



**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Abderrahmane MIRA-Bejaia  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique**

**Filière : Electrotechnique**

## **Mémoire de fin de cycle**

**En vue de l'obtention de diplôme master II en électrotechnique  
Option : Electromécanique.**

### ***Thème***

**Etude comparative entre la  
commande d'un moteur DC et un  
moteur AC de la « Top Drive » .**

***Présenté par :***

Mr. MESSAHLI Ali

Mr. ZIZI Fayssal

***Encadré par :***

Mr. ACHOUR A/Y

Mr. AOUZELLAG.D

**Promotion 2011/ 2012**

# Remerciements

A l'issue de ce travail, nous tenons à remercier en premier lieu le bon Dieu de nous avoir donné l'aide afin de réaliser ce projet et surtout de nous avoir donné du courage pour le finir.

Nous souhaitons tout d'abord exprimer notre profonde reconnaissance à notre promoteur Mr ACHOUR et Mr AOUZELLAG, pour leur aide et leurs critiques.

Nous exprimons nos vifs remerciements aux membres de jury qui ont accepté de juger notre travail.

Enfin, nous remercions toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

# Dédicaces

Je tiens sincèrement à dédier ce modeste travail :

À mes chers parents qui m'ont élevé, formé, encouragé, et soutenue  
durant toute ma vie.

À mes chères sœurs

À mon petit frère

À toute la famille ZIZI

À tous mes oncles, tantes, cousins et cousines sans exception et à toute  
ma famille un par un.

À mes meilleurs amis

À m'a chère amie

À tous ceux qui me connaissent un par un

**Fayssal**

# Dédicaces

Je tiens sincèrement à dédier ce modeste travail :

À mes chers parents qui m'ont élevé, formé, encouragé, et soutenue  
durant toute ma vie.

À mes chères sœurs frères

À sami, soriya, son fils farid et sa mère

À toute la famille MESSAHLI

À tous mes oncles, tantes, cousins et cousines sans exception et à toute  
ma famille un par un.

À mes meilleurs amis

À mes camarades de section

À tous ceux qui me connaissent un par un

**Ali**

## Liste des figures :

### Chapitre I

|  |   |
|--|---|
| Figure I. 1 Image réelle de la top drive ..... | 4 |
|--|---|

### Chapitre II

|   |    |
|---|----|
| Figure II. 1 convertisseur à action.....                    | 12 |
| Figure II. 2 convertisseur avec onduleur de courant .....   | 13 |
| Figure II. 3 : convertisseur avec onduleur de tension ..... | 14 |
| Figure II. 4 redresseur-onduleur de tension .....           | 14 |
| Figure II. 5 onduleur à MLI .....                           | 15 |

### Chapitre III

|  |    |
|--|----|
| Figure III. 1: moteur à courant continu .....  | 20 |
| Figure III. 2 Moteur GE752 à excitation séparée.....   | 21 |
| Figure III. 3 Diagramme de connexion.....  | 21 |
| Figure III. 4 Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation séparée .....                                   | 22 |
| Figure III. 5 Algorithmes de réglage de vitesse du moteur à courant continu .....  | 26 |
| Figure III. 6 Schéma fonctionnel de la boucle interne .....  | 27 |
| Figure III. 7 Schéma fonctionnel de la boucle interne .....  | 30 |
| Figure III. 8 Allures de la vitesse, courant d'induit et le couple à vide .....  | 35 |
| Figure III. 9 Allures de la vitesse, courant d'induit et le couple avec $C_r = 1695 \text{ Nm}$ à $t = 5 \text{ s}$ .....  | 37 |
| Figure III. 10 Allures de la vitesse, courant d'induit et le couple avec $C_r = 3390 \text{ Nm}$ à $t = 5 \text{ s}$ ..... | 39 |

## Chapitre IV

|  |    |
|--|----|
| Figure IV. 1 Vue éclatée d'un moteur asynchrone à rotor à cage .....   | 44 |
| Figure IV. 2: Schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone pour une phase .....   | 46 |
| Figure IV. 3 : Moteur asynchrone GE B20 .....  | 47 |
| Figure IV. 4 : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.....   | 48 |
| Figure IV. 5 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .....   | 49 |
| Figure IV. 6: représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente .....  | 52 |
| Figure IV. 7: Schéma qui caractérise le couplage.....  | 58 |
| Figure IV.8: Reconstitution des tensions $v_{ds}$ et $v_{qs}$ .....  | 59 |
| Figure IV. 9 : Partie électrique découplée.....  | 60 |
| Figure IV. 10: Commande vectorielle directe de la machine asynchrone.....  | 61 |
| Figure IV. 11: Schéma en boucle ouverte.....   | 63 |
| Figure IV. 12: Boucle de régulation du couple.....   | 65 |
| Figure IV. 13: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....   | 66 |
| Figure IV. 14: Schéma SIMULINK de la commande vectorielle.....   | 72 |
| Figure IV.15.1: Allures de la vitesse rotorique et le couple électromagnétique à vide.....   | 73 |
| Figure IV.15.2: Allures des courants ( $i_{sd}, i_{sq}, i_{sa}$ ) et la tension ( $v_{sd}, v_{sq}$ ) à vide .....                    | 74 |
| Figure IV.16.1: Allures de la vitesse, courants ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) et le couple électromagnétique avec $C_r=20$ N.m à $t=2s$ ..... | 75 |
| Figure IV.16.2: Allures de la vitesse, courants ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) et le couple électromagnétique avec $C_r=20$ N.m à $t=2s$ ..... | 76 |
| Figure IV.17: Allure de la vitesse avec un créneau de $w_{ref}$ et $C_r=10$ N.m à $t=3s$ .....                                       | 77 |

## Chapitre V

|  |    |
|--|----|
| FigureV. 1 Moteur asynchrone .....           | 85 |
| FigureV. 2 Moteur à courant continu .....    | 85 |
| FigureV. 3: Caractéristiques mécaniques..... | 86 |

# Liste des tableaux :

## Chapitre III

|  |    |
|--|----|
| Tableau III. 3 <i>caractéristiques du moteur GE752</i> ..... | 59 |
|--|----|

## Chapitre IV

|  |    |
|--|----|
| Tableau IV. 1: Relation entre $\omega_n$ , $t_{rep(5\%)}$ et $\zeta$ ..... | 68 |
| Tableau IV.2: Plaque signalétique du MAS .....                             | 69 |

## Chapitre V

|   |    |
|---|----|
| Tableau V. 1 : comparaison entre DC et AC top drives..... | 81 |
|---|----|

# Sommaire

Introduction général .....

## Chapitre I

|         |  |    |
|---------|--|----|
| I.1     | Introduction:.....                                     | 3  |
| I.2     | Top drive : .....                                      | 3  |
| I.2.1   | Rôle de la top drive : .....                           | 5  |
| I.2.2   | Avantages et inconvénients de la top drive : .....     | 5  |
| I.2.2.1 | Avantages [11]:.....                                   | 5  |
| I.2.2.2 | Inconvénients [7]: .....                               | 7  |
| I.2.3   | Différents blocs de l'entraînement supérieur : .....   | 8  |
| I.2.3.1 | La top drive support unit (TDSU) : .....               | 8  |
| I.2.3.2 | La console : .....                                     | 8  |
| I.2.3.3 | Le système ADS figuré à l'aide d'un panel view : ..... | 8  |
| I.2.3.4 | La top drive : .....                                   | 9  |
| I.2.4   | Composition de la top drive : .....                    | 9  |
| I.3     | Conclusion : .....                                     | 10 |

## Chapitre II

|          |  |    |
|----------|--|----|
| II.1     | Introduction : .....                                 | 11 |
| II.2     | Les redresseurs : .....                              | 11 |
| II.2.1   | Le redressement non commandé : .....                 | 11 |
| II.2.1.1 | Structures de base : .....                           | 11 |
| II.2.2   | Le redressement commandé : .....                     | 11 |
| II.3     | Convertisseurs de fréquence .....                    | 12 |
| II.3.1   | Convertisseurs à action indirecte .....              | 12 |
| II.3.2.1 | Onduleur de courant : .....                          | 13 |
| II.3.2.2 | Onduleur de tension : .....                          | 13 |
| II.3.3   | Onduleur à modulation de largeur d'impulsion : ..... | 15 |
| II.3.3.1 | Principe de la MLI : .....                           | 15 |
| II.3.3.2 | Stratégie de la MLI : .....                          | 16 |
| II.4     | Conclusion : .....                                   | 17 |



## Chapitre III

|           |  |    |
|-----------|--|----|
| III.1     | Introduction :.....  | 18 |
| III.2     | Spécifications du modèle 1050E-500 [1] :.....  | 19 |
| III.3     | Constitution de la machine à courant continu :.....  | 19 |
| III.3.1   | L'inducteur ou stator : .....  | 19 |
| III.3.2   | L'induit ou rotor : .....  | 19 |
| III.3.3   | Le collecteur et les balais :.....   | 20 |
| III.4     | Différents types de moteurs à courant continu : .....  | 20 |
| III.5     | Moteur à courant continu à excitation séparée (GE 752): .....  | 20 |
| III.5.1   | Commande du moteur à courant continu (à excitation séparée, GE752) :   | 22 |
| III.5.2   | Modélisation du moteur à courant continu : .....   | 22 |
| III.5.2.1 | Equation électrique de l'induit: .....   | 22 |
| III.5.2.2 | Equation électrique de l'inducteur:.....   | 23 |
| III.5.2.3 | Equation mécanique:.....   | 23 |
| III.6     | Modélisation en régime dynamique du moteur à courant continu : .....   | 24 |
| III.7     | Asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par un redresseur triphasé parallèle double à thyristors: (redresseur + charge R L E) : | 25 |
| III.7.1   | Boucle interne (boucle du courant):.....   | 27 |
| III.7.2   | Boucle externe (boucle de la vitesse):.....  | 30 |
| III.8     | Simulation du moteur :.....  | 34 |
| III.8.1   | Schéma bloc général du moteur en boucle fermée : .....   | 34 |
| III.9     | Résultats de la simulation en boucle fermée:.....  | 35 |
| III.10    | Interprétation des résultats .....   | 39 |
| III.11    | Conclusion : .....   | 40 |

## Chapitre IV

|          |  |    |
|----------|--|----|
| IV.1     | Introduction :.....  | 41 |
| IV.2     | Spécifications (modèle 1250AC-500) [1]:.....                           | 41 |
| IV.3     | Constitution de la machine asynchrone : .....                          | 41 |
| IV.4     | Principe de fonctionnement [7] :.....                                  | 42 |
| IV.4.1   | Glissement : .....   | 42 |
| IV.4.2   | Vitesse de synchronisme :.....   | 42 |
| IV.4.3   | Schéma électrique équivalent : .....                                   | 43 |
| IV.5     | Moteur asynchrone (GE B20) :.....                                      | 43 |
| IV.6     | Commande vectorielle du moteur asynchrone (GE B20) :.....              | 44 |
| IV.6.1   | Le but de la modélisation de la machine asynchrone :.....              | 44 |
| IV.6.2   | Modélisation de la machine asynchrone triphasée : .....                | 44 |
| IV.6.2.1 | Hypothèse simplificatrice .....  | 44 |
| IV.6.2.2 | Modèle électrique : .....  | 45 |
| IV.6.2.3 | Modèle dynamique : .....   | 45 |
| IV.6.3   | Choix du référentiel : .....   | 51 |
| IV.7     | Commande vectorielle par orientation du flux rotorique :.....          | 51 |
| IV.7.1   | Principe : .....   | 51 |
| IV.7.2   | Estimateurs de la pulsation et de flux rotorique : [2] .....           | 51 |
| IV.7.2.1 | Estimation de la pulsation rotorique : .....                           | 51 |
| IV.7.2.2 | Estimation du flux rotorique : .....                                   | 52 |
| IV.8     | Decouplage entree-sortie : [5].....                                    | 55 |
| IV.8.1   | Découplage par compensation :.....                                     | 55 |
| IV.8.2   | Problèmes posés par le découplage : [5].....                           | 57 |
| IV.8.3   | Schéma de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté :.. | 57 |
| IV.9     | calcul des regulateurs : [5] .....                                     | 59 |
| IV.9.1   | Régulateur de flux :.....  | 59 |
| IV.9.2   | Régulateur de couple : .....   | 61 |
| IV.9.3   | Régulateur de vitesse : .....  | 63 |
| IV.10    | Calcul des grandeurs nominales : [2].....                              | 65 |
| IV.10.1  | Courant magnétisant $i_{\phi n}$ :.....                                | 66 |
| IV.10.2  | Couple nominal $C_n$ :.....  | 66 |
| IV.10.3  | Courant nominal $i_{qsn}$ : .....                                      | 67 |
| IV.11    | Calcul des valeurs numeriques des regulateurs :.....                   | 67 |
| IV.12    | Simulation numerique de la commande vectorielle : .....                | 68 |
| IV.12.2  | Résultats de la simulation de la commande vectorielle : .....          | 70 |
| IV.13    | Conclusion .....   | 75 |

## Chapitre V

|       |  |    |
|-------|--|----|
| V.1   | Introduction :   | 75 |
| V.2   | Comparaison des caractéristiques des AC et DC top drives : | 76 |
| V.3   | Avantages et inconvénients de la DC top drive :            | 77 |
| V.3.1 | Avantages :  | 77 |
| V.3.2 | Inconvénients :  | 77 |
| V.4   | Avantages et inconvénients de la AC top drive :            | 78 |
| V.4.1 | Avantage :   | 78 |
| V.4.2 | Inconvénients :  | 79 |
| V.5   | Résultats :  | 80 |
| V.5.1 | Ondulation du couple moteur :                              | 80 |
| V.5.2 | Caractéristiques mécaniques :                              | 81 |
| V.6   | Choix entre top drives :                                   | 82 |
| V.7   | Conclusion :   | 82 |

Conclusion général

## Introduction générale

L'industrie en général, les transports, et même les industries de forage ont de plus en plus besoin de systèmes à vitesse variable, doués de souplesse et de précision. Bien sûr les solutions mécaniques et hydrauliques sont encore utilisées, mais les solutions électroniques sont aujourd'hui et de loin, les plus appréciées. Leur succès vient des caractéristiques incomparables que leur accorde l'électronique, tant sur le plan de la conversion d'énergie que sur celui de l'asservissement de vitesse.

L'utilisation des entraînements à vitesse variable est due, en partie, au souci de donner au dispositif entraîné la vitesse optimale pour chacune des phases d'un processus. Mais c'est surtout dû aux progrès de l'automatisation qui nécessite la possibilité d'asservir la vitesse de chacun des moteurs qui agissent aux divers points d'un même ensemble. La cadence de production et la qualité des produits ne se trouvent qu'améliorées avantageusement. D'autre part les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance permettent d'atteindre aujourd'hui d'excellents rendements par ajustage de la puissance à la mesure réelle du besoin.

La généralisation de l'usage de la vitesse variable aura donc pour objectif de réaliser des économies. Ces économies concernent :

- La consommation d'énergie.
- La consommation de matières premières (amélioration de la qualité de production, moins de rebuts).
- La consommation du temps (augmentation des cadences de fabrication, optimisation des temps d'utilisation des machines).

La vitesse variable des moteurs électriques vient concurrencer avantageusement les autres systèmes de variation de vitesse. Dans ce cas, l'intérêt repose sur les performances propres des moteurs électriques liées aux atouts économiques de l'électricité : **Conversion d'Energie.**

La supériorité de la commande électronique à base de semi-conducteurs de puissance sur les autres systèmes automatiques, mécaniques, hydrauliques, et

électriques vient du faible temps de réponse des circuits électroniques qui surpassent tous les autres systèmes.

Les applications industrielles de la vitesse variable aux moteurs à courant continu sont extrêmement nombreuses et couvrent un domaine très vaste (de la sidérurgie aux robots, et au domaine de forage). Mais il semble que les recherches de ces dernières années conduisent à une utilisation de plus en plus grande des moteurs à courant alternatif. Ces derniers (moteurs synchrones ou asynchrones) s'ils sont moins souples que les moteurs à courant continu pour le réglage de leur vitesse, ont en revanche l'avantage d'être plus robustes et meilleur marché. Et c'est là l'intérêt de notre mémoire (l'étude et la comparaison entre les deux systèmes d'entraînements) qui comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la description de la top drive (rôle, constitution, différents types, avantages et inconvénients), afin de commander sa vitesse en utilisant les différents composants de l'électronique de puissance.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les convertisseurs statiques, leurs principes de fonctionnement, et leurs types (redresseurs, onduleurs) pour les implanter dans la commande des moteurs électriques.

Le troisième chapitre traite d'une façon détaillée la modélisation et la commande du moteur à courant continu à excitation séparée de la top drive type 1050E-500.

Dans le quatrième chapitre, est élaborée la modélisation du moteur asynchrone, la transformation du système triphasé au système biphasé (afin de simplifier la commande), et la commande vectorielle de ce moteur (de la top drive type 1250AC), afin de la comparer à celle du moteur à courant continu.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude comparative entre les deux systèmes d'entraînements de la garniture de forage (top drive équipée d'un moteur à courant continu et celle équipée d'un moteur asynchrone), et c'est pour distinguer le meilleur système d'entraînement.

Enfin, une conclusion sur l'ensemble de notre travail, qui résume les résultats obtenus de l'étude comparative entre les deux systèmes d'entraînements étudiés.

# Chapitre I

## Introduction à la top drive

## **I.1 Introduction:**

Le développement des Derrick Drilling Machines a commencé aux années 80, pour remplacer la méthode conventionnelle (classique) de forage en utilisant l'ensemble Kelly – table de rotation.

Le premier modèle est réalisé en 1984 ; un top drive désignée aux offshores, avec un moteur électrique à courant continu « 650 V » et qui pèse 650 tonnes.

En 1987, un développement plus avancé est basé sur l'utilisation des systèmes hydrauliques pour l'entraînement supérieur, et grâce aux demandes, d'augmenter le couple de forage, ce développement est devenu de plus en plus avancé.

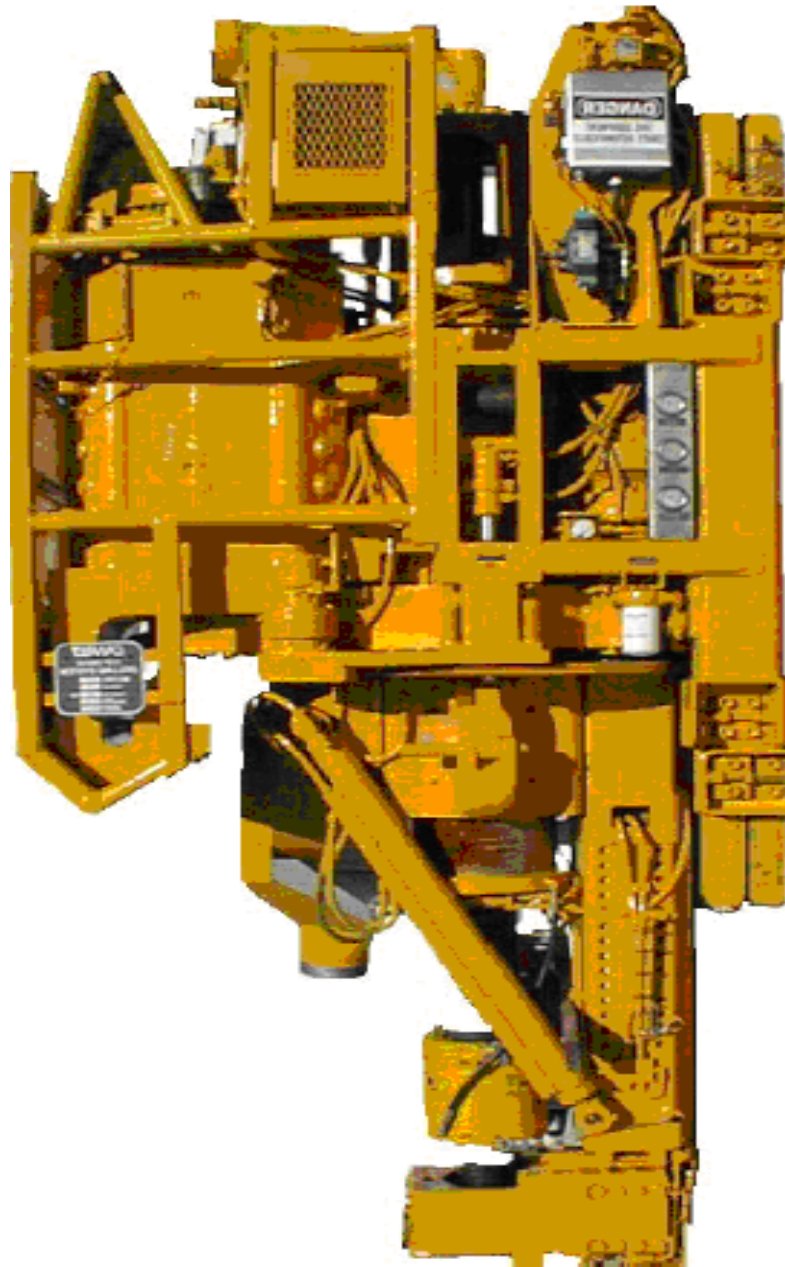
Mais pour des raisons de maintenance (trop de flexibles et de joints, saleté due à l'importante utilisation des huiles et graisses .....), de sécurité (l'utilisation de la haute pression), et de gain en temps, l'emploi des top drives hydrauliques s'est limité et ce sont les top drives électriques qui ont pris le relai en maintenant le côté hydraulique qui est indispensable.

## **I.2 Top drive :**

Le top drive est un organe récemment introduit aux chantiers, plus précisément aux appareils de forage pour remplacer :

- Le crochet
- La tête d'injection
- La table de rotation
- La Kelly (la tige carrée)
- La Kelly bushing
- Et partiellement les clefs

C'est un équipement de rotation, maintenu au mât à l'aide d'une raie et d'un moufle mobile. Elle fait tourner la garniture de forage (train de tiges et outil de forage) par l'extrémité de son arbre principal.



**Figure I. 1** : Image réelle de la top drive



### **I.2.1 Rôle de la top drive :**

La top drive effectue plusieurs opérations comme :

- Forage (en utilisant le moteur électrique).
- Remontée et descente des tiges de forage.
- Serrage et desserrage des connections (en utilisant le torque boost).
- Circulation des fluides de forage.
- Manipulation des tiges (en utilisant les Link Tilts (les bras)).
- Blocage de la garniture de forage (en utilisant le frein) ...

Ces fonctions peuvent être réunies sous trois principaux rôles qui sont :

la rotation, la remontée, et l'injection ou la circulation.

### **I.2.2 Avantages et inconvénients de la top drive :**

#### **I.2.2.1 Avantages [11]:**

Une opération de forage plus sécurisée :

- La top drive serre et desserre les connections.
- Elle est équipée d'un système pipe Handling pour le déplacement et la manipulation des tiges pour alléger le travail et le rendre plus sécurisé.
- L'utilisation de l'élévateur automatique diminue les accidents causés par les travailleurs dans l'opération de forage.
- Elle réduit au maximum les pertes de temps dues à l'emplacement et l'enlèvement de la Kelly et la tête d'injection en passant du "tripping" au "drilling" et vice versa.
- Elle augmente la vitesse de pénétration des tiges.
- Elle réduit l'utilisation du "mouse hole" et du "rat hole".

- Elle permet de passer (consacrer) plus de temps en forage et moins de temps en “ making up/out connections”, “ tripping, surveying, reaming”, et toute autre opération hors du forage.
- Le plus important avantage de la top drive est de pouvoir faire la rotation et la circulation de la boue de forage même pendant les manœuvres, ce qui va réduire essentiellement les grands risques de coincement et ce qui réduit à son tour le coût total de forage.
- Elle réduit l’endommagement du réservoir dû au phénomène de gélation des fluides de forage.
- Elle réduit également les coûts totaux des puits horizontaux en utilisant moins d’agents lubrifiants et d’aditifs aux fluides de forage.

Le forage avec des longueurs (stands):

- Réduction du temps de “ reaming” (descente, rotation, et circulation) au “ sloughing shales” (argiles) ou bien au “ cleaning to bottom”, ou bien lors de l’ouverture du trou.
- Les puits multiples peuvent être forés avec les mêmes stands (longueurs) sans gerbage et dégerbage (gain de temps).
- Forage de 90ft (27.4m) sans faire de connections (réduire le nombre de connections).
- L’utilisation de la top drive lors du forage dirigé réduit le temps de correction après chaque ajout.
- L’utilisation des trois tiges simples de forage va aider à avoir un puits plus vertical.

Faire tourner la garniture de forage même en utilisant l’indicateur de poids :

- La top drive rend l’opération du “ back reaming” plus sécurisée.

- Permet d'effectuer la torsion et la traction d'une façon plus sécurisée (durant l'opération du " free point and back off").
- Rend les procédures plus effectives et plus prospères lors du repêchage (fishing operations).
- Réduit le danger causé par la procédure d'enlèvement de la Kelly dans le cas du coincement.

Un meilleur système pour le "underbalanced drilling" :

- Augmente la durée de vie de l'étanchéité du BOP annulaire.
- Réduit les incidents du coincement. Généralement, les coincements dans les industries de forage coûtent entre 200 à 500 millions de dollars. Une analyse faite par BP a indiqué que 90% des incidents de coincement se produisent pendant les manœuvres ou lors des ajouts. Cela veut dire qu'en comparant avec la méthode de forage classique, la possibilité de coincement est réduite à  $\frac{1}{3}$ , et par conséquent le coût est réduit par  $\frac{2}{3}$ .
- Soulager le travail des accrocheurs.

#### **I.2.2.2 Inconvénients [7]:**

- Le coût de la maintenance des top drives qui est plus élevé en comparant avec l'ancien système.
- Leurs dimensions importantes.
- Du fait du poids supplémentaire, le câble de forage s'use plus rapidement.
- Elles sont aussi plus difficiles à déplacer sur les installations de forage sur terre qui doivent être démontées lors du déménagement.

Selon les constructeurs, il y a plusieurs types de top drive (hydrauliques ou électriques). Dans notre cas, les top drives étudiées sont des top drives électriques du

fabricant **Canrig**. Ce type d'entraînement supérieur est regroupé essentiellement en quatre grands blocs.

### **I.2.3 Différents blocs de l'entraînement supérieur :**

#### **I.2.3.1 La top drive support unit (TDSU) :**

Elle englobe un SCR (redresseur commandé pour l'alimentation principale de la TD avec moteur à courant continu) ou un VFD (variateur de fréquence) pour les TD entraînées par moteur à courant alternatif, plus les circuits de contrôle, de commande, de protection, et même le circuit d'excitation du moteur à courant continu pour les DC top drives. La HPU (hydraulic power unit) est associée à la TDSU aussi, elle assure la circulation et l'arrivée du fluide pour assurer les opérations de nature hydraulique.

#### **I.2.3.2 La console :**

C'est à partir de la console où toutes les manipulations sont faites. Elle est située au planché à la portée du chef de poste, pour assurer toutes les fonctions possibles de la top drive.

#### **I.2.3.3 Le système ADS figuré à l'aide d'un panel view :**

Le système ADS (système de diagnostic avancé) surveille des points stratégiques de l'unité Top Drive (système de forage à entraînement supérieur) et ses systèmes associés de contrôle et d'alimentation. Plutôt que de rapporter des problèmes ou des écarts par rapport aux paramètres normaux de fonctionnement (effectué d'habitude par des lampes témoins), le système ADS fait des estimations intelligentes d'un défaut de fonctionnement et rend compte à l'opérateur des causes possibles dans un langage simple.

Le système ADS partage avec le PLC (régulateur de logique programmable) la prise en compte de toutes les fonctions de contrôle de l'entraînement par tête d'injection et communique avec l'opérateur par l'intermédiaire de l'unité à écran tactile Allen Bradley Panel View 1000, montée dans un boîtier en acier inoxydable. Ce boîtier est installé sur un support amovible permettant des ajustements de hauteur, cadrage et inclinaison. L'affichage de ce terminal d'interface de l'opérateur consiste en plusieurs écrans différents montrant des paramètres de système et l'état des

alarmes. Il permet d'entrer des facteurs de correction et d'arrêter les fonctions non essentielles pour continuer avec les opérations stratégiques en cas d'une défaillance d'équipement.

#### **I.2.3.4 La top drive :**

C'est l'organe en mouvement maintenu au mât, il est commandé par l'opérateur par l'intermédiaire de la console.

### **I.2.4 Composition de la top drive :**

Les blocs de la top drive sont composés de quatre parties essentielles :

- **partie mécanique** : Elle est constituée de l'arbre principal (quill), le bonnet, Boite d'engrenage et de Toutes les rotations mécaniques.
- **Partie hydraulique** : Elle est composée du circuit hydraulique et HPU (unité de puissance hydraulique), du générateur de couple (torque boost) et circuit de lubrification.
- **Partie électronique** : cette partie contient des "ADAPTERS" (convertisseurs analogique – numérique et vice versa), UNE CARTE MERE et UN MICROPROCESSEUR pour la vérification des circuits et des conditions de fonctionnement, et des scanners pour le filtrage. Cette partie contient aussi des API (automates programmables industrielles) qui assurent la commande (arrêt d'urgence, alarmes ...) et la protection, relit tous les capteurs, et limitent les surtensions et les intensités supérieures à l'intensité nominale du moteur.
- **Partie électrique** : c'est l'objet de notre étude, et c'est la partie qui fait la principale différence entre les top drives électriques. Cette partie contient un moteur électrique (à courant continu ou alternatif), et son alimentation s'effectue à partir des convertisseurs (un système à vitesse variable).

### **I.3 Conclusion :**

Vu les différents avantages qu'offre la top drive dans un système de forage tels que, entre autre, le fait qu'elle effectue plusieurs tâches en un temps très réduit, elle devient de plus en plus avantageuse.

Puisque notre travail consiste à faire une étude comparative entre les deux types de top drive, à savoir, celle entraînée par un moteur à courant continu et celle entraînée par un moteur à courant alternatif, une étude des convertisseurs statiques (redresseurs et onduleurs) devient nécessaire.

# Chapitre II

Etude des convertisseurs

## **II.1 Introduction :**

Depuis longtemps, la mise en forme de l'onde électrique a été déterminée au moyen des groupes tournants (groupe convertisseur moteur synchrone ou asynchrone et génératrice à courant continu).

Les performances actuelles des composants de l'électronique de puissance (diode, thyristor, transistor) permettant de réaliser de telle conversion ont supprimé ainsi les parties tournantes et ont réduit la masse, l'encombrement et le coût de matériel.

Grasse à ces développements, on peut avoir des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et de moindre coût.

## **II.2 Les redresseurs :**

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.

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.

### **II.2.1 Le redressement non commandé :**

Ce type de redresseur permet d'obtenir en sortie une tension redressée dont la valeur moyenne est fixée (non réglable). Ce dispositif est réalisé à partir de diodes.

### **II.2.2 Le redressement commandé :**

Comme pour les redresseurs à diodes, ces dispositifs permettent d'obtenir un courant continu dans la charge. Cependant, cette fois le niveau de tension moyenne de sortie sera réglable en fonction du signal de commande envoyé sur les thyristors. On constate



que la tension de sortie peut être fortement ondulée. Il est alors important de lisser le courant destiné à la charge.

### II.3 Convertisseurs de fréquence :

Depuis longtemps, la mise en forme de l'onde électrique, pour l'adaptation aux besoins, a été déterminé au moyen des groupes tournants (groupe convertisseur moteur synchrone ou asynchrone et génératrice à courant continu).

Les performances actuelles des composants de l'électronique de puissance permettant de réaliser de telle conversion ont supprimé ainsi les parties tournantes et ont réduit la masse, l'encombrement et le coût du matériel.

Grâce à ces développements, on peut avoir des systèmes de commande de hautes performances avec à la fois plus de fiabilité et à moindre coût.

Les principaux types de convertisseurs employés pour les moteurs asynchrones sont des convertisseurs à action directe et indirecte sur la fréquence. Dans notre cas, il s'agit de celui à action indirecte.

#### II.3.1 Convertisseur à action indirecte :

C'est la technique de passage par l'intermédiaire du continu, dans laquelle on utilise le montage redresseur, filtre et onduleur (Figure .II.1).

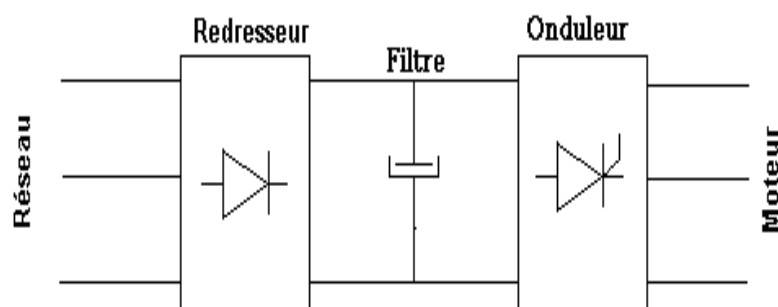


Figure II.1: convertisseur à action

#### II.3.2 Onduleurs :

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du

redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.

### II.3.2.1 Onduleur de courant :

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage  $L$  aide à maintenir le courant constant. La figure (II.2) représente un redresseur avec un onduleur de courant.

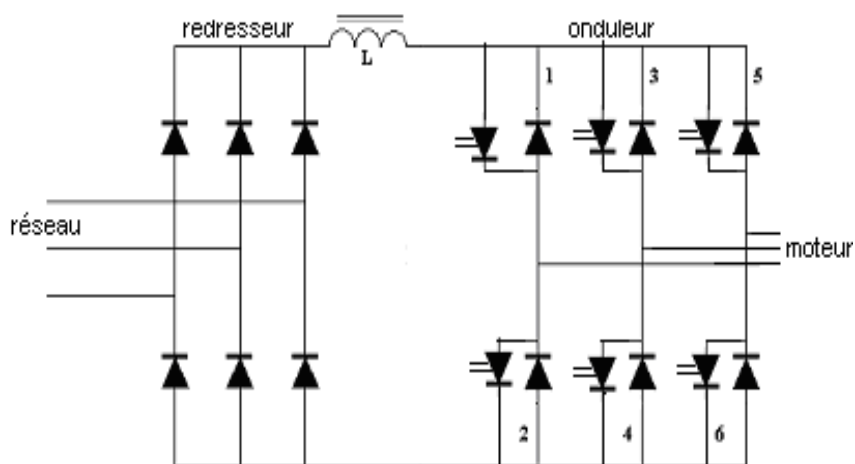
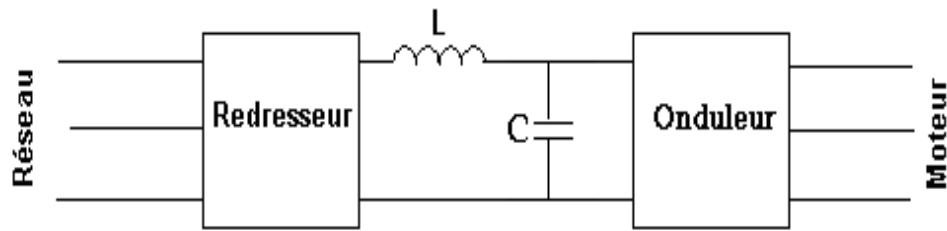


Figure II.2: convertisseur avec onduleur de courant

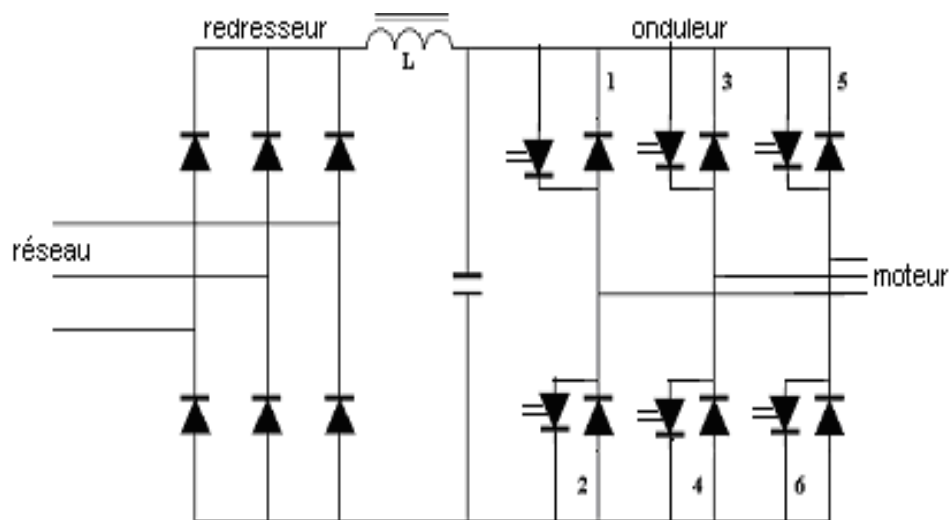
### II.3.2.2 Onduleur de tension :

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur (Figure. II.3).



**Figure II. 1:** convertisseur avec onduleur de tension

Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire d'impédance très variable à partir d'un redresseur, on choisit des onduleurs de tension.



**Figure II. 2:** redresseur - onduleur de tension

Les raisons sont multiples :

- le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.
- les deux onduleurs ne délivrent pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a à filtrer (la tension à filtrer est imposée par la source continue). Avec l'onduleur de courant, la tension à filtrer dépend de la charge.

Donc, pour faciliter le filtrage de la tension de sortie et rendre son coût acceptable on utilise le plus souvent une modulation de largeur d'impulsion (MLI).

### II.3.3 Onduleur à modulation de largeur d'impulsion :

Les onduleurs autonomes génèrent des tensions et des courants dont la fondamentale est très élevée. Or, ces harmoniques de courant circulant dans les enroulements d'un moteur produisent des couples pulsatifs qui se superposent au couple moyen. Lorsque le moteur tourne à des vitesses relativement élevées, ces pulsations sont amorties par l'inertie mécanique. Cependant à basse vitesse, elles peuvent produire une variation considérable, ces fluctuations de couple sont

inacceptables, surtout lorsque la vitesse faible doit être commandées avec une haute précision. Dans ce cas, un système d'entraînement utilisant un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) offre une solution intéressante.

#### II.3.3.1 Principe de la MLI :

Un redresseur à pont produit une tension dont la valeur filtrée apparaît à l'entrée de l'onduleur. Grâce aux signaux émis par l'unité de commande et d'allumage, l'onduleur génère une série d'impulsion de tension positive d'amplitude constante, suivie par une série d'impulsion semblable mais de signe contraire.

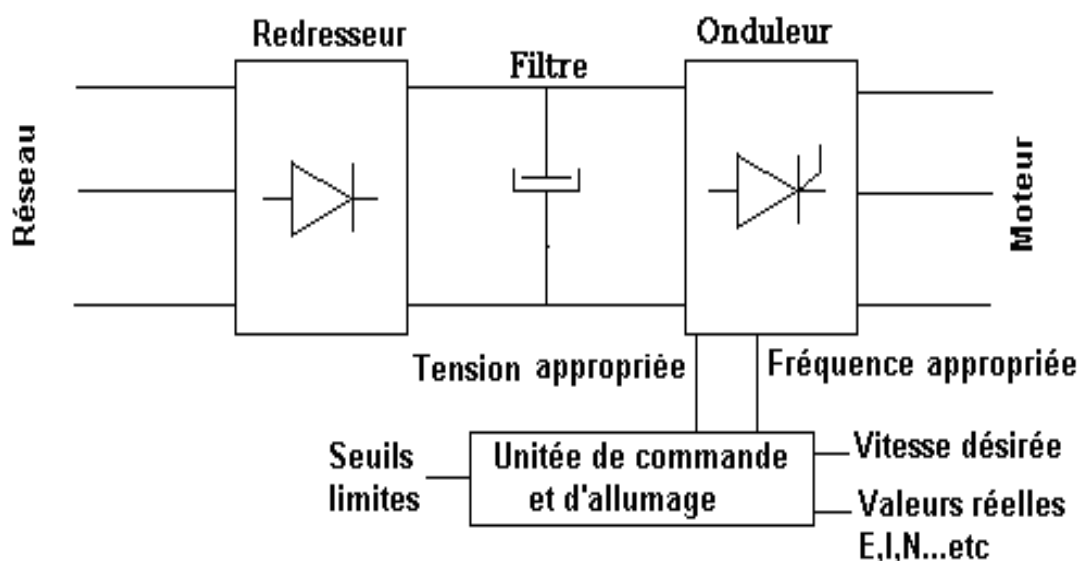


Figure II.5: onduleur à MLI

La largeur de ces impulsions et les intervalles qui les séparent sont ajustées de telle sorte que la forme d'onde se rapproche d'une sinusoïde. En augmentant le nombre d'impulsion par alternance, on peut produire des fréquences aussi basses que désirées. Cependant, pour maintenir le flux constant, il faut alors réduire la largeur des impulsions afin que le nombre de volt-seconde par alternance reste le même. C'est ainsi que l'on peut commander la valeur et la fréquence de la tension alternative à partir d'une source de tension à courant continu strictement constante.

### **II.3.3.2 Stratégie de la MLI :**

Cette technique consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sorties et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La multiplication du nombre d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire un critère déterminé. La modulation de largeur d'impulsion permet de :

- ❖ repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage,
- ❖ faire varier la valeur fondamentale de la tension de sortie.

Le plus souvent on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique.

## **II.4 Conclusion :**

Grâce au développement des convertisseurs statiques et des microprocesseurs, on assiste à un développement des variateurs de vitesse et, depuis peu, d'actionneurs utilisant la machine asynchrone d'induction.

En raison des performances demandées à ces variateurs et actionneurs, il devient indispensable d'avoir recours à des stratégies de contrôle très élaborées. La commande rapprochée des convertisseurs (contrôle direct des signaux de commande des semi-conducteurs) permet d'imposer les profils de tension et de courant permettant d'optimiser le fonctionnement de la machine, en éliminant le maximum d'harmoniques de rang faible pour éviter les oscillations de couple et de vitesse. Quand le moteur à une réactance de fuite élevée, l'association à un onduleur de tension est préférable, et quand il a une faible réactance, il convient d'utiliser un onduleur de courant. Ce dernier convient mieux pour les grandes puissances où la récupération d'énergie lors du freinage est demandée, en raison de sa réversibilité naturelle. Mais l'inconvénient de l'onduleur de courant est de créer à basse fréquence statorique des ondulations de couple d'amplitudes élevées. On peut remédier à cet inconvénient en provoquant un hachage des signaux de courant mais en raison des commutations non instantanées, la fréquence de ce hachage est très limitée et ne permet pas toujours de supprimer les harmoniques de rang faible. Par contre, la modulation de largeur d'impulsions avec suppression sélective des harmoniques est facilement réalisable sur un onduleur de tension. En conclusion, l'alimentation par un onduleur de tension MLI sera choisie pour les petites et moyennes puissances, alors que l'utilisation de l'onduleur de courant est réservée aux grandes puissances (quelques 100 kW à quelques mégawatts) [11].

# Chapitre III

TOP DRIVE EQUIPEE D'UN MOTEUR A  
COURANT CONTINU

### III.1 Introduction :

Les machines à courant continu – à collecteur mécanique – (MCC), après avoir longtemps occupé une place dominante au sein des systèmes électromécaniques à vitesse variable, est en forte régression. Son succès, qui lui permet toujours d'occuper une place sur le marché, est dû à la grande simplicité de son alimentation électronique et de sa commande comparativement à celles de ses concurrentes, les machines à commutation électronique (MCE) ou sans balais (synchrones, asynchrones, à réluctance variable...).

Les raisons de l'évolution des entraînements électromécaniques à vitesse variable vers les machines sans collecteur mécanique et les particularités qui permettent aux machines à courant continu de conserver une place dans le marché sont les suivantes :

- Leur **collecteur** qui est un organe mécanique permettant la double fonction de commutation des courants d'induits et de leur calage par rapport au flux inducteur (autopilotage). À une époque (jusque dans les années 1980-90) où l'électronique de puissance restait très coûteuse et où le rapport puissance de calcul/coût des systèmes de commande numérique restait peu compétitif, les moteurs sans collecteur, malgré une plus grande robustesse et un plus faible coût (moteur seul), ont été destinés à des applications particulières. La plupart du temps, il s'agissait des dispositifs à très longue durée de vie, dans lesquels toute maintenance était à exclure ou/et ceux nécessitant de très grandes vitesses de rotation.

- Ce collecteur présente également l'immense avantage de permettre de simplifier l'électronique de puissance et, notamment d'adapter la structure aux exigences de réversibilité de l'application.

Ainsi la machine à courant continu conserve une place de choix dans les applications à fortes contraintes économiques. Mais elle a perdu sa position dominante dans l'industrie.

Les moteurs à courant continu à collecteur, encore utilisés de nos jours, sont à inducteur bobiné ou à aimants permanents. Les premiers sont à excitation séparée ou à excitation série, c'est notamment le cas des moteurs universels très employés en électroménager. Leur alimentation est réalisée par convertisseurs à thyristors ou par



gradateurs ou encore par hacheur selon la source d'alimentation ou les choix technico-économiques effectués. Il s'agit alors principalement de contrôler le courant d'induit, éventuellement le courant inducteur, grâce au réglage de la tension.

En effet, le type de top drive, entraînée par la machine à courant continu, que nous avons étudié dans notre sujet de mémoire à pour modèle 1050E – 500.

### **III.2 Spécifications du modèle 1050E-500 [1] :**

- **Désignation du modèle :**

**10** : 10X100 = 1000 HP : la puissance nominale du moteur électrique.

**50** : 50X10 = 500 tons : la capacité nominale de levage.

**E** : électrique (à courant continu).

**500** :5 :00 :1 : rapport de réduction.

### **III.3 Constitution de la machine à courant continu :**

Un moteur à courant continu est composé des éléments suivants [11] :

#### **III.3.1 L'inducteur ou stator :**

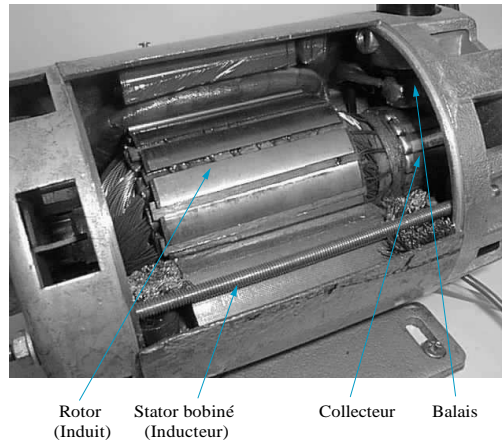
C'est un élément du circuit magnétique immobile sur lequel un enroulement est bobiné afin de produire un champ magnétique. L'électro-aimant ainsi réalisé comporte une cavité cylindrique entre ses pôles.

#### **III.3.2 L'induit ou rotor :**

C'est un cylindre en tôles magnétiques isolées entre elles et perpendiculaires à l'axe du cylindre. L'induit est mobile en rotation autour de son axe et est séparé de l'inducteur par un entrefer. A sa périphérie, des conducteurs sont régulièrement répartis.

### III.3.3 Le collecteur et les balais :

Le collecteur est solidaire de l'induit. Les balais sont fixes, ils frottent sur le collecteur et ainsi alimentent les conducteurs de l'induit.



**FIGURE III. 1:** moteur à courant continu

### III.4 Différents types de moteurs à courant continu :

On distingue différents types de moteurs à courant continu, à savoir :

- Moteur à courant continu à excitation parallèle ;
- Moteur à courant continu à excitation série parallèle (composée ou « compound »).

Parmi ces différents types de moteurs, les plus utilisés dans l'industrie sont ceux à excitations série, et séparée.

Le moteur d'entraînement du top drive modèle 1050E-500, est à excitation séparée.

### III.5 Moteur à courant continu à excitation séparée (GE 752):

Les moteurs GE752 High torque sont utilisés dans les industries de pétrole et de gaz pour animer les chantiers de forage.

Ces moteurs sont alimentés par une tension continue de 750 volts redressée par un pont redresseur tout thyristor spécialement conçu pour les chantiers de forage [1].

La puissance de ce type de moteurs est de 1130 horse power (840 KW), avec une isolation de classe H.

La figure III.2 ci-dessous montre l'image réelle du moteur GE752.



**Figure III. 2 :** Moteur GE752 à excitation séparée

Avec une simple manœuvre (manipulation d'un Switch), ces moteurs peuvent fonctionner aussi bien dans un sens de rotation que dans l'autre sens (en jouant par ce fait sur le sens de parcourt du courant d'excitation, comme le montre la figure(III.3) :

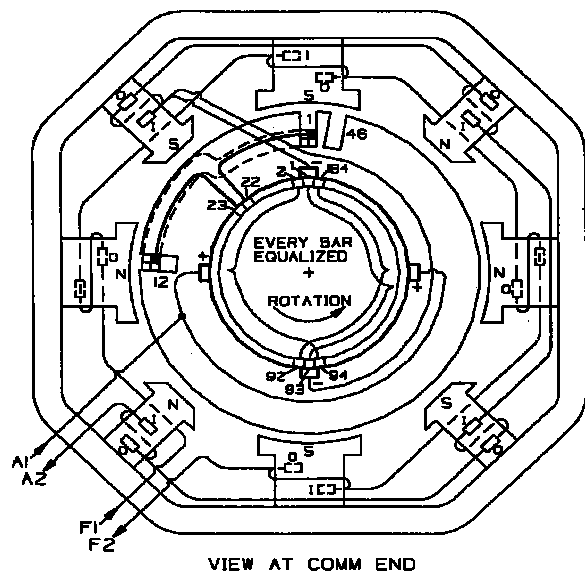
*Changement du sens de rotation du moteur :*

❖ *Pour que le moteur tourne au sens de rotation indiqué sur la figure on connecte :*

F1 à la borne POSITIVE.  
F2 à la borne NEGATIVE.  
A1 à la borne POSITIVE.  
A2 à la borne NEGATIVE.

❖ *Pour que le moteur tourne au sens inverse on connecte :*

F1 à la borne NEGATIVE.  
F2 à la borne POSITIVE.  
A1 à la borne POSITIVE.  
A2 à la borne NEGATIVE.



**FIGURE III. 3 :** Diagramme de connexion

| <b>Caractéristiques du moteur :</b>  |        |
|--|--------|
| Puissance nominale W (en kW) :   | 840    |
| Tension nominale U (en V):   | 750    |
| Courant d'induit nominal I (en A) :  | 1160   |
| Courant d'excitation nominal $I_f$ (en A) :  | 60     |
| Vitesse nominale $\Omega$ (en tr /mn) :  | 1060   |
| Couple nominale $C_{em}$ (en Nm) :   | 7670   |
| Résistance R (en $\Omega$ ) :  | 0.27   |
| Inductance L (en H):   | 0.0073 |
| Moment d'inertie J (en $\text{Kg.m}^2$ ) :   | 0.01   |
| Le coefficient de frottement visqueux $f_r$ (en $\text{Kg.m}^2.\text{s}^{-1}$ ) :                                | 0.011  |
| Coefficient dépendant des caractéristiques constructives de la machine $K''$ (en $\text{V/A}.\text{(rad/s)}$ ) : | 0.45   |

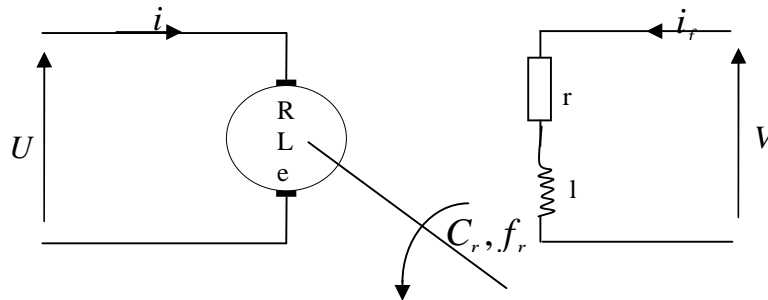
**Tableau III. 1** : caractéristiques du moteur GE752

### III.5.1 Commande du moteur à courant continu (à excitation séparée, GE752) :

### III.5.2 Modélisation du moteur à courant continu :

Le fonctionnement du moteur à courant continu étant connu, nous nous contenterons de rappeler les équations de la machine [3],[4].

Soit le schéma suivant :



**Figure III. 4** : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation séparée

La machine à courant continu à excitation indépendante est décrite par les équations suivantes :

### III.5.2.1 Equation électrique de l'induit:

$$U = Ri + L \frac{di}{dt} + e = Ri + L \frac{di}{dt} + K' \phi \Omega \quad (\text{III.1})$$

Où :

$i$  : Le courant d'induit (le courant principal qui passe dans le moteur).

$R$  : est la résistance du circuit induit (rotor).

$L$  : L'inductance du circuit induit.

$K'$  : est un coefficient qui dépend des caractéristiques constructives de la machine (diamètre de rotor, longueur axial, constitution du bobinage d'induit).

$\phi$  : Est le flux produit par l'enroulement inducteur.

$\Omega$  : Est la vitesse de rotation du moteur (vitesse angulaire).

$e$  : Force contre électromotrice créée par la rotation du moteur.

### III.5.2.2 Equation électrique de l'inducteur:

$$V = r i_f + l \frac{di_f}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Où :

$i_f$  : Est le courant inducteur (courant d'excitation du moteur)

$r$  : Est la résistance du circuit inducteur (stator).

$l$  : L'inductance du circuit inducteur.

### III.5.2.3 Equation mécanique:

$$C_{em} - C_r = f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt}$$

$$\rightarrow K' \phi i = f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} + C_r \quad (\text{III.3})$$

Où :

$C_{em} = K' \phi i$  : Est le couple électromagnétique développé par la machine.

$J$  : L'inertie du rotor de la machine et du système entraîné.

$C_r$  : Est le couple résistant opposé par le système entraîné, augmenté du couple de pertes de la machine (le couple  $C_r$  peut comporter un terme de frottement sec, un terme de frottement visqueux  $f_r$ , ...).

### III.6 Modélisation en régime dynamique du moteur à courant continu :

A vitesse variable, la machine est associée à des convertisseurs et des régulateurs dont il faut déterminer les paramètres: c'est la synthèse du système.

Dans une première approche, cela ne peut se faire raisonnablement que dans le cadre des systèmes linéaires continus, à coefficients constants. Une analyse physique précise conduit à des modèles non linéaires. Il faut simplifier les équations; on ne représentera pas les effets de la saturation ou de la réaction d'induit (on aura donc le flux d'excitation qui sera **proportionnel** au courant  $i_f$  ( $\phi = K' \alpha \cdot i_f$ )). On considérera que l'inductance de l'induit **L est constante** et on regroupe en une expression du premier degré:  $f_r \Omega + C_0$  l'ensemble du couple de frottement et du couple de charge.

On se ramène alors à des équations différentielles linéaires à coefficients constants.

Etant donné que le courant d'excitation est constant et en posant  $K' \alpha = K''$ , le modèle dynamique complet du moteur à courant continu à excitation indépendante sera:

$$\begin{cases} U = Ri + L \frac{di}{dt} + K'' i_f \Omega \\ C_{em} = K'' i_f i = f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} + C_r \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

En posant  $K'' i_f = K$  on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} U = Ri + L \frac{di}{dt} + K\Omega \\ C_{em} = Ki = f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} + C_r \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

En appliquant la transformation de Laplace (avec des conditions initiales nulles) on aboutit à:

$$\left\{ \begin{array}{l} U(p) = RI(p) + LpI(p) + K\Omega(p) \\ p\Omega(p) = \frac{1}{J} KI(p) - \frac{f_r}{J} \Omega(p) - \frac{1}{J} C_r(p) \end{array} \right. \quad (\text{III.6})$$

De ce qui précède, on constate que le moteur à courant continu a deux entrées  $U$  et  $C_r$  et deux variables de sorties  $i$  et  $\Omega$ .

### III.7 Asservissement de vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par un redresseur triphasé parallèle double à thyristors: (redresseur + charge R L E) :

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités :

La première : réguler (ou asservir) la machine de façon que celle-ci impose à la charge la vitesse ou la position ou le couple désiré.

Mais également : réaliser certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernant les sécurités.

Les structures sont choisies pour que l'amplitude du courant puisse être limitée (protection en courant) de façon active par la commande, et non par des protections comme les disjoncteurs ou les fusibles. De même on peut limiter la variation du courant. On peut limiter les échauffements dus aux pertes Joule (protection en  $\int I^2 dt$ ), ou imposer des profils de couple. Il existe aussi divers type de protection utilisée ou non suivant les applications ou le type de moteur. On peut aussi réaliser des fonctions secondaires nécessaires au fonctionnement du convertisseur.

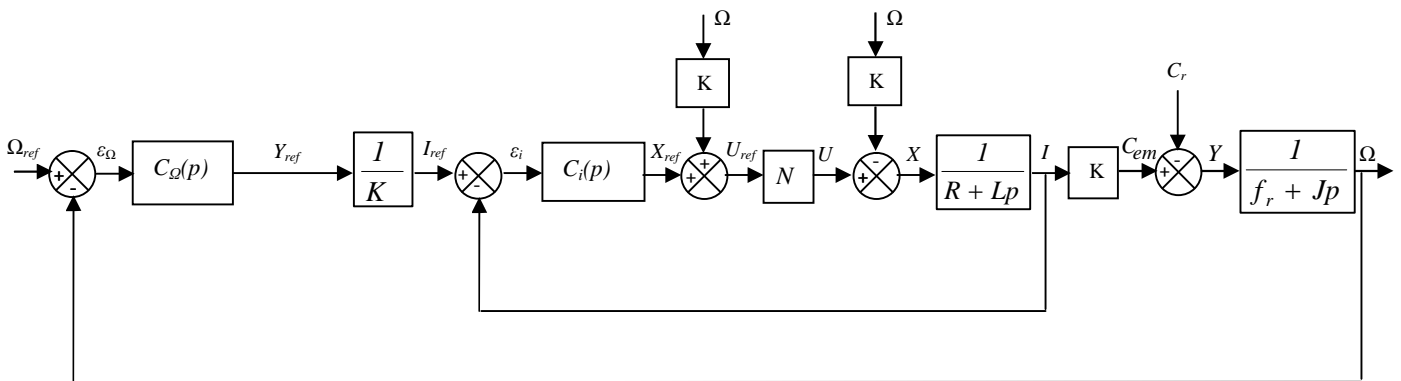
Ces problèmes ont été résolus grâce à l'usage généralisé des boucles internes : on cherche à réguler séparément chaque grandeur utile de la machine, ce qui permet également de la limiter (donc de réaliser de protections actives) ou de l'utiliser pour les différentes fonctions nécessaires. Par ailleurs, l'ordre global de la fonction de transfert du système est assez élevé, mais la structure en boucles internes permet de découpler le grand système en plusieurs sous-systèmes assez bas pour que la synthèse des correcteurs soit aisée ([3][12][4]).

Comme le courant d'excitation est considéré comme étant constant (pour une même gamme de vitesse), la grandeur de réglage est le courant d'induit  $i(t)$ .

De la relation (III.6) on fait sortir les variables d'état  $I(p)$  et  $\Omega(p)$  :

$$\begin{cases} I(p) = \frac{U(p)}{R + Lp} - \frac{K}{R + Lp} \Omega(p) \\ \Omega(p) = \frac{KI - C_r}{Jp + f_r} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

Le schéma de commande du moteur est représenté sur la figure ci-dessous :



**FIGURE III. 5 :** Algorithmes de réglage de vitesse du moteur à courant continu GE752 à excitation séparée

La figure donne la structure semi détaillée de la commande. Il s'agit d'un variateur de vitesse à deux boucles en cascade. On y distingue : les organes de puissance (le moteur et le convertisseur statique), les deux capteurs, et les deux régulateurs (de courant et de vitesse).



Avec :

$N$  : Fonction de transfert du redresseur.

$C_i$  : Fonction de transfert du régulateur de courant.

$C_\Omega$  : Fonction de transfert du régulateur de vitesse.

Dans cette structure, la tension de sortie du régulateur de vitesse (notée  $Y_{ref}$ ) sert de référence du régulateur de courant. C'est une image du courant (donc du couple) désiré. A ces organes de base, et sans changer la fonctionnalité de l'ensemble, peuvent s'ajouter des circuits de traitement du signal (filtrage des mesures de courant ou de vitesse si elles sont trop bruitées, par exemple) ou des circuits de protection.

- **Fonction de transfert du redresseur :**

On sait que la fonction de transfert du redresseur triphasé parallèle double tout thyristors est :

$$N = \frac{1}{1 + p \frac{T}{12}} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

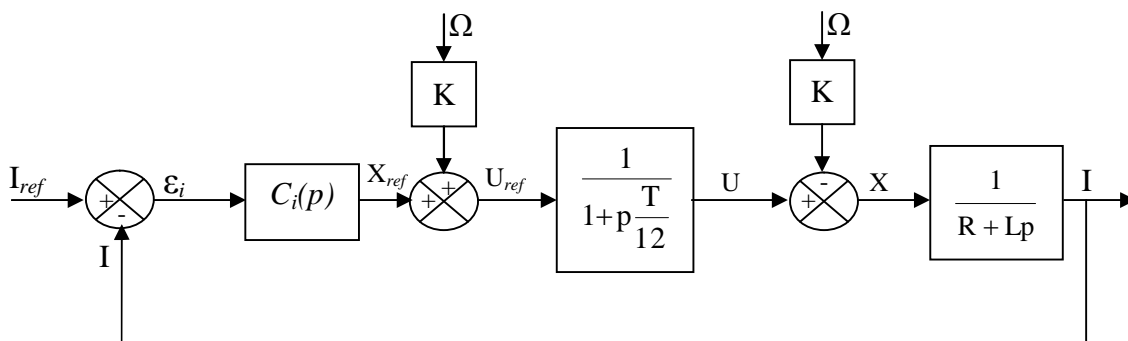
$T = \frac{1}{f}$  : est la période du réseau d'alimentation,

$f = 60 \text{ Hz}$  : Est sa fréquence.

$$T = \frac{1}{60} = 16.66 \text{ ms} \quad \tau = \frac{T}{12} = \frac{16.66}{12} = 1.38 \text{ ms}$$

### III.7.1 Boucle interne (boucle du courant):

- **régulateur de courant :**



**FIGURE III. 6 :** Schéma fonctionnel de la boucle interne.

A partir du schéma fonctionnel de la boucle interne, on définit les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_i = I_{ref} - I \\ X_{ref} = C_i(p) \cdot \varepsilon_i \\ U_{ref} = X_{ref} + K\Omega \\ U = N \cdot U_{ref} = \frac{1}{1 + p\tau} \cdot U_{ref} \\ X = U - K\Omega \\ I = \frac{X}{R + Lp} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

➤ **Calcul de la constante de temps électrique propre  $\tau_e$  :**

$$\boxed{\tau_e} = \frac{L}{R} = 0.9125 \quad s = 912.5 \quad ms$$

On remarque que :

$$\boxed{\tau = 1.38 \quad ms \lll \tau_e = 912.5 \quad ms}$$

Donc, la fonction de transfert du redresseur triphasé parallèle double tout thyristors, est prise égale à 1.

Le courant devient égale à :

$$I = \frac{X}{R + Lp} = \frac{U - K\Omega}{R + Lp}$$

Etant donné que la fonction du transfert du redresseur est égale 1 :

$U = N \cdot U_{ref} = U_{ref}$ , on aura :

$$I = \frac{U_{ref} - K\Omega}{R + Lp} = \frac{X_{ref} + K\Omega - K\Omega}{R(1 + \tau_e p)} = \frac{X_{ref}}{R(1 + \tau_e p)}$$

$$I = \frac{C_i(p)}{R(1 + \tau_e p)} \varepsilon_i \quad (III.10)$$

Le régulateur qu'il faut utiliser est un régulateur de type PI tel que  $T_1$ ,  $T_2$  sont les coefficients du régulateur.

$$C_i = \frac{1 + pT_1}{pT_2}$$

Le courant I sera :

$$I = \frac{1}{R(1 + \tau_e p)} \frac{1 + pT_1}{pT_2} \varepsilon_i \quad (\text{III.11})$$

- Pour calculer ces coefficients, on utilise la méthode de l'optimum symétrique. Elle a l'avantage d'être simple, facile à mettre en œuvre et facile à implanter. Elle conduit à des systèmes très stables, peu sensibles aux variations des paramètres ; elle est donc bien adaptée à des systèmes où une partie de la modélisation est approximative. Enfin elle est parfaitement adaptée à des systèmes structurés en boucles internes que l'on veut calculer successivement, de façon découplée ([3],[4]).

Suite à cette méthode on pose :  $T_1 = \tau_e$

On trouve :

$$I = \frac{1}{RpT_2} \varepsilon_i$$

$$I = \frac{1}{RpT_2} (I_{ref} - I)$$

$$I \left( 1 + \frac{1}{RpT_2} \right) = \frac{1}{RpT_2} I_{ref}$$

$$\rightarrow I = \frac{\frac{1}{RpT_2}}{1 + \frac{1}{RpT_2}} I_{ref} = \frac{1}{1 + RpT_2} I_{ref}$$

$$\Rightarrow \frac{I}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + RpT_2} = \frac{1}{1 + \tau_{id} p} \quad (\text{III.12})$$

$\tau_{id}$  : constante du temps désirée du courant .

La dernière équation est la fonction de transfert de la boucle de courant tel que :

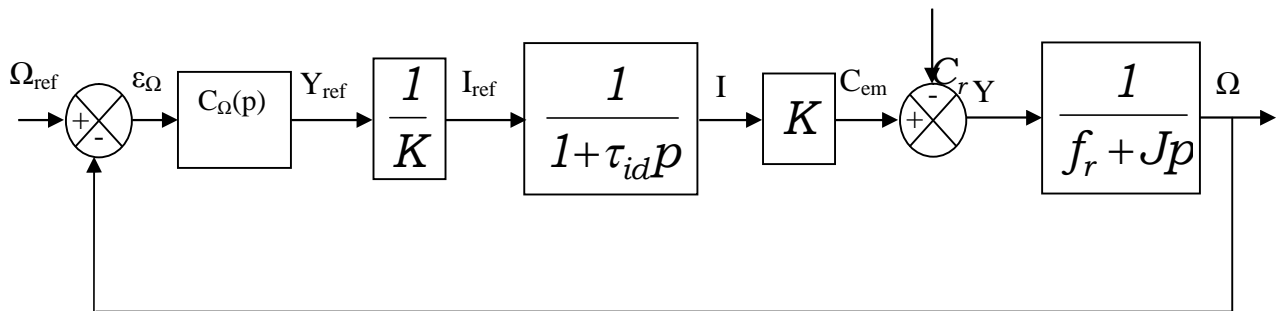
$$RT_2 = \tau_{id} \Rightarrow T_2 = \frac{\tau_{id}}{R} \quad (\text{III.13})$$

Alors le régulateur de courant est :

$$C_i(p) = \frac{1 + \tau_e p}{\frac{\tau_{id}}{R} p}$$

### III.7.2 Boucle externe (boucle de la vitesse):

- régulateur de vitesse :



**FIGURE III. 7 :** Schéma fonctionnel de la boucle externe après le calcul du régulateur de la boucle interne

D'après le schéma fonctionnel, on a les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \\ Y_{ref} = \varepsilon_{\Omega} \cdot C_{\Omega} \\ I_{ref} = Y_{ref} \cdot \frac{1}{K} \end{array} \right. \quad (III.14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I = \frac{1}{1 + \tau_{id} p} I_{ref} \\ C_{em} = KI \\ Y = C_{em} - C_r \\ \Omega = \frac{1}{f_r + Jp} Y \end{array} \right. \quad (III.15)$$

$$\begin{aligned}\Omega &= \frac{1}{f_r + Jp} (KI - C_r) = \frac{1}{f_r + Jp} \left( K \frac{1}{1 + \tau_{id} p} I_{ref} - C_r \right) \\ \Omega &= \frac{K}{f_r + Jp} \left( \frac{1}{1 + \tau_{id} p} I_{ref} \right) - \frac{C_r}{f_r + Jp} \\ \Omega &= \frac{K}{f_r + Jp} \left( \frac{1}{1 + \tau_{id} p} \cdot \frac{1}{K} Y_{ref} \right) - \frac{C_r}{f_r + Jp} \\ \Omega &= \frac{K}{f_r + Jp} \left( \frac{1}{1 + \tau_{id} p} \cdot \frac{1}{K} \cdot \varepsilon_\Omega \cdot C_\Omega \right) - \frac{C_r}{f_r + Jp} \\ \Rightarrow \Omega &= \frac{C_\Omega}{f_r + Jp} \frac{1}{1 + \tau_{id} p} \cdot \varepsilon_\Omega - \frac{C_r}{f_r + Jp}\end{aligned}$$

Si on note par  $F_1$  la fonction :  $\frac{C_\Omega}{f_r + Jp} \frac{1}{1 + \tau_{id} p}$  , (III.16)

et par  $F_2$  la fonction :  $\frac{1}{f_r + Jp}$  on aura :  $\Omega = F_1 \varepsilon_\Omega - F_2 C_r$  (III.17)

$$\frac{\Omega}{\varepsilon_\Omega} = F_1 = \frac{1}{f_r (1 + \tau_m p)(1 + \tau_{id} p)} C_\Omega \text{ est la fonction de transfert en}$$

boucle ouverte de la boucle externe.

Où :

$$\tau_m = \frac{J}{f_r} : \text{Constante de temps mécanique propre au moteur.}$$

Le régulateur de vitesse appliqué est un régulateur PID de la forme :

$$C_\Omega = \frac{(1 + pT_3)(1 + pT_4)}{pT_5} \text{ Tel que } T_3, T_4, \text{ et } T_5 \text{ sont les coefficients du régulateur.}$$

$$F_1 \text{ sera donc : } F_1 = \frac{1}{f_r} \frac{(1 + pT_3)(1 + pT_4)}{(1 + \tau_m p)(1 + \tau_{id} p) pT_5}$$

- Pour calculer ces coefficients, on va utiliser la même méthode, (la méthode de l'optimum symétrique).

On prend :

$$\begin{aligned} T_3 &= \tau_{id} \\ T_4 &= \tau_m \end{aligned}$$

On obtient le système d'équation :

$$\left\{ \begin{aligned} F_1 &= \frac{1}{f_r p T_5} \\ \Omega &= F_1 (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{C_r}{f_r (1 + \tau_m p)} \\ \Omega(1 + F_1) &= F_1 \Omega_{ref} - \frac{C_r}{f_r (1 + \tau_m p)} \\ \Omega &= \frac{F_1}{(1 + F_1)} \Omega_{ref} - \frac{F_2}{(1 + F_1)} C_r \\ \Omega &= \frac{\frac{1}{f_r p T_5}}{\left(1 + \frac{1}{f_r p T_5}\right)} \Omega_{ref} - \frac{\frac{1}{f_r (1 + \tau_m p)}}{\left(1 + \frac{1}{f_r p T_5}\right)} C_r \\ \Omega &= \frac{1}{1 + f_r p T_5} \Omega_{ref} - \frac{f_r p T_5}{f_r (1 + f_r p T_5)(1 + \tau_m p)} C_r \end{aligned} \right. \quad \text{(III.18)}$$

On sait que :  $\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \Omega(p)$ , et qu'en régime dynamique

$\Omega_{ref}$  est constante, sa transformée de Laplace est de la forme :  $\frac{C^{te}}{p}$ . On aura par la

suite :

$$\begin{aligned} & \lim_{p \rightarrow 0} p \left( \frac{1}{1 + f_r p T_5} \frac{C^{te}}{p} - \frac{f_r p T_5}{f_r (1 + f_r p T_5)(1 + \tau_m p)} C_r(p) \right) \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} \left( \frac{1}{1 + f_r p T_5} C^{te} \right) - \lim_{p \rightarrow 0} \left( p \frac{f_r p T_5}{f_r (1 + f_r p T_5)(1 + \tau_m p)} C_r(p) \right) \\ &= C^{te} - 0 = C^{te} \end{aligned}$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \Omega(p) = C^{te} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = \Omega_{ref} \quad \text{(III.19)}$$

Même sans compensation de la perturbation, le système va atteindre son régime permanent et la fonction F2 va influencer sur le régime transitoire.

Lorsque la perturbation n'est pas compensée, la vitesse  $\Omega$  dépend de la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  et de la perturbation  $C_r$ . La compensation des constantes de temps permet d'éliminer son effet uniquement par rapport à la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$ .

L'utilisation du régulateur PID permet de rejeter la perturbation en régime permanent, de ce fait, la vitesse en régime dynamique sera :

$$\begin{aligned}\Omega &= \frac{1}{f_r p T_5} \varepsilon_\Omega = \frac{1}{f_r p T_5} (\Omega_{ref} - \Omega) \\ \Omega \left( 1 + \frac{1}{f_r p T_5} \right) &= \frac{1}{f_r p T_5} \Omega_{ref} \\ \Omega &= \frac{1}{1 + f_r p T_5} \Omega_{ref} \\ \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} &= \frac{1}{1 + f_r p T_5} = \frac{1}{1 + p \tau_{\Omega d}}\end{aligned}\tag{III.20}$$

Avec :

$\tau_{\Omega d}$  : constante de temps désirée de la boucle de vitesse.

$$T_5 f_r = \tau_{\Omega d} \implies T_5 = \frac{\tau_{\Omega d}}{f_r}$$

Le régulateur de vitesse est alors :

$$C_\Omega(p) = \frac{(1 + \tau_{id} p)(1 + \tau_m p)}{p \frac{\tau_{\Omega d}}{f_r}}$$

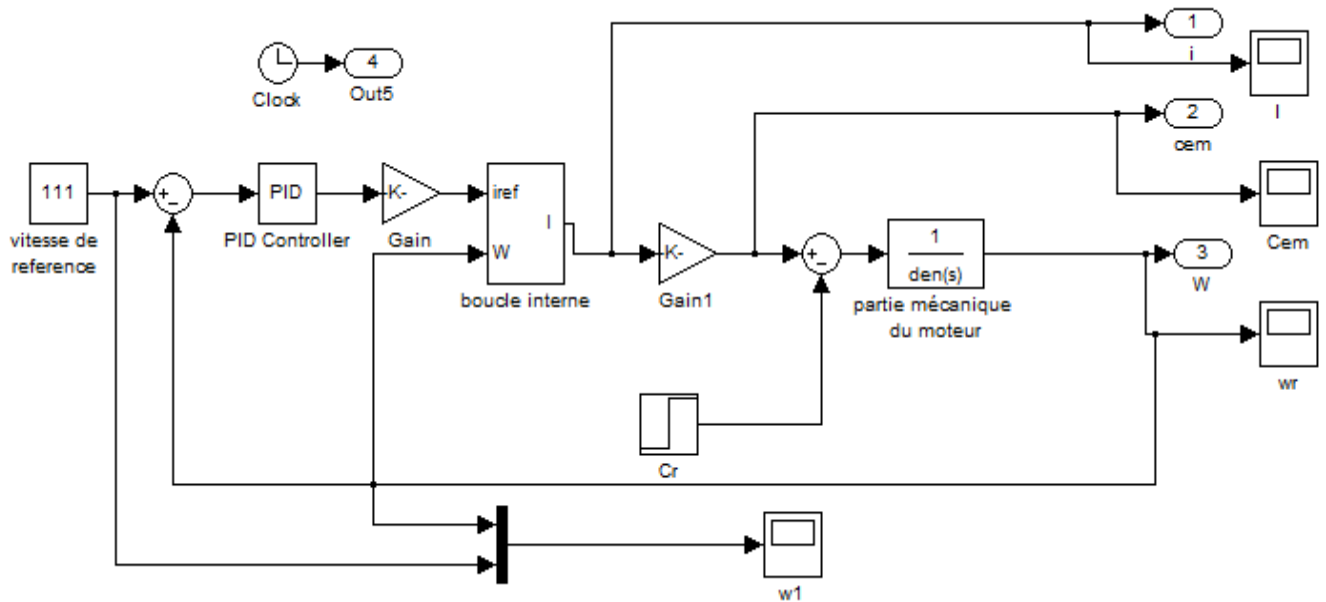
**Application numérique :**

A l'aide des caractéristiques du moteur on est arrivé à déterminer les constantes de temps  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  des régulateurs (voir tableau ci-dessous) :

| Régulateur de courant |       | Régulateur de vitesse |       |       |
|-----------------------|-------|-----------------------|-------|-------|
| $T_1$                 | $T_2$ | $T_3$                 | $T_4$ | $T_5$ |
| 0.9125                | 11.40 | 0.09125               | 0.90  | 8.295 |

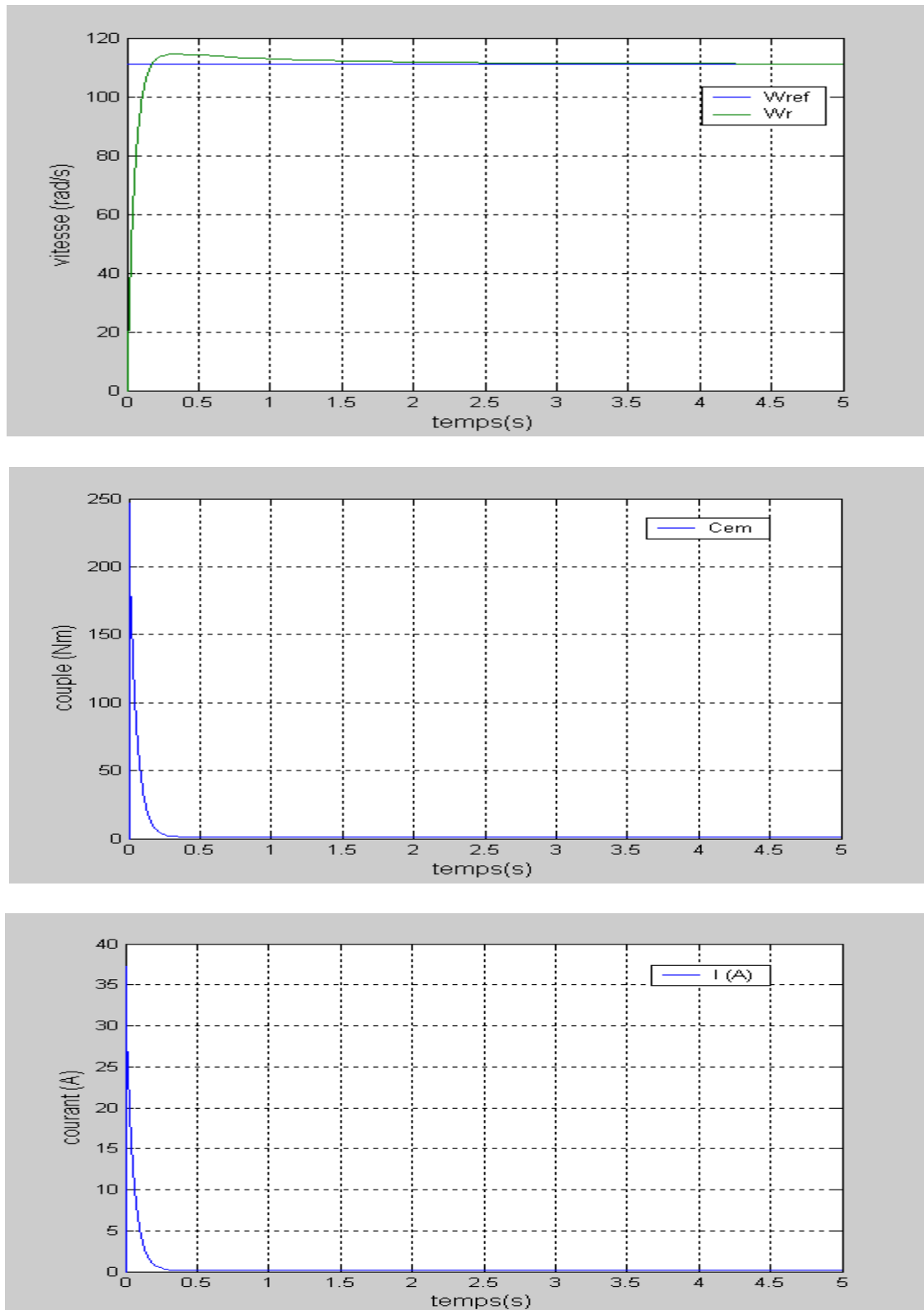
**III.8 Simulation du moteur :**

**III.8.1 Schéma bloc général du moteur en boucle fermée :**

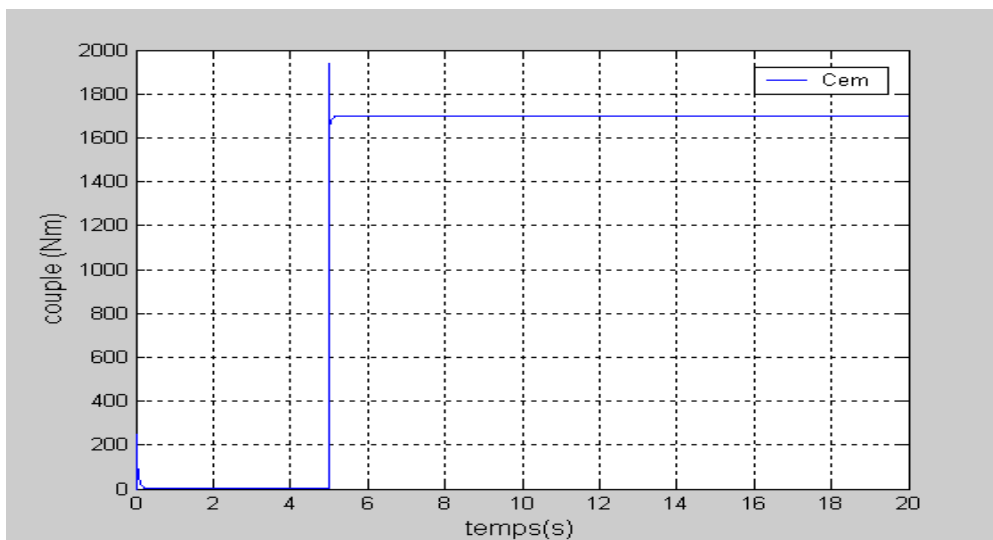
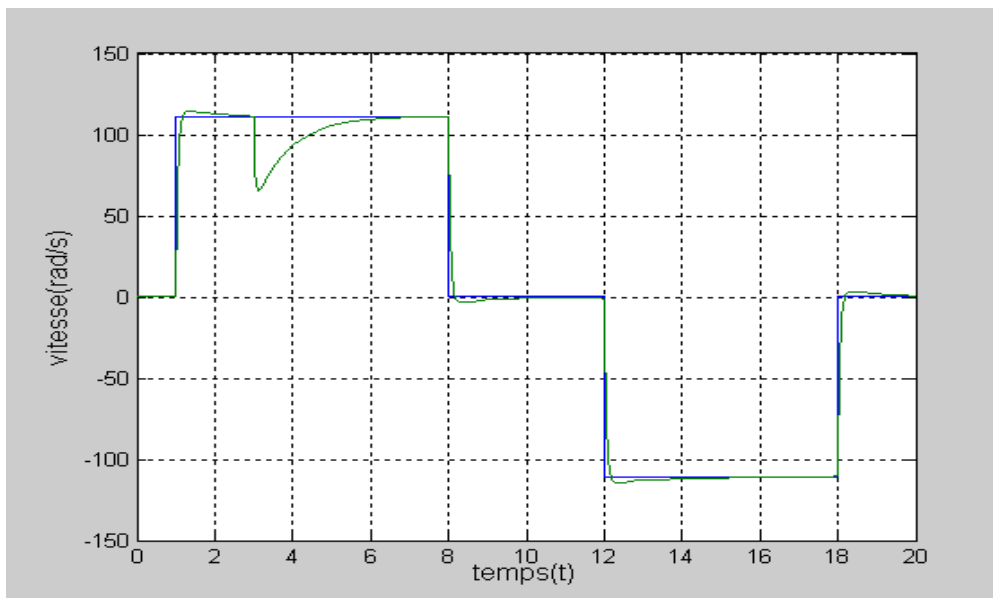
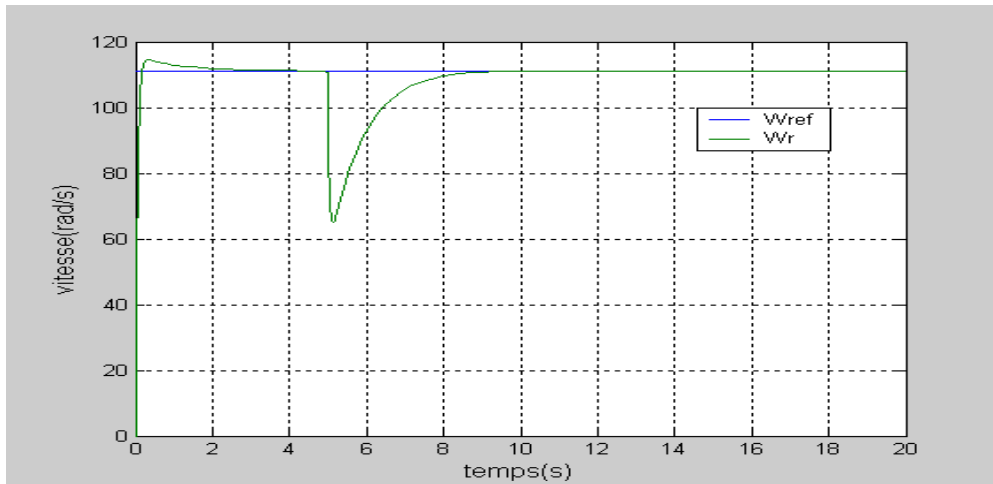


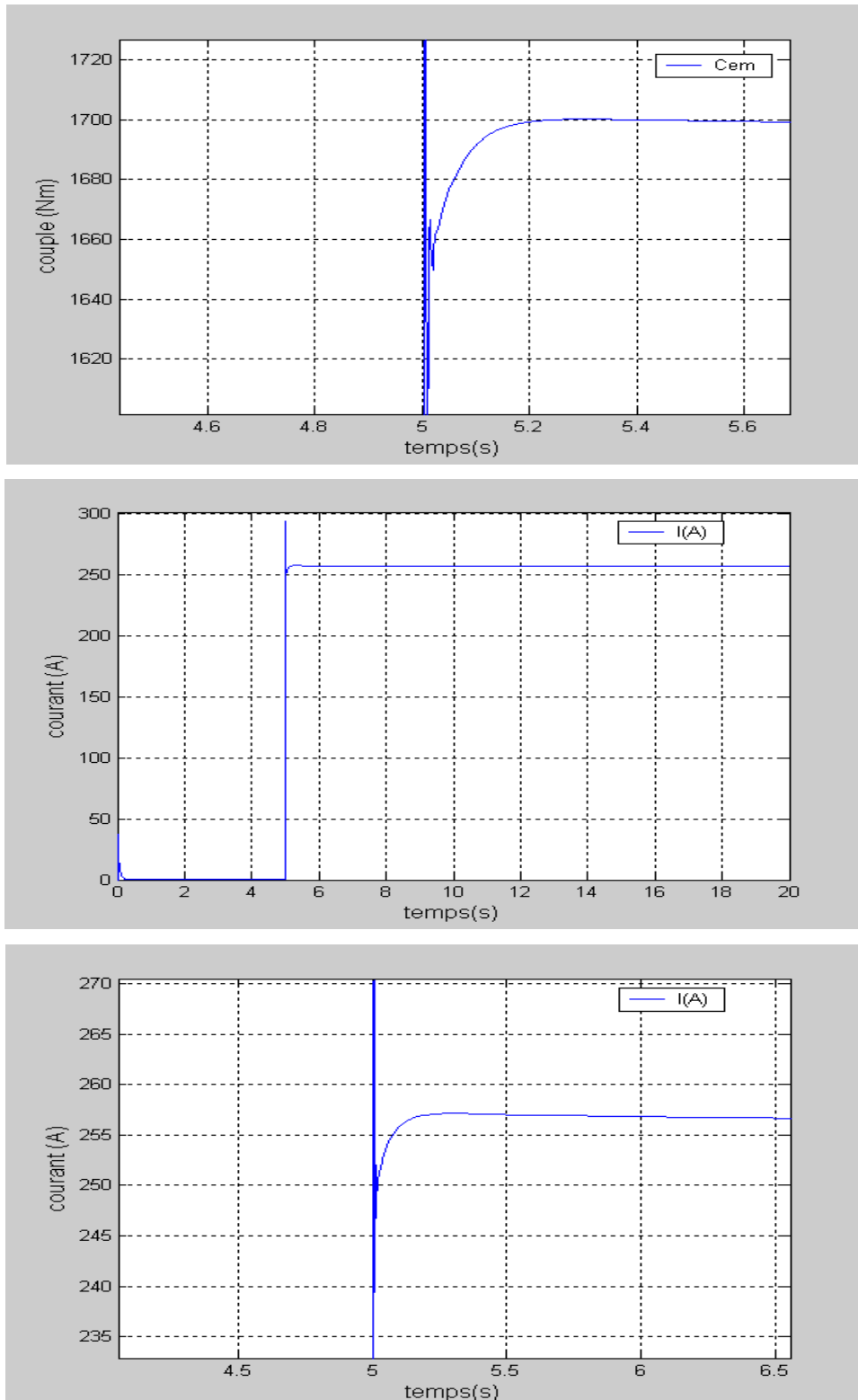


### III.9 Résultats de la simulation en boucle fermée:

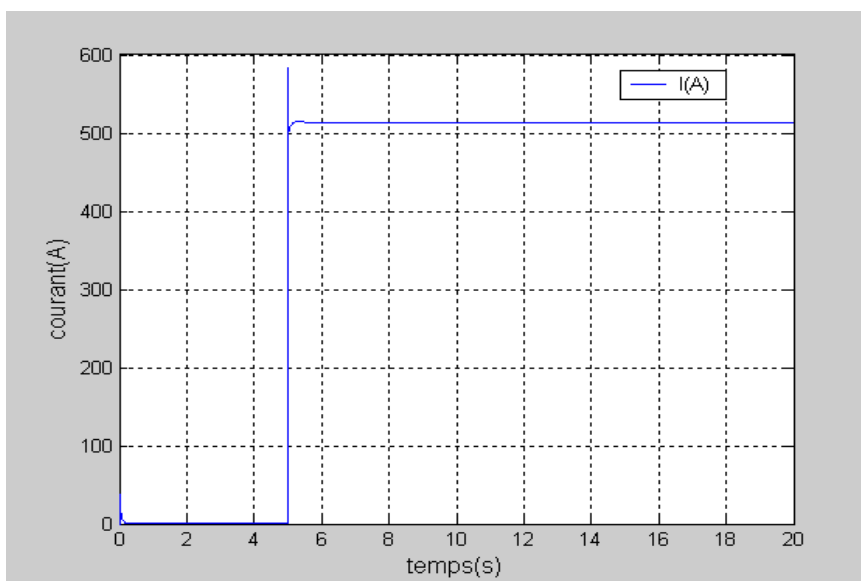
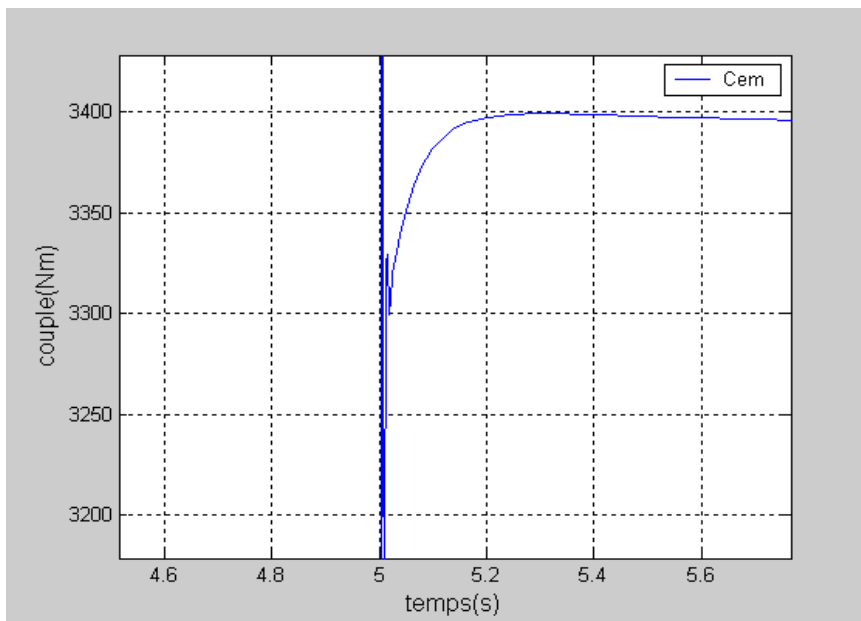
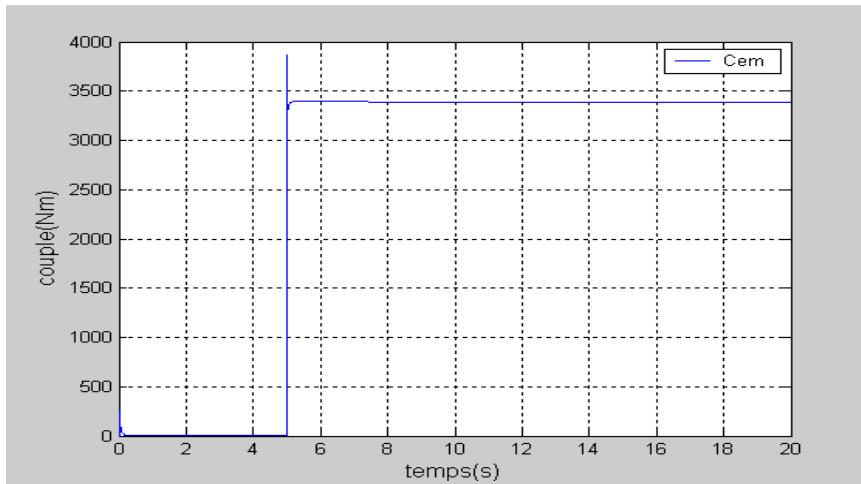


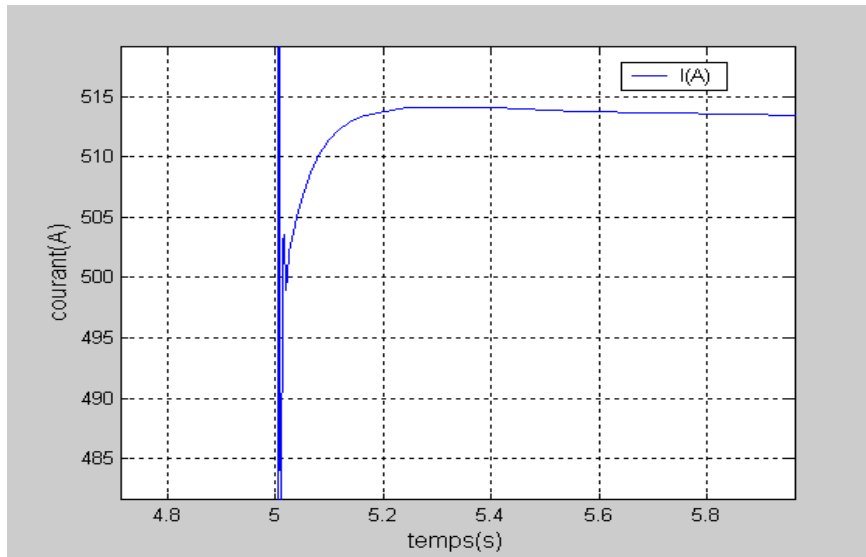
**Figure III. 8 :** Allures de la vitesse, courant d'induit et le couple à vide.





**Figure III. 9:** Allures de la vitesse, courant d'induit et le couple avec  $C_r = 1695$  Nm à  $t=5$ s:





**Figure III. 10 :** Allures de la vitesse, courant d'induit et couple avec  $C_r = 3390$  Nm à  $t = 5$  s :

### III.10 Interprétation des résultats :

- **A vide :**

On remarque qu'au démarrage à vide, le moteur ne demande pratiquement pas de courant. (Le courant consommé est très faible, il atteint 39,3 A au maximum. Après il diminue à une valeur de 0.18A).

-Le moteur développe un faible couple moteur pour qu'il puisse tourner. Après, et sans couple résistant, le couple diminue à zéro pour assurer l'équilibre.

-La vitesse augmente pour atteindre la vitesse de référence après 2,3s.

- **Avec couple résistant  $C_r$  :**

La perturbation a provoqué une chute de vitesse (une décélération, grâce aux régulateurs implantés, le système compense cette perturbation par l'augmentation du courant induit c'es-à-dire du couple moteur, et de ce fait la vitesse atteint la référence (111tr/mn).

Le couple résistant est compensé par une augmentation du couple moteur jusqu'à une valeur égale à 3390 Nm (égale à la valeur du couple résistant appliqué).

L'augmentation de la vitesse de référence provoque une augmentation du courant ce qui a introduit une légère augmentation du couple pour compenser les perturbations supplémentaires dues à l'inertie du système.

### **III.11 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons fait l'étude du moteur à courant continu et sa commande. Les hypothèses simplificatrices ont rendu le système linéaire, le calcul des régulateurs est devenu facile, et la commande est simplifiée.

La simulation montre et confirme la stabilité du système en régime permanent, ce qui est indispensable lors de l'opération de forage.

En résumé, le système d'entraînement à courant continu possède plusieurs avantages qui se réunissent en sa simplicité de commande, sa stabilité en régime dynamique, et son grand couple moteur. C'est pourquoi, il représente la partie majeure (moteurs de puissance) dans les chantiers de forage. Or, ce moteur présente certains inconvénients à savoir, présence des étincèles pendant le fonctionnement à cause du balais-collecteur ce qui nécessite un entretien fréquent.

# Chapitre IV

TOP DRIVE EQUIPEE D' UN MOTEUR  
ASYNCHRONE

### IV.1 Introduction :

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité.

Les machines triphasées, alimentées directement sur le réseau, représentent la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances moindres et au couple de démarrage nul.

La top drive, entraînée par une machine asynchrone à cage est de modèle 1250 AC – 500.

### IV.2 Spécifications (modèle 1250AC-500) [1]:

#### Désignation du modèle:

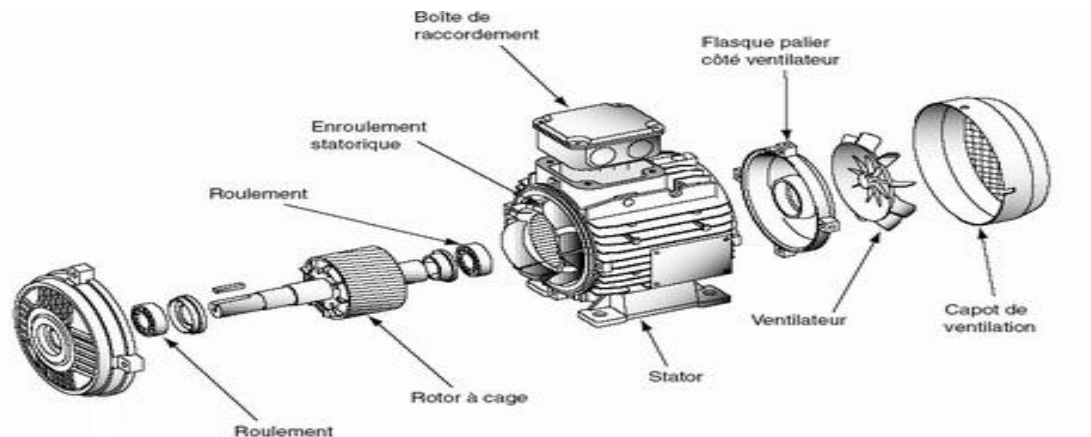
**12** : 12X100=1200 HP : la puissance nominale du moteur électrique.

**50** : 50X10=500 tons : la capacité nominale de levage.

**AC** : électrique (à courant alternatif).

### IV.3 Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :



**Figure IV. 1** : Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.

- Le **stator (partie fixe)** : constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.



- **Le rotor (partie tournante) :** constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- **Des organes mécaniques :** qui permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

#### IV.4 Principe de fonctionnement [7] :

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose sur la création d'un courant induit dans un conducteur lorsque celui-ci coupe les lignes de force d'un champ magnétique, d'où le nom de « moteur à induction ». L'action combinée de ce courant induit et du champ magnétique crée une force motrice sur le rotor du moteur.

##### IV.4.1 Glissement :

Le couple moteur ne peut exister que si un courant induit circule dans la spire. Ce couple est déterminé par le courant qui circule dans la spire et qui ne peut exister que s'il existe une variation de flux dans cette spire. Il faut donc qu'il y ait une différence de vitesse entre la spire et le champ tournant. C'est la raison pour laquelle un moteur électrique fonctionnant suivant le principe que nous venons de décrire est appelé « moteur asynchrone ». La différence entre la vitesse de synchronisme ( $N_s$ ) et celle de la spire ( $N$ ) est appelée « glissement » ( $g$ ) et s'exprime en % de la vitesse de synchronisme.

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \times 100$$

##### IV.4.2 Vitesse de synchronisme :

La vitesse de synchronisme des moteurs asynchrones triphasés est proportionnelle à la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator.

Par exemple :

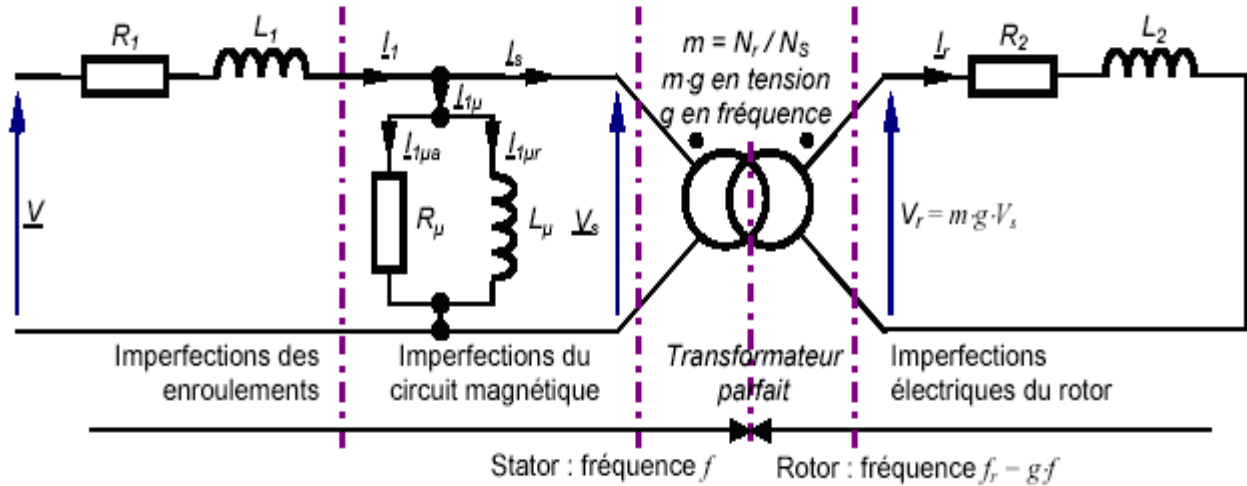
$$N_s = 60 \frac{f}{p}$$

Avec :

- $N_s$  : vitesse de synchronisme en tr/min,
- $f$  : fréquence en Hz,
- $p$  : nombre de paires de pôles.

#### IV.4.3 Schéma électrique équivalent :

On peut considérer la machine asynchrone comme un transformateur à champ tournant. En résumé les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement.



**Figure IV. 2:** Schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone pour une phase.

#### IV.5 Moteur asynchrone (GE B20) :

Le moteur GE B20 est utilisé dans l'industrie de gaz et de pétrole. Ce moteur est désigné pour l'opération horizontale, il assure plus d'énergie, et demande peu de maintenance contrairement à la technologie du courant continu.

Physiquement, ce moteur est interchangeable avec le moteur GE 752 'US2' (à excitation séparée à grand couple). La vitesse de ce moteur est contrôlée par la variation de la fréquence du courant statorique [1].

La figure (IV-3) montre l'image réelle du moteur de la top drive.



**Figure IV. 3** : Moteur asynchrone GE B20

## **IV.6 Commande vectorielle du moteur asynchrone :**

### **IV.6.1 Le but de la modélisation de la machine asynchrone :**

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur – machine - commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes [11].

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge, ... [8].

### **IV.6.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée :**

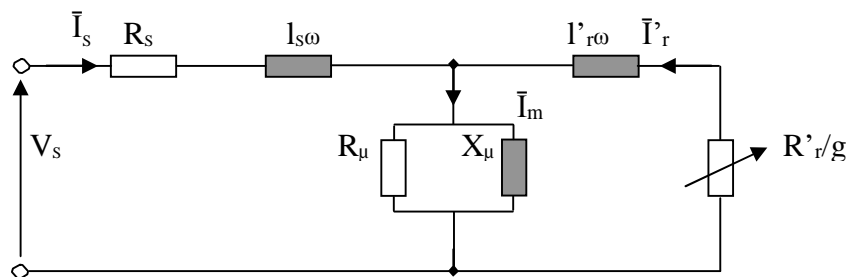
#### **IV.6.2.1 Hypothèses simplificatrices :**

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes ([4], [12], [3]) :

- Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable;
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer;
- circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté;
- pertes ferromagnétiques négligeables;
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte;
- la répartition de l'induction, le long de l'entrefer, est sinusoïdale.

#### IV.6.2.2 Modèle électrique :

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (IV.7) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.



**Figure IV. 4 :** Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

#### Modèle dynamique :

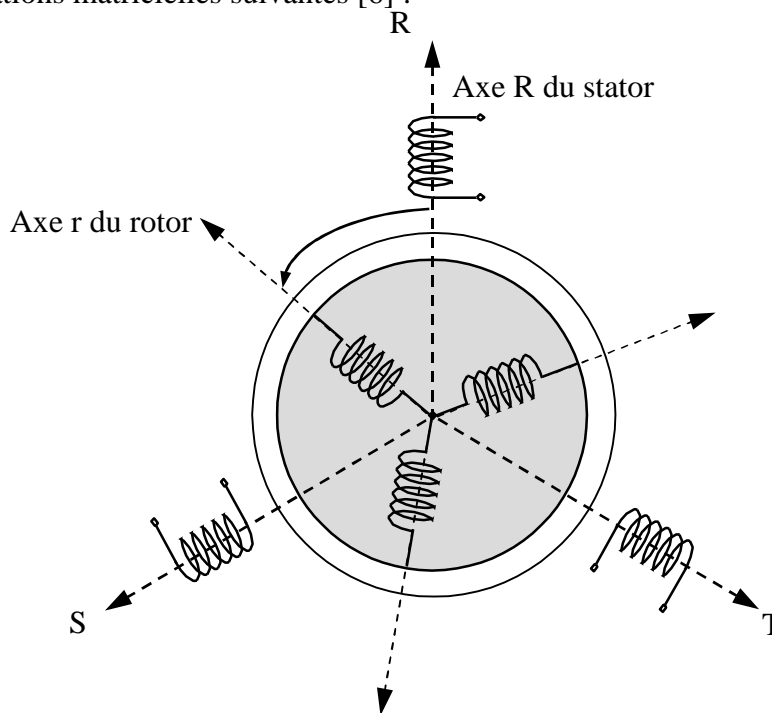
Le circuit de la figure (IV.4) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

• **Mise en équations :**

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (IV.8), et dont les phases sont repérées respectivement R, S, T et r, s, t. L'angle électrique  $\theta_r$  étant variable en fonction du temps, qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases R et r, qui sont choisis comme axes de références.

**A. Equations de tension :**

Les six enroulements (r, s, t et R, S, T) représentés par la figure (IV.8), obéissent aux équations matricielles suivantes [6] :



**Figure IV. 5 :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec

$$[\mathbf{V}_s] = [V_R \ V_s \ V_T]^T ; [\mathbf{V}_r] = [V_r \ V_s \ V_t]^T ; [\mathbf{I}_s] = [I_R \ I_s \ I_T]^T$$

$$[\mathbf{I}_r] = [I_r \ I_s \ I_t]^T ; [\mathbf{\Phi}_s] = [\Phi_R \ \Phi_s \ \Phi_T]^T ; [\mathbf{I}_s] = [\Phi_r \ \Phi_s \ \Phi_t]^T$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique de la MAS sont données par :

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### B. Equation magnétique :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

- Pour le stator :  $[\mathbf{\Phi}_s] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_r]$  (IV.2)

- Pour le rotor :  $[\mathbf{\Phi}_r] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_r] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_s]$  (IV.3)

On désigne par :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \\ [\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \text{(IV.4)}$$

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(IV.5)}$$

On obtient finalement les équations de tensions :

- Pour le stator :

$$[V_{sRST}] = [R_s][i_{sRST}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sRST}] + [M_{sr}][i_{rrst}] \} \quad (\text{IV.6})$$

- Et pour le rotor :

$$[V_{rrst}] = [R_r][i_{rrst}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rrst}] + [M_{rs}][i_{sRST}] \} \quad (\text{IV.7})$$

On peut noter la non linéarité dans les équations (VI.6) et (IV.7), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

### C. Transformation d'un système triphasé à un système biphasé et Intérêt des matrices de transformation :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [7].

La transformation qu'on va utiliser est dite de **PARK**, elle traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) [8], [13].

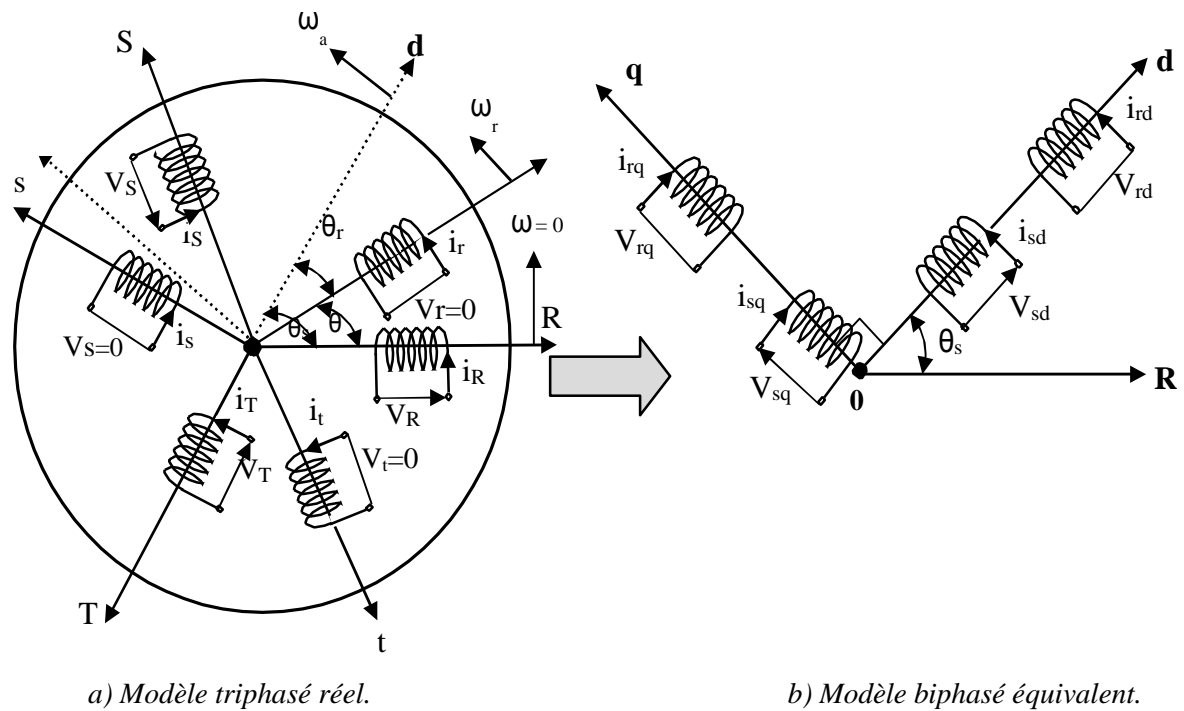
La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (R, S, T) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [A][V_{RST}] \\ [i_{dq0}] = [A][i_{RST}] \\ [\Phi_{dq0}] = [A][\Phi_{RST}] \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Où [A] est la matrice de PARK définie par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

La figure (IV.5) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.



**Figure IV. 6:** représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

A partir de la définition d'angle de la figure (IV.6), on peut appliquer la transformation de Park comme suit :

➤ Pour le stator :

$$[H_s \text{ dq0}] = [A_s][H_s \text{ RST}] \quad (IV.10)$$

Où  $H_s$  est une grandeur statorique (tension, courant ou flux) pour :

$$[A_s] = [A (\theta = \theta_s)].$$



➤ De même Pour le rotor on a :

$$[H_r dq0] = [A_r][H_r RST] \quad (\text{IV.11})$$

Où  $H_r$  est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux) pour :

$$[A_r] = [A(\theta = \theta_r)].$$

Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [9] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_a \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_a \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

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

#### D. Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (\text{IV.15})$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{rd}) \quad (\text{IV.16})$$

### IV.6.3 Choix du référentiel :

Dans notre cas nous allons choisir un référentiel lié au champ tournant car c'est le mieux adopté pour l'étude de la commande car il permet d'avoir des grandeurs continues en régime permanent.

## IV.7 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

### IV.7.1 Principe :

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique. Si on décompose le courant statorique en ses composantes  $\dot{i}_{sd}$  suivant le flux rotorique et  $\dot{i}_{sq}$  en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple.

On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

Il existe deux types de commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

- Commande vectorielle directe du flux où on utilise un régulateur de flux.
- Commande vectorielle indirecte du flux, où ce dernier est contrôlé indirectement par le contrôle du courant  $\dot{i}_{sq}$  (sans régulateur de flux).

Dans ce cadre d'étude, on applique **la commande vectorielle directe**.

### IV.7.2 Estimateurs de la pulsation et du flux rotorique [13]:

#### IV.7.2.1 Estimation de la pulsation rotorique :

Pour que la vitesse angulaire  $\omega_s$  des axes (d, q) soit égale à celle du champ tournant, il faut assurer à tout instant la relation angulaire suivante :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt$$

$$\text{Avec :} \quad \omega_s = p\Omega + \tilde{\omega}_r \quad (\text{IV-17})$$

La position angulaire  $\theta_r$  est donnée par une intégration de la pulsation rotorique  $\tilde{\omega}_r$  estimée.

$$\tilde{\theta}_r = \int_0^t \tilde{\omega}_r dt + \theta_{r0} \quad (\text{IV-18})$$

18)

Où  $\tilde{\theta}_r$  et  $\tilde{\omega}_r$  sont des valeurs estimées de  $\theta_r$  et  $\omega_r$ .

A partir des équations magnétiques (IV-13), on aura :

$$\begin{cases} L_m i_{qs} + L_r i_{qr} = \phi_{qr} = 0 \\ \phi_r = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV-19})$$

Donc :

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{IV-20})$$

$$i_{dr} = \frac{\phi_r - L_m i_{ds}}{L_r}$$

$$\text{Avec : } L_m = M \quad (\text{IV-21})$$

En introduisant (IV-20) dans la quatrième équation de (IV-12) on aura :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{L_m}{T_r \phi_r} i_{qs} \quad (\text{IV-22})$$

#### IV.7.2.2 Estimation du flux rotorique :

Le flux rotorique n'est pas directement accessible, car il s'exprime en fonction des courants des axes d et q.

En substituant (II-8) dans la troisième équation de (IV-12) on aura :

$$L_m i_{ds} = \left( 1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \phi_r \quad (\text{VI-23})$$

En posant  $i_\phi = \frac{\phi_r}{L_m}$  image du flux ou courant magnétisant, on aboutit à expression

suivante :

$$\tilde{i}_\phi = \frac{1}{\left(1 + T_r \frac{d}{dt}\right)} i_{ds} \quad (IV-24)$$

De même, on aura les expressions suivantes :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{1}{T_r \tilde{i}_\phi} i_{qs} \quad (IV-25)$$

$$C_{em} = pL_s (1-\sigma) \tilde{i}_\phi i_{qs} \quad (IV-26)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{T_r} i_{qs} \quad (IV-27)$$

$$i_{dr} = \frac{L_m}{L_r} (\tilde{i}_\phi - i_{ds}) \quad (IV-28)$$

On remplace (IV-27) et (IV-28) dans (IV-12), on aura les expressions de  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  suivantes:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \left[ 1 + (T_r + T_s) \frac{d}{dt} + T_r T_s \sigma \frac{d^2}{dt^2} \right] \tilde{i}_\phi - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s \left[ 1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right] i_{qs} + L_s \omega_s \left[ 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right] \tilde{i}_\phi \end{cases} \quad (IV-29)$$

On pose :

$$\begin{aligned} e_d &= \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ e_q &= -L_s \omega_s \left[ 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right] \tilde{i}_\phi = -L_s \omega_s \left[ \frac{1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}}{1 + T_r \frac{d}{dt}} \right] i_{ds} \end{aligned} \quad (IV-30)$$

On aura :

$$\begin{cases} R_s \left( 1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right) \tilde{i}_\phi = v_{ds} + e_d \\ R_s \left( 1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} = v_{qs} + e_q \end{cases} \quad (IV-31)$$

Enfin, on a le système d'équations qui caractérise les signaux 'vds' et 'vqs' :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s \left( 1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right) \tilde{i}_\phi = v_{ds} + e_d \\ R_s \left( 1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} = v_{qs} - e_q \\ \left( 1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \phi_r = L_m i_{ds} \\ \omega_s = p\Omega + \frac{1}{T_r} \tilde{i}_\phi i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{IV-32})$$

32)

La dernière équation du système (IV-32) n'est pas exploitable telle quelle puisque  $i_\phi$  est nul au démarrage du moteur. On utilisera pour l'implantation l'équation suivante :

$$\tilde{\omega}_s = p\Omega + \frac{1}{T_r (\tilde{i}_\phi + \varepsilon)} i_{qs}$$

$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$ , l'expression exploitable est la suivante :

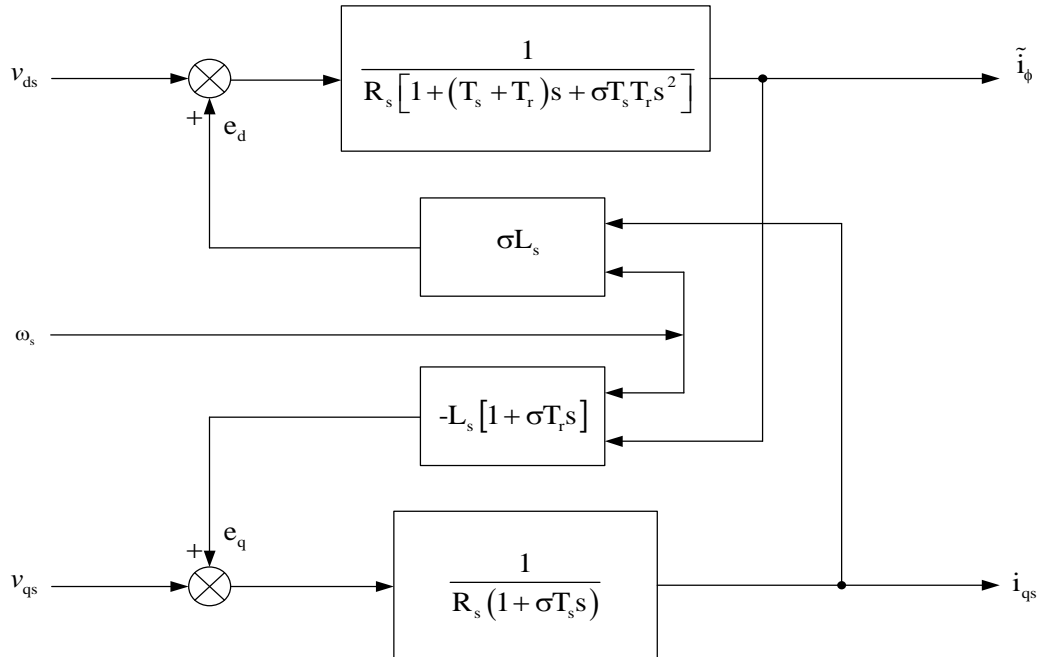
$$\tilde{\theta}_s = \frac{1}{s} \tilde{\omega}_s \text{ mod}(2\pi).$$

Les expressions (IV-32) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension. Mais  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  influent à la fois sur  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

Les expressions (IV-31) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_\phi(s) = \frac{i_\phi(s)}{v_{ds}(s) + e_d(s)} = \frac{1}{R_s [1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2]} \\ F_q(s) = \frac{i_{qs}(s)}{v_{qs}(s) - e_q(s)} = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s s)} \end{array} \right. \quad (\text{IV-33})$$

Le schéma suivant montre bien le couplage non linéaire qui existe entre les deux processus, qui est principalement dû à la présence du terme  $\omega_s$ .



**Figure IV. 7:** Schéma bloc des équations électrique avec couplage.

#### IV.8 Découplage entrée-sortie [15] :

L'objectif du découplage est de limiter l'effet de l'entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors décomposer le système en deux processus indépendants évoluant en parallèle. Pour cela, différentes techniques sont utilisées : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation.

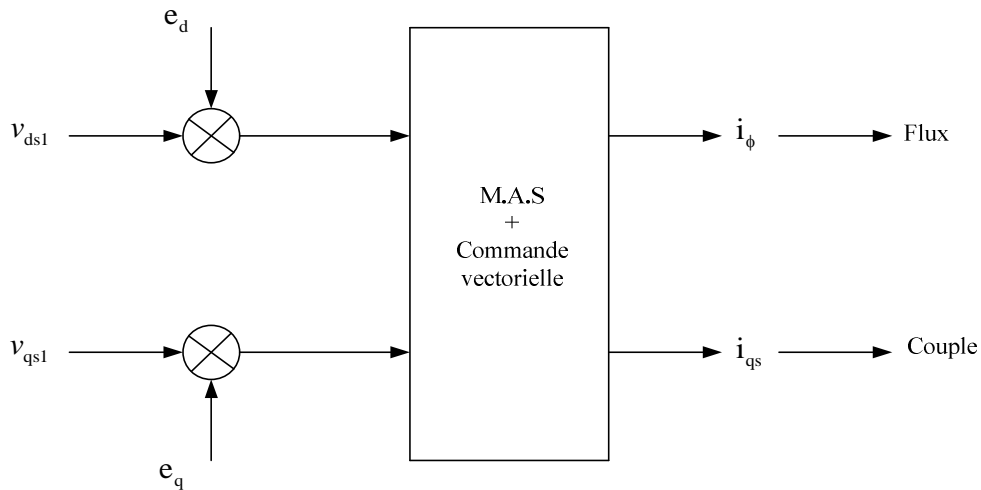
De part sa simplicité, le découplage par compensation est souvent le plus utilisé. C'est cette technique que nous utiliserons pour réaliser la commande.

##### IV.8.1 Découplage par compensation :

Définissons deux nouvelles variables de commande  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$  telle que :

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ds1} - e_d \\ v_{qs} = v_{qs1} - e_q \end{cases} \quad (IV-34)$$

Les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{ds1}$  et  $v_{qs1}$ .



**Figure IV. 8:** Reconstitution des tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$ .

On aura donc un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_s \left[ 1 + (T_r + T_s) \frac{d}{dt} + T_r T_s \sigma \frac{d^2}{dt^2} \right] \tilde{i}_\phi \\ v_{qs1} = R_s \left[ 1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right] i_{qs} \end{cases} \quad (IV-35)$$

On obtient alors les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} \tilde{i}_\phi = \frac{1}{R_s [1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2]} v_{ds1} \\ i_{qs} = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s s)} v_{qs1} \end{cases} \quad (IV-36)$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

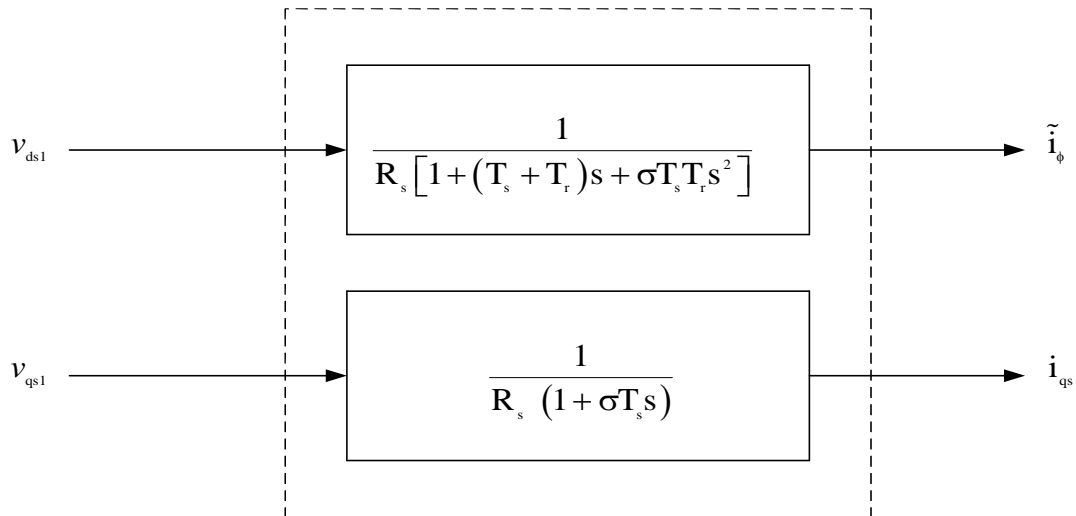


Figure IV. 9 : Partie électrique découplée.

#### IV.8.2 Problèmes posés par le découplage [15] :

On peut montrer que, dans le découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et donc pose un problème de robustesse de la commande. Dans le cas du découplage par compensation, si celle-ci est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer à priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C'est la technique que nous utiliserons pour l'implantation réelle de la commande.

#### IV.8.3 Schéma de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté :

Le schéma de la figure (IV-10) représente, l'organigramme l'asservissement de vitesse par la méthode de la commande vectorielle direct par orientation de flux rotorique. Le courant magnétisant  $i_\phi$  est asservi à une consigne de courant constant.



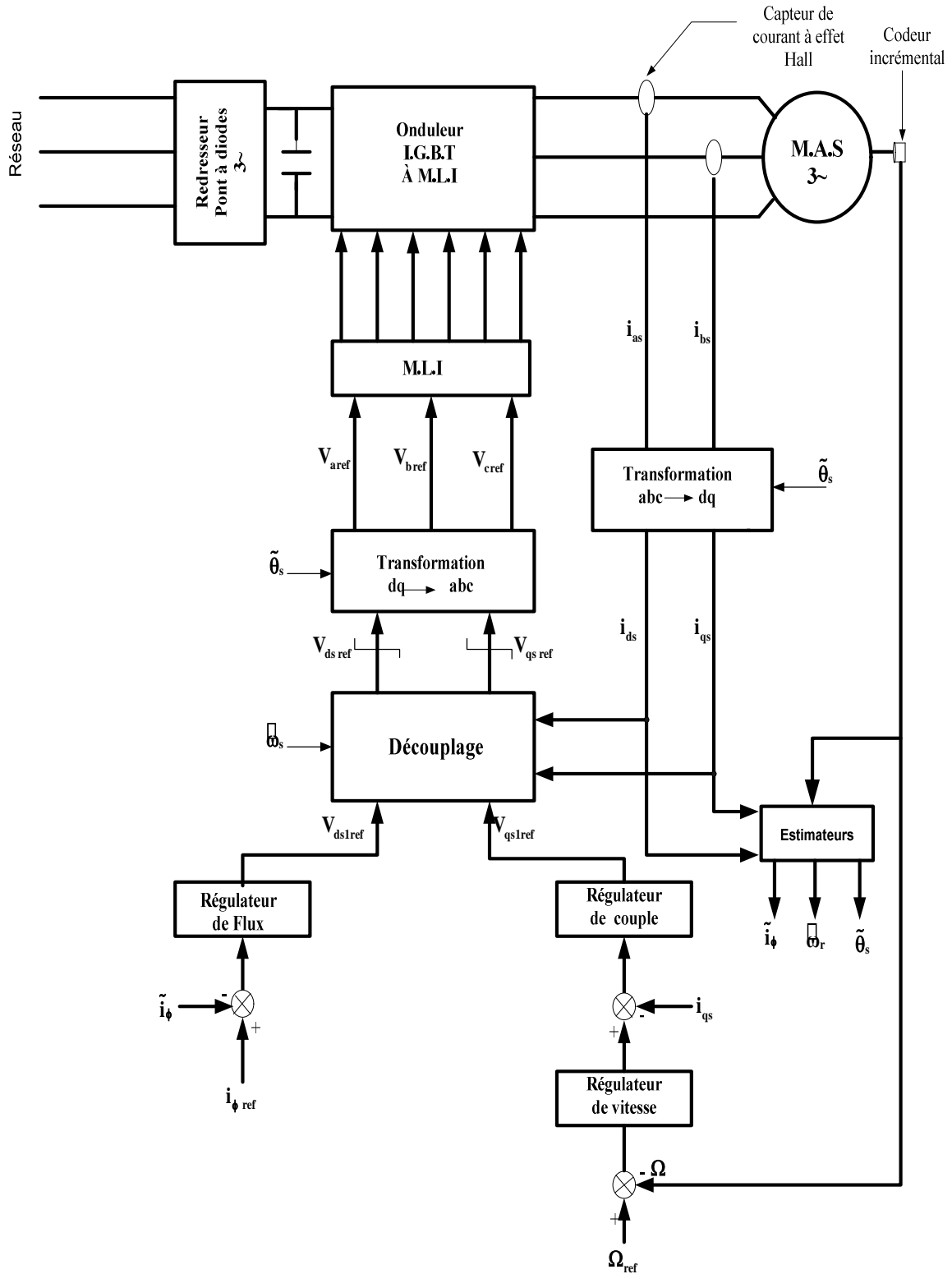


Figure IV. 10: Commande vectorielle directe de la machine asynchrone.

## IV.9 Calcul des régulateurs [15] :

### IV.9.1 Régulateur de flux :

Le découplage de la machine permet d'écrire la relation entre la grandeur d'entrée à savoir la tension  $v_{ds1}$  et le courant magnétisant  $i_\phi$  grandeur de sortie sous forme de la fonction de transfert suivante :

$$i_\phi = \frac{1}{\sigma L_s T_r s^2 + (R_s T_r + L_s) s + R_s} v_{ds1} \quad (IV-37)$$

La décomposition en éléments simples de dénominateur de l'équation (IV-37) donne :

$$i_\phi = \frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} v_{ds1} \quad (IV-38)$$

Avec :

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{2\sigma T_r T_s}{(T_r + T_s) + \sqrt{(T_r + T_s)^2 - 4\sigma T_r T_s}} \\ \tau_2 = \frac{2\sigma T_r T_s}{(T_r + T_s) - \sqrt{(T_r + T_s)^2 - 4\sigma T_r T_s}} \\ k = \frac{1}{R_s} \end{cases}$$

Si on peut considérer, pour simplifier, que les constantes de temps rotorique et statorique sont égales (ce qui est souvent le cas), les racines du dénominateur de la fonction de transfert reliant  $i_\phi$  et  $v_{ds1}$  sont

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{\sigma T_s}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \\ \tau_2 &= \frac{\sigma T_s}{1 - \sqrt{1 - \sigma}} \end{aligned}$$

On voit que ces deux racines sont très différentes. En effet, si on prend pour  $\sigma$  la valeur de 0,1 on obtient que :  $\tau_1 = 0,05T_s$  et  $\tau_2 = 1,95T_s$  soit un rapport de près de 40 entre les deux constantes de temps. Ce qui permet de justifier de faire une compensation avec un régulateur PI pour le pôle le plus long c'est-à-dire  $\tau_2$ .

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de deuxième ordre. Pour cela on utilise un régulateur proportionnel intégral classique (PI) qui a la fonction de transfert suivante

$$PI(s) = k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{s} \quad (IV-39)$$

On pose :

$$\tau_\phi = \frac{k_{p\phi}}{k_{i\phi}} \Rightarrow PI(s) = \frac{k_{i\phi}(\tau_\phi s + 1)}{s} \quad (IV-40)$$

Donc nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure suivante :

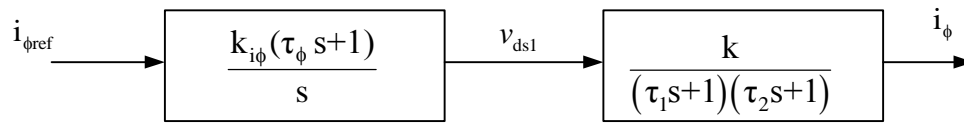


Figure IV. 11: Schéma en boucle ouverte.

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit  $(\tau_2 s + 1)$  par  $(\tau_\phi s + 1)$  puisque  $(\tau_2 > \tau_1)$ . Cela se traduit par la condition :

$$\tau_\phi = \tau_2 \Rightarrow \frac{k_{p\phi}}{k_{i\phi}} = \tau_2 \quad (IV-41)$$

La fonction de transfert globale en boucle ouverte s'écrit :

$$F_\phi(s) = \frac{k k_{i\phi}}{s(\tau_1 s + 1)} \quad (IV-42)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermé s'écrit comme suit :

$$\frac{i_\phi}{i_{\phi\text{ref}}} = \frac{1}{\frac{\tau_1}{k_{i\phi}k} s^2 + \frac{1}{k_{i\phi}k} s + 1}$$

Par identification à la forme canonique du deuxième ordre suivante :  $\frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$

On aura finalement le système à résoudre suivant:

$$\begin{cases} \frac{\tau_1}{k_{i\phi} k} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{1}{k_{i\phi} k} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{IV-43})$$

Avec :

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement.

$\omega_n$  : Fréquence de coupure.

La résolution des équations (IV-41) et (IV-43) donne les expressions des paramètres du régulateur suivants :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{\tau_1 k (2\zeta)^2} \\ k_{p\phi} = \frac{\tau_2}{\tau_1 k (2\zeta)^2} \end{cases} \quad (\text{IV-44})$$

#### IV.9.2 Régulateur de couple :

Le découplage représenté sur la figure (IV-12) permet aussi d'écrire la fonction de transfert suivante :

$$i_{qs} = \frac{1 / R_s}{(1 + \sigma T_s s)} v_{qs1} \quad (\text{IV-45})$$

On a aussi l'expression du couple électromagnétique en fonction de  $i_{\phi \text{ ref}}$  et  $i_{qs}$  suivante :

$$C_{em} = pL_s (1 - \sigma) i_{qs} i_{\phi \text{ ref}} \quad (\text{IV-46})$$

Donc on aura :

$$C_{em} = \frac{pL_s (1 - \sigma) \frac{1}{R_s} i_{\phi \text{ ref}}}{(1 + \sigma T_s s)} v_{qs1} \quad (\text{IV-47})$$

En posant :

$$\begin{cases} d = pL_s(1-\sigma)i_{\phi\text{ref}} \\ k_2 = \frac{d}{R_s} \\ \tau_3 = \sigma T_s \end{cases}$$

On aura finalement la fonction de transfert qui s'écrit :

$$C_{em} = \frac{k_2}{(1 + \tau_3 s)} v_{qs1} \quad (\text{IV-48})$$

Pour compenser le pôle de la fonction de transfert (IV-47), on utilise un régulateur proportionnel intégral (PI). Ses paramètres seront dépendants de la consigne du courant magnétisant  $i_{\phi\text{ref}}$ .

Prenant la fonction de transfert de régulateur proposée précédemment (IV-39), on aura la fonction de transfert du système compensé, qui s'écrit en boucle ouverte sous la forme suivante :

$$\frac{C_{em}}{v_{qs1}} = \frac{k_{ic}(\tau_c s + 1)}{s} \frac{k_2}{(1 + \tau_3 s)} \quad (\text{IV-49})$$

Compensons le pôle  $(1 + \tau_3 s)$  par  $(1 + \tau_c)$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\tau_c = \tau_3 \quad \text{Avec} \quad \tau_c = \frac{k_{pc}}{k_{ic}} \quad \Rightarrow \quad \frac{k_{pc}}{k_{ic}} = \tau_3 \quad (\text{IV-50})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{C_{em}}{v_{qs1}} = \frac{k_{ic} k_2}{s} \quad (\text{IV-51})$$

La boucle d'asservissement de couple électromagnétique est la suivante :

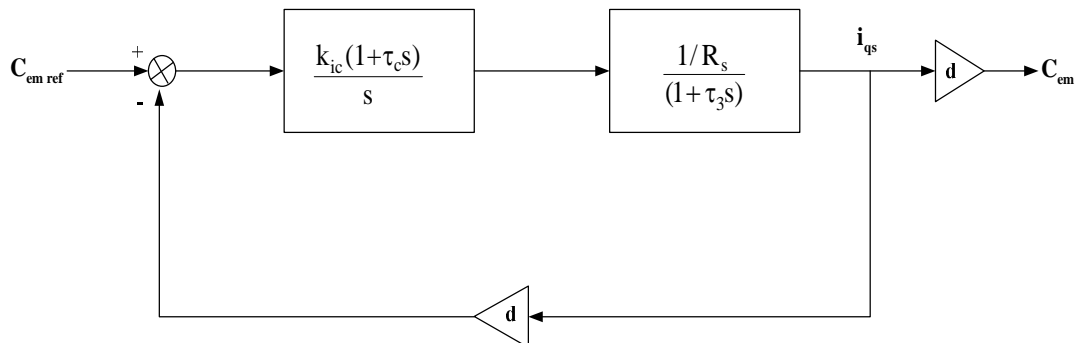


Figure IV. 12: Boucle de régulation du couple.

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{C_{em}}{C_{emref}} = \frac{1}{\frac{1}{k_2 k_{ic}} s + 1}$$

Le système obtenu à une réponse de type première ordre sa constante de temps égale à

$$\frac{1}{k_{ic} k_2}$$

Pour un temps de réponse  $t_{rep(5\%)}$  imposé à -5 % de la valeur de référence (finale) nous avons donc la condition suivante :

$$\frac{3}{k_{ic} k_2} = t_{rep(5\%)}$$

Finalement on aura :

$$\begin{cases} k_{ic} = \frac{3}{k_2 t_{rep(5\%)}} \\ k_{pc} = \tau_3 k_{ic} \end{cases} \quad (IV-52)$$

### IV.9.3 Régulateur de vitesse :

La boucle de régulation de vitesse est celle représentée par le schéma fonctionnel suivant :

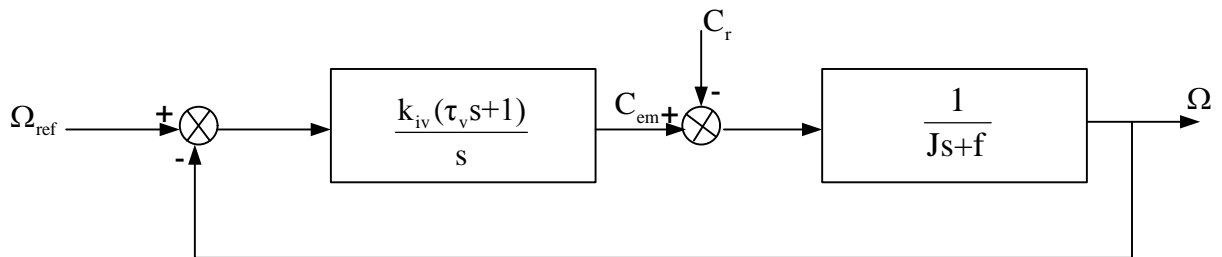


Figure IV. 13: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_{em} - C_r) \quad (IV-53)$$

J : Moment d'inertie

f : Coefficient des frottements visqueux.

Dans notre cas on utilise le régulateur classique (PI), donc la fonction de transfert de système s'écrit :

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left( \frac{k_{iv}(\tau_v s + 1)}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js+f} C_r \quad (IV-54)$$

$$\text{Avec } \tau_v = \frac{k_{pv}}{k_{iv}}$$

Le développement de l'équation (IV-54) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Omega = \frac{\frac{k_{pv}}{k_{iv}} s + 1}{\frac{J}{k_{iv}} s^2 + \frac{(f + k_{pv})}{k_{iv}} s + 1} \Omega_{ref} - \frac{\frac{1}{k_{iv}} s}{\frac{J}{k_{iv}} s^2 + \frac{(f + k_{pv})}{k_{iv}} s + 1} C_r \quad (IV-55)$$

La fonction de transfert obtenue possède une dynamique du deuxième ordre, donc on peut identifier son dénominateur à la forme canonique :  $\frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$

Finalement on aura le système d'équations à résoudre suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_{iv}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{(f+k_{pv})}{k_{iv}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad (IV-56)$$

La relation entre la fréquence de coupure  $\omega_n$  et le coefficient d'amortissement  $\zeta$  en fonction du temps de réponse en vitesse du système, est représentée sur le tableau (IV-2) :

| $\zeta$ | $\omega_n t_{\text{rep}(5\%)}$ |
|---------|--------------------------------|
| 0.4     | 7.7                            |
| 0.5     | 5.3                            |
| 0.6     | 5.2                            |
| 0.7     | 3                              |
| 1       | 4.75                           |

**Tableau IV. 1:** Relation entre  $\omega_n$ ,  $t_{\text{rep}(5\%)}$  et  $\zeta$ .

En posant  $k' = \omega_n t_{\text{rep}(5\%)}$ , la résolution du système d'équations (IV-55) donne les expressions suivantes qui permettent d'obtenir les valeurs des paramètres du régulateur.

$$\begin{cases} k_{iv} = J \left( \frac{k'}{t_{\text{rep}}} \right)^2 \\ k_{pv} = J \left( \frac{k' 2\zeta}{t_{\text{rep}}} \right) - f \end{cases} \quad (\text{IV-57})$$

#### IV.10 Calcul des grandeurs nominales :

A cause du manque d'information sur les caractéristiques du moteur GE B20, on a fait appel à un autre moteur de puissance réduite (3KW), où les caractéristiques sont les suivantes :



**Caractéristiques du moteur :**

|  |         |
|--|---------|
| Puissance nominale W (en kW) :   | 3       |
| Tension nominale U (en V):   | 220/380 |
| Courant d'induit nominal I (en A) :  | 6.3     |
| Nombre de paires de pôles :  | 2       |
| Vitesse nominale $\Omega$ (en tr /mn) :  | 1415    |
| Couple nominal $C_{em}$ (en Nm) :  | 20      |
| Résistance statorique par phase $R_s$ (en $\Omega$ ) :                                 | 1.46    |
| Inductance cyclique statorique par phase $L_s$ (en H):                                 | 0.28    |
| Résistance rotorique par phase $R_r$ (en $\Omega$ ) :                                  | 0.3821  |
| Inductance cyclique rotorique par phase $L_r$ (en H):                                  | 0.28    |
| Moment d'inertie J (en Kg.m <sup>2</sup> ) :   | 0.043   |
| Le coefficient de frottement visqueux $f_r$ (en Kg.m <sup>2</sup> .s <sup>-1</sup> ) : | 0.00341 |

**Tableau IV.2:** Plaque signalétique du MAS

**IV.10.1 Courant magnétisant  $i_{\phi_n}$  :**

La valeur nominale du courant magnétisant est celle du courant  $i_{ds}$  absorbé par la machine à vide (couple résistant nul).

$$I_{dn} = \frac{V_{sn}}{L_s \omega_s} = \frac{220}{0,28 \cdot 314} = 2,5 \text{ A}$$

$$\omega_s = 2\pi f \quad \text{avec} \quad f = 50 \text{ Hz}$$

En négligeant la résistance statorique  $R_s$ , on aura :

$$i_{\phi_n} = i_{dsn} = \sqrt{3} I_{dn} = 4,33 \text{ A}.$$

**IV.10.2 Couple nominal  $C_n$  :**

Il est donné par l'expression de la puissance nominale utile suivante :

$$P_n = C_n \Omega_n \quad \Rightarrow \quad C_n = \frac{P_n}{\Omega_n}$$

On a la vitesse nominale et la puissance utile, relevées sur la plaque signalétique de moteur  $\Omega_n = 1415 \text{ trs/min}$

$$P_n = 3 \text{ kW}$$

Ce qui donne :  $C_n = 20,24 \text{ N.m}$

### IV.10.3 Courant nominal $i_{qsn}$ :

L'expression (IV-26) permet de déduire la valeur nominale de courant  $i_{qs}$  lorsque le courant magnétisant est aussi à sa valeur nominale.

On trouve :

$$i_{qsn} = \frac{C_{emn}}{pL_s(1-\sigma)i_{\phi n}} = 9,06 \text{ A}$$

## IV.11 Calcul des valeurs numériques des régulateurs :

Les valeurs des différents paramètres des régulateurs utilisés pour la simulation numérique sont les suivant :

### -Régulateur du flux :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = 69,9003 \\ k_{p\phi} = 20,52 \end{cases}$$

$$\tau_{\phi} = \frac{k_{p\phi}}{k_{i\phi}} = 0,2935 \text{ ms}$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\zeta_1 = 1$

### - Régulateur de couple :

$$\begin{cases} k_{ic} = 292,6977 \\ k_{pc} = 4,1932 \end{cases} \quad \tau_c = \frac{k_{pc}}{k_{ic}} = 0,0143$$

Pour un temps de réponse  $t_{rep1} = 10 \text{ ms}$

- Régulateur de vitesse :

$$\begin{cases} k_{iv} = 3,8807 \\ k_{pv} = 0,8136 \end{cases}$$

$$\tau_v = \frac{k_{pv}}{k_{iv}} = 0,2097 \text{ ms}$$

Pour:

$$\begin{cases} \zeta_2 = 1 \\ t_{rep2} = 500 \text{ ms} \end{cases}$$

#### IV.12 Simulation des valeurs numériques des régulateurs :

Après avoir réalisé le découplage de la machine et calculé les différents régulateurs, on a construit le schéma de simulation de contrôle vectoriel avec le toolbox simulink du logiciel matlab (figure IV-14). On a effectué deux essais de simulation : la poursuite et la régulation de vitesse.

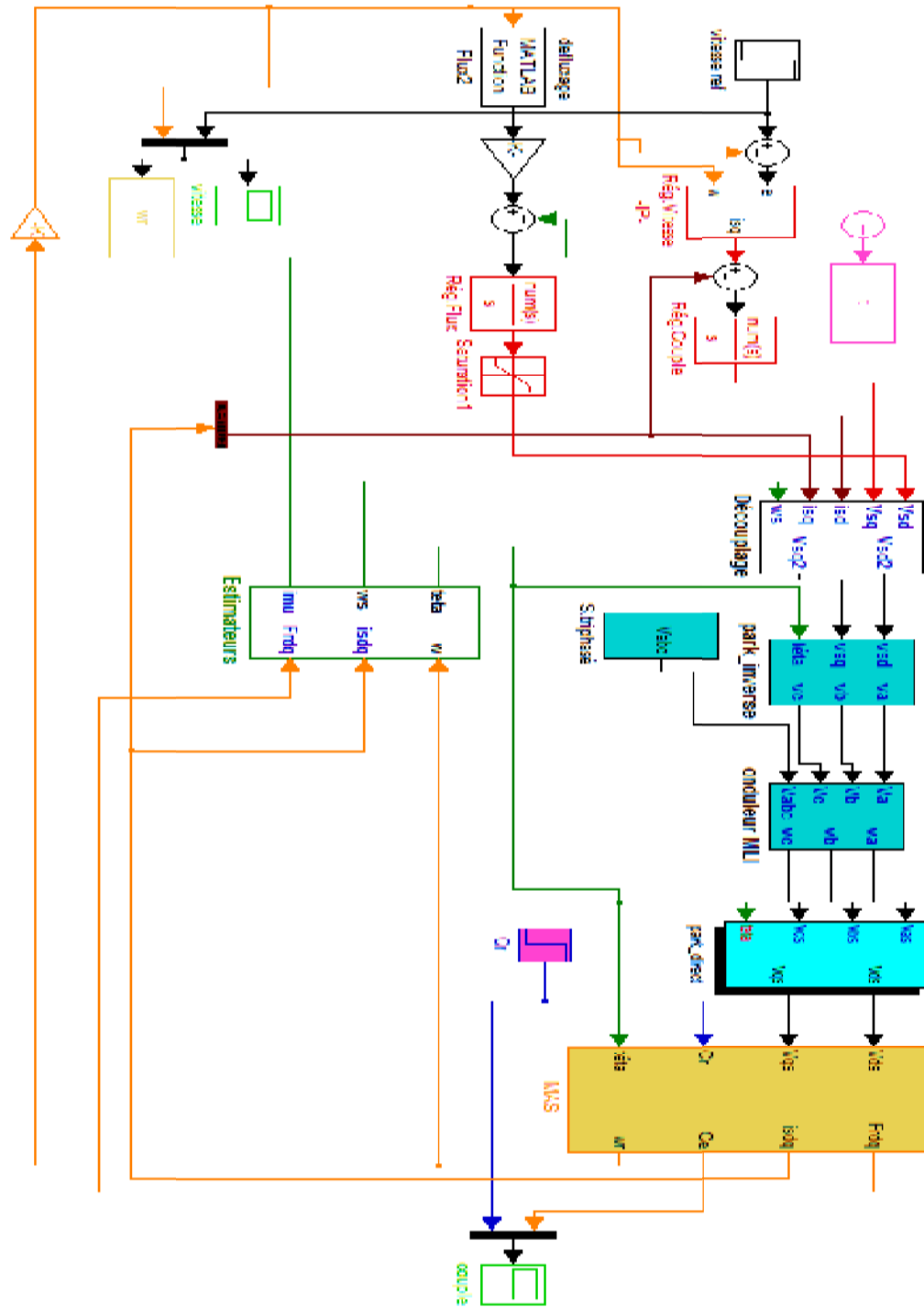
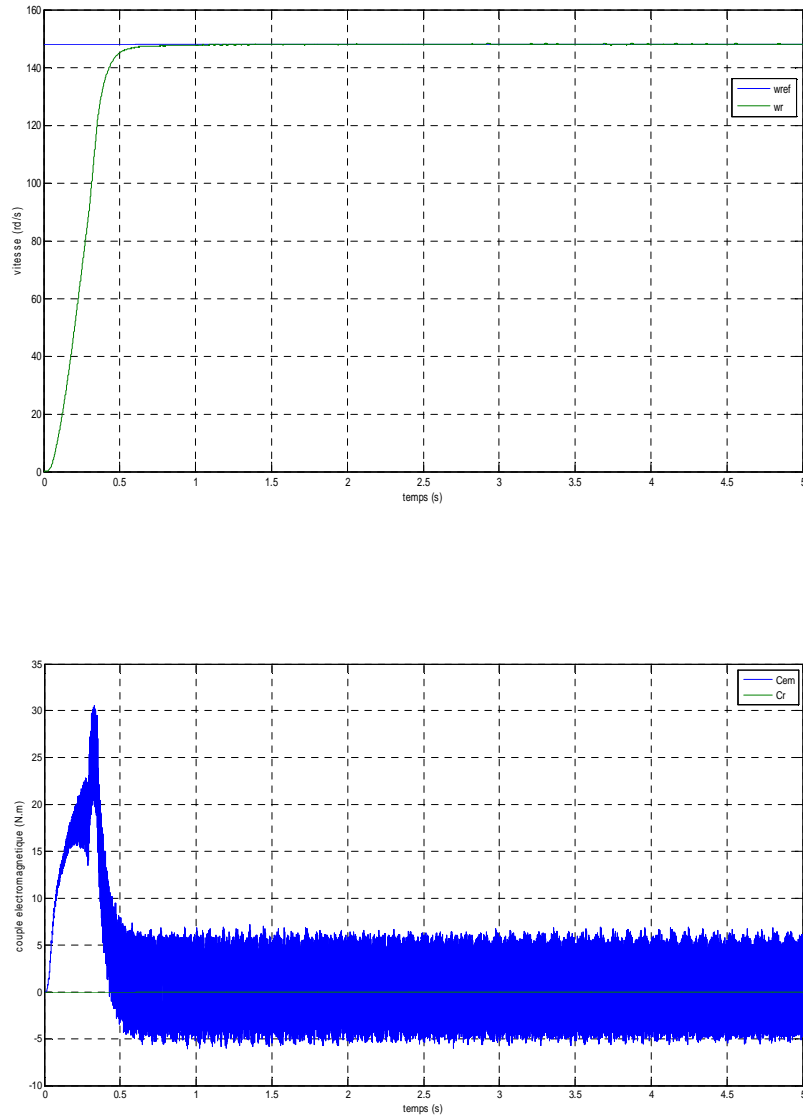


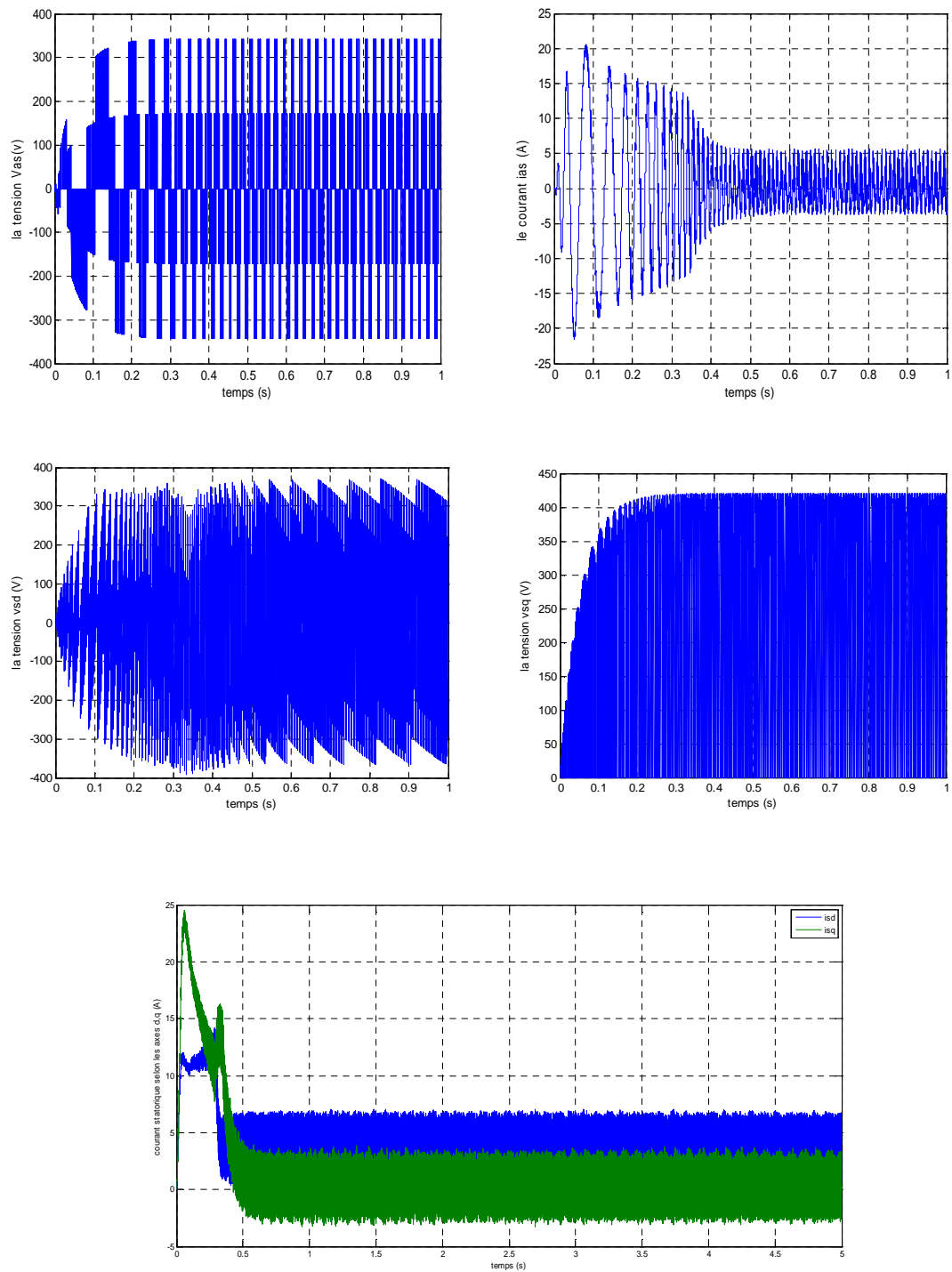
Figure IV. 14: Schéma SIMULINK de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté.

**IV.12.1 Résultats de la simulation de la commande vectorielle :**

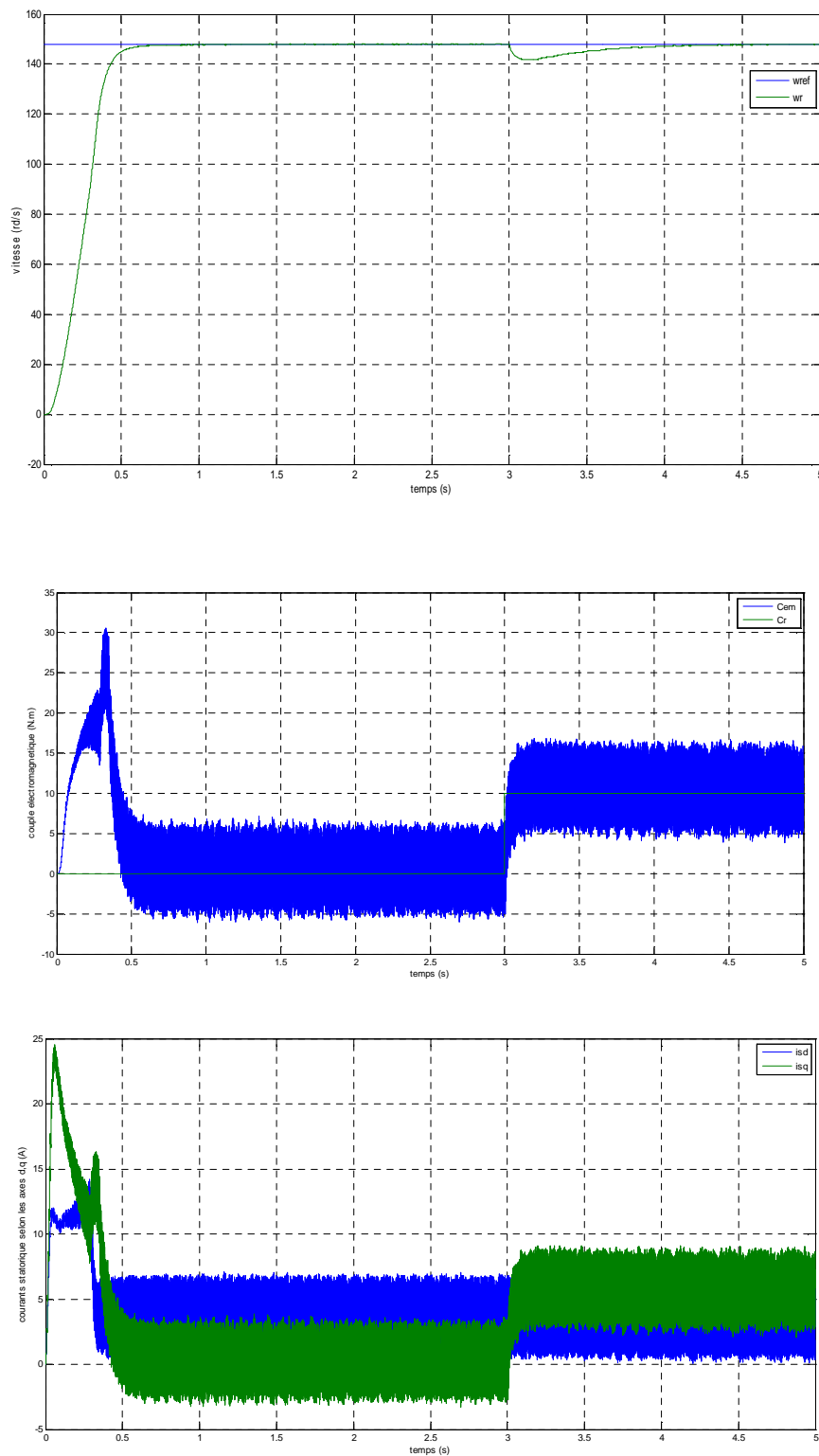
L'évolution des différents signaux du MAS avec la commande vectorielle sont représentés par les figures (IV.15-17) :



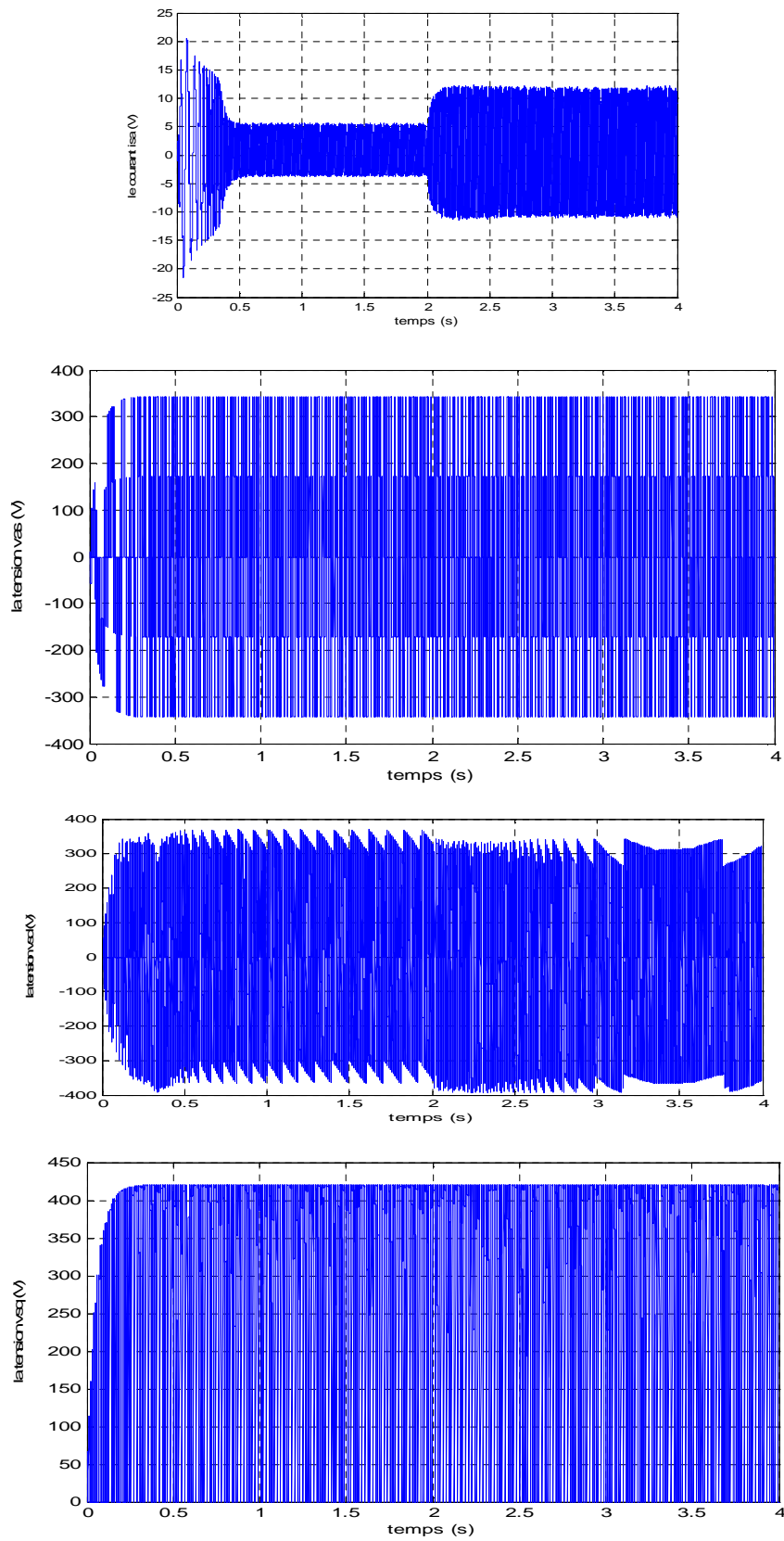
**Figure IV.15.1** : allures de la vitesse rotorique et le couple électromagnétique à vide.



**Figure IV.15.2 :** allures des courants ( $i_{sd}, i_{sq}, i_{sa}$ ) et la tension ( $v_{sd}, v_{sq}$ ) à vide.

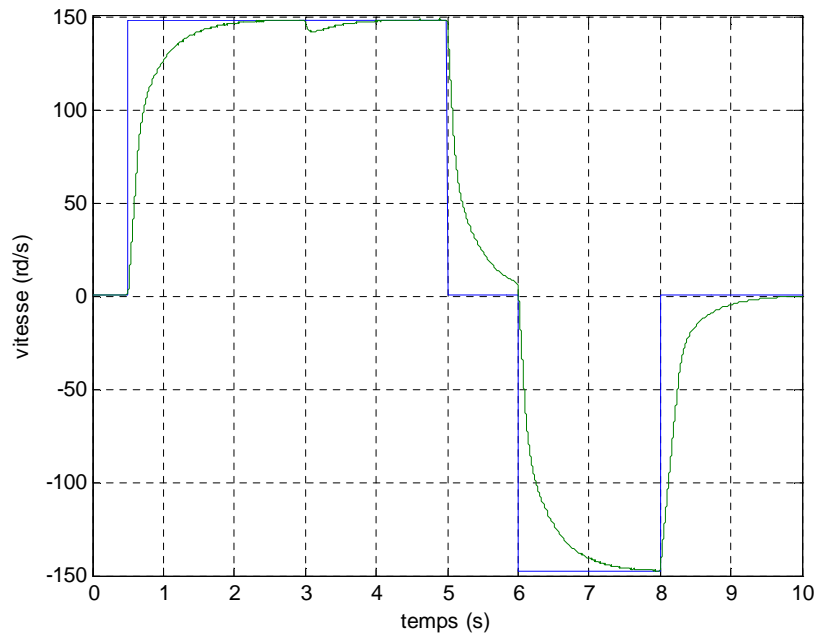


**Figure IV. 16.1 :** allures de la vitesse, courants (isd,isq) et le couple électromagnétique avec  $C_r=20$  Nm à  $t=2$ s.



**Figure IV.16.2 :** allures de la vitesse, courants (isd, isq) et le couple électromagnétique avec  $C_r=20 \text{ Nm}$  à  $t=2\text{s}$ .





**Figure IV. 17:** allure de la vitesse avec un créneau de  $w_{ref}$  et  $C_r = 10 \text{ N.m}$  à  $t=3\text{s}$

### Interprétation des résultats de simulation de la commande vectorielle :

Les différents résultats des essais de simulation donnés par les figures (IV.15-17) montrent que la commande vectorielle associée au régulateur classique PI assure la régulation ou la poursuite de vitesse de référence même en présence d'un couple de charge.

Les différents signaux du MAS et ceux de la commande ont des allures qui correspondent aux signaux réels que le MAS peut supporter (forme et amplitude)

A l'application du couple de charge le MAS fait appel au courant afin de compenser la charge et assure que la vitesse de MAS reste à sa valeur de référence.

**IV.13 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'application de la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

La machine alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI, est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide et atteint une valeur qui correspond à la charge et sa propre inertie.

L'utilisateur d'un onduleur de tension commandée par MLI permet de varier la vitesse du MAS en variant l'amplitude et la fréquence des tensions d'alimentation.

La commande malgré sa complexité, rend le système plus fiable.

# Chapitre V

Etude comparative entre AC et DC top  
drive

## **V.1 Introduction :**

Suite aux avantages de l'utilisation des top drives qui sont déjà cités, les grandes entreprises de forage ont opté pour leur implantation dans les chantiers. Chacun de ces deux systèmes a ses avantages qui dépendent de son application.

Dans ce chapitre, nous procéderons à une étude comparative entre les top drives du fabricant Canrig (celle équipée d'un moteur DC, et celle équipée d'un moteur AC) qui consiste à dégager les avantages et les inconvénients de chaque système par rapport à l'autre. Cette étude va nous permettre d'identifier le système le plus adapté pour l'opération de forage.

## V.2 Comparaison des caractéristiques des AC et DC top drives :

| Catégorie   | 1000 HP DC Top drive                                   | 1200 HP AC Top drive                                   |
|---|--|--|
| Capacité nominale de levage statique                        | 500 tons   | 500 tons   |
| Puissance de sortie continue                                | 1130 HP 840 KW<br>1365 HP 1020 KW                      | 1150 HP 860 KW<br>1400 HP 1040 KW                      |
| Couple continu nominal intermittent nominal                 | 30000ft-lb(40700Nm)@180 RPM<br>33300ft-lb(45100Nm)@180 | 51400ft-lb(69700Nm)@118 RPM<br>71500ft-lb(96900Nm)@103 |
| Générateur du couple développe: au vissage au dévissage     | 24000 ft-lb 32500 Nm<br>37500 ft-lb 50800 Nm           | 24000 ft-lb(32500 Nm)<br>37500 ft-lb(50800 Nm)         |
| Couple max de dévissage des connexions                      | 70800 ft-lb 96000 Nm                                   | 90000 ft-lb(122000 Nm)                                 |
| Pression de travail   | 7500 PSI   | 7500 PSI   |
| Puissance électrique : courant continu courant intermittent | 1250 A<br>1435 A<br>750 VDC                            | 1060 A<br>1470 A<br>600 VAC                            |

**Tableau V. 1 : comparaison entre DC et AC top drives**

☐ D'après le tableau (V.1), les deux top drives sont de même gamme de puissance. La top drive équipée par un moteur asynchrone fournit plus de couple et moins de vitesse que celle équipée par un moteur à courant continu.

☐ Elles consomment le même courant pratiquement (au facteur de redressement près), elles fonctionnent sous les mêmes conditions, et elles ont les mêmes propriétés mécaniques et hydrauliques.

## **V.3 Avantages et inconvénients de la DC top drive :**

### **V.3.1 Avantages :**

Le moteur à courant continu a l'avantage d'être facile à appréhender, car les deux bobines qui le composent sont non seulement fixes dans l'espace grâce à l'action du collecteur, mais aussi faiblement couplées.

C'est grâce à ce découplage que Les équations caractéristiques de fonctionnement d'un moteur à courant continu se prêtent particulièrement bien à une commande dynamique rapide, précise et moins coûteuse que celle d'une machine à courant alternatif. Il offre donc une introduction facile au fonctionnement de ses homologues.

De plus, ces moteurs (DC top drive) fournissent une puissance constante, donc si le couple électromagnétique augmente la vitesse de rotation diminue, et le chef de poste (le foreur) doit fournir plus d'énergie à la top drive pour maintenir la vitesse. Cette diminution de la vitesse avec l'augmentation du couple à un grand avantage qui est d'éviter l'usure du trépan (outil de forage), et la torsion du train de tiges en cas de présence d'une forte résistance de terre (couple résistant).

Ces moteurs à courant direct (DC) sont souvent réservés aux applications où la vitesse doit être contrôlée avec précision.

### **V.3.2 Inconvénients :**

Ce moteur présente intrinsèquement une faiblesse liée à son collecteur mécanique. En effet, ce collecteur augmente l'encombrement de la machine, ainsi que son coût de fabrication et d'entretien. Il limite aussi sa vitesse de rotation, et pose des difficultés d'utilisation pour les très grandes puissances (cas étudié).

Ce système d'entraînement présente d'autres inconvénients de différentes origines parmi les quelles :

- Le problème de la poussière causé par le vieillissement des filtres d'air, ce qui diminue la fiabilité du système de refroidissement donc augmente les pannes.
- Le forte demande d'une vérification périodique des balais.

● Le Problème de commutation caractérisé par des étincelles au niveau du collecteur qui influent sur son état et qui présente un grand danger dans les chantiers de forage (l'atmosphère explosive au milieu des hydrocarbures).

Ces problèmes ont provoqué des arrêts fréquents du top drive, donc de l'opération de forage, ce qui amène à une mauvaise retombée économique pour l'entreprise.

## **V.4 Avantages et inconvénients de la AC top drive :**

### **V.4.1 Avantage :**

Le premier bénéfice de la top drive équipée d'un moteur asynchrone est son facteur de puissance élevé.

Ces moteurs (asynchrones), sont actuellement les moteurs électriques dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie du fait de leur facilité, de leur faible encombrement, de leur bon rendement, et de leur excellente fiabilité.

Leur principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire et à mettre en œuvre.

Les moteurs asynchrones ont aussi une grande gamme de vitesse par rapport à ceux à courant continu, ils peuvent fonctionner même à un régime où la vitesse atteint 200% de la vitesse nominale.

Les caractéristiques de puissance d'un moteur asynchrone sont très supérieures à celles d'un moteur à courant continu. Ces derniers peuvent maintenir la puissance maximale pour une seule vitesse seulement, tandis que les moteurs à induction maintiennent la puissance nominale, de la vitesse nominale jusqu'à 150% de cette vitesse.

De plus, l'absence de la maintenance due à l'usure des charbons limite énormément la présence de la poussière et de l'humidité dans le moteur et ses enroulements.

Pour les AC top drives, le couple est constant même en variant la vitesse contrairement au DC top drives. Cet avantage est nécessaire pour le forage aux phases

(terres) à faible résistance où on peut accroître la vitesse en maintenant un grand couple de forage. C'est pour avancer rapidement dans l'opération de pénétration au sol.

#### **V.4.2 Inconvénients :**

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est sa forte consommation de l'énergie réactive pour magnétiser l'entrefer.

De plus, leur couple de démarrage relativement faible, et leur courant absorbé très supérieur au courant nominal lors de la mise sous tension.

La simplicité de construction de ces actionneurs électriques s'accompagne d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, ce qui va influencer sur le contrôle de la vitesse qui (contrairement aux moteurs à courant continu où on agit sur la tension d'alimentation) nécessite l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable. Toutefois, la commande en vitesse de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en oeuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

Même après avoir réussi à contrôler la vitesse, le risque d'instabilité (causée par le découplage) peut persister si les paramètres du modèle évoluent et posent donc un problème de robustesse de la commande.



## V.5 Résultats :

### V.5.1 Ondulation du couple moteur :

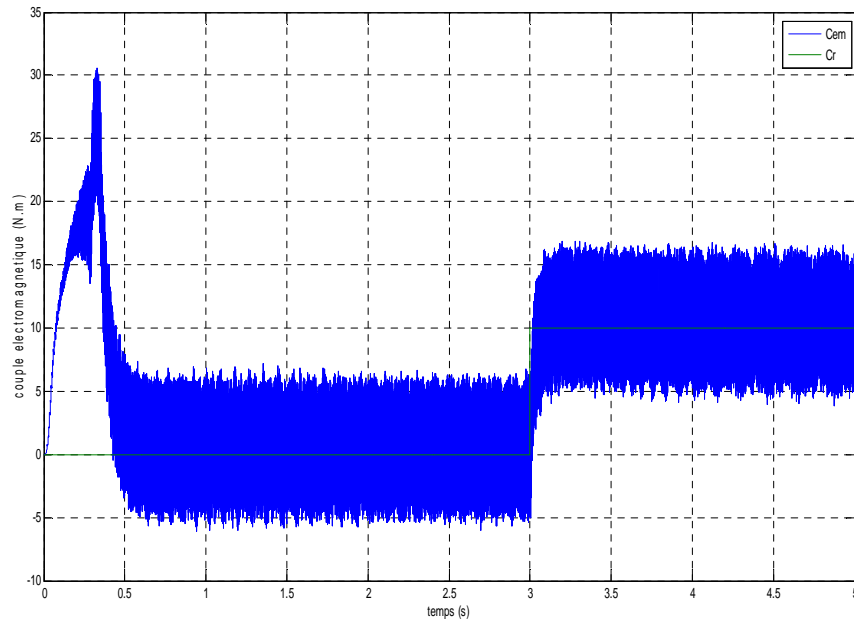


Figure V. 1 *Moteur asynchrone*

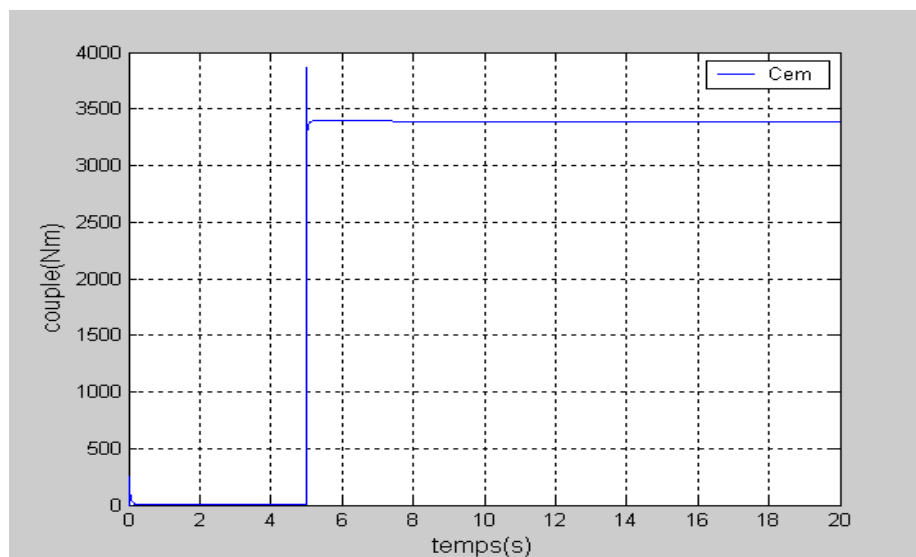


Figure V. 1 *Moteur à courant continu*

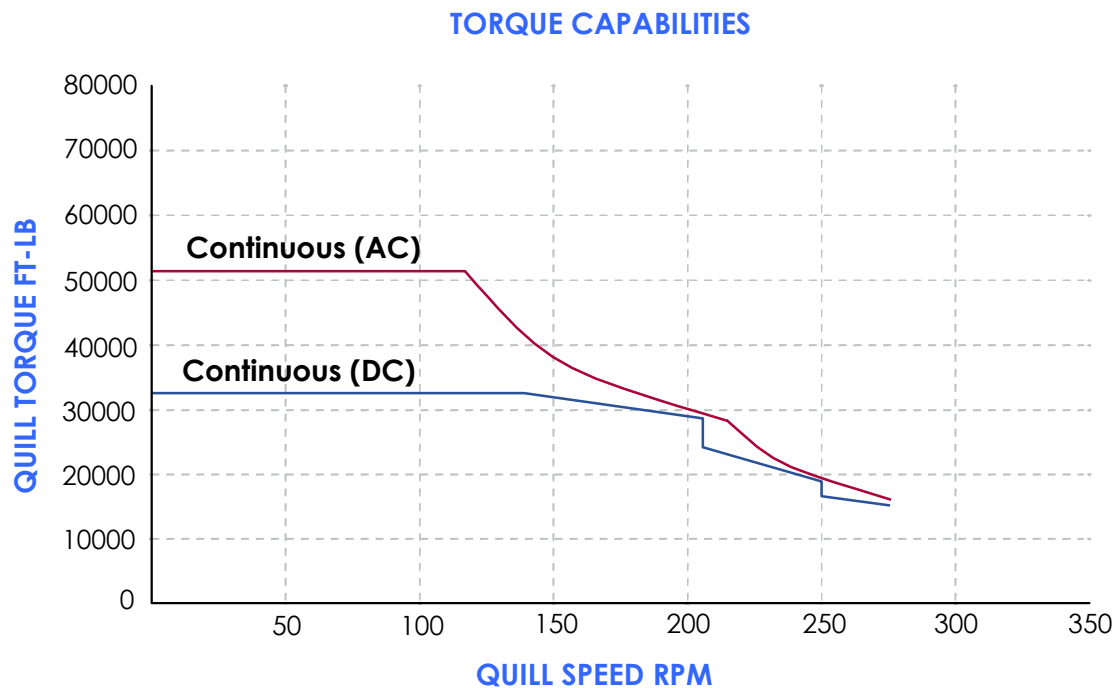
Suite aux allures des couples, on constate que le couple électromagnétique du moteur à courant continu est plus stable que celui du moteur asynchrone.

Cette stabilité du couple est due à la linéarité et au découplage naturel des grandeurs électriques du système.

Le découplage réalisé dans le cas du moteur asynchrone par l'implantation de la transformée de Park, plus, la difficulté de commande de ce dernier rend le couple oscillatoire autour de la valeur réelle et dans des limites admissibles.

Dans l'industrie de forage où on doit savoir commander le couple, c'est plus avantageux d'utiliser les moteurs asynchrones car, on peut agir directement sur le couple sans faire appel à la vitesse contrairement au cas des moteurs à courant continu où le couple est en fonction de la vitesse.

### V.5.2 Caractéristiques mécaniques :



- **Curves based on:** GE B -20 A1 AC Drilling Motor  
**Gear Ratio:** 6.808:1 (AC)
- **Curves based on:** GE-752-US DC Drilling Motor  
**Gear Ratio:** 5.00:1 (DC)

**FigureV. 2: Caractéristiques mécaniques**

D'après les graphes, et pour des top drives de même gamme de puissance et de même capacité de levage, le moteur de forage GE-B20 AC a un couple moteur beaucoup plus grand que celui du moteur à courant continu GE752 US. Le moteur de ce dernier a une caractéristique plus rigide, mais avec l'augmentation de la vitesse les deux caractéristiques se retrouvent en un point commun.

## **V.6 Choix entre top drives :**

Le choix entre ces deux systèmes est difficile, car, chacune des technologies utilisées présente des avantages qui sont nécessaires pour l'opération de forage. Mais les entreprises de forage doivent faire un choix qui doit assurer la continuité de forage avec une grande robustesse, un moindre coût, de hautes performances, un rendement élevé, et moins de pannes.

Parmi ces deux systèmes, le mieux adapter pour ces demandes est le système équipé d'un moteur asynchrone. Ce système, vu les avantages du type de moteur implanté, peut fournir plus de puissance, de couple, de vitesse, de rendement, et de continuité de forage.

Sa difficulté de commande peut être dépassée par une formation des opérateurs (foreurs) pour qu'ils puissent maîtriser la commande découplée de la vitesse et du couple.

## **V.7 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les avantages et les inconvénients de chaque système et vu l'opération à accomplir, le choix est porté sur les AC top drives.

## Conclusion générale

Le forage est une opération compliquée qui fait appel à deux mouvements : un mouvement de translation, et un mouvement de rotation avec une large gamme de variation de vitesse.

Pendant longtemps, les solutions mécaniques et hydrauliques étaient les seules à pouvoir effectuer l'opération de forage. Une opération qui nécessite une variation de la vitesse et un grand couple moteur pour pouvoir percer les roches de terre.

Le développement de l'électronique de puissance, en plus des inconvénients de ces deux systèmes ont amené à l'introduction d'une nouvelle technique de forage, une technique basée sur la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique en faisant appel bien sûr aux moteurs électriques.

Au début, ce sont les moteurs électriques à courant continu qui ont eu la faveur d'être utilisés (dans les tables de rotation, et plus tard dans l'organe de forage le plus sophistiqué (la top drive)) suite à leur simplicité de commande, leur gamme de variation de vitesse, et leur grand couple moteur.

Avec la maîtrise de l'électronique de puissance, les fabricants (pour diminuer les pertes de temps à cause des pannes et de la maintenance, qui diminuent de leur part l'indice économique de l'entreprise), ont implanté une nouvelle technique basée sur l'ensemble moteur asynchrone à cage – convertisseur de fréquence.

Dans notre travail, nous avons étudié la commande des deux systèmes d'entraînements des top drives. Nous avons présenté les avantages et les inconvénients de chaque système. Les résultats obtenus nous ont permis de montrer que le système fiable, le plus efficace et le plus rentable est celui des AC top drives.

A ce choix s'ajoute une nécessité de formation des opérateurs top drives. Une formation indispensable pour la maîtrise de la commande de ce type de machine (top drive équipée d'un moteur asynchrone).

---

## Tables des notations et symboles pour moteur asynchrone

### Paramètres de modélisation de la machine asynchrone:

$[L_s]$ ,  $[L_r]$  : Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique.

$[M_{sr}]$  : Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor

$R_s$  : Résistance statorique par phase.

$R_r$  : Résistance rotorique par phase.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$J$  : Moment d'inertie des parties tournantes.

$f_r$  : Coefficient de frottements visqueux.

### Repère :

R,S, T: Correspondent aux trois phases du stator.

r, s, t: Correspondent aux trois phases du rotor.

d,q: Axes de référentiel de Park.

$\theta$ : L'angle entre l'axe R et r.

$\theta_r$ : L'angle du rotor entre r et d.

$\theta_s$ : L'angle du stator entre R et d.

### Grandeurs électriques au stator :

$V_{s\ RST}$  : Tension statoriques des phases R, S, ou T.

$V_{sd}$  : Tension statorique sur l'axe d.

$V_{sq}$  : Tension statorique sur l'axe q.

$i_{s\ RST}$  : Courant statorique phase R, S, ou T.

$i_{sd}$  : Courant statorique sur l'axe d.

$i_{sq}$  : Courant statorique sur l'axe q.

### Grandeurs magnétiques au stator :

$\Phi_{s\ RST}$  : Flux statorique phase R, S, ou T.

$\Phi_{sd}$  : Flux statorique sur l'axe d.

$\Phi_{sq}$  : Flux statorique sur l'axe q.

### Grandeurs électriques au rotor :

$V_{r\ rst}$  : Tension rotorique phase r, s, ou t.

$i_{r\ rst}$  : Courant rotorique phase r, s, ou t.

$V_{rd}$  : Tension rotorique sur l'axe d.

$V_{rq}$  : Tension rotorique sur l'axe q.

$i_{rd}$  : Courant rotorique sur l'axe d.

$i_{rq}$  : Courant rotorique sur l'axe q.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

---

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Catalogue Canrig (top drive).
- [2] : CD de forage (documentation), **ENAFOR**.
- [3] : Cours Commande des machines à courant continu.
- [4] : Cours commande des machines électriques.
- [5] : Cours d'électronique de puissance, **Dr. I.Habi**.
- [6] : Cours d'électronique industrielle, **Dr. B.Nadji**.
- [7] : Cours Machines Electriques 2, Dr **Aouzelag**
- [8] : **G Grellet, G Clerc** 'Actionneurs Electriques Principes Modèles Commande', Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles, 1997.
- [9] : **G Guy, C Guy** 'Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande', Edition Eyrolles, 2000.
- [10] : **G.Sturtzer, E.Smigiél,**'Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés', Ellipses Edition Marketing Paris, 2000.
- [11] : Internet :
- Techniques de l'ingénieur.
  - IEEE electronics.
  - Schneider electric.
  - [www.Stielec.ac-aix-marseille.com](http://www.Stielec.ac-aix-marseille.com)
  - [www.iai.heig-vd.ch](http://www.iai.heig-vd.ch) (Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud.
  - [www.canrig.com](http://www.canrig.com)
  - [www.univ-batna.dz](http://www.univ-batna.dz)
  -
- [12] : **Jean Bonal, Gay Séguier,**'Entraînements électriques à vitesse variable' (vol.2), Editions Technique & Documentation 1998.
- [13] : **J P Caron, J P Hautier,** Modélisation et commande de la machine asynchrone', Edition Technip, Paris 1995.
- [14] : **Ouahid Bouakaz,** 'Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux', thèse de Magister, Université de Batna.
-