

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou



Faculté de génie électrique et de l'informatique

Département d'électrotechnique

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de master

en Electrotechnique

Option : Machines électriques

Thème

**ETUDE ET SIMULATION D'UNE CHAINE DE
PRODUCTION D'ENERGIE ELECTRIQUE APPLIQUEE
A LA PROPULSION MARINE**

Proposé et dirigé par :

M: N. BENYAHIA

Étudié par : M: LAMOURI Lounès

M: TINICHA Mohammed

Promotion : 2009/2010

A decorative border with repeating floral motifs surrounds the text. The motifs are stylized flowers and leaves, arranged in a continuous line along the top, bottom, and sides of the page.

Remerciements

Nous remercions avant tout le Bon Dieu de nous avoir permis de voir cet instant tant attendu.

Au terme de ce modeste travail, nous adressons nos vifs remerciements à Monsieur Nabil BENYAJIA d'avoir proposé et dirigé ce mémoire. Nous lui sommes très reconnaissants pour sa gentillesse, sa disponibilité et ses précieux conseils et surtout pour sa confiance qu'il nous a témoignée.

Nos remerciements vont également au président ainsi qu'aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font de juger notre travail.

Sans oublier de remercier tous les enseignants ayant contribué à notre formation de près ou de loin.

Et tous les amis et camarades, qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement de ce travail, ne serait ce par un modeste sourire d'encouragement à notre égard.



Dédicaces

À mes parents

À mes Grands parents

À mes sœurs Loundja, Tinkhinane

À mon petit frère Lounes

À toute ma famille

Vous avez de près ou de loin contribué à ma formation.

À mes Amis Lounès, Nafaa, Madjid

À mes amies Zina, Chafea, Chriifa, Assia, Djamela, Fetta.

À tous mes amis

À mes camarades de la section, Master Electrotechnique.

Je dédie ce travail à mon très cher binôme Hamza et sa famille.

Mohammed-Said



Dédicaces

À la mémoire de ma mère

À mon père

À ma belle mère Faroudja

À ma sœur et son mari et leurs enfants

À mes frères Ramdane, Rabah, Hakim et Ahmed

*À mon frère Kamel et sa femme Nacira et leurs deux enfants
Massinissa et Katia*

À toute ma famille

*À mes amis (Mohammed, Moh-said, Sofiane, Idir, Hassene,
Hamza, Farik, Madjid, Bouleme)*

À mes amies Zina, Chafea.

À tous mes amis de mon village (Japoni, Nounou, Hamid)

Vous avez de près ou de loin contribué à ma formation.

À mes camarades de la section, Master Electrotechnique.

Je dédie ce travail à mon très cher binôme Mohammed et sa famille.

Lounès

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : Etat de l'art d'une chaîne de production appliquée à la propulsion marine	
I. Introduction.....	3
II. Description de la chaîne de production d'énergie électrique embarquée	3
III. Chaîne de production.....	4
III.1 Moteurs d'entraînement	4
a) Le moteur à essence	4
b) Moteur hybride.....	4
c) Turbine à gaz.....	5
d) Moteur diesel.....	5
III.2 Alternateurs synchrones	7
a) Alternateur à aimant permanent.....	7
b) Alternateur à rotor bobiné.....	7
IV. Chaîne de conversion.....	8
IV.1 Redresseur	8
a) Redresseurs à diodes.....	8
b) Redresseurs à thyristors.....	9
IV.2 Onduleur et commande rapproche	9
a) MLI naturelle.....	10
b) MLI régulière symétrique.....	11
c) Commande MLI Vectorielle.....	12
d) Commande par hystérésis.....	13
V. Chaîne de propulsion	14
V.1 Moteurs de propulsion	14
a) Moteur à courant continu.....	14
b) Moteur synchrone.....	14
c) Moteur asynchrone.....	15
V.2 Hélice.....	15

V.3 Commande de la chaine de la chaine de propulsion.....	16
a) Commande scalaire.....	16
b) Commande vectorielle.....	16
c) Commande directe du couple.....	17
VI. Conclusion.....	18

CHAPITRE II : Modélisation d'une chaine de production appliquée à la propulsion marine.....

I. Introduction	19
II. Modélisation de la chaine de production d'énergie électrique.....	19
II.1. Modélisation du moteur diesel.....	19
II.2. machine synchrone.....	21
a) Description.....	21
b) Structure de l'alternateur.....	21
c) Rôle de l'alternateur.....	22
d) Constitution de la machine synchrone.....	22
e) Excitation des alternateurs de forte puissance.....	25
II.3 Mise en équation de la machine synchrone.....	25
II.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	26
II.3.2 Equations générales.....	27
II.3.3 Machine synchrone à pôles lisses.....	28
II.3.4 Application de la transformation de PARK.....	30
a) Transformation de PARK.....	30
b) Application.....	31
II. 3.5 Equations mécaniques.....	33
II.3.6 La puissance absorbée.....	33
II.3.7 Expression du couple électromagnétique.....	34
II.3.8 Fonctionnement en alternateur.....	35

a) Conventions de signes.....	35
III. Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie	35
III.1 Modélisation du redresseur et filtre électrique.....	35
a) Le redresseur.....	35
b) Le filtre.....	37
III.2 Modélisation de l'onduleur	37
III.2.1 Définition.....	37
a) Onduleur de tension.....	38
b) Modèle de l'onduleur de tension.....	38
III.2.2 Commande d'un onduleur par MLI.....	41
a) MLI sinus-triangle (naturelle).....	42
b) Caractéristiques de la MLI sinus-triangle.....	42
IV. Etude de la chaîne de propulsion	42
IV.1 Machine Asynchrone triphasée.....	42
IV.2 Principe de fonctionnement.....	43
IV.3 Hypothèses de travail.....	44
IV.4 Mise en équation de la machine Asynchrone.....	44
a) Equations électriques.....	45
b) Equations magnétiques.....	45
c) Equations mécaniques.....	47
IV.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée.....	47
IV.5.1 Transformation de Park à puissance constante.....	47
IV.5.2 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone.....	48
a) Equations électriques.....	48
b) Equation magnétique.....	49
c) Puissance et couple développés par la machine.....	50
1) La puissance absorbée par la machine.....	50
2) Couple électromagnétique.....	51
IV.6 Choix du référentiel.....	51

IV.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator.....	51
IV. 6.2 Référentiel immobile par rapport au rotor.....	52
IV. 6.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant.....	52
V. CONCLUSION.....	52
CHAPITRE III : Contrôle global de la chaine de propulsion	
I. Introduction.....	53
II. Principe de la commande vectorielle.....	53
II.1. Modèle en tension par orientation du flux rotorique.....	54
II.1.1. Expressions des tensions.....	54
II.1.2. Expressions des flux.....	54
II.2. Les estimateurs de commande.....	54
II.2.1. Estimation du flux.....	54
II.2.2. Estimation de la pulsation rotorique.....	55
II.3. Méthodes d'orientation du flux.....	56
II.4. Processus électrique.....	56
II.5. Découplage entré sortie.....	58
II.6. Contrôle du flux et du couple.....	59
II.7. Contrôle de la vitesse.....	60
II.8. Structure générale de réglage.....	60
III. Calcul des paramètres des régulateurs PI.....	61
III.1 Régulation suivant l'axe d.....	61
III.2. Régulation suivant l'axe q.....	64
Conclusion.....	67

CHAPITRE IV : Simulation de la chaine de production appliquée à la propulsion marine

I. Introduction.....	68
II. Simulation de la chaine de production d'énergie électrique.....	68
II.1. Essai à vitesse fixe.....	68
II.2. Essai à vitesse variable.....	71
III. Simulation de la chaine de production d'énergie électrique appliquée à la propulsion marine.....	73
III.1. Essai à vitesse variable de la machine de propulsion	73
III.2. Essai à vitesse fixe de la machine de propulsion	76
IV. Conclusion.....	79
CONCLUSION GENERALE.....	81

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

Table des figures

Figure (I.1): Schéma détaile d'une chaîne de production d'énergie électrique appliquée à la propulsion marine.....	3
Figure (I.2): Schéma détaile d'une chaîne de propulsion marine.....	4
Figure (I.3): Structure d'un redresseur.....	8
Figure (I.4): structure d'un onduleur.....	9
Figure (I.5): Principe de la MLI naturelle.....	11
Figure (I.6): Principe de la MLI symétrique.....	12
Figure (I.7): Vecteur tension d'un onduleur.....	13
Figure (I.8): Schéma de commande par hystérésis.....	13
Figure (I.9): Principe de base de la commande scalaire.....	16
Figure (I.10): Principe de base de la commande vectorielle des machines AC.....	17
Figure (I.11): principe de la DTC des machines triphasées.....	18
Figure (II.1): Moteur diesel en tant que source de vitesse.....	19
Figure (II.2) : Modèle de moteur diesel.....	20
Figure (II.3) : le rotor d'une machine synchrone.....	24
Figure (II. 4): le stator d'une machine synchrone.....	24
Figure (II.5) : Excitatrice de la machine.....	25
Figure (II.6): Représentation symbolique de la machine.....	27
Figure (II.7): Représentation de la machine dans le repère (d, q).....	30
Figure (II.8) : Redresseur à diodes.....	36
Figure (II.9) : Filtre LC.....	37
Figure (II.10): Schéma représentatif d'un onduleur de tension triphasé.....	38
Figure (II.11) : Modèle simplifié de l'onduleur triphasé.....	39
Figure (II.12) : Modèle idéal de la machine Asynchrone triphasée.....	45
Figure (II.13): Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	49
Figure (III.1): Schéma de principe de la commande vectorielle.....	54

Table des figures

Figure (III.2): Estimateur du flux.....	55
Figure (III.3): Méthodes d'orientation du flux.....	56
Figure (III.4): Schéma de couplage de la machine asynchrone.....	58
Figure (III.5): Découplage par compensation.....	59
Figure (III.6) : Schéma fonctionnel du control du flux et du couple.....	60
Figure (III.7): Schéma fonctionnel du control de la vitesse.....	60
Figure (III.8) : Schéma synoptique de la structure générale de réglage.....	61
Figure (III.9): Boucle de régulation du courant I_{ds}	62
Figure (III.10): boucle de régulation du flux.....	63
Figure (III.11) : Boucle de régulation du courant I_{qs}	65
Figure (III.12): Boucle de régulation de la vitesse avec un régulateur PI.....	66
Figure (IV.1) : Schéma de simulation de l'alternateur synchrone associé à un moteur diesel.	68
Figure (IV.2) : Vitesse référentielle et vitesse mesurée.....	69
Figure (IV.3) : Fréquence de l'alternateur.....	69
Figure (IV.4) : (a) Tension délivrée par l'alternateur (b) le zoom de 0.38s jusqu'à 0.62s	70
Figure (IV.5) : courant délivré par l'alternateur avec un zoom de 0.64s jusqu'à .83s.....	70
Figure (IV.6) : Puissance mécanique fournie par le moteur diesel.....	70
Figure (IV.7) : Couple mécanique de la machine.....	70
Figure (IV.8) : caractéristique des courants I_d et I_q	71
Figure (IV.9) : caractéristique des tensions V_d et V_q	71
Figure (IV.10) : Caractéristique de la vitesse de l'alternateur.....	72
Figure (IV.11) : Caractéristique de la fréquence de l'alternateur	72

Table des figures

Figure (IV.12) : Caractéristique de la tension de l’alternateur avec un zoom de 1s jusqu’à 1.3s.....	72
Figure (IV.13) : Caractéristique du courant de l’alternateur avec un zoom de 1s jusqu’à 1.2s.....	72
Figure (IV.14): Schéma de simulation de la chaîne de production appliquée à la propulsion marine.....	73
Figure (IV.15) : Caractéristique de la vitesse du moteur de propulsion.....	74
Figure (IV.16) : réponse du Couple électromagnétique.....	74
Figure (IV.17) : Caractéristique des courants I_a, I_b, I_c	75
Figure (IV.18) : Caractéristique des courants fictifs I_{sd}, I_{sq}	75
Figure (IV.19) : Caractéristique de la vitesse de l’alternateur et celle de la référence..	75
Figure (IV.20) : Caractéristique des courants fictifs de l’alternateur.....	75
Figure (IV.21) : Caractéristique des tensions fictives de l’alternateur V_d, V_q	75
Figure (IV.22) : Caractéristique de la fréquence de l’alternateur.....	75
Figure (IV.23) : Caractéristique du couple électromagnétique de l’alternateur.....	76
Figure (IV.24) : Caractéristique de la puissance mécanique du moteur diesel	76
Figure (IV.25) : caractéristique des courants de l’alternateur.....	76
Figure (IV.26) : vitesse de la machine de propulsion	77
Figure (IV.27) : Caractéristique des courants de la machine de propulsion.....	77
Figure (IV.28) : Caractéristique des courants fictifs de la machine de propulsion.....	78
Figure (IV.29) : caractéristique du couple de la machine de propulsion.....	78
Figure (IV.30) : caractéristique des tensions fictives de l’alternateur	78
Figure (IV.31) : caractéristique des courants fictifs de l’alternateur.....	78
Figure (IV.32) : caractéristique de vitesse de vitesse de l’alternateur.....	78
Figure (IV.33) : caractéristique du couple électromagnétique de l’alternateur.....	78
Figure (IV.34) : caractéristique de la puissance mécanique du moteur diesel.....	79
Figure (IV.35) : caractéristique de la fréquence de la fréquence.....	79

Figure (IV.36) : (a) Caractéristique des courants de l'alternateur (b) Le zoom des courants de l'alternateur de 0.88 jusqu'à 0.9s.....	79
---	----

Introduction générale

Aujourd'hui plus qu'hier, tous les secteurs militaires et civils, qu'ils soient maritimes, terrestres, aériens ou spatiaux, font de plus en plus appel à l'électricité, plus fiable, plus souple et moins polluante, pour assurer les fonctions majeures de mobilité et d'évolution [1].

Cette électrification tous azimuts se traduit d'une part, par la conception de nouveaux équipements (moteurs, actionneurs, convertisseurs et les composants électroniques), et d'autre part, par le développement de sources d'énergie statiques (électrochimiques, piles à combustible, super condensateurs) et dynamiques (génératrices et alternateurs) [1].

Dans le domaine maritime, le navire tout électrique s'impose comme une solution et une finalité à la plupart des armateurs. Dans l'immédiat, et en particulier pour les paquebots, on y a vu les avantages sur l'architecture, le confort, la souplesse d'exploitation et de pilotage, ainsi que sur la gestion de l'énergie avec, en prime, une économie substantielle sur le coût de fonctionnement. Pour les bâtiments de combats, l'expression tout électrique implique outre les avantages de discrétion, de souplesse, de fiabilité et de facilité de la gestion de l'énergie, la possibilité d'intégration des futures armes électriques ainsi que l'utilisation de nouvelles sources d'énergie électrique [1].

Les couplages entre les parties électriques et mécaniques du système se traduisent par des perturbations au niveau du moteur. Une commande s'avère nécessaire afin de garder les performances du système malgré les perturbations qui l'affectent. Ces dernières décennies nous avons vu de nombreux algorithmes et techniques de commande, parmi les plus utilisés, on peut citer : La commande vectorielle et la commande directe du couple.

MATLAB est un logiciel de calcul numérique, de visualisation et de programmation très raffiné et convivial, développé par la société (Mathworks). Mais aussi, un environnement de développement des applications à part entière, il permet à l'utilisateur d'élaborer ses propres fonctions, de véritables programmes, ainsi que, des interfaces graphiques très performantes.

L'objectif de notre présent travail est l'étude et la simulation d'une chaîne de production d'énergie embarquée appliquée à la propulsion marine. Pour ce faire, nous avons opté pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Les particularités de cette

commande pour la propulsion maritime seront développées et analysées par simulation. Nous examinerons aussi les différentes perturbations exercés sur cette chaîne de production.

Ce travail se décompose de quatre chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art d'une chaîne de production d'énergie embarquée appliquée à la propulsion marine et les fonctions de ses composants les plus importants.

Dans le deuxième chapitre, on représente la modélisation des différents éléments de la chaîne ainsi que leurs modèles mathématiques.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle pour la motorisation asynchrone.

Le quatrième et dernier chapitre consiste à donner les résultats de la simulation de la chaîne de production d'énergie embarquée, et les résultats de la commande vectorielle du moteur asynchrone.

Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale affirmant l'ensemble des déductions fourni dans les sections précédentes.

I. Introduction

Depuis trois décennies le monde s'intéresse à l'énergie embarquée. Cette énergie de profondes évolutions surtout ces dernière années, où on s'intéresse à la propulsion purement électrique afin de diminuer la pollution dans l'atmosphère.

L'énergie embarquée qui est l'énergie de transport et le développement durable, entretiennent ensemble une forte relation. Les militaires comment le monde civil sont intéressés par le développement des nouvelle énergies qui peuvent être embarquée.

Dans cette perspective, nous proposons dans ce premier chapitre un état de l'art de la chaîne de production d'énergie électrique appliquée à la propulsion marine, où l'on donnera les différentes technologies utilisées telles que les déférentes machines et leurs commandes.

II. Description de la chaîne de production d'énergie électrique embarquée

Une chaîne de production comprend tous les composants qui produit l'énergie électrique appliquée à la propulsion des navires comme la montre la figure(I.1)

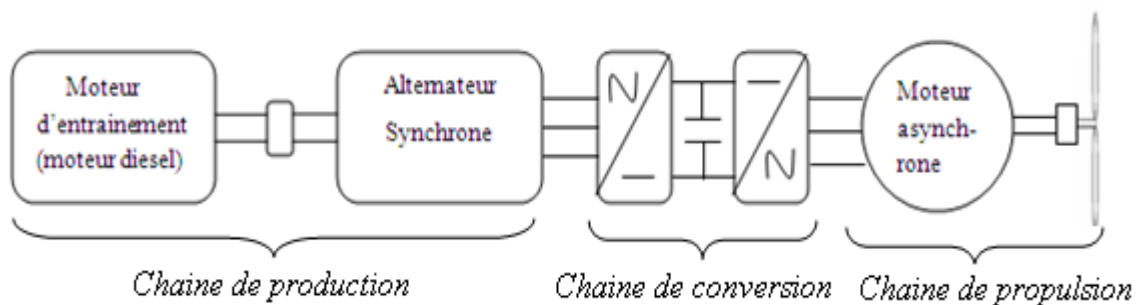


Figure (I.1) : Schéma détaillé d'une chaîne de production d'énergie électrique appliquée à la propulsion marine

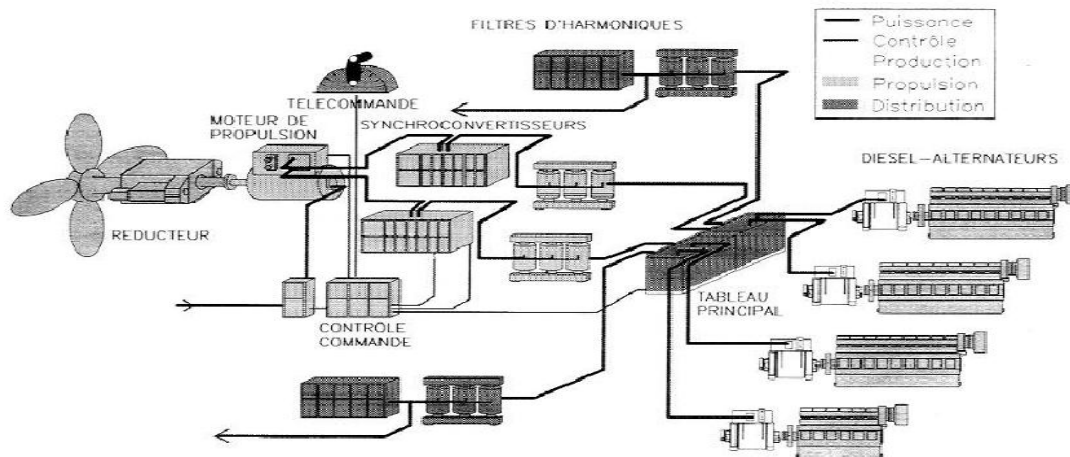


Figure (I.2) : Schéma détaillé d'une chaîne de propulsion marine

La figure(I.1) montre le schéma général d'une chaîne de production maritime. Le moteur d'entraînement fourni de la puissance mécanique. Un alternateur consomme cette puissance qui sera transformé en énergie électrique, qui va être redressé par un redresseur triphasé, son rôle est de fournir une source de tension continue et le niveau de tension souhaité pour les onduleurs. L'onduleur transforme la source continue en une source alternative à fréquence et tension variables afin d'alimenter le moteur de propulsion. L'énergie mécanique de l'arbre moteur est envoyée à l'hélice de navire.

III. Chaîne de production

III.1. Moteurs d'entraînement

a) Le moteur à essence

Il génère une faible puissance, son rendement thermique dépend de la charge, mais il occupe un petit volume et un remplissage de l'énergie simple et rapide avec une réponse rapide à l'accélération et la décélération. Il est utilisé dans des systèmes à faible puissance comme voiture, pompe...

b) Moteur hybride

Un moteur hybride est l'assemblage d'un moteur à essence plus le moteur électrique. Il a un couple élevé et une grande puissance.

c) Turbines à gaz

La turbine à gaz est un moteur thermique réalisant les différentes phases de son cycle thermodynamique dans une succession d'organes traversés par un fluide moteur gazeux en écoulement continu.

Dans sa forme la plus simple, la turbine à gaz fonctionne selon le cycle dit de Joule comprenant successivement et schématiquement:

- une compression adiabatique qui consomme de l'énergie mécanique.
- un chauffage isobare comme pour un moteur diesel.
- une détente adiabatique jusqu'à la pression ambiante qui produit de l'énergie mécanique.
- un refroidissement isobare.

Les applications pratiques des turbines à gaz se sont produites la première fois de 1939 à 1941. En 1939, la société suisse de Brown Boveri a utilisé une turbine à gaz pour produire de l'électricité, la turbine à gaz a été développée au point où aujourd'hui elle est la centrale la plus importante pour la génération de courant électrique, la canalisation de la puissance de pompage et la propulsion marine.

Les turbines à gaz offrent des avantages significatifs comparés à d'autres types de moteurs parce qu'elles sont compactes, légères, fiables, et efficaces. Elles sont capables du démarrage rapide, suivent le chargement passager bien, et peuvent être actionnées à distance, elles ont une longue durée de vie, de longs intervalles de service, et de bas coûts de maintenance. Des fluides de refroidissement ne sont pas habituellement exigés. Leur rapport élevé de puissance-toweight de dimension compacte et une fiabilité élevée font que des turbines à gaz sont la centrale idéale pour des avions et pour les centrales portatives.

d) Moteur diesel

le moteur diesel est constitué de pistons coulissants dans des cylindres, fermés par une culasse reliant les cylindres aux collecteurs d'admission et d'échappement et munie de soupapes commandées par un arbre à cames.

Son fonctionnement repose sur l'auto-inflammation du gazole, fioul lourd ou encore huile végétale brute dans de l'air comprimé à 1:20 du volume du cylindre (environ 35 bar), et dont la température est portée de 600 °C à 1 500 °C environ. Sitôt le carburant injecté

(pulvérisé), celui-ci s'enflamme presque instantanément, sans qu'il soit nécessaire de recourir à un allumage commandé par bougie. En brûlant, le mélange augmente fortement la température et la pression dans le cylindre (60 à 100 bars), repoussant le piston qui fournit une force de travail sur une bielle, laquelle entraîne la rotation du vilebrequin (ou arbre manivelle faisant office d'axe moteur).

Il est caractérisé par : un Meilleur rendement et un couple important, d'autre part il occupe un volume important et il fait un bruit de fonctionnement très élevé.

Les vitesses de rotation des moteurs diesels sont très différentes d'un moteur à un autre. En effet, plus le moteur est gros, plus la course du piston est grande, et plus le moteur est lent. Trois classes de moteurs sont ainsi définies :

- moteur lent : moins de 200 tr/min
- moteur semi-rapide : entre 400 et 1000 tr/min
- moteur rapide : 1000 tr/min et plus

Les constructeurs motoristes, suivant l'utilisation du moteur et la fiabilité qui leur est demandée, ont fixé des plages limites (résultat d'essais d'usure) suivantes :

- moteur fixe (groupe électrogène, gros moteur de bateau) : 6 à 8 m/s
- moteur de poids lourds : 8 à 9 m/s.
- moteur d'automobile : 12 à 13 m/s.
- moteur de compétition : au-delà de 15 m/s.

Dans notre étude, on s'intéresse au moteur diesel appliqué à la propulsion marine.

Ce qui concerne ce moteur, il est toujours utilisé à vitesse fixe, ce dernier à une puissance fournie $P(W)$ est limité par la vitesse de synchronisme de l'alternateur électrique.

Par ailleurs si le moteur est à vitesse variable alors la puissance fournie est variable [2][4].

III.2. Alternateurs synchrones

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation [3].

La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [3].

Les alternateurs triphasés sont la source primaire de toute l'énergie électrique que nous consommons, ces machines constituent les plus gros convertisseurs d'énergie au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique avec des puissances allant jusqu'à 1500 MW [3].

a) Alternateurs à aimant permanent

L'idée principale dans le développement des alternateurs synchrones à aimant permanent était d'augmenter l'efficacité des alternateurs électriques traditionnels par une excitation permanente à travers les aimants. Cependant, cette augmentation d'efficacité n'était pas suffisante par rapport aux exigences du marché. Aujourd'hui, les MSAP sont fabriquées avec succès et constituent des solutions alternatives dans beaucoup d'applications en électrotechnique.

Ce type d'alternateur à une faible puissance par rapport à l'alternateur à rotor bobine [3].

b) Alternateur à rotor bobiné

La quasi-totalité de l'énergie électrique est produite par des alternateurs de type synchrone. Ces alternateurs de très forte puissance jusqu'à 1500 MVA diffèrent des machines synchrones classiques essentiellement par [5] :

- leur géométrie : l'augmentation de la puissance des alternateurs entraîne nécessairement une augmentation de leur taille. Afin de réduire les problèmes liés à l'accélération normale à la périphérie du rotor, les fabricants limitent le rayon des machines, ce qui entraîne une augmentation de la longueur.

- leur système d'excitation

- leur le système refroidissement

IV. Chaîne de conversion

IV.1. Redresseur

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie [6].

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications comme il est illustré sur la figure (I.3) [6].

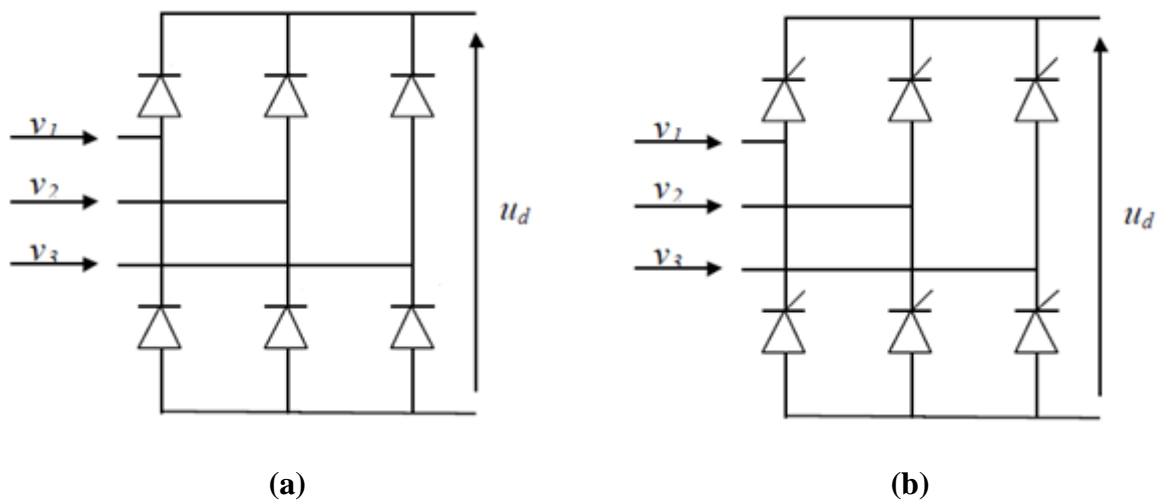


Figure (I.3) Structure d'un redresseur

(a) Redresseur à diodes

(b) Redresseur à thyristors

a) Redresseur à diodes

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu [6].

b) Redresseurs à thyristors

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes [6].

IV.2. Onduleur et commande rapprochée

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [7].

Dans le domaine maritime, on trouve des onduleurs de courant ou de tension, cela dépend du type de propulsion et du moteur choisi. Le pilotage des moteurs triphasés qui s'effectuent au moyen d'onduleurs alimentés depuis une source de courant continu pour les moteurs synchrone et asynchrone et d'une source de tension continue seulement pour le moteur asynchrone.

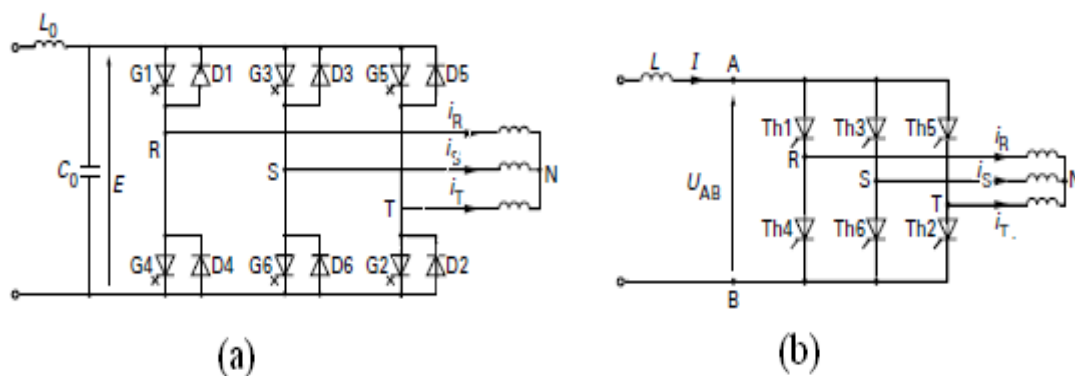


Figure (I.4) : structure d'un onduleur

- a) Onduleur de tension
- b) Onduleur de courant

Les onduleurs de grande puissance sont équipés soit de thyristors GTO, dont la fréquence de commutation maximale est de 600Hz, soit des IGBT lesquels peuvent atteindre fréquences de travail.

Généralement, se sont les IGBT qui sont retenus, car la faible fréquence de commutation des GTO a des répercussions dans tous les signaux de la chaîne de puissance (courants, couples électromagnétiques, ...). Ces derniers présentent de fortes oscillations et un contenu harmonique très important [8].

Généralement, les onduleurs sont commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe ou variable, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé "porteuse", ces tensions sont modulées en largeur d'impulsions (MLI) afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué [7].

Généralement on trouve, quatre types de commande :

- Commande à MLI naturelle.
- Commande à MLI symétrique.
- Commande à MLI vectorielle.
- Commande par hystérésis.

a) MLI naturelle

C'est la méthode la plus classique. Elle est réalisée de manière analogique, elle consiste à comparer la modulante basses fréquences (tension de référence) à une porteuse généralement triangulaire haute fréquence. Le signal de sortie vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse, 0 sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse, comme il est illustré sur la figure (I.5).

Si le signal est sinusoïdal, la modulation est caractérisée par :

- L'indice de modulation : $m = f_p/f$
- Le coefficient de réglage en tension : $r = U_r / U_p$

Avec

f : Fréquence de référence.

f_p : Fréquence de la porteuse.

U_r : L'amplitude de référence.

U_p : La valeur crête de la porteuse.

L'augmentation de l'indice m , permet de repousser les harmonique d'ordre bas vers des fréquences élevées, ce qui permet la réduction des pertes dans la machine, mais élève les pertes liées a la commutation dans l'onduleur [9].

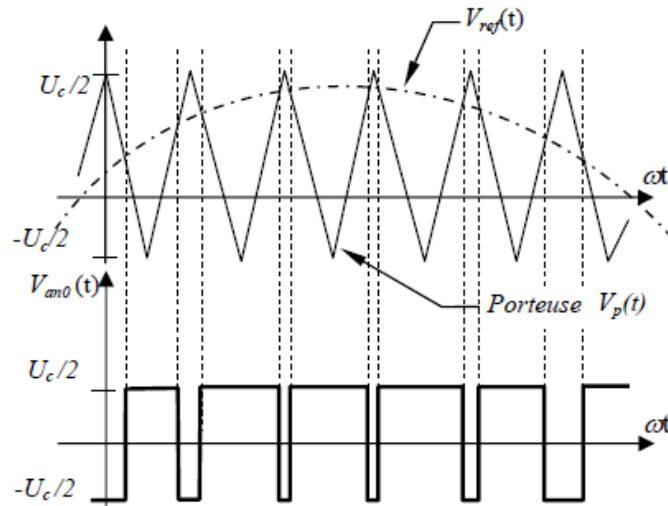


Figure (I.5) : Principe de la MLI naturelle

b) MLI régulière symétrique

Les commandes des interrupteurs du convertisseur sont définies à l'aide d'un algorithme comportant uniquement des expressions algébriques, directement adaptables à un système numérique de contrôle. Le principe montré dans la figure(I.6), consiste à découper chacune des trois tensions sinusoïdales de référence qu'on souhaite imposer (onde modulante) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de l'onde triangulaire, déterminant les impulsions de commande de l'onduleur [10].

En fait, la valeur moyenne de la tension de sortie est imposée pendant chaque période de commutation, dont la référence est obtenue par la discrétisation de l'onde modulante.

Il est possible d'observer dans la Figure(I.6) que les créneaux d'impulsions générés sont centrés autour de tous les sommets de la porteuse [10].

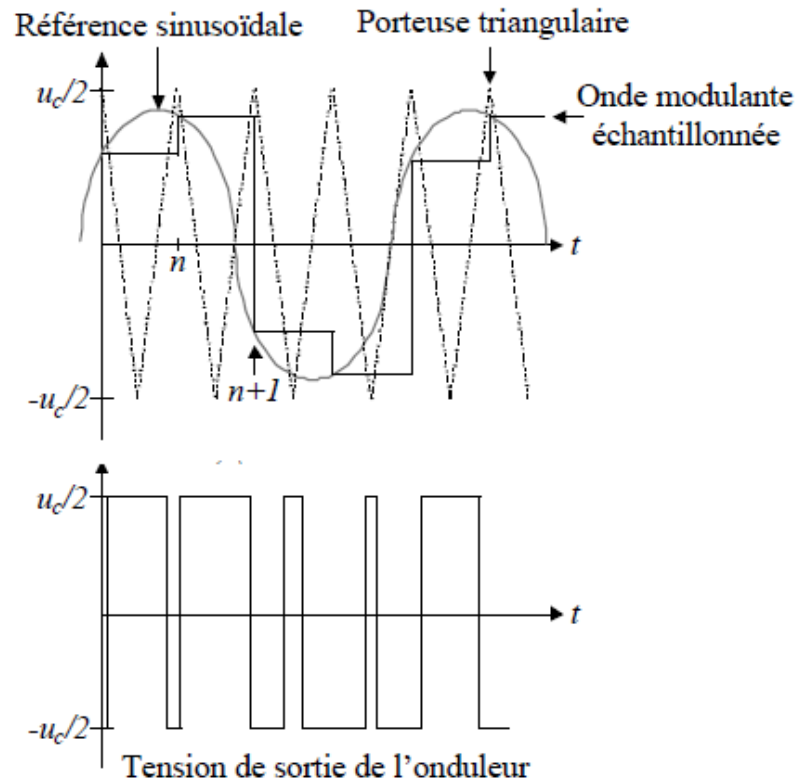
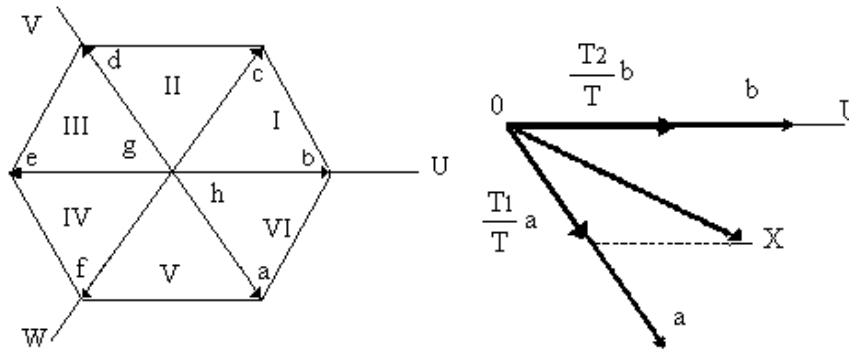


Figure (I.6) : Principe de la MLI symétrique

c) Commande MLI Vectorielle

La MLI vectorielle est une stratégie de référence. Son principe est la poursuite du vecteur tension. A chaque période de modulation, l'algorithme de commande fournit les tensions triphasées qu'il faut appliquer à un moteur ou à une charge triphasée quelconque. Ces tensions peuvent s'exprimer dans un repère diphasé orthogonal fixe par rapport au stator de la machine, voir figure(I.7). Il existe une combinaison de deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutations de l'onduleur permettant d'obtenir le vecteur de tension de commande. Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques. [11].



Figure(I.7) : Vecteur tension d'un onduleur

d) Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, est le principal atout de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, les fréquences situées dans le haut de cette bande se maîtrisent difficilement à cause des fréquences de commutation [12].

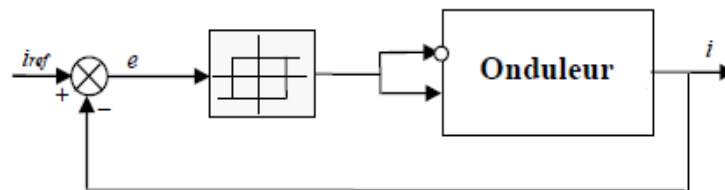


Figure (I.8) : Schéma de commande par hystérésis

V. Chaîne de propulsion

V.1. Moteurs de propulsion

Dans le domaine de la propulsion électrique, différents types des moteurs a structures classiques associées aux convertisseurs statiques ont été utilisés. Le moteur à courant continu associé à son redresseur, est une solution pratiquement abandonnée dans la propulsion marine.

Par contre, les moteurs synchrones a excitation, associées aux synchro-convertisseurs

(Commutateurs de courants), et les moteurs asynchrone sont à ce jour, les plus utilisés dans la propulsion marine.

Dans la propulsion par POD, afin d'améliorer le rendement hydrodynamique un faible diamètre de «bulbe» est nécessaire. Cela conduit à des exigences d'un couple volumique et massique de plus en plus important des moteurs électriques. Afin d'améliorer la puissance spécifique des machines électriques, deux approches ont été adoptées par les chercheurs. L'une consiste à introduire des nouvelles topologies de machines (moteurs à flux transverse, à flux axial, moteurs supraconducteurs...). L'autre approche consiste à améliorer les performances de certains moteurs électriques à structures déjà éprouvées telles que les machines à aimants permanents et asynchrones à cage d'écurie [1].

a) Moteur à courant continu

Pendant la deuxième guerre mondiale les Etats-Unis construisent plus de 300 navires de guerre de surface et des pétroliers en turbo ou diesel-électrique.

Durant cette période ils ont utilisés le redresseur associé à un moteur à courant continu.

Cette solution n'est pratiquement plus utilisée de nos jours. Elle est limitée en puissance de l'ordre de 5 MW. Compte tenu des limitations en tension et en courant dues à la commutation et pose des problèmes de maintenance, dus à l'usure du collecteur et des balais et à l'encrassement pouvant conduire à un flash au collecteur [14].

b) Moteur synchrone

Auparavant, on avait utilisé des moteurs synchrones à rotor bobiné, nécessitant des bagues collectrices pour l'alimenter à travers un hacheur ou un redresseur. Dans ces premières réalisations, on a utilisé des convertisseurs triphasés à commutation naturelle pilotés par la position rotorique, d'où leur nom de moteurs synchrones autopilotés. [14]

Puis, au début du 21^{ème} siècle, le moteur synchrone à aimant permanent semble promis à un bel avenir. Grâce aux aimants permanents qui produisent une densité magnétique élevée, on peut construire des moteurs synchrones plus compacts et plus légers que des moteurs asynchrones, mais malheureusement ils sont limités à de faibles puissances [14].

c) Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'industrie. Il est peu coûteux, on le fabrique en grande série. Il est robuste, dispose d'une puissance massique assez élevée et son entretien est très limité. Son fonctionnement ne génère pas d'étincelles à la différence d'un moteur à courant continu [15].

Il a longtemps été fortement concurrencé par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance, où elle est utilisée aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils).

Son exploitation à vitesse variable nécessite l'emploi d'un onduleur dont la fonction est de gérer les échanges entre l'alimentation et la machine.

Son électronique est relativement chère et nécessite une tension d'alimentation élevée afin de faciliter la fabrication du moteur et réduire les pertes dans l'onduleur.

V.2. Hélice

L'hélice est composée des plusieurs pales formant un cercle. Grâce à la forme de ces pales, l'hélice peut déplacer de l'eau, de l'air ou plus généralement un fluide. Elle peut donc faire avancer le véhicule qu'elle équipe ou alors propulser le fluide de l'autre côté de l'hélice comme un ventilateur par exemple.

Les hélices sont utilisées pour les avions, pour les bateaux, mais aussi pour mesurer la vitesse de l'air ou de l'eau ou encore pour ventiler. Suivant les besoins, elle peut avoir de 2 à 9 pales.

L'hélice choisie pour le bateau est constituée de 3 pales. Son diamètre est de 50 cm. Les hélices de cette taille sont généralement choisies pour des bateaux de pêcheurs développant plusieurs dizaines de chevaux. En comparaison, à la force humaine, ne développera pas plus d'un cheval. Mais plus une hélice est grande et plus le bateau avance vite. Le bateau de Jean-Gabriel avancera donc vite sans perdre beaucoup d'énergie. Il faut beaucoup d'énergie pour faire avancer le bateau [16].

V.3. Commande de la chaîne de propulsion

Afin de faire fonctionner les machines synchrone et Asynchrone dans des plages de vitesse variable, plusieurs stratégies de commande peuvent être envisagées pour permettre de

conserver les performances fixées à l'avance même en présence de perturbations et de variations paramétriques.

Généralement, on trouve trois types de commandes :

- Commande scalaire
- Commande vectorielle
- Commande directe du couple

a) Commande scalaire

Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur les grandeurs telles que la tension ou la fréquence. Les principes mis en place pour ce type de commande ne contrôlent pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques. Par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable [11].

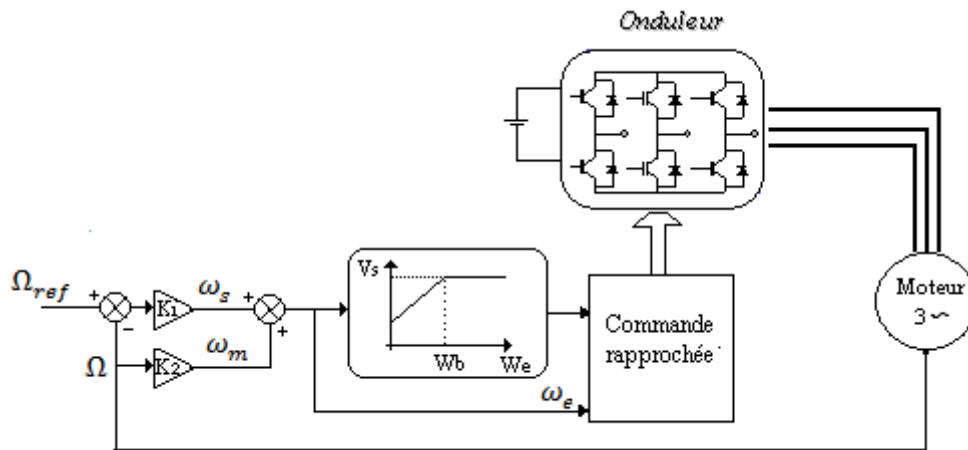


Figure (I.9) : Principe de base de la commande scalaire

b) Commande vectorielle

Initialement appliquée à la machine Asynchrone, elle a été rapidement étendue à la machine synchrone. Le but de ce type de commande est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continu à partir d'un dispositif alimenté uniquement au stator, à flux constant, obtenir une dynamique de couple équivalente à celle du courant et enfin un contrôle précis du couple jusqu'à vitesse nulle [11].

Cependant, il existe plusieurs variantes de commande vectorielle, suivant l'orientation du flux statorique ou rotorique et suivant l'alimentation en courant ou en tension et enfin pour la machine Asynchrone il existe la commande vectorielle direct ou indirect.

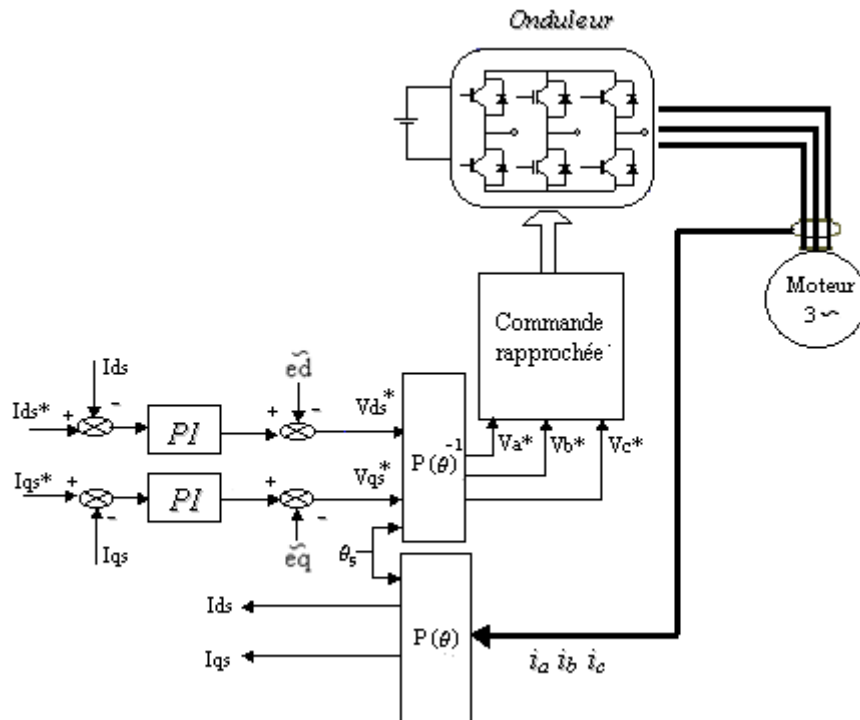


Figure (I.10) : Principe de base de la commande vectorielle des machines AC

c) Commande directe du couple

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [17].

Appliquer au tout début à la machine à induction, la commande directe du couple s'applique également aux machines synchrones à aimants permanents ou une extension de la commande à la zone de champs affaiblissant peut être effectuée [11].

En comparaison avec la commande vectorielle à orientation du flux rotorique, nous constatons que la modulation de largeur d'impulsions (MLI) constitue le noyau de cette commande. Par conséquent, cela permet d'obtenir de grande dynamiques sur le couple car il n'y aura plus la contrainte de moyen-âge des tensions de commande à chaque période

d'échantillonnage. De plus cette stratégie de commande présente une insensibilité aux variations des paramètres rotorique. [11]

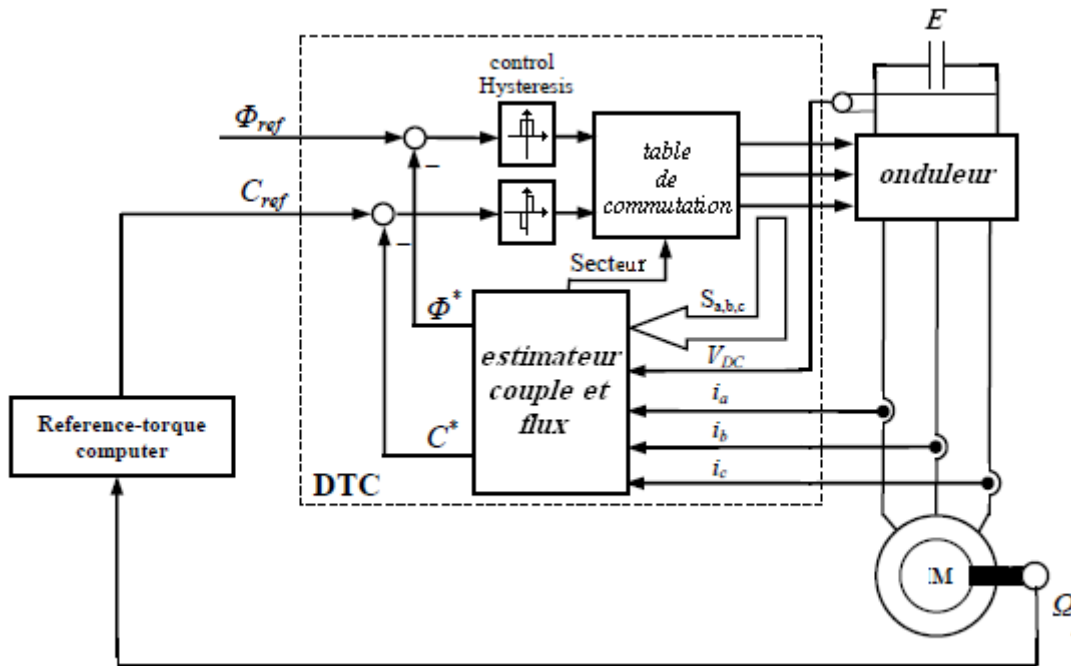


Figure (I.11) : principe de la DTC des machines triphasées

La figure(I.11) présente un schéma simplifié du système de commande. On peut comprendre le fonctionnement général du système en suivant les signaux d'entrée et de sortie des différents blocs. Notamment, la boîte sélecteur émet les signaux logiques au convertisseur indiquant, à tout instant, lesquels des interrupteurs doivent être fermés.

VI. Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons effectué une présentation des différents éléments et commandes constituant une chaîne de production d'énergie embarquée appliquée à la propulsion marine. En commençant par la description de celle ci. Ensuite, on a donné les différentes technologies utilisées et différente commande rapprochées.

I. Introduction

Avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable d'analyser le processus à contrôler d'établir une modélisation adaptée.

Dans ce chapitre nous aborderons la modélisation d'une chaîne de production (moteur diesel associé à un alternateur synchrone), et d'une chaîne de conversion (redresseur et onduleur de tension), ainsi la modélisation de la chaîne de propulsion (moteur asynchrone).

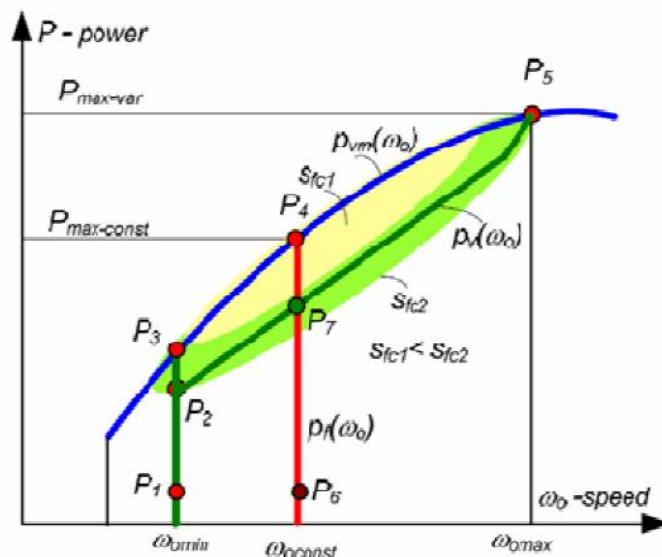
II. Modélisation de la chaîne de production d'énergie électrique

II.1. Modélisation du moteur diesel

Typiquement la vitesse d'un moteur diesel associé à un générateur synchrone à quatre pôles est 1500 tr/min (157.08 rd/s) pour un réseau 50 Hz et 1800 tr/min (188.49 rd/s) pour un réseau 60 Hz .

Toutes les études qui ont été déjà menées sur le moteur diesel à vitesse variable ont montré que la consommation de diesel est optimisée et réduite par rapport au moteur diesel fonctionnant à vitesse fixe [13].

La Figure (II.1) montre le fonctionnement du moteur diesel dans les cas du moteur à vitesse fixe et à vitesse variable.



Figure(II.1) Moteur diesel en tant que source de vitesse

On montre l'évolution de la puissance maximum disponible $p_{vm}(\omega_0)$ en fonction de la vitesse de rotation du générateur électrique.

Si le moteur diesel est à vitesse fixe, alors la puissance fournie $p_f(\omega_0)$ est limitée par la vitesse de synchronisme de la machine électrique. La puissance varie entre les points P6 et P4 (puissance maximum).

Si le moteur est à vitesse variable alors la puissance disponible $p_{vm}(\omega_0)$ varie entre P1 et P5 en passant par P2 et P7.

La différence entre $p_{vm}(\omega_0)$ et $p_v(\omega_0)$ due aux phases transitoires et aux coups de charge doit être la moins importante possible.

L'un des avantages des moteurs diesels fonctionnant à vitesse variable comparés aux moteurs diesels fonctionnant à vitesse fixe est traduit alors par le rapport $\frac{p_5}{p_4}$ qui montre que pour un même moteur diesel, on augmente la puissance fournie si on fait varier la vitesse d'entraînement.

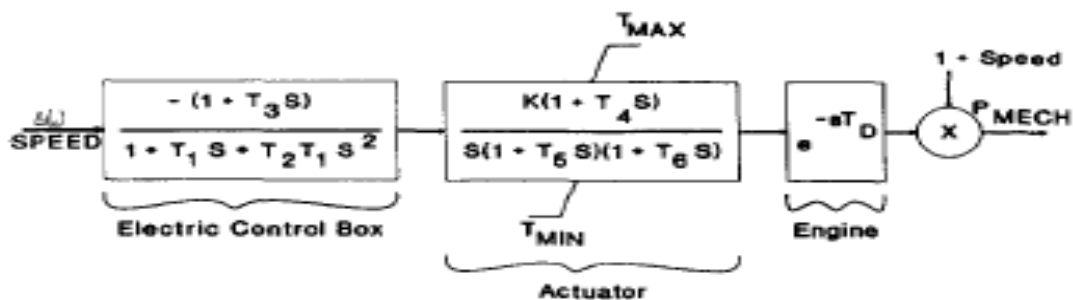
L'amélioration du rendement du moteur diesel est un deuxième avantage en fonctionnant à vitesse variable. Sur la figure(II.1), on note S_{fc1} l'aire correspondant au rendement maximum du moteur diesel c'est-à-dire une consommation minimale de diesel. Cette aire est très proche de la puissance maximum disponible $p_{vm}(\omega_0)$.

S_{fc1} : Quantité de diesel par énergie produite g/KWh .

Si le moteur diesel est à vitesse fixe, alors le point de fonctionnement est entre les points P6 et P7 et ceci engendre plus de consommation de diesel et donc moins de rendement ($S_{fc2} > S_{fc1}$).

Cependant, dans le cas où le moteur diesel tourne à une vitesse variable c'est-à-dire un fonctionnement entre P2 et P5, alors on réduit la consommation du diesel et on améliore le rendement du moteur diesel [13].

Pour la modélisation du moteur diesel on a opté pour le modèle suivant illustré sur la figure (II.2) [18].



Figure(II.2): Modèle de moteur diesel

II.2. machine synchrone

a) Description

Les machines synchrones triphasées sont des convertisseurs électromécaniques qui transforment l'énergie mécanique, fourni par un moteur ou une turbine, en énergie électrique triphasée, dont on sait que le transport et l'utilisation sont plus rationnels et plus rentables.

Un alternateur est une machine synchrone à courant alternatif sans balais qui peut fonctionner en génératrice et fournir du courant au réseau au quel elle est branchée, ou aussi en moteur dont la fréquence est imposée par celle du courant alternatif alimentant l'induit.

L'alternateur fonctionne donc en mode mixte. Il peut être refroidit grâce à l'air passant dans la machine par un ventilateur fixé sur l'arbre de manière à assurer la circulation de l'air [19].

L'alternateur a besoin d'une excitation dont le système est constitué de deux enroulements :

- L'induit de l'excitation et le pont de redresseur sont montés sur l'arbre de l'alternateur et sont électriquement interconnectés avec la roue polaire.
- L'inducteur de l'excitation est alimenté en courant continu par le système de régulation.

b) Structure de l'alternateur

Le générateur synchrone, est une machine tournante qui contient, un inducteur tournant appelé « rotor », et induit statique appelé « stator » qui sont séparés par un entrefer cylindrique. Le stator composé de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace. Ces trois enroulements sont couplés en étoile, ce qui annule la composante homopolaire du courant. Le rotor est constitué de pôles, autour desquels est bobiné l'enroulement inducteur. Cette magnétomotrice est traversé par un courant continu, et donne naissance à une force magnétomotrice le long de l'entrefer. En régime permanent, la vitesse de rotation du rotor est identique à celle du champ tournant créé par le stator, d'où l'appellation « machine synchrone ». Il est constitué aussi de deux enroulements amortisseurs

qui sont la forme de barre en cuivre dont les extrémités, de chaque côté, sont reliées par des conducteurs de faible résistance.

On distingue de deux types de rotors :

- Rotor à pôle saillant conçu pour les machines à faible vitesse périphérique, cette structure correspond au nombre de paire de pôles élevé mais peuvent aussi appliqué lorsque $p = 2$.
- Rotor à pôle lisse au à entrefer constant conçu pour les machines à grande vitesse périphérique, cette structure correspond aux machines bipolaire ou quadripolaire ($P = 1, P = 2$).

L'entrefer : c'est l'espace séparant le rotor du stator, il est supposé constant dans une machine à pôle saillant, il permet de canaliser les lignes de champ magnétique.

Arbre : c'est un organe de transmission du mouvement de rotation. Les paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation [20].

c) Rôle de l'alternateur

Comme toute génératrice, la machine synchrone est utilisée principalement pour la production de l'énergie électrique, en transformant l'énergie mécanique en énergie électrique sous forme de courant alternatif qu'elle peut fournir à une installation autonome ou débiter directement sur un réseau.

La machine synchrone peut jouer le rôle d'un compensateur synchrone en tournant à vide et sa seule fonction est de consommer ou de fournir de la puissance réactive au réseau.

C'est en ajustant le courant d'excitation qu'il est fourni de l'énergie réactive (la machine est surexcitée) ou de la consommation (si la machine est sous excitée). De telles machines sont utilisées notamment pour fournir de l'énergie réactive lorsque le réseau est chargé, et pour absorber l'énergie réactive générée par les lignes lorsque la consommation est faible [19].

d) Constitution de la machine synchrone

Une machine synchrone est constituée de deux parties : une parties tournante appelée rotor et une partie fixe appelée stator.

Nous préférons pour une machine synchrone que l'inducteur soit tournant et l'induit soit fixe pour les raisons suivantes :

- Les tensions élevées et les courants souvent élevés rendent l'excitation par intermédiaire de bagues et balais mauvaise.
- Il est aussi risqué de faire tourner à grande vitesse des circuits où sont engendrées des hautes tensions car il y a risque de courts circuits qui peuvent être nocifs, ils sont généralement dus à l'usure.

Une machine synchrone comporte deux parties séparées par un entrefer :

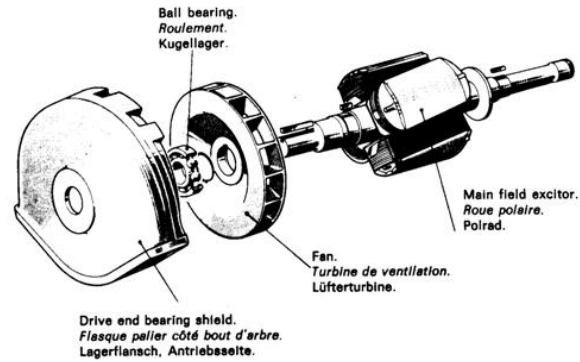
• L'inducteur (le rotor)

C'est la partie tournante (pour des machines de faibles puissances, c'est un aimant permanent), sinon c'est un électroaimant qui, alimenté (excité) en courant continu, génère 'p' paires de pôles sud, nord alternés. Ces pôles portent en générale un bobinage parcouru par un courant magnétisant appelé courant d'excitation. Il existe des rotors à pôles saillants avec un nombre de pôles élevé (c'est pour des machines tournantes à faible vitesse), on a aussi des pôles lisses [19].

« On peut disposer indifféremment les pôles au stator ou au rotor, on choisira de les placer au rotor car :

- Ils sont parcourus par des lignes de champs fixes et peuvent être donc réalisés en matériaux ferromagnétiques massifs donc mécaniquement rigides ; la carcasse qui porte les enroulements (nommée induit), soumise à un flux variable doit être feuilletée pour limiter les pertes d'énergie par courant de Foucault.
- L'énergie qui doit parvenir au bobinage d'excitation portée par les pôles est beaucoup plus faible que celle qu'il faut recueillir aux bornes de l'induit; sont transfert par un système de bagues et de balais pose moins de problèmes (dimension, pertes...etc.)
- Le nombre de ces bagues et balais est plus réduit dans le cas où l'excitation est mobile (deux bagues) que dans le cas où l'induit serait mobile.

Par ailleurs l'isolement des bagues d'alimentation de la roue polaire (pour quelques centaines de volts continus) pose moins de problèmes que l'isolement des bornes de sortie de l'induit (plusieurs dizaines de kilovolts), dans certains cas. » [21].



Figure(II.3): le rotor d'une machine synchrone

- **L'induit (stator)**

C'est la partie fixe, il est constitué de trois enroulements (ou un enroulement si la machine est monophasée), et chaque enroulement comporte N conducteurs actifs, en fonctionnement alternateur, lorsque la roue polaire est entraînée à la vitesse n , les enroulements de l'induit sont le siège de fem induites qui forment un système de tension équilibrées de fréquence $f = n \cdot P$. (p nombre de paire de pôles) [19].

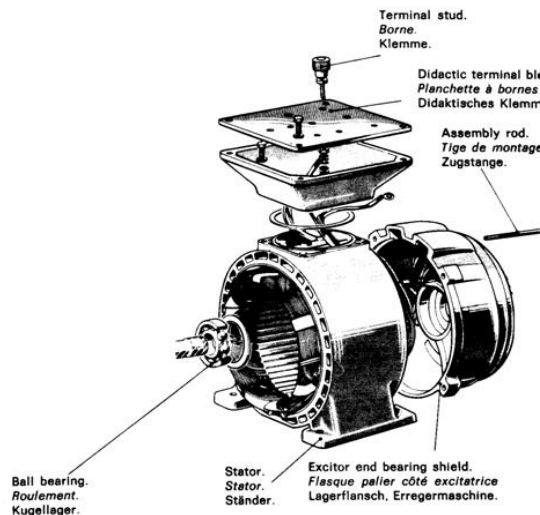
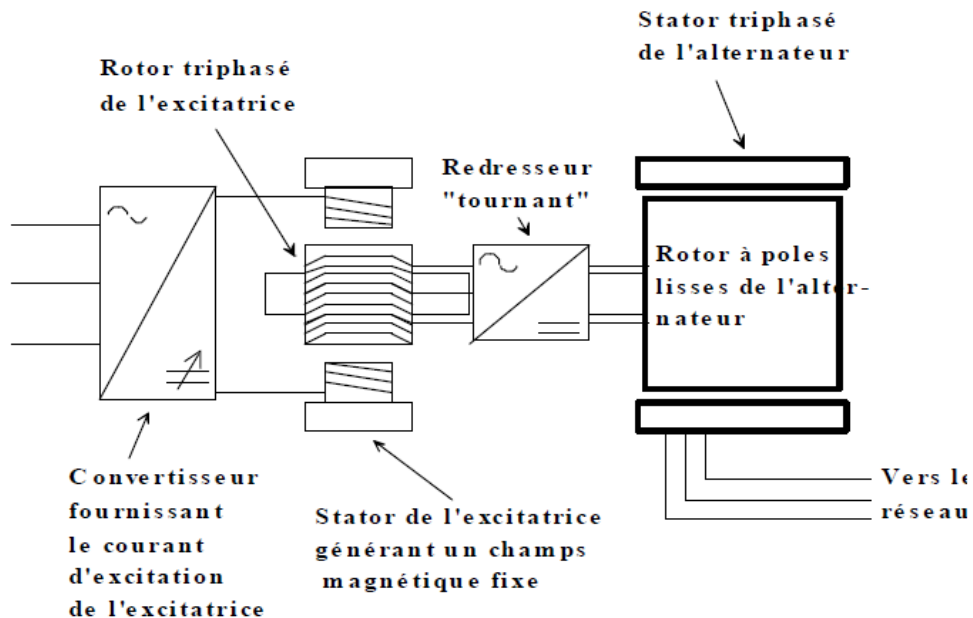


Figure (II. 4): le stator d'une machine synchrone**e) Excitation des alternateurs de forte puissance**

Les puissances d'excitation des alternateurs de forte puissance sont telles (plusieurs mégawatts) qu'il est intéressant d'utiliser la puissance mécanique disponible sur l'arbre pour fournir le courant d'excitation. On utilise alors un système d'excitation monté sur le même arbre que le rotor de l'alternateur. De plus, il est alors possible de supprimer les contacts glissants nécessaires à l'alimentation de l'excitation :

**Figure(II.5):** Excitatrice de la machine

L'excitatrice est en fait un alternateur inversé où le circuit d'excitation est placé sur le stator. Le rotor comporte un système d'enroulement triphasé dont les courants sont redressés afin d'alimenter l'inducteur de l'alternateur [5].

II.3. Mise en équation de la machine synchrone

L'inducteur excité par un courant continu est entraîné à la vitesse angulaire constante Ω (vitesse de synchronisme), le champ tournant correspondant créé dans les enroulements

d'induit des fem dites induites de pulsation égale à la vitesse de rotation multipliée par le nombre de paires de pôles de la machine. $\omega = P\Omega$

Quant on branche un récepteur triphasé aux bornes de l'induit, les trois phases de celui-ci débitent un système triphasé de courant de même pulsation ω , que les fem qui les produisent, la machine fonction alors en alternateur.

La machine que nous allons étudier est bipolaire, constitué d'un stator composé de trois bobinages déphasé de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace, et d'un rotor bobiné modéliser par deux enroulements, l'un placer suivant l'axe d et l'autre suivant l'axe q.

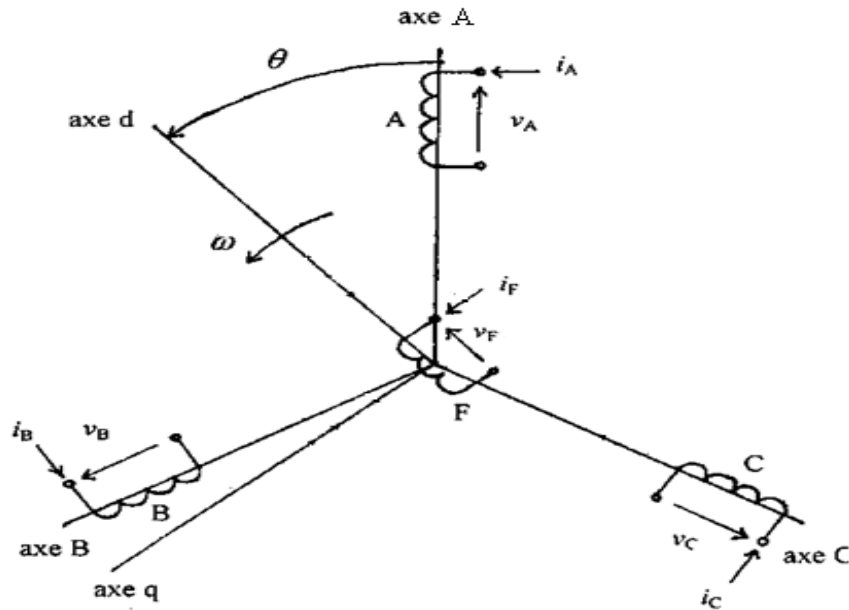
II.3.1. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [22] [23].

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements.
- L'effet d'encochage est négligé.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui implique que les courants de Foucault sont négligeables.



Figure(II.6): Représentation symbolique de la machine

II.3.2. Equations générales

Les équations électriques générales de la machine synchrone dans le référentiel lié au stator, s'expriment de la manière suivante.

$$\begin{cases} V_A = R_S I_A + \frac{d\phi_A}{dt} \\ V_B = R_S I_B + \frac{d\phi_B}{dt} \\ V_C = R_S I_C + \frac{d\phi_C}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ainsi l'équation lié au rotor, c'est l'équation d'excitation de la machine :

$$V_F = R_f I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Les équations magnétiques de la machine s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} \phi_A = L_A I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + M_{AF} I_f \\ \phi_B = M_{BA} I_A + L_B I_B + M_{BC} I_C + M_{BF} I_f \\ \phi_C = M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + L_C I_C + M_{CF} I_f \\ \phi_f = M_{FA} I_A + M_{FB} I_B + M_{FC} I_C + L_f I_f \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Sachant que, les inductances propres et mutuelles relatives au stator, ainsi que les inductances mutuelles entre stator et rotor sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} L_A = L_{S0} + L_{S2} \cos(2\theta) \\ L_B = L_{S0} + L_{S2} \cos\left[2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ L_C = L_{S0} + L_{S2} \cos\left[2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} M_{AB} = M_{S0} + L_{S2} \cos\left[2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \\ M_{BC} = M_{S0} + L_{S2} \cos 2\theta \\ M_{AC} = M_{S0} + L_{S2} \cos\left[2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} M_{AF} = M_{FS} \cos \theta \\ M_{BF} = M_{FS} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{CF} = M_{FS} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Ces inductances propres et mutuelles sont la somme d'un terme constant et d'un harmonique d'ordre 2.

Dans notre étude on s'intéresse à une machine synchrone à pôles lisses.

II.3.3. Machine synchrone à pôles lisses

Sachant que la machine est entraînée à une vitesse constante, et en négligeant les amortisseurs, en aboutir aux équations suivantes :

$$\begin{cases} L_A = L_B = L_C = L_{S0} \\ M_{AB} = M_{BC} = M_{AC} = M_{S0} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} M_{AF} = M_{FS} \cos\theta \\ M_{BF} = M_{FS} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{CF} = M_{FS} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Et les inductances propres et mutuelles relatives au rotor ne dépendent pas du type de la M.S., elles sont constantes (à cause du caractère cylindrique de la surface rotorique).

En mettant les équations (II.1), (II.2) et (II.3) sous forme compacte et en posant :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} ; [V_R] = \begin{bmatrix} V_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [I_S] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} ; [I_R] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[R_S] = R_S \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; [R_R] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{AB} & L_B & M_{BC} \\ M_{AC} & M_{BC} & L_C \end{bmatrix} ; [M_{SR}] = \begin{bmatrix} M_{AF} & 0 & 0 \\ M_{BF} & 0 & 0 \\ M_{CF} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[M_{RS}] = [M_{SR}]^t ; [L_{RR}] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où :

$[V_S], [V_R]$: Sous vecteurs des tensions du stator et du rotor.

$[I_S], [I_R]$: Sous vecteurs des courants du stator et du rotor.

$[R_S], [R_R]$: Sous matrices des résistances du stator et du rotor.

$[L_{SS}], [L_{RR}]$: Sous matrices des inductances du stator et du rotor.

$[M_{SR}], [M_{RS}]$: Sous matrices des mutuelles stator rotor et rotor stator.

Ce qui donne :

$$[V_S] = [R_S] [I_S] + \frac{d}{dt} \{ [L_{SS}] [I_S] + [M_{SR}] [I_R] \} \quad (\text{II.13})$$

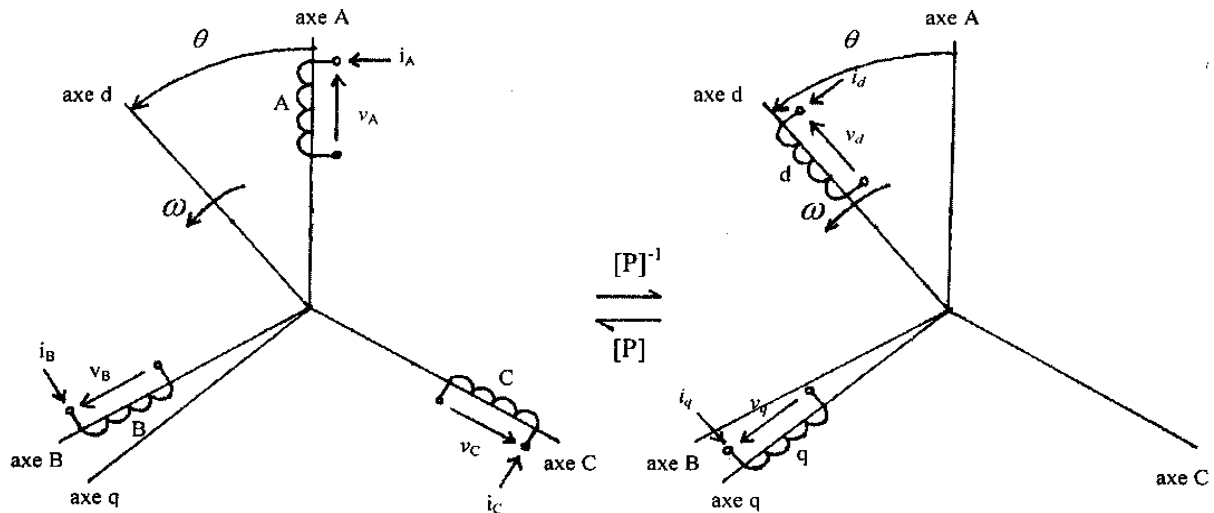
$$[V_R] = [R_R] [I_R] + \frac{d}{dt} \{ [L_{RS}] [I_S] + [M_{RR}] [I_R] \} \quad (\text{II.14})$$

Pour simplifier ces équations en fait appel à la transformation de PARK.

II.3.4. Application de la transformation de PARK

a) Transformation de PARK

En terme physique, la transformation de PARK est interprétée comme la substitution aux enroulements (A, B, C) dont les conducteurs et les axes magnétiques sont immobiles par rapport au stator, de deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires du rotor et tourne avec lui.



Figure(II.7): Représentation de la machine dans le repère (d, q)

L'application de la transformation de PARK à la machine synchrone à rotor bobiné, correspond à une transformation de trois bobines (statoriques et rotoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de flux, de couple et de courant ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [23].

La matrice de Park s'écrit comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Le passage des grandeurs réelles liées au référentiel statorique X_{ABC} aux grandeurs fictives, liées au référentiel de PARK X_{dq0} , correspond aux courants, tensions et flux définis par la transformation tel que :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Ainsi la matrice inverse de PARK s'écrit comme suit :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ de cette transformation normalisée est choisi comme une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété ($A^t = A^{-1}$).

b) Application

En appliquant la transformation de Park au système d'équation précédent, on obtient :

- Equations magnétiques et électriques simplifiées

$$[V_S] = [P(\theta)] [V_{CS}] ; [I_S] = [P(\theta)] [I_{CS}] \quad (\text{II.19})$$

En appliquant ce changement de variable au système d'équations et en pré multipliant par $[P(\theta)]^{-1}$ la première relation, il vient :

$$[V_S] = [R_S][I_S] + [P(\theta)]^{-1} \left[\frac{d}{dt} \{ [L_{SS}][P(\theta)][I_S] + [M_{SR}] [I_R] \} \right] \quad (\text{II.20})$$

$$[V_R] = [R_R] [I_R] + \frac{d}{dt} \{ [M_{RS}][P(\theta)][I_{CS}] \} + [L_{RR}] \left\{ \frac{d}{dt} [I_R] \right\} \quad (\text{II.21})$$

En indiquant par P l'opérateur dérivation $\frac{d}{dt}$ et en remarquant que : $\frac{d\theta}{dt}$ est la vitesse angulaire ω du rotor, on obtient - après calcul - l'équation matricielle générale suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + L_d P & -L_q \omega & M_f P \\ -L_d \omega & R_S + L_q P & M_f \omega \\ M_f P & 0 & R_f + L_d P \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec

$$\begin{cases} L_d = L_{S0} - M_{S0} + \frac{3}{2} L_{S2} \\ L_q = L_{S0} - M_{S0} - \frac{3}{2} L_{S2} \\ M_f = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{fS} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

A partir de l'équation matricielle (II.21), on écrit les équations magnétiques et électriques simplifiées suivantes :

$$\begin{cases} \begin{cases} \phi_d = L_d I_d + M_f I_f \\ \phi_q = L_q I_q \\ \phi_f = L_f I_f + M_f I_d \end{cases} \\ \begin{cases} V_d = R_S I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_S I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \\ V_f = R_f I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Où :

V_d, V_q, I_d, I_q et ϕ_d, ϕ_q : Composantes fictives des tensions, courants et flux statoriques.

$V_A, V_B, V_C, I_A, I_B, I_C$ et ϕ_A, ϕ_B, ϕ_C : Composantes réelles des tensions, courants et flux statorique.

Et sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \end{bmatrix} + P \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_f \\ 0 & L_q & 0 \\ M_f & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Dans le système (II.25) on distingue donc :

- Les f.e.m dues aux variations des flux ($\frac{d\Phi_d}{dt}$, $\frac{d\Phi_q}{dt}$ et $\frac{d\Phi_f}{dt}$) qui n'apparaissent qu'au régime transitoire.
- Les f.e.m dues à la rotation ($w\Phi_d$ et $w\Phi_q$) qui constituent les termes de couplage entre les axes.

II. 3.5. Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II.27})$$

Avec :

Ω : La vitesse mécanique du rotor

J : L'inertie totale du système

C : Le couple résistant

f : Le coefficient de frottement visqueux

C_{em} : Le couple électromagnétique

II.3.6. La puissance absorbée

$$P_a = \Omega C_{em} + U_e I_e$$

$$P_a = 2 P N_s C_{em} + U_e I_e \quad (\text{II.28})$$

Ω : Pulsation de rotation en rad/s

N_s : Vitesse en tr/min

C_{em} : Couple utile sur l'arbre en N.m

P : Nombre de paire de pôles

U_e : La tension d'excitation

I_e : Le courant d'excitation

L'expression de la puissance dans le repère (d, q) s'écrit comme suit :

$$P_{ABC} = (V_d I_d - V_q I_q) \quad (\text{II.29})$$

Si on remplace les tensions V_d et V_q par leur expressions, on obtient :

$$P_{ABC} = R(I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \omega(\phi_d I_d - \phi_q I_q) \quad (\text{II.30})$$

$$P_{ABC} = P_j + P_{el} + P_m \quad (\text{II.31})$$

Tel que :

P_j : Puissance due aux pertes joule dans les bobinages.

P_{el} : Puissance emmagasine sous forme d'énergie électromagnétique.

P_m : Puissance mécanique transmise au rotor.

II.3.7. Expression du couple électromagnétique

Le couple et donne par :

$$C_{em} = \frac{P}{\Omega} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant la puissance mécanique et les flux par leur expression on obtient :

$$C_{em} = P(\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (\text{II.33})$$

$$C_{em} = P(L_d - L_q) I_d I_q \quad (\text{II.34})$$

Les équations I_d , I_q et w :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_S I_d + \omega L_q I_q) \quad (\text{II.35})$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_q - R_S I_q - \omega L_q L_q) \quad (\text{II.36})$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r - f\omega) \quad (\text{II.37})$$

II.4. Fonctionnement en alternateur

II.4.1. Conventions de signes

En alternateur, pour que la puissance débitée $v_A i_A + v_B i_B + v_C i_C$, ait une valeur moyenne positive, il faut inverser le sens pris comme positif pour les tensions ou pour les courants statoriques.

L'inversion du sens pris pour les courants apparaît logiques, les courants sont débités et non plus absorbés. Mais cette inversion entraînerait celle des flux créés par ces courants et par là affecterait beaucoup de signes. [23]

Donc, il est plus commode d'inverser le sens des tensions statoriques. On remplace

$$V_A, V_B \text{ et } V_C \text{ par } -V_A, -V_B \text{ et } -V_C$$

$$V_d \text{ et } V_q \text{ par } -V_d \text{ et } -V_q$$

$$C_{em} \text{ par } -C_{em} \text{ appelé couple électromagnétique de freinage.}$$

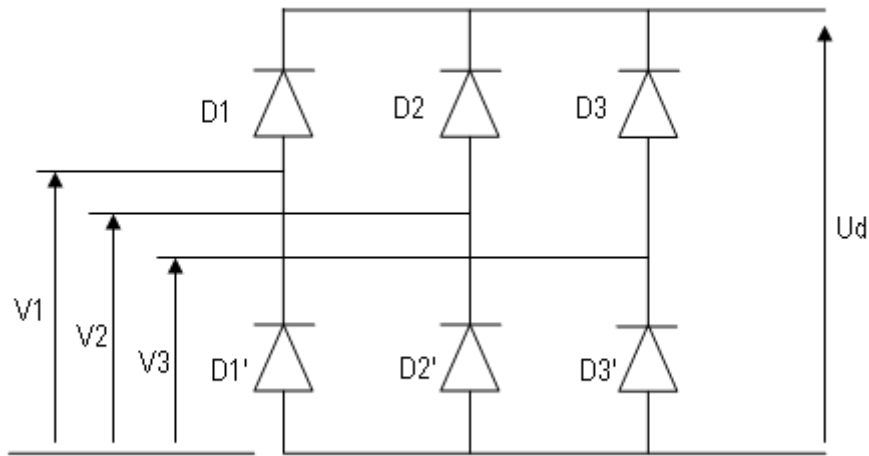
III. Modélisation de la chaîne de conversion d'énergie

III.1. Modélisation du redresseur et du filtre électrique

a) Le redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique qui assure la conversion alternative – continue, il permet d'alimenter en courant continu le récepteur branché à sa sortie.

Le schéma d'un pont redresseur est donné par la figure (II-8)



Figure(II.8): Redresseur à diodes

Les diodes sont supposées parfaites, elles fonctionnent à commutation instantanée et la tension à leurs bornes lorsqu'elles conduisent est nulle [24].

Si l'effet de l'empîement est négligé, la valeur maximale instantanée de la tension redressée peut être exprimée comme suit :

$$U_d(t) = \max [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (\text{II.38})$$

En alimentant le redresseur avec trois tensions triphasées équilibrées $V_1(t), V_2(t), V_3(t)$

Telle que :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sqrt{2} V \cos(\omega t) \\ V_2(t) = \sqrt{2} V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = \sqrt{2} V \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (\text{II.40})$$

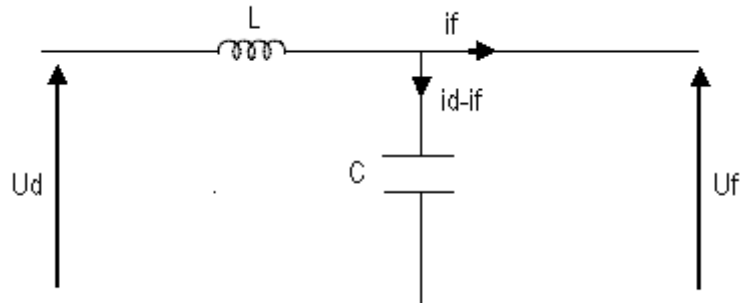
Avec :

U_{dmoy} : Tension moyenne redressée.

V_{max} : Valeur maximale de la tension du réseau.

b) Le filtre

Le filtre permet de maintenir une tension continue avec un faible taux d'ondulation aux bornes de l'onduleur figure (II-9).



Figure(II.9): Filtre LC

Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d = L \frac{d}{dt} i_d + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

U_d : Tension redressée.

U_f : Tension à l'entrée de l'onduleur.

III.2. Modélisation de l'onduleur

La modélisation est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif, elle consiste à décrire mathématiquement un processus technique d'un système à étudier.

III.2.1. Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative. Comme un pont redresseur à thyristors,

un onduleur est réversible, il permet le transfert de puissance de l'alternatif vers le continu. Mais le sens normal de transfert est du continu vers l'alternatif, comme c'est de l'alternatif vers le continu pour un redresseur [9].

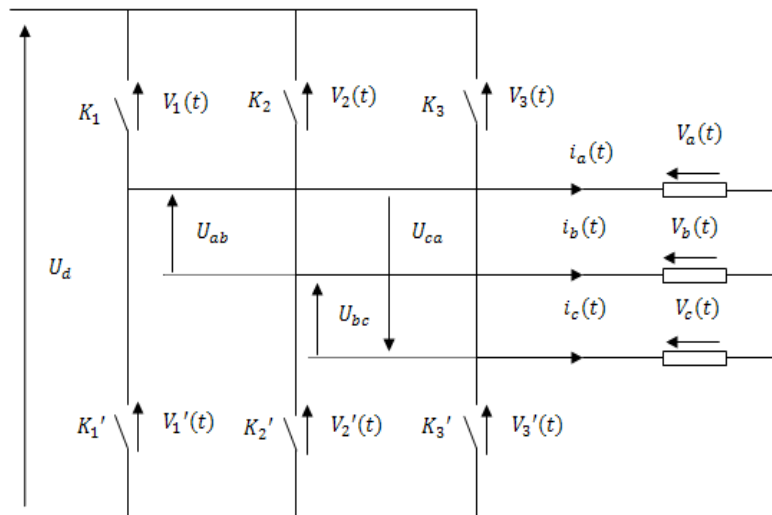
On distingue deux grands types d'onduleurs :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue,
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

a) Onduleur de tension

Comme le montre la figure ci-dessous, l'onduleur utilisé dans ce système est un onduleur de tension triphasé à six interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture ; ce sont des transistors de type IGBT auxquels sont placés des diodes en antiparallèle. L'onduleur est alors constitué de trois bras, dont les deux interrupteurs de chaque bras conduisent de manière complémentaire. Les séquences de commutation des interrupteurs sont fonction de la commande à utiliser (commande en pleine onde, commande en MLI « **M**odulation de **L**argeur d'**I**mpulsion ») [9].

La structure de l'onduleur de tension est représentée en figure (II.10).



Figure(II.10): Schéma représentatif d'un onduleur de tension triphasé

b) Modèle de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé. [9]

En s'appuyant sur ces hypothèses, on aboutit au schéma simplifié de la figure (II.11).

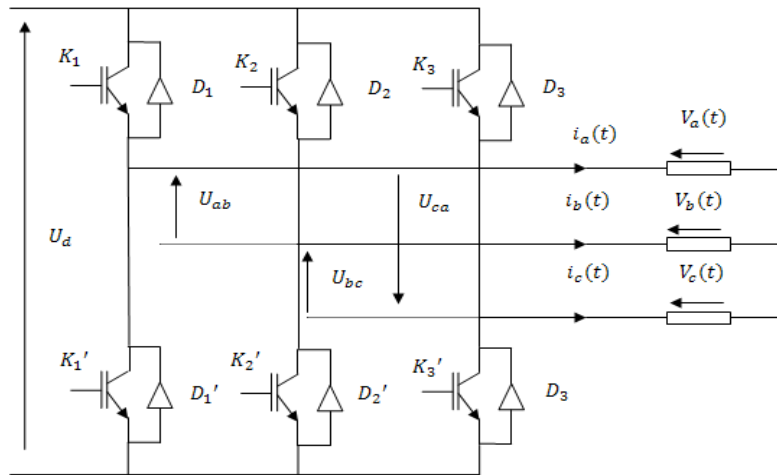


Figure (II.11) : Modèle simplifié de l'onduleur triphasé.

$V_a(t), V_b(t), V_c(t)$: Les tensions simples délivrées par l'onduleur.

$U_{ab}(t), U_{bc}(t), U_{ca}(t)$: Les tensions composées délivrées par l'onduleur.

Les équations des tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

D'autre part, on a les relations entre les tensions simples et les tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

L'hypothèse d'un système de tension équilibré implique :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.44})$$

Les interrupteurs $K_j, K'_j (j = 1,2,3)$ sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant.

On associe à chaque bras de l'onduleur une fonction logique $F_j (j = 1, 2, 3)$ correspondant aux signaux de commande des interrupteurs.

$F_j (j = 1, 2, 3)$ est définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad (j = 1,2,3) \quad (\text{II.45})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_1 = 1 \Rightarrow V_a = 0 \\ \text{si } F_2 = 0 \Rightarrow V_a = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_a = -(F_1 - 1)U_f \quad (\text{II.46})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_2 = 1 \Rightarrow V_b = 0 \\ \text{si } F_3 = 0 \Rightarrow V_b = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_b = -(F_2 - 1)U_f \quad (\text{II.47})$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_3 = 1 \Rightarrow V_c = 0 \\ \text{si } F_1 = 0 \Rightarrow V_c = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_c = -(F_3 - 1)U_f \quad (\text{II.48})$$

Exprimons les tensions composées en fonction des états logiques des interrupteurs :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_c - V_a \Rightarrow U_{ab} = (F_1 - F_2)U_f \\ U_{bc} = V_c - V_b \Rightarrow U_{bc} = (F_2 - F_3)U_f \\ U_{ca} = V_a - V_c \Rightarrow U_{ca} = (F_3 - F_1)U_f \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Ce qui donne la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

L'expression (II-43) sous forme matricielle s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

En remplaçant (II-50) dans (II-51), on aura le système matriciel (II-52) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_f \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

III.2.2. Commande d'un onduleur par MLI

Il s'agit d'un mode de commande particulier des onduleurs. Son principe est basé sur le découpage d'une tension $v(t)$, par action sur les commutateurs de l'onduleur, en plusieurs créneaux de largeurs différentes (**Modulation de Largeur d'Impulsions**). L'opération a un double but :

- Modifier le contenu harmonique de la tension en conservant sa période, de façon à repousser ses harmoniques vers les rangs élevés, ainsi le filtrage de la tension se trouvera facilité ;
- Permettre le réglage de la valeur efficace du fondamental de la tension $v(t)$, c'est indispensable dans le cas où l'on veut faire fonctionner à flux constant un moteur à vitesse variable [25].

➤ Types de commande en MLI

Un nombre important de stratégie de commande en MLI, suivant le choix des instants de commutations des interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, existe et repose sur un compromis entre :

- Un spectre d'harmoniques minimal,
- Une plage de variation maximale de l'amplitude de la sortie,
- Une facilité d'implantation et de mise au point,
- Un coût abordable,
- Une facilité de réglage d'amplitude et de la fréquence des ondes de sortie.

a) MLI sinus-triangle (naturelle)

La MLI sinus-triangle se réalise par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence sinusoïdale) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la fréquence de la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées d'un angle égal à $\frac{2\pi}{3}$ rad.

b) Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

Dans le cas d'une MLI à référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande.

- L'indice de modulation "m" : égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_o} \quad (\text{II.53})$$

- Le coefficient de réglage de tension "r" : égal au rapport d'amplitude de la tension de référence sur l'amplitude de la porteuse.

$$r = \frac{V_o}{V_p} \quad (\text{II.54})$$

La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur est donnée par la relation suivante :

$$V_{max} = r \cdot \frac{U_f}{2} \quad (\text{II.55})$$

IV. Etude de la chaîne de propulsion**IV.1. Machine Asynchrone triphasée**

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logées trois enroulements identiques, à p paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique de $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes.

La structure électrique du rotor peut être réalisée, soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné) raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents ; soit par une cage conductrice intégrée au tôles ferromagnétique (rotor à cage d'écureuil).

IV.2. Principe de fonctionnement

Le champ tournant issu des bobines du stator va induire des courants dans le bobinage rotorique (ou bien à cage). L'interaction de ces courants et du champ magnétique tournant crée un couple moteur qui provoque la rotation du rotor à une vitesse légèrement inférieure à celle du champ tournant, on dit qu'il y a glissement [26]. Le glissement (g_m) est la différence relative des deux vitesses définie par :

$$g_m = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.56})$$

Avec :

ω_s : La vitesse de rotation angulaire du stator (vitesse de synchronisme) en rd/s

ω_r : La vitesse de rotation angulaire du rotor en rd/s

La fréquence du courant rotorique est donnée par l'équation :

$$f_r = g_m \cdot f_s \quad (\text{II.57})$$

f_s : La fréquence du courant statorique.

IV.3. Hypothèses de travail

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et la mise en équation, les hypothèses généralement admises sont:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une *f.m.m* sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Régime non saturé, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligés.
- Le régime homopolaire est nul. [27]

IV.4. Mise en équation de la machine Asynchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine asynchrone idéal sur la figure (II.12)

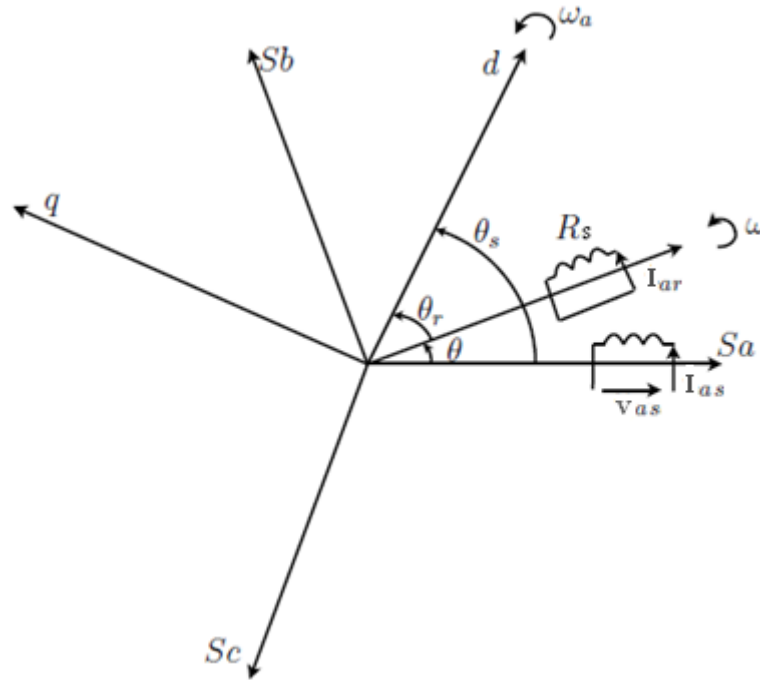
Les trois enroulements identiques du stator et du rotor sont respectivement décalés dans l'espace d'un angle de 120° .

On désigne par :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse de rotation angulaire des champs tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: La vitesse de rotation angulaire du rotor.

$\omega = \omega_s - \omega_r$: La vitesse angulaire électrique.



Figure(II.12): Modèle idéal de la machine Asynchrone triphasée

a) Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements du stator et du rotor.

b) Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & m_1 & m_2 & m_3 \\ M_s & l_s & M_s & m_3 & m_1 & m_2 \\ M_s & M_s & l_s & m_2 & m_3 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & M_r & M_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & M_r & l_r & M_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Telle que :

$$\begin{cases} m_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 = M_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ m_3 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

De cette forme matricielle, on aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.62})$$

Tel que:

$$\begin{aligned} [I_s] &= \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \\ [L_{sr}] &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.63})$$

Avec:

l_s et l_r représentent respectivement les inductances cycliques du stator et du rotor.

M_s : Inductances mutuelles entre phase statorique.

M_r : Inductances mutuelles entre phase rotorique.

M_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

c) Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} - f\Omega \quad (\text{II.64})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique développé par la machine.

C_r : Couple résistant de la charge.

f : Coefficient de frottement visqueux.

La résolution du système d'équations du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée est très difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour faciliter le processus de résolution, l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

IV.5. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée

IV.5.1. Transformation de Park à puissance constante

La transformation de Park permet de faire le passage d'un système triphasé (a, b, c) vers un système (d, q, o) constitué des grandeurs diphasées équivalentes (d, q) et d'une composante homopolaire (o), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine. La transformation de Park utilisée dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée, ainsi, les équations employées pour la modélisation de la machine synchrone sont définies par :

$$[X_{dq0}]^t = [P(\theta)][X_{abc}]^t \quad (\text{II.65})$$

Avec la matrice de passage $P(\theta)$:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

Et la matrice de transformation inverse est donné par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique et de la puissance à partir de la propriété : $[P(\theta)^{-1}] = [P(\theta)]^t$

IV.5.2. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

a) Equations électriques

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + \frac{d[\Phi_{abc}]}{dt} \quad (\text{II.68})$$

On écrit d'autre part :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = P(\theta)^{-1}[V_{dq0}] \\ [I_{abc}] = P(\theta)^{-1}[I_{dq0}] \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

L'équation devient :

$$P(\theta)^{-1}[V_{abc}] = P(\theta)^{-1}[R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt}(P(\theta)^{-1}[\Phi_{abc}]) \quad (\text{II.70})$$

On multiplie à gauche par $P(\theta)$. On obtient alors :

$$[V_{abc}] = [R][I_{dq0}] + P(\theta) \frac{d}{dt}(P(\theta)^{-1}[\Phi_{abc}]) + \frac{d\Phi_{dq0}}{dt} \quad (\text{II.71})$$

On a:

$$P(\theta) \frac{dP(\theta)^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

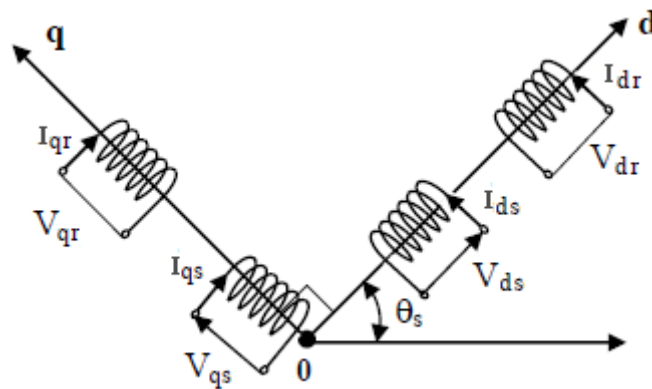
En appliquant la transformation de Park aux équations de la machine asynchrone, On trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

L'équation (II.29) s'écrit au stator et au rotor sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.74})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$



Figure(II.13): Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

b) Equation magnétique

En appliquant la transformation de Park aux équations donnant du flux. On obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

Le système matriciel peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \Phi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.77})$$

Avec:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

c) Puissance et couple développés par la machine

La machine asynchrone est généralement utilisée comme moteur, alimenté par une source triphasée équilibrée. Son rotor est en court circuit.

1) La puissance absorbée par la machine :

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime comme suit :

$$P_e = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} + V_{ar} I_{ar} + V_{br} I_{br} + V_{cr} I_{cr} \quad (\text{II.78})$$

De même, dans la base (d, q).

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \quad (\text{II.79})$$

L'expression de la puissance électrique (II-93) se décompose en trois (03) termes :

- La puissance perdue par effet joule :

$$P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.80})$$

- Puissance qui représente les échanges d'énergie électromagnétique avec la source :

$$P_m = \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} I_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} I_{qs} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} I_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} I_{qr} \right) \quad (\text{II.81})$$

- Puissance électromagnétique elle représente la puissance électrique transformée en

puissance mécanique :

$$P_{em} = (\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\Phi_{dr}I_{qr} - \Phi_{qr}I_{dr}) \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.82})$$

$$\text{Or } (\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) = -(\Phi_{dr}I_{qr} - \Phi_{qr}I_{dr})$$

Donc :

$$P_{em} = (\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = (\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.83})$$

2) Couple électromagnétique

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = p(\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) \\ C_e = p(\Phi_{qr}I_{dr} - \Phi_{dr}I_{qr}) \\ C_e = pM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \\ C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr}I_{qs} - \Phi_{qr}I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.84})$$

IV. 6. Choix du référentiel

Les équations électriques peuvent être réécrites dans le repère (d, q), pour cela, trois types de référentiel sont intéressants, la condition est de choisir le référentiel favorable, ce choix se fait en fonction du problème à étudier.

IV. 6.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator. Il est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non avec les variations de la fréquence de l'alimentation [24].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{Donc : } \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (\text{II.85})$$

IV. 6.2. Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel tourne à la même vitesse que le Rotor. Un observateur placé sur ce référentiel verrait la vitesse de rotation constante. Ce référentiel est intéressant quand on étudie des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante [24].

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \text{Donc : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad (\text{II.86})$$

IV. 6.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est donc préférable pour l'étude des exemples où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation des moteurs à fréquence variable, lorsqu'on désire étudier sa fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations [24].

$$\frac{d\theta_r}{dt} = g \cdot \omega \quad \text{Donc : } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (\text{II.87})$$

V. Conclusion

Dans ce chapitre on a modélisé les éléments de base de la chaîne de production, de conversion et de propulsion. Nous avons pré un modèle de moteur diesel, la modélisation de l'alternateur synchrone dans la base de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrice.

Puis nous avons modélisé la chaîne de conversion qui ce compose d'un redresseur à diodes, filtre électrique, et d'un onduleur de tension et présenté le principe de la commande vectorielle MLI.

Nous avons aussi modélisé la chaîne de propulsion qui ce d'un moteur asynchrone et l'hélice couplés mécaniquement, la modélisation de la machine asynchrone dans la base de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices, et enfin nous avons donné les différentes équations régissant le fonctionnement de la charge mécanique.

I. Introduction

Dans ce chapitre nous donnerons les fondements de la commande vectorielle pour la chaîne de propulsion électrique à motorisation asynchrone. Le fonctionnement à vitesse variable, puis à couple variable.

II. Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande, est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple de celle du flux.

Nous avons vu, que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère (d, q) comme un produit croisé du courant ou du flux. Si nous reprenons l'écriture du couple électromagnétique :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{III-1})$$

On s'aperçoit, que si l'on élimine le deuxième terme $(\Phi_{qr} I_{ds})$, alors le couple ressemblerait à celui d'une machine à courant continu (MCC).

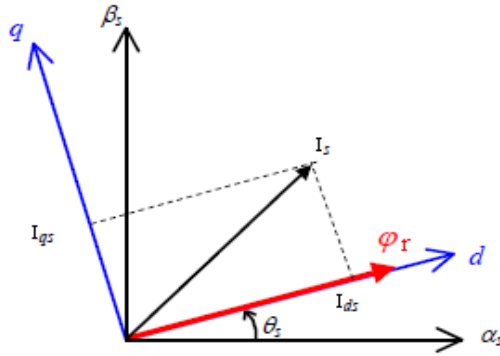
Pour cela, il suffit d'orienter le repère dq , de manière à annuler la composante en quadrature, c à dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de telle sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe (d) et donc avoir :

$$\Phi_{qr} = 0 \quad \text{Et} \quad \Phi_{dr} = \Phi_r$$

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs} \quad (\text{III-2})$$

Le couple est réglable par action sur I_{qs} lorsque le flux Φ_{dr} est maintenu constant.



Figure(III.1) : Schéma de principe de la commande vectorielle

II.1. Modèle en tension par orientation du flux rotorique

II.1.1. Expressions des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} + R_s I_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} + R_s I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

II.1.2. Expressions des flux

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

II.2. Les estimateurs de commande

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

II.2.1. Estimation du flux

$$\Phi_r = L_r I_{dr} + M I_{ds} \quad (\text{III-7})$$

A partir des équations (III-4) on peut tirer I_{dr} , on aura donc :

$$\Phi_r = L_r \left(-\frac{1}{R_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \right) + M I_{ds} \quad (\text{III-8})$$

L'équation peut être réécrite en utilisant la notation de Laplace « S ».

$$\tilde{\Phi}_r = \frac{M}{1+T_r S} I_{ds} \quad (\text{III-9})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique de la machine}$$

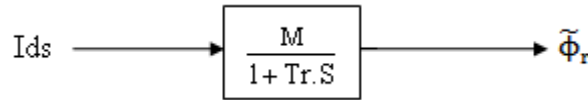


Figure (III.2) : Estimateur du flux

II.2.2. Estimation de la pulsation rotorique

A partir de l'équation :

$$\omega_r \Phi_r + R_r I_{qr} = 0 \quad (\text{III-10})$$

On peut écrire :

$$\omega_r = -\frac{R_r I_{qr}}{\Phi_r} \quad (\text{III-11})$$

Le courant I_{qr} n'est pas mesurable mais peut être remplacé par $-\frac{M}{L_r} I_{qs}$

Finalement ω_r est estimée par la relation suivante :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (\text{III-12})$$

Les expressions (III-9) et (III-12) constituent de simples observateurs du flux rotorique et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique. Leurs précisions peuvent s'avérer très vite insuffisante. Il apparaît d'emblée que toute erreur relative sur la valeur de la constante de

temps rotorique T_r , paramètre sensible à la température, à l'état magnétique de la machine et à l'effet de peau, se répercute directement sur les grandeurs estimées [24], [26].

II.3. Méthodes d'orientation du flux

Les méthodes d'orientation du flux sont au nombre de deux : directe et indirecte.

□ La méthode directe consiste à déterminer la position et le module du flux. A cet effet, deux procédés sont utilisés, à savoir la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques.

□ La méthode indirecte, elle, n'utilise pas l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux n'est pas contrôlé directement, mais c'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence qui est contrôlée.

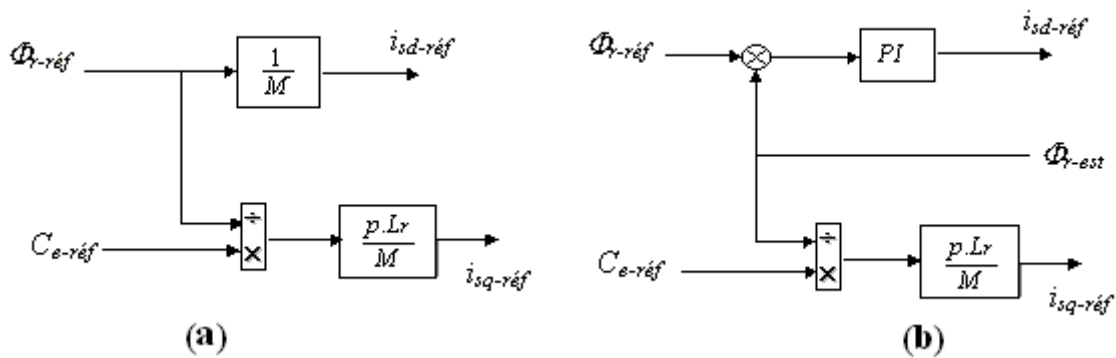


Figure (III.3) : Méthode d'orientation du flux

a) Méthode indirect

b) Méthode direct

II.4. Processus électrique

A partir des équations des flux et des tensions, nous pouvons exprimer les tensions $V_{ds}(S)$ et $V_{qs}(S)$ en fonction des grandeurs utiles pour la maîtrise du couple électromagnétique.

$$\begin{cases} V_{ds}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{ds}(S) - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} \\ V_{qs}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{qs}(S) + \omega_s (\sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

Si on pose :

$$\begin{cases} e_d = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} \\ e_q = \omega_s \left(\sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Finalement on aura :

$$\begin{cases} V_{ds}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{ds}(S) - e_d \\ V_{qs}(S) = [R_s + \sigma L_s S] I_{qs}(S) + e_q \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

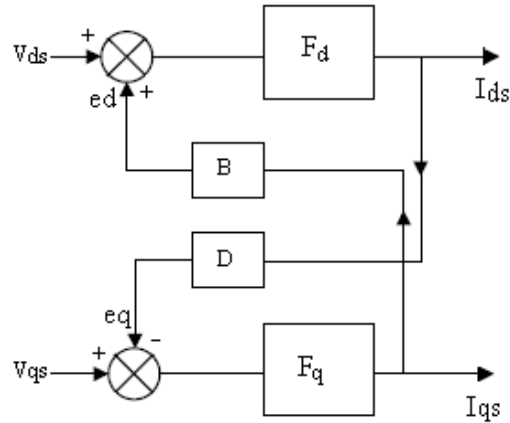
Le système d'équations (III-15) débouche sur les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_d = \frac{1}{R_s + \sigma L_s S} = \frac{I_{ds}}{V_{ds}(S) + e_d} \\ F_q = \frac{1}{R_s + \sigma L_s S} = \frac{I_{qs}}{V_{qs}(S) - e_q} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

On résume les deux équations précédentes dans la figure(III.4).

En posant :

$$\begin{cases} B = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \\ D = \omega_s \left(\sigma \cdot L_s + \frac{1}{L_r} \frac{M^2}{1 + T_r \cdot S} \right) \end{cases} \quad (\text{III-17})$$



Figure(III.4) : Schéma de couplage de la machine asynchrone.

On remarque qu'il y a un couplage linéaire dû à la présence des termes e_d et e_q . Il est donc nécessaire de réaliser un découplage dans le but de limiter l'effet de e_d et e_q sur les deux grandeurs de réglage V_{ds} et V_{qs} .

II.5. Découplage entré sortie

L'objectif de ce découplage est de limiter l'effet d'une entrée sur une seule sortie. On peut représenter alors le schéma fonctionnel du contrôle sous la forme d'un ensemble de système mono variable évoluant en parallèle.

Il existe plusieurs techniques de découplage à savoir, le découplage en utilisant un régulateur, le découplage par retour d'état, et le découplage par compensation. Dans notre cas, on se limitera à la représentation du découplage par compensation.

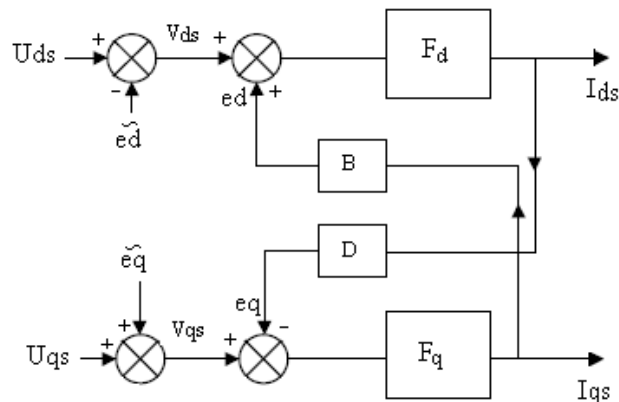
On définit, deux nouvelle variables de commande U_{ds} et U_{qs} afin d'assurer le découplage entrée-sortie tel que :

$$\begin{cases} V_{ds}(S) = U_{qs}(S) - \tilde{e}_d \\ V_{qs}(S) = U_{ds}(S) + \tilde{e}_q \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

On définit par \tilde{e}_d et \tilde{e}_q comme les perturbations reconstituées par le dispositif de commande.

Si : $\tilde{e}_d = e_d$ et $\tilde{e}_q = e_q$, le découplage est évident. Avec les nouvelles composantes U_{ds} et U_{qs} nous pouvons à partir des équations différentielles définir deux fonctions de transfert mono variables :

$$\begin{cases} \frac{I_{ds}(S)}{U_{ds}(S)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot S} \\ \frac{I_{qs}(S)}{U_{qs}(S)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s \cdot S} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$



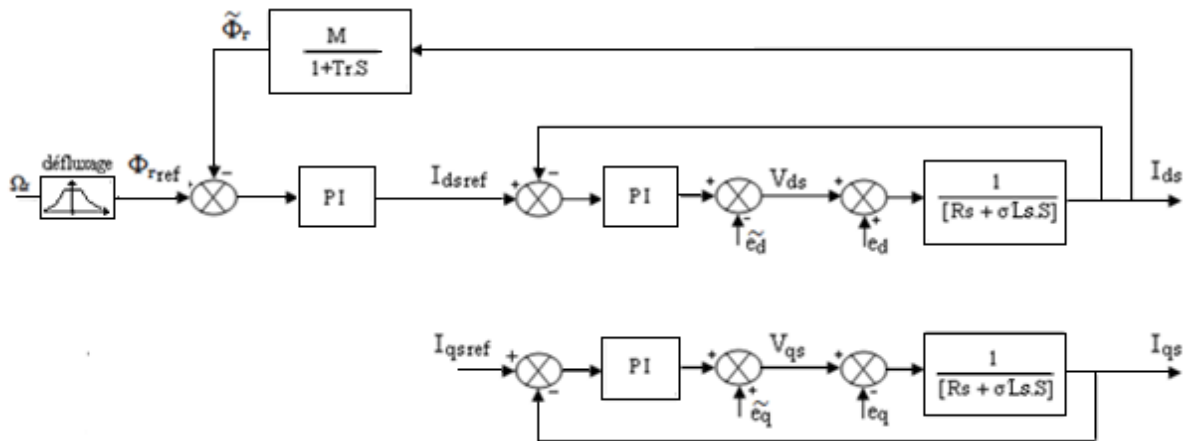
Figure(III.5): Découplage par compensation

II.6. Contrôle du flux et du couple

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre l'axe «d» et «q» conduit à transformer notre système initial comportant deux entrées et deux sorties en deux sous systèmes mono-entrée et mono sortie. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation sur les deux axes.

L'implantation d'un régulateur proportionnel intégral (PI), semble nécessaire pour améliorer les performances de la commande vectorielle d'une part et de la machine d'autre part. La figure (III.6) représente le schéma fonctionnel du control du flux et du couple.

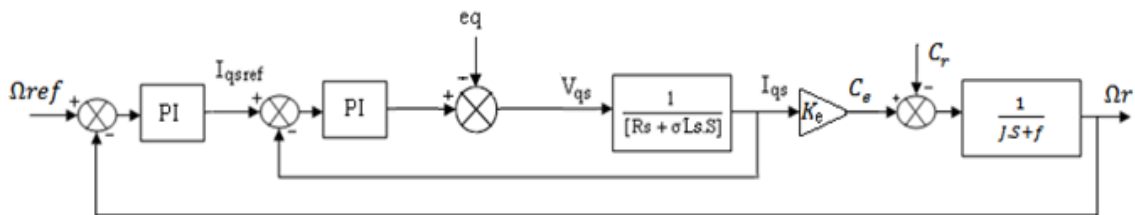
Théoriquement, une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle, lors d'un changement de consigne de vitesse fait subsister un écart. Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.



Figure(III.6): Schéma fonctionnel du control du flux et du couple.

II.7. Contrôle de la vitesse

Nous avons illustré la commande vectorielle par un asservissement de vitesse du coté de la charge, le schéma de commande est le suivant :



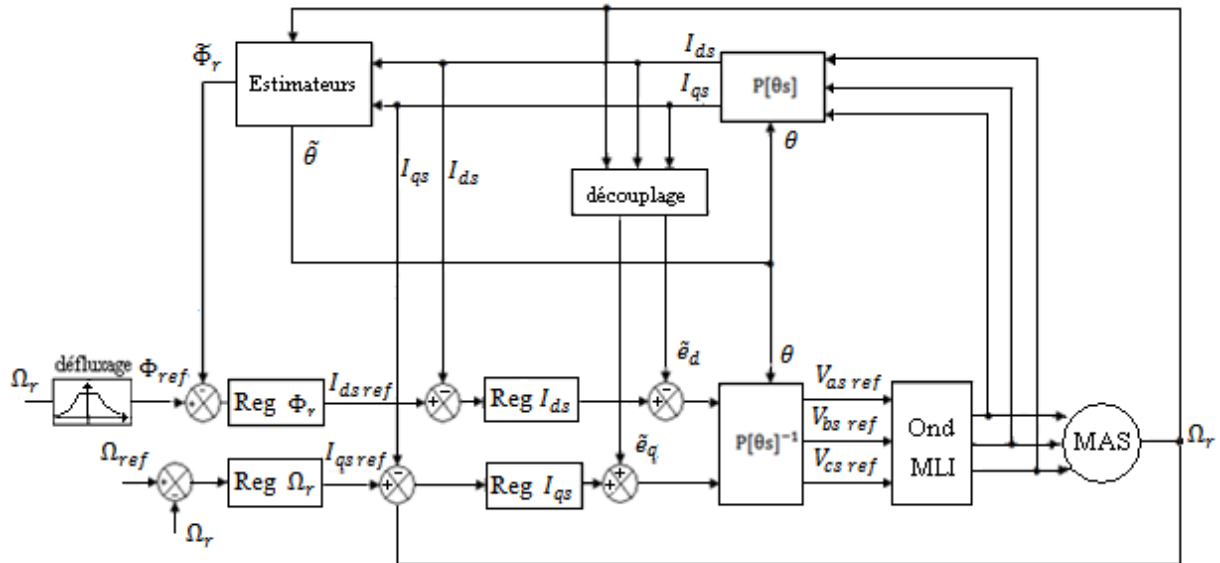
Figure(III.13): Schéma fonctionnel du control de la vitesse

Le systeme à commander possède un gain dépendant du courant I_{ds} , qui peut être considéré comme une perturbation mesurable.

Le régulateur de vitesse fixe la dynamique désirée sur la vitesse de rotation, sa grandeur de commande I_{qs-ref} constitue la consigne de la boucle de courant interne.

II.8. Structure générale de réglage

Le principe de contrôle issu des principes évoqués précédemment est schématisé sur la figure suivante :



Figure(III.7): Schéma synoptique de la structure générale de réglage

Sur ce schéma, nous proposons la commande vectorielle de type direct (le flux rotorique est asservi à une consigne de flux).

Le moteur asynchrone est alimenté par un onduleur de tension à MLI. Les grandeurs à mesurer dont nous avons besoin sont les courants (I_{as} , I_{bs} et I_{cs}), mesuré à partir d'un capteur à effet hall, et la vitesse Ω_r mesuré par un codeur incrémental. On retrouve les transformations de coordonnées direct et inverse pour la mesure des courants (I_{ds} et I_{qs}) et des tensions (V_{as} , V_{bs} et V_{cs}). Et enfin, on voit bien ici le bloc des estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminée précédemment pour le contrôle et ceux pour le découplage du système.

III. Calcul des paramètres des régulateurs PI

La machine étant découplée selon deux axes d et q, la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucles, l'une interne et l'autre externe, ceci est rendu possible car la boucle interne de courant est plus rapide que la boucle externe de flux ou de vitesse [24].

III.1. Régulation suivant l'axe d

- Régulation du courant I_{ds}

De l'équation (III-15) on peut écrire :

$$I_{ds} = \frac{V_{ds} + e_d}{(R_s + \sigma L_s s)} \quad (\text{III-20})$$

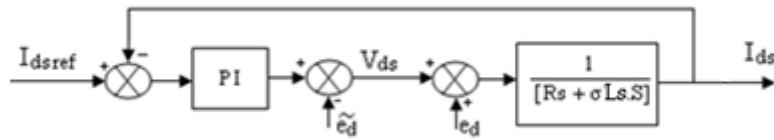
La fonction de transfert en boucle ouverte, pour $e_d = 0$ et donnée par :

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}} = \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)}$$

En ajoutant un régulateur PI de fonction de transfert :

$$F_{regid} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s}$$

La boucle de régulation globale se présente alors, comme suit :



Figure(III.8): Boucle de régulation du courant I_{ds}

La fonction de transfert globale sera :

$$F_{ids} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} \quad (\text{III-21})$$

$$= K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s}$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{III-22})$$

Et la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{ids} = \frac{K_{pd}}{\sigma L_s s} \quad (\text{III-23})$$

En boucle fermée on aura :

$$F_{ids}(fermée) = \frac{F_{ids}}{1 + F_{ids}} = \frac{\frac{K_{pd}}{\sigma L_s s}}{1 + \frac{K_{pd}}{\sigma L_s s}} = \frac{K_{pd}}{\sigma L_s s + K_{pd}} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s s}{K_{pd}}} \quad (\text{III.24})$$

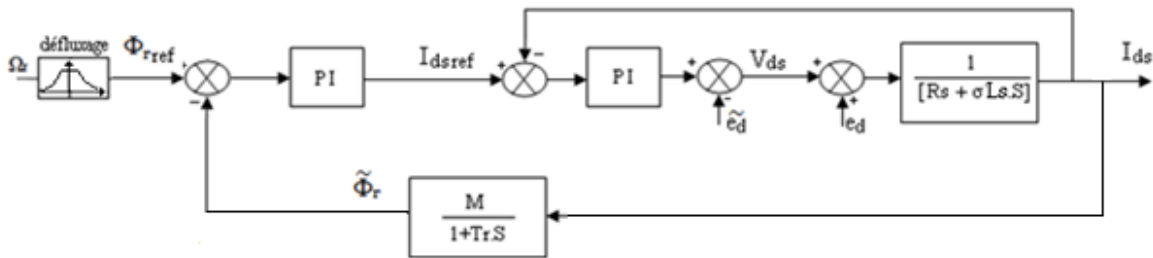
Le temps de réponse en boucle fermée du système est caractérisé par :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}} \quad (III-25)$$

La constante de temps électrique statorique étant $T_s = 0.0565$ ms, et afin d'améliorer la dynamique du système, une constante de temps pour le mode électrique de $\tau = 1$ ms sera choisie, on aura donc :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{id} = K_{pd} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} \right) \end{cases} \quad (III-26)$$

• Régulation du flux Φ_r



Figure(III.9): boucle de régulation du flux

Pour la boucle externe de flux, le calcul se fera de la même manière. Sachant que la boucle interne plus rapide à déjà atteint la valeur de référence désirée G_{bf} courant = 1. la fonction de transfert en boucle ouverte est, d'après la figure (III-3), donnée par :

$$\begin{aligned} F_{\Phi r} &= K_{pf} \frac{s + \frac{K_{if}}{K_{pf}}}{s} \frac{M}{1 + T_r s} = \frac{\text{sortie}}{\text{entrée}} \\ &= K_{pf} \frac{s + \frac{K_{if}}{K_{pf}}}{s} \frac{\frac{M}{T_r}}{\frac{1}{T_r} + s} \end{aligned} \quad (III-27)$$

Après compensation du pôle dominant $\frac{1}{T_r} = \frac{K_{if}}{K_{pf}}$, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{\Phi r}(\text{fermée}) = \frac{F_{\Phi r}}{1 + F_{\Phi r}} = \frac{\frac{K_{pf} M}{T_r s}}{1 + \frac{K_{pf} M}{T_r s}} \quad (III-28)$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{T_r}{K_{pf} M} s}$$

La constante de temps s'exprime alors par :

$$\tau_f = \frac{T_r}{MK_{pf}} \quad (\text{III-29})$$

Celle-ci sera choisi dix (10) fois plus grande que celle de la boucle interne pour permettre à la boucle interne de courant d'atteindre la valeur de référence ($\tau_f = 10 \tau$).

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{M \tau_f} = \frac{T_r}{M 10\tau} \\ \frac{K_{if}}{K_{pf}} = \frac{1}{T_r} \Rightarrow K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

III.2. Régulation suivant l'axe q

- Régulation du courant I_{qs}

De l'équation (III-1), on peut écrire :

$$I_{qs} = \frac{V_{qs} - e_q}{(R_s + \sigma L_s s)} \quad (\text{III-31})$$

Avec :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} - f \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{III-32})$$

et :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \Phi_{ref} I_{qs} = K_e I_{qs} \quad \text{et} \quad K_e = P \frac{M}{L_r} \Phi_{ref} \quad (\text{III-34})$$

On remarque que le couple est commandé uniquement par I_{qs} . La fonction de transfert de la boucle externe est :

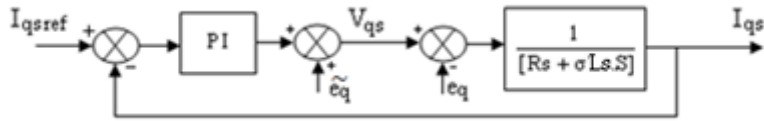
$$\frac{\Omega_r}{I_{qs}} = \frac{K_e}{(J s + f)} \quad (\text{III-35})$$

De l'équation (III-2), on remarque que une action sur I_{qs} prend un certain retard par rapport à V_{qs} . Ce qui nécessite une boucle de régulation interne pour le courant I_{qs} .

En insérant un régulateur PI de fonction de transfert :

$$F_{reg\ iqs} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{s} \quad (\text{III-36})$$

La boucle de régulation se présente comme suit :



Figure(III.10): Boucle de régulation du courant I_{qs}

La fonction de transfert de la boucle interne a pour expression :

$$F_{iqs} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{s} \frac{1}{(R_s + \sigma L_s s)} = \frac{s + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (\text{III-37})$$

Et en utilisant comme précédemment la méthode de compensation de pôles on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{III-38})$$

La fonction de transfert se réduit à :

$$F_{iqs} = K_{pq} \frac{1}{s} \quad (\text{III-39})$$

En boucle fermée, la fonction de transfert est :

$$F_{iqs} (\text{fermée}) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{pq}} s} \quad (\text{III-40})$$

La constante de temps du système est :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pq}} \quad (\text{III-41})$$

En choisissant $\tau = 1 \text{ ms}$; les coefficients du régulateur :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{iq} = K_{pq} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} \right) \end{cases} \quad (\text{III-42})$$

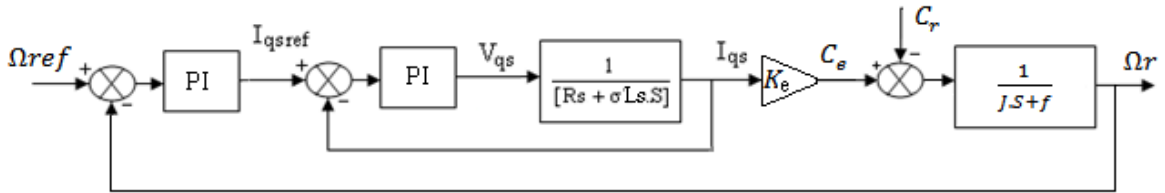
• **Régulation de la vitesse Ω_r**

Entre la boucle interne et la boucle externe, la différence du temps de réponse doit être plus importante car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence. On prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant.

En insérant un régulateur PI de fonction de transfert :

$$F_{reg\Omega r} = K_{p\Omega r} \frac{s + \frac{K_{i\Omega r}}{K_{p\Omega r}}}{s} \tag{III-43}$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit :



Figure(III.11): Boucle de régulation de la vitesse avec un régulateur PI

En considérant le courant I_{qs} parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe est la suivante :

$$F_{\Omega r} = K_{p\Omega r} \frac{s + \frac{K_{i\Omega r}}{K_{p\Omega r}}}{s} \frac{K_e}{J s + f} \tag{III-44}$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles, on aura :

$$\frac{f}{J} = \frac{K_{i\Omega r}}{K_{p\Omega r}} \tag{III-45}$$

La fonction de transfert ainsi simplifiée est :

$$F_{\Omega r} = \frac{K_e K_{p\Omega r}}{J s} \tag{III-46}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$F_{\Omega r}(fermée) = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_e K_{p\Omega r}} s} \tag{III-47}$$

La constante de temps du système est :

$$\tau_{\Omega r} = \frac{J}{K_e K_{p\Omega r}} = 50 \tau \quad (\text{III-48})$$

D'où les coefficients du régulateur de vitesse :

$$\begin{cases} K_{p\Omega r} = \frac{J}{K_e 50\tau} \\ K_{i\Omega r} = \frac{K_{p\Omega r} f}{J} \end{cases} \quad (\text{III-49})$$

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui est très utilisé dans le domaine de propulsion. Le but de cette commande est d'arriver à un découplage entre les grandeurs commandant le flux et le couple.

I. Introduction

L'apport de l'informatique permet aujourd'hui de simuler presque tous les systèmes et de mettre en évidence les performances que l'on peut espérer obtenir.

Dans ce chapitre nous allons simuler la chaîne de production d'énergie embarquée appliquée à la propulsion marine étudiée dans le chapitre 2 avec le Logiciel Matlab simulink.

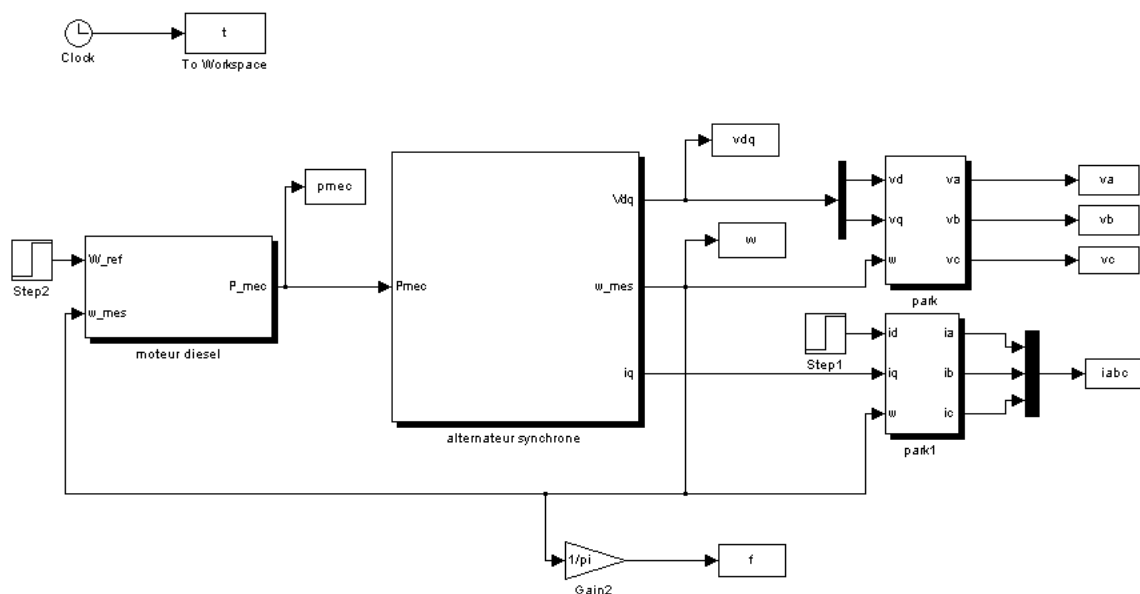
II. Simulation de la chaîne de production d'énergie électrique

Dans cette section, nous avons simulé la chaîne de production qui se compose d'un alternateur synchrone associé à un moteur diesel à vitesse fixe et à vitesse variable. Le schéma de simulation est représenté sur la figure (IV.1).

II.1. Essai à vitesse fixe

L'essai est mené pendant une durée de 6s, où la vitesse de référence est un échelon de 188,49 rd/s appliqué à $t = 0s$. À $t = 0$ on applique un couple résistant initial $Cr = 20 N.m$, puis à $t = 2s$ on applique un couple $Cr = 70 N.m$ et à $t = 4s$ on revient à la valeur initiale du couple ($Cr = 20 N.m$).

Les paramètres de l'alternateur et celle de moteur diesel sont donnés à l'annexe.



Figure(IV.1): Schéma de simulation de l'alternateur synchrone associé à un moteur diesel.

Interprétation des résultats

La figure (IV.2), montre la caractéristique de la vitesse mesurée et celle de la référence. On constate alors à chaque variation du couple résistant, la vitesse mesurée varie légèrement et regagne rapidement sa vitesse de référence.

Sur la figure (IV.3) on constate que la fréquence de l'alternateur suit toujours l'image de la vitesse mesurée, une légère variation de la fréquence qui revient à sa valeur 60 (Hz) au bout de quelques secondes à chaque augmentation ou diminution du couple résistant.

La tension délivrée par l'alternateur reste toujours constante et sinusoïdale malgré la variation du couple résistant, comme l'indique la figure (IV.4). On voit que le courant de charge I_a suit la variation du couple résistant, comme est indiqué par la figure (IV.5). (Ce qui donne une augmentation du courant I_a à l'augmentation du couple et diminue à la diminution du couple résistant).

On constate que la puissance mécanique du moteur diesel suit l'image du couple électromagnétique, ce dernier varie pour vaincre le couple résistant, comme est indiqué par les figures (IV.6) et (IV.7).

On constate aussi l'influence du couple sur les tensions fictive V_d et V_q et le courant fictif I_q , mais le courant I_d est resté toujours constant (fixe). Comme est indiqué par les figures (IV.8) et (IV.9).

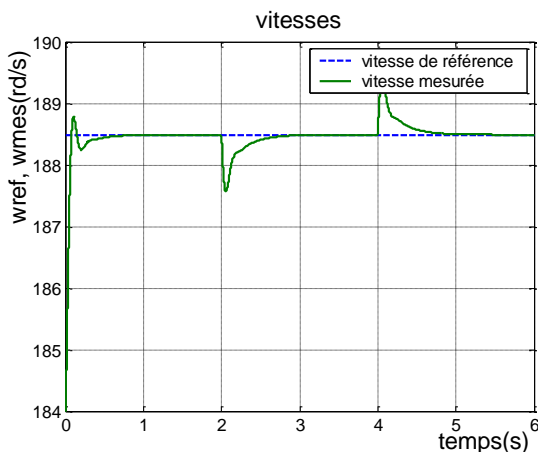
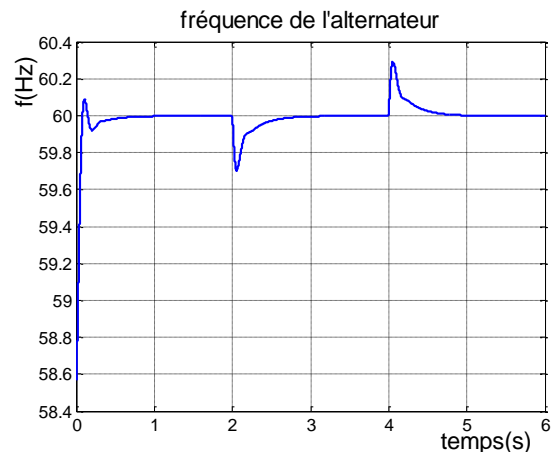
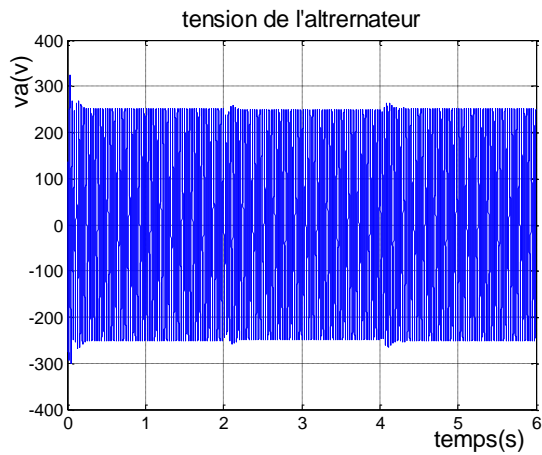


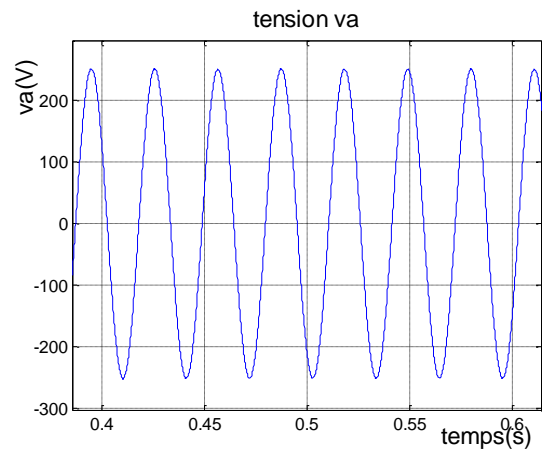
Figure (IV.2): Vitesse de référence et vitesse mesurée de l'alternateur



Figure(IV.3): Fréquence de l'alternateur



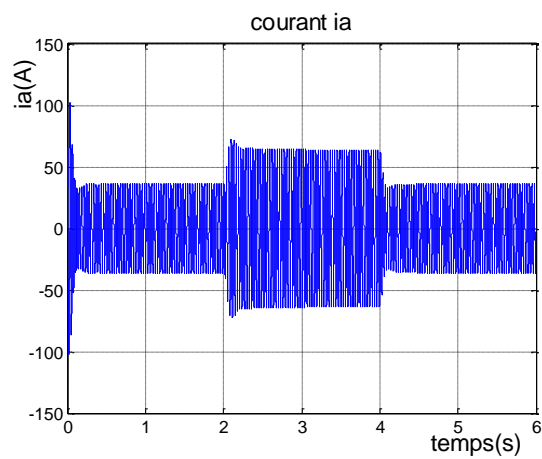
(a)



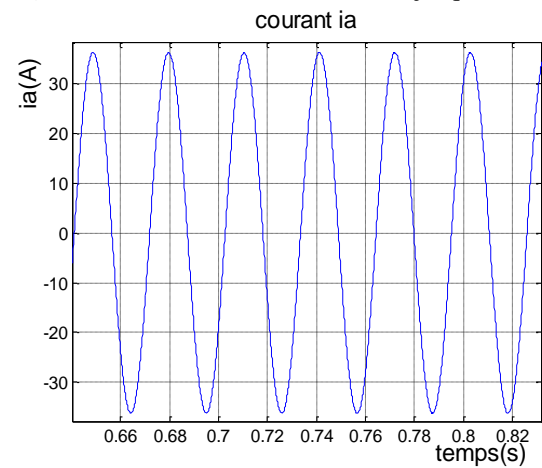
(b)

Figure(IV.4) (a) Tension délivrée par l'alternateur

(b) Le zoom de la tension de 0.38s jusqu'à 0.62s



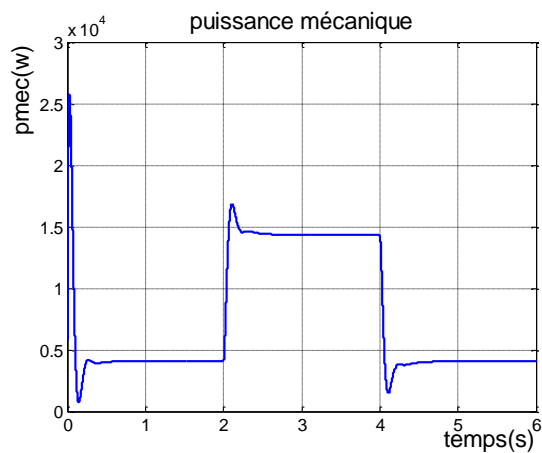
(a)



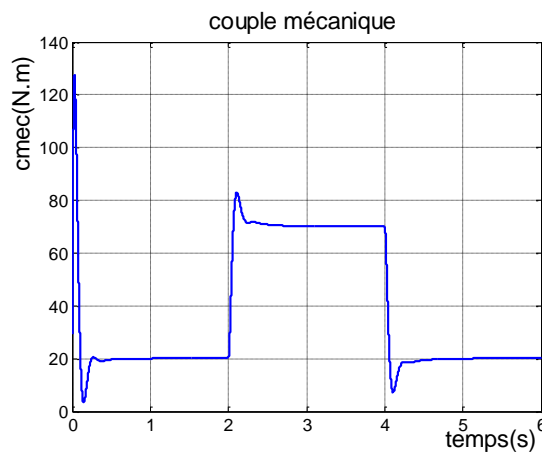
(b)

Figure(IV.5) (a) Courant délivré par l'alternateur

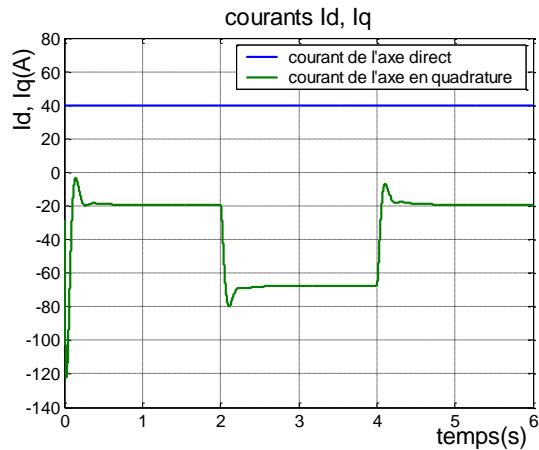
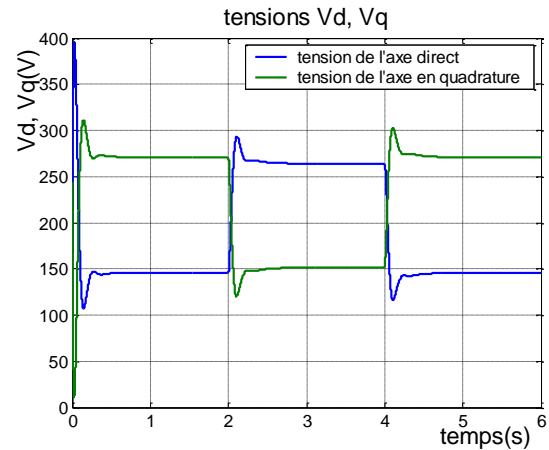
(b) Le zoom du courant de 0.64s jusqu'à 0.83s



Figure(IV.6) Puissance mécanique fournie par le moteur diesel



Figure(IV.7) Couple mécanique de l'alternateur

Figure(IV.8) caractéristique des courants I_d et I_q Figure(IV.9) caractéristique des tensions V_d et V_q

II.2. Essai à vitesse variable

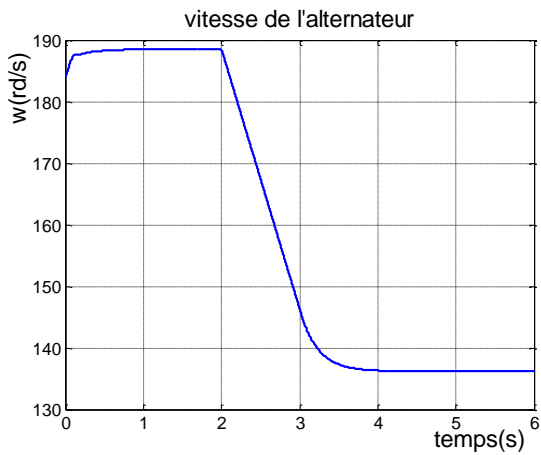
L'essai est mené pendant une durée de 6s, où la vitesse de référence est variable. A $t = 0s$, on applique une vitesse 188,49 (rd/s) et à $t = 2s$ une vitesse de 137(rd/s).

En maintenant le couple résistant C_r fixe à une valeur de 20(N.m).

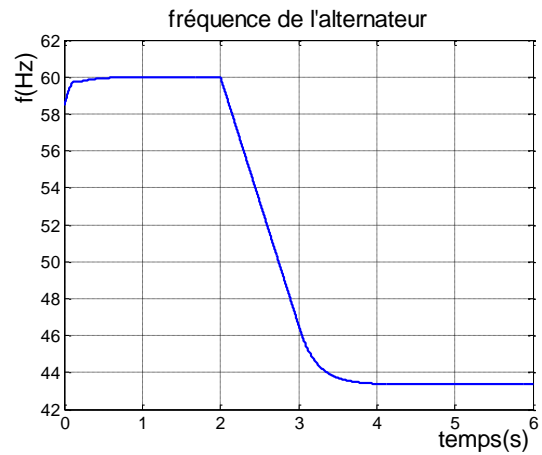
Interprétation des résultats

On constate que la variation de la vitesse du moteur d'entraînement influence sur la fréquence de l'alternateur qui suit exactement l'image de la vitesse comme il est constaté sur les figures (IV.10) et (IV.11).

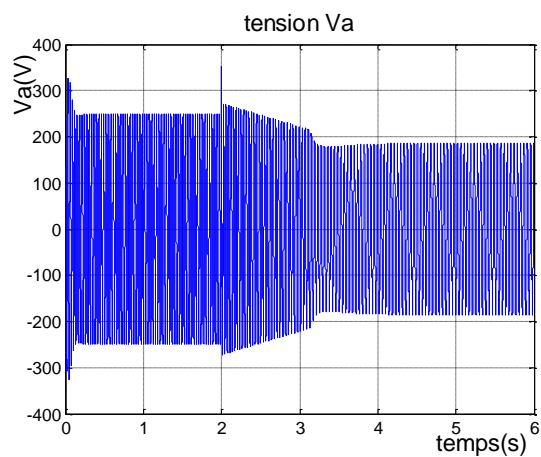
Au moment de décélération, ce dernier influence sur la tension et le courant de l'alternateur. On constate que la tension et le courant passent par un régime transitoire, puis la tension se stabilise à une valeur inférieure de la valeur initiale, mais le courant regagne sa valeur initiale et se stabilise. Comme il est constaté sur les figures (IV.12) et (IV.13).



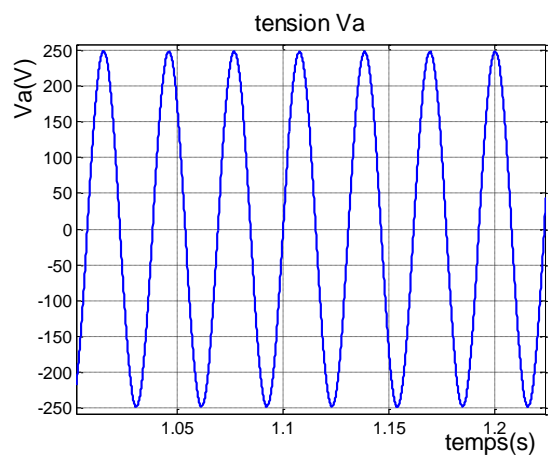
Figure(IV.10) Caractéristique de la vitesse de l'alternateur



Figure(IV.11) Caractéristique de la fréquence de l'alternateur



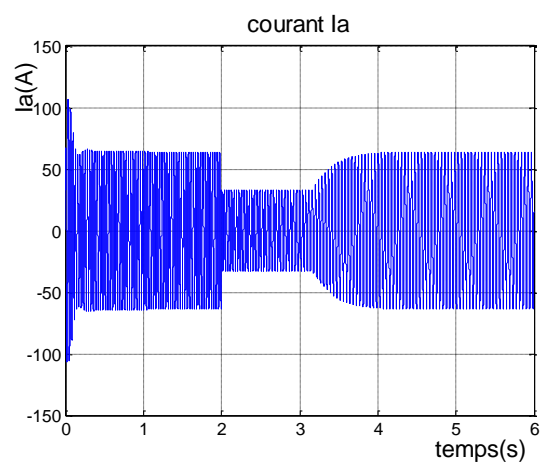
(a)



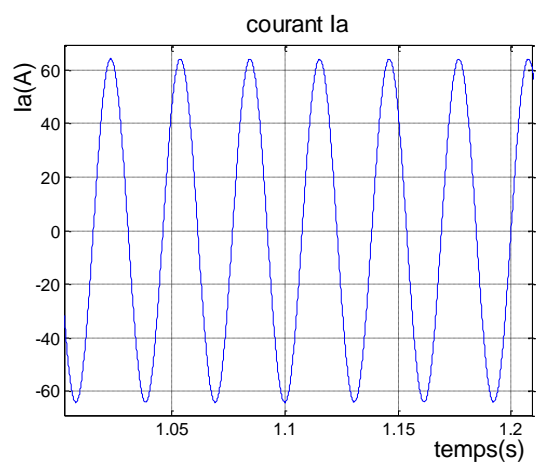
(b)

Figure(IV.12) (a) Caractéristique de la tension de l'alternateur

(b) le zoom de la tension de 1s jusqu'à 1.3s



(a)



(b)

Figure(IV.13) Caractéristique du courant de l'alternateur

(b) Le zoom du courant de 1s jusqu'à 1.2s

Résumé sur les deux essais

On constate que le premier essai est le plus simple, et plus efficace, il est le plus utilisé car la combustion de fioul par le moteur d'entraînement (diesel) et l'émission de CO_2 dans l'atmosphère reste constante, et aussi la tension et la fréquence donnée par l'alternateur reste constante, dans le deuxième cas toutes ces grandeurs deviennent variable à la variation de la vitesse, ce qui est l'inconvénient dans ce genre d'application.

III. Simulation de la chaîne de production d'énergie électrique appliquée à la propulsion marine

Dans cette section, nous avons simulé toute la chaîne (la chaîne de production, la chaîne de conversion et la chaîne de propulsion).

Le schéma de simulation est présenté sur la figure (IV.14).

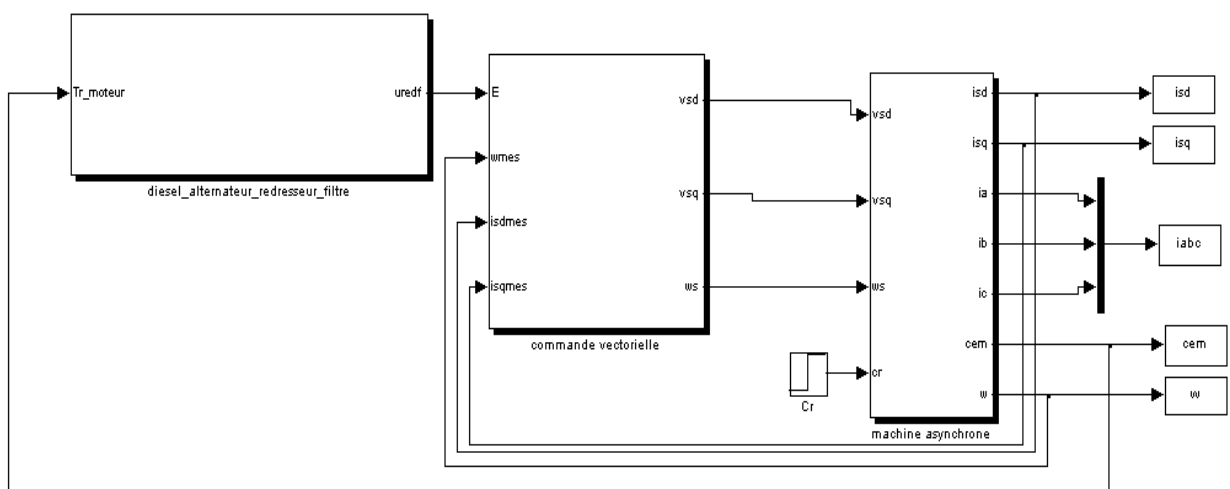


Figure (IV.14) Schéma de simulation de la chaîne de production appliquée à la propulsion marine

III.1. Essai à vitesse variable de la machine de propulsion

Dans cette première partie, à $t = 0s$ on applique un couple de charge fixe ($Cr = 50N.m$). La vitesse de référence variable, qui évolue comme suit de (0 à 0.5s on applique 0 rd/s),

(0.5 à 1.5s on applique 100rd/s), (1.5 à 2s on applique 0rd/s), (de 2 à 3s on applique -100rd/s) et (3 à 3,5 on applique 0rd/s).

Interprétation des résultats

Les résultats obtenus par la simulation numérique, permettent d'apprécier l'efficacité de la commande vectorielle. On constate que la vitesse regagne sa consigne à 0,2s après l'application du couple, et on remarque que la vitesse du moteur de propulsion suit exactement sa vitesse de référence, comme on le constate sur la figure(IV.15).

On constate aussi que la variation de vitesse influence sur le couple électromagnétique C_{em} , on voit une variation brutale du couple, qui regagne son couple initial rapidement comme on le constate sur la figure (IV.16).

La variation de la vitesse influence aussi sur les courants consommés par la machine I_a I_b I_c et le courant fictif I_{sq} , mais sans toucher I_{sd} (imposé à une valeur de 40(A)), comme on le constate sur les figures IV (17.18).

On constate aussi que cette même variation de la vitesse influence sur la chaine de production d'énergie.

A la variation de la vitesse de référence, on voit des variations brusques de vitesse, courant fictif I_q , tensions fictives, fréquence, couple électromagnétique, puissance de moteur d'entraînement et les courants délivré par l'alternateur I_a I_b I_c , regagnent leurs places rapidement. Comme il est indiqué sur les figures suivantes (IV.19- IV.25).

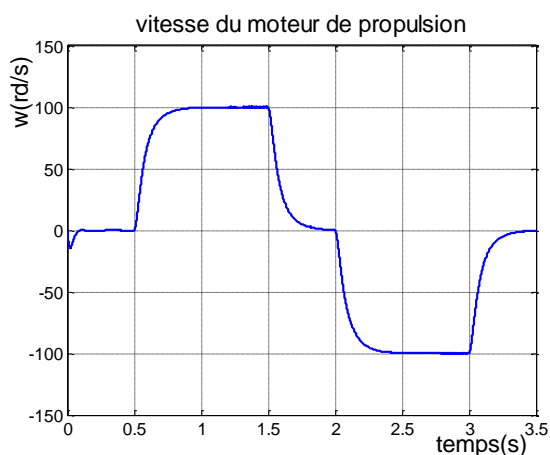


Figure (IV.15) Caractéristique de la vitesse du moteur de propulsion

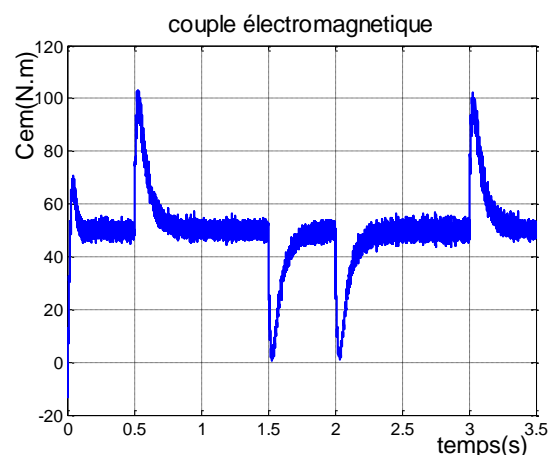


Figure (IV.16) réponse du Couple électromagnétique

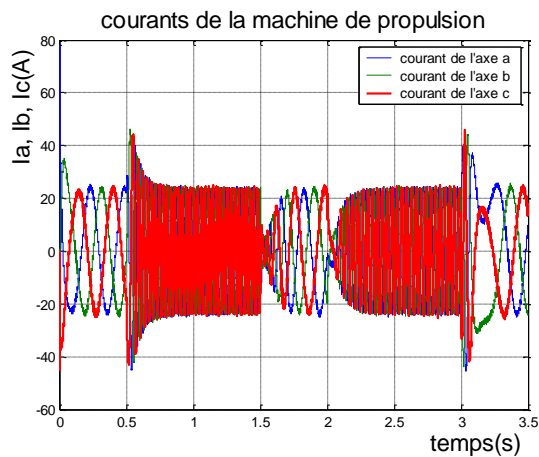


Figure (IV.17) Caractéristique des courants I_a, I_b, I_c

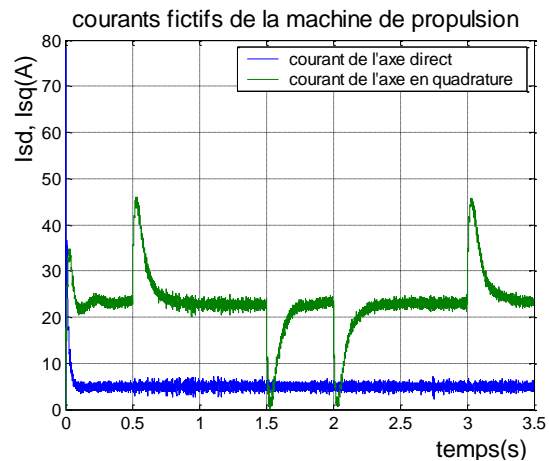


Figure (IV.18) Caractéristique des courants fictifs I_{sd}, I_{sq}

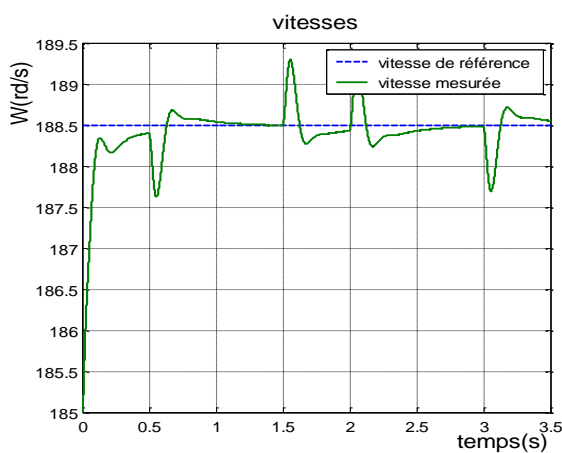


Figure (IV.19) Caractéristique de la vitesse de l'alternateur et celle de la référence

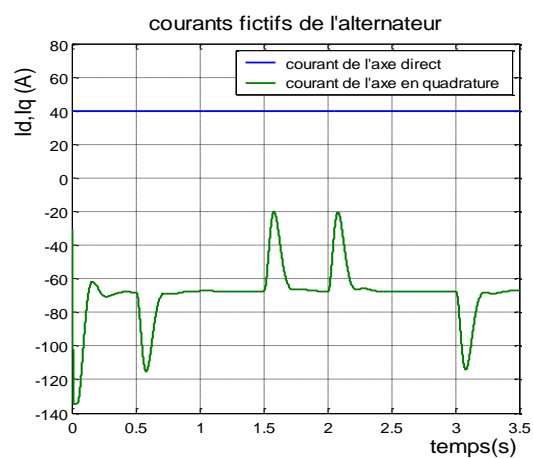


Figure (IV.20) Caractéristique des courants fictifs de l'alternateur

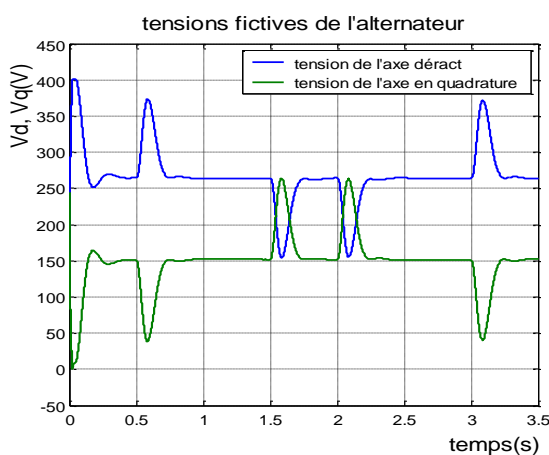


Figure (IV.21) Caractéristique des tensions fictives de l'alternateur V_d, V_q

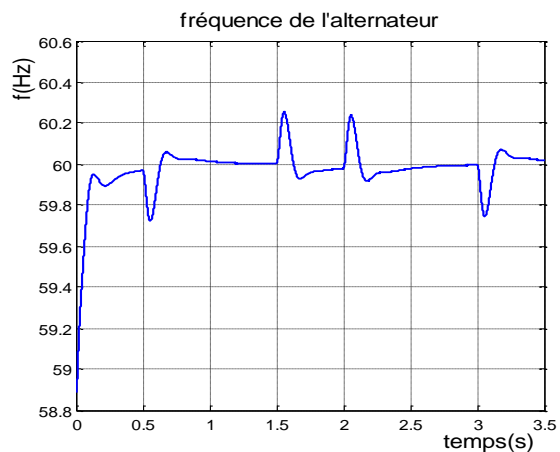


Figure (IV.22) Caractéristique de la fréquence de l'alternateur

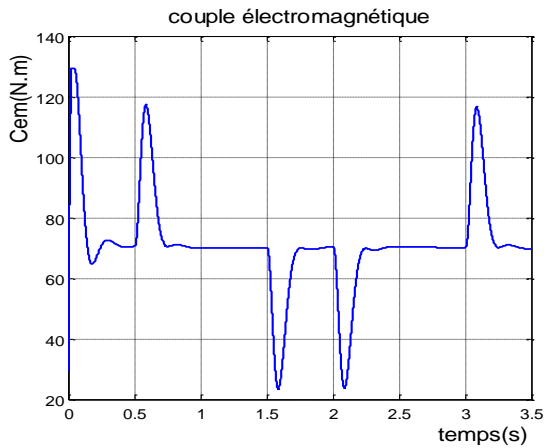


Figure (IV.23) Caractéristique du couple électromagnétique de l'alternateur

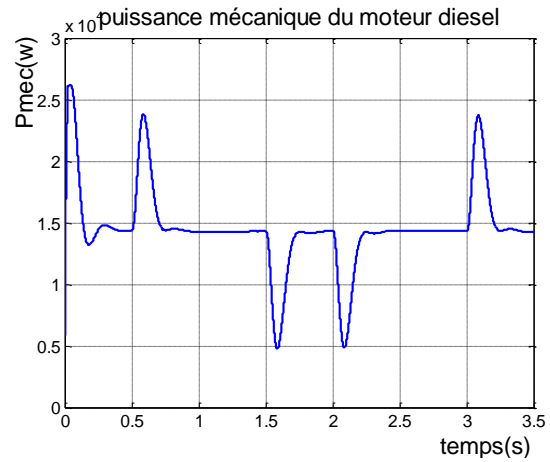
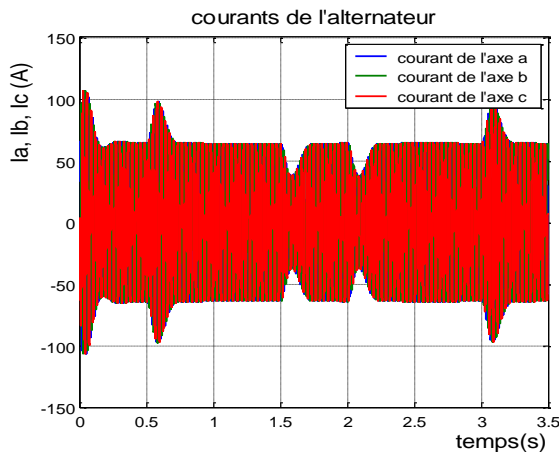
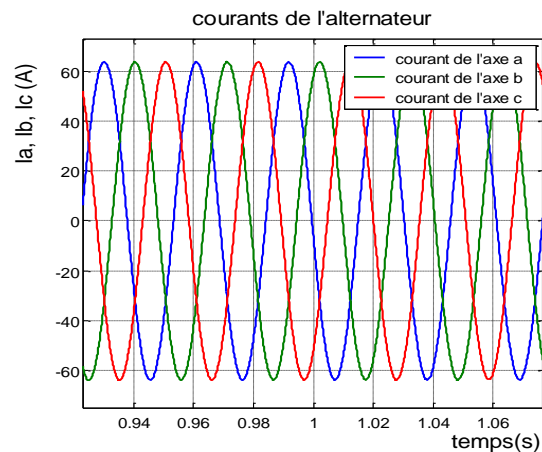


Figure (IV.24) Caractéristique de la puissance mécanique du moteur diesel



(a)



(b)

Figure (IV.25) (a) Caractéristique des courants de l'alternateur (b) le zoom des courants de 0.9s jusqu'à 1.8s

III.2. Essai à vitesse fixe de la machine de propulsion

Dans ce deuxième essai, on applique une rampe comme vitesse de référence à évoluer linéairement de 0 à 100rd/s et on varie le couple de charge, on applique un couple de charge de 70N.m à $t = 1.5s$ et à $t = 3s$ on revient au couple de charge permanent 20N.m.

Les résultats de la simulation

Les résultats obtenus par la simulation numérique, permettent d'apprécier l'efficacité de la commande vectorielle. Sur la figure (IV.26), la vitesse suit sa consigne qui évolue linéairement de 0 à 100rd/s, et au bout de 0.5s elle atteint sa vitesse de référence 100rd/s, on constate un fort couple de démarrage qui diminué très rapidement lorsque la vitesse atteint le régime permanent, comme il est montré sur la figure (IV.29), puis à $t=1.5s$ on applique un

couple $C_r=70\text{N.m}$. On constate alors, une légère diminution de vitesse qui regagne sa consigne au bout de 0.2s. A ce même moment on constate une augmentation du couple électromagnétique pour vaincre le couple résistant, et au bout de 3s on revient à la valeur initiale du couple, et on constate une légère augmentation de la vitesse qui revienne à sa consigne au bout de 0.2s, à ce moment, on constate une diminution du couple électromagnétique.

On constate sur la figure(IV.28) et (IV.27) que le couple influence sur le courant fictif Isq et les courants consommés par la machine, I_a, I_b, I_c proportionnellement à l'augmentation ou à la diminution de la charge, mais le courant fictif Isd reste constant.

On constate aussi que ce même couple influence sur la chaine de production de l'énergie comme il est constaté sur les figures (IV.30-36), mais la fréquence et la vitesse se stabilise rapidement.

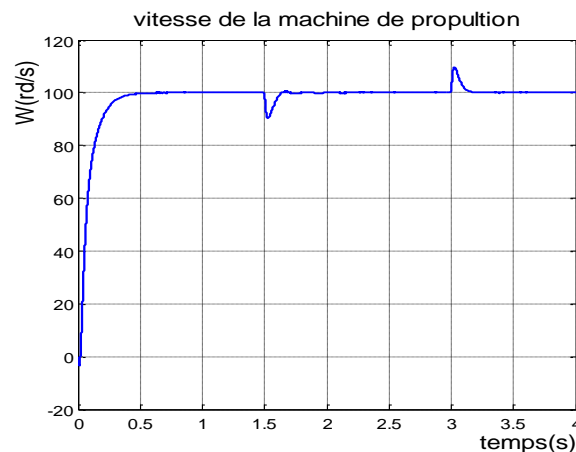


Figure (IV.26) Vitesse de la machine de propulsion

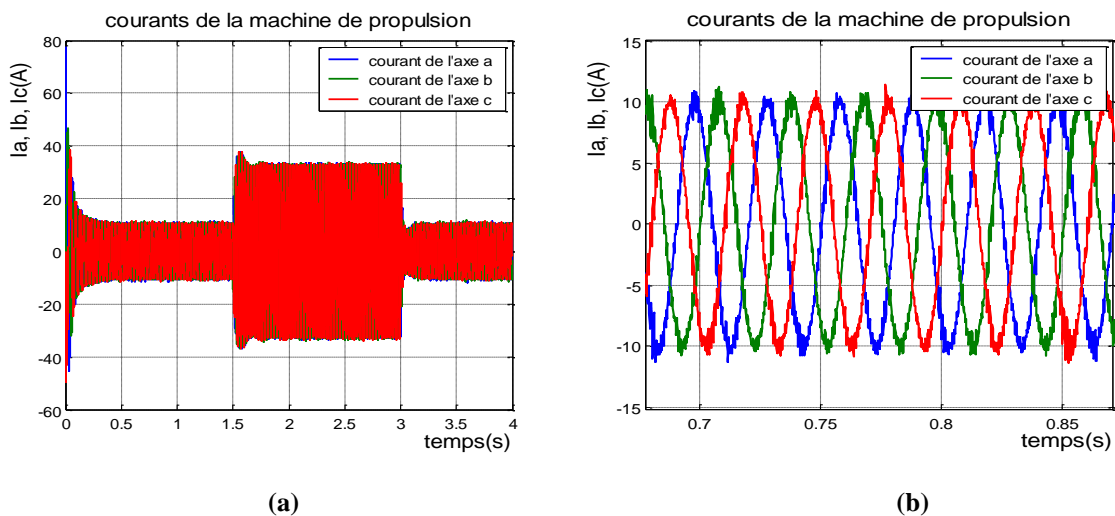


Figure (IV.27) (a) Caractéristique des courants de la machine de propulsion (b) le zoom de 0.6s jusqu'à 0.9s

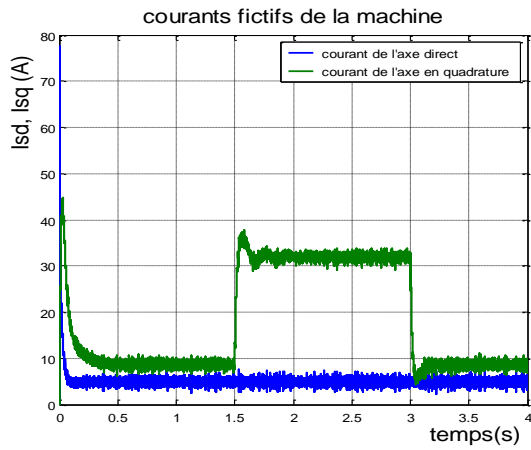


Figure (IV.28) Caractéristique des courants fictifs de la machine de propulsion

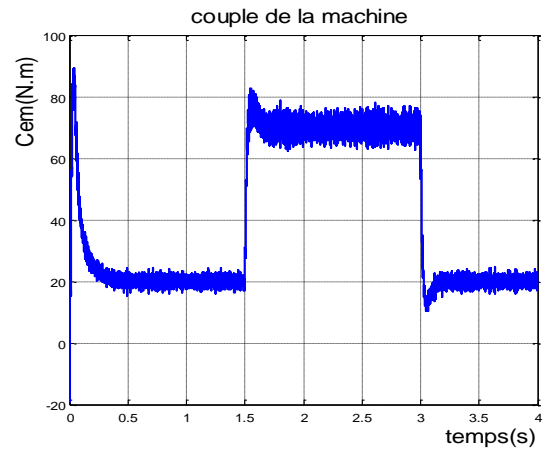


Figure (IV.29) caractéristique du couple de la machine de propulsion

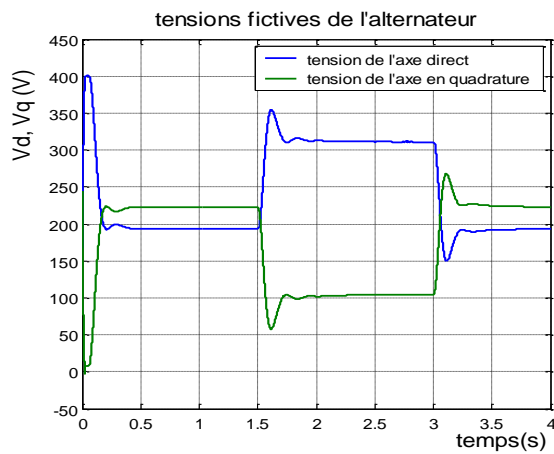


Figure (IV.30) caractéristique des tensions fictives de l'alternateur

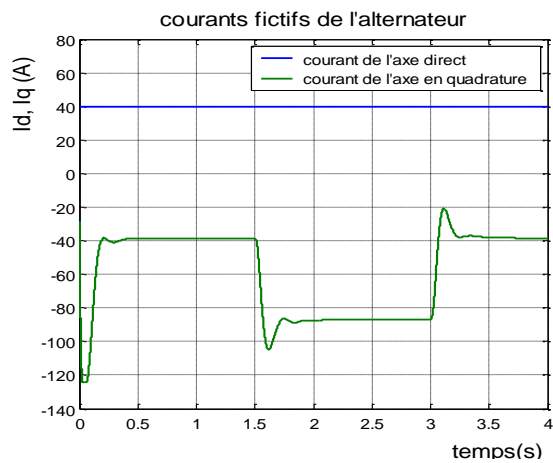


Figure (IV.31) caractéristique des courants fictifs de l'alternateur

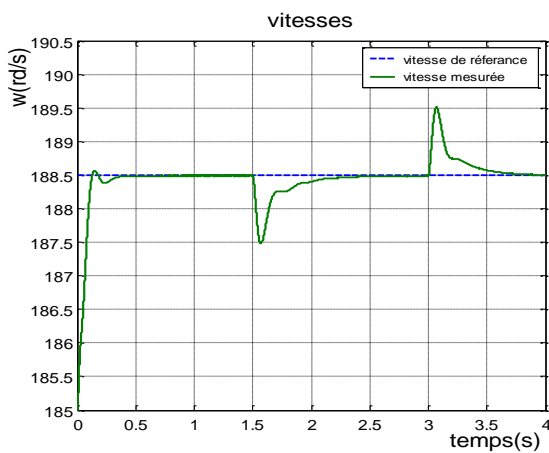


Figure (IV.32) caractéristique de vitesse de l'alternateur

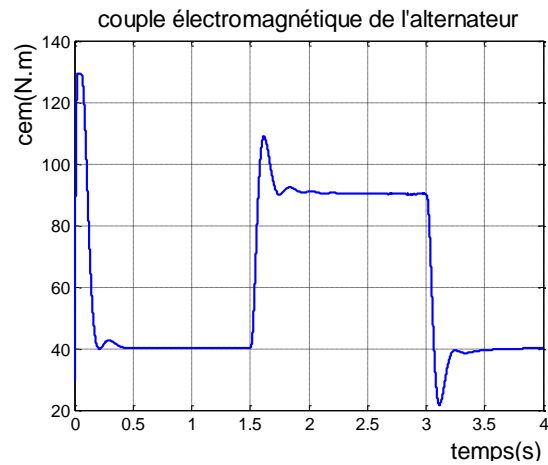


Figure (IV.33) caractéristique du couple électromagnétique de l'alternateur

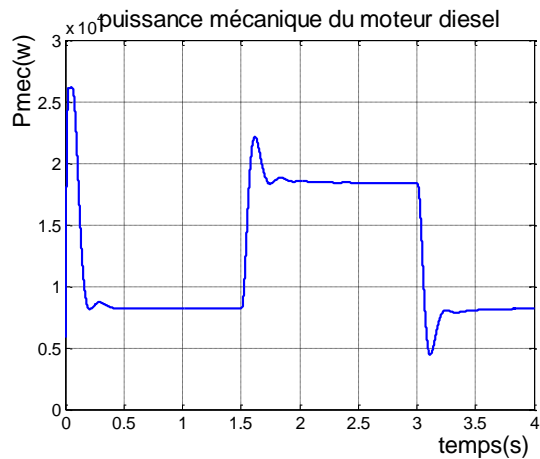


Figure (IV.34) Caractéristique de la puissance mécanique du moteur diesel

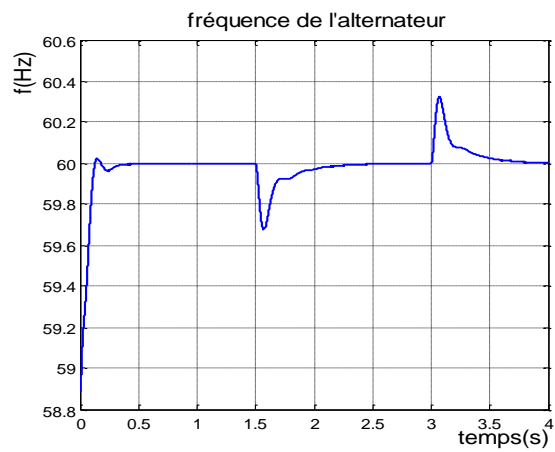
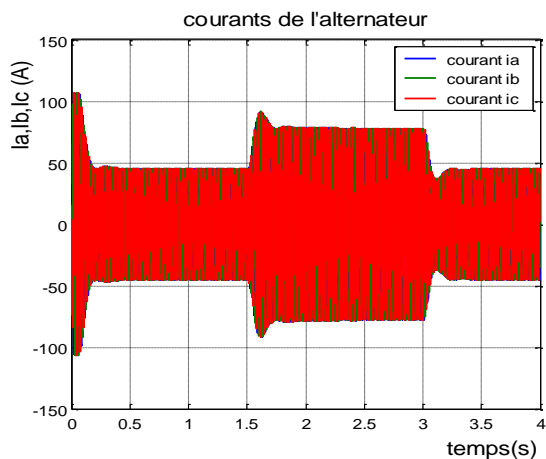
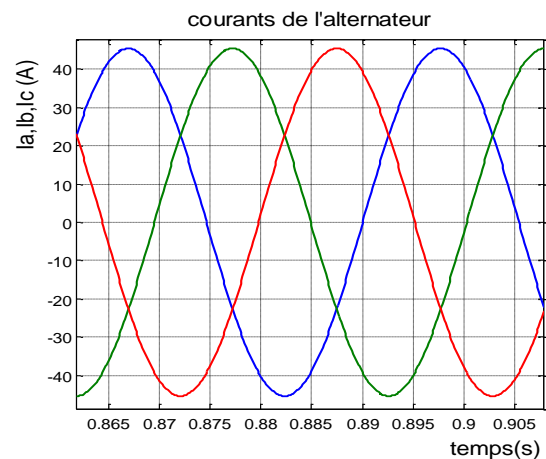


Figure (IV.35) Caractéristique de la fréquence de l'alternateur



(a)

Figure (IV.36) (a) Caractéristique des courants de l'alternateur



(b)

(b) Le zoom des courants de l'alternateur de 0.88s jusqu'à 0.9s

Résumé de deuxième essai

Les résultats de simulation obtenus dans les deux cas précédents montrent la robustesse et l'efficacité de la commande vectorielle.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué deux essais :

Dans le premier essai, on a effectué deux tests, nous avons simulé la chaîne de production d'énergie électrique. Dans le premier teste on fixe la charge et on varie la vitesse de référence du moteur diesel, dans le deuxième cas le moteur diesel maintenu à vitesse fixe

en faisant varier la charge, on constate que le deuxième cas est le plus efficace et le mieux utilisé.

Dans le deuxième essai, on associe la commande vectorielle au moteur de propulsion et on a effectué deux tests. Nous avons simulé toute la chaîne de production et de propulsion.

Dans le premier test on a fixé la charge du moteur de propulsion et on a varié sa vitesse de référence, dans le deuxième cas, on a fixé la vitesse de référence en faisant varier la charge de ce même moteur. La robustesse de la commande vectorielle apparaît clairement lors du changement de la charge, la vitesse suit la consigne de référence.

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, concerne l'étude d'une chaîne de production d'énergie électrique embarquée appliquée à la propulsion marine.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à la description d'une chaîne de production d'énergie électrique embarquée appliquée à la propulsion marine. Nous avons donné les différents modèles constituant une chaîne de production appliquée à la propulsion marine (moteur diesel, alternateur synchrone, redresseur, onduleur et machine de propulsion).

Dans le second chapitre, nous avons mis l'accent sur la modélisation de la chaîne de production, la chaîne de conversion et la chaîne de propulsion. Dans un premier temps, nous avons étudié le moteur diesel et l'alternateur synchrone dans le modèle de Park. Dans un second temps, nous avons modélisé le redresseur à diodes, filtre électrique, l'onduleur de tension et la machine asynchrone dans le modèle de Park.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui nous a permis de découpler la machine et de contrôler indépendamment le flux et le couple électromagnétique après avoir implanté des régulateur PI dans le souci d'étudier la commande avec performance (stabilité, précision,...).

Le dernier chapitre, nous donne les résultats de simulation de ce qui a été étudié précédemment. Nous avons vérifié la tension et le courant délivré par l'alternateur (de forme sinusoïdale), puis nous avons vérifié la robustesse de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Puis deux testes sont effectués sur la chaîne de production, le premier consiste à maintenir la vitesse de référence du moteur diesel fixe, nous avons vu que la tension et la fréquence de l'alternateur reste constante malgré les perturbations au niveau de la charge. Le second teste le moteur diesel tourne à une vitesse variable, ce qui nous donne une tension et une fréquence variable.

Enfin deux autres essais sont effectués sur la chaîne de propulsion, le premier consiste à maintenir la charge de la machine constante, et on fait varier la vitesse de référence du moteur de propulsion, nous avons vu que la vitesse de la machine de propulsion suit la vitesse de référence, et que le courant de la charge reste constant. Le second essai consiste à fixé la

vitesse de référence du moteur de propulsion et on fait varier la charge de la machine, alors qu'on a vu que la vitesse de la machine repend à la vitesse de référence malgré les perturbations au niveau de la charge.

La variation de la charge du moteur de propulsion influence sur la tension de charge et sur la fréquence du réseau. Pour remédier à cette problématique, nous proposons de persévérer le travail on ajoutant des batteries de stockage d'énergie électrique.

Paramètres du moteur diesel

$$T1 = 0.001$$

$$T2 = 0.002$$

$$T3 = 0.02$$

$$T4 = 0.25$$

$$T5 = 0.009$$

$$T6 = 0.0384$$

$$TD = 0.00024$$

$$K = 400$$

$$T_{\max} = 1.1$$

$$T_{\min} = 0$$

Paramètres de l'alternateur

$$R_f = 0.692 [\Omega]$$

$$R_s = 0.692 [\Omega]$$

$$L_d = 0.006 [H]$$

$$L_q = 0.006 [H]$$

$$M_f = 0.006 [H]$$

$$L_f = 0.006 [H]$$

$$B_m = 0.0028 [[N.m.s]]$$

$$J = 1.662 [Kg.m^2]$$

$$P = 2$$

Paramètres de la machine asynchrone

$$B_m = 6.5e-4 [N.m.s]$$

$$J = 0.05 [Kg.m^2]$$

$$p = 2$$

$$M = 0.2269 [H]$$

$$L_r = L_s = 0.236 [H]$$

$$R_r = 1.24 [\Omega]$$

$$R_s = 2.47 [\Omega]$$

$$P = 6 \text{ Kw}$$

- [1] : R. Lateb «**modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD**», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine. France 2006.
- [2]: A. Haupais «**combustion dans les moteurs diesel** », Technique d'ingénieur, traité génie mécanique B- 2700, France.
- [3]: T. Wildi, G. Sybille «**4eme edition Electrotechnique** », France 2005.
- [4] : « **Moteur diesel** » fr.wikipedia.org/wiki.
- [5] : « **Technologies et différent mode d'alimentation des machines synchrones** »
<http://sitelec.org/cours.msym.pdf>
- [6] : Cours de licence EEA « **Energie et convertisseur d'énergie** », Université de savoie, France 2009, sitelec.org/cours/redresseurs.pdf
- [7] : S.R. Bowes, A. Midoun « **New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives, IEE Proceedings** », vol. 133, Pt. B, no. 4, pp. 237-254, juillet 1986.
- [8] :R.P.Eguiluz « **Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone** », thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2002.
- [9] : N. Boubouzal, D. Ait Kaci « **Etude et simulation d'un aérogénérateur** », mémoire d'ingénieur Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2009.
- [10] : S. Khojet el khil « **Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)** », thèse de doctorat à l'école national d'ingénieur de Toulouse, France, 2006.
- [11] : P. Bastiani « **stratégie de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur – machine alternative : application à la traction électrique** », Thèse de doctorat à l'INSA de Lyon, France, 2001.
- [12] : D. Ould Abdeslam, J. P. Urban « **Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques** », conférence international (ICEEA 2008), Sidi Bel-Abbes, Algérie, 2008.

- [13] : B. Tounsi « **Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique** » thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, France, 2007
- [14] : L. Mazodier « **propulsion électrique des navires** », revu de l'électricité et d'électronique. mach.elec.free.fr/divers/propulsion-elec.pdf.
- [15] : J.M. Allenbach « **Traction Electrique** », édition Ppur, Suisse, 2008.
- [16] : Bibliothèque pédagogique matériels et technologie epidition 48° Nord- premier tour du monde à la force humaine. <http://www.jeangabrielchelala.com>
- [17] : H.Yantour, J.Saadi et A.Khoumsi « **Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC)** », 6e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation, Maroc avril 2006.
- [18]: K.E. Yeager and J.R. Willis « **Mobeling of emergency diesel generators in an 800 megawatt nuclear power plant** », IEEE transaction on energie conversion, vol.8, No, PP.433-441, 03 septembre 1993.
- [19]: T. Azrouud et H. Bouzid « **Etude de couplage d'alternateur au réseau électrique et essai** », mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2008.
- [20] : A. Benchabane et S. Sadeg « **Analyse et simulation d'un ensemble turbine alternateur charger dans les réseaux embarqué** », Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2008
- [21] : J-L Dolmasso « **machine tournante à courant alternatif** », cours d'électrotechnique, tome 1,2007. <https://www.eyrolles.com>
- [22] : A. Arab et S. Bardi « **commande de la machine synchrone à reluctance variable par des régulateurs PI** », mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2007
- [23] : S. Lalouni « **commande de l'excitation** », mémoire d'ingénieur, université de Bejaia 2002.

[24] : M. Mansour et R. Djeddi « **Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension** », mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2000.

[25] : J. Laroche « **Electronique de puissance, convertisseur** », Edition dunod, France 2005.

[26] : J.P Caron et J.P Hautier « **Modélisation et commande de la machine Asynchrone** », Edition TECHNIP. France, 1995.

[27] : F. Nacéri « **Commande non linéaire adaptative des machines électriques associée à des convertisseurs statiques** », thèse de magister, université de Batna, Algérie, 2008.