

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



Faculté de Génie Electrique et de l'Informatique
Département d'électrotechnique



Mémoire de Magister en électrotechnique

Option : Entraînements électriques

Présenté par :

BOUCIF SMAIL

Thème

**Modélisation des Modes de Démarrages Sans à-coups et
Freinage des Entraînements Electriques à Moteur
Asynchrone**

Devant les membres du jury :

HADDAD Salah	Professeur	Université de Tizi-Ouzou	Président
CHAIBI Rachid	Professeur	Université de Tizi-Ouzou	Rapporteur
MAIDI Ahmed	Professeur	Université de Tizi-Ouzou	Examineur
BOUTORA Youcef	Maître de conférences A	Université de Tizi-Ouzou	Examineur
ZAOUIA Mustapha	Maître de conférences A	Université de Tizi-Ouzou	Examineur

Soutenu le 17 Octobre 2017

Résumé

Cette étude s'intéresse principalement au comportement d'un moteur asynchrone à cage, au démarrage et au freinage utilisé dans les entraînements électriques, destinés à un fonctionnement en service intermittent. Les contraintes de couple et les fortes intensités du courant d'appel en régime transitoire, causé par ce mode de fonctionnement ne sont pas sans conséquences sur le moteur lui-même et les organes connexes de l'entraînement électrique.

Notre objectif est donc de chercher une manière efficace tant sur le plan performance que sur le plan économique, de réduire les à-coups au démarrage ainsi que les forts courants d'appel et permettre un freinage par inversion de phases, sans avoir recours à isoler physiquement le moteur de son alimentation après arrêt.

C'est sur la base d'une étude comparative, entre un démarrage et freinage classiques et sans à-coups, que seront identifiées les principales caractéristiques et les avantages majeures des convertisseurs statiques, dont l'usage est devenu incontournable dans la quasi-totalité des entraînements électriques actuels.

Mots Clefs Entraînements électriques, modélisation, démarrage sans à-coups, freinage, moteur asynchrone.

Abstract

This study focuses primarily on the behavior of a Cage asynchronous motor, at starting and braking used in electrical drives for intermittent service. The torque constraints and the high intensities of the inrush current in transient mode, caused by this operation mode are not without consequences on the motor itself and the related components of the electric drive.

Our purpose is therefore to look for an efficient way, both in terms of performance and economy, to reduce the load shock at starting and strong currents and to allow braking by phase inversion without having to isolate physically the engine from power supply after shutdown.

It is on the basis of a comparative study, between a conventional and soft starting and braking, that the main characteristics will be identified and the major advantages of static converters, in which the use has become unavoidable in almost all of current electrical drives.

Keywords Electric drive, Modeling, Soft starting, breaking, Asynchronous motor

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été préparé dans le cadre des activités du groupe de recherche de la post graduation Entraînements Electriques (Laboratoire de génie électrique LGE), orientées principalement vers l'aspect commande linéaire et non linéaire des machines électriques destinées à l'entraînement à vitesse variable.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de mémoire Monsieur Rachid CHAIBI. Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, responsable de la post graduation Entraînements Electriques. Je le remercie énormément d'avoir organisé le concours de la post graduation pour l'année 2013/2014, d'avoir choisi les meilleurs enseignants pour l'année théorique, de nous avoir enseigné, de m'avoir fait confiance et de m'avoir confié ce thème. Je le remercie pour ses encouragements, sa présence et ses orientations.

Je remercie également Monsieur Nedjar. Professeur au département d'électrotechnique pour tout ce qu'il nous a appris en physique des matériaux. Monsieur CHALLAL. Maître de conférences. Pour tout ce qu'il m'a appris en électronique de puissance en quatrième année, ensuite durant l'année théorique de la post graduation. Monsieur Bouzar. Professeur à la faculté des sciences. Pour le module de physique des semi-conducteurs. Monsieur Belkhir. Docteur au département de physique. Pour le module de calcul du champ magnétique. Monsieur Mechri. Maître de conférences à l'université Houari Boumediene de Bab-Ezzouar. Pour le module de réseau électrique.

Je remercie les membres du jury :

- Monsieur HADDAD Salah, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury et pour l'intérêt qu'il a porté aux travaux réalisés.
- Monsieur MAIDI Ahmed, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, pour tout ce qu'il nous a appris en asservissement et d'avoir accepté de faire partie des membres du jury.
- BOUTORA Youcef, Maître de conférences classe A à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, d'avoir accepté d'être membre du jury. Merci pour l'intérêt qu'il a porté à nos travaux.
- ZAOUIA Mustapha, Maître de conférences classe A à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, pour l'honneur qu'il nous a fait en participant à notre jury de mémoire.

Je tiens aussi à remercier Monsieur NAHI de m'avoir d'abord enseigné en quatrième année ingénieur et puis pour sa disponibilité, ses conseils et son soutien durant les travaux réalisés au laboratoire d'électronique de puissance. Je remercie également Mademoiselle KACHNOURA pour ses conseils et son soutien.

Je remercie tous mes enseignants qui ont participé à ma formation du primaire au baccalauréat, ceux des deux années de tronc commun et ceux de la faculté de génie-électrique. Je remercie Monsieur RabahAllah de m'avoir parrainé en cinquième année.

Un grand merci à tous les étudiants de la post graduation avec qui j'ai passé ces trois dernières années. Merci à Farhat, Idir, Sofiane, Nouredine et sans oublier Bachir ! Merci également à tous les anciens qui poursuivent actuellement leur doctorat, sans oublier tous mes amis.

Enfin, je dédicace ce travail à mon cher père, ma mère, ma sœur, mes frères et leurs familles, qui m'ont soutenu. Je les remercie du fond du cœur.

Table des matières

Résumé	ii
Remerciements	iv
Table des matières	vi
Table des Figures	x
Liste des Tableaux	xiii
Introduction générale	1
CHAPITRE 1 Etude Bibliographique	4
1.1 Introduction	4
1.2 Etude bibliographique des modes de démarrage sans à-coups des moteurs asynchrones	5
1.3 Etude bibliographique des modes de freinage des moteurs asynchrones	16
1.4 Contexte de travail	23
1.5 Conclusion	24
CHAPITRE 2 Etude fonctionnelle du Convertisseur statique	26
2.1 Introduction	26
2.2 Description du convertisseur	27
2.2.1 Hypothèses :	27
2.2.2 Fonctionnement en mode démarrage	27
2.2.3 Fonctionnement en mode freinage	31
2.3 Algorithme de simulation	32
2.3.1 Principe de la commande	32
2.3.2 Apparition d'un courant	34
2.3.3 Disparition d'un courant	35
2.3.4 Enchaînement disparition –apparition d'un courant	35
2.3.5 Choix du pas de calcul	37
2.3.6 Actions associées aux places du graphe de fonctionnement	37
2.3.7 Cycle de calcul	37
2.4 Implémentation sur calculateur numérique	39
2.4.1 Choix du langage pour la simulation	39
2.4.2 Validation du modèle	39
2.5 Conclusion	43
CHAPITRE 3 Modélisation du Moteur asynchrone en régime transitoire	45
3.1 Introduction	45
3.2 Hypothèses	46
3.3 Equations électriques	47
3.3.1 Au stator	47
3.3.2 Au rotor	47
3.4 Equations magnétiques	47
3.4.1 Au stator	47
3.4.2 Au rotor	48

3.5	Transformation de Park modifiée	48
3.5.1	Les courants	49
3.5.2	Les tensions	50
3.5.3	Les flux	50
3.5.4	Choix du référentiel	50
3.6	Equations magnétiques dans les axes d et q	51
3.6.1	Au stator	51
3.6.2	Au rotor	52
3.7	Equations électriques dans les axes d et q	53
3.7.1	Au stator	53
3.7.2	Au rotor	53
3.8	Expression de la puissance dans les axes d et q	56
3.9	Expression du couple électromagnétique	57
3.10	Equation de la dynamique du moteur	57
3.11	Représentation par variables d'Etat	57
3.12	Validation du modèle du moteur	60
3.13	Identification des paramètres du moteur	62
3.13.1	Modélisation du moteur en régime permanent (Schéma équivalent monophasé)	62
3.13.2	Calcul des paramètres du schéma équivalent	64
3.13.3	Calcul des paramètres du modèle mathématique	66
3.14	Conclusion	67
CHAPITRE 4 Modélisation du système complet Convertisseur statique - Moteur		69
4.1	Introduction	69
4.2	Mise en équation du système	70
4.2.1	Alimentation en triphasé	70
4.2.2	Alimentation en biphasé	70
4.2.3	Sans alimentation	71
4.3	Représentation par variables d'Etat	72
4.3.1	Connexion en mode triphasé	72
4.3.2	Connexion en mode biphasé	72
4.3.3	Sans alimentation	76
4.4	Simulation du système complet Gradateur – Moteur asynchrone	77
4.5	Validation du modèle	77
4.6	Conclusion	79
CHAPITRE 5 Etude comparative démarrage & freinage direct – démarrage sans à-coups & freinage		81
5.1	Introduction	81
5.2	Origine des couples pulsatoires	82
5.3	Alimentation sans gradateur	84
5.3.1	Au démarrage	84
5.3.2	Au freinage	85
5.4	Alimentation via le gradateur - Amorçage constant	85
5.4.1	Etude paramétrique au démarrage	86
5.4.2	Etude paramétrique au freinage	87

5.4.3	Interprétation des résultats	89
5.5	Alimentation via le gradateur - amorçage variable	89
5.5.1	Élimination des à-coups au démarrage	90
5.5.2	Le freinage	93
5.5.3	Interprétation des résultats	97
5.6	Conclusion	99
	Conclusion générale	101
	Annexe A	104
	Bibliographie	107
	Liste des symboles	111

Table des Figures

FIGURE 1.1—Schéma du moteur à rotor bobiné associé au système de démarrage	5
FIGURE 1.2 Moteur alimenté via une capacité et une paire de thyristors	6
FIGURE 1.3—Arrangement de l'enroulement statorique du moteur à induction	6
FIGURE 1.4—Schéma du système étudié	6
FIGURE 1.5—Schéma du modèle dynamique	7
FIGURE 1.6—Schéma du système de régulation	7
FIGURE 1.7—Moteur couplé à une charge de forte inertie	8
FIGURE 1.8—Disposition des thyristors en tête-bêche au stator	11
FIGURE 1.9—Système de mesure du couple et de la vitesse au démarrage	12
FIGURE 1.10—Diagramme du système de démarrage sans à-coups	12
FIGURE 1.11—Diagramme schématique du circuit expérimental	13
FIGURE 1.12—Diagramme du système de démarrage	13
FIGURE 1.13—Photographie et diagramme schématique du système expérimental utilisé	14
FIGURE 1.14—Modèle de simulation du système de démarrage	15
FIGURE 1.15—Diagramme de base du système de démarrage sans à-coups	16
FIGURE 1.16—Caractéristiques couple - Vitesse	17
FIGURE 1.17—Construction graphique des caractéristiques de freinage	17
FIGURE 1.18—Circuit de commande du système de freinage	19
FIGURE 1.19—Schéma du système de freinage	19
FIGURE 1.20—Schéma du système de freinage par inversion	20
FIGURE 1.21—Schéma du système de freinage capacitif / magnétique	20
FIGURE 1.22—Alimentation par onduleur (PWM) à travers un pont de diodes	21
FIGURE 1.23—Implémentation de la stratégie de freinage sous Matlab/Simulink	22
FIGURE 2.1—Structure du convertisseur statique tout thyristors	27
FIGURE 2.2—Structure du convertisseur statique en mode démarrage	28
FIGURE 2.3—Description fonctionnelle du gradateur	29
FIGURE 2.4—Description fonctionnelle simplifiée du gradateur	30
FIGURE 2.5—Structure du convertisseur statique en mode freinage	31
FIGURE 2.6—Signal d'horloge	33
FIGURE 2.7—Retard sur la prise en compte d'une commande	34
FIGURE 2.8—Retard sur la prise en compte du passage par zéro de la tension	35
FIGURE 2.9—Enchaînement disparition - apparition d'un courant	36
FIGURE 2.10—Organigramme du cycle de calcul	38
FIGURE 2.11—Courant de charge $\alpha = 30^\circ$	39
FIGURE 2.12—Courant de charge $\alpha = 90^\circ$	40
FIGURE 2.13—Courant de charge $\alpha = 110^\circ$	40
FIGURE 2.14—Courant de charge $\alpha = 75^\circ$	41
FIGURE 2.15—Tension de charge $\alpha = 75^\circ$	42
FIGURE 2.16—Courant de charge $\alpha = 120^\circ$	42
FIGURE 2.17—Tension de charge $\alpha = 120^\circ$	42
FIGURE 3.1—Machine asynchrone - Représentation dans un plan	49
FIGURE 3.2—Vitesse simulée et mesurée - Démarrage direct	61
FIGURE 3.3—Courant statorique simulé et mesuré - Démarrage direct	61
FIGURE 3.4—Schéma monophasé équivalent du moteur asynchrone	64
FIGURE 4.1—Courants simulés et mesurés au début et en fin de régime	78
FIGURE 4.2—Chronogramme des vitesses simulées	78
FIGURE 5.1—Alimentation biphasé 1&2 - Diagramme vectoriel	83
FIGURE 5.2—Alimentation de la phase 3 - Diagramme vectoriel	83
FIGURE 5.3— Evolution du couple électromagnétique au démarrage	84
FIGURE 5.4— Chronogramme de la vitesse au démarrage	84
FIGURE 5.5—Evolution du courant statorique et du couple au démarrage	85
FIGURE 5.6—Chronogramme de la vitesse simulée au freinage	85
FIGURE 5.7—Evolution du courant statorique et du couple au freinage	85

FIGURE 5.8—Chronogramme des vitesses simulées	86
FIGURE 5.9—Evolution du courant statorique et du couple au démarrage	87
FIGURE 5.10—Chronogramme des vitesses au freinage	88
FIGURE 5.11—Evolution du courant statorique et du couple au freinage	89
FIGURE 5.12—Chronogramme des vitesses ($\gamma_0=40^\circ$ - T variable)	90
FIGURE 5.13—Evolution du courant statorique et du couple ($\gamma_0=40^\circ$ - T variable)	91
FIGURE 5.14—Chronogramme des vitesses ($T = 0.005$ - γ_0 variable)	92
FIGURE 5.15—Evolution du courant statorique et du couple ($T = 0.005$ - γ_0 variable)	93
FIGURE 5.16—Chronogramme des vitesses ($\gamma_\infty = 130^\circ$ - T variable)	94
FIGURE 5.17—Evolution du courant statorique et du couple ($\gamma_\infty = 130^\circ$ - T variable)	95
FIGURE 5.18—Chronogramme des vitesses ($T = 0.05$ - γ_∞ variable)	96
FIGURE 5.19—Evolution du courant statorique et du couple ($T = 0.05$ - γ_∞ variable)	97

Liste des Tableaux

<i>TABLEAU 1.1—Performances des différents modes de démarrage</i>	10
<i>TABLEAU 2.1—Conditions des transitions</i>	30
<i>TABLEAU 2.2—Conditions des transitions</i>	31
<i>TABLEAU 3.1—Caractéristiques de la plaque signalétique</i>	60
<i>TABLEAU 3.2—Caractéristiques électromécaniques</i>	60
<i>TABLEAU 3.3—Paramètres du moteur asynchrone</i>	62
<i>TABLEAU 4.1—Caractéristiques de la plaque signalétique</i>	77
<i>TABLEAU 4.2—Caractéristiques électromécaniques</i>	77
<i>TABLEAU 5.1—Paramètre du moteur asynchrone</i>	84
<i>TABLEAU 5.2—Angle d’amorçage des thyristors</i>	86
<i>TABLEAU 5.3—Constante de temps</i>	90
<i>TABLEAU 5.4—Angle initial</i>	92
<i>TABLEAU 5.5—Constante de temps</i>	94
<i>TABLEAU 5.6—Angle final</i>	95

Introduction générale

Les avancées technologiques réalisées dans le domaine du génie électrique apportent une évolution très remarquable dans le domaine des entraînements électriques, où le moteur asynchrone est de plus en plus employé. De part sa construction, la machine asynchrone est la plus robuste et la moins chère du marché, un intérêt de plus en plus croissant lui est accordé. Les progrès réalisés en commande tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commande performante de cette machine faisant d'elle une concurrente redoutable dans le secteur des entraînements électriques.

Cependant, de nombreux problèmes existent, notamment en régime transitoire tel qu'au démarrage et au freinage où les à-coups de couple et les forts courants d'appel ne sont souvent pas sans conséquences sur la machine et les organes connexes du système de l'entraînement électrique, utilisé dans la plupart des applications industrielles exigeant un démarrage sans à-coups et d'autres performances plus pointues en régime transitoire, ce qui a suscité la curiosité des chercheurs. En témoigne le nombre croissant des publications traitant ce sujet.

Bien que largement utilisé dans beaucoup d'applications industrielles, le convertisseur statique représente aujourd'hui l'élément incontournable dans la chaîne de commande des moteurs à courant alternatif, notamment le moteur asynchrone qui est presque toujours alimenté par l'intermédiaire d'un gradateur ou d'un onduleur, cela dépend des applications et des objectifs souhaités.

Les gradateurs sont utilisés lorsque l'entraînement ne nécessite pas une variation de fréquence, les thyristors montés en tête-bêche, permettent de transiter des courants élevés, l'alimentation des gros moteurs par l'intermédiaire de ce type de convertisseurs devient alors possible, contrairement aux onduleurs utilisant des transistors, qui offrent l'avantage d'avoir une fréquence variable mais dont les applications restent limitées qu'aux entraînements à moteurs de faible puissance.

Ainsi, notre objectif principal est d'étudier la possibilité d'atténuer les à-coups de couple électromagnétique au démarrage du moteur asynchrone à cage et de réduire l'intensité du courant d'appel en utilisant une alimentation associée à un gradateur tout thyristors avec un retard à l'amorçage variable dans le temps et paramétrable. Notre travail se fera sur la base d'une étude comparative entre un démarrage utilisant un retard à l'amorçage invariant et un démarrage avec un retard variable suivant une loi exponentielle. La même étude sera également faite au freinage par inversion de phase, dont l'objectif sera d'éviter une rotation en sens inverse du moteur après son arrêt complet sans le séparer physiquement de son alimentation.

Ce qui nous a le plus motivé dans ce travail c'est qu'il comporte de nombreux volets et touche à plusieurs disciplines en même temps. Il y a d'abord la partie modélisation mathématique du moteur ainsi que l'étude fonctionnelle du gradateur, ensuite toute une partie programmation qu'il va falloir élaborer pour pouvoir simuler et étudier le comportement du moteur en régime dynamique.

Il n'est évidemment pas possible, en tout cas pas dans le cadre de ce mémoire, de prendre en considération la combinaison de toutes les variations paramétriques du moteur qui peuvent influencer ses caractéristiques en régime transitoire, nous allons donc faire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices lors de la modélisation.

L'aspect expérimental est bien entendu très important. En effet, combien de procédés qui donnent de très bons résultats en simulation et ne fonctionnent pas du tout dès qu'il s'agit de les utiliser concrètement. Nous allons donc réaliser une expérimentation pour valider l'algorithme qui simule le fonctionnement du gradateur. Pour le modèle du moteur, en l'absence de capteur de couple pouvant mesurer en régime transitoire, nous allons nous appuyer sur les résultats des études antérieures pour valider notre modèle. Pour l'étude comparative on se contentera d'une simulation.

Les différents travaux concernant ce sujet font l'objet de cinq chapitres, organisés comme suit :

Le chapitre premier, présente une recherche bibliographique des études antérieures, la curiosité des chercheurs à ce sujet ne date pas d'aujourd'hui, les travaux ont débuté les années soixante et n'ont pas cessé de progresser depuis. Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux de neurones sont les techniques les plus récentes utilisées dans ce domaine. Le nombre de publications témoigne du grand intérêt concédé à cette machine et son utilisation dans les diverses applications industrielles.

L'étude fonctionnelle du gradateur fera l'objet du deuxième chapitre, nous allons d'abord examiner le fonctionnement du convertisseur, en déterminant tous les états possibles de conduction et de blocage des thyristors. Une fois ces états définis, nous allons élaborer un Algorithme de simulation pour simuler le fonctionnement du gradateur. Une expérimentation nous permettra ensuite de valider notre algorithme en comparant les résultats pratiques à ceux de la simulation.

Au chapitre trois, nous présenterons la modélisation du moteur en régime transitoire. On utilisera la transformation de Park modifiée, appliquée seulement au rotor, pour garder une structure triphasée au stator, ce qui facilitera la gestion du graphe de fonctionnement du convertisseur statique. La simulation de la machine se fera à l'aide d'une représentation d'état et le modèle sera validé, en s'appuyant sur les résultats des études antérieures. Une modélisation en régime permanent, nous permettra de calculer les paramètres nécessaires pour la simulation.

Dans le chapitre quatre, sera modélisé le système complet convertisseur statique - moteur asynchrone en prenant en considération les états de fonctionnement du convertisseur qui définissent les modes de connexions possibles du moteur à son alimentation. Un modèle mathématique sera ensuite établi pour chaque mode. Les résultats des études antérieures seront utilisés également dans ce cas pour valider le modèle complet.

Au chapitre cinq, sera utilisé l'algorithme développé sur la base de la modélisation, pour simuler le comportement dynamique du moteur, alimenté via le gradateur, avec un retard à l'amorçage invariant, dans un premier lieu et par la suite variable dans le temps, avec des paramètres différents pour analyser leurs influence sur le démarrage et le freinage.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude avec une proposition des perspectives de travail.

Les annexes contiendront les algorithmes développés pour la simulation du moteur, du gradateur et du système complet.

CHAPITRE 1 Etude Bibliographique

1.1 Introduction

Avant d'entamer la modélisation du démarrage sans à-coups et freinage des moteurs asynchrones, une étude bibliographique est nécessaire, afin de situer notre travail vis-à-vis des travaux de recherche antérieurs effectués dans ce domaine et de définir les axes de recherche, vers lesquels nous pouvons orienter notre travail.

De nos jours, la littérature témoigne du grand intérêt concédé à la machine asynchrone pour son utilisation dans diverses applications industrielles comme la traction ferroviaire, le laminage, la propulsion navale, les machines outils ou encore les appareils de levage. Certaines de ces applications exigent des performances très pointues en régime dynamique notamment au démarrage et au freinage, qui ne peuvent être obtenues par une simple connexion ou déconnexion du moteur de l'alimentation.

En effet, le démarrage et le freinage des moteurs asynchrones entraînent des contraintes transitoires qui sont souvent inadmissibles sur le moteur et sur les charges qu'il entraîne. Plusieurs chercheurs se sont intéressés à ce domaine et plusieurs techniques ont été élaborées et qui ne cessent d'évoluer jusqu'à présent.

Ainsi, dans notre étude bibliographique, nous nous intéresserons à deux thèmes particuliers :

- Le premier est le démarrage sans à-coups des moteurs asynchrones qui a fait l'objet de plusieurs publications, le nombre de travaux consacrés à ce thème, montre l'intérêt que les chercheurs et scientifiques lui ont accordé, ce qui a fortement contribué à l'amélioration des performances de ces moteurs au démarrage. Le développement de l'électronique de puissance a permis de remplacer quasiment la totalité des systèmes de démarrage électromécaniques utilisés initialement. Les onduleurs et gradateurs représentent actuellement les solutions les plus intéressantes en termes de fiabilité et d'économie d'énergie pour l'alimentation et la commande des moteurs asynchrones utilisés dans les applications exigeant de hautes performances en régime transitoire.
- Le second thème est le freinage de ces moteurs, où le nombre de travaux de recherche est inférieur au précédent mais qui reste quand même assez important vu son incontournable utilisation dans l'industrie notamment la traction ferroviaire. Les chercheurs actuels utilisent pratiquement les mêmes méthodes de freinage inventées par leurs prédécesseurs, mais en combinant plusieurs techniques successivement, afin d'améliorer ces performances en réduisant l'échauffement et le temps de décélération et en augmentant le couple de freinage.

1.2 Etude bibliographique des modes de démarrage sans à-coups des moteurs asynchrones

Le démarrage direct des moteurs à induction sous une pleine tension n'est pas sans conséquences, il produit à travers une accélération rapide, des couples pulsatoires et une importante augmentation du courant d'appel, entraînant des contraintes considérables sur le moteur lui-même et sur la charge qu'il entraîne. En plus de ces couples pulsatoires, les effets du courant d'appel au démarrage ne peuvent être ignorés, particulièrement lorsqu'il s'agit des moteurs de forte puissance. Un démarrage direct d'un moteur asynchrone produit instantanément des courants allant de cinq à dix fois le courant consommé à pleine charge en régime permanent, ce qui entraîne des échauffements excessifs limitant ainsi le nombre de cycles démarrage-arrêt du moteur, ceci perturbe considérablement le régime de ces moteurs lorsqu'ils sont destinés à un fonctionnement par intermittence. Grace aux travaux de recherche et aux développements de l'électronique de puissance, plusieurs techniques de démarrage sans à-coups existent de nos jours et qui sont largement employées dans les applications industrielles. Dans ce qui suit, nous présenterons les travaux de recherche qui nous ont semblés être les plus significatifs dans le domaine du démarrage sans à-coups des moteurs asynchrones.

C'est en 1962 que P. L. Alger et Jalaluddin ont proposé une méthode de démarrage progressif des moteurs asynchrone à rotor bobiné par action sur l'impédance secondaire. La vitesse, le couple et les courants ont été déterminés expérimentalement et analytiquement pour un moteur à induction où l'impédance secondaire est contrôlée automatiquement donnant un démarrage progressif du moteur avec un faible courant d'appel, un grand couple et un faible glissement à pleine charge. Le courant rotorique est contrôlé par une réactance saturable montée au secondaire (fig. 1.1), alimentée par une génératrice à courant continu placée sur l'arbre du moteur. Le courant contrôlé étant proportionnel à la vitesse, la réactance secondaire varie graduellement à partir d'une valeur élevée au démarrage à une très faible valeur à pleine vitesse [Alg 62].

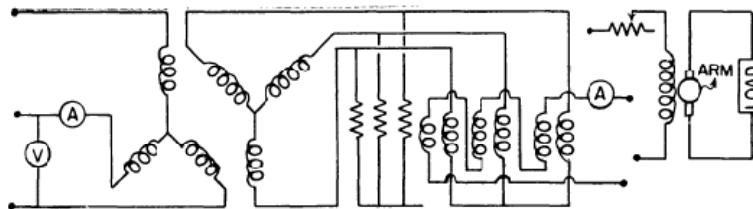


FIGURE 1.1—Schéma du moteur à rotor bobiné associé au système de démarrage

En 1965, W. S. Wood, F. Flynn, et A. Shanmugasundaram ont étudié expérimentalement le couple transitoire d'un moteur à induction à la fermeture des interrupteurs de l'alimentation. L'enregistrement du couple en régime transitoire est obtenu au moyen d'un générateur à induction biphasé utilisé comme un accéléromètre placé sur l'arbre du moteur tournant à vide, les résultats sont donnés pour un moteur triphasé et monophasé. Deux cas de figure ont été considérés dans leur étude, le cas d'une connexion non simultanée des trois phases du moteur à l'alimentation et le cas d'une connexion simultanée mais avec un moteur encore en rotation. Les résultats expérimentaux montrent que le couple est dû principalement à l'interaction entre le flux asymétrique transitoire et les courants alternatifs [Woo 65].

Donald W. Novotny et A. Frederick Fath, présentent en 1968 une méthode analytique qui permet de déterminer les performances d'un moteur à induction en régime permanent alimenté via un condensateur et une paire de thyristors montés en tête-bêche (fig. 1.2) [Nov 68]. La même année, William Shepherd analyse le moteur à induction triphasé couplé en triangle où chaque

enroulement du stator est associé en série avec une paire de thyristors montés en antiparallèle (fig. 1.3) [She 68].

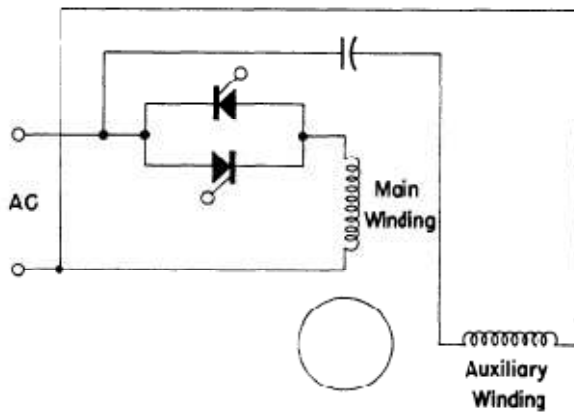


FIGURE 1.2 Moteur alimenté via une capacité et une paire de thyristors

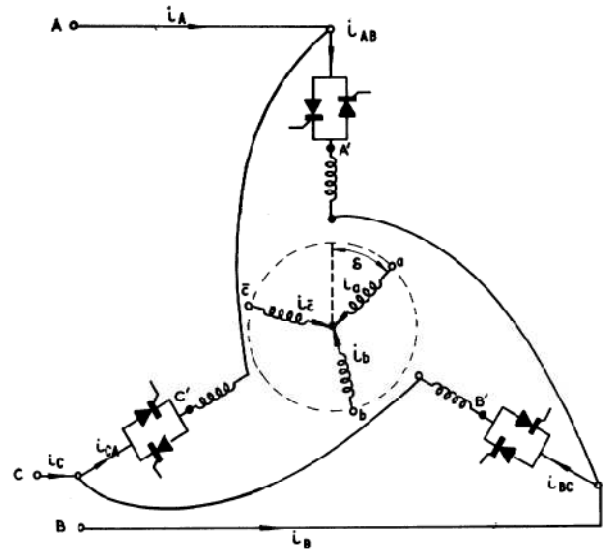


FIGURE 1.3—Arrangement de l'enroulement statorique du moteur à induction

T. A. Lipo propose en 1971 une méthode analytique pour la détermination des performances d'un moteur asynchrone triphasé en régime établi, alimenté par un gradateur à thyristors (fig. 1.4) [Lip 71]. La résolution non itérative donne des résultats en un temps relativement réduit et les équations mises sous forme matricielle se prêtent mieux pour une utilisation informatique.

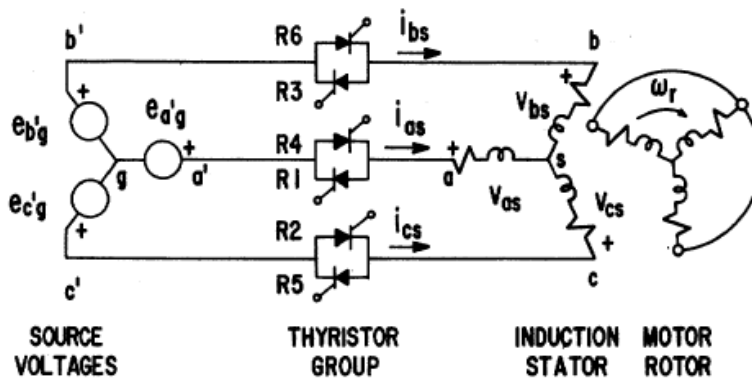


FIGURE 1.4—Schéma du système étudié

En 1981, Gautam Nath et Gunnar J. Berg, analysent les performances transitoires d'un moteur à induction contrôlé par une alimentation à thyristors. Ils développent une méthode de simulation digitale permettant de déterminer les courants, la vitesse et le couple électromagnétique en régime transitoire [Nat 81].

En 1982, S. S. Murthy et G. J. Berg proposent une nouvelle méthode de modélisation et d'analyse en régime transitoire des moteurs à induction, alimentés par un gradateur triphasé, basée sur la théorie des composantes symétriques en prenant en considération les contraintes imposées par les commutations de l'alimentation à thyristors. La méthode qui permet de s'en passer de la

position angulaire du rotor par rapport au stator, réduit fortement la complexité des calculs. En comparant les résultats de simulation à ceux obtenus par les modèles anciens, on remarque un gain de temps considérable [Mur 82].

R. H. Daugherty étudie l'effet d'une perturbation de l'alimentation, sur l'arbre d'un moteur asynchrone entraînant une charge. Le moteur est représenté par un modèle mathématique triphasé, l'arbre du moteur est modélisé par une succession de systèmes masse-ressort (fig. 1.5) [Dau 82]. Les solutions des équations différentielles sont obtenues numériquement, en utilisant la méthode d'intégration de Runge-Kutta d'ordre quatre. Les résultats des calculs montrent, qu'il existe une différence significative en terme d'amplitude, en comparant la réponse du couple de torsion dû à une connexion rapide après une déconnexion de l'alimentation, à celle dû au démarrage initial. Cette différence s'explique selon l'auteur par le flux rémanent qui augmente considérablement l'amplitude des pulsations de couple. Il ajoute qu'il est possible de réduire l'amplitude de ces pulsations en temporisant la reconnexion.

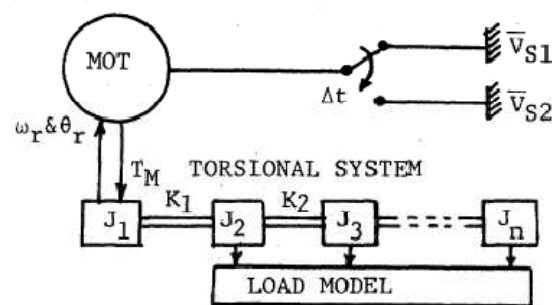


FIGURE 1.5—Schéma du modèle dynamique

Patrick J. colleran et William E. Rogers en 1983 ont pu réduire le courant d'appel au démarrage des moteurs asynchrones en utilisant une paire de thyristors par phase montés en tête-bêche associée à un régulateur (fig. 1.6) [Col 83] permettant à travers une boucle fermée de contrôler la puissance apparente injectée.

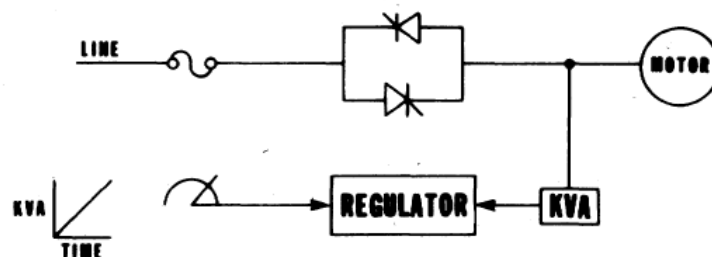


FIGURE 1.6—Schéma du système de régulation

Frank M. Bruce, Richard J. Graefe, Arthur Lutz et Michael D. Panlener reprennent en 1984 les techniques de démarrages progressifs des moteurs asynchrones à cage couramment employées, en expliquant que le choix de la technique à utiliser dépend de l'objectif recherché à savoir, la réduction du courant d'appel ou de l'amplitude du couple pulsatoire [Bru 84]. Jack Bowerfind et Sylvester J. Campbell, étudient en 1986 les alimentations à semi-conducteurs des moteurs asynchrones et leur utilisation dans l'industrie du papier [Bow 86].

En 1989, J. Nevelsteen et H. Aragon comparent les différentes méthodes de démarrage des moteurs de forte puissance en s'intéressant particulièrement aux aspects technique et économique. Dans leur analyse, ils déterminent les avantages et les inconvénients de chaque méthode, comme ils expliquent qu'il est possible de combiner plusieurs techniques à la fois pour

de meilleures performances au démarrage [Nev 89]. Suat Ertem, élabore en 1990 un algorithme de simulation du démarrage d'un moteur asynchrone en régime transitoire en utilisant la technique des variables d'état. L'algorithme est particulièrement rapide, il permet un gain de temps considérable, les équations différentielles décrivant le comportement transitoire de la machine ont été simplifiées et résolues linéairement [Ert 90].

M. A. Choudhury et M. Azizur Rahman ont étudié en 1992 dans le domaine temporel, les performances de démarrage d'un moteur asynchrone submersible, alimenté par un onduleur triphasé à commande MLI (modulation à largeur d'impulsions). Ils ont déterminé en premier lieu la forme et l'expression analytique de l'onde de commutation utilisée pour la commande des interrupteurs statiques. Les tensions à la sortie de l'onduleur sont obtenues à partir de ces résultats en additionnant les différentes ondes de commutations décalées d'une ou plusieurs périodes. La transformation de Park est utilisée pour la modélisation du moteur et les tensions suivant les axes direct et quadrature ont été obtenues en utilisant la technique précédente. La résolution des équations du modèle en utilisant la méthode de Runge-Kutta permet de prédire les performances au démarrage du moteur. Une transformation de Fourier montre l'existence des subharmoniques basses et hautes fréquences dû à la dissymétrie des tensions à la sortie de l'onduleur et à la fréquence de l'onde porteuse utilisée pour la modulation. Deux cas de figure ont été considérés dans leurs étude, le cas d'une alimentation avec et sans rampe de tension, les auteurs montrent alors qu'il est possible de réduire considérablement le courant et les pulsations de couple au démarrage en utilisant un onduleur à commande MLI générant des tensions en rampe [Cho 92].

En 1994, Adel A. Shaltout réalise une étude sur les couples de torsion transitoires agissant sur l'arbre d'un moteur asynchrone à cage couplé à une charge de forte inertie. Le moteur a été modélisé en utilisant la transformation de Park. La partie mécanique est représentée par un système masse-ressort associé à un piston pour prendre en considération l'amortissement (fig. 1.7) [Sha 94]. Dans son analyse du couple durant le démarrage, il donne l'origine des oscillations en considérant séparément le couple électromagnétique subdivisé en quatre composantes et le couple mécanique agissant sur l'arbre du moteur dont l'amplitude des oscillations dépend fortement des moments d'inertie du moteur et de la charge entraînée. L'auteur explique également que les pics de résonance enregistrés dans les réponses du couple, se produisent au moment où la fréquence de glissement atteint ou s'approche de la fréquence propre du système. Ainsi, dans les trois modes de démarrage considéré par l'auteur, il conclut qu'il est important de choisir les instants de commutation du démarreur, d'une manière à ce que la fréquence de glissement soit loin de la fréquence propre du système.

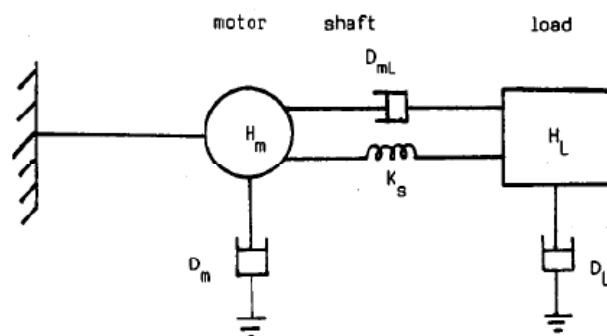


FIGURE 1.7—Moteur couplé à une charge de forte inertie

R.S. Janardhana Iyengar et V.V. Sastry, proposent en 1995 une méthode de commande des moteurs à induction basée sur la logique floue. Le démarrage est contrôlé par un gradateur dont les impulsions de gâchette sont délivrées par un microprocesseur. La durée du régime

transitoire est déterminée en mesurant à l'aide d'une boucle fermée la puissance au début et à la fin du régime [Iye 95].

En 1997, Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, Soren Rise, Hans-Henrik Hansen et Andrzej M.Trzynadlowski, évaluent expérimentalement l'énergie économisée dans une alimentation via un gradateur à thyristors d'un moteur asynchrone à cage. Les essais ont été effectués en utilisant sept alimentations à démarrage progressif de marques différentes, sur trois moteurs de différentes puissances. Plusieurs indicateurs de performance ont été mesurés afin d'illustrer le fonctionnement des démarreurs et d'évaluer leurs capacité d'économiser de l'énergie. Les résultats de leurs travaux montrent, que les démarreurs progressifs permettent d'augmenter le rendement des moteurs lorsqu'ils entraînent des charges de faible inertie, de diminuer la puissance consommée et d'augmenter la durée de vie du système, le courant d'appel et le couple au démarrage sont relativement réduits. Certains inconvénients liés à l'utilisation des démarreurs progressifs ont été également identifiés, tels que la chute de vitesse, la production d'harmoniques et l'altération de la stabilité dans certains cas, en raison de la réduction du couple au démarrage. Le gain énergétique réalisé reste peu significatif, les démarreurs ne doivent donc pas être utilisés uniquement à des fins d'économie d'énergie [Bla 97].

Pratiquement en même temps, Robbie F. McElveen et Michael K. Toney comparent les différentes techniques de démarrage des moteurs asynchrone, en donnant les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles et leurs effets sur les charges de forte inertie. Ils examinent dans leurs études particulièrement les temps d'accélération et l'échauffement du moteur. Le tableau 1.1 ci-dessous, donne le temps d'accélération, le couple, les courants ainsi que les températures au rotor et au stator d'un moteur de 500 HP pour différents modes de démarrage [Elv 01].

Modes de démarrage	Temps Accél (sec)	Couple (%)	Courant Rotor (%)	Courant Stator (%)	Temp Rotor (°C)	Temp Stator (°C)
Pleine tension	53.3	282.5	745	745	44.1	140.2
A tension réduite (résistance)	83.7	168.5	575.9	575.9	43.0	128
A tension réduite (autotransformateur)	134.8	106.5	464.2	289.0	40.1	101.2
Etoile-triangle	179.2	80.5	230.6	230.6	61.3	96.7
Electronique à courant limité (*)	210.0	34.4	300	300	37.9	95.5
Electronique à rampe de tension (**)	112.3	61.5	347.8	347.8	40.7	88.3
Commande à fréquence variable	126	150	150	150	4.2	7.9

Les grandeurs en pourcentage sont données par rapport aux valeurs à pleine charge.
 (*) Le courant est limité à 300% du courant à pleine charge.
 (**) La tension est augmentée suivant une rampe de 2080 à 4160 V.

TABLEAU 1.1—Performances des différents modes de démarrage

Venkata V. Sastry, M. Rajendra Prasad et T. V. Sivakumar, présentent une méthode d'optimisation du démarrage d'un moteur à induction alimenté par un convertisseur statique, basée sur la mesure du potentiel correspondant à la différence entre la tension d'entrée et la force électromotrice du moteur.

Au démarrage l'angle d'amorçage des thyristors prend sa valeur maximale et la tension mesurée est prise comme référence, au fur et à mesure que le moteur s'accélère, l'angle est décrétement. Tant que le courant demeure inférieur au courant limite, la décrémentation de l'angle d'amorçage est poursuivie à une vitesse plus élevée et ce, jusqu'à la fin du régime transitoire, qui est considéré atteint lorsque le potentiel mesuré devient inférieur à 75% de la tension de référence. Après la fin du régime, une temporisation est effectuée afin de permettre au flux magnétique de s'établir. Une fois le flux établi, l'angle d'amorçage est incrémenté jusqu'à ce que la différence entre les échantillons de courants mesurés à deux instants consécutifs devienne négative, à cet instant l'angle d'amorçage correspondra à l'angle optimum. Les résultats de simulations ont été vérifiés expérimentalement [Sas 97].

Antonio Ginart, Rosana Esteller, A. Maduro, R. Piñero et R. Moncada développent en 1999 une méthode imitant le fonctionnement des moteurs asynchrone alimentés par onduleur et ce, en utilisant une alimentation à thyristors fonctionnant à des fréquences discrètes multiples [Gin 99]. En supprimant certaines alternances du signal d'entrée par action sur les impulsions de gâchettes, les auteurs ont pu ainsi produire des signaux à variation discrète de fréquence. Les résultats de simulation montrent que cette technique permet un démarrage à courant faible et à couple élevé comparé à la méthode traditionnelle utilisant des alimentations à thyristors à fréquence fixe.

En 2000, David Gritter, Dora Wang et Thomas G. Habetler associent une paire de thyristors montés en antiparallèle en série avec chaque enroulement du stator d'un moteur à induction couplé en triangle (fig. 1.8) [Gri 00]. Ils ont utilisé une combinaison de deux stratégies de commande des thyristors basées sur une temporisation des impulsions de gâchette lors du passage par zéro de la tension et l'autre du courant.

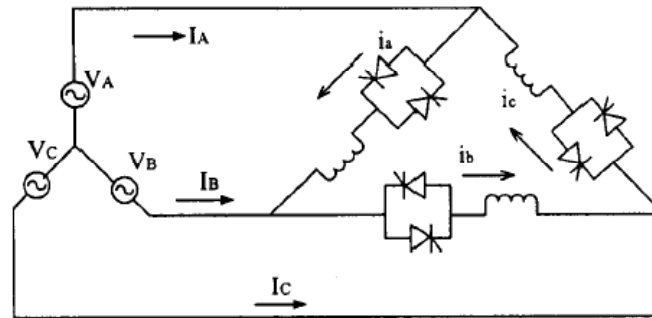


FIGURE 1.8—Disposition des thyristors en tête-bêche au stator

La première stratégie est plus stable au démarrage mais donne un couple oscillatoire non amorti à vitesse élevée. Quant à la deuxième, elle est moins stable au démarrage mais produit un couple amorti à l'approche de la vitesse maximale. La combinaison des deux permet donc d'éliminer les couples pulsatoires durant le démarrage et un meilleur amortissement en régime établi. Les résultats de simulation sont ensuite comparés au cas classique où les thyristors sont placés à l'extérieur de l'enroulement statorique, ceux là montrent que l'amplitude du courant d'appel au démarrage a été particulièrement réduite comparée à celle du cas classique.

Gürkan Zenginobuz, Isik Çadirci, Muammer Ermis et Cüneyt Barlak ont proposé en 2001 certaines stratégies de commande des gros moteurs à induction, alimentés par gradateur triphasé à thyristors tête-bêche (fig. 1.9) [Zen 01], minimisant les couples pulsatoires et fixant le courant de démarrage à une valeur quasi-constante prédéfinie. Plusieurs cas de figure ont été considérés, le cas où le moteur est alimenté par trois phases, par deux phases seulement et le cas où les trois phases sont déconnectées. Lors de la modélisation, la transformation de Park a été appliquée sur la partie rotorique uniquement, ce qui donne un modèle de calcul hybride. L'algorithme de Runge-Kutta d'ordre quatre a été utilisé pour la résolution du système d'équations différentielles non linéaires. Les résultats de simulation ont montré qu'en appliquant les impulsions d'amorçage des thyristors à des instants bien définis, on arrive à réduire considérablement l'amplitude des couples pulsatoires au démarrage. Le courant de démarrage est maintenu à une valeur quasi-constante en mesurant le courant par une boucle fermée et en utilisant un microcontrôleur permettant d'ajuster l'angle d'amorçage des thyristors à l'aide d'une fonction composée d'une succession de sinusoides et de segments constants. Les transitoires dus aux connexions-déconnexions consécutives sont également atténués. Tous les résultats de simulation ont été vérifiés expérimentalement. La figure 1.10 montre le système utilisé pour la mesure du couple et de la vitesse durant le démarrage.

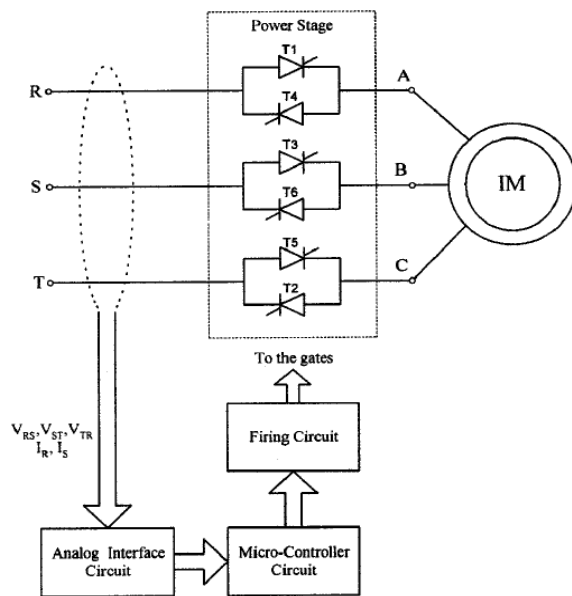


FIGURE 1.10—Diagramme du système de démarrage sans à-coups

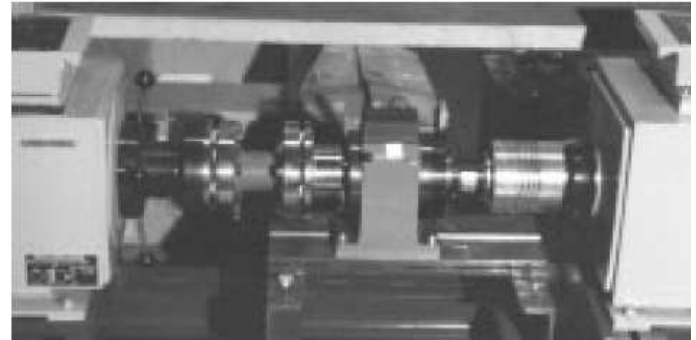


FIGURE 1.9—Système de mesure du couple et de la vitesse au démarrage

Mark G. Solveson, Behrooz Mirafzal et Nabeel A. O. Demerdash ont étudié en 2004 les effets de l'angle d'amorçage des thyristors définissant la largeur du creux de la tension de sortie du gradateur alimentant un moteur asynchrone triphasé, sur les performances transitoires au démarrage du moteur. Le couple, la vitesse, la durée du régime transitoire et la température de l'enroulement statorique sont les paramètres utilisés dans leur étude comme indicateurs de performances au démarrage. Le modèle utilisé pour la simulation basé sur la transformation de Park, a été validé par des mesures expérimentales. Les résultats de simulation montrent que les faibles valeurs de l'angle d'amorçage donnent au démarrage un couple important, une réponse plus rapide et un moindre échauffement. Tandis que les grandes valeurs donnent un couple plus faible, un temps de réponse plus long et un échauffement plus important. Les auteurs expliquent que le choix de l'angle d'amorçage dépend de la charge entraînée, du système de couplage charge-moteur et de la capacité du moteur à résister à l'échauffement [Sol 06].

Abed El-Rheem. M. Makky, Fared. N. Abed El-bar, Nabil .A. Ahmed et Ahmed. A. Abed El-Hafez proposent un système de démarrage sans à-coups des moteurs à induction alimentés par un onduleur triphasé. La tension continue à l'entrée de l'onduleur est obtenue en utilisant un redresseur à diodes muni d'une capacité de lissage (fig. 1.11) [Mak 04]. Le flux étant proportionnel au rapport de la tension sur la fréquence dont le réglage est obtenu par action sur la fréquence seulement, la tension est maintenue constante. Une boucle fermée munie d'un tachymètre permet de comparer la vitesse du moteur à la vitesse de référence, le réglage de la fréquence se fait en fonction de la différence entre les deux vitesses. Le principe de la méthode est basé sur l'atténuation du flux au démarrage par application d'une haute fréquence supérieure à la fréquence nominale, ce qui engendre une atténuation du couple et du courant au démarrage et qui procure par conséquent un démarrage en douceur de la machine. Le retour à la fréquence nominale se fait à une vitesse prédéterminée, choisie en fonction de la charge entraînée.

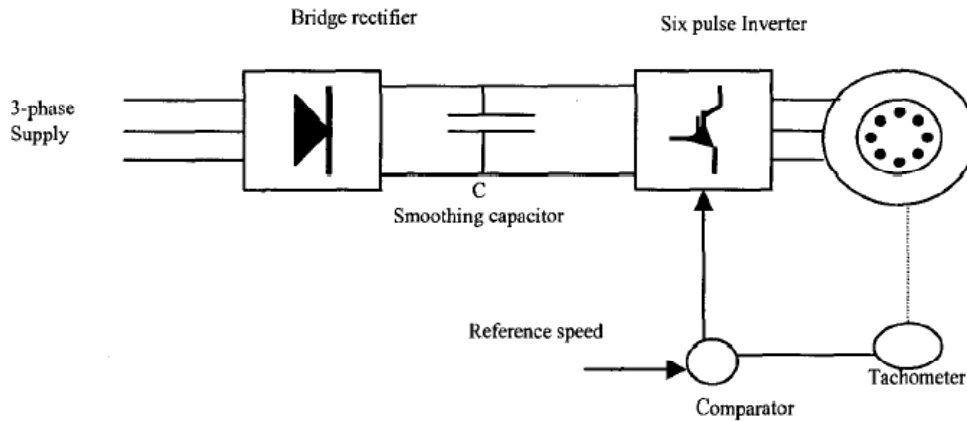


FIGURE 1.11—Diagramme schématique du circuit expérimental

En 2005, Kevin Lee, William E. Berkopect, Thomas M. Jahns et Thomas A. Lipo analysent les effets des encoches profondes sur le démarrage d'un moteur à induction. Ils comparent les caractéristiques du démarrage avec et sans considération des effets de ces encoches lors d'un démarrage direct et d'un démarrage sans à-coups. Les résultats expérimentaux montrent l'importance de prendre en considération l'effet de ces encoches lors de la modélisation [Lee 05].

K. Sundareswaran et B.M. Jos, présentent un système de démarrage d'un moteur à induction composé d'une unité de commande équipée d'un microprocesseur et de deux groupes de commutateurs à thyristors l'un couplé en étoile l'autre en triangle associé à l'enroulement statorique du moteur (fig. 1.12) [Sun 05]. Le système génère moins d'harmoniques et permet d'améliorer le rendement du moteur lors de l'entraînement des faibles charges.

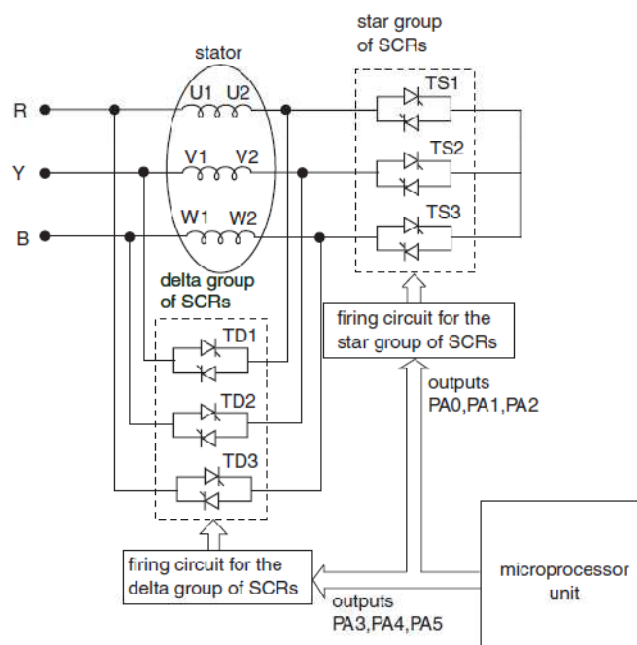


FIGURE 1.12—Diagramme du système de démarrage

Adel Gastli et Mohamed Magdy Ahmed proposent une méthode de contrôle des moteurs à induction alimentés par un gradateur triphasé, basée sur les réseaux de neurones, générant des impulsions de gâchette appropriées permettant au moteur de développer tous les couples à

toutes les vitesses. Le système fonctionne en boucle ouverte n'exigeant aucun capteur de vitesse ou de tension. La méthode proposée permet de contourner le problème de la complexité liée à la détermination en temps réels des angles d'amorçage des thyristors selon le mode de fonctionnement. La figure 1.13 montre une photographie et un diagramme schématique du système utilisé à l'expérimental [Gas 05].

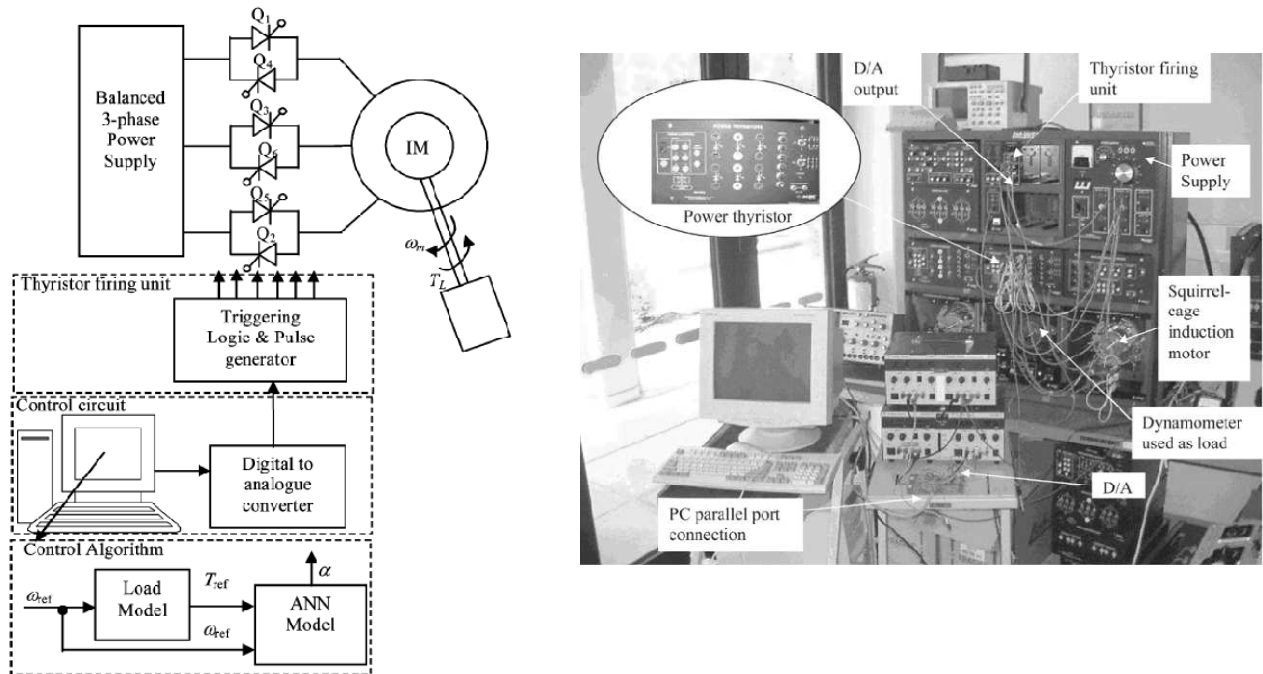


FIGURE 1.13—Photographie et diagramme schématique du système expérimental utilisé

Mohammad Ayyub, a proposé en 2006 une méthode basée sur la logique floue et les réseaux de neurones (ANFIS, Adaptive neuro fuzzy inference system) pour contrôler les impulsions de gâchette des thyristors d'un gradateur, alimentant un moteur à induction triphasé. Le système fonctionne en boucle ouverte et ne nécessite aucun capteur. Il permet un démarrage sans à-coups et une économie d'énergie en réduisant les pertes lors de l'entraînement des faibles charges [Ayy 06].

V. Chrisanov, a proposé en 2008 d'éliminer les contraintes en régime transitoire lors du démarrage des moteurs à induction par action sur les instants de fermeture des interrupteurs de l'alimentation. L'auteur explique que la raison principale des couples pulsatoires au démarrage est la durée importante des courants transitoires de magnétisation. Il propose ainsi de réduire ces couples pulsatoires par une fermeture asymétrique des interrupteurs de l'alimentation à des instants appropriés. Les résultats de simulation montrent sur trois combinaisons différentes de connexion une réduction de 70% des couples pulsatoires au démarrage [Chr 08].

En 2009, Zihua Liu et Shufen Li, proposent une commande par logique floue du moteur à induction. La technique permet un démarrage en douceur à courant constant [Liu 09]. Zhijun Jiang, Xiaoling Huang et Na Lin, réalisent une étude de simulation du démarrage des grands moteurs asynchrones à l'aide des variables de fréquence discrètes. Le modèle de simulation a été établi sous MATLAB, les résultats montrent une nette atténuation du courant d'appel et une amélioration du couple au démarrage.

Geng Dayong et Ma Wenge ont proposé en 2011 une méthode de contrôle des moteurs asynchrones triphasés alimentés par un gradateur, basée sur la logique floue adaptative, dans

laquelle les paramètres de l'algorithme de commande sont automatiquement ajustés en fonction des déviations de courant mesurées, par rapport au courant de référence. La simulation réalisée sous MATLAB (fig. 1.14) [Day 11] montre des résultats très satisfaisants, comparés à ceux de la méthode de contrôle par logique floue traditionnelle. Les pulsations de couple au démarrage ont été quasiment éliminées et le courant d'appel fortement atténué.

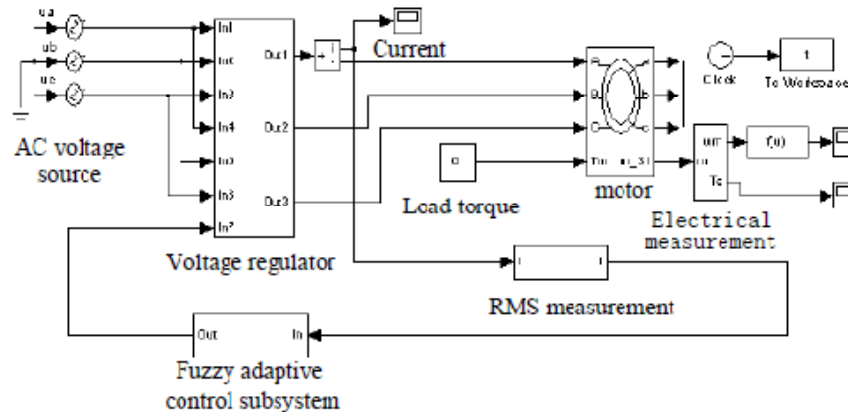


FIGURE 1.14—Modèle de simulation du système de démarrage

Zhen bao Jiang, Tingjian Zhong et Yin hua Rao utilisent des ondes modulées à largeur d'impulsion pour commander les thyristors d'un gradateur alimentant un moteur asynchrone triphasé. Un capteur permet de mesurer à travers une boucle fermée le couple au démarrage et un régulateur PID installé dans la chaîne d'asservissement ajuste le couple électromagnétique. Le système permet un démarrage sans à-coups, une réduction du courant d'appel et du couple d'accélération [Jia 11].

Majid Ghadimi, Amin Ramezani et Mohsen Mohammadimehro élaborent un modèle de simulation du démarrage sans à-coups du moteur asynchrone triphasé (fig. 1.15) pour l'étude des performances au démarrage. La partie expérimentale a été réalisée sur un moteur asynchrone entraînant un concasseur de roches de gypse utilisé dans l'industrie du ciment. Deux cas de figure ont été considérés, le cas d'un démarrage direct et d'un démarrage sans à-coups en utilisant un gradateur. En comparant les deux modes de démarrage, les résultats de simulation révèlent une forte atténuation du courant d'appel et une quasi-élimination des pulsations de couple au démarrage par l'emploi d'un gradateur avec des angles d'amorçage des thyristors correctement ajustés [Gha 11].

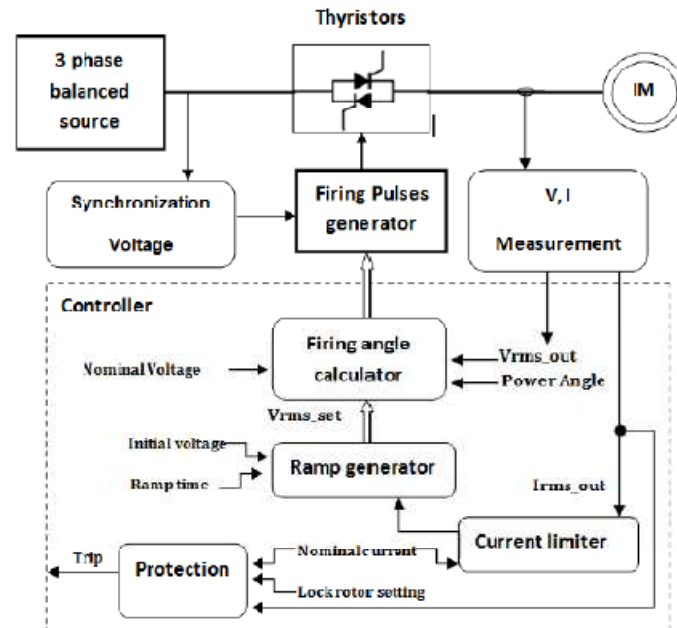


FIGURE 1.15—Diagramme de base du système de démarrage sans à-coups

En 2012, Zhang Zili, Cui Xueshen, Zhao Haisen et Yang Yaping proposent une méthode de démarrage utilisant deux gradateurs triphasés, l'un couplé en étoile l'autre en triangle, des contacteurs électromagnétiques permettent le passage d'un mode de couplage à l'autre. L'intérêt de la méthode permet de réduire considérablement l'effet de la distorsion harmonique causé par les méthodes classiques de démarrage sans à-coup tout en procurant moins de pulsations de couple et un faible courant d'appel au démarrage [Zil 12].

1.3 Etude bibliographique des modes de freinage des moteurs asynchrones

Le développement d'un système de freinage performant a fait l'objet d'innombrables études durant plusieurs années, la méthode la plus adéquate pour un processus particulier dépend de plusieurs facteurs, tels que le type de l'application, l'énergie nécessaire, le coût, la complexité du système de commande, la réalisabilité ou encore la performance exigée. A fin de répondre au mieux aux spécifications des cahiers des charges, les scientifiques combinent souvent plusieurs techniques de freinage cherchant toujours à améliorer le couple et à réduire le temps de décélération. Dans ce qui suit, nous présenterons les travaux antérieurs les plus distinctifs qui nous serviront pour la détermination et l'orientation de notre étude.

Sreenivasan et M. A. Thomas ont proposé en 1947 une méthode qui permet de déterminer avec suffisamment de précision, la caractéristique couple-vitesse d'un moteur à induction triphasé associé à une capacité de freinage. Les avantages et les inconvénients de la méthode ont été comparés aux autres méthodes de freinage couramment employées [Sre 47].

En 1953, W. A. Lapierre et N. Metaxas s'intéressent au freinage des moteurs asynchrones par injection de courant continu au stator. Ils expliquent en comparant les caractéristiques couple - vitesse expérimentales et théoriques du moteur (fig. 1.16), que les différences entre les valeurs mesurées et calculées du couple à faible vitesse sont dû à la variation de la résistance apparente du rotor en fonction de la vitesse causée par les courants harmoniques induits non pris en compte dans l'analyse théorique [Lap 53].

enroulements du moteur. L'action du générateur asynchrone ne peut se maintenir qu'au dessus d'une certaine vitesse fonction de la valeur de la capacité utilisée. Ces méthodes de freinage sont ensuite comparées à la méthode conventionnelle de freinage par contre courant obtenu par inversion de phases [Sre 59].

En 1970, Charles D. Beck et Ralph G. Rhudy, ont étudié les caractéristiques du freinage par inversion de phases des moteurs asynchrones triphasés. Les auteurs montrent à travers leurs analyse du couple en régime transitoires la violence d'un tel freinage et la nécessité de prévoir une machine conçue pour de telles contraintes et d'éviter les fréquences de résonance d'une manière à minimiser les efforts qui pourraient être imposés aux roulements, aux arbres de transmissions et aux engrenages [Bec 70].

T.G. Bland et W. Shepherd ont proposé en 1975 une technique qui permet de développer un couple élevé à grande vitesse, avec le freinage par injection de courant continu des moteurs asynchrones triphasés à rotor bobiné, en utilisant des capacités au secondaire de la machine. La méthode permet également d'avoir un couple variable à vitesse fixe par action sur le courant d'excitation ou par la mise en série ou en parallèle de résistances avec les capacités. La prise en compte du phénomène de saturation dans les calculs permet d'avoir des résultats satisfaisants comparés à ceux obtenus expérimentalement [Bla 75].

Richard Shemanske s'est intéressé en 1983 au freinage électronique des moteurs asynchrones par injection de courant continu au stator. Il a proposé différents montage électroniques destinés à des applications industrielles [She 83].

En 1984, S. Sreenivasa Murthy, Gunnar J. Berg, Chandra S. Jha et Ajay k. Tandon proposent une nouvelle méthode de freinage progressif des moteurs asynchrones triphasés. Le freinage est réalisé en quatre temps à l'aide d'un circuit électronique de commutation (fig. 1.18). Initialement le moteur est auto-excité par une seule capacité reliée entre les deux phases du moteur, dans un deuxième temps une deuxième capacité est reliée entre les mêmes phases afin de maintenir le couple de freinage à faible vitesse. La troisième phase est ensuite court-circuitée avec l'une des deux autres réalisant un freinage magnétique, dans une troisième étape et finalement l'arrêt total du moteur est obtenu par injection de courant continu au stator. Une méthode de détermination des capacités minimum nécessaires est présentée, des résultats expérimentaux confirment les calculs théoriques [Mur 84].

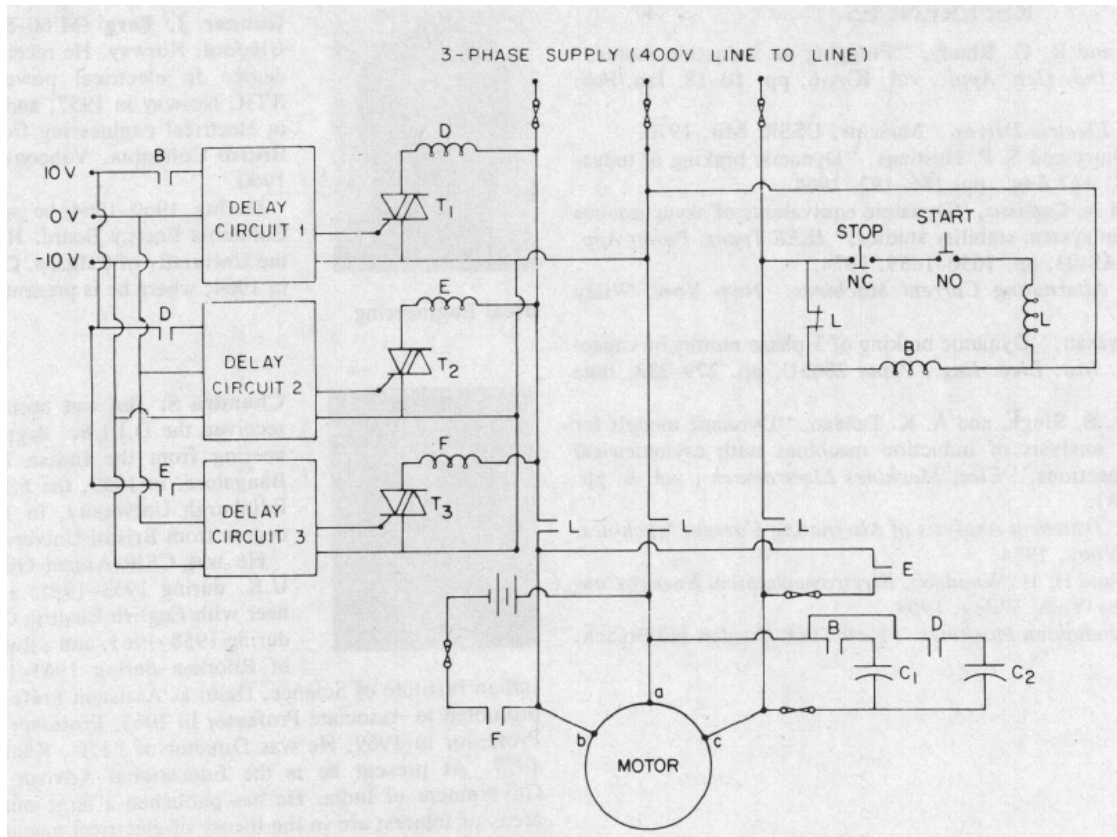


FIGURE 1.18—Circuit de commande du système de freinage

George A. Kaufman et Mark J. Kocher ont proposé une méthode de freinage à sécurité intégrée des moteurs asynchrones triphasés. Le freinage s'effectue en deux étapes (fig. 1.19). Dans une première étape la machine fonctionne en générateur auto-excité, une capacité non polarisée est connectée entre deux phases du moteur à l'aide de contacteurs magnétiques et dans une deuxième étape d'autres contacteurs court-circuitent les trois phases du moteur réalisant un freinage magnétique. Un interrupteur magnétique permet une déconnexion de l'alimentation durant tout le processus de freinage [Kau 84].

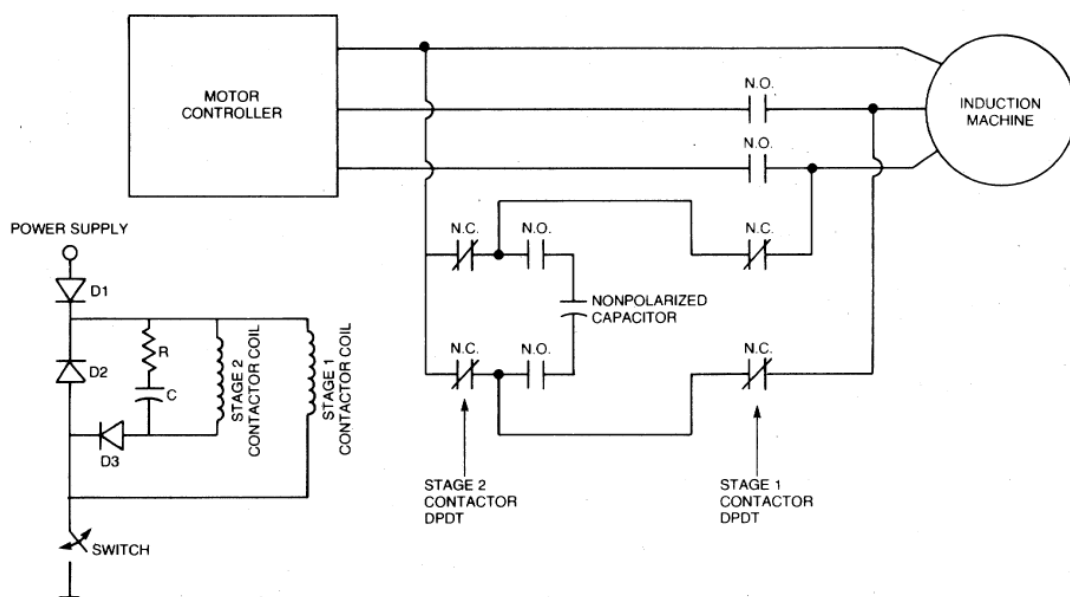


FIGURE 1.19—Schéma du système de freinage

G.J. Berg et S. S. Murthy analysent les performances transitoires d'un moteur à induction lors d'un freinage par inversion. Des contacteurs magnétiques permettent d'isoler l'alimentation pendant le freinage qui s'effectue en deux temps (fig. 1.20). Une période de rotation libre hors tension suivie d'une période de freinage magnétique par inversion de la tension d'alimentation. Un modèle mathématique pour simuler le processus de freinage par inversion est présenté et utilisé dans le but de prévoir le comportement transitoire d'un moteur à induction industriel. Les résultats correspondants obtenus expérimentalement sont également présentés. L'effet du temps de fonctionnement du contacteur sur la performance de freinage est également étudié. Les résultats de simulation indiquent que le temps et le couple maximum de freinage sont considérablement affectés par l'instant de l'application de la tension inverse [Ber 84].

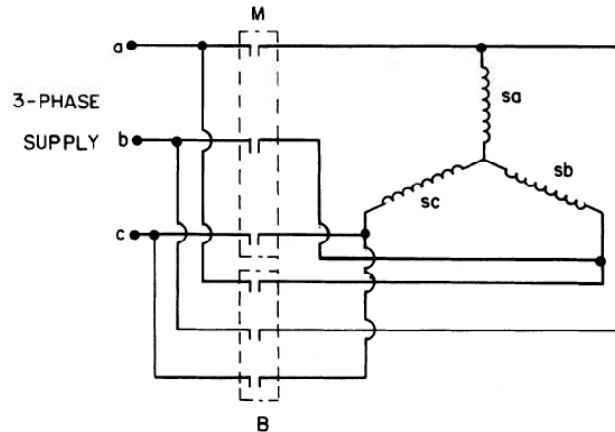


FIGURE 1.20—Schéma du système de freinage par inversion

En 1992, Debasis Sarkar , P.K.Mukherjee et S.K. Sen ont étudié les effets thermiques engendrés lors du freinage d'un moteur asynchrone. Ils ont pu résoudre le problème de l'écoulement de chaleur en trois dimensions dans le stator à l'aide de la formulation par éléments finis en utilisant des éléments arqués. Les fonctions ont été dérivées algébriquement et la distribution de la température a été déterminée en considérant le phénomène de convection à travers la surface et aux deux extrémités du cylindre. Ainsi, la température a été calculée dans les différents endroits du stator en régime transitoire [Sar 92].

Ejiogu. E.C et Tanno. Y présentent en 1993 une modélisation du freinage des moteurs à induction avec prise en compte du flux de fuite et du phénomène de saturation. Deux modes de freinage consécutifs ont été utilisés à savoir, le freinage capacitif avec fonctionnement en générateur auto-excité suivi d'un freinage magnétique (fig. 1.21). Les résultats de simulation sont en meilleur accord avec ceux obtenus expérimentalement [Eji 93].

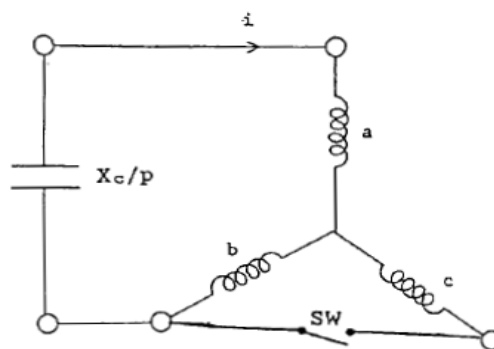


FIGURE 1.21—Schéma du système de freinage capacitif / magnétique

Chinniah B. Rajanathan et Bruce J. Watson présentent en 1996 une méthode de modélisation par éléments finis 2D des moteurs asynchrones monophasés en fonctionnement moteur, générateur et en mode freinage avec prise en compte de la distorsion harmonique produite par l'alimentation. En fonctionnement générateur avec capacité d'excitation, un petit aimant permanent est introduit dans le rotor de la machine afin de prendre en considération le champ magnétique rémanent. En mode freinage capacitif, la vitesse est déterminée par la solution des équations électromécaniques de mouvement. Les résultats théoriques comparés à ceux obtenus expérimentalement montrent que le modèle adopté reproduit les effets de la machine réelle à vitesse constante et variable [Raj 96].

Chinniah B. Rajanathan, Zhan W. Shi et David S. Thompson ont étudié en 1997 par élément finis le régime transitoire des moteurs triphasés à induction durant le freinage et lors d'une ou plusieurs phases en défaut. Les cas considérés dans leurs études sont la coupure des trois phases, d'une seule phase de l'alimentation, la perte d'un enroulement de l'alimentation équilibrée et le freinage par inversion. Le comportement du moteur est déterminé par une solution pas à pas des équations électromagnétiques et mécaniques. Dans tous les cas considérés, la vitesse, le couple et les courants sont déterminés en régime transitoire [Raj 97].

M. Covino, M. L. Grassi et E. Pagano, analysent les différentes techniques de freinage actuelles des moteurs à induction, alimentés par un convertisseur statique, dans laquelle ils montrent l'intérêt de combiner les différentes techniques de freinage électrique dans les applications nécessitant un freinage rapide [Cov 97].

Tan H. Pham, Philippe F. Wendling, P. Lombard, Sheppard J. Salon et Harun Acikgoz, présentent la simulation du freinage dynamique d'un moteur asynchrone alimenté en tension. Le freinage est réalisé par application d'une tension continue au stator. Les résultats de simulation des paramètres électriques et mécaniques en régime transitoire sont obtenus à l'aide du logiciel Flux2D [Pha 97].

En 2001, Jinsheng Jiang et Joachim Holtz, proposent une méthode de freinage efficace des moteurs asynchrones triphasés alimentés par un onduleur (modulation à largeur d'impulsion) à travers un pont de diodes (fig. 1.22) en utilisant un algorithme additionnel implémenté par un microprocesseur de contrôle. L'algorithme permet d'effectuer un freinage en mode générateur à couple élevé avec de hautes performances dynamiques [Jia 01].

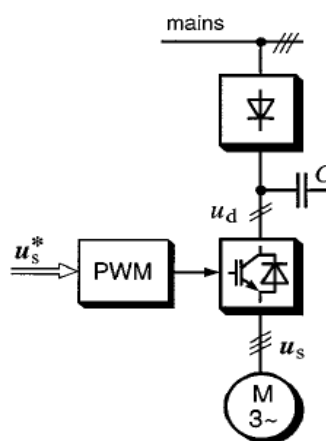


FIGURE 1.22—Alimentation par onduleur (PWM) à travers un pont de diodes

Marko Hinkkanen et Jorma Luomi proposent en 2005 une méthode de freinage utilisant la commande vectorielle d'un moteur à induction alimenté par onduleur à travers un pont de diodes. La méthode n'utilise pas de résistances de freinage et l'énergie cinétique est entièrement dissipée dans les enroulements du moteur tout en contrôlant le flux durant le freinage et en

maximisant la tension ou le courant statorique en fonction de la vitesse. Le temps de décélération est ensuite comparé au cas classique où l'on utilise des résistances de freinage. La méthode proposée est particulièrement simple et ne cause aucune ondulation supplémentaire de couple lors du freinage. Les résultats théoriques ont été validés expérimentalement sur un moteur de 2.2 kW [Hin 06].

En 2010, Haroutuon A. Hairik, Rabee H. Thejel et Wissam A. Kadhém ont proposé une méthode qui permet de réduire l'intensité des courants statoriques et rotoriques durant un freinage par inversion de phases à des valeurs acceptables. La technique est basée sur l'application d'une tension alternative entre les bornes de l'enroulement rotorique, cette tension doit avoir la même fréquence, le même argument et de sens opposé à la tension rotorique induite. Le modèle de simulation (fig. 1.23) est implémenté sous Matlab/Simulink et les différentes caractéristiques ont été analysées durant le freinage. Le temps de décélération a été particulièrement réduit [Hai 10].

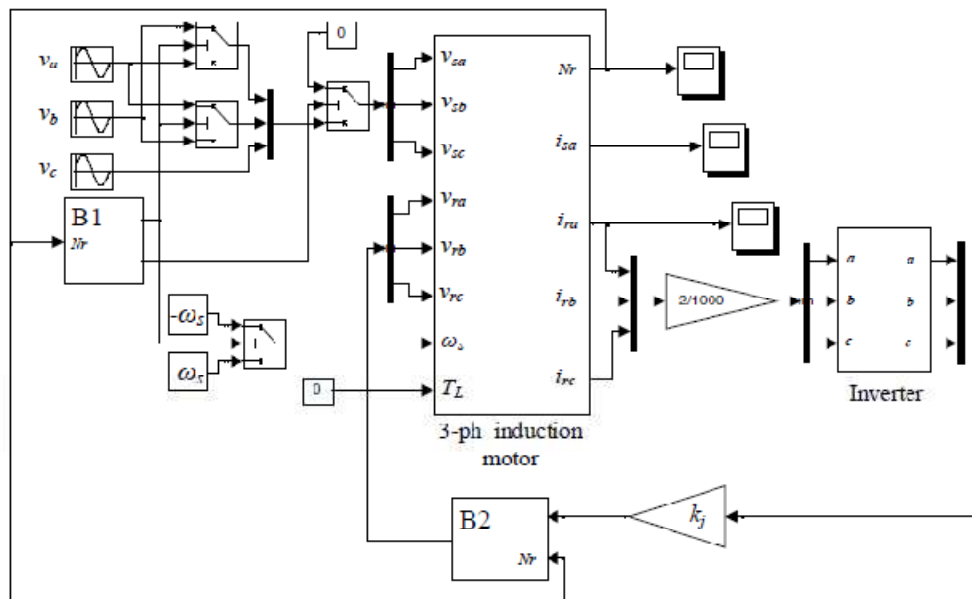


FIGURE 1.23—Implémentation de la stratégie de freinage sous Matlab/Simulink

Derya Ahmet Kocabas, Ahmet Kubilay Atalay et Hilal Rabia Ogut établissent en 2012 un modèle mathématique basé sur la transformation de Park, permettant de calculer l'énergie récupérée lors du freinage d'un moteur asynchrone en fonctionnement générateur. La simulation réalisée sous Matlab/Simulink leur a permis d'étudier le comportement dynamique du moteur pendant le freinage [Koc 12].

En 2013, Rishabh Singh, Umashankar. S, D. Vijaykumar et Kothari D P analysent dans leur étude deux méthodes de freinage conventionnelles soit le freinage capacitif et le freinage par injection de courant continu au stator. A travers un modèle de simulation implémenté sous Matlab/Simulink, ils comparent les performances de freinage, notamment le temps de décélération et les amplitudes du couple électromagnétique en faisant varier les valeurs de la capacité et l'intensité des courants injectés dans les deux modes de freinage respectivement. Les résultats de simulations montrent clairement que le freinage capacitif est plus efficace à vitesse élevée et l'injection de courant continu donne de meilleurs résultats à basse vitesse. Il est donc intéressant de combiner les deux méthodes pour un freinage plus performant [Sin 13].

1.4 Contexte de travail

Ce travail est préparé dans le cadre des activités du groupe de recherche de la post graduation Entraînements Electriques, orientées principalement vers l'aspect commande linéaire et non linéaire des machines électriques destinées à l'entraînement à vitesse variable.

Notre travail s'inscrivant dans la même orientation, aborde un sujet d'actualité, portant sur l'étude du démarrage sans à-coups et freinage des entraînements électriques à moteur asynchrone, fonctionnant en service intermittent.

L'objectif principal est d'étudier la possibilité de réduire les à-coups du couple au démarrage en alimentant le moteur via un convertisseur statique et ce, sur la base d'une analyse comparative entre un démarrage et freinage direct et sans à-coups du système préconisé.

1.5 Conclusion

Au cours de cette étude bibliographique, nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur le démarrage et le freinage des moteurs asynchrones. La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour cette machine dans divers champs d'applications.

Le démarrage sans à-coups des moteurs asynchrones est actuellement utilisé dans la majorité des applications industrielles modernes. Les moteurs sont quasiment tous alimentés par des convertisseurs statiques, c'est-à-dire des onduleurs ou des gradateurs, mais les démarreurs des gros moteurs asynchrones de nos jours sont presque toujours équipés de gradateurs en raison de la disponibilité des thyristors pouvant faire transiter des courants élevés, contrairement aux onduleurs dont l'utilisation reste encore limitée qu'aux applications de faible puissance, c'est ce qui justifie l'orientation de la plupart des axes de recherche vers ce type d'alimentation. Mais les onduleurs offrent quand même, l'avantage d'une alimentation à fréquence variable qu'on ne peut du moins avoir avec un gradateur.

Le freinage des moteurs asynchrones a également fait l'objet de plusieurs travaux de recherche, il est surtout utilisé dans la traction électrique, les systèmes de freinage sont très divers et les chercheurs combinent souvent plusieurs méthodes afin d'aboutir aux spécifications exigées. Les systèmes de freinage actuels sont donc équipés de plusieurs parties où chacune d'entre elle intervient séparément durant la décélération. Le choix du système adéquat dépend de plusieurs facteurs notamment la nature de l'application et la performance exigée.

Cette étude bibliographique nous a permis de cerner les travaux antérieurs et de mieux situer nos axes de recherches vers lesquels nous pouvons orienter notre travail.

CHAPITRE 2 Etude fonctionnelle du Convertisseur statique

2.1 Introduction

La modélisation du moteur asynchrone est fortement liée aux différents états de fonctionnement du convertisseur statique, une étude fonctionnelle préalable du convertisseur statique est donc nécessaire afin de déterminer ces états possibles de fonctionnement et les transitions entre états.

Nous allons donc dans ce chapitre, étudier le fonctionnement du convertisseur statique, en déterminant dans chacun des cas tous les états possibles de conduction et de blocage des interrupteurs électroniques, ainsi que les transitions entre ces différents états et ce, en adoptant la démarche proposée par M.France.

Une fois les états définis, nous allons élaborer un Algorithme de simulation pour simuler le fonctionnement du convertisseur statique et pour que cet algorithme décrive le plus fidèlement possible le comportement du système réel, il est impératif de restituer précisément les instants d'apparition et de disparition des courants dans la charge, on sera alors amené à choisir un pas de calcul qui permet la prise en compte de tous les événements qui se produisent entre deux cycles de calcul consécutifs.

La validation du modèle se fera en comparant les résultats de simulation à ceux obtenus expérimentalement.

2.2 Description du convertisseur

Le convertisseur statique est composé d'un gradateur triphasé tout thyristors à trois branches dont chacune est équipée de deux thyristors montés en tête-bêche (antiparallèle), auquel on ajoute deux branches supplémentaires pour réaliser un freinage par permutation de phases (fig.2.1).

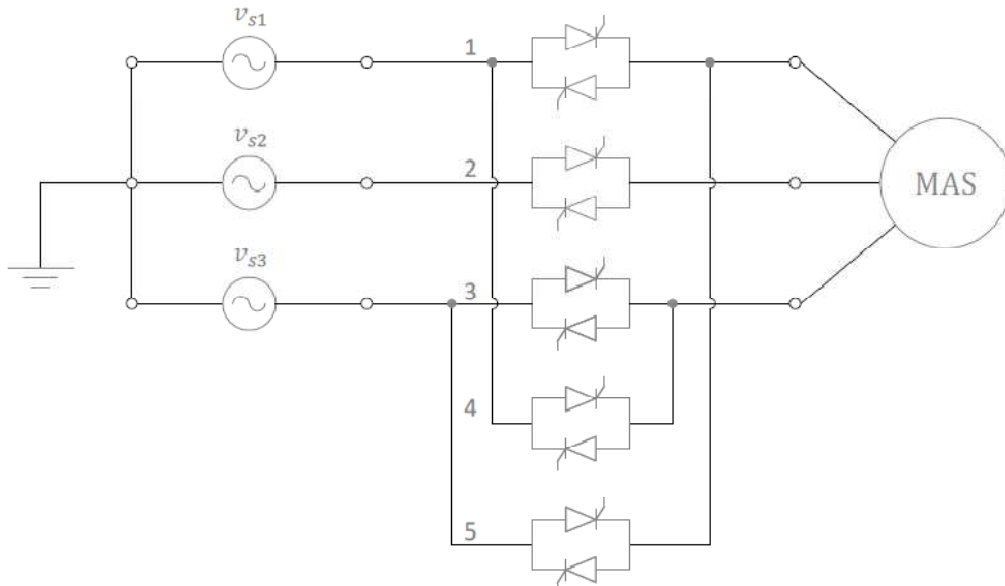


FIGURE 2.1—Structure du convertisseur statique tout thyristors

Etant donné que ne nous pouvons commander les thyristors des branches N°4 et N°5 simultanément avec ceux des branches N°1 et N°3, il est donc plus commode de scinder l'étude du convertisseur statique en deux parties distinctes, une pour le fonctionnement en mode démarrage et l'autre pour le fonctionnement en mode freinage.

2.2.1 Hypothèses :

- On néglige la chute de tension dans les thyristors à l'état passant
- Le courant est nul à l'état bloqué
- Temps de commutation nul
- On néglige l'empiètement

2.2.2 Fonctionnement en mode démarrage

Au démarrage, les thyristors des branches N°4 et N°5 ne sont pas commandés, nous pouvons alors représenter le convertisseur statique par un gradateur triphasé comportant les branches N°1, N°2 et N°3 uniquement (fig.2.2).

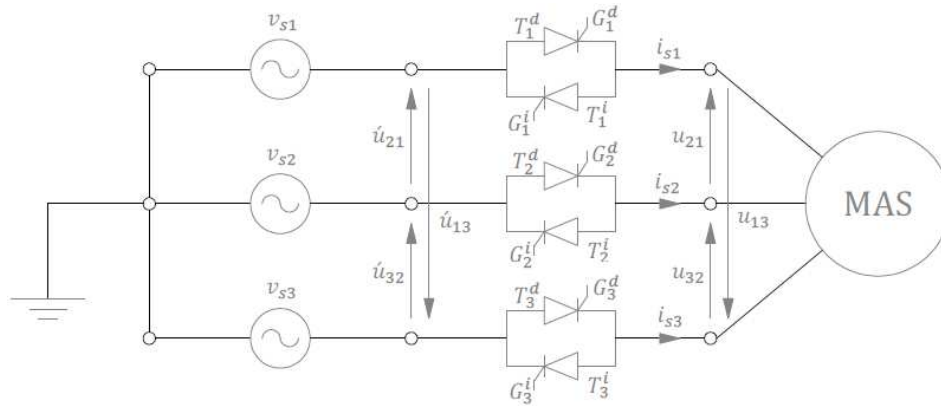


FIGURE 2.2—Structure du convertisseur statique en mode démarrage

Dans ce qui suit nous allons adopter des notations, qui nous faciliteront la description du gradateur. Chaque thyristor sera alors représenté par la notation T_i^j avec :

i : Le numéro de la branche à laquelle le thyristor est associé ($i = 1,2,3$)

j : Le sens anode-cathode dans lequel le thyristor est orienté ($j = d, i$), "d" pour le sens direct (de la source vers la charge) et "i" pour le sens inverse (de la charge vers la source).

A chaque branche i du gradateur est associé un des deux états suivants :

- B_i : La branche i est bloquée
- T_i^j : La branche i est passante par l'intermédiaire du thyristor T_i^j

A chaque thyristor T_i^j on associe une variable booléenne G_{ij} décrivant l'état de son électrode de commande (gâchette).

L'état du gradateur est alors représenté en accolant les états des trois branches. A titre d'exemple l'état $T_1^d B_2 T_3^i$ correspond au cas où les branches 1 et 3 sont passantes (la branche 1 dans le sens direct et la branche 3 dans le sens inverse) et la branche 2 est bloquée.

v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} sont les tensions aux bornes des enroulements de la source d'alimentation, supposés couplés en étoile.

$\hat{u}_{21}, \hat{u}_{32}, \hat{u}_{13}$ et u_{21}, u_{32}, u_{13} sont les tensions composées à l'entrée et à la sortie du gradateur respectivement.

a) Etats possibles du gradateur

Chaque branche i du gradateur pouvant a priori occuper trois états, il y a donc $3^3 = 27$ états possibles, mais certains sont à exclure car nous ne pouvons avoir des courants positifs et négatifs simultanément, il reste donc 13 états possibles (E0 ...E12) [Fra 88].

$$E0 : B_1 B_2 B_3 \quad E1 : T_1^d T_2^i B_3 \quad E2 : T_1^d B_2 T_3^i \quad E3 : T_1^d T_2^i T_3^i$$

$$E4 : T_1^i T_2^d B_3 \quad E5 : B_1 T_2^d T_3^i \quad E6 : T_1^i T_2^d T_3^i \quad E7 : T_1^i B_2 T_3^d$$

$$E8 : B_1 T_2^i T_3^d \quad E9 : T_1^i T_2^i T_3^d \quad E10 : T_1^d T_2^d T_3^i \quad E11 : T_1^d T_2^i T_3^d$$

$$E12 : T_1^i T_2^d T_3^d$$

Ces états peuvent être rangés en trois classes :

- i. Les états triphasés : E3, E6, E9, E10, E11 et E12

- ii. Les états biphasés : E1, E2, E4, E5, E7 et E8
- iii. L'état bloqué : E0

Ce qui met en évidence cinq connexions possibles entre le moteur et la source :

- i. Une connexion en mode triphasé
- ii. Trois connexions en mode biphasé (phases 1 et 2, phases 2 et 3, phases 1 et 3)
- iii. Et enfin le cas où le moteur est déconnecté de la source

Il sera donc nécessaire de modéliser le moteur dans ces cinq modes de connexion.

b) Transitions possibles entre états

Chacun des 13 états définis ci-dessus peuvent a priori évoluer vers n'importe lequel des 12 autres, il nous faudrait donc envisager $13 \times 12 = 156$ transitions. Si nous nous limitons aux transitions ne faisant intervenir que des mises en conduction, ou que des extinctions, en excluant toute simultanéité de ces deux types d'évènements, nous obtiendrons 48 transitions, ce qui nous donne le graphe de la figure 2.3 décrivant l'enchaînement des diverses transitions [Fra 88].

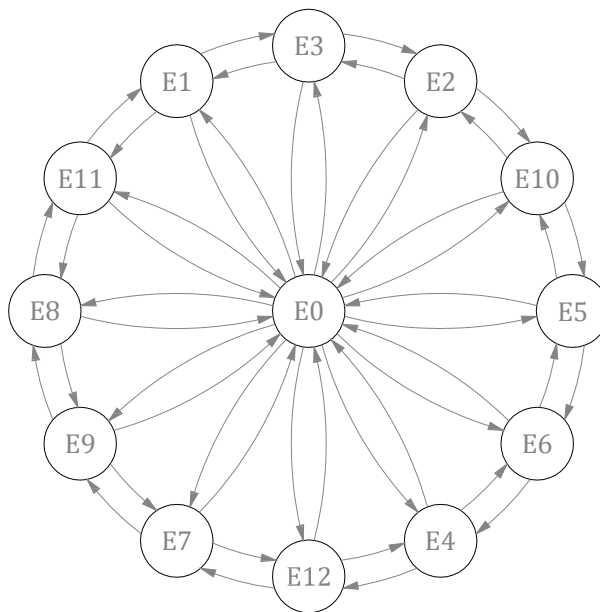


FIGURE 2.3—Description fonctionnelle du gradateur

Ce graphe correspond au cas le plus général de fonctionnement, si on considère une alimentation triphasée en régime établi, celle-ci impose un sens de parcourt dans le sens horaire à la périphérie du graphe, et si on suppose des thyristors fonctionnant en extinction naturelle, il n'est plus nécessaire d'envisager les transitions de l'état bloqué vers les différents états triphasés, le graphe se simplifie alors à celui de la figure 2.4.

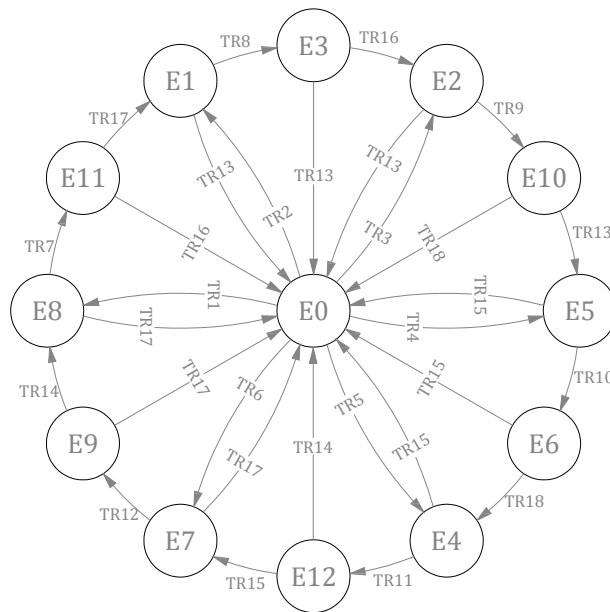


FIGURE 2.4—Description fonctionnelle simplifiée du gradateur

Pour qu'un thyristor devienne conducteur, il faut qu'il reçoive une impulsion de gâchette lorsque la tension à ses bornes est positive. Dans le tableau 2.1, on donne les conditions des différentes transitions en fonction des tensions à l'entrée et à la sortie du gradateur et de l'état de la variable booléenne G_i^j .

Transitions	Conditions
TR1	$G_2^i * G_3^d * (\dot{u}_{32} - u_{32}) < 0$
TR2	$G_1^d * G_2^i * (\dot{u}_{21} - u_{21}) > 0$
TR3	$G_1^d * G_3^i * (\dot{u}_{13} - u_{13}) < 0$
TR4	$G_2^d * G_3^i * (\dot{u}_{32} - u_{32}) > 0$
TR5	$G_1^i * G_2^d * (\dot{u}_{21} - u_{21}) < 0$
TR6	$G_3^d * G_1^i * (\dot{u}_{13} - u_{13}) > 0$
TR7	$G_1^d * (\dot{u}_{21} - u_{21}) > 0$
TR8	$G_3^i * (\dot{u}_{13} - u_{13}) < 0$
TR9	$G_2^d * (\dot{u}_{32} - u_{32}) > 0$
TR10	$G_1^i * (\dot{u}_{21} - u_{21}) < 0$
TR11	$G_3^d * (\dot{u}_{13} - u_{13}) > 0$
TR12	$G_2^i * (\dot{u}_{32} - u_{32}) < 0$
TR13	$i_{s1} \leq 0$
TR14	$i_{s1} \geq 0$
TR15	$i_{s2} \leq 0$
TR16	$i_{s2} \geq 0$
TR17	$i_{s3} \leq 0$
TR18	$i_{s3} \geq 0$

TABEAU 2.1—Conditions des transitions

2.2.3 Fonctionnement en mode freinage

Au freinage, ce sont les thyristors des branches N°1 et N°3 qui ne sont pas commandés, le convertisseur statique sera représenté dans ce cas par un gradateur triphasé comportant les branches N°2, N°4 et N°5 (fig.2.5).

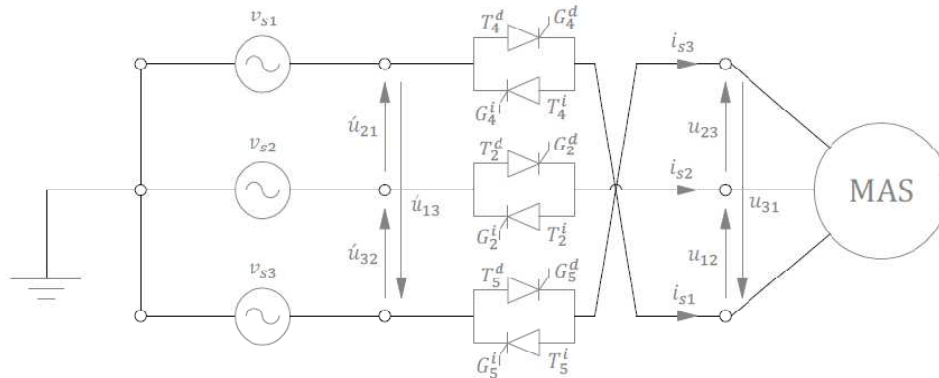


FIGURE 2.5—Structure du convertisseur statique en mode freinage

En faisant la même étude que précédemment on abouti dans ce cas également à trois classes d'états possibles :

- i. Les états triphasés
- ii. Les états biphasés
- iii. L'état bloqué

Ce qui met en évidence cinq connexions possibles, une connexion triphasée, trois connexions biphasées et une déconnexion du réseau comme dans le cas précédent. Dans le tableau 2.2 sont données les conditions des différentes transitions.

Transitions	Conditions
TR1	$G_2^i * G_5^d * (\dot{u}_{32} + u_{23}) < 0$
TR2	$G_4^d * G_2^i * (\dot{u}_{21} + u_{12}) > 0$
TR3	$G_4^d * G_5^i * (\dot{u}_{13} + u_{31}) < 0$
TR4	$G_2^d * G_5^i * (\dot{u}_{32} + u_{23}) > 0$
TR5	$G_4^i * G_2^d * (\dot{u}_{21} + u_{12}) < 0$
TR6	$G_5^d * G_4^i * (\dot{u}_{13} + u_{31}) > 0$
TR7	$G_4^d * (\dot{u}_{21} + u_{12}) > 0$
TR8	$G_5^i * (\dot{u}_{13} + u_{31}) < 0$
TR9	$G_2^d * (\dot{u}_{32} + u_{23}) > 0$
TR10	$G_4^i * (\dot{u}_{21} + u_{12}) < 0$
TR11	$G_5^d * (\dot{u}_{13} + u_{31}) > 0$
TR12	$G_2^i * (\dot{u}_{32} + u_{23}) < 0$
TR13	$i_{s1} \leq 0$
TR14	$i_{s1} \geq 0$
TR15	$i_{s2} \leq 0$
TR16	$i_{s2} \geq 0$
TR17	$i_{s3} \leq 0$
TR18	$i_{s3} \geq 0$

TABLEAU 2.2—Conditions des transitions

2.3 Algorithme de simulation

Le graphe de fonctionnement du gradateur étant élaboré. Notre modélisation consiste à associer une action spécifique à chaque place du graphe ainsi qu'à toutes ses réceptivités. Il nous faut donc définir deux pointeurs, un pointeur « PlaceGraphe » désignant la place occupée dans le graphe et un pointeur « PlaceAction » désignant l'action à effectuer. L'implantation du graphe s'effectue alors selon le pseudo code suivant :

```

Selon PlaceGraphe
Cas 'i'
Pour j=1:n
Si Réceptivité(i,j) Alors
PlaceGraphe=Place(i,j);
PlaceAction=Action(i,j);
Fin si
Fin pour
Fin selon
Selon PlaceAction
Cas '0'
Pas d'action à effectuer ;
Cas 'm'
Effectuer l'action associée à la place 'm' ;
PlaceAction=0 ;
Fin selon
  
```

Pour que ce programme décrive le plus fidèlement possible l'évolution du système réel, il est nécessaire de restituer le plus précisément possible les instants d'apparition et de disparition des courants dans la charge. Ce qui ne peut s'effectuer qu'avec une incertitude maximum égale à un pas de calcul. En effet, si un évènement se produit entre deux cycles de calcul, il ne sera pris en compte qu'au cycle suivant, il est donc impératif de se limiter à un pas de calcul suffisamment petit.

2.3.1 Principe de la commande

La commande des thyristors nécessite la définition d'un instant de référence et l'effet gradateur s'obtient simplement, en retardant l'amorçage par rapport à cet instant. Pour ce faire, on établit un signal d'horloge, dont les tops correspondent aux passages par zéro des tensions d'alimentation ou des courants parcourant la charge. Etant donné que nous avons trois tensions déphasées de 120° et en considérant les tensions de sens opposé nous aurons un système de six tensions déphasées de 60° . Le signal d'horloge doit donc basculer de 0 à 1 tout les 60° (fig.2.6). L'élaboration de la commande sera matérialisée par un tableau qui définit pour chaque thyristor les instants de début et de fin amorçage de celui-ci. L'accès à ce tableau s'effectue grâce à un pointeur (pointeur(i)) incrémenté à chaque passage par zéro d'une tension simple (tout les 60°). Le pointeur sera réinitialisé lorsque sa valeur dépassera la dimension du tableau (DimTableau). Les cases du tableau contiennent soit une valeur nulle indiquant que le thyristor correspondant doit être amorcé, ou une valeur négative quelconque signifiant que l'amorçage doit être bloqué pour l'instant. L'instant du début d'amorçage du thyristor aura pour valeur l'instant de référence auquel on ajoute le retard à l'amorçage. L'instant de fin amorçage correspond à l'instant du début amorçage plus la durée de conduction du thyristor dont la valeur dépend du mode de fonctionnement communément appelé mode I, II et III [Seg 91].

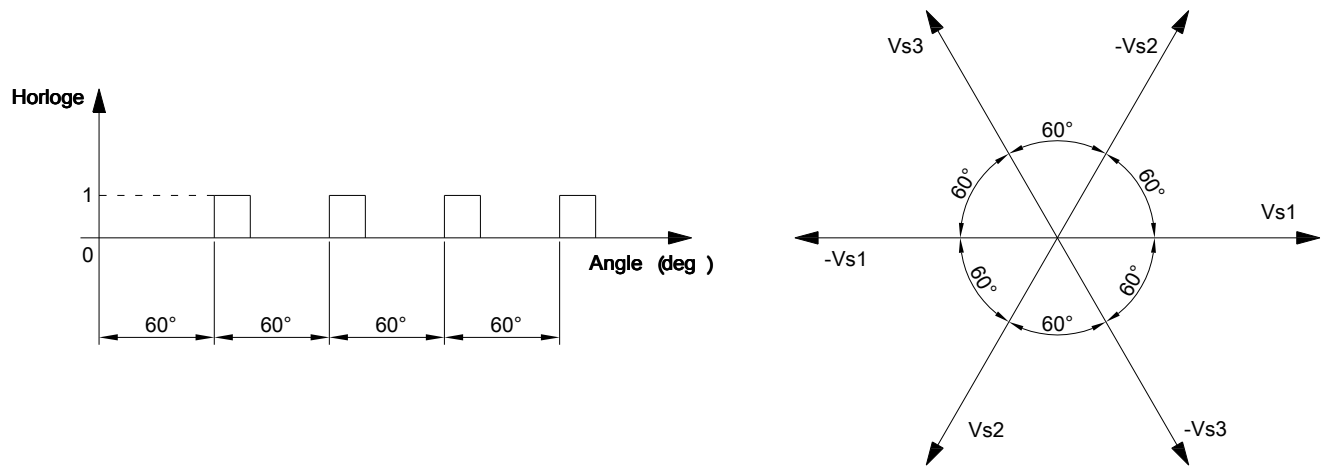


FIGURE 2.6—Signal d’horloge

Une fois ces deux instants définis, la commande du thyristor « i » sera activée au moment où le temps du cycle de calcul devient supérieur ou égal à l’instant du début amorçage et sera désactivée lorsque il dépasse l’instant de fin amorçage. Cette commande peut être représentée par le pseudo-code suivant :

```

% Elaboration du signal d’Horloge
Horloge=0 ;
Si Angle >= Tops Horloge alors
Horloge=1 ;
Instant de référence = Tops Horloge;
Incrémentation des Tops Hologe de 60°;
Fin Si
% Elaboration de la commande par accès au Tableau
Si Horloge =1 alors
Pour i =1:6
Incrémentation de Pointeur(i);
Si Pointeur(i)> Dimension du Tableau alors
Réinitialiser Pointeur(i);
Fin Si
Si Tableau(Pointeur(i))=0 alors
Debut Amorçage (i) = Instant de référence + Retard ;
Fin Amorçage (i) = Debut Amorçage (i) + Durée ;
Fin Si
Fin Pour
Fin Si
% Traitement du graphe de commande
Pour i=1:6
Selon Commande(i)
Cas 0
Si Angle>=Debut Amorçage(i) alors
Amorcer le thyristor « i »
Fin Si
Cas 1
Si Angle >= Fin Amorçage(i) alors
Désamorcer le thyristor « i »
Fin Si
Fin selon
Fin pour
    
```

2.3.2 Apparition d'un courant

Pour qu'un thyristor conduise, il faut qu'il reçoive une impulsion de gâchette au moment où la tension à ses bornes est positive. Il est donc nécessaire de rendre compte de tous les changements d'état de cette tension et de la variable binaire associée à son électrode de commande.

a) Pas de calcul

Dans le pseudo-code ci-dessus, on peut remarquer que lorsqu'une commande est activée entre deux cycles de calcul, elle ne sera prise en compte qu'au cycle suivant, ce qui va engendrer un certain retard qui peut être gênant si l'on souhaite rendre compte fidèlement du comportement du système réel (fig.2.7).

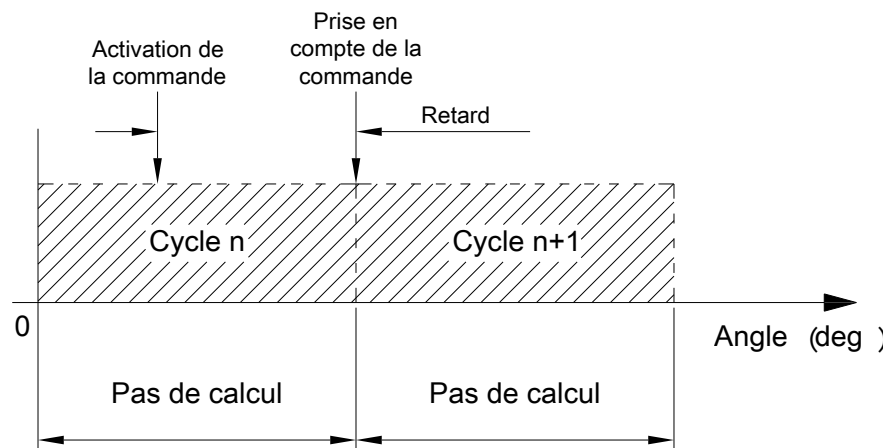


FIGURE 2.7—Retard sur la prise en compte d'une commande

Pour remédier à ce problème nous pouvons choisir de réduire le pas de calcul d'une manière à rendre ce retard négligeable, ceci engendre comme principal inconvénient un temps relativement long. Ou bien on peut modifier le pas de calcul d'une façon à faire coïncider l'activation avec le cycle suivant, il faut ensuite resynchroniser ce pas sur sa valeur initiale [Fra 88]. Étant donné la puissance des ordinateurs d'aujourd'hui, le temps de calcul reste acceptable même avec un pas réduit, nous avons donc opté pour la première méthode.

b) Observation des tensions aux bornes des thyristors

Le problème qui se pose dans ce cas est de même nature que le précédent, si la tension aux bornes d'un thyristor change de signe entre deux cycles de calcul, ce changement ne sera pris en compte qu'au cycle suivant (fig.2.8).

Plusieurs solutions sont envisageables pour remédier à ce problème, nous allons utiliser un pas réduit comme dans le cas précédent pour minimiser le retard compris entre l'instant de passage par zéro de la tension et l'instant où cet événement est pris en compte.

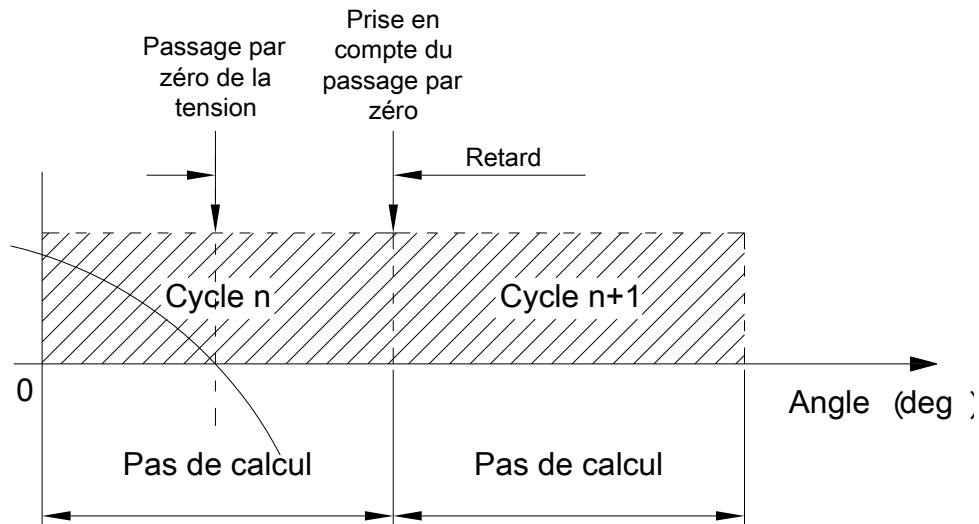


FIGURE 2.8—Retard sur la prise en compte du passage par zéro de la tension

2.3.3 Disparition d'un courant

Pour minimiser le retard compris entre l'instant exact de disparition d'un courant et celui ou cet événement est pris en considération, le principe est exactement le même que pour l'observation des changements de signe des tensions, évoquée ci-dessus.

D'autre part, il est possible de déterminer, en fonction de la place occupée dans le graphe de fonctionnement, quels sont les courants susceptibles de s'éteindre :

- Pour une place associée à un fonctionnement triphasé, les trois courants doivent être surveillés.
- Pour un fonctionnement biphasé, les deux courants étant identiques, au signe près, on peut se contenter de n'observer que l'un d'entre eux.
- Pour le cas où le moteur n'est pas alimenté, il n'y a évidemment pas de courant à observer.

2.3.4 Enchaînement disparition -apparition d'un courant

Indépendamment des problèmes liés à la restitution exacte des disparitions et apparitions des courants, le cycle de calcul ne permet pas de restituer fidèlement le cas où un courant s'éteint et réapparaît immédiatement avec un signe opposé. Ceci correspond entre autre au cas du gradateur fonctionnant avec un retard à l'amorçage nul.

En effet, avec la structure proposée, l'extinction sera prise en compte au cycle n, et la réapparition du courant au cycle n+1, d'où une erreur égale à un pas de calcul plus le retard entre l'instant de disparition et l'instant de prise en compte de l'événement (fig.2.9). Ceci est tolérable dans le cas où ce pas est faible, mais pour des valeurs plus importantes, ce point peut devenir gênant.

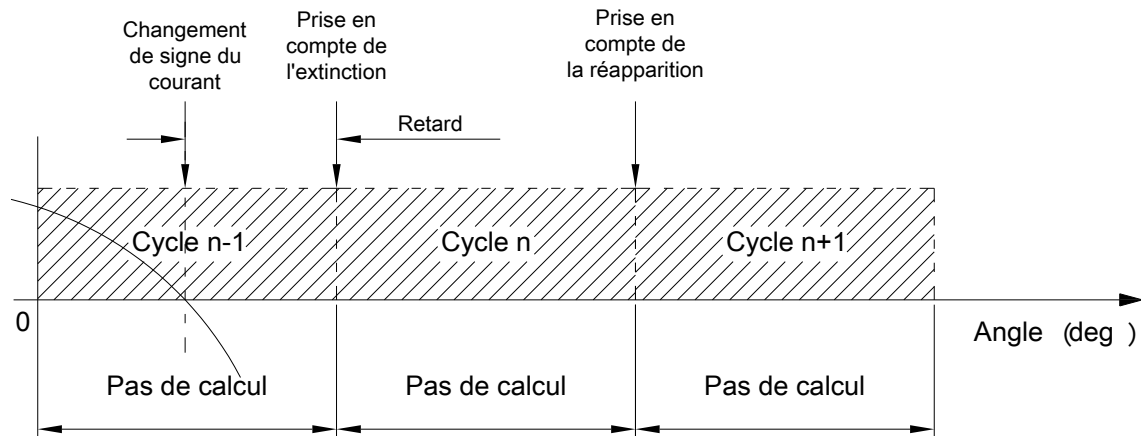


FIGURE 2.9—Enchaînement disparition – apparition d’un courant

On peut remédier à ce problème, en remarquant que les conditions d’extinction et d’apparition des courants sont totalement indépendantes. Il est donc possible de dissocier le traitement des extinctions et celui des apparitions, de telle sorte que les deux puissent être traités successivement au sein du même pas de calcul.

De plus, la commande des thyristors pouvant dépendre des extinctions des courants (commande par rapport au zéro de courant), et l’inverse étant faux, il est préférable de traiter la partie extinction des courants avant la commande, et de terminer par le traitement des apparitions de courants [Fra 88]. En ce qui concerne les actions associées aux places du graphe de fonctionnement, si l’on valide successivement deux transitions au sein du même pas de calcul, seules les actions associées à la dernière place seront effectuées.

Les traitements relatifs aux graphes de commande et de fonctionnement s’enchaînent alors selon le pseudo-code suivant :

```

% Partie extinction du graphe de fonctionnement
Selon PlaceGraphe
Cas 'i'
% Des états triphasés vers les états biphasés
Pour j=1:3
Si is(j) change de signe Alors
PlaceGraphe=Place(i,j);
PlaceAction=Action(i,j);
Fin si
Fin pour
% Des états biphasés vers l'état bloqué
Pour j=1:3
Si is(j) change de signe Alors
PlaceGraphe=Place(i,j);
PlaceAction=Action(i,j);
Fin si
Fin pour
Fin selon
% Traitement de la partie commande (voir code ci-dessus)
% Partie apparition du graphe de fonctionnement
Selon PlaceGraphe
Cas 'i'
% Des états biphasé vers les états triphasés
Pour j=1:6
Si Tension thyristor 'j' >=0 & Commande(j)=1 Alors
PlaceGraphe=Place(i,j);
PlaceAction=Action(i,j);

```

```

Fin si
Fin Pour
% De l'état bloqué vers les tous les autres états
Pour j=1:6 ; k=1:6 avec j<>k
Si Tension thyristor 'j' >=0 & Commande(j)=1 & Commande(k)=1 Alors
PlaceGraphe=Place(i,j);
PlaceAction=Action(i,j);
Fin si
Fin Pour
Fin selon

```

2.3.5 Choix du pas de calcul

Le choix du pas de calcul dépend d'une part, de la tolérance admissible sur l'erreur commise lors de la restitution des instants d'activation des thyristors, ou des instants de passage pas zéro des tensions et du temps de calcul qui doit être relativement acceptable d'autre part.

Un pas de calcul très petit permet de minimiser les retards mais entraîne un temps de calcul trop long, un pas de calcul trop grand réduit le nombre d'itérations et donc un temps de calcul plus court mais avec des retards plus importants. Il faut donc faire un compromis entre la rapidité et la précision que l'on souhaite avoir.

2.3.6 Actions associées aux places du graphe de fonctionnement

Chaque place du graphe de fonctionnement correspond à un mode d'alimentation (triphase, biphasé, sans alimentation). Dans notre algorithme nous allons définir une variable de sortie « S » qui prendra une valeur différente pour chaque mode d'alimentation. La valeur de « S » sera utilisée ensuite pour définir le mode d'alimentation de la charge.

Le pseudo-code peut s'écrire comme suit :

```

Selon PlaceGraphe
Cas 'Triphasé'
S=valeur1;
Cas 'biphasé1&2'
S=valeur2;
Cas 'biphasé2&3'
S=valeur3 ;
Cas 'biphasé1&3'
S=valeur4 ;
Cas 'Déconnecté'
S=valeur5 ;
Fin selon

```

2.3.7 Cycle de calcul

Compte tenu de tous les points mentionnés ci-dessus, nous pouvons représenter l'enchaînement des différents traitements par l'organigramme suivant :

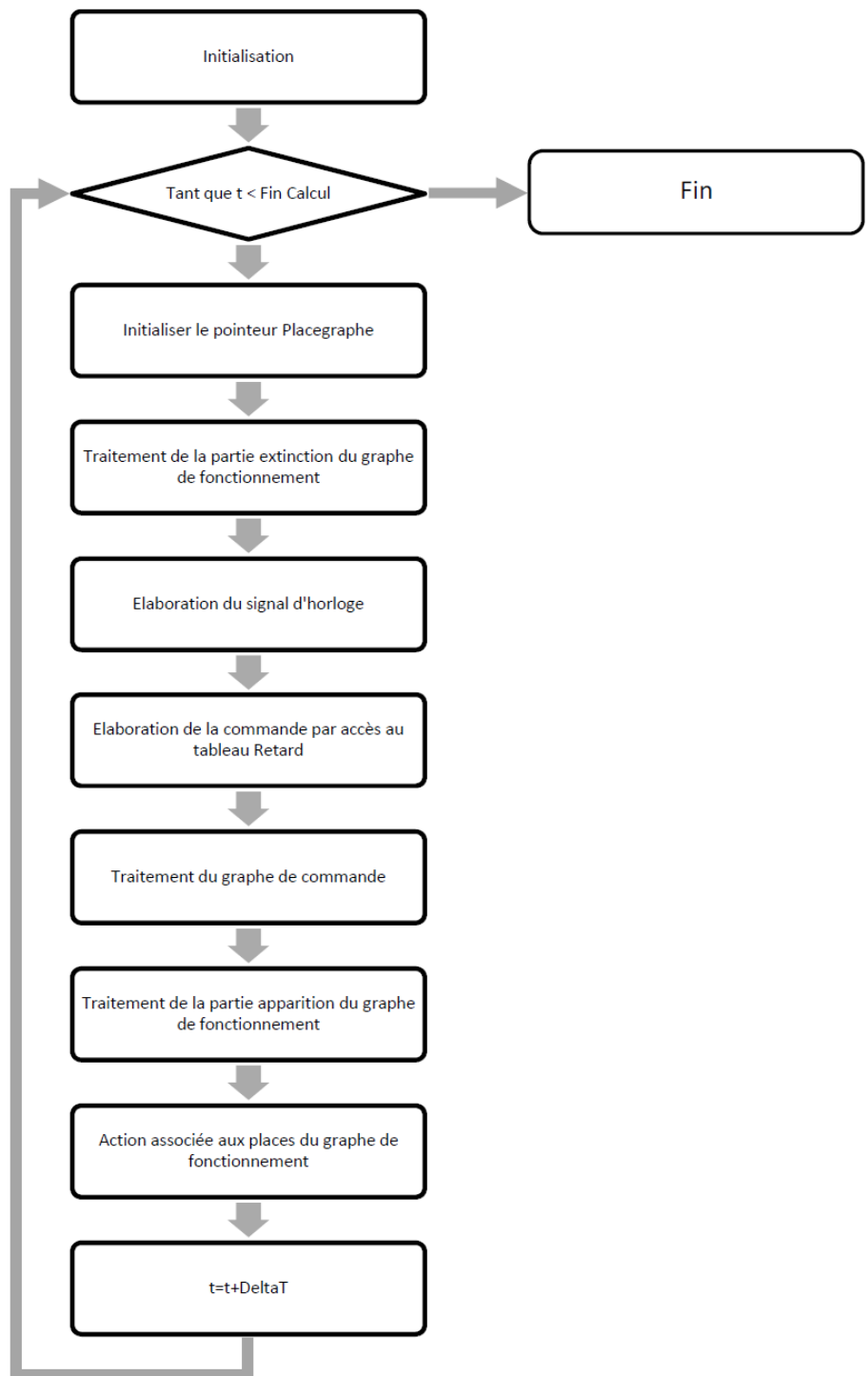


FIGURE 2.10—Organigramme du cycle de calcul

2.4 Implémentation sur calculateur numérique

2.4.1 Choix du langage pour la simulation

Nous avons utilisé une « S-fonction » du logiciel « MATLAB » pour l'implantation du modèle du gradateur, dans laquelle on a programmé les différents blocs de traitement de notre Algorithme de simulation. Nous avons défini un vecteur d'Etat « X » à 34 variables discrètes (Annexe 1), la fonction retourne une seule sortie « S » à partir d'un vecteur d'entrée à 9 éléments à savoir, les trois tensions et courants de charge et les trois tensions d'alimentation. La sortie « S » est utilisée comme entrée d'une deuxième « S-fonction » dans laquelle sont programmées les différentes équations qui régissent le fonctionnement de la charge. Le mode d'alimentation à adopter est déterminé ensuite en fonction de la valeur de la sortie « S ».

2.4.2 Validation du modèle

La validation de notre modèle s'effectue en comparant les résultats de simulation à ceux obtenus expérimentalement. Nous avons réalisé deux essais, le premier débitant sur une charge résistive avec trois résistances identiques couplées en étoile. Le second débitant sur une charge résistive-inductive avec trois impédances R-L couplées en étoile.

Le gradateur est commandé avec un retard à l'amorçage fixe. Les relevés expérimentaux ont été effectués au moyen d'un oscilloscope numérique (HM407-2) et transmis à un PC par l'intermédiaire d'un port série (programme d'acquisition SP107E-V3.02).

Différents angles de retard à l'amorçage des thyristors ont été testés afin de mettre en évidence les trois modes de fonctionnement séquentiels classiques du gradateur communément appelés Mode I, II et III [Seg 91].

a) Débit sur une charge purement résistive $R=156 \Omega$

i. Angle de retard de 30° - Mode I

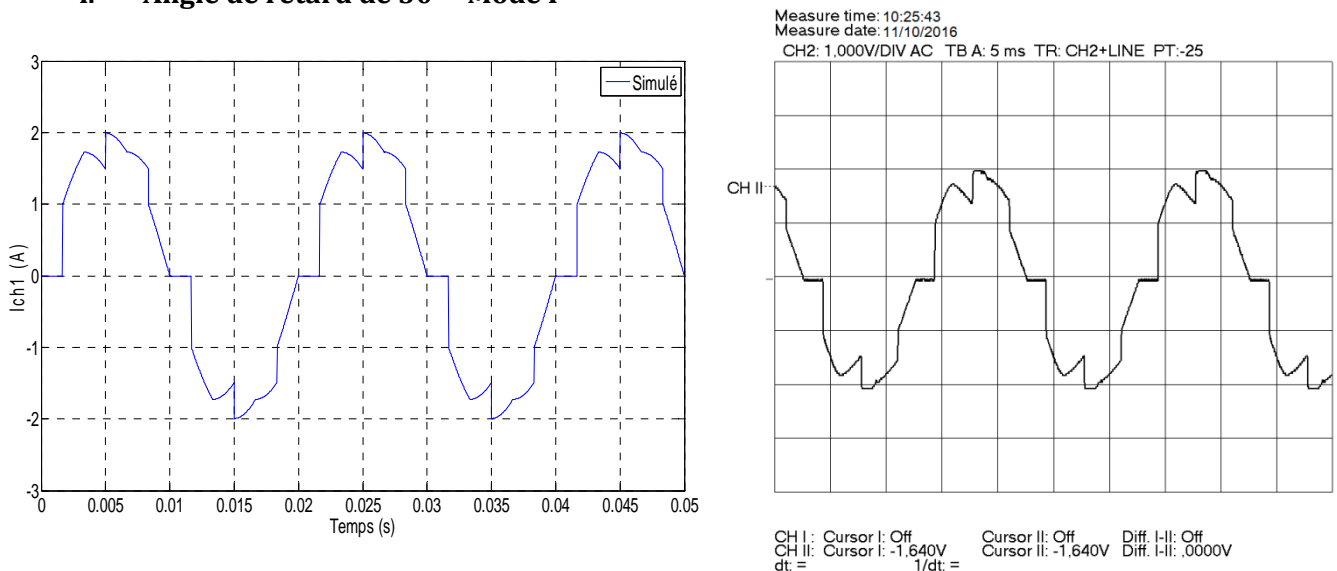


FIGURE 2.11—Courant de charge $\alpha = 30^\circ$

Ce cas correspond au premier mode de fonctionnement du gradateur, ce qui revient à parcourir le graphe de fonctionnement dans le sens horaire en alternant les positions d'alimentation triphasée et biphasée.

ii. Angle de retard de 90° - Mode II

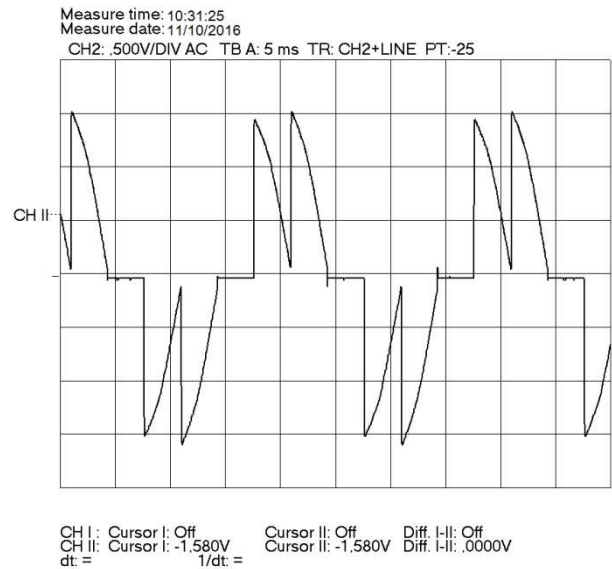
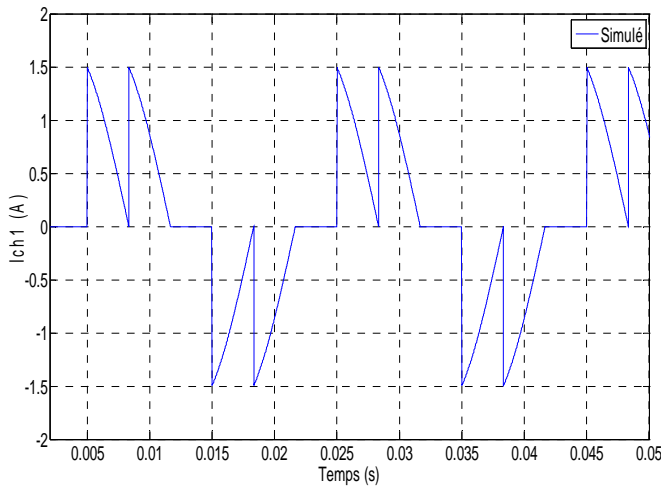


FIGURE 2.12—Courant de charge $\alpha = 90^\circ$

Ce cas correspond au deuxième mode de fonctionnement du gradateur, qui revient toujours à parcourir le graphe de fonctionnement dans le sens horaire mais les positions triphasées ne sont que des étapes transitoires furtives.

iii. Angle de retard de 110° - Mode III

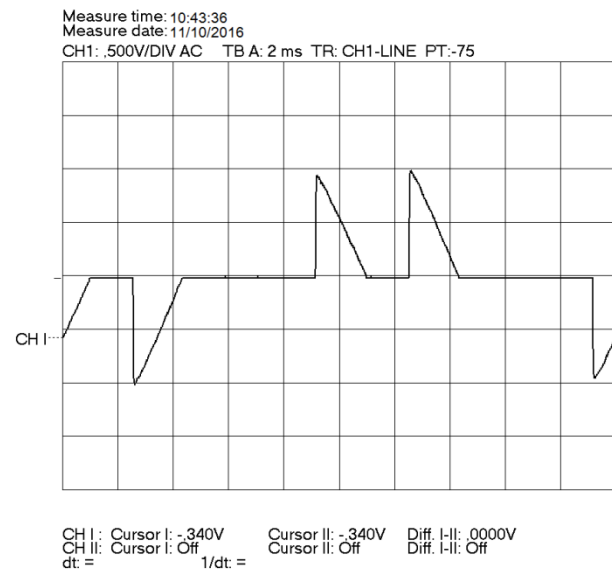
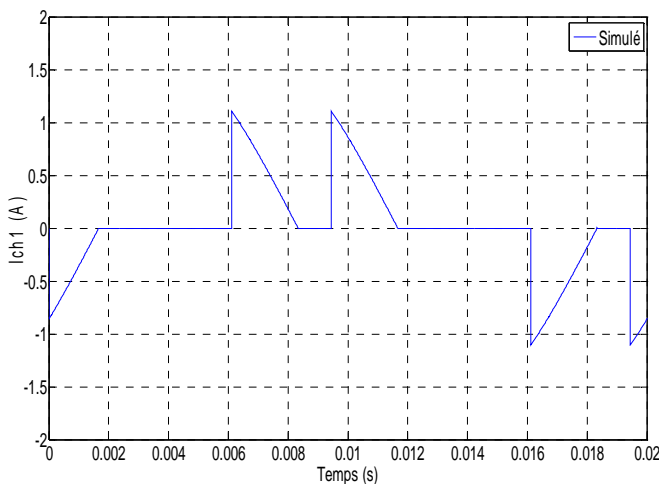


FIGURE 2.13—Courant de charge $\alpha = 110^\circ$

Dans ce cas c'est le troisième mode de fonctionnement du gradateur qui est mis en évidence. Son trajet dans le graphe de fonctionnement consiste à parcourir successivement les états biphasés et l'état bloqué.

b) Débit sur une charge résistive-inductive R=156 Ω - L=0.3 H

Dans ce cas le fonctionnement n'est possible que si l'angle d'amorçage des thyristors α est supérieur à l'argument du récepteur φ . Lorsque α varie de φ à $\frac{5\pi}{6}$, deux modes de fonctionnement se succèdent, l'un caractérisé par la conduction de trois puis deux thyristors, c'est le premier mode, l'autre par la conduction de deux puis zéro thyristors, c'est un troisième mode. Il y a donc disparition du deuxième mode qui correspond à deux thyristors toujours passants. Cette disparition est liée à la propriété de continuité des courants dans un récepteur comportant un élément inductif.

Le passage du premier au troisième mode s'effectue pour une valeur limite α_l de α qui dépend de l'argument du récepteur tel que :

- Premier mode pour $\varphi < \alpha < \alpha_l$: nous avons trois ou deux thyristors conducteurs
- Troisième mode pour $\alpha_l < \alpha < \frac{5\pi}{6}$: nous avons deux ou zéro thyristors conducteurs

Avec : $\alpha_l = \tan^{-1} \left[\frac{-\sqrt{3}}{2*\beta-1} \right] + \varphi$

$\beta = \frac{1-2*e^{-\frac{\pi}{3*Q}}}{2-e^{-\frac{\pi}{3*Q}}}$; $Q = \tan \varphi$

Pour notre expérimentation nous avons :

$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{0.3*2*\pi*50}{156} = 0.604 \Rightarrow \varphi = 31.138^\circ$

$\alpha_l = 111.609^\circ$

i. Angle de retard de 75° - Mode I

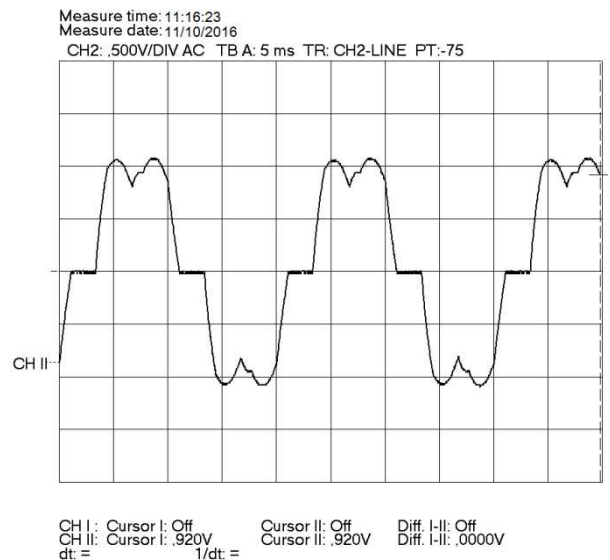
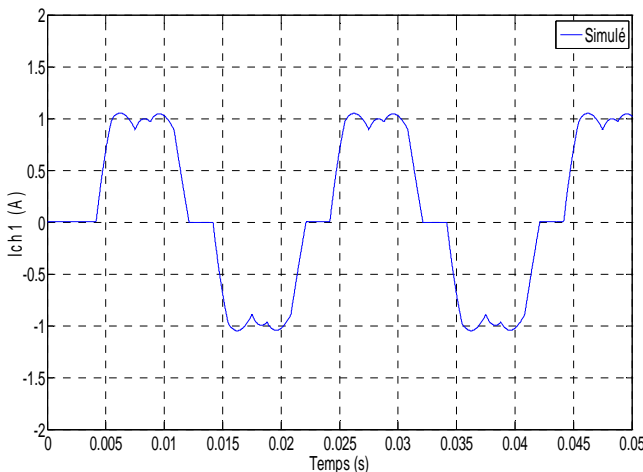


FIGURE 2.14—Courant de charge $\alpha = 75^\circ$

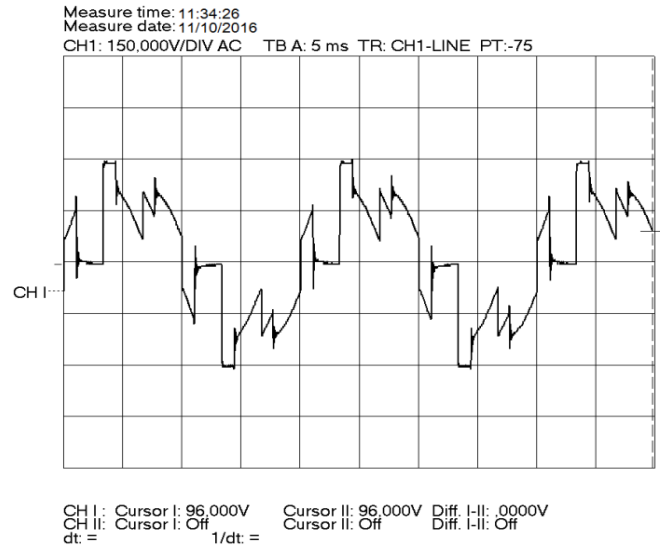
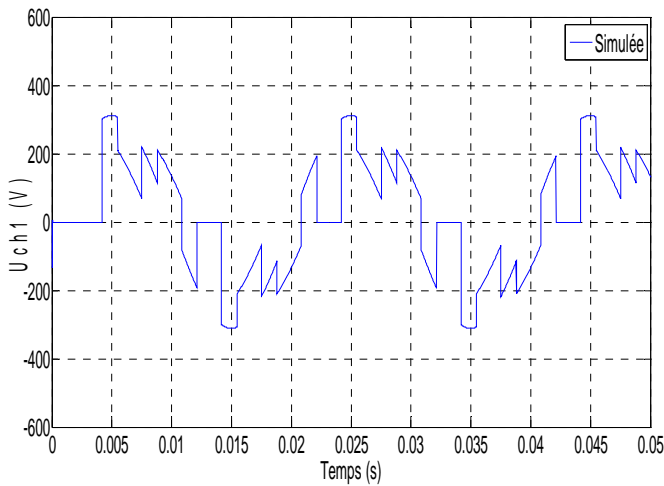


FIGURE 2.15—Tension de charge $\alpha = 75^\circ$

ii. Angle de retard de 120° - Mode III

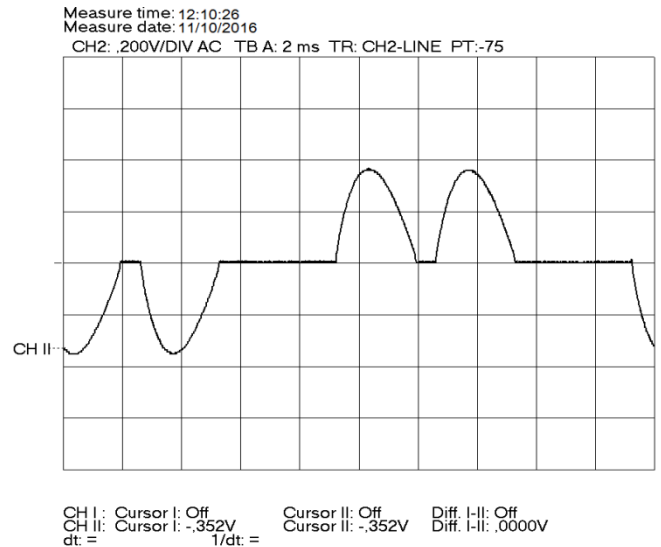
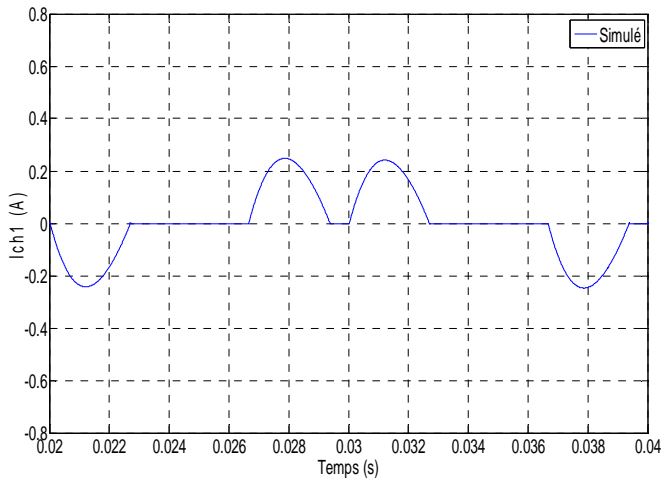


FIGURE 2.16—Courant de charge $\alpha = 120^\circ$

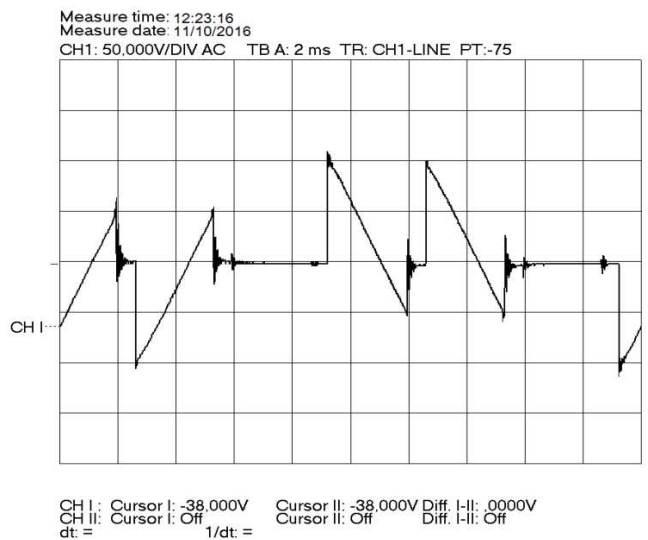
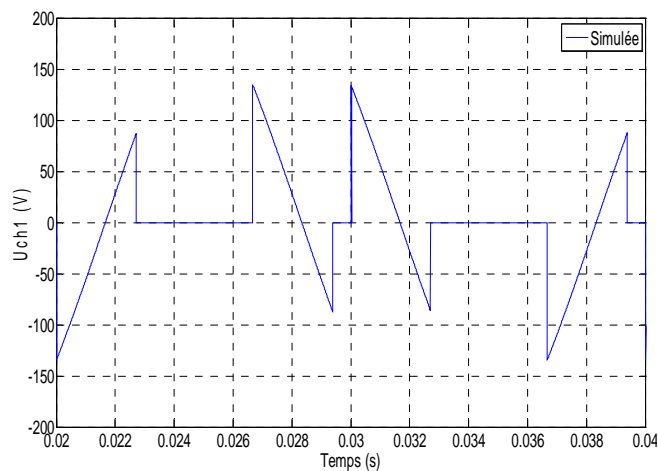


FIGURE 2.17—Tension de charge $\alpha = 120^\circ$

2.5 Conclusion

La démarche adoptée consistant à établir un graphe de fonctionnement pour le convertisseur statique, nous a permis de définir ses états de fonctionnement et les transitions possibles entre états et c'est sur cette base que nous avons pu élaborer un algorithme qui décrit fidèlement l'évolution du système réel, en restituant le plus précisément possible les instants d'apparition et de disparition des courants dans la charge.

Les essais effectués au laboratoire nous ont permis de valider notre modèle théorique du gradateur, en comparant les résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement.

CHAPITRE 3 Modélisation du Moteur asynchrone en régime transitoire

3.1 Introduction

Les régimes transitoires sont provoqués par de multiples variations dans l'alimentation ou dans les caractéristiques de construction du moteur, il existe donc plusieurs causes de régime transitoire, le démarrage et le freinage sont les exemples les plus fréquemment rencontrés. Ils affectent les grandeurs électriques comme le courant au démarrage, mais aussi les grandeurs mécaniques comme les oscillations de couple, qui sont toujours gênantes particulièrement dans les arbres de transmissions et leurs organes annexe. On mesure donc toute l'importance que l'on doit accorder à ces régimes.

L'analyse d'un régime transitoire n'est jamais simple, même lorsque l'on fait des hypothèses simplificatrices, après la mise en équation des phénomènes physiques, la résolution reste souvent compliquée. En effet, on aboutit à un système d'équations différentielles d'ordre six à coefficients variables peu utilisable sous cette forme. On cherche alors à simplifier le problème pour se ramener à un système d'ordre inférieur à coefficients constants. La technique la plus employée est la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements triphasés réels par des enroulements diphasés fictifs.

Mais dans le cas d'une alimentation par gradateur, il est plus commode de garder une structure triphasée au stator pour la gestion du graphe de fonctionnement du convertisseur statique. Nous allons donc utiliser le modèle proposé par M.Hautier qui consiste à appliquer la transformation de Park au rotor uniquement.

Une fois le modèle obtenu, nous allons utiliser la représentation d'état pour simuler le fonctionnement de la machine.

Une modélisation du moteur en régime permanent nous permettra d'identifier ses paramètres et ceux du modèle mathématique nécessaires pour la simulation.

3.2 Hypothèses

- Le moteur triphasé est de construction symétrique
- La force magnétomotrice d'entrefer est à répartition sinusoïdale
- L'entrefer est constant
- On néglige la saturation
- On néglige les courants de Foucault et les pertes par hystérésis
- On néglige l'effet de peau sur les conducteurs
- On néglige l'influence de la température sur les résistances

L'angle électrique $p\theta$ entre une phase du stator et une phase du rotor du même rang est donné par :

$$p\theta = \omega_r t \quad (3.1)$$

Puisque le moteur est supposé de construction symétrique, les inductances mutuelles entre les trois phases au stator et au rotor sont égales. On posera :

$$M_s = M_{sij}$$

$$M_r = M_{rij}$$

Puisque l'induction magnétique est supposée à répartition sinusoïdale, l'inductance mutuelle entre la phase 1 du stator et la phase 1 du rotor décalé d'un angle θ dans le sens trigonométrique est donnée par:

$$m_{11} = M \cos(p\theta)$$

Au stator, l'axe d'une phase i est en avance par rapport à la l'axe de la phase 1 de $(i - 1) \frac{2\pi}{3p}$

De même, au rotor, l'axe d'une phase j est en avance par rapport à la l'axe de la phase 1 de $(j - 1) \frac{2\pi}{3p}$

Donc, l'écart angulaire entre l'axe d'une phase quelconque j au rotor et l'axe d'une phase quelconque i au stator sera donné par:

$$\theta + (j - 1) \frac{2\pi}{3p} - (i - 1) \frac{2\pi}{3p}$$

Donc, l'inductance mutuelle entre une phase quelconque au rotor j et une phase quelconque i au stator sera donnée par :

$$m_{ij} = M \cos \left(p\theta + (j - 1) \frac{2\pi}{3} - (i - 1) \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.2)$$

Pour une machine bipolaire :

$$m_{ij} = M \cos \left(\theta + (j - 1) \frac{2\pi}{3} - (i - 1) \frac{2\pi}{3} \right)$$

On définit enfin les inductances cycliques au stator, au rotor et entre stator et rotor comme suit:

$$\text{Au stator: } \mathcal{L}_s = L_s - M_s$$

$$\text{Au rotor: } \mathcal{L}_r = L_r - M_r$$

$$\text{Entre stator et rotor : } \mathcal{M} = \frac{3}{2} M$$

Le mot cyclique signifie que l'on prend en compte la contribution des trois phases.

3.3 Equations électriques

3.3.1 Au stator

$$\begin{cases} v_{s1} = R_s i_{s1} + \frac{d\varphi_{s1}}{dt} \\ v_{s2} = R_s i_{s2} + \frac{d\varphi_{s2}}{dt} \\ v_{s3} = R_s i_{s3} + \frac{d\varphi_{s3}}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.3.2 Au rotor

Compte tenue de la symétrie de la machine et du rotor qui est en court-circuit on aura :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{r1} + \frac{d\varphi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r2} + \frac{d\varphi_{r2}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r3} + \frac{d\varphi_{r3}}{dt} \end{cases} \quad (3.5)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.4 Equations magnétiques

3.4.1 Au stator

$$\begin{cases} \varphi_{s1} = L_s i_{s1} + M_s i_{s2} + M_s i_{s3} + m_{11} i_{r1} + m_{12} i_{r2} + m_{13} i_{r3} \\ \varphi_{s2} = M_s i_{s1} + L_s i_{s2} + M_s i_{s3} + m_{21} i_{r1} + m_{22} i_{r2} + m_{23} i_{r3} \\ \varphi_{s3} = M_s i_{s1} + M_s i_{s2} + L_s i_{s3} + m_{31} i_{r1} + m_{32} i_{r2} + m_{33} i_{r3} \end{cases} \quad (3.7)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}}_{[m]} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

En développant la matrice des mutuelles inductances m et Compte tenue de (3.2) la matrice s'écrit :

$$[m] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.4.2 Au rotor

$$\begin{cases} \varphi_{r1} = L_r i_{r1} + M_r i_{r2} + M_r i_{r3} + m_{11} i_{s1} + m_{21} i_{s2} + m_{31} i_{s3} \\ \varphi_{r2} = M_r i_{r1} + L_r i_{r2} + M_r i_{r3} + m_{12} i_{s1} + m_{22} i_{s2} + m_{32} i_{s3} \\ \varphi_{r3} = M_r i_{r1} + M_r i_{r2} + L_r i_{r3} + m_{13} i_{s1} + m_{23} i_{s2} + m_{33} i_{s3} \end{cases} \quad (3.10)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix}}_{[m]^t} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$[m]^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

La matrice inductance $[m]$ est fonction de l'angle θ et donc du temps, nous avons donc à résoudre un système d'équations différentielles à coefficients variables ce qui entraîne des complications majeures notamment lors de l'inversion de la matrice $[m]$.

3.5 Transformation de Park modifiée

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants on utilise la transformation de Park. Habituellement on remplace les enroulements statoriques et rotoriques par des enroulements orthogonaux équivalents $d, q, 0$ (fig. 3.1). Mais dans notre cas de figure, il est néanmoins intéressant de conserver une structure triphasée au stator, afin d'accéder directement aux grandeurs statoriques nécessaires à la gestion du graphe de fonctionnement du gradateur. Nous allons donc appliquer la transformation de Park au rotor uniquement, ce qui nous donnera un modèle hybride du moteur en régime transitoire [Car 95, Hau 93].

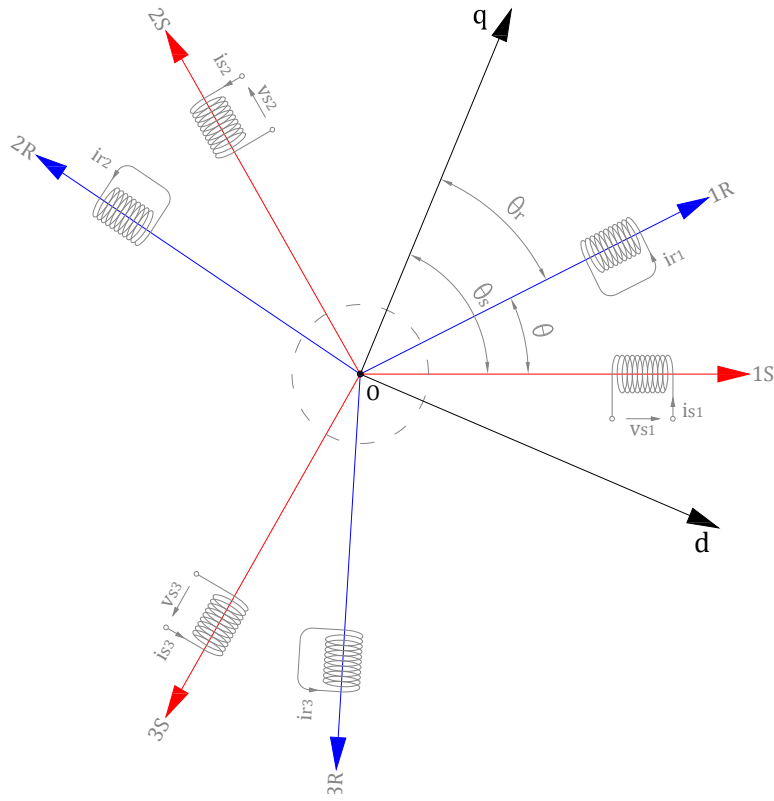


FIGURE 3.1—Machine asynchrone - Représentation dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation

On définit la matrice de Park $P(\theta)$ et sa matrice inverse $P(\theta)^{-1}$ comme suit :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} ; P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Pour que la puissance soit conservée en passant du système réel triphasé (1,2,3) au système fictif (d,q,0), il faut que la matrice $P(\theta)$ soit orthonormée. Pour cela, on utilisera la matrice de transformation modifiée [Bar 87] et en faisant intervenir l'angle θ_r dans la matrice pour les grandeurs du rotor, les matrices deviennent :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} ; P(\theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

La transformation de Park pour les courants, tensions et flux se présente comme suit :

3.5.1 Les courants

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \\ i_{pr} \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(\theta_r)} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ i_r \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \underbrace{\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}}_{i_r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(\theta_r)^{-1}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix}}_{i_{pr}} \quad (3.15)$$

Avec :

$[i_{pr}]$: Composantes de Park (d, q, 0) des courants au rotor

$[i_r]$: Composantes réelles (1, 2, 3) des courants au rotor

3.5.2 Les tensions

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{0r} \end{bmatrix}}_{v_{pr}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(\theta_r)} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix}}_{v_r}$$

$$\Rightarrow \underbrace{\begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix}}_{v_r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(\theta_r)^{-1}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{0r} \end{bmatrix}}_{v_{pr}} \quad (3.16)$$

Avec :

$[v_{pr}]$: Composantes de Park (d, q, 0) des tensions au rotor

$[v_r]$: Composantes réelles (1, 2, 3) des tensions au rotor

3.5.3 Les flux

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{bmatrix}}_{\varphi_{pr}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(\theta_r)} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix}}_{\varphi_r}$$

$$\Rightarrow \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix}}_{\varphi_r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}}_{P(\theta_r)^{-1}} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{bmatrix}}_{\varphi_{pr}} \quad (3.17)$$

Avec :

$[\varphi_{pr}]$: Composantes de Park (d, q, 0) des flux au rotor

$[\varphi_r]$: Composantes réelles (1, 2, 3) des flux au rotor

3.5.4 Choix du référentiel

Dans le but de réduire le nombre de grandeurs à connaître pour simuler le fonctionnement de la machine, on choisira un référentiel lié au stator d'une manière, à éliminer le couplage dû à la pulsation statorique w_s ou au glissement g dans les équations électriques. Dans ces conditions on aura :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

D'autre part nous avons

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

Si on positionne le référentiel d'une manière à avoir $\theta_s = 0$ alors : $\theta = -\theta_r$

3.6 Equations magnétiques dans les axes d et q

3.6.1 Au stator

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}}_{\mathcal{L}_{ss}} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}}_{[m]} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}$$

Sous une forme plus condensée

$$[\varphi_s] = [\mathcal{L}_{ss}][i_s] + [m][i_r] = [\mathcal{L}_{ss}][i_s] + [m][P(\theta_r)^{-1}][i_{pr}]$$

$$[m][P(\theta_r)^{-1}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} * \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Sachant que $\theta = -\theta_r$

$$[m][P(\theta_r)^{-1}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} * \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$[m][P(\theta_r)^{-1}] = M \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{4} & \frac{3\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{3}{4} & -\frac{3\sqrt{3}}{4} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 & 0 \\ -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 & 0 \\ -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} \varphi_{s1} = L_s i_{s1} + M_s i_{s2} + M_s i_{s3} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dr} \\ \varphi_{s2} = M_s i_{s1} + L_s i_{s2} + M_s i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \\ \varphi_{s3} = M_s i_{s1} + M_s i_{s2} + L_s i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varphi_{s1} = L_s i_{s1} + M_s (i_{s2} + i_{s3}) + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dr} \\ \varphi_{s2} = L_s i_{s2} + M_s (i_{s1} + i_{s3}) - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \\ \varphi_{s3} = L_s i_{s3} + M_s (i_{s1} + i_{s2}) - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \varphi_{s1} = L_s i_{s1} - M_s i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dr} \\ \varphi_{s2} = L_s i_{s2} - M_s i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \\ \varphi_{s3} = L_s i_{s3} - M_s i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varphi_{s1} = (L_s - M_s) i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dr} \\ \varphi_{s2} = (L_s - M_s) i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \\ \varphi_{s3} = (L_s - M_s) i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \end{cases}$$

$$\varphi_{s1} = \mathcal{L}_s i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dr} \quad (3.19)$$

$$\varphi_{s2} = \mathcal{L}_s i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \quad (3.20)$$

$$\varphi_{s3} = \mathcal{L}_s i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \quad (3.21)$$

3.6.2 Au rotor

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}}_{\mathcal{L}_{rr}} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix}}_{[m]^t} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$$

Sous une forme plus condensée

$$[\varphi_r] = [\mathcal{L}_{rr}][i_r] + [m]^t[i_s] \Leftrightarrow [P(\theta_r)^{-1}][\varphi_{pr}] = [\mathcal{L}_{rr}][P(\theta_r)^{-1}][i_{pr}] + [m]^t[i_s]$$

Multipliant à gauche par $[P(\theta_r)]$

$$[\varphi_{pr}] = [P(\theta_r)][\mathcal{L}_{rr}][P(\theta_r)^{-1}][i_{pr}] + [P(\theta_r)][m]^t[i_s]$$

$$[P(\theta_r)][\mathcal{L}_{rr}][P(\theta_r)^{-1}] = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{L}_r \end{bmatrix}$$

$$([P(\theta_r)][m]^t)^t = ([m]^t)^t[P(\theta_r)]^t = [m][P(\theta_r)]^{-1} \Rightarrow [P(\theta_r)][m]^t = ([m][P(\theta_r)]^{-1})^t$$

$$[P(\theta_r)][m]^t = \begin{bmatrix} \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Si on suppose un couplage en étoile sans neutre les composantes homopolaires n'interviendront pas, le système devient :

$$\varphi_{dr} = \mathcal{L}_r i_{dr} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s1} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{s3} \quad (3.23)$$

$$\varphi_{qr} = \mathcal{L}_r i_{qr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{s3} \quad (3.24)$$

3.7 Equations électriques dans les axes d et q

3.7.1 Au stator

Compte tenue des équations (3.4), (3.19), (3.20) et (3.21), on écrit :

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + \mathcal{L}_s \frac{d}{dt} i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d}{dt} i_{dr} \quad (3.25)$$

$$v_{s2} = R_s i_{s2} + \mathcal{L}_s \frac{di_{s2}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{qr}}{dt} \quad (3.26)$$

$$v_{s3} = R_s i_{s3} + \mathcal{L}_s \frac{di_{s3}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{qr}}{dt} \quad (3.27)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathcal{L}_s P & 0 & 0 & \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P & 0 \\ 0 & R_s + \mathcal{L}_s P & 0 & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P \\ 0 & 0 & R_s + \mathcal{L}_s P & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

3.7.2 Au rotor

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix}$$

Sous une forme plus condensée :

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r]$$

Avec :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix}$$

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \Leftrightarrow 0 = [R_r][P(\theta_r)^{-1}][i_{pr}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_r)^{-1}][\varphi_{pr}] \}$$

$$\Rightarrow 0 = [R_r][P(\theta_r)^{-1}][i_{pr}] + \frac{d[P(\theta_r)^{-1}]}{dt} [\varphi_{pr}] + [P(\theta_r)^{-1}] \frac{d[\varphi_{pr}]}{dt}$$

$$\Rightarrow 0 = [R_r][P(\theta_r)^{-1}][i_{pr}] + \frac{d[P(\theta_r)^{-1}]}{d\theta_r} \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) [\varphi_{pr}] + [P(\theta_r)^{-1}] \frac{d[\varphi_{pr}]}{dt}$$

Multipliant à gauche par $[P(\theta_r)]$

$$\Rightarrow [0] = [R_r][i_{pr}] + [P(\theta_r)] \frac{d[P(\theta_r)^{-1}]}{d\theta_r} \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) [\varphi_{pr}] + \frac{d[\varphi_{pr}]}{dt}$$

Sachant que :

$$[P(\theta_r)] \frac{d[P(\theta_r)^{-1}]}{d\theta_r} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix}$$

En supposant les composantes homopolaires nulles, on trouve :

$$0 = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} + R_r i_{dr} \quad (3.29)$$

$$0 = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} + R_r i_{qr} \quad (3.30)$$

Compte tenue de (3.23) et (3.24) on écrit :

$$0 = \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{di_{s1}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{s2}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{d\theta_r}{dt} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{s3}}{dt} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{d\theta_r}{dt} i_{s3} + \mathcal{L}_r \frac{di_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - \mathcal{L}_r \frac{d\theta_r}{dt} i_{qr}$$

$$0 = \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_r}{dt} i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{s2}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{d\theta_r}{dt} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{s3}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{d\theta_r}{dt} i_{s3} + \mathcal{L}_r \frac{d\theta_r}{dt} i_{dr} + \mathcal{L}_r \frac{di_{qr}}{dt} + R_r i_{qr}$$

Sachant que :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -w_r$$

Le système d'équations devient :

$$0 = \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{di_{s1}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{s2}}{dt} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{s3}}{dt} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r i_{s3} + \mathcal{L}_r \frac{di_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} + \mathcal{L}_r w_r i_{qr} \quad (3.31)$$

$$0 = -\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} w_r i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{s2}}{dt} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{s3}}{dt} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r i_{s3} - \mathcal{L}_r w_r i_{dr} + \mathcal{L}_r \frac{di_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} \quad (3.32)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r & \mathcal{L}_r P + R_r & \mathcal{L}_r w_r \\ -\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} w_r & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r & -\mathcal{L}_r w_r & \mathcal{L}_r P + R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

En regroupant les systèmes matriciels (3.28) et (3.33), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathcal{L}_s P & 0 & 0 & \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P & 0 \\ 0 & R_s + \mathcal{L}_s P & 0 & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P \\ 0 & 0 & R_s + \mathcal{L}_s P & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P \\ \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} P - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r & \mathcal{L}_r P + R_r & \mathcal{L}_r w_r \\ -\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} w_r & \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r & -\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} P + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r & -\mathcal{L}_r w_r & \mathcal{L}_r P + R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Le système matriciel (3.34) peut être simplifié en remplaçant i_{s3} par $(-i_{s1} - i_{s2})$ et en introduisant les tensions composées, par la soustraction de la deuxième ligne et de la troisième à partir de la première.

En posant $i_{dr} = \frac{M}{L_r} i'_{dr}$; $i_{qr} = \frac{M}{L_r} i'_{qr}$; $T_s = \frac{L_s}{R_s}$; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ il vient :

$$\begin{aligned}
u_{21} &= v_{s1} - v_{s2} = \left[(R_s + L_s P) i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P i_{dr} \right] - \left[(R_s + L_s P) i_{s2} - \frac{M}{\sqrt{6}} P i_{dr} + \frac{M}{\sqrt{2}} P i_{qr} \right] \\
\Rightarrow u_{21} &= (R_s + L_s P) i_{s1} - (R_s + L_s P) i_{s2} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{3}{2}} P i_{dr} - \frac{M}{\sqrt{2}} P i_{qr} \\
\Rightarrow u_{21} &= L_s \left(\frac{R_s}{L_s} + P \right) i_{s1} - L_s \left(\frac{R_s}{L_s} + P \right) i_{s2} + \frac{M^2}{L_r} \sqrt{\frac{3}{2}} P i'_{dr} - \frac{M^2}{\sqrt{2} L_r} P i'_{qr} \\
\Rightarrow u_{21} &= L_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) i_{s1} - L_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) i_{s2} + L_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P i'_{dr} - L_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P i'_{qr} \tag{3.35}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{31} &= v_{s1} - v_{s3} = \left[(R_s + L_s P) i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P i_{dr} \right] - \left[(R_s + L_s P) i_{s3} - \frac{M}{\sqrt{6}} P i_{dr} - \frac{M}{\sqrt{2}} P i_{qr} \right] \\
\Rightarrow u_{31} &= \left[(R_s + L_s P) i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P i_{dr} \right] - \left[(R_s + L_s P) (-i_{s1} - i_{s2}) - \frac{M}{\sqrt{6}} P i_{dr} - \frac{M}{\sqrt{2}} P i_{qr} \right] \\
\Rightarrow u_{31} &= 2(R_s + L_s P) i_{s1} + (R_s + L_s P) i_{s2} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{3}{2}} P i_{dr} + \frac{M}{\sqrt{2}} P i_{qr} \\
\Rightarrow u_{31} &= 2L_s \left(\frac{R_s}{L_s} + P \right) i_{s1} + L_s \left(\frac{R_s}{L_s} + P \right) i_{s2} + \frac{M^2}{L_r} \sqrt{\frac{3}{2}} P i'_{dr} + \frac{M^2}{\sqrt{2} L_r} P i'_{qr} \\
\Rightarrow u_{31} &= 2L_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) i_{s1} + L_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) i_{s2} + L_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P i'_{dr} + L_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P i'_{qr} \tag{3.36}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0 &= \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P i_{s1} + \left(-\frac{M}{\sqrt{6}} P + \frac{M}{\sqrt{2}} w_r \right) i_{s2} + \left(-\frac{M}{\sqrt{6}} P - \frac{M}{\sqrt{2}} w_r \right) i_{s3} + (L_r P + R_r) i_{dr} + L_r w_r i_{qr} \\
\Rightarrow 0 &= \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} P i_{s1} + \left(-\frac{M}{\sqrt{6}} P + \frac{M}{\sqrt{2}} w_r \right) i_{s2} + \left(-\frac{M}{\sqrt{6}} P - \frac{M}{\sqrt{2}} w_r \right) (-i_{s1} - i_{s2}) + (L_r P + R_r) i_{dr} + L_r w_r i_{qr} \\
\Rightarrow 0 &= \left(\mathcal{M} \sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{M}{\sqrt{2}} w_r \right) i_{s1} + \sqrt{2} \mathcal{M} w_r i_{s2} + (L_r P + R_r) i_{dr} + L_r w_r i_{qr} \\
\Rightarrow 0 &= \left(\mathcal{M} \sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{M}{\sqrt{2}} w_r \right) i_{s1} + \sqrt{2} \mathcal{M} w_r i_{s2} + \left(\mathcal{M} P + \mathcal{M} \frac{R_r}{L_r} \right) i'_{dr} + \mathcal{M} w_r i'_{qr} \\
\Rightarrow 0 &= \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) i_{s1} + \sqrt{2} w_r i_{s2} + \left(P + \frac{1}{T_r} \right) i'_{dr} + w_r i'_{qr} \tag{3.37}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0 &= -\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} w_r i_{s1} + \left(\frac{M}{\sqrt{2}} P + \frac{M}{\sqrt{6}} w_r \right) i_{s2} + \left(-\frac{M}{\sqrt{2}} P + \frac{M}{\sqrt{6}} w_r \right) i_{s3} - L_r w_r i_{dr} + (L_r P + R_r) i_{qr} \\
\Rightarrow 0 &= -\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} w_r i_{s1} + \left(\frac{M}{\sqrt{2}} P + \frac{M}{\sqrt{6}} w_r \right) i_{s2} + \left(-\frac{M}{\sqrt{2}} P + \frac{M}{\sqrt{6}} w_r \right) (-i_{s1} - i_{s2}) - L_r w_r i_{dr} + (L_r P + R_r) i_{qr} \\
\Rightarrow 0 &= \left(\frac{M}{\sqrt{2}} P - \mathcal{M} \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) i_{s1} + \sqrt{2} \mathcal{M} P i_{s2} - L_r w_r i_{dr} + (L_r P + R_r) i_{qr}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow 0 &= \left(\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}}P - \mathcal{M}\sqrt{\frac{3}{2}}w_r \right) i_{s1} + \sqrt{2}\mathcal{M}P i_{s2} - \mathcal{M}w_r i'_{dr} + \left(\mathcal{M}P + \mathcal{M}\frac{R_r}{L_r} \right) i'_{qr} \\ \Rightarrow 0 &= \left(\frac{1}{\sqrt{2}}P - \sqrt{\frac{3}{2}}w_r \right) i_{s1} + \sqrt{2}P i_{s2} - w_r i'_{dr} + \left(P + \frac{1}{T_r} \right) i'_{qr} \end{aligned} \quad (3.38)$$

On obtient ainsi le système (3.39) régissant le comportement du moteur asynchrone, alimenté par un système de tensions triphasé.

$$\begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & -\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s(1-\sigma)\sqrt{\frac{3}{2}}P & -\mathcal{L}_s(1-\sigma)\frac{1}{\sqrt{2}}P \\ 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s(1-\sigma)\sqrt{\frac{3}{2}}P & \mathcal{L}_s(1-\sigma)\frac{1}{\sqrt{2}}P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}}P + \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \sqrt{2}w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(\frac{1}{\sqrt{2}}P - \sqrt{\frac{3}{2}}w_r \right) & \sqrt{2}P & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

3.8 Expression de la puissance dans les axes d et q

La puissance électrique totale absorbée par le moteur s'exprime par :

$$p_s = v_{s1}i_{s1} + v_{s2}i_{s2} + v_{s3}i_{s3} + v_{r1}i_{r1} + v_{r2}i_{r2} + v_{r3}i_{r3}$$

Sous forme matricielle :

$$p_s = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad i_{s3}] \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} + [i_{r1} \quad i_{r2} \quad i_{r3}] \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix}$$

Sous une forme plus condensée :

$$p_s = [i_s]^t [v_s] + [i_r]^t [v_r]$$

$$\Leftrightarrow p_s = [i_s]^t [v_s] + \{ [P(\theta_r)^{-1}] [i_{pr}] \}^t [P(\theta_r)^{-1}] [v_{pr}]$$

$$\Rightarrow p_s = [i_s]^t [v_s] + [i_{pr}]^t \{ [P(\theta_r)^{-1}]^t [P(\theta_r)^{-1}] \} [v_{pr}]$$

$$[P(\theta_r)^{-1}]^t [P(\theta_r)^{-1}] = [P(\theta_r)] [P(\theta_r)^{-1}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$p_s = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad i_{s3}] \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} + [i_{dr} \quad i_{qr} \quad i_{0r}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{0r} \end{bmatrix}$$

En supposant les composantes homopolaires nulles et compte tenue de (3.34), il vient :

$$\begin{aligned} p_s &= v_{s1}i_{s1} + v_{s2}i_{s2} + v_{s3}i_{s3} + v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr} = \left(R_s i_{s1}^2 + \mathcal{L}_s \frac{di_{s1}}{dt} i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{di_{dr}}{dt} i_{s1} \right) + \\ &\left(R_s i_{s2}^2 + \mathcal{L}_s \frac{di_{s2}}{dt} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{dr}}{dt} i_{s2} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{qr}}{dt} i_{s2} \right) + \left(R_s i_{s3}^2 + \mathcal{L}_s \frac{di_{s3}}{dt} i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{dr}}{dt} i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{qr}}{dt} i_{s3} \right) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left(\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{di_{s1}}{dt} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{s2}}{dt} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r i_{s2} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} \frac{di_{s3}}{dt} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} w_r i_{s3} i_{dr} + \mathcal{L}_r \frac{di_{dr}}{dt} i_{dr} + R_r i_{dr}^2 + \mathcal{L}_r w_r i_{qr} i_{dr} \right) + \\
& \left(-\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} w_r i_{s1} i_{qr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{s2}}{dt} i_{qr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r i_{s2} i_{qr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \frac{di_{s3}}{dt} i_{qr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} w_r i_{s3} i_{qr} - \mathcal{L}_r w_r i_{dr} i_{qr} + \mathcal{L}_r \frac{di_{qr}}{dt} i_{qr} + R_r i_{qr}^2 \right) \\
\Rightarrow p_s = & \left\{ \left(\mathcal{L}_s i_{s1} + \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dr} \right) \frac{di_{s1}}{dt} + \left(\mathcal{L}_s i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \right) \frac{di_{s2}}{dt} + \left(\mathcal{L}_s i_{s3} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{dr} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{qr} \right) \left(\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{6}} i_{s3} + \right. \right. \\
& \left. \left. - \mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s1} + \mathcal{L}_r i_{dr} \right) \frac{di_{dr}}{dt} + \left(\frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} i_{s3} + \mathcal{L}_r i_{qr} \right) \frac{di_{qr}}{dt} \right\} \\
& + \left\{ \left[-\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{qr} i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s3} \right] w_r \right\} \\
& + \{ R_s i_{s1}^2 + R_s i_{s2}^2 + R_s i_{s3}^2 + R_r i_{dr}^2 + R_r i_{qr}^2 \} \tag{3.40}
\end{aligned}$$

La puissance électrique est composée de trois termes :

- i. Le premier terme correspond à l'énergie magnétique emmagasinée par unité de temps
- ii. Le deuxième terme correspond à la puissance électrique transformée en puissance mécanique
- iii. Le troisième terme correspond aux pertes Joule

3.9 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique correspond au rapport de la puissance électrique transformée en puissance mécanique sur la vitesse de rotation.

$$C_{em} = \frac{\left[-\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{qr} i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s3} \right] w_r}{\Omega_r} = \frac{\left[-\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{qr} i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s3} \right] w_r}{\frac{1}{p} w_r}$$

$$C_{em} = p \left[-\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{qr} i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s3} \right] \tag{3.41}$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$\begin{aligned}
C_{em} &= p \left[-\mathcal{M} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{qr} i_{s1} + \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) i_{s2} - \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{2}} \left(i_{dr} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{qr} \right) (-i_{s1} - i_{s2}) \right] \\
&= p \frac{\mathcal{M}^2}{\mathcal{L}_r} \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} + \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \right] \\
\Rightarrow C_{em} &= p \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} + \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \right] \tag{3.42}
\end{aligned}$$

3.10 Equation de la dynamique du moteur

Le principe fondamental de la dynamique appliqué au moteur donne :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \tag{3.43}$$

3.11 Représentation par variables d'Etat

Pour simuler le fonctionnement de la machine, il est plus commode d'utiliser la représentation d'état, qui consiste à exprimer le système d'équations différentielles qui régit le fonctionnement de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (3.44)$$

X : Le vecteur d'état

\dot{X} : Sa dérivée

U : Le vecteur d'entrée

Y : Le vecteur de sortie

Le vecteur d'état comporte les variables d'état dont le nombre définit l'ordre du système. Il existe plusieurs façons de choisir ce vecteur, cela dépend des grandeurs que l'on souhaite étudier. Dans notre cas nous avons opté pour :

$$X = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad i'_{dr} \quad i'_{qr} \quad w_r]$$

Il faut donc reformuler le système d'équations (3.39) d'une manière à faire apparaître ce vecteur d'état.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & -\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & -\mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \sqrt{2} w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(\frac{1}{\sqrt{2}} P - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) & \sqrt{2} P & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\mathcal{L}_s}{T_s} & -\frac{\mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{2\mathcal{L}_s}{T_s} & \frac{\mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{w_r}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} w_r & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} w_r & 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{\dot{X}_1} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{L}_s & -\mathcal{L}_s & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} & -\mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 2\mathcal{L}_s & \mathcal{L}_s & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Y_1} P \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \\ B = Y_1^{-1} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{3\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{1}{3\mathcal{L}_s\sigma} & -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & 0 \\ \frac{-2}{3\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{1}{3\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{6}\sigma} & \frac{-(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma} \\ \frac{-1}{\sqrt{6}\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{-1}{\sqrt{6}\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{1}{\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{-1}{\sqrt{2}\mathcal{L}_s\sigma} & 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$A = Y_1^{-1} * X_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{3L_s\sigma} & \frac{1}{3L_s\sigma} & -\sqrt{\frac{2(1-\sigma)}{3}} & 0 \\ -2 & 1 & \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{6}\sigma} & \frac{-(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma} \\ \frac{1}{\sqrt{6}L_s\sigma} & \frac{1}{\sqrt{6}L_s\sigma} & \frac{1}{\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}L_s\sigma} & \frac{1}{\sqrt{2}L_s\sigma} & 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{L_s}{T_s} & -\frac{L_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{2L_s}{T_s} & \frac{L_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{w_r}{\sqrt{2}} & \sqrt{2}w_r & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}w_r & 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\sqrt{\frac{2(1-\sigma)}{3}} & -\sqrt{\frac{2(1-\sigma)w_r}{3}} \\ \frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{6}\sigma T_r} + \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{2}\sigma} & \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{6}\sigma} - \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma T_r} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{w_r}{\sqrt{2}\sigma} & \frac{\sqrt{2}w_r}{\sigma} & \frac{1}{\sigma T_R} & \frac{w_r}{\sigma} \\ \frac{-1}{\sqrt{2}\sigma T_s} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{w_r}{\sigma} & -\frac{2}{\sqrt{2}\sigma T_s} & \frac{-w_r}{\sigma} & \frac{1}{\sigma T_R} \end{bmatrix}$$

D'où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \sqrt{\frac{2(1-\sigma)}{3}} & \sqrt{\frac{2(1-\sigma)w_r}{3}} \\ -\frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{(1-\sigma)}{\sqrt{6}\sigma T_r} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{2}\sigma} & -\frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{6}\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma T_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{w_r}{\sqrt{2}\sigma} & -\frac{\sqrt{2}w_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_R} & -\frac{w_r}{\sigma} \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{w_r}{\sigma} & \frac{2}{\sqrt{2}\sigma T_s} & \frac{w_r}{\sigma} & \frac{-1}{\sigma T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 3L_s\sigma & 3L_s\sigma \\ -2 & 1 \\ 3L_s\sigma & 3L_s\sigma \\ -1 & -1 \\ \sqrt{6}L_s\sigma & \sqrt{6}L_s\sigma \\ 1 & -1 \\ \sqrt{2}L_s\sigma & \sqrt{2}L_s\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Les équations du couple (3.42) et de la dynamique (3.43) donnent :

$$C_{em} = p L_s(1 - \sigma) \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} + \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \right]$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_r \Rightarrow \frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} w_r)$$

$$\Rightarrow \frac{dw_r}{dt} = \frac{p^2}{J} L_s(1 - \sigma) \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} + \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \right] - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} w_r \quad (3.46)$$

En introduisant la vitesse dans le système d'équation (3.45), on obtient :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} & \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} & 0 \\ -\frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{(1-\sigma)}{\sqrt{6}\sigma T_r} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{2}\sigma} & -\frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{6}\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma T_r} & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{w_r}{\sqrt{2}\sigma} & -\frac{\sqrt{2}w_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_R} & -\frac{w_r}{\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{w_r}{\sigma} & \frac{2}{\sqrt{2}\sigma T_s} & \frac{w_r}{\sigma} & \frac{-1}{\sigma T_R} & 0 \\ \frac{p^2 L_s (1-\sigma)}{J \sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) & \frac{p^2 L_s (1-\sigma) \sqrt{2}}{J} i'_{dr} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{1}{3L_s\sigma} & \frac{1}{3L_s\sigma} & 0 \\ -\frac{2}{3L_s\sigma} & \frac{1}{3L_s\sigma} & 0 \\ \frac{3L_s\sigma}{-1} & \frac{3L_s\sigma}{-1} & 0 \\ \frac{\sqrt{6}L_s\sigma}{1} & \frac{\sqrt{6}L_s\sigma}{-1} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}L_s\sigma} & \frac{-1}{\sqrt{2}L_s\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (3.47)
\end{aligned}$$

3.12 Validation du modèle du moteur

Nous avons choisi « MATLAB » pour simuler le fonctionnement de la machine et la mise en œuvre du modèle a été effectuée au moyen d'une « *S-function* » dans laquelle, on a programmé les équations d'état du système (3.47) régissant le fonctionnement du moteur (Annexe 1). MATLAB dispose de plusieurs méthodes numériques pour la résolution des équations d'état, les fonctions ode23 et ode45 utilise la méthode de « *Runge-Kutta* » avec un pas de calcul automatique.

Nous allons nous appuyer sur les résultats expérimentaux des études antérieures pour valider notre modèle mathématique. Nous allons comparer certaines caractéristiques de démarrage à savoir, la vitesse et le courant. Les caractéristiques de la plaque signalétique du moteur utilisé sont reportées dans le tableau 3.1.

P_n (kw)	f (Hz)	U_n (V)	I_n (A)	N_n (tr/mn)	η (%)	$\cos \varphi$
1.1	50	220/380	4.5/2.6	2850	83	0.84

TABLEAU 3.1—Caractéristiques de la plaque signalétique

Les caractéristiques électromécaniques ont été identifiées par un banc d'essai et leurs valeurs sont reportées dans le tableau 3.2.

σ	L_s (H)	T_s (s)	T_r (s)	p	J ($m^2.kg$)	f ($N.m.s/rd$)	C_r ($N.m$)
0.0466	0.652	0.0752	0.145	1	0.006093	0.000725	0

TABLEAU 3.2—Caractéristiques électromécaniques

Les figures 3.2 et 3.3 permettent de comparer la vitesse et le courant mesurés avec les résultats de simulation obtenus lors d'un démarrage direct.

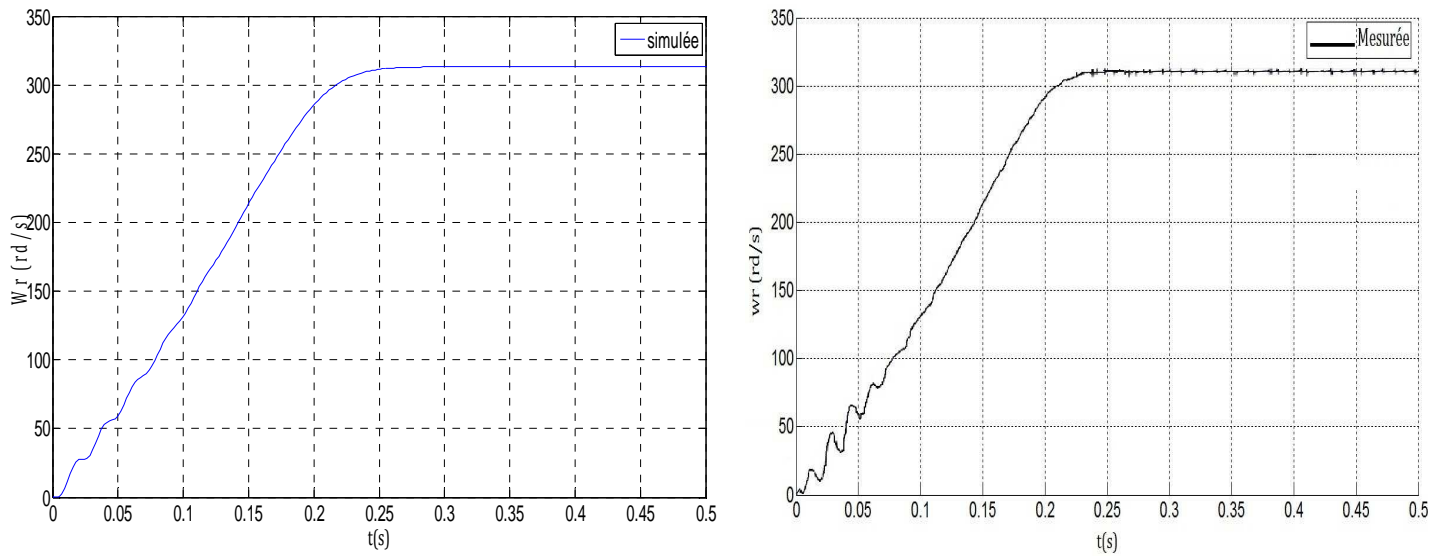


FIGURE 3.2—Vitesse simulée et mesurée – Démarrage direct

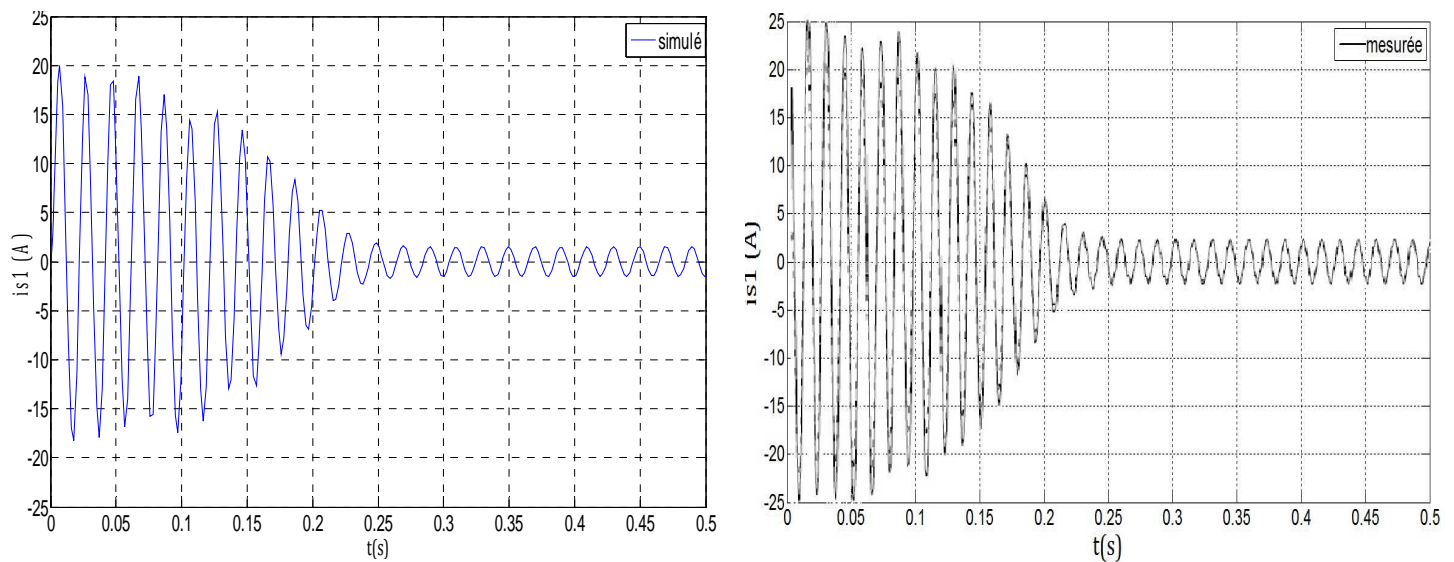


FIGURE 3.3—Courant statorique simulé et mesuré – Démarrage direct

On constate que les résultats de simulation correspondent bien à ceux obtenus expérimentalement dans l'étude antérieure [Bag 99], dans les mêmes conditions. Ceci permet donc de valider notre modèle mathématique du moteur.

3.13 Identification des paramètres du moteur

La machine choisie, est un moteur asynchrone triphasé à cage de type **4MTFK160LB8**, dont les paramètres de construction sont donnés dans le tableau 3.3 ci-dessous :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale (kW)	11
Rendement nominal	0,765
Tension nominale de phases (V)	220
Vitesse angulaire nominale (rd/s)	73,3
Vitesse du synchronisme (tr/min)	750
Courant nominal statorique (A)	33,5
Courant du moteur à vide (A)	25,2
Résistance de l'enroulement statorique (Ω)	0,265
Résistance du court circuit (Ω)	1,1
Réactance inductive du court circuit (Ω)	1,43
Coefficient de chargement K_c	0,7
Moment d'inertie du moteur J_m (kg.m ²)	0,23

TABLEAU 3.3—Paramètres du moteur asynchrone

3.13.1 Modélisation du moteur en régime permanent (Schéma équivalent monophasé)

Les tensions et les courants au stator et au rotor, forment des systèmes sinusoïdaux équilibrés à la pulsation w_s et w_r' ($w_r' = w_s - w_r$) respectivement. Les courants sont déphasés par rapport aux tensions correspondantes d'un angle ϕ_s pour les grandeurs statoriques et d'un angle ϕ_r pour les grandeurs rotoriques. On écrit alors :

Au stator

$$\begin{cases} v_{s1} = V_s \sqrt{2} \cos(w_s t) \\ v_{s2} = V_s \sqrt{2} \cos\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{s3} = V_s \sqrt{2} \cos\left(w_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{s1} = I_s \sqrt{2} \cos(w_s t - \phi_s) \\ i_{s2} = I_s \sqrt{2} \cos\left(w_s t - \frac{2\pi}{3} - \phi_s\right) \\ i_{s3} = I_s \sqrt{2} \cos\left(w_s t - \frac{4\pi}{3} - \phi_s\right) \end{cases} ; \quad \phi_s = (v_{si}, i_{si}) ; i = 1 \text{ à } 3$$

Au rotor

$$\begin{cases} i_{r1} = I_r \sqrt{2} \cos(w_r' t - \phi_r) \\ i_{r2} = I_r \sqrt{2} \cos\left(w_r' t - \frac{2\pi}{3} - \phi_r\right) \\ i_{r3} = I_r \sqrt{2} \cos\left(w_r' t - \frac{4\pi}{3} - \phi_r\right) \end{cases} ; \quad \phi_r = (v_{ri}, i_{ri}) ; i = 1 \text{ à } 3$$

w_r' : Est la pulsation des grandeurs rotoriques telle que $w_r' = w_s - w_r$

Compte tenu des équations magnétiques (3.7), le flux statorique de la phase 1 s'écrit :

$$\begin{aligned} \varphi_{s1} &= L_s i_{s1} + M_s i_{s2} + M_s i_{s3} + m_{11} i_{r1} + m_{12} i_{r2} + m_{13} i_{r3} \\ \Rightarrow \varphi_{s1} &= L_s i_{s1} + M_s (i_{s2} + i_{s3}) + m_{11} i_{r1} + m_{12} i_{r2} + m_{13} i_{r3} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \varphi_{s1} = (L_s - M_s)i_{s1} + m_{11}i_{r1} + m_{12}i_{r2} + m_{13}i_{r3}$$

$$\Rightarrow \varphi_{s1} = \mathcal{L}_s i_{s1} + m_{11}i_{r1} + m_{12}i_{r2} + m_{13}i_{r3}$$

L'équation (3.2) donne :

$$m_{ij} = M \cos\left(p\theta + (j-1)\frac{2\pi}{3} - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$m_{11} = M \cos(p\theta)$$

$$m_{12} = M \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = M \cos\left(p\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$m_{13} = M \cos\left(p\theta + \frac{4\pi}{3}\right) = M \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Sachant que $p\theta = w_r t$ et $w_r' = w_s - w_r$ il vient :

$$m_{11}i_{r1} + m_{12}i_{r2} + m_{13}i_{r3} = M \cos(w_r t) I_r \sqrt{2} \cos(w_r' t - \phi_r) + M \cos\left(w_r t - \frac{4\pi}{3}\right) I_r \sqrt{2} \cos\left(w_r' t - \frac{2\pi}{3} - \phi_r\right) + M \cos\left(w_r t + \frac{4\pi}{3}\right) I_r \sqrt{2} \cos\left(w_r' t - \frac{2\pi}{3} - \phi_r\right)$$

$$\Rightarrow \varphi_{s1} = \mathcal{L}_s I_s \sqrt{2} \cos(w_s t - \phi_s) + \mathcal{M} I_r \sqrt{2} \cos(w_s t - \phi_r)$$

En notation complexe :

$$\bar{\varphi}_s = \mathcal{L}_s \bar{I}_s + \mathcal{M} \bar{I}_r \quad (3.48)$$

De la même manière, on pourra écrire au rotor :

$$\bar{\varphi}_r = \mathcal{L}_r \bar{I}_r + \mathcal{M} \bar{I}_s \quad (3.49)$$

Les équations (3.3) et (3.5) permettent d'écrire :

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + \frac{d\varphi_{s1}}{dt}$$

$$0 = R_r i_{r1} + \frac{d\varphi_{r1}}{dt}$$

En notation complexe :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j w_s \bar{\varphi}_s \quad (3.50)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + j w_s \bar{\varphi}_r \quad (3.51)$$

En reprenant les équations ci-dessus nous pouvons écrire :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j w_s \mathcal{L}_s \bar{I}_s + j w_s \mathcal{M} \bar{I}_r$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j w_s \mathcal{L}_r \bar{I}_r + j w_s \mathcal{M} \bar{I}_s$$

On pose $\bar{I}_r' = m \bar{I}_r$; $R_r' = \frac{1}{m^2} R_r$ il vient :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j w_s \mathcal{L}_s \bar{I}_s + j w_s \mathcal{M} \frac{\bar{I}_r'}{m} + j w_s \mathcal{M} \frac{\bar{I}_s}{m} - j w_s \mathcal{M} \frac{\bar{I}_s}{m}$$

$$\Rightarrow \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j w_s \left(\mathcal{L}_s - \frac{\mathcal{M}}{m}\right) \bar{I}_s + j w_s \frac{\mathcal{M}}{m} (\bar{I}_s + \bar{I}_r') \quad (3.52)$$

$$0 = m^2 \frac{R'_r \bar{I}_r}{g} + jw_s \mathcal{L}_r \frac{\bar{I}_r}{m} + jw_s \mathcal{M} \bar{I}_s = \frac{R'_r}{g} \bar{I}_r + jw_s \frac{\mathcal{L}_r}{m^2} \bar{I}_r + jw_s \frac{\mathcal{M}}{m} \bar{I}_s + jw_s \frac{\mathcal{M}}{m} \bar{I}_r - jw_s \frac{\mathcal{M}}{m} \bar{I}_r$$

$$\Rightarrow 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}_r + jw_s \left(\frac{\mathcal{L}_r}{m^2} - \frac{\mathcal{M}}{m} \right) \bar{I}_r + jw_s \frac{\mathcal{M}}{m} (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \quad (3.53)$$

Compte tenue des équations (3.52), (3.53) et en prenant en considération les pertes dans le fer, le moteur peut être représenté en régime statique, par le schéma monophasé équivalent en « T » de la figure 3.4.

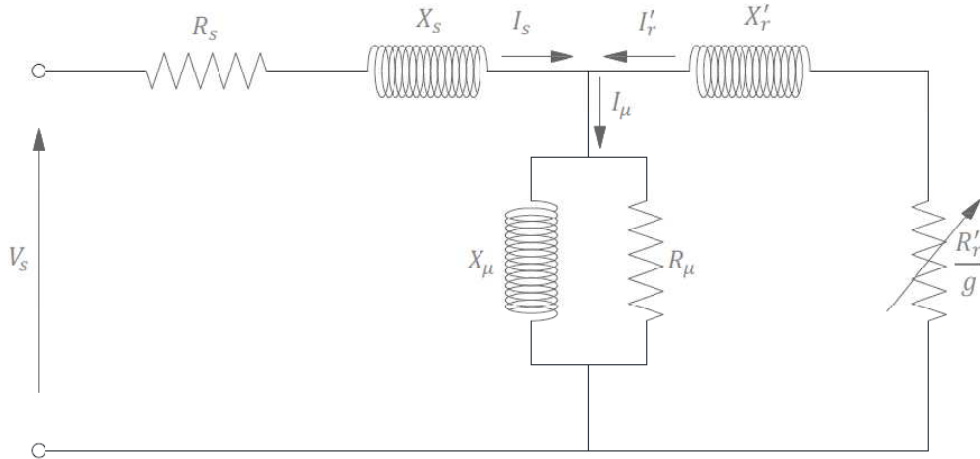


FIGURE 3.4—Schéma monophasé équivalent du moteur asynchrone

Avec :

$$X_s = w_s \left(\mathcal{L}_s - \frac{\mathcal{M}}{m} \right) : \text{La réactance de fuites au stator}$$

$$X'_r = w_s \left(\frac{\mathcal{L}_r}{m^2} - \frac{\mathcal{M}}{m} \right) : \text{La réactance de fuites au rotor ramenée au stator}$$

$$X_\mu = w_s \frac{\mathcal{M}}{m} : \text{La réactance de magnétisation}$$

3.13.2 Calcul des paramètres du schéma équivalent

a) Vitesse et glissement

$$\Omega_s = \frac{N2\pi}{60} = \frac{750*2*\pi}{60} = 78.54 \text{ rd/s}$$

$$\Omega_s = \frac{w_s}{p} = \frac{2\pi f_n}{p} \Rightarrow p = \frac{2\pi f_n}{\Omega_s} = \frac{2\pi 50}{78.54} = 4$$

$$g_n = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} = \frac{78.54 - 73.3}{78.54} = 0.0667$$

$$\Rightarrow g_{n(\%)} = 6.67 \%$$

b) Couples et pertes de puissance

$$C_{un} = \frac{P_u}{\Omega_r} = \frac{11*10^3}{73.3} = 150.068 \text{ Nm}$$

$$\Delta P_n = \frac{P_u(1-\eta)}{\eta} = \frac{11(1-0.765)}{0.765} = 3.379 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{mec} \approx 0.06 \Delta P_n = 0.06 * 3.379 = 0.203 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{aux} \approx 0.03 \Delta P_n = 0.03 * 3.379 = 0.101 \text{ kW}$$

$$C_{u0} = \frac{\Delta P_{mec} + \Delta P_{aux}}{\Omega_r} = \frac{(0.203 + 0.101) * 10^3}{73.3} = 4.148 \text{ Nm}$$

$$C_{em} = C_{un} + C_{u0} = 4.148 + 150.068 = 154.217 \text{ Nm}$$

$$\Delta P_{var,r} = C_{em} \Omega_s g_n = 154.217 * 78.54 * 0.0667 = 0.807 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{var} = \frac{\Delta P_n}{1 + K_c^2} = \frac{3.379}{1 + (0.7)^2} = 2.268 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{var,s} = \Delta P_{var} - \Delta P_{var,r} = 2.268 - 0.807 = 1.46 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{cst} = \Delta P_n - \Delta P_{var} = 3.379 - 2.268 = 1.111 \text{ kW}$$

$$\Delta P_{fer} = \Delta P_{cst} - (\Delta P_{mec} + \Delta P_{aux}) = 1.111 - (0.203 + 0.101) = 0.807 \text{ kW}$$

$$C_{emax} = \lambda_m C_{un} + C_{u0} = 3.333 * 150.068 + 4.148 = 504.325 \text{ Nm}$$

$$C_{cr} = \frac{3V_s^2}{2\Omega_s(R_s + \sqrt{R_s^2 + X_{cc}^2})} = \frac{3*(220)^2}{2*78.54*(0.265 + \sqrt{(0.265)^2 + (1.43)^2})} = 537.628 \text{ Nm}$$

c) Résistances et réactances

$$\begin{cases} R'_r = 0.5 g_n (b + \sqrt{b^2 - 4Z}) \\ b = \frac{3V_s^2 g_n}{\Delta P_{var,r}} - 2R_s = \frac{3(220)^2 * 0.0667}{0.807 * 10^3} - 2 * 0.265 = 11.471 \\ Z = \frac{3V_s^2}{2\Omega_s C_{emax}} - R_s = \frac{3(220)^2}{2 * 78.54 * 504.325} - 0.265 = 1.568 \end{cases}$$

$$\Rightarrow R'_r = 0.5 * 0.0667 * (11.471 + \sqrt{(11.471)^2 - 4 * 1.568}) = 0.756 \Omega$$

$$X_s \approx X'_r = \frac{X_{cc}}{2} = \frac{1.43}{2} = 0.715 \Omega$$

$$R_\mu = \frac{\Delta P_{fer}}{3I_0^2} = \frac{0.807 * 10^3}{3 * (25.2)^2} = 0.423 \Omega$$

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - \left[\frac{(R_s + R_\mu) I_0}{V_s} \right]^2} = \sqrt{1 - \left[\frac{(0.265 + 0.423) * 25.2}{220} \right]^2} = 0.997$$

$$X_\mu = \frac{V_s \sin \varphi_0}{I_0} - X_s = \frac{220 * 0.997}{25.2} - 0.715 = 7.988 \Omega$$

$$\mathcal{L}_{cc} = \frac{X_{cc}}{2\pi f_s} = \frac{1.43}{2\pi * 50} = 0.00455 \text{ H}$$

d) Couple électromagnétique par la formule de Klaus

$$\left\{ \begin{array}{l} C(g_n) = \frac{2C_{emax}(1+a g_{cr})}{\frac{g_n + g_{cr}}{g_{cr}} + \frac{g_n}{g_{cr}} + 2a g_{cr}} \\ a = \frac{R_s}{R_r} = \frac{0.265}{0.756} = 0.35 \\ g_{cr} = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + X_{cc}^2}} = \frac{0.756}{\sqrt{(0.265)^2 + (1.43)^2}} = 0.52 \end{array} \right. \Rightarrow C(g_n) = \frac{2 \cdot 504.325 \cdot (1 + 0.35 \cdot 0.52)}{\frac{0.0667}{0.52} + \frac{0.52}{0.0667} + 2 \cdot 0.35 \cdot 0.52} = 143.849 \text{ Nm}$$

$$\Delta C = \frac{C_{em} - C(g_n)}{C_{em}} = \frac{154.217 - 143.849}{154.217} * 100 = 6.72 \%$$

e) Constantes de temps (électromagnétique et mécanique)

$$T_e = \frac{L_{cc}}{R_r'} = \frac{1}{2\pi f_s g_{cr}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0.52} = 0.006 \text{ s}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_m = \frac{J_m}{\beta} \\ \beta = \frac{2C_{cr}}{\Omega_s g_{cr}} = \frac{2 \cdot 537.628}{78.54 \cdot 0.52} = 26.328 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1} \end{array} \right. \Rightarrow T_m = \frac{0.23}{26.328} = 0.0087 \text{ s}$$

3.13.3 Calcul des paramètres du modèle mathématique**a) Inductances cycliques et rapport de transformation**

$$m \approx \frac{X_\mu}{X_s + X_\mu} = \frac{7.988}{0.715 + 7.988} = 0.92$$

$$X_\mu = w_s \frac{\mathcal{M}}{m} \Rightarrow \mathcal{M} = m \frac{X_\mu}{w_s} = 0.92 * \frac{7.988}{2\pi \cdot 50} = 0.02339 \text{ H}$$

$$X_s = w_s \left(L_s - \frac{\mathcal{M}}{m} \right) \Rightarrow L_s = \frac{X_s}{w_s} + \frac{\mathcal{M}}{m} = \frac{0.715}{2\pi \cdot 50} + \frac{0.0234}{0.92} = 0.0277 \text{ H}$$

$$X_r' = w_s \left(\frac{L_r}{m^2} - \frac{\mathcal{M}}{m} \right) \Rightarrow L_r = m^2 \left(\frac{X_r'}{w_s} + \frac{\mathcal{M}}{m} \right) = (0.92)^2 \left(\frac{0.715}{2\pi \cdot 50} + \frac{0.0234}{0.92} \right) = 0.02344 \text{ H}$$

b) Constantes de temps et coefficient de dispersion

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{0.0277}{0.265} = 0.104 \text{ s}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{0.02344}{0.756} = 0.0310 \text{ s}$$

$$\sigma = 1 - \frac{\mathcal{M}^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{(0.0234)^2}{0.0277 \cdot 0.02344} = 0.157$$

3.14 Conclusion

L'application de la transformation de Park au rotor uniquement nous a permis d'aboutir à un modèle mathématique adéquat du moteur asynchrone qui s'adapte parfaitement à notre besoin.

En effet, le fait de conserver une structure triphasée au stator, permet d'accéder directement aux grandeurs statoriques nécessaires à la gestion du graphe de fonctionnement du gradateur, ce qui nous facilitera considérablement la modélisation du système complet gradateur-moteur.

CHAPITRE 4 Modélisation du système complet

Convertisseur statique - Moteur

4.1 Introduction

Les états de fonctionnement du convertisseur statique étant définis et l'étude précédente, met en évidence cinq modes de connexions possibles entre la source et la charge.

Lors de la modélisation du moteur asynchrone nous avons supposé une alimentation triphasée, la mise en équation de l'association gradateur-moteur nécessite donc une mise en équation du moteur dans les quatre modes de connexion restants.

Une fois les modèles établis, nous allons passer à la représentation par variables d'état pour simuler le fonctionnement de l'ensemble gradateur – moteur asynchrone. Le passage d'un modèle à l'autre sera dicté par la valeur de la variable de sortie « S » du gradateur.

Pour valider le modèle du système complet, nous allons nous appuyer comme dans le cas du démarrage direct sur les résultats des études antérieures.

4.2 Mise en équation du système

L'étude précédente du convertisseur statique, montre qu'il existe cinq modes de connexions possibles entre la source et la charge. Dans les paragraphes suivants, on donnera le modèle mathématique de l'association convertisseur statique-moteur correspondant à chaque mode de connexion.

4.2.1 Alimentation en triphasé

Ce mode de connexion est caractérisé par le système matriciel (3.39) défini au chapitre précédent, auquel on ajoute l'expression du couple (3.42).

$$\begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & -\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & -\mathcal{L}_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \sqrt{2} w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(\frac{1}{\sqrt{2}} P - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) & \sqrt{2} P & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$C_{em} = p \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} + \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \right] \quad (4.2)$$

4.2.2 Alimentation en biphasé

Dans ce mode d'alimentation nous avons deux courants non nuls uniquement, on distingue donc trois cas selon le courant de phase nul.

a) Cas d'une alimentation via les phases 1 et 2

Le moteur est alimenté par l'intermédiaire des phases 1 et 2 seulement, la phase 3 étant déconnectée ($i_{s1} = -i_{s2}$; $i_{s3} = 0$). Le modèle mathématique correspondant à ce type d'alimentation peut être exprimé par le système matriciel (3.34), dans lequel on supprime la troisième ligne et la troisième colonne et par soustraction de la deuxième ligne à partir de la première comme dans le cas triphasé, on obtient le modèle (4.3) régissant le comportement du moteur en alimentation biphasée.

$$\begin{bmatrix} u_{21} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & -\mathcal{L}_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P - \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(-\frac{1}{\sqrt{2}} P - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

D'après (3.42) et sachant que $i_{s1} = -i_{s2}$ et $i_{s3} = 0$ il vient :

$$C_{em} = p \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (-i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} \quad (4.4)$$

b) Cas d'une alimentation via les phases 1 et 3

Dans ce cas c'est la phase 2 qui est déconnectée et le moteur est alimenté via les phases 1 et 3 ($i_{s1} = -i_{s3}$; $i_{s2} = 0$). En procédant de la même manière que précédemment, le modèle mathématique est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(\frac{1}{\sqrt{2}} P - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$C_{em} = p \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} \quad (4.6)$$

c) Cas d'une alimentation via les phases 2 et 3

Le moteur est alimenté via les phases 2 et 3 et la phase 1 est déconnectée ($i_{s2} = -i_{s3}$; $i_{s1} = 0$). Le modèle mathématique est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_{32} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & 0 & \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{2} P \\ \sqrt{2} w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \sqrt{2} P & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$C_{em} = p \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \quad (4.8)$$

4.2.3 Sans alimentation

Dans ce cas le moteur est déconnecté du réseau ($i_{s1} = i_{s2} = i_{s3} = 0$). Le modèle est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & -\mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$C_{em} = 0 \quad (4.10)$$

4.3 Représentation par variables d'Etat

Au chapitre précédent nous avons écrit les équations d'état pour le cas d'une alimentation triphasée (§3.12). Dans ce qui suit nous allons procéder de la même manière pour les autres modes de connexion.

4.3.1 Connexion en mode triphasé

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}(1-\sigma)}{\sigma T_r} & \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}(1-\sigma)w_r}{\sigma} & 0 \\ -\frac{2(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{3}\sigma} & -\frac{(1-\sigma)}{\sqrt{6}\sigma T_r} - \frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{2}\sigma} & -\frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{6}\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma T_r} & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{w_r}{\sqrt{2}\sigma} & -\frac{\sqrt{2}w_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_R} & -\frac{w_r}{\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{w_r}{\sigma} & \frac{2}{\sqrt{2}\sigma T_s} & \frac{w_r}{\sigma} & \frac{-1}{\sigma T_R} & 0 \\ \frac{p^2 \mathcal{L}_s (1-\sigma)}{J\sqrt{2}}(i'_{dr} - \sqrt{3}i'_{qr}) & \frac{p^2 \mathcal{L}_s (1-\sigma)\sqrt{2}}{J}i'_{dr} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} + \\
 \begin{bmatrix} \frac{1}{3\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{1}{3\mathcal{L}_s\sigma} & 0 \\ -\frac{2}{3\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{1}{3\mathcal{L}_s\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{6}\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{-1}{\sqrt{6}\mathcal{L}_s\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{-1}{\sqrt{2}\mathcal{L}_s\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

4.3.2 Connexion en mode biphasé

Nous avons distingué trois cas selon le courant de phase nul (§2.4.1.b).

a) Cas d'une alimentation via les phases 1 et 2

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_{21} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s (1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & -\mathcal{L}_s (1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P - \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(-\frac{1}{\sqrt{2}} P - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} u_{21} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2\mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ -\frac{w_r}{\sqrt{2}} & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{X_2} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s & \mathcal{L}_s (1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} & -\mathcal{L}_s (1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Y_2} P \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \\
 B = Y_2^{-1} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2\mathcal{L}_s\sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{(1-\sigma)}{2\sigma} & \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{(1-\sigma)}{2\sigma} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{1}{2\mathcal{L}_s\sigma} & \frac{(3+\sigma)}{4\sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4}\frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{1}{2\mathcal{L}_s\sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4}\frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A = Y_2^{-1} * X_2 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_s\sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma} & \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2L_s\sigma} & \frac{(3+\sigma)}{4\sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2L_s\sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2L_s}{T_s} & 0 & 0 \\ -\frac{w_r}{\sqrt{2}} & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s\sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma T_r} - \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sqrt{2}\sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{2\sqrt{2}\sigma T_r} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{w_r}{\sqrt{2}} & \frac{(3+\sigma)}{4\sigma T_r} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} & \frac{(3+\sigma)w_r}{4\sigma} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} - \frac{(1+3\sigma)w_r}{4\sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} + \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma T_r} \end{bmatrix} \\
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma T_r} + \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sqrt{2}\sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sigma} - \frac{(1-\sigma)}{2\sqrt{2}\sigma T_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{w_r}{\sqrt{2}} & -\frac{(3+\sigma)}{4\sigma T_r} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} & -\frac{(3+\sigma)w_r}{4\sigma} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} w_r & \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{(1+3\sigma)w_r}{4\sigma} & \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} - \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{1}{2L_s\sigma} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2L_s\sigma} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2L_s\sigma} \end{bmatrix} [u_{21}] \tag{4.12}
\end{aligned}$$

$$\begin{cases} C_{em} = p L_s (1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (-i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} \\ \frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} w_r) \end{cases} \Rightarrow \frac{dw_r}{dt} = \frac{p^2}{J} L_s (1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (-i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} w_r \tag{4.13}$$

(4.12) et (4.13) donnent :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s\sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma T_r} + \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sqrt{2}\sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sigma} - \frac{(1-\sigma)}{2\sqrt{2}\sigma T_r} & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{w_r}{\sqrt{2}} & -\frac{(3+\sigma)}{4\sigma T_r} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} & -\frac{(3+\sigma)w_r}{4\sigma} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} w_r & \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{(1+3\sigma)w_r}{4\sigma} & \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} - \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma T_r} & 0 \\ \frac{p^2}{J} L_s (1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (-i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{1}{2L_s\sigma} & 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2L_s\sigma} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2L_s\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{21} \\ C_r \end{bmatrix} \tag{4.14}
\end{aligned}$$

b) Cas d'une alimentation via les phases 1 et 3

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(\sqrt{\frac{3}{2}} P + \frac{w_r}{\sqrt{2}} \right) & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \left(\frac{1}{\sqrt{2}} P - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r \right) & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2\mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{w_r}{\sqrt{2}} & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{X_3} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 2\mathcal{L}_s & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} & \mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Y_3} P \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \\
B = Y_3^{-1} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & \frac{(3+\sigma)}{4\sigma} & \frac{\sqrt{3}(1-\sigma)}{4\sigma} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & \frac{\sqrt{3}(1-\sigma)}{4\sigma} & \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma} \end{bmatrix} \\
A = Y_3^{-1} * X_3 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & \frac{(3+\sigma)}{4\sigma} & \frac{\sqrt{3}(1-\sigma)}{4\sigma} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & \frac{\sqrt{3}(1-\sigma)}{4\sigma} & \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2\mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \frac{w_r}{\sqrt{2}} & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s \sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma T_r} + \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sqrt{2}\sigma} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sigma} - \frac{(1-\sigma)}{2\sqrt{2}\sigma T_r} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{w_r}{\sqrt{2}} & \frac{(3+\sigma)}{4\sigma T_r} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} & \frac{(3+\sigma)w_r}{4\sigma} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} - \sqrt{\frac{3}{2}} w_r & \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} - \frac{(1+3\sigma)w_r}{4\sigma} & \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} + \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma T_r} \end{bmatrix} \\
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s \sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)}{2\sigma T_r} - \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sqrt{2}\sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma)w_r}{2\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{2\sqrt{2}\sigma T_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{w_r}{\sqrt{2}} & -\frac{(3+\sigma)}{4\sigma T_r} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} & -\frac{(3+\sigma)w_r}{4\sigma} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \\ \frac{1}{\sqrt{2}\sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{(1+3\sigma)w_r}{4\sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)w_r}{\sigma} - \frac{(1+3\sigma)}{4\sigma T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \\
\begin{bmatrix} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} \end{bmatrix} [u_{31}] & \tag{4.15}
\end{aligned}$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} \\ \frac{d w_r}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} w_r) \end{cases} \Rightarrow \frac{d w_r}{dt} = \frac{p^2}{J} \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) i_{s1} - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} w_r \quad (4.16)$$

(4.15) et (4.16) donnent :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s \sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma) w_r}{2 \sigma T_r} - \frac{(1-\sigma) w_r}{2 \sqrt{2} \sigma} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{(1-\sigma) w_r}{2 \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{2 \sqrt{2} \sigma T_r} & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{w_r}{\sqrt{2}} & -\frac{(3+\sigma)}{4 \sigma T_r} + \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma) w_r}{\sigma} & -\frac{(3+\sigma) w_r}{4 \sigma} - \frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2} \sigma T_s} + \sqrt{\frac{3}{2}} w_r & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{(1+3\sigma) w_r}{4 \sigma} & -\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{(1-\sigma) w_r}{\sigma} - \frac{(1+3\sigma)}{4 \sigma T_r} & 0 \\ \frac{p^2}{J} \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} (i'_{dr} - \sqrt{3} i'_{qr}) & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \mathcal{L}_s \sigma} & 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{2 \mathcal{L}_s \sigma} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{2 \mathcal{L}_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{31} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

c) Cas d'une alimentation via les phases 2 et 3

$$\begin{bmatrix} u_{32} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \mathcal{L}_s \left(\frac{1}{T_s} + P \right) & 0 & \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{2} P \\ \sqrt{2} w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) & w_r \\ \sqrt{2} P & -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_{32} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2 \mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \sqrt{2} w_r & \frac{1}{T_r} & w_r \\ 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{X_4} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 2 \mathcal{L}_s & 0 & \mathcal{L}_s(1 - \sigma) \sqrt{2} \\ 0 & 1 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Y_4} P \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix}$$

$$B = Y_4^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \mathcal{L}_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\mathcal{L}_s \sigma} & 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix}$$

$$A = Y_4^{-1} * X_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \mathcal{L}_s \sigma} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\mathcal{L}_s \sigma} & 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2 \mathcal{L}_s}{T_s} & 0 & 0 \\ \sqrt{2} w_r & \frac{1}{T_r} & w_r \\ 0 & -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s \sigma} & \frac{(1-\sigma) w_r}{\sqrt{2} \sigma} & -\frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2} \sigma T_r} \\ \sqrt{2} w_r & \frac{1}{T_r} & w_r \\ -\frac{\sqrt{2}}{\sigma T_s} & -\frac{w_r}{\sigma} & \frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s \sigma} & -\frac{(1-\sigma) w_r}{\sqrt{2} \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2} \sigma T_r} \\ -\sqrt{2} w_r & -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ \frac{\sqrt{2}}{\sigma T_s} & \frac{w_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2 \mathcal{L}_s \sigma} \\ 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\mathcal{L}_s \sigma} \end{bmatrix} [u_{32}] \quad (4.18)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} \\ \frac{d w_r}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} w_r) \end{cases} \Rightarrow \frac{d w_r}{dt} = \frac{p^2}{J} \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{2} i'_{dr} i_{s2} - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} w_r \quad (4.19)$$

(4.18) et (4.19) donnent :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s \sigma} & -\frac{(1-\sigma)w_r}{\sqrt{2}\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{\sqrt{2}\sigma T_r} & 0 \\ -\sqrt{2} w_r & -\frac{1}{T_r} & -w_r & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{\sigma T_s} & \frac{w_r}{\sigma} & -\frac{1}{\sigma T_r} & 0 \\ \frac{p^2}{J} \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{2} i'_{dr} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2\mathcal{L}_s \sigma} & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\mathcal{L}_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{p}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{32} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

4.3.3 Sans alimentation

Dans ce cas le moteur est déconnecté du réseau ($i_{s1} = i_{s2} = i_{s3} = 0$). Le modèle est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_{21} \\ u_{31} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & -\mathcal{L}_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \sqrt{\frac{3}{2}} P & \mathcal{L}_s (1 - \sigma) \frac{1}{\sqrt{2}} P \\ \left(P + \frac{1}{T_r}\right) & w_r \\ -w_r & \left(P + \frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix}$$

Si on prend les équations du rotor uniquement, le système devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & w_r \\ -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{X_5} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{Y_5} P \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix}$$

$$B = Y_5^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = Y_5^{-1} * X_5 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & w_r \\ -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & w_r \\ -w_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w_r \\ w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$C_{em} = 0$$

$$\frac{d w_r}{dt} = -\frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} w_r \quad (4.22)$$

(4.21) et (4.22) donnent :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r} & -w_r & 0 \\ 0 & 0 & w_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ w_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{J} \end{bmatrix} [C_r] \quad (4.23)$$

4.4 Simulation du système complet Gradateur – Moteur asynchrone

Les différentes équations d'état régissant le fonctionnement du système complet ont été programmées au moyen d'une « *S-function* » comme dans le cas d'un démarrage direct. Sauf que dans ce cas, le système d'équation à résoudre dépend de la valeur de la variable de sortie « *S* » du gradateur qui définit le mode d'alimentation à adopter (Annexe 1).

Ce type d'implantation peut être justifié par la prise en compte des variations structurelles dans l'alimentation du moteur qui lors des commutations entre les modèles, il y a continuité des variables d'état pour le système complet mais discontinuité pour chaque modèle pris séparément, ce qui ne peut être géré sous « Simulink » qu'au moyen d'une « *S-function* » englobant l'ensemble des modèles. Les tensions aux bornes du moteur peuvent être grandeurs d'entrée ou grandeurs d'observation [Seg 96].

4.5 Validation du modèle

Nous allons dans ce cas également utiliser les résultats des études antérieures pour valider notre modèle mathématique. La figure 4.1 représente l'évolution du courant d'une phase statorique lors d'un démarrage du moteur à vide avec un angle d'amorçage des thyristors variable suivant une loi linéaire.

Dans la figure 4.2, on a représenté les chronogrammes de vitesses. Le moteur entraîne un ventilateur et différents profils de vitesse ont été obtenus correspondant chacun, à une valeur finale de l'angle d'amorçage différent. Les caractéristiques de la plaque signalétique du moteur utilisé sont reportées dans le tableau 4.1 et les caractéristiques électromécaniques dans le tableau 4.2.

P_n (HP)	f (Hz)	U_n (V)	N_n (t_r/mn)	η (%)	$\cos \varphi$
5	60	265/460	1740	87.5	0.85

TABLEAU 4.1—Caractéristiques de la plaque signalétique

σ	\mathcal{L}_s (H)	T_s (s)	T_r (s)	p	J ($m^2.kg$)
0.0712	0.20545	0.109	0.187	2	0.043

TABLEAU 4.2—Caractéristiques électromécaniques

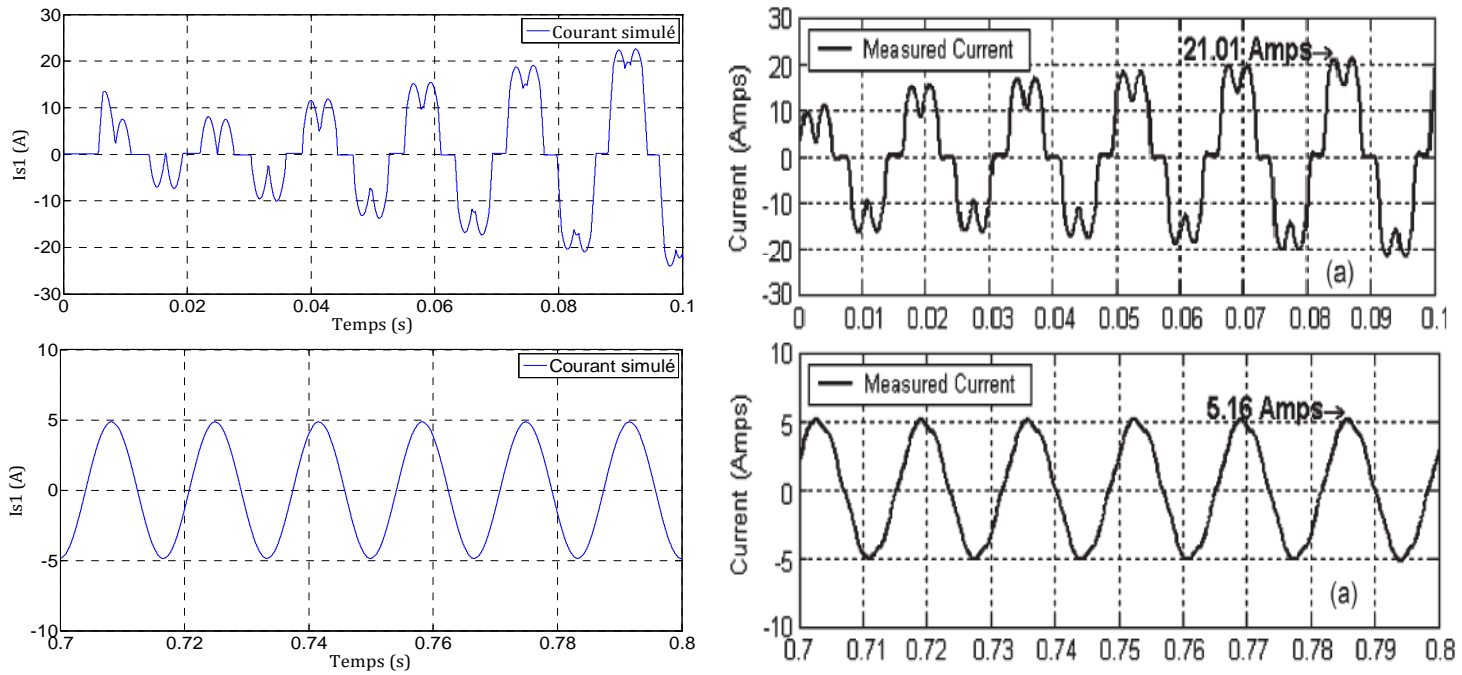


FIGURE 4.1—Courants simulés et mesurés au début et en fin de régime

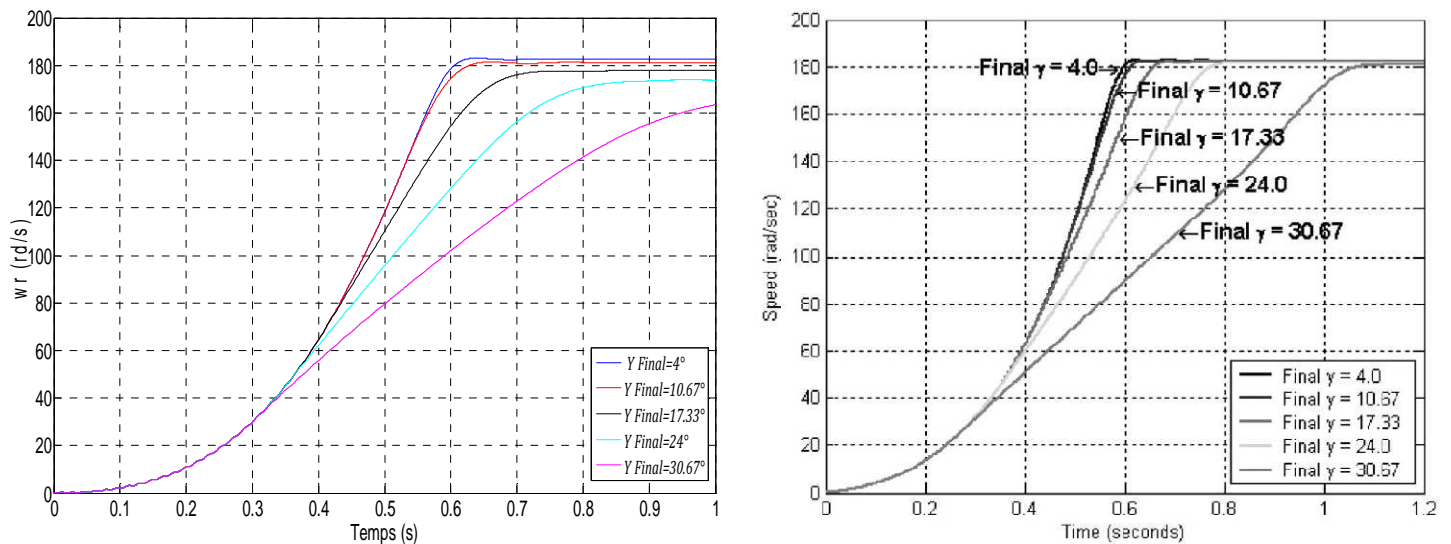


FIGURE 4.2—Chronogramme des vitesses simulées

Nos résultats de simulation correspondent bien à ceux de l'étude prise comme modèle de comparaison [Sol 06]. Ce qui permet de valider notre modèle complet gradateur – moteur asynchrone.

4.6 Conclusion

L'étude préalable du convertisseur statique a permis de déterminer les modes d'alimentation auxquels le moteur est soumis et la transformation de Park appliquée seulement au rotor laissant une structure triphasée au stator nous a particulièrement aidé lors de la mise en équation du moteur dans les différents modes de connexion. On voit maintenant tout l'intérêt de scinder l'étude fonctionnelle de l'ensemble gradateur-moteur.

La représentation par variable d'état, bien que maintenant largement répondue nous a permis de simuler le fonctionnement du système gradateur-moteur et le modèle complet ainsi obtenu a pu être validé, en s'appuyant sur les résultats des études antérieures.

CHAPITRE 5 Etude comparative démarrage & freinage direct – démarrage sans à-coups & freinage

5.1 Introduction

Maintenant que le modèle complet associant le gradateur au moteur asynchrone établi, nous allons utiliser l'algorithme développé à cet effet, pour simuler le fonctionnement du moteur alimenté via le gradateur.

Sur la base d'une étude comparative entre un démarrage et freinage direct, ou en utilisant un retard à l'amorçage fixe et un démarrage et freinage avec un retard variable, qu'on verra comment éliminer les à-coups au démarrage du moteur. Mais avant d'entreprendre cette étude, il est nécessaire de déterminer d'abord l'origine de ces à-coups.

Nous allons ensuite dans un premier temps, étudier les caractéristiques du moteur au démarrage et au freinage avec une alimentation directe sans gradateur, on introduira ensuite dans une seconde étape le gradateur pour analyser l'effet d'un retard à l'amorçage invariant sur ces caractéristiques. Pour mettre en évidence son action sur les performances du moteur en régime dynamique, on prendra différentes valeurs et pour chacune d'entre elles, on s'intéressera à l'évolution de la vitesse, du couple et du courant statorique en régime transitoire.

On fera ensuite la même analyse, mais avec un retard à l'amorçage variable dans le temps. La variation suivra une loi exponentielle au démarrage comme au freinage mais avec une légère différence, d'une manière à avoir un angle élevé au début du régime et faible en fin de régime transitoire pour le démarrage et un angle pratiquement nul au début du régime et très élevé en fin de régime pour le freinage.

5.2 Origine des couples pulsatoires

Lorsqu'un moteur est relié à l'alimentation, le couple électromagnétique résultant comporte toujours des pulsations, dont l'amplitude au début du régime transitoire prend une valeur très élevée, qui tend à s'atténuer à une vitesse, qui dépend essentiellement des inductances de magnétisation et de fuites du moteur. Le couple électromagnétique peut être formulé de plusieurs manières, mais quelque soit la formule utilisée, il résulte toujours de l'interaction entre deux flux magnétiques ou entre un flux et un courant.

Durant le régime transitoire, les courants au stator et au rotor comportent une composante alternative symétrique et une composante continue amortie, ces composantes créent des champs magnétiques et leur interaction, donne naissance à plusieurs composantes de couple [Sha 94] :

- Une composante unidirectionnelle, produite par les deux champs magnétiques synchrones statorique et rotorique, créés par les composantes alternatives symétrique des courants.
- Une composante oscillatoire produite par l'interaction entre le champ magnétique synchrone créé par les courants alternatifs rotoriques et le champ stationnaire créé par la composante continue des courants au stator.
- Une composante à la fréquence de glissement, produite par l'interaction entre le champ magnétique solide au rotor créé par la composante continue des courants rotoriques et le champ magnétique synchrone statorique.
- Une autre composante due à l'interaction entre le champ stationnaire créé par la composante continue des courants statoriques et le champ magnétique solide au rotor tournant avec celui-ci, créé par la composante continue des courants rotoriques.

Les deux premières composantes sont les prédominantes, les deux restantes sont généralement négligeables en raison de leur faible amplitude. Toutefois, ces deux dernières composantes peuvent avoir un impact important sur le couple résultant disponible sur l'arbre du moteur lorsque leur fréquence coïncide avec la fréquence propre du système d'entraînement (Phénomène de résonance).

L'amplitude des oscillations dépend fortement des instants de connexion des phases statoriques à l'alimentation. Etant donné qu'il n'est pas possible d'avoir en pratique une connexion des trois phases exactement au même instant, il est donc plus cohérent d'envisager l'étude d'une connexion non simultanée des trois phases [Woo 65].

Considérant le cas d'une connexion des phases 1 et 2 seulement (fig.5.1), alimentées par la tension composée u telle que :

$$u(t) = \sqrt{3}\hat{U} \cos(\omega t + \alpha) \quad (5.1)$$

α : est la position angulaire de l'onde de tension à l'instant initial

En négligeant la résistance des enroulements et en considérant uniquement l'effet inductif, les courants dans les phases 1 et 2 peuvent s'écrire :

$$i_{s1}(t) = i_{s2}(t) = \hat{I} \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \alpha) \quad (5.2)$$

Si on suppose que l'amplitude du courant prend une valeur unitaire, à l'instant initial ($t = 0$), les courants dans les phases 1 et 2 auront pour valeur $\frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha$. La somme vectorielle des courants i_{s1} et i_{s2} donne (fig.5.1) :

$$\vec{i}_{s12} = \vec{i}_{s1} + \vec{i}_{s2} \Rightarrow \|\vec{i}_{s12}\| = 2 * \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \alpha * \cos 30^\circ = \frac{3}{2} \sin \alpha \tag{5.3}$$

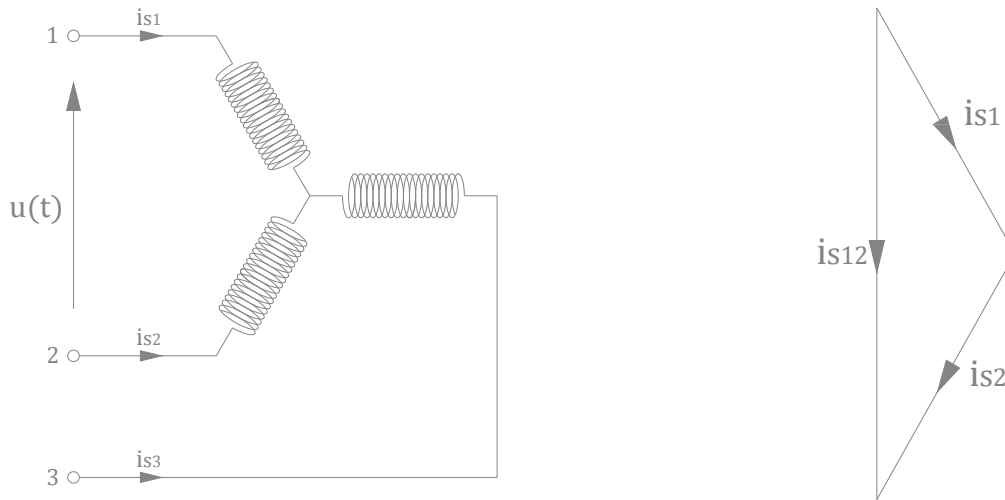


FIGURE 5.1—Alimentation biphasé 1&2 – Diagramme vectoriel

Si maintenant on applique la tension simple $v_3(t) = -\hat{V}\sin(\omega t + \alpha)$ à la troisième phase du moteur à l’instant où $\omega t = \beta$, le courant (en pu) $i_{s3} = \cos(\alpha + \beta)$ se divise à travers les phases 1 et 2 du moteur (fig.5.2), dont la somme vectorielle donne :

$$i_{s3T} = \frac{3}{2} \cos(\alpha + \beta) \tag{5.4}$$



FIGURE 5.2—Alimentation de la phase 3 – Diagramme vectoriel

Si on néglige la décroissance des courants i_{s1} et i_{s2} durant l’intervalle $0 < t < \frac{\beta}{\omega}$ la valeur initiale résultante de la force magnétomotrice asymétrique transitoire sera donnée par l’expression :

$$\sqrt{\left[\frac{3}{2} \cos(\alpha + \beta)\right]^2 + \left[\frac{3}{2} \sin \alpha\right]^2} = \frac{3}{2} \sqrt{\cos^2(\alpha + \beta) + \sin^2 \alpha}$$

Etant donné que la composante oscillatoire prédominante du couple dépend principalement du flux asymétrique correspondant à l’expression ci-dessus, celle-ci est forcément fonction du terme suivant :

$$\sqrt{\cos^2(\alpha + \beta) + \sin^2 \alpha} \tag{5.5}$$

A partir de cette expression, on peut remarquer aisément que l’amplitude maximale du couple pulsatoire est obtenue pour $\alpha = \beta = 90^\circ$ et la minimale pour $\alpha = 0^\circ$ et $\beta = 90^\circ$.

Dans la figure ci-dessous on montre l’évolution du couple du moteur asynchrone en régime transitoire au démarrage pour $\alpha = \beta = 90^\circ$ et pour $\alpha = 0^\circ$ et $\beta = 90^\circ$.

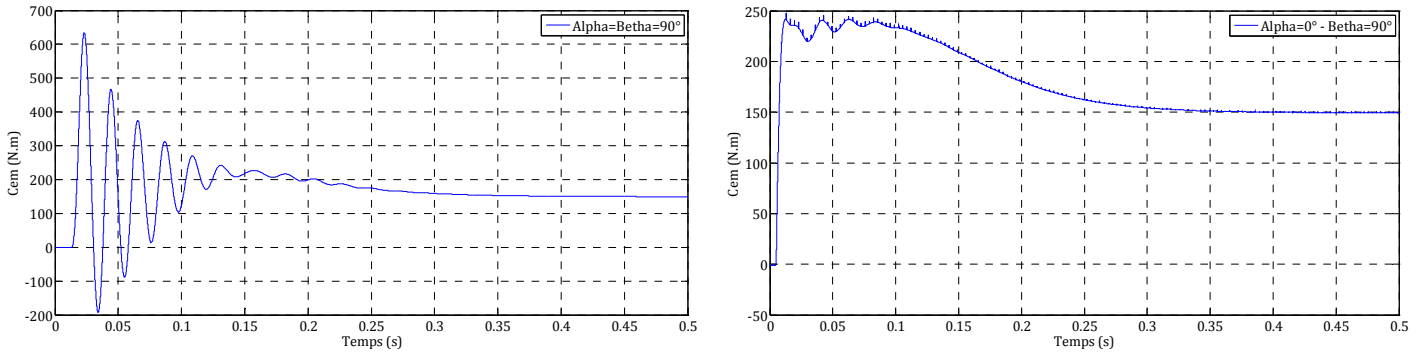


FIGURE 5.3– Evolution du couple électromagnétique au démarrage

Dans le cas où $\alpha = \beta = 90^\circ$ les ondulations de couple sont très importantes et l’amplitude du premier pic dépasse les 600 N.m. Pour le cas où $\alpha = 0^\circ$ et $\beta = 90^\circ$ l’amplitude du premier pic a été réduite de plus de la moitié et la composante oscillatoire a pratiquement disparue, on voit donc clairement l’effet d’une connexion contrôlée sur les à-coups au démarrage.

5.3 Alimentation sans gradateur

Le moteur est directement connecté à l’alimentation sans gradateur, entraînant un ventilateur, nous allons déterminer l’évolution de la vitesse, du courant et du couple au démarrage et au freinage, obtenu par inversion de phase. On rappelle dans le tableau ci-dessous les paramètres de simulation de notre moteur déterminés au chapitre précédent (§3.14-3) :

σ	$\mathcal{L}_s (H)$	$T_s (s)$	$T_r (s)$	p	$J (m^2/kg)$	$f (N.m.s/rd)$	$C_r (N.m)$
0.157	0.0277	0.104	0.0310	2	0.23	0	150

TABLEAU 5.1–Paramètre du moteur asynchrone

5.3.1 Au démarrage

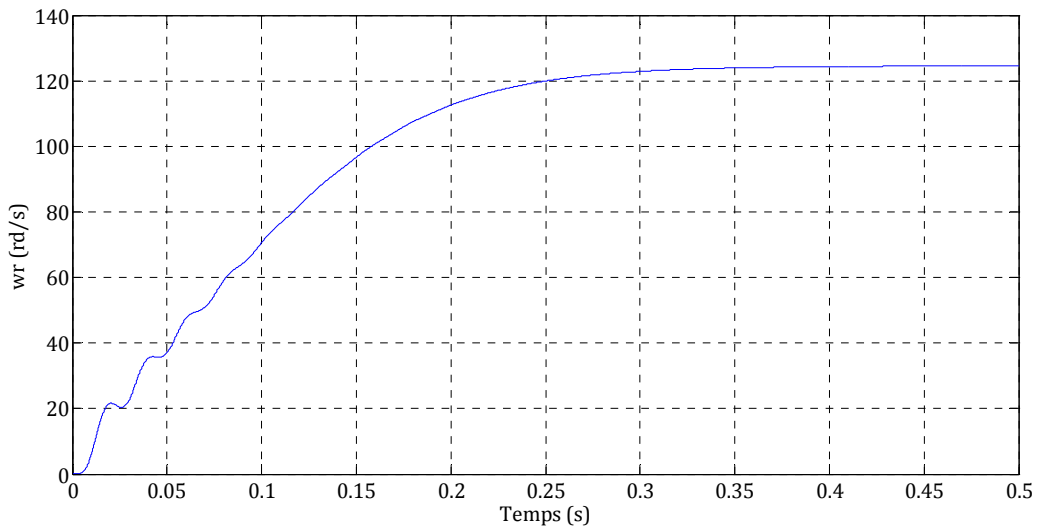


FIGURE 5.4– Chronogramme de la vitesse au démarrage

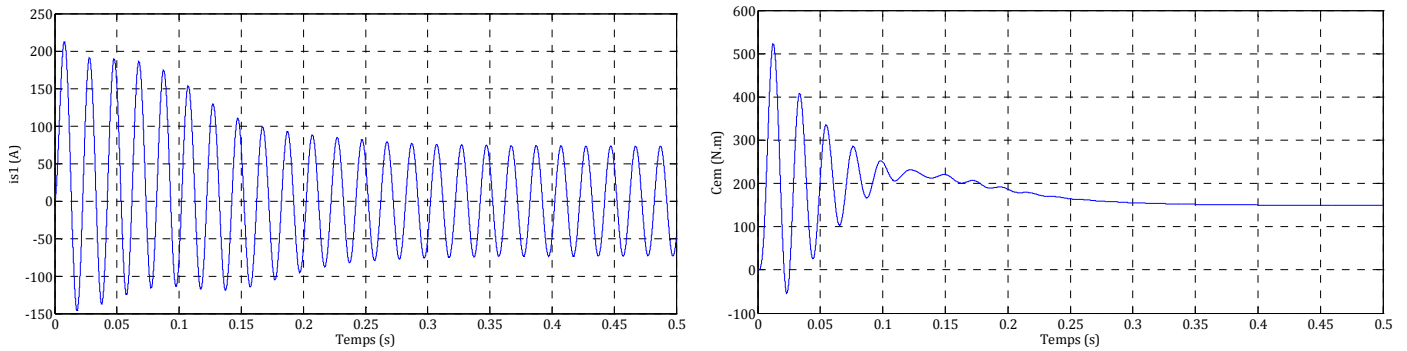


FIGURE 5.5—Evolution du courant statorique et du couple au démarrage

5.3.2 Au freinage

Nous allons réaliser un démarrage suivi d’un freinage par inversion des phases 1 et 3, une fois la vitesse nominale atteinte soit à $t = 0.5$ s.

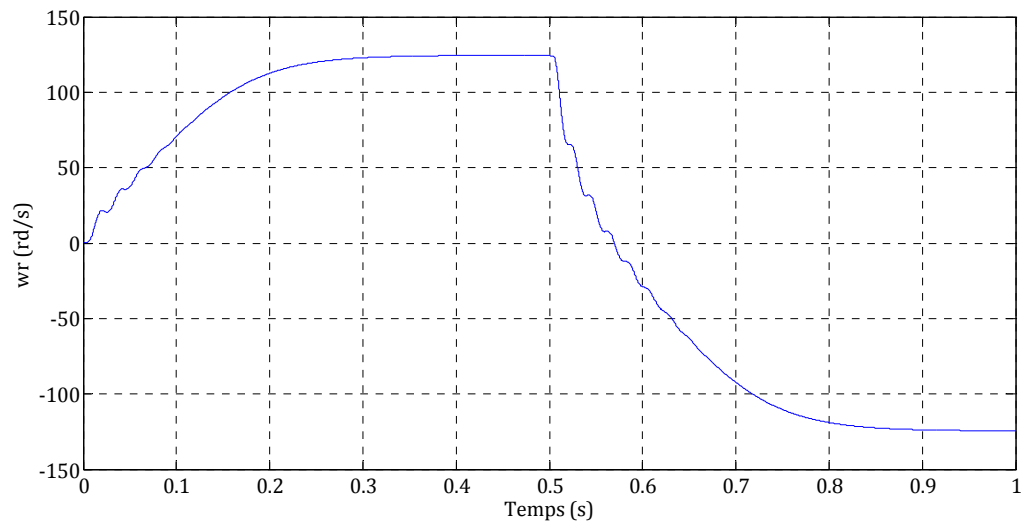


FIGURE 5.6—Chronogramme de la vitesse simulée au freinage

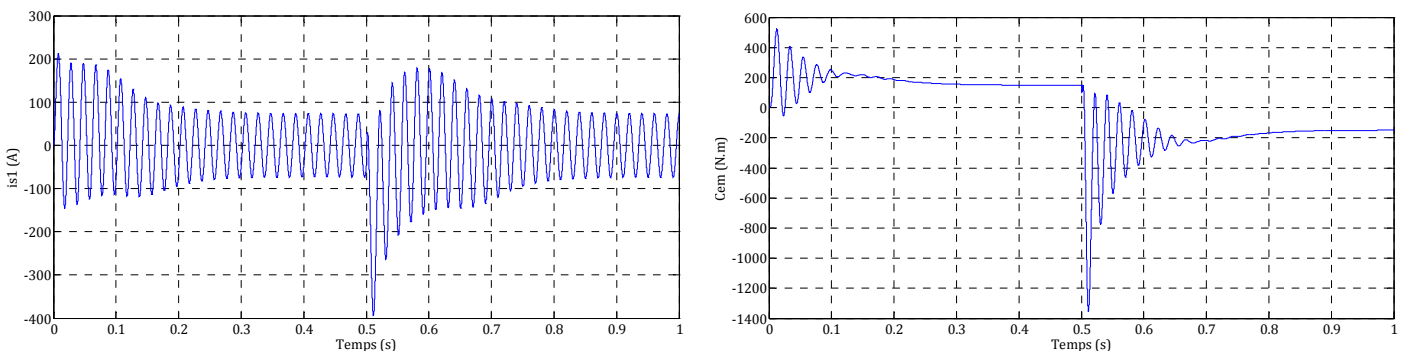


FIGURE 5.7—Evolution du courant statorique et du couple au freinage

5.4 Alimentation via le gradateur - Amorçage constant

Dans ce qui suit nous allons, simuler le démarrage et le freinage du moteur asynchrone alimenté par l’intermédiaire du convertisseur statique en utilisant un retard à l’amorçage fixe. Pour mettre en évidence l’effet gradateur sur le comportement dynamique du moteur on choisira différents angles d’amorçage des thyristors et ce, au démarrage et au freinage.

5.4.1 Etude paramétrique au démarrage

Les thyristors ne peuvent être amorcés pour des angles inférieurs à l'argument « φ » du moteur. Avec $\varphi = \cos^{-1}(0.65) = 49.46^\circ$, on définit alors l'angle γ par rapport au passage par zéro des courants tel que $\gamma = \alpha - \varphi$. Pour le démarrage nous avons choisi les angles donnés dans le tableau ci-dessous.

γ_0	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
0°	10°	20°	30°	40°

TABLEAU 5.2—Angle d'amorçage des thyristors

Pour chaque angle d'amorçage on s'intéressera comme dans le cas précédent, à l'évolution de la vitesse, du couple et du courant statorique en régime transitoire.

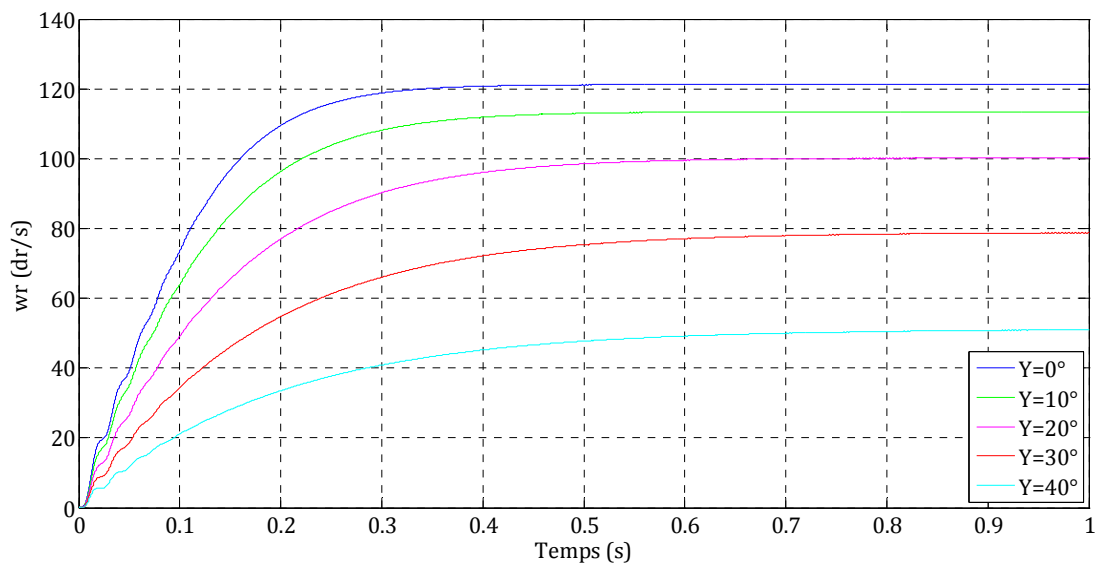
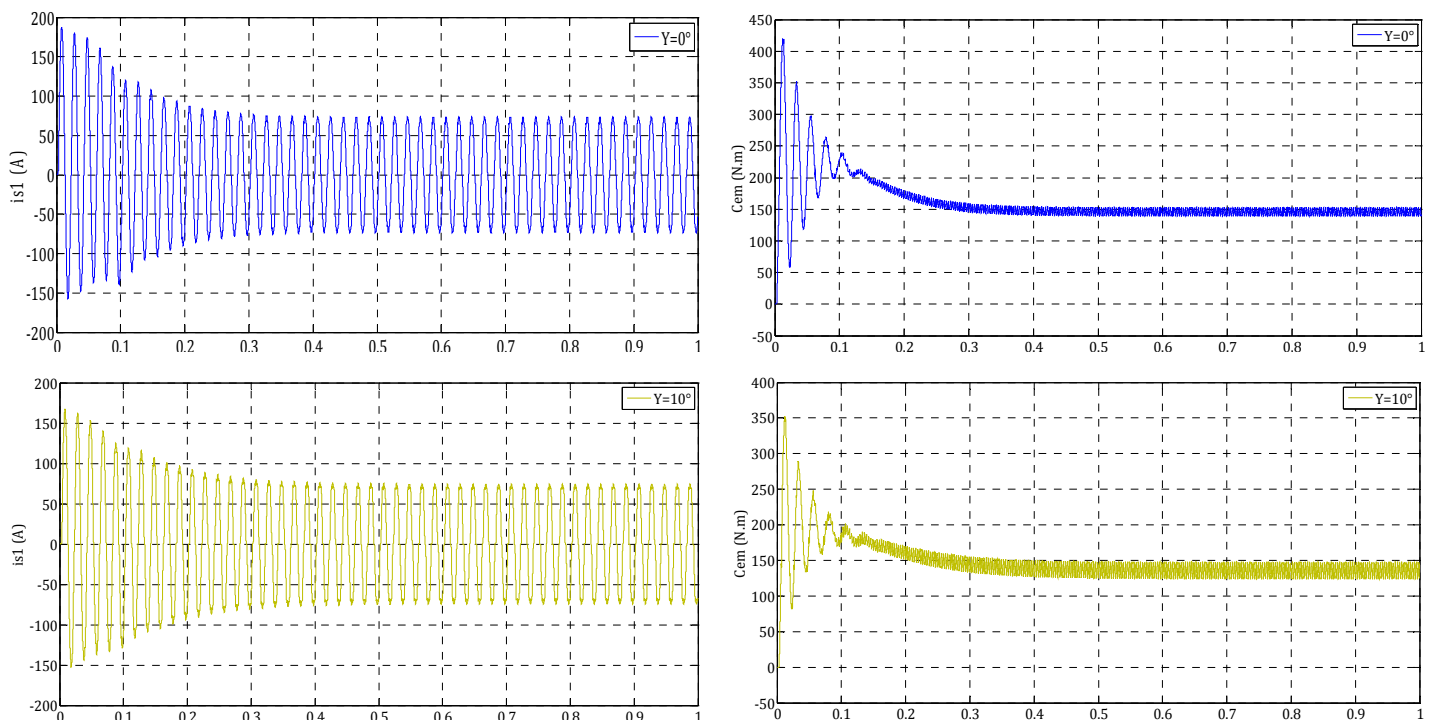


FIGURE 5.8—Chronogramme des vitesses simulées



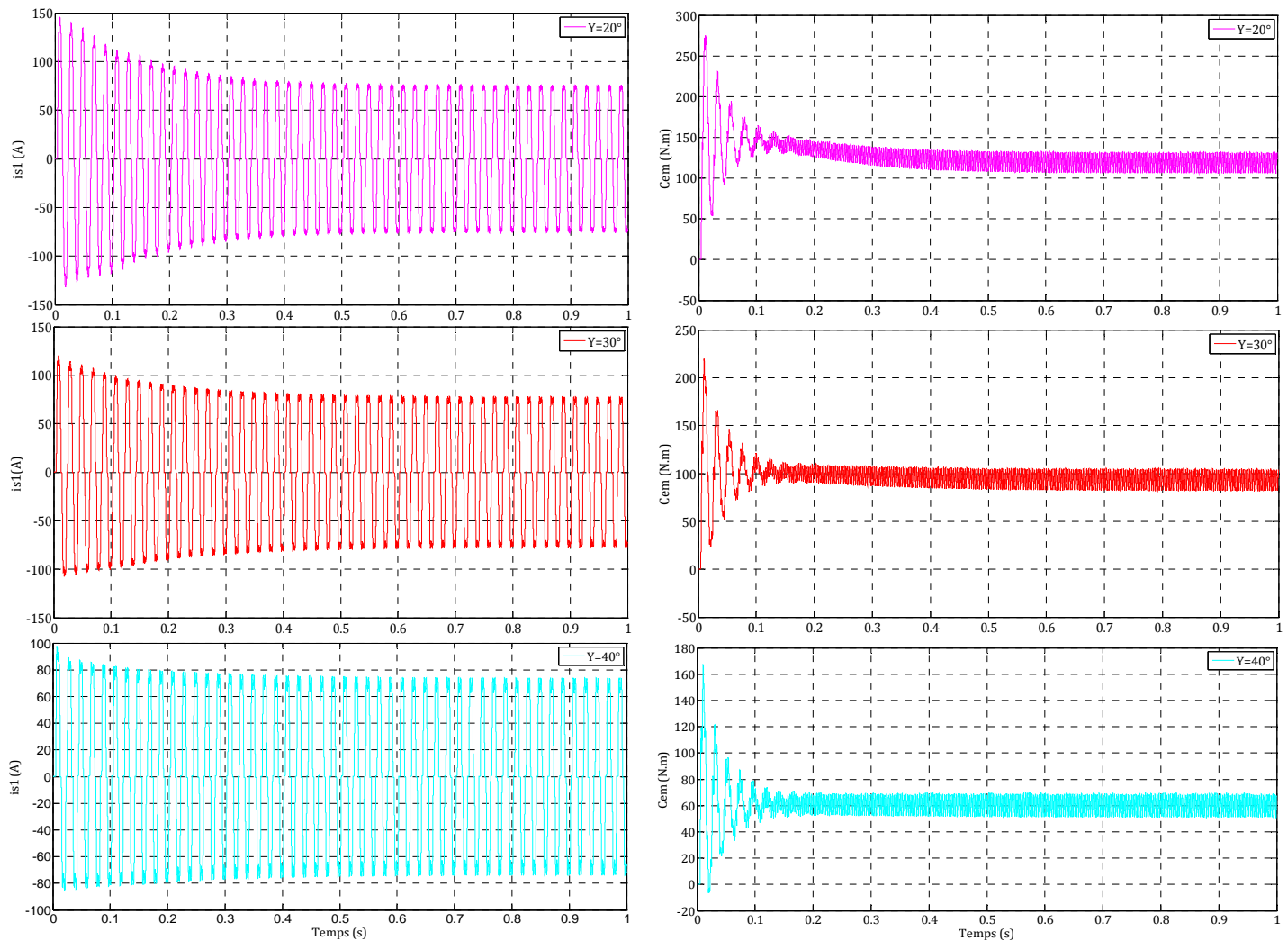


FIGURE 5.9—Evolution du courant statorique et du couple au démarrage

5.4.2 Etude paramétrique au freinage

Pour le freinage nous avons choisi de permuter la première et la troisième phase du moteur, pour ce faire il faut inverser les deux tensions d'entrée dans le programme de simulation du moteur, au niveau gradateur il faut également modifier certains paramètres à savoir :

- Inverser les tensions côté moteur
- Inverser les courants de ligne des phases correspondantes
- Inverser les valeurs de la variable de sortie « S » pour les modes biphasé 1&2 et 2&3

Nous allons réaliser un démarrage suivi d'un freinage une fois la vitesse nominale atteinte soit à $t=0.5$ s pour $\gamma = 0^\circ$. De la même manière que précédemment, on utilisera différents angles pour le freinage mais on gardera le même angle pour le démarrage.

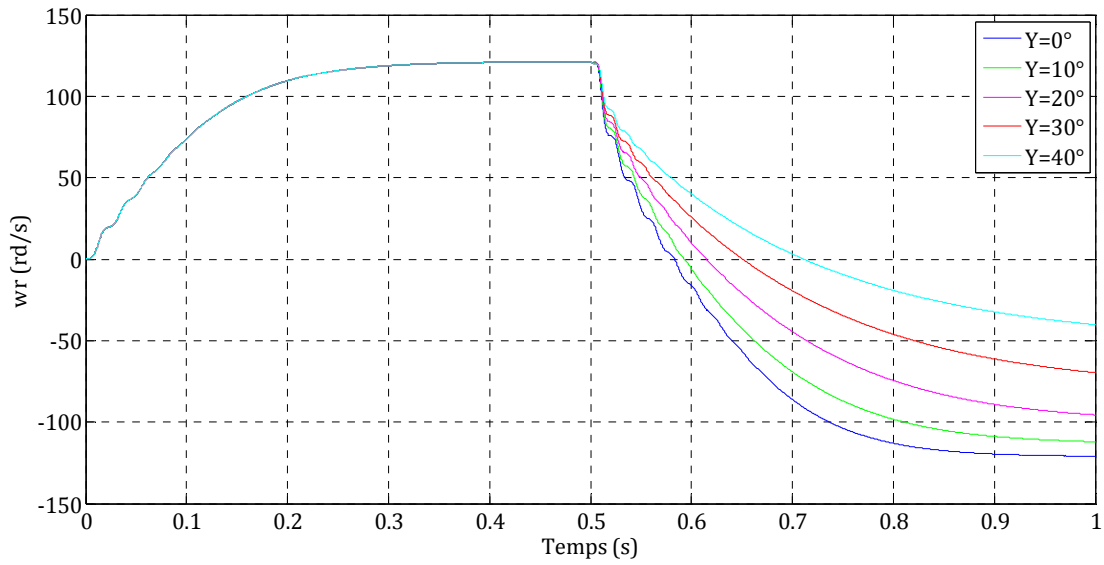
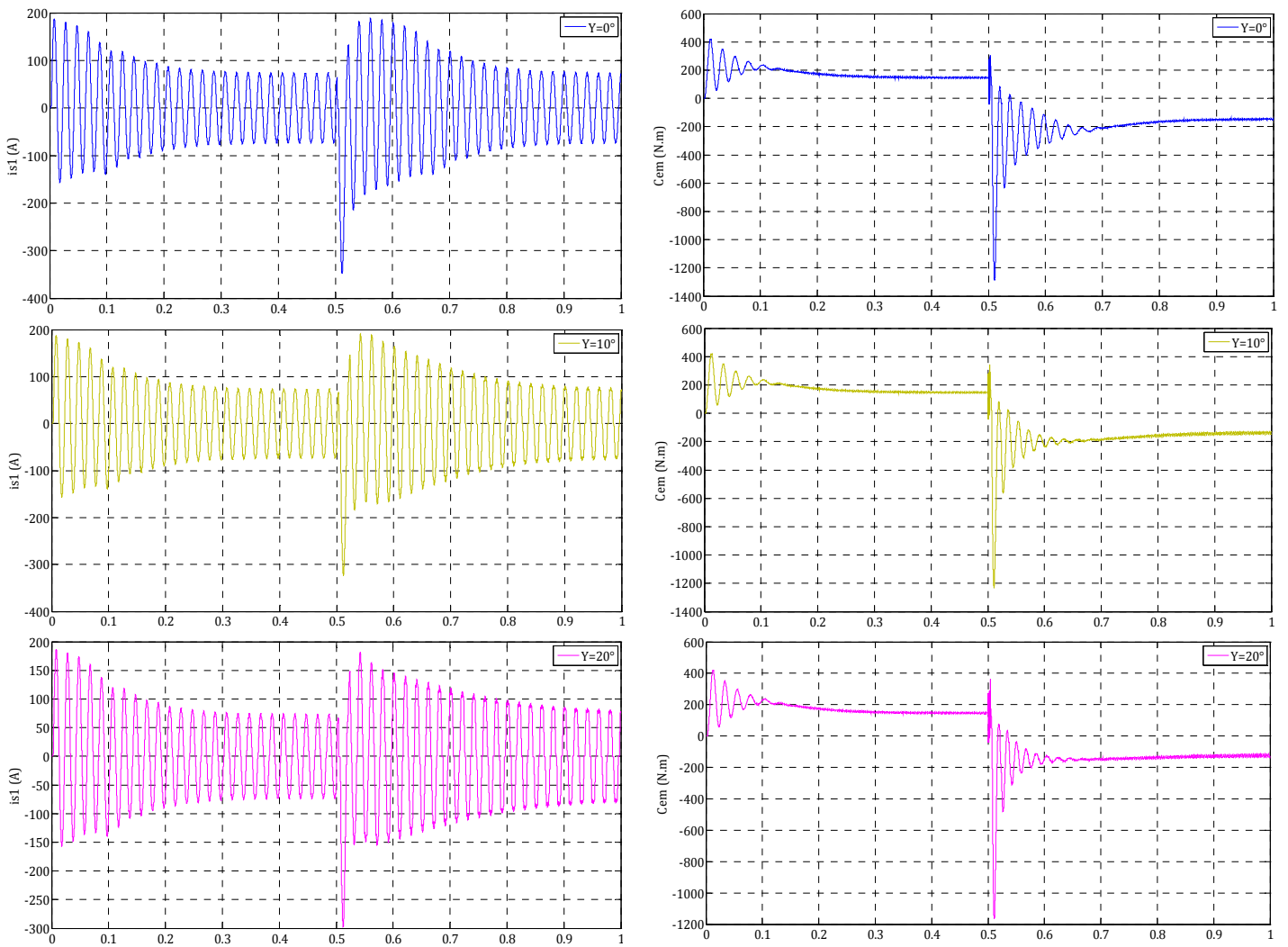


FIGURE 5.10—Chronogramme des vitesses au freinage



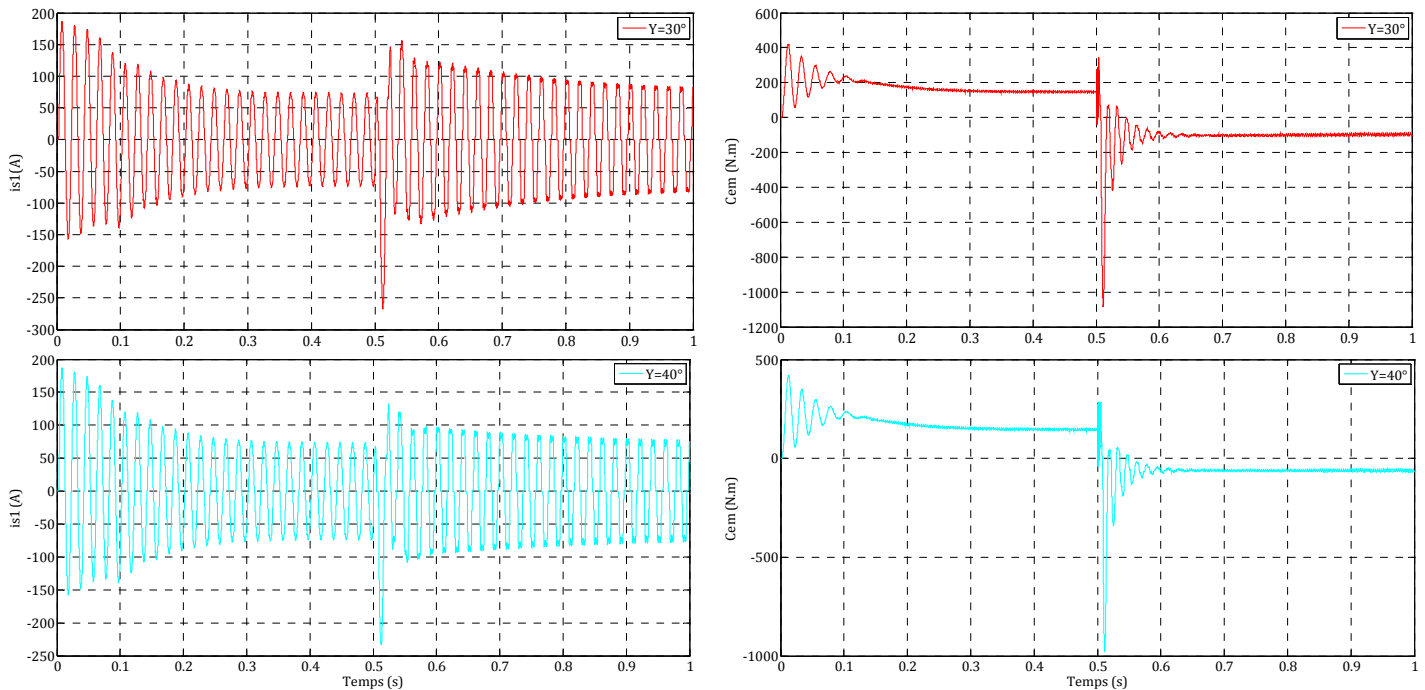


FIGURE 5.11—Evolution du courant statorique et du couple au freinage

5.4.3 Interprétation des résultats

Au démarrage direct (sans gradateur), la vitesse nominale est atteinte au bout de 0.38 s (fig.5.4), on enregistre une amplitude du premier pic dépassant les 200 A pour le courant et les 500 Nm pour le couple (fig.5.5). Au freinage, la décélération fait passer la vitesse de sa valeur nominale à une valeur nulle en moins de 0.1 s (fig.5.6), l'amplitude du premier pic dépasse les 400 A pour le courant et les 1200 Nm pour le couple (fig.5.7). Le moteur tourne ensuite en sens inverse pour atteindre sa vitesse nominale comme au démarrage.

Lors de l'utilisation du gradateur, au fur et à mesure qu'on augmente le retard à l'amorçage γ , on constate une augmentation de la durée du régime transitoire, des ondulations de couple en régime permanent et une diminution de l'amplitude du premier pic au démarrage, qui pour un angle $\gamma = 40^\circ$ ne dépasse pas les 100 A pour le courant et 170 N.m pour le couple (fig.5.9).

Le même phénomène est également observé au freinage. On enregistre pour $\gamma = 0^\circ$ une durée de freinage de 0.182 s jusqu'à l'arrêt complet du moteur (fig.5.10), un pic de -321.5 A pour le courant et -1230 N.m pour le couple (fig.5.11). Pour $\gamma = 40^\circ$, la vitesse s'annule en un temps nettement plus élevé (> 0.7s), le pic de courant n'excède pas les -250 A et le minima du couple est de -894 N.m.

L'application d'un retard à l'amorçage de plus en plus grand au démarrage et au freinage permet donc de réduire considérablement le courant d'appel ainsi que l'amplitude du couple électromagnétique, mais entraîne comme conséquence une augmentation importante de la durée du régime transitoire, la composante oscillatoire du couple qui persiste en régime transitoire et des ondulations de couple en régime permanent. Au freinage, pour éviter à ce que le moteur ne tourne en sens inverse après l'arrêt complet, il est nécessaire de couper l'alimentation.

5.5 Alimentation via le gradateur - amorçage variable

Pour minimiser l'amplitude du couple au démarrage, on peut choisir d'appliquer un grand retard à l'amorçage pour les thyristors, mais cela va engendrer comme expliqué ci-dessus une durée importante du régime transitoire, des pulsations de couple en régime permanent et cela ne permet pas non plus d'éliminer la composante pulsatoire du couple en régime transitoire ce qui n'est pas

intéressant pour la plus part des applications industrielles de nos jours, qui exigent un démarrage en douceur avec un temps de réponse plus court, sans ondulations de couple en régime permanent.

Pour répondre à ces exigences, il est impératif à ce que la condition établie dans la formule 5.5 soit satisfaite avec $\alpha = 0^\circ$ et $\beta = 90^\circ$, autrement dit, il faut que les instants de connexion des phases du moteur à l'alimentation soient contrôlés, pour cela, il faut que le retard à l'amorçage soit paramétrable. L'idée, est donc d'appliquer un retard variable dans le temps avec des paramètres que nous pouvons contrôler. Nous avons choisie une variation suivant une loi exponentielle, avec un angle initial " γ_0 " et constante de temps " T " d'une manière à avoir une variation plus flexible du retard à l'amorçage.

Pour pouvoir comparer les résultats, nous allons faire le même travail que précédemment au démarrage et au freinage.

5.5.1 Elimination des à-coups au démarrage

Au Démarrage la variation du retard à l'amorçage suivra la loi exponentielle suivante :

$$\gamma = \gamma_0 e^{-\frac{t}{T}} \quad (5.6)$$

L'étude paramétrique portera sur l'effet de la constante de temps " T " et de l'angle initial γ_0 sur les caractéristiques du moteur en régime dynamique. Nous allons comparer comme précédemment l'évolution de la vitesse, du couple et du courant statorique en régime transitoire, pour différentes valeurs de la constante de temps T à γ_0 fixe, dans un premier temps et pour différentes valeurs de l'angle initial γ_0 à T fixe, dans un second temps.

a) Etude paramétrique pour $\gamma_0 = 40^\circ$; T variable

T_0	T_1	T_2	T_3	T_4
0.005	0.01	0.05	0.1	0.5

TABLEAU 5.3—Constante de temps

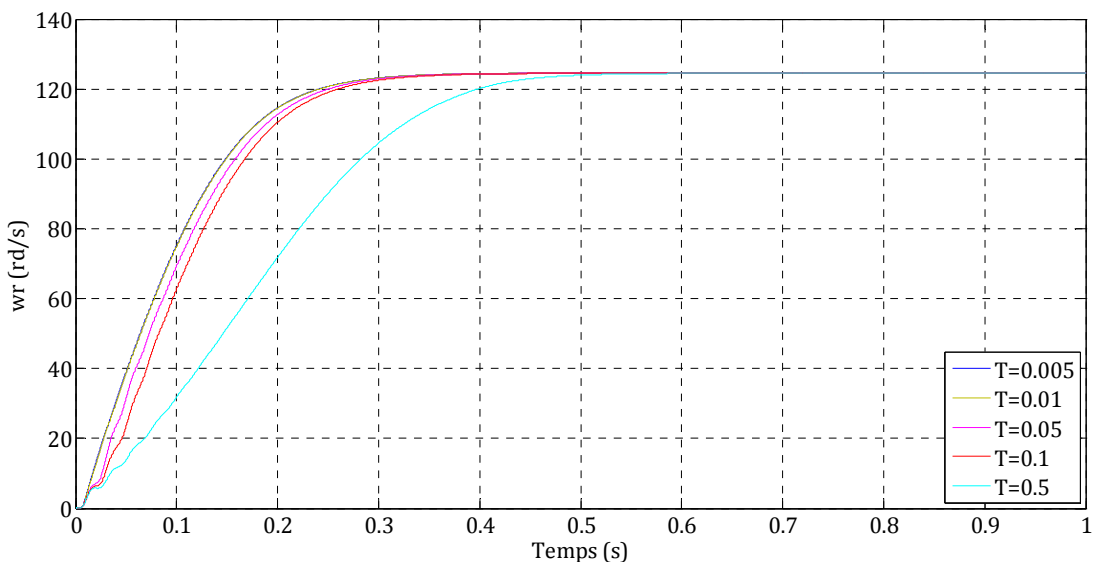


FIGURE 5.12—Chronogramme des vitesses ($\gamma_0=40^\circ$ - T variable)

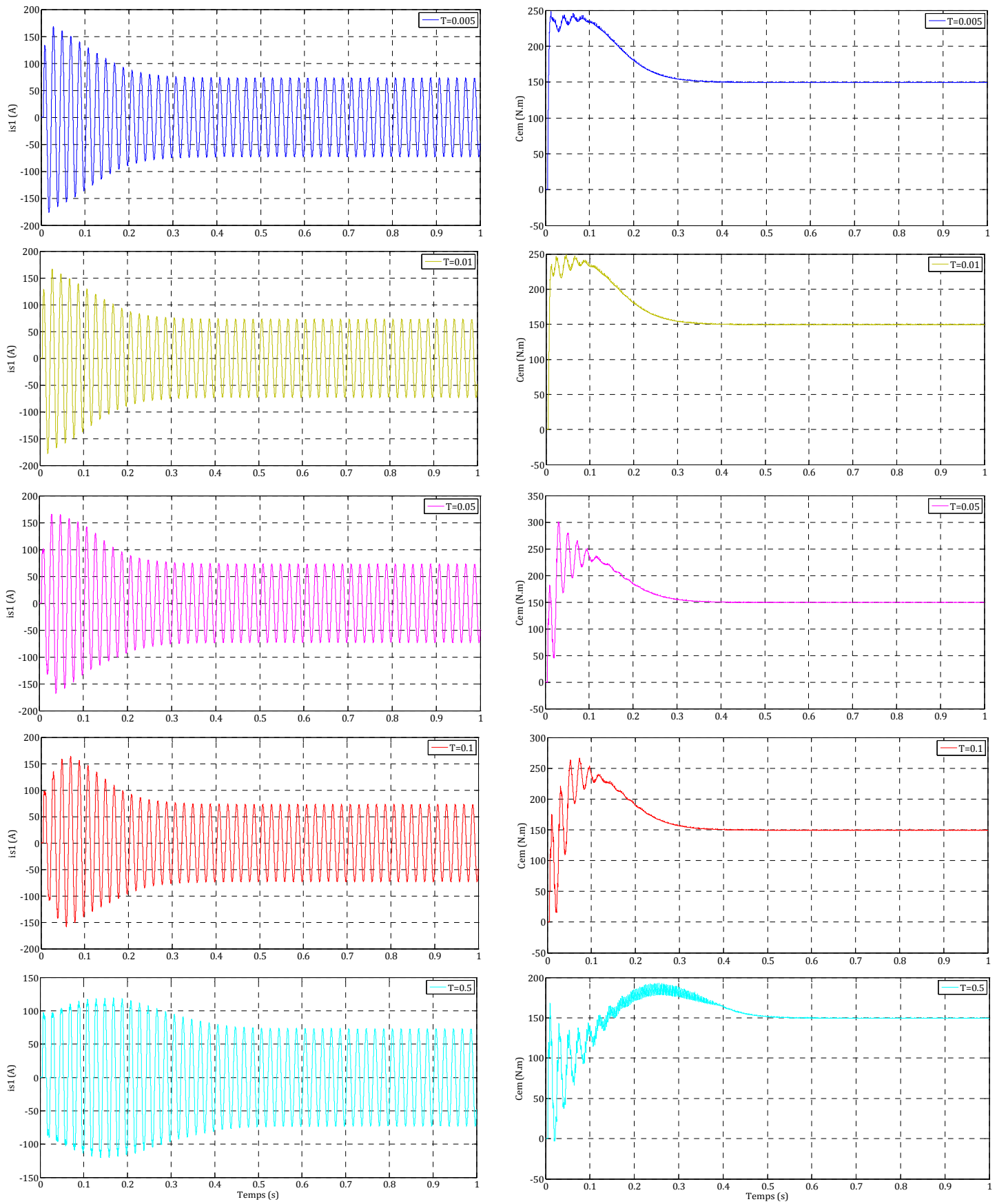


FIGURE 5.13—Evolution du courant statorique et du couple ($\gamma_0=40^\circ$ - T variable)

b) Etude paramétrique pour $T = 0.005$; γ_0 variable

γ_0	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
0°	10°	20°	30°	40°

TABLEAU 5.4—Angle initial

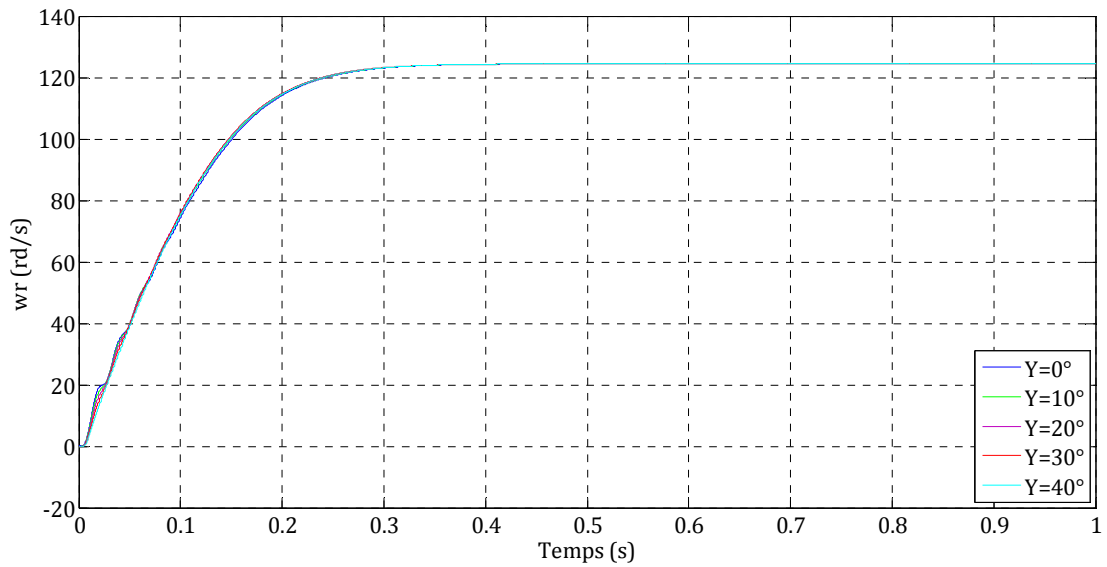
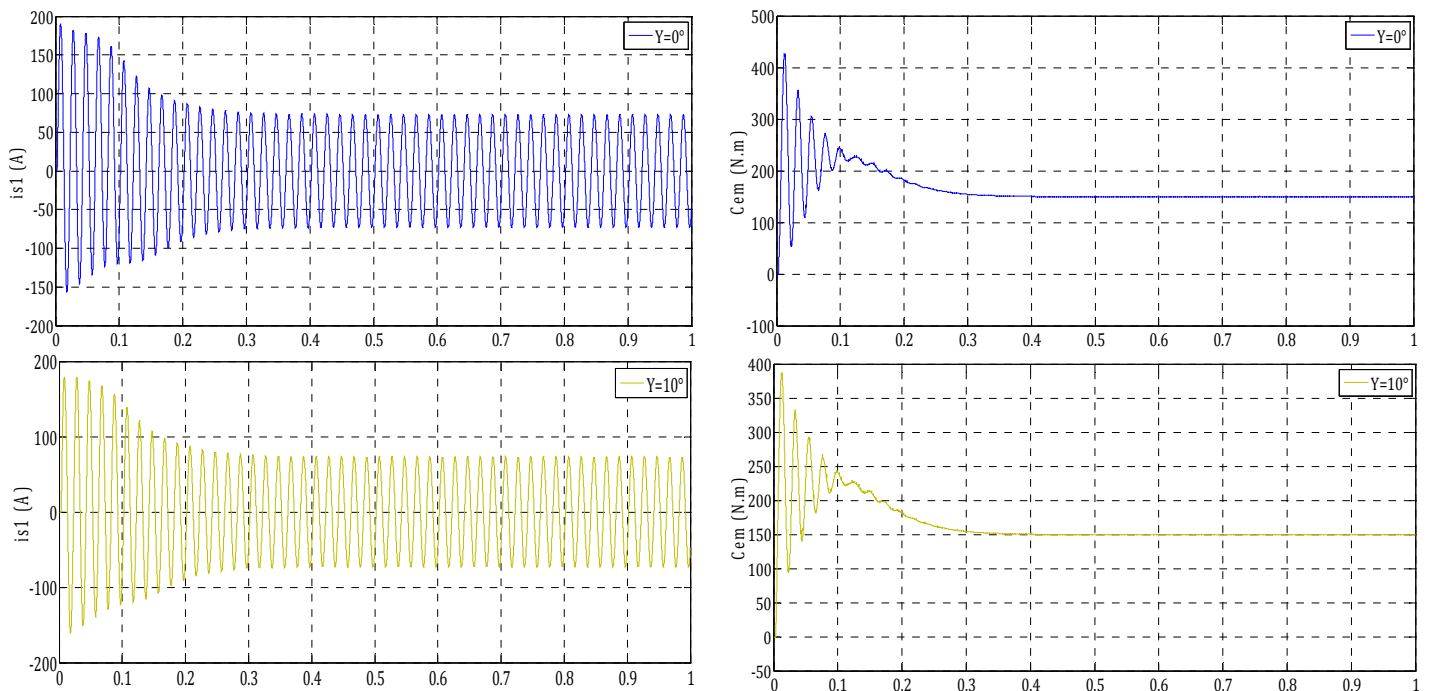


FIGURE 5.14—Chronogramme des vitesses ($T = 0.005$ - γ_0 variable)



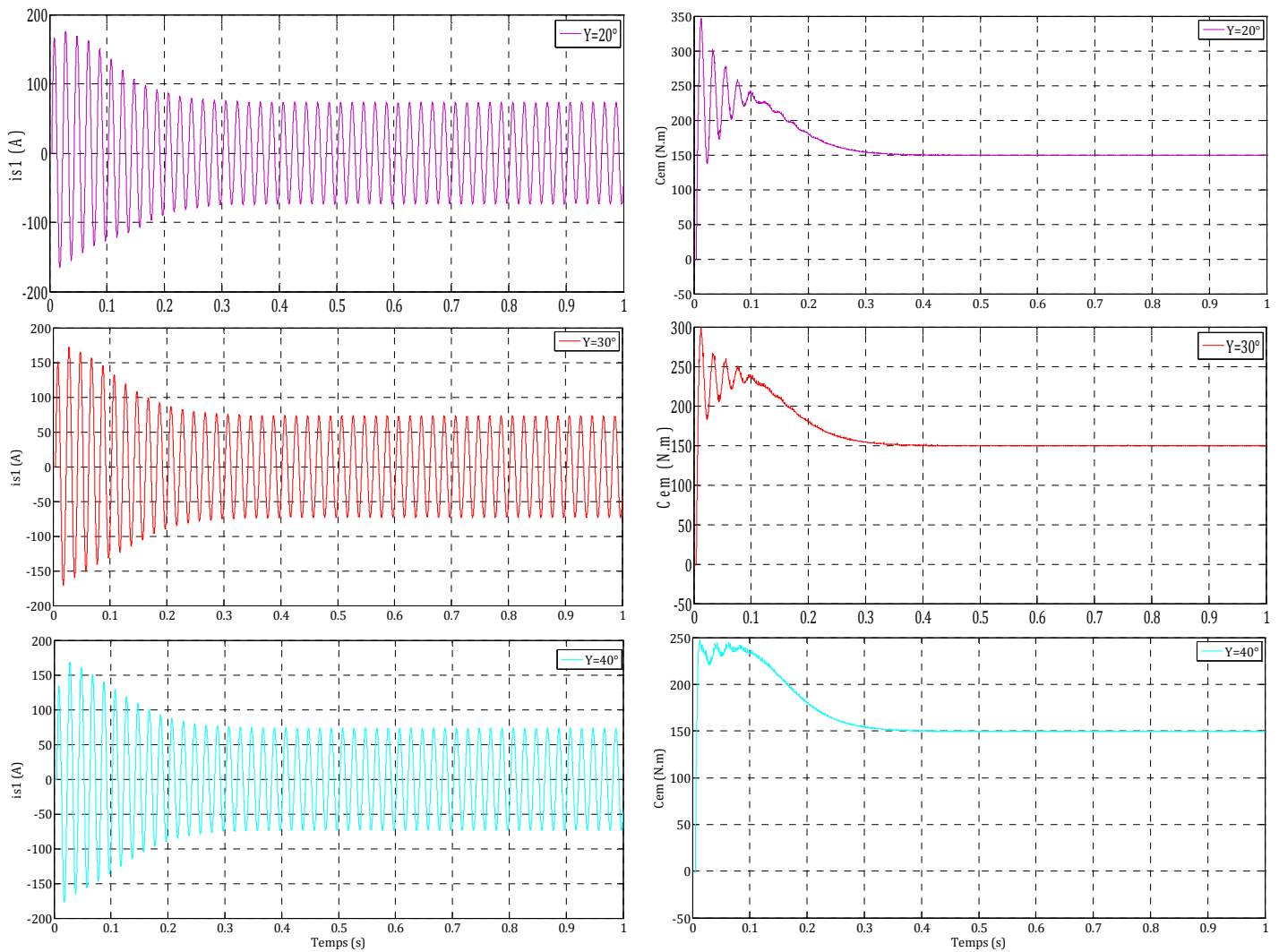


FIGURE 5.15—Evolution du courant statorique et du couple ($T = 0.005 - \gamma_0$ variable)

5.5.2 Le freinage

La variation du retard à l'amorçage au freinage suivra la loi exponentielle suivante :

$$\gamma = \gamma_\infty \left(1 - e^{-\frac{(t-t_f)}{T}} \right) \quad (5.7)$$

Avec :

t_f : L'instant du début du freinage.

γ_∞ : Angle final

Comme précédemment, nous allons faire la même analyse, c'est-à-dire étudier l'évolution de la vitesse, du couple et du courant statorique en régime transitoire, pour différentes valeurs des paramètres T et γ_∞ .

Le démarrage sans-à-coups avec $\gamma_0 = 40^\circ$; $T = 0.005$ suivi d'un freinage une fois la vitesse nominale atteinte soit à $t=0.5$ s. On utilisera différents paramètres pour le freinage et on gardera ceux du démarrage inchangés.

a) Etude paramétrique pour $\gamma_\infty = 130^\circ$; T variable

T_0	T_1	T_2	T_3	T_4
0.005	0.01	0.05	0.1	0.5

TABLEAU 5.5—Constante de temps

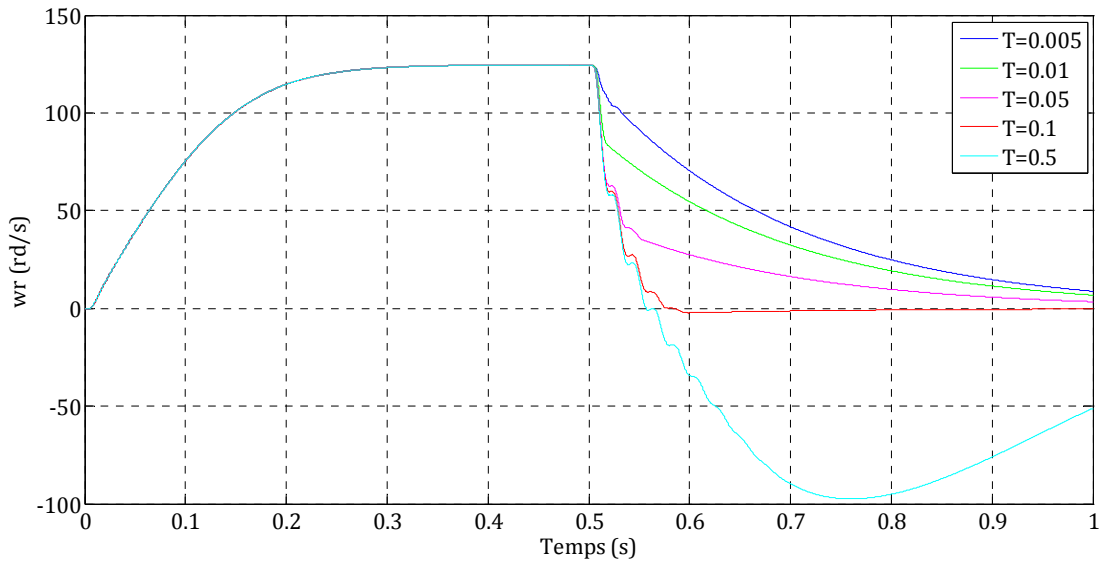
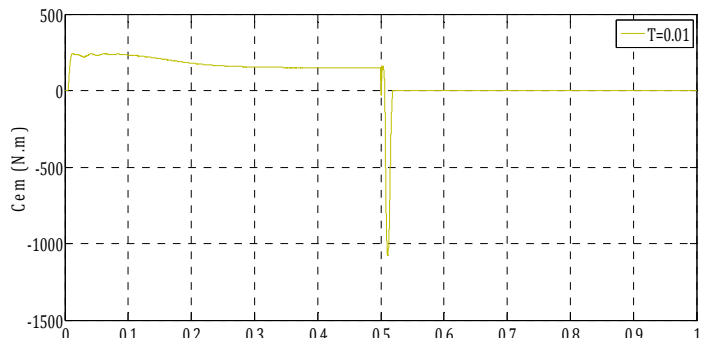
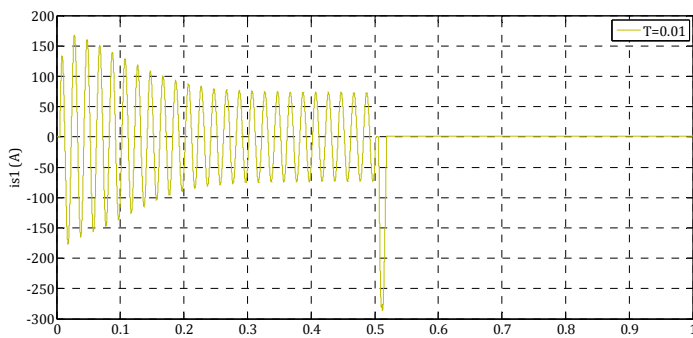
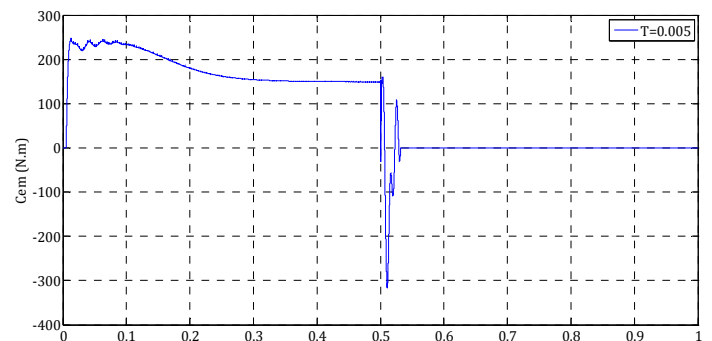
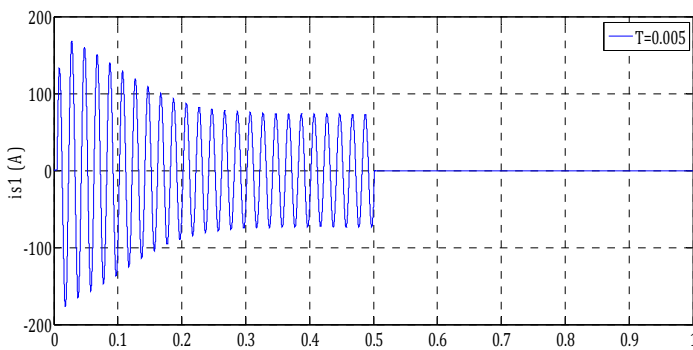


FIGURE 5.16—Chronogramme des vitesses ($\gamma_\infty = 130^\circ$ - T variable)



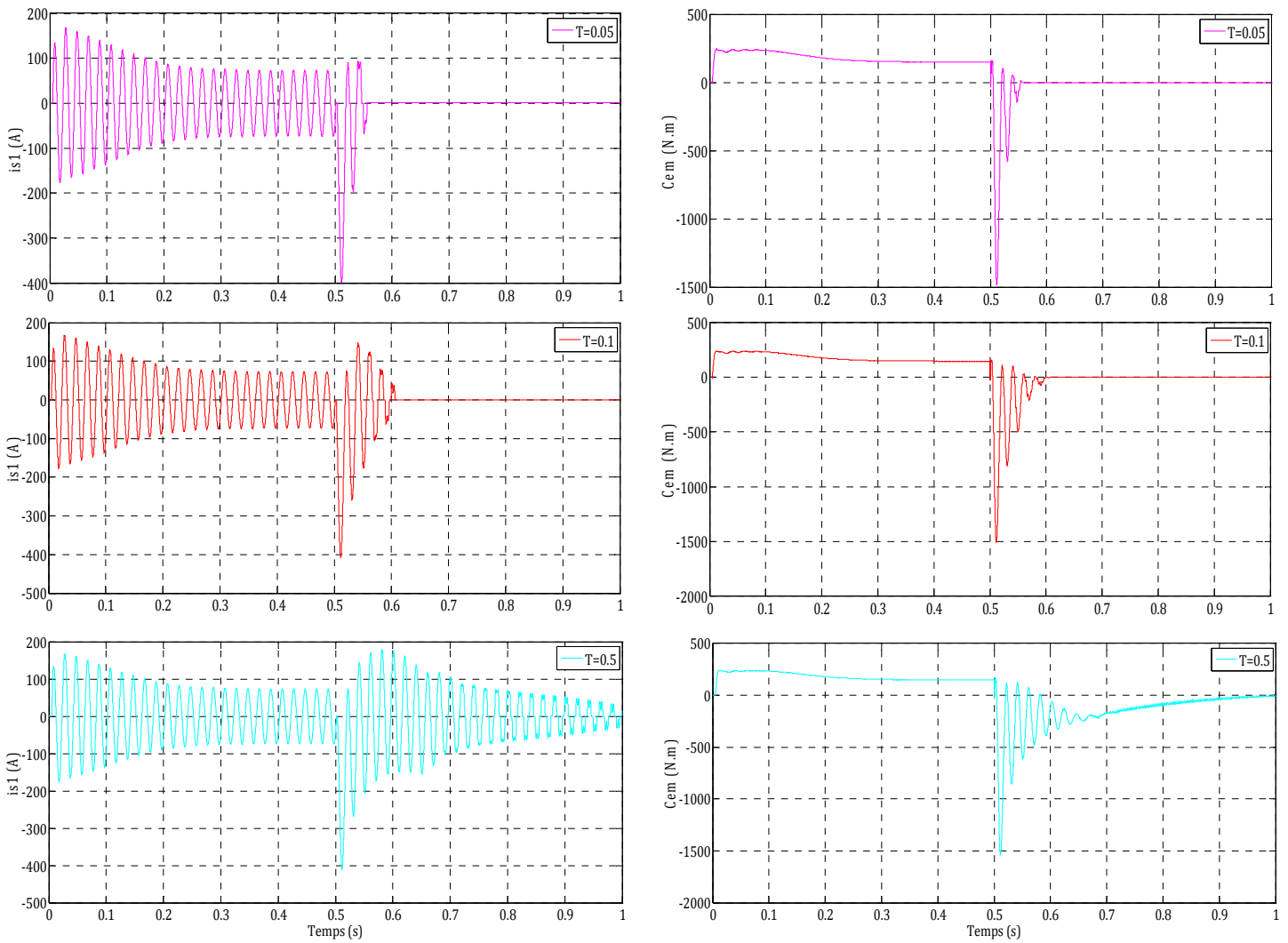


FIGURE 5.17—Evolution du courant statorique et du couple ($\gamma_{\infty} = 130^{\circ}$ - T variable)

b) Etude paramétrique pour $T = 0.05$; γ_{∞} variable

γ_0	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
130°	110°	90°	70°	50°

TABLEAU 5.6—Angle final

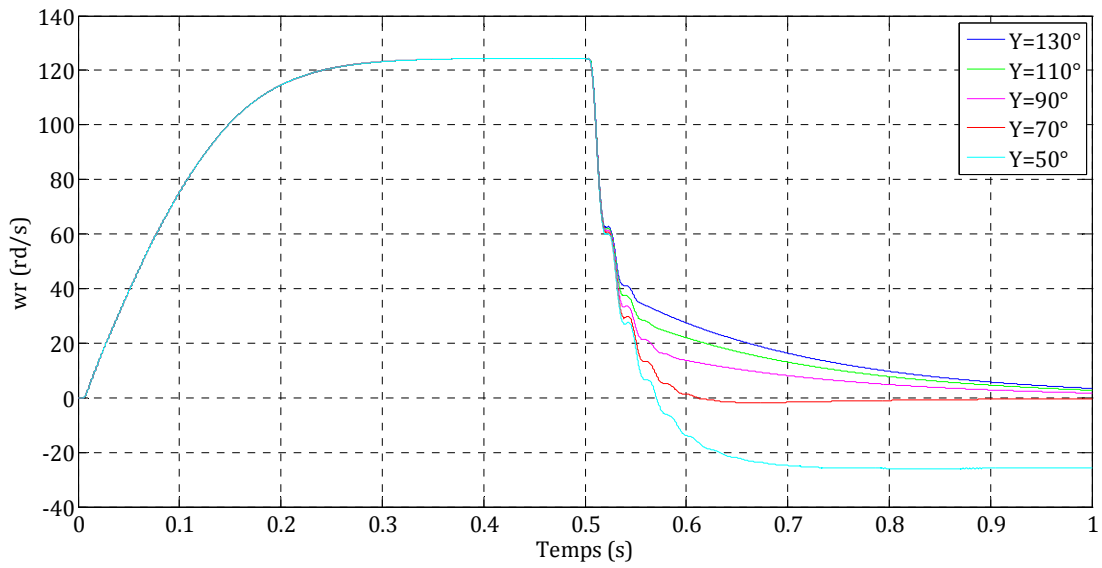
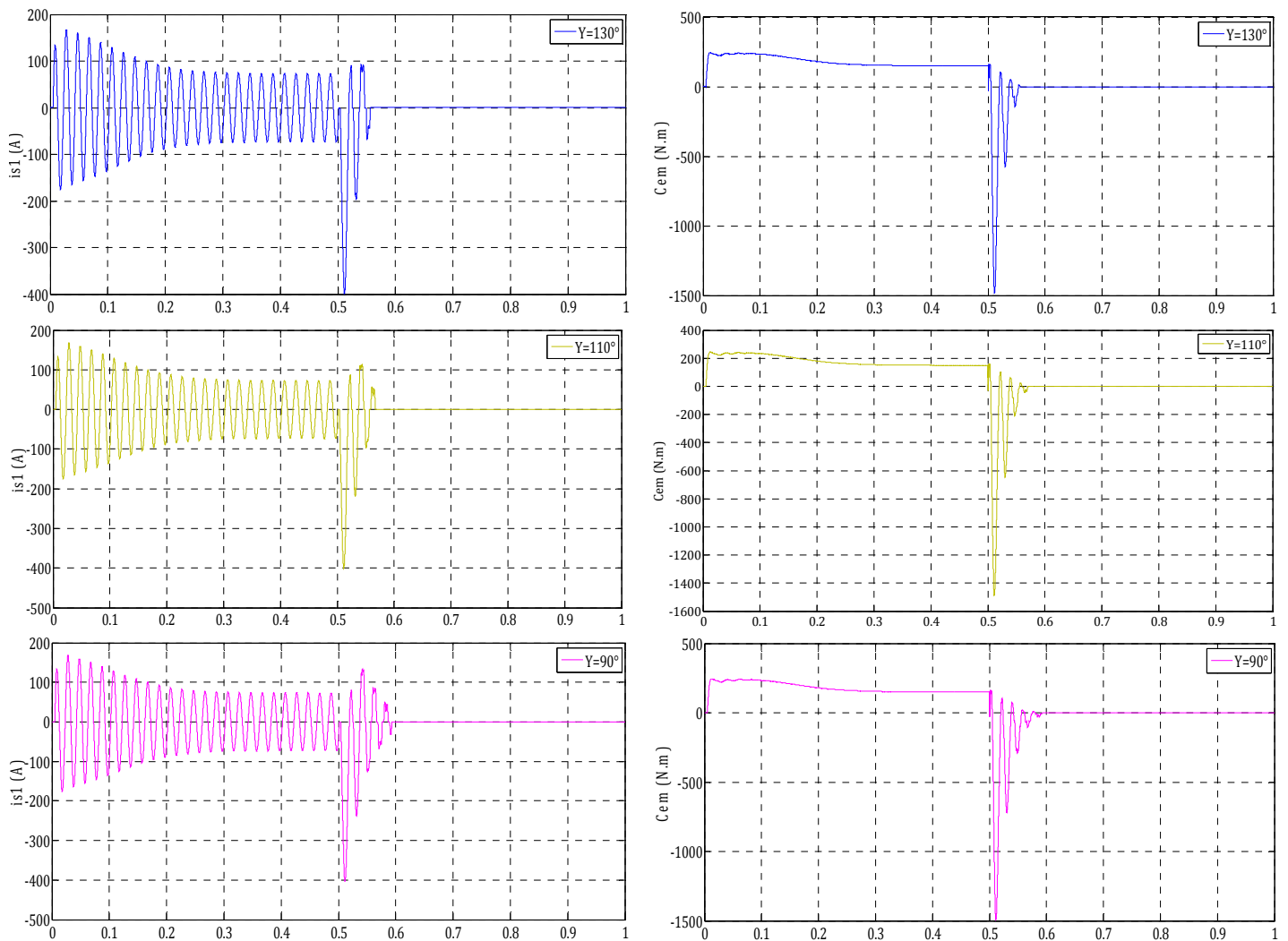


FIGURE 5.18—Chronogramme des vitesses ($T = 0.05 - \gamma_{\infty}$ variable)



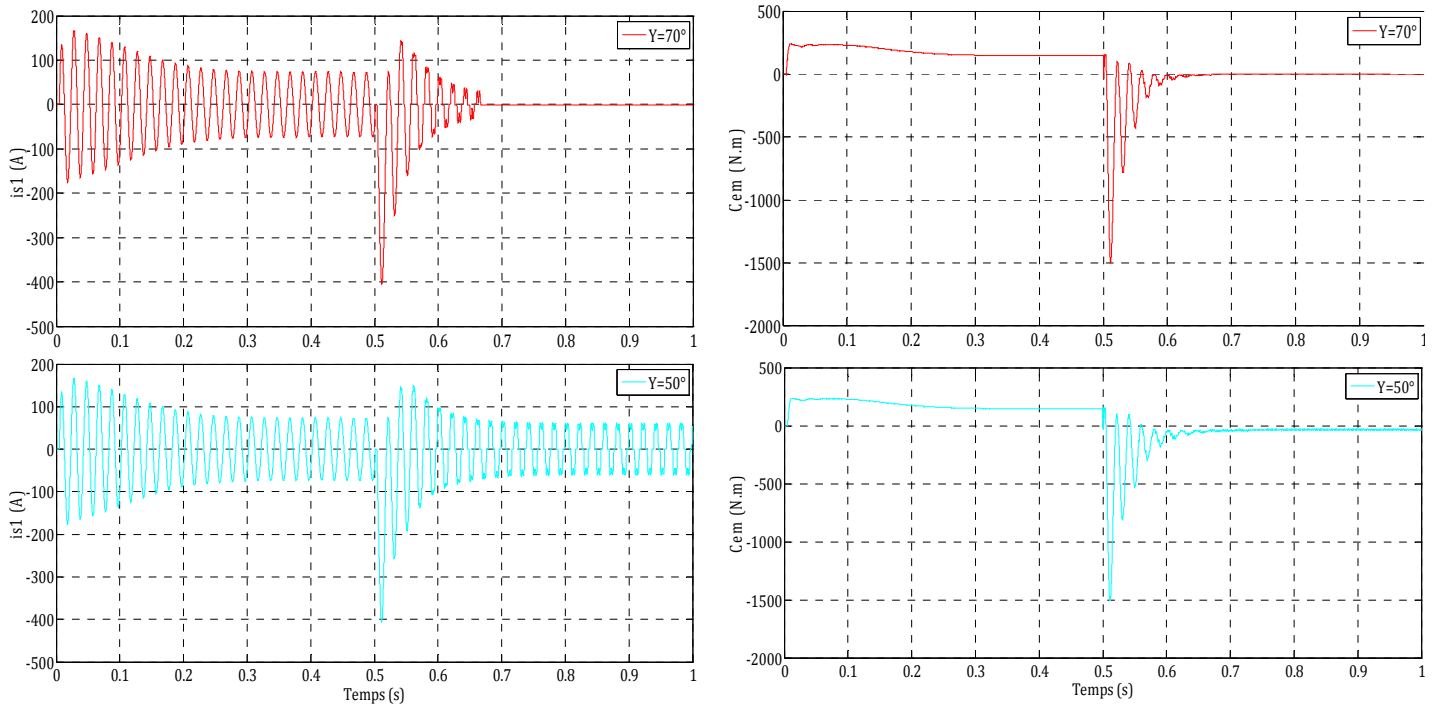


FIGURE 5.19—Evolution du courant statorique et du couple ($T = 0.05$ - γ_{∞} variable)

5.5.3 Interprétation des résultats

Au démarrage avec $T=0.005$, la vitesse atteint sa valeur nominale au bout de 0.38 s (fig.5.12), l'amplitude du premier pic du couple avoisine les 250 Nm et la composante oscillatoire a pratiquement disparue. Pour le courant statorique, le premier pic avoisine les 100 A tandis que le deuxième dépasse légèrement les 150 A (fig.5.13).

Pour $T=0.5$, la vitesse atteint sa valeur nominale à 0.53 s, l'amplitude du premier pic du couple ne dépasse pas les 170 Nm mais la composante oscillatoire persiste. Le courant avoisine les 100 A au début du régime transitoire et diminue progressivement pour atteindre sa valeur nominale en régime permanent.

Au fur et à mesure que T augmente, l'amplitude du premier pic du couple et celle du courant d'appel diminue et le régime permanent est atteint en un temps de plus en plus grand, la durée du régime transitoire augmente donc avec la constante de temps T . La composante oscillatoire du couple persiste lorsque T est grand. Le paramètre T détermine la vitesse de variation de l'angle d'amorçage, il a donc un effet direct sur la durée du régime transitoire.

Toujours au démarrage, la variation de l'angle initial γ_0 de 0° à 40° agit peu sur la durée du régime transitoire et fortement sur l'amplitude du premier pic pour le courant et le couple (fig.5.14) (fig.5.15). La composante oscillatoire du couple disparaît pour $\gamma_0 = 40^\circ$.

Ces deux analyses montrent qu'il est possible d'avoir un démarrage sans-à-coups avec un faible courant d'appel, une amplitude de couple suffisamment réduite et une durée du régime transitoire relativement courte et ce, en paramétrant correctement les facteurs T et γ_0 , ce paramétrage permet d'appliquer un mode d'alimentation adéquat du moteur conformément à ce qui a été expliqué ci-dessus (§5.2).

Au freinage, l'objectif n'étant pas de réduire l'à-coup mais de contrôler la décélération et d'empêcher le moteur de tourner en sens inverse après arrêt. La loi exponentielle choisie à cet effet, définit la variation du retard à l'amorçage et permet d'appliquer un retard nul au début du freinage et très élevé en fin de freinage d'une manière, à annuler le courant statorique et donc le couple électromagnétique.

Comme pour le démarrage, nous avons réalisé dans ce cas également deux analyses, une à constante de temps T variable, l'autre à angle final γ_{∞} variable.

La figure 5.16 montre différents profils de vitesse en fonction du paramètre T, on remarque que la décélération est d'autant plus importante que le paramètre T est grand, ceci s'explique par le couple de freinage qui s'annule moins rapidement au fur et à mesure qu'on augmente la constante de temps T (fig.5.17). De grandes valeurs de la constante T donne une décélération très importante avec une rotation en sens inverse du moteur après arrêt. Il est donc nécessaire de paramétrer correctement la constante de temps T d'une manière à avoir le profil de décélération souhaité tout en évitant une rotation en sens inverse du moteur.

En faisant varier γ_{∞} à T fixe, on observe quasiment le même phénomène, mais pour les faibles valeurs de l'angle final γ_{∞} la décélération persiste et la vitesse continue à diminuer pour s'annuler et changer de sens (fig.5.18). Le couple de freinage demeure négatif et le courant continue à transiter dans les thyristors (fig.5.19).

En effet, lorsque le retard à l'amorçage n'atteint pas une valeur suffisamment élevée qui permet de bloquer les thyristors, ces derniers sont amorcés et le courant statorique est maintenu.

5.6 Conclusion

L'étude du démarrage et freinage en prenant plusieurs valeurs du retard à l'amorçage nous a permis de voir l'influence de ce retard sur le comportement dynamique du moteur. Les faibles valeurs du retard à l'amorçage augmentent le courant d'appel et le couple, tandis que des valeurs plus élevées permettent de réduire le courant et donc le couple mais la durée du régime transitoire s'étale d'avantage dans le temps. La composante oscillatoire du couple en régime transitoire persiste à laquelle s'ajoutent des ondulations en régime permanent. Au freinage il est également nécessaire d'isoler le moteur de son alimentation pour éviter une rotation en sens inverse.

Le fait d'appliquer un retard variable dans le temps, permet non seulement de réduire le courant d'appel et le couple au démarrage, mais aussi de réduire considérablement la durée du régime transitoire. Avec un paramétrage plus flexible du retard à l'amorçage on peut choisir judicieusement les instants de connexion du moteur à l'alimentation et éliminer la composante oscillatoire du couple en régime transitoire et les ondulations en régime permanent.

La loi exponentielle utilisée pour le freinage permet de s'affranchir de la nécessité d'isoler physiquement le moteur de son alimentation pour éviter une marche en sens inverse.

Avoir le contrôle sur le retard à l'amorçage permet de moduler la quantité d'énergie absorbée par le moteur et donc contrôler le couple électromagnétique et l'intensité du courant d'appel au démarrage et au freinage. On voit donc tout l'intérêt de disposer d'un retard à l'amorçage variable et surtout paramétrable dans les entraînements électriques à moteur asynchrone.

Conclusion générale

De nos jours, le démarrage sans à-coups est omni présent dans la quasi-totalité des entraînements électriques utilisant des moteurs asynchrones à cage, les recherches réalisées dans les laboratoires à ce sujet n'ont pas cessé d'apporter leurs fruits tant sur le plan performances que sur le plan économique.

Les points abordés dans ce mémoire ne présentent pas une nouveauté dans ce domaine, nous avons plutôt essayé d'étudier ces techniques et leurs applications dans le but de montrer la place qu'occupe aujourd'hui la machine asynchrone dans les entraînements électriques même lorsque les performances dynamiques exigées sont particulièrement pointues. Cette machine considérée autrefois peu pratique dans les chaînes d'asservissement dont la commande était trop laborieuse en raison de sa non linéarité.

Nous avons également voulu mettre l'accent sur les convertisseurs statiques et le rôle qu'ils jouent aujourd'hui dans les applications industrielles sans lesquels la commande de ces moteurs ne serait pas envisageable. La micro-électronique qui a également fait son apparition dans les systèmes de commande de ces convertisseurs qui a permis d'appliquer des retards à l'amorçage variables et paramétrables en fonction du besoin. On voit bien actuellement, comment les systèmes de commande et d'asservissement utilisés dans les entraînements électriques sont devenus pluridisciplinaires.

Le grand nombre d'étude et de publications présentées dans la recherche bibliographique, sur le démarrage et le freinage de ces moteurs et la variété des sujets traités, montrent l'intérêt que portent les chercheurs sur cette machine et son utilisation dans les différents domaines d'application.

L'idée inspirée, qui était d'établir un graphe de fonctionnement pour le convertisseur statique, nous a particulièrement aidé dans la restitution des états de fonctionnement, des transitions possibles entre états et des instants d'apparition et de disparition des courants dans le convertisseur et c'est à partir de là, que nous avons pu élaborer un algorithme qui décrit fidèlement son fonctionnement. Le modèle a été validé par une comparaison des résultats de simulation à ceux obtenus expérimentalement.

L'application de la transformation de Park uniquement au rotor lors de la modélisation du moteur en régime transitoire nous a particulièrement facilité la gestion du graphe de fonctionnement établi pour le convertisseur statique, en gardant une structure triphasée au stator. Un modèle mathématique a été ainsi établi dans chaque mode de connexion et la simulation du modèle globale, en passant d'un modèle à l'autre a été réalisée, sur la base d'une représentation par variable d'état. Le modèle a été validé en s'appuyant sur les résultats des études antérieures.

L'étude comparative entre un démarrage et freinage, par inversion de phases classique et un démarrage sans à-coups et freinage, en utilisant un retard à l'amorçage variable dans le temps, nous a particulièrement éclairé des avantages que peut apporter la micro-électronique dans la commande des convertisseurs statiques. L'utilisation des microcontrôleurs dans les systèmes de commande pour générer des retards à l'amorçage paramétrables en fonction du besoin est devenue une pratique courante dans les entraînements électriques à moteur asynchrone.

Bien que nous n'ayons pas abordé l'aspect matériel dans ce mémoire, nous avons voulu mettre l'accent par des résultats théoriques sur l'importance et l'utilité de ce matériel dans la commande des moteurs asynchrones.

An cours de ce travail nous avons également montré la démarche complète qu'il faut adopter pour pouvoir simuler le fonctionnement d'une machine asynchrone alimenté par un convertisseur statique, en partant des équations fondamentales qui régissent son fonctionnement pour aboutir à un algorithme de simulation qui peut être développé dans n'importe quel langage informatique. Cette démarche peut bien entendu être élargie pour d'autres moteurs alimentés par d'autres types de convertisseurs.

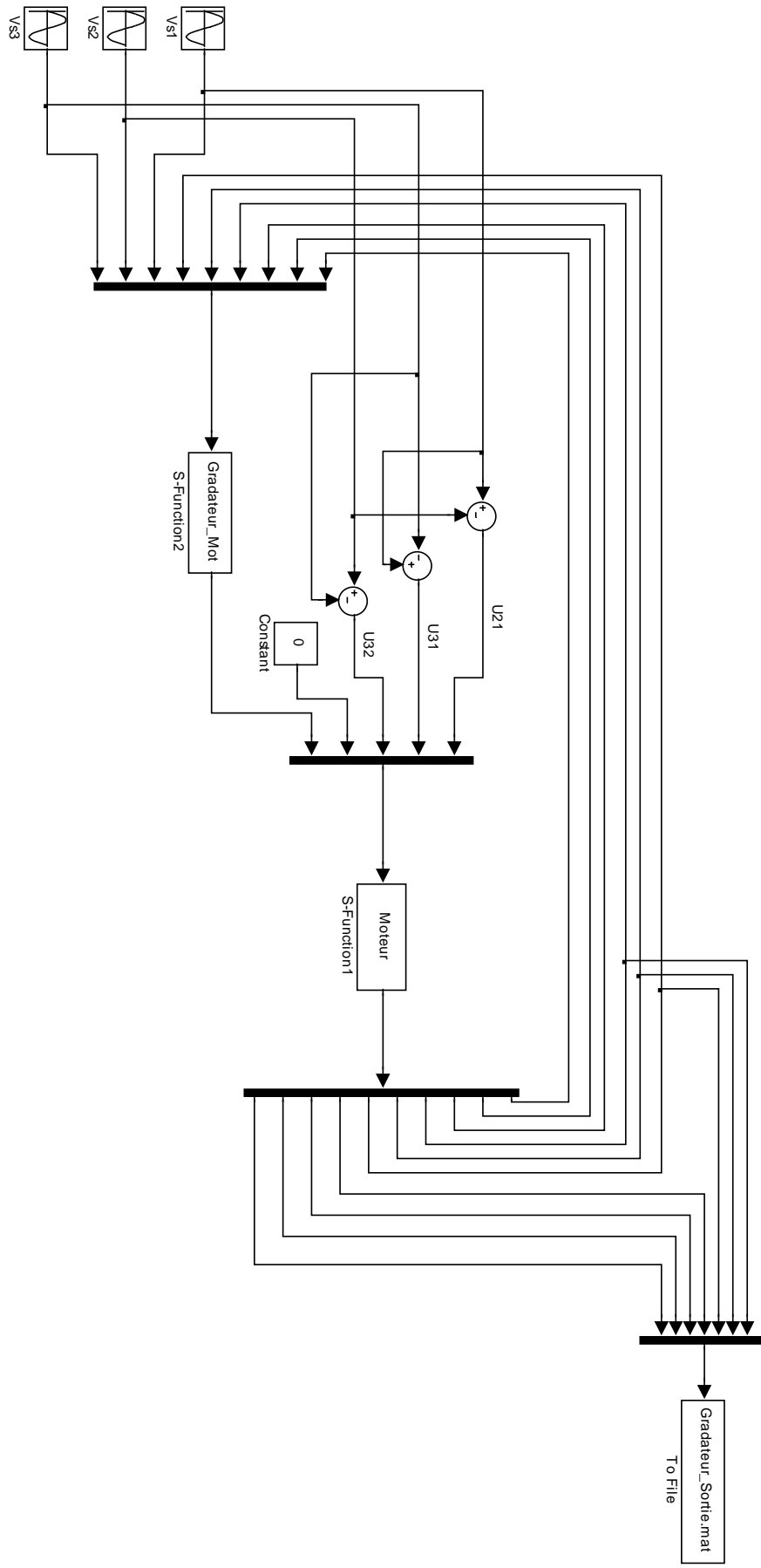
Les études effectuées donnent lieu à plusieurs voies de recherche dans lesquels il nous paraît intéressant d'approfondir. Tout d'abord nous avons fait un certains nombre d'hypothèses simplificatrices, dans lesquelles nous avons considéré que les paramètres de la machine sont invariants. Il serait alors captivant, de faire une analyse au démarrage et au freinage pour voir l'influence de ces paramètres, sur les performances du moteur en régime dynamique.

Il est également intéressant d'étudier l'influence de la température combinée avec ces variations paramétriques sur les caractéristiques en régime transitoire.

Un autre volet particulièrement intéressant que nous n'avons pas abordé est celui des harmoniques, dont les convertisseurs statiques en général, notamment les gradateurs sont de grands générateurs. Il est alors important d'étudier leur influence sur les à-coups au démarrage, eux qui sont réputés pour la génération des couples pulsatoires.

Annexe A

Le schéma de simulation sous
(MATLAB/SIMULINK)



Bibliographie

- [Alg 62] P. L. Alger and Jalaluddin, "Stepless Starting of Wound-Rotor Induction Motors". *Transactions of the Applications and Industry*, Vol.81, pp: 262 - 271.1962.
- [Ayy 06] M. Ayyub, "ANFIS based soft-starting and speed control of AC voltage controller fed induction motor", *IEEE Power India Conference*, 10-12 April 2006.
- [Bru 84] Frank M. Bruce, Richard J. Graefe, Arthur Lutz and Michael D. Panlener, "Reduced-Voltage starting of Squirrel-cage induction Motors", *IEEE Transaction on industry applications*, vol. IA-20, No. 1, January/February 1984.
- [Bow 86] Jack Bowerfind and Sylvester J.Campbell, "Application of Solid-State AC Motor Starters in the Pulp and Paper Industry", *IEEE Transactions on industry applications*, vol. IA-22, No. 1, January/February 1986.
- [Bla 97] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, S. Rise, H. H. Hansen, and A. M. Trzynadlowski, "Can soft-starters help save energy", *IEEE Ind. Applicat. Mag.*, vol. 3, pp. 56–66, Sept. /Oct. 1997.
- [Bec 70] Charles D. Beck and Ralph G. Rhudy, "Plugging an Induction Motor", *IEEE Transactions On Industry and General Applications*, Vol. IGA-6, No. 1, January/February 1970.
- [Bla 75] T.G. Bland and W. Shepherd, "D.C. dynamic braking of induction motors with secondary capacitors", *Proc. IEE*, Vol. 122, No. 2, February 1975.
- [Ber 84] G.J. Berg and S. S. Murthy, "Transient performance of induction motors under plugging operation", *Can. Elec. Eng. J.* Vol. 9 No 1, 1984.
- [Bar 87] P. Barret. Régimes transitoires des machines tournantes électrique Presses Polytechniques Romandes 1995.
- [Bag 99] L. Baghli. Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse. Université Henri Poincaré, Nancy I, France 1999.
- [Col 83] P. J. Colleran and W. E. Rogers, "Controlled starting of AC induction motors", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-19, pp. 1014–1018, Nov. /Dec. 1983.
- [Cho 92] M. A. Choudhury and M. Azizur Rahman, "Starting Performances of Delta-Modulated Inverter-Fed Submersible Induction Motors", *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 28, No. 3, May/June 1992.
- [Chr 08] V. Chrisanov, "The Induction Motor Start up with Transient Suppression", *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM*. pp. 120-123, 2008.
- [Cov 97] M. Covino, M. L. Grassi and E. Pagano, "Analysis of braking Operations in Present-Day Electric Drives with Asynchronous Motors", *Electric Machines and Drives Conference Record. IEEE International*. pp. MB3/1.1 - MB3/1.3. 1997.
- [Car 95] J.P. Caron – J.P. Hautier. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Technip 1995.
- [Dau 82] R. H. Daugherty, "Analysis of transient electrical torques and shaft torques in induction motors as a result of power supply disturbances ", *IEEE Power App. Syst.*, vol. PAS-101, pp. 2826–2836, Aug. 1982.
- [Day 11] Geng Dayong and Ma Wenge, "Modeling and Simulating for Soft Starting of Asynchronous Motors Based on Fuzzy Adaptive Control", *IEEE 3rd International Workshop on Intelligent Systems and Applications (ISA)*. pp. 1-4. 2011.

- [Ert 90] Suat Ertem, "Simulation of Induction Machine Starting Transients Using State Variable Techniques", *IEEE Power Symposium. Proceedings of the Twenty-Second Annual North American*. pp. 405-414. 1990.
- [Elv 01] R.F. McElveen and M.K. Toney, "Starting high inertia loads", *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 37, No. 1, January/February 2001.
- [Eji 93] Ejiogu. E.C et Tanno. Y, "Transient and saturation modeling of the capacitor-excitation and magnetic braking of the induction motor", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest*. pp. 316-320. 1993.
- [Fra 88] B. France. Sur la modélisation globale du moteur Asynchrone alimenté par gradateur. Application à la conception de commandes Pour basses vitesses. Thèse. Université Des Sciences Et Techniques De Lille Flandres Artois, France 1988.
- [Gin 99] A Ginart, R. Esteller, A. Maduro, R. Pinero, R. Moncada, "High Starting Torque for AC SCR Controller", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, pp. 553-559, September 1999.
- [Gri 00] D. Gritter, D. Wang, T. G. Habetler, "Soft Starter Inside Delta Motor Modeling and its Control", *IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 2, pp. 1137-1141, October 8-12, 2000.
- [Gas 05] A. Gastli and M.M. Ahmed, "ANN-based soft starting of voltage controlled fed IM drive system", *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 20, No. 3, pp. 497-503, Sept. 2005.
- [Gha 11] Majid Ghadimi, Amin Ramezani and Mohsen Mohammadimehro, "Soft Starter Modeling for an Induction Drive Starting Study in an Industrial Plant", *IEEE Fifth UKSim European Symposium on Computer Modeling and Simulation (EMS)*, pp. 245-250. 2011
- [Har 55] D. Harrison, "The Dynamic Braking Of Induction Motors", *Proceedings of the IEE Power Engineering*. Vol. 103 Part A. Paper No. 1885 U. pp. 121-129. August 1955.
- [Hin 06] Marko Hinkkanen and Jorma Luomi, "Braking Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives Equipped With Diode Rectifier Without Braking Resistor", *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 42, NO. 5, September/October 2006.
- [Hai 10] Haroutuon A. Hairik, Rabee H. Thejel and Wissam A. Kadhem, "Proposed Scheme for Plugging Three Phase Induction Motor", *MELECON - 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*. pp 1-5. 2010.
- [Hau 93] J.P. Hautier. Modélisation et commande de la machine asynchrone 3E.1.93, SUPELEC Gif-sur-Yvette, 1993.
- [Iye 95] R.S. Janardhana Iyengar, V.V. Sastry, "Fuzzy Logic Based Soft-start for Induction Motor Drives", *Industry Applications Conference. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE*, Vol. 1, pp. 121-128.
- [Jia 11] Zhen bao Jiang, Tingjian Zhong and Yin hua Rao, "Simulation of Soft Start-up of Asynchronous Machines with Pump-control Function Based on Thyristor", *IEEE International Conference on Information Technology, Computer Engineering and Management Sciences (ICM)*. Vol. 3. pp. 131-135.2011.
- [Jia 01] Jinsheng Jiang and Joachim Holtz, "An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End", *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 37, NO. 5, September/October 2001.
- [Koc 12] Kocabas, D.A.; Atalay, A.K.; Ogut, H.R., "Dynamic Simulation of an Induction Motor Having a Dahlander Connected Winding to Calculate the Total Energy Regained in Regenerative Braking", *MECHATRONIKA, 15th International Symposium*. pp. 1-4. 2012.

- [Kau 84] George A. Kaufman and Mark J. Kocher, "Fail Safe Dynamic Brake for Three-Phase Induction Machines", *IEEE transactions on industry applications*, vol. IA-20, No. 5, September/October 1984.
- [Lip 71] T. A. Lipo, "The analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors", *IEEE Transactions on power apparatus and systems*, vol. PAS-90, No. 2, March/April 1971.
- [Lee 05] Kevin Lee, William E. Berkopect, Thomas M. Jahns and Thomas A. Lipo, "Influence of Deep Bar Effect on Induction Machine Modeling with Gamma-Controlled Soft Starters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC. Twentieth Annual IEEE*, Vol. 3, pp. 1858-1864, 2005.
- [Liu 09] Shufen Li and Zhihua Liu, "Constant-Current Soft Starting of Induction Motor Based on Fuzzy Control", *IEEE International Conference on Computer Engineering and Technology. ICCT '09*. Vol. 2, pp. 358-361, 2009.
- [Lap 53] W. A. Lapierre and N. Metaxas, "D-C Dynamic Braking of Induction Motors", *AIEE Transactions*. Vol. 72. 1953
- [Mur 84] S. Sreenivasa Murthy, Gunnar J. Berg, Chandra S. Jha and Ajay k. Tandon, "A Novel Method of Multistage Dynamic Braking of Three-Phase Induction Motors", *IEEE transactions on industry applications*, vol. ia-20, no. 2, March/April 1984.
- [Mak 04] Abed El-Rheem. M. Makky, Fared. N. Abed El-bar, Nabil .A. Ahmed and Ahmed. A. Abed El-Hafez, "Non conventional method for soft starting of three phase induction motors", *IEEE International Conference on Electrical, Electronic and Computer Engineering. ICEEC '04*. pp.913-918, 2004.
- [Mur 82] S. S. Murthy and G. J. Berg, "A New Approach to Dynamic Modeling and Transient Analysis of SCR Controlled Induction Motors", *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. PAS-101, No. 9, pp. 219-229, Sept. 1982.
- [Nov 68] Donald W. Novotny and A. Frederick Fath, "The Analysis of Induction Machines Controlled by Series Connected Semiconductor Switches", *IEEE Transactions on power apparatus and systems*, February 1968.
- [Nev 89] J. Nevelsteen and H. Aragon, "Starting of large motors-methods and economics", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, pp. 1012-1018, Nov. /Dec.1989.
- [Nat 81] Gautam Nath and Gunnar J. Berg, "Transient Analysis of Three-Phase SCR Controlled Induction Motors", *IEEE Transactions on industry applications*, vol. IA-17, No. 2, March/April 1981.
- [Pha 97] Tan H. Pham, Philippe F. Wendling, P. Lombard, Sheppard J. Salon and Harun Acikgoz, "Dynamic Braking of a Voltage Supplied Induction Motor using Finite Element Analysis", *Electric Machines and Drives Conference Record. IEEE International*. pp. WB3/3.1 - WB3/3.3. 1997.
- [Raj 96] Chinniah B. Rajanathan and Bruce J. Watson, "Simulation of a Single Phase Induction Motor Operating in the Motoring, Generating and Braking Modes", *IEEE transactions on magnetic*, Vol. 32, No. 3, pp. 1541-1544. May 1996.
- [Raj 97] Chinniah B. Rajanathan, Zhan W. Shi and David S. Thompson, "Electromechanical Transients in a Three-phase Induction Motor During Phase Failure and Plugging", *IEEE Transactions on magnetic*, Vol. 33. No 2, pp.1219-1222. March 1997.
- [She 68] William Shepherd, "On the Analysis of the Three-Phase Induction Motor with Voltage Control by Thyristor Switching", *IEEE Transactions on industry and general applications*, vol. IGA-4, No. 3, May/June 1968.
- [Sha 94] A. A. Shaltout, "Analysis of torsional torques in starting of large squirrel cage induction motors", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 9, pp.135-141, Mar. 1994.
- [Sas 97] Venkata V. Sastry, M. Rajendra Prasad and T. V. Sivakumar, "Optimal Soft Starting of Voltage-Controller-Fed IM Drive Based on Voltage Across Thyristor", *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 12, No. 6, november 1997.

- [Sol 06] Solveson, Mark G. Mirafzal, Behrooz Demerdash, Nabeel A. O, "Soft-Started Induction Motor Modeling and Heating Issues for Different Starting Profiles Using a Flux Linkage ABC Frame of Reference", *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006, vol. 42, pp. 973-982.
- [Sun 05] K. Sundareswaran and B.M. Jos, "Development and analysis of novel soft-starter/energy-saver topology for delta-connected induction motors", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 152, No. 4, July 2005.
- [Seg 91] *Electronique de puissance*. Dunod Technique 1991
- [Seg 96] C. Segard. Conception et réalisation d'un observateur de vitesse pour le contrôle d'un ensemble gradateur-machine asynchrone. Thèse. Université des sciences et technologies De Lille. France 1996.
- [Sre 47] Sreenivasan and M. A. Thomas, "Dynamic Braking by Self-Excitation of Squirrel-Gage Motors", *AIEE Transactions*. Vol. 66. pp. 145-148.1947.
- [Sre 59] T. V. Sreenivasan, "Dynamic Braking Of 3 Phase Motors By Capacitors", *Proc. Inst. Elec. Eng.* Paper 2865U, pp. 279-283, June, 1959.
- [She 83] Richard Shemanske, "Electronic Motor Braking", *IEEE Transactions on industry applications*, vol. ia-19, no. 5, September/October 1983.
- [Sar 92] Debasis Sarkar, P.K.Mukherjee and S.K. Sen, "Temperature Rise Of An Induction Motor During Plugging", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 7, No.1, Much 1992.
- [Sin 13] Rishabh Singh, Umashankar. S, D. Vijaykumar and Kothari D P, "Dynamic braking of induction motor - Analysis of conventional methods and an efficient multistage braking model", *International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*. pp. 197-206. 2013.
- [Woo 65] W. S. Wood, F. Flynn, and A. Shanmugasundaram, "Transient torques in induction motors, due to switching of the supply", *Proc. IEEE*, vol. 112, no. 7, July 1965.
- [Zen 01] G. Zenginobuz, I. Cadirici, M. Ermis, and C. barlak, "Soft starting of large induction motors at constant current with minimized starting torque pulsations", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.37, No.5, pp. 137-144, Sep./Oct. 2001.
- [Zil 12] Zhang Zili, Cui Xueshen, Zhao Haisen and Yang Yaping, "Research on a Novel Wye-delta Soft Start Method of Three-Phase Induction Motor", *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia. June 2-5, 2012, Harbin, China*. pp. 2479-2483.

Liste des symboles

p	Nombre de paires de pôles
P	Opérateur de Laplace $P = \frac{d}{dt}$
R_s	Résistance d'une phase du stator
R_r	Résistance d'une phase du rotor
R'_r	Résistance d'une phase du rotor ramenée au stator
L_s	Inductance propre d'une phase du stator
l_s	Inductance de fuite d'une phase du stator
\mathcal{L}_s	Inductance cyclique au stator
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor
l_r	Inductance de fuite d'une phase du rotor
\mathcal{L}_r	Inductance cyclique au rotor
M_{sij}	Inductance mutuelle entre les phases i et j du stator
M_{rij}	Inductance mutuelle entre les phases i et j du rotor
m_{ij}	Inductance mutuelle entre une phase i du stator et une phase j du rotor
M	Inductance mutuelle entre les phases s et r lorsque leurs axes sont confondus
\mathcal{M}	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
N_s	Inductance cyclique de fuites totalisées au stator
N_r	Inductance cyclique de fuites totalisées au rotor
N'_r	Inductance cyclique de fuites totalisées au rotor ramenée au stator
φ_{si}	Flux magnétique à travers une phase i du stator
φ_{ri}	Flux magnétique à travers une phase i du rotor
i_{si}	Courant dans la phase i du stator
I_s	Valeur efficace des courants statoriques
i_{ri}	Courant dans la phase i du rotor
I_r	Valeur efficace des courants rotoriques
I'_r	Valeur efficace des courants rotoriques ramenés au stator
I_μ	Valeur efficace du courant magnétisant
v_{si}	Tension appliquée à la phase i du stator
V_s	Valeur efficace des tensions statoriques
Ω_r	Vitesse de rotation du moteur en rd/s
Ω_s	Vitesse de rotation du champ tournant en rd/s
N	Vitesse du synchronisme en tr/min
θ	Angle géométrique que font à l'instant t les axes des phases 1 du stator et du rotor
θ_s	Angle géométrique que fait à l'instant t l'axe direct avec l'axe de la phase 1 du stator
θ_r	Angle géométrique que fait à l'instant t l'axe direct avec l'axe de la phase 1 du rotor
P_s	Puissance électrique totale absorbée au stator
P_{em}	Puissance électromagnétique transmise au rotor
P_m	Puissance mécanique
P_u	Puissance utile disponible sur l'arbre du moteur
p_{Js}	Pertes Joule statoriques
p_{fs}	Pertes fer statoriques
p_{Jr}	Pertes Joule rotoriques
p_{fr}	Pertes fer rotoriques
p_m	Pertes mécaniques
η	Rendement
J	Moment d'inertie total de la partie tournante ramené sur l'arbre du moteur
C_{em}	Couple électromagnétique
C_m	Couple mécanique
C_u	Couple utile
C_r	Couple résistant
ω_s	Pulsation correspondant à la vitesse Ω_s telle que $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

w_r	Pulsation correspondant à la vitesse Ω_r telle que $\Omega_r = \frac{w_r}{p}$
w_r'	Pulsation des grandeurs rotoriques
g	Le glissement $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$
n_s	Nombre de spire par phase du bobinage statorique
n_r	Nombre de spire par phase du bobinage rotorique
k_s	Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique
k_r	Coefficient de bobinage de l'enroulement rotorique
m	Coefficient de transformation tel que $m = \frac{k_r n_r}{k_s n_s}$

Auteur : M. BOUCIF SMAIL

Titre : Modélisation des modes de démarrage sans à-coups et freinage des entraînements électriques à moteur asynchrone

Directeur de Mémoire : M. CHAIBI RACHID

Lieu et date de soutenance : TIZIOUZOU le 17 Octobre 2017

Résumé

Cette étude s'intéresse principalement au comportement d'un moteur asynchrone à cage, au démarrage et au freinage utilisé dans les entraînements électriques, destinés à un fonctionnement en service intermittent. Les contraintes de couple et les fortes intensités du courant d'appel en régime transitoire, causé par ce mode de fonctionnement ne sont pas sans conséquences sur le moteur lui-même et les organes connexes de l'entraînement électrique.

Notre objectif est donc de chercher une manière efficace tant sur le plan performance que sur le plan économique, de réduire les à-coups au démarrage ainsi que les forts courants d'appel et permettre un freinage par inversion de phases, sans avoir recours à isoler physiquement le moteur de son alimentation après arrêt.

C'est sur la base d'une étude comparative, entre un démarrage et freinage classiques et sans à-coups, que seront identifiées les principales caractéristiques et les avantages majeures des convertisseurs statiques, dont l'usage est devenu incontournable dans la quasi-totalité des entraînements électriques actuels.

Mots Clefs Entraînements électriques, modélisation, démarrage sans à-coups, freinage, moteur asynchrone.

Discipline : Génie Electrique

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou
Faculté de génie électrique et de l'informatique
Département électrotechnique
Laboratoire de Génie Electrique (LGE)

Author : Mr. BOUCIF SMAIL

Title : Modeling of the soft starting and braking modes of electric drives with asynchronous motors

Supervisor : Mr. CHAIBI RACHID

Place and date of defense : TIZIOUZOU October 17, 2017

Abstract

This study focuses primarily on the behavior of a Cage asynchronous motor, at starting and braking used in electrical drives for intermittent service. The torque constraints and the high intensities of the inrush current in transient mode, caused by this operation mode are not without consequences on the motor itself and the related components of the electric drive.

Our purpose is therefore to look for an efficient way, both in terms of performance and economy, to reduce the load shock at starting and strong currents and to allow braking by phase inversion without having to isolate physically the engine from power supply after shutdown.

It is on the basis of a comparative study, between a conventional and soft starting and braking, that the main characteristics will be identified and the major advantages of static converters, in which the use has become unavoidable in almost all of current electrical drives.

Keywords Electric drive, Modeling, Soft starting, breaking, Asynchronous motor

Discipline : Génie Electrique

Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou
Faculté de génie électrique et de l'informatique
Département électrotechnique
Laboratoire de Génie Electrique (LGE)