



جامعة غليزان
كلية العلوم والتكنولوجيا

Université de Relizane
Faculté des Sciences et Technologies
Département d'électrotechnique et de
l'automatique

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية
الشعبية

République Algérienne
Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث
العلمي

Ministère de l'Enseignement
Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Entraînements Electriques



année universitaire : 2021/2022

Ce cours est destiné aux étudiants de première année master de la
filière électrotechnique « électrotechnique industrielle »

Semestre: 2

UE Fondamentale Code : UEF 1.2.2. Matière: Entraînements Electriques

VHS: 45h (Cours: 1h30, TD: 1h30). Crédits: 4. Coefficient: 2

Université de Relizane

Notes de cours préparé par

Dr. KHODJA Mohamed

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Préambule

Ce cours est les fruits de l'enseignement pendant cinq ans et est destiné aux étudiants du Master « électrotechnique industrielle ».

Les entraînements électriques sont devenus l'un des équipements les plus essentiels dans le monde entier. Dans les applications qui les utilisent, l'adaptation de l'entraînement au moteur est cruciale pour obtenir la meilleure combinaison de mesures clés telles que le couple et/ou la vitesse.

Dans le terroir industriel, le variateur électronique de vitesse côtoie d'autres procédés issus des technologies hydraulique, mécanique, électromécanique. Le choix de la technologie la plus appropriée est lié aux caractéristiques de la machine à équiper et aux performances attendues. La position du variateur par rapport au moteur constitue l'une des principales distinctions entre les moto-variateurs mécaniques et électroniques.

Ce document traite le cours des entraînements électriques : les connaissances de base des machines électriques, des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance ainsi les principales commandes afin de contrôler la vitesse des moteurs à courant continu et à courant alternatif. Quelques exemples sont ajoutés pour plus d'éclaircissement afin de faciliter la compréhension des étudiants pendant le cours.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 Généralités sur les entraînements électriques	
1.1 Introduction	3
1.2 Définition des entraînements électriques	4
1.3 Domaines d'application	4
1.4 Schéma fonctionnel de l'entraînement électrique	5
1.5 Composants de la chaîne d'entraînement électrique	7
1.5.1 Moteurs électriques	7
1.5.2 Modulateurs et les convertisseurs de l'électronique de puissance.....	7
1.5.3 Capteurs	10
1.5.4 Charges	11
1.5.5 Unité de contrôle.....	11
1.5.5 Alimentation.....	11
1.6 Méthodologie d'étude d'un entraînement électrique	11
1.6.1 Modélisation	12
1.6.2 Électronique de puissance	13
1.6.3 Régulation & asservissement	13
1.7 Conclusion	14
Chapitre 2 Caractéristiques des charges C(Ω)	
2.1 Introduction	15
2.2 Composantes du couple de charge (C_r)	15
2.3 Caractéristiques couple-vitesse de la charge mécanique	17
2.3.1 Équations fondamentales du couple	17
2.4 Caractéristiques couple-vitesse avec association moteur-charge	19
2.4.1 Caractéristiques couple-vitesse du moteur et de la charge mécanique.....	19
2.4.2 Dynamique du système de charge moteur	19
2.4.3 Stabilité	21
a) Stabilité à l'état transitoire ou stabilité dynamique	21
2.5 Types de charges	23
2.6 Types de machines électriques	25
2.6.1 Machine à courant continu	25

2.6.1.1 Équations électriques de la machine.....	26
2.6.1.2 Équations électriques de la MCC à excitation indépendante	26
2.6.1.3 Schéma et simulation de la MCC à excitation indépendante	29
2.6.1.4 Équations électriques de la MCC à excitation shunt.....	31
2.6.1.5 Schéma et simulation de la MCC à excitation shunt.....	32
2.6.1.6 Équations électriques de la MCC à excitation série	33
2.6.1.7 Schéma et simulation de la MCC à excitation série	34
2.6.2 Machine à courant alternatif.....	36
2.6.2.1 Moteur asynchrone.....	36
2.6.2.2 Moteur synchrone	38
2.7 Conclusion	40
Chapitre 3 Fonctionnement des entraînements électriques	
3.1 Introduction	41
3.2 Fonctionnement en quatre quadrants	41
3.3 Moteur à courant continu MCC	44
3.3.1 Description	44
3.3.1.1 Inducteur.....	45
3.3.1.2 Induit.....	45
3.3.2 Méthodes de réglage de la vitesse.....	46
3.3.2.1 Réglage de la vitesse par le flux de l'inducteur.....	46
3.3.2.2 Réglage de la vitesse par le flux de l'induit.....	47
3.3.3 Conditions de démarrage	48
3.4 Moment d'inertie.....	48
3.5 Moteur à courant continu associé au convertisseur statique	54
3.5.1 Entraînement à vitesse variable par redresseurs commandés	54
3.5.2 Entraînement à vitesse variable par des hacheurs	58
3.6 Principe de réglage de la vitesse des moteurs à courant alternatif	60
3.6.1 Principe de fonctionnement de la MAS	60
3.6.2 Méthodes de commande de la MAS	61
3.6.2.1 Principe de la commande scalaire	61
3.6.3 Application de la commande vectorielle à la MAS.....	63

3.6.3.1 Structure de commande de la vitesse du moteur asynchrone.....	63
3.6.3.2 Modèle dynamique de la MAS.....	64
3.6.3.2.1 Modélisation dans le repère triphasé de la MAS	64
3.6.3.2.2 Modélisation dans le repère de Park de la MAS	68
3.6.3.2.3 Modélisation dans le repère de Park lié au champ tournant de la MAS.....	72
3.6.3.2.4 Commande vectorielle de la MAS	77
3.6.4 Application de la commande directe du couple DTC à la MAS	87
3.6.4.1 Principe de la commande directe du couple	88
3.6.4.2 Structure parallèle de la commande DTC-SVPWM.....	88
3.6.4.3 Estimateurs	89
3.6.4.3.1 Estimation du flux statorique	89
3.6.4.3.2 Estimation du couple	90
3.6.4.4 MLI vectorielle	90
3.6.4.5 Simulation de la commande DTC-SVPWM en MATLAB/SIMULINK	93
3.7 Conclusion	95
Conclusion générale	96
Bibliographie.....	99
Annexe A	101
Annexe B.....	102
Annexe C.....	103
Annexe D	104

Introduction générale

Un entraînement électrique se compose d'une charge, d'un moteur, d'un convertisseur de puissance, d'une source d'alimentation, unité de contrôle et unité de mesure. Un convertisseur de puissance est interposé entre la source et le moteur pour convertir l'énergie électrique de la source sous la forme adaptée au moteur et aussi pour faire correspondre les caractéristiques vitesse-couple du moteur avec celles de la charge. Selon le type de moteur utilisé, les entraînements électriques sont classés en entraînements à courant continu et entraînements à courant alternatif.

Les moteurs électriques ont garanti la puissance d'entraînement dès les tout premiers pas dans le domaine des systèmes d'entraînement. D'autres composants se sont ajoutés au fur et à mesure tout au long du parcours qui a conduit aux systèmes d'automatisation et aux technologies d'installations modernes d'aujourd'hui. Un réducteur monté en aval assure la fonction d'un convertisseur mécanique : En fonction des besoins de la machine à entraîner ou de l'installation, le réducteur adapte la vitesse constante fournie par le moteur électrique et son couple. Le moteur électrique est la plupart du temps un moteur triphasé. Dans les motoréducteurs, le moteur électrique et le réducteur forment une unité compacte.

Les mouvements des machines remplissent une ou plusieurs fonctions, par exemple:

- ✓ Entraîner une pompe, un ventilateur, pour déplacer ou comprimer des liquides, des gaz ou de l'air.
- ✓ Entraîner une broche, c'est-à-dire un outil de coupe, de perçage ou d'usinage comme une scie, un foret, un taraud, un disque de polissage, etc.
- ✓ Saisir un objet et le maintenir pendant son usinage ou son déplacement.
- ✓ Déplacer un objet d'un endroit à un autre, pour le stocker ou le remettre dans le circuit de production, pour le positionner en vue d'un usinage ou d'un traitement, pour l'emballer et le préparer à la livraison, etc.
- ✓ Déplacer un objet en suivant une trajectoire déterminée, afin de le présenter sous un outil d'usinage, de découpe, de traitement thermique, etc. ;
- ✓ Former ou déformer un objet, par exemple pour le plier et pour le mouler.

L'objet saisi et déplacé est généralement le produit en cours d'élaboration par la machine, mais ce peut être également un outil, voire une machine complète, parfois même avec son conducteur et des passagers, comme dans le cas d'un ascenseur ou d'un véhicule.

Les entraînements électriques modernes sont conçus afin de contrôler la vitesse, le couple ou de la position avec une stabilité à long terme, de avec des performances transitoires et un rendement plus élevé. Les moteurs à courant continu satisfont à certaines de ces exigences et, par conséquent, jouent un rôle important dans de nombreux entraînements industriels. Les méthodes de contrôle de la vitesse sont normalement simple et moins cher que celui des moteurs à courant alternatif. Les moteurs à courant continu ont un bon démarrage, d'une variation de la vitesse et de freinage rapides. Cependant, en raison de la présence du commutateur et balais, les moteurs à courant continu ne conviennent pas aux applications à très grande vitesse et nécessitent des maintenances régulières. En outre, cela emmène un coût élevé pour la machine, provoquant des étincelles au balais, faible rapport poids/puissance et faible tension de fonctionnement. Par conséquent, les moteurs de courant continu sont étant remplacés par des moteurs à courant alternatif.

Les variateurs de fréquence se sont maintenant avérés techniquement et économiquement intéressants pour de nombreuses applications industrielles. Les machines à courant alternatif, en particulier le moteur à induction (à cage), offrent plusieurs vertus par rapport aux machines à courant continu. Ceux-ci concernent un coût et un poids inférieurs, une inertie inférieure, une efficacité supérieure, une robustesse et fiabilité, moindre d'entretien et l'absence de collecteur et de balais.

Ce document est un support de cours sur les entraînements électriques. Il comporte une introduction générale et trois chapitres ainsi que une conclusion générale.

Le premier chapitre est consacré à une généralité sur les entraînements électriques. Une définition de la chaîne d'entraînement a été introduite dans ce chapitre afin de bien comprendre le terme 'entraînements électriques'. Dans ce chapitre, une description de la chaîne des entraînements électriques et l'association de convertisseur machine ont été étudiées. Le second chapitre représente les caractéristiques mécaniques du couple/vitesse selon le type du moteur utilisé. De plus, la détermination du point de fonctionnement qui définit comme l'intersection entre la caractéristique du couple vitesse avec celle de la charge a été étudiée. Les types des charges vues dans ce chapitre sont : levage, ventilateur et l'essorage. Des exemples sont insérés pour soulever le point de fonctionnement. Dans le même chapitre, des modèles des moteurs à

courant continu avec différentes excitations (série, shunt et indépendante) sont présentés afin de valider ces modèles mathématiques par des simulations en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK.

1.1 Introduction

Chaque fois que le terme moteur électrique ou générateur électrique est utilisé, nous avons tendance à penser que la vitesse de la rotation de ces machines est totalement contrôlée uniquement par la tension et/ou la fréquence appliquées du courant de source. Mais la vitesse de rotation d'une machine électrique peut être contrôlée avec précision aussi en mettant en œuvre le concept d'entraînement électrique. Le principal avantage de ce concept est que la commande de mouvement est facilement optimisée avec l'aide du moteur/charge. En termes très simples, les systèmes qui contrôlent le mouvement des machines électriques, sont appelés entraînements électriques. Un système d'entraînement typique est assemblé avec un moteur électrique (peut être plusieurs) et un système de contrôle sophistiqué qui contrôle la rotation de l'arbre du moteur. De nos jours, ce contrôle peut être effectué facilement à l'aide d'un logiciel. Ainsi, le contrôle devient de plus en plus précis et ce concept d'entraînement offre également la facilité d'utilisation. Ce système d'entraînement est largement utilisé dans un grand nombre d'applications industrielles et domestiques comme usines, systèmes de transport, usines de textile, ventilateurs, pompes, moteurs, robots, etc.

Venons maintenant à l'histoire des entraînements électriques, cela a été conçu pour la première fois en Russie en 1838 par Mr. B.S.Iakobi, lorsqu'il a testé un moteur électrique à courant continu alimenté par une batterie d'accumulateurs et a propulsé un bateau. Même si l'adaptation industrielle s'est produite après de nombreuses années vers 1870. Aujourd'hui presque partout l'application des entraînements électriques est vue.

La classification des entraînements électriques peut être effectuée en fonction des divers composants du système d'entraînement. Maintenant, selon la conception, les entraînements peuvent être classés en trois types tels que l'entraînement à moteur unique, l'entraînement à moteur de groupe et l'entraînement à plusieurs moteurs. Les types basés sur un seul moteur sont très basique et principalement utilisés dans le travail des métaux simples, la tenue de la maison

Comme les appareils d'électroménager, etc. Les entraînements électriques de deuxième type sont utilisés dans les industries modernes en raison de diverses complexités. Les entraînements multimoteurs sont utilisés dans les industries lourdes ou lorsque plusieurs unités motrices sont nécessaires, telles que le transport ferroviaire. Ces entraînements sont de deux types :

- i. Types d'entraînements réversibles
- ii. Entraînements de types non réversibles.

Cela dépend principalement de la capacité du système d'entraînement qui peut modifier le sens du flux généré.

1.2 Définition des entraînements électriques

Un entraînement électrique est défini comme un dispositif électronique conçu pour contrôler certains paramètres du moteur (vitesse, couple ou position) afin de contrôler l'énergie électrique en puissance mécanique d'une manière contrôlable avec précision.

Un variateur électronique de vitesse c'est un équipement permettant de faire varier la vitesse et le moment d'un moteur électrique à courant alternatif ou courant continu en faisant varier la vitesse et/ou le couple.

Les systèmes d'alimentation électrique utilisés pour le contrôle du mouvement sont appelés « entraînements électriques en anglais Electrical Drives ». Il se compose d'un système électronique sophistiqué ou d'une combinaison de différents systèmes dans le but de contrôler le mouvement.

L'évolution de toutes les machines a été principalement conditionnée par l'introduction de commandes numériques. Il en résulte de nouvelles contraintes pour les entraînements électriques :

- ✓ Une plus grande souplesse d'exploitation, impliquant une dynamique plus élevée et un contrôle dans un large domaine de vitesse.
- ✓ Des exigences croissantes en matière de positionnement.
- ✓ Une plus grande fiabilité, impliquant un accroissement de la durée de vie des moteurs.

1.3 Domaines d'application

La variation de vitesse s'avère avantageuse dans toutes les applications de transport, de pompage et de compression de substances solides, liquides ou gazeuses.

Il s'agit essentiellement des utilisations suivantes :

- Pompes et ventilateurs
- Compresseurs
- Extrudeuses et malaxeurs
- Broyeurs

La Figure (1.1) montre les différents domaines d'application de l'entraînement électrique :

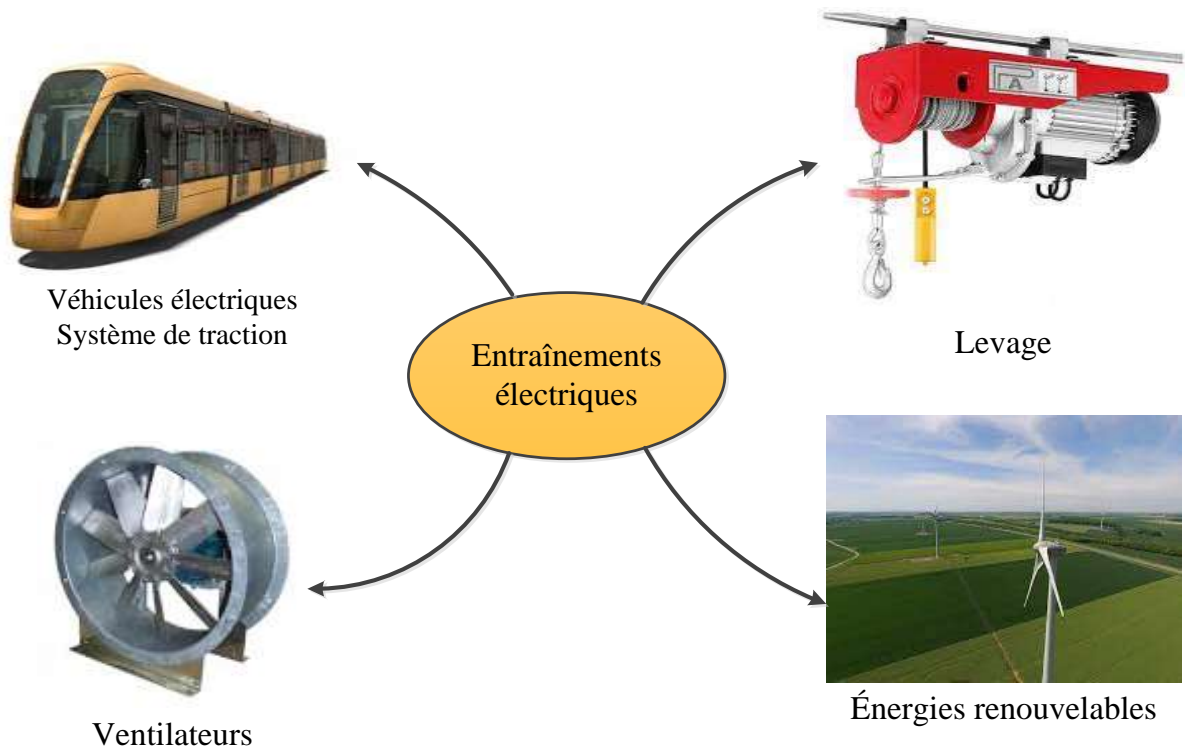


Figure (1.1) : Domaines d’application de l’entraînement électrique

1.4 Schéma fonctionnel de l'entraînement électrique

Un entraînement électrique moderne capable de faire varier la variable d’un moteur électrique est composé de certains éléments importants, comme indiqué dans le schéma fonctionnel ci-dessous. Le schéma fonctionnel très basique d’un entraînement électrique est illustré ci-dessous par la Figure (1.2). La charge sur la figure représente divers types d’équipements qui consistent en un moteur électrique, comme des ventilateurs, des pompes, des machines à laver.

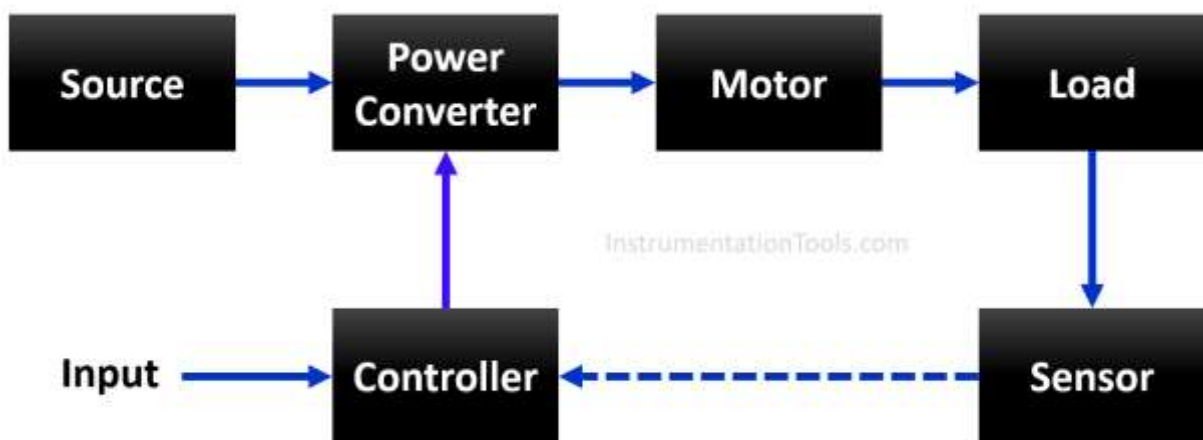


Figure (1.2) : Schéma fonctionnel d'une chaîne d'entraînement électrique

L'ensemble du moteur électrique, l'arbre de transmission d'énergie et l'équipement de contrôle par lequel les caractéristiques du moteur sont ajustées et leurs conditions de fonctionnement par rapport à la charge mécanique variée pour répondre aux exigences pratiques est appelé entraînement électrique (Système d'entraînement = Moteur et son convertisseur statique + charge).

D'après le schéma fonctionnel de l'entraînement électrique de la Figure (1.2), les éléments de la chaîne d'entraînement sont:

1. Source : besoin énergétique pour le fonctionnement du système.
2. Moteur ou actionneur électrique: machine de conversion d'énergie réelle (électrique en mécanique).
3. Modulateur de puissance ou convertisseur statique: les modulateurs ajustent (ou convertisseur) le flux de puissance de la source au mouvement selon le type et la valeur instantanée de la charge.
4. Contrôle : ajustez les caractéristiques du moteur et de la charge pour le mode optimal.
5. Charge : généralement une machine pour accomplir une tâche donnée. Par exemple, les ventilateurs, les pompes, la machine à laver, etc.
6. Capteur : qui donne l'information physique (vitesse, position) afin de boucler le système de contrôle et de générer le signal de commande.

Les convertisseurs de puissance régulent le flux de puissance de la source au moteur pour permettre au moteur de développer les caractéristiques couple-vitesse requises par la charge.

Les fonctions communes des convertisseurs de puissance sont,

- Ils contiennent et contrôlent les courants de la source et moteur dans les limites admissibles pendant les opérations transitoires telles que démarrage, freinage, inversion de vitesse, etc.
- Ils convertissent l'énergie électrique d'entrée sous la forme requise par les moteurs.
- Règle le mode de fonctionnement du moteur qui roule, les freinages sont régénératifs.

1.5 Composants de la chaîne d'entraînement électrique

1.5.1 Moteurs électriques

Le schéma qui montre la conception du circuit de base et les composants d'un variateur (Figure (1.2)) représente également que, les variateurs ont des pièces indispensables telles que la charge, le moteur, le convertisseur de puissance, l'unité de commande et la source. Ces les équipements sont appelés les parties du système d'entraînement. Maintenant, les charges peuvent être de divers types, c'est-à-dire qu'elles peuvent ont des exigences spécifiques et des conditions multiples, qui sont discutées plus tard, tout d'abord nous allons discuter des quatre autres parties des entraînements électriques, à savoir le moteur, le convertisseur statique de puissance, la source et unité de contrôle. Les moteurs électriques sont de différents types. Les moteurs à courant continu peuvent être divisés en quatre types - Moteur à courant continu à enroulement shunt, moteur à courant continu à enroulement série, moteur à courant continu à enroulement composé et moteur à courant continu à aimant permanent. Les moteurs à courant alternatif sont de deux types : les moteurs à induction et les moteurs synchrones. Maintenant les moteurs synchrones sont de deux types : à pôle lisse et à aimant permanent. Les moteurs à induction sont également de deux types - à cage d'écureuil et moteur à rotor bobiné. En plus de tout cela, les moteurs pas à pas et les moteurs à réluctance variable sont également considérés comme les parties du système d'entraînement.

1.5.2 Modulateurs et les convertisseurs de l'électronique de puissance

Sont les dispositifs qui modifient la nature ou la fréquence ainsi que l'intensité de la tension et/ou le courant de l'alimentation pour contrôler les entraînements électriques. En gros, les modulateurs de puissance peuvent être classés en trois types,

1. Convertisseurs,
2. Circuits à impédance variable
3. Circuits de commutation.



Comme son nom l'indique, les convertisseurs sont utilisés pour convertir les courants d'un type à un autre. Selon le type de fonction, les convertisseurs peuvent être divisés en cinq types :

1. Convertisseurs AC/DC

- 2. Régulateurs AC
- 3. Hacheurs ou convertisseurs CC - CC
- 4. Onduleurs
- 5. Cyclo-convertisseurs

Tableau (1.1) : Différents modulateurs

Types	Conversions	Commentaires
Convertisseurs CA/CC		<p>Les convertisseurs CA/CC sont utilisés pour obtenir une alimentation CC fixe à partir de l'alimentation CA de tension fixe. Le schéma très basique des convertisseurs AC à CC est semblable.</p>
Régulateurs CA		<p>Les gradateurs peuvent assurer la commande et le réglage du courant débité par une source alternative dans une charge aussi alternative, avec valeur efficace variable.</p>
Hacheurs ou convertisseurs CC-CC		<p>Le hacheur est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs électroniques commandés, ce qui permet de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue avec un rendement élevé.</p>

Onduleurs		<p>Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et des courants alternatifs avec une amplitude et fréquence de sortie variables à partir d'une source d'énergie continue.</p>
Cyclo-convertisseurs		<p>Les cyclo-convertisseurs sont des dispositifs fonctionnant en commutation naturelle qui permettent d'obtenir, à partir d'un réseau de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petite, généralement très inférieure à celle du réseau d'alimentation. Du fait qu'ils ne fonctionnent qu'en abaisseur, les cyclo-convertisseurs ne constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, qui comprennent également les multiplicateurs de fréquence.</p>

1.5.3 Capteurs

Les capteurs font partie intégrante de la chaîne d'entraînement car sans eux, le contrôle serait impossible. Depuis les capteurs de courant jusqu'aux capteurs de vitesse ou de flux, ils permettent de mesurer les variables physiques que nécessite la commande.

Comme les autres dispositifs, les capteurs présentent des limites de fonctionnement et des non-linéarités dont les concepteurs de la commande et du système intégré devront tenir compte. En particulier, il est un phénomène qui n'a rien de physique mais qu'il est tout aussi important de signaler : la quantification binaire. Par ce terme, on désigne le fait qu'une grandeur physique par essence continue et qui peut prendre un nombre infini de valeurs, doit être représentée par une variable binaire qui ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs. À chaque bit, on associera donc un quanta qui dépend de la dynamique de la grandeur physique et du nombre de bits de la variable binaire. La Figure (1.3) montre un exemple d'un capteur de vitesse.

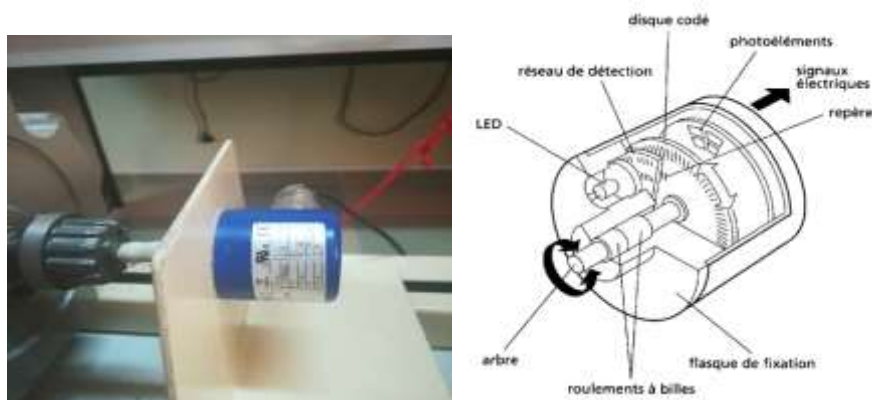


Figure (1.3) : Capteur de vitesse.

Le principe de fonctionnement d'un capteur (appelé aussi un codeur incrémental) délivre un certain nombre d'impulsions par tour. Le nombre d'impulsions est une mesure pour le déplacement angulaire. Un disque fixé sur un arbre est divisé en segments transparents et opaques alternés. Une laide émet un faisceau parallèle qui illumine tous les segments de ce disque codé. La lumière modulée est reçue par des photo-éléments et convertie en deux signaux sinusoïdaux déphasé de 90° . Une électronique de digitalisation amplifie les signaux et les convertit en impulsions rectangulaires qui sont ensuite transférées à la sortie via un amplificateur de ligne.

1.5.4 Charges

C'est la partie qui consomme l'énergie mécanique produite par le moteur et la convertie à un travail ou mouvement. Il existe plusieurs types de charges où on va le voir en détail dans les chapitres suivants.

1.5.5 Unité de contrôle

L'unité de contrôle pilote le modulateur de puissance qui fonctionne à de faibles niveaux de tension et de puissance. L'unité de contrôle actionne également le modulateur de puissance à volonté. Il génère également les commandes pour la protection du modulateur de puissance et du moteur. Un signal de commande d'entrée qui ajuste le point de fonctionnement du variateur, d'une entrée à l'unité de contrôle.

1.5.6 Alimentation

Peut-être de monophasée, biphasées, triphasées ou bien polyphasées. L'alimentation en courant alternatif à 50 Hz est le type d'électricité le plus répandu, tant à des fins domestiques que commerciales. Les moteurs synchrones alimentés en 50 Hz ont une vitesse maximale de 3000 tr / min. Pour obtenir des vitesses plus élevées, une fréquence plus élevée est nécessaire. Les moteurs des puissances faibles et moyennes sont alimentés à partir de 400 V et des puissances plus élevées telles que 3,3 kv, 6,6 kv, 11 kv, etc. sont également fournies.

1.6 Méthodologie d'étude d'un entraînement électrique

Les entraînements électriques est une science multidisciplinaires qui comportent les inter-disciplines suivantes :

- ✓ Modélisation des actionneurs (moteurs, charges, convertisseurs)
- ✓ Ils exigent les connaissances de base sur les principes de fonctionnement des moteurs électriques et les natures de charge ainsi les types d'alimentation.
- ✓ Les connaissances de base des convertisseurs statiques de puissance.
- ✓ Régulation et asservissement.
- ✓ Outils mathématiques.

La Figure (1.4) montre les inter-disciplines de la commande ainsi les entraînements électriques.

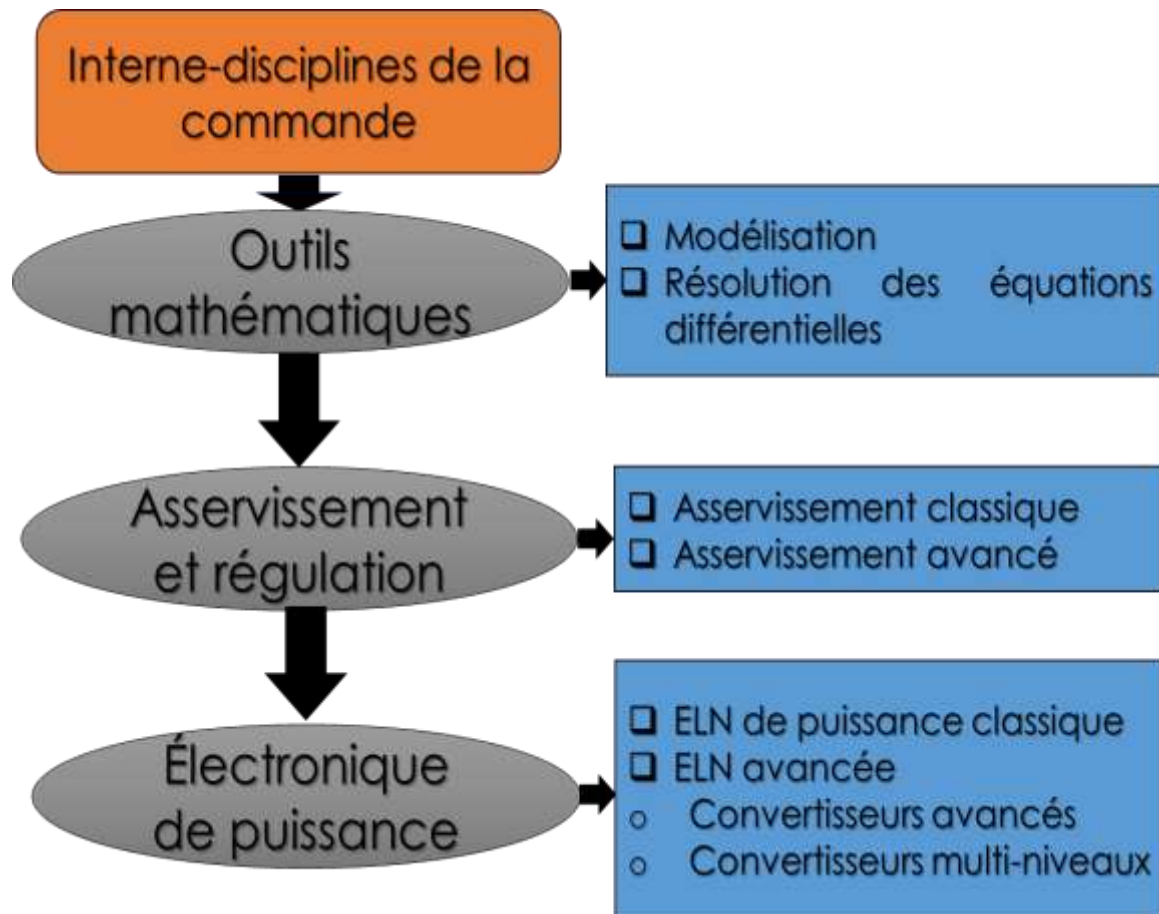


Figure (1.4) : Inter-disciplines des entraînements électriques

1.6.1 Modélisation

La modélisation est la représentation d'un système par un autre, plus facile à appréhender. Il peut s'agir d'un système mathématique ou physique. Le modèle sera alors numérique ou analogique.

✓ La modélisation numérique

La modélisation numérique consiste à construire un ensemble de fonctions mathématiques décrivant le phénomène. En modifiant les variables de départ, on peut ainsi prédire les modifications du système physique.

✓ La modélisation analogique

La modélisation analogique consiste à construire un système physique qui reproduit plus ou moins un phénomène que l'on souhaite étudier. L'observation du comportement du modèle permet de tirer des enseignements sur le phénomène d'intérêt.

1.6.2 Électronique de puissance

L'électronique de puissance est une branche de l'électronique et de l'électrotechnique qui traite les puissances élevées et « les dispositifs qui permettent de convertir celles-ci sous une forme non électrique » (convertisseurs) et de les commuter, avec ou sans commande de cette puissance. L'électronique de puissance comprend l'étude, la réalisation et la maintenance :

- Des composants électroniques utilisés en forte puissance ;
- Des structures, de la commande et des applications des convertisseurs d'énergie.

L'électronique de puissance, ou plus correctement « électronique de conversion d'énergie », à moins de 50 ans. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 15 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre. Au cours de ces années, la taille, le poids et le coût des convertisseurs n'ont fait que diminuer, en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques.

C'est une électronique de commutation : elle tire parti du fait qu'un interrupteur parfait fermé (résistance nulle, tension aux bornes nulle) ou ouvert (résistance infinie, courant traversant nul) ne dissipe aucune énergie, donc ne présente aucune perte dans le cas parfait.

1.6.3 Régulation & asservissement

Régulation :

La régulation dans le domaine des procédés industriels concerne la mise en œuvre de l'ensemble des moyens théoriques, matériels et techniques pour maintenir chaque grandeur physique essentielle égale à une valeur désirée, appelée consigne, par action sur une grandeur réglante, et ce, malgré l'influence des grandeurs perturbatrices du système.

Le terme régulation peut avoir d'autres acceptions. Dans un sens général, la régulation est l'ensemble des techniques permettant de maintenir le bon fonctionnement d'une machine ou l'état d'un système.

Asservissement :

Un asservissement est un système dont l'objet principal est d'atteindre le plus rapidement possible sa valeur de consigne et de la maintenir, quelles que soient les perturbations externes. Le principe général est de comparer la consigne et l'état du système de manière à le corriger efficacement. On parle également de système commandé par réaction négative ou en boucle fermée.

1.7 Conclusion

Ce chapitre représente une étude théorique de tous les composants d'une chaîne d'entraînement électrique. Des concepts de base comme la définition de l'entraînement électrique, intérêt et les domaines d'application ont été aussi présentés. Nous avons, particulièrement, souligné sur les types des convertisseurs de puissance utilisés dans les entraînements électrique et ses capacités de modifier la forme d'énergie. Ce chapitre peut considérer comme un support fort pour les autres chapitres de ce cours.

2.1 Introduction

La charge mécanique généralement appelée charge dynamique, telle que les véhicules électriques, les ventilateurs, les robots, les machines-outils, les trains et les perceuses, est couplée à l'arbre du moteur. Les divers couples de charge sont généralement classés en deux catégories : (i) Couple actif de charge; (ii) Couple passif de charge.

Les couples de charge qui ont le potentiel d'entraîner le moteur dans des conditions d'équilibre sont appelés les couples actifs de charge. Le couple dû à la force de gravité, les treuils, les ascenseurs et les trains des moteurs électriques ont également des couples dues à la traction, la compression et la torsion subies par un corps élastique introduisent dans cette catégorie.

2.2 Composantes du couple de charge (C_r)

Le couple résistant ou le couple de charge C_r peut être subdivisé en les composants suivants :

1. Couple de friction ou de frottement C_f : La friction sera présente au niveau de l'arbre moteur et également dans les différentes parties de la charge.
2. Couple de dérive ou de la partie tournante C_d : Lorsqu'un moteur tourne, le mouvement génère un couple s'opposant au mouvement du moteur. C'est connu sous le nom de couple de dérive.
3. Couple nécessaire pour effectuer le travail mécanique utile, C_u : La nature de ce couple dépend du type de charge. Cela peut être constant et indépendant de la vitesse, ceci peut être une fonction de la vitesse, ou peut-être le temps invariant ou variant dans le temps, et sa nature peut également varier avec l'évolution du mode de fonctionnement de la charge.

Le couple de friction « C_f » peut être divisé en trois composantes, comme illustré par la Figure (2.1) a.

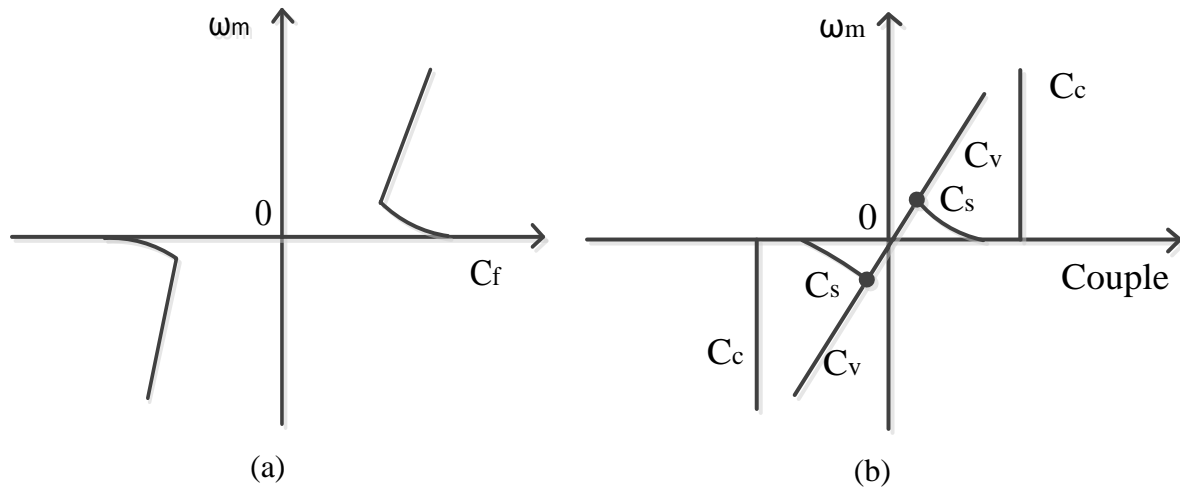


Figure (2.1) : Couple de friction en fonction de la vitesse de rotation

$$C_f = C_c + C_v + C_s \quad (2.1)$$

La première composante C_v qui varie linéairement avec la vitesse est appelée frottement visqueux et est donnée par l'équation suivante :

$$C_v = B\omega_m \quad (2.2)$$

Où B est le coefficient de frottement visqueux.

Le couple de dérive C_d , qui est proportionnel à la vitesse au carré, est donné par l'équation suivante :

$$C_d = D\omega_m^2 \quad (2.3)$$

Où D est une constante.

Ainsi, $C_f = C_v$ est pris en compte

Maintenant, le couple résistant peut être représenté par $C_r = C_v + C_d + C_u$

Donc, par analogie on a :

$$C_r = B\omega_m + D\omega_m^2 + C_u \quad (2.4)$$

Dans de nombreuses applications $C_d = D\omega_m^2$ est très petit par rapport $C_v = B\omega_m$ et négligeable par rapport à C_u . Pour simplifier l'analyse, le terme C_d est négligé.

$$C_r = B\omega_m + C_u \quad (2.5)$$

2.3 Caractéristiques couple-vitesse de la charge mécanique

2.3.1 Équations fondamentales du couple

La charge mécanique influencée directement sur les caractéristiques couple-vitesse. Les couples peuvent être représentés par une formule empirique suivante :

$$C_r = C_n \left(\frac{n}{n_n} \right)^k \quad (2.6)$$

Où C est une constante du gain proportionnel, C_n est le couple de charge à la vitesse nominale n_n , n est la vitesse de rotation actuelle, et k est un coefficient exponentiel représentant le type de caractéristique $C(\Omega)$. La Figure (2.2) montre le type charges mécaniques existants dans le domaine d'entraînement électrique.

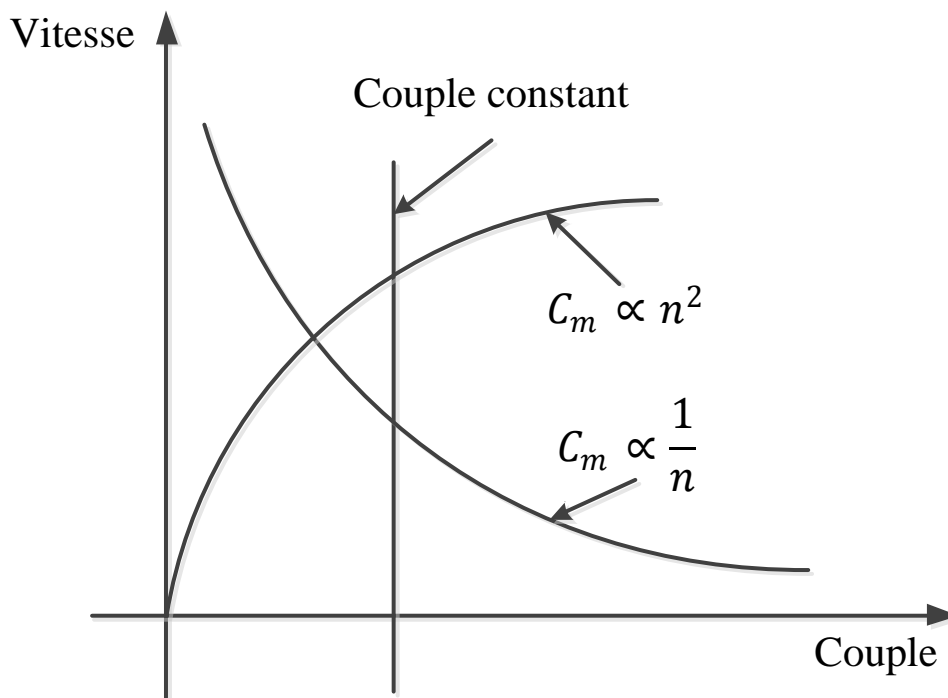


Figure (2.2) : Caractéristiques typiques couple-vitesse des charges mécaniques

✓ Couple indépendant de la vitesse

Les caractéristiques de ce type de charge mécanique sont représentées par la mise k est égal à zéro et C est égal à 1. Tandis que le couple est indépendant de la vitesse. Les exemples de ce type des charges sont : les treuils, le pompage de l'eau, etc.

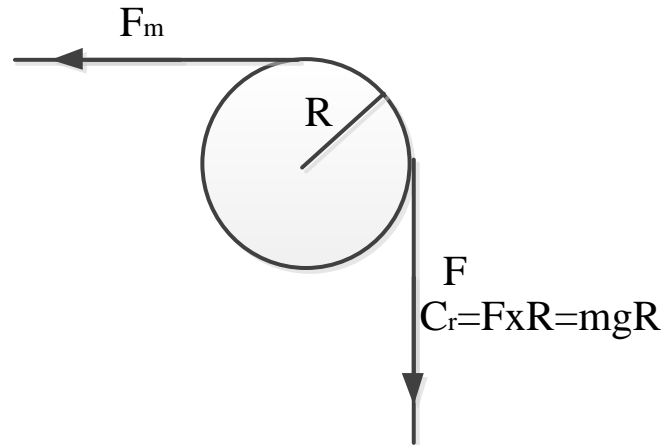


Figure (2.3) : Couple indépendant de la vitesse

✓ **Couple linéairement dépendant de la vitesse**

Le couple est linéairement proportionnel à la vitesse $k=1$, et la puissance mécanique est proportionnelle au carré de la vitesse. L'exemple de ce type d'entraînement, serait un moteur à courant continu qui entraîne un générateur connecté à une charge résistive à flux constant. Il peut être montré comme :

$$C_r = \frac{P}{\omega_m} \quad (2.7)$$

Où P est la puissance générée par le générateur.

Mais :

$$P = V I \text{ et } C_r = \frac{P}{\omega_m} = \frac{k^2 \omega_m^2}{R \omega_m} = \frac{k^2 \omega_m}{R} \quad (2.8)$$

$$\Rightarrow C_r \propto \omega_m \quad (2.9)$$

✓ **Couple proportionnel au carré de la vitesse**

La caractéristique couple-vitesse est parabolique, $k=2$. Les exemples de ce type des charges sont les ventilateurs, les pompes centrifuges, et hélices.

$$\Rightarrow C_r \propto \omega_m^2 \quad (2.10)$$

✓ **Couple inversement proportionnel à la vitesse**

Dans ce cas, $k = -1$. Les exemples sont les fraiseuses, les aléseuses, les véhicules électriques et les systèmes de traction, etc.

$$\Rightarrow C_r \propto \frac{1}{\omega_m} \quad (2.11)$$

2.4 Caractéristiques couple-vitesse avec association moteur-charge

2.4.1 Caractéristiques couple-vitesse du moteur et de la charge mécanique

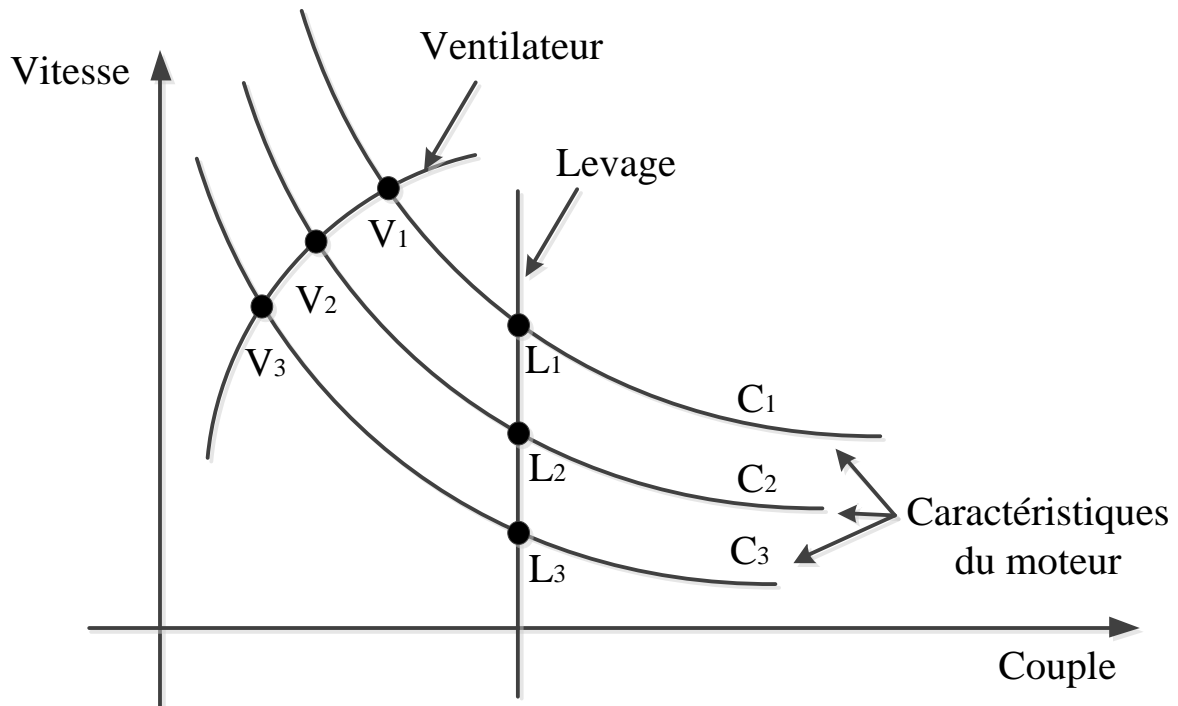


Figure (2.4) : détermination de points du fonctionnement

Les V_i et L_i ($i=1, 2$ et 3) sont les points de fonctionnement stable de l'ensemble moteur+charge mécanique. On dit qu'un point de fonctionnement est stable lorsque toute modification de l'une des variables qui le caractérise entraîne une action correctrice qui tend à rétablir les valeurs initiales des variables. Supposons par exemple que, pour une cause extérieure, le groupe ralentisse. Il y a deux possibilités selon le type de point de fonctionnement initial :

2.4.2 Dynamique du système de charge moteur

- Equations fondamentales du couple

Les relations dynamiques applicables à tous les types de moteurs et de charges. La condition dynamique ou transitoire. Cette condition apparaît lors du démarrage, du freinage et de l'inversion de vitesse du variateur.

Un moteur entraîne généralement une charge (machine) via un système de transmission. Alors la charge peut tourner ou subir un mouvement de translation. Il est cependant commode de représenter le système de charge+moteur par un système de rotation équivalent, comme le montre la Figure (2.5).

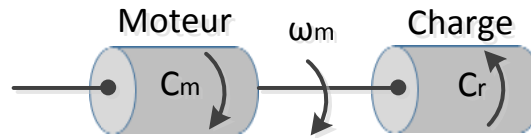


Figure (2.5) : Chaîne d'entraînement

Les notations suivantes sont adaptées :

J = moment d'inertie polaire du système moteur-charge rapporté à l'arbre moteur, $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$

ω_m = vitesse angulaire instantanée de l'arbre moteur, rad/sec

C_r = le couple de charge (résistant), rapporté à l'arbre du moteur, $\text{N}\cdot\text{m}$

C_m = couple développé du moteur, $\text{N}\cdot\text{m}$

Tout système de charge/moteur peut être décrit par l'équation fondamentale du couple suivante pendant la dynamique

$$C_m = C_r \pm \frac{d}{dt}(J \omega_m) \quad (2.12)$$

$$\Rightarrow C_m = C_r \pm J \frac{d\omega_m}{dt} \pm \omega_m \frac{dJ}{dt} \quad (2.13)$$

Cette équation est applicable pour les entraînements à inertie variable tels que les enrouleurs de mines, les robots industriels, etc.

Et :

$$C_m = C_r \pm J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.14)$$

Cette équation est pour une inertie constante, c'est-à-dire $\frac{dJ}{dt} = 0$

Signe négatif pour la décélération et signe positif pour l'accélération. L'accélération ou la décélération dépend de C_m est supérieur ou inférieur à C_r . Pendant l'accélération, le moteur doit

fournir non seulement le couple de charge C_r mais aussi une composante de couple supplémentaire appelée couple d'inertie $J \frac{d\omega_m}{dt}$ pour tourner l'inertie de l'entraînement. Pendant la décélération, le couple dynamique $J \frac{d\omega_m}{dt}$ a un signe négatif. Par conséquent, il assiste le couple moteur C_m et maintient le mouvement d'entraînement en extrayant de l'énergie cinétique stockée. L'équilibre fondamental de l'équation de couple entre les différents couples dans l'entraînement peut être pris en compte tout en investissant le comportement dynamique est

$$C_m = C_r + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.15)$$

Où :

$$C_r = B\omega_m + C_u \quad (2.16)$$

Il ressort de l'équation ci-dessus que :

- i) Le variateur va accélérer, en particulier, prendre de la vitesse pour atteindre la vitesse nominale

$$C_m > C_r \text{ c'est-à-dire } \frac{d\omega_m}{dt} > 0 \quad (2.17)$$

- ii) L'entraînement va décélérer et surtout s'immobiliser

$$C_m < C_r \text{ c'est-à-dire } \frac{d\omega_m}{dt} < 0 \quad (2.18)$$

- iii) Le moteur continuera à tourner à la même vitesse s'il fonctionnait ou continuera à être au repos s'il ne fonctionnait pas.

$$C_m = C_r \text{ c'est-à-dire } \frac{d\omega_m}{dt} = 0 \quad (2.19)$$

2.4.2 Stabilité

Stabilité à l'état d'équilibre

a) Stabilité à l'état transitoire ou stabilité dynamique

Critères de stabilité à l'état d'équilibre :

Supposons que la courbe vitesse-couple de l'ensemble moteur-charge soit en équilibre, c'est-à-dire en régime permanent. Les perturbations modifient les états d'équilibre. Deux types des perturbations sont engendrés :

1. En raison du changement lent de l'inertie des masses en rotation ou de celui des inductances, les états d'équilibre changent lentement. Ainsi, l'effet de l'inertie et des inductances est négligé pour la dynamique.

2. En raison de changements importants et brusques d'inertie et d'inductances, il y a des changements brusques d'état d'équilibre. Ainsi, l'inertie et les inductances sont prises pour l'étude de dynamique.

L'étude de la stabilité dans les conditions données ci-dessus, le premier type de perturbation est consacré à la stabilité en régime permanent et le deuxième est sacré à la stabilité en régime dynamique ou transitoire.

Notons les valeurs d'équilibre des couples et de la vitesse par C_r , C_m et ω_m

Puis à l'équilibre, lorsqu'il n'y a pas d'écart, on a :

$$C_m = C_r \quad (2.20)$$

On ajoute des petites variations dans le couple de charge, de sorte que tous les changements d'équilibre sont donnés par ΔC_m , ΔC_r et $\Delta \omega_m$. Ensuite, la dynamique du système est donnée par :

$$C_m + \Delta C_m = C_r + \Delta C_r + J \frac{d(\omega_m + \Delta \omega_m)}{dt} \quad (2.21)$$

$$\Rightarrow \Delta C_m = \Delta C_r + J \frac{d(\Delta \omega_m)}{dt} \quad (2.22)$$

Si nous supposons que ces incréments sont petits et qu'ils peuvent être exprimés comme des fonctions linéaires du changement de vitesse, puis :

$$\Delta C_m = \frac{dC_m}{d\omega_m} \Delta \omega_m \quad (2.23)$$

$$\Delta C_r = \frac{dC_r}{d\omega_m} \Delta \omega_m \quad (2.24)$$

Avec $\frac{dC_m}{d\omega_m}$ et $\frac{dC_r}{d\omega_m}$ indique les dérivées au point d'équilibre. En remplaçant ces relations dans les premières équations et en les réarrangeant, nous avons :

$$J \frac{d\Delta \omega_m}{dt} + \left(\frac{dC_r}{d\omega_m} - \frac{dC_m}{d\omega_m} \right) \Delta \omega_m \text{ et } \Delta \omega_m = (\Delta \omega_m)_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.25)$$

Où $(\Delta\omega_m)_0$ c'est la vitesse à l'état initial et τ est la constante de temps mécanique et est donnée par :

$$\tau = \frac{J}{\left(\frac{dC_r}{d\omega_m} - \frac{dC_m}{d\omega_m}\right)}$$

Pour que le système soit stable lorsque l'exposant de l'équation est négatif. Cet exposant sera négatif lorsque

$$\frac{dC_r}{d\omega_m} - \frac{dC_m}{d\omega_m} > 0 \quad (2.26)$$

Où :

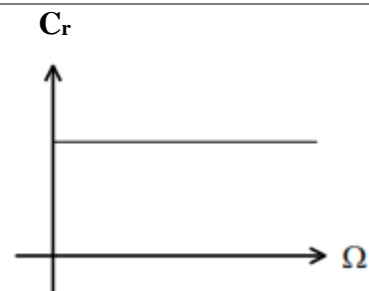
$$\frac{dC_r}{d\omega_m} > \frac{dC_m}{d\omega_m} \quad (2.27)$$

2.5 Types de charges

Une charge mécanique est caractérisée également par sa caractéristique mécanique moment du couple résistant en fonction de la vitesse : $C_r=f(\Omega)$.

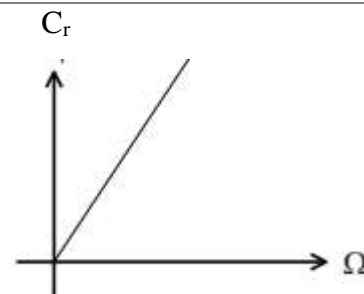
Les charges que l'on rencontre le plus sont :

Les charges à couple constant $C_r = \text{cte}$ représentées par une droite horizontale. C'est le cas pour de nombreuses machines-outils (perceuse, ...) et pour le **levage**.



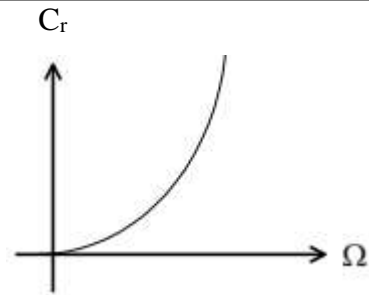
Les charges à couple proportionnel à la vitesse $C_r = a\Omega$, ce qui donne une droite qui passe par l'origine.

C'est le cas des pompes hydrauliques.



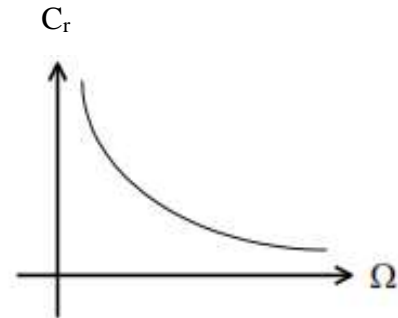
Les charges à couple proportionnel au carré de la vitesse $C_r = a\Omega^2$ ce qui donne une parabole.

C'est le cas des ventilateurs.



Les charges à puissance constante $P = C_r \Omega = \text{cte}$, ce qui donne une relation du type $C_r = \frac{a}{\Omega}$ et donc une courbe hyperbolique.

C'est le cas de l'essorage.



Une fois le régime transitoire terminé (exemple démarrage), la machine et la charge connectée tourneront à la vitesse indiquée par l'intersection des 2 caractéristiques :

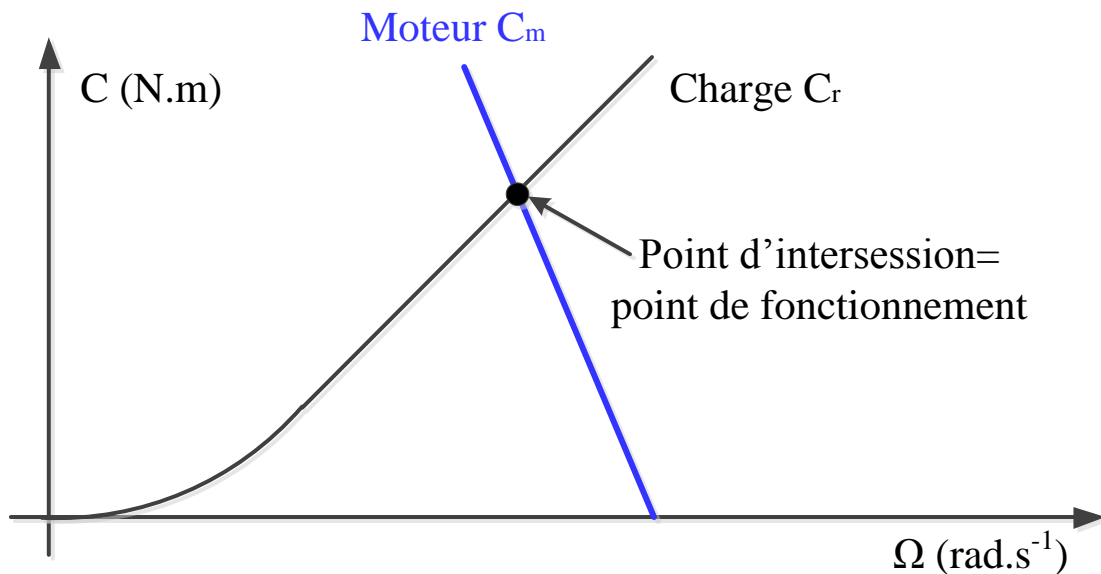


Figure (2.6) : détermination du point de fonctionnement

Au régime permanent (vitesse constante) le couple moteur C développé par la machine est égal au couple résistant C_r imposé par la charge $C_m = C_r$.

Exemple d'application :

Un moteur à courant continu à excitation indépendante et constante a les caractéristiques suivantes :

Tension d'alimentation de l'induit : $U_a=160V$.

Résistance de l'induit : $R_a=0.2\Omega$.

- 1) la FEM E du moteur est $150V$ quand sa vitesse de rotation est $N=1500tr/min$. En déduire la relation entre E et N .
- 2) déterminer l'expression de I_a (courant d'induit) en fonction de E .
- 3) déterminer l'expression de C_{em} (couple électromagnétique en $N.m$) en fonction I_a .
- 4) En déduire que ; $C_{em}=764-0.477.N$ (on donne $K_m=0.955 Nm/A^2$).
- 5) On néglige les pertes collectives du moteur. Justifier qu'alors ;
 C_u (couple utile) $=C_{em}$.
- 6) Calculer la vitesse de rotation du moteur à vide.
- 7) Le moteur entraîne maintenant une charge dont le couple résistance varie proportionnellement avec la vitesse de rotation ($20N.m$ à $1000 tr/min$).

Calculer la vitesse de rotation de rotation du moteur en charge :

- a) par une méthode graphique.
- b) Par un calcul algébrique.

En déduire le courant d'induit est la puissance utile du moteur.

2.6 Types de machines électriques

Les machines électriques sont classées en machines à courant alternatif et machines à courant continu.

2.6.1 Machine à courant continu

Les moteurs à courant continu sont des appareils qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. L'usage des moteurs à courant continu est plutôt restreint, car la distribution se fait à courant alternatif. Cependant, pour certaines applications il est parfois avantageux d'utiliser des moteurs à courant continu alimentés par des convertisseurs qui transforment le courant alternatif en courant continu (cas des redresseurs à thyristor). La supériorité de ces moteurs réside dans le fait qu'ils se prêtent facilement à un contrôle souple, continu et presque instantané de leur vitesse.

Il existe quatre types différents de moteurs électriques qui sont classés en fonction du type d'excitation qui est employé, qui sont :

- ∞ Le moteur à excitation séparée,
- ∞ Le moteur à excitation shunt,
- ∞ Le moteur à excitation série,
- ∞ Le moteur à excitation composée.

2.6.1.1 Équations électriques de la machine

Dans cette modélisation nous allons utiliser le moteur à courant continu afin d'établir les équations et ce qui s'en suit. Du fait que, par des changements de connexions entre l'induit et l'inducteur on aboutit aux autres types de MCC (par rapport à l'excitation) et que les MCC sont réversibles, nous pourrions donc obtenir les autres modèles moyennant des modifications à partir du premier.

2.6.1.2 Équations électriques de la MCC à excitation indépendante

Le schéma électrique d'une machine à excitation indépendante est donné par la Figure (2.7).

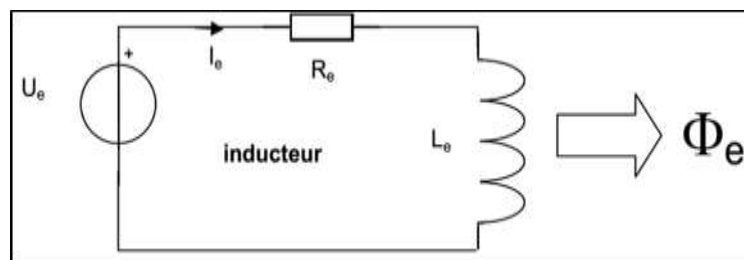


Figure (2.7) : Modèle électrique de la MCC à excitation indépendante pour l'inducteur.

✓ Équation de l'inducteur

Prenant en compte la résistance R_{exc} et l'inductance L_{exc} du circuit inducteur, et en les supposant toutes deux constantes (pas de variation due à l'échauffement, ni à la saturation magnétique), d'après la Figure (2.7), l'équation de tension induite de l'inducteur s'écrit :

$$u_e(t) = R_{exc} \cdot i_e(t) + L_e \cdot \frac{di_{ex}}{dt} \quad (2.28)$$

✓ Équation de l'induit

Prenant en compte la résistance R_a et l'inductance L_a du circuit d'induit, du collecteur, des balais et des connexions, et en les supposant toutes deux constantes (pas de variation due à

l'échauffement ni à la saturation magnétique), d'après la Figure (2.8), l'équation de tension induite s'écrit :

$$u_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + E = R_a \cdot i_a(t) + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + k \cdot \Omega \cdot \phi_e \quad (2.29)$$

Avec : Ω vitesse de rotation en rad/s .

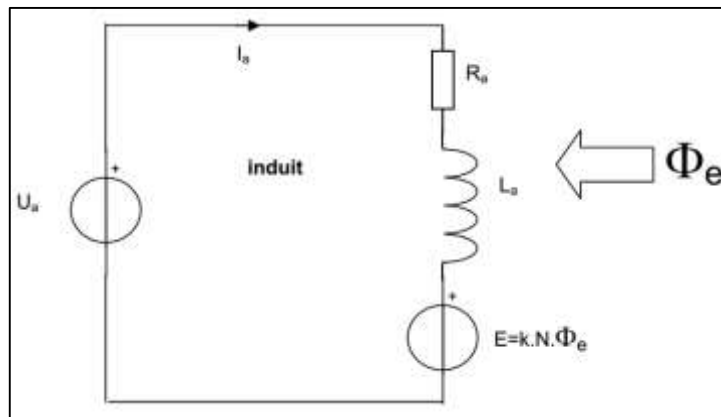


Figure (2.8) : Modèle électrique de la MCC à excitation indépendante pour l'induit.

✓ Équation du flux

1. On réalise une simulation simple où le flux est toujours une fonction linéaire du courant d'excitation et donc où on néglige les effets de la saturation :

$$\phi_e = M_{ea} \cdot I_e \quad (2.30)$$

2. En tenant compte de la saturation, la relation est plus complexe et elle n'est pas forcément une relation mathématique simple. Néanmoins, on peut la tabuler si l'on a relevé les points de la courbe $\Phi = f(I_e)$; le logiciel Matlab permet ainsi d'introduire une telle fonction.

✓ Équations électromécaniques

La tension induite $e_m(t)$, appelée *FEM* «force électromotrice», dans l'optique de l'exploitation en générateur, est proportionnelle à la vitesse angulaire $\Omega(t)$ et au flux inducteur $\Phi_f(t)$:

$$e_m(t) = k \cdot \Phi_f(t) \cdot \Omega(t) \quad (2.31)$$

k est une constante dépendant de la construction de la machine.

L'équation (2.28), montre que $e_m(t)$ s'oppose à $u_a(t)$, c'est à dire que le moteur réagit en créant une FEM $e_m(t)$ tendant à équilibrer $u_a(t)$. Cet effet correspondra à une contre-réaction bien visible dans le schéma fonctionnel du moteur.

✓ Équations du couple

On l'obtient à partir de la puissance électromagnétique :

$$P_e = EI_a = I_a \cdot k \cdot \Phi \cdot \Omega = C_{em} \cdot \Omega \quad (2.32)$$

Ce qui donne :

$$C_{em} = I_a \cdot k \cdot \Phi \quad (2.33)$$

✓ Équation mécanique

Le moteur en rotation est décrit par l'équation (de la dynamique) d'équilibre suivante :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_{em}(t) - f_v \omega(t) - C_r(t) - f(t) \quad (2.34)$$

Avec :

j_t : Inertie totale entraînée (moteur j_m et charge j_{ch})

f_v : Coefficient de frottement visqueux

C_r : Couple résistant

f : Couple de frottement de coulomb.

✓ Transformées de Laplace

On somme les équations régissant le fonctionnement du moteur. Mais pour mieux les exploiter, nous allons utiliser leurs transformées de Laplace. Les transformées de Laplace des équations sont les suivantes :

$$\begin{cases} u_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + e_m(t) \xrightarrow{L} U_a(p) - E_m(p) \\ u_a(t) = R_a \cdot I_a(p) + p \cdot L_a \cdot I_a(p) \end{cases} \quad (2.35)$$

$$e_m(t) = k \cdot \Phi_f(t) \cdot \omega(t) \xrightarrow{L} E_m(p) = k \cdot \Phi_f \cdot \Omega(p) \quad (2.36)$$

$$C_{em}(t) = k \cdot \Phi_f(t) \cdot i_a(t) \xrightarrow{L} T_{em}(p) = k \cdot \Phi_f \cdot I_a(p) \quad (2.37)$$

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = C_{em}(t) - C_r(t) - B\omega(t) - T_f \xrightarrow{L} J \cdot p \cdot \Omega(p) \\ J \frac{d\omega}{dt} = C_{em}(p) - C_r - B\omega(t) - C_f \end{cases} \quad (2.38)$$

2.6.1.3 Schéma et simulation de la MCC à excitation indépendante

L’objectif de la simulation est d’établir un schéma de bloc fonctionnel à partir duquel les tensions de sortie permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps.

Si on considère comme grandeur d’entrée, la tension appliquée aux bornes de l’induit et comme grandeur de sortie, la vitesse du moteur, nous obtenons le schéma bloc tension – vitesse. Ce dernier nous permet de voir l’évolution de la vitesse avec la tension. On utilise l’environnement (MATLAB/SIMULINK).

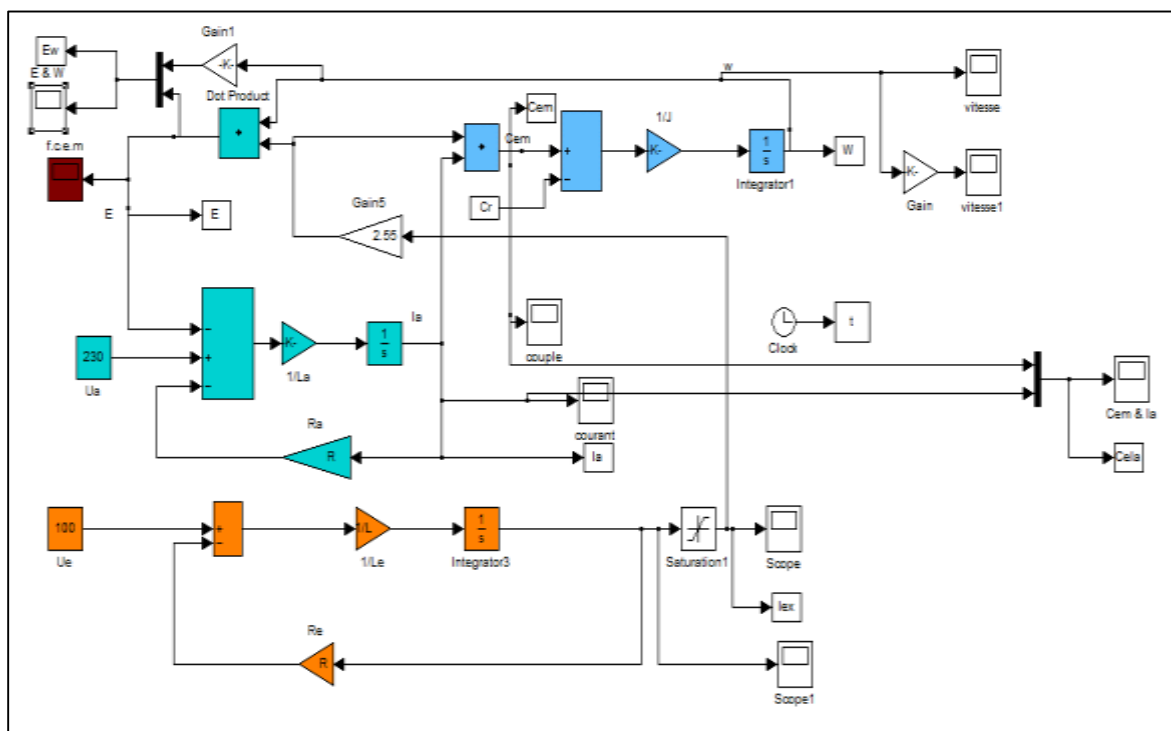


Figure 2.9 : Schéma de simulation de la MCC à excitation indépendante.

• **Résultats**

La Figure n° 2.4 présente l’évolution du couple électromagnétique C_{em} , la vitesse Ω , les courants statoriques I_a et I_{ex} en appliquant un couple résistant constant de valeur de $Cr = 10 N.m$ à $t = 2s$.

✓ **Discussion des résultats de simulation**

Lors du démarrage à vide du moteur à courant continu, on constate que le courant d’appel est très élevé. Ceci est dû au fait que le démarrage de rotation de l’induit fait l’appel à un courant

de démarrage. Un établissement rapide dû au démarrage avec un maximum de tension à vide. Pendant le régime transitoire, le couple t fait un pic aux premiers instants.

Le régime transitoire du courant d'induit a une durée équivalente au temps de démarrage, avec une pointe.

Fonctionnement en charge :

La Figure (2.10) montre que le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant ($C_r=10$ N.m). Les courants d'induit évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine et la vitesse diminue, cela revient à couple résistant.

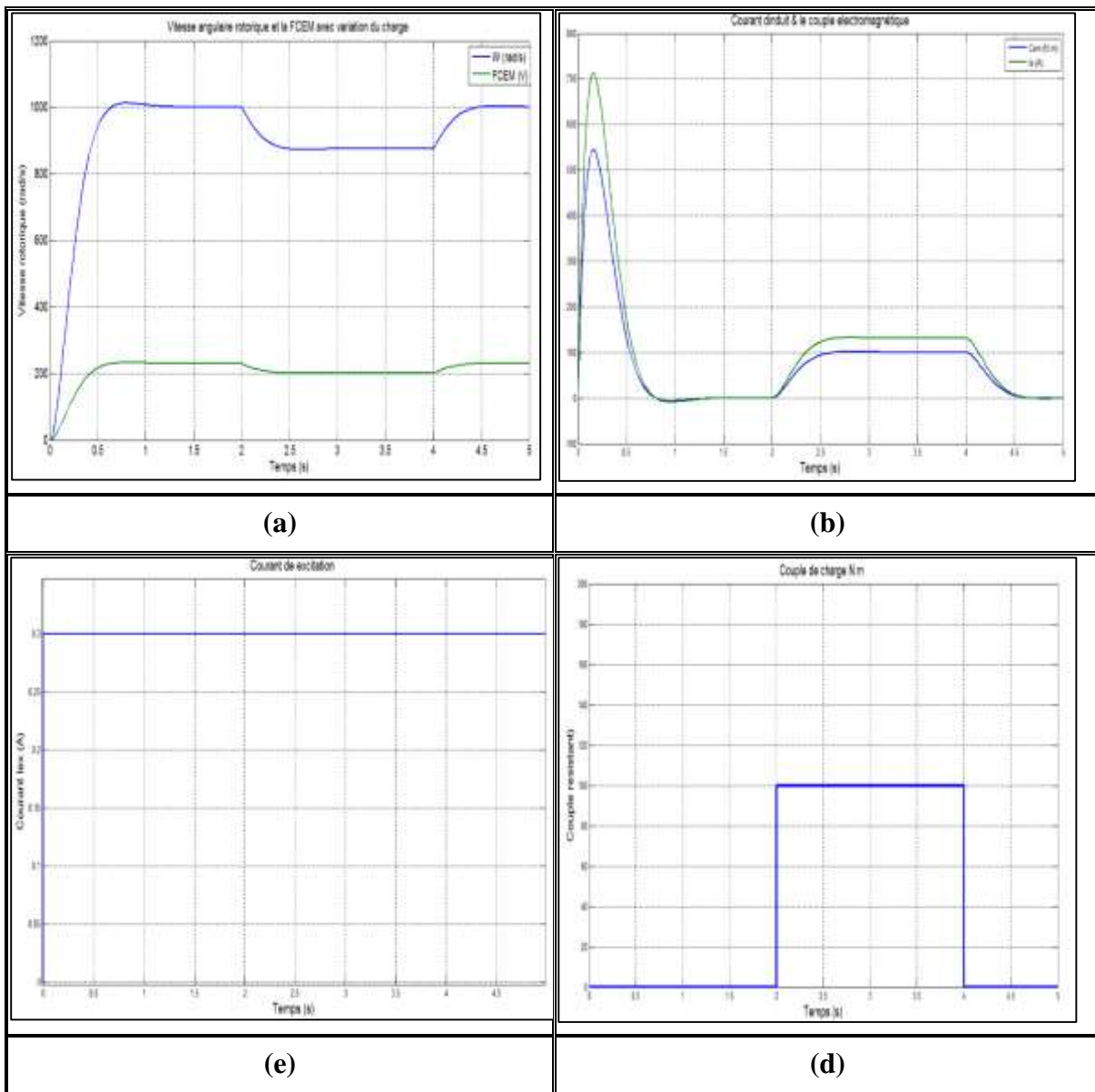


Figure (2.10) : Résultats de simulation de démarrage à vide de la MCC à excitation indépendante avec application du couple résistant de 10 N.m entre $t = [2; 4]s$

2.6.1.4 Équations électriques de la MCC à excitation shunt

Les caractéristiques de ce moteur sont les mêmes que celle d'un moteur à excitation indépendante puisque le flux Φ est maintenu constant comme la tension U .

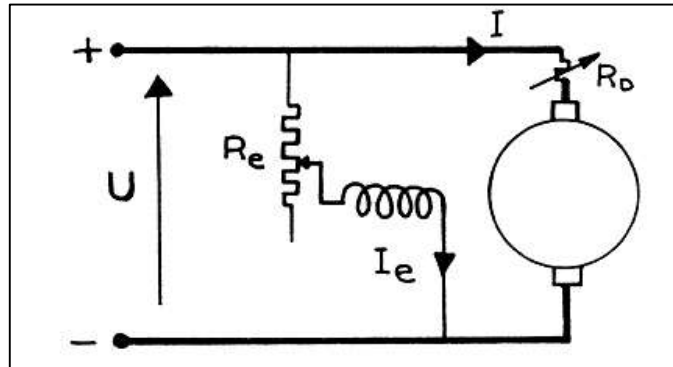


Figure (2.11) : Schéma d'une MCC à excitation shunt.

On alimente en parallèle sous la tension continue, l'induit et l'inducteur comme le montre la Figure (2.11). On étudiera les caractéristiques pour $U = c^{te}$ et $I_e = c^{te}$. Le couple devient :

$$C_{em} = \frac{k}{2\pi} I \phi(I_e) = \frac{E(n, I_e)}{\Omega} I \quad (2.39)$$

Pour chaque valeur de I_{ex} , le couple est donc proportionnel au courant d'induit I . La formule ci-dessus permet, en utilisant la caractéristique à vide, de calculer la pente de cette droite. On remarque que le courant ne dépend que du couple. On peut remarquer qu'au démarrage :

$$C_D = \frac{k}{2\pi} I_D \phi(I_e) = \frac{E(n, I_e)}{\Omega} I_D \quad (2.40)$$

Pour la vitesse, la loi d'Ohm appliquée à l'induit s'écrit :

$$E = U + (R)I \text{ ou } E = U - (R)I = K\Omega\phi I_e \quad (2.41)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{U - RI}{K\phi I_e} \quad (2.42)$$

Pour chaque valeur de I_e , le dénominateur est constant et Ω est donc fonction linéaire du courant I . Pour un courant nul (donc pour un couple nul), on obtient la vitesse à vide Ω_v :

$$\Omega_v = \Omega \frac{U}{E(\Omega, I_e)} \quad (2.43)$$

En charge, la vitesse diminue légèrement, car, en pratique, on aura : $RI \leq RI_n \leq U$. Pour la caractéristique mécanique, on élimine le courant entre les expressions précédentes :

$$\Omega = \frac{U}{K\phi I_e} - \left[\frac{R}{K\phi I_e} \frac{2\pi}{K\phi I_e} \right] C_{em} \tag{2.44}$$

Pour chaque valeur de I_e , la vitesse est une fonction linéaire du couple. Le fonctionnement moteur correspond à C_{em} et Ω de même sens. Lorsque C_{em} et I sont ici négatifs, il s'agit d'un freinage : la charge est alors motrice (ou entraînée) et le courant est envoyé vers le réseau.

- ∞ Si I_e augmente le flux augmente, la vitesse diminue.
- ∞ Si I_e diminue au contraire, la vitesse augmente et si I_e tend vers zéro, la vitesse à vide tend vers l'infini : en l'absence d'excitation, le moteur s'emballe. Il ne faut donc jamais couper ce circuit.
- ∞ Si la tension U augmente, la vitesse augmente proportionnellement.

2.6.1.5 Schéma et simulation de la MCC à excitation shunt

Si on considère comme grandeur d'entrée la tension appliquée aux bornes de l'induit et comme grandeur de sortie la vitesse du moteur, nous obtenons le schéma bloc tension – vitesse. Ce dernier nous permet de voir l'évolution de la vitesse avec la tension.

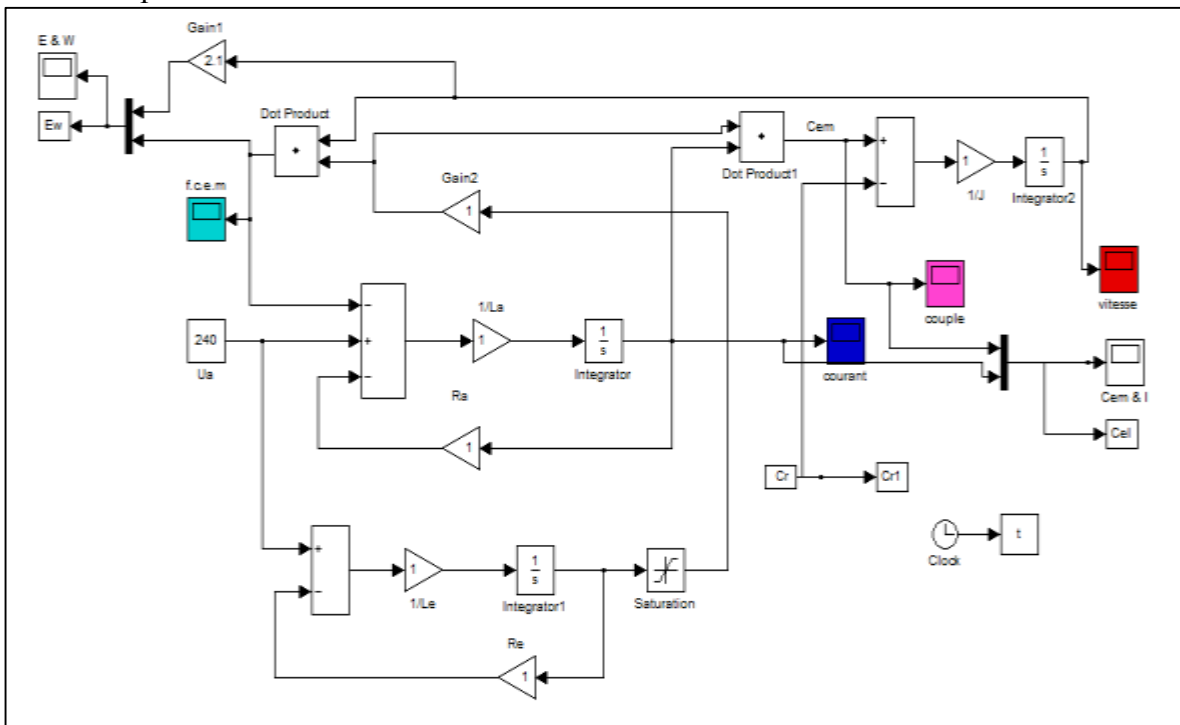
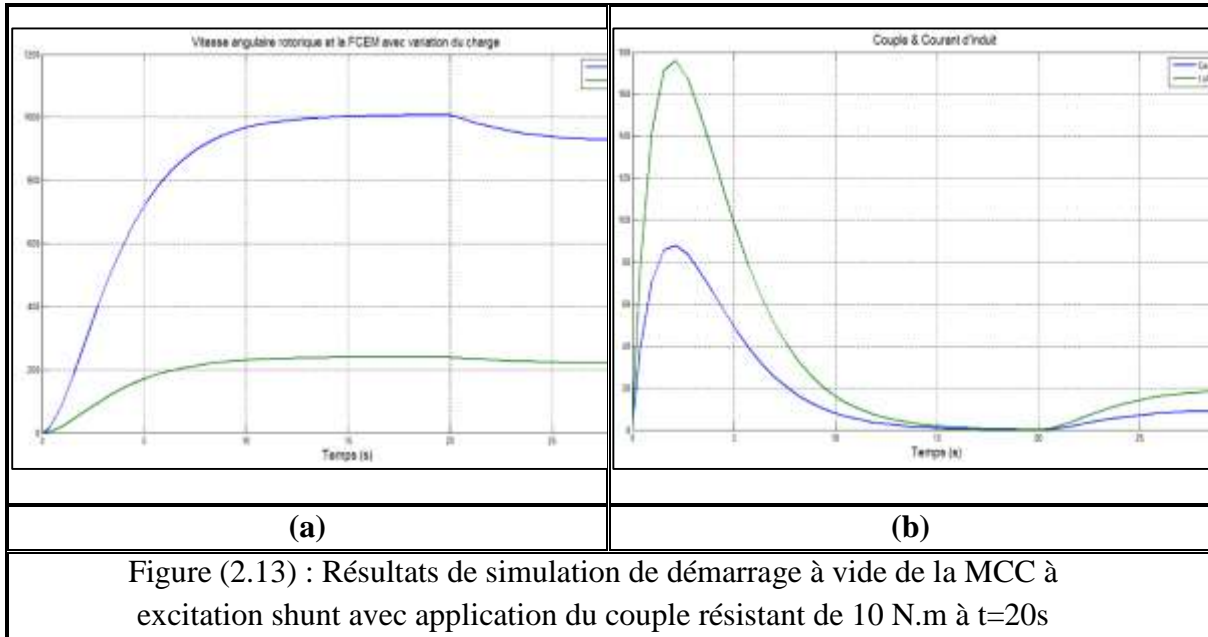


Figure (2.12) : Schéma de simulation de la MCC à excitation shunt.

• **Résultats**

La Figure (2.13) présente l'évolution du couple électromagnétique C_{em} , la vitesse Ω , les courants statoriques I_a et I_e . En applique un couple résistant constant de valeur de $Cr = 10 \text{ N.m}$.



2.6.1.6 Équations électriques de la MCC à excitation série

On utilise un moteur dont l'inducteur, réalisé en conducteur de forte section, peut-être mis en série avec l'induit comme le montre la Figure (2.14)., On impose $I = I_a = I_e$, ce qui modifie les propriétés du moteur. On étudiera les caractéristiques sous tension constante U , donc le couple devient :

$$C_{em} = \frac{k}{2\pi} I \phi(I) = \frac{E(n,I)}{\Omega} I = \frac{k'}{2\pi} I^2 \tag{2.45}$$

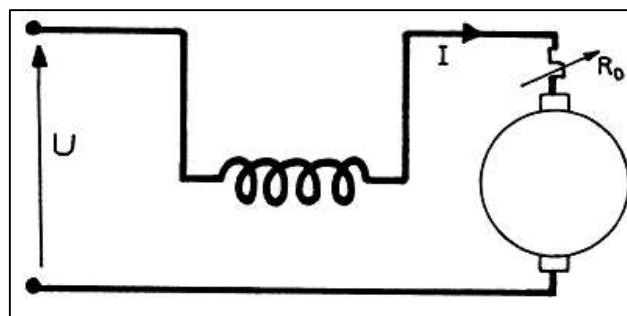


Figure (2.14) : Schéma d'une MCC à excitation série.

Pour les faibles valeurs de I , le flux est proportionnel à I et le couple est donc proportionnel au carré du courant d'induit. Or, lorsque I augmente, le circuit magnétique se sature, le flux croît moins fortement, de même que le couple. On trace la courbe point par point à partir des valeurs de la caractéristique à vide. On remarque ici encore que le courant d'induit est lié au couple. Au démarrage, le couple de démarrage pourra être très élevé $I_D \gg I_n$:

$$C_D = \frac{k}{2\pi} I_D^2 \quad (2.46)$$

En notant R_s la résistance de l'inducteur série, la loi d'Ohm s'écrit :

$$E = U - (R + R_s)I = K\Omega\phi I \quad (2.47)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{U - (R + R_s)I}{K\phi I} = \frac{U}{K\phi I} - \frac{(R + R_s)}{K\phi} \quad (2.48)$$

Lorsque I tend vers zéro (fonctionnement à vide, $C_{em} = 0$) la vitesse tend vers l'infini : il y a emballement à vide. Il faut éliminer I entre les expressions du couple et de la vitesse. Comme I intervient dans la f.é.m., il faut procéder point par point. Pour un couple nul, on trouve un courant nul et une vitesse infinie.

2.6.1.7 Schéma et simulation de la MCC à excitation série

L'objectif de la simulation est d'établir un schéma de bloc fonctionnel à partir duquel les tensions de sortie permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps.

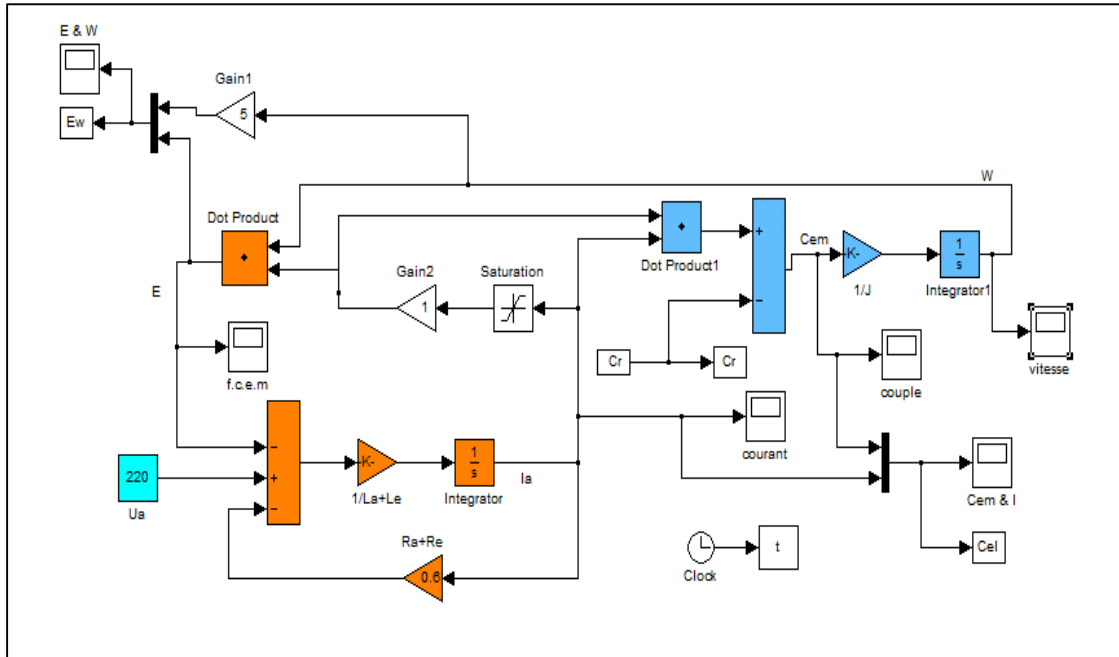


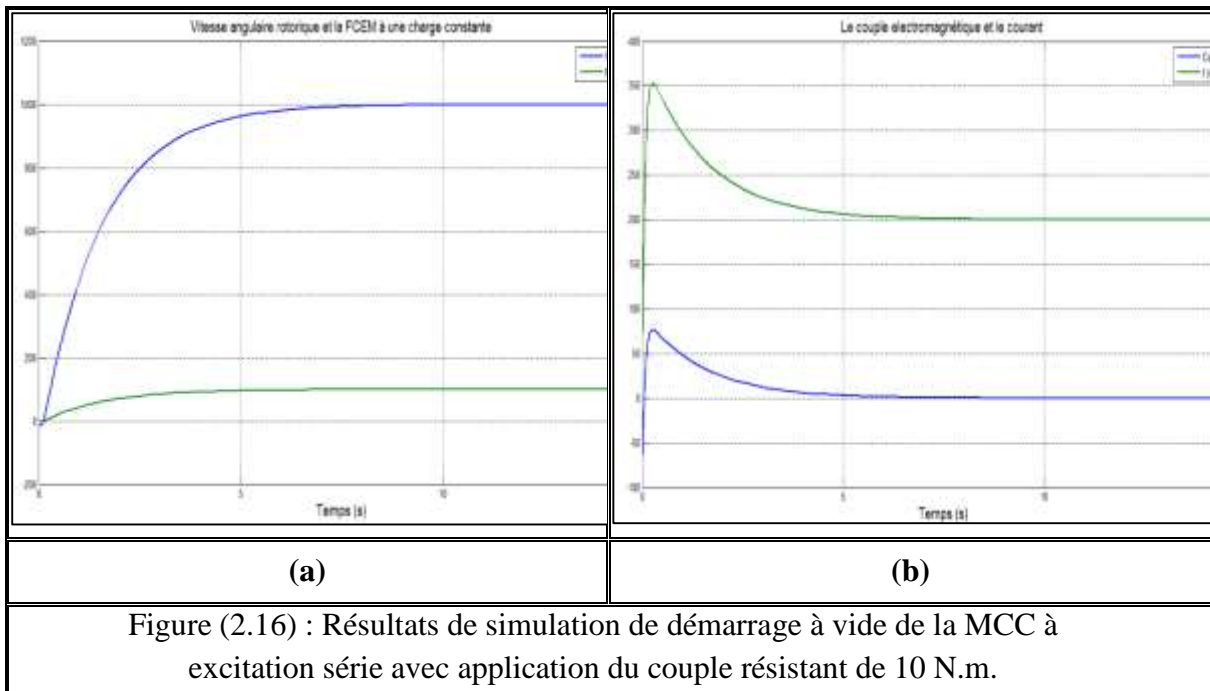
Figure (2.15) : Schéma de simulation de la MCC à excitation série.

• Résultats

La Figure (2.16) présente l'évolution du couple électromagnétique C_{em} , la vitesse Ω , les courants statoriques I_a et I_e , en appliquant un couple résistant constant de valeur de $Cr = 10 \text{ N.m}$.

✓ Discussion des résultats de simulation

- Si U augmente, le couple reste inchangé et la vitesse augmente proportionnellement à U .
- Le moteur série peut être utilisé en courant alternatif car le couple est proportionnel au carré du courant, donc toujours de même signe. Le circuit magnétique doit être entièrement feuilleté pour réduire les pertes fer et le moteur utilisable en alternatif ou en continu porte le nom de moteur universel. Il est très utilisé pour les petites puissances car sa vitesse n'est pas liée à la fréquence du réseau.



2.6.2 Moteur à courant alternatif

2.6.2.1 Moteur asynchrone

Les moteurs Asynchrones sont des moteurs à courant alternatif, appelés également moteurs à induction.

Ils sont les moteurs les plus répandus dans les secteurs industriels et commerciaux. On les subdivise comme suit :

- ✓ les moteurs à cage d'écureuil,
- ✓ les moteurs à rotor bobiné.

80% des moteurs électriques dans le domaine industriel sont des moteurs asynchrones. Les avantages du moteur à induction triphasé sont énumérés ci-dessous :

- ∞ Conception simple
- ∞ Construction robuste
- ∞ Fonctionnement fiable
- ∞ Faible coût initial
- ∞ Facilité d'utilisation et maintenance simple
- ∞ Appareillage de commande simple pour le démarrage et le contrôle de la vitesse
- ∞ Haute efficacité.

Le moteur asynchrone est présenté en régime permanent par les indications illustrées par la Figure (2.17).

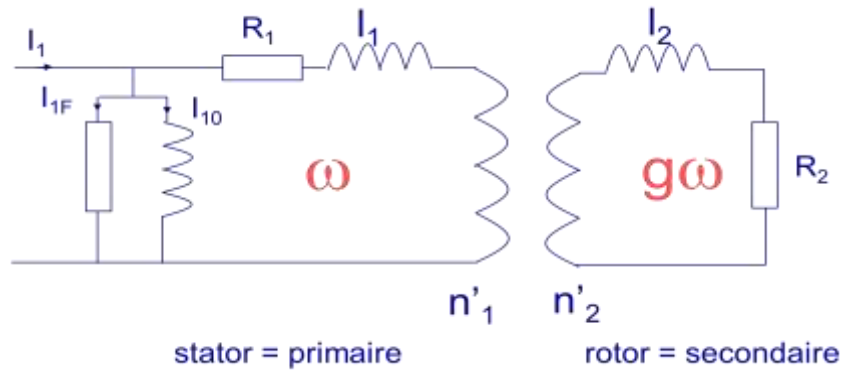


Figure (2.17) : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent

La caractéristique du couple en fonction de la vitesse du moteur à induction est illustrée par la Figure (2.18).

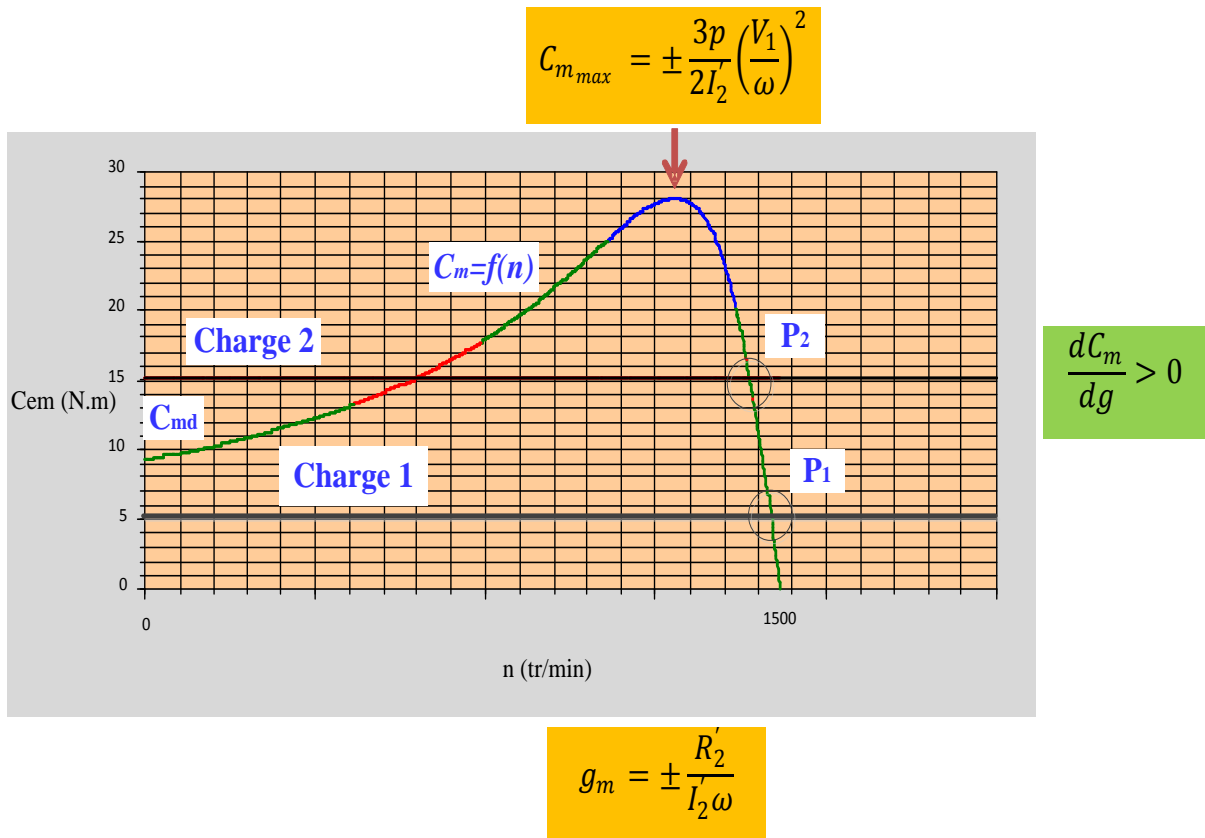


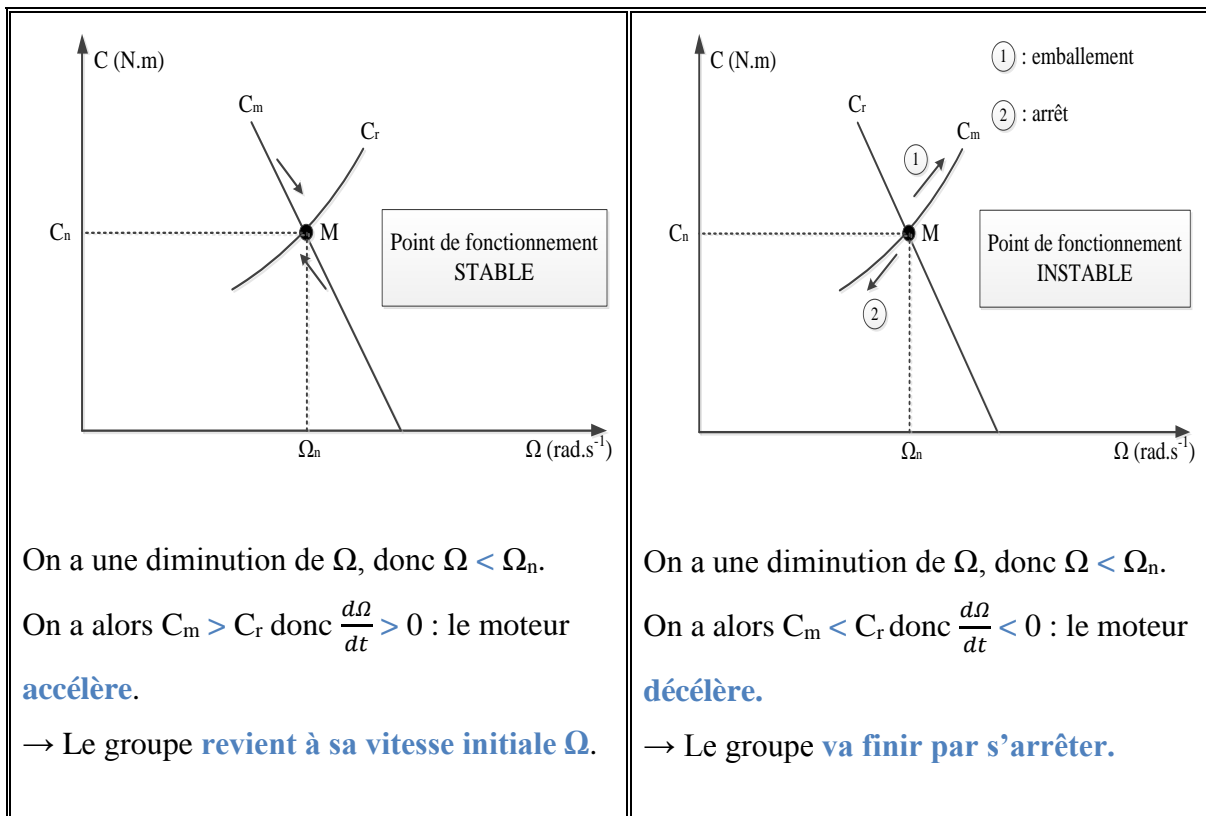
Figure (2.18) : Caractéristique vitesse vs couple du moteur à induction

Au démarrage, il faut que $C_m > C_r$ sinon le moteur n'accélère pas et ne pourra donc pas démarrer.
Exemple d'un moteur asynchrone entraînant une charge à couple résistant constant :

- ☞ Pour l'entraînement de la charge 1, le couple utile au démarrage (C_{md}) est supérieur au couple résistant de la charge. Le moteur démarrera et accélérera jusqu'à atteindre le point de fonctionnement P_1 .
- ☞ Pour l'entraînement de la charge 2, $C_{md} < C_r$, le moteur ne démarrera pas. Le point de fonctionnement P_2 est théoriquement possible mais ne peut pas être atteint dans ces conditions. Pour l'atteindre, il faut charger après démarrage ou intervenir sur les grandeurs électriques pour obtenir un C_{md} plus important.

On dit qu'un point de fonctionnement est stable lorsque toute modification de l'une des variables qui le caractérise entraîne une action correctrice qui tend à rétablir les valeurs initiales des variables.

Supposons par exemple que, pour une cause extérieure, le groupe ralentisse. Il y a deux possibilités selon le type de point de fonctionnement initial :



2.6.2.2 Moteur synchrone

Les Moteurs Synchrones sont des moteurs à courant alternatif (c.a.) et sont le plus souvent utilisées pour les applications industrielles de très grande puissance ou dans les cas où une vitesse précise est nécessaire. On les subdivise comme suit :

- ✓ les machines à pôles lisses,
- ✓ les machines à pôles saillants.

Le coût initial d'un moteur synchrone est supérieur à celui d'un moteur à induction conventionnel en raison des frais du rotor bobiné et des circuits de synchronisation. Ces coûts initiaux sont souvent compensés par :

- ∞ La régulation précise de la vitesse du moteur synchrone exige le choix idéal pour certains processus industriels et comme moteur principal pour les générateurs.
- ∞ Les moteurs synchrones ont des caractéristiques de vitesse/couple qui sont parfaitement adaptées à l'entraînement direct de charges de grande puissance telles que les compresseurs alternatifs.
- ∞ Les moteurs synchrones fonctionnent à un facteur de puissance amélioré, améliorant ainsi le facteur de puissance global du système et éliminer ou réduire les pénalités liées au facteur de puissance du service public. Un facteur de puissance amélioré réduit également la chute de tension aux bornes du moteur.

Une caractéristique importante des machines synchrones à aimants permanent (MSAP) est le fait qu'à des vitesses non nulles, une tension contre-électromotrice non nulle induite dans les enroulements du stator par les aimants permanents. Cet effet peut être utilisé comme frein d'urgence pour ralentir la machine en court-circuitant les enroulements du stator. D'autre part, ce courant de court-circuit peut surcharger le convertisseur ou même détruire les appareils d'alimentation en cas de court-circuit. La valeur du courant de court-circuit dépend de la liaison de flux d'aimant permanent, ainsi que la résistance et inductance du stator et dans une certaine mesure sur la vitesse de la machine. Le courant de court-circuit atteint une limite à des vitesses plus élevées (Figure (2.19)). L'onduleur doit être conçu pour que ce courant évite une panne. Il est à noter que ce courant de court-circuit est parfois inférieur au courant nominal de la machine. De plus, le couple court-circuit est proportionnel au carré de la liaison de flux divisé par l'inductance du stator (Figure (2.19)).

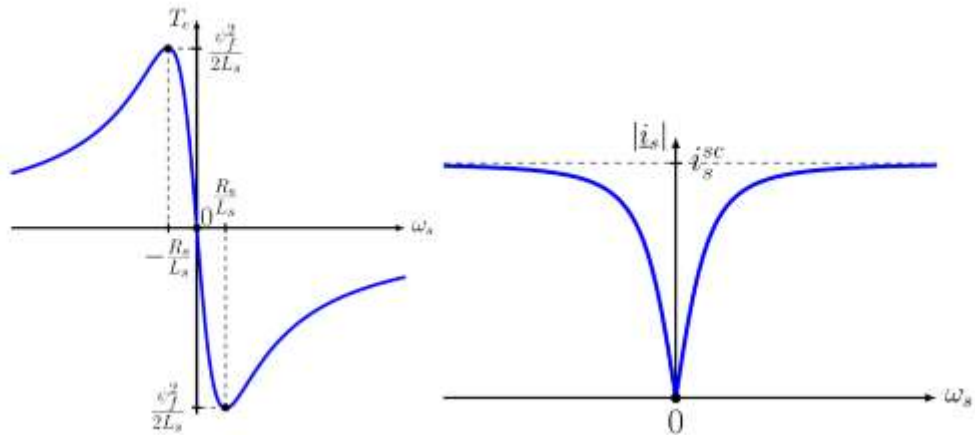


Figure (2.19) : Caractéristique couple-vitesse moteur MSAP

2.7 Conclusion

Ce chapitre se focalise sur les principes de fonctionnement et les caractéristiques des différents types des machines et des charges avec des explications à l'aide de brèves descriptions de machines, de schémas, des équations, etc. L'utilisation des moteurs dans le domaine industriel est devenue plus en plus exploitable avec l'évolution de l'électronique de puissance et des circuits basés sur les microcontrôleurs. Plus de 60% de l'énergie électrique demandée par l'industrie est utilisée dans la motorisation électrique. Un objectif important dans la gestion de la demande électrique se situe au niveau du moteur et de la charge qu'il actionne. Lorsqu'on travaille dans des conditions de charge variable, qui sont très fréquentes dans l'industrie, la régulation de vitesse des moteurs en fonction des besoins s'impose. Il se substitue aux systèmes traditionnels de contrôle, responsables d'importantes pertes d'énergie, et permet d'obtenir des résultats énergétiques spectaculaires. Le chapitre suivant montre c'est circuits de commande et les différentes structures des convertisseurs d'électronique de puissance associée aux moteurs électriques.

3.1 Introduction

Le développement de l'électronique de puissance a aidé les chercheurs à entraîner les moteurs avec des vitesses variables. De nos jours, les machines à courant continu ou à courant alternatif sont utilisées, particulièrement dans les applications de faible/forte puissance et la traction électriques. Certains moteurs ne fonctionnent que pendant une brève période, d'autres tournent toute la journée mais avec une faible charge, et de nombreux moteurs doivent accélérer à de fortes inerties ou sont commandés en mode commuté et freinés électriquement. Dans tous ces divers types de service, un moteur ne chauffe pas comme en cas de service continu. Par conséquent, tous ces processus spécifiques d'échauffement doivent être pris en compte pour éviter une surcharge qui endommagerait les enroulements rotoriques ou statoriques du moteur.

3.2 Fonctionnement en quatre quadrants

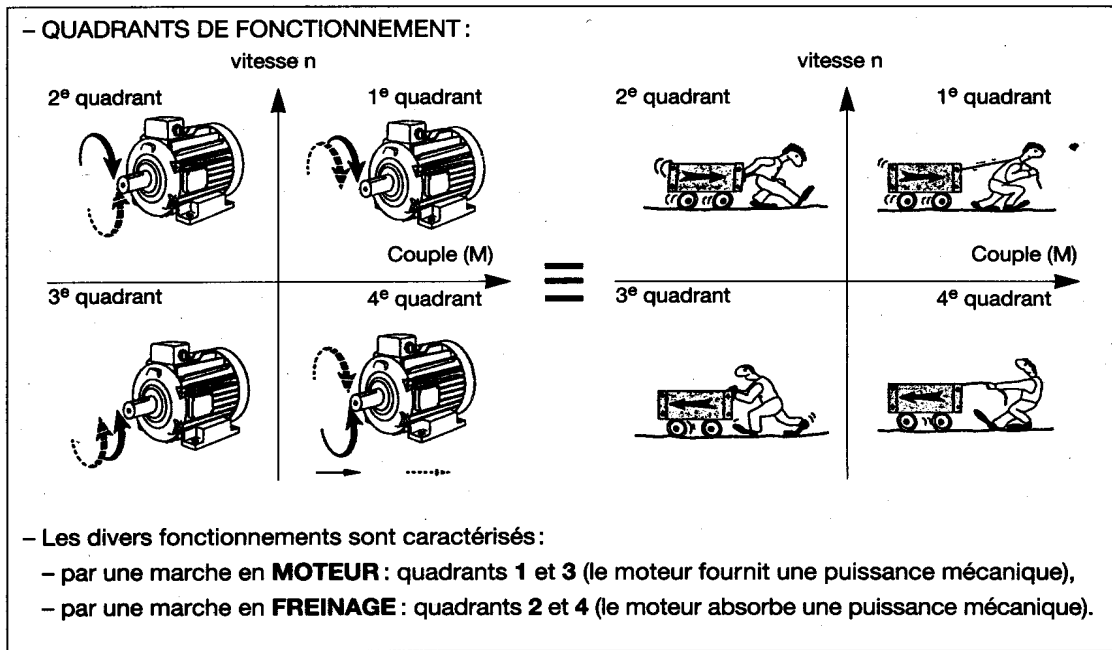
Le signe de la puissance mécanique fournie par une machine tournante (puissance utile : $P_m = C_m \Omega$) dépend du signe de C_m (couple utile de la machine) et de Ω (vitesse de rotation en rad.s^{-1}).

- ◆ Si C_m et Ω sont de même signe, la puissance mécanique fournie est positive et la machine fonctionne en moteur (elle fournit de l'énergie mécanique). Graphiquement cela correspond aux quadrants 1 et 3. Pour la traction ferroviaire cela correspond à un fonctionnement moteur en marche AV (1^{er} quadrant) et AR (3^{ème} quadrant).
- ◆ Si C_m et Ω sont de signes contraires, la puissance mécanique fournie est négative et la machine fonctionne en génératrice (elle reçoit de l'énergie mécanique). Graphiquement cela correspond aux quadrants 2 et 4. En traction ferroviaire, ces fonctionnements sont utilisés pour le freinage électrique (freinage AR pour 2^{ème} quadrant et AV pour 4^{ème} quadrant).

La machine fonctionne en **moteur** lorsque $C_m \Omega > 0$ (elle reçoit de puissance électrique et fournit de la puissance mécanique).

La machine fonctionne en **génératrice** lorsque $C_m \Omega < 0$ (elle reçoit de la puissance mécanique et fournit de la puissance électrique).

• Zones de fonctionnement ou quatre quadrants



• Analyse de fonctionnement

Sens de rotation	Vitesse	Couple	Puissance $P = T\Omega$	Quadrant	Travail machine électrique	Charge
sens 1	+	+	+	1	moteur	résistante
	+	-	-	2	génératrice	entraînante
sens 2	-	-	+	3	moteur	résistante
	-	+	-	4	génératrice	entraînante

Figure (3.1) : Modes e fonctionnement du moteur à courant continu.

De la théorie action et réaction de la loi de Newton, lorsqu'un moteur électrique entraînant une charge mécanique dans un fonctionnement en régime permanent, une force exercée par l'une ou l'autre partie (moteur ou charge) du système d'entraînement, les deux forces sont de la même intensité mais avec opposition de sens. Cela peut être compris en prenant des entraînements bidirectionnels avec une vitesse unidirectionnelle et un couple résistant bidirectionnel. La figure (3.2) montre ces principes de fonctionnement dans les 1^{er} et 2^{ème} quadrant.

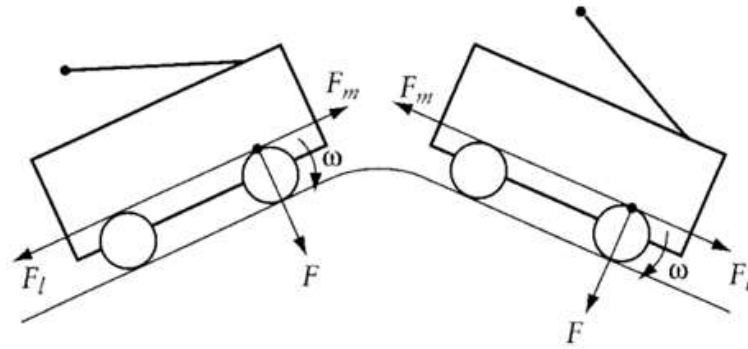


Figure (3.2) : Fonctionnement du 1^{er} et du 2^{ème} quadrants

Dans la figure ci-dessous, un ascenseur déplace les passagers dans les deux sens (vers le haut ou vers le bas). Pour simplicité le fonctionnement, nous supposons que l'ascenseur n'a pas de contrepoids. Dans les directions ascendantes, le moteur distingue la force de charge F_l qui est fonction du poids des passagers plus la cabine d'ascenseur, le câble etc. Étant donné que le poids et F_l sont unidirectionnels, la force motrice F_m du moteur est également unidirectionnelle. La vitesse du moteur dans cette opération est bidirectionnelle.

Mouvements d'ascenseur

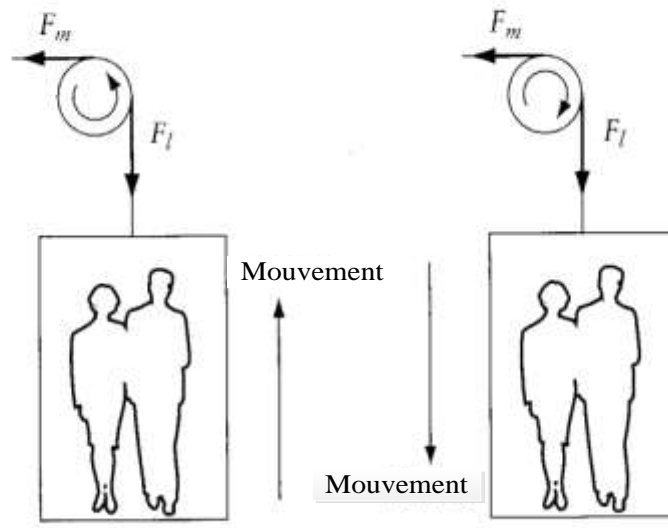


Figure (3.3) : Fonctionnement du 3^{ème} et du 4^{ème} quadrants

3.3 Moteur à courant continu MCC

La machine à courant continu est une machine électrique, qui utilise comme source d'énergie une source continue. Les moteurs à courant continu sont des machines qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. Le moteur à courant continu est un convertisseur d'énergie, il est réversible. Beaucoup d'applications nécessitent un couple de démarrage élevé. L'usage des moteurs à courant continu est plutôt restreint, car la distribution se fait à courant alternatif. Cependant, pour certaines applications il est parfois avantageux d'utiliser des moteurs à courant continu alimentés par des convertisseurs qui transforment le courant alternatif en courant continu. La supériorité de ces moteurs réside dans le fait qu'ils se prêtent facilement à un contrôle souple, continu et presque instantané de leur vitesse. Le Moteur à Courant Continu (MCC) possède une caractéristique couple/vitesse de pente importante, ce qui permet de vaincre un couple résistant élevé et d'absorber les à-coups de charge : la vitesse du moteur s'adapte à sa charge. D'autre part, la miniaturisation recherchée par les concepteurs trouve dans le moteur à courant continu une solution idéale, car il présente un encombrement réduit grâce à un bon rendement.

3.3.1 Description

Cette machine est constituée :

- ✓ D'un circuit magnétique, comportant une partie fixe (le stator) et une partie tournante (le rotor) séparées par un entrefer. Le stator et le rotor sont constitués par un assemblage de tôles afin de limiter les pertes par courants de Foucault et par hystérésis.
- ✓ D'un ou plusieurs circuits électriques, le circuit de l'inducteur, qui est la source de champ magnétique et le circuit de l'induit.
- ✓ D'un collecteur qui, associé aux balais, permet de relier le circuit électrique rotorique de l'induit à un circuit électrique extérieur à la machine.

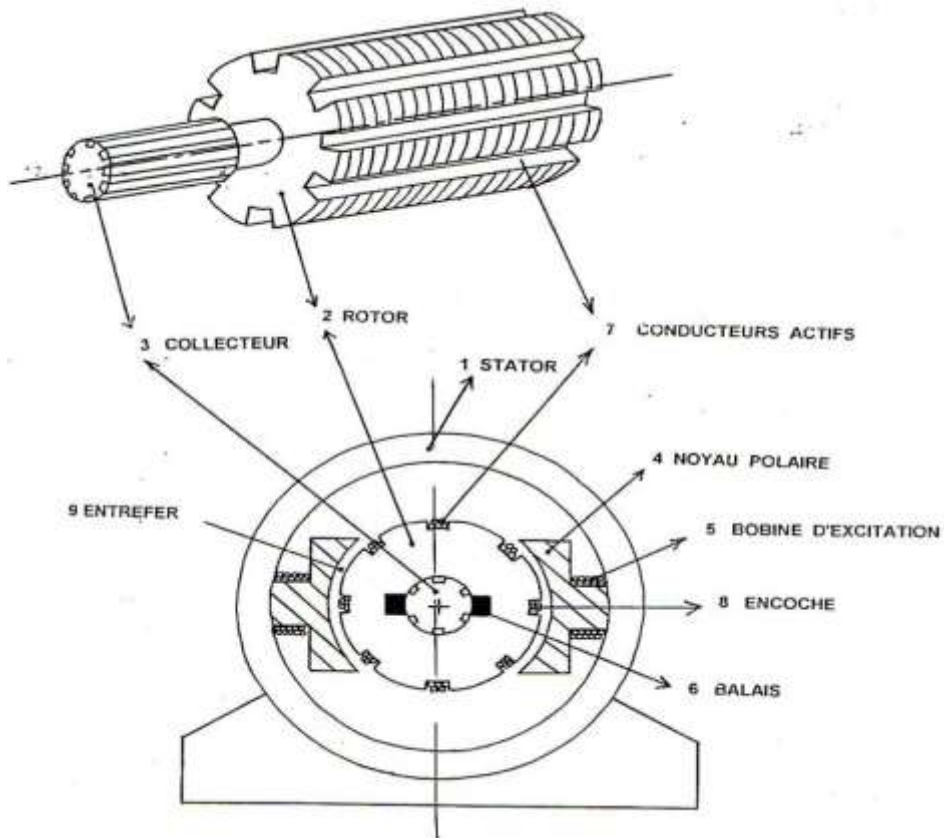


Figure (3.4) : Construction d'un moteur à courant

Sachant que :

- ✓ Les balais sont montés sur la carcasse extérieure donc fixe.
- ✓ Deux lames de collecteur diamétralement opposées sont reliées aux deux extrémités de la spire.

3.3.1.1 Inducteur

Il peut être formé soit par des aimants en ferrite, soit par des bobines inductrices en série (électroaimants). Les bobines sont placées autour de noyaux polaires. La machine est dite bipolaire si elle ne comporte qu'un pôle Nord et un pôle Sud.

3.3.1.2 Induit

Il est formé de conducteurs logés dans des encoches. Le rotor est constitué d'un noyau métallique avec un bobinage de cuivre, le stator comporte des aimants permanents qui engendrent un champ magnétique dont le flux traverse le rotor. L'espace étroit entre le rotor et le stator est nommé entrefer.

☞ Collecteur et les balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre isolées latéralement les unes des autres, réunies aux conducteurs de l'induit en certains points.

Les balais, portés par le stator, frottent sur les lames du collecteur, et permettent d'établir une liaison électrique entre l'induit qui tourne et l'extérieur de la machine.

☞ Modes de fonctionnement

On adopte toujours les mêmes conversions d'orientation électrique d'une part (E et I en conversion récepteur), et mécanique d'autre part (C_m et Ω orientés dans le même sens), de telle façon que l'on ait la relation : $EI = C_m \Omega$. Différents cas sont à envisager suivant le signe de Ω : ce sont les 4 quadrants de la MCC.

3.3.2. Méthodes de réglage de la vitesse

Il existe deux méthodes principales pour le contrôle de la vitesse du moteur à courant continu :

- ✓ Par l'action sur l'inducteur (par variation du flux inducteur)
- ✓ Par l'action sur l'induit (par variation de la tension d'induit) ou par le contrôle de résistance d'induit (contrôle rhéostatique).

3.3.2.1 Réglage de la vitesse par le flux de l'inducteur

La vitesse du moteur à courant continu peut être exprimée par la relation suivante :

$$N = \frac{60U_a}{Z\phi} \quad (3.1)$$

Où

N = vitesse de rotation [tr/min].

U_a = tension aux bornes de l'induit [V].

Z = nombre de conducteurs sur l'induit.

ϕ = flux par pôle [Wb].

Donc, on peut faire la variation de la vitesse par le changement du flux d'excitation ϕ de l'inducteur du moteur à courant continu. En effet, si la tension U_a , de l'induit est maintenue constante, le numérateur de l'expression (3.1) devient tellement faible que le moteur doit tourner à une vitesse dangereusement élevée pour induire une f.c.é .m suffisante. Des dispositifs de protection, montés sur l'arbre du moteur, peuvent prévenir cet emballement en ouvrant le circuit d'alimentation.

Cette méthode est utilisée pour contrôler la vitesse au-dessus de la valeur nominale. Normalement, la vitesse maximale du moteur est le double de la vitesse nominale et dans le moteur spécial, elle est six fois supérieure à la vitesse nominale.

3.3.2.1 Réglage de la vitesse par la tension de l'induit

Si le flux ϕ ne varie pas (cas d'un inducteur à aimant permanent, ou d'un inducteur à courant d'excitation constant), l'équation (3.1) nous indique que la vitesse ne dépend plus que le terme U_a , c'est-à-dire de la tension de la source. Si l'on augmente ou diminue U_a , la vitesse du moteur augmente ou diminue à peu près dans les mêmes proportions.

Cette méthode préfère car elle a beaucoup d'efficacité, bonne réponse transitoire et bonne régulation de la vitesse. Il ne contrôle la vitesse que sous la vitesse nominale, car la tension d'induit ne peut dépasser la valeur nominale.

Il existe une autre méthode de réglage de la vitesse c'est "le réglage par la résistance d'induit". Dans cette méthode, on fait varier la vitesse en gaspillant puissance dans une résistance externe connectée en série avec l'armature. Cette méthode est principalement utilisée dans les applications à charge alternative où la durée de fonctionnement à faible vitesse ne représente qu'une petite partie du temps total d'exécution.

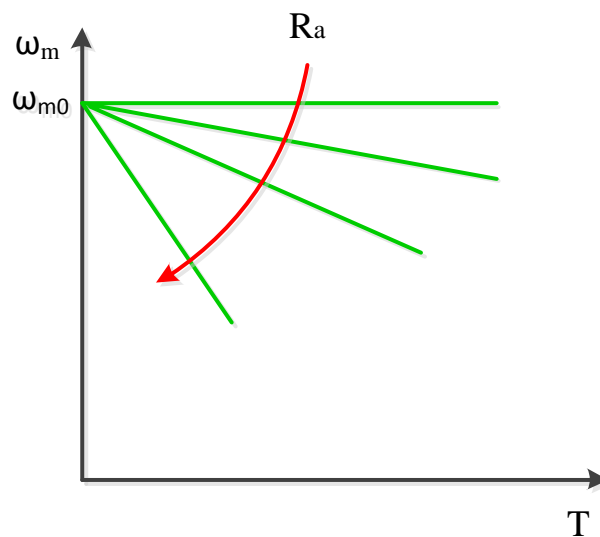


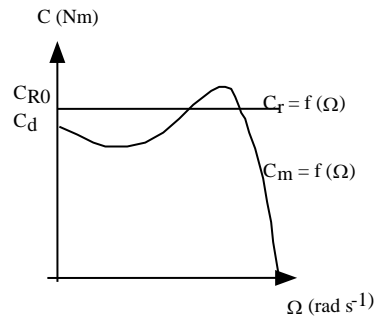
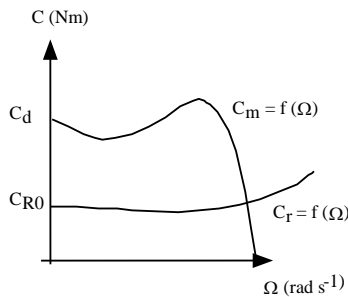
Figure (3.5) : Stratégie de contrôle par variation de la résistance d'induit d'un MCC à excitation séparée

3.3.3 Conditions de démarrage

La machine ne peut démarrer que si le couple de démarrage de la machine est supérieur au couple résistant de la charge.

$$C_d > C_m \Rightarrow C_f = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r$$

Exemples :



Le moteur démarre $C_d > C_{R0}$ Le moteur ne démarre pas $C_d < C_{R0}$

L'accélération est d'autant plus importante que : C_m est grand devant C_r ; J est faible.

3.4 Moment d'inertie

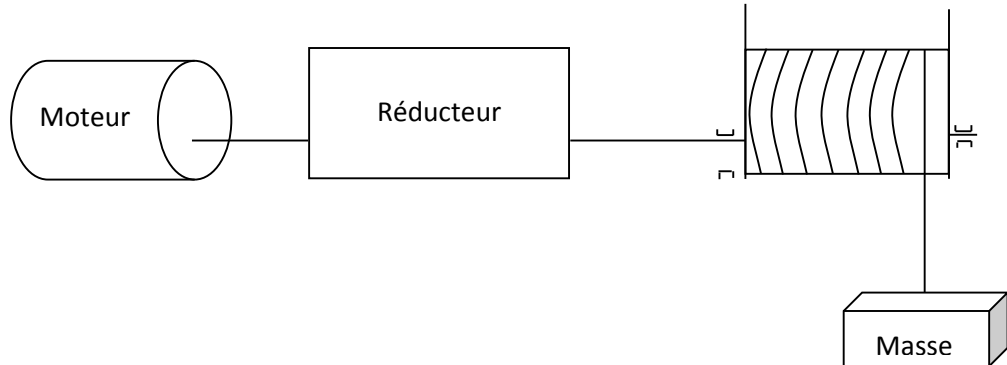
L'inertie caractérise les masses en mouvement (paramètre dynamique). C'est par son inertie qu'un système s'oppose aux changements de vitesse que l'on veut lui imposer. La grandeur physique associée à l'inertie est le moment d'inertie J en kg/m^2 .

SYSTEMES	FORMES	RELATIONS
Cylindre	R : rayon en m m : masse en kg	$J = \frac{1}{2} mR^2$
Cylindre creux	R_ext R_int m	$J = m \frac{R_{ext}^2 + R_{int}^2}{2}$

Arbre épaulé	R2 R1 m2 m1	$J = m1 \frac{R1^2}{2} + m2 \frac{R2^2}{2}$
Poids poulie	mp m	- Inertie d'un mobile en translation ramené sur l'axe de rotation. $W_T = W_R \Leftrightarrow \frac{1}{2} mV^2 = \frac{1}{2} J\Omega^2 \Leftrightarrow$ $J = \frac{mV^2}{\Omega^2} = \frac{m\Omega^2 R^2}{\Omega^2} = mR^2$ $J_T = J_{poulie} + J_{charge} = mp \frac{R^2}{2} + mR^2$
Inertie ramenée sur l'arbre moteur	Réducteur Charge Ω_e Ω_a J_{red} J_{ch}	$J_T = \left(\frac{\Omega_a}{\Omega_e}\right)^2 J_{ch} + J_{red}$
Moment d'inertie total	Moteur Charge J_{rot} J_{ch}	$J_T = J_{rot} + J_{ch}$ <small>(J_{ch} ramenée sur l'arbre moteur)</small>

Exercice n°1

Pour élever une charge de 100 kg à 10 m de hauteur, on utilise un treuil accouplé à un moteur par l'intermédiaire d'un réducteur mécanique.



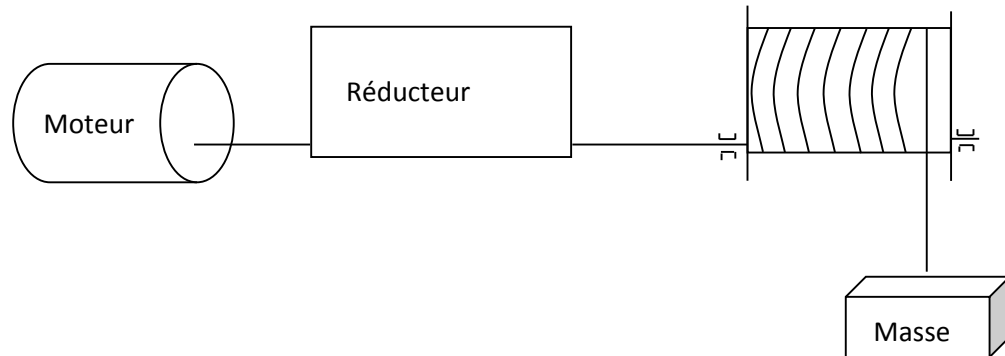
Caractéristiques des appareils :

- treuil diamètre du tambour $d = 20$ cm, $\eta = 0,9$
- réducteur : rapport de réduction = 60, $\eta = 0,85$
- moteur : vitesse de rotation en charge = 1450 min⁻¹, $\eta = 0,85$,
- diamètre de l'axe $d = 20$ mm.

- 1 - Calculer le travail utile effectué ($g = 9,81$).
- 2 - Calculer la puissance utile.
- 3 - Calculer le travail fourni par l'axe du moteur.
- 4 - Calculer la puissance mécanique fournie par le moteur.
- 5 - Calculer le total d'énergie consommée et la puissance totale nécessaire.
- 6 - Calculer la vitesse angulaire du tambour du treuil et le couple correspondant à la force motrice.
- 7 - Calculer le couple -ramené sur l'axe moteur et la force exercée par le moteur sur l'axe du réducteur.

Exercice n° 2 :

Un système de levage est composé :



- D'un moteur, de moment d'inertie $\mathfrak{J}_m = 0,008 \text{ kg.m}^2$ qui tourne à la vitesse $n = 1\,450 \text{ tr/min}$.
- D'un réducteur, de rapport $(6/145)$, et de moment d'inertie négligeable.
- D'un cylindre en rotation qui tourne à la vitesse $n' = 60 \text{ tr/mn}$ et dont l'inertie $\mathfrak{J}_c = 2,4 \text{ kg.m}^2$.
- D'une masse de 200 kg se déplaçant linéairement à $1,2 \text{ m/s}$.

Le couple résistant de la charge est de 150 N.m à la vitesse de rotation $n' = 60 \text{ tr/min}$.

Le moteur d'entraînement a un couple moyen au démarrage de 12 N.m .

1 - Calculer la vitesse angulaire du moteur.

2 - Calculer le moment d'inertie total du système, ramené à la fréquence de rotation du moteur.

Rappel : Le moment d'inertie d'une charge tournant à la vitesse n_2 ou w_2 ramenée à la vitesse n_1 ou w_1 , du moteur est : $\mathfrak{J} = \mathfrak{J}'(n_2/n_1)^2 = \mathfrak{J}'(w_2 / w_1)^2$.

L'inertie d'une masse M en mouvement linéaire à la vitesse v ramenée à la vitesse w du moteur est : $\mathfrak{J} = M(v/w)^2$.

3 - Calculer le couple résistant ramené à la vitesse du moteur.

4 - Calculer le couple d'accélération (différence entre le couple de démarrage et le couple résistant).

5 - Calculer le temps de démarrage.

6 - Admettons que nous voulions limiter le temps de démarrage à $0,5 \text{ s}$. Quel devrait être, dans ce cas, le couple moyen de démarrage du moteur ?

7 - Pour une raison quelconque, il y a rupture de la liaison entre le réducteur et le cylindre, la masse «tombe» à la vitesse de 0,5 m/s. Afin d'assurer la sécurité, on a prévu un frein mécanique capable d'arrêter la masse après 1 m de chute.

Calculer l'énergie et la puissance dissipée sous forme de chaleur par le frein, pour stopper la charge en 4 s. On supposera que le mouvement est uniformément varié et on ne tiendra compte que de l'inertie de la masse.

✓ *Solution exercice N° 1*

1 - Travail utile effectué :

$W = F.L$, dans ce cas F correspond au poids de la charge, soit $M.g = 100 \times 9,81$ et L au déplacement $L = 10$ m.

$$W_u = Mgh = 100 \times 9,81 \times 10 = 9\,810 \text{ J.}$$

2 - Puissance utile :

$P_u = W_u/t$: nous venons de calculer W_u , il faut déterminer t :

Nombre de tours de tambour nécessaire pour élever la charge de 10 m : $10/\pi d = 10/0,2\pi = 16$ tours.

- Temps mis pour faire un tour de tambour : $(60/1\,450) \times 60 = 2,5$ s.

- Temps mis pour effectuer le travail :

$$2,5 \times 16 = 40 \text{ s.}$$

$$P_u = W_u/t = 9\,810/40 = 245,25 \text{ W}$$

3 - Travail fourni par l'axe du moteur :

- Attention, les rendements se multiplient

$$\eta_t \times \eta_r = 0,9 \times 0,85 = 0,765$$

$$W_u = 9\,810/0,765 = 12\,823,5 \text{ J.}$$

4 - Puissance mécanique fournie par le moteur :

$$12\,823,5/40 = 320,6 \text{ W.}$$

Le travail a été effectué en 40 s.

5 - Total de l'énergie consommée :

- Il faut tenir compte du rendement du moteur :

$$12\,823,5/0,85 = 15\,086,5 \text{ J.}$$

- Puissance nécessaire :

$$15\,086,5/40 = 377 \text{ W.}$$

Vérification :

$$245,25/0,9/0,85/0,85 = 377 \text{ W.}$$

6 - Vitesse angulaire du treuil et couple :

$$\omega = 2\pi/n = 6,28 : 2,5 = 2,5 \text{ rad/s.}$$

$$C = Pu/\omega = 245,25/2,5 = 98,1 \text{ N.m.}$$

7 - Couple ramené sur l'axe du moteur :

- Avec un réducteur, ce que l'on gagne en vitesse on le perd en couple. La vitesse côté moteur a augmenté de 60, le couple diminue donc de 60, soit : $98,1/60 = 1,63 \text{ N.m.}$

Force exercée sur l'axe du réducteur par le moteur:

$$1,63/0,01 = 163 \text{ N.}$$

✓ SOLUTION EXERCICE N° 2

1 - Vitesse angulaire du moteur :

$$\omega = 2\pi n/60 = 6,28 \times 1\,450/60 = 152 \text{ rad/s.}$$

2 - Moment d'inertie total du système :

Lorsque dans un système d'entraînement, des masses tournent à des vitesses différentes, ou se déplacent en mouvement linéaire, il faut ramener leur moment d'inertie à la fréquence de rotation du moteur.

$$\text{Inertie du moteur : } \mathfrak{I}_m = 0,008 \text{ kg.m}^2$$

Inertie du cylindre en rotation, ramenée au moteur:

$$\mathfrak{I}_c = 2,4 \times (60/1\,450)^2 = 0,0041 \text{ kg.m}^2$$

Inertie de la masse se déplaçant linéairement, ramenée au moteur:

$$\mathfrak{J}_m = 200 \times (1,2/152)^2 = 0,0125 \text{ kg.m}^2 .$$

$$\mathfrak{J}_t = 0,008 + 0,0041 + 0,0125$$

$$\mathfrak{J}_t = 0,0246 \text{ kg.m}^2 .$$

3 - Couple résistant ramené à la vitesse du moteur :

$$Cr = 150 \times 60/1450 = 6,2 \text{ N.m.}$$

4 - Couple d'accélération :

$$Ca = 12 - 6,2 = 5,8 \text{ N.m.}$$

5 - Temps de démarrage :

$$Ca = \mathfrak{J}\omega' = \mathfrak{J}(\Delta\omega)/\Delta t$$

$$\Delta t = \mathfrak{J}(\Delta\omega)/Ca$$

$$\Delta t = 0,0246 \times 152/5,8 = 0,64 \text{ s.}$$

6 - Couple d'accélération :

$$Ca = \mathfrak{J}\omega/t$$

$$Ca = 0,0246 \times (152/0,5) = 7,48 \text{ N.m.}$$

Couple moyen de démarrage du moteur:

$$7,48 + 6,2 = 13,68 \text{ N.m.}$$

7. Énergie dissipée par le frein :

$$W_{\text{frein}} = Mgh + 1/2 MV^2$$

$$Mgh = 200 \times 9,81 \times 1 = 1962 \mathfrak{J}$$

$$1/2MV^2 = 1/2 \times 200 \times 0,5^2 = 25 \mathfrak{J}$$

$$W_{\text{frein}} = 1962 + 25 = 1987 \mathfrak{J}$$

Puissance dissipée sous forme de chaleur:

$$P = W/t = 1987/4 = 496,76 \text{ W.}$$

3.5 Moteur à courant continu associé au convertisseur statique

3.5.1 Entraînement à vitesse variable par redresseurs commandés

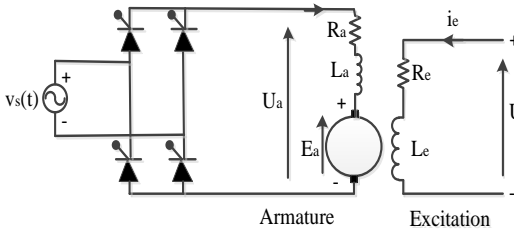
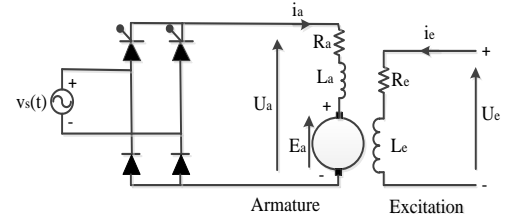
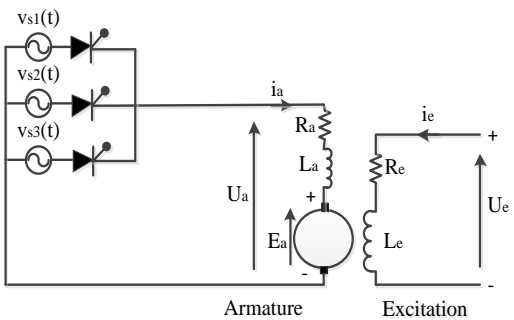
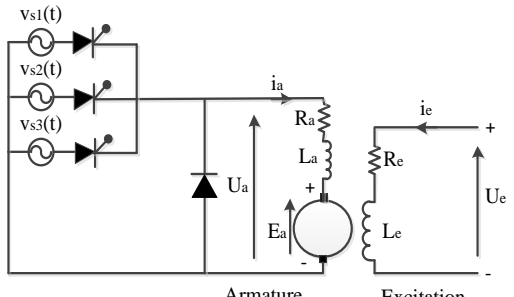
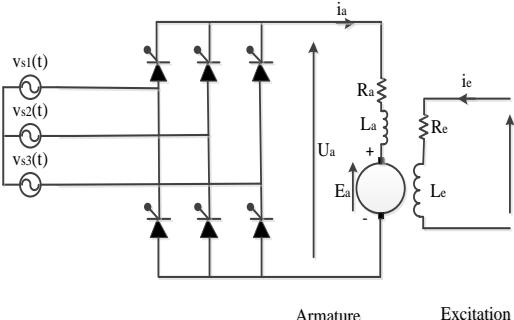
La vitesse du moteur à courant continu (MCC) peut être commandée très facilement au moyen de réguler sa tension d'alimentation par l'utilisation de redresseurs commandés. Cette commande peut être appliquée au circuit de l'inducteur au circuit de l'induit. La réponse du moteur avec le contrôle d'induit est plus rapide qu'avec le contrôle de l'inducteur puisque la constante de temps du champ est beaucoup plus grande que celle de l'induit.

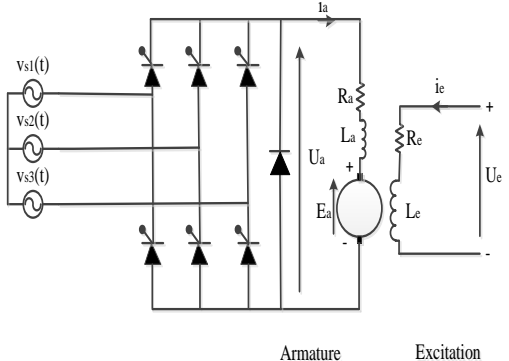
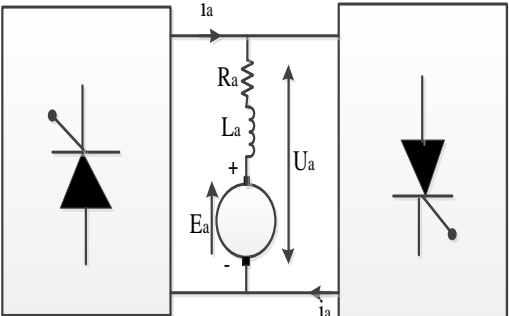
Les redresseurs commandés sont classés selon le nombre de phases (monophasés ou triphasés) ou par les composants utilisés dans les montages (diodes, thyristors ou mixtes) afin de varier la tension de sortie et d'obtenir une source d'alimentation continue réglable.

Les montages usuels des redresseurs monophasés pour contrôler la vitesse du MCC sont configurés dans le tableau suivant :

Tableau (3.1) : Topologies de redresseur associé avec moteur à courant continu

Type de montage	Configurations	Tension moyenne	Quadrant de fonctionnement
P1		$U_a = \frac{V_m}{\pi} \cos(\alpha)$	Deux quadrants (quadrants 1 et 4)
P1 mixte		$U_a = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha))$	Un seul quadrant (quadrant 1)

<p>PD2</p>		$U_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha)$	<p>Deux quadrants (quadrants 1 et 4)</p>
<p>PD2 mixte</p>		$U_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$	<p>Un seul quadrant (quadrant 1)</p>
<p>P3</p>		$U_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha)$	<p>Deux quadrants (quadrants 1 et 4)</p>
<p>P3 mixte</p>		$U_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{4\pi} (1 + \cos(\alpha))$	<p>Un seul quadrant (quadrant 1)</p>
<p>PD3</p>		$U_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha)$	<p>Deux quadrants (quadrants 1 et 4)</p>

<p>PD3 mixte</p>		$U_a = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha))$	<p>Un seul quadrant (quadrant 1)</p>
<p>Redresseurs montés en tête-bêche</p>		$U_a = \pm \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha)$	<p>Fonctionnement en quatre quadrants</p>

Exemple d'application :

Soit le circuit d'entraînement d'un moteur à courant continu à excitation séparée illustré par la Figure (3.6). Trouver la relation entre la vitesse en fonction de l'angle d'amorçage α et puis tracer les caractéristiques vitesse-couple du moteur pour les angles $\alpha=0^\circ$, 45° et 90° . La tension efficace de la source est de 60 V, la résistance d'induit du moteur $R_a=0,5$ et la constante de tension du moteur $K\Phi=1$ V.s / rad.

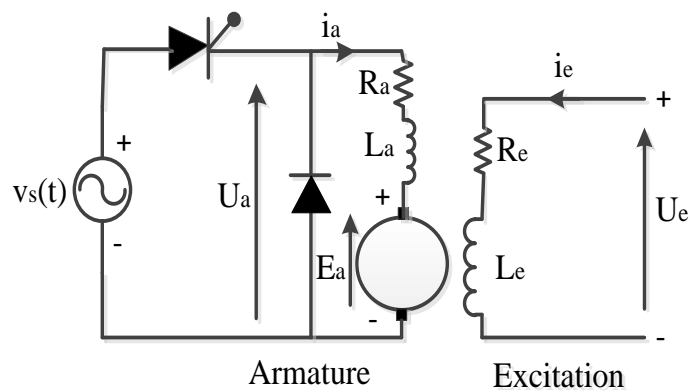


Figure (3.6) : Convertisseur monophasé demi-onde P1

Solution de l'exemple :

La valeur moyenne de la tension d'induit peut être évaluée comme suit :

$$U_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha)) \quad (3.2)$$

Où est l'angle d'amorçage des thyristors.

La vitesse du moteur peut être calculée à partir de l'équation générale :

$$n = \frac{U_a}{K_e \Phi} - \frac{R_a}{K_c K_e \Phi^2} C_m \quad (3.3)$$

En remplaçant la tension de l'induit par sa valeur on obtient :

$$n = \frac{V_m}{2\pi K_e \Phi} (1 + \cos(\alpha)) - \frac{R_a}{K_c K_e \Phi^2} C_m \quad (3.4)$$

Si les deux constants K_e et K_c sont égaux et sont notés par K l'équation (3.4) devient :

$$n = \frac{V_m}{2\pi K \Phi} (1 + \cos(\alpha)) - \frac{R_a}{K^2 \Phi^2} C_m \quad (3.5)$$

Au démarrage, la vitesse de rotation du moteur est nulle, le calcul du couple de démarrage est obtenu par :

$$0 = \frac{V_m}{2\pi K \Phi} (1 + \cos(\alpha)) - \frac{R_a}{K^2 \Phi^2} C_{md} \Rightarrow C_{md} = \frac{K \Phi V_m}{2\pi R_a} (1 + \cos(\alpha)) \quad (3.6)$$

Similaire au calcul du couple au démarrage, la vitesse à vide est calculée si on suppose le couple $C_m=0$, dans cette condition la vitesse n_o à vide est :

$$n_o = \frac{V_m}{2\pi K \Phi} (1 + \cos(\alpha)) \quad (3.7)$$

Le tableau (3.1) suivant représente le couple et la vitesse pour des différents l'angle d'amorçage,

Tableau (3.1) : calcul de couple de démarrage et la vitesse à vide

Angle d'amorçage α (°)	Couple de démarrage C_{md} (N.m)	Vitesse à vide ω_o (rad/s)
0	54	27
45	46.1	23
90	27	13.5

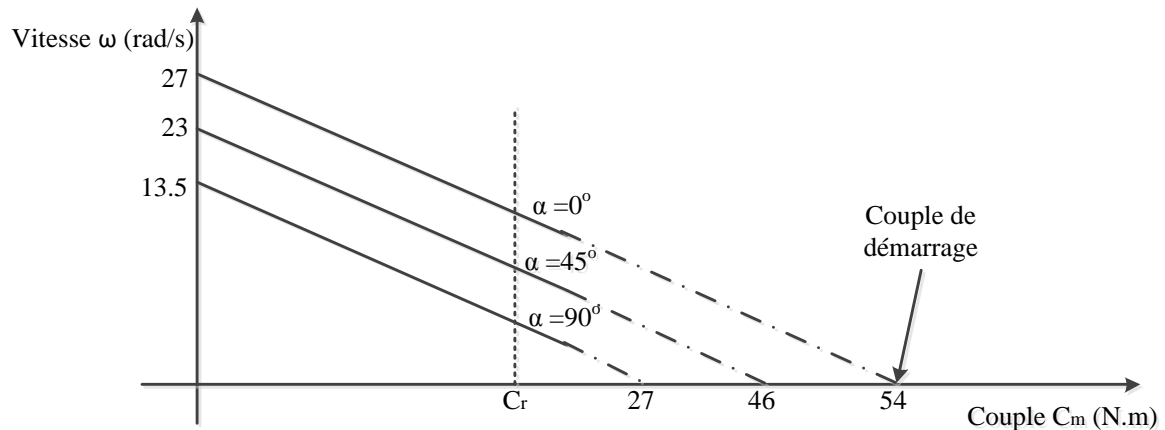


Figure (3.7) : Caractéristiques vitesse-couple d'un courant continu à excitation séparée moteur commandé par redresseur monophasé simple alternance.

3.5.2 Entraînement à vitesse variable par des hacheurs

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée.

Nous distinguons deux types de convertisseurs continus-continus :

- ☞ Les convertisseurs appelées « hacheurs », qu'ils soient abaisseurs, éleveurs ou bien d'évolteurs ou survolteurs, qui correspondent aux applications moyenne et forte puissance,
- ☞ Les alimentations à découpage, qui correspondent aux applications petites puissance de la conversion DC/DC. Elles constituent l'alimentation de tout matériel électronique en général.

Bien que de structure et de principe de fonctionnement extrêmement proches, ces deux familles de convertisseur DC/DC se distinguent par les deux points suivants :

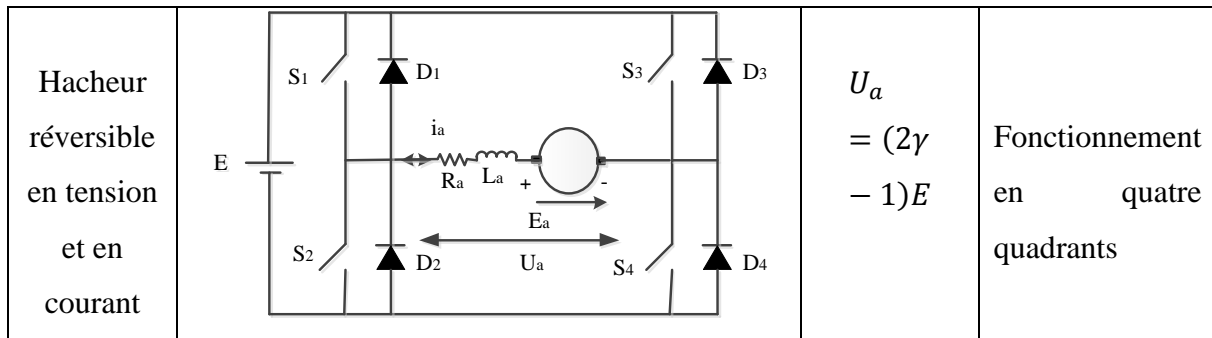
Les alimentations à découpage comportent, au sein des cellules de commutation, des transformateurs qui permettent :

- ✓ D'assurer un isolement galvanique,
- ✓ D'élever ou d'abaisser des niveaux de tension et de courant.

La source peut devenir une charge et inversement (fonctionnement en quatre quadrants). Ce type de comportement se rencontre usuellement dans les systèmes électriques. Ainsi, un moteur en sortie d'un hacheur représente une charge. Cependant, si on veut réaliser un freinage, le moteur va devenir générateur, ce qui va entraîner un renvoi d'énergie à la source (plus astucieux qu'un simple freinage mécanique).

Tableau (3.2) : Topologies de Hacheur associé avec moteur à courant continu

Type de montage	Configurations	Tension moyenne	Quadrant de fonctionnement
Hacheur série (abaisseur)	<p style="text-align: center;">Armature Excitation</p>	$U_a = \gamma E$	Un seul quadrant (quadrant 1)
Hacheur réversible en tension		$U_a = (2\gamma - 1)E$	Deux quadrants (quadrants 1 et 4)
Hacheur réversible en courant		$U_a = \gamma E$	Deux quadrants (quadrants 1 et 2)



Exemple d'application :

On considère le circuit de la Figure (3.8) dans lequel la machine à courant continu est alimentée par l'intermédiaire d'un hacheur abaisseur.

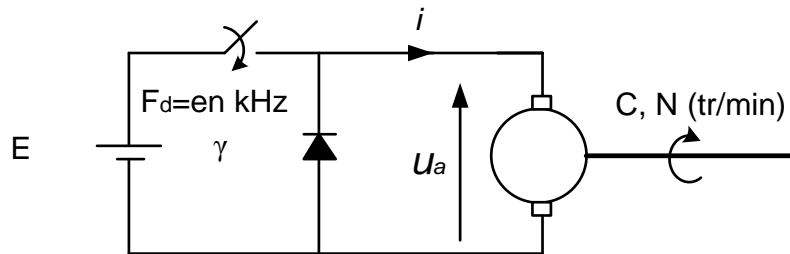


Figure (3.8) : Moteur à courant continu alimenté par un hacheur abaisseur

Les caractéristiques de la machine sont : résistance de l'induit $R = 0,5 \Omega$, inductance d'induit $L = 13,7 \text{ mH}$, courant d'induit nominal : $I_n = 17 \text{ A}$, tension nominale : $U_n = 100 \text{ V}$

Les caractéristiques du hacheur sont : Interrupteur commandé et diodes considérés comme parfaits, $F_d = 1 \text{ kHz}$, rapport cyclique α (interrupteur fermé sur l'intervalle $[0, \alpha T]$ et ouvert sur $[\alpha T, T]$, T étant la période de fréquence de découpage $T = \frac{1}{F_d}$).

- 1) Représenter l'allure de la tension u en fonction du temps.
- 2) Exprimer la relation reliant la valeur moyenne U_{moy} de cette tension à la tension V .
- 3) Comparer la constante de temps électrique de l'induit à la période de découpage.

Conclure sur les évolutions du courant $i(t)$.

3.6 Principe de réglage de la vitesse des moteurs à courant alternatif

3.6.1 Principe de fonctionnement de la MAS

Pour que la machine fonctionne en moteur, il faut que le rotor tourne dans le sens du champ tournant à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme (vitesse de champ tournant) par l'équation suivante :

$$\Omega_s = \frac{60f_s}{p} \quad (3.8)$$

De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$n = f/p \quad (3.9)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_s) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_s$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_s$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique. Le rapport :

$$g = n_s - n/n_s \quad (3.10)$$

g : est appelé glissement d'une machine asynchrone

3.6.2 Méthodes de commande de la MAS

Il existe plusieurs méthodes de contrôle de la vitesse du moteur asynchrone on cite ici :

- Commande scalaire
- Commande vectorielle
- Commande directe du couple

3.6.2.1 Principe de la commande scalaire

Les stratégies d'une commande scalaire d'une MAS sont basées sur la commande simple des grandeurs de la machine qui sont variables comme la tension, le courant et la fréquence. Bien que ces stratégies aient l'avantage d'être facilement réalisables, elles ont l'inconvénient d'offrir de faibles performances dynamiques. La stratégie de commande scalaire la plus connue est celle où lorsqu'on varie la fréquence f_s , on ajuste la tension d'alimentation V_s au stator de telle manière que le flux ou le rapport entre la tension et la fréquence reste constant (V_s/f_s). Cette

stratégie de commande peut être appliquée en boucle ouverte ou en boucle fermée avec régulation de la fréquence de glissement.

En sortie du convertisseur on contrôle :

- Soit l'amplitude des tensions ou des courants ainsi que leur fréquence.

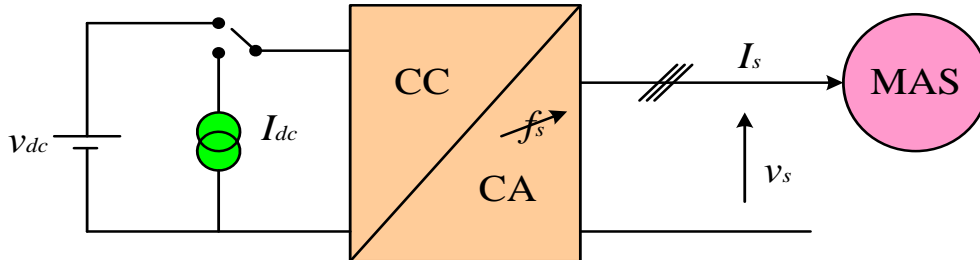


Figure (3.9) : Principe du réglage

- Soit une commande avec autopilotage qui asservit la fréquence statorique f_s et la tension V_s ou le courant I_s en réalisant $\omega_s = \omega_m + \omega_r$ à l'aide d'un capteur mécanique de vitesse.

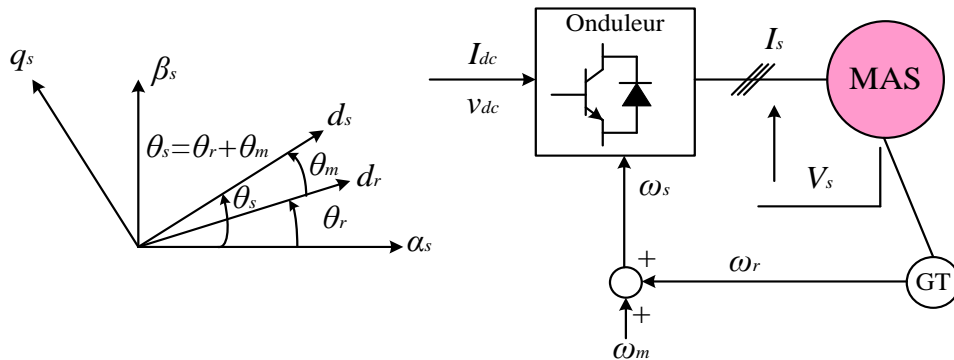


Figure (3.10) : Réglage avec autopilotage.

Le contrôle de la vitesse du rotor exige celui du couple et par conséquent celui du flux stator et de ω_s . Ces grandeurs ne sont malheureusement pas facilement mesurables. De plus la mesure de la vitesse ω_m nécessite une grande précision pour son addition à ω_r qui est très faible, si on ne veut pas introduire une forte erreur sur la détermination de ω_s . Il est alors préférable de les estimer à l'aide d'observateurs. Cet autopilotage peut être associé différemment à une alimentation en courant ou en tension. Il existe une grande diversité, non seulement de montages des convertisseurs de fréquence utilisés, mais aussi de circuits de réglage et de commande. Une normalisation ne se dessine pas encore.

3.6.3 Application de la commande vectorielle à la MAS

3.6.3.1 Structure de commande de la vitesse du moteur asynchrone

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction afin de profiter et exploiter leurs meilleures performances.

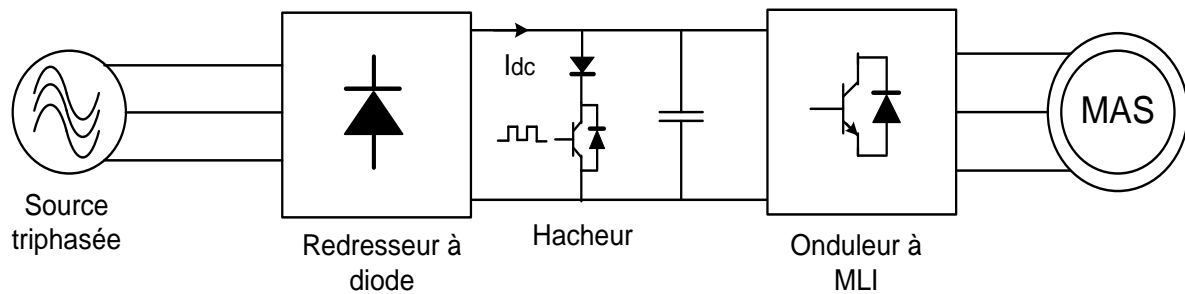


Figure (3.11) : Schème de principe de l'association convertisseur-machine asynchrone.

Le circuit proposé est partagé en cinq parties essentielles :

- ◆ Source triphasée
- ◆ Redresseur : le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternatif.
- ◆ Hacheur : le hacheur est un convertisseur « continu/continu » est un montage de puissance qui effectue la transformation courant continu fixe à courant continu variable. Les hacheurs assurent une bonne accélération, un haut rendement ainsi qu'une réponse dynamique très rapide.

On utilise un redresseur, pour éliminer les hautes fréquences. Donc, il permet de réduire les ondulations de la tension et du courant redressés.

- ◆ Onduleur
- ◆ Actionneur électrique

3.6.3.2 Modèle dynamique de la MAS

3.6.3.2.1 Modélisation dans le repère triphasé de la MAS

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices :

- L'entrefer constant ;
- L'effet d'encoche négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétique négligeables ;
- L'influence de l'effet de peau et de réchauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'association du flux ;
- La constante des inductances propre ;
- L'invariance des résistances statoriques ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotorique en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques, la machine asynchrone est représentée schématiquement par la Figure (3.12). Elle est munie de six enroulements :
- Le stator de la machine est formée de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversée par trois courants variable.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$[V_r] = 0$$

En désignant par

I_s : Le courant de stator

I_r : Le courant de rotor

V_{sabc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

V_{rabc} : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

Φ_{sabc} : Les fluxes appliquées aux trois phases statoriques.

Φ_{rabc} : Les fluxes appliquées aux trois phases rotoriques.

R_s : La résistance statorique.

R_r : La résistance rotoriques.

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{sr}] [I_s] + [L_{rr}] \cdot [I_r] \end{cases} \quad (3.13)$$

Les flux sont exprimés également d'une façon matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Où M_{max} représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages sont en regard d'une de l'autre.

Sachant que : $[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$, chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre).

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_S & L_S & M_S & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_S & M_S & L_S & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Où

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} = L_S \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

.Et

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

L_S : Inductances de fuite rotoriques (ou l'inductance propre d'une phase rotoriques.).

M_S : Inductances mutuelle entre deux phases rotoriques $M_S = -\frac{L_S}{2}$

L_r : Inductances de fuite statoriques (ou l'inductance propre d'une phase statoriques.).

M_r : Inductances mutuelle entre deux phases statoriques $M_r = -\frac{L_r}{2}$

M_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique pour $\theta = 0$.

$$\begin{aligned}
M_1 &= M_{sr} \cos(\theta) \\
M_2 &= M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
M_3 &= M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Où la notation matricielle des équations électriques est :

➤ Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

➤ Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [i_s]) \end{cases} \tag{3.22}$$

3.6.3.2.2 Modélisation dans le repère de Park de la MAS

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère (d, q) tournant dont l'orientation est à priori arbitraire. Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature, Figure (3.13).

Le produit matriciel définissant la transformation de Park est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \tag{3.23}$$

Cette transformation permet de réduire la complexité du système. La position du repère peut être fixée par rapport aux trois référentiels :

- Référentiel lié au champ tournant : $\omega = \omega_s$
- Référentiel lié au stator : $\omega = \omega_s = 0$ et $\omega_r = -\omega_m$
- Référentiel lié au rotor : $\omega = \omega_s = \omega_m$ et $\omega_r = 0$

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotorique doivent coïncider pour simplifier ces équations

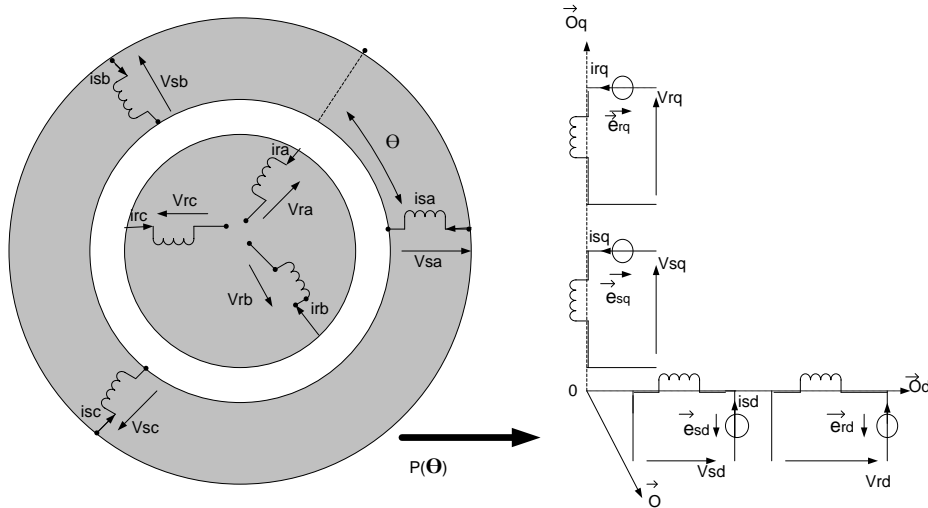


Figure (3.13): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park

Remarque : la transformée de Park qui utilise dans le système sinusoïdale la matrice de transformation est définie par

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (3.24)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Avec x : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

- o : indice de l'axe homopolaire.
- d : indice de l'axe direct.
- q : indice de l'axe en quadrature.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[P(\theta)]^{-1}$: $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4\frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe du repère de Park (d, q).

Les équations défini par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \end{cases} \quad (3.28)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (3.29)$$

$$V_{os} = R_s \cdot i_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} - \omega_s \Phi_{os}$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{et} \quad \theta = \theta_s - \theta_r \quad \text{donc} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

D'où

$$\omega = \omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega$$

Avec:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sdq} \\ \Phi_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

En effet, les sous matrices sont matrices sont maintenant diagonales et ne plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (3.31)$$

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \Phi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (3.32)$$

Où $L_s = l_s m_s$ $L_r = l_r - m_r$, $L_m = -\frac{2}{3} m_{sr}$.

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la Co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'écrit :

$$p_e = [V_s]^T [I_s] + [V_r]^T [I_r] \quad (3.33)$$

En appliquant la transformation de Park .elle s'exprime en fonction des grandeurs d'axes dq

$$\begin{aligned} p_e &= [V_{sd} \quad V_{sq}] \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + [V_{rd} \quad V_{rq}] \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \left[i_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right] \\ &\quad \underbrace{\hspace{15em}}_{\text{Premier terme}} \\ &\quad + \frac{2}{3} [(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \omega_s + (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \omega_r] \\ &\quad \underbrace{\hspace{15em}}_{\text{Deuxième terme}} \\ &\quad + \frac{2}{3} [R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)] \\ &\quad \underbrace{\hspace{15em}}_{\text{Troisième terme}} \end{aligned} \quad (3.34)$$

- Le premier terme représente l'énergie magnétique emmagasinée dans le fer.

- Le deuxième terme représente la puissance électromécanique p_{em} de la machine.
- Le troisième terme représente les pertes joules

En tenant compte des équations des flux (3.31) et (3.32), il en résulte plusieurs expressions toutes égales (où p est le nombre de paires de pôles). la puissance p_{em} est aussi égale à $C_{em} \omega_s / p$.

$$\begin{cases} C_{em} = p(\Phi_{sd}i_{sq} - \Phi_{sq}i_{sd}) \\ C_{em} = p(\Phi_{rq}i_{rd} - \Phi_{rd}i_{rq}) \\ C_{em} = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \\ C_{em} = p\frac{3}{2}L_m(\Phi_{rd}i_{sq} - \Phi_{rq}i_{sd}) \end{cases} \quad (3.35)$$

C'est cette dernière expression que nous allons dans la commande vectorielle qui sera présentée par la suite. Et l'équation de mouvement est :

$$C_{em} - C_r = p \cdot \Omega_m + J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (3.36)$$

3.6.3.2.3 Modélisation dans le repère de Park lié au champ tournant de la MAS

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique $\omega = \omega_s$ créée par les enroulements du stator. Dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce il se traduit par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - p \cdot \Omega_m \quad (3.37)$$

La Figure (3.14) montre le circuit équivalent d'une machine asynchrone dans le repère d-q de Park pour un référentiel lié au champ tournant.

Le modèle de la machine asynchrone s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (3.38)$$

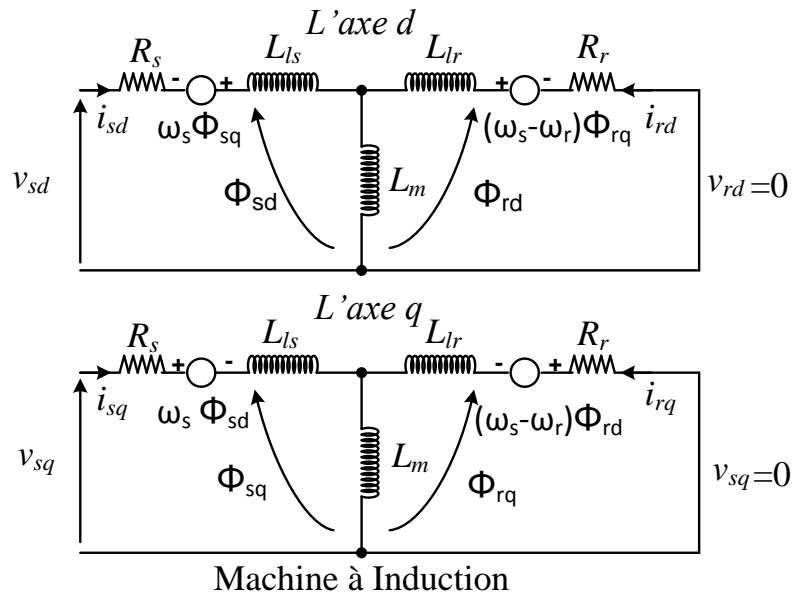


Figure (3.14): Circuit équivalent d'une machine à induction

On peut, à partir de ces équations, les réécrire pour avoir un vecteur d'état (variables d'état du système) différent. C'est –à dire qu'au lieu d'avoir les flux, on peut l'écrire en courants, il suffit juste d'opérer des substitutions dans les équations :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \text{ ou même avoir les flux statoriques et courant statoriques : } \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Les équations (3.38) peuvent être disposées sous la forme de représentation d'état. Le vecteur d'état le plus commode pour la commande vectorielle est choisi comme suit :

$$\dot{X} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T \tag{3.39}$$

Pour le modèle complet de la machine asynchrone, on remplace les expressions des flux dans les équations de tension. On obtient une équation mécanique et quatre équations électriques en fonction des composantes des courants statoriques et des flux rotoriques ainsi que la vitesse électrique de machine asynchrone.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} \omega_m \Phi_{rq} + \frac{1}{L_s \sigma} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) i_{sq} - \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} \omega_m \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{L_s \sigma} v_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \omega_r \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \\ C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_m}{dt} + f \Omega_m \end{array} \right. \quad (3.40)$$

$$\text{Tel que : } \omega_m = p \Omega_m; \omega_r = [\omega_s - \omega_m]; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

A l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK, la simulation de la machine asynchrone présentée ci-dessous pour le type de fonctionnement moteur son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (repère (d, q)) lié au champ tournant.

Le but de cet essai est de valider notre bloc moteur avant d'utiliser dans le contrôle direct du couple. Notre objectif est de l'intégrer ultérieurement dans les simulations. Pour réaliser la simulation nous traduisons le modèle mathématique de la machine utilisant les blocs du logiciel Matlab/Simulink dont les paramètres de la machine sont présentés en Annexe A.

- **A VIDE**

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé 220/380V et tournant à vide, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique.

Les résultats de simulation sont représentés par la Figure (3.15).

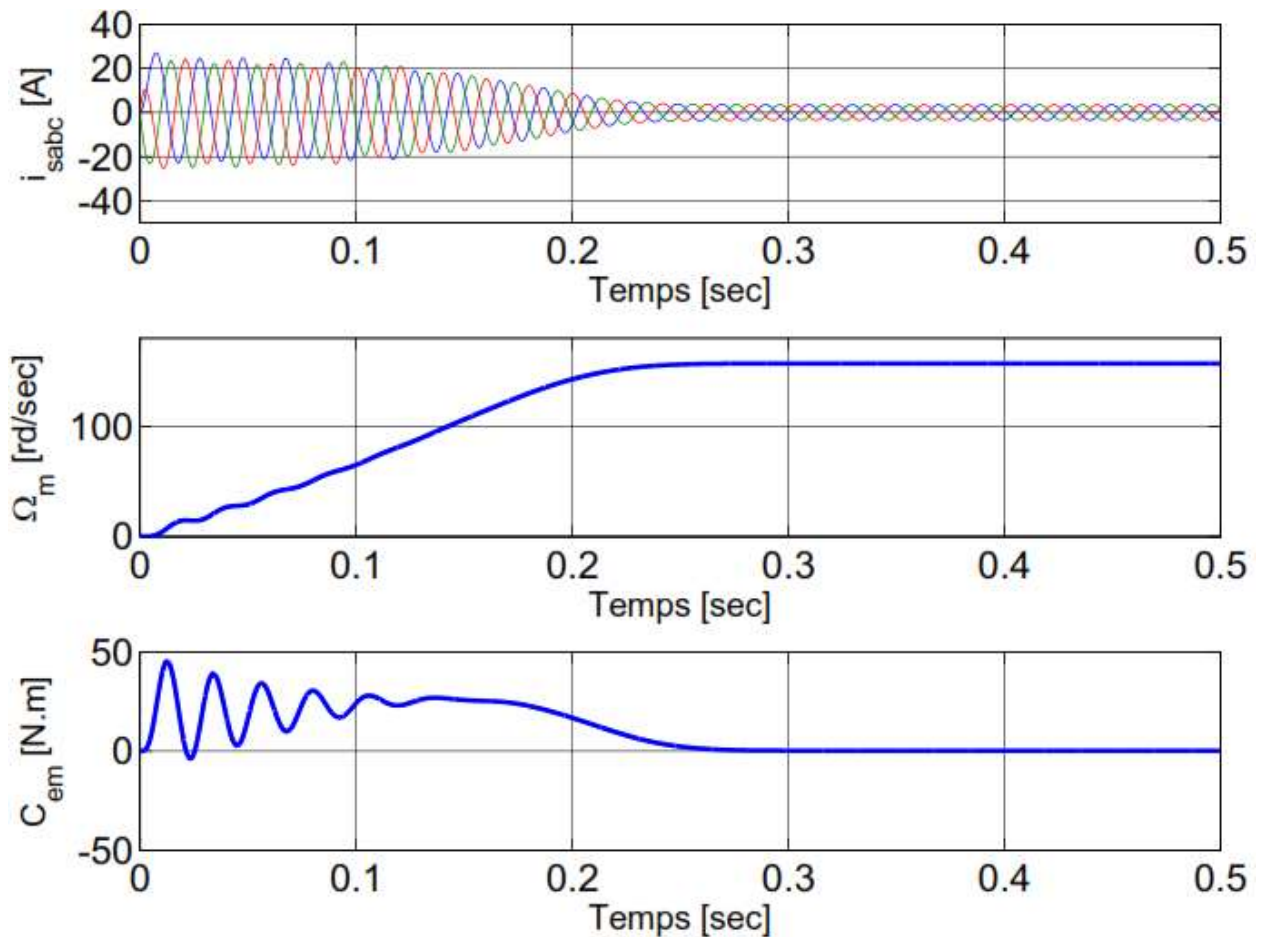


Figure (3.15) : Résultats du couple électromagnétique et les courants triphasés de stator du moteur.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.2 fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle. L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ trois fois le courant nominal. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Quant au courant rotorique, il est fort au démarrage puis il s'annule au régime permanent.

- **Démarrage en charge (entraînement d'une charge levage)**

Pour le démarrage en charge, le couple électromagnétique répond instantanément et la vitesse est légèrement perturbée. La commande en courant donne une réponse à fort dépassement pour le couple électromagnétique par conséquent il est déconseillé de l'utiliser dans un système à boucle ouverte pour des raisons de stabilité. Au démarrage, lorsque C_{em} est supérieur à C_r , la machine asynchrone accélère.

En fonctionnement établi, pour le moteur fonctionne correctement, il faut que le couple électromagnétique C_{em} soit égal au couple résistant C_r . L'ensemble de ces caractéristiques et le moment du couple résistant définissent le point de fonctionnement de la machine asynchrone.

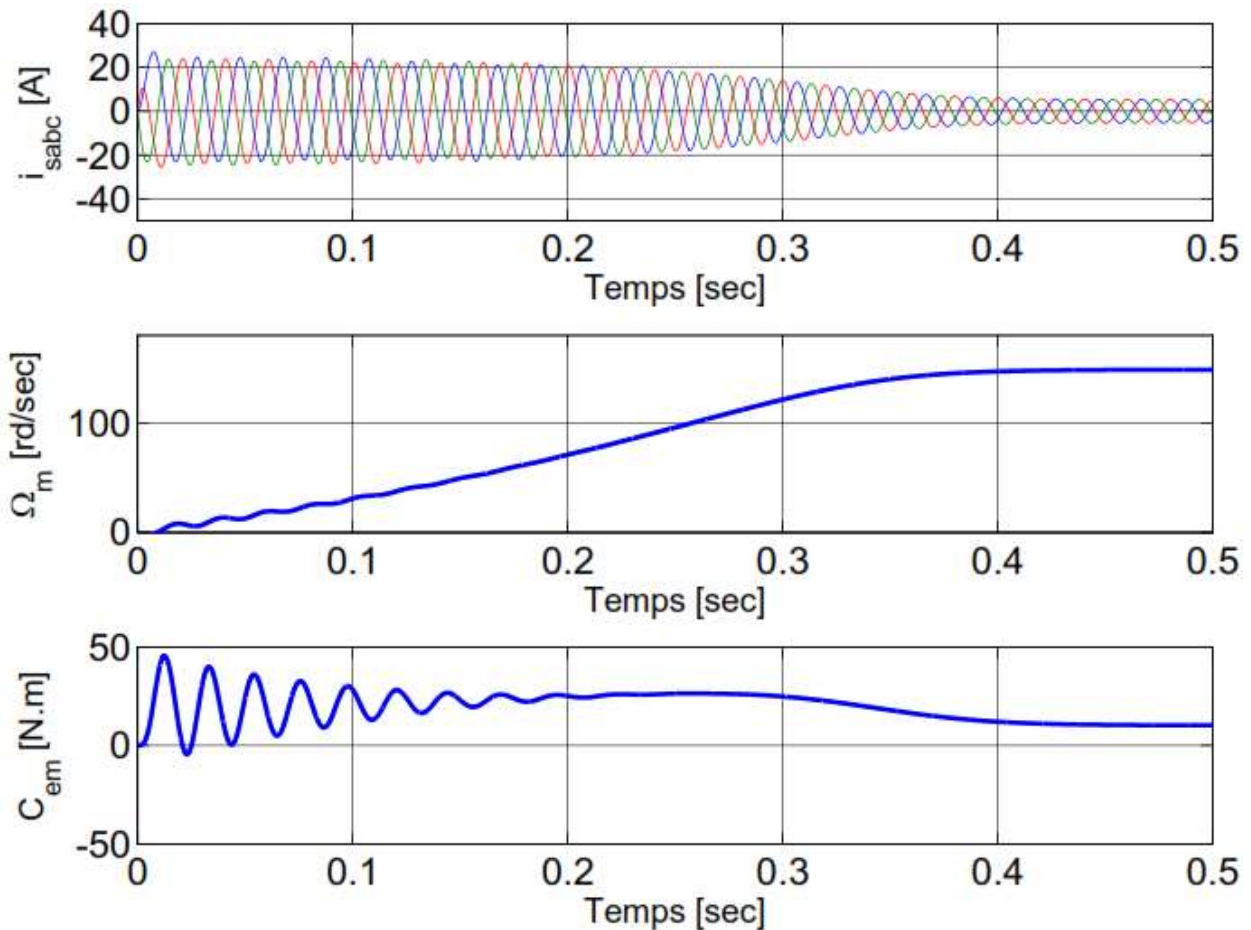


Figure (3.16): Résultats du couple électromagnétique et les courants triphasés de stator du moteur.

- Variations de la charge après un démarrage à vide

La Figure (3.17) représente les courants triphasés du moteur, la vitesse de rotation du moteur et le couple électromagnétique du moteur. Deux cas sont effectués dans cette simulation à vide et en charge :

- En fonctionnement à vide de la machine asynchrone, on note un appel excessif de courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage. La durée de mise en vitesse (environ 0.2 s) est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation, le moteur n'étant pas chargé, la vitesse atteinte est proche de 157 rd/s (vitesse de synchronisme).

- En charge, une perturbation du couple ($C_r = 10\text{Nm}$), est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant $t=0.5\text{s}$). Le couple électromagnétique se stabiliser finalement à la valeur du couple de charge, évidemment une diminution de la vitesse de rotation. On remarque également une augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une légère diminution du flux.

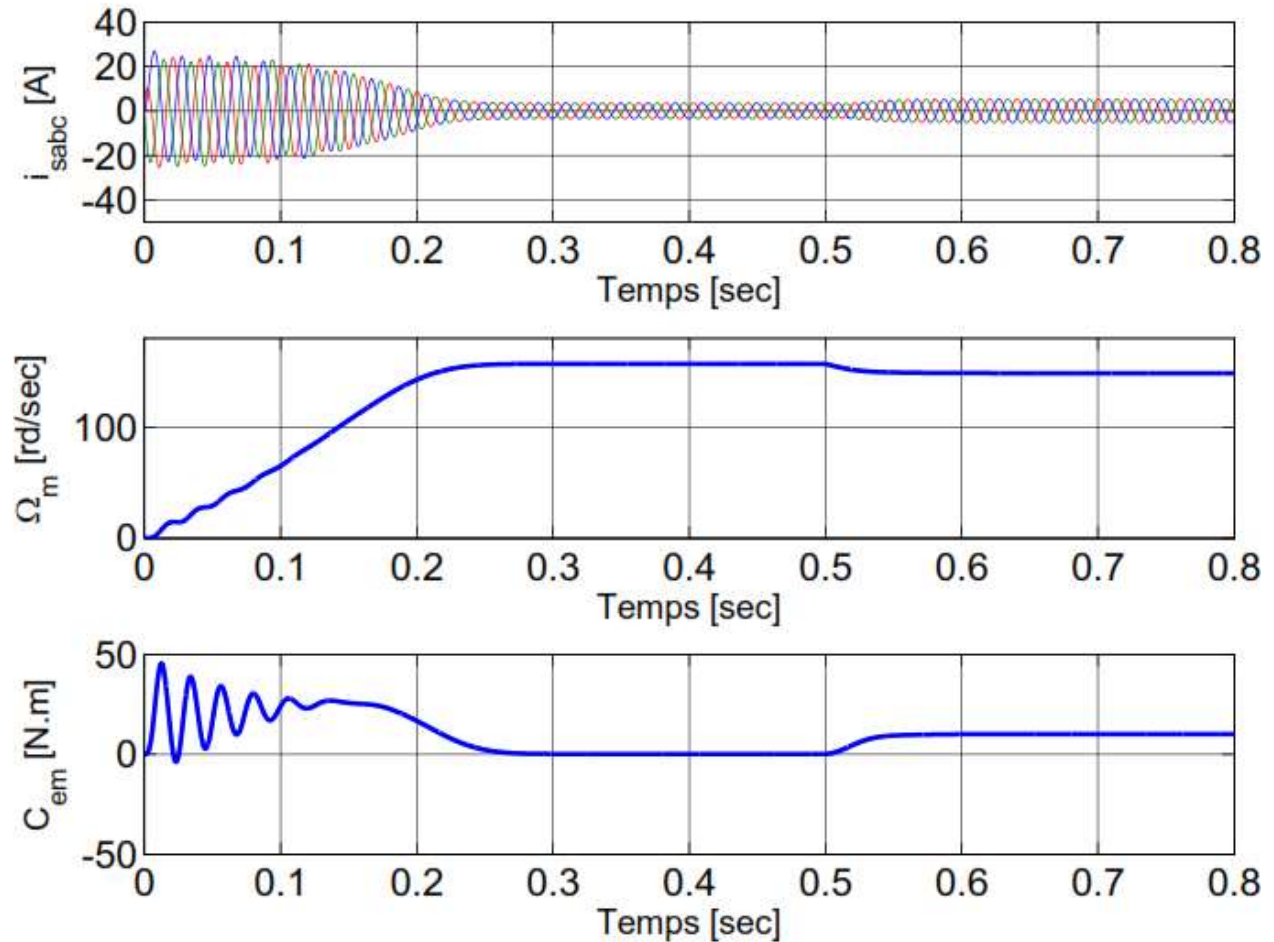


Figure (3.17) : Résultats de simulation des courants triphasés de stator, la vitesse du moteur et le couple électromagnétique.

3.6.3.2.4 Commande vectorielle de la MAS

Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels. Nous mentionnons :

- Contrôle vectoriel direct.
- Contrôle vectoriel indirect.
- Contrôle vectoriel simplifié.

Nous n'aborderons dans ce cours que la commande vectorielle par orientation du flux rotorique indirecte (FOC : Field Oriented Control) et indirecte (IFOC : Indirect Field Oriented Control). Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un

capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

La machine étant alimentée en tension, il convient d'établir le modèle électrique du processus afin d'élaborer les algorithmes nécessaires à la définition des grandeurs de réglage V_{sq} et V_{sd} .

En considérant le flux ϕ_r orienté sur l'axe d et en tenant compte des équations des flux et des tensions on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left[R_s + L_s \sigma \frac{d}{dt} \right] i_{sd} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ v_{sq} = \left[R_s + L_s \sigma \frac{d}{dt} \right] i_{sq} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sq} = \omega_r \phi_r \\ C_{em} = p \frac{2}{3} \left[\frac{L_m}{L_r} \right] \phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (3.41)$$

On peut donc commander le flux rotorique à l'aide de la composante i_{sd} de même on peut commander le couple avec la composante i_{sq} , si le flux rotorique est constant. C'est pourquoi on parle de découplage dans la commande vectorielle.

Ainsi, la machine asynchrone est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée Figure (3.18).

Pour assurer à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale.

Pour les régimes de grandes vitesses, il faut garder un niveau énergétique constant, donc il faut réduire le flux (voir Figure (3.19)). Dans ce cas, le flux n'étant plus constant, le découplage opéré disparaît et le contrôle du couple est difficile.

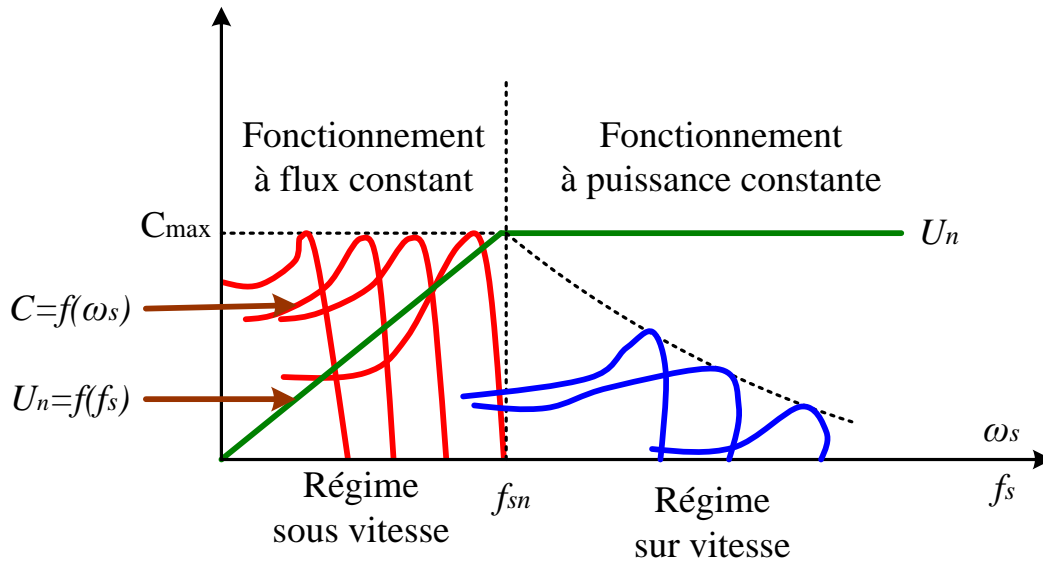


Figure (3.18) : Graphe de défluxage (Opération à toutes les vitesses par action sur la fréquence)

Le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire suivante :

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{rnom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \quad \text{mode normal}$$

- sur-vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{rnom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \quad \text{mode défluxage}$$

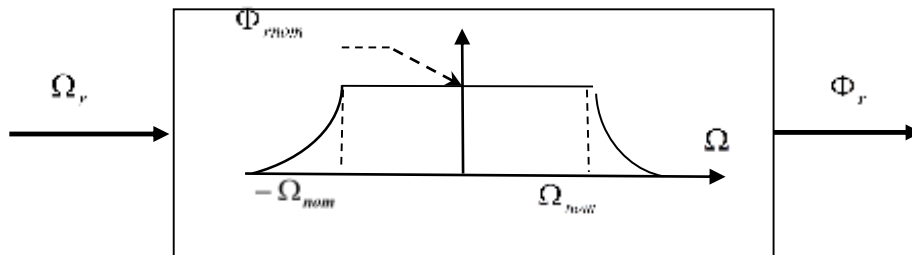


Figure (3.19) : Bloc de défluxage

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

Il assure le fonctionnement à flux constant ou couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au-delà de cette vitesse il permet de diminuer le couple. Dans ce cas, il assure un fonctionnement à puissance constante ou tension constante.

En considérant le flux ϕ_r orienté sur l'axe d et en tenant compte des équations des flux et des tensions on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left[R_s + L_s \sigma \frac{d}{dt} \right] i_{sd} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ v_{sq} = \left[R_s + L_s \sigma \frac{d}{dt} \right] i_{sq} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m i_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sq} = \omega_r \phi_r \\ C_{em} = p \frac{2}{3} \left[\frac{L_m}{L_r} \right] \phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (3.41)$$

L'objectif est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives.

En régime permanent on trouve les équations de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone pour les tensions de Park v_{sd} et v_{sq} :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} \\ v_{sq} = \omega_s L_s i_{sd} + R_s i_{sq} \end{array} \right. \quad (3.42)$$

Et l'équation de flux en régime permanent devient:

$$\phi_r = L_m i_{sd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{\phi_r}{L_m} \quad (3.43)$$

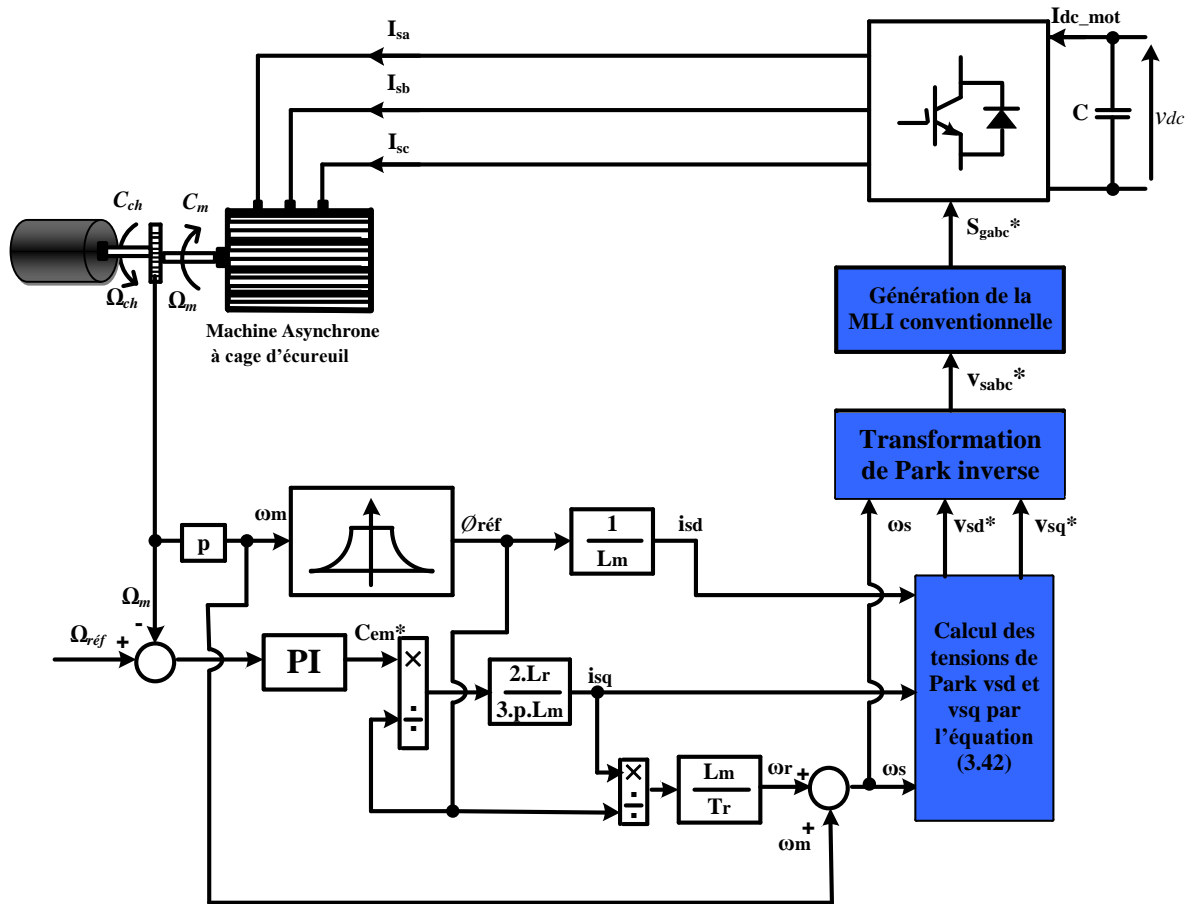


Figure (3.20): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la Figure (3.20).

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse de référence correspondante.

L'équation mécanique donne:

$$\frac{\Omega_m}{c_{em}} = \frac{1}{f + Js} \tag{3.44}$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient:

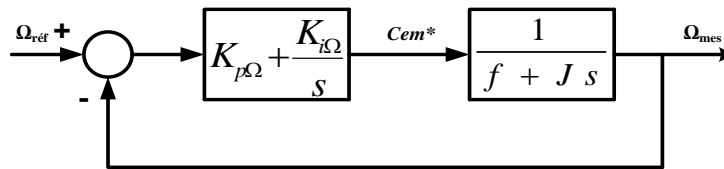


Figure (3.21) : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

Avec:

$K_{p\Omega}$: gain proportionnel du régulateur PI pour la boucle de vitesse.

$K_{j\Omega}$: gain intégral du régulateur PI pour la boucle de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par:

$$G_{BF}(s) = \frac{\Omega_m(s)}{\Omega_{réf}(s)} = \frac{(K_{p\Omega} + K_{j\Omega}) \frac{1}{s}}{P(s)} \quad (3.45)$$

L'équation caractéristique $P(s)$ est:

$$P(s) = s^2 + \frac{f + K_{p\Omega}}{J} s + \frac{K_{j\Omega}}{J} = 0 \quad (3.45)$$

Les coefficients du régulateur sont obtenus par la méthode de placement de pôles. On a choisi deux pôles complexes conjugués, pour simplifier les calculs, et on a imposé un coefficient d'amortissement ζ de tel sorte que la partie réelle et la partie imaginaire soient égales comme le montre la Figure (3.22).

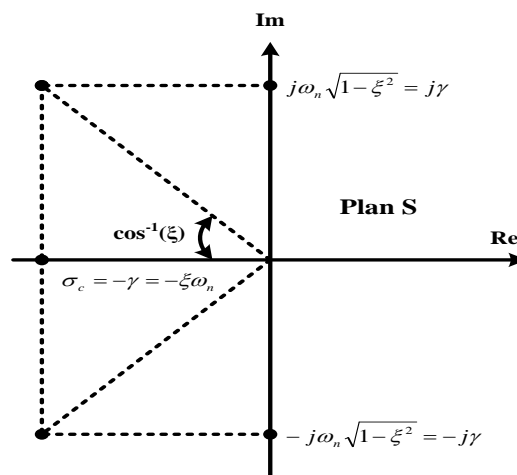


Figure (3.22): Principe de la méthode de placement de pôles.

on peut écrire les deux pôles désirés comme suit:

$$s_{1,2} = -\sigma_c \pm j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = \gamma(-1 \pm j) \quad (3.46)$$

Où:

σ_c : La partie réelle du pôle à placer.

ω_n : La pulsation non amortie.

σ_c Et ω_n est défini par la fonction suivante :

$$\sigma_c = \xi \omega_n \quad (3.47)$$

Finalement le polynôme désiré peut être décrit comme suit :

$$P_d = (p - p_1)(p - p_2) = p^2 + 2\gamma p + 2\gamma^2 \quad (3.48)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{2\gamma - p_\Omega}{G_\Omega} = 2\gamma J - f \\ K_{i\Omega} = \frac{2\gamma^2}{G_\Omega} = 2\gamma^2 J \end{cases} \quad (3.49)$$

Les simulations reportées sur les figures montrent le comportement de la MAS par la commande vectorielle indirecte alimentée en tension continue.

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel MATLAB/SIMULINK très connu pour sa puissance de calcul. Les paramètres de tous les composants utilisés dans la simulation sont listés en Annexe A.

La Figure (3.23) présente les résultats de simulation de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique pour un échelon de consigne 0 et $\pm 10 N.m$ respectivement pour les instants $t=[0 \text{ Isec}]$, $t=[1 \text{ sec } 2 \text{ sec}]$ et $t=[2 \text{ sec } 3 \text{ sec}]$. A travers de cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne. On observe aussi, sur la même figure, la réponse de la vitesse à un échelon de 100rad/sec qui montre que la commande IFOC présente une haute performance dynamique en régime permanent avec un dépassement remarquable au démarrage.

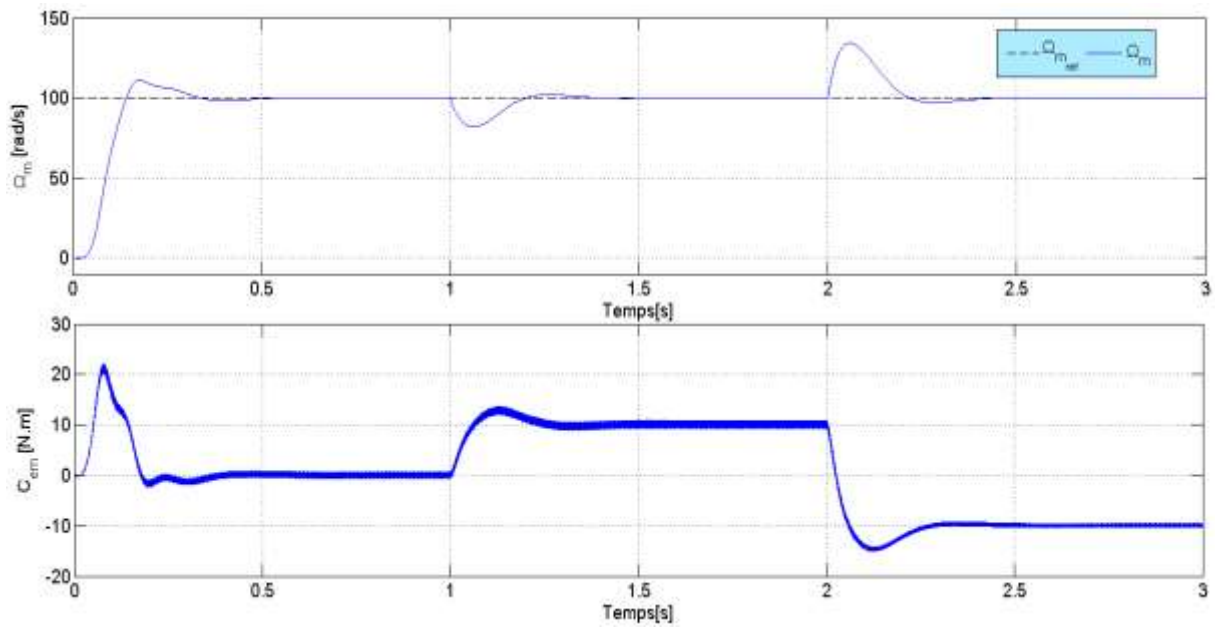


Figure (3.23) : Simulation de la vitesse et couple électromagnétique.

La Figure (3.24) montre la forme d'onde du courant de la phase A du stator d'un moteur à induction. On remarque que le courant augmente quand on applique un échelon du couple électromagnétique.

La Figure (3.25) présente l'allure des flux rotoriques pour les deux axes de Park d et q. on peut remarquer que le composant du courant de l'axe direct d est prend la totalité de l'amplitude du courant et le flux du composant de l'axe quadrature est nul. Ce qui montre que le découple est parfaitement réalisé.

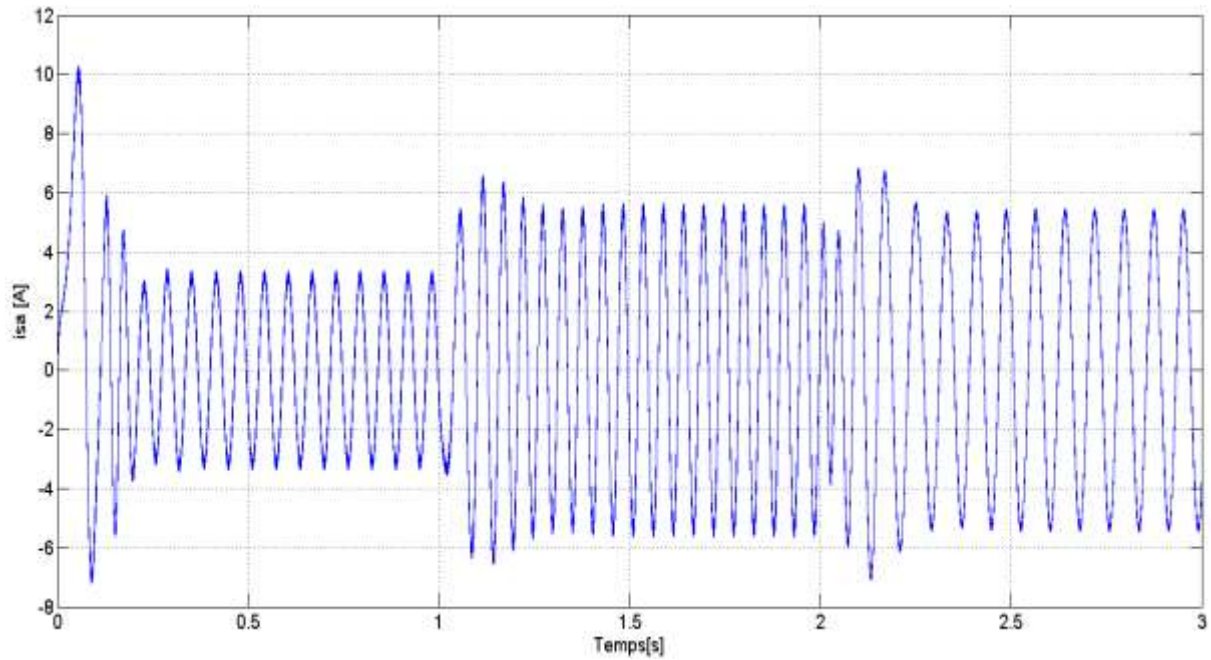


Figure (3.24) : Simulation de courant statorique.

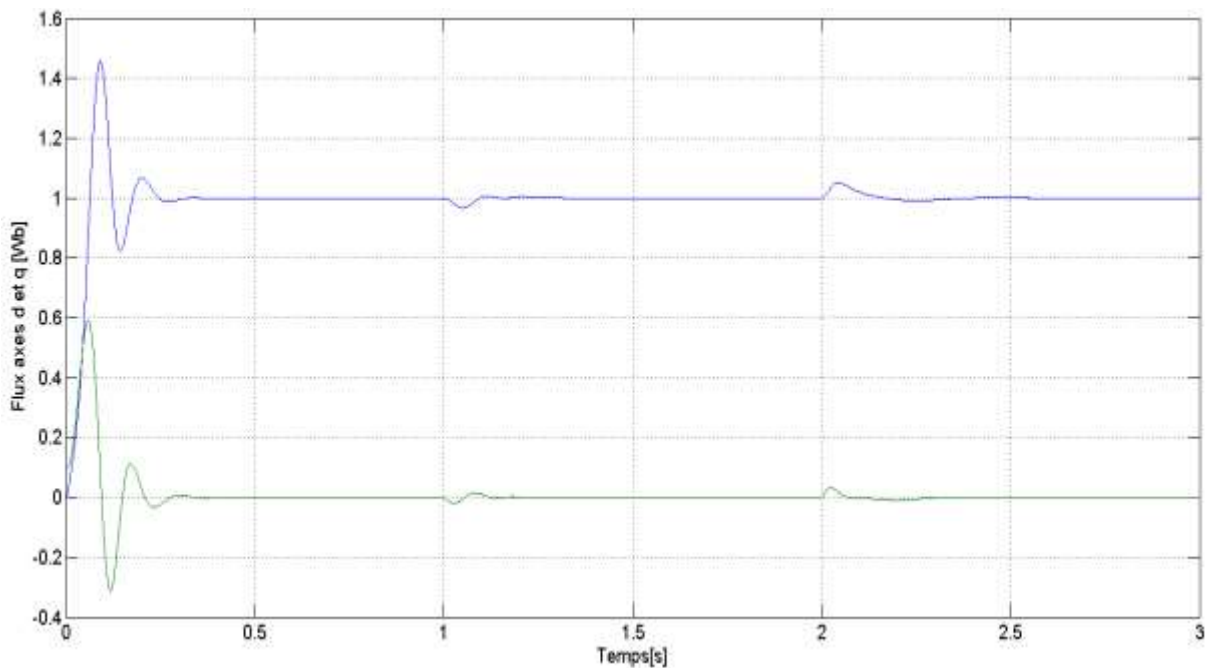


Figure (3.25) : Simulation de flux rotorique dq.

La Figure (3.26) représente les résultats de simulation de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique pour un échelon de consigne 10N.m. En régime permanent, on remarque que le couple atteint la valeur de 10N.m après un régime transitoire. On peut également observer sur la même figure la réponse de la vitesse à des échelons de ± 100 rad/s respectivement pour les instants $t=[0 \text{ } 1\text{sec}]$, $t=[1\text{sec} \text{ } 2\text{sec}]$.

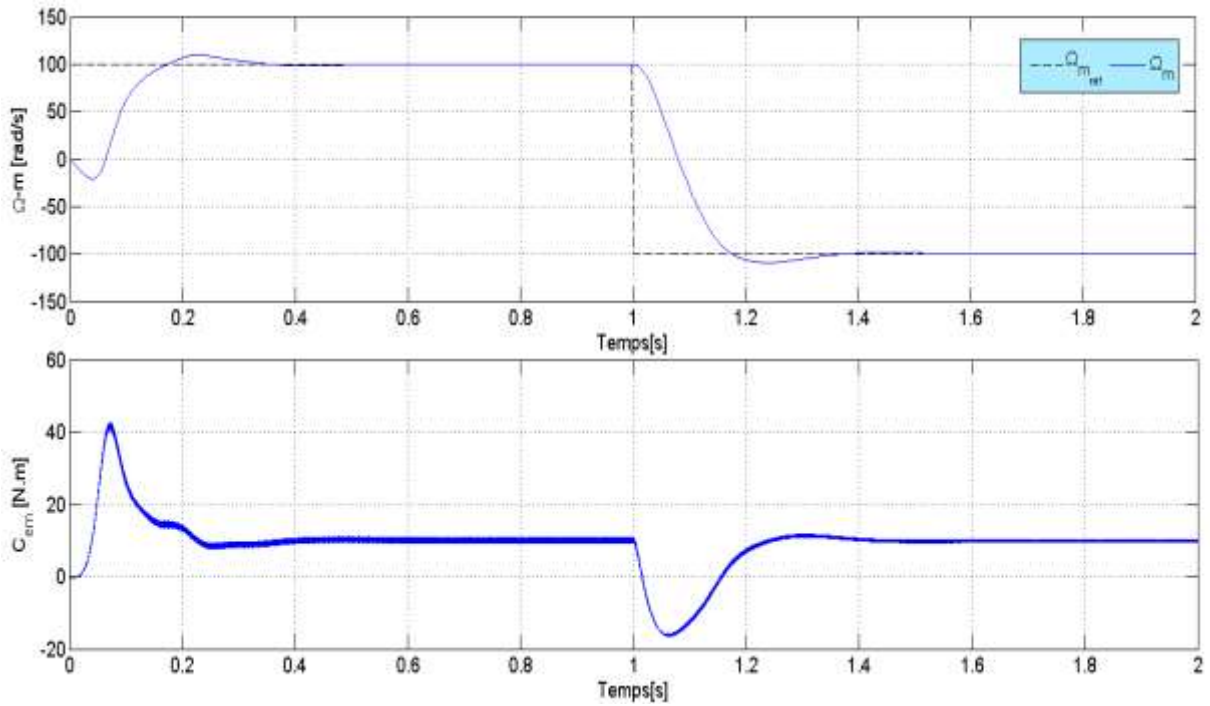


Figure (3.26): Simulation de la vitesse et couple électromagnétique.

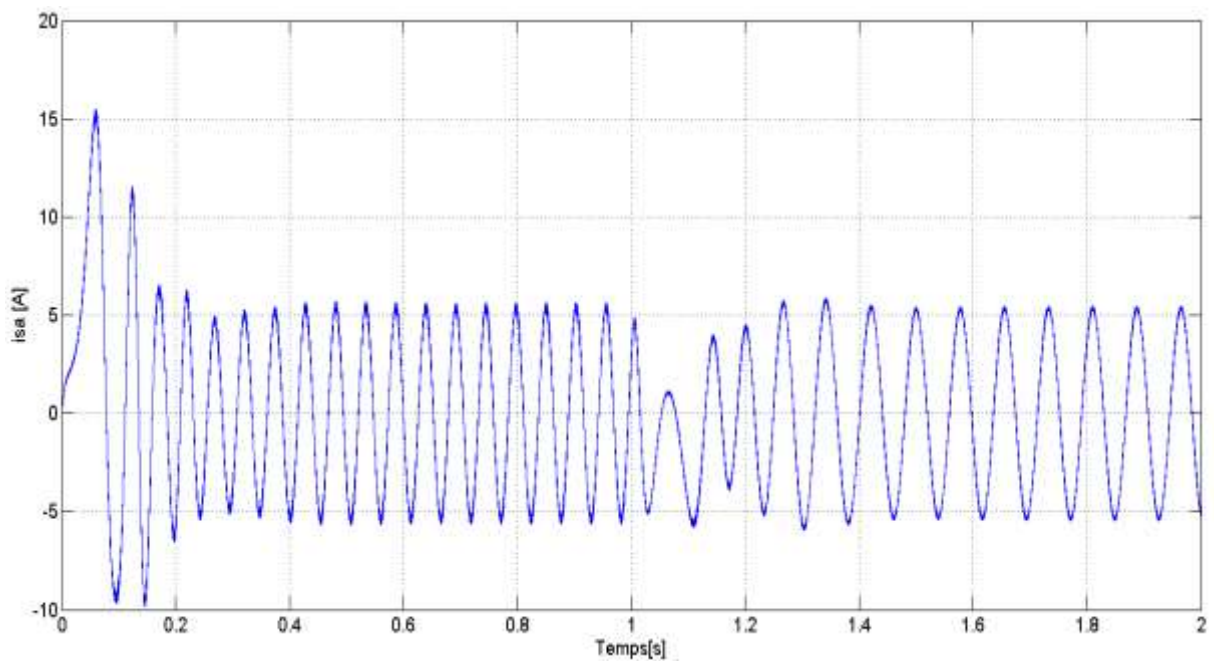


Figure (3.27) : Simulation de courant statorique.

La Figure (3.27) montre la forme d'onde du courant de la phase A du stator d'un moteur à induction dans les mêmes conditions de la Figure (3.26). La Figure (3.28) représente l'allure des flux rotoriques pour les deux axes de Park d et q. on peut remarquer que le composant du

le courant de l'axe direct d prend la totalité de l'amplitude du courant et le flux du composant de l'axe quadrature est nul. Ce qui montre que le découplage est parfaitement réalisé.

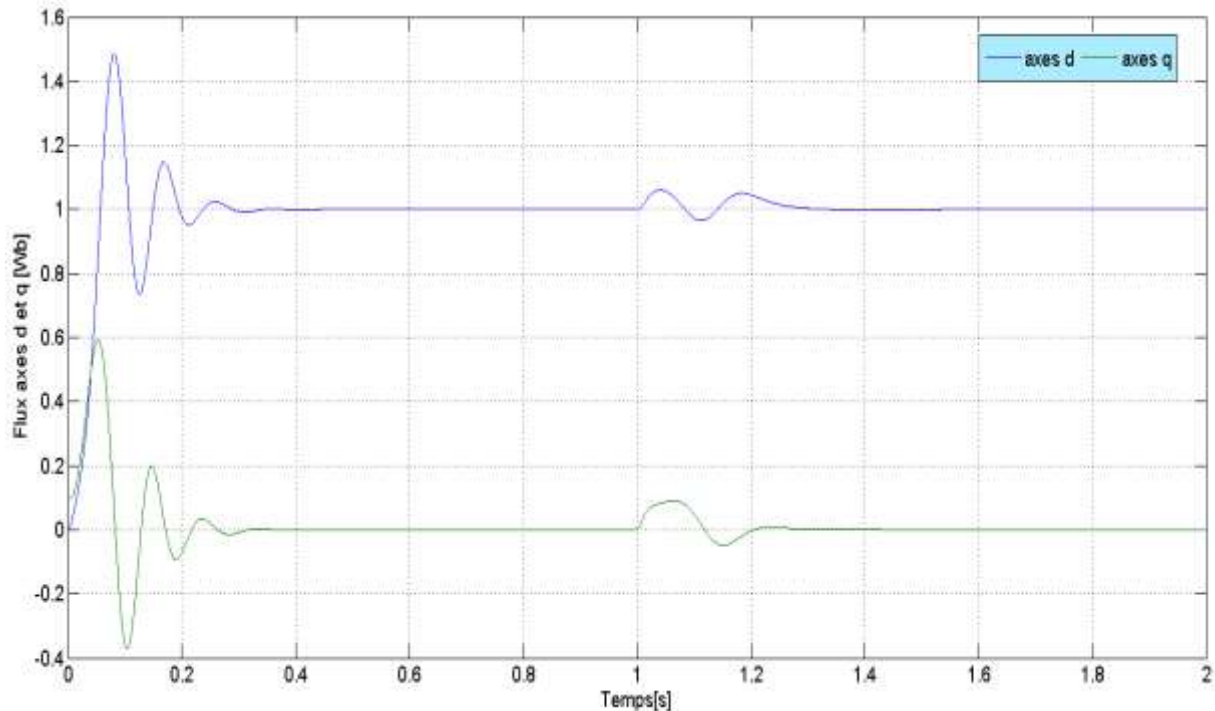


Figure (3.28) : Simulation de flux rotorique dq.

3.6.4 Application de la commande directe du couple DTC à la MAS

La technique de commande directe du couple, (DTC, ou DTFC) l'abréviation de « Direct Torque (and Flux) Control » est une méthode de commande simple à mettre en œuvre qui assure un découplage du flux et du couple, elle a été introduite en 1985 par TAKAHASHI et récemment elle est devenue la technique la plus utilisée dans l'industrie.

Son objectif est d'imposer le flux statorique et le couple électromagnétique d'une manière découplée aux machines à courants alternatifs, sans posséder de mesures de flux, de couple ou de vitesse mais seulement avec les mesures des tensions et des courants qui alimentent le stator de la machine que on les utilise pour estimer le flux et le couple nécessaire à appliquer.

La commande DTC consiste à calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques, en même temps, cette commande assure un découplage naturel entre le flux et le couple et son schéma synoptique à une structure simple. Car l'absence des boucles de contrôle des courants, la transformation de Park et le block de calcul de la modulation de tension MLI rend la réalisation de la commande DTC plus faisable que la commande par orientation de flux rotorique.

Comme toute autre commande, la DTC classique a des inconvénients dont on cite les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. Différentes méthodes de commande ont été utilisées pour surmonter ces problèmes tels que la DTC-SVM. L'objectif de cette technique vectorielle est de générer les signaux de commande des interrupteurs en minimisant les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

3.6.4.1 Principe de la commande directe du couple

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Le principe de cette technique est basé sur la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Pour réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs on travaille avec une fréquence élevée.

3.6.4.2 Structure parallèle de la commande DTC-SVPWM

Le principe de base de cette méthode est le même que celui de la DTC car l'utilisation de la technique d'orientation de flux est nécessaire, mais les tensions de commandes sont générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVPWM.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la Figure (3.29). Deux régulateurs PI sont utilisés pour réguler le flux et le couple.

Le schéma bloc ci-dessus montre l'utilisation de deux régulateurs de type proportionnel intégral (PI), l'un pour contrôler le couple et l'autre pour régler le module de flux statorique, ces deux contrôleurs PI produisent les tensions de commande pour commander l'onduleur à source de tension, cette commande de DTC n'exige pas l'utilisation d'un mécanisme de découplage comme dans la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control), et les grandeurs du flux statorique et du couple sont réglées par les contrôleurs PI où les tables de vérité ont été éliminées.

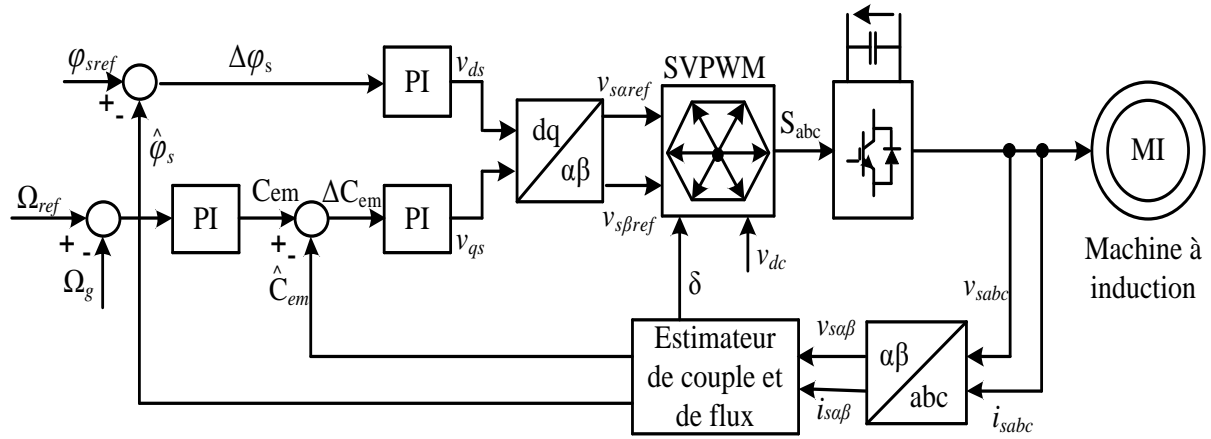


Figure (3.29) : Commande directe du couple et du flux DTFC-SVPWM d’une génératrice à induction

Les régulateurs proportionnel-intégral et la technique de modulation vectorielle sont utilisés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins d’oscillation de couple et de flux.

3.6.4.3 Estimateurs

3.6.4.3.1 Estimation du flux statorique

On considère le système d’axes (α, β) lié au stator du MAS. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (3.50)$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \bar{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.51)$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d’échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s\alpha}(k) = \bar{\phi}_{s\alpha}(k-1) + [V_{s\alpha}(k-1) - R_s i_{s\alpha}(k-1)]T_e \\ \bar{\phi}_{s\beta}(k) = \bar{\phi}_{s\beta}(k-1) + [V_{s\beta}(k-1) - R_s i_{s\beta}(k-1)]T_e \end{cases} \quad (3.52)$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \sqrt{\bar{\phi}_{s\alpha}^2 + \bar{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \bar{\phi}_s = \delta = \arctg \frac{\bar{\phi}_{s\beta}}{\bar{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (3.53)$$

3.6.4.3.2 Estimation du couple

Une fois que les deux composantes du flux sont obtenues, on peut estimer le couple Γ_{em} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (3.54)$$

3.6.4.4 MLI vectorielle

Cette technique est la plus utilisée dans le domaine de la commande par les chercheurs et les industriels, car elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan biphasé.

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur de tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur de tension de référence.

Cette technique suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.

Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

3.6.4.5 Algorithme de la MLI vectorielle SVPWM

Huit vecteurs de tension sont possibles, Pour un VSI (Voltage Source Inverter) triphasé et à deux niveaux, qui peuvent être représentés dans l'espace suivant les indications de la Figure (3.30).

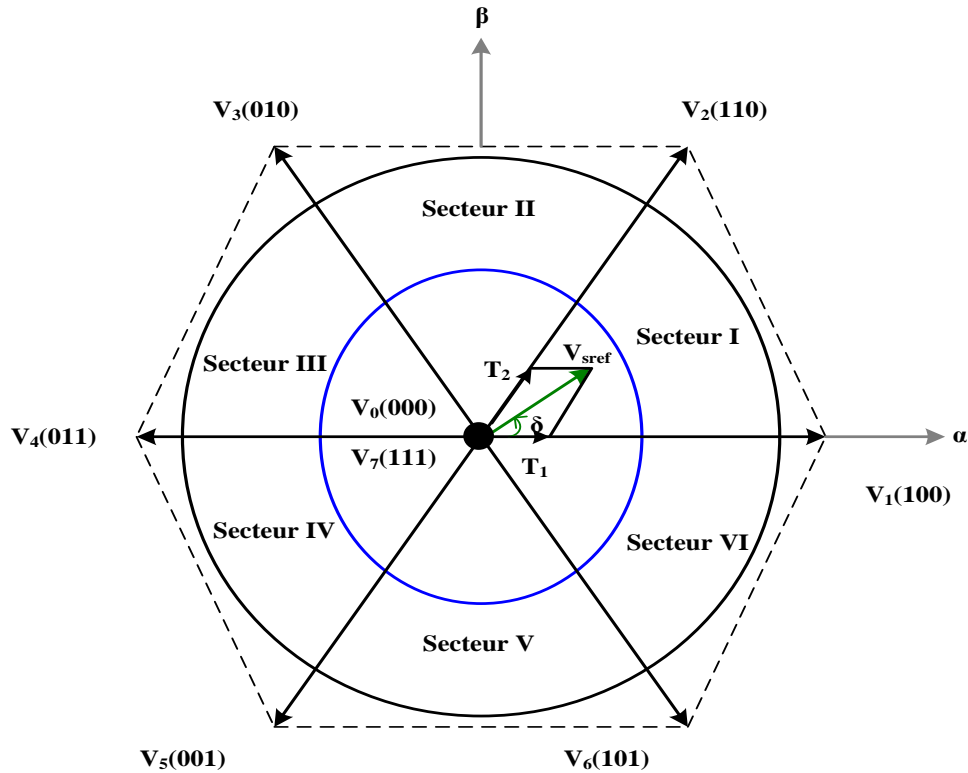


Figure (3.30): Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β) .

Le secteur est déterminé par l'algorithme suivant :

Tableau (3.3) : Algorithme de la MLI vectorielle SVPWM

Si l'angle δ est	Alors V_{sref} est dans
$0^\circ \leq \delta < 60^\circ$	secteur I
$60^\circ \leq \delta < 120^\circ$	secteur II
$120^\circ \leq \delta < 180^\circ$	secteur III
$180^\circ \leq \delta < 240^\circ$	secteur IV
$240^\circ \leq \delta < 300^\circ$	secteur V
$300^\circ \leq \delta < 360^\circ$	secteur VI

$\begin{cases} V_0 \text{ et } V_7 \text{ sont connus en tant que vecteurs de tensions nuls} \\ V_1 \text{ et } V_6 \text{ sont connus en tant que vecteurs de tension actifs} \end{cases}$

Le principe de la méthode de SVPWM est basé sur le calcul approximatif du vecteur de tension de commande en employant trois vecteurs adjacents.

Supposant que les tensions de l'onduleur triphasé sont équilibrées, nous avons :

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0$$

Où : $v_a(t)$, $v_b(t)$ et $v_c(t)$ sont les tensions instantanées des trois phases abc de la charge.

La transformation des trois phases abc à un système biphasé (α, β) est donnée par:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}(t) \\ v_{s\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Un vecteur d'espace peut être généralement exprimé en termes des tensions biphasées en armature (α, β) par:

$$\vec{v}(t) = v_{s\alpha}(t) + jv_{s\beta}(t) \quad (3.56)$$

La tension de référence V_{sref} et l'angle δ sont obtenues par :

$$\begin{cases} V_{sref} = \sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \\ \delta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}} \right) \end{cases} \quad (3.57)$$

Substituant (3.55) dans (3.56), nous avons :

$$\vec{v}(t) = \frac{2}{3} \left[v_a(t) e^{j0} + v_b(t) e^{j2\pi/3} + v_c(t) e^{j4\pi/3} \right] \quad (3.58)$$

Chacun des six vecteurs actifs peut être dérivé:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, 6 \quad (3.59)$$

Dans le secteur I, le vecteur de tension de référence V_{sref} forme un angle δ avec le vecteur V_1 . La MLI vectorielle consiste à projeter V_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

Les temps T_1 , T_2 et T_0 des vecteurs de tension de référence V_{sref} sont calculés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) T_e \\ T_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin(\delta) T_e \\ T_0 = T_e - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (3.60)$$

Où : le M_i est l'indice de modulation et défini par :

$$M_i = \frac{\pi V_{sref}}{2V_{dc}}$$

Les étapes principales pour l'implémentation de La méthode SVPWM sont :

- 1) Déterminer V_α , V_β par le système d'équation (3.55) et par conséquent V_{sref} , et l'angle δ par le système d'équations (3.57).
- 2) Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur par le système d'équations (3.60).
- 3) Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.

3.6.4.6 Simulation de la commande DTC-SVPWM en MATLAB/SIMULINK

La Figure (3.31) présente les formes d'onde du courant de phase i_{sa} de la machine et la tension continue v_{dc} pour la commande utilisée DTFC-SVPWM.

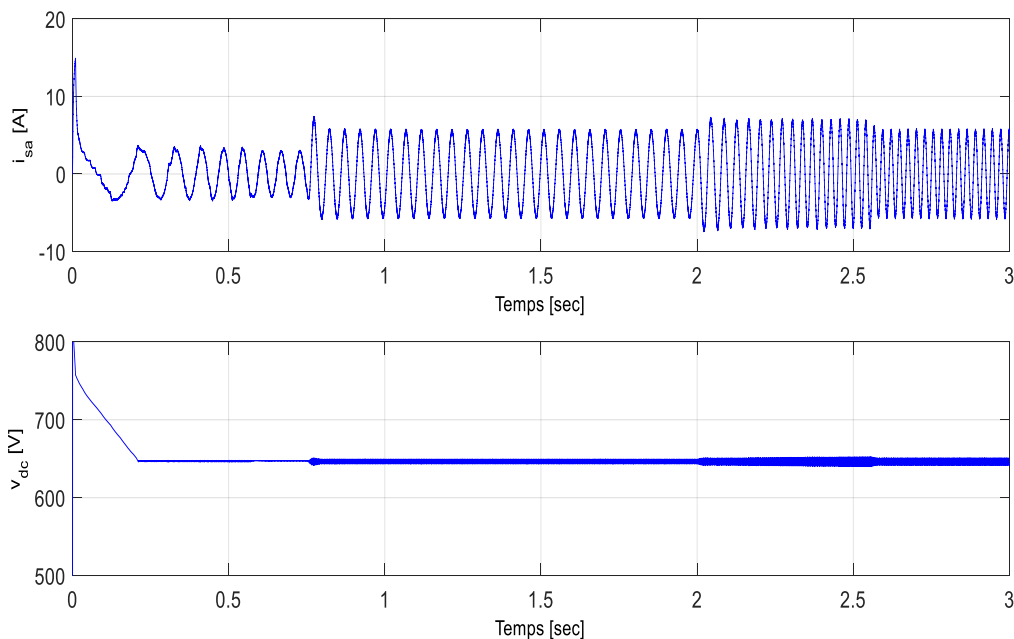


Figure (3.31) : Formes d'onde du courant phase i_{sa} et la tension continue v_{dc}

La figure (3.32) présente le résultat de simulation du couple électromagnétique pour un échelon de consigne $10Nm$ à l'instant $t=0.75sec$ avec un dépassement remarquable au démarrage. A travers cette simulation, nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, on remarque aussi une amélioration nette sur la qualité du couple (élimination des ondulations) On observe aussi, sur la même figure, la réponse de la vitesse à un échelon de vitesse $\omega_m = 500tr/min$ avec $t = 0$ à $2 sec$ et $\omega_m = 1000tr/min$ avec $t = 2$ à $3 sec$ qui

montre que la commande DTFC-SVPWM présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

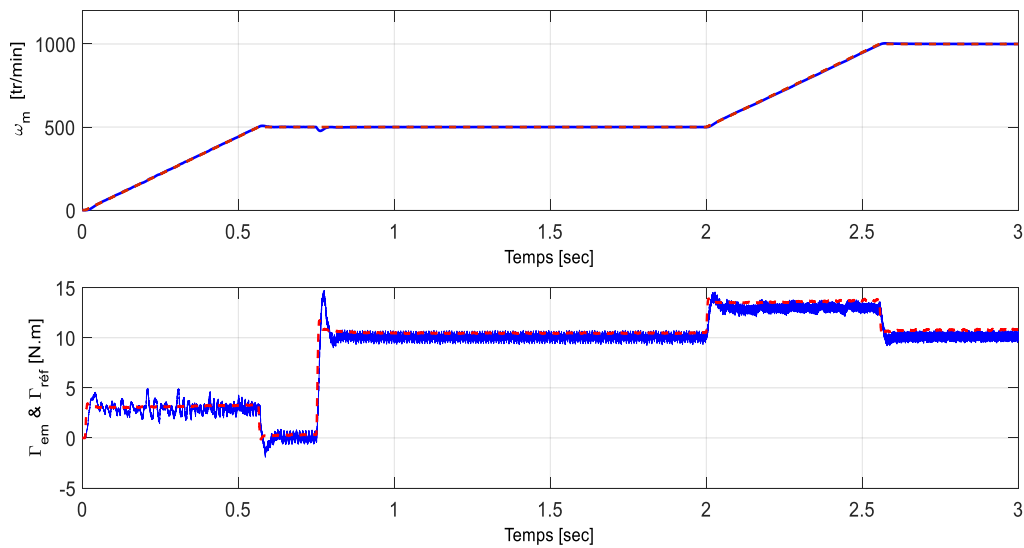


Figure (3.32) : Réponse de la vitesse de rotation du moteur ainsi que le couple électromagnétique

La figure (3.33) montre la trajectoire circulaire du flux du stator pour la DTFC-SVPWM appliquée à un onduleur à deux niveaux. Le module du flux du stator atteint la valeur de $0.8Wb$. Le traçage du flux $\varphi_{s\alpha}$ de l'axe direct α en fonction du flux $\varphi_{s\beta}$ de l'axe quadratique β prend la forme d'un cercle avec une bonne qualité qui montre que la DTFC-SVPWM a éliminé toute les ondulations.

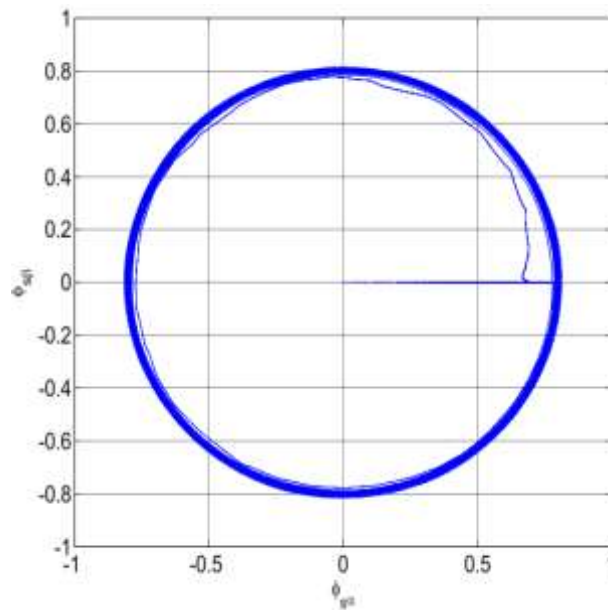


Figure (3.33) : Réponses de flux de stator

3.7 Conclusion

Le développement de techniques numériques et des microprocesseurs permet des progrès dans la commande des convertisseurs et la régulation des systèmes d'entraînement. Ces dispositifs assurent en outre des fonctions des communications avec l'utilisateur. La caractéristique couple/vitesse de la charge entraînée joue un rôle essentiel. Dans ce chapitre nous allons voir les types de charge suivants :

- Proportionnel au carré de la vitesse : comme les turbopompes et les ventilateurs.
- Proportionnel à la vitesse : comme les presses, les calandres (frottement visqueux).
- Constant : comme les pompes volumétriques, les laminoirs, les engins de levage.
- Inversement proportionnel à la vitesse : (donc un fonctionnement à puissance constante), comme les bobineuses.

Le moteur est alimenté sous une forme appropriée par un convertisseur électrique fournissant des tensions, des courants ou des fréquences variables; ce convertisseur peut comporter plusieurs éléments en cascade. Seuls les convertisseurs électroniques de puissance ont été pris en considération. La modélisation est une étape très importante dans les commandes des machines électriques. Des caractéristiques couple/vitesse des différents types de machines sont présentées afin de déterminer le point de fonctionnement avec les différentes charges. Ce chapitre est consacré à la modélisation des machines à courant continu et alternatif. Pour contrôler la vitesse, il est nécessaire d'associer des convertisseurs d'électronique de puissance afin de varier la vitesse dans les différents quadrants de fonctionnement. Nous avons étudié l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone. Cette orientation permet de séparer la commande de flux de celle de couple. Elle consiste à utiliser les équations de Park dans un référentiel « repère d q » lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction du flux rotorique .

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple et de flux DTFC-SVPWM qui apparaît comme un moyen efficace et simple pour contrôler une machine asynchrone dont l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator.

La nouvelle technique DTFC-SVPWM est apparue dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, elle était étudiée et simulée dans ce chapitre par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Conclusion générale

Le besoin continu d'augmenter les performances des procédés technologiques a permis aux actionneurs électriques, tels que les moteurs, de se trouver à l'un des premiers rangs de l'industrie. La conduite du procédé dépend du type de moteur utilisé et surtout du système de commande adopté. Les moteurs à courant continu et les moteurs synchrones ont trouvé de larges applications dans le domaine des systèmes automatisés.

L'industrie moderne a besoin de plus en plus de système d'entraînement à vitesse variable dont le domaine d'utilisation ne cesse pas de croître, et exige toujours de meilleures performances. Les moteurs asynchrones triphasés notamment les moteurs à cage sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance. Le moteur à induction est apprécié dans le domaine industriel en raison de ses avantages par rapport aux autres moteurs à courant alternatif. La simplicité de construction, la robustesse et le faible coût d'achat et d'entretien.

Quel que soit le moteur alternatif ou continu associé à un variateur, il peut fournir suivant les cas, un couple moteur et un couple de freinage dans les deux sens possibles de marche. Ces quatre types de fonctionnement ou de services peuvent être représentés par un système de coordonnées; les plages ainsi délimitées appelées quadrant sont comptées en sens inverse des aiguilles d'une montre et désignées par les chiffres romains 1 à 4.

D'après le sens de rotation de la machine, l'entraînement vers la droite est positif et le couple agissant dans ce sens est lui aussi positif. Si l'on considère le diagramme couple-vitesse, on constate que les quadrants 1 et 3 représentent le service en moteur et que les quadrants 2 et 4, le service générateur ou freinage par récupération. En fonction des comportements de la machine, on distingue des services à un quadrant et des services à plusieurs quadrants deux et quatre.

L'emploi d'un variateur électronique n'exclut pas d'utiliser des moyens conventionnels, mais l'électronique de puissance permet de réaliser les freinages et les inversions de sens de rotation avec souplesse, rapidité, précision et aux moindres frais en consommation d'énergie. Pour un bon fonctionnement de l'ensemble à mouvoir, il est indispensable de choisir un appareil fonctionnant dans les quadrants désirés.

Les moteurs à courant continu à excitation séparée sont encore utilisés assez largement pour l'entraînement à vitesse variable des machines. Très facile à miniaturiser, ils s'imposent dans les très faibles puissances. Ils se prêtent également fort bien à la variation de vitesse avec des technologies électroniques simples pour des performances élevées et jusqu'à des puissances importantes. Leurs caractéristiques permettent également une régulation précise du couple, en moteur ou en générateur. Leur vitesse de rotation nominale est adaptable aisément par construction à toutes les applications, car elle n'est pas liée à la fréquence du réseau. Ils sont en revanche moins robustes que les moteurs asynchrones et nécessitent un entretien régulier du collecteur et des balais.

Actuellement, les actionneurs électriques les plus utilisés dans la majorité des applications industrielles sont construits autour de la machine asynchrone à cage. Cette dernière se distingue en particulier par sa robustesse, sa fiabilité, son faible coût et elle ne nécessite pas un entretien régulier. Cependant, son comportement dynamique est souvent très complexe, vu que sa modélisation aboutit à un système d'équations non linéaire, fortement couplé et multi-variables. De plus, certaines de ses variables d'état, comme les flux ne sont pas mesurables. Ces contraintes exigent des algorithmes de commande plus avancés pour contrôler en temps réel le couple et le flux de ces machines. Plusieurs stratégies de commande ont été proposées dans la littérature pour atteindre cet objectif.

L'application de la commande vectorielle est constituée une révolution pour le contrôle de la MAS, cette technique consiste à ramener le comportement de la machine semblable à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

La DTC-SVPWM qui est l'amélioration de la commande directe du couple classique alimentée par un onduleur de tension a été présentée comme une alternative aux commandes scalaire et vectorielle par orientation du flux rotorique qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations paramétrique de la machine.

En plus, la méthode DTC-SVPWM est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance et avec des bonnes performances. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation MLI vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur de tension nulle. Avec cette technique, les oscillations du couple et du flux sont réduites.

Pour parvenir à ces objectifs, on a donc commencé en première partie par la présentation de l'état de l'art de la commande directe de couple, suivi par l'élaboration du modèle mathématique de la machine asynchrone en vue de sa commande. Par la suite on a étudié la technique de MLI vectorielle en vue de son application à notre commande.

L'assemblage de la commande DTC avec la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation) est une technique très efficace contre les ondulations du couple.

Bibliographie

- [1] K. SUBHAS, "ELECTRICAL DRIVES ", notes de cours, Department of Electrical and Electronics Engineering, Autonomous Institution – UGC, Govt. of India, 2021.
- [2] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Janvier 1999. Disponible: http://www.baghli.com/dl/these_baghli.pdf.
- [3] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Book 3rd Edition, Springer 2001.
- [4] H. Merabet Boulouiha, "Contribution à l'étude et la commande d'une éolienne pour la production de l'énergie électrique", Thèse de Doctorat, université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf USTO-MB, Soutenu le 01/04/2013.
- [5] Ziguang Lu, Ruilin Zhang, Likun Hu, Lin Gan, Jingyu Lin and Pingping Gong, "Model predictive control of induction motor based on amplitude–phase motion equation" IET Power Electronics, 2019, Volume 12, Number 9, Page 2400, DOI: 10.1049/iet-pel.2019.0093.
- [6] Ying Tang, Yingjie He, Fengxiang Wang, Haotian Xie, Jose Rodriguez and Ralph Kennel, "A Drive Topology for High-Speed SRM With Bidirectional Energy Flow and Fast Demagnetization Voltage", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, Volume 68, Number 10, Page 9242. DOI: 10.1109/TIE.2020.3022497.
- [7] Fuyuan Li, Songbin Liu, Jianing Liang and Shuaixiang Du, "Zero-torque Control of Steady Point Analysis with On-board Charger On SRM", Conference: 2021 IEEE 2nd China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE), Year: 2021, Page 1. DOI: 10.1109/CIYCEE53554.2021.9676805.
- [8] A. Meroufel, Contrôle de la machine asynchrone, Commande scalaire, Commande vectorielle et Commande directe du couple, notes de cours, Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès, 2008/2009.
- [9] Mohammed Fazlur Rahman, Sanjeet K. Dwivedi, "Mohammed Fazlur Rahman, Sanjeet K. Dwivedi", Book Institution of Engineering and Technology, IET 27 juil. 2019.

- [10] P. Aruna Jeyanthi, Christeena Francis, Sunil K. Joseph, "Electrical Drives and Control for Automation", Book, Amazon Digital Services LLC - Kdp Print Us, 2018.
- [11] Mario Vukotic, Vahid Sharifi, Valerius Boxberger, Selma Corovic, Bernd Deibler and Damijan Miljavec, "Electric machine and Inverter Coupled Multi-physical Models", Conference: 2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2021, Page 1. DOI: 10.1109/VPPC53923.2021.9699256.
- [12] Veltman A, Pulle DW, Doncker RWD, "Fundamentals of electrical drives", Book, Springer 2016.
- [13] Rik W. De Doncker, Duco W. J. Pulle, A. Veltman, Chapter in "Modern Electrical Drives: An Overview", Book, Springer 2020.
- [14] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Review, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.
- [15] D. Casadei, F. Profumo, and A. Tani, FOC and DTC: Two variable schemes for induction motors torque control, IEEE Trans. On Power Electronics, vol 17, N°5, pp779-787, 2002.

Annexe

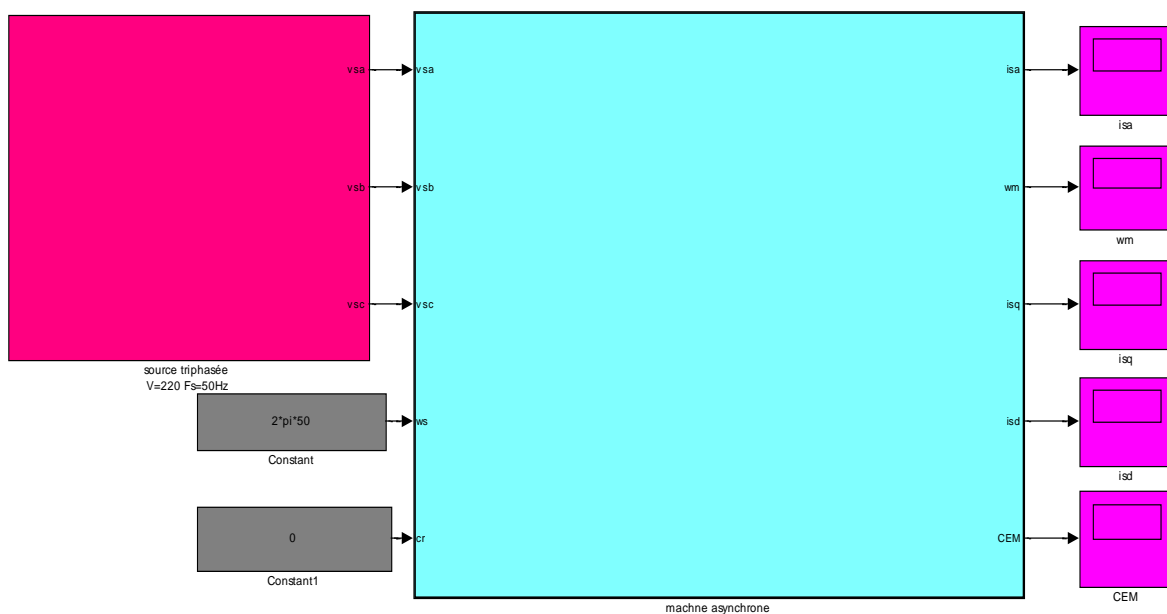
Annexe A

TABLEAU I

Paramètres de la machine à induction.

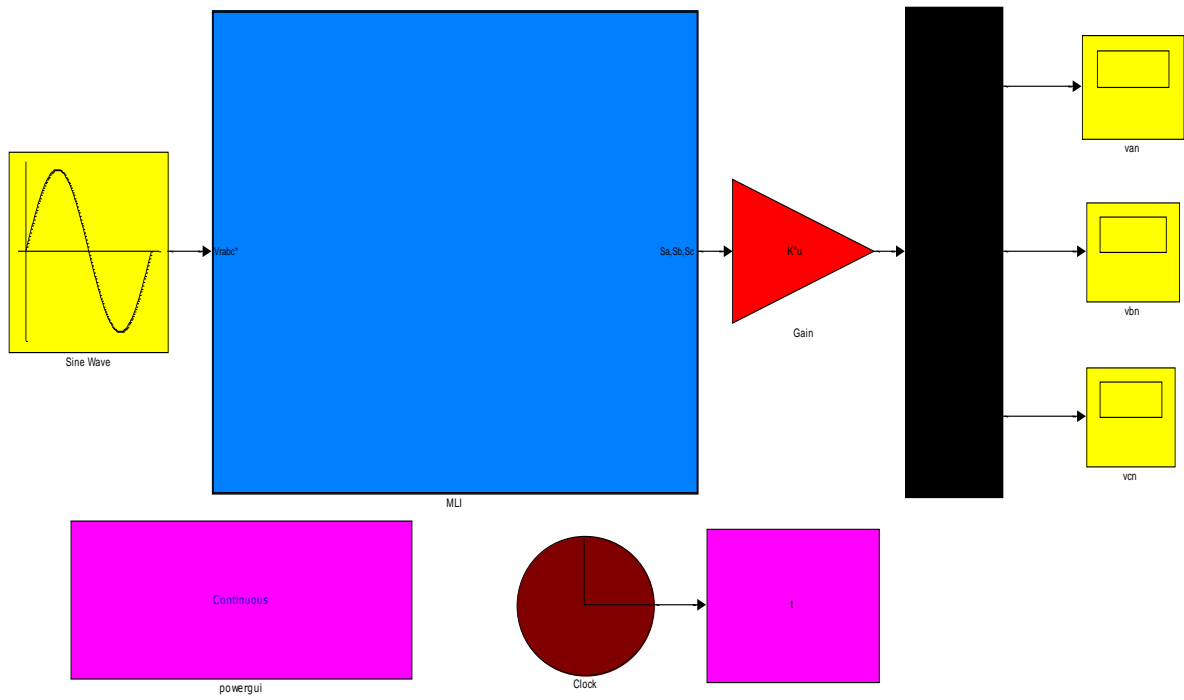
<i>Machine à induction</i>	
Puissance nominale, P_n [kW]	2
Fréquence nominale, f_n [Hz]	50
Résistance de stator, R_s [Ω]	4.85
Inductance de fuite de stator, L_{ls} [H]	0.016
Résistance de rotor, R_r [Ω]	3.805
Inductance de fuite de rotor, L_{lr} [H]	0.016
Inductance mutuelle cyclique, L_m [H]	0.258
Inertie, J [kg.m ⁻²]	0.031
Coefficient de frottement visqueux, f [N.m.sec.rad ⁻¹]	0.00114
Nombre de paires de pôles, p	2

Bloc de simulation de la machines asynchrones :



Annexe B

Bloc de simulation de l'onduleur :



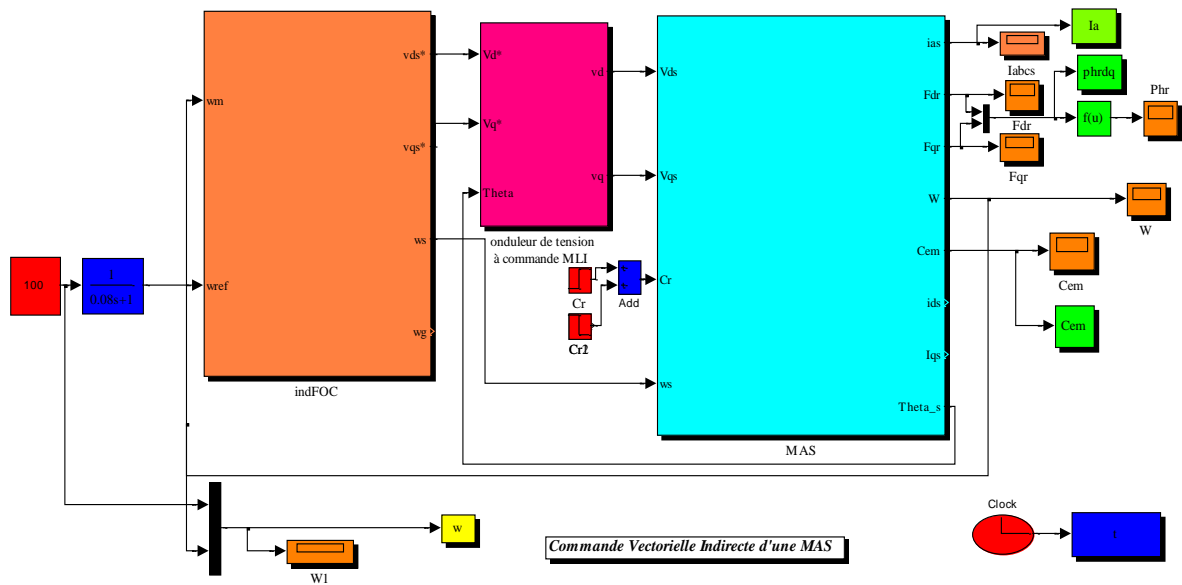
Annexe C

TABLEAU II

Paramètres de la commande vectorielle indirecte IFOC

<i>Côté continu</i>	
Gain proportionnel du contrôleur de vitesse, $K_p\Omega$	1
Gain intégral du contrôleur de vitesse, $K_i\Omega$	15.87
SVM fréquence de commutation [Hz]	2000

Bloc de simulation de la commande vectorielle indirect IFOC :



Annexe D

TABLEAU III

Paramètres de commande floue avec un régulateur PID adaptative.

<i>Côté continu</i>	
Amplitude de porteuse,	0,9
Fréquence de porteuse, [Hz]	2000

Bloc de simulation de la commande floue avec un régulateur PID adaptative :

