournissant au monde extérieur les échantillons de ses différentes grandeurs aux instants $n\Delta t$.

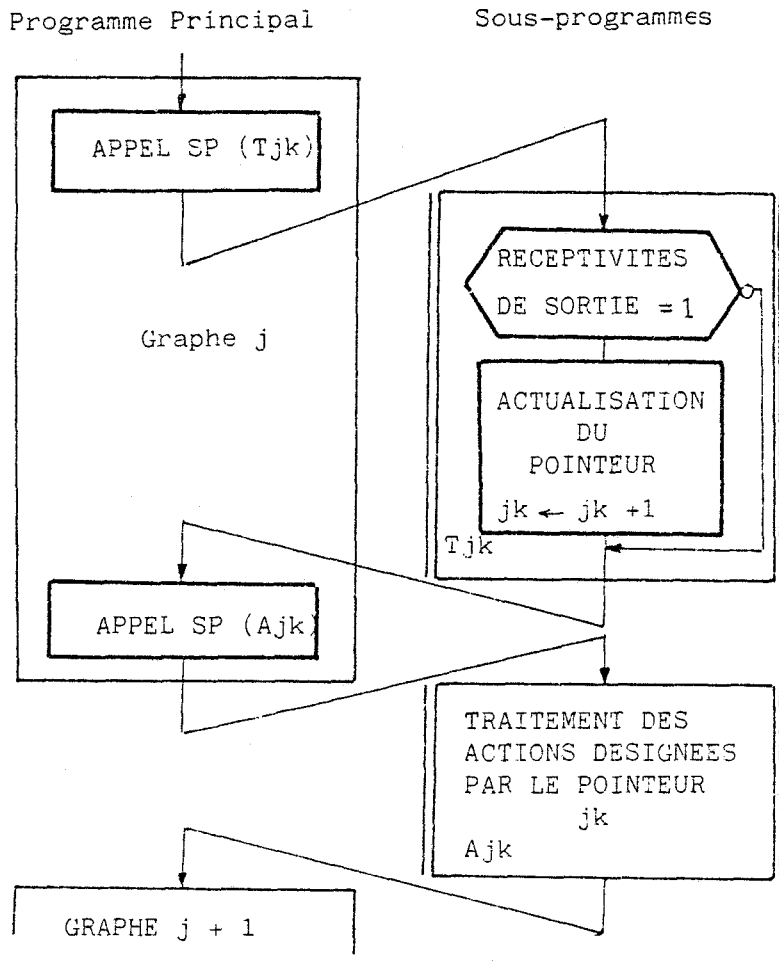


Figure 5.12

BU LILLE

3.3.2 Temps multiples

L'introduction du temps multiples (plusieurs doublets A_i, P_i) répond, sur un plan général, à la recherche d'un compromis entre deux préoccupations contradictoires des utilisateurs de modèles numériques, la rapidité des calculs et la précision des résultats.

La technique qui convient dans le premier cas est celle des pas multiples choisis en fonction de la dynamique des parties opératives rencontrées /36/ /37/.

Une seconde technique, dite des pas variables, est utilisée, soit pour améliorer la précision des instants de commutation, soit quand on constate dans la même partie opérative la présence de constantes de temps d'ordres de grandeur trés éloignés /74/.

L'élaboration des variables temps A_i relatives à des parties opératives distinctes de dynamiques différentes sont regroupées au début de la boucle du programme principal.

Deux organigrammes sont possibles utilisant soit des sauts en avant (figure 5.13a), soit des reprises de cycle conditionnelles (figure 5.13b).

Dans le premier cas les pas sont des multiples du plus petit pas P_o :

$$P_i = N_i \, P_o \quad ,$$

tandis que, dans le second on a :

$$P_i = N_i \, P_{i-1} \quad \text{avec } N_i \in \mathbb{R} \, .$$

Il faut souligner que le principe suivant est à respecter dans tous les cas :

Le modèle doit avoir le comportement d'un système échantillonné synchrone à cadences multiples éventuellement variables qui produit ses échantillons aux instants définis par le plus petit pas de calcul.

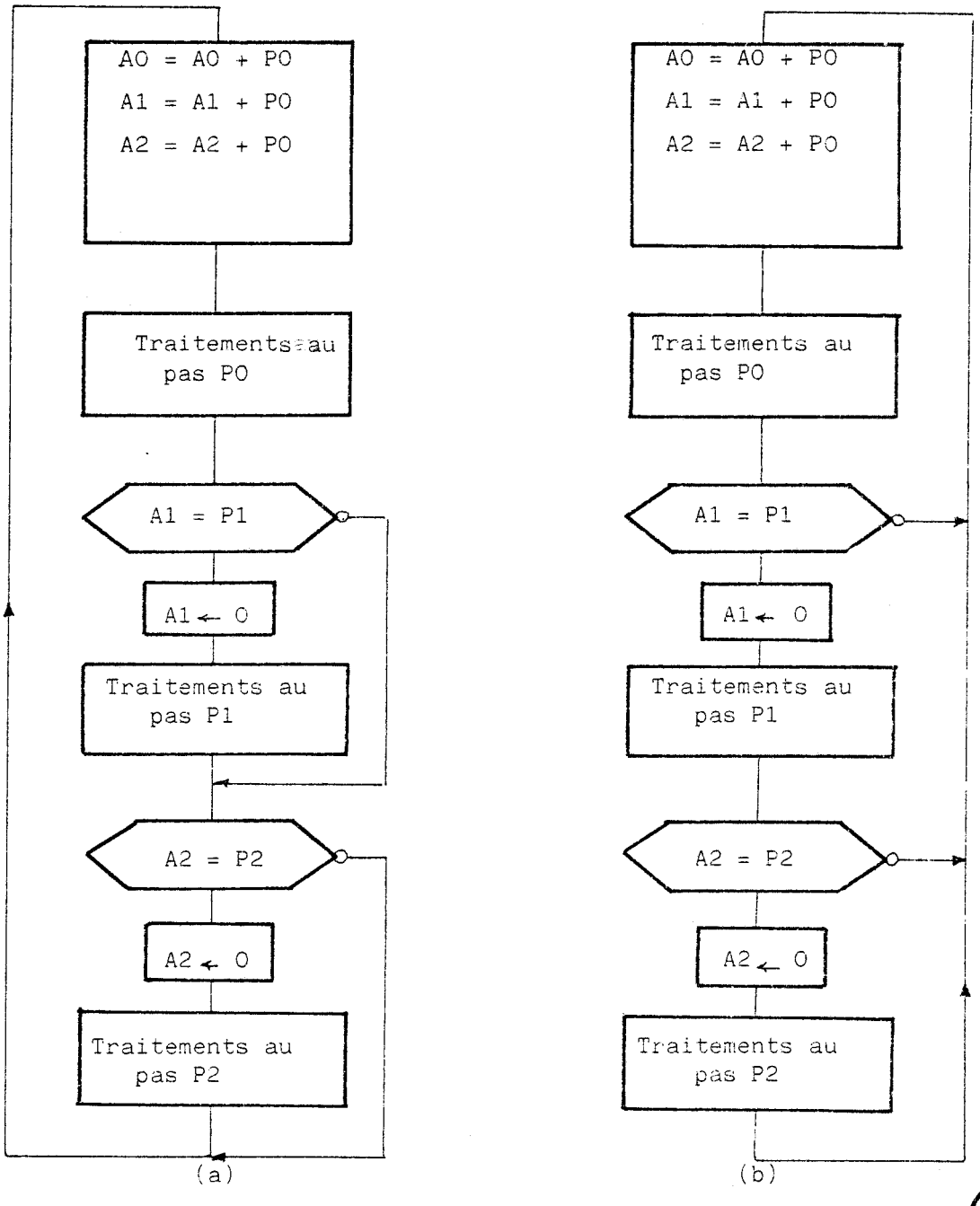


Figure 5.13

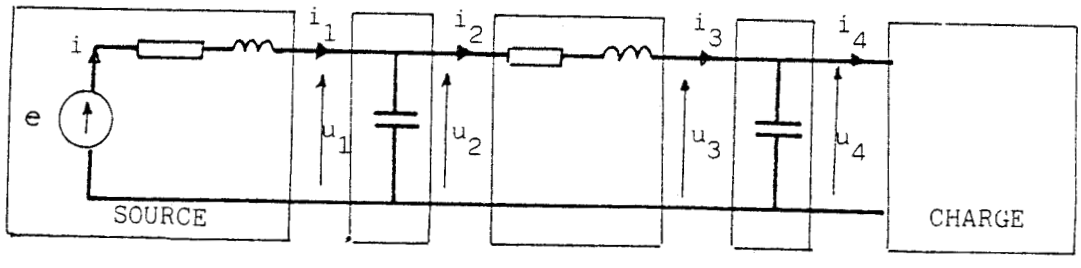
BU LILLE

3.4 Décomposition fonctionnelle des parties opératives

3.4.1 Structure cascade

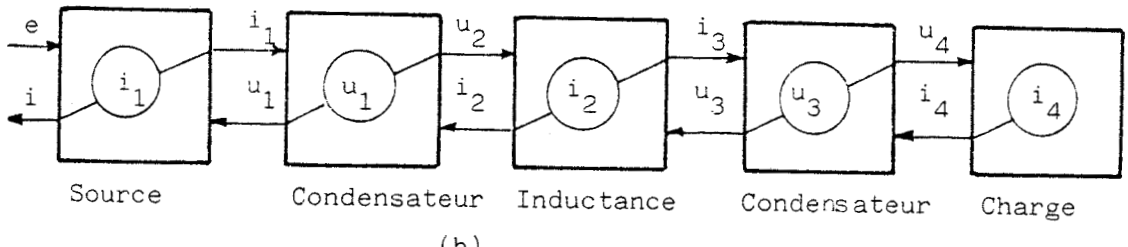
La présence dans les chaînes de conversion de puissance de blocs (filtres, convertisseurs, machines, transformateurs etc...) connectés en cascade fait apparaître une organisation fonctionnelle itérative qu'il est possible de généraliser aux différents niveaux de commande dans un souci de transparence et de modularité des programmes de traitement de toutes les parties opératives d'un système complet /75/.

Dans l'ensemble d'illustration choisi (figure 5.4), si l'on retire les convertisseurs, les deux filtres définissent cinq blocs d'équations (figure 5.14a) caractérisés par la présence d'une variable d'état représentée dans le cas présent par une tension ou un courant.



BLOCS INTERMEDIAIRES

(a)



(b)

Figure 5.14

BU LILLE

Selon le bloc dans lequel se situe l'observateur, la même variable peut alors apparaître successivement comme variable d'entrée, de sortie ou d'état (figure 5.14b).

La décomposition naturelle précédente découle de la structure du circuit électrique envisagé mais il est également possible de l'utiliser pour préciser l'organisation fonctionnelle d'un composant unique. L'exemple classique du moteur à courant continu /76/ (figure 5.15) illustre parfaitement cette remarque.

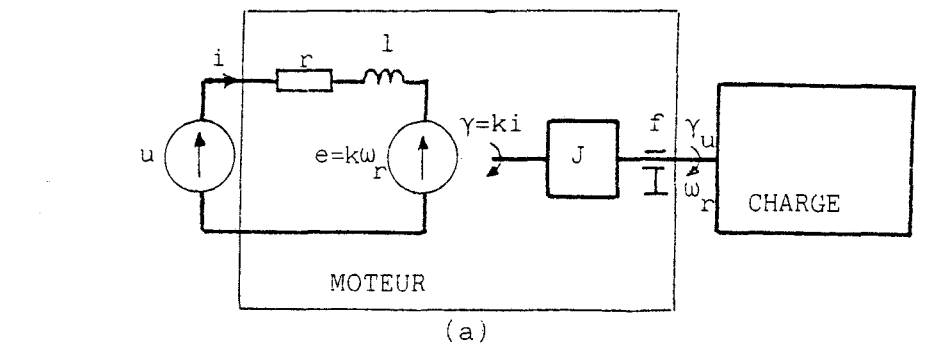
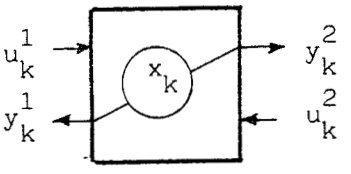


Figure 5.15

BU LILLE

Dans ces conditions, un bloc élémentaire de rang k est caractérisé par une variable d'état unique x_k et donne lieu aux traitements successifs des équations d'évolution et d'observation écrites pour le bloc considéré indépendamment des autres blocs (figure 5.16).

On aboutit ainsi à un module de programme facile à insérer ou à retirer d'un bloc de traitement plus important.



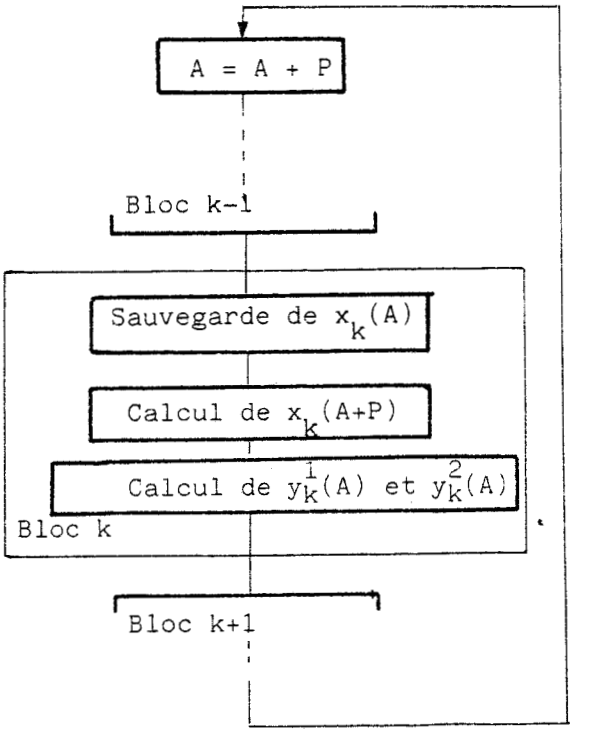


Figure 5.16

3.4.2 Structure parallèle

Un régulateur de type PID /77/ constitue un exemple de partie opérative secondaire dont la structure parallèle présente trois blocs dont deux contiennent une grandeur d'état (figure 5.17).

BU LILLE

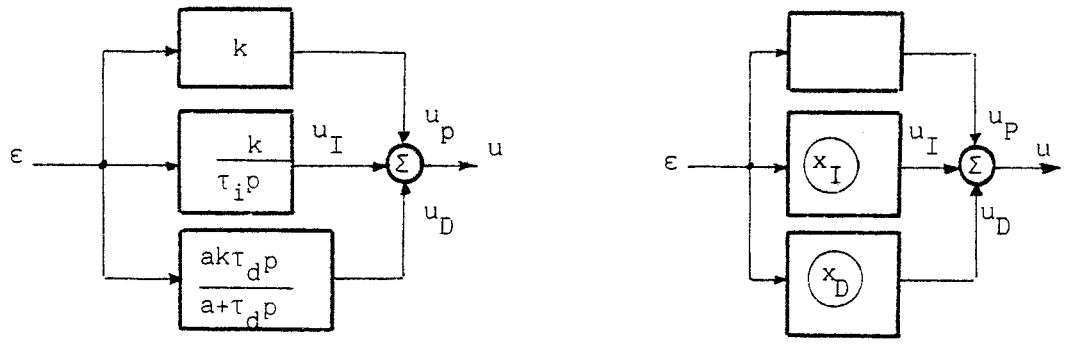
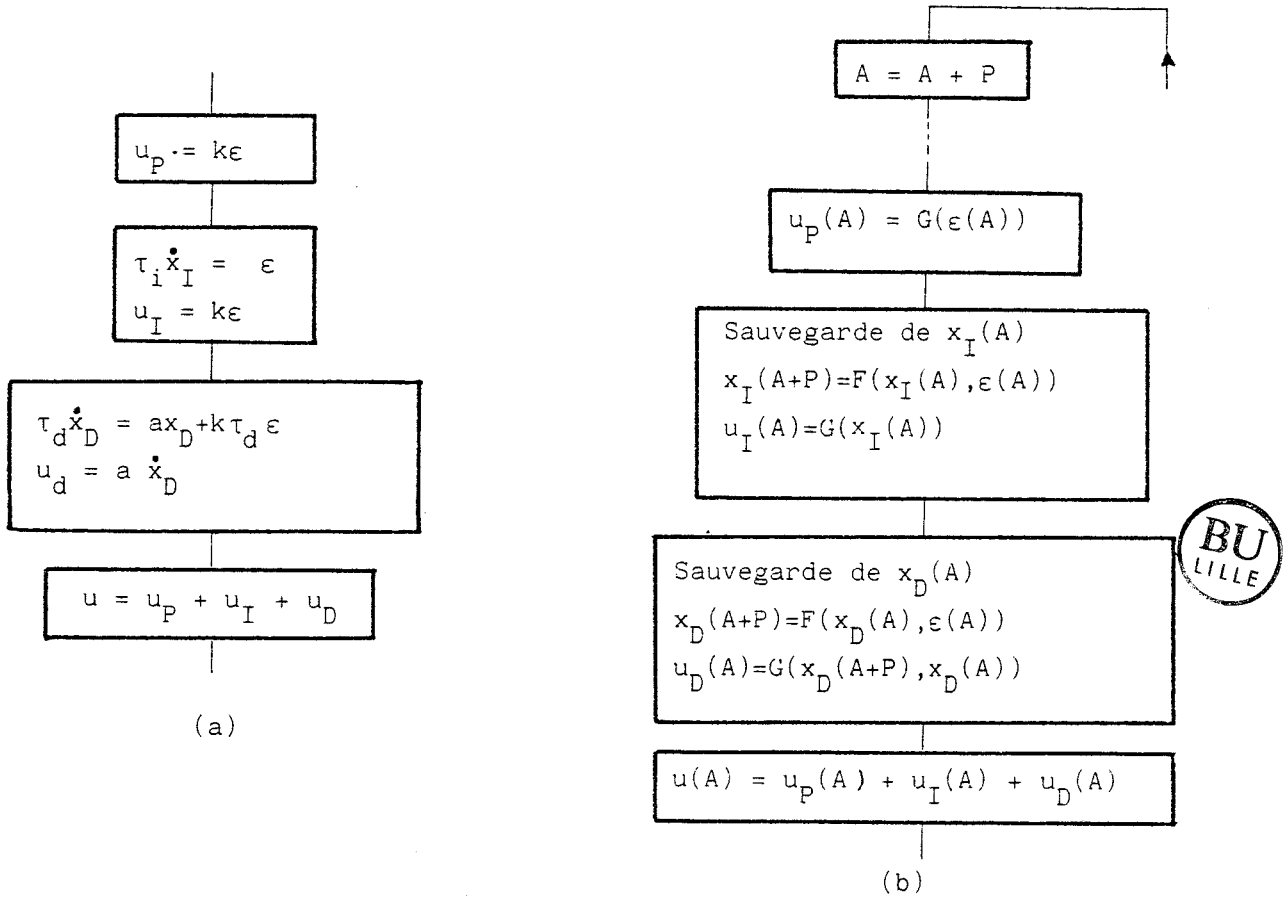


Figure 5.17

Le bloc d'action proportionnelle (P) se réduit à une équation d'observation tandis que les blocs d'action intégrale (I) et dérivée (D) sont régis à la fois par une équation d'évolution et une équation d'observation (figure 5.18a). Cette structuration fait apparaître des traitements indépendants de même nature que dans le cas présent (figure 5.18b). La différence se situe au niveau du bloc de couplage qui introduit une équation d'observation supplémentaire.



BU LILLE

Figure 5.18

3.4.3 Structures imbriquées

Les modèles mathématiques des convertisseurs électromagnétiques (machines asynchrones et synchrones, transformateurs) ne prennent généralement pas naturellement la forme d'état conduisant à un traitement numérique simple /78/ /79/.

L'exemple du transformateur, pourtant classique, rassemble quelques difficultés significatives permettant d'illustrer cette réflexion :

- un couplage interne par une équation d'observation ;

- la présence d'hystérésis et de saturation qui entraîne la séparation d'un bloc non linéaire à caractéristique non instantanée donc réputée non séparable /80/.

Avec les notations de la figure 5.19a, et au prix de quelques hypothèses simplificatrices /81/, le schéma équivalent de la figure 5.19b met en évidence un couplage des mailles primaire et secondaire par la dérivée du flux φ commun aux deux enroulements. Le lien entre les courants et le flux est caractérisé par le théorème d'Ampère.

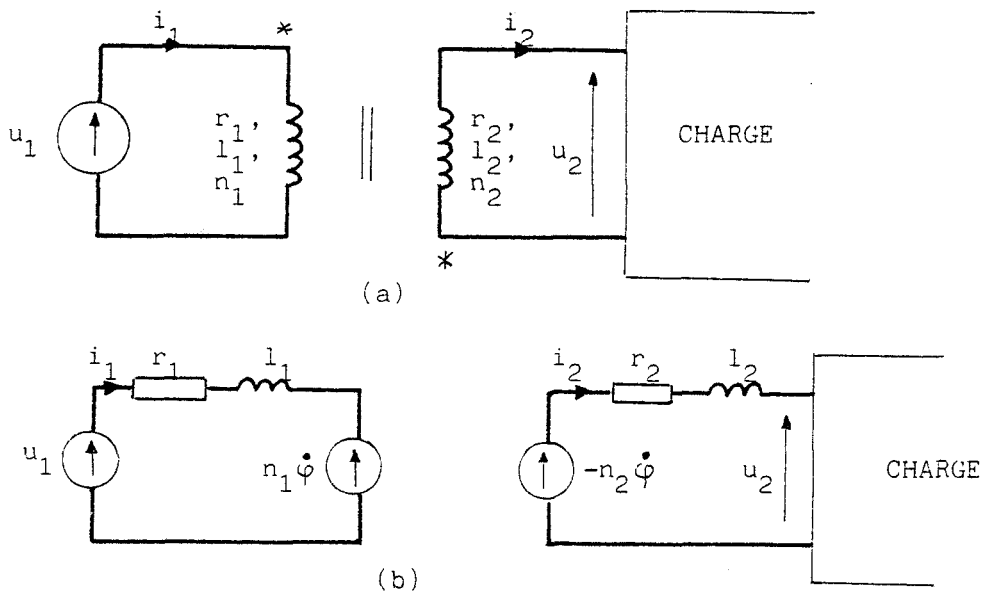


Figure 5.19

Le tableau 5.1 précise l'organisation fonctionnelle des équations qui débouche, en premier lieu, sur la fonction de transformation généralisée (transformateur idéal) puis sur un découpage fonctionnel plus réaliste comportant un bloc d'évolution (variable d'état φ) et deux blocs d'observation (figure 5.20 a et b).

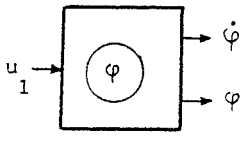
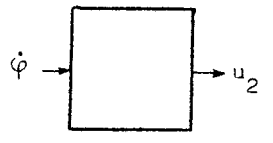
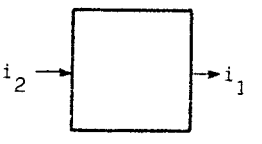
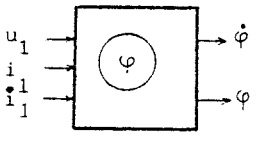
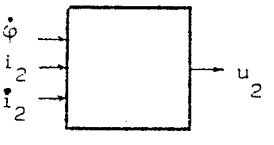
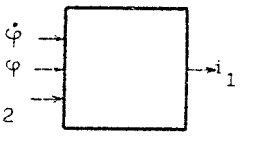
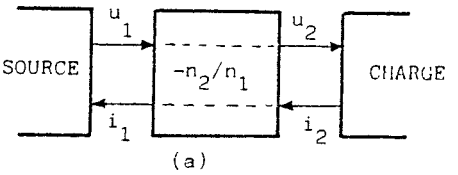
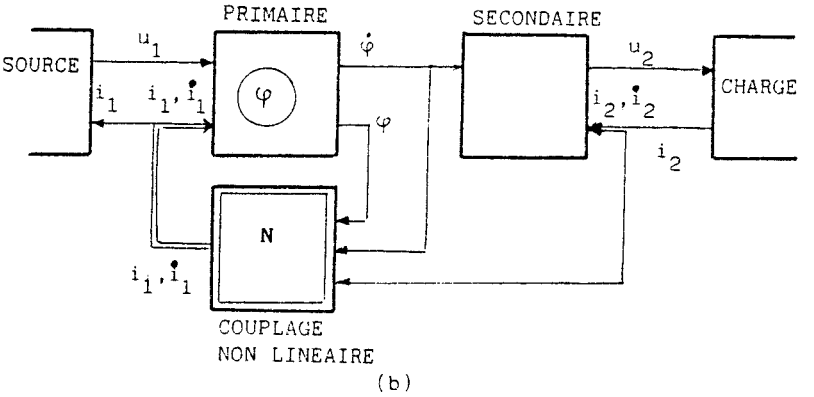
	PRIMAIRE (Evolution)	SECONDAIRE (Observation)	Th.Ampère (Observation)
Transformateur idéal (Réluctance infinie)	$n_1\dot{\varphi} = u_1$ 	$u_2 = -n_2\dot{\varphi}$ 	$n_1 i_1 = -n_2 i_2$ 
Transformateur réel simplifié (Réluctance non linéaire)	$n_1 = u_1 - r_1 i_1 - l_1 \dot{i}_1$ 	$u_2 = -n_2\dot{\varphi} - r_2 i_2 - l_2 \dot{i}_2$ 	$n_1 i_1 = -n_2 i_2 + N(\varphi,\dot{\varphi})$ 

Tableau 5.1



(a)



(b)

Figure 5.20

BU LILLE

Le bloc non linéaire est régi, soit par la relation de ROUGE lorsque le phénomène de saturation est prépondérant

$$N(\varphi, \dot{\varphi}) = a\varphi + b\varphi^{2n+1} ,$$

soit, par l'équation de FROHLICH pour tenir compte de l'hystérésis /44/ /82/ :

$$N(\varphi, \dot{\varphi}) = a\dot{\varphi} + b\varphi\,(1 - c|\varphi|)^{-d} .$$

L'organisation du traitement numérique qui découle de cette décomposition fonctionnelle est donnée figure 5.21.

Il faut noter l'utilisation, pour les courants primaire et secondaire, d'échantillons en provenance du calcul au pas précédent (instant A - P). Sur un plan général, cette approximation (prédiction sur des dérivées) n'est possible que si les variables concernées sont des variables d'état et il convient de veiller à ce que cette procédure n'altère pas la précision des calculs. Dans le cas présent, ces termes représentant les chutes de tension dues aux inductances de fuite, la méthode conduit à des résultats satisfaisants.

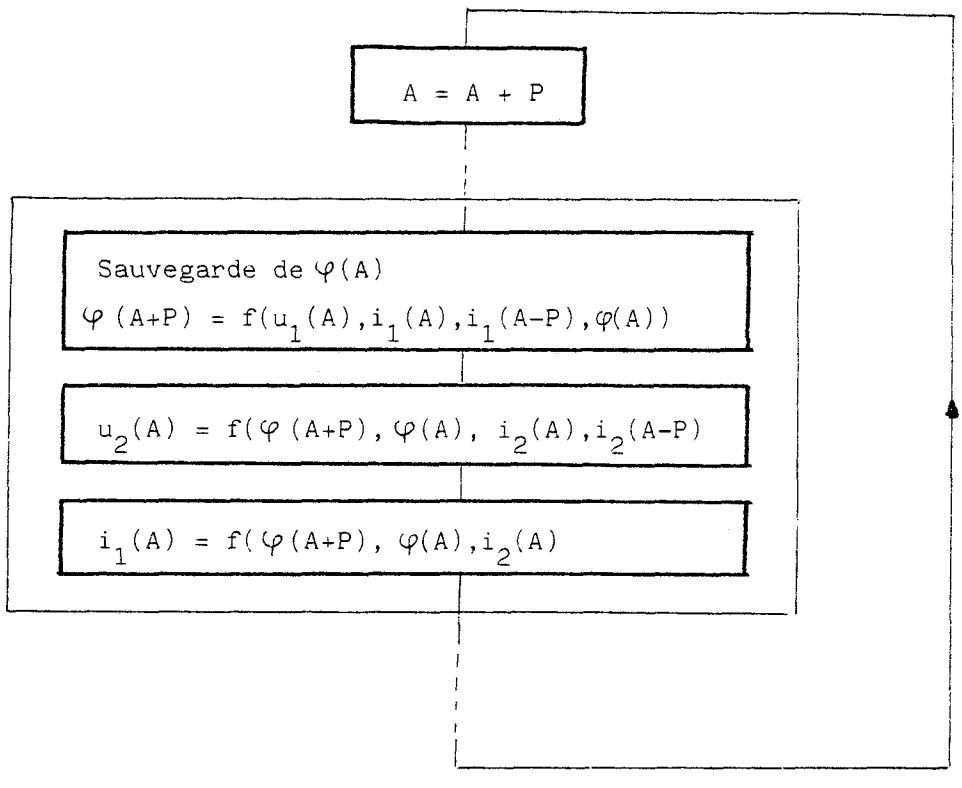


Figure 5.21

4. PROGRAMME TYPE

4.1 Programme principal

La première étape de la construction d'un programme consiste toujours à préciser les pas de calcul nécessaires aux blocs d'évolution des parties opératives continues du système.

Les variables de temps propres aux parties secondaires sont alors définies à l'entrée dans la boucle du programme principal sur la base du plus petit pas rencontré PO.

Les choix effectués sont explicités sur la planche 5.1 qui met en évidence les relations d'ordre introduites

- au niveau des pas de calcul (PO < P1 < P2)

- au niveau du traitement des graphes en accordant la priorité aux graphes - maîtres. La séquence correspondante est donc généralement la suivante dans l'ordre chronologique :

Protection éloignée → Contrôle éloigné → Contrôle rapproché → Fonctionnement

```
!*****************************************
!       P R O G R A M M E   T Y P E
!*****************************************
!                                         *
!              INITIALISATION             *
!                                         *
!*****************************************
!
  F0=2 !Hz  :  FREQUENCE MINIMALE ONDULEUR
!
!   initialisation de la gestion du temps
!   *************************************
!
  P0=5.E-6!seconde : PAS DE CALCUL CHOISI EN
!       FONCTION DE LA PARTIE OPERATIVE
!       LA PLUS RAPIDE (FILTRE HACHEUR)
!
  P1=1/(F0*5*360)!seconde : PAS DE CALCUL
!           VARIABLE - ONDULEUR
!
  P1=INT(P1/P0)*P0! RESPECT DE LA CONDITION
!  DE MULTIPLICITE ENTRE LES PAS DE CALCUL
!
 P2=2.E-4!seconde : PAS DE CALCUL REDRESSEUR
!
!  initialisation des pointeurs de graphe
!  **************************************
!
DATA 1,1,1,1
READ R,Hc,Hr,Dj
!
!*****************************************
!                                         *
!           PROGRAMME PRINCIPAL           *
!                                         *
!*****************************************
!
LOOP
A0=A0+P0!  TEMPS UNIVERSEL (HACHEUR)
!
A1=A1+P0!  TEMPS ONDULEUR
!
A2=A2+P0!  TEMPS REDRESSEUR
!
GOSUB Disjonction
!
GOSUB Co`el`hacheur
GOSUB Co`rap`hacheur
GOSUB Fonct`hacheur
!
IF A1<P1 THEN Redresseur
A1=0 ! REINITIALISATION DU TEMPS ONDULEUR
GOSUB Co`el`onduleur
GOSUB Co`rap`onduleur
GOSUB Fonct`onduleur
!
Redresseur:  !
  IF A2<P2 THEN Fin
  A2=0 ! REINITIALISATION DU TEMPS REDRESSEUR
  GOSUB Fonct`redres
Fin:  !
  END LOOP
```

Planche 5.1

4.2 Bloc de disjonction

La partie commande assurant la protection éloignée du convertisseur complet est une mémoire assurant l'élaboration de la variable de disjonction D_{isj} et de son complément. Comme celle-ci intervient dans les quatre graphes de contrôles éloigné et rapproché, le bloc de disjonction est donc maître vis à vis des autres blocs.

Le programme correspondant (planche 5.2) permet l'introduction au clavier du signal d'acquittement ACQ simulant ainsi le pupitre de contrôle du système vu par l'utilisateur.

Cette démarche peut éventuellement être étendue à l'étude précise des procédures de remise en marche normale du système /83/, réclamant, par exemple, la réinitialisation d'éléments passifs tels que les capacités d'aide à la commutation forcée dans les convertisseurs à thyristors /84/.

Planche 5.2

```
10    !*****************************************
20    !      P R O G R A M M E   T Y P E       *
30    !*****************************************
40    !                                        *
50    !            BLOC DE DISJONCTION         *
60    !                                        *
70    !*****************************************
80    !                                        *
90 Disjonction:   !                            *
100   !        TRAITEMENT DU GRAPHE            *
110    ON Dj GOSUB Tdj1,Tdj2!                  *
120    ON Dj GOSUB Adj1,Adj2!                  *
130    RETURN !                                *
140   !                                        *
150   !*****************************************
160   !        sous-programmes transitions
170   !        ***************************
180 Tdj1:  !
190       !IF IL!-IH>0 OR ABS(I!1)-I0>0 OR
200     !ABS(I!2)-I0>0 OR ABS(I!3)-I0>0 THEN Dj=2
210        RETURN
220 Tdj2:  !
230        IF Acq=1 THEN Dj=1
240        RETURN
250   !
260   !          sous-programmes actions
270   !          ***********************
280 Adj1:  !
290        OFF KEY
300        Disj=0
310        Acq=0
320        RETURN
330 Adj2:  !
340        Disj=1 ! SIGNAL DE DISJONCTION
350        ON KEY 0 GOSUB Acq! ACQUITTEMENT
360        RETURN
370   !*****************************************
380   !
390 Acq:   !
400       Acq=1
410       RETURN
```

4.3 Blocs de contrôle

Les graphes relatifs aux contrôles rapproché et éloigné du hacheur présentent les fonctions caractéristiques de cette classe de dispositifs.

Par rapport à un temps propre (θ_h, θ'_h), élaboré par une partie opérative secondaire dans le formalisme de la figure 5.8, on trouve en effet une temporisation de durée variable au niveau du contrôle rapproché et de durée fixe dans le contrôle éloigné pour la réalisation de la fonction d'échantillonnage.

Par ailleurs, la plupart des tâches sont des opérations de calcul ou de simples affectations indépendantes du temps. Il arrive cependant, notamment dans les places de repos des quatre graphes de contrôle, qu'il soit fait appel à une partie opérative engendrant un temps propre maintenu à la valeur zéro par affectation à chaque pas de calcul. Les places correspondantes sont alors des places d'attente pour lesquelles l'opération d'affectation n'est pas indépendante du temps.

Compte tenu de cette remarque, une partition des places de chaque graphe en classes d'équivalence définies par la valeur de la variable d'inhibition du temps propre correspondant est établie de façon à insérer, dans les sous-programmes de traitement, les lignes assurant l'évolution de cette variable (planche 5.3) conformément à l'organigramme de la figure 5.10.

On obtient pour les graphes envisagés les classes suivantes :

$$C^{Crh}_{Ihcrh=0} = \{1,2,3\} \quad ; \quad C^{Crh}_{Ihcrh=1} = \{4\} \quad ;$$

$$C^{Ceh}_{Ihceh=0} = \{1,2\} \quad ; \quad C^{Ceh}_{Ihceh=1} = \{3,4,5,6,7\} \quad .$$

4.4 Bloc redresseur

Le programme déduit de la description de la partie commande que constitue le redresseur fixe d'abord, à chaque pas de calcul P2, les six tensions d'alimentation u_{sk} (planche 5.4).

Le traitement du graphe proprement dit est ensuite réalisé grâce aux deux lignes d'appel des sous-programmes de réceptivités Tri et d'actions Ari.

```
10    !*****************************************
20    !       P R O G R A M M E   T Y P E       *
30    !*****************************************
40    !                                         *
50    !    BLOC DE CONTROLE RAPPROCHE HACHEUR   *
60    !                                         *
70    !*****************************************
80    !                                         *
90 Co`rap`hacheur:   !                          *
100   !              TRAITEMENT DU GRAPHE       *
110   !              ********************       *
120   !                                         *
130   ON Hr GOSUB Trrh1,Trrh2,Trrh3,Trrh4!      *
140   ON Hr GOSUB Arrh1,Arrh2,Arrh3,Arrh4!      *
150   IF Ihrrh=1 THEN Co`rap`hacheur!           *
160   RETURN !                                  *
170   !                                         *
180   !*****************************************
190   !        sous-programmes transitions
200   !        ***************************
210 Trrh1:   !
220          IF Disj=0 THEN Hr=2
230          RETURN
240 Trrh2:   !
250          IF A0-Delta*Th>0 THEN Hr=3
260          IF Disj=1 THEN Hr=1
270          RETURN
280 Trrh3:   !
290          IF A0-Tn=0 THEN Hr=4
300          IF Disj=1 THEN Hr=1
310          RETURN
320 Trrh4:   !
330          Hr=2
340          RETURN
350 !
360 !           sous-programmes actions
370 !           ***********************
380 !(definition du signal de commande du hacheur)
390 !
400 Arrh1:   !
410          A0=0
420          RETURN
430 Arrh2:   !
440          C=1
450          Ihrrh=0 ! RAZ INHIBITEUR DE TEMPS
460          RETURN
470 Arrh3:   !
480          C=0
490          RETURN
500 Arrh4:   !
510          A0=0
520          Ihrrh=1 ! INHIBITEUR DE TEMPS
530          RETURN
```

Planche 5.3

```
10    !*****************************************
20    !       P R O G R A M M E   T Y P E       *
30    !*****************************************
40    !                                         *
50    !   BLOC DE CONTROLE ELOIGNE DU  HACHEUR  *
60    !                                         *
70    !*****************************************
80 Co`el`hacheur:   !                           *
90    !          TRAITEMENT DU GRAPHE           *
100   !          ********************           *
110   ON Hc GOSUB Treh1,Treh2,Treh3,Treh4,Treh5! *
120   !           Treh6,Treh7,Treh8              *
130   ON Hc GOSUB Aceh1,Aceh2,Aceh3,Aceh4,Aceh5! *
140   !           Aceh6,Aceh7,Aceh8              *
150   IF Ihceh=1 THEN Co`el`hacheur!            *
160   RETURN !                                  *
170   !                                         *
180   !*****************************************
190   !         sous-programmes transitions
200   !         ***************************
210 Treh1:   !
220          IF Disj=0 THEN Hc=2
230          RETURN
240 Treh2:   !
250          IF A0-Th>0 AND S1=0 AND S2=0 THEN Hc=3
260          IF Disj=1 THEN Hc=1
270          RETURN
280 Treh3:   !
290         IF Epsi>-Epsi1 AND Epsi<Epsi1 THEN Hc=4
300         IF Epsi<-Epsi1 THEN Hc=5
310         IF Epsi>Epsi1 THEN Hc=6
320         RETURN
330 Treh4:   !
340          Hc=7
350          RETURN
360 Treh5:   !
370          Hc=7
380          RETURN
390 Treh6:   !
400          Hc=7
410          RETURN
420 Treh7:   !
430          IF Delta>1 THEN Hc=8
440          IF Delta<=1 THEN Hc=2
450          RETURN
460 Treh8:   !
470          Hc=2
480          RETURN
490 !
500 !           sous-programmes actions
510 !           ***********************
520 !    (definition du rapport cyclique Delta)
530 !
540 Aceh1:   !
550          A0=0
560          Delta=0
570          RETURN
580 Aceh2:   !
590          Ihceh=0 ! RAZ DE L'INHIBITEUR DE TEMPS
600          RETURN
610 Aceh3:   !
620          Ihceh=1 !      INHIBITEUR DE TEMPS
630          A0=0
640          Epsi=U0-U! CALCUL DE L'ECART Epsi
650          RETURN
660 Aceh4:   !
670          RETURN
680 Aceh5:   !
690          Delta=Delta-1/255! DELTA DEFINI PAR
700          !                  UN OCTET
710          RETURN
720 Aceh6:   !
730          Delta=Delta+1/255
740          RETURN
750 Aceh7:   !
760          RETURN
770 Aceh8:   !
780          Delta=1
790          RETURN
```

Les classes définies par la variable d'inhibition du temps Ihr sont alors :

$$C^{Red}_{Ihr=1} = \{3\} \qquad C^{Red}_{Ihr=0} = \{1,2\} .$$

```
10    !*****************************************
20    !       P R O G R A M M E   T Y P E       *
30    !*****************************************
40    !                                         *
50    !             BLOC  REDRESSEUR            *
60    !                                         *
70    !*****************************************
80 Fonct'redress:   !                           *
90    !                                         *
100   !          SOURCES D'ALIMENTATION         *
110   !          ''''''''''''''''''''''         *
120   U(0,1)=Vm*SQR(2)*SIN(314*A2)!              *
130   U(1,1)=-U(0,1)!                           *
140   U(0,2)=Vm*SQR(2)*SIN(314*A2-2*PI/3)!      *
150   U(1,2)=-U(0,2)!                           *
160   U(0,3)=Vm*SQR(2)*SIN(314*A2-4*PI/3)!      *
170   U(1,3)=-U(0,3)!                           *
180   !                                         *
190   !           TRAITEMENT DU GRAPHE          *
200   !           ''''''''''''''''''''          *
210   !                                         *
220 Trait'redress:  !                           *
230   !                                         *
240   ON R GOSUB Tr1,Tr2,Tr3!                   *
250   ON P GOSUB Ar1,Ar2,Ar3!                   *
260   IF Ihr=1 THEN Trait'redress!              *
270   RETURN !                                  *
280   !                                         *
290   !*****************************************
300   !       sous-programmes transitions
310   !       '''''''''''''''''''''''''''
320 Tr1:  !
330       IF U(S,K)-E>0 THEN R=2
340       RETURN
350 Tr2:  !
360       IF I1!<0 THEN R=1
370       IF U(S,K1)>0 THEN R=3
380       RETURN
390 Tr3:  !
400       R=2
410       RETURN
420   !
430   !           sous-programmes actions
440 Ar1:  !         '''''''''''''''''''''''
450       GOSUB Classement! S/P DEFINISSANT
460   !   LA TENSION DE PLUS GRANDE VALEUR
470   !   (AFFECTATION DES INDICES S ET K)
480       Um=E
490       RETURN
500 Ar2:  !
510       Um=U(S,K)
520       GOSUB Filtre!       !PARTIE OPERATIVE
530       !                       PRIMAIRE
540       !
550       Ihr=0 ! RAZ DE L'INHIBITEUR DE TEMPS
560       RETURN
570 Ar3:  !
580       S=S+1
590       IF S=2 THEN S=0   !ADDITION MODULO 2
600       K=K+2
610       IF K=4 THEN K=1   !ADDITION MODULO 3
620       IF K=5 THEN K=2
630       K1=K+1
640       IF K1=4 THEN K1=1 !ADDITION MODULO 3
650       !
660       Ihr=1   !  INHIBITEUR DE TEMPS
670       RETURN
```

Planche 5.4

Elles montrent que l'affectation de la valeur 1 à Ihr doit être réalisée uniquement dans le programme d'action relatif à la place 3.

Dans la place 1, il est fait appel à un sous-programme de classement qui fixe les valeurs de s et k pour que la tension u_{sk} sélectionnée soit la plus élevée des tensions délivrées par la source :

$$u_{sk} = \sup (u_{ij}).$$

Les changements d'indice sont obtenus par addition modulo 3 et 2.

5. CONCLUSION

La procédure de construction d'un modèle de simulation numérique décrite dans ce chapitre (méthode "DESIGN"*) /15/ se range parmi les méthodes à orientation programme avec une organisation réalisée autour des places /6/.

Elle met en évidence l'intérêt pour le concepteur de disposer d'un langage unique pour décrire le comportement de toutes les parties commande du système pourtant fort disparates. Il arrive ainsi relativement facilement à un ensemble de sous-programmes assemblés en suivant les mêmes règles à tous les niveaux de contrôle.

Sur la base de cet outil de réflexion et de communication, l'utilisateur peut non seulement rendre compte des contraintes d'exploitation de l'équipement (mise en marche, disjonction, reconfiguration après défaut, marches dégradées /43/ etc...) mais également construire une base de données technologiques grâce à la multiplication dans les bureaux d'étude de matériels de traitement de coût raisonnable.

La structuration modulaire adoptée confère à ces modèles les qualités de transparence et de flexibilité indispensables pour rendre possible l'évolution de ces produits vers des logiciels plus élaborés /13/ /14/.

Selon le créneau de puissance visé et le domaine d'utilisation choisi, ils pourront être orientés, soit vers l'optimisation du convertisseur /53/ /44/, soit vers la conception assistée des architectures de commande microinformatiques futures /36/ /55/ /85/ /86/ /87/.

(*) Description et Simulation de Systèmes d'Interrupteurs par Graphes Normalisés

CONCLUSION

Notre travail s'inscrit dans un mouvement général de recherche qui tend à approfondir et à moderniser l'approche théorique des convertisseurs statiques. Son but est de mieux tirer parti des développements récents de l'informatique tant dans la mise en oeuvre des calculs de ces éléments que pour la conception et la mise au point de nouveaux moyens de contrôle et de commande grâce à l'apport des nombreux composants microélectroniques aujourd'hui à la disposition des constructeurs.

La maîtrise, par l'électronique de puissance, de la forme et du contrôle de l'énergie électrique se heurte cependant à deux obstacles majeurs :

Le premier, d'ordre psychologique se situe sur le plan des idées et des modes de pensée des électrotechniciens. Ceux-ci sont en général enclins à considérer les convertisseurs statiques comme des appendices prolongeant un réseau de distribution électrique plutôt qu'en tant qu'organes de contrôle capables d'assurer la conduite d'actionneurs électriques de forte puissance. Il suffit d'ailleurs de constater que la plupart des ouvrages traitant de la question développent abondamment les caractéristiques de régimes permanents mais abordent assez peu l'étude des comportements dynamiques de ces dispositifs utilisés dans des chaînes d'asservissement diverses (puissance réactive, vitesse, position etc...).

Le second, d'ordre technologique, est lié au fait que les organes de commutation de puissance apparente élevée, cependant utilisés dans l'industrie depuis plus de soixante quinze ans, n'ont pas fondamentalement remis en cause la fonction de commande déjà présente dans les tubes à

gaz (thyristors, valves à vapeur de mercure). Un thyristor moderne reste un interrupteur imparfait uniquement contrôlé à la fermeture.

Les progrès accomplis en matière d'interrupteurs totalement contrôlés de forte puissance (transistors et thyristors GTO) ne sont pas encore suffisamment déterminants pour entraîner l'essor industriel des convertisseurs qu'il serait possible de concevoir avec ces composants.

Dans le contexte de la double mutation technologique actuelle, fulgurante pour les circuits de commande et les moyens de calcul, et beaucoup plus lente pour les composants de puissance, nous avons donc cherché à poser le problème de la conversion statique de l'énergie sur la base de la modélisation des dipôles et tripôles électroniques en nous détachant autant que possible de leur technologie et de la nature de l'énergie en amont et en aval des convertisseurs.

Cette démarche, étendue aux groupements en série et en parallèle de ces éléments, débouche ainsi que les modèles fonctionnels de la plupart des convertisseurs usuels en bousculant les classifications habituelles par fonction de conversion mais en accordant néanmoins une part prépondérante aux structures triphasées d'usage courant.

Trois techniques de description se dégagent de cette étude :

La première consiste, pour les systèmes simples, à dénombrer les configurations données pour les connexions actives pour établir un réseau de Pétri d'état. Une interprétation interne permet alors de leur associer un ensemble de grafcets interdépendants qui relèvent d'une décomposition structurelle des convertisseurs en sous-systèmes liés, plus facilement accessibles aux utilisateurs car ne demandant pas une analyse globale préalable.

- Cette voie, lorsque le nombre des interrupteurs augmente, est cependant écartée au profit de l'analyse combinatoire de l'ensemble complet des configurations qui peut toujours être partitionné par une relation structurelle en classes d'équivalence, à l'intérieur desquelles les configurations se déduisent les unes des autres par permutation circulaire et symétrie. Les réseaux de Pétri d'état traduisant les transitions de classe à classe se révèlent alors relativement simples, même pour des systèmes réputés complexes. L'exemple du gradateur triphasé est particulièrement significatif à cet égard.

- La troisième technique est plus particulièrement adaptée aux systèmes multitripôles dont le commutateur élémentaire est constitué par l'association d'une diode et d'un transistor. L'ensemble des configurations sert alors de référentiel pour l'ensemble des parties défini par une partition particulière des situations de contrôle du convertisseur. Le résultat de cette analyse est un réseau de Pétri d'état structuré par la commande du convertisseur et non, comme avec les deux premières méthodes, par des considérations exclusives sur les configurations données par les interrupteurs de puissance.

Il faut, dans tous les cas, souligner le rejet systématique d'hypothèses simplificatrices sur l'environnement du convertisseur, tant au niveau de ses dispositifs de commande que des organes de puissance qu'il contrôle. Ainsi, tous les modes de fonctionnement, permanents transitoires, troublés, périodiques, dégradés etc..., sont intégrés à un modèle unique et général. Cette caractéristique fondamentale permet alors de prendre en compte d'autres convertisseurs situés dans la même chaîne de conversion sans qu'il soit nécessaire de modifier le modèle déjà proposé. Cette propriété, qui permet la construction d'un modèle global par assemblage de modèles partiels, garantit le caractère modulaire de l'ensemble des graphes de description obtenus, qui se trouvent ainsi attachés à toutes les parties commande d'un système complexe, indépendamment de leur nature et de leur nombre.

La démarche suivie peut, par conséquent, être développée aussi bien sur l'axe de puissance des systèmes pour déboucher sur l'étude de chaînes de conversion directes ou indirectes, que dans les directions des convertisseurs auxiliaires d'aide à la commutation et des dispositifs de contrôles rapproché et éloigné en vue de leur optimisation face à un cahier des charges précis.

Cette orientation, qui s'est révélée particulièrement porteuse dans le domaine du Génie Electrique, en fournissant aux chercheurs des techniques de modélisation efficaces et rapides leur permettant de prouver la faisabilité a priori de systèmes complexes originaux, ne doit pas pour

autant faire oublier les retombées pédagogiques de la méthodologie employée. Elle débouche, en effet, sur la mise en forme précise et rigoureuse d'une base de données technologique adaptée à l'outil informatique et dont les éléments sont utilisables à tous les niveaux d'enseignement.

BIBLIOGRAPHIE

/1/ H. BUHLER

Electronique de Puissance
Traité d'Electricité

Editions Presses Polytechniques Romandes

/2/ A. BELOT

Electronique de Puissance

Techniques de l'Ingénieur. Electrotechnique - PARIS

/3/ G. SEGUIER

La conversion alternatif-continu

Collection "Les convertisseurs de l'Electronique de Puissance"
Vol. 1 Technique et Documentation · ed. Paris 1984

/4/ S. THELLIEZ

Pratique séquentielle et réseaux de Pétri

Editions Eyrolles. 1978

/5/ S. THELLIEZ et J.M. TOULOTTE

Applications Industrielles du Grafcet

Editions Eyrolles 1983

/6/ S. THELLIEZ et J.M. TOULOTTE

GRAFCET et logique industrielle programmée

Editions Eyrolles 1980

/7/ G.W. BRAMS

Réseaux de Pétri : Théorie et Pratique

Editions Masson 1982

/8/ C. ROMBAUD

Etude des gradateurs triphasés et d'autres convertisseurs alternatif alternatif fonctionnant en commutation naturelle

Thèse de Doctorat d'Etat Lille 1979

/9/ BAUSIERE

Multiplicateurs statiques de fréquence fonctionnant en commutation naturelle

Thèse de Doctorat d'état 1982 Université de Lille.

/10/ G. MANESSE et C. MAIZIERES

Sur la description fonctionnelle des convertisseurs statiques. Applications aux montages redresseurs

C.R. Académie des Sciences Paris t.295, Série II, 963 (Décembre 1983)

/11/ R. LE DOEUFF

Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseurs statiques - machines tournantes

Thèse d'Etat - Juin 1981 - Nancy

/12/ C. IUNG

Contribution à la simplification et à la simulation de modèles complexes. Application à des procédés électromécaniques

Thèse d'Etat - Avril 1982 - Nancy

/13/ F. BORDRY

Synthèse des méthodes de simulation des convertisseurs statiques. Logiciel SCRIPT. Application en CAO - EAO.

Thèse d'Etat - Décembre 1985 - Toulouse

/14/ M. GRAND PIERRE - J. FAUCHER

Simulation Organisée des systèmes interconnectés électriques - SOSIE -

Journée d'Etude sur les recherches du Gréco n°22 en Electrotechnique. Septembre 1985 - Toulouse

/15/ G. MANESSE - J.P. HAUTIER - J.M. TOULOTTE

Conception simultanée des parties opératives et commande des ensembles de conversion électromécaniques. Méthode de conception DESIGN

Convention Automatique Productique - Mai 1986 - Paris

/16/ J. DU PARC

Comment choisir une structure de convertisseur

Electronique de Puissance n°12.13.14 - Novembre Décembre 1985 Janvier 1986

/17/ J. ORTUSI

Etude mathématique des circuits de l'électronique

Tome 1 : Analyse des circuits
Editions Masson 1966

/18/ H. FOCH - MARTY - J. ROUX

Use of duality rules in the conception of transistoriezd converters.

Power conversion Procecdings - Munich 1980

/19/ J.L. BERRY

Pour se rapprocher du commutateur idéal : naissance du concept MOS - BIP MOS

Electronique de Puissance n°3 Février 1984

/20/ Y. CHERON

Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistors de puissance - Synthèse du thyristor dual - Domaine d'application

Thèse de Docteur Ingénieur INP Toulouse 1982

/21/ G. MANESSE - C. MAIZIERES

Description fonctionnelle par GRAFCET des montages redresseurs

L'Ingénieur et le Technicien de l'Enseignement Technique (ITET) n° 244 - Octobre 1983

/22/ A. MOZDZER et B.K. BOSE

Three phase A C Power Control using power transistor

IEEE Transactions on Industry Applications - September October 1976

/23/ T. WIDODO

Etude des convertisseurs statiques de fréquence à transistors de puissance

Thèse de Docteur Ingénieur - Toulouse 1984

/24/ A. PERIN

Contribution à l'étude des convertisseurs directs de fréquence à transistors de puissance

Thèse de Docteur Ingénieur - Toulouse 1984

/25/ J.P. HAUTIER - G. MANESSE et B. SEURE

Sur une stratégie de commande d'un convertisseur direct tension-courant alimentant une charge monophasée

SEE. Electronique de puissance du futur - Grenoble 1985

/26/ J.P. HAUTIER and G. MANESSE

Functionnal description and working out conditions of direct static converter

EPE Bruxelles 1985

/27/ G. MANESSE

Simplification directe du graphe des états totaux d'un système séquentiel

Journée d'étude AFCET Groupe de Travail "Systèmes logiques". Synthèse des machines séquentielles industrielles - Mars 1974 - Montpellier

/28/ E. DACLIN - M. BLANCHARD

Synthèse des systèmes logiques

CEPADUES Editions 1976

/29/ H. GHESTEM

Sur la description et la programmation de manoeuvres d'ascenseur

Thèse de Docteur Ingénieur - Lille 1979

/30/ G. DELORY

Automate programmé par réseaux de Pétri

Mémoire d'Ingénieur CNAM - Lille 1978

/31/ P. NASLIN

Circuits logiques et automatismes à séquences

Dunod 1970

/32/ M. BLANCHARD

Comprendre, maîtriser et appliquer le GRAFCET

CEPADUES Editions

/33/ G. MANESSE

Organes d'asservissements électriques

Cours CNAM Centre de Lille Automatisme Industriel

/34/ B. SEURE

Description fonctionnelle et simulation numérique d'un variateur de vitesse quatre quadrants pour moteur à courant continu

Rapport de DEA - 1984 - Université des Sciences et Techniques de Lille Flandre Artois

/35/ R. CHAUPRADE

Commande électronique des moteurs à courant continu

Editions Eyrolles

/36/ B. BOUCHER

Commande optimale du déplacement d'une charge suspendue entrainée pour moteur asynchrone et gradateur

Mémoire CNAM - Lille 1984

/37/ B. FRANCE

Sur un modèle numérique pour l'étude de la dynamique du système moteur asynchrone - gradateur mixte

Rapport de DEA - 1985 - Université des Sciences et Techniques de Lille Flandre Artois

/38/ D. ROYE - R. PERRET - DUONG VAN NGHI

Modèle expérimental de réseau perturbé. Etude de l'influence des perturbations sur les convertisseurs statiques

Journées SEE. L'Electronique de Puissance du Futur - GRENOBLE Juin 1985

/39/ K. KIT SUM

Switch Mode Power conversion
Basic theory and design.

Marcel Dekker, Inc. - 1984

/40/ L. GYUGYI - B.R. PELLY

Static power frequency changers

John Wiley - New York 1976

/41/ R. CHAUPRADE - F. MILSANT

Commande électronqiue des moteurs à courant alternatif

Editions Eyrolles - Paris 1980

/42/ M. DEMONTVIGNIER

Onduleurs autonomes - Convertisseurs statiques de fréquence Hacheur

Technique de l'Ingénieur D.471 - 1972

/43/ G. MANESSE - J.P. HAUTIER - P. DUMON

Fonctionnement en marche dégradée monophasée d'un onduleur à transistors alimentant un moteur asynchrone

SEE. L'Electronique de Puissance du Futur - Grenoble 1985

/44/ G. LEDEE

Sur l'association convertisseur statique transformateur -Modélisation dynamique - Optimisation pour un fonctionnement réversible

Thèse de Doctorat - Lille - Décembre 1986

/45/ E. DESTOBBELEER

Paramètres et régimes optimaux du moteur asynchrone alimenté pour cycloconvertisseur

Thèse de Doctorat 3è cycle - 1976 - Lille

/46/ G. MANESSE - R. MILLEVILLE

Conception d'une structure de commande pour convertisseur statique Application à un cycloconvertisseur monophasé

CONUMEL - Toulouse 1983

/47/ R. MILLEVILLE

Conception d'un automate rapide pour la commande d'un convertisseur statique

Mémoire d'Ingénieur CNAM Lille 1983

/48/ R. LE DOEUFF and C. IUNG

Digital simulation of a three phase cycloconverteur including Control and firing devices

International journal "modelling and simulation"
Volume 1 n°2 - Janvier 1981 pp 119.123

/49/ F. BRICHANT

Les onduleurs autonomes

Editions Dunod 1982

/50/ F. CANIZALES

Onduleur de puissance à transistors bipolaires alimentant un générateur d'ultrasons

Thèse de Docteur Ingénieur - Université des Sciences et Techniques de Lille Flandre Artois 1986

/51/ J.P. HAUTIER

Les onduleurs à transistors

Stage de formation des maîtres Techniques Industrielles - Lille 1985

/52/ J.P. HAUTIER - G. MANESSE et C. MAIZIERES

Sur la description fonctionnelle, par réseau de Pétri, d'un onduleur en tension à transistors

CR Ac.Sciences PARIS t.297 Série II pages 565 568 - 1983

/53/ J.P. HAUTIER

Sur la description fonctionnelle et la simulation numérique d'un onduleur à transistors

Application au contrôle de la dynamique d'une machine asynchrone

Thèse de Docteur Ingénieur - Lille - Mai 1984

/54/ M. VENTURINI - A. LESINA

The generalized transformer. A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor

IEEE Power Electronics Specialists Conference 1980 pp. 242 252

/55/ B. SEURE

Sur un convertisseur direct réversible à transistors pour l'alimentation d'un moteur asynchrone diphasé.

Thèse de 3è cycle Lille 1986

/56/ J.P. HAUTIER - G. MANESSE

Description par réseau de Pétri et décomposition fonctionnelle d'un convertisseur direct réversible

C.R Acad. Sciences - Paris t.300 Série II n°20 - 1985

/57/ G. MANESSE - J.P. HAUTIER

Sur l'utilisation du grafcet pour l'étude sur microordinateur des convertisseurs statiques et de leur commande
Partie 1 : Analyse - simulation
Partie 2 : Conduite microinformatique en temps réel

Journée d'Electrotechnique du club EEA. Les outils informatiques dans l'enseignement de l'Electrotechnique Lyon Avril 1985

/58/ G. MAGGETTO

Le thyristor en électrotechnique
Le thyristor : définitions, protections - commandes

Presses Universitaires de Bruxelles - Eyrolles Editeur - Paris 1971

/59/ J.M. TOULOTTE - G. MANESSE

Programmable controllers and generalized Petri Nets.

Congrés MECO 78 Athènes - Acta Press 1978 - Vol.3 pp. 859 863

/60/ *Microprocessor and peripherical handbook*

Temporisateur programmable SAB 8253

Documentation INTEL 1983 pp. 6.139 6.144

/61/ *Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie*

Publication Thomson CSF - 1983

/62/ P. MATHYS

Méthodes numériques de modulation pour convertisseurs statiques associés à des machines asynchrones

Thèse de Docteur en Sciences Appliquées - Université Libre de Bruxelles - 1984

/63/ G. FRIEDRICH

Contribution à l'étude des possibilités de l'amplification à découpage de puissance élevée

Thèse de Doctorat - UTC Compiègne 1986

/64/ G. MANESSE - J.P. HAUTIER et G. LEDEE

Modelling and design of induction motor drive system including a safety transformer

ICEM 86 - Munich 1986

/65/ J.P. HAUTIER et G. MANESSE

Sur la commande par microprocesseur d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à transistor

Congrés AIM sur l'utilisation des semi-conducteurs de puissance en électrotechnique - LIEGE Octobre 1983

/66/ P. NASLIN
Théorie de la commande et conduite optimale
Editions Dunod - 1969

/67/ J.C. GILLES - M. PELLEGRIN - P. DECAULNES
Méthodes d'étude des systèmes asservis non linéaires
Editions Dunod - 1967

/68/ H. BUHLER
Synthèse des systèmes échantillonnés dans l'espace d'état
Traité d'électricité. Presses Polytechniques Romandes - 1983

/69/ C. FOULARD - S. GENTIL - J.P. SANDRAZ
Commande et régulation par calculateur numérique
Editions Eyrolles - 1979

/70/ H. FOCH
Classification des convertisseurs statiques
Publication interne ENSEEIHT 1983

/71/ XIAOLIANG MA
high Performance pwm frequency changers
IEEE Transactions on industry applications Vol. 1A-22 n°2
March - April 1986

/72/ E. DESTOBBELEER
Emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans les redresseurs monophasés
Thèse de Doctorat d'Etat - Lille - Décembre 1986

/73/ J.P.HAUTIER et G. MANESSE
A Pétri net computation structure for transistor inverter and induction motor
Modelling and Simulation - Electrical machines and converters IMACS 1984

/74/ F. BORDRY - D. MARTIN
Simulation of power electronic systems computational method using variable step.
Congrés EPE - Bruxelles - Octobre 1985

/75/ KARNOPP D. - ROSENBERG R.

Analysis and Simulation of Multiport Systems. The Bond Graph Approach to Physical System Dynamics

MIT Press - 1968

/76/ G. MANESSE

Cours IDN Systèmes électrotechniques - 1973

/77/ D. DINDELEUX

Technique de la régulation industrielle - 1978

Editions Eyrolles

/78/ G. MANESSE - B. LECUTIEZ

Simulation et contrôle du freinage avec récupération d'une machine synchrone

Congrés Modelling and simulation - ANS 82 - PARIS

/79/ R. LE DOEUFF and E.J. GUDEFIN

Modelling in view of digital simulation of the three phased machines associated to static converters

AIM Symposium Modelling and simulation of electrical machines and converters - Mai 1984 - Liège

/80/ B. DAVAT

Modélisation des dispositifs électromagnétiques

Thèse de Doctorat d'Etat - Toulouse 1984

/81/ Col W.T. Mc LYMAN

Transformer and Inductor Design Handbook

Dekker - New York 1978

/82/ Y. SAITO - H. SAOTOME - S. SAYONO and T. YAMAMURA

Modelling of non linear inductor exhibiting hysteresis loops and its application to the single phase parallel inverters

IEEE Transactions on magnetic Vol. MAG 19 n°5 September 1983

/83/ ADEPA Brochure

Guide d'Etude des Modes de Marches et d'arrêt - GEMMA.

/84/ M. ROMBAUD

Détermination indirecte du glissement du moteur asynchrone alimenté à tension et à fréquence variables.

Thèse de Docteur Ingénieur - Université des Sciences et Techniques de Lille FlandRES Artois - 1984

/85/ S. MAMMOUD - R. LE DOEUFF - G. ROOY - M.A. HALLER

Etude par simulation de l'échantillonnage optimal de la commande numérique d'un cycloconvertisseur triphasé

Congrés - Applied informatics - Lille - Mars 1983 pp. 151 153

/86/ G. MANESSE - J.P. HAUTIER - B. BOUCHER

Sur la commande optimale du déplacement d'une charge suspendue entraînée par moteur asynchrone et gradateur.

Colloque d'Automatique Appliquée S.EE NICE - Mai 1984 pp.293 300

/87/ G. VANHACK

Sur le contrôle d'un moteur à courant continu dans un positionnement de grande amplitude

Mémoire d'Ingénieur CNAM - Lille 1986

BIBLIOTHEQUE INTERUNIVERSITAIRE
SECTION DE SCIENCES
LILLE