UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

OUTIL D'AIDE À LA CONCEPTION DES SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT DE MACHINES ÉLECTRIQUES : EXEMPLE D'APPLICATION

MAMADOU LAMINE DOUMBIA
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET
DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MAI 2000

© Mamadou Lamine Doumbia, 2000.

National Library of Canada
Bibliothèque nationale du Canada

Acquisitions and Bibliographic Services
Acquisitions et services bibliographiques

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-57378-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée :

OUTIL D'AIDE À LA CONCEPTION DES SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT DE MACHINES ÉLECTRIQUES : EXEMPLE D'APPLICATION

présentée par : DOUMBIA Mamadou Lamine

en vue de l'obtention du diplôme de : Philisophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de :

M. BERNARD Jean-Charles, Ph.D., président
M. OLIVIER Guy, Ing., Ph.D., membre
M. MAHSEREDIAN Jean, Ing., Ph.D., examinateur externe
M. ROY Gilles, Ing., M.Sc.A., membre et directeur de recherche
M. RAJAGOPALAN Venkatachari, Ing., D. Ing., membre et codirecteur de recherche

En la mémoire de mon père :

Moriba Doumbia

REMERCIEMENTS

J'adresse mes sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de cette thèse.

Je remercie tout particulièrement messieurs Gilles Roy et Venkatachari Rajagopalan, respectivement directeur et codirecteur de recherche, pour la constante disponibilité et l'assistance technique tout au long de ce travail.

Ma profonde gratitude à mon épouse Hélène Vito et à ma famille, pour le soutien moral indéfectible, la patience et la compréhension dont elles ont fait preuve durant les nombreuses années consacrées à ce travail.

Ce travail a été réalisé grâce au support financier de la Chaire Hydro-Québec – CRSNG (Université du Québec à Trois-Rivières) et aux fonds de recherche accordés au Professeur Roy par le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et Génie du Canada (CRSNG).

RÉSUMÉ

Dans cette thèse, on propose un nouvel outil d'aide à la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques. L'outil comprend non seulement un module d'étude et de simulation des entraînements électriques, mais aussi, un module de choix guidé de leurs principales composantes structurelles. L'entraînement est analysé comme un bloc intégré dont le but est la conversion optimale de l'énergie électrique en énergie mécanique en tenant compte de critères de performance définis au cahier des charges.

Le premier volet de l'étude porte sur la mise au point d'un module de simulation avancée d'entraînements électriques. Après avoir défini des critères de classification, les principales composantes structurelles de l'entraînement sont analysées, modélisées et implantées dans l'environnement de simulation Matlab/Simulink. Une importance particulière est accordée à l'étude de la partie mécanique dont la modélisation multimasse est introduite. Cette approche permet d'étudier au besoin le phénomène de résonance mécanique qui se produit dans certains entraînements électriques. Différentes structures de convertisseurs statiques, couramment utilisées dans les entraînements, sont modélisées grâce à la technique dynamique des nœuds. L'association de ces montages aux modèles de moteurs électriques et mécanismes entraînés met en évidence l'aspect de système intégré des entraînements. Une librairie spécialisée permettant la modélisation et la simulation d'une chaîne complète d'entraînement électrique (convertisseur statique, moteur électrique, convertisseur mécanique et charge entraînée) est développée.

Le deuxième volet de l'étude porte sur le développement et l'implantation d'un module de système expert d'aide à la conception des entraînements électriques. Le système effectue un choix guidé des principales composantes structurelles de l'entraînement électrique à concevoir, de façon semblable à celle de l'expert humain. Grâce à l'expertise acquise de différentes sources, une méthode originale de classification des entraînements est élaborée. Elle regroupe les entraînements en deux groupes : conventionnels et non conventionnels. La puissance de charge est calculée,

soit par une formule empirique, soit à travers le couple et la vitesse de charge. Le système expert choisit et vérifie par la suite le moteur selon les critères d'échauffement et de surcharge. A partir d'autres informations pertinentes, à savoir la tension d'alimentation disponible, la précision de réglage souhaitée, etc., il détermine la structure appropriée du convertisseur statique et de la commande à associer au moteur. Enfin, il suggère à l'utilisateur la structure d'entraînement qui correspond le mieux au cahier des charges spécifié, en lui présentant les composantes structurelles (moteur électrique, convertisseur statique, système de commande) disponibles dans les catalogues du fabricant.

ABSTRACT

This thesis presents a new tool for the design of electrical drives systems. It contains not only a module on the study and simulation aspects of an electrical drive, but also, a guided choice module for determining the main structural elements of the drive. The electrical drive is analyzed as an integrated system the goal of which is the optimal conversion of electric energy to mechanical energy while taking into account specific performance criteria. The first part of the study concerns the realization of an advanced simulation module of electrical drives. After defining the classification criteria, the main structural elements of the drive are modeled and programmed in the Matlab/Simulink simulation environment. Multi-mass modeling of the mechanical part is introduced. This approach allows to study the mechanical resonance phenomenon that may be produced in some electrical drives. Different static converters topologies are modeled thanks to the dynamic node method. A specialized library allowing the modeling and the simulation of a complete drive system is developed.

The second part of the thesis concerns the development of an expert system aided module to the design of electrical drive systems. This module helps to make a guided choice of the main drive's components in a manner similar to the one of a human expert. Thanks to the expertise available from different technical and scientific published works, an original method of classification of the electrical drives is elaborated. The driven power load is calculated from empirical formulas or from the knowledge of the load torque and speed. The expert system chooses and verifies the chosen motor according to the heating and overloading criteria. From other pertinent information such as the available network voltage, the desired accuracy, operating environment, etc., it determines the best topology of the static power converter as well as the desired control strategy to associate with the motor. Thus, it suggests to the end user the drive structure that matches not only the specified criteria, but also to choose an available equipment from the manufacturer's catalogs.

TABLES DES MATIÈRES

DÉDICACE.....iv
REMERCIEMENTS.....v
RÉSUMÉ.....vi
ABSTRACT.....viii
TABLE DES MATIÈRES.....ix
LISTE DES TABLEAUX.....xiii
LISTE DES FIGURES.....xiv
LISTE DES SYMBOLES.....xvii

INTRODUCTION.....1
Mise en situation.....1
Problématique.....2
Objectif.....2
Importance de l'outil développé.....3
Méthodologie.....3
Plan de rédaction.....4

CHAPITRE I
SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT DE MACHINES ÉLECTRIQUES.....5
1.1 Introduction.....5
1.2 Structure d'un entraînement électrique.....5
1.2.1 Moteurs des entraînements électriques.....7
1.2.2 Convertisseurs statiques.....13
1.2.3 Système de commande.....20
1.2.4 Couples de charge.....23
1.2.5 Besoin de simulation.....25
1.3 Conclusion.....25

CHAPITRE II

PRINCIPES DE MODÉLISATION.....26

2.1 Modèle d'étude.....26

2.2 Travaux antérieurs.....27

2.3 Partie mécanique.....28

2.3.1 Couples de charge.....28

2.3.2 Référence des éléments du schéma équivalent.....29

2.3.3 Équations du mouvement.....33

2.4 Association moteur électrique – partie mécanique.....41

2.4.1 Modèle biphasé de moteur.....41

2.4.2 Modèle du moteur à courant continu – charge.....45

2.4.3 Modèle du moteur asynchrone – charge.....48

2.4.4 Modèle du moteur synchrone – charge.....51

2.5 Modélisation des composants électroniques de puissance.....52

2.5.1 Technique des nœuds.....52

2.5.2 Semi-conducteurs de puissance.....54

2.6 Ensemble convertisseur - moteur – charge.....58

2.7 Simulation de modèles multimasses d'entraînements électriques 64

2.7.1 Modèle à trois masses 64

2.7.2 Modèle à deux masses 66

2.7.3 Modèle à une masse 67

2.7.4 Phénomène de résonance mécanique 67

2.8 Conclusion.....69

CHAPITRE III

DÉVELOPPEMENT DE L'OUTIL D'AIDE À LA CONCEPTION.....70

3.1 Systèmes experts.....71

3.1.1 Base de connaissances.....73

3.1.2 Moteur d'inférence.....73
3.1.3 Interface utilisateur.....74
3.1.4 Interface de développement.....74
3.1.5 Programmes externes.....74
3.2 Applications de systèmes experts.....75
3.2.1 KNOBOS (KNOweldge-Based Operator System).....75
3.2.2 VIAD (Vibration Advisor).....75
3.2.3 STES (Steam Turbine Expert System).....76
3.2.4 PECT (Power Electronics and Control Tool).....76
3.2.5 ESCADPE (Expert System for CAD in Power Electronics).....77
3.2.6 Système Expert d'Aide à la Conception des Entraînements à Courant Alternatif.....77
3.3 Spécificités et place de l'outil développé dans le cadre de la thèse.....81
3.4 Méthodologie de développement de l'outil d'aide à la conception.....82
3.4.1 Acquisition de connaissances.....82
3.4.2 Choix du moteur.....84
3.4.3 Choix du convertisseur statique de puissance.....93
3.4.4 Choix du système de commande.....100
3.5 Conclusion.....103

CHAPITRE IV

PRINCIPES DE RÉALISATION.....104
4.1 Représentation de connaissances.....104
4.1.1 Entraînements classiques.....104
4.1.2 Entraînements définis par utilisateur.....105
4.1.3 Détermination du service de fonctionnement.....108
4.1.4 Profil du couple développé.....109
4.1.5 Convertisseur statique.....111
4.2 Principes d'implantation des connaissances.....115

4.2.1 Coquille de système expert LEVEL5 OBJECT.....116
4.2.2 Entraînements conventionnels.....112
4.2.3 Entraînements définis par utilisateur (non conventionnels).....118
4.3 Conclusion.....122

CHAPITRE V
EXEMPLES D'APPLICATION.....123
5.1 Entraînement d'une pompe centrifuge.....123
5.2 Entraînement d'une machine-outil : fraiseuse à réducteur à vis.....128
5.2.1 Principe de conception.....128
5.2.2 Réalisation du module de système.....137
5.3 Validation du choix du système expert 142
5.4 Cas des entraînements définis par utilisateur.....143
5.5 Conclusion.....145

CONCLUSION.....146

RECOMMANDATIONS DE TRAVAUX FUTURS.....148

RÉFÉRENCES.....149

ANNEXE I 157

ANNEXE II 158

ANNEXE III 159

LISTES DES TABLEAUX

3.1 Classification des entraînements.....84
3.2 Services de fonctionnement des moteurs électriques.....86
3.3 Classes d'isolation des moteurs.....87
3.4 Niveaux de tension d'alimentation des entraînements.....93
3.5 Tableau comparatif des semi-conducteurs de puissance.....95
3.6 Classification des systèmes convertisseurs – moteurs à courant alternatif.....102
5.1 Cahier des charges pour la conception d'une fraiseuse.....131
5.2 Méthodes de mesure de la position.....136

LISTES DES FIGURES

1.1 Schéma d'un entraînement électrique.....6
1.2 Classification des moteurs pour entraînements électriques.....8
1.3 Classification des convertisseurs statiques pour entraînements électriques.....14
1.4 Thyristors tête-bêche pour le montage gradateur.....17
1.5 Schéma de régulation champ orienté.....24
2.1 Schéma d'étude de l'entraînement électrique.....27
2.2 Caractéristiques de charge.....29
2.3 Exemple de schéma synoptique d'un entraînement électrique.....30
2.4 Schéma équivalent de calcul d'un entraînement électrique.....31
2.5 Schéma équivalent à trois masses.....35
2.6 Diagramme structurel d'une partie mécanique à trois masses.....36
2.7 Schéma équivalent à deux masses.....37
2.8 Diagramme structurel d'une partie mécanique à deux masses.....38
2.9 Schéma équivalent à une masse.....38
2.10 Diagramme structurel d'une partie mécanique à une masse.....39
2.11 Diagramme d'un entraînement cc à trois masses.....47
2.12 Diagramme d'un entraînement à trois masses avec un moteur asynchrone.....50
2.13 Modèle de circuit par la technique des nœuds.....53
2.14 Schéma de réalisation d'un nœud.....53
2.15 Modèle de résistance binaire d'interrupteur commandé.....54
2.16 Modèle Simulink d'une diode par la technique des nœuds.....55
2.17 Modèle Simulink d'un thyristor par la technique des nœuds.....56
2.18 Modèle Simulink d'un transistor bipolaire par la technique des nœuds.....57
2.19 Modèle Simulink d'un transistor avec diode antiparallèle.....58
2.20 Entraînement d'une pompe à l'aide d'un moteur asynchrone.....59
2.21 Modèle de simulation de l'entraînement d'une pompe.....59
2.22 Résultats de simulation (Charge type pompe appliquée à l'instant t=1.5s).....60

2.23 Résultats de simulation sur l'échelle de temps agrandi 61
2.24 Modèle de simulation de l'entraînement avec une commande MLI.....62
2.25 Réalisation Simulink de la commande MLI.....62
2.26 Résultats de simulation du processus de démarrage à vide avec une commande MLI.....63
2.27 Résultats de simulation sur l'échelle de temps agrandi.....64
2.28 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à trois masses 65
2.29 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à deux masses 66
2.30 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à une masse ..67
2.31 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à deux masses lors de la résonance mécanique 68
3.1 Pourcentage des applications de SE versus langages de programmation.....72
3.2 Schéma fonctionnel d'un système expert.....72
3.3 Montage redresseur - onduleur pour un moteur ca.....79
3.4 Montage redresseur - hacheur élévateur - onduleur pour moteur ca.....80
3.5 Montage dual redresseur - onduleur pour moteur ca.....81
3.6 Étapes de développement du système.....82
3.7 Influence de la température sur la durée de vie du moteur.....87
3.8 Classification des associations redresseurs – onduleurs.....95
3.9 Classification des convertisseurs pour entraînements ca.....99
3.10 Classification des types de commande.....101
3.11 Choix de moteurs synchrones et asynchrones selon les plages de vitesse et de puissance.....103
4.1 Méthodologie de prise de décision par le système expert.....106
4.2 Exemple de diagramme de charge.....108
4.3 Arbre de décision pour la définition du service de fonctionnement.....110
4.4 Caractéristiques couple - vitesse des moteurs asynchrones.....111

4.5 Méthodologie de prise de décision par le système expert.....114
4.6 Règle de base pour la conception d'une pompe centrifuge.....117
4.7 Règle de calcul de la puissance de la pompe.....117
4.8 Règle de choix du moteur dans le catalogue.....117
4.9 Règle de décision lors de la conception des entraînements définis par l'usager l'usager.....119
4.10 Exemple de règle de calcul de la puissance de charge.....120
4.11 Règle de calcul du facteur de marche réel.....120
4.12 Méthode de détermination du facteur de marche normalisé.....121
4.13 Règle de correction de la puissance de charge.....122
5.1 Fenêtre d'accueil du système expert.....124
5.2 Classe de base pour le calcul de la puissance de la pompe.....125
5.3 Règle de base pour la conception d'une pompe centrifuge.....125
5.4 Règle de calcul de la puissance de charge de la pompe.....126
5.5 Règle de choix du moteur dans le catalogue.....126
5.6 Règle de choix du convertisseur statique dans le catalogue.....127
5.7 Fenêtre de conclusion de la pompe.....128
5.8 Schéma synoptique d'une fraiseuse.....130
5.9 Hacheur à transistors.....136
5.10 Convertisseur triphasé tout thyristors en croix, avec courant de circulation.....137
5.11 Règle de décision lors de la conception d'une fraiseuse à réducteur.....138
5.12 Cahier des charges défini par l'utilisateur.....139
5.13 Exemple de règle de calcul de la puissance de charge.....139
5.14 Règle de calcul du couple maximal.....140
5.15 Règle de vérification du couple maximal de charge.....140
5.16 Règle de choix du convertisseur statique.....141
5.17 Fenêtre de conclusion lors de la conception de la fraiseuse.....142
5.18 Validation du choix du moteur par simulation 143
5.19 Fenêtre de choix du type d'entraînement.....144

LISTE DES SYMBOLES

C	couple électromagnétique
C_{dec}	couple de décrochage
C_{max}	couple maximal demandé par la charge
C_n	couple nominal
C_{rdem}	couple de démarrage
C_{ri}	couple résistant appliqué à l'élément i, Nm
C_{ro}	couple initial de friction, Nm
$C_{r\Sigma}$	couple résistant total, Nm
d-q	référentiel lié au rotor
D-Q	axes des enroulements d'excitation du moteur synchrone
dQ	quantité de chaleur, J
F_j	force appliquée à l'élément j, N
FM	facteur de marche
f_n	fréquence nominale, Hz
H	hauteur d'élévation d'une pompe centrifuge, m
i_a	courant d'induit, A
i_i	rapport de réduction de l'élément i
i_r	courant rotorique, A
i_s	courant statorique, A
J_i	moment d'inertie de l'élément i, kgm^2
J_Σ	moment d'inertie totale, kgm^2
$k_{i,i+1}$	rigidité de torsion entre les masses i et i+1, Nm/rad
L_a	inductance d'induit, H
L_e	inductance d'excitation, H
L_r	inductance du rotor, H

L_s	inductance du stator, H
L_{sr}	inductance mutuelle, H
P	nombre de paires de pôles
Q	débit massique, m^3/h
R_a	résistance d'induit, Ω
R_e	résistance d'excitation, Ω
R_r	résistance rotorique, Ω
R_s	résistance statorique, Ω
S	puissance apparente, VA
t_a	temps d'arrêt, s
t_c	temps de cycle, s
t_d	temps de démarrage, s
t_f	temps de fonctionnement, s
t_{fr}	temps de freinage, s
t_{fv}	temps de fonctionnement à vide, s
T_n	constante thermique de temps, s
U_a	tension d'induit, V
U_e	tension d'excitation, V
U_s	tension statorique, V
u-v	référentiel tournant à la vitesse arbitraire ω_k, par rapport au stator
v_i	vitesse linéaire de l'élément i, m/s
W_c	énergie cinétique, J
W_p	énergie potentielle, J
x_j	déplacement linéaire de l'élément j, m
x-y	référentiel tournant à la vitesse du champ électrique ω_{oe}
α-β	référentiel immobile relié au stator

$\beta_{i,i+1}$	coefficient d'amortissement entre les masses i et i+1, Nm/rad/s
ΔP	pertes de puissance
γ	poids spécifique d'un liquide, kg/m^3
φ_i	position angulaire de l'élément i, rad
ρ_j	rayon de réduction de l'élément j, m
Ψ_s	flux couplé statorique, Wb
Ψ_r	flux couplé rotorique, Wb
η	rendement
τ_a	constante de temps électrique du moteur, s
τ_e	constante de temps d'excitation du moteur, s
ϑ	différence entre les températures du moteur et ambiante, °C
ω_s	vitesse du champ électrique, rad/s
ω_r	vitesse électrique du rotor, rad/s
Ω_i	vitesse angulaire de l'élément i, rad/s

INTRODUCTION

Mise en situation

Un entraînement électrique est un système électromécanique destiné à réaliser un processus technologique grâce au mouvement d'un organe de travail. Il est généralement constitué d'un moteur électrique, alimenté par un convertisseur statique ou une génératrice, un convertisseur mécanique de mouvement, un organe de travail et un système de commande. Près de vingt-cinq pour cent (25%) des entraînements sont des entraînements à vitesse variable (Bonal, 1997). L'énorme engouement vers cette dernière classe s'explique par deux raisons fondamentales :

- les exigences de plus en plus élevées envers les entraînements (grande qualité du travail effectué ou du produit fabriqué)
- le besoin de réaliser des économies substantielles d'énergie dans un monde où les coûts de l'électricité sont constamment à la hausse.

La conception des systèmes d'entraînement électrique est une tâche assez difficile. Ceci s'explique non seulement par la grande diversité des procédés industriels, mais aussi par la nature distincte et souvent non linéaire des éléments (convertisseurs électroniques de puissance, moteurs électriques, unités de commande, parties mécaniques) entrant dans leur structure. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique produite est transformée en énergie mécanique par des entraînements électriques (Hydro-Québec, 1994; Kaplan, 2000). La conception d'un entraînement fiable et performant exige une analyse globale du système. Aussi, les connaissances nécessaires sont issues de domaines assez distincts de l'ingénierie moderne. La conception des entraînements électriques nécessite souvent une analyse très poussée par le spécialiste du domaine.

Problématique

Une revue de la littérature scientifique montre que beaucoup d'auteurs de publications sur les entraînements électriques mettent l'accent essentiellement sur l'aspect commande. Ceci est dû aux énormes progrès réalisés ces dernières décennies dans les domaines de l'électronique de puissance, de la commande des systèmes et des méthodes de traitement de l'information (Bose, 1981; Bose, 1986; Bose, 1987; Bose, 1991; Bose, 1994; McMurray, 1988; Murphy, Egan, 1983; Stefanovic 1992; Van Wyk, 1994). Néanmoins, il convient de garder à l'esprit l'aspect "système intégré" et pluridisciplinaire d'un entraînement électrique (Siemens Electric Limited, 1981; Doumbia, Roy, Rajagopalan, 1997; Bonal, 1997) : la commande du convertisseur statique dépend de la structure de celui-ci, structure choisie en fonction du type de moteur utilisé, moteur choisi en fonction de la charge à entraîner. Ainsi, l'utilisation de la technologie des systèmes experts s'avère être une voie intéressante tant dans la formation, que dans la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques (Bose, 1994; Chhaya, Bose, 1993; Chhaya, 1996; Cumbi, Shepherd, Hulley, 1996; Debebe, Rajagopalan, Sankar, 1991; Fezzani, Piquet, Foch, 1997; Filippetti, Martelli, 1992; Tutorial Pica97, 1997).

Objectif

L'objectif de ce projet est de réaliser une plate-forme de base de système expert pour l'étude et la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques. Cette plate-forme doit non seulement comprendre un environnement d'étude et de simulation des entraînements électriques, mais aussi, un environnement de choix guidé de leurs principales composantes structurelles. L'entraînement est conçu comme un bloc intégré dont le but est la conversion optimale de l'énergie électrique en énergie mécanique en tenant compte de critères de performance définis au cahier des charges.

Importance de l'outil développé

L'importance d'un tel outil est évidente dans la formation d'ingénieurs en conception de systèmes électromécaniques dans les milieux universitaires où traditionnellement, il est d'usage d'étudier séparément les disciplines comme les machines électriques, l'électronique de puissance et de commande, la mécanique, etc. L'outil pourra aussi être utile à l'ingénieur-conseil, pour la détermination de la structure de base et l'évaluation préliminaire des caractéristiques de certains types d'entraînements.

Le projet fait suite à des travaux de recherche effectués conjointement à l'Université du Québec à Trois-Rivières et à l'École Polytechnique de Montréal (Ba-Razzouk, Debebe et al. 1996; Gheorghe, 1995).

Méthodologie

Le projet est structuré en deux grandes parties. Dans la première partie, l'analyse globale du système d'entraînement électrique est effectuée. Dans celle-ci, on procède à la mise en place d'une méthode de simulation raffinée des entraînements dans l'environnement Matlab/Simulink. Cet environnement a été retenu parce qu'il représente un outil très puissant d'analyse, de modélisation et de simulation des systèmes dynamiques non linéaires et est d'utilisation répandue dans les milieux universitaires et industriels. La méthode de travail retenue est celle du développement modulaire, qui consiste à :

- distinguer et caractériser les principaux éléments du système d'entraînement;
- élaborer les modèles de simulation;
- implanter les modèles développés dans l'environnement Matlab/Simulink;
- valider les modèles retenus.

Le système d'entraînement est finalement obtenu par l'intégration des différents modules.

La deuxième partie de la thèse traite le développement de l'outil d'aide à la conception, proprement dit. Il utilise la technique des systèmes experts et permet de faire un choix guidé des principaux éléments d'un système d'entraînement électrique répondant aux exigences et spécificités d'un cahier des charges donné. Sa méthodologie de réalisation consiste à :

- recueillir les connaissances et savoir-faire (informations pertinentes, méthodes de prise de décisions, etc.) utilisés par des spécialistes hautement qualifiés (experts) lors du choix des différents éléments d'un système d'entraînement électrique. Ce processus est appelé acquisition de connaissances
- structurer et traduire sous forme de règles informatiques de prise de décisions, les connaissances recueillies. Ce processus est appelé représentation de connaissances
- implanter les connaissances acquises et développer un interface utilisateur permettant une communication efficace entre le système et son utilisateur
- valider l'outil développé.

Plan de rédaction

Le chapitre 1 de la thèse décrit les systèmes d'entraînement et propose une classification de leurs principales parties. Le chapitre 2 est consacré à la modélisation de l'entraînement vu comme un système intégré. Le chapitre 3 expose la méthodologie de développement de l'outil d'aide à la conception des entraînements. Le chapitre 4 donne les principes de réalisation de l'outil de choix guidé pour la conception des entraînements électriques. La coquille de système expert Level 5 a été utilisée à cette fin. Deux exemples d'application sont traités dans le chapitre 5. Le travail se termine par une conclusion et des recommandations de recherche future.

CHAPITRE I
SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT DE MACHINES ÉLECTRIQUES

1.1 Introduction

Le champ d'application balayé par les entraînements électriques ne cesse de s'étendre de jour en jour. On les trouve actuellement dans tous les domaines de l'industrie, dans les centrales électriques ainsi que dans les systèmes de transport et de manutention. Dans les pays développés, plus de 60% de l'énergie électrique produite est consommé et transformé en énergie mécanique par des entraînements électriques. Ces derniers se sont imposés aux autres types d'entraînements grâce aux avantages suivants (Leonhard, 1988) :

- grandes étendues de plages de la puissance, du couple élevé et de la vitesse
- rendement élevé
- contrôle rapide et précis de la puissance mécanique produite
- longue durée de vie
- températures ambiantes et environnements d'opération, variés.

1.2 Structure d'un entraînement électrique

Un entraînement électrique est un système électromécanique destiné à réaliser un processus technologique grâce au mouvement d'un organe de travail. Selon (Bonal, 1997), (figure 1.1), il est constitué d'un moteur électrique, alimenté par un convertisseur statique ou une génératrice, d'un système de commande et d'une charge.

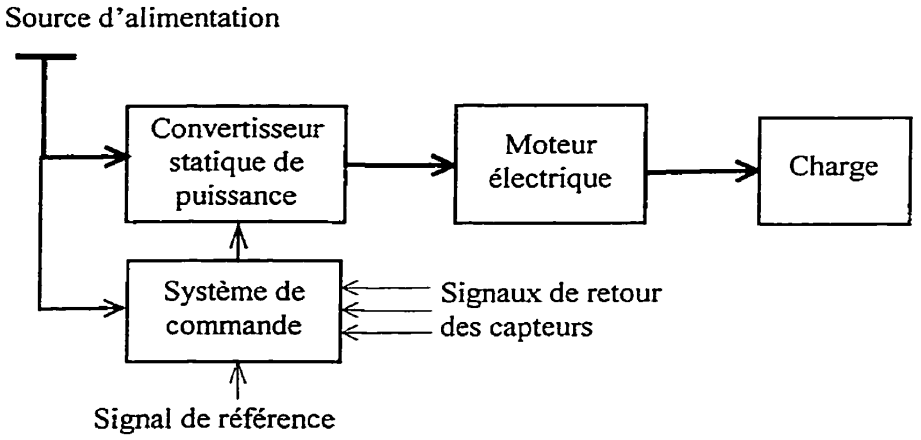


Figure 1.1 Schéma d'un entraînement électrique

La puissance électrique fournie par la source d'alimentation (réseau électrique ou système autonome) au convertisseur de puissance, est transformée en puissance électrique réglable. Cette dernière est transformée en puissance électromagnétique et mécanique par le moteur. Le moteur est en fait un convertisseur électromécanique dont le rotor peut être associé à la partie mécanique de l'entraînement électrique. La puissance mécanique à l'arbre du moteur est transmise à la charge par l'intermédiaire d'un convertisseur mécanique. Le système de commande peut varier d'un simple bouton poussoir à un ordinateur de commande. En général, il élabore les signaux de commande des semi-conducteurs du convertisseur statique, à partir des consignes de pilotage du procédé et des mesures de tension, courant, vitesse, couple, accélération, ... fournies par les divers capteurs placés à l'entrée et à la sortie du convertisseur et sur l'arbre du moteur. Le convertisseur statique, alimenté par le réseau industriel, transforme la présentation de l'énergie électrique pour lui donner la forme désirée (tension, courant, fréquence). En d'autres mots, il régule le flux de puissance nécessaire au moteur de façon à obtenir les performances dynamiques désirées. Bien que ne constituant pas la majorité, les entraînements à vitesse variable constitue la classe d'entraînements qui a le plus attiré l'attention des chercheurs au cours des dernières années. Ils présentent les avantages suivants liés à la variation de leur vitesse :

- économie d'énergie
- amélioration du contrôle du procédé (accroissement de la qualité du produit)
- réduction des frais d'entretien
- prolongement de la durée de vie de l'équipement.

1.2.1 Moteurs des entraînements électriques

Les entraînements électriques utilisent des moteurs à courant continu et à champ tournant. Il existe plusieurs critères de classification des moteurs. Selon la nature de la source d'alimentation, on distingue les moteurs à courant continu et les moteurs à courant alternatif (figure1.2) (Fink, Beaty, 1993; Siemens, 1983). Les sections qui suivent, donnent une brève description des moteurs les plus utilisés dans les entraînements.

- **Entraînements par moteurs à courant continu**

La tension de sortie d'un redresseur piloté (commuté) par le réseau se compose d'une composante continue à laquelle est superposée une composante alternative dont la valeur dépend de l'indice de pulsation du convertisseur et de sa profondeur de réglage. Cette ondulation résiduelle de la tension continue se traduit dans le circuit d'induit par une ondulation de courant dont l'amplitude dépend, entre autres, de l'inductance totale du circuit d'induit. Plus l'indice de pulsation et la profondeur de réglage sont élevés (indice de pulsation 6 dans le cas d'un pont triphasé, par exemple), plus le courant et la tension se rapprochent d'une forme d'onde purement continue. Une diminution de l'indice de pulsation (indice de pulsation 2 dans le cas d'un pont monophasé) se traduit par une augmentation de l'ondulation du courant et par conséquent des sollicitations supplémentaires du moteur, telles que :

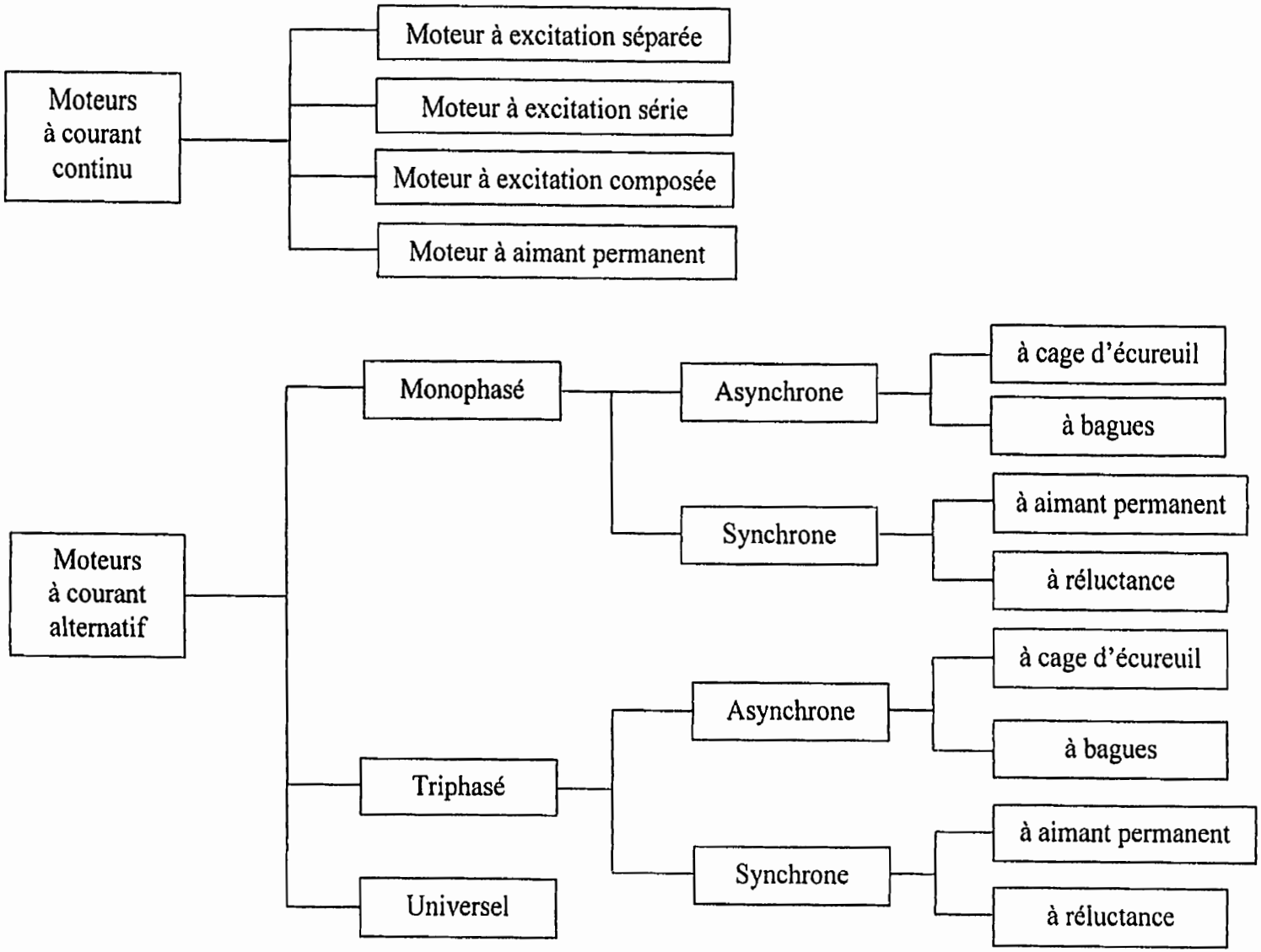


Figure 1.2 Classification des moteurs pour entraînements électriques

- sollicitations accrues de commutation dans les moteurs non entièrement feuilletés, en raison de l'amortissement de la composante alternative du flux des pôles de commutation
- contraintes thermiques supérieures dues à une valeur efficace plus élevée du courant et des pertes complémentaires dues à une répartition inégale de la densité de courant dans les enroulements.

En raison de ses bonnes propriétés de commutation, le moteur à courant continu n'exige pas d'inductance de lissage lorsqu'il est alimenté par un convertisseur à indice de pulsation 6. Une telle inductance devient cependant nécessaire s'il est alimenté en indice de pulsation 2, ceci en vue d'obvier à un surdimensionnement du moteur et de permettre malgré tout la réalisation d'un entraînement économique.

- Moteurs à courant continu à excitation séparée

Les moteurs c.c. à excitation séparée sont presque exclusivement utilisés pour les entraînements régulés. Dans ce cas, la tension d'induit et le couple sont nettement découplés en raison de l'alimentation distincte de l'induit et des inducteurs. De ce fait, le fonctionnement du moteur se prête à une large adaptation aux exigences du mécanisme entraîné. La variation de la vitesse s'obtient simplement par action sur la tension d'induit et/ou sur le courant d'excitation.

- Moteurs à aimants permanents

Les moteurs c.c. à excitation par aimants permanents se sont imposés dans le secteur des entraînements de machines-outils. Ils se distinguent des moteurs à excitation séparée sur les points suivants (Siemens, 1981) :

- caractéristiques couple-vitesse; leur couple est maximal à proximité de la vitesse nulle et décroît à vitesse croissante
- meilleur rendement en raison de l'absence de pertes dans l'enroulement inducteur
- économie de l'alimentation d'excitation.

Les moteurs c.c. à aimants permanents trouvent un vaste champ d'application dans les entraînements d'avance sur les machines-outils, car ils satisfont optimalement aux exigences imposées par ces machines à la caractéristique couple-vitesse.

- **Entraînements par moteurs à courant alternatif**

Les moteurs triphasés à vitesse variable sont alimentés pour la plupart par des convertisseurs indirects et parfois par des cycloconvertisseurs ou des gradateurs triphasés; les grandeurs fixant la vitesse de rotation, telles que la fréquence et la tension, étant susceptibles d'un réglage progressif. Ce mode d'alimentation a aussi pour conséquence que les tensions et courants parvenant au moteur triphasé s'écartent de la forme d'onde sinusoïdale et occasionnent ainsi un supplément de sollicitations ainsi qu'une modification des caractéristiques de fonctionnement.

- Moteurs asynchrones à cage

Le moteur asynchrone triphasé à cage est le plus connu. Il s'est imposé grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction et sa facilité d'entretien. Il est destiné en premier lieu aux entraînements à vitesse unique. Ces moteurs possèdent une inductance de fuite relativement élevée pour la limitation du courant d'appel à l'enclenchement. Afin d'obtenir un couple de décollage suffisant, les rotors sont dimensionnés de manière à obtenir une grande inégalité de la distribution du courant dans la section des barres. Chacune de ces deux propriétés essentielles d'un moteur à cage normal se répercute d'une façon différente suivant le type de convertisseur statique utilisé pour l'alimentation. Ce type de moteur, alimenté par un convertisseur indirect à courant ou tension imposée, est le siège de sollicitations supplémentaires :

- pertes accrues dans le moteur occasionnées par les harmoniques de courant ou de tension à la sortie du convertisseur, d'où la nécessité de réduire le couple admissible du point de vue thermique

- réduction de l'effet de refroidissement par le ventilateur monté sur l'arbre du moteur lors du fonctionnement à basse vitesse
- lors du fonctionnement à des fréquences supérieures à 50/60 Hz, l'augmentation de vitesse se traduit par un accroissement de l'efficacité de refroidissement; mais celle-ci n'est cependant pas suffisante pour évacuer le supplément de chaleur engendrée par les pertes fer, ce qui oblige également à réduire le couple.

- Moteurs asynchrones à bagues

Dans ce cas, la variation de la vitesse est obtenue soit par une cascade hyposynchrone dans le circuit rotorique soit par un gradateur triphasé dans l'alimentation du moteur. Pour le montage avec cascade hyposynchrone, l'onduleur oppose une contre-tension qui impose une vitesse de rotation telle que la tension induite dans le rotor s'équilibre avec cette contre-tension. La variation de vitesse s'obtient donc en faisant varier la contre-tension et donc l'angle de conduction des thyristors de l'onduleur. La puissance de glissement est récupérée et restituée au réseau par la cascade.

Le grand avantage de ce type d'entraînement réside dans le dimensionnement du convertisseur, qui ne doit être prévu que pour la puissance de glissement, c'est à dire plus la plage de variation sera petite, plus la puissance et le coût du convertisseur seront faibles. La présence du convertisseur statique dans le circuit rotorique impose une forme d'onde du courant rotorique non sinusoïdale. Il en résulte des pertes supplémentaires dues aux harmoniques qui exigent l'utilisation à couple réduit par rapport à sa valeur nominale.

Le montage d'un gradateur triphasé à thyristors dans le circuit d'alimentation statorique permet de réduire la tension statorique et donc le flux dans la machine, ce qui se traduit par une augmentation du glissement et par conséquent une diminution de la vitesse. En complétant ce montage par une insertion de résistances dans le circuit rotorique, on en tire un double avantage : d'une part, la caractéristique vitesse-couple du moteur peut être déplacée de manière à obtenir des points d'intersection stables avec la

caractéristique du couple résistant de la machine entraînée, et d'autre part, les pertes de glissement du circuit rotorique prennent naissance en majeure partie à l'extérieur du moteur, à savoir dans les résistances.

- Moteurs synchrones triphasés à aimants permanents

Ces moteurs sont conçus spécialement pour être alimentés par convertisseurs indirects et sont dimensionnés en conséquence. Du point de vue construction, on distingue les moteurs à rotor intérieur et à rotor extérieur. De l'extérieur, les moteurs à rotor intérieur présentent le même aspect que les moteurs triphasés à cage. L'enroulement d'excitation usuelle sur les machines synchrones est remplacé par des aimants permanents. L'absence de pertes d'excitation et de pertes de glissement alliée à l'utilisation de tôles de haute qualité donne un bilan de pertes extrêmement avantageux, ce qui permet à ces moteurs de développer une puissance nettement supérieure à celle des moteurs à cage de mêmes dimensions. Étant donné qu'un moteur sans cage de démarrage n'est pratiquement le siège de pertes qu'au niveau du stator et de plus, que parmi celles-ci, les pertes fer diminuent avec le carré de la fréquence (Siemens, 1981), ces moteurs se prêtent au fonctionnement avec le plein couple nominal dans une grande plage de variation de la vitesse, sans qu'il ne soit nécessaire de prévoir un refroidissement séparé. Les moteurs synchrones à aimants permanents donnent d'excellents résultats dans de nombreuses branches industrielles, notamment pour les entraînements multimoteurs, mais aussi pour les entraînements de machines individuelles.

- Moteurs à réluctance

Le moteur à réluctance est un moteur synchrone avec une structure saillante de rotor, mais qui n'a pas d'enroulement d'excitation, ni d'aimant permanent. Les enroulements statoriques produisent le flux d'entrefer qui induit le champ rotorique. Ce dernier tend à s'aligner sur le champ statorique.

1.2.2 Convertisseurs statiques

La gamme de convertisseurs statiques disponible pour les entraînements électriques par moteurs à courants continu ou alternatif, est caractérisée par une grande diversité de montages et de versions (figure 1.3). Cette section présente ceux qui sont d'utilisation courante dans le domaine des entraînements électriques.

- **Convertisseurs pour moteurs à courant continu**

Les ensembles convertisseurs - moteurs à courant continu sont caractérisés par un nombre relativement faible de montages de base et de procédés de régulation. Le profond engouement pour ces systèmes d'entraînement découle des propriétés avantageuses du moteur à courant continu en ce qui concerne la dynamique et la précision de régulation alliées à celles des convertisseurs répondant aux exigences les plus sévères. Parmi les facteurs de ce succès, il convient encore de citer le rapport avantageux coûts / performances. La réalisation des entraînements par moteur à courant continu fait appel aux convertisseurs suivants.

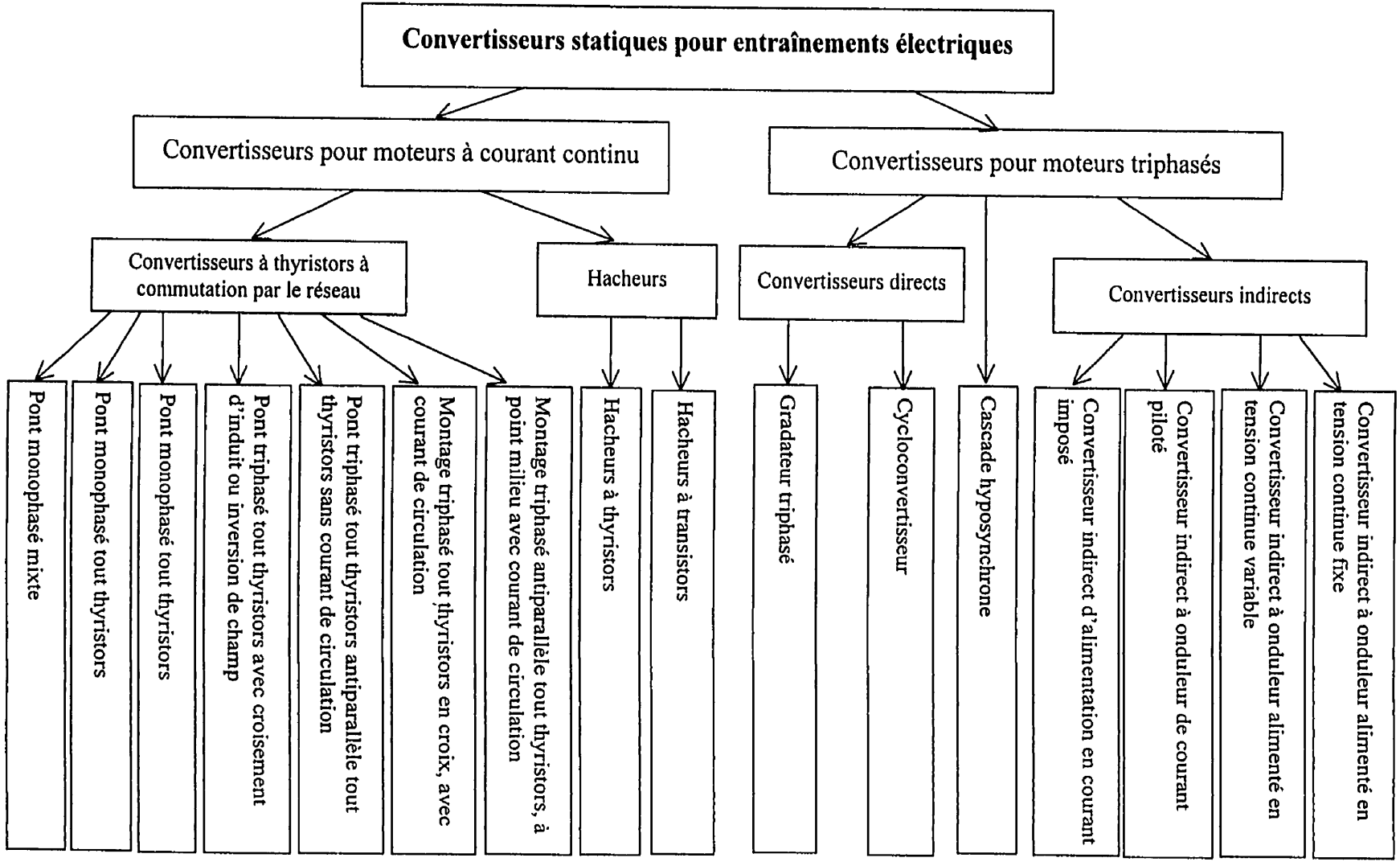


Figure 1.3 Classification des convertisseurs statiques pour entraînements électriques

- Convertisseurs à thyristors à commutation par le réseau

Ces convertisseurs sont les organes de réglage de puissance les plus répandus pour la variation de vitesse de moteurs shunt à courant continu. Les montages les plus utilisés sont :

- le montage en pont monophasé mixte
- le montage en pont monophasé tout thyristors
- le montage en pont triphasé tout thyristors
- le montage en pont triphasé tout thyristors avec croisement d'induit ou inversion de champ
- le montage triphasé antiparallèle tout thyristors sans courant de circulation
- le montage en croix tout thyristors, avec courant de circulation
- le montage triphasé antiparallèle tout thyristors, à point milieu, avec courant de circulation.

Le choix du montage adéquat est dicté par différents critères : réversibilité de la marche et du couple, ondulation résiduelle du courant d'induit, réaction sur le réseau d'alimentation, etc.

Les montages monophasés sont surtout destinés aux basses puissances, le facteur coûts y étant aussi pour quelque chose. Le pont triphasé jouit d'une large diffusion, notamment en montage unidirectionnel pour les entraînements uniquadrants. Le croisement d'induit et l'inversion de champ par contacteurs permettent d'obtenir à moindres coûts un entraînement quatre quadrants, dans la mesure où les exigences quant à la dynamique de régulation (notamment dans le cas de l'inversion de champ), à la fréquence d'inversion du couple et au temps mort à couple nul, peuvent être satisfaites. Les montages antiparallèles et les montages à courant de circulation satisfont à des impératifs plus sévères. Ces montages exigent cependant toujours un convertisseur double (réversible) et par conséquent une mise en œuvre de matériel plus importante.

L'électronique de commande et de régulation d'un convertisseur à thyristors est caractérisée par une subdivision claire en groupes fonctionnels et par l'utilisation

renforcée de circuits intégrés. Les blocs d'amorçage, par exemple, regroupent sous un volume restreint des circuits intégrés spéciaux assurant la génération d'impulsions et la synchronisation. En règle générale, un moteur à courant continu est pourvu d'une régulation en cascade, c'est à dire, d'un régulateur de courant recevant sa référence du régulateur de vitesse. Si nécessaire, des régulateurs de courant adaptatifs réalisent une adaptation optimale du système réglé. L'équipement standard d'un convertisseur comprend également un automatisme de mise sous tension, différents organes de surveillance et souvent une alimentation d'excitation.

- Hacheurs à thyristors

Ces convertisseurs trouvent leur emploi lorsque l'on dispose d'une source unique de tension continue pour l'alimentation d'un moteur à courant continu de grosse puissance. Tel est le cas sur la plupart des réseaux ferroviaires urbains et suburbains. Les hacheurs à thyristors se sont donc imposés en tant qu'organes de réglage de puissance pour les moteurs série à courant continu dans les métros et tramways.

- Hacheurs à transistors

Les hacheurs à transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) complètent la gamme des convertisseurs à thyristors, notamment dans le domaine des faibles puissances. Cette technologie est particulièrement intéressante pour les entraînements d'avance sur les machines-outils, dont l'augmentation de puissance exige de satisfaire à des impératifs de dynamique de plus en plus sévères.

- **Convertisseurs pour entraînements par moteurs triphasés**

Les entraînements par moteurs triphasés sont employés actuellement dans des secteurs fermés aux moteurs à courant continu pour des raisons de puissance, vitesse, environnement ou prix. Les critères majeurs militant en faveur des entraînements par moteurs triphasés sont :

- synchronisme parfait sur les entraînements multimoteurs (moteurs synchrones)
- vitesses élevées
- puissances élevées
- faible inertie du rotor
- haute puissance massique
- faibles servitudes d'entretien
- utilisation en atmosphère explosive

Malheureusement, les avantages au niveau du moteur sont contrebalancés par le coût élevé de l'électronique de puissance et de régulation, notamment lorsque l'entraînement doit satisfaire à des exigences sévères en matière de dynamique de régulation. Afin de minimiser les coûts des entraînements et de pouvoir proposer la solution technique optimale à chaque cas d'application, on trouve un plus grand nombre de montages convertisseurs que pour les entraînements à moteurs à courant continu.

- Gradateur triphasé

Le gradateur triphasé se prête à une commande par réglage de phase de la tension statorique de moteurs triphasés à cage et à bagues. Chaque phase comporte deux thyristors tête-bêche (figure 1.4). En faisant varier l'angle de conduction des thyristors au cours de chaque alternance de la tension statorique, ce qui se traduit par un abaissement de la caractéristique couple-vitesse, la vitesse du moteur peut être variée dans certaines limites à fréquence constante. Le rotor étant le siège de pertes Joule fort importantes, ce mode de variation de la vitesse sera réservée aux moteurs fonctionnant en service intermittent et aux moteurs de faible puissance dont le surdimensionnement n'entraîne pas une augmentation notable du coût.

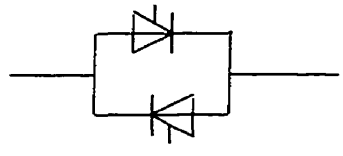


Figure 1.4 Thyristors tête-bêche pour le montage gradateur

- Cycloconvertisseur

Ce type de convertisseur transforme directement l'énergie du réseau à la fréquence requise par le moteur. Les moteurs alimentés par cycloconvertisseurs peuvent fonctionner dans les quatre quadrants. La fréquence limite supérieure est fixée par le principe même de conversion. Elle se situe vers 45% de la fréquence du réseau d'alimentation. Les cycloconvertisseurs sont destinés à l'alimentation de moteurs à nombre de pôles élevé et de forte puissance, en vue d'obtenir des vitesses basses sans réducteur. Les formes d'ondes quasi sinusoïdales du courant et de la tension de sortie permettent d'obtenir une ondulation extrêmement faible du couple.

- Cascade hyposynchrone

Une solution économique pour l'exploitation des moteurs triphasés à bagues à petite plage de variation de vitesse consiste à insérer un convertisseur indirect à onduleur de courant dans le circuit rotorique. La puissance de glissement qui prend naissance dans le rotor est d'abord redressée par un pont à diodes pour être ensuite restituée au réseau par un onduleur à commutation par le réseau. En agissant sur la profondeur de réglage de l'onduleur, on peut faire varier la tension rotorique et ainsi la vitesse du moteur. Les coûts du convertisseur croissent avec l'élargissement de la plage de variation de vitesse. La cascade hyposynchrone est donc utilisée de préférence pour les applications ne nécessitant qu'une petite plage de variation de vitesse.

- Convertisseur indirect d'alimentation à courant imposé

Le montage se compose d'un redresseur tout thyristors à commutation par le réseau qui, par l'intermédiaire d'une self, impose un courant continu dans le circuit intermédiaire. Un onduleur autocommuté commute ce courant sur l'enroulement du moteur de manière à reconstituer le champ tournant. Grâce à un pilotage approprié en fréquence de l'onduleur, on obtient à la sortie du convertisseur un système triphasé de fréquence variable avec une forme d'onde de courant en créneaux. L'onduleur

fonctionne avec extinction séquentielle des phases. Le thyristor en conduction est éteint par la décharge de l'un des condensateurs de commutation branchés entre les phases, la décharge du condensateur étant initialisée par l'amorçage du thyristor de la phase suivante. Ce convertisseur est surtout utilisé pour les entraînements de machines uniques par moteurs triphasés asynchrones. Il offre l'avantage de se prêter au fonctionnement dans les quatre quadrants. En inversant la polarité de la tension dans le circuit intermédiaire et en gardant le même sens de circulation du courant, on obtient la restitution de l'énergie au réseau d'alimentation. L'inversion du couple s'obtient en permutant des phases dans l'onduleur.

- Convertisseur indirect à onduleur de courant piloté

Ce convertisseur se compose d'un redresseur tout thyristors commuté par le réseau, d'une self de lissage dans le circuit intermédiaire et d'un onduleur autocommuté ou commuté par la machine. La combinaison d'un tel convertisseur avec un moteur synchrone donne un ensemble d'entraînement présentant des propriétés dynamiques particulièrement avantageuses. L'onduleur est piloté par un capteur de position du rotor incorporé dans le moteur synchrone ou par la tension du moteur. L'onduleur piloté par le moteur assume une fonction équivalente à celle du collecteur d'un moteur à courant continu. Ce convertisseur se prête au fonctionnement dans les quatre quadrants. Le montage est aussi connu sous le nom de moteur synchrone autopiloté ou autosynchrone.

- Convertisseurs indirects à onduleur alimenté en tension continue variable

Ces convertisseurs comportent du côté machine un onduleur autocommuté à six pulsations transformant la tension continue imposée variable en un système de tension triphasée à fréquence variable. Suivant la source de tension continue variable, on distinguera les deux variantes. Dans la première variante, la tension continue variable est fournie directement par le redresseur tout thyristors commuté par le réseau, alors que la deuxième variante fait appel à la combinaison d'un redresseur à diodes commuté par le réseau et d'un hacheur à thyristors. Cette dernière variante permet le raccordement du

circuit à tension continue constante à un jeu de barre secouru, pour le cas où l'entraînement doit continuer à fonctionner en présence de coupures de réseau de courte durée. De part leur principe, ces convertisseurs sont destinés à la constitution d'entraînements multimoteurs, tels que dans les industries textiles ou de fibres chimiques. Ils sont généralement dotés d'une commande par la caractéristique tension-fréquence. La tension est asservie à la fréquence de manière à obtenir un rapport V/F constant, et donc un flux approximativement constant pour toute la plage de variation de la vitesse.

- *Convertisseurs indirects à onduleur alimenté en tension continue fixe*

Ces convertisseurs comportent généralement du côté réseau un redresseur à diodes à commutation par le réseau et peuvent de ce fait aussi être raccordés à un jeu de barres à tension continue fixe ou secourue. Le réglage de l'amplitude de la tension de sortie du convertisseur est obtenue par modulation de largeur d'impulsions (MLI) de l'onduleur autocommuté, d'où le nom de convertisseur indirect à onduleur MLI. Les entraînements à convertisseur indirect à onduleur MLI se distinguent par la plage étendue de variation de vitesse et par leurs excellentes propriétés dynamiques.
Si des applications spéciales requièrent un fonctionnement dans les quatre quadrants avec récupération d'énergie, le redresseur devra être réalisé en version convertisseur réversible tout thyristors ou à transistors avec diodes antiparallèles.

1.2.3 Système de commande

La commande d'un entraînement doit assumer quatre tâches essentielles :

- piloter la grandeur réglée (vitesse, couple par exemple) conformément au problème technologique d'entraînement à résoudre
- supprimer les influences perturbatrices sur la grandeur réglée, dues aux variations de charge sur l'arbre d'entraînement ou aux fluctuations de la tension du réseau

- respecter certaines grandeurs d'exploitation (flux, courant par exemple) afin d'assurer une utilisation optimale du moteur et du variateur
- éviter les sollicitations inadmissibles de tous les constituants de l'entraînement par des interventions limitatrices (limitation du courant par exemple).

Les entraînements simples de pompes et de ventilateurs par exemple sont classés parmi ceux exigeant une moindre qualité de régulation. Ils ne fonctionnent généralement que dans un sens de rotation et sans freinage (fonctionnement dans un seul quadrant). Il revient à la régulation de maintenir contante la vitesse de rotation, la dynamique et la précision n'étant pas des paramètres de première importance.

Il y a, par contre, d'autres types d'entraînements (certaines machines-outils par exemple) qui exigent une dynamique très sévère dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

◻ Commande des moteurs à courant continu

Le moteur à courant continu possède des performances de régulation exceptionnelles grâce à sa constitution et à son principe de fonctionnement. Il est caractérisé par la position en quadrature des champs produits par l'inducteur et l'induit. Il en résulte un couple proportionnel au produit vectoriel du flux par le courant d'induit.

$$C = \psi . i_a \tag{1.1}$$

Contrairement aux moteurs triphasés, la séparation entre circuit d'induit et circuit d'excitation permet d'adopter pour les moteurs à courant continu un procédé de commande unifié en cascade. Dans ce cas, le réglage du courant d'induit est asservi à celui de la vitesse.

- **Commande des moteurs à courant alternatif**

Si l'on considère uniquement les nombreuses variantes possibles résultant de la combinaison d'un moteur synchrone ou asynchrone et d'un des types de convertisseurs connus, il en découle que le réglage sera amené à satisfaire, à des exigences en partie très différentes. Les performances de réglage des moteurs asynchrones et synchrones alimentés par convertisseurs statiques sont caractérisées par les faits suivants :

- sur le moteur asynchrone, existence d'un seul enroulement (stator) accessible en tant qu'entrée de réglage
- sur le moteur synchrone, existence d'une entrée de réglage supplémentaire (enroulement polaire ou d'excitation); mais, contrairement au moteur à courant continu, importante réaction d'induit (réaction du courant statorique et donc du couple sur le flux)
- en conséquence, interdépendance serrée des deux grandeurs réglantes flux et couple
- importance du retour tachymétrique ou du capteur de position du rotor pour l'amélioration des performances de réglage (découplage partiel de structure)

La commande flux orienté sera utilisée pour des applications réclamant des performances dynamiques très poussées. On s'appuie sur le principe d'action du moteur à courant continu : commande du flux et du couple par entrées de réglage séparées. Le principe fait appel à deux boucles de réglage agissant sur les composantes du courant statorique i_μ et i_w intervenant respectivement pour la production du flux et la production du couple. C'est le rôle des deux régulateurs 11 et 12 sur la figure 1.5, (Siemens, 1981). L'obtention des valeurs instantanées i_μ et i_w demande la disponibilité du vecteur tournant représentant le flux dans la machine. Les informations concernant la position et le module de ce vecteur sont recueillies à partir du courant et de la tension du moteur (modèle du flux 6). Compte tenu des informations concernant la position du vecteur flux (angle ψ), le circuit de rotation de vecteur 9 convertit les composantes de courant mesurées i_α et i_β (grandeurs alternatives) en composantes de courant orientées champ i_μ

et i_W (grandeurs continues). Les régulateurs de courant magnétisant 11 et de courant actif 12 montés en cascade respectivement avec le régulateur le flux 13 et le régulateur de vitesse 14 fournissent les grandeurs réglantes nécessaires à l'obtention du point de fonctionnement désiré. Tout comme les valeurs instantanées i_μ et i_W, il s'agit de grandeurs continues orientées champ, qui sont découplées par le circuit 10 avant d'être reconverties par le circuit de rotation de vecteur 8 en vecteur tournant à la fréquence du moteur. Après la transformation de coordonnées (7), on obtient les trois références courant de phases pour les régulateurs de courant 4. La commande à flux orienté confère au moteur asynchrone une dynamique de régulation équivalente à celle du moteur à courant continu.

En ce qui concerne le réglage des moteurs synchrones, les problèmes et leur solution sont en principe les mêmes que pour les moteurs asynchrones, à la différence que l'enroulement polaire offre une entrée de réglage supplémentaire - courant d'excitation. Ce dernier permet d'agir sur le facteur de puissance en plus des possibilités d'action sur le flux et le couple.

1.2.4 Couples de charge

Les couples de charge (couples résistants) présents dans les entraînements électriques sont d'une grande variété. Des cas typiques sont :

- les machines d'enroulement à tension constante, les machines-outils (foreuses, tours, fraiseuses, etc.)
- les bandes de convoyeurs, les grues, les pompes à déplacement positif, agitateurs, extrudeuses, treuils, etc.
- les machines pour le traitement des matériaux, machines à lisser, etc.
- les machines à forces centrifuges (pompes, ventilateurs, etc.).

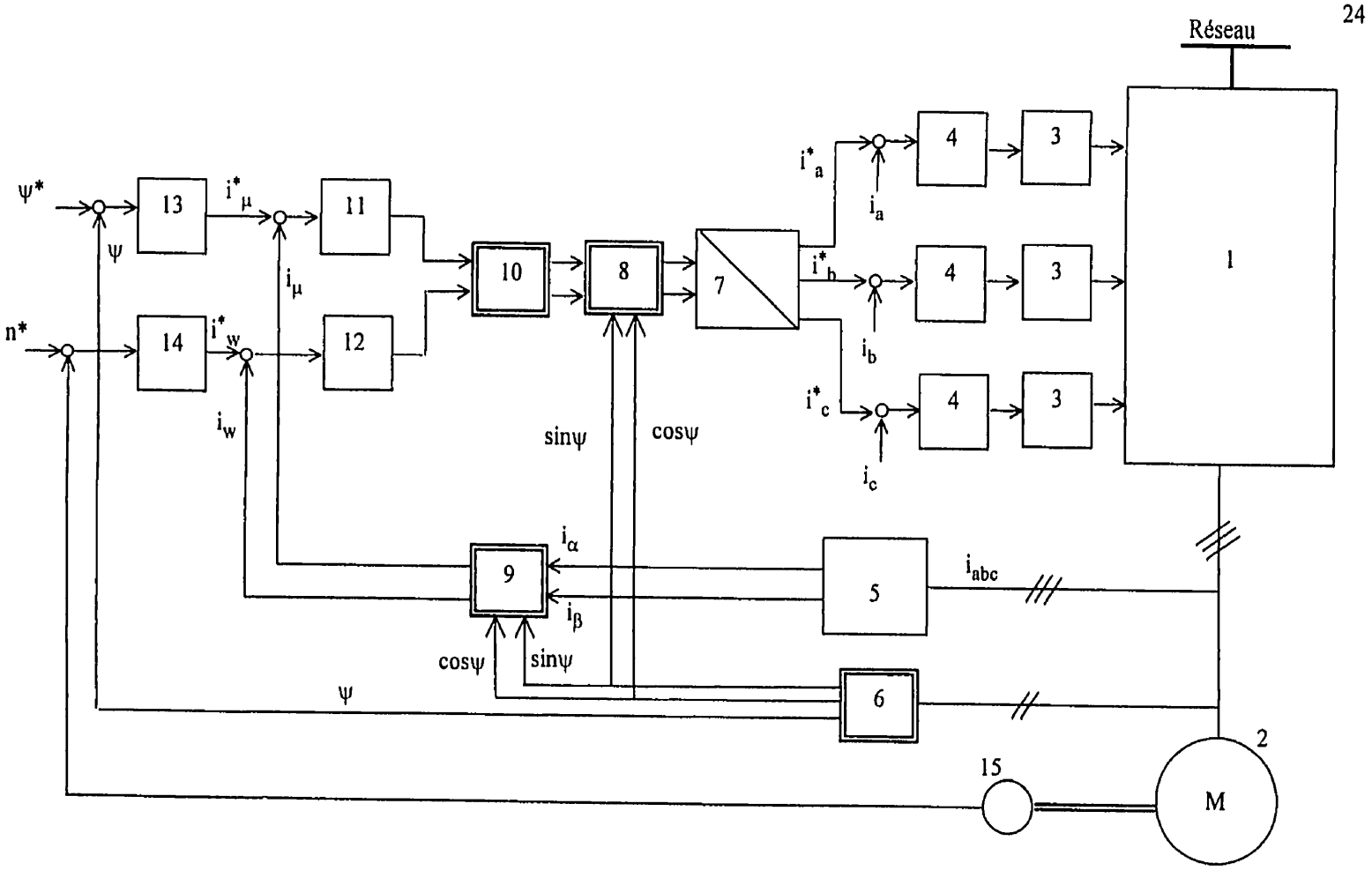


Figure 1.5 Schéma de régulation champ orienté

1. Convertisseur
2. Moteur asynchrone
3. Bloc d'amorçage
4. Régulateur de courant
5. Convertisseur abc - αβ
6. Modèle du flux
7. Convertisseur αβ - abc
8. Circuit de rotation de vecteur
9. Circuit de rotation de vecteur
10. Circuit de découplage
11. Régulateur de courant réactif
12. Régulateur de courant actif
13. Régulateur de flux
14. Régulateur de vitesse
15. Génératrice tachymétrique

1.2.5 Besoins en outil de simulation

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Aussi, l'utilisation d'un simulateur performant peut considérablement augmenter les capacités d'un système expert. Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine des machines électriques et de l'électronique de puissance (Mohan, 1994) : ATOSEC5, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, etc. La difficulté de simulation des systèmes d'entraînement provient non seulement de la structure généralement complexe des machines électriques, mais aussi du fait qu'elles sont le plus souvent associées à d'autres éléments fortement non linéaires (convertisseurs statiques de puissance, mécanismes entraînés). Aussi, les éléments du système sont caractérisés par des constantes de temps assez différentes. Dans le prochain chapitre, sera présentée la méthodologie de modélisation et de simulation des entraînements telle que réalisée dans le présent travail.

1.3 Conclusion

Le principe de fonctionnement des entraînements électriques est donné dans ce chapitre. Une des difficultés lors de l'étude des entraînements provient de la grande diversité de leurs composantes structurelles (convertisseurs statiques, moteurs électriques, systèmes de commande, charges entraînées). Pour mieux cerner cette problématique, une classification et une analyse comparative des différentes parties du système d'entraînement sont effectuées.

CHAPITRE II
PRINCIPES DE MODÉLISATION

2.1 Modèle d'étude

La complexité d'un entraînement électrique rend difficile son étude globale tant à l'étape de conception, qu'au cours de son fonctionnement normal. Pour surmonter cette difficulté, on procède généralement à des simplifications : linéarisation de certaines caractéristiques, ajout des inerties de toutes les parties mobiles à celle du moteur, etc. En fonction des objectifs de modélisation, ces simplifications peuvent donner des résultats satisfaisants. L'objectif final de ce projet étant de réaliser un outil d'aide à la conception, il est important d'y associer un environnement de simulation. Matlab/Simulink est utilisé à cette fin à cause de notre connaissance antérieure de cet outil (Ba-Razzouk, et al. 1992; Ba-Razzouk, et al. 1993; Gheorghe, 1995). Également, la librairie "Power System Blockset" de la compagnie MathWorks n'avait pas vu jour. Le modèle d'étude proposé est représenté sur la figure 2.1 (Doumbia, et al., 1998). Sa particularité est que le moteur électrique est étudié comme un convertisseur électromécanique dont le rotor est associé à la partie mécanique de l'entraînement. La puissance mécanique à l'arbre du moteur est transmise à l'organe de travail (ou charge) par l'intermédiaire d'un convertisseur mécanique. La partie mécanique comprend donc le rotor du moteur, le convertisseur de mouvement mécanique et l'organe de travail.

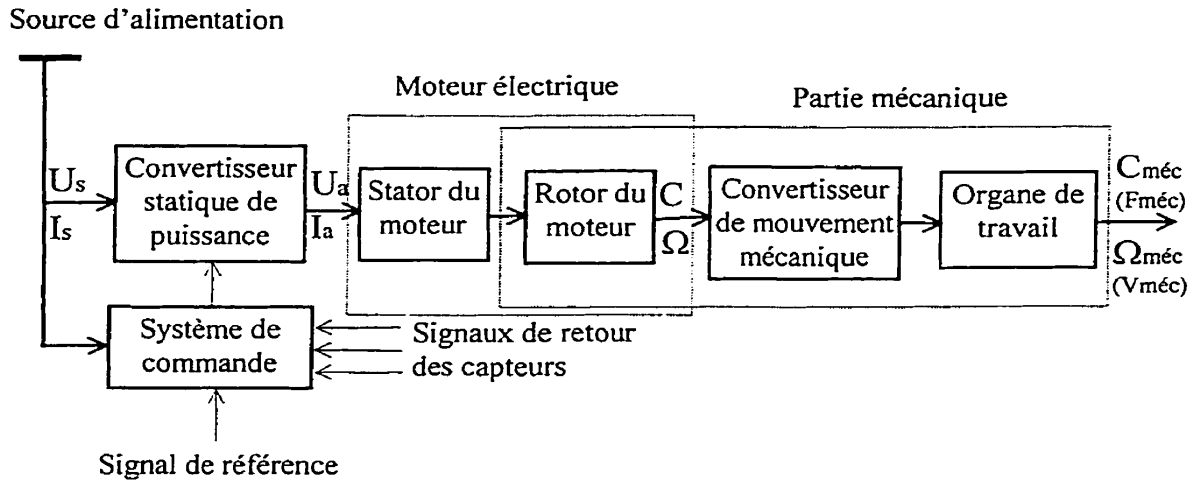


Figure 2. 1 Schéma d'étude de l'entraînement électrique

2.2 Travaux antérieurs

La grande convivialité de Simulink™ et le fait qu'il bénéficie pratiquement de toutes les ressources de Matlab, ont incité les chercheurs du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (GRÉI), du département de génie électrique de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), à poursuivre leurs travaux commencés avec les logiciels ATOSEC5 (Rajagopalan, 1987) et SEMAS (Ba-Razzouk, 1993) et de développer d'autres outils à simulation dans l'environnement Simulink. Le premier outil développé, fut SEMALINK (Ba-Razzouk, Debebe, Rajagopalan, 1992) consacré aux machines électriques ainsi qu'aux associations machines - schémas de réglage. Des modèles de machines à courant continu, asynchrone et synchrone ainsi que des schémas de réglage y sont analysés. Ensuite fut développé l'outil SIMUSEC (Ba-Razzouk, Pittet, Rajagopalan, 1993) (SIMUlation des Systèmes Électrotechniques en Commutation) qui permet la modélisation et l'analyse des convertisseurs statiques de puissance dans l'environnement Simulink™.

Des améliorations furent apportées aux outils précédemment cités, suite au projet conjoint UQTR - École Polytechnique de Montréal (Gheorghe, 1995), notamment l'utilisation de la technique des nœuds pour la modélisation et l'analyse des convertisseurs de puissance. Ces

différents projets ont permis la réalisation d'une librairie d'ensembles intégrés moteurs électriques - systèmes de réglage, de convertisseurs électroniques de puissance et de charges passives (Gheorghe, 1995; Ba-Razzouk et al. 1996).
Le troisième volet du projet de recherche mentionné ci-dessus, est réalisé dans le cadre de cette thèse. Il consiste au développement d'ensembles convertisseurs statiques - machines électriques - charges mécaniques.

2.3 *Partie mécanique*

2.3.1 Couples de charge

Les couples de charge (couples résistants) peuvent le plus souvent être exprimés comme une fonction de la vitesse et représentés par la relation (Doumbia, Roy, Rajagopalan, 1997) :

$$C_r = C_{ro} + \beta\Omega^{\chi} \tag{2.1}$$

où

C_r	est le couple résistant référé à l'arbre du moteur
C_{ro}	est le couple initial de friction
Ω	est la vitesse mécanique
χ	est un coefficient qui caractérise la variation du couple de charge en fonction de la vitesse
β	est une constante

En fonction de l'exposant χ, on distingue :

- les charges à couple constant (couples résistants constants), où le couple n'est pas une fonction de la vitesse (χ=0) (figure 2.2a)
- les charges à couple proportionnel à la vitesse (χ=1) (figure 2.2b)
- les charges à couple variable, où le couple varie proportionnellement au carré de la vitesse (χ=2) (figure 2.2c)

- les charges à puissance constante, où le couple varie de façon inversement proportionnelle à la vitesse ($\chi \leq -1$) (figure 2.2d).

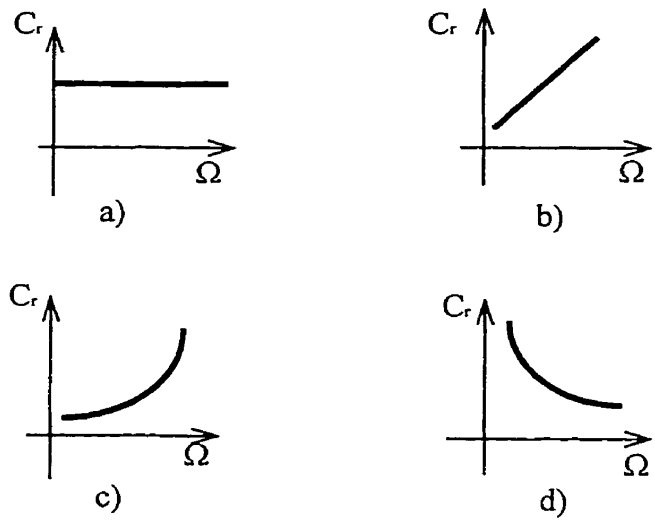


Figure 2. 2 Caractéristiques de charges typiques

2.3.2 Référence des éléments du schéma équivalent

La partie mécanique d'un entraînement électrique constitue en elle seule un système complexe comprenant le rotor du moteur, les éléments de transmission, l'organe de travail. Le modèle simplifié unimasse, où l'ensemble de la partie mécanique est représentée par son inertie, est couramment utilisé dans la littérature consacrée aux entraînements électriques. Mais, dans bien de cas d'entraînements (laminoirs, grandes structures mobiles, bras flexibles de robots, etc.), à cause de la rigidité finie des liaisons entre les différents éléments, il est important de faire une représentation en plusieurs masses de la partie mécanique (Doumbia et al., 1998; Hori, Iseki, Sugiura, 1993; Kundur, 1994; Sheppard, 1988; Hong, Sul, 1993). Ceci permet de mettre en évidence les possibilités de résonance mécanique qui peuvent avoir lieu dans ces types d'entraînements. Pour son analyse, la partie mécanique est remplacée par son modèle équivalent de calcul. Le modèle équivalent est obtenu à partir du schéma synoptique de l'entraînement dont un exemple d'étude est montré à la figure 2.3

(Cloutchev, 1985). Il est constitué d'éléments ayant une certaine inertie J_i et reliés les uns aux autres par des liaisons élastiques $k_{i-1,i}$.

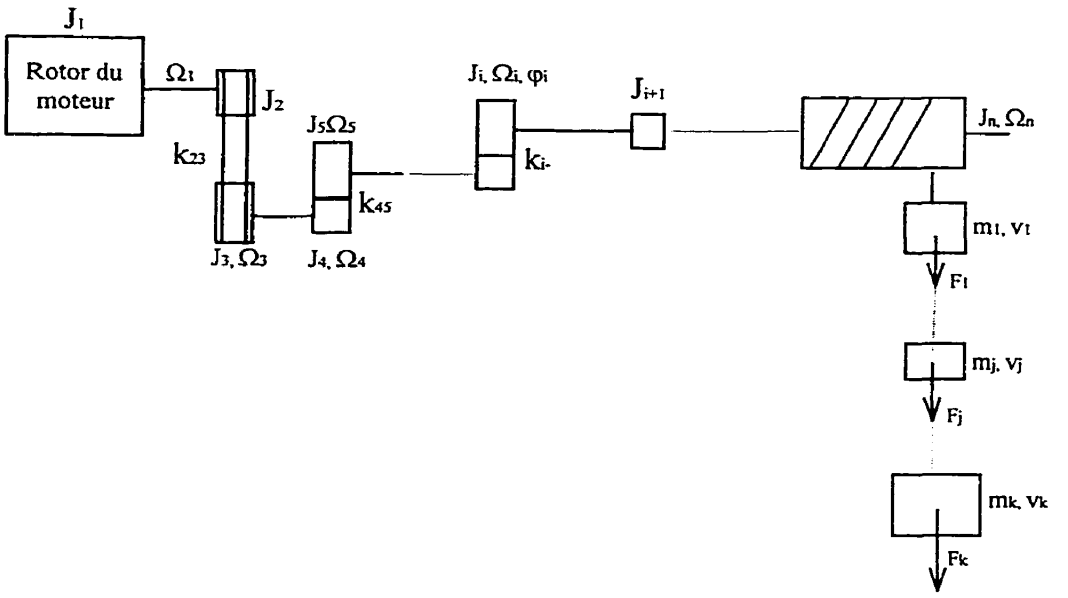


Figure 2. 3 Exemple de schéma synoptique d'un entraînement électrique

Le modèle équivalent (figure 2.4) est tel que, tous les éléments effectuent le même type de mouvement : rotation ou translation. Ceci permet de les comparer en vue de déterminer ceux ayant la plus grande influence sur le fonctionnement de l'entraînement. Tous les éléments du modèle équivalent sont référés à un élément préalablement choisi. En général, on choisit l'élément dont le mouvement présente le plus d'intérêt pour satisfaire les exigences du cahier des charges. Le principe de référence du schéma équivalent est basé sur la loi de la conservation de l'énergie : les énergies cinétiques ou potentielles de l'élément avant et après la référence doivent être égales.

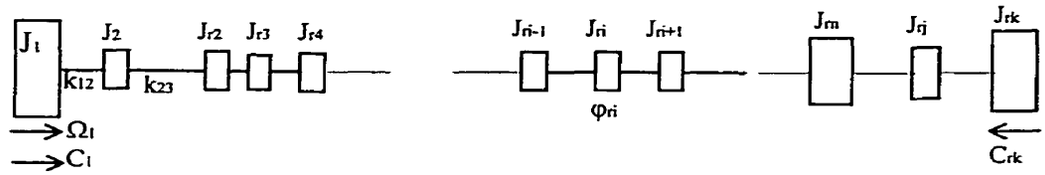


Figure 2. 4 Schéma équivalent de calcul d'un entraînement électrique

Ainsi, en référant à la vitesse Ω_1, le moment d'inertie de l'élément d'ordre i tournant à la vitesse Ω_i :

$$J_{ri}\frac{\Omega_1^2}{2} = J_i\frac{\Omega_i^2}{2} \tag{2.2}$$

on obtient l'expression de référence :

$$J_{ri} = J_i\frac{\Omega_i^2}{\Omega_1^2} = \frac{J_i}{i_{1i}^2} \tag{2.3}$$

où

$i_{1i} = \dfrac{\Omega_1}{\Omega_i}$ est le rapport de passage de l'arbre de référence à l'arbre i du mécanisme.

Pour une masse m_j effectuant un mouvement de translation

$$J_{rj}\frac{\Omega_1^2}{2} = m_j\frac{v_j^2}{2} \tag{2.4}$$

$$J_{rj} = m_j\frac{v_j^2}{\Omega_1^2} = m_j\rho_{1j}^2 \tag{2.5}$$

où

$\rho_{1j} = \dfrac{v_j}{\Omega_1}$ est le rayon de référence (réduction) de l'élément j effectuant un mouvement de translation.

De la même manière, on peut référer les déplacements angulaire φ_i et linéaire x_j à la vitesse Ω_1, par les expressions :

$$\varphi_{ri} = \varphi_i i_{1i} \tag{2.6}$$

$$\varphi_{rj} = \frac{x_j}{\rho_{1j}} \tag{2.7}$$

Pour les coefficients de rigidité (de torsion et d'étirage) des liaisons

$$k_{r,i,i+1} = \frac{k_{i,i+1}}{i_{1i}^2} \tag{2.8}$$

$$k_{r,j,j+1} = k_{j,j+1}\rho_{1i}^2 \tag{2.9}$$

où

$k_{i,i+1}$ et $k_{j,j+1}$ sont respectivement les coefficients de rigidité entre les éléments i, $i+1$ et $j, j+1$

Les expressions de référence des couples et des forces sont :

$$C_{r,i} = \frac{C_i}{i_{1i}} \tag{2.10}$$

$$C_{r,j} = F_j \rho_{1j} \tag{2.11}$$

Après ces opérations de référence, le moment d'inertie totale de l'entraînement s'écrit :

$$J_\Sigma = J_1 + \sum_{i=2}^{n} \frac{J_i}{i_{1i}^2} + \sum_{j=1}^{k} m_j \rho_{ij}^2 \tag{2.12}$$

où

n est le nombre d'éléments effectuant un mouvement de rotation

k est le nombre d'éléments effectuant un mouvement de translation

Le couple résistant total du système rapporté à la vitesse Ω_1, est :

$$C_r = \sum_{i=1}^{q} \frac{C_i}{i_{1i}} + \sum_{j=1}^{p} F_j \rho_{1j} \tag{2.13}$$

où

p et q sont respectivement le nombre de couples et forces appliqués au système, sauf le couple moteur.

2.3.3 Équations du mouvement

Le mouvement d'un mécanisme est généralement décrit par l'équation de Lagrange (Géradin, Rixen 1992) :

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial W_c}{\partial \dot{q}_i}\right) - \frac{\partial W_c}{\partial q_i} + \frac{\partial W_p}{\partial q_i} = Q_i \tag{2.14}$$

où

W_c est l'énergie cinétique du système

W_p est l'énergie potentielle du système.

Pour un mouvement de rotation

$q_i = \varphi_i$, $\dot{q}_i = \Omega_i$, $Q_i = C_i$

φ_i, Ω_i, sont respectivement les déplacement et vitesse angulaires de l'élément i,

C_i est le couple appliqué à l'élément i.

Pour un mouvement de translation

$q_i = x_i$, $\dot{q}_i = v_i$, $Q_i = F_i$

F_i est la force appliquée à l'élément i,

x_i et v_i sont respectivement le déplacement et la vitesse linéaires de l'élément i.

Le nombre d'équations décrivant le système est égal au nombre d'éléments dans le schéma équivalent. Ce nombre peut être réduit par les méthodes de transformation.
Ainsi, les énergies cinétique et potentielle respectivement d'une partie mécanique à n éléments reliés les uns aux autres par n-1 liaisons élastiques sont :

$$W_c = \sum_{i=1}^{n} \frac{J_i \Omega_i^2}{2}$$ pour les mouvements de rotation

$$W_c = \sum_{i=1}^{n} \frac{m_i v_i^2}{2}$$ pour les mouvements de translation

$$W_p = \sum_{i=1}^{n} \frac{k_{i,j+1}(\varphi_i - \varphi_{i+1})^2}{2}$$ pour les mouvements de rotation

$$W_p = \sum_{i=1}^{n} \frac{k_{i,i+1}(x_i - x_{i+1})^2}{2}$$ pour les mouvements de translation

$k_{i,i+1}$ est le coefficient (rigidité) de torsion ou d'étirage entre les éléments i et i+1

- **Schéma équivalent à trois masses**

Pour un schéma équivalent à trois masses (figure 2.5), les équations du mouvement s'écrivent :

$$\begin{aligned} J_1 \frac{d\Omega_1}{dt} + k_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) &= C - C_{r1} \\ J_2 \frac{d\Omega_2}{dt} - k_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) + k_{23}(\varphi_2 - \varphi_3) &= -C_{r2} \\ J_3 \frac{d\Omega_3}{dt} - k_{23}(\varphi_2 - \varphi_3) &= -C_{r3} \end{aligned} \tag{2.15}$$

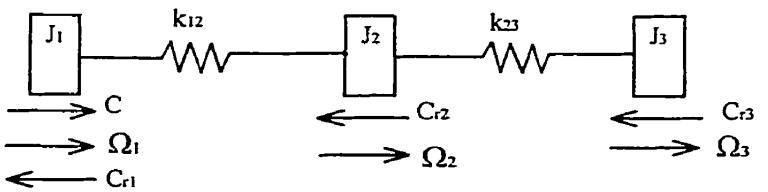


Figure 2. 5 Schéma équivalent à trois masses

Les équations du mouvement obtenues précédemment permettent d'analyser à l'aide de diagrammes structurels la partie mécanique d'un entraînement électrique. En passant dans le domaine de Laplace (c'est à dire en posant $\frac{d}{dt} = s$), le système d'équations (2.15) devient :

$$
\begin{aligned}
&J_1 s\Omega_1(s)+\frac{k_{12}}{s}\left(\Omega_1(s)-\Omega_2(s)\right)=C(s)-C_{r1}(s)\\
&J_2 s\Omega_2(s)-\frac{k_{12}}{s}\left(\Omega_1(s)-\Omega_2(s)\right)+\frac{k_{23}}{s}\left(\Omega_2(s)-\Omega_3(s)\right)=-C_{r2}(s)\\
&J_3 s\Omega_3(s)-\frac{k_{23}}{s}\left(\Omega_2(s)-\Omega_3(s)\right)=-C_{r3}(s)
\end{aligned}
\tag{2.16}
$$

On obtient alors le diagramme structurel du système à trois masses (figure 2.6). Le couple moteur C est la grandeur de commande. Les couples résistants C_{r1}, C_{r2} et C_{r3} constituent les perturbations appliquées au système.

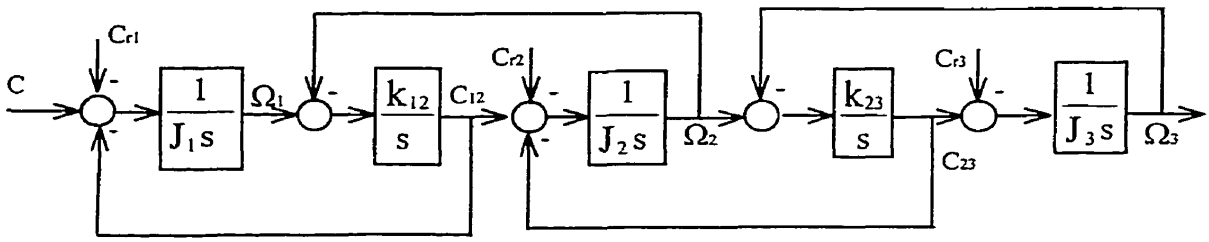


Figure 2. 6 Diagramme structurel d'une partie mécanique à trois masses

En procédant à des transformations successives du diagramme structurel, on peut établir les relations entre le couple moteur C et les vitesses Ω_1, Ω_2, et Ω_3 des différentes masses. Ces relations se traduisent sous forme de fonctions de transfert $W_1(s)$, $W_2(s)$ et $W_3(s)$ (Distefano, Stubberud, Williams, 1967).

$$
W_1(s)=\frac{\Omega_1(s)}{C(s)}=\frac{J_2J_3s^4+\left[k_{23}(J_2+J_3)+k_{12}J_3\right]s^2+k_{12}k_{23}}{s\left\{J_1J_2J_3s^4+\left[k_{23}J_1(J_2+J_3)+k_{12}J_1(J_1+J_2)\right]s^2+k_{12}k_{23}(J_1+J_2+J_3)\right\}}
\tag{2.17}
$$

$$W_2(s)=\frac{\Omega_2(s)}{C(s)}=\frac{k_{12}s^2+k_{12}k_{23}}{s\left\{J_1J_2J_3s^4+\left[k_{23}J_1(J_2+J_3)+k_{12}J_1(J_1+J_2)\right]s^2+k_{12}k_{23}(J_1+J_2+J_3)\right\}} \tag{2.18}$$

$$W_3(s)=\frac{\Omega_3(s)}{C(s)}=\frac{k_{12}k_{23}}{s\left\{J_1J_2J_3s^4+\left[k_{23}J_1(J_2+J_3)+k_{12}J_1(J_1+J_2)\right]s^2+k_{12}k_{23}(J_1+J_2+J_3)\right\}} \tag{2.19}$$

- **Schéma équivalent à deux masses**

Pour un système représenté par un schéma équivalent à deux masses (figure 2.7), les équations du mouvement sont :

$$\begin{aligned} J_1\frac{d\Omega_1}{dt}+k_{12}(\varphi_1-\varphi_2)&=C-C_{r1}\\ J_2\frac{d\Omega_2}{dt}-k_{12}(\varphi_1-\varphi_2)&=-C_{r2}\end{aligned} \tag{2.20}$$

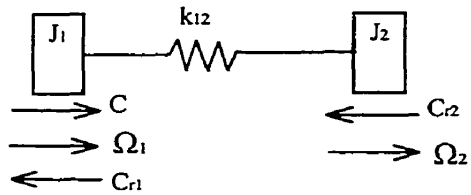


Figure 2. 7 Schéma équivalent à deux masses

Les équations (2.20) permettent d'établir le diagramme structurel (figure 2.8) d'une partie mécanique à deux masses. Les fonctions de transfert (2.21) et (2.22) donnent la relation liant le couple moteur C aux vitesses Ω_1 et Ω_2 des deux masses.

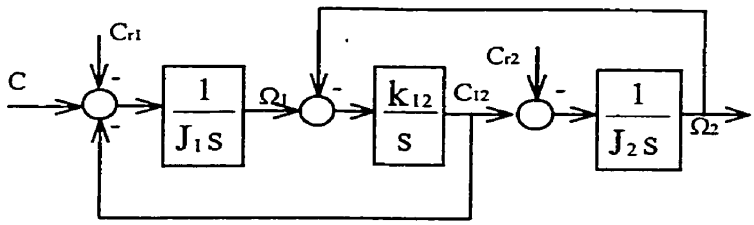


Figure 2. 8 Diagramme structurel d'une partie mécanique à deux masses

$$W_1(s) = \frac{\Omega_1(s)}{C(s)} = \frac{J_2 s^2 + k_{12}}{s\left[J_1 J_2 s^2 + k_{12}(J_1 + J_2)\right]} \tag{2.21}$$

$$W_2(s) = \frac{\Omega_2(s)}{C(s)} = \frac{k_{12}}{s\left[J_1 J_2 s^2 + k_{12}(J_1 + J_2)\right]} \tag{2.22}$$

- **Schéma équivalent à une masse**

Le schéma équivalent à une masse (figure 2.9), est obtenu en référant les masses et moments d'inertie de tous les éléments de la partie mécanique de l'entraînement à un élément préalablement choisi et en supposant les liaisons entre éléments extrêmement rigides.

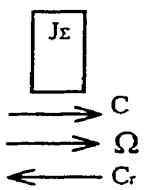


Figure 2. 9 Schéma équivalent à une masse

$$J_\Sigma \frac{d\Omega_1}{dt} = C - C_r \tag{2.23}$$

où

J_Σ est le moment d'inertie totale de l'entraînement

C_r le couple résistant total à l'arbre du moteur

- **Schéma équivalent à une masse**

Le diagramme structurel (figure 2.10) et la fonction de transfert d'un système à une masse sont obtenus à partir de l'équation (2.23).

$$W(s) = \frac{\Omega(s)}{C(s)} = \frac{1}{J_\Sigma s} \tag{2.24}$$

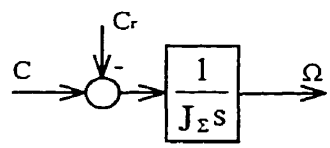


Figure 2. 10 Diagramme structurel d'une partie mécanique à une masse

- **Importance de l'analyse de modèles multimasses**

L'analyse des diagrammes structurels et fonctions de transfert permet de mieux comprendre les caractéristiques de fonctionnement de la partie mécanique d'un entraînement électrique. L'adoption d'un modèle d'étude dépend non seulement de la complexité de la partie mécanique, mais aussi des informations utiles que l'on désire obtenir sur le fonctionnement de l'entraînement. Par exemple, le modèle à trois masses (figure 2.6) permet d'étudier les vitesses (Ω_1, Ω_2, Ω_3) et positions (φ_1, φ_2, φ_3), des différents éléments, ainsi que les couples C_{12} et C_{23} qui leurs sont appliqués.

En observant les fonctions de transfert (2.17) et (2.22), on voit que les modèles à deux et trois masses constituent des systèmes oscillatoires, donc caractérisés par des fréquences de résonance. Les fréquences de résonance correspondent aux valeurs des paramètres du

système annulant les dénominateurs (équations caractéristiques) des fonctions de transfert. Dans le cas du modèle à deux masses, des transformations du diagramme structurel (figure 2.8) permettent d'obtenir les fonctions de transfert qui régissent les relations entre les grandeurs de sortie (Ω_1, Ω_2) et les grandeurs d'entrée (C, C_{r1}, C_{r2}). L'équation (2.25) décrit le comportement d'un mécanisme à deux masses, avec le couple résistant C_{r2} comme grandeur d'entrée et la vitesse Ω_2 comme grandeur de sortie, en tenant du coefficient d'amortissement β_{12} entre les masses 1 et 2 (Doumbia, Roy, Rajagopalan, Missurenko, 1998).

$$\frac{\Omega_2}{C_{r2}} = \frac{J_1 s^2 + \beta_{12} s + k_{12}}{s\left[J_1 J_2 s^2 + \beta_{12}(J_1 + J_2)s + k_{12}(J_1 + J_2)\right]} \tag{2.25}$$

Les valeurs de la fréquence (pôles) qui annulent le dénominateur de la fonction de transfert, définissent les fréquences de résonance mécanique du système d'entraînement.

$$s_{res} = \frac{-\beta_{12}(J_1 + J_2) \pm \sqrt{\left[\beta_{12}(J_1 + J_2)\right]^2 - 4J_1 J_2 k_{12}(J_1 + J_2)}}{2J_1 J_2} \tag{2.26}$$

2.4 *Association moteur électrique - partie mécanique*

2.4.1 Modèle biphasé de moteur

Les types de moteurs électriques utilisés dans les entraînements étant très variés, il est important de trouver une représentation générale permettant de simplifier leur étude. Pour cela, nous avons adopté le modèle de machine généralisée biphasée (Barret 1987; Cloutchev 1985; Clerc, Grellet 1997). Le moteur biphasé est obtenu par une représentation des variables réelles (tension, courant, flux couplé) des enroulements du moteur dans un référentiel u-v tournant à une vitesse arbitraire ω_k par rapport au référentiel immobile α-β relié au stator. Les paramètres du moteur dans le référentiel α-β peuvent être trouvés à l'aide

de la transformation directe de PARK. Pour l'établissement du modèle de moteur biphasé, on suppose que :

- les enroulements du moteur sont symétriques
- le circuit magnétique est non saturé
- les tensions et courants sont sinusoïdaux.

Les référentiels suivants ont été adoptés :

α-β - référentiel immobile relié au stator

d-q - référentiel lié au rotor, tournant à la vitesse électrique $\omega_e = p\Omega$ (p est le nombre de paires de pôles, Ω - la vitesse mécanique du rotor)

x-y - référentiel tournant à la vitesse du champ électrique ω_{oe}

u-v - référentiel tournant à la vitesse arbitraire ω_k, par rapport au stator.

Le système d'équations (2.27) décrit le moteur biphasé dans le référentiel u-v.

$$
\begin{aligned}
u_{su} &= R_s i_{su} + \frac{d\Psi_{su}}{dt} - \omega_k \Psi_{sv} \\
u_{sv} &= R_s i_{sv} + \frac{d\Psi_{sv}}{dt} + \omega_k \Psi_{su} \\
u_{ru} &= R_r i_{ru} + \frac{d\Psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega_e)\Psi_{rv} \\
u_{rv} &= R_r i_{rv} + \frac{d\Psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega_e)\Psi_{ru} \\
C &= p L_{sr}(i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv})
\end{aligned}
\tag{2.27}
$$

où

R_s et R_r sont respectivement les résistances du stator et du rotor

$\omega_k = \frac{d\varphi_k}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes u-v

$\omega_e = \frac{d\varphi_e}{dt}$ est la vitesse électrique du rotor du moteur

p est le nombre de paires de pôles

$$\begin{aligned}
\Psi_{su} &= L_s i_{su} + L_{sr} i_{ru} \\
\Psi_{sv} &= L_s i_{sv} + L_{sr} i_{rv} \\
\Psi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_{sr} i_{su} \\
\Psi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_{sr} i_{sv}
\end{aligned} \tag{2.28}$$

où

L_s et L_r sont respectivement les inductances propres des enroulements statorique et rotorique

L_{sr} est l'inductance mutuelle des bobines du stator et du rotor.

Les équations (2.27) permettent de trouver la représentation du moteur biphasé sous forme de diagramme structurel. Les tensions u_{su}, u_{sv}, u_{ru} et u_{rv} relient le moteur à la source d'alimentation. Le couple électromagnétique C constitue la grandeur de sortie de la partie électrique du moteur, donc la grandeur de commande de la partie mécanique.
Dans certains cas, l'analyse des régimes dynamiques du moteur peut se simplifier grâce à un choix adéquat de la vitesse de rotation du référentiel *u-v*. Trois cas correspondant à $\omega_k = 0$, $\omega_k = \omega_e$ et $\omega_k = \omega_{0e}$, sont généralement utilisés (Bühler 1990).

- $\omega_k = 0$

La transformation des variables du moteur se fait par rapport au référentiel immobile α-β relié au stator. Les équations (2.27) deviennent :

$$
\begin{aligned}
u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \\
u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \\
u_{r\alpha} &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - \omega_e \Psi_{r\beta} \\
u_{r\beta} &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega_e \Psi_{r\alpha} \\
C &= PL_{sr}\left(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}\right)
\end{aligned}
\tag{2.29}
$$

Ce modèle a servi de base pour l'étude du moteur à courant continu.

- $\omega_k = \omega_{oe}$

Les variables du moteur sont transformées par rapport au référentiel *x-y* tournant à la vitesse du champ électrique.

$$
\begin{aligned}
u_{sx} &= R_s i_{sx} + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_{oe} \Psi_{sy} \\
u_{sy} &= R_s i_{sy} + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_{oe} \Psi_{sx} \\
u_{rx} &= R_r i_{rx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - \left(\omega_{oe} - \omega_e\right) \Psi_{ry} \\
u_{ry} &= R_r i_{ry} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + \left(\omega_{oe} - \omega_e\right) \Psi_{rx} \\
C &= PL_{sr}\left(i_{sy} i_{rx} - i_{sx} i_{ry}\right)
\end{aligned}
\tag{2.30}
$$

Ce modèle est pour l'étude du moteur asynchrone.

- $\omega_k = \omega_e$

La transformation des variables du moteur se fait par rapport au référentiel *d-q* tournant à la vitesse du rotor.

$$
\begin{aligned}
u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_k \Psi_{sq} \\
u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_k \Psi_{sd} \\
u_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} \\
u_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} \\
C &= PL_{sr}\left(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}\right)
\end{aligned}
\tag{2.31}
$$

Ce modèle est utilisé pour la représentation du moteur synchrone.

2.4.2 Modèle du moteur à courant continu - charge

Le modèle de moteur à courant continu et à excitation indépendante est déduit du moteur biphasé en supposant que les variables sont exprimées dans le référentiel α-β relié au stator (inducteur du moteur cc).

En posant $u_{s\alpha}= 0$, $u_{s\beta}=u_e$, $i_{s\alpha}=0$, $i_{s\beta}=i_e$, $i_{r\alpha}=i_a$, $i_{r\beta}=0$, $u_{r\alpha}=u_a$, $u_{r\beta}=0$, $R_s=R_e$, $R_r=R_a$, $L_s=L_e$, $L_r=L_a$.

u_e tension d'excitation

i_e courant d'excitation

i_a courant d'induit

u_a tension aux bornes de l'induit

R_e résistance du circuit d'excitation (inducteur)

R_a résistance totale du circuit d'induit

L_e inductance du circuit d'excitation (inducteur)

L_a inductance totale du circuit d'induit

et en tenant compte des relations entre les flux couplés et les courants (2.28), les équations du moteur biphasé (2.27) deviennent :

$$\begin{aligned} U_e &= (R_e + sL_e)I_e \\ U_a &= (R_a + sL_a)I_a + L_{sr}I_e\omega_e \\ C &= PL_{sr}I_eI_a \end{aligned} \tag{2.32}$$

Le dernier terme de la deuxième équation n'est autre que la tension induite e_a

$$e_a = L_{sr}I_e\omega_e = PL_{sr}I_e\Omega = k\phi\Omega \tag{2.33}$$

k est un paramètre de construction du moteur

L'équation du couple s'écrit :

$$C = PL_{sr}I_eI_a = k\phi I_a \tag{2.34}$$

Le système moteur à courant continu - partie mécanique à trois masses est décrit par le système regroupant les équations (2.16) et (2.32).

$$\begin{aligned} U_e &= R_e(1 + s\tau_e)I_e \\ U_a &= R_a(1 + s\tau_a)I_a + k\phi(I_e)\Omega_1 \\ k\phi I_a - \frac{k_{12}}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) - C_{r1} &= J_1 s\Omega_1 \\ \frac{k_{12}}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) - \frac{k_{23}}{s}(\Omega_2 - \Omega_3) - C_{r2} &= J_2 s\Omega_2 \\ \frac{k_{23}}{s}(\Omega_2 - \Omega_3) - C_{r3} &= J_3 s\Omega_3 \end{aligned} \tag{2.35}$$

où

$\tau_e = \dfrac{L_e}{R_e}$ est la constante de temps du circuit d'excitation

$\tau_a = \dfrac{L_a}{R_a}$ est la constante électrique du moteur.

Le diagramme structurel du système moteur à courant continu - partie mécanique obtenu à partir des équations (2.35) est représenté à la figure 2.11.

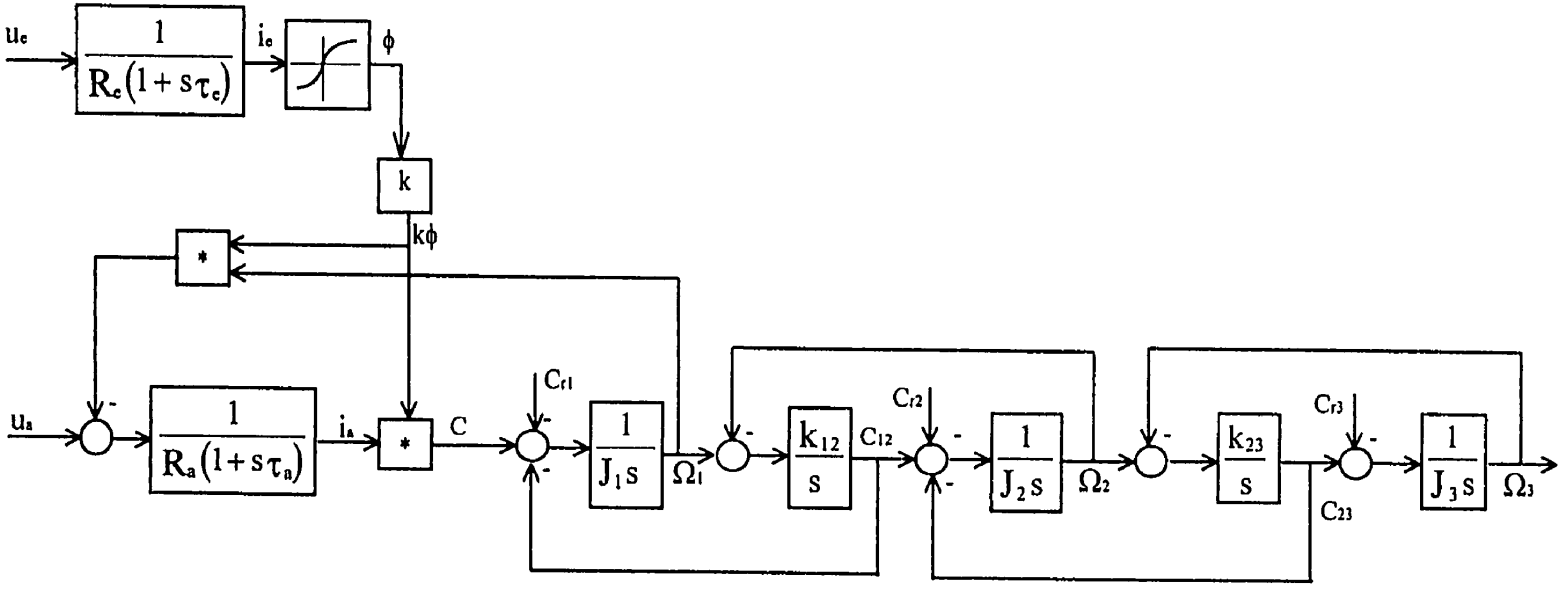


Figure 2. 11 Diagramme structurel d'un entraînement cc à trois masses

2.4.3 Modèle du moteur asynchrone - charge

Les équations du moteur asynchrone à pôles lisses découlent de celles du moteur biphasé en admettant que le référentiel *x-y* tourne à la vitesse du champ électrique ($\omega_k = \omega_{oe}$). Le rotor étant fermé sur lui-même, on pose $u_{rx}=u_{ry} = 0$.

$$
\begin{aligned}
u_{sx} &= R_s i_{sx} + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_{oe}\Psi_{sy} \\
u_{sy} &= R_s i_{sy} + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_{oe}\Psi_{sx} \\
u_{rx} &= R_r i_{rx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - (\omega_{oe} - \omega_e)\Psi_{ry} \\
u_{ry} &= R_r i_{ry} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + (\omega_{oe} - \omega_e)\Psi_{rx} \\
C &= PL_{sr}(i_{sy} i_{rx} - i_{sx} i_{ry})
\end{aligned}
\tag{2.36}
$$

Les expressions des flux couplés sous forme vectorielle étant :

$$
\begin{aligned}
\underline{\Psi}_s &= L_s \underline{i}_s + L_{sr} \underline{i}_r \\
\underline{\Psi}_r &= L_r \underline{i}_r + L_{sr} \underline{i}_s
\end{aligned}
\tag{2.37}
$$

on peut écrire les courants statorique et rotorique comme :

$$
\begin{aligned}
\underline{i}_s &= \frac{L_r \underline{\Psi}_s - L_{sr} \underline{\Psi}_r}{L_s L_r - L_{sr}^2} \\
\underline{i}_r &= \frac{L_s \underline{\Psi}_r - L_{sr} \underline{\Psi}_s}{L_s L_r - L_{sr}^2}
\end{aligned}
\tag{2.38}
$$

On trouve le système d'équations décrivant l'entraînement électrique à moteur asynchrone avec une partie mécanique à trois masses.

$$
\begin{aligned}
&s\Psi_{sx} = U_{sx} - R_s I_{sx} + \omega_{oe}\Psi_{sy} \\
&s\Psi_{sy} = U_{sy} - R_s I_{sy} - \omega_{oe}\Psi_{sx} \\
&s\Psi_{rx} = -R_r I_{rx} + (\omega_{oe} - \omega_{1e})\Psi_{ry} \\
&s\Psi_{ry} = -R_r I_{ry} - (\omega_{oe} - \omega_{1e})\Psi_{rx} \\
&PL_{sr}(I_{sy}I_{rx} - I_{sx}I_{ry}) - \frac{k_{12}}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) - C_{r1} = J_1 s\Omega_1 \\
&\frac{k_{12}}{s}(\Omega_1 - \Omega_2) - \frac{k_{23}}{s}(\Omega_2 - \Omega_3) - C_{r2} = J_2 s\Omega_2 \\
&\frac{k_{23}}{s}(\Omega_2 - \Omega_3) - C_{r3} = J_3 s\Omega_3
\end{aligned}
\tag{2.39}
$$

Ces équations se traduisent sous la forme du diagramme structurel présenté à la figure 2.12.

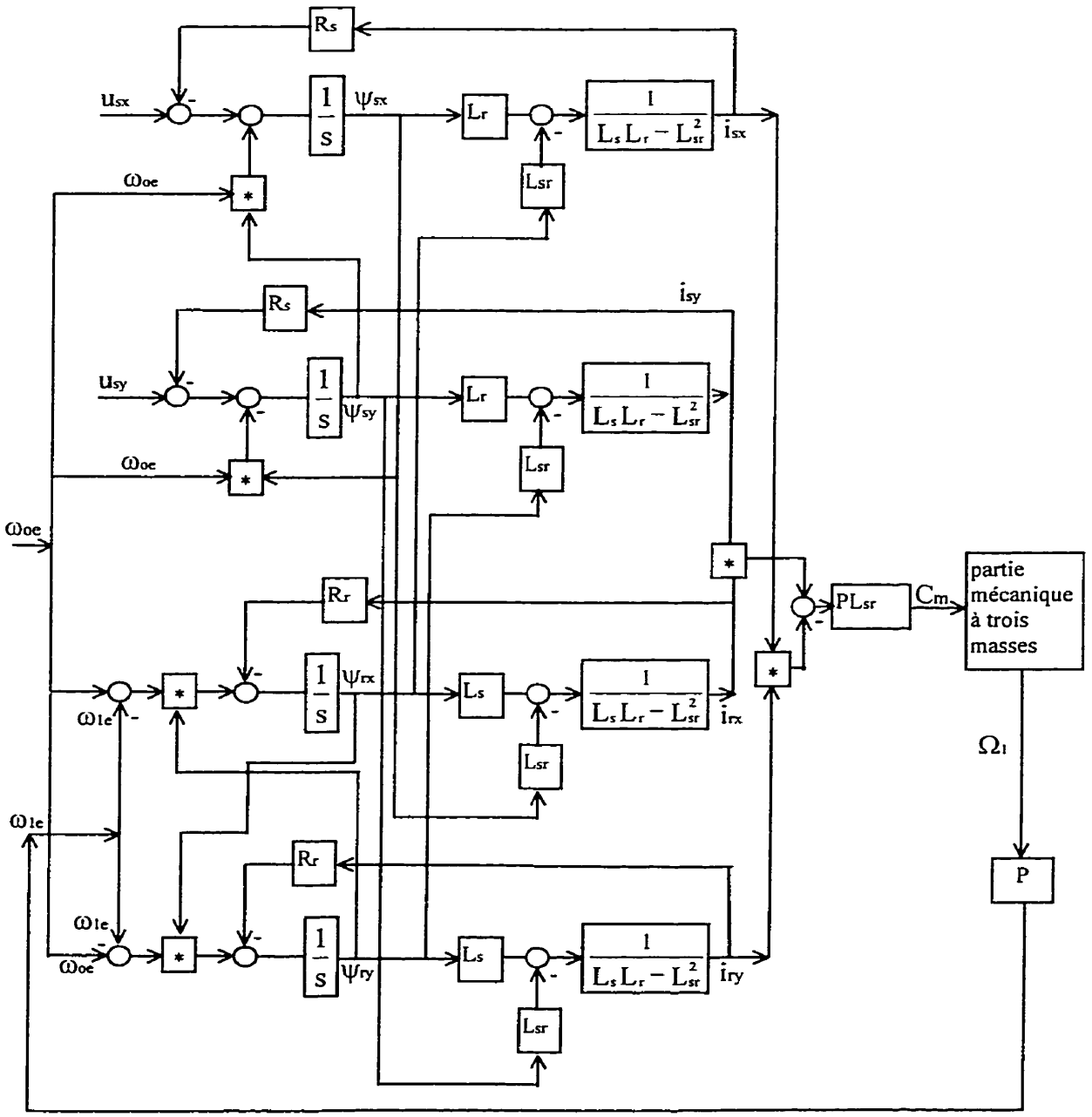


Figure 2. 12 Diagramme structurel d'un entraînement à trois masses avec un moteur asynchrone

2.4.4 Modèle du moteur synchrone - charge

Le modèle de moteur synchrone à pôles saillants avec des amortisseurs est établi en adoptant un référentiel *d-q* lié au rotor. Sur le rotor sont enroulés la bobine d'excitation et les enroulements amortisseurs. L'entraînement à trois masses à moteur synchrone est décrit par le système d'équations :

$$
\begin{aligned}
&s\Psi_{sd} = U_{sd} - R_s I_{sd} - \omega_{1e}\Psi_{sd} \\
&s\Psi_{sq} = U_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_{1e}\Psi_{sd} \\
&s\Psi_{e} = U_{e} - R_e I_{e} \\
&s\Psi_{D} = -R_D I_D \\
&s\Psi_{Q} = -R_Q I_Q \\
&PL_{sr}\left(\Psi_{sd} I_{sq} - \Psi_{sq} I_{sd}\right) - \frac{k_{12}}{s}\left(\Omega_1 - \Omega_2\right) - C_{r1} = J_1 s\Omega_1 \\
&\frac{k_{12}}{s}\left(\Omega_1 - \Omega_2\right) - \frac{k_{23}}{s}\left(\Omega_2 - \Omega_3\right) - C_{r2} = J_2 s\Omega_2 \\
&\frac{k_{23}}{s}\left(\Omega_2 - \Omega_3\right) - C_{r3} = J_3 s\Omega_3
\end{aligned}
\tag{2.40}
$$

où

$$
\begin{aligned}
&\Psi_{sd} = L_{sd} I_{sd} + L_{sdD} I_D + L_{sde} I_e \\
&\Psi_{sq} = L_{sq} I_{sq} + L_{sdQ} I_Q \\
&\Psi_{D} = L_{sdD} I_D + L_D I_D + L_{eD} I_e \\
&\Psi_{Q} = L_Q I_Q + L_{sqQ} I_{sq} \\
&\Psi_{e} = L_e I_e + L_{eD} I_D + L_{sde} I_{sd}
\end{aligned}
\tag{2.41}
$$

L_{sd} et L_{sq}	sont les inductances propres des enroulements statoriques équivalents
L_D, L_Q et L_e	sont les inductances propres des enroulements amortisseurs et d'excitation
L_{sdD}, L_{sqQ} et L_{eD}	sont les inductances mutuelles entre les enroulements amortisseurs et les enroulements équivalents du stator ou l'enroulement d'excitation.

Le diagramme structurel de l'entraînement à trois masses à moteur synchrone est établi à partir des équations 2.40.

2.5 Modélisation des composants électroniques de puissance

2.5.1 Technique des nœuds

Par la technique des nœuds (Flinders, 1993; Gheorghe, 1995), chaque semi-conducteur ou élément du circuit est modélisé comme un élément "*causal tension*", autrement dit, le courant dans l'élément est une fonction du temps de sa tension. Ainsi, pour un élément donné, les entrées sont des tensions, tandis que les sorties sont des courants.

Ayant seulement des courants à leur sortie, il se pose la difficulté de réaliser un couplage en série des éléments du circuit. Pour contourner ce fait, on transforme les courants de sortie en tension en utilisant un nœud à la sortie de l'élément. La figure 2.13b indique la procédure d'obtention des nœuds pour le montage donné à la figure 2.13a. Ce nœud est réalisé par l'insertion d'une capacité parasite de très faible valeur. La tension du nœud est telle que :

$$V_{noeud}(t) = \frac{1}{C}\int \sum I_n dt \tag{2.42}$$

$$V_{noeud}(s) = \frac{\sum I(s)}{sC} \tag{2.43}$$

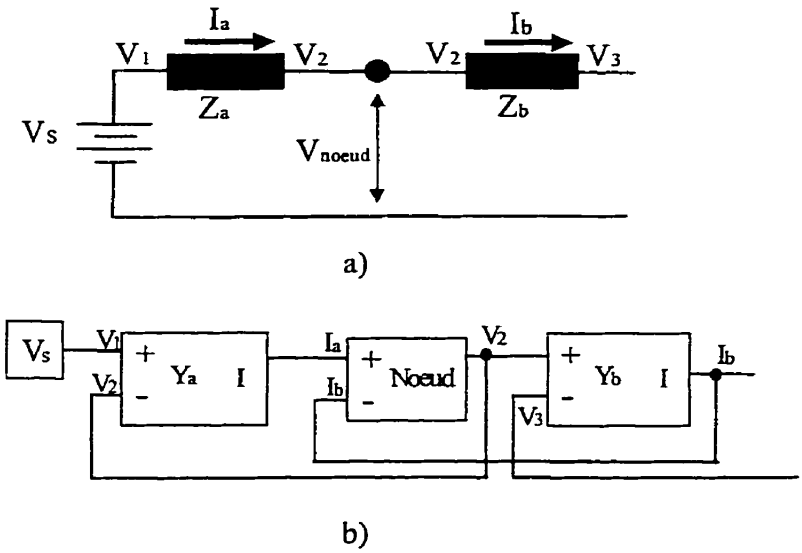


Figure 2. 13 Modèle de circuit par la technique des nœuds

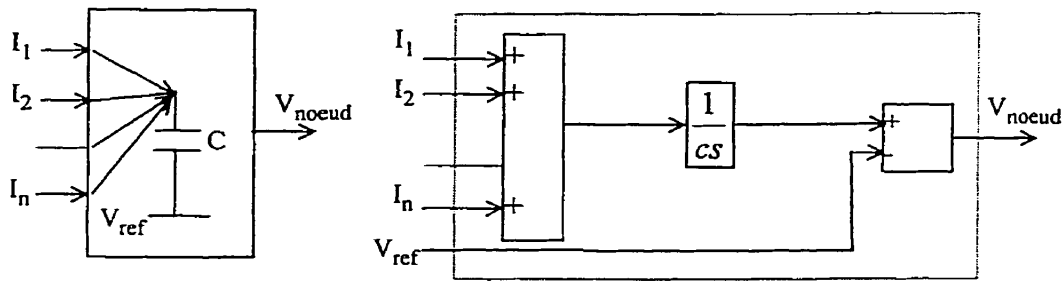


Figure 2. 14 Schéma de réalisation d'un nœud

Les courants qui entrent dans le nœud sont de signe positif, tandis que ceux qui sortent sont de signe négatif. La valeur de la capacité est liée aux plus petites constantes de temps du circuit. Normalement pour des fréquences de commutation inférieures au 1 kHz, une valeur de 1 nF est acceptable; mais pour des fréquences plus élevées, il faut prendre soin de diminuer les capacités des nœuds.

2.5.2 Semi-conducteurs de puissance

Un semi-conducteur (diode, thyristor, transistor, etc.) est un interrupteur dont l'état de conduction (la résistance au passage du courant) varie en fonction du courant qui le traverse, de la tension à ses bornes et de la logique de commande qu'on lui associe (figure 2.15). Il existe plusieurs modèles d'interrupteurs; le choix d'un modèle dépend de l'objectif visé. De façon générale pour les systèmes d'entraînement, on s'intéresse au fonctionnement global du convertisseur en tant que dispositif permettant de réguler le flux de puissance électrique vers le moteur. On peut donc utiliser des macro-modèles d'interrupteurs.

Dans notre cas, l'interrupteur est modélisé par une résistance binaire, dont la valeur est faible (R_{on}) quand il est en état de conduction et très grande (R_{off}) quand il est bloqué. Cette méthode de modélisation est dite à *topologie constante*. Son avantage est qu'elle permet au système de garder une structure linéaire. Les courants entrant et sortant de l'interrupteur de signes contraires et représentés respectivement par I_1 et I_2.

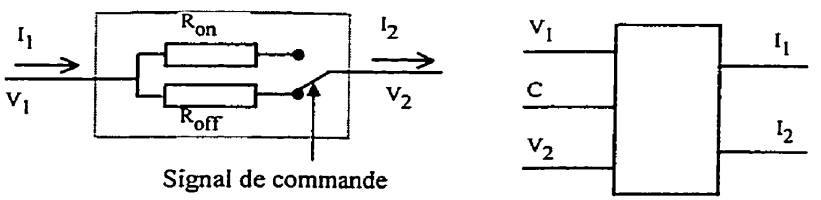


Figure 2. 15 Modèle résistance binaire d'interrupteur commandé

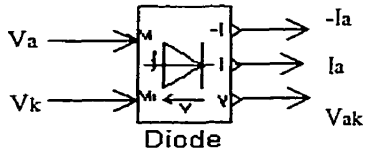
- **Diode**

Les équations logiques de la diode sont (Gheorghe, 1995) :

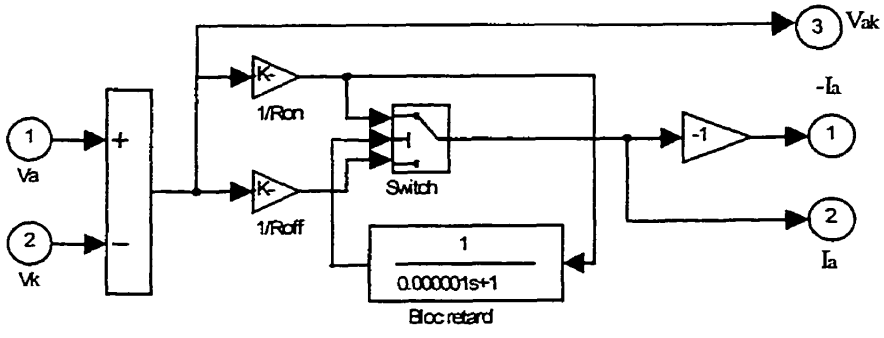
Si $V_{ak}>0$ OU $I_a>0 \Rightarrow$ état passant

Sinon $\Rightarrow$ état bloqué

Les résistances R_{on} et R_{off} sont associées à un élément "Switch", disponible dans la librairie de SIMULINK. Le signal à la sortie de cet élément dépend du seuil fixé à l'entrée 2. Le bloc retard crée un délai artificiel de mise en conduction.



a)



b)

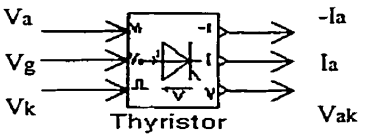
Figure 2. 16 Modèle Simulink d'une diode par la technique des nœuds

- **Thyristor**

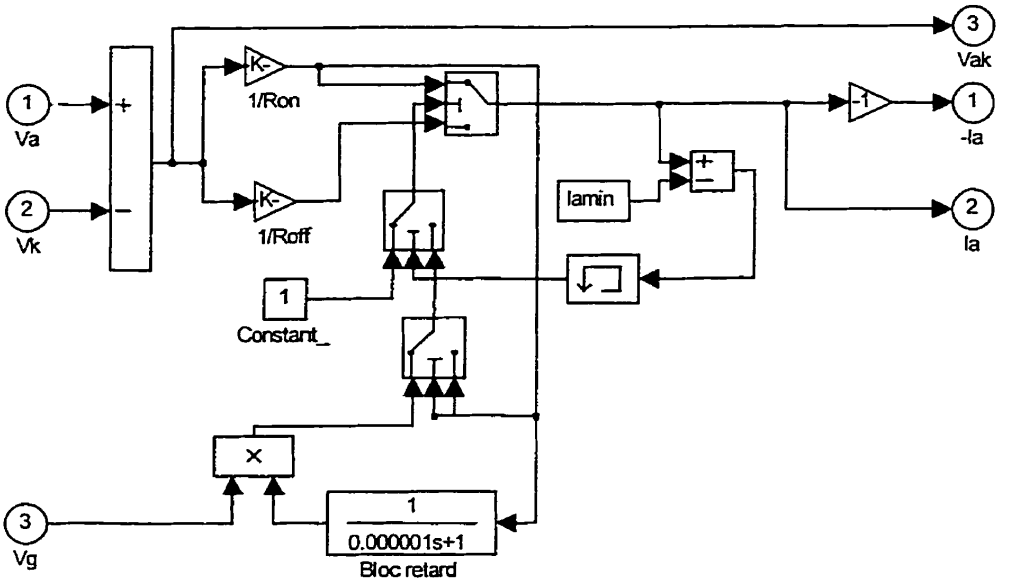
Les équations logiques du thyristor sont (Gheorghe, 1995) :

Si (V_{ak}>0 ET V_g>0) OU I_a>I_{amin} ⇒ état passant

SINON ⇒ état bloqué



a)



b)

Figure 2. 17 Modèle Simulink d'un thyristor par la technique des nœuds

❑ Transistor bipolaire

Les équations logiques du transistor sont (Gheorghe, 1995) :

Si $V_{CE}>0$ ET $V_{BE}>0 \Rightarrow$ état passant

SINON $\Rightarrow$ état bloqué

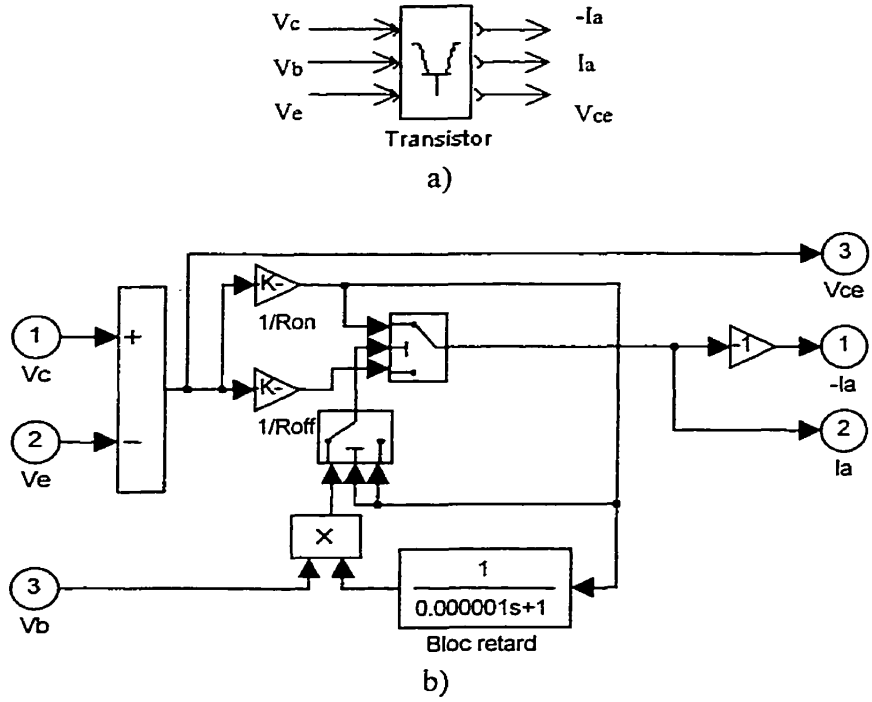


Figure 2. 18 Modèle Simulink d'un transistor bipolaire par la technique des nœuds

- **Transistor avec diode antiparallèle**

Le principe de fonctionnement de cet interrupteur est celui d'un IGBT (Gheorghe, 1995) :

Si $V_{CE} \geq 0$ ET $V_g > 0 \Rightarrow$conduction du transistor

Si $V_{CE} \geq 0$ ET $V_g < 0 \Rightarrow$blocage du transistor

Si $V_{CE} < 0 \Rightarrow$ conduction de la diode.

Ainsi, si $V_{CE} \geq 0$, le signal à la sortie du bloc 4 est positif et le signal à la sortie du multiplicateur 5 dépend du signal d'attaque V_b de la base du transistor. Si $V_b > 0$, le transistor conduit, par contre, si $V_b < 0$, le transistor est bloqué. Si $V_{CE} < 0$, les signaux aux sorties des blocs 4 et 5 sont nuls et la sortie s de l'interrupteur est égale à l'entrée e_1. Ceci correspond à la conduction de la diode antiparallèle. Le bloc 3 réalise non seulement le délai de mise en conduction de l'interrupteur, mais aussi sert à éviter la formation de boucle algébrique.

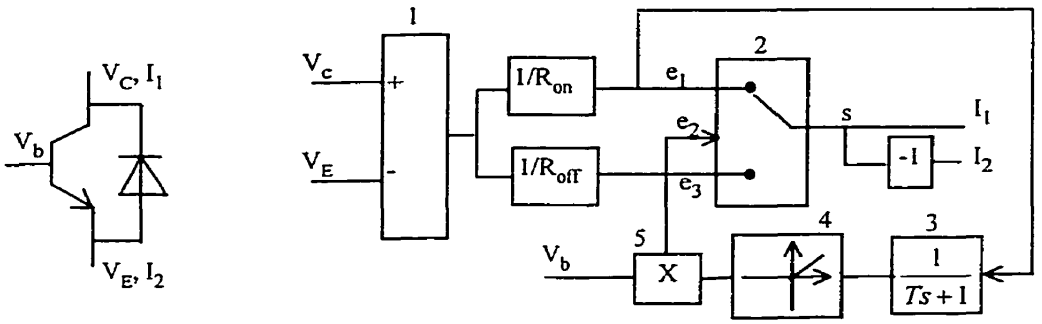


Figure 2. 19 Schéma d'un interrupteur transistor avec diode antiparallèle

2.6 Ensemble convertisseur - moteur – charge

Modèles d'entraînements électriques

Sur la base des travaux précédemment cités, des modèles de systèmes d'entraînement (convertisseur - moteur - charge) ont été réalisés (Doumbia, 1997; Doumbia, Roy, Rajagopalan, 1997). L'entraînement électrique est modélisé comme un système de type modulaire constitué par le convertisseur statique, le moteur électrique et la charge. Au besoin, nous tenons compte de l'aspect multi-masses de la partie mécanique (Doumbia, Roy, Rajagopalan, Missurenko, 1998). Pour les convertisseurs statiques de puissance, les modèles retenus ou réalisés, sont ceux développés par la technique des nœuds. Il s'agit essentiellement des modèles de convertisseurs de courant à thyristors (monophasés et triphasés), de hacheurs de courant continu, d'onduleurs de tension (monophasée et triphasée) et de convertisseurs de fréquence à lien continu. La figure 2.20 représente le schéma d'une pompe centrifuge entraînée par un système : convertisseur de courant à thyristors - onduleur de tension triphasé - moteur asynchrone à cage. Dans ce montage, la variation de la tension continue est obtenue à l'aide du convertisseur de courant triphasé, tandis que l'onduleur de tension produit une onde carrée triphasée pour l'alimentation du moteur asynchrone. La figure 2.21 représente le modèle développé dans l'environnement de simulation Simulink. Les courbes de la vitesse, du couple électromagnétique, du courant statorique et de la tension de ligne, sont représentées respectivement sur les figures 2.22a, b, c et d. Les figures

2.23 (a, b) et (c, d) représentent respectivement la tension de ligne et le courant statorique à vide et sous charge. Les formes d'ondes obtenues confirment la fidélité de la modélisation effectuée ainsi que la robustesse de l'environnement de simulation développé.

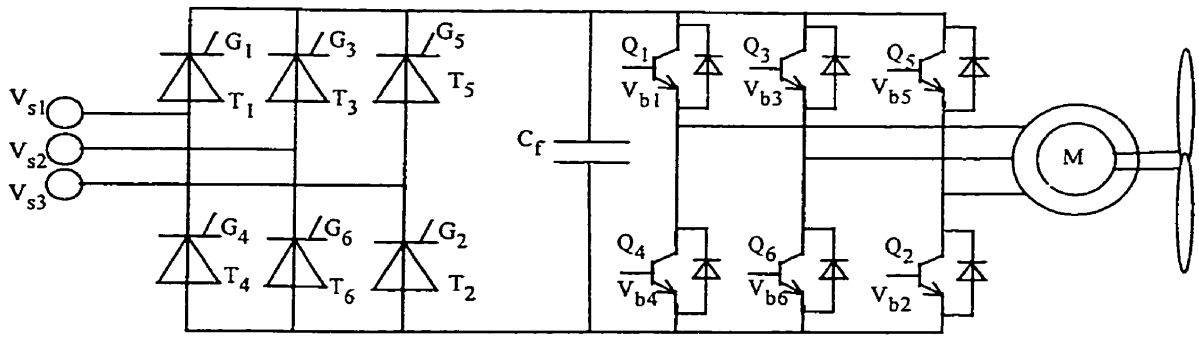


Figure 2. 20 Entraînement d'une pompe à l'aide d'un moteur asynchrone

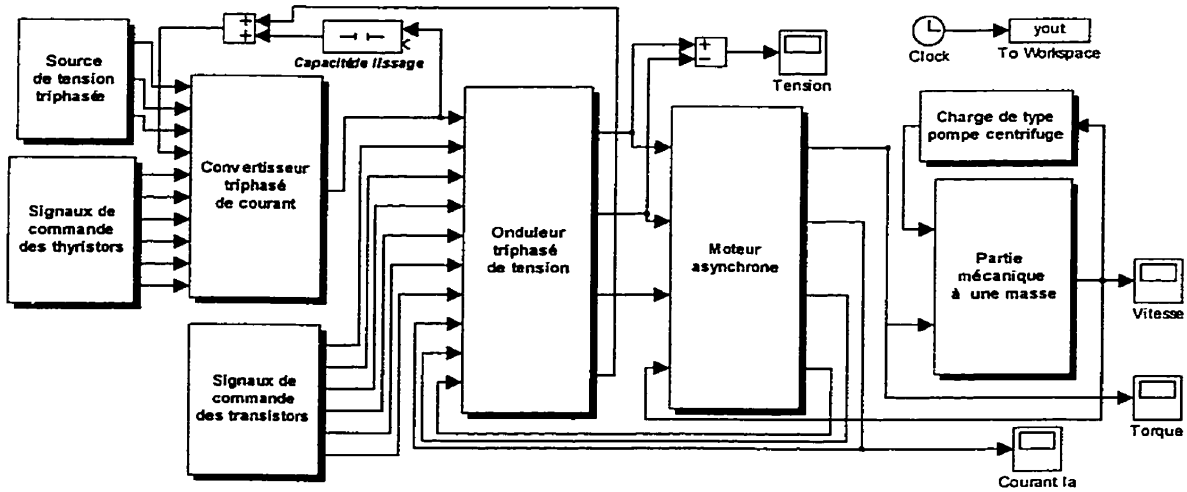
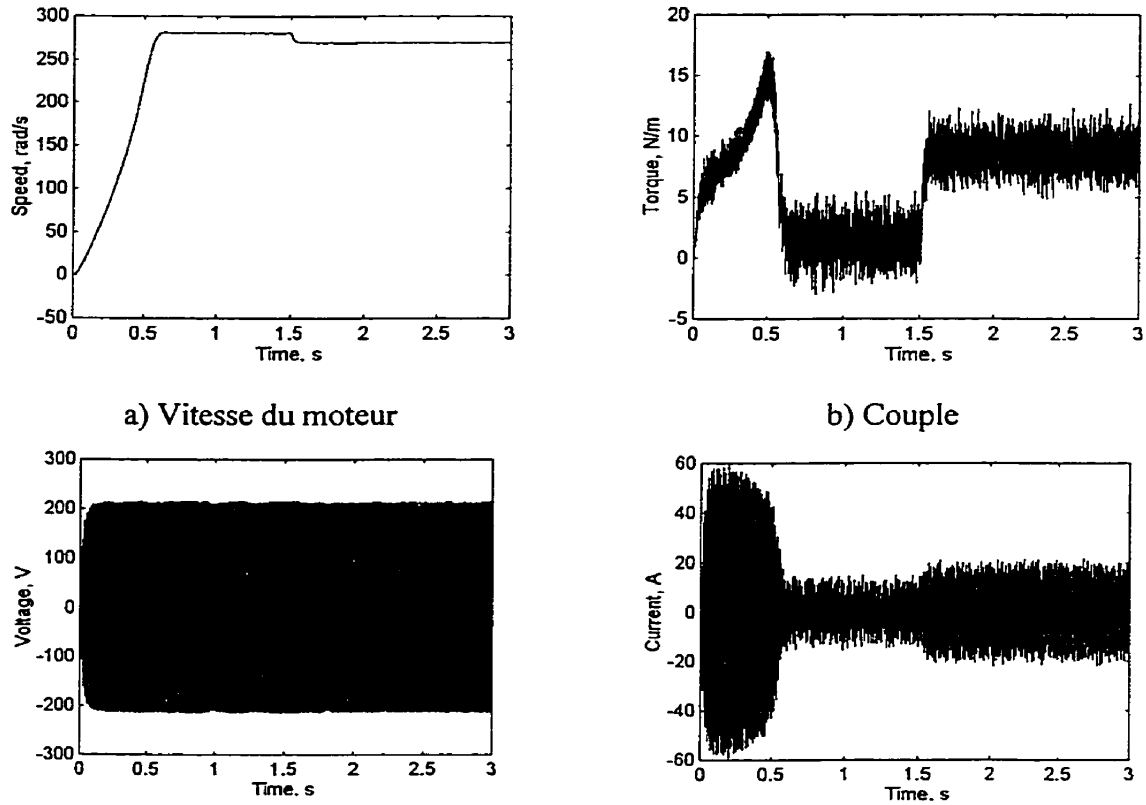


Figure 2. 21 Modèle de simulation de l'entraînement d'une pompe



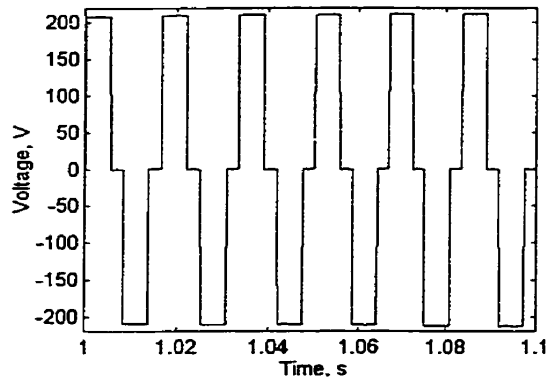
a) Vitesse du moteur

b) Couple

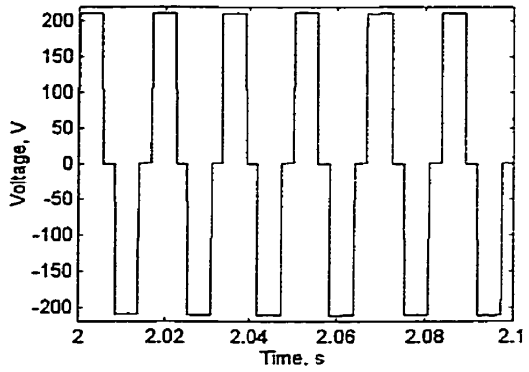
c) Tension de ligne

d) Courant statorique

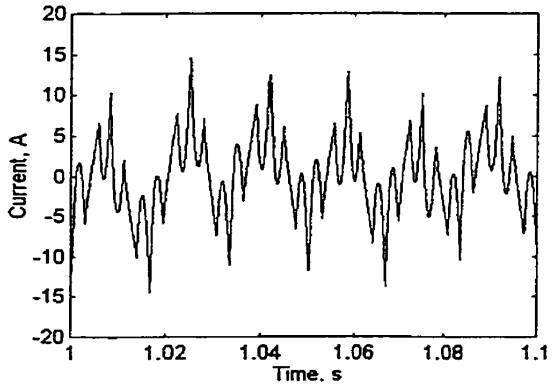
Figure 2. 22 Résultats de simulation (Charge de type pompe appliquée à l'instant t=1.5s)



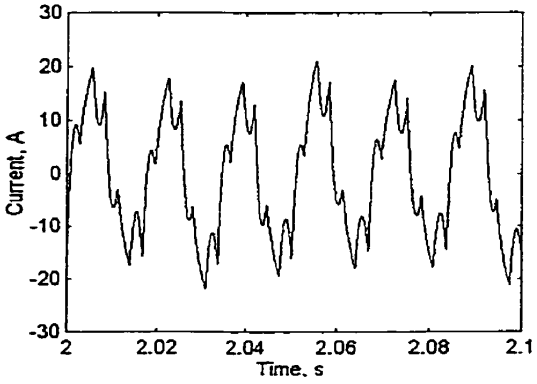
a) Tension de ligne (fonctionnement à vide)



b) Tension de ligne (fonctionnement sous charge)



c) Courant statorique (fonctionnement à vide)



d) Courant statorique (fonctionnement sous charge)

Figure 2. 23 Résultats de simulation sur l'échelle de temps agrandi

La commande MLI étant d'usage courant dans les applications industrielles, nous avons développé le modèle de simulation correspondant. Le pont redresseur d'entrée est à diodes (figure 2.24) et la commande MLI à modulation sinusoïdale à la fréquence 10 kHz (figure 2.25) est implantée. Les résultats de la simulation sont montrés sur les figures 2.26 et 2.27. On y remarque la forme d'onde modulée de la tension et l'allure presque sinusoïdale du courant.

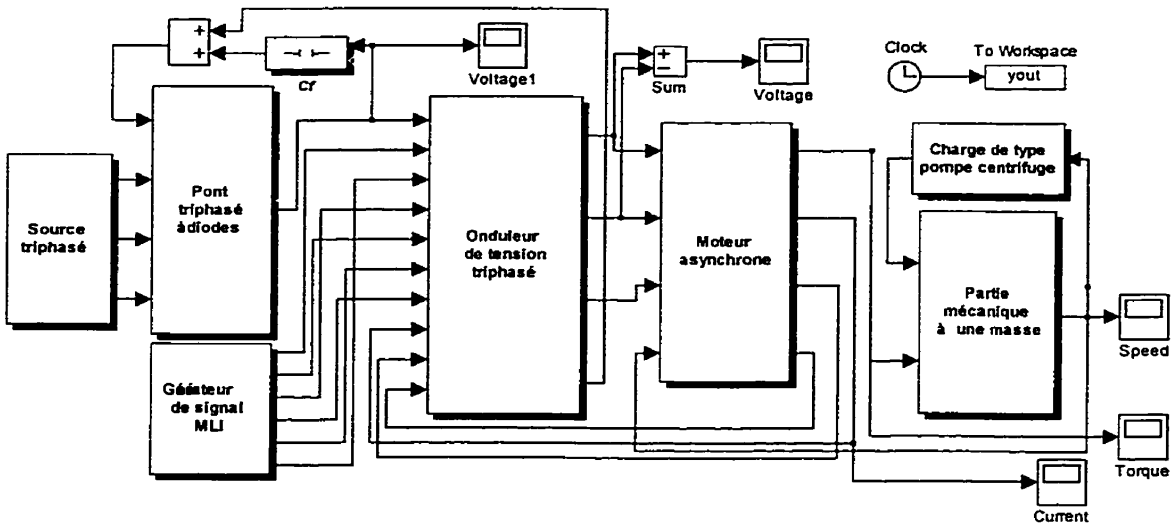


Figure 2. 24 Modèle de simulation de l'entraînement avec une commande MLI

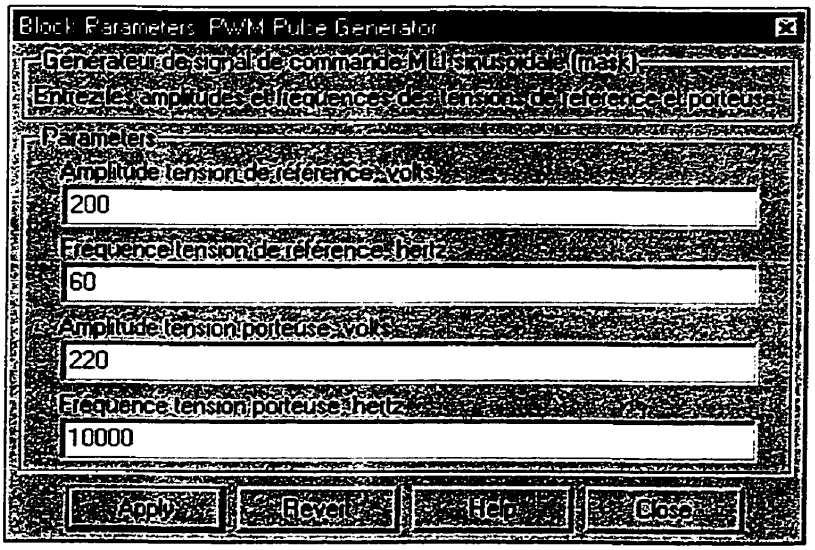
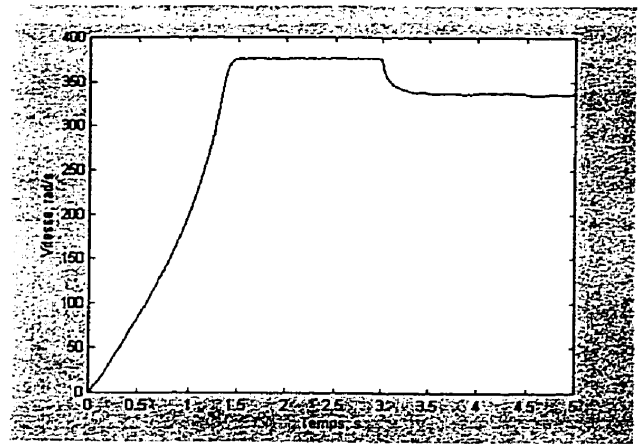
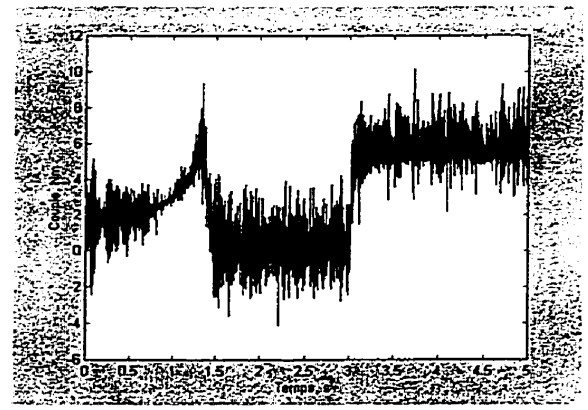


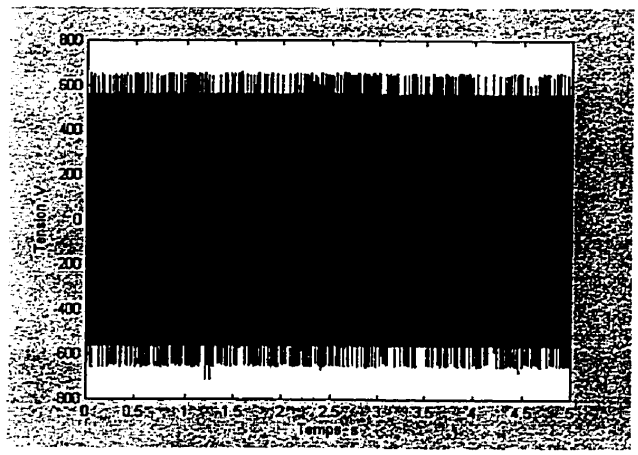
Figure 2. 25 Réalisation Simulink de la commande MLI



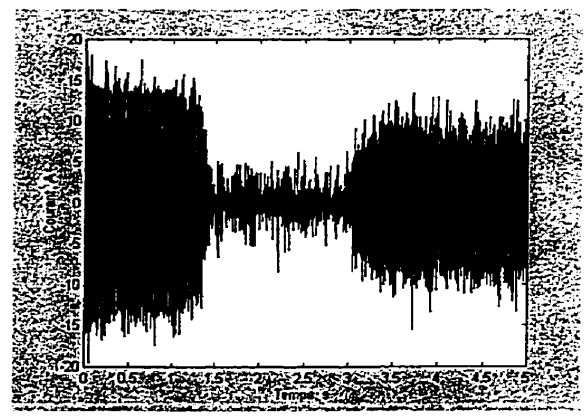
a)Vitesse du moteur



b) Couple

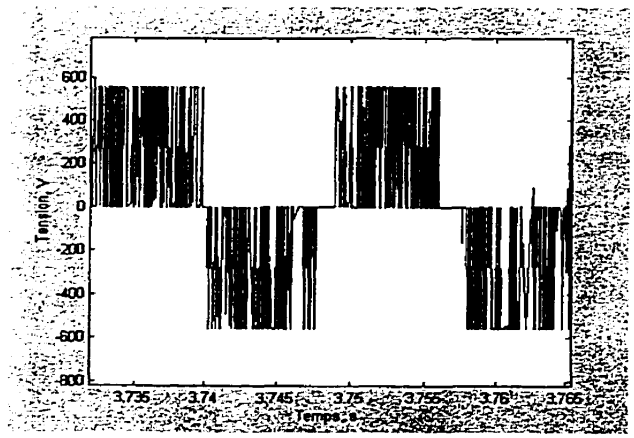


c) Tension de ligne

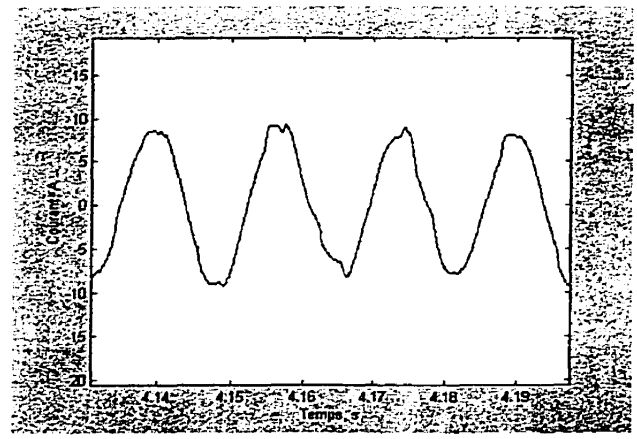


d) Courant statorique

Figure 2. 26 Résultats de simulation du processus de démarrage à vide avec une commande MLI



b) Tension de ligne (fonctionnement sous charge)



b) Courant statorique (fonctionnement sous charge)

Figure 2. 27 Résultats de simulation sur l'échelle de temps agrandi

2.7 Simulation de modèles multimasses d'entraînements électriques

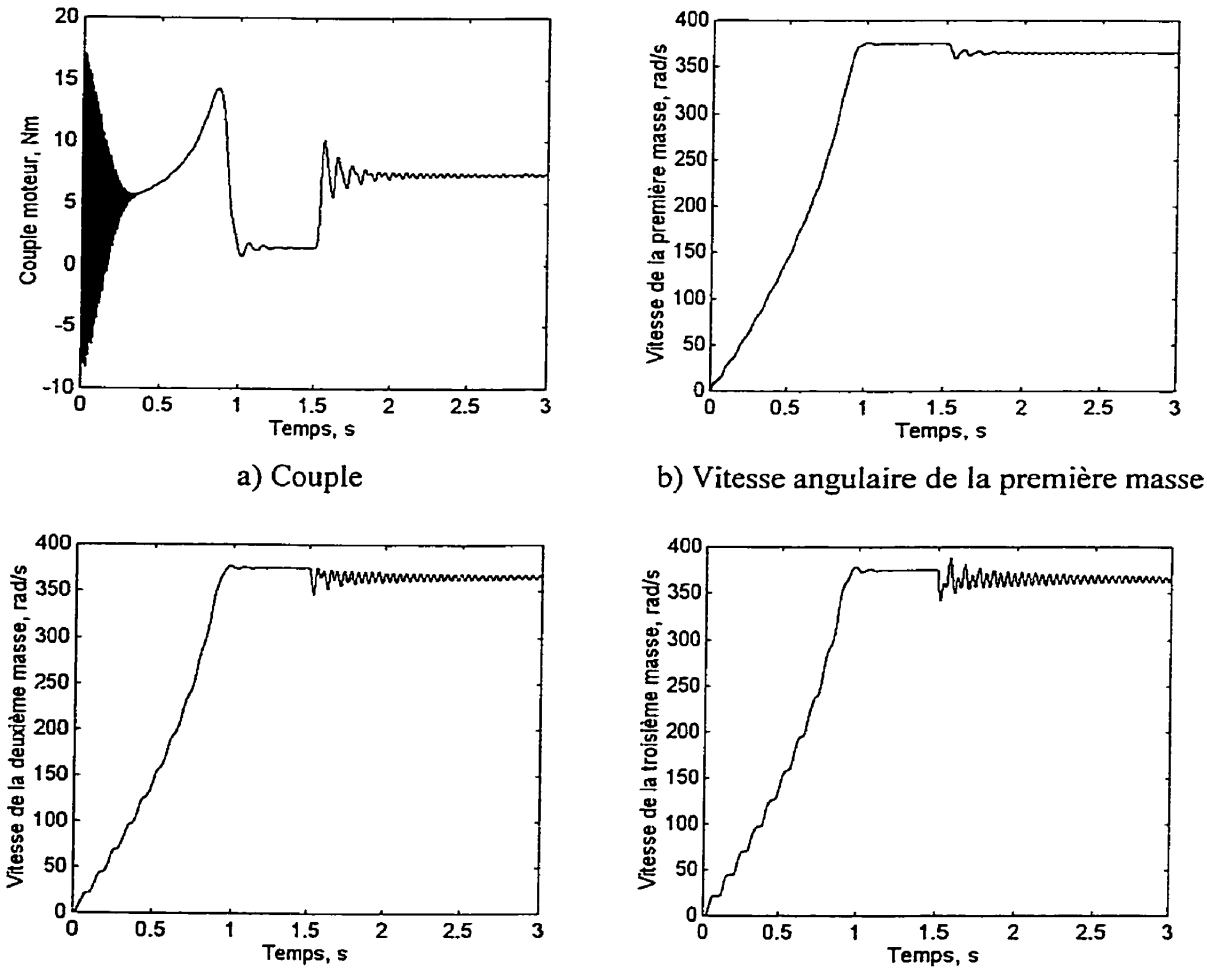
Le modèle de simulation de l'entraînement à trois masses à moteur asynchrone est établi à partir des équations (2.39). Le schéma de simulation est constitué de trois modules : le bloc de transformation triphasée-biphasée, le moteur asynchrone et la partie mécanique. Les résultats, présentés aux figures 2.28 – 2.30, montrent les courbes de variation du couple moteur et de la vitesse angulaire lors du démarrage et de l'application d'un couple résistant constant. Les paramètres de l'entraînement à moteur asynchrone (Ho, 1989) sont donnés en annexe I.

2.7.1 Modèle à trois masses

La contribution d'inertie du moteur dans l'inertie totale du système dépend du type d'entraînement. Dans beaucoup de cas d'entraînement, cette contribution est assez élevée à cause de la référence au moteur des paramètres des autres parties mobiles (Hori, Iseki, Sugiura, 1993). Pour cette raison, on a attribué à la première masse 70% de l'inertie totale, à la deuxième masse 20%, et à la troisième masse 10%, le moment d'inertie totale étant

J_Σ=0.0175 kgm^2. Les rigidités sont respectivement: $k_{12}=k_{23}=10^4$ Nm/rad, et les coefficients d'amortissement $\beta_{12}=\beta_{23}=0.1$ Nms/rad. Les couples résistants C_{r1} et C_{r2} sont considérés nuls pour des raisons de comparaison et le rapport de réduction est maintenu unitaire.

La figure 2.28a représente la courbe de variation du couple moteur C_m, tandis que les figures 2.28b, 2.28c et 2.28d, montrent respectivement les courbes de variation des vitesses de la première masse (moteur), de la deuxième masse (par exemple, un convertisseur de mouvement mécanique) et de la troisième masse (organe de travail).



a) Couple

b) Vitesse angulaire de la première masse

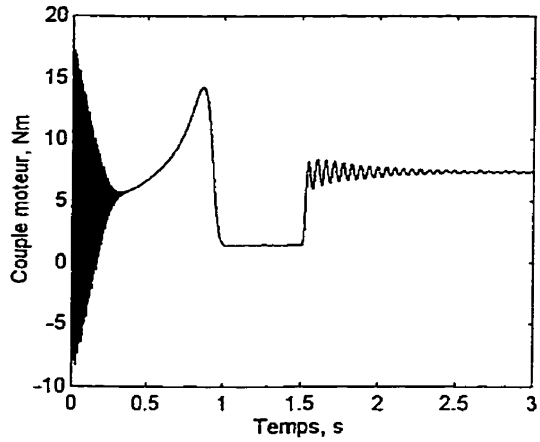
c) Vitesse angulaire de la deuxième masse

d) Vitesse angulaire de la troisième masse

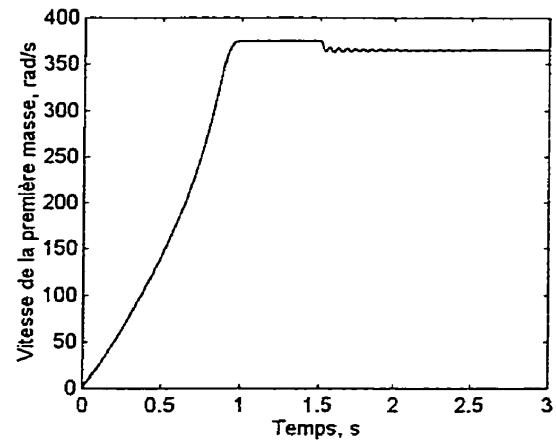
Figure 2.28 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à trois masses

2.7.2 Modèle à deux masses

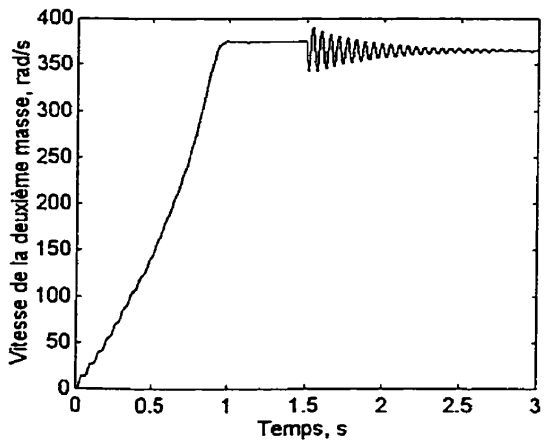
Dans ce cas, les moments d'inertie des première et deuxième masses sont respectivement J_1=0.01575 kgm^2 et J_2=0.00175 kgm^2; le coefficient de rigidité $K_{12}=10^4$ Nm/rad et le coefficient d'amortissement β_{12}=0.001 Nms/rad. Le couple résistant C_{r1} est considéré nul, aussi pour des raisons de comparaison. La figure 2.29a représente la courbe de variation du couple moteur C_m, tandis que les figures 2.29b et 2.29c, montrent respectivement les courbes de variation des vitesses de la première et de la deuxième masses.



a) Couple



b) Vitesse angulaire de la première masse

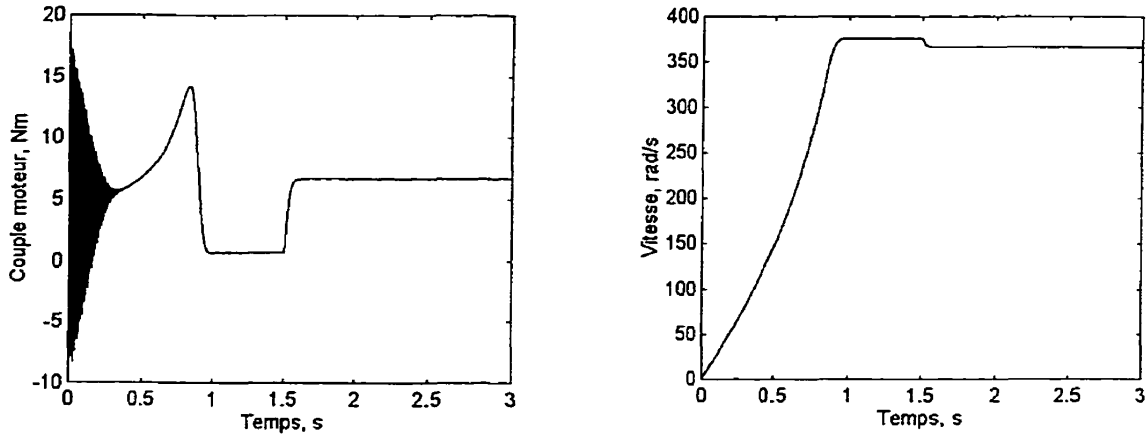


c) Vitesse angulaire de la deuxième masse

Figure 2.29 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à deux masses

2.7.3 Modèle à une masse

Dans ce cas, toute la partie mécanique est considérée comme une masse indissociable. Donc, il n'est pas possible de distinguer d'autres vitesses comme dans les cas précédents. Le moment d'inertie du système représente la somme des inerties de toutes les masses mobiles. La figure 2.30 montre les courbes de variation du couple moteur et de la vitesse angulaire. On n'observe pas d'oscillation dans la courbe de variation de la vitesse. Ce cas correspond à celui généralement utilisé dans la littérature lors de l'étude des entraînements électriques.



a) Couple b) Vitesse angulaire

Figure 2.30 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à une masse

2.7.4 Phénomène de résonance mécanique

En utilisant un modèle à une masse, on suppose que les liaisons entre les différents éléments de la partie mécanique sont infiniment rigides. Ceci conduit à la fonction de transfert (2.24), qui est du premier ordre (intégrateur simple). Donc, en représentant la partie mécanique d'un entraînement par un modèle à une masse, nous négligeons ses propriétés oscillatoires. Ce qui ne reflète pas la réalité de fonctionnement de certains types d'entraînements (Doumbia, Roy, Rajagopalan, Missurenko, 1998; Hori, Iseki, Sugiura, 1993; Hong, Sul, 1993; Hassan, 1986), caractérisés par une flexibilité entre les éléments de la partie mécanique, ou en présence de phénomènes (changement des coefficients d'élasticité des liaisons mécaniques

par exemple) pouvant apparaître au cours de la vie utile de fonctionnement de l'entraînement électrique. La figure 2.31 (Doumbia, Roy, Rajagopalan, Missurenko, 1998) montre les résultats de simulation d'un modèle à deux masses d'entraînement, lors du démarrage et de l'application d'un couple résistant égal à 1.2 Nm (10% de celui précédemment appliqué), mais à la fréquence de résonance (ω=112.68 rad/s). Bien que le couple appliqué soit beaucoup plus petit que le couple nominal, on observe de grandes variations des différentes variables (phénomène de résonance mécanique). Ceci, dans la pratique, peut causer des dommages importants à la partie mécanique du système d'entraînement.

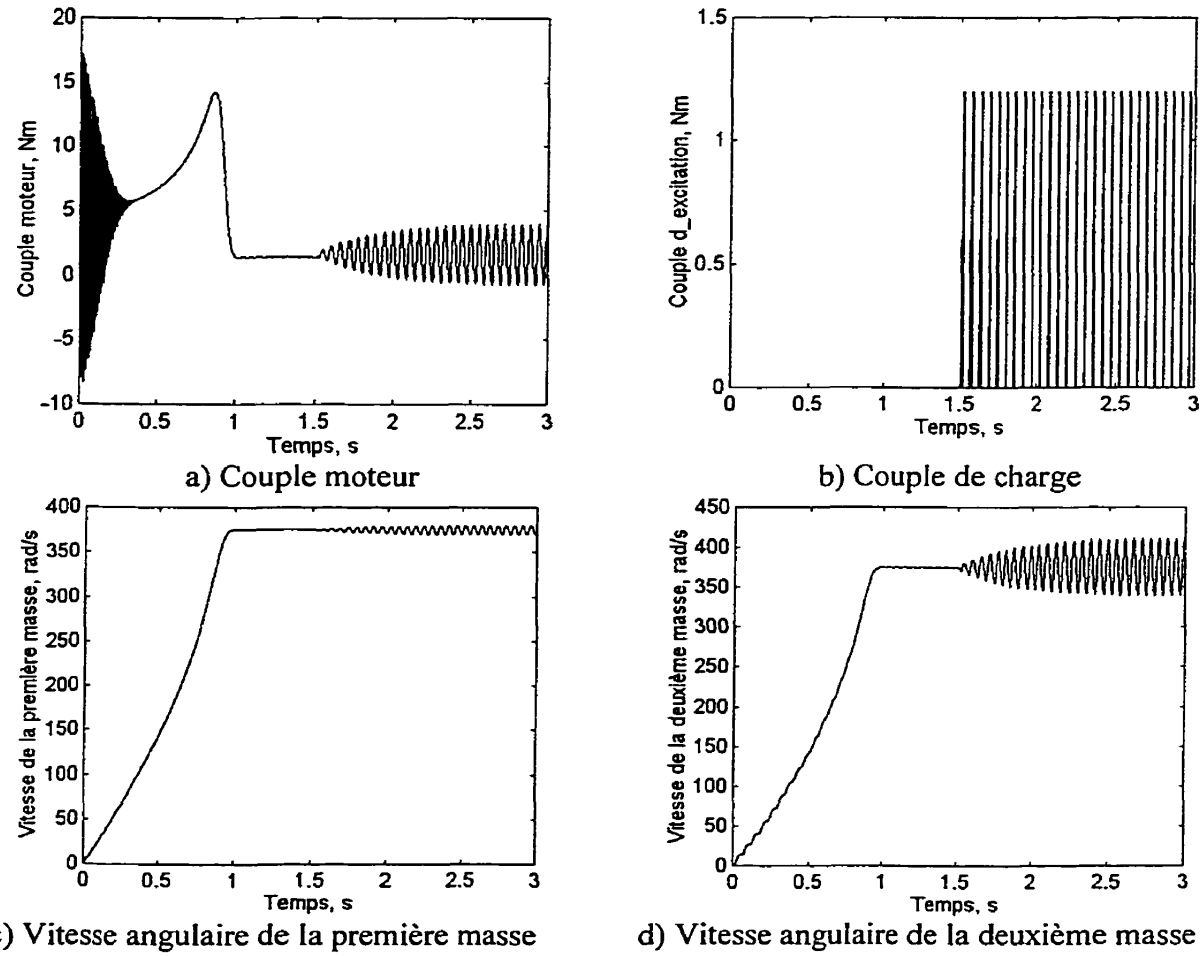


Figure 2. 31 Courbes caractéristiques d'un entraînement à moteur asynchrone à deux masses lors de la résonance mécanique

2.8 Conclusion

Ce chapitre traite la modélisation des principales parties du système d'entraînement. Le principe de modélisation multimasse de la partie mécanique est présenté. Il met en évidence le phénomène de résonance mécanique qui peut avoir lieu dans certains types d'entraînements. Les modèles des différents types de moteurs sont déduits du modèle biphasé. La modélisation des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques est réalisée grâce à la technique des nœuds.

CHAPITRE III
DÉVELOPPEMENT DE L'OUTIL D'AIDE À LA CONCEPTION

Dans le domaine de l'électronique industrielle et de la commande des machines électriques, la notion d'intelligence artificielle (IA) est le plus souvent liée à l'utilisation de systèmes experts, de la logique floue et/ou des réseaux de neurones artificiels. L'intelligence artificielle a été définie en 1956 lors de la conférence de Dartmouth comme les procédés informatiques qui tendent à imiter la façon de penser de l'être humain, faisant appel à son l'intelligence (Liebowitz, 1998). La conception des systèmes d'entraînement est une tâche assez exigeante. Ceci s'explique non seulement par la grande diversité des procédés industriels, mais aussi par la nature distincte et souvent non linéaire des éléments composant leur structure. La conception d'un entraînement fiable exige une analyse globale du système. Les connaissances nécessaires pour cela sont issues de domaines assez distincts de l'ingénierie moderne : machines électriques, électronique de puissance, logique et électronique de commande, mécanique, etc. C'est une tâche multidisciplinaire qui demande la collaboration de spécialistes (experts) issus de plusieurs domaines. Elle est généralement effectuée par des ingénieurs hautement qualifiés (experts du domaine) qui ont acquis au fil des années d'énormes connaissances et expertises (savoir-faire) sur lesquelles ils se basent pour résoudre des problèmes, prendre des décisions. Avec les progrès considérables réalisés ces dernières années dans le domaine de l'informatique, l'utilisation d'un système expert peut être une solution intéressante dans la conception des entraînements électriques (Bose, 1994; Chhaya, Bose, 1992; Chhaya, Bose, 1993; Chen, Bose, 1992; Fezzani, Piquet, Foch, 1997; Rajagopalan, Debebe, 1991).

3.1 Systèmes experts

Les systèmes experts sont des systèmes (programmes) informatiques capables de trouver des solutions à des problèmes ou donner des conseils, de façon semblable à celle d'experts du domaine. Leur but n'est pas de remplacer les experts humains, mais de rendre les connaissances et expériences de ces derniers largement accessibles. Contrairement aux programmes informatiques traditionnels, les systèmes experts dissocient les faits et règles (base de connaissances) des méthodes de raisonnement (moteur d'inférence) (Liebowitz, 1998). Les premiers systèmes experts ont été réalisés avec les langages de programmation LISP (LISt Processing), PROLOG (PROgramming LOGic) ou OPS (Official Production System). La complexité de ces langages, a limité l'utilisation des systèmes experts aux milieux académiques jusqu'aux années 1970 (Liebowitz, 1998). Le système expert MYCIN, une application dans le domaine médical, a été développé avec INTERLISP à l'Université Standford en 1976. La difficulté d'utilisation des langages de système expert vient du fait qu'il faut programmer les différents modules (base de connaissances, moteur d'inférence, interface usager, espace de travail). Ceci peut être assez pénalisant en temps de réalisation du système expert. C'est la raison pour laquelle on utilise de plus en plus des coquilles ("shell") de système expert. La figure 3.1 montre un histogramme des applications en fonction des langages ou shell (Liebowitz, 1998).

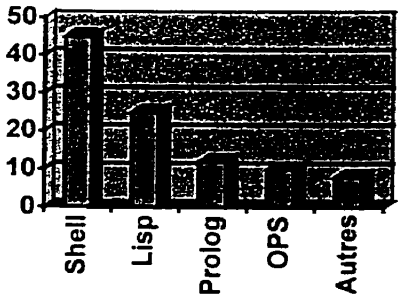


Figure 3. 1 Pourcentage des applications de SE versus langages de programmation

Un Shell est un environnement de programmation qui contient les outils nécessaires au développement et à l'exécution d'un système expert. Sa structure reflète celle d'un système expert. La figure 3.2 représente le schéma fonctionnel d'un système expert.

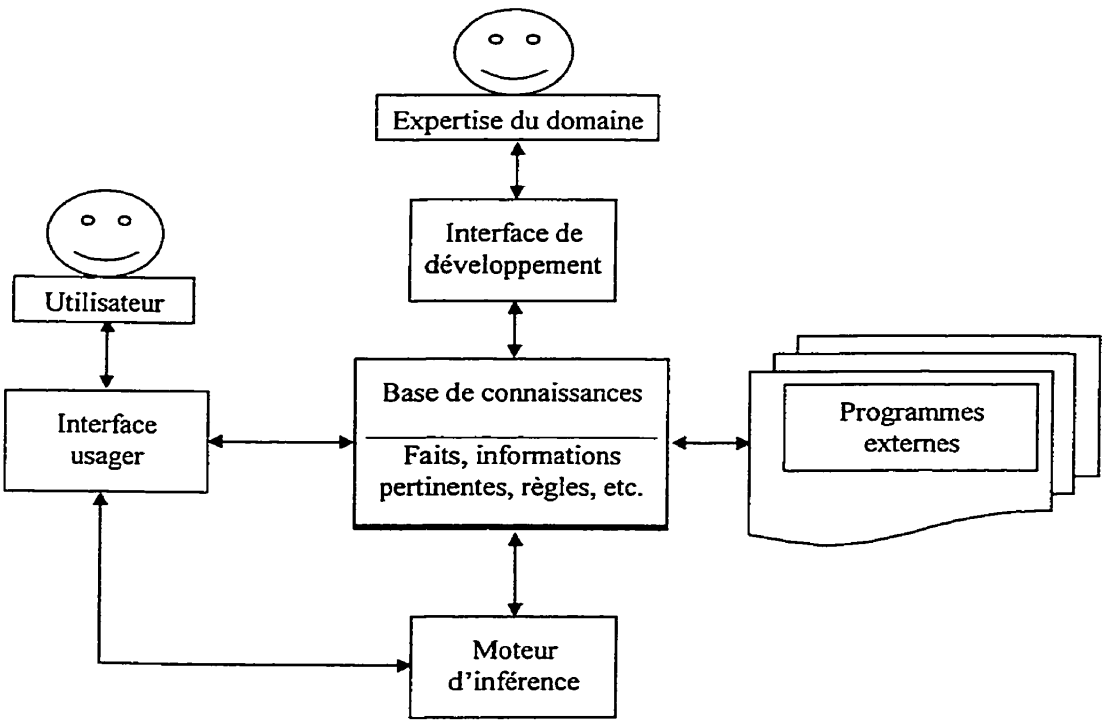


Figure 3. 2 Schéma fonctionnel d'un système expert

3.1.1 Base de connaissances

Un système expert peut aussi être défini comme un programme d'intelligence artificielle incorporant une base de connaissances et un moteur d'inférence (Tutorial, PICA97). La base de connaissances est la partie du système expert contenant l'expertise du domaine. Elle regroupe les faits, informations pertinentes, règles, etc. nécessaires à la prise de décision. La connaissance est définie comme l'ensemble des informations et méthodes utilisées par une personne ou une machine pour interpréter, prédire et résoudre un problème. La connaissance peut être déclarative ou procédurale. Les faits et informations pertinentes constituent la connaissance déclarative tandis que le raisonnement sur les faits, constitue la connaissance procédurale. Selon le degré de compréhension de l'expert, la connaissance procédurale peut être heuristique ou à base de modèles. La connaissance heuristique est celle empirique, acquise par l'expert grâce à son expérience pratique. Quant à la connaissance à base de modèles, son explication est bien connue de l'expert et son modèle peut être développé. Les deux types de connaissance sont complémentaires et nécessaires à la prise de décision par le système expert.

3.1.2 Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence est le processeur de connaissances, qui à partir des informations disponibles dans l'espace de travail et dans la base de connaissances, dirige le processus de consultation en vue d'arriver à une conclusion ou recommandation. Les stratégies d'inférence, à savoir, le chaînage arrière "Backward-Chaining" ou "Goal-Driven" et le chaînage avant "Forward-Chaining" ou "Data-Driven" sont à la base du raisonnement du système d'aide à la conception. Dans le chaînage arrière, on suppose qu'une conclusion est vraie, ensuite on cherche à vérifier les premises (hypothèses)

menant à la dite conclusion. Quant au chaînage avant, il commence par la vérification d'hypothèses, ensuite s'exécute la règle qui supporte les hypothèses satisfaites.

3.1.3 Interface usager

L'interface usager est le véhicule à travers lequel l'utilisateur communique avec le système expert. À ce titre, l'acceptation ou non du système par son utilisateur dépend du concept de l'interface usager. Un bon interface usager doit :

- avoir une excellente présentation (aspects esthétiques)
- répondre de façon efficace aux situations extrêmes (étendue)
- guider l'utilisateur à travers un dialogue plus ou moins complexe (convivialité).

3.1.4 Interface de développement

Grâce à l'interface de développement, les faits et expertises du domaine, sont implantés dans le système expert. L'interface de développement permet la création de la base de connaissances, la réalisation de l'interface usager, le déverminage du système, etc. Son utilisation se limite à la période de développement ou de modification du système expert.

3.1.5 Programmes externes

En dépit de ses connaissances et de ses habilités à résoudre un problème, l'expert humain effectue souvent des calculs préliminaires à l'aide de calculatrices, ou des analyses plus approfondies en utilisant des programmes de simulation. Il peut aussi avoir recours à des fiches techniques ou bases de données pour prendre la bonne décision, effectuer le choix approprié.

Les systèmes experts permettent une bonne représentation des données sous forme symbolique. Ils disposent généralement de fonctions mathématiques élémentaires. Néanmoins, leurs capacités de résolution des fonctions complexes sont limitées. Pour cette raison, ils utilisent au besoin les programmes externes de calcul ou de simulation.

3.2 Applications de systèmes experts

L'utilisation de systèmes experts s'avère intéressante dans les domaines où l'expertise est bien définie. Les systèmes experts ont connu plusieurs applications dans le domaine du génie électrique au cours des dernières années (Tutorial PICA 1997; Liebowitz 1998). Quelques domaines d'application sont : l'automatisation (commande intelligente des systèmes), le diagnostic (détermination de la cause de défectuosités), la conception (développement des produits en fonction de spécifications données).

3.2.1 KNOBOS (KNOwledge-Based Operator System)

KNOBOS (Liebowitz 1998) est un système expert développé par la compagnie allemande Siemens en 1993. Il permet le diagnostic des réseaux électriques à partir des signaux relevés par l'appareillage de mesure. Les signaux mesurés sont comparés aux signaux de référence. Si l'erreur dépasse la valeur critique, le système avise l'opérateur, détermine la cause probable du problème et suggère une solution pour corriger ou prévenir le problème.

3.2.2 VIAD (VIbration ADvisor)

VIAD (Liebowitz 1998) est un système expert d'analyse de vibration des entraînements. Il peut déterminer plus de 50 causes de vibration dans les équipements de pompes, ventilateurs, turbines à vapeur, etc. VIAD est un système multi-niveaux de

consultation. Le premier niveau permet de déterminer les causes possibles de vibration à partir des informations sur la structure du système. Les niveaux 2 et 3 exigent une interaction utilisateur-système expert et permettent une analyse plus poussée de la cause de la vibration.

3.2.3 STES (Steam Turbine Expert System)

STES (Liebowitz 1998) est un système expert de surveillance des turbines à vapeur. Les informations sur l'état de fonctionnement (l'angle de phase, la température, la position de l'arbre, relevés de vibration, etc.) sont captées et relevées dans une base de données que le système expert analyse automatiquement pour détecter s'il y a lieu, des imperfections. Le système procède ensuite à une analyse plus approfondie de la défectuosité détectée.

3.2.4 PECT (Power Electronics and Control Tool)

PECT (Cumbi, Shepherd, Hulley, 1996) est un système expert pour la conception des circuits électroniques de puissance, développé à l'Université de Bradford en Angleterre. Il utilise une approche hiérarchique de consultation. En premier lieu, l'utilisateur spécifie le circuit à concevoir. Le système PECT vérifie la présence de ce circuit dans la base de données. Si tel est le cas, le système expert demande les spécifications du circuit et procède à la conception qui consiste : au choix des composants, à l'estimation de leurs caractéristiques limites (valeurs nominales des paramètres) et à l'évaluation des performances du circuit. Le programme externe de simulation utilisé est HSPICE, la version commerciale du logiciel SPICE.

3.2.5 ESCADPE (Expert System for the CAD in Power Electronics)

Dans l'article (Fezzani, Piquet et Foch, 1997), les auteurs présentent un système expert d'aide la conception en électronique de puissance avec une application aux alimentations sans interruption ("Uninterrupted Power Supplies"). A partir des spécifications des paramètres d'entrée et de sortie, le système expert détermine les filtres d'entrée et de sortie, ainsi que les structures appropriées de redresseurs et d'onduleur. La structure d'onduleur est celle en pont monophasé. Quant au redresseur, les structures choisies sont les ponts monophasé et triphasé. Le système expert est réalisé avec une approche modulaire. Son fonctionnement est basé sur l'interaction entre plusieurs modules, de façon semblable à la collaboration entre spécialistes de différents champs d'expertise impliqués dans la conception des circuits électroniques de puissance. On distingue ainsi deux types de connaissances :

- la connaissance locale, utilisée au niveau de chaque module impliqué dans la conception du circuit
- la connaissance globale, utilisée à un niveau plus haut pour l'analyse des spécifications, le choix de la connaissance locale appropriée et la gestion de la communication entre les modules.

3.2.6 Système Expert d'Aide à la Conception des Entraînements à Courant Alternatif

Dans les articles (Chhaya, Bose, 1992; Chhaya, Bose, 1993; Chen, Bose, 1992), les auteurs présentent un système expert d'aide à la conception des entraînements à moteurs à courant alternatif "Expert System Aided Automated Design of AC Drives System". Le système expert établit une séance de dialogue sous la forme de questions - réponses avec l'utilisateur. Ce dernier choisit une classe d'application parmi une série proposée par le système et donne les spécifications qualitatives et quantitatives de l'application. Ces spécifications comprennent entre autres : la variable commandée (vitesse, position ou couple), le type de fonctionnement (un, deux ou quatre quadrants),

le besoin d'un facteur de puissance élevé, le besoin d'un faible bruit acoustique, etc... Par la suite, le système expert choisit le type de moteur, la structure de convertisseur statique de puissance et le type de commande. Quelques critères de choix sont donnés ci-après (Chhaya, 1995) :

- La commande V/Hz est proposée pour les applications standard où les performances élevées ne sont pas exigées, tandis que la commande vectorielle est utilisée pour les applications de grandes performances nécessitant une inversion rapide et fréquente de la vitesse.
- La structure de hacheur élévateur est suggérée lorsque l'application exige un facteur de puissance unitaire.
- Pour les applications exigeant un faible bruit acoustique, on utilise des interrupteurs IGBT de fréquences de commutation entre 10 et 20 kHz.
- La structure de convertisseur dual à MLI est utilisée pour les applications exigeant une régénération de puissance, un courant d'entrée sinusoïdal et un facteur de puissance élevé.
- Les moteurs synchrones à aimant permanent, à cause de leur flux sinusoïdal, s'apprêtent mieux à la commande vectorielle.
- Le moteur asynchrone présente l'avantage d'être de construction simple et robuste
- La commande vectorielle indirecte permet un réglage aux faibles vitesses, mais exige l'utilisation d'un capteur de vitesse.
- La commande vectorielle directe permet un réglage sans capteur, mais décroche lorsque le fonctionnement exige une opération aux basses vitesses.

La plage de puissance considérée est de 1 kW à 200 kW et deux types de moteurs à courant alternatif sont considérés : ce sont le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimant permanent. Trois structures de convertisseur statique de puissance sont proposées : le redresseur-onduleur (figure 3.3), le redresseur-hacheur-onduleur (figure 3.4), le convertisseur dual à MLI (figure 3.5).

La structure de convertisseur figure 3.3 est la plus utilisée dans les entraînements à moteurs à courant alternatif, à cause de sa simplicité d'opération, sa compacité et sa versatilité de commande. Un pont redresseur à diodes convertit la tension d'entrée alternative à fréquence fixe en tension continue lissée à l'aide d'un condensateur électrolytique de filtrage. Par la suite, un onduleur à transistors transforme la tension continue en tension alternative variable à fréquence variable. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est utilisée pour produire un courant sinusoïdal lissé à la sortie du convertisseur. Le principal désavantage de ce montage provient du fait que le courant absorbé par le redresseur est de type pulsé. Généralement, cette insuffisance est surmontée par l'utilisation d'un filtre à l'entrée ou à la sortie du redresseur. Cette structure de convertisseur est le plus souvent utilisée dans les entraînements unidirectionnels. On peut obtenir un entraînement à deux quadrants par l'insertion d'une résistance de freinage dynamique à la sortie du redresseur.

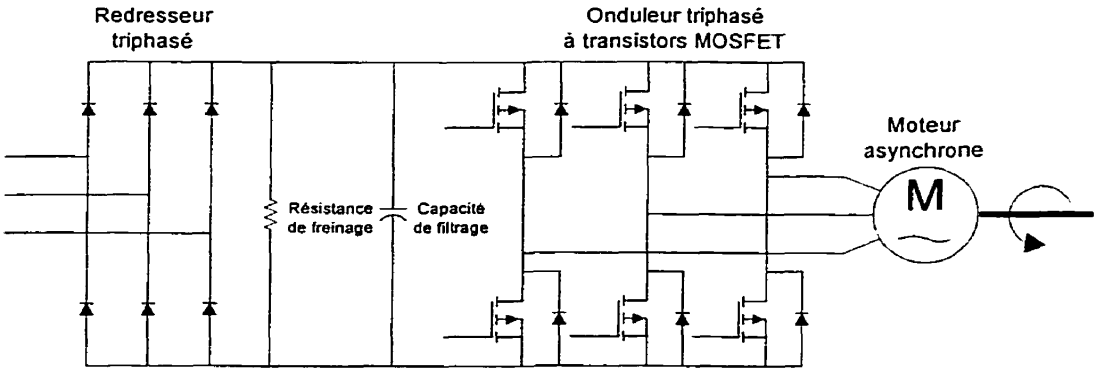


Figure 3. 3 Montage redresseur - onduleur pour moteur ca

Le montage redresseur - hacheur élévateur - onduleur (figure 3.4) est utilisé pour des applications demandant un facteur de puissance presque unitaire à l'entrée. Le hacheur élévateur permet l'augmentation de la tension de sortie du redresseur pour obtenir un courant de forme sinusoïdale. On obtient ainsi un courant d'entrée sinusoïdal, reflet du courant de sortie du redresseur. Ce montage aussi permet un fonctionnement à deux quadrants par l'insertion d'une résistance à la sortie du redresseur. L'ajout du

hacheur élévateur augmente les coûts de réalisation et la complexité de la commande cette structure de convertisseur.

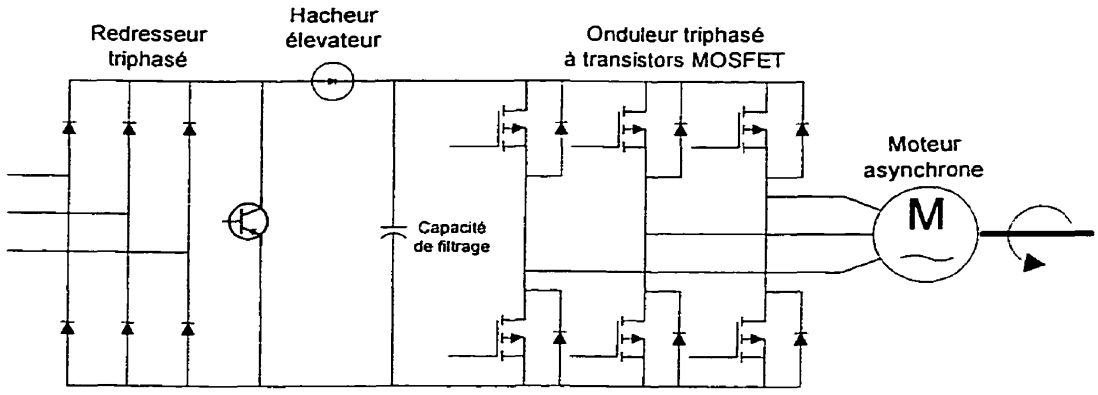


Figure 3. 4 Montage redresseur - hacheur élévateur - onduleur pour moteur ca

Pour des applications exigeant un fonctionnement à quatre quadrants, il est nécessaire que le redresseur soit bidirectionnel. Ceci est obtenu par l'utilisation d'interrupteurs IGBT ("Insulated Gate Bipolar Transistor"). Le convertisseur dual à commande MLI (figure 3.5) permet non seulement le fonctionnement à quatre quadrants, mais aussi l'obtention d'un facteur de puissance unitaire (Chhaya, 1995). Le transfert bidirectionnel de la puissance dans cette structure de convertisseur permet son utilisation dans les mécanismes de levage et dans la traction électrique.

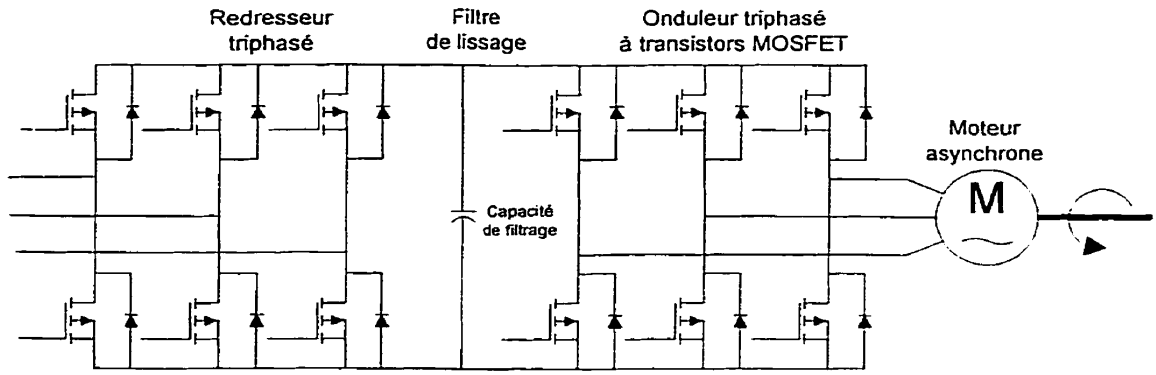


Figure 3. 5 Montage dual redresseur - onduleur pour moteur ca

3.3 Spécificités et place de l'outil développé dans le cadre de la thèse

Le processus de conception des systèmes d'entraînement de machines électriques nécessite un choix stratégique des principaux éléments, à savoir le moteur électrique, le convertisseur statique de puissance et le système de commande, à partir du cahier des charges et des spécifications du mécanisme entraîné. L'utilisation des systèmes experts dans le domaine des systèmes d'entraînement de machines électriques, reste limitée. Le système expert présenté à l'article précédent (Chhaya, Bose, 1992; Chhaya, Bose, 1993; Chen, Bose, 1992) réalise en partie cette tâche, mais son domaine d'utilisation se limite à deux types de moteurs à courant alternatif (moteur asynchrone à cage et moteur à aimant permanent) et à la gamme de puissance allant de 1 à 200 kW.

Dans les paragraphes qui suivent, nous présentons le développement de la plate-forme de base d'un système expert permettant la conception des entraînements électriques non seulement à base de moteurs à courant alternatif et à courant continu, mais aussi dont le domaine d'utilisation couvre une plage de puissance atteignant les mégawatts.

3.4 Méthodologie de développement de l'outil d'aide à la conception

Les principales étapes de développement de l'outil d'aide à la conception sont (figure 3.6) :

- l'acquisition de connaissances
- la représentation de connaissances
- l'implantation de connaissances et le design de l'interface usager
- la validation

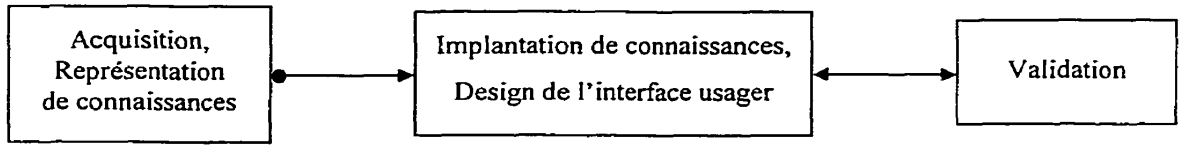


Figure 3. 6 Étapes de développement du système

3.4.1 Acquisition de connaissances

Il existe plusieurs méthodes d'acquisition de connaissances (Liebowitz, 1998). L'approche traditionnelle de l'acquisition de connaissances consiste à procéder à une série d'entrevues entre l'expert du domaine et l'ingénieur de connaissances (spécialiste en informatique). Lorsqu'une quantité suffisante d'informations pertinentes est recueillie, l'ingénieur de connaissances procède à la représentation et à l'implantation de connaissances. Le modèle développé est ensuite soumis au jugement de l'expert du domaine: ceci représente la validation. Dans le présent travail, la principale source de connaissances est constituée par les ouvrages, articles et publications scientifiques dans le domaine de la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques (Bonal, 1997; Bose, 1994; Bose, 1991; Chen, Bose, 1992; Chhaya, Bose, 1993; Hydro-Québec, 1994; Jarc, 1986; Leonhard, 1988; Siemens, 1981, 1983). Ces sources

d'informations représentent les points de vue de plusieurs experts du domaine des systèmes d'entraînement de machines électriques. A ce titre, la méthode d'acquisition de connaissances peut être qualifiée de collaborative.

La conception d'un entraînement électrique consiste au choix des principaux éléments (moteur électrique, convertisseur statique de puissance, système de commande) qui le composent à partir du cahier des charges. Ce processus commence par le choix du moteur électrique qui satisfait le diagramme de charge du mécanisme entraîné. Le choix du moteur détermine celui de la structure de convertisseur statique à associer. Le système de commande adéquat est ensuite choisi pour l'ensemble convertisseur – moteur pour que les exigences du cahier des charges soient satisfaites. Jusqu'au début des années 80, les entraînements à courant continu étaient la norme à laquelle on comparait tous les autres systèmes. De nos jours les entraînements à courant alternatif offrent une performance égale ou supérieure pour de nombreuses applications. Pour les besoins de notre étude, les systèmes d'entraînement de machines électriques sont classifiés selon les critères suivants (tableau 3.1) :

- le service de fonctionnement
- le profil de la charge
- la vitesse d'opération

Tableau 3.1 Classification des entraînements

Critère de classification	Type d'entraînement
Service de fonctionnement	• continu • cyclique • aléatoire
Profil de la charge	• constante • variable
Vitesse d'opération	• constante • en paliers • variable

3.4.2 Choix du moteur

Le moteur électrique constitue l'élément fondamental d'un système d'entraînement. Pour satisfaire les exigences élevées des mécanismes entraînés, le moteur à courant continu (cc) a été longtemps utilisé et ce malgré sa principale faiblesse due à la présence du collecteur. Avec les énormes progrès réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-électronique, les entraînements à moteur à courant alternatif (ca) sont aujourd'hui d'utilisation courante. Ils peuvent désormais fournir des performances dynamiques aussi bonnes que celles des entraînements classiques cc, tout en étant plus faciles d'entretien et plus compacts. Parmi les moteurs ca, le moteur asynchrone à cage s'est distingué par sa simplicité et sa robustesse. Il est aujourd'hui utilisé sur toutes les gammes de puissance tant pour les entraînements très performants que ceux moins performants (Leonhard, 1 988).

Le moteur est choisi tel que son service de fonctionnement se rapproche le plus à celui du mécanisme entraîné. Les fabricants produisent les moteurs électriques selon huit (8) services de fonctionnement classifiés de S1 à S8. Le fabricant australien Western Electric's (Western Electric's, 1997) spécifie une neuvième classe (tableau 3.2).

Le processus de conception d'un système d'entraînement électrique commence par le choix du moteur. Pour choisir le moteur, il est nécessaire de calculer la puissance de charge P_{ch} demandée par le mécanisme entraîné. La puissance de charge P_{ch} est calculée par l'une des méthodes suivantes :

- formule établie grâce à l'expérience de conception du mécanisme entraîné
- informations fournies par les diagrammes de couple (charge) Cr(t) et de vitesse ω(t).

Un choix non adéquat du moteur entraîne des pertes économiques dues, soit à la réduction de la durée de vie du moteur (puissance insuffisante), soit à l'augmentation des coûts d'installation (puissance trop grande). Généralement, le moteur est choisi tel que sa puissance nominale soit un peu supérieure à la puissance de charge (P_n=1.1 à 1.3 P_{ch}). Néanmoins, dans bien de cas de mécanismes caractérisés par des accélérations/ décélérations fréquentes et/ou variation cyclique de la charge, une vérification du moteur aux critères d'échauffement et de surcharge s'impose.

La vérification du critère d'échauffement permet de s'assurer que la température du moteur, particulièrement celle des isolations, ne dépasse pas la valeur limite spécifiée par le fabricant. Ceci est assez important, car un dépassement de 10°C de la température limite spécifiée entraîne une réduction de la durée de vie du moteur de moitié (figure 3.7).

Tableau 3.2 Services de fonctionnement des moteurs électriques

Description des services de fonctionnement	S1	Charge constante Fonctionnement continu
	S2	Charge constante Périodes de fonctionnement et d'arrêt Facteur de marche FM=10; 30; 60 et 90 min
	S3	Charge constante Périodes de fonctionnement et d'arrêt Cycles de fonctionnement identiques $FM=(t_f/(t_f+t_a))x100$; t_f = temps de fonctionnement; t_a = temps d'arrêt
	S4	Charge constante Périodes de démarrage, de fonctionnement et d'arrêt Cycles de fonctionnement identiques $FM=[(t_d + t_f) / (t_f + t_a)]x100$; t_d = temps de démarrage; t_f = temps de fonctionnement; t_a = temps d'arrêt
	S5	Charge constante Périodes de démarrage, de fonctionnement, de freinage et d'arrêt Cycles de fonctionnement identiques $FM=[(t_d + t_{fr} + t_f) / (t_d + t_{fr} + t_f + t_a)]x100$; t_f = temps de fonctionnement; t_{fr} = temps de freinage; t_a = temps d'arrêt
	S6	Charge variable ou constante Périodes de fonctionnement et de marche à vide Facteur de marche sous charge $FMC=(t_f/(t_f+t_{fv}))x100$; t_f = temps de fonctionnement; t_{fv} = temps de fonctionnement à vide
	S7	Charge constante Inversion fréquente de sens de rotation
	S8	Différentes charges constantes correspondant à des vitesses d'opération différentes
	S9	Périodes de fonctionnement aléatoire avec charge et vitesse variables

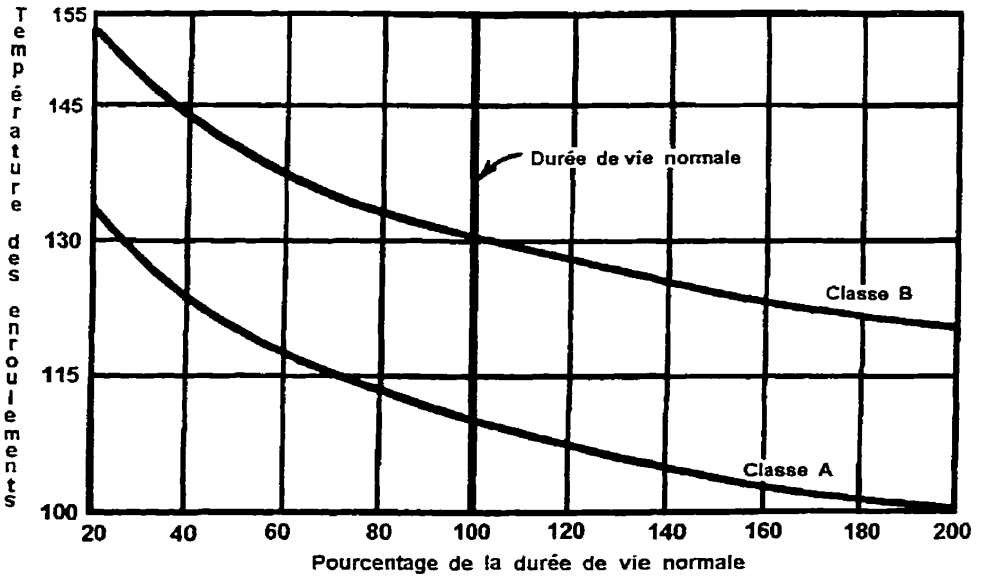


Figure 3. 7 Influence de la température sur la durée de vie du moteur

L'échauffement excessif cause également la détérioration rapide des différents lubrifiants, favorise leur fuite et augmente les forces de friction (Reliance Electric Industrial Company, 1997). La température limite pour une classe d'isolation donnée (A, B, F, H) correspond au fonctionnement du moteur dans les conditions nominales (charge nominale, t_{amb}<40 °C, altitude<1000 m) (Tableau 3.3).

Tableau 3.3 Classes d'isolation des moteurs

Classe d'isolation du moteur	Température limite, en °C (Moteur à courant alternatif)	Température limite, en °C (Moteur à courant continu)
A	105	110
B	130	140
F	155	170
H	180	195

Le principe de vérification du critère d'échauffement du moteur est basé sur l'équation d'équilibre thermique :

$$dQ_1 = dQ_2 + dQ_3 \tag{3.1}$$

dQ_1 est la quantité de chaleur dégagée par le moteur pendant le temps dt

dQ_2 est la quantité de chaleur transmise au milieu ambiant

dQ_3 est la quantité de chaleur accumulée dans le moteur.

En exprimant l'expression précédente à travers les paramètres du moteur, on peut écrire :

$$\Delta P dt = A \vartheta dt + C d\vartheta \tag{3.2}$$

où

ΔP sont les pertes de puissance, en W

A est un coefficient qui caractérise la quantité de chaleur transmise par le moteur au milieu ambiant pendant 1s pour une différence de température de 1 °C, en $\frac{J}{s\,^oC}$

C est un coefficient qui caractérise la quantité de chaleur nécessaire pour élever la température du moteur de 1°C, en $\frac{J}{^oC}$.

$\vartheta = \tau_{mot} - \tau_{amb}$ est la différence entre les températures du moteur et ambiante.

En divisant l'équation (3.2) par Adt, on obtient :

$$\frac{\Delta P}{A} = \vartheta + \frac{C}{A}\frac{d\vartheta}{dt} \tag{3.3}$$

Si $\Delta P = const$, la solution s'obtient sous la forme :

$$\vartheta = (\vartheta_{ini} - \vartheta_{ét})e^{-t/T_n} + \vartheta_{ét} \tag{3.4}$$

où

$\vartheta_{ét} = \dfrac{\Delta P}{A}$ est la différence de température établie, °C

$T_n = \dfrac{C}{A}$ est la constante de temps thermique du moteur, en s.

La constante thermique est le temps que la température du moteur mettrait à atteindre la valeur établie si une partie de la chaleur n'était pas absorbée le milieu ambiant.

La courbe d'échauffement du moteur suit une allure exponentielle. L'expression 3.4 permet la vérification du critère d'échauffement; mais les constantes A et C ne sont généralement pas fournies par le fabricant. Par ailleurs, sachant que l'échauffement du moteur est causée par les pertes qui s'y produisent, on peut déduire que : si les pertes dans le moteur sont inférieures aux pertes nominales, alors l'échauffement du moteur ne dépassera pas la valeur limite. Ceci permet d'établir une méthode indirecte de vérification du moteur (Olivier, Missurenko, Roy, 1994). Les pertes moyennes ΔP sont déterminées au cours d'un cycle de fonctionnement où le régime établi est atteint et ensuite comparées aux pertes nominales ΔP_n. Dans ce cas, la quantité de chaleur accumulée dans le moteur est nulle $(dQ_3 = C\,d\vartheta = 0)$ et l'équation d'équilibre thermique s'écrit :

$$\Delta P dt = A\,\vartheta dt \tag{3.5}$$

$$\int_0^{t_c} \Delta P dt = A\,\vartheta t_c \tag{3.6}$$

$$\vartheta = \frac{\int \Delta P}{A t_c} = \frac{\Delta P}{A} \tag{3.7}$$

Pour que $\vartheta \leq \vartheta_{\lim} = \frac{\Delta P_n}{A}$, il faut $\Delta P \leq \Delta P_n$ (3.8)

où $\Delta P_n = P_n(1-\eta_n)/\eta_n$ sont les pertes nominales.

Les pertes se divisent en pertes constantes et variables. Les pertes variables sont celles dues au passage du courant dans les enroulements du moteur. Elles sont proportionnelles au carré du courant.

$$\Delta P = \Delta P_c + \Delta P_v \tag{3.9}$$

où

ΔP_c sont les pertes constantes

ΔP_v sont les pertes variables

La vérification du critère thermique peut également se faire à l'aide des valeurs équivalentes du courant ou du couple moteur.

$$\Delta P_{eq} = \Delta P_c + R I_{eq}^2 \tag{3.10}$$

Aussi, sachant que

$$\Delta P_{eq} = \frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} \Delta P dt = \Delta P_c + \frac{R}{t_c}\int_0^{t_c} I_{eq}{}^2(t) dt \tag{3.11}$$

On obtient les courant et couple équivalents

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{1}{T_c}\int_0^{t_c} I^2(t)dt} \tag{3.12}$$

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{1}{T_c}\int_0^{t_c} C^2(t)dt} \tag{3.13}$$

Si le courant ou le couple varie de façon cyclique, la valeur équivalente est obtenue par :

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{\sum I_j^2 t_j}{t_c}} \tag{3.14}$$

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{\sum C_j^2 t_j}{t_c}} \tag{3.15}$$

La vérification du moteur au critère d'échauffement se fait alors par l'expression :

$$C_{eq} < C_n \tag{3.16}$$

où

C_{eq} couple équivalent demandé par la charge

C_n couple nominal du moteur choisi

La vérification du critère de surcharge, a pour but de s'assurer que le couple maximum que le moteur peut développer (couple de décrochage), est supérieur à la valeur maximale du couple demandé par la charge.

$$C_{\max} < C_{dec} \tag{3.17}$$

où

$C_{\max}$ couple maximal demandé par la charge

C_{dec} couple de décrochage

Généralement, la valeur maximale du couple demandé est requise durant les périodes d'accélération ou de décélération. Elle est obtenue à partir de l'équation du mouvement :

$$C_{\max} = C_r + J_\Sigma \frac{\Delta\Omega}{\Delta t} \tag{3.18}$$

où

J_Σ est le moment d'inertie du moteur et du mécanisme entraîné

$\Delta\Omega$ est la variation de vitesse

Δt est le temps d'accélération ou de décélération.

Si le moteur choisi est asynchrone à cage normal, la vérification du critère de démarrage est aussi nécessaire :

$$C_{\min} < C_{rdém} \tag{3.19}$$

où

$C_{\min}$ couple minimum développé par le moteur au démarrage

$C_{rdém}$ couple de charge au démarrage

Les informations suivantes sont utiles lors du choix du moteur :

- le type d'application
- le couple et la vitesse de charge
- la tension d'alimentation disponible
- la performance dynamique
- le rendement et la compacité
- l'environnement d'opération.

Les niveaux de tension utilisés pour alimenter les entraînements dépendent le plus souvent de leur puissance (tableau 3.4).

Tableau 3.4 Niveaux de tension d'alimentation des entraînements

Niveaux de puissance		Tensions disponibles
hp	kW	
Moins 50	37	208 V à 575 V
50 à 200	37 à 150	460 V à 575 V
200 à 1500	150 à 1120	Basses tensions (460 V 575 V) Tensions moyennes (2300 V, 4160 V)
1500 à 2500	1120 à 1865	Tensions moyennes (2300 V, 4160 V)
2500 à 10000	1865 à 7460	Tensions moyennes (2300 V, 4160 V, 6900 V)
Plus de 10000	Plus de 7460	4160 V, 6900 V

3.4.3 Choix du convertisseur statique de puissance

Le choix de la topologie de convertisseur statique suit celui du moteur électrique. La figure 3.8 (Jarc, Novotny, 1986) montre la classification des convertisseurs (onduleurs et cycloconvertisseur) couramment utilisés avec les moteurs à courant alternatif. Nous porterons une attention particulière aux entraînements de ce type à cause des nombreux avantages du moteur asynchrone. Aussi, de nos jours, les entraînements à

moteur à courant alternatif offrent des performances semblables à celles des entraînements cc, tant du point de vue économie d'énergie, que du point de vue performances dynamiques. Les semi-conducteurs de puissance utilisés dans les différentes structures de convertisseurs statiques déterminent de façon substantielles les coûts de réalisation des entraînements. Les structures de redresseurs sont faites essentiellement à base de diodes et de thyristors. Ces semi-conducteurs sont à commutation naturelle et se prêtent bien à l'utilisation dans les convertisseurs d'entrée. Dans la section onduleur, on utilise généralement la commutation forcée pour la commande des semi-conducteurs. Les transistors de puissance et les thyristors GTO sont généralement utilisés car n'exigent pas l'installation de dispositifs supplémentaires de commutation. Ils se distinguent par leur taille réduite, leur fiabilité et rendement élevés (Jarc, Novotny, 1986). Les convertisseurs à base de thyristors sont surtout utilisés pour les entraînements de grande puissance où les capacités des transistors et GTO sont limitées (Bose, 1991) (Tableau 3.5). Comme spécifié au chapitre 1, dans les entraînements à courant alternatif, on distingue deux principaux groupes d'onduleurs : les onduleurs de tension (OST) et onduleurs de courant (OSC). Pour les onduleurs de tension, les structures les plus utilisées sont : l'onduleur à commande MLI et l'onduleur à tension en paliers.

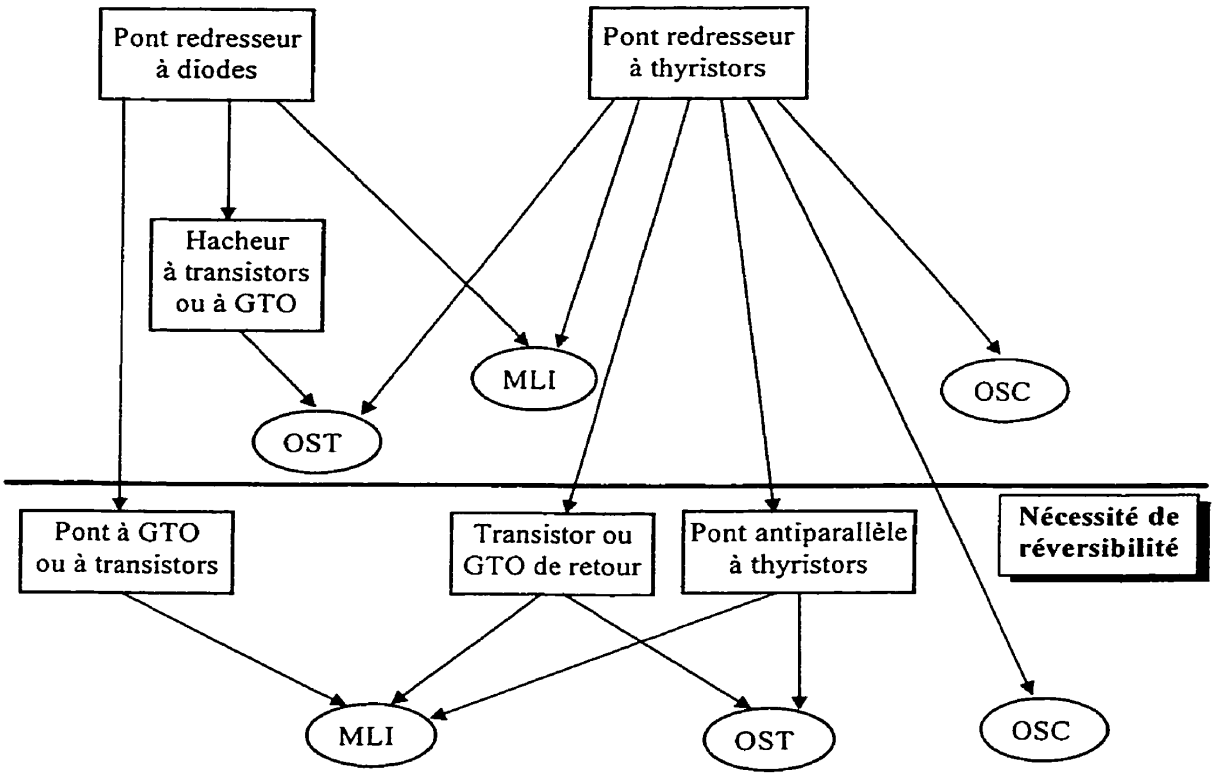


Figure 3. 8 Classification des associations redresseurs - onduleurs

Tableau 3.5 Tableau comparatif des semi-conducteurs de puissance

	Puissance approximative Tension/Courant	Limite de fréquence de commutation, Hz	Signal de commande du semi-conducteur
Thyristor	6000 V, 3500 A	400	Courant
GTO	4500 V, 3000 A	2000	Courant
Transistor bipolaire	1200 V, 800 A	10 000	Courant
IGBT	1200 V, 400 A	20 000	Tension
MOSFET	500 V, 50 A	100 000	Tension

Le convertisseur alimentant l'onduleur MLI est généralement un pont redresseur à diodes. La modulation de largeurs d'impulsion permet de transformer la tension cc à la sortie du redresseur en tension variable de fréquence variable. La tension continue est lissée à l'aide d'un filtre qui fournit aussi une partie de la puissance réactive demandée par le moteur. Dans le cas de l'onduleur à tension en paliers, le convertisseur d'entrée fournit une tension continue variable qui est lissée à l'aide d'un filtre de capacité plus grande que celui utilisé dans l'onduleur à commande MLI.
Le commutateur de courant permet de contrôler directement le courant du moteur. Le caractère inductif de la charge que représente le moteur, entraîne des pics de tension qui peuvent détruire les interrupteurs de puissance. Cette raison limite les semi-conducteurs utilisés dans ces convertisseurs aux thyristors. Les onduleurs de courant sont utilisés dans les entraînements de grande puissance. Deux structures sont distinguées : l'onduleur de courant à commutation forcée et l'onduleur de courant piloté par la charge. Le convertisseur d'entrée fournit une tension continue variable qui est filtrée à l'aide d'une inductance de valeur assez élevée pour obtenir un courant continu. Ce dernier est ensuite converti en courant alternatif de fréquence variable. L'onduleur de courant piloté par la charge présente l'avantage d'éliminer le circuit de commutation.

La topologie de convertisseur ca-cc associée aux onduleurs source de courant (à commutation forcée ou par la charge) est le pont convertisseur à thyristors (figure 3.8) (Jarc, Novotny, 1986). Dans ces structures, le pont convertisseur à thyristors assure non seulement la variation de la tension, mais aussi la régénération de la puissance. Ceci représente un avantage des onduleurs de courant.

L'onduleur source de tension est utilisé avec les redresseurs à diodes ou à thyristors. Pour obtenir la variation de la tension continue dans le cas du redresseur à diodes, l'ajout d'un hacheur est nécessaire. Cette insuffisance est surmontée grâce à l'utilisation d'un onduleur à commande par modulation de largeurs d'impulsion (MLI). Dans ce dernier cas, on utilise un pont antiparallèle à transistors, GTO ou thyristors pour obtenir la régénération.

La constante de temps thermique du moteur étant très supérieure à celle du convertisseur, et le couple maximal développé par le moteur généralement supérieur au couple d'accélération / décélération, le courant du convertisseur devient le principal facteur de contrainte. La puissance du convertisseur est déterminée à partir de la puissance maximale demandée par le moteur. Cette dernière correspond généralement aux périodes d'accélération / décélération. Le convertisseur statique est choisi tel que la puissance maximale demandée par le moteur soit couverte par 150% de la puissance nominale du convertisseur (Chhaya, 1995). Aussi, selon le standard ICS-3-301 NEMA ("National Electrical Manufacturers Association"), le convertisseur doit supporter 150% du courant nominal pendant une minute durant l'accélération / décélération (Chen, Bose, 1992).

De plus en plus, selon le type de charge ou de commande nécessaire, les fabricants d'entraînements fournissent des associations convertisseur-moteur ou des convertisseurs dédiés à un type de moteur (SIEMENS, 1995, 1997). Dans ce dernier cas, le choix du convertisseur statique se fait à partir des données sur les puissance et courant nominal du moteur, la tension d'alimentation disponible, les exigences du point de vue performances dynamiques.

Les informations suivantes sont pertinentes au choix du convertisseur statique :

- le type de moteur
- la puissance maximale demandée
- le besoin de freinage
- le besoin d'inversion de sens du mouvement
- le besoin de fonctionnement à basse vitesse
- le problème d'harmoniques
- la performance dynamique
- l'importance du rendement et de la compacité
- l'importance du bruit acoustique

Pour faciliter le choix de la structure de convertisseur statique, une classification selon le niveau de puissance demandée, le type de semi-conducteur et la performance dynamique est faite (figure 3.9).

Les gammes de puissance sont établies telles que :

- puissance faible $\Rightarrow$ $P<100$ kW
- puissance moyenne $\Rightarrow$ $100<P<1$ MW
- puissance élevée $\Rightarrow$ $P>1$ MW.

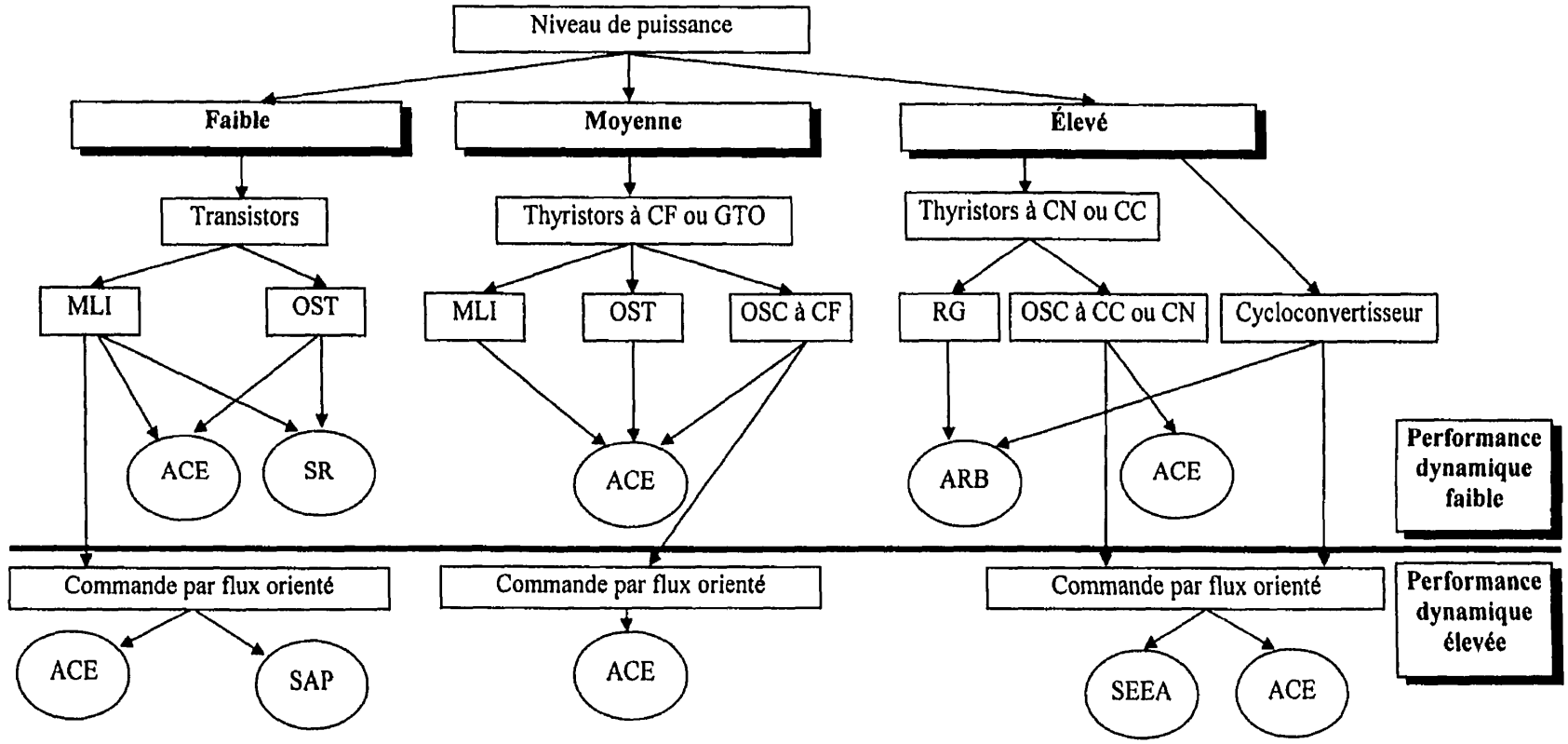


Figure 3. 9 Classification des convertisseurs statiques pour entraînements ca

ACE	Moteur asynchrone à cage d'écureuil
ARB	Moteur asynchrone à rotor bobiné
CC	Commutation par la charge
CF	Commutation forcée
CN	Commutation naturelle
GTO	Thyristor GTO
MLI	Onduleur à modulation de largeurs d'impulsion
OSC	Onduleur source de courant
OST	Onduleur source de tension
RG	Récupération par glissement
SAP	Moteur synchrone à aimant permanent
SR	Moteur synchrone à réluctance
SEEA	Moteur synchrone avec enroulement d'excitation et d'amortissement

3.4.4 Choix du système de commande

Les systèmes d'entraînement de machines électriques sont des systèmes non linéaires, multi-entrées, multi-sorties, avec des paramètres variables. La commande des différentes variables (couple, vitesse ou position) se fait à partir des signaux de retour du système (tension, courant, vitesse du rotor, etc.). Pour les entraînements ca, en fonction du type d'application ou de la performance dynamique exigée, on distingue les commandes scalaire et vectorielle. Dans le cas de la commande scalaire, l'amplitude de la variable de commande est contrôlée, tandis que dans le cas de la commande vectorielle, l'amplitude et la phase de la variable de commande sont contrôlées.
Dans des applications telles que les pompes, les ventilateurs, la charge requiert une variation de la vitesse pour réaliser une économie d'énergie. Par contre, un contrôle précis de la vitesse n'est pas nécessaire et une simple commande V/Hz est suffisante. Dans ce cas, l'amplitude de la tension statorique varie de façon proportionnelle avec la fréquence fondamentale.

Pour obtenir d'excellentes réponses transitoires, aussi bien que des inversions de vitesse rapides et un fonctionnement à partir de la vitesse zéro, la commande vectorielle est utilisée (figure 3.10). Ceci permet d'obtenir avec le moteur à courant alternatif des caractéristiques identiques à celles du moteur à courant continu à excitation séparée. On distingue les commandes vectorielles directe et indirecte. La différence entre les deux méthodes réside dans la façon dont la position angulaire électrique du rotor θ_e qui doit être connue à tout instant, est calculée. La commande indirecte est généralement préférée à celle directe, car elle cause moins d'interférence d'harmoniques sur le signal de la boucle de retour (Bose, 1991) et permet un réglage de la vitesse au voisinage de zéro.

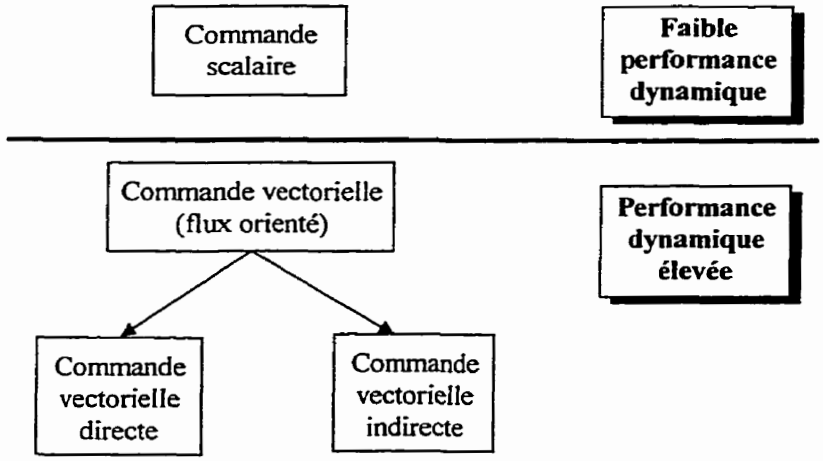


Figure 3. 10 Classification des types de commande

Le tableau 3.6 résume le choix des moteurs à courant alternatif et des convertisseurs statiques à associer selon les critères de performances et de puissance (Leonhard, 1988). D'autres critères supplémentaires de sélection sont donnés à la figure 3.11 (Hicks, 1995).

Tableau 3.6 Classification des systèmes convertisseurs - moteurs à courant alternatif

		Convertisseurs statiques de puissance				
		Onduleur de tension à transistors	Onduleur de tension à GTO	Onduleur de courant à GTO à commutation forcée	Onduleur de courant à thyristors (à commutation naturelle ou par la charge)	Cycloconvertisseur
Moteurs à courant alternatif	Moteur synchrone à aimant permanent	• Puissance faible (10 kW) • Haute performance dynamique	• Puissances moyenne et élevée (1 MW)			
	Moteur à réluctance		• Puissances faible et moyenne (100 kW)			
	Moteur asynchrone à cage	• Puissances faible et moyenne (100 kW) • Haute performance dynamique • Vitesse élevée	• Puissances moyenne et élevée (2 MW) • Haute performance dynamique	• Puissances moyenne et élevée (4 MW) • Vitesse élevée		• Puissance élevée (7.5 MW) • Haute performance dynamique • Vitesse basse
	Moteur asynchrone à rotor bobiné				• Puissance élevée (20 MW)	• Puissance élevée (3 MW)
	Moteur synchrone avec enroulements d'excitation et amortisseurs				• Puissance élevée (20 MW) • Vitesse élevée	• Puissance élevée (10 MW) • Haute performance dynamique • Vitesse basse

Puissance faible = 100 kW et moins
Puissance moyenne = de 100 kW à 1 MW
Puissance élevée = 1 MW et plus

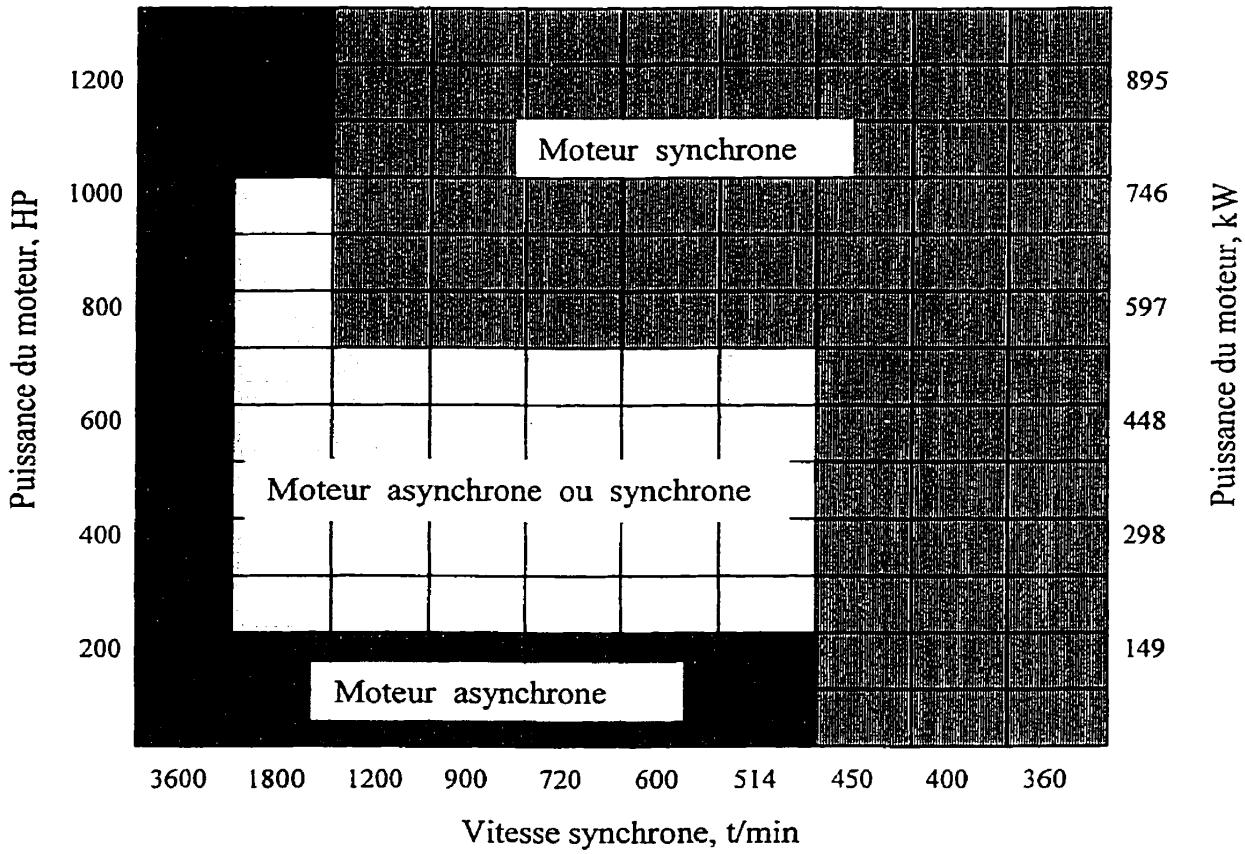


Figure 3. 11 Choix de moteurs synchrones et asynchrones selon les plages de vitesse et de puissance

3.5 Conclusion

Ce chapitre commence par une brève revue de la littérature sur les applications de systèmes experts dans le domaine électrique (réseaux électriques, électronique de puissance et entraînements électriques). Ensuite, est exposée la méthodologie de développement du système expert tel que réalisé dans la thèse. Le principe et les critères de choix du moteur électrique, du convertisseur statique et de la commande sont exposés. La base de connaissances du système expert est élaborée à partir de la synthèse des informations et articles techniques sur la conception des entraînements.

CHAPITRE 4
PRINCIPES DE RÉALISATION

4.1 Représentation de connaissances

A partir des nombreuses informations recueillies de différentes sources, une méthodologie de conception des entraînements est élaborée (figure 4.1). Elle est basée sur le calcul de la puissance de charge, suivi du choix des principaux éléments : moteur électrique, convertisseur statique, commande. Du point de vue méthodologie de conception, on y distingue deux types d'entraînements :

- les *entraînements classiques*
- les *entraînements définis par l'usager*

4.1.1 Entraînements classiques

Dans la pratique, l'expert du domaine utilise ses connaissances, son expérience et son savoir-faire pour réaliser la conception des entraînements électriques. Généralement, il possède la méthodologie de conception de certaines applications appelées *entraînements classiques*. Les *entraînements classiques* sont ceux dont le principe de conception est bien connu et implanté dans le système (pompe centrifuge, ventilateur, etc.). Leur couple ou puissance de charge est calculé à l'aide de formules établies à partir de l'expérience de leur conception. Par exemple, dans le cas d'une pompe centrifuge, les informations nécessaires pour le calcul de la puissance sont : le débit massique, la hauteur d'élévation, le poids spécifique du liquide transporté, le rendement mécanique.

$$P_{ch} = \frac{H \times Q \times \gamma}{36\eta} \tag{4.1}$$

où

P_{ch} est la puissance en kW

H est la hauteur d'élévation, en m

Q est le débit massique en m^3/h

γ est le poids spécifique, en kg/m^3

η est le rendement

La pompe n'exige pas une grande précision de réglage. L'intérêt pour le réglage de la vitesse est dicté par le besoin d'économie d'énergie. Si le moteur utilisé est asynchrone, la commande V/F est alors suffisante pour assurer un réglage du débit de la pompe. Les informations nécessaires à la prise de décisions par le système expert sont obtenues suite aux réponses de l'usager à une série de questions posées. Le processus de prise de décisions par le système expert commence par l'enclenchement d'un groupe de règles (RULE) associées à la conclusion recherchée, c'est à dire le calcul et le choix des composantes (moteur, convertisseur, commande) de la pompe.

4.1.2 Entraînements définis par l'usager

Si l'application est nouvelle pour l'expert, il devient nécessaire de définir ses caractéristiques de charge à travers une multitude de questions. Les entraînements sont classifiés selon le service de fonctionnement, le profil de charge et la vitesse d'opération. Le service de fonctionnement peut être continu, cyclique ou aléatoire; la charge - constante ou variable et, la vitesse d'opération - constante, en paliers ou variable. Différentes méthodes de calcul de la puissance de charge sont élaborées selon le type de couple de charge ou de vitesse.

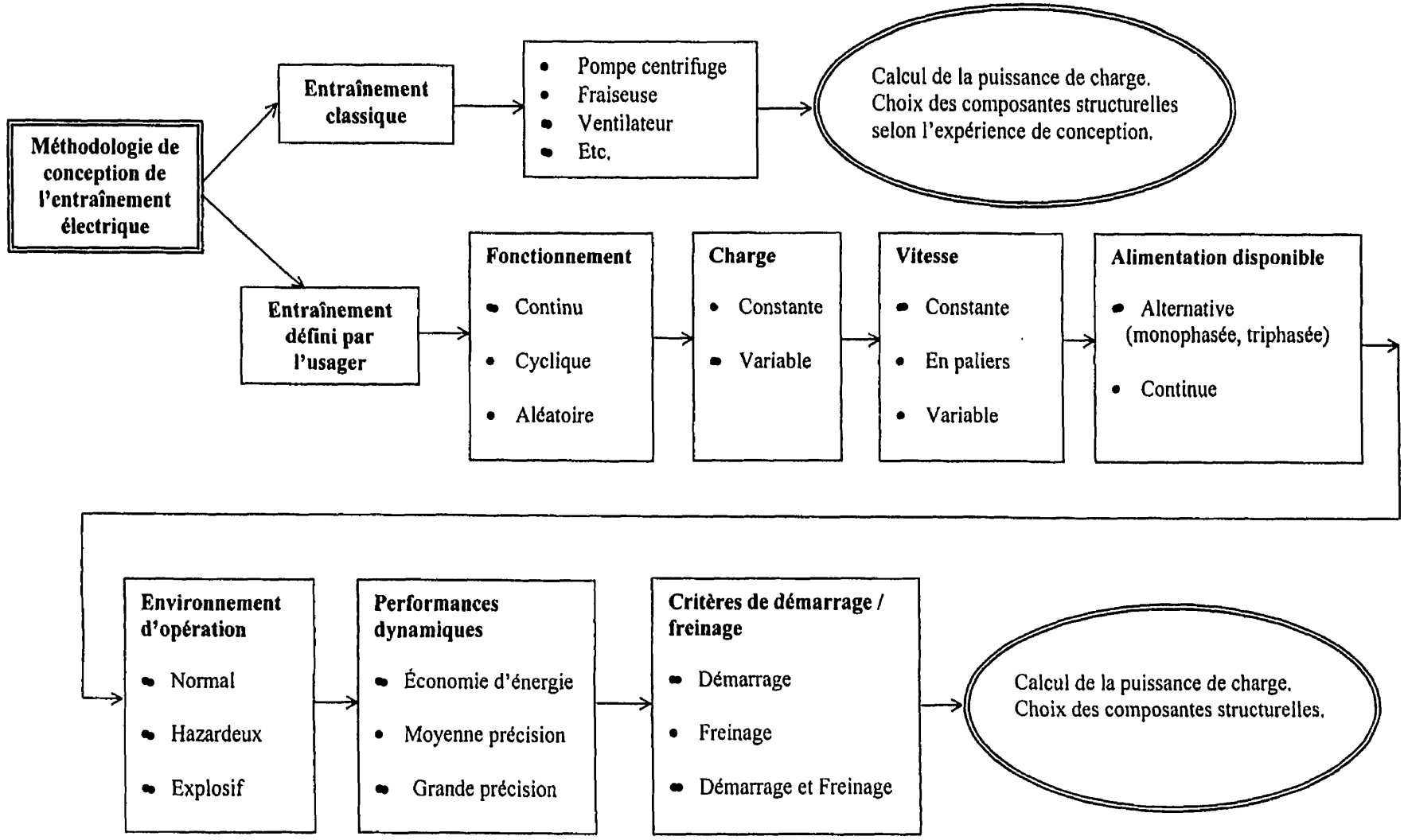


Figure 4. 1 Méthodologie de prise de décision par le système expert

➢ *Vitesse constante*

Si le couple de charge est constant, la puissance de charge est obtenue par son produit avec la vitesse du mécanisme ramenée à l'arbre du moteur (figure 4.2a).

$$P_{ch} = C_r \Omega \tag{4.2}$$

Dans le cas où le couple de charge varie au cours du fonctionnement de l'entraînement, il convient de calculer sa valeur équivalente (figure 4.2b).

$$C_{req} = \sqrt{\frac{\sum C_{ri}^2 t_i}{t_c}} \tag{4.3}$$

La puissance de charge est alors calculée par l'expression :

$$P_{ch} = C_{req} \Omega \tag{4.4}$$

➢ *Vitesse variable*

Si le couple de charge est constant, la puissance de charge varie de façon proportionnelle à la vitesse. Le procédé préconisé de réglage de la vitesse est celui à couple constant qui permet de réguler la vitesse au-dessous de la vitesse nominale. Le moteur est choisi tel que la puissance de charge maximale qu'elle doit fournir soit :

$$P = C_r \Omega_{\max} \tag{4.5}$$

Si le couple de charge est variable, mais la puissance de charge constante, le moteur est choisi tel que :

$$P = C_{r\max} \Omega_{\min} \tag{4.6}$$

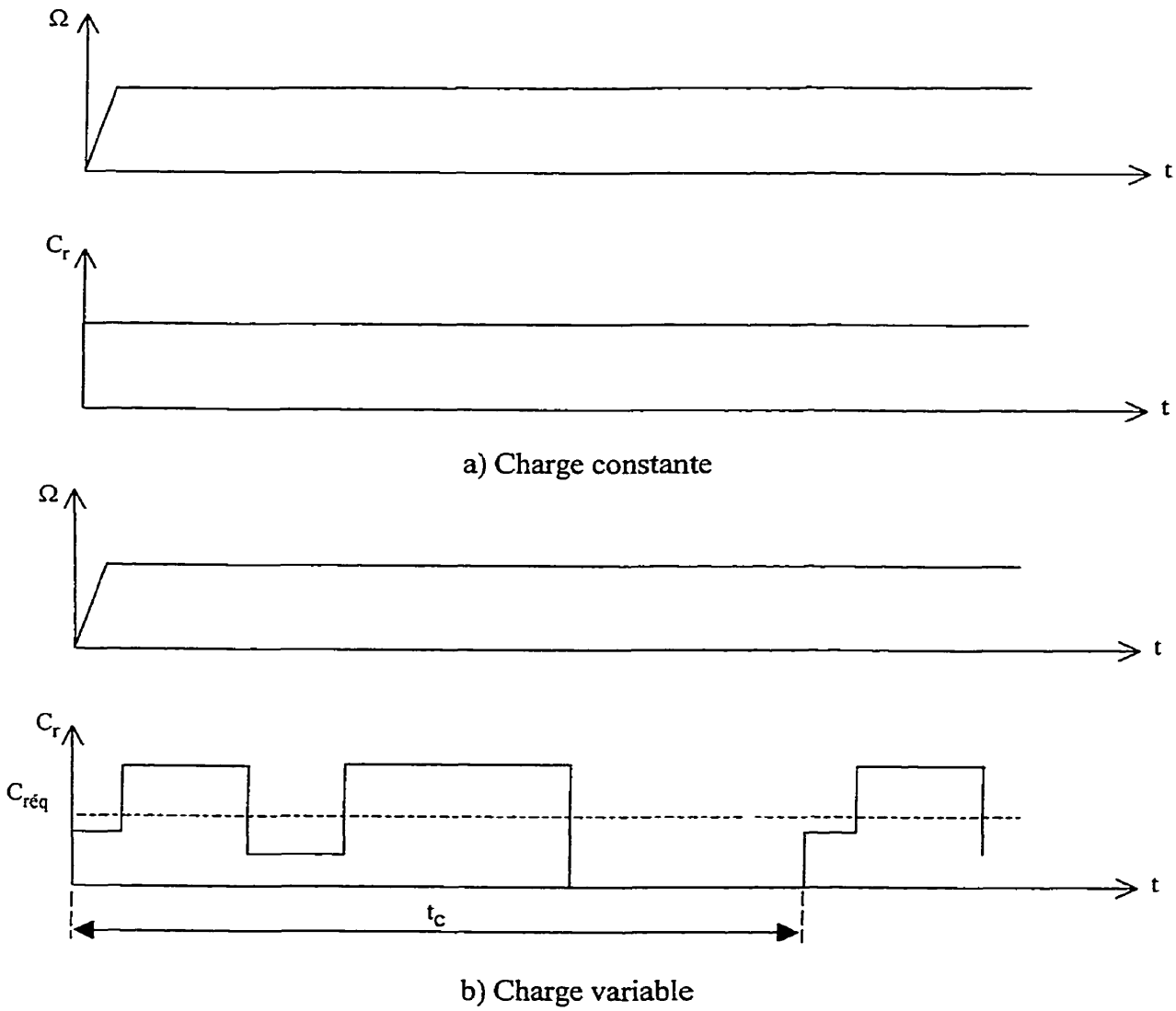


Figure 4. 2 Exemple de diagramme de charge

4.1.3 Détermination du service de fonctionnement

Les informations pertinentes à la détermination du service de fonctionnement du moteur d'entraînement sont : le fonctionnement de l'application (continu, cyclique ou aléatoire), le profil de la charge (constant ou variable), le profil de la vitesse (constant,

en paliers ou variable), l'importance des temps de démarrage, de freinage, etc. On choisit dans le catalogue du fabricant le moteur dont le service de fonctionnement se rapproche le plus à celui de l'application; ce qui permet une utilisation plus efficace du moteur. Au besoin, une correction est faite sur le facteur de marche. La figure 4.3 représente l'arbre de décision qui permet de déterminer le service de fonctionnement en fonction des caractéristiques de l'entraînement.

4.1.4 Profil du couple développé

Après le choix préliminaire du moteur, il est nécessaire de s'assurer que ce dernier peut fournir le couple développé durant tout le fonctionnement de l'application. La vérification des critères de surcharge et de démarrage permet de satisfaire à cette exigence. Dans certains cas, où l'application exige un couple de démarrage élevé (par exemple, compresseur, laminoir) ou des pointes de couple durant le fonctionnement (par exemple, concasseurs), le moteur standard (type B) choisi, doit avoir une puissance beaucoup plus grande que la puissance de charge calculée. Pour éviter cette insuffisance, le système expert suggère dans de tels cas l'utilisation d'un moteur de type D qui, à puissance nominale égale, développe un couple plus élevé que le moteur standard (figure 4.4).

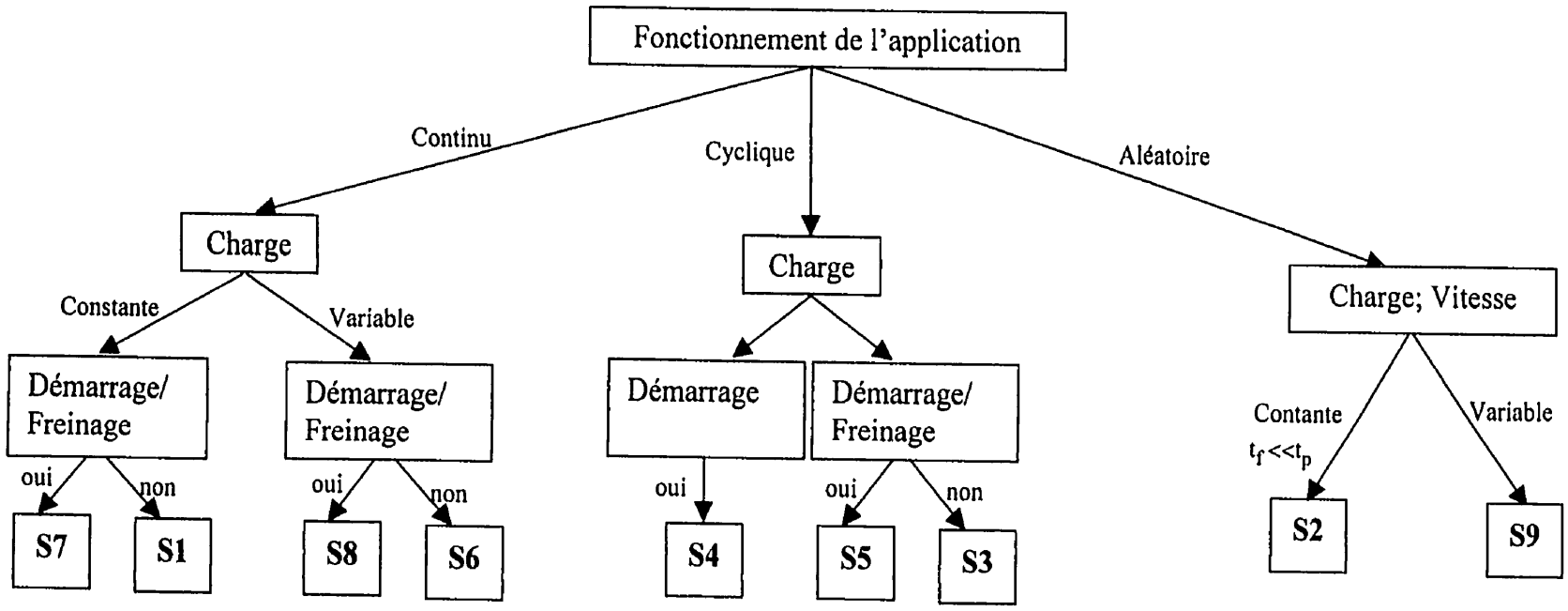


Figure 4. 3 Arbre de décision pour la définition du service de fonctionnement

(Nota : cf. tableau 3.2 pour l'explication des services de fonctionnement S1 – S9).

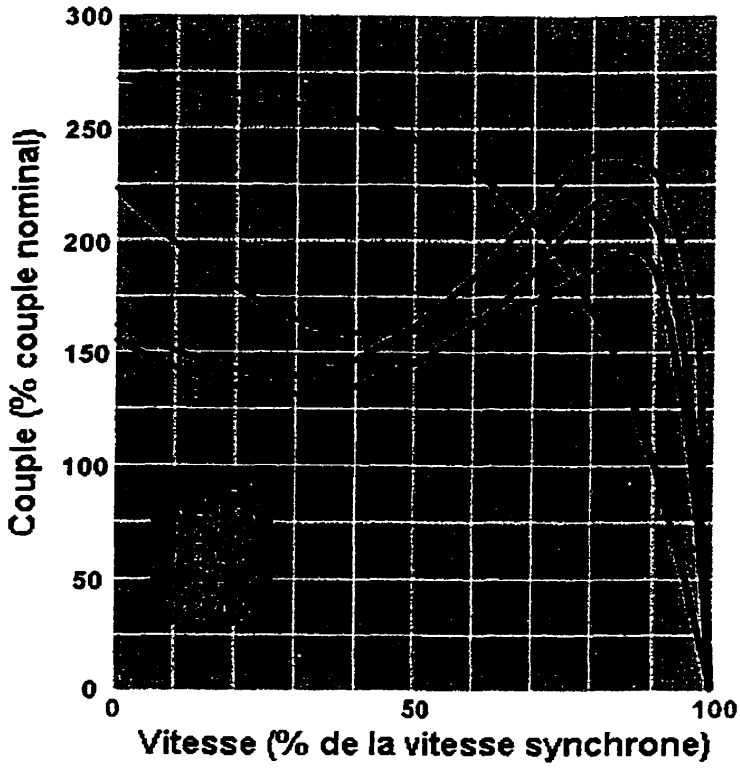


Figure 4. 4 Caractéristique couple - vitesse des moteurs asynchrones

4.1.5 Convertisseur statique

Le choix de la structure de convertisseur statique découle de celui du moteur électrique. Contrairement, au moteur électrique dont la constante de temps thermique est assez grand, les convertisseurs statiques de puissance sont caractérisés par des constantes de temps très petites. La puissance du convertisseur est déterminée à partir de l'information disponible sur la caractéristique de la charge entraînée et de la puissance maximale demandée par le moteur. Cette dernière correspond généralement aux périodes de fortes demande de courant (accélération ou décélération). Selon la norme ICS-3-301 NEMA ("National Electrical Manufacturers Association"), le convertisseur doit supporter 150% du courant nominal pendant une minute lors des accélérations/décélérations (Chhaya, 1995). Ainsi, le choix de l'onduleur alimentant le

moteur asynchrone se fait selon les données disponibles (courant, puissance utile et puissance apparente du moteur). Le convertisseur statique est choisi tel que la puissance maximale demandée par le moteur soit couverte par 150% de la puissance nominale du convertisseur. Le choix du dispositif semi-conducteur dépend de la puissance du convertisseur. Ainsi, pour l'alimentation des moteurs à courant alternatif, les transistors (MOSFET, IGBT) seront utilisés dans le domaine de la faible puissance, les thyristors GTO pour la puissance moyenne et les thyristors pour les installations de forte puissance.

- ***Applications de type couple variable***

Dans ces types d'entraînements (pompes centrifuges, ventilateurs, etc.), le couple et la puissance sont respectivement proportionnels au carré et au cube de la vitesse. Ils ont un couple de démarrage relativement faible (30 à 80% du couple nominal) et la charge maximale est atteinte durant le régime nominal (vitesse nominale). On peut donc calculer la puissance apparente du convertisseur associé au moteur par (Connors, 1983; Danfoss, 1999; Siemens, 1995) :

$$S_{n,conv} = 1.1 \times \sqrt{3} \times I_n \times E_{ll,n} \tag{4.7}$$

où

I_n est le courant nominal du moteur

$E_{ll,n}$ est la tension nominale ligne-ligne

Le facteur 1.1 est introduit pour tenir compte du caractère non-sinusoïdal du courant.

- ***Applications de type couple constant***

Ces applications (convoyeurs, engins de levage, etc.) sont caractérisées par le fait que leur démarrage peut s'effectuer sous charge. Ce qui entraîne une forte demande

courant. Dans ce cas, la puissance du convertisseur est déterminée à partir du courant maximal fourni par le moteur (Connors, 1983) :

$$S_{n,conv} = \frac{1.1 \times \sqrt{3} \times I_{\max} \times E_{ll,n}}{1.5} \tag{4.8}$$

où $I_{\max}$ est le courant maximal du moteur

Le facteur 1.5 tient compte des exigences de la norme NEMA.

- ***Autres applications***

Comme dans le cas des applications de type couple constant, la méthode la plus précise de détermination de la puissance du convertisseur est d'utiliser le courant maximal de charge. Bien que moins précise, il arrive de choisir le convertisseur statique à partir de la puissance nominale du moteur :

$$S_{n,conv} = \frac{1.1 \times P_n}{\eta \times \cos\varphi} \tag{4.9}$$

où

P_n est la puissance nominale du moteur

η est le rendement

$\cos\varphi$ est le facteur de puissance

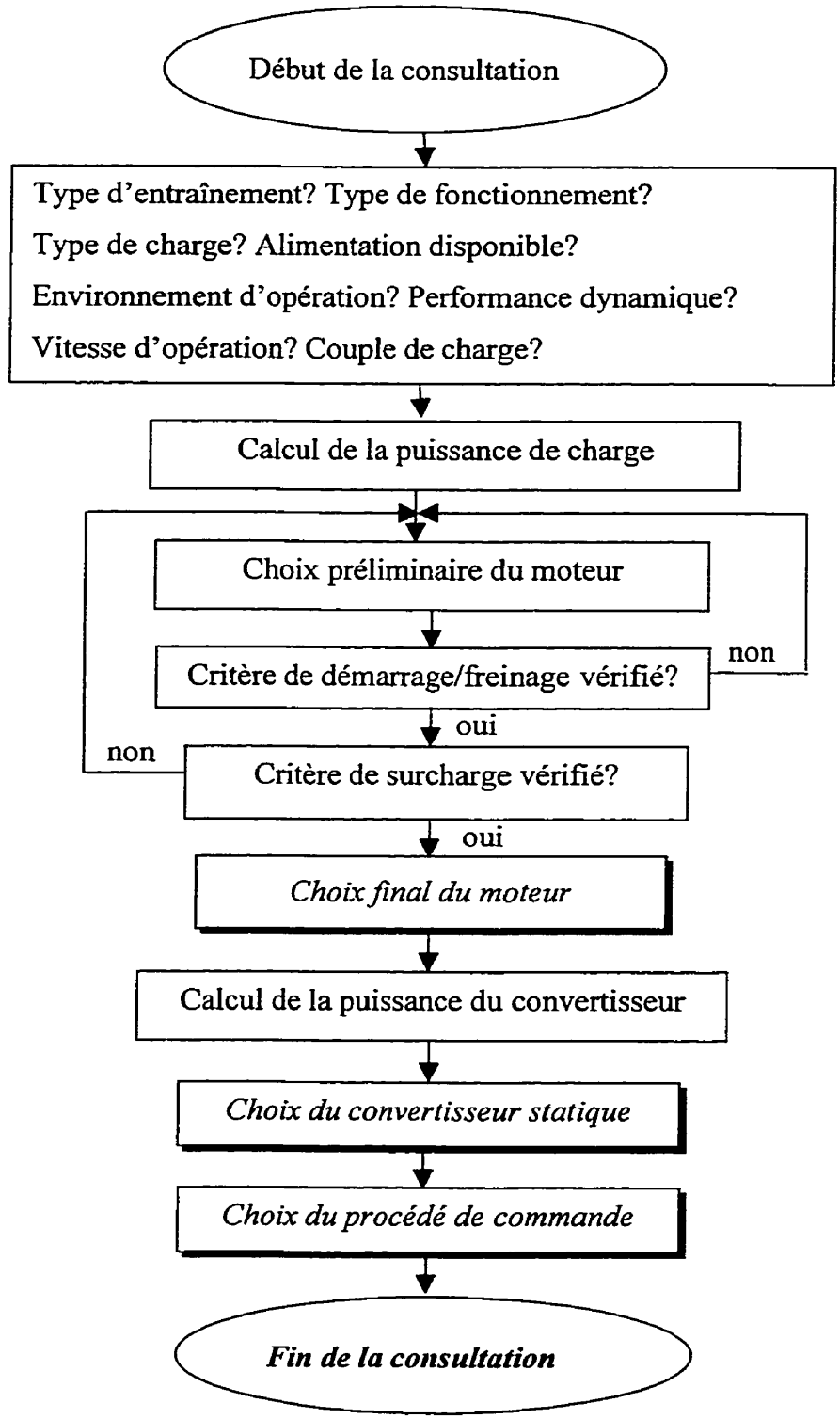


Figure 4. 5 Méthodologie de prise de décision par le système expert

4.2 Principes d'implantation des connaissances

4.2.1 Coquille de système expert LEVEL5 OBJECT

La coquille de système expert LEVEL 5 OBJECT utilise le langage de programmation PRL "Production Rule Language" (Information Builders 1994). PRL est le langage de développement du système expert et permet la structuration des informations et l'établissement d'une logique entre elles. Il utilise des syntaxes semblables à celles de la langue anglaise. Quatre (4) méthodes de raisonnement : RULE, WHEN CHANGED, WHEN NEEDED, DEMON, sont à la base du mécanisme de prise de décisions. Ces méthodes sont généralement associées à des attributs. Les deux premières (RULE et DEMON) expriment une logique ou une relation cause-et-effet entre des faits et conclusions. La méthode "WHEN CHANGED" indique au moteur d'inférence, quelle action entreprendre quand la valeur de l'attribut auquel il est associé, change. La méthode "WHEN NEEDED" établit la procédure selon laquelle la valeur d'un attribut est déterminée. A partir des informations disponibles dans la base de connaissances, le moteur d'inférence dirige le processus de prise de décisions. Le chaînage arrière ("backward chaining" ou "goal-driven") et le chaînage avant ("forward chaining" ou "data-driven") sont utilisés pour arriver à une conclusion ou recommandation. Les méthodes RULE et WHEN NEEDED fonctionnent selon le principe du chaînage arrière, tandis que DEMON et WHEN CHANGED sont basés sur le principe du chaînage avant. Grâce à l'interface usager, l'utilisateur communique avec le système. Les informations nécessaires à la prise de décisions sont réparties en catégories : classe (CLASS) et attribut (ATTRIBUTE). La classe représente un objet ou un groupe d'objets tangibles ou abstraits. Les attributs (ATTRIBUTE) définissent les caractéristiques de la classe. Par exemple, la classe ***moteur ca*** spécifie le moteur asynchrone à cage par rapport aux autres types de moteurs. Elle contient les attributs : ***puissance nominale***, ***vitesse nominale***, ***moment d'inertie***, *etc*. Ces attributs associés à la classe ***moteur ca***, sont communs à tous les moteurs asynchrones à cage, mais leurs

valeurs sont distinctes selon la puissance ou la particularité du moteur. On existe plusieurs types d'attributs dont les plus fréquents sont :

- l'attribut COMPOUND ou attribut à choix multiple
- l'attribut SIMPLE ou attribut VRAI ou FAUX (TRUE/FALSE)
- l'attribut NUMERIC dont la valeur est numérique.

Lors du développement du système expert, on spécifie la procédure selon laquelle la valeur d'un attribut est cherchée en définissant un ordre de recherche ("SEARCH ORDER"). Le moteur d'inférence cherche alors la valeur de l'attribut. Si aucune valeur n'est trouvée, le système octroie à l'attribut, la valeur inconnue ("UNKNOWN"). Lors de la recherche de la valeur d'un attribut, plusieurs procédures peuvent se référer les unes aux autres.

4.2.2 Entraînements conventionnels

La figure 4.6 représente la transcription littéraire d'une règle de décisions "RULE" qui s'exécute lors de la conception d'une pompe centrifuge. La règle comprend une partie hypothèses SI ("IF") et une partie conclusion ALORS ("THEN"). Pour que la conclusion (attribut ***Solution proposée***) soit vraie ("TRUE"), il faut que toutes les hypothèses (attributs) dans la première partie de la règle soient vérifiées. Ainsi, sur la figure 4.6, la valeur de l'attribut ***Calcul de la puissance*** est obtenue comme conclusion d'une autre règle (figure 4.7) qui permet de calculer la puissance de charge de la pompe. Le choix du moteur dépend aussi du type de réseau d'alimentation disponible et de la préférence de l'utilisateur, le cas échéant. Sauf indication contraire, le moteur à courant alternatif est le premier choix.

***RÈGLE** de Conception d'une pompe centrifuge*
***SI** l'entraînement est classique*
ET** l'entraînement est une **Pompe centrifuge
Et** le réseau d'alimentation disponible est à **courant alternatif
ET** le moteur préféré est à **courant alternatif
ET** le réglage du débit est **exigé
ET** le calcul de la puissance est **effectué
ET** le choix du moteur est **effectué
ET** le choix du convertisseur est **effectué
ALORS, donner** une recommandation **(Solution Proposée)

Figure 4. 6 Règle de base pour la conception d'une pompe centrifuge

***RÈGLE** de Calcul de la puissance de charge de la pompe*
***SI** l'entraînement est classique*
ET** l'entraînement est une **Pompe centrifuge
***ALORS, effectuer** le calcul de la puissance*
***ET calculer** la puissance selon la formule : Valeur de puissance := (Débit de la pompe * Hauteur d'élévation de la pompe * Poids spécifique du liquide) / (36 * Rendement de la pompe)*

Figure 4. 7 Règle de calcul de la puissance de charge de la pompe

Les paramètres qui interviennent dans le calcul de la puissance sont définis sous forme d'attributs dans la classe ***Caractéristiques pompe***. La vérification de l'attribut ***Choix du moteur***, c'est à dire l'octroi de la valeur VRAIE se fait suite à l'exécution d'un groupe de règles (figure 4.8) qui permettent de choisir un moteur dans le catalogue du fabricant en fonction de la puissance calculée.

***RÈGLE :** Choix du moteur dans le catalogue*
***SI** la valeur de la puissance <= 0.55*
***ALORS, confirmer** le Choix du moteur*
***ET choisir** dans le catalogue le moteur correspondant, c'est à dire 1LA5 130 – 4CA*

Figure 4. 8 Règle de choix du moteur dans le catalogue

A partir du type et de la puissance du moteur, le système expert choisit le convertisseur statique et suggère la commande appropriée pour atteindre les performances dynamiques souhaitées.

4.2.3 Entraînements définis par l'utilisateur (non classiques)

Dans le cas des *entraînements définis par l'usager*, nous ne pouvons pas utiliser de formule empirique de calcul de la puissance de charge. Le calcul de cette dernière se fait alors à partir des valeurs du couple de charge et de la vitesse du mécanisme, ramenées à l'arbre du moteur. Comme dans le cas des *entraînements classiques*, un groupe de règles est associé à l'attribut ***solution proposée*** (figure 4.9). L'utilisateur répond à une série de questions :

- Couple de charge ramené à l'arbre du moteur?
- Vitesse du mécanisme ramenée à l'arbre du moteur?
- Alimentation disponible?
- Préférence de moteur?
- Environnement d'opération?
- Performances dynamiques?
- Besoin de démarrage/freinage sous charge?
- Etc.

Ces questions sont introduites sous forme de règles de prise de décision (figure 4.9).

RÉGLE : *Entraînement défini par l'usager – cas de la Vitesse constante*
SI *l'entraînement est de type* ***Défini par l'usager***
ET *le fonctionnement est* ***continu***
ET *la charge est* ***constante***
ET *la vitesse est* ***unique et constante***
ET *le réseau d'alimentation disponible est à* ***courant alternatif***
ET *le moteur préféré est à* ***courant alternatif***
Et *l'environnement d'opération est* ***normal***
Et *la précision de réglage est* ***grande***
ET *le calcul de la puissance est* ***effectué***
ET *le choix préliminaire du moteur est* ***effectué***
ET *il y a des critères* ***démarrage ou freinage***
ET *le calcul du couple moteur maximal demandé est* ***effectué***
ET *la vérification du couple maximal demandé est* ***effectué***
ET *il y a démarrage du mécanisme* ***sous charge***
ET *la vérification du couple de démarrage est* ***effectuée***
ET *le choix final du moteur est* ***effectué***
ET *le choix du convertisseur est* ***effectué***
ALORS, donner *une recommandation* ***(Solution Proposée)***

Figure 4. 9 Règle de décision lors de la conception des entraînements définis par l'usager

En fonction des réponses données, le système expert suggère les composantes structurelles de l'entraînement.

Contrairement au cas des entraînements classiques, où une formule empirique est utilisée pour calculer la puissance de charge, ici, la puissance de charge est obtenue comme le produit des couple et vitesse de charge, ramenés à l'arbre du moteur (figure 4.10). Si le couple de charge varie en fonction du temps, la puissance de charge est calculée à partir du couple de charge équivalent.

RÈGLE : *Calcul de la puissance*
SI *l'entraînement est de type* ***Défini par l'usager***
ET *le fonctionnement* ***n'est pas cyclique***
ET *la charge est* ***charge constante***
ET *la vitesse est* ***Vitesse unique et constante***
ALORS, effectuer *le calcul de la puissance*
ET *Valeur de puissance := 0.001 * 1.2 * Valeur du couple de charge * Vitesse d'opération*

Figure 4. 10 Exemple de Règle de calcul de la puissance de charge

Pour les entraînements dont le fonctionnement est cyclique, le Facteur de Marche (FM) est calculé (figure 4.11) et ramené à la valeur normalisée supérieure définie par le fabricant (figure 4.12). L'attribut ***Calcul facteur de marche*** est associé à la méthode "WHEN CHANGED" qui s'exécute chaque fois que la valeur du facteur de marche est calculée ou change.

$$FM = \frac{t_f}{t_f + t_a} \times 100 \tag{4.10}$$

où

t_f est le temps de fonctionnement de l'entraînement

t_a est le temps d'arrêt de l'entraînement

RÈGLE : *Calcul du facteur de marche réel*
SI *le temps de fonctionnement > 0*
ET *le temps de pause >= 0*
ALORS, effectuer *le calcul du facteur de marche*
ET *le facteur de marche réel := Temps de fonctionnement / (Temps de fonctionnement + Temps de pause)*

Figure 4. 11 Règle de calcul du facteur de marche réel

```
SI LA VALEUR A CHANGÉ "WHEN CHANGED")
 DÉBUT
  SI le facteur de marche réel <= 0.15 ALORS
   Le facteur de marche normalisé := 15
  OU
   SI le facteur de marche réel <= 0.25 ALORS
    Le facteur de marche normalisé := 25
   OU
    SI le facteur de marche réel <= 0.4 ALORS
     Le facteur de marche normalisé := 40
    OU
     SI le facteur de marche réel <= 0.6 ALORS
      Le facteur de marche normalisé := 60
     OU
      SI le facteur de marche <= 1 THEN
       Le facteur de marche normalisé := 100
 FIN
```

Figure 4. 12 Méthode de détermination du facteur de marche normalisé

Ensuite, une correction est apportée à la puissance calculée (4.11) pour qu'elle corresponde à un facteur de marche normalisé (figure 4.13).

$$P = P_{ch}\sqrt{\frac{FM}{FM_n}} \tag{4.11}$$

où FM_n est le facteur de marche normalisé.

RÈGLE : *Calcul de la puissance : Cas du fonctionnement cyclique*
SI *l'entraînement est de type* ***Défini par l'usager***
ET *le fonctionnement est* ***cyclique***
ET *la charge est* ***Constante***
ET *la vitesse est* ***unique et constante***
ALORS, effectuer *le calcul de la puissance*
ET *Valeur de puissance := 0.001 * 1.2 * Valeur du couple de charge * Vitesse d'opération*
ET *Valeur de puissance := Valeur de puissance * SQRT(Facteur de marche réel * 100 / Facteur de marche normalisé)*

Figure 4. 13 Règle de correction de la puissance de charge

4.3 Conclusion

Ce chapitre traite la réalisation de la plate-forme de base du système expert pour la conception des entraînements électriques. On y expose la méthodologie de calcul et de choix du moteur électrique, du convertisseur et du système de commande. Le principe d'implantation des connaissances dans l'environnement de programmation (Level5 Object) du système expert est présenté.

CHAPITRE V
EXEMPLES D'APPLICATION

Dans ce chapitre, nous donnons deux applications (pompe centrifuge et fraiseuse), à titre d'exemples, reliées au choix des composantes structurelles d'un système d'entraînement.

5.1 Entraînement d'une pompe centrifuge

Les étapes de choix du moteur d'entraînement d'une pompe centrifuge sont :

- Le calcul de la puissance de charge
- La définition de la tension d'alimentation disponible
- Le choix du moteur dans le catalogue du fabricant
- Le choix du convertisseur statique dans le catalogue du fabricant.

La communication entre l'usager et le système expert se fait essentiellement à travers les fenêtres de réponse aux questions :

- à choix multiples
- de type vrai/faux (Oui/Non)
- demandant une valeur numérique.

L'environnement de développement de Level5 offre plusieurs possibilités, notamment, la formulation des questions et commentaires dans une langue que l'utilisateur comprend, la création de fenêtres d'aide à la consultation. La fenêtre d'accueil (figure 5.1) introduit l'usager au système expert. La fenêtre de conclusion donne les recommandations du système expert à la fin de la consultation. La navigation d'une fenêtre à l'autre se fait à l'aide du bouton identifier **Continuer**.

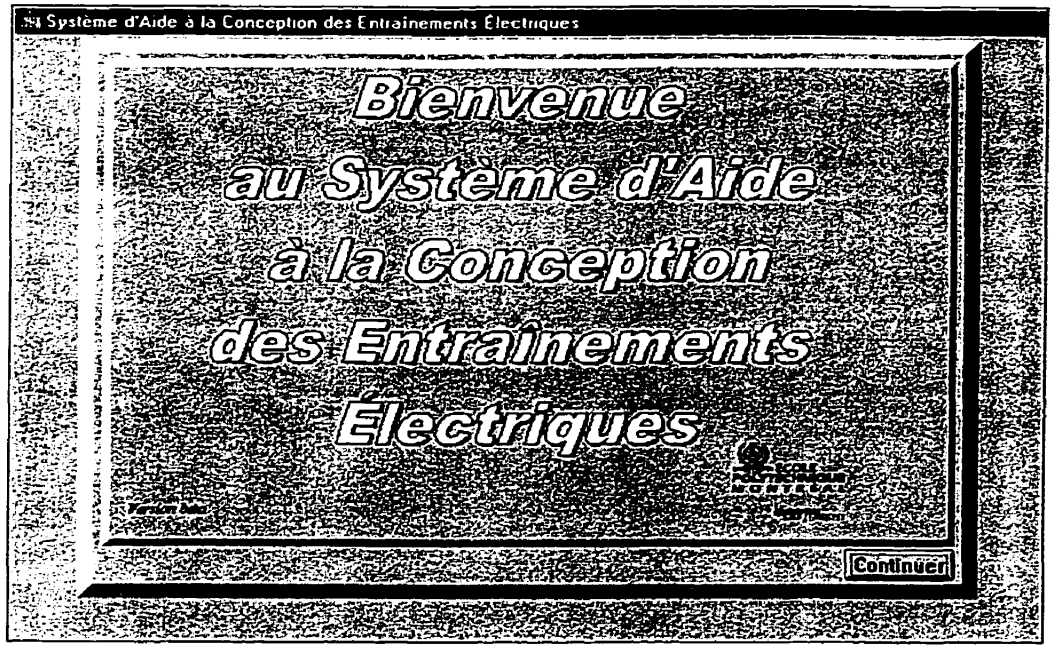


Figure 5. 1 Fenêtre d'accueil du système expert

Les données nécessaires au calcul de la puissance de charge de la pompe sont : le débit massique, la hauteur d'élévation, le poids spécifique du liquide transporté, le rendement mécanique. Ces données sont regroupées dans la classe ***Caractéristiques de la pompe*** (figure 5.2). Le système expert arrive à une recommandation grâce à l'exécution d'un groupe de règles semblables à celles représentées sur la figure 5.3. Cette dernière est la transcription en langage PRL "Production Rule Language" de la règle présentée à la figure 4.6. La règle sur la figure 5.4 calcule la puissance de charge tandis que celle présentée à la figure 5.5, choisit le moteur dans le catalogue du fabricant. A cause de la préférence du moteur asynchrone et de la disponibilité du réseau à courant alternatif, la topologie de convertisseur suggéré est le montage redresseur en pont suivi d'un onduleur triphasé. La puissance de charge calculée (5.29 kW) correspond à un débit de 10 000 L/h, une hauteur manométrique de 20 m et un rendement de 0.85. Le moteur choisi est le modèle 1LA 130-4CA (Siemens, 1996) de puissance 5.5 kW, le montage redresseur est : 6SE7020-3EB10 et l'onduleur : 6SE7020-

3TB10 (Siemens, 1995). La commande V/Hz est utilisée à cause du besoin de réglage du débit.

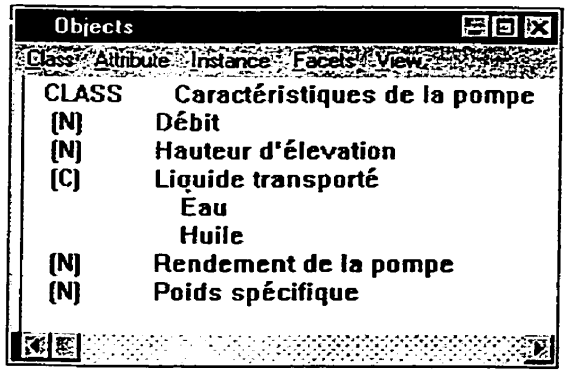


Figure 5. 2 Classe de base pour le calcul de la puissance de la pompe

RULE 1 Conception d'une pompe centrifuge

IF Types d'entraînement IS *classiques*

AND Entraînements *classiques* ***IS Pompe centrifuge***

AND Réseau d'alimentation disponible IS Réseau à courant alternatif

AND Types de moteurs IS Moteur cc = FALSE

AND Réglage du débit = TRUE

AND Calcul de la puissance = TRUE

AND Choix moteur = TRUE

AND Choix convertisseur = TRUE

THEN Solution Proposée := TRUE

Figure 5. 3 Règle de base pour la conception d'une pompe centrifuge

RULE 1 Calcul de la puissance de charge de la pompe
IF Types d'entraînement IS *classiques*
AND Entraînements *classiques* ***IS Pompe centrifuge***
THEN Calcul de la puissance := TRUE
AND Valeur de puissance := (Débit OF Caractéristiques pompe * Hauteur d'élévation OF Caractéristiques de la pompe * Poids spécifique OF Caractéristiques de la pompe) / (36 * Rendement de la pompe OF Caractéristiques de la pompe)

Figure 5. 4 Règle de calcul de la puissance de charge de la pompe

RULE 1 Choix du moteur
IF Valeur de puissance <= 5.5
AND Types de moteurs IS Moteur cc = FALSE
THEN Choix moteur := TRUE
AND SET CURRENT Référence OF Moteur 1LA5 130_4CA

Figure 5. 5 Règle de choix du moteur dans le catalogue

Selon le type et la puissance de moteur, le système expert choisit dans le catalogue du fabricant le convertisseur adéquat à lui associer (figure 5.6).

RULE Choix du convertisseur Pompe
***IF Types d'entraînement IS** classiques*
AND Entraînements** classiques **IS Pompe centrifuge
AND Réseau d'alimentation disponible IS Réseau à courant alternatif
AND Types de moteurs IS Moteur cc = FALSE
AND Calcul de la puissance = TRUE
AND Choix final moteur
AND Puissance nominale OF Moteurs asynchrones = 5.5
THEN Choix du convertisseur
AND SET CURRENT Référence OF Convertisseurs ca 6SE7021_3EB10
AND SET CURRENT Référence OF Convertisseurs 6SE7021_3TB10

Figure 5. 6 Règle de choix des convertisseurs statiques dans le catalogue

La figure 5.7 montre la fenêtre de conclusion de cette étude. À la fin de la consultation, trois choix s'offrent à l'usager :

- Reprendre la consultation
- Terminer la consultation
- Effectuer la simulation.

Le choix de la dernière option (**Effectuer la simulation**) lance l'outil Matlab de simulation.

Cette application simple montre comment faire le choix des composantes structurelles du système d'entraînement d'une application de pompage. La section suivante traite une application plus poussée pour démontrer la puissance du système expert développé.

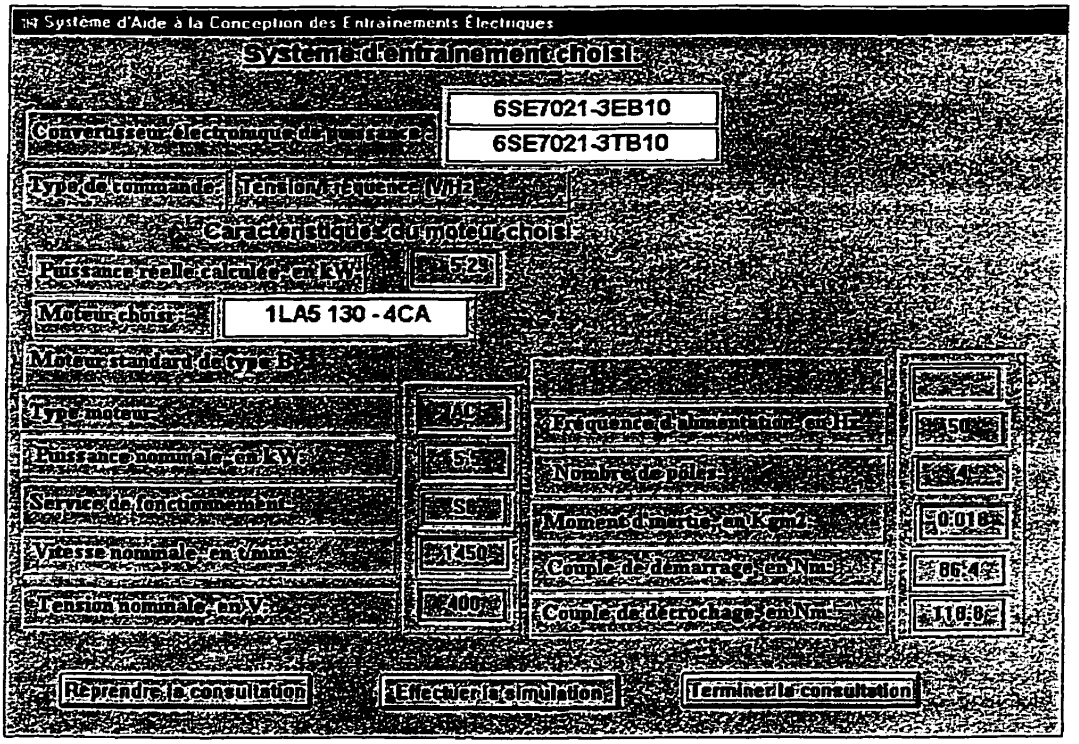


Figure 5. 7 Fenêtre de conclusion lors de la conception de la pompe

5.2 Entraînement d'une machine-outil : fraiseuse à réducteur à vis

Cette section traite une application plus poussée : la conception (calcul et choix des composantes structurelles) d'une fraiseuse à partir du cahier des charges. De façon identique à l'expert humain, le système expert passe à travers les différentes étapes de la conception pour arriver à une solution.

5.2.1 Principe de conception

Le cahier des charges de la fraiseuse (figure 5.8) est donné au tableau 5.1. Les étapes de la conception sont :

- Le calcul du couple résistant total
- Le calcul de la puissance du moteur
- Le choix préliminaire du moteur

- Le calcul du moment d'inertie total
- Le calcul du couple maximal demandé
- Le choix final du moteur
- Le choix du convertisseur statique
- Le choix du système de commande

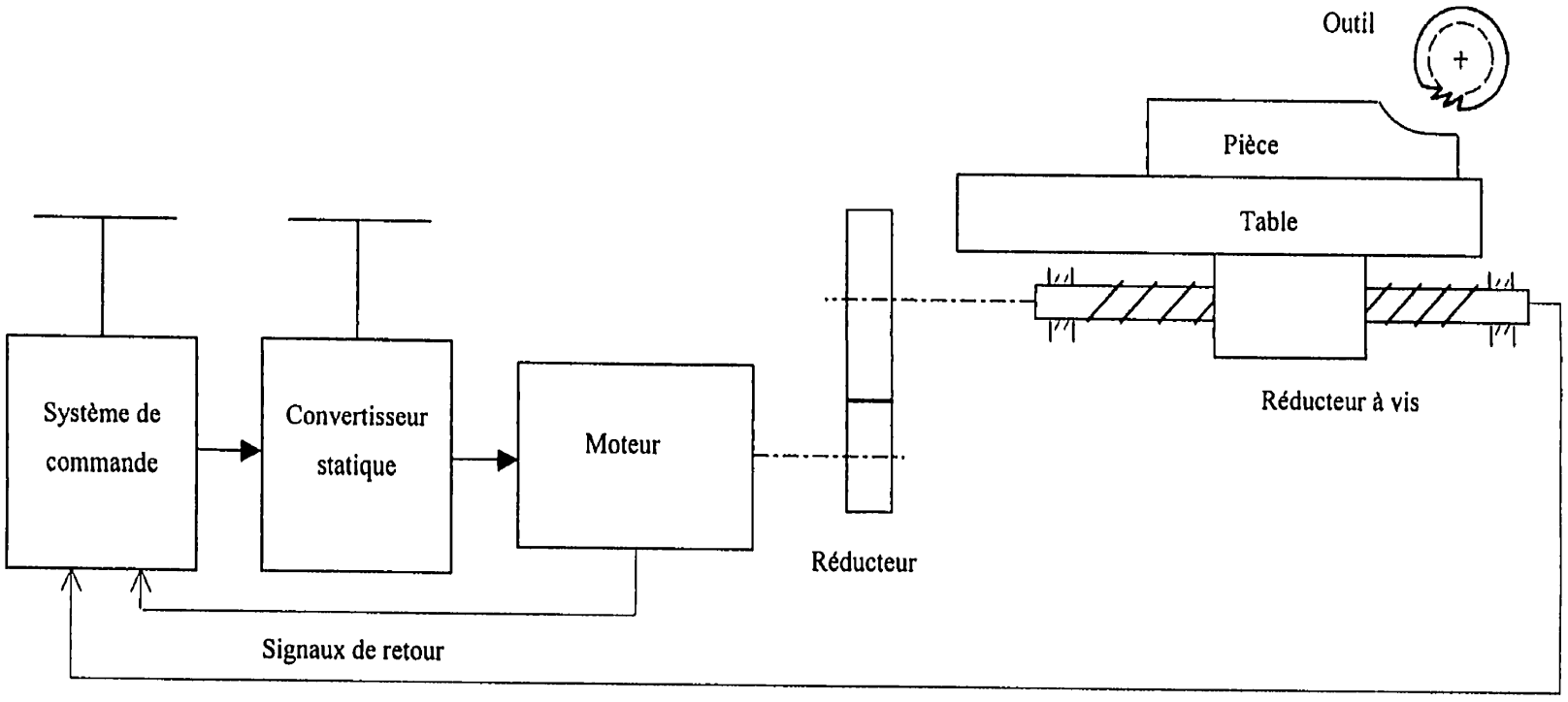


Figure 5. 8 Schéma synoptique d'une fraiseuse

Tableau 5.1 Cahier des charges pour la conception d'une fraiseuse

Paramètres de calcul	**Symbole**	**Unité**
Masse de la pièce	m_p	kg
Masse de la table	m_T	kg
Coefficient de frottement de la table	μ_f (0.08 par défaut)	—
Force de coupe	F_c	N
Vitesse d'usinage	v_u	m/min
Vitesse de retour de la table	v_r	m/min
Réducteur à vis		
Longueur du réducteur à vis	l_r	m
Diamètre du réducteur à vis	d_r	m
Moment d'inertie du réducteur à vis	J_{rv}	Kgm^2
Rendement du réducteur à vis	η_{rv}	
Réducteur engrenage		
Rapport de réduction	i	
Rendement du réducteur	η_r	
Moment d'inertie l'élément 1 (roue 1)	J_{r1}	Kgm^2
Moment d'inertie l'élément 2 (roue 2)	J_{r2}	Kgm^2

- **Calcul du couple résistant total**

L'expression simplifiée du couple résistant total à l'arbre du moteur $C_{r\Sigma}$ est constitué par le couple de pertes dû aux frottements C_{rf} et le couple nécessaire pour usiner la pièce C_{ru} (Siemens, 1983).

$$C_{rf} = \frac{\mu_f \frac{h_{rv}}{2\pi}\left[(m_P + m_T)g + F_v\right]}{\eta_{rv}\eta_r i} \tag{5.1}$$

où

μ_f	est le coefficient de frottement de la table
h_{rv}	est le pas du réducteur vis
m_P	est la masse de la pièce
m_T	est la masse de la table
F_v	est la composante verticale de la force de coupe
η_{rv}	est le rendement du réducteur vis
η_r	est le rendement du réducteur engrenage
i	est le rapport de réduction
g	est la force de gravité

Le couple d'usinage est déterminé à partir de la force de coupe. Cette dernière dépend des paramètres tels que la profondeur de coupe, la vitesse d'usinage, le type de lubrifiant, etc. La force de coupe comprend deux composantes : une longitudinale et une verticale. La composante verticale est associée aux frottements (friction) et représente 10 à 15% de la force d'usinage.

$$C_{ru} = \frac{F_c h_{rv}}{2\pi i \eta_{rv} \eta_r} \tag{5.2}$$

où F_c est la force d'usinage

Le couple résistant total est :

$$C_{r\Sigma} = C_{rf} + C_{ru} = \frac{\mu_f \frac{h_{rv}}{2\pi}\left[(m_P + m_T)g + F_v\right]}{\eta_{rv}\eta_r i} + \frac{F_c h_{rv}}{2\pi i \eta_{rv} \eta_r} \tag{5.3}$$

Les pertes dans le système de transmission (réducteur à vis et engrenages) sont représentées à travers les rendements η_{rv} et η_r.

- **Choix préliminaire du moteur**

La vitesse à laquelle le moteur doit fonctionner est obtenue à partir de la vitesse du mécanisme et du rapport de réduction du système d'engrenage.

$$\Omega_m = i\Omega_2 \tag{5.4}$$

où $\Omega_2 = \frac{v_u}{h_{rv}}$ est la vitesse du mécanisme

La puissance du moteur est calculée telle que :

$$P = C_{r\Sigma}\Omega_m \tag{5.5}$$

Cette puissance permet de faire un choix préliminaire du moteur dans le catalogue du fabricant.

Calcul du moment d'inertie total

Moment d'inertie des masses (table, pièce à usiner) effectuant un mouvement de translation :

$$J_{T+P} = (m_T + m_P)\left(\frac{h_{rv}}{2\pi}\right)^2 \tag{5.6}$$

Moment d'inertie de la transmission mécanique (engrenages et réducteur à vis)

$$J_r = J_{r1} + J_{r2} + J_{rv} \tag{5.7}$$

Moment d'inertie total (moteur et mécanisme entraîné)

$$J_\Sigma = J_m + J_{r1} + \frac{J_{r2} + J_{rv} + J_{T+P}}{i^2} \tag{5.8}$$

où

J_m est le moment d'inertie du moteur préalablement choisi

J_{r1} est le moment d'inertie de l'élément 1 du réducteur

J_{r2} est le moment d'inertie de l'élément 2 du réducteur

J_{rv} est le moment d'inertie du réducteur vis

Le moment d'inertie J_{r1} de l'élément 1 du réducteur n'est pas divisé par le rapport de réduction car l'élément 1 est directement relié à l'arbre du moteur tourne à la même vitesse que ce dernier.

- **Calcul du couple maximal demandé**

Le calcul de ce couple est surtout nécessaire dans le cas où des exigences sont imposées du point de vue temps de démarrage. Le moteur est choisi tel qu'il puisse répondre à la demande de couple d'accélération :

$$C_{\max} = C_{r\Sigma} + J_{\Sigma} \frac{\Delta\Omega}{t_d} \tag{5.9}$$

où

J_{Σ} est le moment d'inertie totale du moteur du système

t_d est le temps de démarrage exigé

$\Delta\Omega$ est la variation de la vitesse durant le temps t_d

Le moteur à courant continu est utilisé seulement si telle est la préférence de l'utilisateur. Autrement, le système expert choisi un moteur à courant alternatif qui est généralement un moteur asynchrone à cage. Le moteur synchrone à aimant permanent est utilisé pour les faibles puissances inférieures à 10 kW (Leonhard, 1988; Siemens, 1995). Le moteur choisi doit avoir un couple maximal (couple de décrochage) supérieur au couple maximal demandé.

- **Choix du convertisseur statique et du système de commande**

Les fraiseuses étant des entraînements réversibles, le convertisseur sera choisi réversible. Deux types de convertisseurs sont généralement utilisés pour l'alimentation des moteurs à courant continu (Siemens, 1983) :

- Le montage hacheur à transistors (figure 5.9) pour les entraînements de faible puissance
- Le montage triphasé tout thyristors en croix avec courant de circulation (figure 5.10).

Dans le cas des moteurs à courant alternatif, le montage convertisseur dual (figure 3.5) est utilisé si l'alimentation disponible est à courant alternatif. Il permet le fonctionnement dans les quatre quadrants. Si le réseau d'alimentation est à courant continu, le convertisseur choisi est l'onduleur de tension. Selon la puissance de l'entraînement, les dispositifs semi-conducteurs peuvent être des transistors MOSFET, IGBT ou thyristors.

Pour les machines de grande précision y compris les fraiseuses où la précision de positionnement peut atteindre 1μm, on utilise la mesure directe de la position (tableau 5.2) (Siemens, 1983). Dans ce cas, le capteur de position est directement relié à la table. Pour les entraînements de moindre précision, la position est estimée à travers un capteur relié à la vis sans fin.

Tableau 5.2 Méthodes de mesure de la position

Précision de positionnement, μm	Méthode de mesure de la position
< 10 μm	Directe
> 10 μm	Indirecte

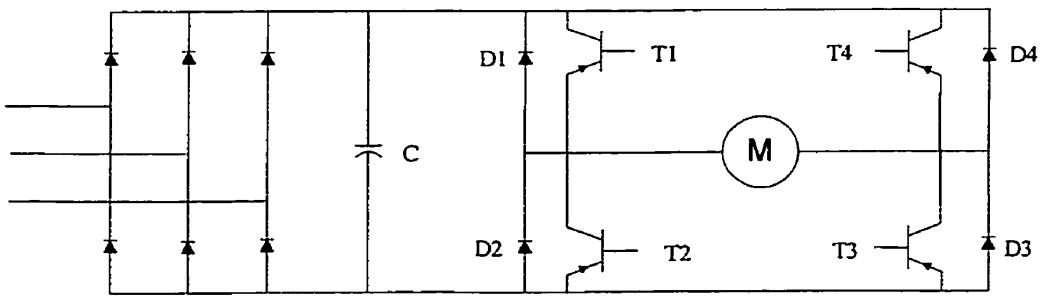


Figure 5. 9 Hacheur à transistors

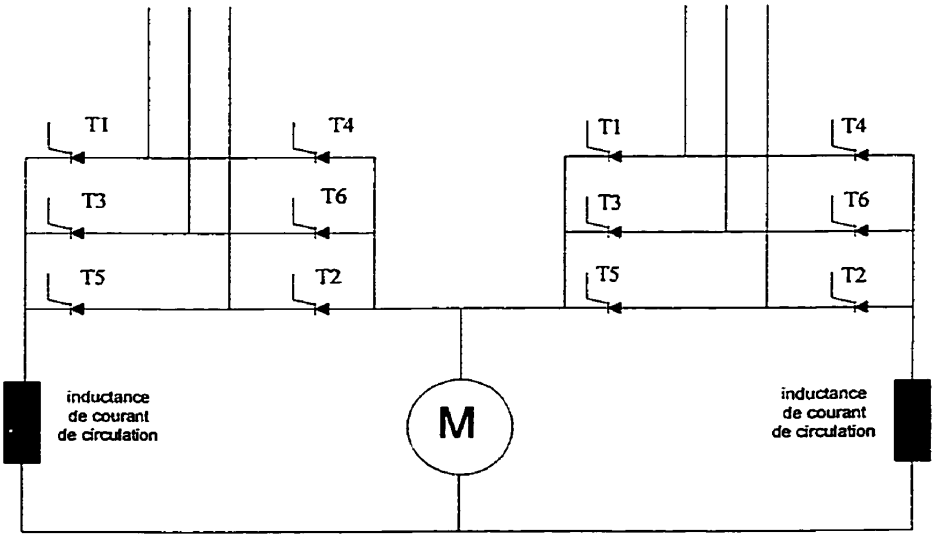


Figure 5. 10 Convertisseur triphasé tout thyristors en croix, avec courant de circulation

5.2.2 Réalisation du module de système expert

La figure 5.11 représente un exemple de règles de base qui permettent de calculer la puissance de charge et déterminer les principales composantes structurelles d'une fraiseuse à réducteur. Le système expert arrive à une recommandation après que toutes les conditions (prémisses) spécifiées dans la partie SI ("IF") soient vérifiées. Les prémisses (hypothèses) aux lignes 2 et 3 de la figure 5.11 sont respectivement vérifiées suite aux réponses de l'utilisateur aux questions : *Quel est le type d'entraînement ?* et *Quel est le type d'entraînement classique ?* Le système expert utilise les données du cahier des charges donné par le l'utilisateur (figure 5.12) pour calculer la puissance de charge (ligne 4).

1 ***RULE 1 Fraiseuse à réducteur***
2 ***IF Types d'entraînement IS*** *classiques*
3 ***AND Entraînements*** *classiques* ***IS Fraiseuse***
4 ***AND Calcul du couple de charge OF Caractéristiques de la fraiseuse = TRUE***
5 ***AND Calcul de la puissance = TRUE***
6 ***AND Choix préliminaire moteur = TRUE***
7 ***AND Critères de démarrage = TRUE***
8 ***AND Calcul couple moteur maximal demandé fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse***
9 ***AND Vérification couple maximal OF Caractéristiques de la fraiseuse***
10 ***AND Choix final moteur***
11 ***AND Choix du convertisseur***
12 ***AND Précision de réglage OF Caractéristiques de la fraiseuse <= 10***
13 ***THEN Solution Proposée***

Figure 5. 11 Règle de décision lors de la conception d'une fraiseuse à réducteur

La satisfaction de l'hypothèse de la ligne 5 entraîne le calcul de la puissance de charge (figure 5.13). Cette dernière permet de faire un choix préliminaire du moteur (ligne 6). Le moteur choisi à cette étape satisfait les exigences du régime statique, mais doit être vérifié au régime dynamique lié au respect du temps de démarrage fixé. Il est donc nécessaire de calculer le couple maximal que le moteur doit fournir pendant le régime dynamique. Cette opération est effectuée à l'aide de la ligne 8 et la vérification est faite par la règle représentée à la figure 5.14. La vérification du moteur est un processus d'itération (figure 5.15) qui se répète jusqu'à la satisfaction de la condition exigée, c'est à dire $C_{\max} < C_{dec}$ (cf. section 3.4.2). Si le moteur choisi ne répond pas à cette condition, le système expert choisit dans le catalogue du fabricant, le moteur suivant en puissance et reprend la vérification. Ce processus continue jusqu'à l'obtention du moteur satisfaisant au critère de surcharge (ligne 10 de la figure 5.11).

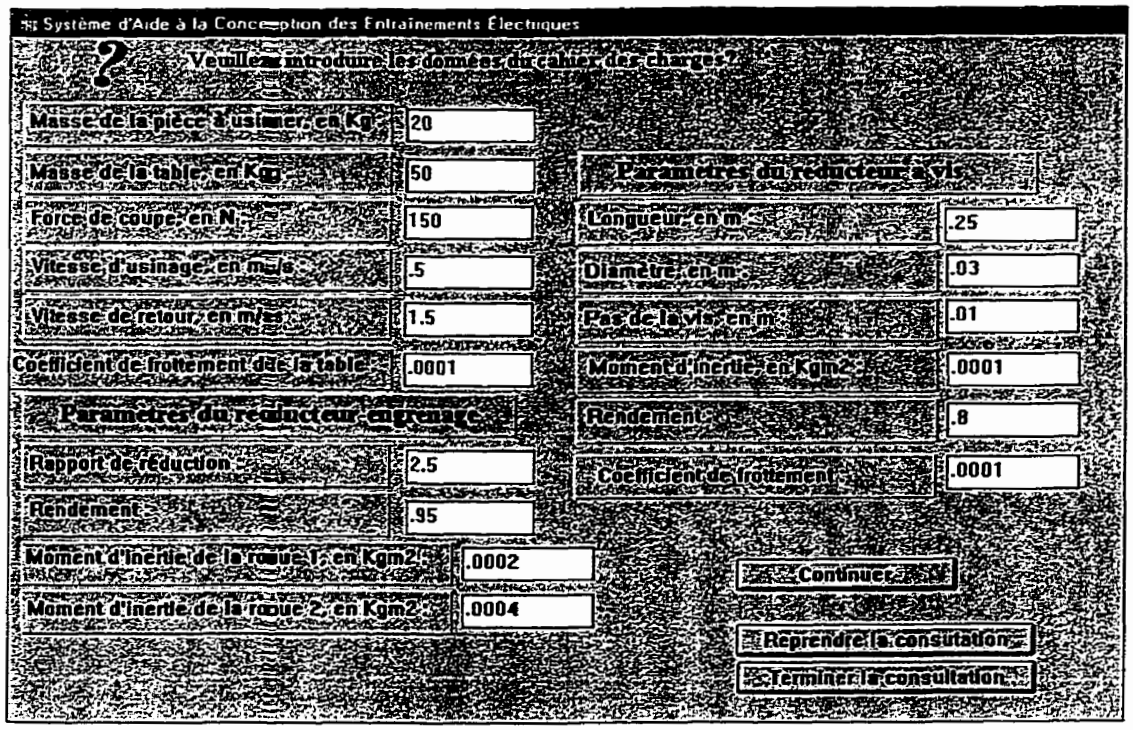


Figure 5. 12 Cahier des charges défini par l'utilisateur

RULE Calcul de la puissance Fraiseuse

IF Types d'entraînement IS *classiques*

AND Entraînements *classiques* ***IS Fraiseuse***

THEN Calcul de la puissance

AND Valeur de puissance := (Couple de charge totale OF Caractéristiques de la fraiseuse * Rapport de réduction OF Réducteur engrenage * Vitesse d'usinage OF Caractéristiques de la fraiseuse) / Pas OF Réducteur à vis

Figure 5. 13 Exemple de règle de calcul de la puissance de charge

RULE Calcul du couple moteur maximal demandé
IF Entraînements** classiques **IS Fraiseuse
AND Critères de démarrage
AND Temps de démarrage > 0
THEN Calcul couple moteur maximal demandé fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse
AND Moment d'inertie de la fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse := Moment d'inertie roue 1 OF Réducteur engrenage + ((Moment d'inertie roue 2 OF Réducteur engrenage + Moment d'inertie OF Réducteur à vis + (Masse de la pièce OF Caractéristiques de la fraiseuse + Masse de la table OF Caractéristiques de la fraiseuse) * SQR(Pas OF Réducteur à vis / 2 * 3.14)) / (SQR(Rapport de réduction OF Réducteur engrenage)))
AND Couple maximal demandé fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse := Couple de charge totale OF Caractéristiques de la fraiseuse + ((Moment d'inertie de la fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse + Moment d'inertie OF Moteurs asynchrones) * (Rapport de réduction OF Réducteur engrenage * Vitesse d'usinage OF Caractéristiques de la fraiseuse / Pas OF Réducteur à vis)) / (Temps de démarrage)

Figure 5. 14 Règle de calcul du couple maximal

RULE Vérification du couple maximal demandé
IF Couple maximal demandé fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse <= Couple décrochage OF Moteurs asynchrones
THEN Vérification couple maximal OF Caractéristiques de la fraiseuse
ELSE FORGET Vérification couple maximal OF Caractéristiques de la fraiseuse
AND action OF navigate 1 Itération pour le choix du moteur IS next
AND Couple maximal demandé fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse := Couple de charge totale OF Caractéristiques de la fraiseuse + ((Moment d'inertie OF Moteurs asynchrones + Moment d'inertie de la fraiseuse OF Caractéristiques de la fraiseuse) * (Rapport de réduction OF Réducteur engrenage * Vitesse d'usinage OF Caractéristiques de la fraiseuse / Pas OF Réducteur à vis)) / (Temps de démarrage)

Figure 5. 15 Règle de vérification du couple maximal de charge

Le convertisseur statique est ensuite choisi en fonction du type de moteur et du réseau électrique d'alimentation disponible (figure 5.16). Dans le présent cas, le

redresseur 6SE7026_8ED10 (Siemens, 1995) et l'onduleur 6SE7026_8TD10 (Siemens, 1995) sont choisis. Ces convertisseurs correspondent au moteur électrique de puissance 30 kW préalablement choisi. Le modèle de moteur du fabricant Siemens est : 1LA5 207 – 4AA (annexe II), tandis que celui du fabricant Lincoln Electric est : SD6S40TC61Q1 (Annexe III). Ce dernier a été choisi dans la fenêtre conclusion du système car le catalogue du fabricant Lincoln Electric fournit les paramètres nécessaires à la simulation du processus de démarrage du moteur.

La précision de positionnement devant être inférieur à 10 µm, le système expert suggère l'utilisation de la commande vectorielle. La figure 5.17 montre la fenêtre de conclusion du système expert.

RULE Choix du convertisseur statique
IF Types d'entraînement IS *classiques*
AND Entraînements *classiques* ***IS Fraiseuse***
AND Réseau d'alimentation disponible IS Réseau à courant alternatif
AND Types de moteurs IS Moteur cc = FALSE
AND Calcul de la puissance = TRUE
AND Choix final moteur = TRUE
AND Puissance nominale OF Moteurs asynchrones = 30
THEN Choix du convertisseur = TRUE
AND SET CURRENT Référence OF Convertisseurs ca cc 6SE7026_8ED10
AND SET CURRENT Référence OF Convertisseurs cc ca 6SE7026_8TD10

Figure 5. 16 Règle de choix du convertisseur statique

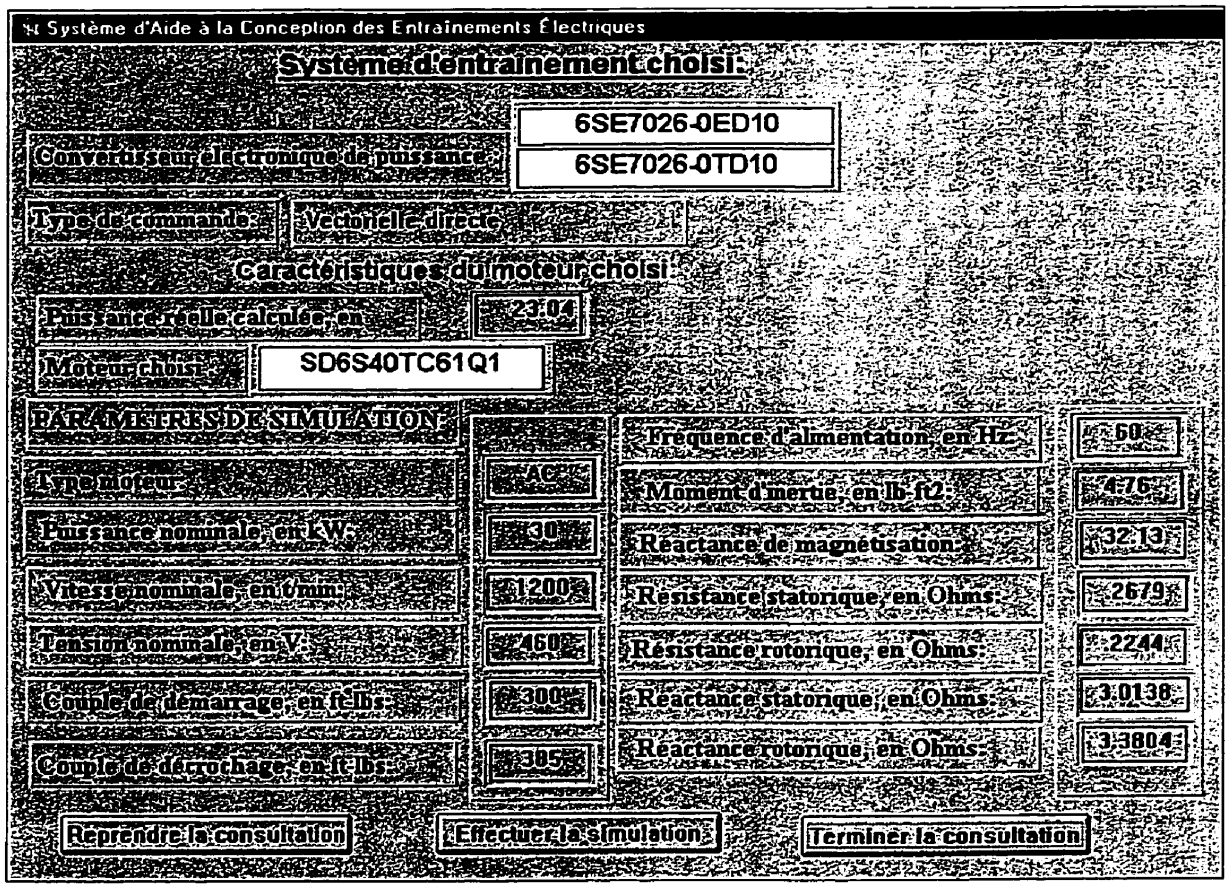
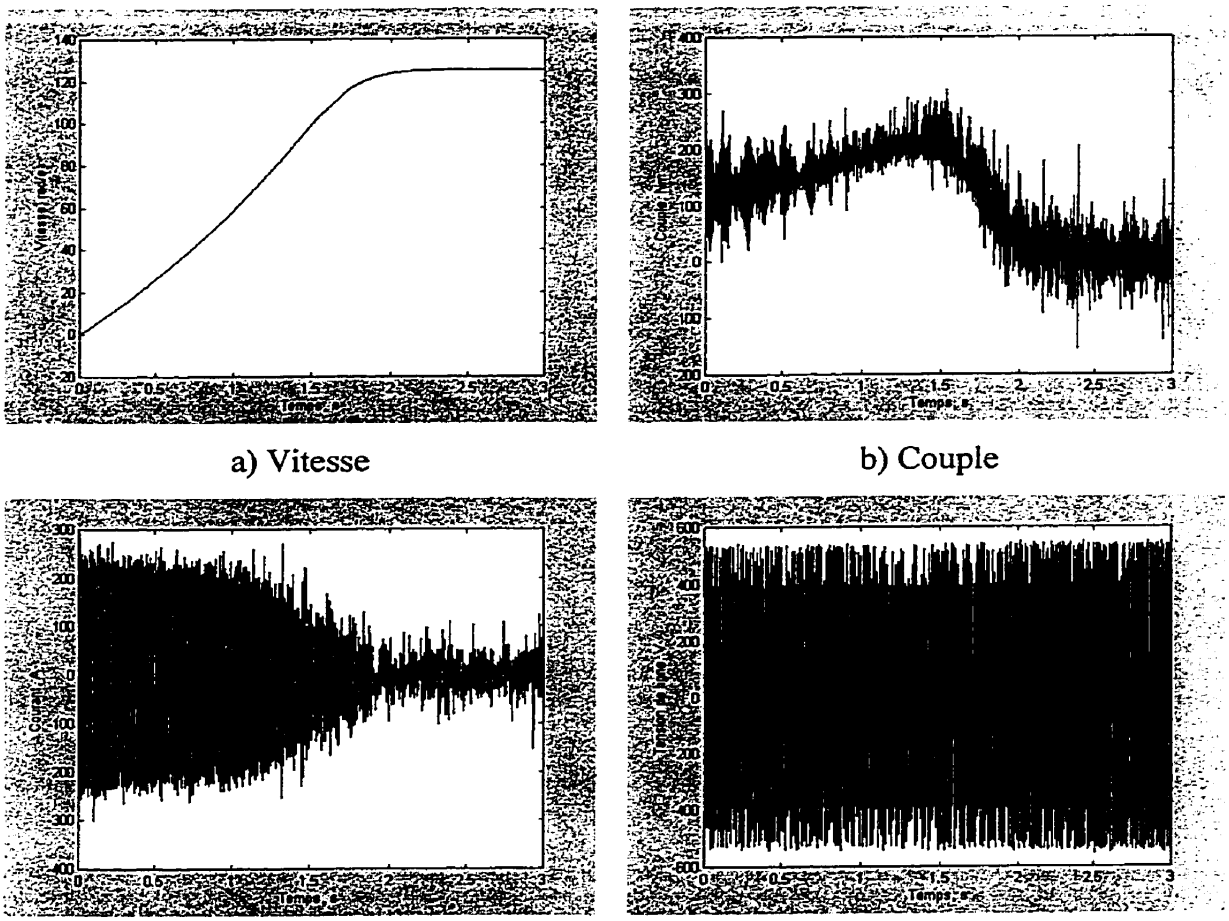


Figure 5. 17 Fenêtre de conclusion lors de la conception de la fraiseuse

5.3 Validation du choix du système expert

Le choix du moteur dans le catalogue du fabricant est validé par la simulation du processus de démarrage dans l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du moteur choisi (SD6S40TC61Q1) sont introduits dans le modèle de simulation développé à la section 2.6. Les résultats de simulation sont montrés à la figure 5.18. Les courbes a, b, c et d montrent respectivement les variations en fonction du temps de la vitesse, du couple, courant statorique et de la tension de ligne. La commande MLI à modulation sinusoïdale à la fréquence de 10 kHz est utilisée.



a) Vitesse

b) Couple

c) Courant statorique

d) Tension de ligne

Figure 5. 18 Validation du choix du moteur par simulation

5.4 Cas des entraînements définis par l'usager

Les deux applications précédemment présentées sont des exemples d'entraînements classiques, c'est à dire des entraînements pour lesquelles il existe des formules empiriques ou des méthodes préétablies de calcul de la puissance ou du couple de charge et de choix des composantes structurelles. Pour les autres types d'entraînements (définis par l'usager figure 5.19), le système expert exécute une procédure permettant d'arriver à une recommandation des composantes structurelles,

après que l'utilisateur ait répondu à une série de questions (section 4.1.2 figure 4.1). Ces questions définissent :

- le type de fonctionnement (continu, cyclique ou aléatoire)
- le type de charge (constante ou variable)
- la vitesse du mécanisme (constante, variable en paliers ou variable)
- l'alimentation disponible (alternative ou continue)
- l'environnement d'opération (normal, hazardeux ou explosif)
- les critères de démarrage et/ou de freinage
- les performances souhaitées
- etc.

Le système expert calcule la puissance de charge à partir du couple de charge et de la vitesse du mécanisme, ramenés à l'arbre du moteur. Il choisit par la suite les composantes structurelles de l'entraînement électrique dans les catalogues disponibles dans la base de connaissances.

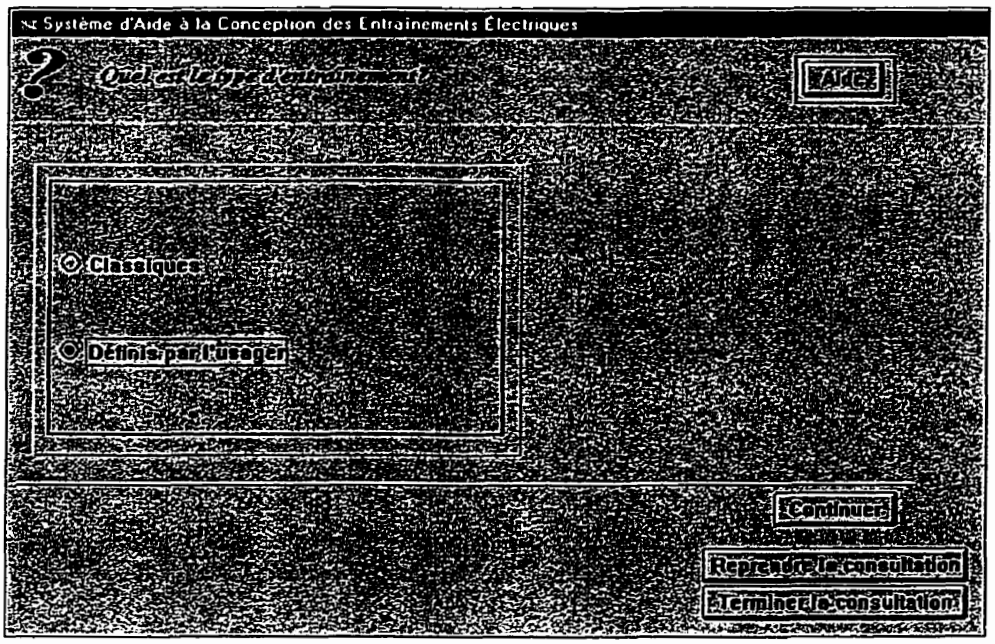


Figure 5. 19 Fenêtre de choix du type d'entraînement

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre sont traités en détails deux exemples d'application qui montrent la principe de consultation et d'utilisation du système expert. Plusieurs règles et méthodes à la base du raisonnement et de la prise de décision du système expert sont présentées. A partir des exigences du cahier des charges, le calcul de la puissance de charge, le choix du moteur électrique, du convertisseur statique et du système de commande sont effectués. Les recommandations du système expert sont présentées dans la fenêtre de conclusion.

CONCLUSION

La réalisation d'un outil d'aide à la conception des systèmes d'entraînement de machines électriques est présentée dans cette thèse.

Dans la première partie du travail, l'analyse des entraînements électriques vus comme un système intégré est effectuée. Après avoir défini des critères de classification, les principales composantes structurelles de l'entraînement sont modélisées et implantées dans l'environnement de simulation Matlab/Simulink. Une importance particulière est accordée à l'étude de la partie mécanique dont la modélisation multimasse est introduite. Cette approche permet d'étudier au besoin le phénomène de résonance mécanique qui se produit dans certains entraînements électriques. Différentes structures de convertisseurs statiques couramment utilisées dans les entraînements, ont été modélisées grâce à la technique dynamique des nœuds. L'association de ces montages aux modèles de moteurs électriques et mécanismes entraînés met en évidence l'aspect système intégré des entraînements. Le développement d'une librairie spécialisée permettant la modélisation et la simulation d'une chaîne complète d'entraînement (convertisseur statique, moteur électrique, partie mécanique et charge entraînée) constitue une contribution majeure dans le domaine des entraînements électriques.

La deuxième partie porte sur le développement et l'implantation d'un module de système expert d'aide à la conception des entraînements électriques. Le système expert effectue un choix guidé des principales composantes structurelles de l'entraînement électrique à concevoir de façon semblable à celle de l'expert humain. Grâce à l'expertise acquise de différentes sources, une méthode originale de classification des entraînements fut élaborée. Elle regroupe les entraînements en deux groupes : conventionnels et non conventionnels. La puissance de charge est calculée soit par une formule empirique, soit à travers le couple et la vitesse de charge. La référence des caractéristiques du mécanisme entraîné à l'axe du moteur est effectuée. Le système expert choisit et vérifie par la suite le moteur aux critères d'échauffement et de surcharge. A partir d'autres informations techniques pertinentes telles que la tension d'alimentation disponible, la

précision de réglage souhaitée, l'environnement d'opération, etc., il détermine la structure appropriée de convertisseur statique et de commande. Il suggère à l'utilisateur la structure d'entraînement qui correspond le mieux au cahier des charges spécifié, en lui présentant les composantes structurelles (moteur électrique, convertisseur statique, système de commande) disponibles dans les catalogues du fabricant. Notre contribution majeure est le développement d'une méthodologie nouvelle et la mise en œuvre d'un système expert dans l'environnement Level5 Object. Ce système expert sera éventuellement implanté et disponible pour consultation à partir du site web de la Chaire Hydro-Québec - CRSNG de l'université du Québec à Trois-Rivières et du site Enelweb à l'École Polytechnique de Montréal.

RECOMMANDATIONS DE TRAVAUX FUTURS

Le système expert tel que développé présentement ne permet pas le transfert direct des paramètres de simulation de l'entraînement électrique dans l'environnement Matlab/Simulink. Ceci constitue la principale limitation de l'outil de conception. Pour remédier à cette insuffisance inhérente à la communication entre les environnements Simulink™ et Level5 Object, il est nécessaire de développer un interface usager capable de communiquer avec ces deux environnements en vue d'effectuer un transfert efficace des données. Des travaux de recherche sont déjà entrepris dans ce sens. La première étape a conduit à la réalisation d'Enelweb qui, grâce à Matlab Server permet d'effectuer la simulation des modèles d'entraînements développés, à travers le Web (Abbassi, 2000). La réalisation d'un interface semblable avec l'outil de développement du système expert (Level5 Object) créera un environnement puissant d'étude et de conception des systèmes d'entraînement de machines électriques à travers Internet. Aussi, le développement et l'implantation d'autres applications d'entraînements doit continuer; ceci permettrait d'agrandir et de mettre à jour continuellement la base de connaissances du système expert.

RÉFÉRENCES

ABASSI B. (2000). ENELWEB : Élaboration d'une interface usager adapté à un navigateur internet pour l'environnement des entraînements électriques de machines. Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées, École Polytechnique de Montréal, Canada.

BA-RAZZOUK A., DEBEBE K., RAJAGOPALAN V. (1992). Conception assistée par ordinateurs des systèmes d'entraînements des machines électriques à l'aide du logiciel SIMULINK. Rapport de recherche, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada.

BA-RAZZOUK A. (1993). SEMAS a New Simulation Module of AC Drive Systems. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 18, No 4, 181-189.

BA-RAZZOUK A., PITTET A. RAJAGOPALAN V. (1993). Techniques de Conception assistée par ordinateur des systèmes électroniques de puissance à l'aide du logiciel SIMULINK. Rapport de recherche, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada.

BA-RAZZOUK A., DEBEBE K., et al. (1996). SIMUPELS : SIMUlation of Power Electronic Systems in SIMULINK Environment. Rapport de recherche, Chaire de recherche industrielle Hydro-Québec – CRSNG, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada.

BARRET P. (1987). Régimes transitoires des machines tournantes. Éditions Eyrolles.

BONAL J. (1997). Entraînements électriques à vitesse variable. Technique & Documentation Lavoisier, Paris.

BOSE B. K. (1981). Adjustable Speed AC Drives Systems. IEEE Press, New-York, 1-21.

BOSE B. K. (1986). Power Electronics and AC Drives. Prenticee-Hall.

BOSE B. K. (1987). Microcomputer Control of Power Electronics and Drives. IEEE Press, New-York, 46-65.

BOSE B. K. (1991). Modern Power Electronics : Evolution, technology and Applications. IEEE Press, New-York, 3-40.

BOSE B. K. (1994). Expert System, Fuzzy Logic, and Neural Network Applications in Power Electronics and Motion Control. Proceedings of the IEEE, vol. 82, No. 8, 1303-1323.

BÜHLER H. (1990). Électronique de réglage et de commande. Volume XVI traité d'électricité, Presses polytechniques et universitaires.

BÜHLER, H. (1988). Conception de systèmes automatiques. Complément au traité d'électricité, Presses polytechniques.

CHEN D., BOSE B. K. (1992). Expert System Based Automated Selection of Industrial AC Drive. IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, 387-392.

CHHAYA S. M., BOSE B. K. (1992). Expert System Based Automated Design Technique of a Voltage-Fed Inverter for Induction Motor Drive. IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record, 770-778.

CHHAYA S., M. BOSE B. K. (1993). Expert System Based Automated Simulation and Design Optimization of a Voltage-Fed Inverter for Induction Motor Drive. IEEE/IECON Conference Record, 1065-1070.

CHHAYA S. (1995). Expert System Aided Automated Design of AC Drive System. Ph.D. Thesis, University of Tennessee, Knoxville.

CLOUTCHEV, V. I. (1985). Théorie de l'entraînement électrique. (en russe), Energoizdat Moscou.

CONNORS D. P., JARC D. (1983). Application Considerations for AC Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, No 3, 455-460.

CRESCENZO P. J. (1983). Elimination of Electromechanical Drive System Problems During the Design Process. IEEE Cement Industry Technical Conference, 1-16.

CUMBI M. J. N., SHEPHERD D. W., HULLEY L. N. (1996). Development of an Object-Oriented Knowledge-Based System for Power Electronic Circuit Design. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No 3, May, 393-404.

DANFOSS DRIVES (1999). http://www.danfossdrives.com/. Division of Danfoss Inc.

DEBEBE K., RAJAGOPALAN V., SANKAR T. S. (1991). Expert Systems for Fault Diagnosis of VSI-FED AC Drives. IEEE IAS Conference Record, 368-379.

DE FORNEL B. (1994). Commande des machines électriques. Revue Générale d'Électricité, No 8/94, 33-35.

DHERS J. (1994). Les ensembles Grosses machines électriques, Convertisseurs et Commande: Applications industrielles. Revue Générale d'Électricité, No 8/94, 17-26.

DiSTEFANO J. J., STUBBERUD A. R., WILLIAMS I. J. (1967). Schaum's Outline of Theory and Problems of Feedback and Control Systems. Schaum Publishing Co.

DOUMBIA M. L., ROY G., RAJAGOPALAN V. (1997). An Integrated Solution for Simulating Electrical Drives Systems with MATLAB/SIMULINK. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 952-955.

DOUMBIA M. L., ROY G., RAJAGOPALAN, V. MISSURENKO V. (1998). Étude Comparative de modèles multi-masses d'entraînements électriques à moteur asynchrone. Revue canadienne de génie électrique et génie informatique, Vol. 23, No 3, 107-112.

ELICEEV, V. A. (1983). Traité d'entraînement électrique. (en russe), Energoizdat, Moscou.

FEZZANI D., PIQUET H., FOCH H. (1997). Expert System for CAD in Power Electronics – Application to UPS. IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 12, No 3, 578-586.

FILIPPETTI M. M., MARTELLI M. (1992). Development of Expert System Knowledge Based to On-Line Diagnosis of Rotor Electrical Faults of Induction Motors. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Houston TX, October, 92-99.

FINK G. D., BEATY H. W (1993). Standard Handbook for Electrical Engineers. Thirteenth edition. Mc Graw-Hill inc.

FLINDERS F., SENINI S. OGHANNA W. (1993). Power Electronics Simulation using "SIMULINK. Dynamic Systems Analysis Package, IMACS-TC1, 643-650.

FRANSUA A., MAGUREANU R. (1984). Electrical Machines and Drive Systems, Technical Press, Oxford.

GÉRADIN M., RIXEN D. (1992). Théorie des vibrations. Masson, Paris.

GERBAUD L., BIGEON J., CHAMPENOIS G. (1992). Modular approach to describe electromechanical systems. Using Macsyma to generate global approach simulation software. IEEE PESC, 1189-1196.

GHEORGHE M. (1995). Application Simulink pour l'Étude par Simulation des Systèmes d'Entraînement de Machines électriques. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

GRELLET G., CLERC G. (1997). Actionneurs électriques : principes, modèles, commande Eyrolles, Paris.

HASSAN I. D. (1986). Specifing Adjustable Drive Systems and Currently Available Industry Standards. Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 296-300.

HICKS T. G., HICKS S. D., LETO J. (1995). Standard Handbook of Engineering Calculations. Third Edition, Mc Graw-Hill Inc.

HO E.Y.Y. (1989). Robust Control of High Performance AC Drives. Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical Engineering, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada.

HONG C. O., SUL S. K. (1993). Analysis of Shaft Torsional Vibration in Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems. Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 588-594.

HORI, Y., ISEKI H., SUGIURA K. (1993). Basic Consideration of Suppression and Disturbance Rejection Control of n-Inertia System using State Feedback and Load Acceleration Control, IEEE PCC93, Yokohama, 309-315.

HYDRO-QUÉBEC (1994). Guide technique : Entraînements à vitesse variable. Programmes d'initiatives et d'analyses énergétiques. Systèmes de pompage, de ventilation et de compression.

INFORMATION BUILDERS (1994). LEVEL5 OBJECT® for Microsoft® Windows™. Reference Guide Release 3.5.

JARC, D. A., NOVOTNY D. W. (1986). A Graphical Approach to AC Drive Classification. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference Record, 289-295.

KAPLAN G. (2000). Industrial Electronics. IEEE Spectrum. Vol.37 No 1, January, 104-109.

KUNDUR P. BALU N. J., LAUBY M. G. (1994). Power System Stability and Control. McGraw-Hill, Inc., New York, 1026-1040.

LEONHARD W. (1985). Control of Electrical Drives. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg.

LEONHARD W. (1988). Adjustable-Speed AC Drives. Proceedings of the IEE, Vol. 76, No 4, April, 455-470.

LIBBY CHARLES C. (1960). Motor Selection and Application. McGraw-Hill Book Company, Inc.

LIEBOWITZ JAY (1998). The Handbook of Applied Expert Systems. CRC Press.

LINCOLN ELECTRIC COMPANY (1999). 3-Phase AC Industrial Motor Catalog. Cleveland, Ohio 44117-2525 U.S.A.

McMURRAY W. (1988). Power Electronic Circuit Topology. Proceedings IEEE, Vol. 76, No 4, April, 428-437.

MOHAN NED, UNDELAND TORE et ROBBINS WILLIAM (1989). Simulation of Power Electronic and Motion Control Systems – An Overview. Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No 8, August, 1287-1302.

MURPHY M. D., EGAN M. D. A (1983). Comparaison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, No 3, May/June 363-369.

OLIVIER G., MISSURENKO V., ROY G. (1994). Entraînements à vitesse variable. Notes de cours École Polytechnique de Montréal.

RAJAGOPALAN V. (1987) Computer Aided Analysis of Power Electronic Systems. Marcel Dekker Inc., New-York and Basel.

RELIANCE ELECTRIC INDUSTRIAL COMPANY (1997). Glossary of Motor Terminology. http://www.reliance.com/.

SIEMENS ELECTRIC LIMITED (1981). Systèmes d'entraînement. No de référence E-319/1126-102.

SIEMENS ELECTRIC LIMITED (1983). Electrical feed-drives for machine tools. John Wiley & Sons Ltd.

SIEMENS (1995). Simovert Master Drives : Voltage Source Converters for 3-phase Drive Systems. Catalogue DA65.1-1995.

SIEMENS (1996). Low-Voltage Three-Phase Motors. General Catalogue 1996.

SIEMENS (1997). Simovert Master Drives : Voltage Source Converters for 3-phase Drive Systems. Catalogue DA65.2-1997.

SÉVIGNY A. (1992). Électrotechnique approfondie des machines. Notes de cours Université du Québec à Trois-Rivières.

SHEPPARD D. J. (1988). Torsional Vibration Resulting from Adjustable-Frequency AC Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No 5, 812-817.

STEFANOVIC V. R. (1992). Industrial AC Drives Status of Technology. EPE Journal, Vol. 2 No 1, March, 7-24.

THE MATHWORKS, INC. (1992) SIMULINK User's Guide.

Tutorial PICA 1997. Fuzzy Set Applications in Power Systems. Tutorial IEEE PICA97, pp. 21-41.

VAN WYK J. D. (1994). Power Electonic Converters for Motion Control. Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No 8, August 1994.

Western Electric's (1997). http://www.westernelectric.com.au.

ANNEXE I

Données de simulation de l'entraînement électrique à moteur asynchrone :

Puissance nominale P_n=2.2 kW

Fréquence d'alimentation f_n=60 Hz

Nombre de paires de pôles p=2

Résistance statorique R_s=0.6 Ω

Résistance rotorique R_r=0.4 Ω

Inductance statorique L_s=0.061 H

Courant nominal I_n=10 A

Tension nominale U_n=120 V

Couple nominal C_n=12 Nm

Inductance rotorique L_r=0.061 H

Inductance mutuelle L_{sr}=0.059 H

Moment d'inertie totale J_Σ=0.0175 kgm²

ANNEXE II

Données du moteur asynchrone selon le catalogue du fabricant SIEMENS

1LA5, 1LA6 and 1LA8 Squirrel-Cage Motors
Basic design

1500 rev/min · 4-pole · 50 Hz · Degree of protection IP 55 · Thermal class F

Selection and ordering data

Rated output	Frame size	Torque class	Moment of inertia J	Performance at rated output: Rated speed	Efficiency η	Power factor cos φ	Rated current at 400 V	Rated torque	Locked-rotor torque (for direct-on-line starting as multiples of rated torque)	Locked-rotor current (for direct-on-line starting as multiples of rated current)	Breakdown torque (for direct-on-line starting as multiples of rated torque)	Order No. For Order No. suffixes for voltage and type of construction, see table below	Price	Weight Type of constr. IM B 3 approx. kg
kW		KL	kg m²	rev/min	%		A	Nm						
0.06	56	13	0.00027	1305	56	0.78	0.20	0.43	1.9	2.8	2.0	1LA5 050–4AB..		3.0
0.09	56	13	0.00027	1305	58	0.77	0.29	0.64	2.1	3.3	2.1	1LA5 053–4AB..		3.0
0.12	63	13	0.0003	1315	56	0.77	0.40	0.88	1.9	3.0	1.9	1LA5 060–4AB..		3.5
0.18	63	13	0.0004	1315	59	0.76	0.58	1.30	2.0	3.2	2.0	1LA5 063–4AB..		4.1
0.25	71	13	0.0006	1325	61	0.73	0.81	1.8	1.8	3.0	1.8	1LA5 070–4AB..		4.6
0.37	71	13	0.0008	1375	66	0.77	1.05	2.5	2.0	3.7	2.0	1LA5 073–4AB..		6.0
0.55	80	16	0.0015	1395	71	0.79	1.42	3.7	2.3	4.7	2.4	1LA5 080–4AA..		8.0
0.75	80	16	0.0018	1395	74	0.79	1.86	5.1	2.5	5.0	2.6	1LA5 083–4AA..		9.4
1.1	90 S	16	0.0028	1410	74	0.81	2.65	7.5	2.1	5.0	2.5	1LA5 090–4AA..		12.3
1.5	90 L	16	0.0035	1410	74	0.81	3.60	10.0	2.2	4.9	2.6	1LA5 096–4AA..		15.6
2.2	100 L	16	0.0048	1420	78	0.76	5.2	15	2.2	6.0	2.6	1LA5 106–4AA..		22
3	100 L	16	0.0058	1430	80	0.80	6.8	20	2.7	6.2	3.0	1LA5 107–4AA..		24
4	112 M	16	0.011	1435	83	0.79	9.0	27	2.8	7.0	3.0	1LA5 113–4AA..		29
5.5	132 S	16	0.018	1450	86	0.81	11.4	36	2.4	6.9	3.3	1LA5 130–4CA..		42
7.5	132 M	16	0.024	1450	87	0.81	15.4	49	2.7	7.7	3.3	1LA5 133–4CA..		53
11	160 M	16	0.040	1455	88	0.84	22.1	72	2.4	7.1	2.9	1LA5 163–4CA..		73
15	160 L	16	0.052	1460	90	0.84	28.5	98	2.8	7.7	3.2	1LA5 166–4CA..		90
18.5	180 M	16	0.13	1460	90.5	0.83	35[1]	121	2.3	7.5	3.0	1LA5 183–4AA..		112
22	180 L	16	0.15	1460	91.2	0.84	41[1]	144	2.3	7.5	3.0	1LA5 186–4AA..		126
30	200 L	16	0.24	1465	91.8	0.86	55	196	2.6	7.0	3.2	1LA5 207–4AA..		170
37	225 S	16	0.44	1475	92.9	0.86	67[1]	240	2.5	7.0	3.1	1LA6 220–4AA..		300
45	225 M	16	0.52	1475	93.4	0.87	80[1]	292	2.6	7.0	3.2	1LA6 223–4AA..		330
55	250 M	16	0.79	1475	94.0	0.87	97	356	2.7	6.7	2.5	1LA6 253–4AA..		435
75	280 S	16	1.4	1480	94.7	0.86	132	484	2.5	6.7	2.7	1LA6 280–2AA..		610
90	280 M	16	1.6	1480	94.9	0.86	160[1]	581	2.5	6.8	2.7	1LA6 283–2AA..		660
110	315 S	16	2.2	1485	94.8	0.86	194	707	2.5	6.7	2.7	1LA6 310–4AA..		890
132	315 M	16	2.7	1485	95.5	0.87	230[1]	849	2.5	6.9	2.7	1LA6 313–4AA..		910
160	315 L	16	3.2	1485	95.8	0.87	275	1030	2.5	7.0	2.7	1LA6 316–4AA..		1060
200	315 L	16	4.2	1488	96.2	0.87	345	1280	2.6	7.0	2.7	1LA6 317–4AA..		1200
250	315	13	3.6	1488	96.2	0.87	430	1600	1.9	7.0	2.8	1LA8 315–4AB..		1300
315	315	13	4.4	1488	96.4	0.87	540[2]	2020	2.0	7.0	2.8	1LA8 317–4AB..		1500
355	355	13	6.1	1488	96.4	0.87	610[2,3]	2280	2.1	7.0	2.6	1LA8 353–4AB..		1900
400	355	13	6.8	1488	96.6	0.87	690[2,3]	2570	2.1	7.0	2.6	1LA8 355–4AB..		2000
500	355	13	8.5	1488	96.8	0.88	850[2]	3210	2.1	7.0	2.4	1LA8 357–4AB..		2200
560	400	13	13	1492	96.9	0.88	950[3]	3580	1.9	7.0	2.7	1LA8 403–4AB..		2800
630	400	13	14	1492	97.1	0.88	1060[2,3]	4030	1.9	7.0	2.7	1LA8 405–4AB..		3000
710	400	13	16	1492	97.1	0.89	690[2,3]	4540	1.9	7.0	2.7	1LA8 407–4AB..		3200
800	450	10	23	1492	97.1	0.88	780[2,3]	5120	1.8	7.0	2.6	1LA8 453–4AC..		4000
900	450	10	26	1492	97.3	0.88	880[2,3]	5760	1.8	7.0	2.6	1LA8 455–4AC..		4200
1000	450	10	28	1492	97.3	0.89	970[2,3]	6400	1.7	7.0	2.6	1LA8 457–4AC..		4400

ANNEXE III

Données du moteur asynchrone selon le catalogue du fabricant LINCOLN ELECTRIC

EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS

INVERTER DUTY CTAC® TEBC (AB and SB MODEL NUMBERS)

HP	Syn Speed	Rated Slip (%)	Idle Amps (460V)	Torque (ft-lbs) F.L.	Torque (ft-lbs) B.D.	Rotor/Shaft WR² lb-ft²	Equivalent Circuit Sinewave 25°C (460 Volts) R1	R2	RM	XM	X1	X2
1 1/2	1200	4.2	1.5	6.8	17	0.242	8.2064	5.1170	4394.611	160.6880	16.0206	17.7230
1 1/2	900	5.0	2.7	9.2	19.3	0.280	9.3280	3.9173	1366.660	82.8103	26.9380	15.6890
2	1200	3.3	2.6	9.1	21.8	0.280	5.4284	3.1155	1752.136	109.3320	6.8717	8.0518
2	900	3.3	3.1	12.1	25.4	0.499	5.3680	2.6881	950.692	76.4711	17.5919	12.6730
3	1800	2.8	1.9	9.0	22.5	0.242	3.8668	1.7603	1376.210	128.1180	8.2711	9.7122
3	1200	2.5	4.75	13.5	31.1	0.499	3.8022	1.5002	1428.311	50.0652	5.6313	5.8512
3	900	3.3	4.4	18.1	37.1	0.620	3.3380	1.6610	729.560	57.0670	13.7660	9.9870
5	1800	3.3	3.2	15.1	34	0.280	2.3684	1.3982	916.430	72.7589	3.1425	3.9005
5	1200	2.5	5.7	22.4	65	0.620	1.9200	1.1320	964.240	38.7264	3.6864	4.0352
5	900	2.8	6.7	30.0	61.5	1.310	1.8828	0.8522	725.988	37.1180	7.0997	6.0479
7 1/2	1800	3.0	4.5	22.6	61.5	0.499	1.5498	0.9260	737.840	60.4080	2.8664	3.5868
7 1/2	1200	2.9	7.0	33.8	75.5	1.310	1.2384	0.7684	498.000	40.4360	2.9788	3.3640
7 1/2	900	3.3	7.8	45.3	90.6	1.770	1.0942	0.8950	520.425	38.5020	4.6670	4.7530
10	1800	3.1	6.6	30.1	83	0.620	1.0648	0.6640	810.20	46.1080	2.1880	2.7864
10	1200	2.5	7.4	44.9	103	1.770	0.8380	0.5348	459.44	38.3852	2.5556	3.0212
15	1800	2.8	8.5	45	116	1.310	0.6584	0.3796	403.32	32.8760	1.8980	2.3260
15	1200	2.5	11.0	67.3	171	4.250	1.1256	0.9372	1106.26	63.7092	4.5876	5.3700
20	1800	2.8	8.5	60	152	1.770	0.4560	0.2988	409.72	31.4780	1.3892	1.7626
20	1200	2.5	13.5	89.8	206	5.550	0.9084	0.7560	1017.34	52.2054	3.9468	4.6320
25	1800	2.2	14.0	74.6	187	4.250	0.7380	0.5988	711.04	65.1756	2.5656	3.2796
25	1200	2.1	14.0	112	224	7.470	0.4704	0.4536	866.87	53.5428	4.2720	4.9848
30	1800	2.2	15.0	89.5	235	5.500	0.6564	0.5976	737.45	51.2640	1.7124	2.2464
30	1200	2.9	15.0	135	309	8.500	0.4008	0.4176	802.48	44.3592	3.5004	4.1124
40	1800	1.9	14.0	119	285	7.470	0.3876	0.3348	578.94	54.1608	2.1552	2.7900
40	1200	1.7	21.5	178	385	14.76	0.2679	0.2244	476.73	32.1300	3.0138	3.3804
50	1800	1.9	15.0	149	381	8.500	0.0714	0.2793	416.85	42.5550	1.6286	2.1009
50	1200	2.1	25.0	223	494	17.70	0.1773	0.1749	473.28	23.3220	2.2800	2.5512
60	1800	1.4	21.5	178	450	14.76	0.2046	0.1653	370.47	33.4770	1.5432	1.9623
60	1200	2.1	29.5	268	706	19.20	0.1893	0.1941	467.07	26.7537	1.4346	1.8060
75	1800	1.4	22.5	222	534	17.70	0.1563	0.1413	366.99	29.8665	1.2849	1.6614
75	1200	2.1	36.0	335	713	23.6	0.1584	0.1653	370.35	21.7449	1.2084	1.5192
100	1800	1.9	31.0	298	871	23.60	0.1191	0.1230	262.80	22.8432	0.6834	0.9105
100	1200	1.3	62.0	443	886	41.64	0.0768	0.0810	291.21	14.5446	0.7335	0.9312
125	1800	1.1	33.5	369	938	41.64	0.0933	0.0687	239.00	23.8359	0.6078	0.8236
125	1200	1.3	62.7	554	1138	50.24	0.0882	0.0717	408.06	12.2832	0.6258	0.8049
150	1800	1.1	44.5	443	1199	50.24	0.0708	0.0576	223.99	18.8796	0.4767	0.6489
200	1800	1.1	62.0	590	1466	50.24	0.0501	0.0459	211.80	13.0275	0.3414	0.4565

Data subject to change without notice. For models not listed, contact Lincoln Electric.