

وزارة التعليم العلمي البحث و العالي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPEREUR  
ET DE

LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

مستغانم باديس بن الحميد عبد جامعة

Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° d'ordre : M..../Ge/2020

## MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

**MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

Option : Electrotechnique industriel

Par

**SELMA Belkacem**

**MEKHERBECHE Omar**

**Etude comparative sur la commande électrique de la machine  
asynchrone application Véhicule électrique**

Président :	Mr BEKKOUCHE.B	Pr	Université de Mostaganem
Examineur :	Mr OMARI.H	MAA	Université de Mostaganem
Rapporteur :	Mr CHAOUCH.A	MCA	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2019/2020

# TABLE DES MATIERES

## *Introduction Générale*

1. Généralités.....	2
2. L'Objectif du thème.....	2
3. Structure du mémoire.....	2

## ***CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone et l'onduleur***

I.1. Introduction.....	5
I.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	5
I.2.1. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	5
I.2.2. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	5
I.2.3. Modèle de la machine asynchrone triphasée.....	6
I.2.3.1. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.2.3.2. Mise en équation de la MAS.....	6
a. Equations des tensions.....	7
b. Equations magnétiques.....	8
c. Equation mécanique.....	9
I.2.4. Modèle de Park du moteur asynchrone.....	9
I.2.4.1. Transformation de PARK.....	9
I.2.4.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone.....	10
a. Equations électriques.....	10
b. Equations magnétiques.....	11
c. Equations mécaniques.....	11
I.2.5. Choix du référentiel biphasé.....	11
I.2.6. Les équations d'état de la machine asynchrone.....	12
I.3. Etude de simulation du modèle de la MAS.....	12
I.3.1 Résultats de la simulation.....	13
I.3.2 Interprétation des résultats de simulation.....	14
I.4. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	15
I.4.1. Modélisation du redresseur triphasé à diodes.....	15
I.4.2. Modélisation de filtre.....	17
I.4.3. Modélisation de l'onduleur triphasé.....	18
I.4.3.1. Le processus onduleur-machine.....	18
I.4.4. Contrôle des tensions par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) .....	20

I.5. Etude de simulation de l'alimentation de la machine.....	22
I.5.1. Résultat de la simulation.....	23
I.5.2 Interprétation des résultats de simulation.....	24
I.6. Conclusion.....	24

## ***CHAPITRE II : Commande scalaire et vectorielle de la machine asynchrone***

II.1. Introduction.....	25
-------------------------	----

### **Partie1 : Commande scalaire**

II.2. Généralités sur la commande scalaire.....	25
II.3. Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent.....	25
II.4. Alimentation en tension.....	28
II.5. Contrôle en $V/f$ de la MAS.....	29
II.6. Etude de simulation de la commande $V/f$ de la MAS.....	30
II.6.1. Résultat de la simulation.....	31
II.6.2 Interprétation des résultats de simulation.....	32
II.7. Conclusion.....	32

### **Partie2 : Commande vectorielle**

II.8. Généralités sur la commande vectorielle.....	33
II.9. Avantages et inconvénients.....	33
II.10. Classification des méthodes de commande.....	33
II.10.1. Choix d'orientation de flux.....	34
II.10.1.1. Orientation du flux rotorique avec modèle en tension.....	35
II.10.2. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	35
a. Equation du modèle électromagnétique.....	36
b. Couple électromagnétique.....	36
c. Equation mécanique.....	36
II.10.3. Découplage entré-sortie.....	36
II.10.3.1 Découplage par compensation.....	37
II.11. Bloc de défluxage.....	38
II.12. Régulation.....	38
II.12.1. Conception des régulateurs.....	38
II.12.2. Caractéristiques des régulateurs.....	39
II.12.3. Calcul des régulateurs.....	40
II.13. Etude de simulation de la commande FOC de la MAS.....	41
II.13.1. Résultats de la simulation.....	42
II.13.2 Interprétation des résultats de simulation.....	44
II.14. Conclusion.....	44

### ***Partie3 : Etude comparative***

II.15. Etude comparative entre la commande V/F et FOC.....	45
II.15.1. Résultat de la simulation.....	45
II.15.2. Interprétation des résultats de simulation.....	45
II.16. Conclusion.....	46

### ***CHAPITRE III : Commande directe du couple de la machine asynchrone***

III.1. Introduction.....	48
III.2. Avantages et inconvénients.....	48
III.3. Principe de la commande directe du couple.....	49
III.3.1. L'action sur le flux statorique.....	49
III.3.2. L'action sur le couple.....	50
III.4. Description de la structure de contrôle.....	51
III.4.1. Sélection du vecteur de tension $V_s$ .....	51
III.4.2. Estimateur du flux statorique.....	52
III.4.3. Estimation du couple.....	53
III.5. Correcteurs.....	53
III.5.1. Correcteur de flux.....	53
III.5.2. Correcteur du couple.....	54
III.5.3. La table de commutation.....	54
III.6. Structure générale du contrôle directe du couple.....	55
III.7. Etude de simulation.....	56
III.7.1. Résultats de la simulation.....	56
III.7.2. Interprétation des résultats de simulation.....	58
III.8. Conclusion.....	58

### ***CHAPITRE IV : Etude comparative entre la commande FOC et la commande DTC (Application véhicule électrique)***

IV.1. Introduction.....	60
IV.2. Généralités sur le véhicule électrique.....	60
IV.2.1. Définition.....	60
IV.2.2. Avantages et inconvénients.....	60
IV.2.3. Historique.....	61
IV.2.4. Classification des véhicules électriques.....	63
IV.2.4.1. Véhicules tout électriques.....	63
IV.2.4.2. Véhicules hybrides.....	63
IV.2.5. Fonctionnement d'un véhicule électrique.....	64
IV.2.6. Les moteurs électriques utilisés dans les véhicules électriques.....	64
IV.2.7. La modélisation de la dynamique du VE.....	65

IV.3. Etude comparative.....	66
IV.3.1. Types de commande retrouvés dans les véhicules électriques.....	66
IV.3.2. Cycle de conduit.....	67
IV.3.2.1. Résultats de la simulation.....	67
IV.3.2.2. Interprétation des résultats de simulation.....	69
IV.3.3. Test de robustesse pour l'inversion de rotation de la machine.....	69
IV.3.3.1. Résultats de la simulation.....	70
IV.3.3.2. Interprétation des résultats de simulation.....	72
IV.3.4. Comparaison entre la commande vectorielle FOC et la commande DTC.....	72
IV.4. Conclusion.....	72

### ***Conclusion générale***

Conclusion.....	74
-----------------	----

### ***ANNEXE***

ANNEXE A.....	76
1) Les paramètres de la machine asynchrone utilisé dans nos simulations.....	76
2) Les paramètres du PI utilisé dans nos simulations.....	76
ANNEXE B.....	77

### ***BIBLIOGRAPHIE***

BIBLIOGRAPHIE.....	84
--------------------	----

## LISTE DES FIGURES

### ***CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone et l'onduleur***

Figure (I.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	6
Figure (I.2) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.....	10
Figure (I.3) : Schéma de simulation de la machine asynchrone.....	13
Figure (I.4) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	13
Figure (I.5) : La courbe du couple en fonction du temps.....	14
Figure (I.6) : La courbe des courants statoriques en fonction du temps.....	14
Figure (I.7) : Schéma du convertisseur statique.....	15
Figure (I.8) : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes.....	15
Figure (I.9) : Représentation de la tension de sortie de redresseur.....	16
Figure (I.10) : Représentation d'un filtre.....	17
Figure (I.11) : Principe de l'alimentation par onduleur en tension.....	18
Figure (I.12) : Schéma de l'onduleur.....	18
Figure (I.13) : Modèle de l'onduleur triphasé.....	20
Figure (I.14) : principe de la commande en MLI.....	21
Figure (I.15) : Schéma de simulation de l'onduleur MLI.....	22
Figure (I.16) : Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur.....	22
Figure (I.17) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	23
Figure (I.18) : La courbe du couple en fonction du temps.....	23
Figure (I.19) : La courbe des courants statoriques en fonction du temps.....	23

### ***CHAPITRE II : Commande scalaire et vectorielle de la machine asynchrone***

Figure (II.1) : Schéma par phase en régime permanent.....	26
Figure (II.2) : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor.....	26
Figure (II.3) : Couple électromagnétique en fonction du glissement.....	27
Figure (II.4) : Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse.....	29
Figure (II.5) : Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f.....	30
Figure (II.6) : Schéma de simulation de la Commande Scalaire.....	30
Figure (II.7) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	31
Figure (II.8) : La courbe du couple en fonction du temps.....	31
Figure (II.9) : La courbe des courants statoriques en fonction du temps.....	31
Figure (II.10) : L'analogie entre le découplage de la MCC et de MAS.....	33
Figure (II.11) : Classification des méthodes de commande par orientation de flux.....	34
Figure (II.12) : Orientation du flux rotorique.....	35
Figure (II.13) : structure de la commande par orientation du flux rotorique.....	36

Figure (II.14) : Reconstitution des tensions $V_{sd}$ et $V_{sq}$ .....	37
Figure (II.15) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	37
Figure (II.16) : Bloc de fluxage.....	38
Figure (II.17) : Représentation de la commande par PI.....	38
Figure (II.18) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique $i_{sd}$ .....	39
Figure (II.19) : Schéma bloc de régulation de Vitesse.....	41
Figure (II.20) : Schéma d'une commande vectorielle directe d'une MAS alimenté en tension.....	42
Figure (II.21) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	42
Figure (II.22) : La courbe du couple en fonction du temps.....	42
Figure (II.23) : La courbe de courant statorique en fonction du temps.....	43
Figure (II.24) : La courbe des courants statoriques $i_{sd}$ , $i_{sq}$ en fonction du temps.....	43
Figure (II.25) : La courbe des flux $\Phi_{rd}$ et $\Phi_{rq}$ en fonction du temps.....	43
Figure (II.26) : Les courbes du couple et flux en fonction du temps.....	45

### ***CHAPITRE III : Commande directe du couple de la machine asynchrone***

Figure (III.1) : Evolution du flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .....	49
Figure (III.2) : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $V_s$ .....	50
Figure (III.3) : Sélection du vecteur tension $V_s$ selon la zone $N=i$ .....	51
Figure (III.4) : Les vecteurs de tension $V_s$ .....	52
Figure (III.5) : a) Sélection des vecteurs des tensions correspondants.....	53
b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.....	53
Figure (III.6) : Correcteur de couple à trois niveaux.....	54
Figure (III.7) : Structure générale du contrôle direct du couple.....	55
Figure (III.8) : Schéma d'une commande DTC d'une MAS alimenté en tension.....	56
Figure (III.9) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	56
Figure (III.10) : La courbe du couple en fonction du temps.....	56
Figure (III.11) : La courbe des courants statoriques en fonction du temps.....	57
Figure (III.12) : La courbe de flux $\Phi_s$ en fonction du temps.....	57
Figure (III.13) : La courbe de flux $\Phi_{sa}$ en fonction de flux $\Phi_{sb}$ .....	57

### ***CHAPITRE IV : Etude comparative entre la commande FOC et la commande DTC (Application véhicule électrique)***

Figure (IV.1) : Système de propulsion d'un VE.....	60
Figure (IV.2) : Première voiture au monde.....	61
Figure (IV.3) : La jamais contente.....	61
Figure (IV.4) : La première voiture hybride.....	62
Figure (IV.5) : La prius.....	62
Figure (IV.6) : La Nissan LEAF.....	63

Figure (IV.7) : La Renault ZOE.....	63
Figure (IV.8) : Composantes et fonctionnement d'un véhicule électrique.....	64
Figure (IV.9) : Les moteurs électriques utilisés.....	64
Figure (IV.10) : Bilan des forces agissant sur le véhicule.....	65
Figure (IV.11) : Le schéma global de la commande FOC en vitesse du véhicule électrique.....	66
Figure (IV.12) : Le schéma global de la commande DTC en vitesse du véhicule électrique.....	66
Figure (IV.13) : Vitesse du véhicule (tr/min) .....	67
Figure (IV.14) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps (FOC-DTC) .....	68
Figure (IV.15) : La courbe du couple en fonction du temps (FOC-DTC) .....	68
Figure (IV.16) : La courbe des courants statoriques en fonction du temps (FOC-DTC) .....	69
Figure (IV.17) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps (FOC-DTC) .....	70
Figure (IV.18) : La courbe du couple en fonction du temps (FOC-DTC) .....	71
Figure (IV.19) : La courbe des courants statoriques en fonction du temps (FOC-DTC) .....	71

### ***ANNEXE***

Figure (annexe B.1) : Schéma block de la modélisation d'une MAS en Simulink.....	77
Figure (annexe B.2) : Schéma block de la Commande Scalaire de MAS.....	77
Figure (annexe B.3) : Schéma block de la Commande vectorielle direct de MAS.....	77
Figure (annexe B.4) : Schéma block de la Commande DTC de MAS.....	78



## LISTE DES TABLEAU

Tableau (I-1) : Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone.....	6
Tableau (II.1) : les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle.....	33
Tableau (II -2) : Quelques résultats entre les deux commandes.....	45
Tableau (III.1) : les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle.....	48
Tableau (III.2) : Table de commutation de la structure de la DTC.....	55
Tableau (IV.1) : les avantages et les inconvénients de la voiture électrique.....	60
Tableau (IV.2) : Comparaison entre FOC et DTC.....	72
Tableau (annexe A.1) : Les paramètres de la machine asynchrone.....	76
Tableau (annexe A.2) : Les paramètres du PI.....	76



## REMERCEMENTS

---

*Nous tenons à remercier dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années d'études.*

*Nous remercie en particuliers notre encadreur **Dr. CHAOUCH**, qui nous inspiré le sujet et guidé à ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.*

*Je profite l'occasion pour remercier Monsieur **Dr. BEKLAOUZ**,*

*Le chef de département*

*Génie électrique.*

---





## DÉDICACE

---

*Je dédie ce travail avec toute la gratitude à ma mère pour ses prières et pour tant d'années d'amour, de sacrifices, d'encouragements et de soutien moral.*

*Ce travail est à la mémoire de mon père paix a son âme.*

*À mon frère **Dr. SELMA**, mes sœurs, neveux et nièces.*

*À toute ma famille.*

*À tous mes amis.*

*À tous ceux que j'aime.*

*À tous mes profs et mes collègues.*

*À ceux qui vont lire ce mémoire.*

*SELMA Belkacem*

---





## DÉDICACE

---

*Je dédie ce modeste travail*

*À ma mère.*

*À mon père.*

*À mes frères.*

*À tout ma famille.*

*À mes amis et mes collègues*

*de la promotion 2020 « Électrotechnique industriel ».*

*À mes amis (chaque un à son nom).*

**MEKHERBECHÉ Omar**

---



# *Introduction Générale*

### 1. Généralités :

Après l'invention du premier **moteur asynchrone à cage** en 1889 par l'électricien allemand **Mikhaïl Dolivo-Dobrovolsky**, et après l'évolution technologique, notamment dans le domaine d'électronique de puissance, le moteur asynchrone remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinées à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine[1].

L'un des principaux éléments constitutifs des procédés industriels modernes est l'entraînement électrique à vitesse variable. Ce dernier, aussi présent sur les chaînes de production que dans les moyens de transport, se trouve généralement à des emplacements clés des processus industriels. A cet effet, son fonctionnement optimal et ces caractéristiques de réglage influent directement sur le coût et la qualité de la production. Dans ce contexte, les industries optent actuellement pour les ensembles convertisseurs statique-moteurs asynchrone à cage d'écureuil, en raison, d'une part de leur robustesse et de leur faible coût, et d'autre part, de la disponibilité des convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutations très élevées et des moyens de traitement de signal très sophistiqués. Ces technologies permettent l'implémentation des stratégies de commande assez complexes, et les performances de réglage sont similaires à celle obtenue par le moteur à courant continu.

### 2. L'Objectif du thème :

L'objectif de ce travail est de donner un aperçu général sur les différentes techniques de commande telle que la commande scalaire (**V/F**), la commande vectorielle à flux orienté (**FOC : Field Oriented Control**) et la commande directe du couple (**DTC: Direct Torque Control**) d'une machine asynchrone, afin d'atteindre le but de réaliser une comparaison entre deux stratégies de commandes(**FOC-DTC**) appliquées à un véhicule électrique.

### 3. Structure du mémoire :

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- ❖ Le premier chapitre comprendra la modélisation de la **machine asynchrone à cage** qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

Puis on procédera à l'étude de **l'onduleur** de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (**MLI**).

## ***Introduction Générale***

---

- ❖ Le deuxième chapitre est consacré à la commande Scalaire et vectorielle de la machine asynchrone, alimentée à travers un onduleur. Les performances de la (**V/F**), (**FOC**) seront testées par des simulations.
- ❖ Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la technique de commande directe du couple (**DTC**). Les performances de la **DTC** seront testées par des simulations.
- ❖ Le quatrième chapitre est réservé pour à une comparaison des performances des deux stratégies de commande (**FOC**) et (**DTC**) dans l'application véhicule électrique.
- ❖ En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude

# ***CHAPITRE I***

## ***Modélisation de la machine asynchrone et l'onduleur-MLI***



## I.1. Introduction :

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire un système réel donné. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime statique et dynamique du système physique. L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur la modélisation de la machine asynchrone (MAS) triphasées sous forme d'équations d'état en vue de leur commande en tension.

Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthode de commande rapprochées à modulation de largeur d'impulsion (MLI), très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques.

## I.2. Modélisation de la Machine Asynchrone :

### I.2.1. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

La MAS est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction, caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer.

L'application adéquate d'une tension de pulsation  $\omega_s$  aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique statorique tournant. Ce champ induit dans le circuit fermé du rotor un champ magnétique rotorique tournant à une vitesse  $\omega_r$  par rapport au rotor. Quand cette vitesse est additionnée à la vitesse électrique de rotation du rotor  $\omega$ , on obtient selon la relation interne de la machine asynchrone, la pulsation statorique  $\omega_s$  [2] :

$$\omega + \omega_r = \omega_s \quad (\text{I-1})$$

$$\omega_s = \frac{2\pi F}{p} \text{ (rad/s)} \quad (\text{I-2})$$

$$\omega_r = g\omega_s \quad (\text{I-3})$$

$\omega_s$  : Vitesse angulaire électrique statorique.

$\omega_r$  : Vitesse angulaire électrique rotorique.

$\omega$  : Vitesse angulaire.

p : Nombre de paires de pôles.

F : Fréquence du réseau.

g : Glissement.

### I.2.2. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau (I-1) suivant :

**Tableau (I-1) :** Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"><li>• Robuste et facile à construire.</li><li>• Coût réduit.</li><li>• Absence d'un système bagues balais.</li><li>• Structure simple.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Non découplage naturel.</li><li>• Non linéarités.</li></ul>

## I.2.3. Modèle de la machine asynchrone triphasée :

### I.2.3.1. Hypothèses simplificatrices :

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

- ❖ L'entrefer constant.
- ❖ La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.

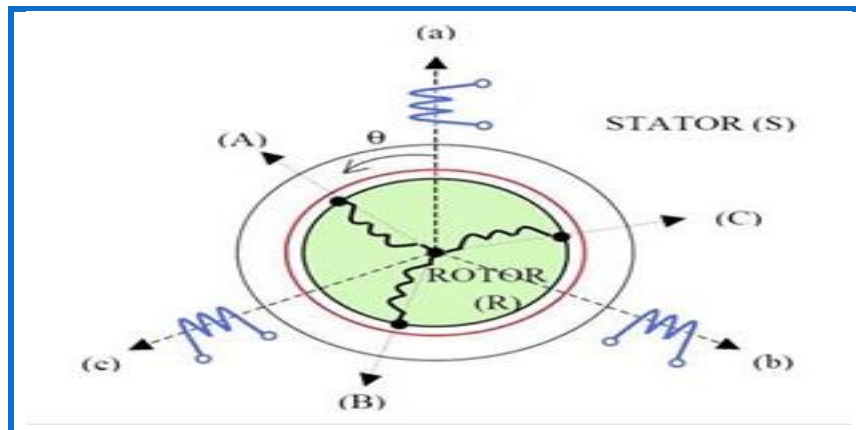
Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- ❖ L'additivité du flux.
- ❖ La constance des inductances propres.
- ❖ La loi de la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques est en fonction de l'angle électrique.

### I.2.3.2. Mise en équation de la MAS :

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la figure (I.1) Elle est munie de six enroulements.

- ❖ Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- ❖ Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ , ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.



**Figure (I.1) :** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

## CHAPITRE I

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- ❖ Les équations électriques
- ❖ Les équations magnétiques
- ❖ L'équation mécanique.

### a. Equations des tensions :

La loi de Lenz-Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d}{dt}\Phi \quad (\text{I-4})$$

En appliquant la loi de Lenz-Faraday à chaque enroulement de la machine représentée par la Figure (I.1), on peut écrire :

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt}\Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt}\Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt}\Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

- Pour l'ensemble des phases Rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt}\Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt}\Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt}\Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

En désignant par:

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Flux rotoriques

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I-5) et (I-6) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

## CHAPITRE I

$$[V_s(abc)] = [R_s][i_s(abc)] + \frac{d}{dt}[\Phi_s(abc)] \quad (\text{I-8})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[V_r(abc)] = [R_r][i_r(abc)] + \frac{d}{dt}[\Phi_r(abc)] \quad (\text{I-10})$$

### b. Equations magnétiques :

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de  $M_{sr}$  et de  $\theta$  :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

$M_s, M_r$  : L'inductance mutuelle statoriques, rotoriques.

$M_{sr}$  : La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$l_s, l_r$  : L'inductance propre statoriques, rotoriques.

$[L_s], [L_r]$  : Matrice des inductances statoriques, rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.

$\theta$  : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$[V_s(abc)] = [R_s][i_s(abc)] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s(abc)] + [M_{sr}][i_r(abc)] \} \quad (\text{I-14})$$

$$[V_r(abc)] = [R_r][i_r(abc)] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_r(abc)] + [L_r][i_r(abc)] \} \quad (\text{I-15})$$

### c. Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - Cr - f \Omega \quad (\text{I-16})$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega \quad (\text{I-17})$$

$$C_{em} = p [i_s(abc)]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}][i_r(abc)] \quad (\text{I-18})$$

$J$  : moment d'inertie du rotor.

$\Omega$  : vitesse angulaire (mécanique) du rotor.

$f$  : coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$  : couple électromagnétique délivré par le moteur.

$Cr$  : couple résistant, ou de charge.

$\omega_r$  : vitesse électrique du rotor.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{(C_{em} - Cr)}{(Js + f)} \quad (\text{I-19})$$

$S$  : représente le paramètre de la place.

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (angle de rotation de la machine) [3].

### I.2.4. Modèle de Park du moteur asynchrone :

La transformation de **Park** a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [4].

#### I.2.4.1. Transformation de PARK :

La transformée de **Park** correspond tout simplement au changement de base (**triphaseé-biphaseé**) (Figure (I.2)) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ». La matrice de changement de base est **[P( $\theta$ )]** définie par :

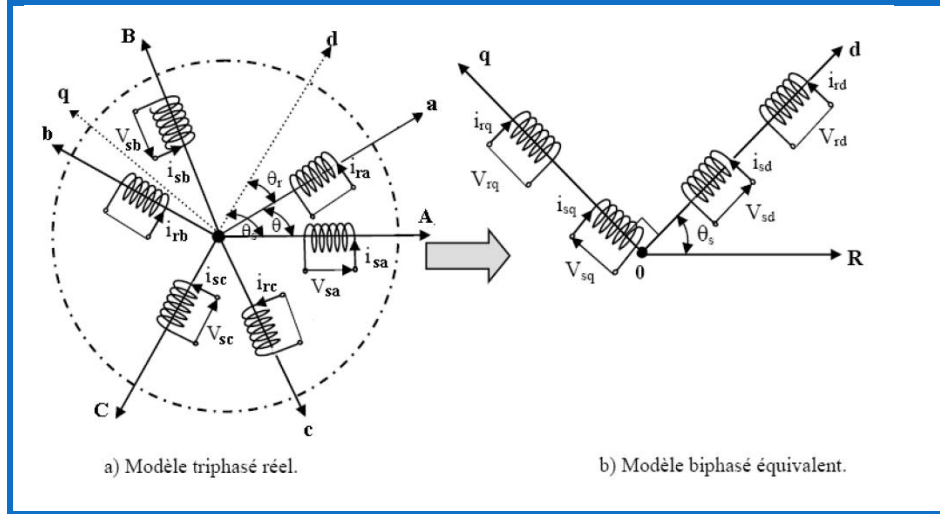


Figure (I.2) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

La matrice de changement de base  $[P(\theta)]$  étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

#### 1.2.4.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone :

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de Park est le suivant :

##### a. Equations électriques :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \qquad \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

**b. Equations magnétiques :**

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

Avec :

$L_s = l_s - M$  ;  $L_r = l_r - M$  : Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

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

**c. Equations mécaniques :**

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-18) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} ( \Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd} ) \quad (\text{I-26})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (I-16).

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - Cr - f \Omega \quad (\text{I-27})$$

### I.2.5. Choix du référentiel biphasé :

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (**d, q**) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement aux trois cas possibles :

❖ Référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = - \frac{d\theta}{dt} = - \omega$$

❖ Référentiel lié au rotor ( $x, y$ ) :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \qquad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

❖ Référentiel lié au champ tournant (**d, q**) :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r$$

## I.2.6. Les équations d'état de la machine asynchrone :

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on utilisera les deux repères d'axes  $(d, q)$  lié au champ tournant et  $(\alpha, \beta)$  lié au stator et on choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs mesurables permettant l'observation du flux rotorique. La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I-28})$$

Avec :

$[X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T$  : le vecteur d'état.

$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$  : le vecteur de commande.

Et pour le référentiel lié au stator  $(\alpha, \beta)$ , la matrice  $[A]$  devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & -K_s + \omega_s & 0 & -\frac{M}{L_r} + \omega_s \\ K_s + \omega_s & R_s & \frac{M}{L_r} + \omega_s & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-29})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} K_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & K_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-30})$$

Avec :

$[A]$  : Matrice évaluation d'état du système.

$[B]$  : Matrice d'entrée.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad K_s = L_s - \frac{M^2}{L_r};$$

## I.3. Etude de simulation :

Nous avons simulé le comportement d'une machine asynchrone dont les paramètres sont cités dans l'annexe (A) alimentée directement par le réseau triphasé 230/400 (V), 50 (Hz) Figure(I.3).

Il s'agit d'une comparaison entre les réponses de la vitesse, du couple électromagnétique, et des courants statoriques.



# CHAPITRE I

Réseau d'alimentation triphasé :

$$\begin{cases} V_a = V_{MAX} \sin(\omega_s t) \\ V_b = V_{MAX} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_{MAX} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-31})$$

Avec :

**A.N:**

$$V_{MAX} = 230 * \sqrt{2} = 325.27V$$

$$\omega_s = 2 * \pi * F = 314 \text{Rad/s}$$

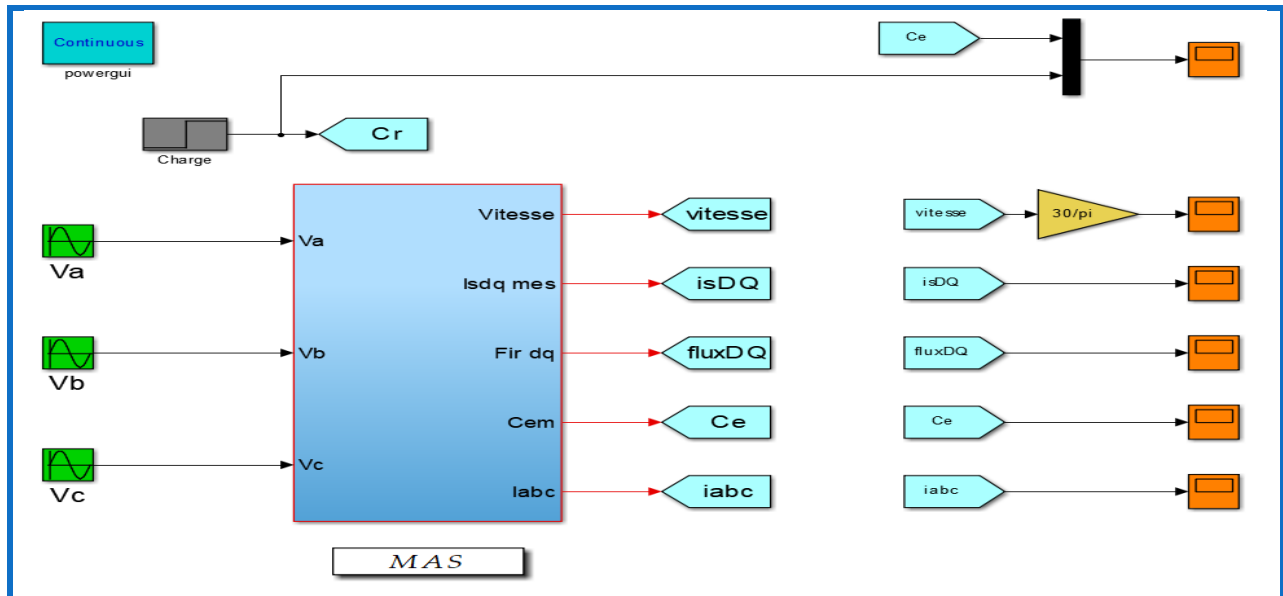


Figure (I.3) : Schéma de simulation de la machine asynchrone.

## I.3.1 Résultats de la simulation :

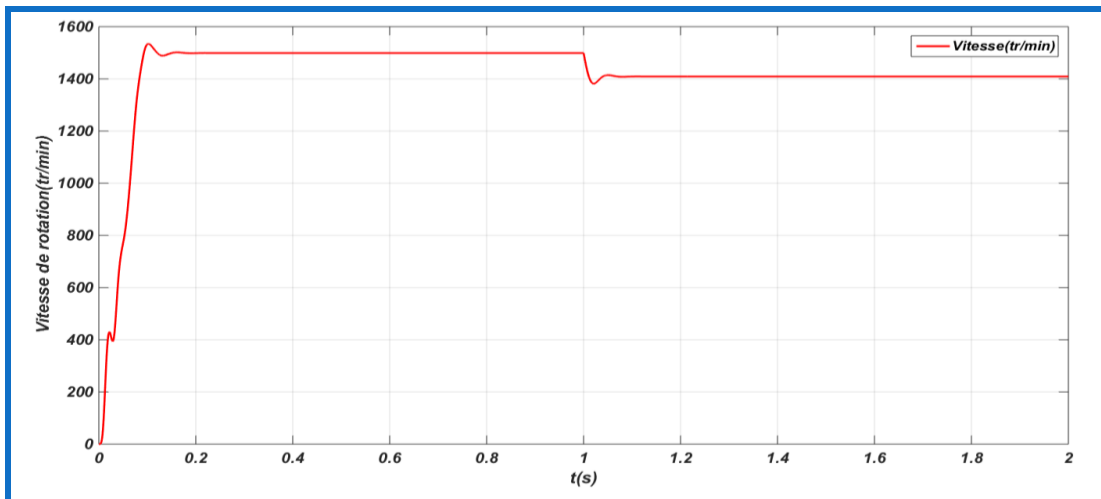


Figure (I.4) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

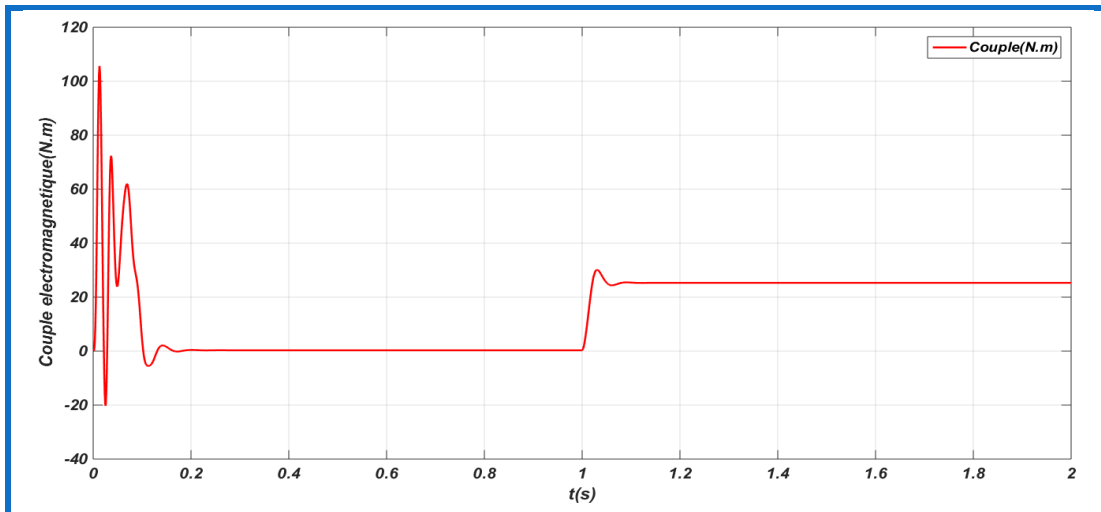


Figure (I.5) : La courbe du couple en fonction du temps.

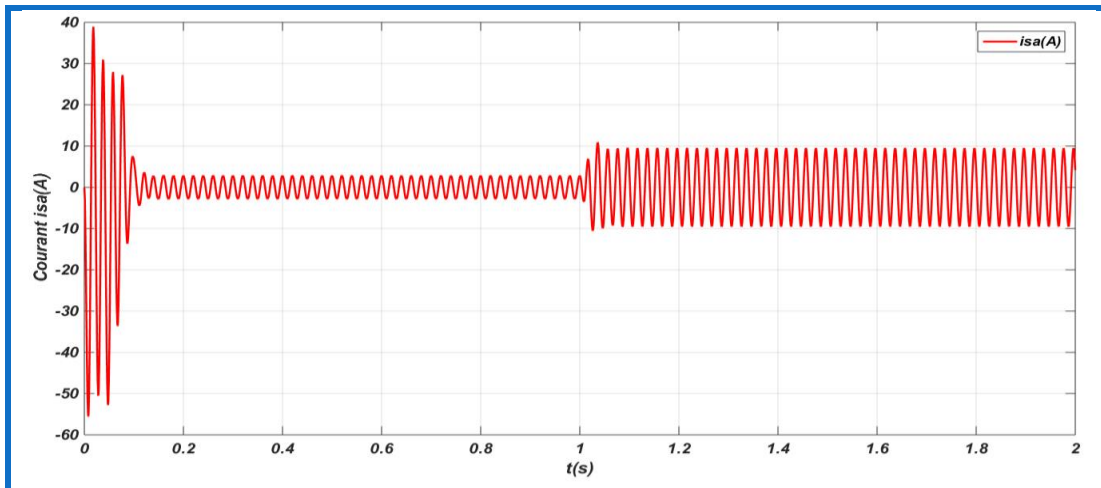


Figure (I.6) : La courbe de courant statorique en fonction du temps.

### I.3.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ❖ La Figure I.4: représente l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, le moteur démarre avec un régime transitoire puis se stabilise en régime permanent (1500tr/min). Le moteur démarre à vide puis on applique à  $t=1s$  un couple de charge ( $C_r=25N.m$ ), celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son régime stable.
- ❖ La Figure I.5: représente l'évolution du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante (régime transitoire), après  $t=0.2s$  le couple tend vers zéro (régime permanent) jusqu'à  $t=1s$  nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r = 25N.m$ ). Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.

- ❖ La Figure I.6: représente l'évolution de courant statorique en fonction du temps, On remarque l'appel de courant au démarrage égal à **5 fois** environ le courant nominal et après disparition du régime transitoire il reste un courant sinusoïdal d'amplitude constante jusqu'à  $t=1s$ . Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

### I.4. Modélisation de l'alimentation de la machine :

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (I.7), est constitué [5] :

- ❖ D'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- ❖ Un filtre de type passe-bas.
- ❖ Un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

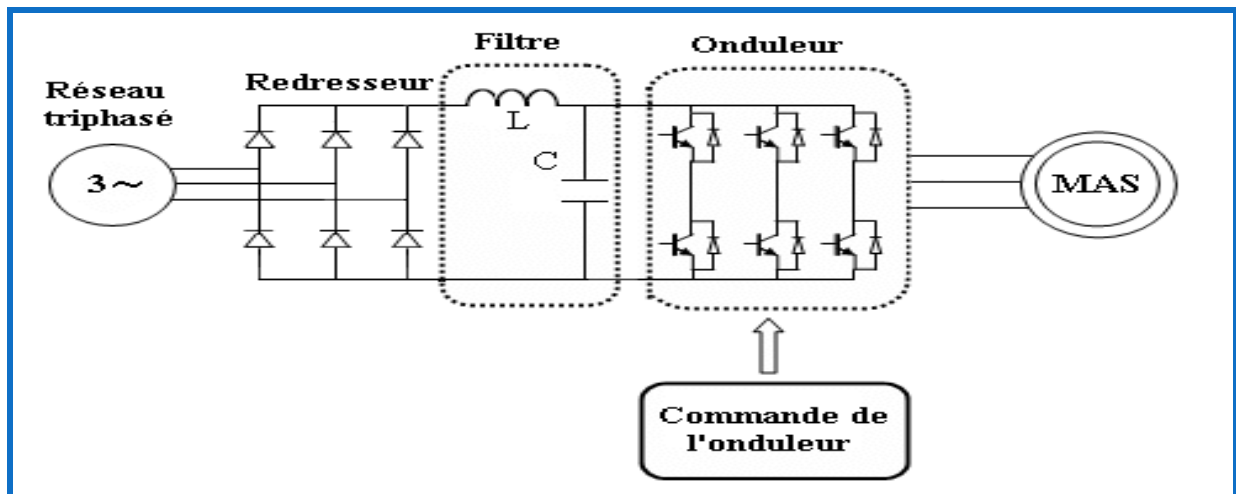


Figure (I.7) : Schéma du convertisseur statique.

#### I.4.1. Modélisation du redresseur triphasé à diodes :

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Figure (I.8).

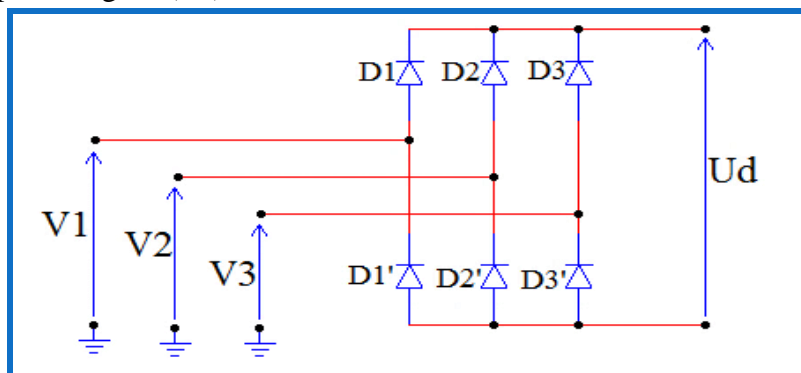


Figure (I.8) : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes

## CHAPITRE I

Ce redresseur comporte trois diodes ( $D1, D2, D3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$  et trois diodes ( $D1', D2', D3'$ ) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ , si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} V_1 = V_{MAX} \sin(2\pi Ft) \\ V_2 = V_{MAX} \sin\left(2\pi Ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 = V_{MAX} \sin\left(2\pi Ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

Le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. La séquence de conduction des diodes est définie comme suit :

Di Conduit si  $V_i = \max V_j ; j=1,2, 3 ; i=1,2, 3.$

Di' Conduit si  $V_i' = \min V_j ; j=1,2, 3 ; i=1,2, 3.$

La tension  $U_d$  à la sortie de redresseur est :

$$U_d = V_i - V_i' = \max (V_j) - \min (V_j)$$

Avec :

Di, Di' : Les diodes en conduction

$V_i$  : La tension à l'anode de Di

$V_i'$  : La tension à la cathode de Di'

La valeur moyenne de la tension redressée (Figure (I.9)) est donnée par :

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (\text{I-33})$$

A.N:

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} * 325.27 = 538V$$

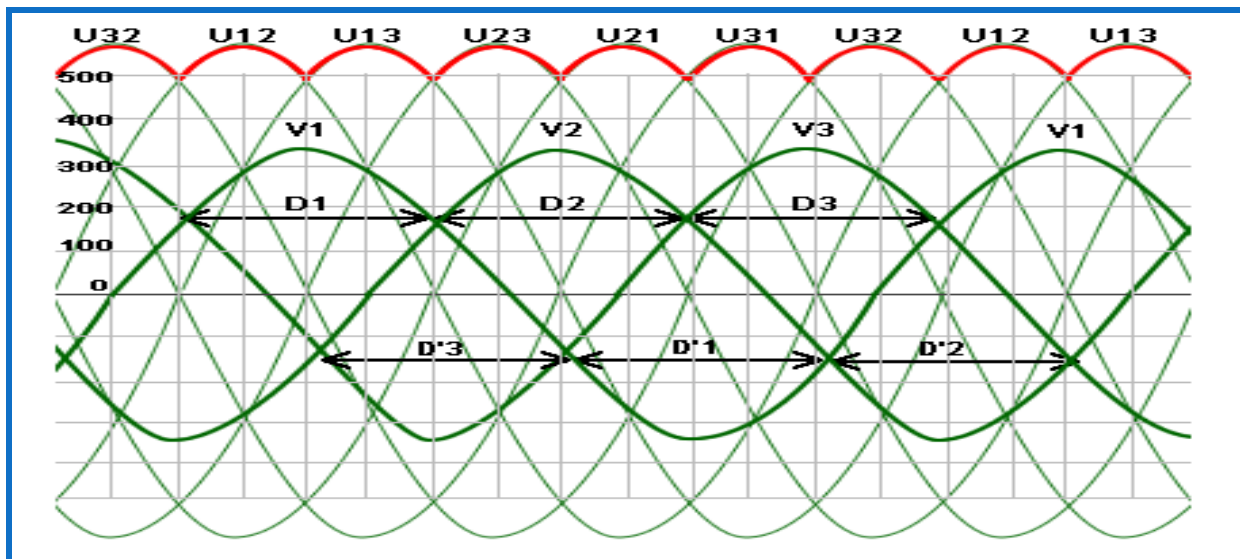


Figure (I.9) : Représentation de la tension de sortie de redresseur.

## I.4.2. Modélisation de filtre :

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité  $C_f$ , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel  $i_d$  et le courant  $I$ , ainsi elle supprime les brusques variations de  $U_{dc}$  lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant  $I$  et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage  $L_f$  (de résistance interne  $R$ ) l'ensemble **L-C** constitue un filtre passe bas.

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (**LC**) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par Figure (I.10)

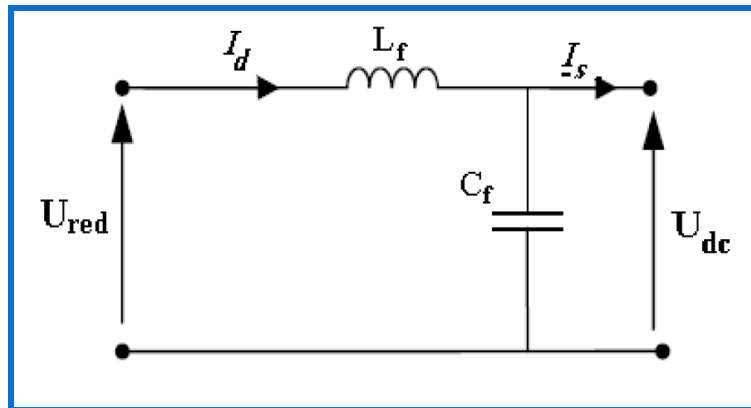


Figure (I.10) : Représentation d'un filtre

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{dc} = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{red}(t) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i(t)) \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

Les deux équations précédentes, nous donnons la fonction de transfert  $F(s)$  du filtre sous la forme:

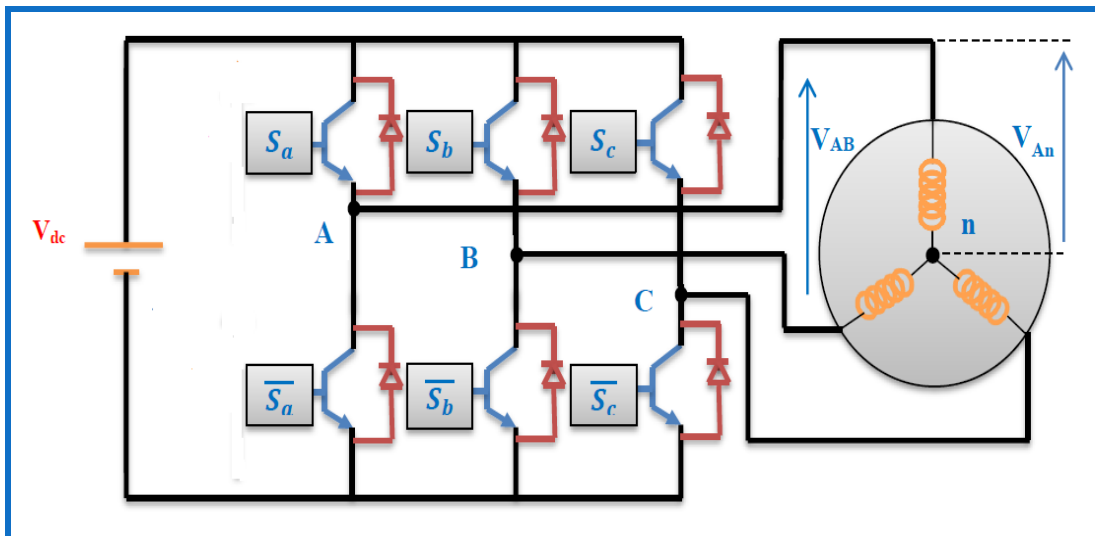
$$F(S) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{red}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (\text{I-35})$$

Le rôle de la capacité  $C_f$  est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $i_d$ . Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I-36})$$

**I.4.3. Modélisation de l'onduleur triphasé :**

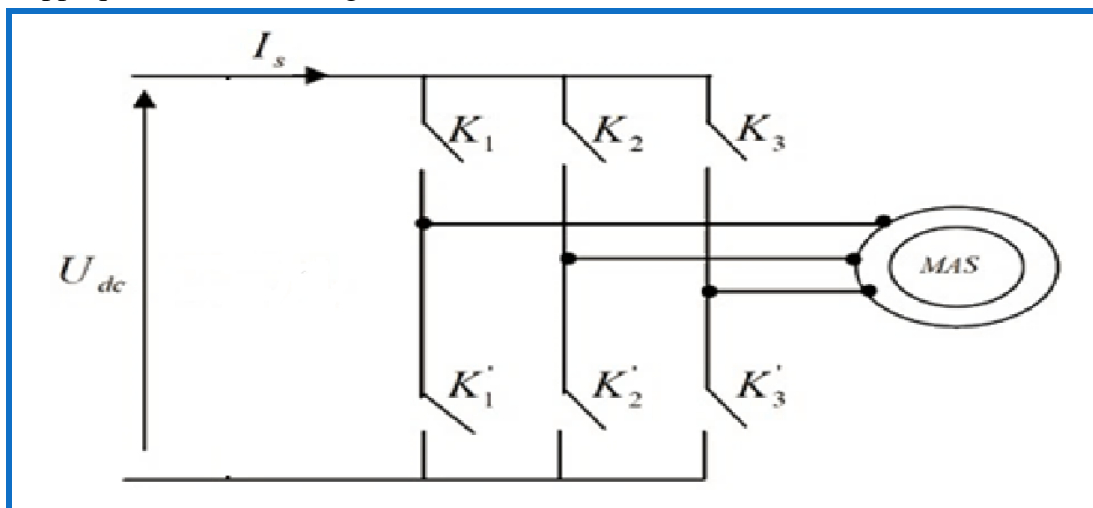
L'onduleur de tension triphasé se compose de trois bras identiques Figure (I.11) :



*Figure (I.11) : Principe de l'alimentation par onduleur en tension.*

**I.4.3.1. Le processus onduleur-machine :**

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor **GTO** pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard **230/400V-50Hz**. Après redressement, la tension filtrée  $U_{dc}$  est appliquée à l'onduleur Figure (I.12).



*Figure (I.12) : Schéma de l'onduleur.*

Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Nous pouvons remplacer les bras de l'onduleur par un interrupteur

## CHAPITRE I

à deux positions modélisées par une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut **1** si l'interrupteur est **fermé**, et **0** s'il est **ouvert**.

Cette fonction est définie par :

$$F_{is} \begin{cases} 0 & si & K_{i1} \text{ est fermé et } K_{i0} \text{ est ouvert} \\ 1 & si & K_{i1} \text{ est ouvert et } K_{i0} \text{ est fermé} \end{cases}$$

Avec :

$$i = 1, 2, 3.$$

Soit  $F_{is}$ , avec  $i = (3,2,1)$  et  $s = (1,0)$  la fonction de connexion d'un interrupteur  $K_{is}$  associée au bras  $i$  de cet onduleur.

Les relations entre ces différentes fonctions s'expriment par :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (\text{I-37})$$

Les potentiels des nœuds **A**, **B**, **C** de l'onduleur par rapport au point N sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}U_{dc} \\ V_{bn} = F_{21}U_{dc} \\ V_{cn} = F_{31}U_{dc} \\ U_{dc} = E \end{cases} \quad (\text{I-38})$$

En utilisant les fonctions de connexions les tensions composées de l'onduleur sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} + V_{nb} = V_{an} - V_{bn} = (F_{11} - F_{21})U_{dc} \\ U_{bc} = V_{bn} + V_{nc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_{21} - F_{31})U_{dc} \\ U_{ca} = V_{cn} + V_{na} = V_{cn} - V_{an} = (F_{31} - F_{11})U_{dc} \end{cases} \quad (\text{I-39})$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = V_b = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{I-40})$$

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexions est obtenue à partir des équations :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} U_{dc} \quad (\text{I-41})$$

$$F_{11} = S_a ; \quad F_{21} = S_b ; \quad F_{31} = S_c$$

Le courant d'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation:

$$i_s = i_{s1}S_a + i_{s2}S_b + i_{s3}S_c \quad (\text{I-42})$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0 \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases} \quad (\text{I-43})$$

La Figure (I.13) montre le modèle d'un onduleur triphasé :

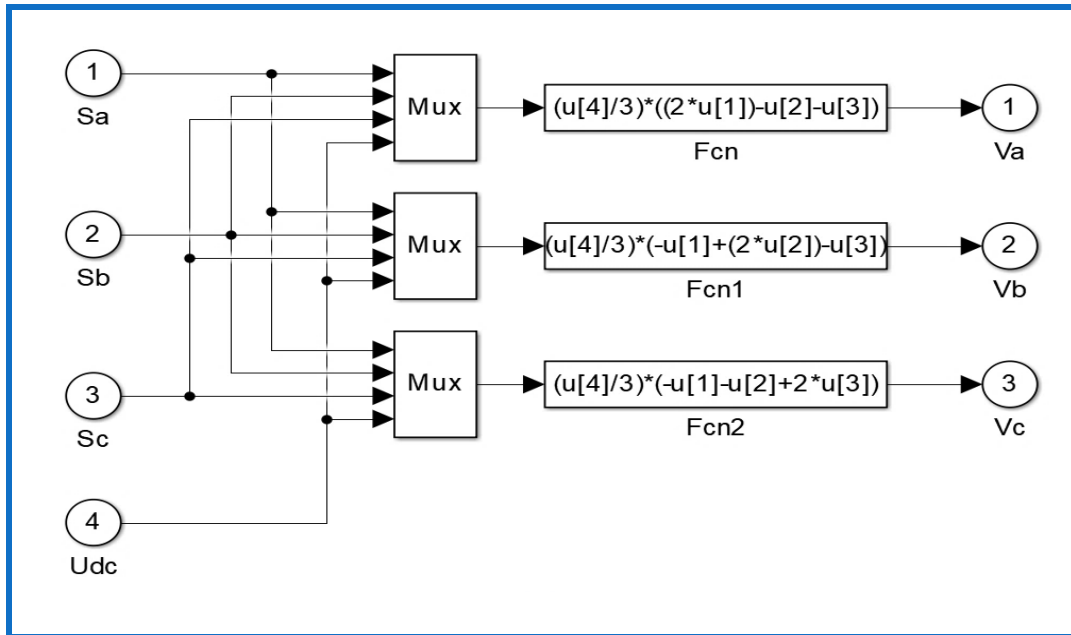


Figure (I.13) : Modèle de l'onduleur triphasé.

#### I.4.4. Contrôle des tensions par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Les techniques de 'MLI' ou 'PWM' ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées.

Dans ce chapitre nous allons utiliser la technique de modulation en largeur d'impulsions triangulaire ('MLI' sinus-triangulaire)

Le principe de fonctionnement de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec une onde de référence généralement sinusoïdale appelée modulatrice Figure (I.14).



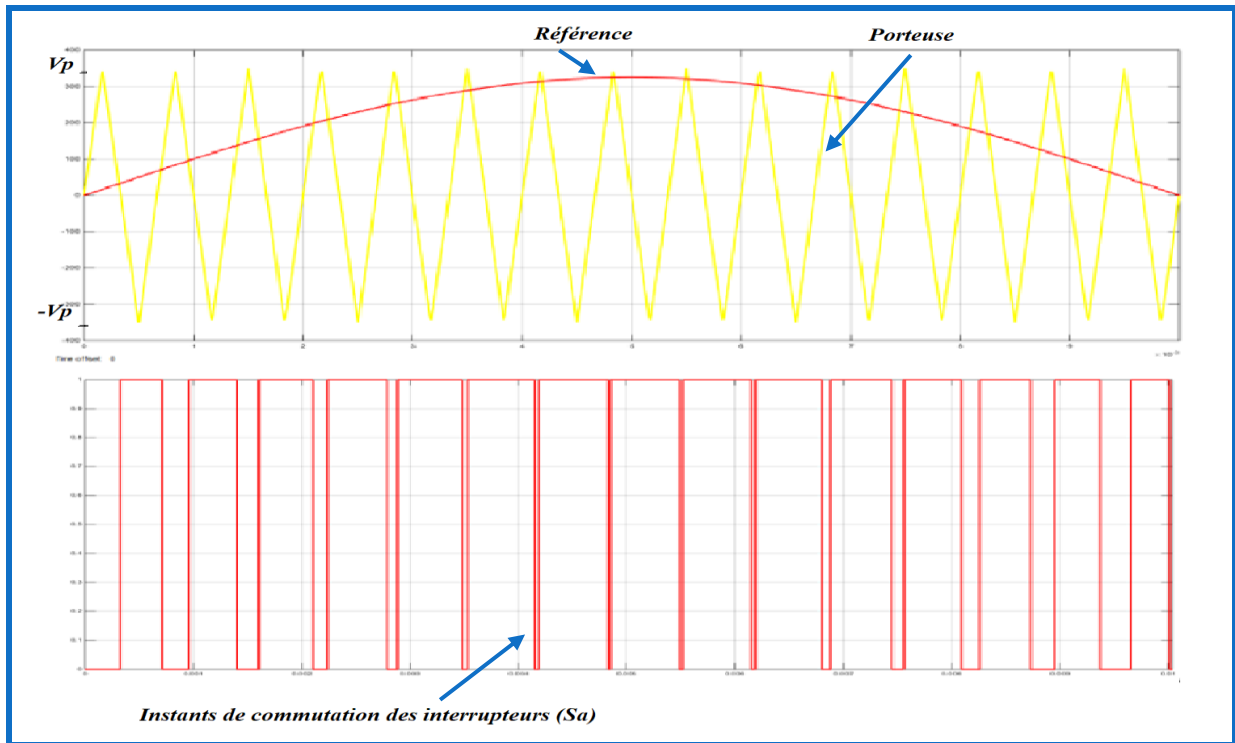


Figure (I.14) : principe de la commande en MLI

A chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur qui produit le signal MLI [6]. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation  $m$ , et le taux de modulation  $r$  tel que :

- ❖ L'indice de modulation  $m$  : égale au rapport de la fréquence  $F_p$  de la porteuse à la fréquence  $F$  de référence :

$$m = F_p / F \quad (\text{I-44})$$

AN:

$$m = 5000/50 = 100$$

- ❖ Le coefficient de réglage en tension  $r$  : égale au rapport de l'amplitude  $V_{max}$  de la référence à tension crête  $V_p$  de la porteuse :

$$r = V_{max} / V_p \quad (\text{I-45})$$

AN:

$$r = 325.26/350 = 0.92$$

## I.5. Etude de simulation :

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée aux figures (I.15) à (I.16)

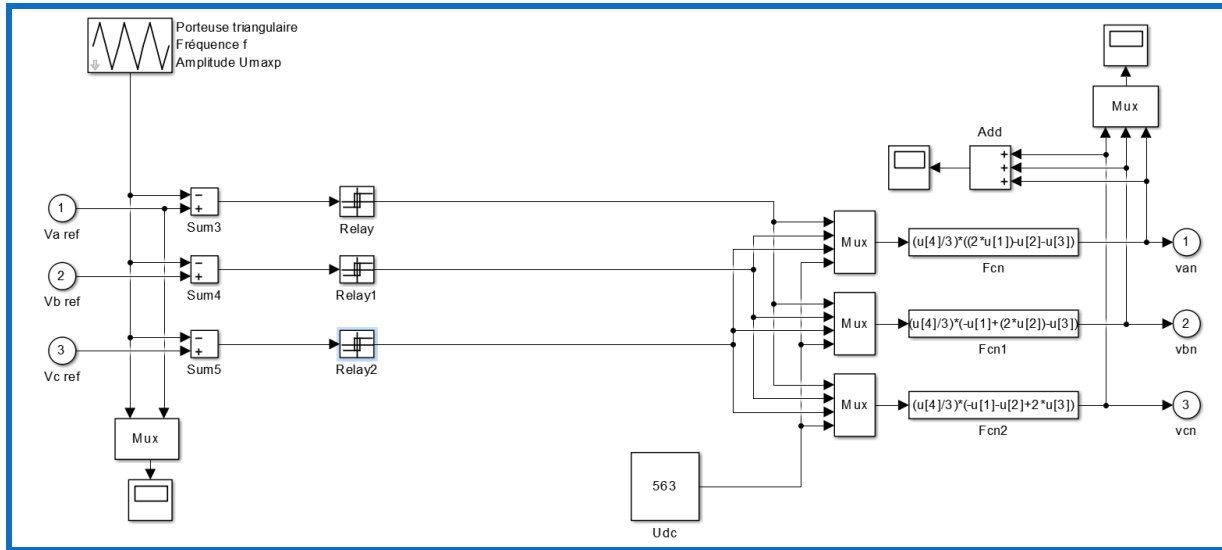


Figure (I.15) : Schéma de simulation de l'onduleur MLI

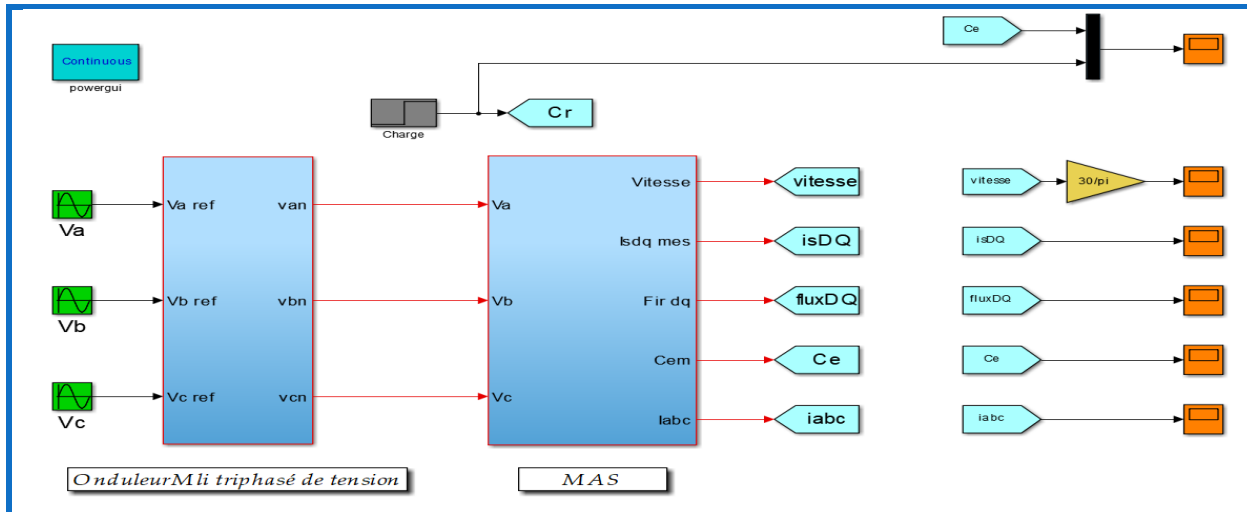


Figure (I.16) : Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur

## I.5.1. Résultat de la simulation :

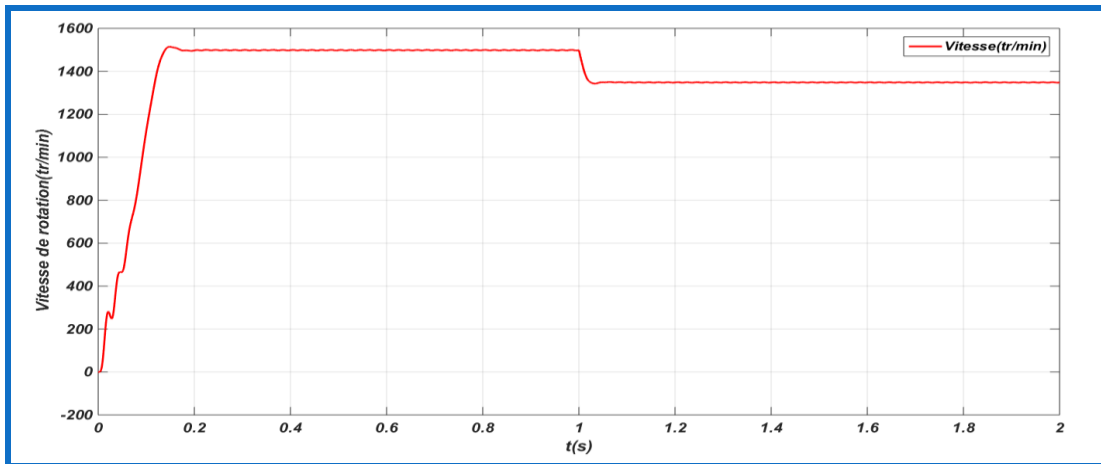


Figure (I.17) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

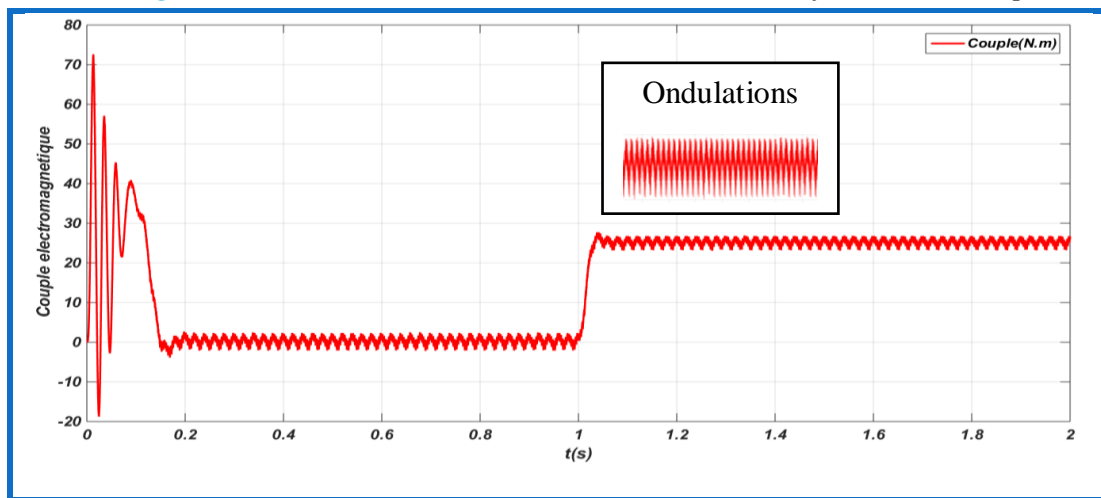


Figure (I.18) : La courbe du couple en fonction du temps.

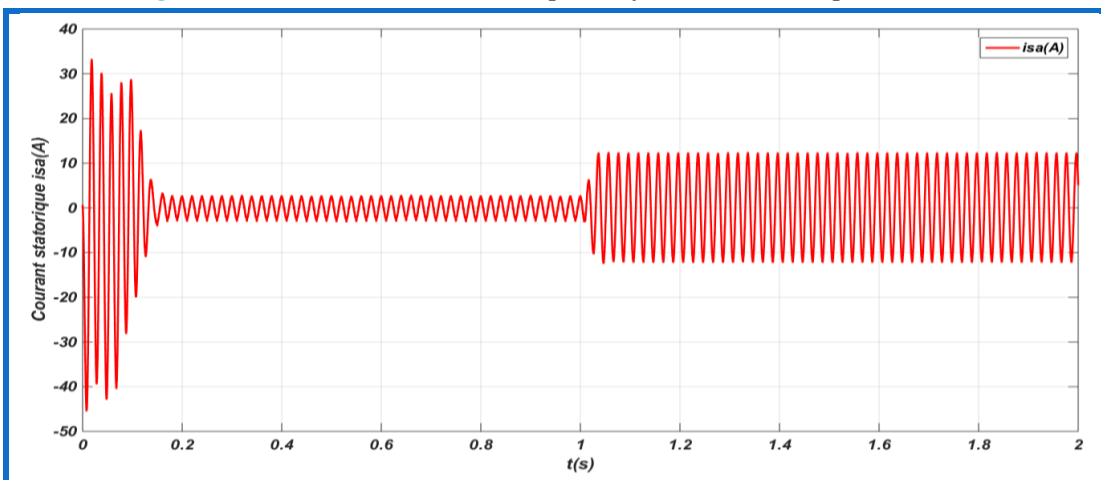


Figure (I.19) : La courbe de courant statorique en fonction du temps.

### I.5.2 Interprétation des résultats de simulation :

Dans Les figures (I (17,18,19)) on obtient les mêmes résultats avec la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé (figure I (4,5,6)), mais il y a des oscillations aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent à cause de l'onduleur.

### I.6.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie la modélisation un modèle de la machine asynchrone et simulée avec alimentation en tension triphasée équilibrée.

Par la suite, nous avons établi la modélisation de l'onduleur de tension et ses techniques de commande puis on a fait une simulation des performances du système **MAS-Onduleur** en utilisant les commandes **MLI sinus triangle**.

Dans l'industrie nous avons besoin de faire la régulation de la vitesse de rotation et contrôler les autres paramètres de performance de la machine, d'où la commande et le contrôle de ces paramètres, c'est le but du chapitre suivant.

# ***CHAPITRE II***

***La commande scalaire***

***Et***

***La commande vectorielle***

***de la machine***

***asynchrone***

### II.1. Introductions :

Actuellement, la machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, ou de hautes performances en couple sont requises. Cette omniprésence est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissances permettant d'avoir des convertisseurs statiques, à commutation rapide et de puissance élevée, qui assurent une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitude et en fréquence. En parallèle, l'apparition des processeurs numériques de signaux (**DSP**), de plus en plus performants, a rendu possible l'implantation, à moindres couts, des lois de commande sophistiquées. [7]

Il existe plusieurs techniques de commande de la machine asynchrone à savoir : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple...etc. Nous allons présenter, dans ce chapitre, la technique de la commande scalaire (**V/F**) et ensuite la commande vectorielle (**FOC**) d'une machine asynchrone.

### II.2. Généralité sur la commande scalaire :

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation.

Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant).

Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge.

Cette méthode de commande est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal. Elle permet d'atteindre des performances remarquables en pratique. La commande la plus utilisée est la loi (**V/F**).

### II.3. Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent :

D'après L'équation (I.23) on peut écrire tout le système d'équation en introduisant la notation complexe :

$$\bar{X} = X_d + jX_q \quad (\text{II -1})$$

$$\bar{v}_s = V_{sd} + jV_{sq} = R_s(i_{sd} + ji_{sq}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{sd} + j\Phi_{sq}) - \omega_s(\Phi_{sq} + j\Phi_{sd}) \quad (\text{II -2})$$

## CHAPITRE II

$$\bar{v}_s = R_s(i_{sd} + ji_{sq}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{sd} + j\Phi_{sq}) + j\omega_s(\Phi_{sd} + j\Phi_{sq}) \quad (\text{II -3})$$

D'où :

$$\bar{v}_s = R_s\bar{i}_s + \frac{d}{dt}\bar{\Phi}_s + j\omega_s\bar{\Phi}_s \quad (\text{II -4})$$

Mais comme on est en régime permanent :

$$\bar{v}_s = R_s\bar{i}_s + j\omega_s\bar{\Phi}_s \quad (\text{II -5})$$

Et

$$\bar{v}_r = R_r\bar{i}_r + j\omega_r\bar{\Phi}_r \quad (\text{II -6})$$

$$\text{Avec } \omega_r = \omega_s g \quad (\text{II -7})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s\bar{i}_s + j\omega_s\bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r\bar{i}_r + j\omega_s g\bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II -8})$$

D'après Les équations (I.25), (I.26) on peut écrire :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s\bar{i}_s + M\bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = M\bar{i}_s + L_r\bar{i}_r \end{cases} \quad (\text{II -9})$$

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s\bar{i}_s + j\omega_s L_s\bar{i}_s + j\omega_s M\bar{i}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g}\bar{i}_r + j\omega_s L_r\bar{i}_r + j\omega_s M\bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II -10})$$

On aboutit alors au schéma de la Figure (II.1) :

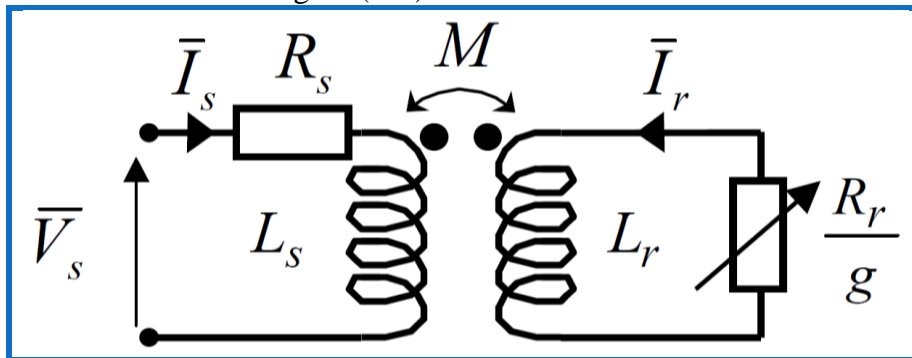


Figure (II.1) : Schéma par phase en régime permanent.

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ( $N_r$ ) (Figure2).

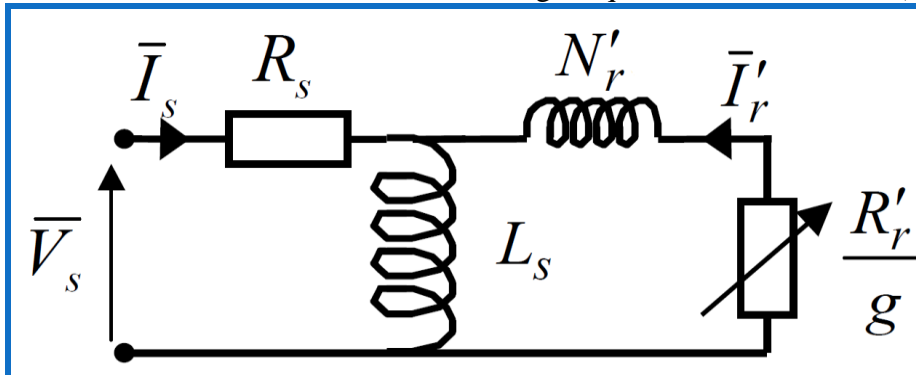


Figure (II.2) : Schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor.

## CHAPITRE II

Pour ce faire, on pose :

$$N_r = L_r \sigma \quad (\text{II -11})$$

$$\begin{cases} N'_r = N_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ \bar{i}'_r = \bar{i}_r \left(\frac{M}{L_s}\right) \end{cases} \quad (\text{II -12})$$

Alors, en partant des équations du schéma par phase de la Figure (II.2) on peut écrire :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s L_s \bar{i}_s + j\omega_s M \bar{i}'_r = R_s \bar{i}_s + j\omega_s L_s (\bar{i}_s + \bar{i}'_r) \quad (\text{II -13})$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{i}_r + j\omega_s L_r \bar{i}_r + j\omega_s M \bar{i}_s\right) \frac{L_s}{M} = \frac{R_r L_s}{g M} \bar{i}_r + j\omega_s L_r \bar{i}_r \frac{L_s}{M} + j\omega_s L_s (\bar{i}_s + \bar{i}'_r - \bar{i}'_r) \quad (\text{II -14})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{i}_r + j\omega_s L_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \frac{M}{L_s} \bar{i}_r - j\omega_s L_s \bar{i}'_r + j\omega_s L_s (\bar{i}_s + \bar{i}'_r) \quad (\text{II -15})$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{i}'_r + j\omega_s N'_r \bar{i}'_r + j\omega_s L_s (\bar{i}_s + \bar{i}'_r) \quad (\text{II -16})$$

On obtient donc les équations du schéma de la Figure (II.2) :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s L_s (\bar{i}_s + \bar{i}'_r) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{i}'_r + j\omega_s N'_r \bar{i}'_r + j\omega_s L_s (\bar{i}_s + \bar{i}'_r) \end{cases} \quad (\text{II -17})$$

Si l'on écrit le couple en régime permanent de la machine asynchrone, on a :

$$C_{em} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R'_r}{g} (i'_r)^2 \quad (\text{II -18})$$

$$\bar{i}'_r = \frac{\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s}{\frac{R'_r}{g} + j\omega_s N'_r} \quad (\text{II -19})$$

Si l'on néglige la résistance statorique on a :

$$i'^2_r = \frac{v_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (\omega_s N'_r)^2} \quad (\text{II -20})$$

$$C_{em} = 3v_s^2 \frac{p}{\omega_s} \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (\omega_s N'_r)^2} \quad (\text{II -21})$$

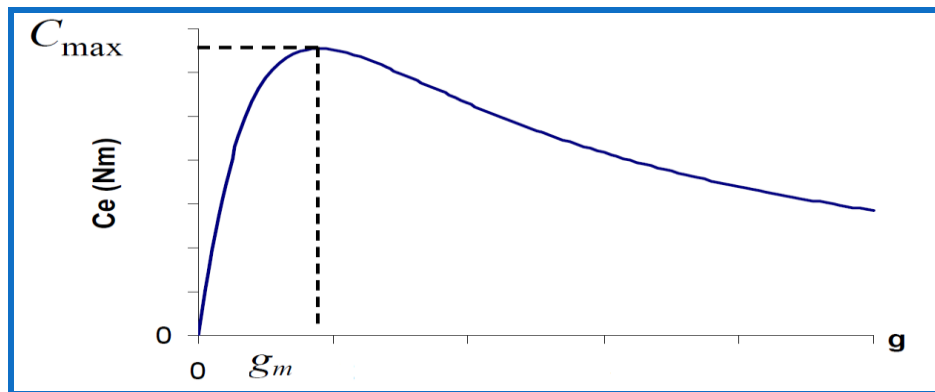


Figure (II.3) : Couple électromagnétique en fonction du glissement.

Pour un glissement faible on a d'ailleurs :



$$C_{em} = 3v_s^2 \frac{p}{\omega_s R'_r} \frac{g}{R'_r} \quad (\text{II -22})$$

Le couple maximum correspond à  $\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 = (\omega_s N'_r)^2$ , c'est-à-dire quand  $g=g_m = \frac{R'_r}{\omega_s N'_r}$

On a alors :

$$C_{max} = 3 \frac{p}{N'_r} \left(\frac{v_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{II -23})$$

Ce résultat nous sera utile pour expliquer le principe de la commande scalaire en tension.

On peut par ailleurs réécrire l'expression du couple électromagnétique approchée :

$$C_{em} = 3 \frac{p}{R'_r} \left(\frac{v_s}{\omega_s}\right)^2 g \omega_s = K g \omega_s = K \omega_r \quad (\text{II -24})$$

On voit donc clairement que le couple est proportionnel à la pulsation rotorique quand on garde le flux constant, c'est-à-dire le rapport **V/F** constant.

### II.4. Alimentation en tension :

L'équation électrique rotorique s'écrit :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{i}_r + j\omega_s L_r \bar{i}_r + j\omega_s M \bar{i}_s \quad (\text{II -25})$$

Le flux statorique est donné par :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (\text{II -26})$$

A partir des équations ci-dessus, on en déduit :

$$\bar{i}_r = -\frac{j\omega_s M}{\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II -27})$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \frac{\frac{R_r}{g} + j\omega_s \sigma L_r}{\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II -28})$$

D'où l'expression du courant statorique en fonction du module du flux statorique :

$$i_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega_s L_r}{R_r}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_s \sigma L_r}{g}\right)^2}} \quad (\text{II -29})$$

Dans un repère lié au stator :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s L_s \bar{i}_s + j\omega_s M \bar{i}_r \quad (\text{II -30})$$

$$\text{D'où} \quad \bar{v}_s = \frac{R_s}{1 + j\frac{L_r \omega_r}{R_r}} \left[ \left(1 - \sigma \frac{L_r L_s}{R_s R_r} \omega_r \omega_s\right) + j \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s\right) \right] \bar{i}_s \quad (\text{II -31})$$

$$\text{Avec : } \omega_r = g \omega_s \quad (\text{II -32})$$

En reportant (II -29) dans (II -31), la tension statorique doit suivre la loi suivante :

$$V_s = \Phi_s \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\frac{((1-\sigma)T_s R_r \omega_s \omega_r)^2 + (T_r \omega_r + T_s \omega_s)^2}{1 + (\sigma \omega_r T_s)^2}} \quad (\text{II -33})$$

## CHAPITRE II

La loi de commande précédente permet de maintenir le flux constant. Mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée.

- ❖ Si la pulsation rotorique est très faible, alors :

$$V_s = \Phi_s \omega_s \sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{\omega_s L_s}\right)^2} \quad (\text{II -34})$$

- ❖ Si, de plus,  $R_s$  est négligeable, alors :

$$V_s = \Phi_s \omega_s \quad (\text{II -35})$$

Ce qui caractérise une loi en  $V/F = \text{constant}$

### II.5. Contrôle en $V/F$ de la machine asynchrone :

Son principe est de maintenir  $V/F = \text{Constant}$  ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de "Défluxage". Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie  $\Omega > \Omega_s$  de la Figure (II.4)).

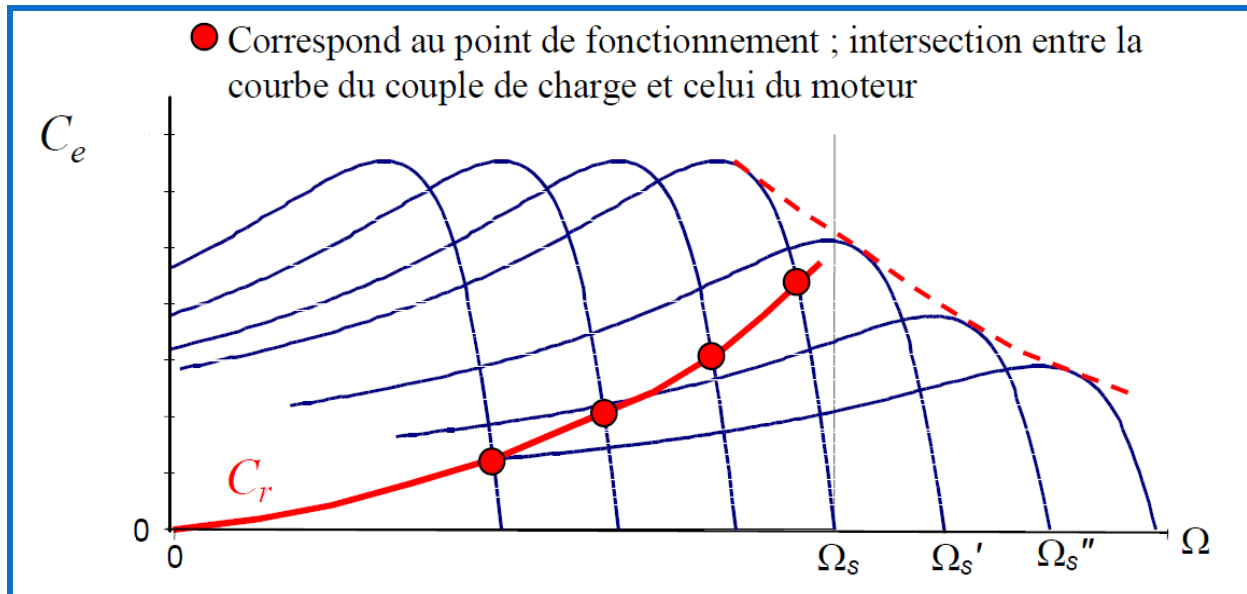


Figure (II.4) : Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation

À basse vitesse, la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension  $V_0$ , Figure (II.5).

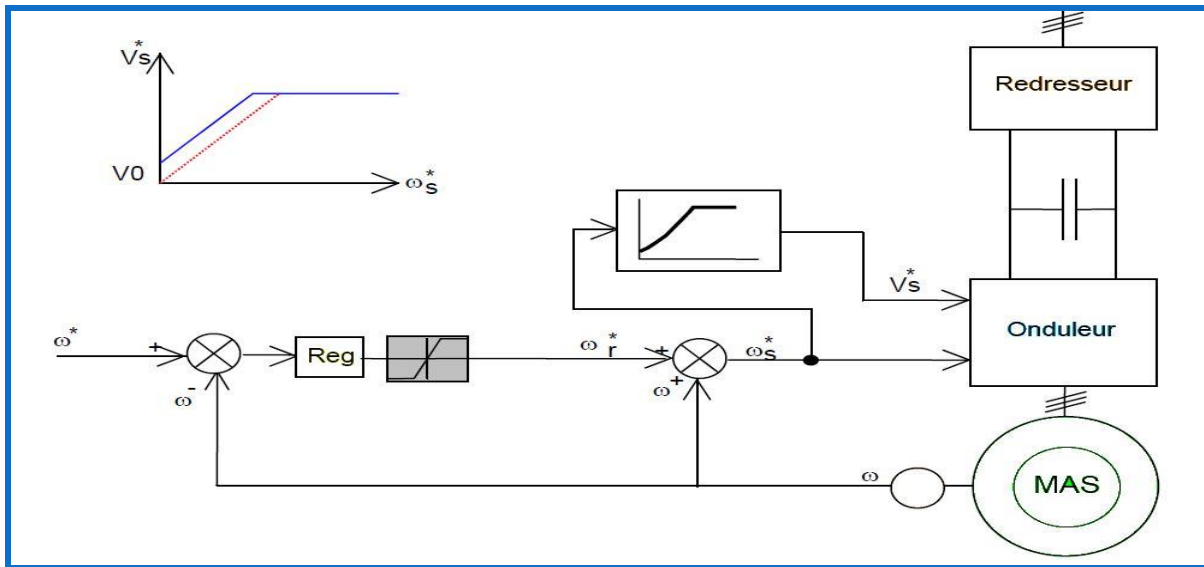


Figure (II.5) : Commande scalaire avec le contrôle du rapport  $V/f$ .

Le schéma de commande ci-dessus (Figure (II.5)) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique.

## II.6. Etude de simulation :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire.

Nous avons simulé la machine asynchrone pilotée par un contrôle scalaire alimentée par un onduleur de tension à MLI.

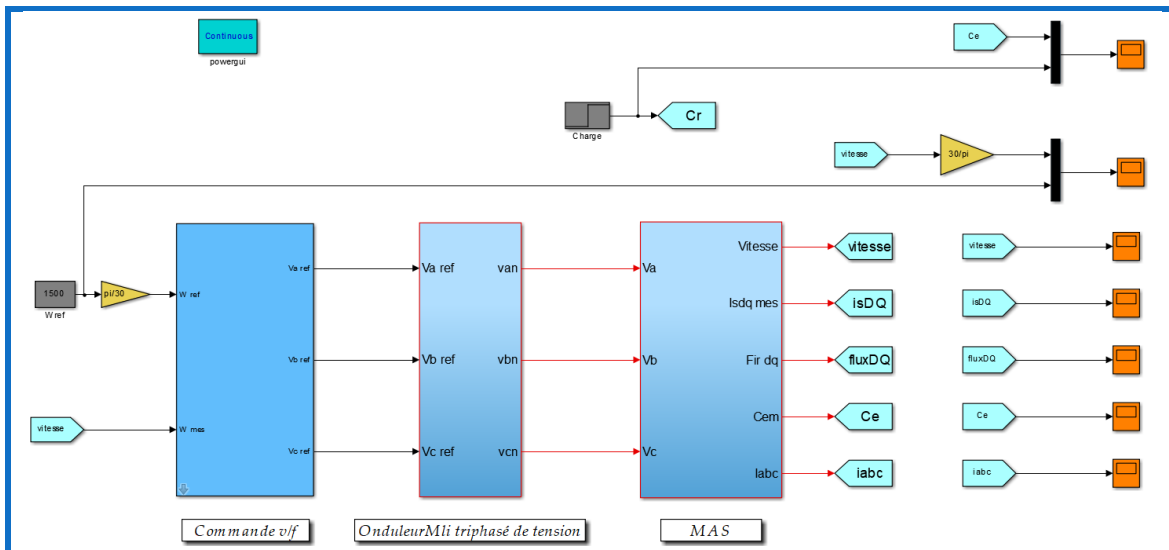


Figure (II.6) : Schéma de simulation de la Commande Scalaire.

## II.6.1. Résultat de la simulation :

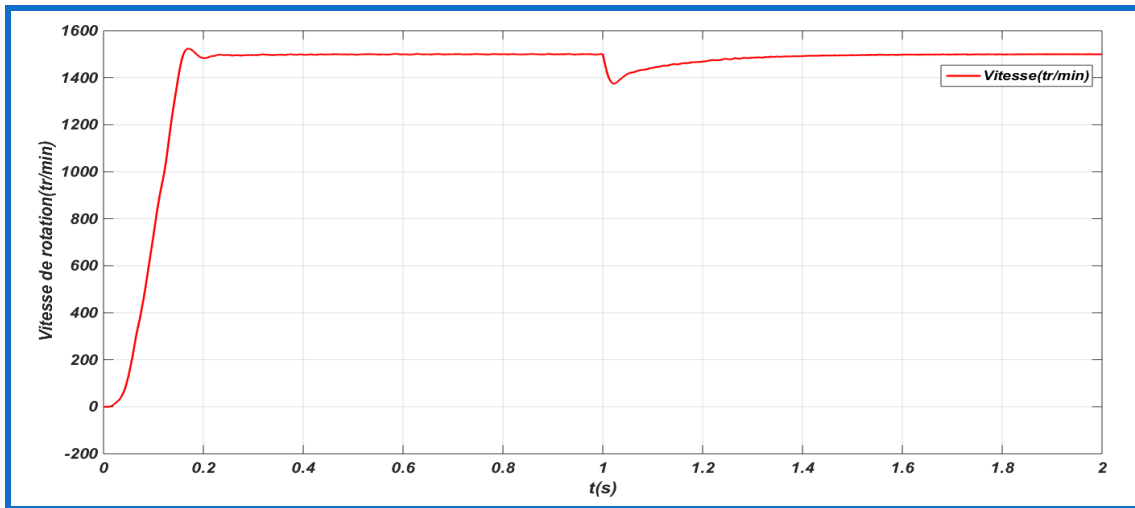


Figure (II.7) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

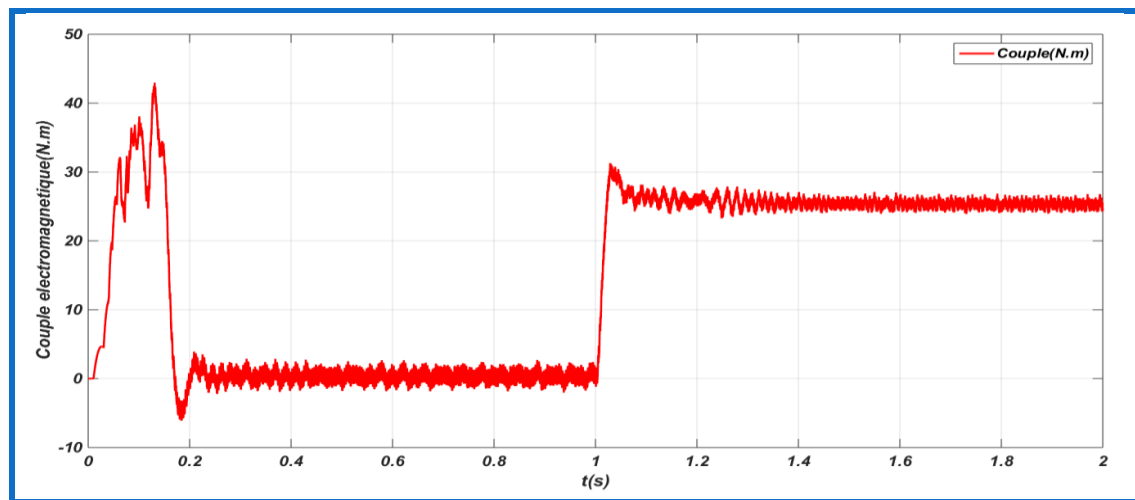


Figure (II.8) : La courbe du couple en fonction du temps.

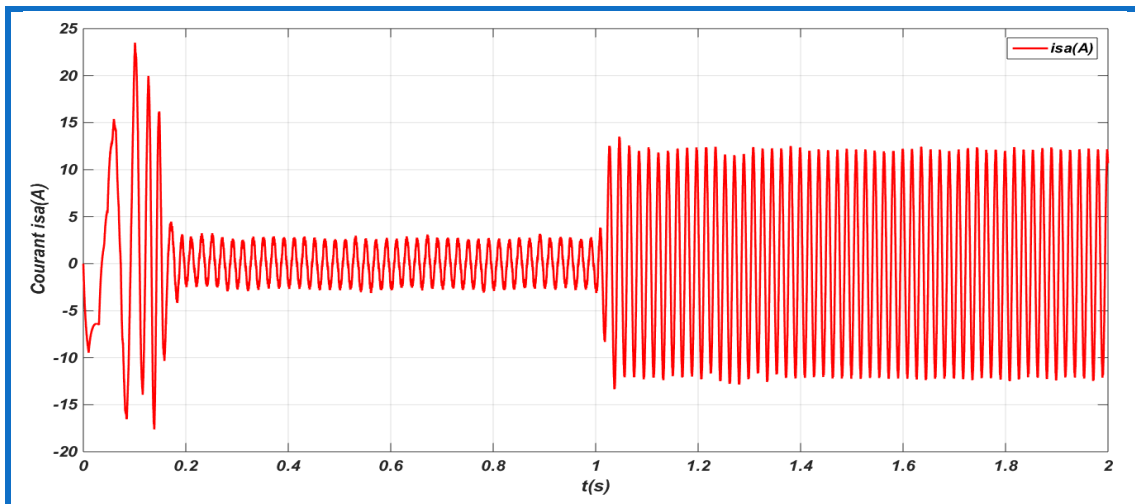


Figure (II.9) : La courbe de courant statorique en fonction du temps.

### II.6.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ❖ [La Figure II.7](#) : La vitesse suit correctement la référence (1500Tr/min). Avec rejet de perturbation est rapide sans oscillations. Le moteur démarre à vide puis on applique à  $t=1s$  un couple de charge ( $C_r=25N.m$ ), celui-ci provoque une diminution de vitesse puis revient à son vitesse référence.
- ❖ [La Figure II.8](#) : Le couple atteint sa valeur finale après un temps de réponse de  $t=0.2s$ , mais beaucoup d'ondulations, jusqu'à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant, le couple électromagnétique tend vers sa valeur finale avec des ondulations
- ❖ [La Figure II.9](#) : On remarque l'appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal jusqu'à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant cette dernière provoque une augmentation dans le courant statorique.

### II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre (partie 1) on a présenté la commande scalaire de la machine asynchrone alimentée par une source de tension telle que le rapport ( $V/F$ ) est constant.

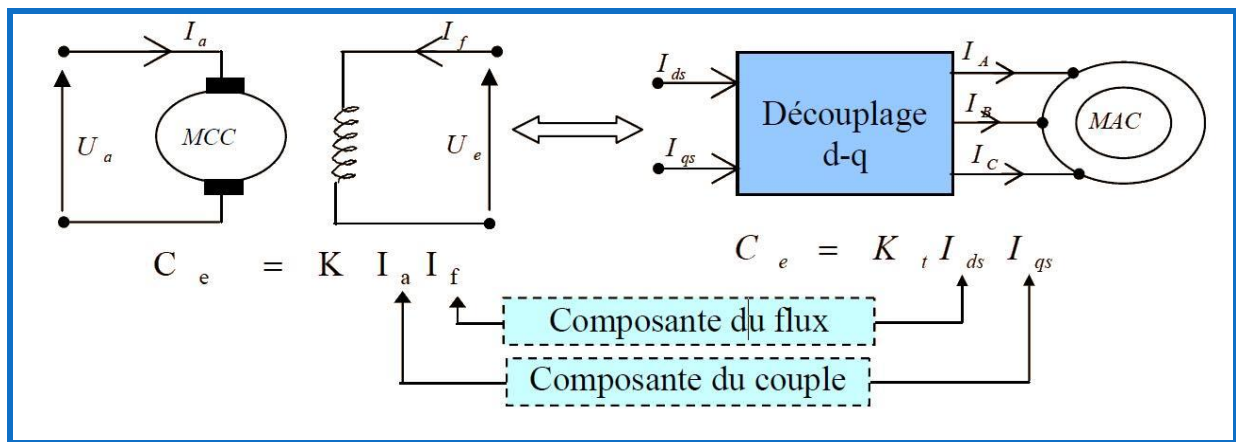
Pour des performances moyennes et pour les fonctionnements en survitesse, on fait appel de préférence au contrôle scalaire.

Vu les limitations que présente cette méthode, il est donc évident que pour des applications exigeant plus de performances surtout durant les régimes transitoires les industriels optent pour d'autres alternatives et plus particulièrement la commande vectorielle.

**II.8. Généralités sur la commande vectorielle :**

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée en effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé Figure (II.10).

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la **MAS**, réaliser un découplage du flux et du couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple cela réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, **Field Oriented Control** ou **FOC**).



*Figure (II.10) : L'analogie entre le découplage de la **MCC** et de **MAS**.*

**II.9. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :**

Le tableau (II.1) résume les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle

*Tableau (II.1) : les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle.*

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Elle est basée sur le modèle transitoire</li> <li>• Elle est précise et rapide.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Coûteuse (estimateur de vitesse ..)</li> <li>• De mauvais paramètres entraîne une erreur sur le couple.</li> <li>• Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).</li> </ul>

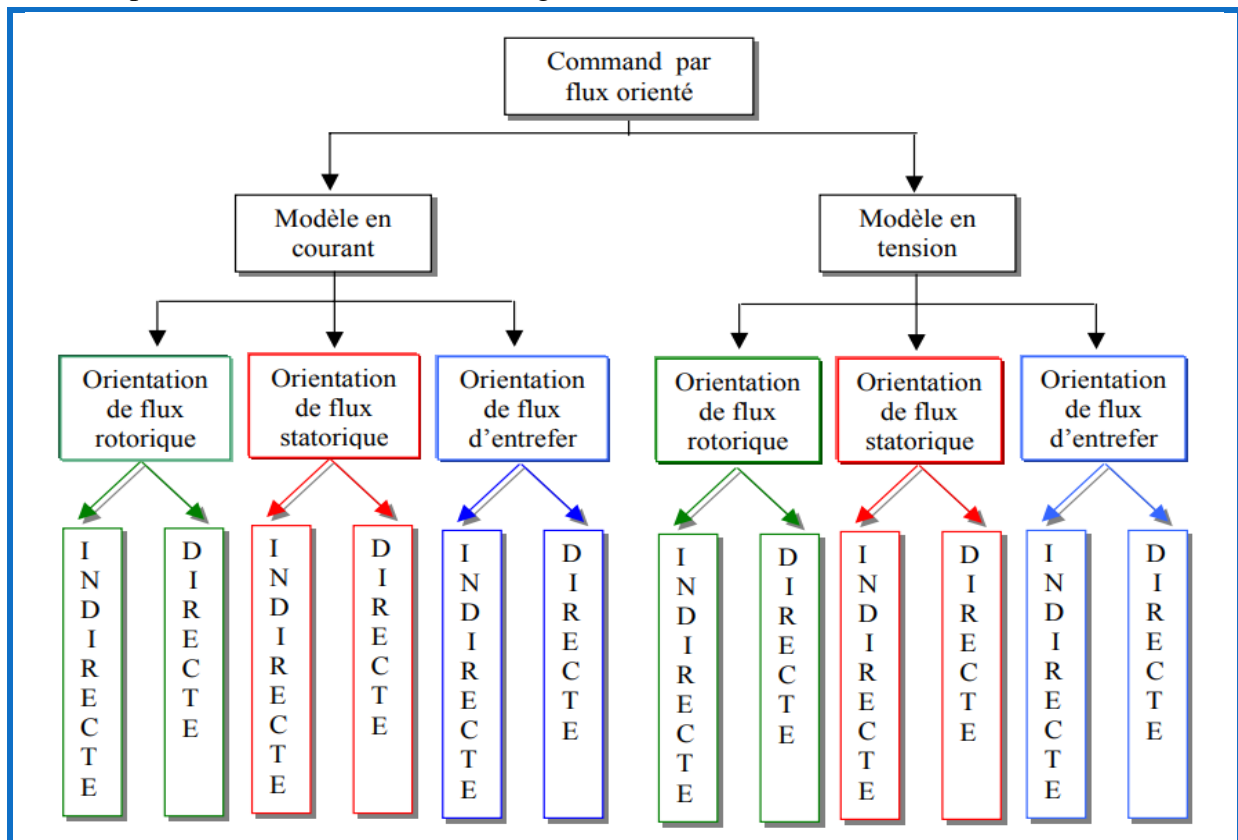
**II.10. Classification des méthodes de commandes :**

En général il y a plusieurs classifications des méthodes de commandes vectorielle :

- ❖ **Suivant l'alimentation** : en considérant celle qui est donnée en tension ou celle donnée en courant.
- ❖ **Suivant l'orientation du flux** : On distingue trois types : orientation du flux rotorique, statorique ou d'entrefer.
- ❖ **Méthode directe ou indirecte** : la première méthode est réalisée par de nouvelle stratégie basée sur l'estimation ou la mesure directe du vecteur flux.

Quant à la deuxième méthode, elle est fondée sur le principe de la détermination de la position du flux sans avoir recours à sa connaissance directe. Les méthodes directes cherchent à recueillir l'information sur la position et l'amplitude du flux au moyen de capteurs physiques de flux (Sondes de hall, Enroulement de mesures) ou moyen de capteurs virtuels par les algorithmes d'estimation. Cette dernière solution à l'avantage de préserver la standardisation de la **MAS** sans aucune modification. Ainsi, la machine conserve toutes ses qualités standards de robustesse, de simplicité de fabrication en plus du coût de l'installation.

Nous récapitulons ces méthodes dans la figure (II.11) suivante :



*Figure (II.11) : Classification des méthodes de commande par orientation de flux.*

### II.10.1. Choix d'orientation de flux :

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ❖  $\Phi_{rq} = 0$  et  $\Phi_r = \Phi_{rd}$  : c'est le flux rotorique qui orienté.
- ❖  $\Phi_{sq} = 0$  et  $\Phi_s = \Phi_{sd}$  : c'est le flux statorique qui orienté.
- ❖  $\Phi_{mq} = 0$  et  $\Phi_m = \Phi_{md}$  : c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [8].

Pour le cas du présent travail, nous nous intéressons au modèle tension en commande directe avec orientation du flux rotorique.

### II.10.1.1. Orientation du flux rotorique avec modèle en tension :

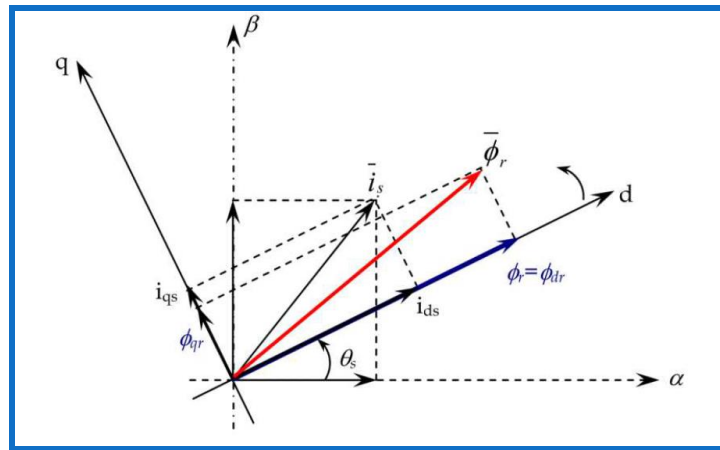


Figure (II.12) : Orientation du flux rotorique [9].

### II.10.2. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II -36})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = M \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \end{cases} \quad \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \quad (\text{II -37})$$

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état  $(\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r)$  on réalise les changements suivants :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r = \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \left( \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \right) \quad (\text{II -38})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II -39})$$

(II.39) dans l'équation de la tension statorique et (II.37) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :



### a. Equation du modèle électromagnétique :

$$V_{sd} = (\sigma L_s S + R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} - R_r \frac{M}{L_r^2} \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (\text{II -40})$$

$$V_{sq} = (\sigma L_s S + R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} - \omega \frac{M}{L_r^2} \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sd} \quad (\text{II -41})$$

$$T_r \frac{d}{dt} \Phi_r + \Phi_r = M i_{sd} \quad (\text{II -42})$$

$$\omega_s = \omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_r} \quad (\text{II -43})$$

### b. Couple électromagnétique :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II -44})$$

### c. Equation mécanique :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (\text{II -45})$$

Les équations (II.38) et (II.40) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II. 38), (II.39) et (II.40). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la Figure (II.13).

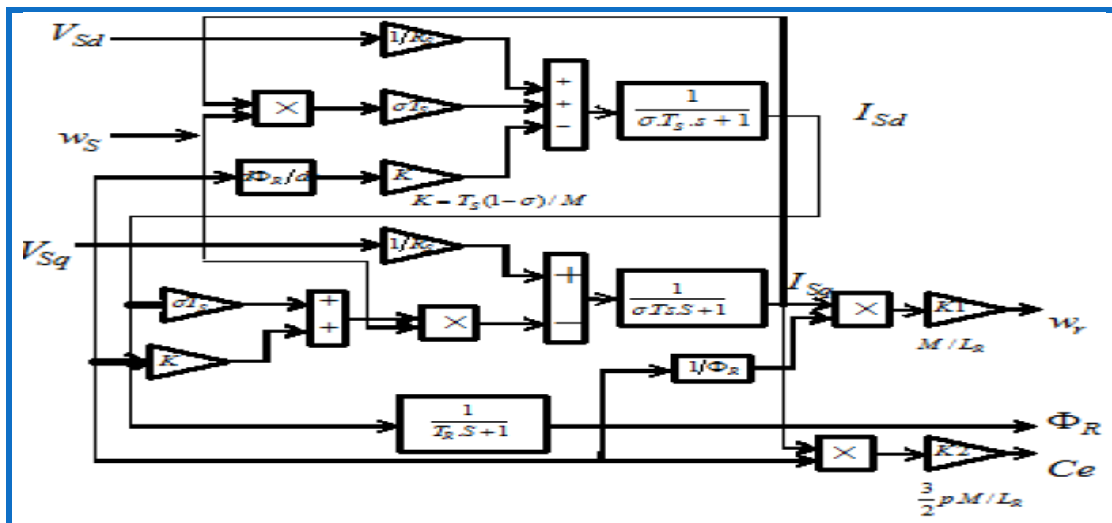


Figure (II.13) : structure de la commande par orientation du flux rotorique.

### II.10.3. Découplage entré-sortie :

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

## CHAPITRE II

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [10].

### II.10.2.1 Découplage par compensation:

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} + ed \quad (\text{II -46})$$

$$V_{sq} = V_{sq1} + eq \quad (\text{II -47})$$

Avec :

$$ed = \omega_s \left( \left( \frac{M^2}{L_r} - L_s \right) i_{sq} - \frac{M}{L_r} \Phi_r \right) \quad (\text{II -48})$$

$$eq = \omega_s \left( \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \right) \quad (\text{II -49})$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$

(figure (II.14)), Tel que :

$$V_{sd1} = \sigma L_s S i_{sd} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{II -50})$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s S i_{sq} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \quad (\text{II -51})$$

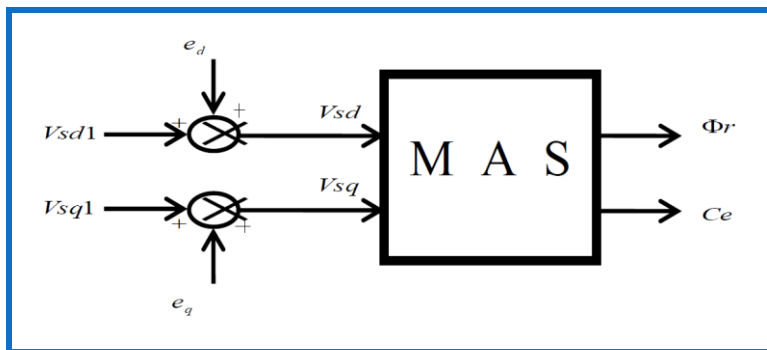


Figure (II.14) : Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .

La figure (II-15) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux direct.

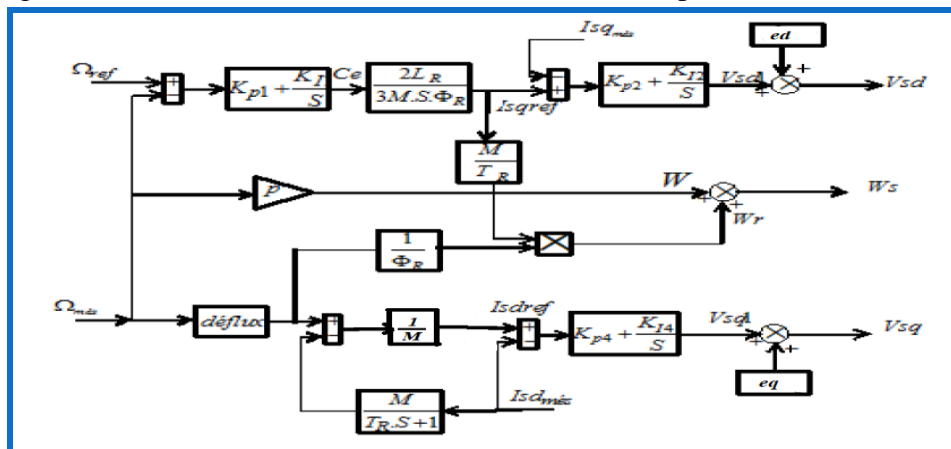


Figure (II.15) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe.

**II.11. Bloc de défluxage :**

Le bloc de **défluxage** permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [11] :

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad \Omega_r \leq \Omega_{nom}$$

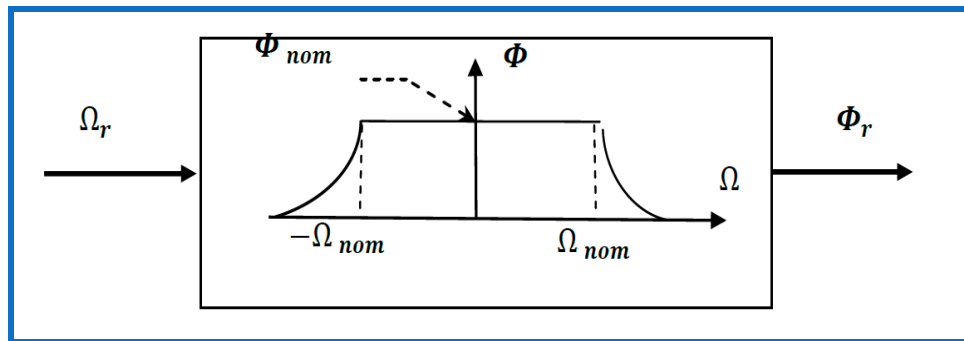
- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad \Omega_r > \Omega_{nom}$$

Avec :

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{nom}$  : Flux rotorique nominale.



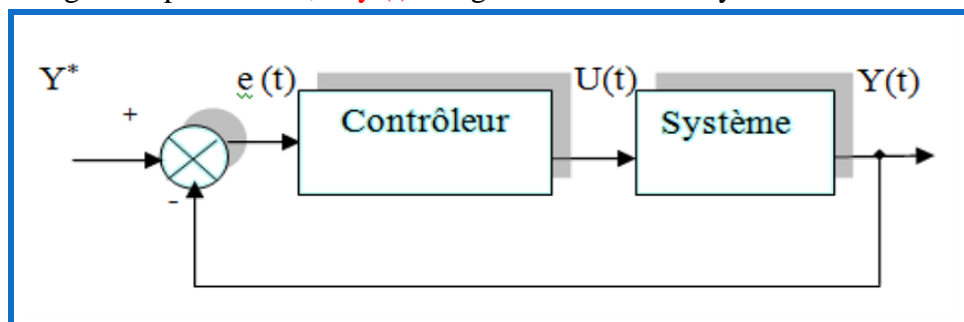
*Figure (II.16) : Bloc de fluxage.*

**II.12. Régulation :**

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

**II.12.1. Conception des régulateurs :**

Soit  $Y^*(t)$  le signale à pour suivre, et  $y(t)$  le signale de sortie du système à contrôler.



*Figure (II.17) : Représentation de la commande par PI.*

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t)$$

### ❖ Action proportionnelle :

- Si  $k_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si  $k_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

### ❖ Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action  $u(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

## II.12.2. Caractéristiques des régulateurs :

### ❖ Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

### ❖ Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

### ❖ Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

## II.12.3. Calcul des régulateurs :

### ❖ Régulation de courant statorique $i_{sd}$ :

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  est représenté par la figure (II.18).

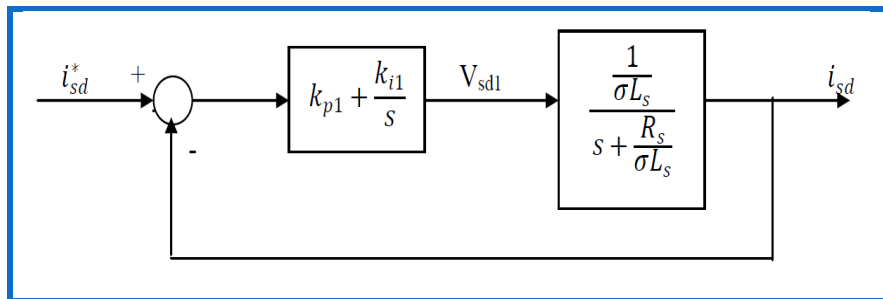


Figure (II.18) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$ .

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sq}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{II -52})$$

## CHAPITRE II

Compensons le pôle  $(S + \frac{K_{i1}}{K_{p1}})$  par  $(S + \frac{R_s}{\sigma L_s})$  ce qui traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II -53})$$

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit maintenant :

$$F_{i_{sd}} = \frac{K_{p1}}{S\sigma L_s} \quad (\text{II -54})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1+F_{i_{sd}}} = \frac{1}{1+\frac{S\sigma L_s}{K_{p1}}} \quad \tau = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}} \quad (\text{II -55})$$

Nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps  $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep}(5\%)$ , nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau = t_{rep}(5\%) \quad (\text{II -56})$$

$$3\frac{\sigma L_s}{K_{p1}} = t_{rep}(5\%) \quad (\text{II -57})$$

Donc :

$$K_{p1} = 3\frac{\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \quad (\text{II -58})$$

Et, d'après l'équation (II-49) :

$$K_{i1} = 3\frac{R_s}{t_{rep}(5\%)} \quad (\text{II -59})$$

**A.N:**

$$t_{rep}(5\%) = 1.12 * 10^{-4} \text{ s}$$

$$K_{i1} = 40179$$

$$K_{p1} = 528.27$$

**Remarque :**

Les deux régulateurs de courant sont identiques.

Donc :

$$K_{i2} = 40179$$

$$K_{p2} = 528.27$$

### ❖ Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.19)

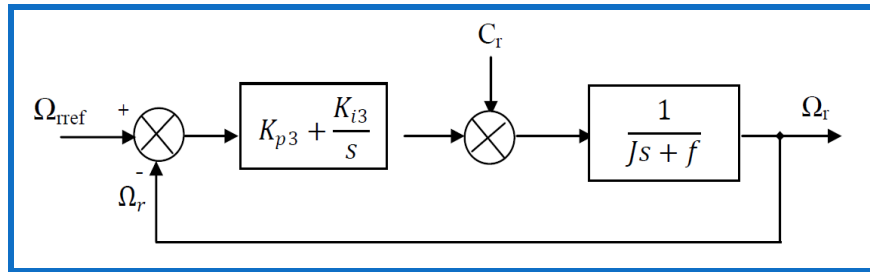


Figure (II.19) : Schéma bloc de régulation de Vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouvert :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}S + K_{i3}}{S(JS + f)} \quad (\text{II -60})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}S + K_{i3}}{JS^2 + (K_{p3} + f)S + K_{i3}} \quad (\text{II -61})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\omega_n^2 S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (\text{II -62})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II -63})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II -64})$$

Donc :

$$K_{i3} = \omega_n^2 J \quad (\text{II -65})$$

$$K_{p3} = 2\xi J \omega_n - f \quad (\text{II -66})$$

**A.N:**

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi=0.997$  on obtient :

$$\omega_n = 27.39$$

$$K_{i3} = 18$$

$$K_{p3} = 2.4$$

### II.13. Etude de simulation :

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé. Le schéma d'ensemble est donné par la figure (II.20).

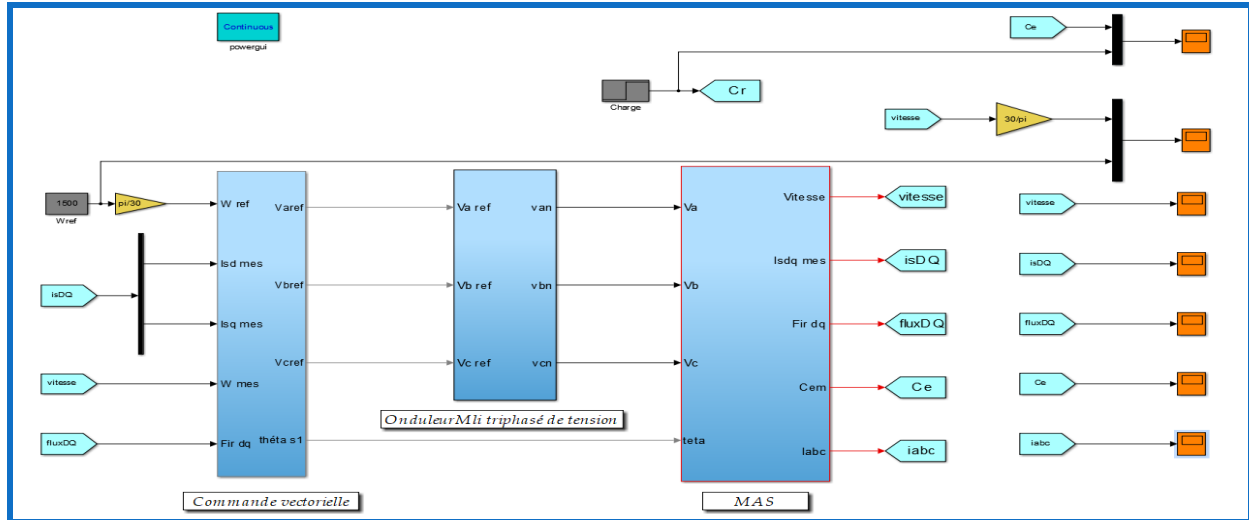


Figure (II.20) : Schéma d'un commande vectorielle direct du flux d'une MAS alimenté en tension.

## II.13.1. Résultats de la simulation :

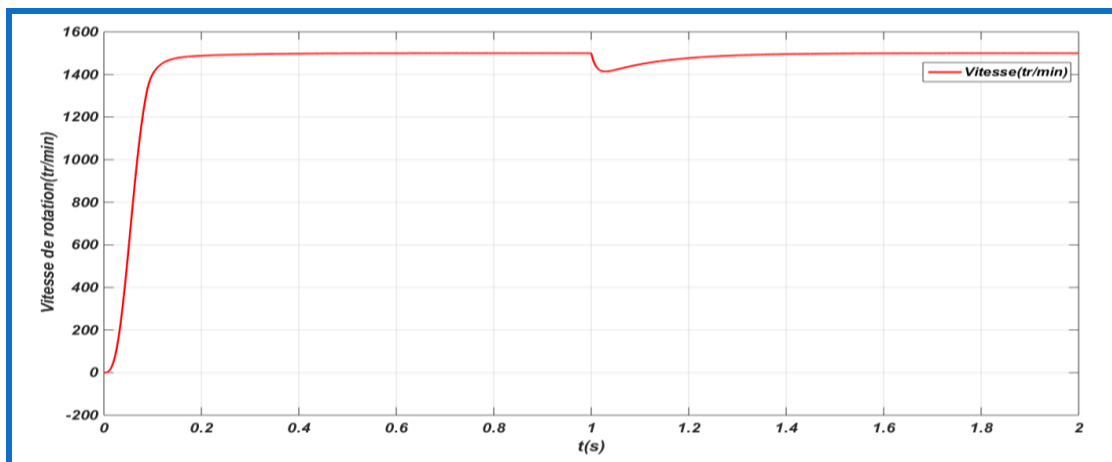


Figure (II.21) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

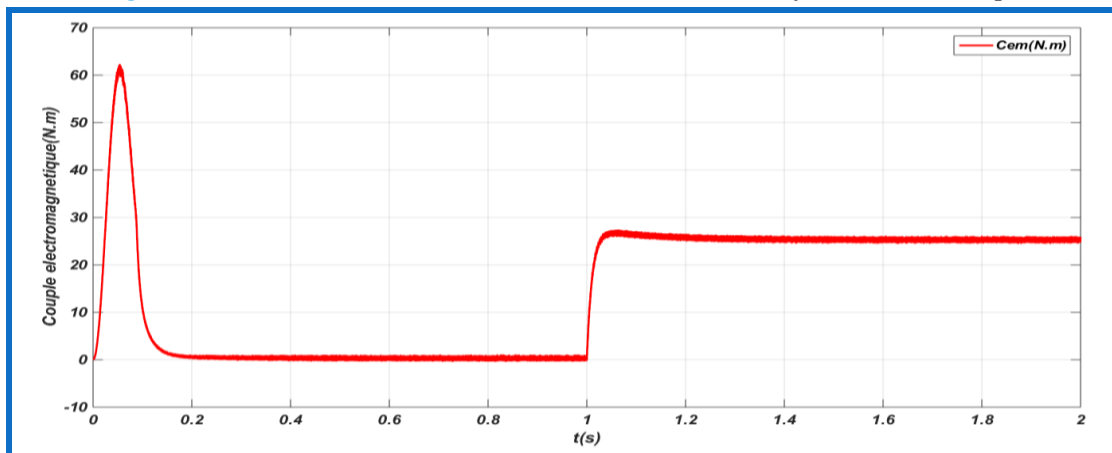


Figure (II.22) : La courbe du couple en fonction du temps.

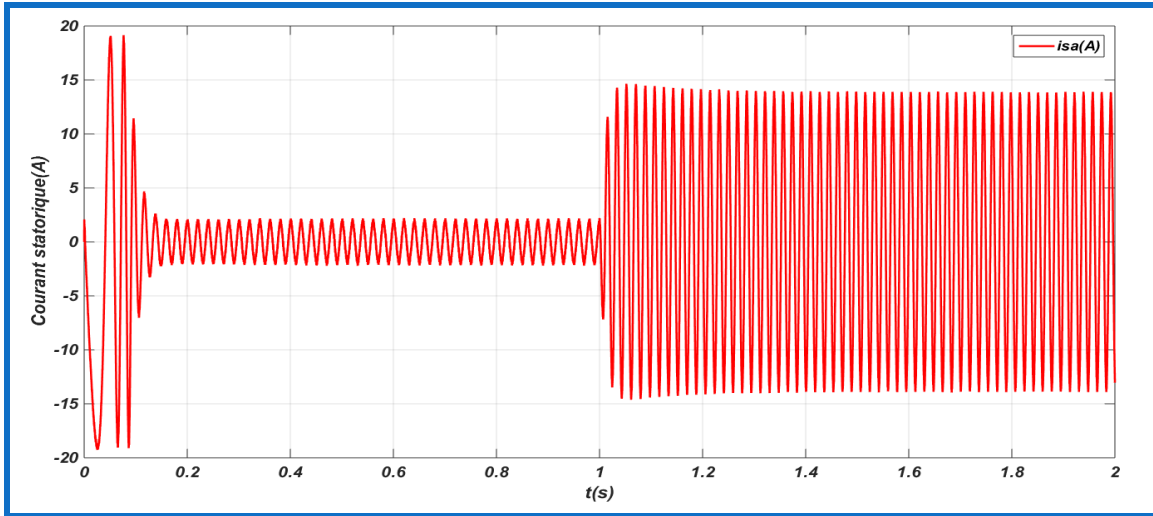


Figure (II.23) : La courbe de courant statorique en fonction du temps.

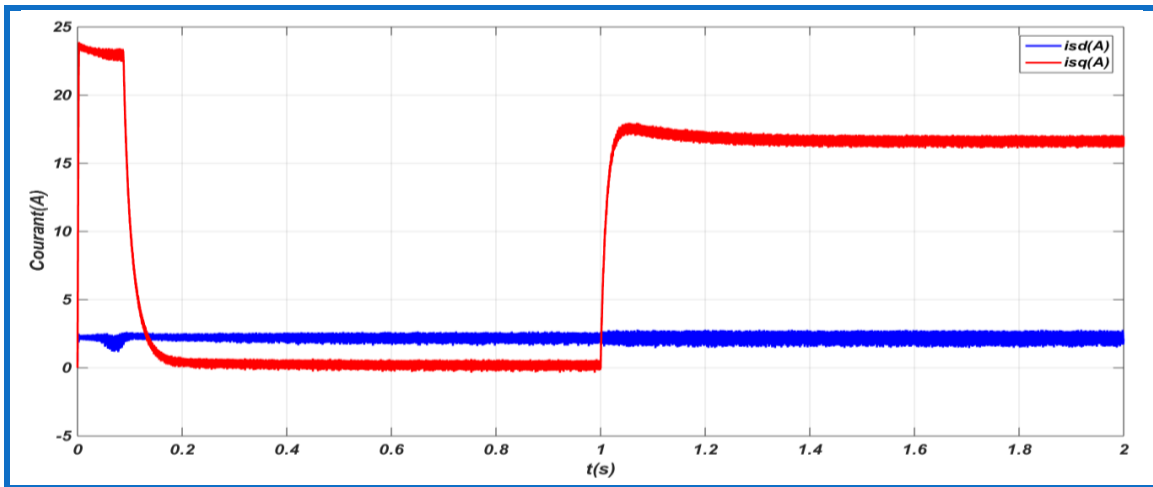


Figure (II.24) : La courbe des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  en fonction du temps.

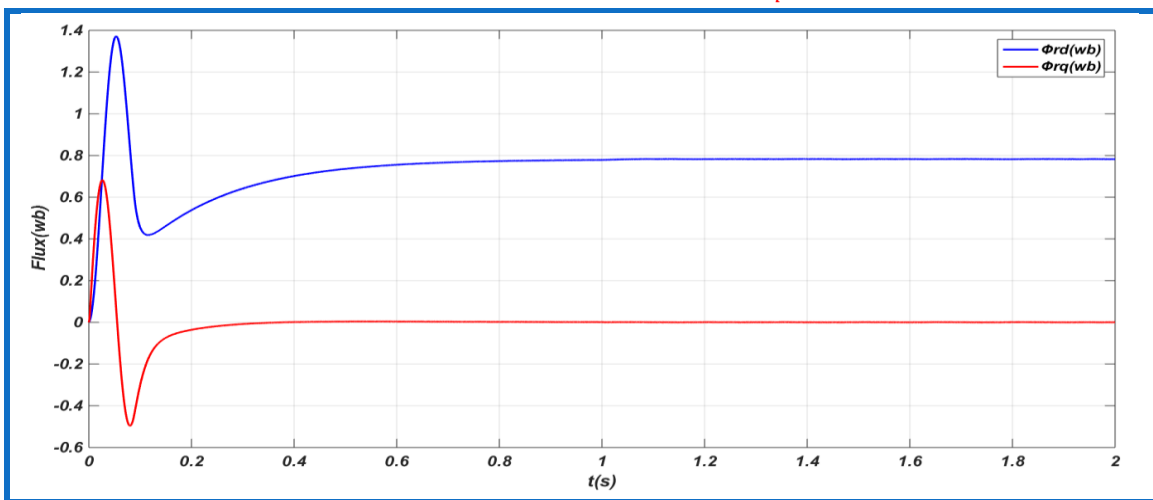


Figure (II.25) : La courbe des flux  $\Phi_{rd}$  et  $\Phi_{rq}$  en fonction du temps.



### II.13.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ❖ [La Figure II.21](#) : La vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite, mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique.
- ❖ [La Figure II.22](#) : le couple au régime transitoire il atteint **60N.m** (couple de démarrage) puis il commence à descendre jusqu'à atteindre une valeur presque nul, jusqu'à **t=1s** nous avons appliqué un couple résistant, le couple électromagnétique tend vers sa valeur finale.
- ❖ [La Figure II.23](#) : Courant de démarrage vaut **20A** et sa valeur nominal atteinte **2.3A** après un temps de réponse de **0.2s** jusqu'à **t=1s** nous avons appliqué un couple résistant cette dernière provoque une augmentation dans le courant.
- ❖ [La Figure II.24](#) : On note que l'appel de courant  $i_{sq}$  au démarrage est maîtriser avec un régime transitoire d'un temps très court, premièrement en avoir un pic de courant (pic de courant de démarrage) puis il diminuer jusqu'à devient presque nul, et lorsqu'on applique un couple de charge on remarque que le courant augment d'une façon rapide et se stabilise en régime permanent, pendant que le courant  $i_{sd}$  est fixé à valeur presque zéro.
- ❖ [La Figure II.25](#) : Pour les variations du flux, on remarque aussi une légère transition en module de composantes directes des flux rotorique  $\Phi_{rd}$  avec le maintien de  $\Phi_{rq}$  pratiquement nul, jusqu'à **t=1s** nous avons appliqué un couple résistant, nous remarquons qu'il n'y a pas de changement.

### II.14. Conclusion :

Dans ce chapitre (partie 2) nous avons établi la modélisation et la technique de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté de la machine asynchrone ou cette dernière est devenu similaire avec la machine à courant continu à excitation séparé.

Les résultats que nous avons présentée à cette technique de commande montrent clairement la réalisation du découplage.

## II.15. Etude comparative entre la commande V/F et FOC :

### II.15.1. Résultat de la simulation :

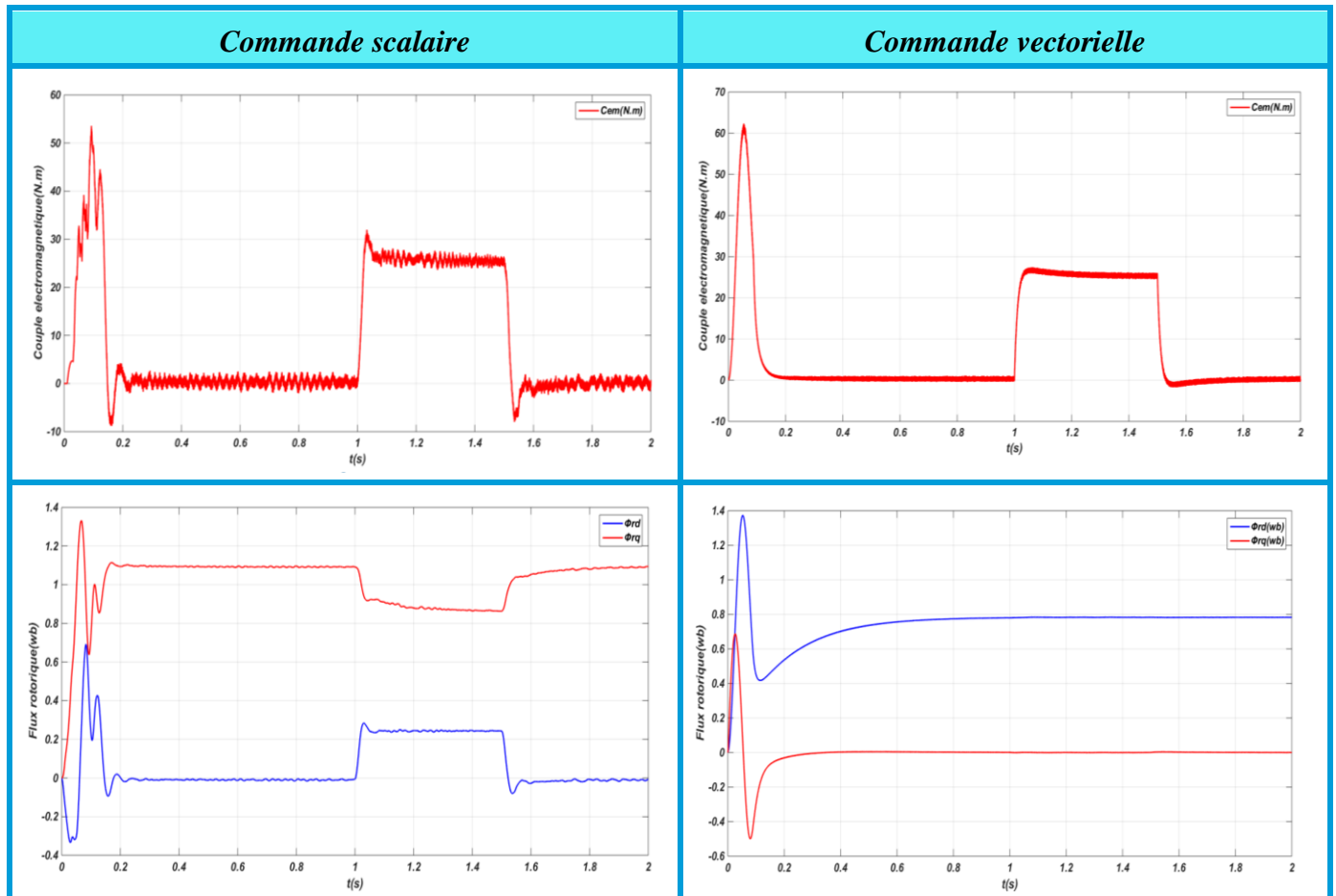


Figure (II.26) : Les courbes du couple et flux en fonction du temps.

### II.15.2. Interprétation des résultats de simulation :

Pour la commande vectorielle la Figure (II.26), montre un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, par contre dans la commande scalaire le couple ça m'affecte le flux.

Les résultats obtenus pour la commande par flux orienté et pour la commande scalaire sont nettement plus proches. D'après le tableau ci-dessous on tire quelques résultats entre les deux commandes (FOC) et (V/F).

Tableau (II -2) : Quelques résultats entre les deux commandes.

Commande scalaire	Commande vectorielle
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Basée sur le modèle de la MAS en régime permanent.</li> <li>• Simple à implanter.</li> <li>• Dynamique lente.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Basée sur le modèle de la MAS en régime transitoire.</li> <li>• Précise et rapide.</li> <li>• Chère,</li> </ul>

### II.16. Conclusion :

Dans ce chapitre (partie 3) nous avons présenté les relations entre les deux stratégies de commande (**FOC**) et (**V/F**). L'avantage principal de commande (**FOC**) est permet de contrôle le flux et le couple, par contre la commande (**V/F**) permet à contrôle la vitesse.

Un des objectifs de la commande directe du couple est de réduire au maximum la fréquence de commutation de l'onduleur ; c'est le but du chapitre suivant.

# ***CHAPITRE III***

## ***Commande directe du couple de la machine asynchrone***

### III.1 Introduction :

La commande directe du couple est une méthode de commande de la machine asynchrone proposée par *Takahashi et Depenbrok* vers la fin des années 80 [12], [13]. Elle permet aux machines asynchrones d'avoir une réponse précise et rapide du couple électromagnétique. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par les différentes configurations possibles des interrupteurs de l'onduleur afin de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du control entre le flux et le couple sans le besoin à une transformation de coordonnées ou à une modulation de largeur d'impulsion pour la génération des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur [14], [15] et [16].

Les principaux éléments constitutifs de la commande **DTC** sont énumérés ainsi :

- ❖ Des **estimateurs** de flux statorique et de couple électromagnétique,
- ❖ La table de commande de **Takahashi**,
- ❖ Les comparateurs à **hystérésis**,
- ❖ Un **régulateur** de vitesse.

L'objectif cible de la commande **DTC** est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les courants du stator de la machine. Le couple et le flux sont estimés à partir de ces mesures [17].

Dans ce chapitre on exposera : les Avantages et les inconvénients, le principe du contrôle direct de couple, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées, ainsi que la structure générale et la simulation de cette commande.

### III.2. Avantages et inconvénients :

Le tableau (III.1) résume les avantages et les inconvénients de la commande directe du couple

**Tableau (III.1) : les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle.**

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"><li>• Moins de paramètres de la machine utilisés dans ses équations.</li><li>• Pas de transformation entre référentiels.</li><li>• Pas de régulateurs de courants.</li><li>• Pas de générateur <i>MLI</i> ce qui améliore considérablement la réponse dynamique.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Le capteur de courant doit être de très bonne qualité, afin de ne pas induire en erreur le contrôleur.</li><li>• La mesure de tension doit également être de bonne qualité,</li><li>• les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétées sur l'estimation de la vitesse et sa réponse.</li></ul>

### III.3. Principe de la commande directe du couple :

#### III.3.1. L'action sur le flux statorique :

Le flux statorique dans un repère lié au stator est donné par l'équation suivante :

$$\Phi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III-1})$$

Sur un intervalle période de contrôle  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$ , l'expression (III-1) peut s'écrire comme suit :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III-2})$$

$\Phi_{s0}$ : est le vecteur flux à  $t=0$

Pour simplifier, on considère le terme  $R_s i_s$  comme négligeable par rapport à la tension  $V_s$  ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

A partir de l'équation (III-2) on trouve :

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_{s0} = V_s T_e \quad (\text{III-3})$$

On constate que sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $V_s$  figure (III.1).

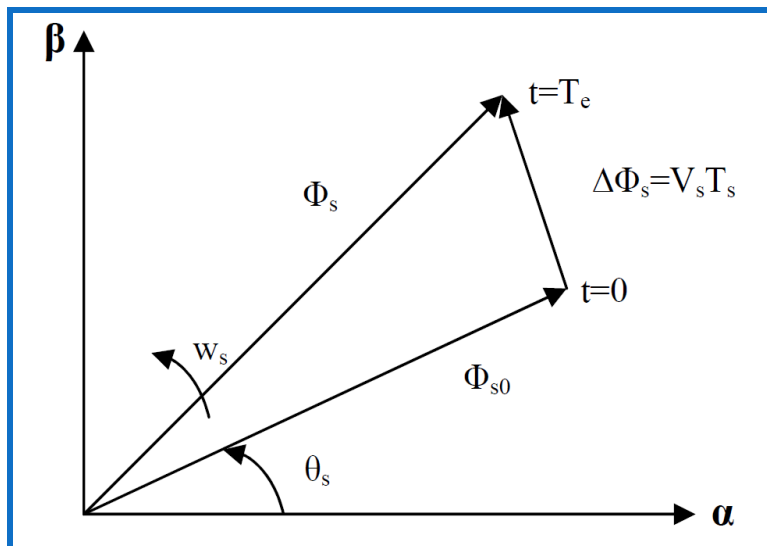


Figure (III.1) : Evolution du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

En choisissant une séquence correcte du vecteur  $V_s$ , sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$ , une trajectoire désirée.

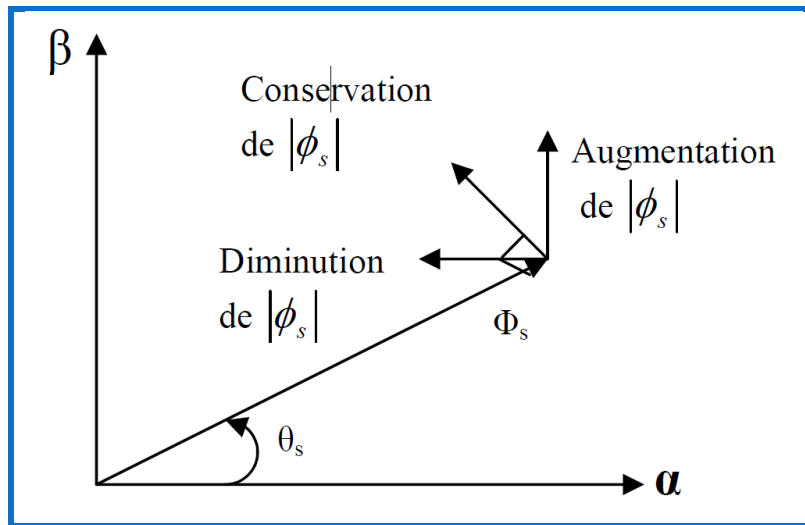
Il est alors possible de fonctionner avec un modèle du flux  $\Phi_s$ , pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de  $\Phi_s$ , sur une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$ .

Lorsque le vecteur tension  $V_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$ , est donnée par  $\frac{d}{dt} \Phi_s$ , correspondant pratiquement au  $V_s$ .

Sur la figure (III.2) en représenté trois directions possibles de vecteur flux  $\Phi_s$ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur.

Par contre, dans le cas où  $V_s$  est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux  $\Phi_s$ , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure (III.2).

De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.



**Figure (III.2) :** Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $V_s$ .

### III.3.2. L'action sur le couple :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_r L_s} \Phi_s \Phi_r \sin(\theta_s - \theta_r) \quad (\text{III-4})$$

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator (II.42), on peut écrire une relation entre les flux statorique et rotorique comme suit :

$$\frac{d}{dt} \Phi_r + \left( \frac{1}{\sigma T_r} - j \Omega \right) \Phi_r = \frac{M}{\sigma T_r L_s} \Phi_s \quad (\text{III-5})$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à  $\sigma T_r$ .

En supposant que par son réglage, l'amplitude de  $\Phi_s$ , est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de  $\Phi_r$  sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine.

### III.4. Description de la structure de contrôle :

#### III.4.1. Sélection du vecteur de tension $V_s$ :

Une sélection appropriée du vecteur tension  $V_s$  par  $(S_a, S_b, S_c)$  permet de déplacer vecteur Flux  $\Phi_s$ , de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de  $V_s$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique  $\Phi_s$ , du sens de rotation de  $\Phi_s$ , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple [17].

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\Phi_s$ , dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones  $N=i$ , avec  $i = [1,6]$ , déterminées à partir des composantes du flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme indiqué sur la figure (III.3).

Lorsque le vecteur flux  $\Phi_s$ , se trouve dans une zone numérotée  $N=i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension.

Il s'agit des vecteurs  $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i+4}, V_{i+5}$  représentés sur la figure (III.3). Sur toute la zone  $N=i$  parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension  $V_s$  sélectionné reste le même, soit :

- ❖ Si  $V_{i+1}$  (pour  $i \leq 5$  sinon  $V_{i-5}$ ) est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_{em}$  croît.
- ❖ Si  $V_{i+5}$  (pour  $i \leq 1$  sinon  $V_{i-1}$ ) est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_{em}$  décroît.
- ❖ Si  $V_{i+2}$  (pour  $i \leq 4$  sinon  $V_{i-4}$ ) est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît.
- ❖ Si  $V_{i+4}$  (pour  $i \leq 2$  sinon  $V_{i-2}$ ) est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position  $N=i$ , les deux vecteurs tension  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés puisque, ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux  $\Phi_s$ , dans le secteur  $i$ .

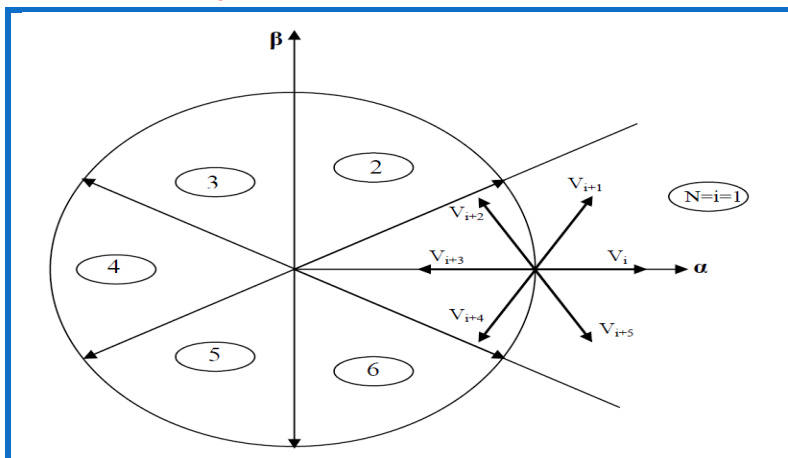


Figure (III.3) : Sélection du vecteur tension  $V_s$  selon la zone  $N=i$ .



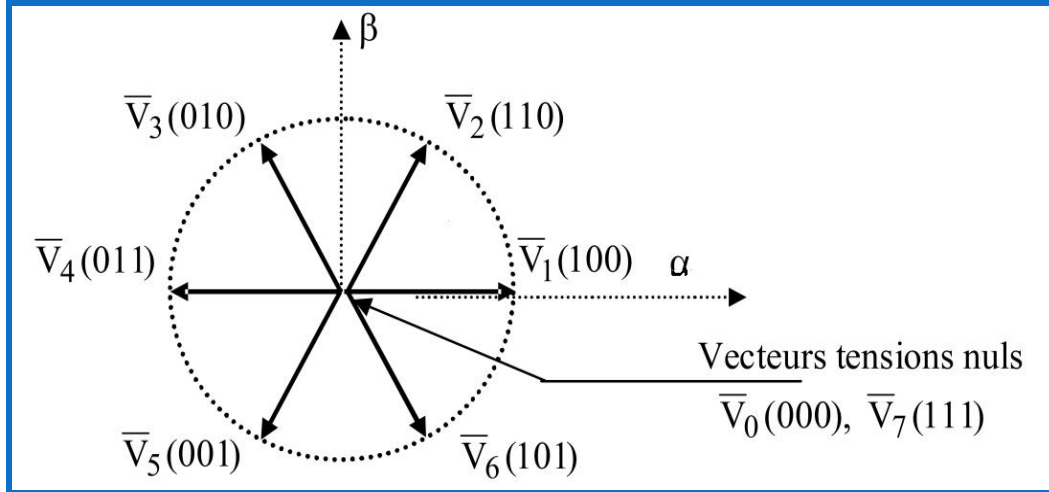


Figure (III.4) : Les vecteurs de tension  $V_s$ .

### III.4.2. Estimateur du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$$\Phi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III-6})$$

On obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du  $\Phi_s$  :

$$\Phi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (\text{III-7})$$

$$\Phi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (\text{III-8})$$

Pour :

$$x_{s\alpha}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III-9})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$  :

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a - 1/2(S_b + S_c)) \quad (\text{III-10})$$

$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{3}} U_{dc} (S_b - S_c) \quad (\text{III-11})$$

On obtient les courants  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  :

$$i_{s\alpha} = \frac{2}{3} (i_{sa} - 1/2(i_{sb} + i_{sc})) \quad (\text{III-12})$$

$$i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{3}} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (\text{III-13})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad \text{(III-14)}$$

la phase du flux statorique s'écrit :

$$\theta_s = \arctg(\Phi_{s\alpha}/\Phi_{s\beta}) \quad \text{(III-15)}$$

### III.4.3. Estimation du couple :

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad \text{(III-16)}$$

## III.5. Correcteurs :

### III.5.1. Correcteur de flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.5).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad \text{(III-17)}$$

Avec :

$\Delta\Phi_s$ : La largeur d'hystérésis du correcteur.

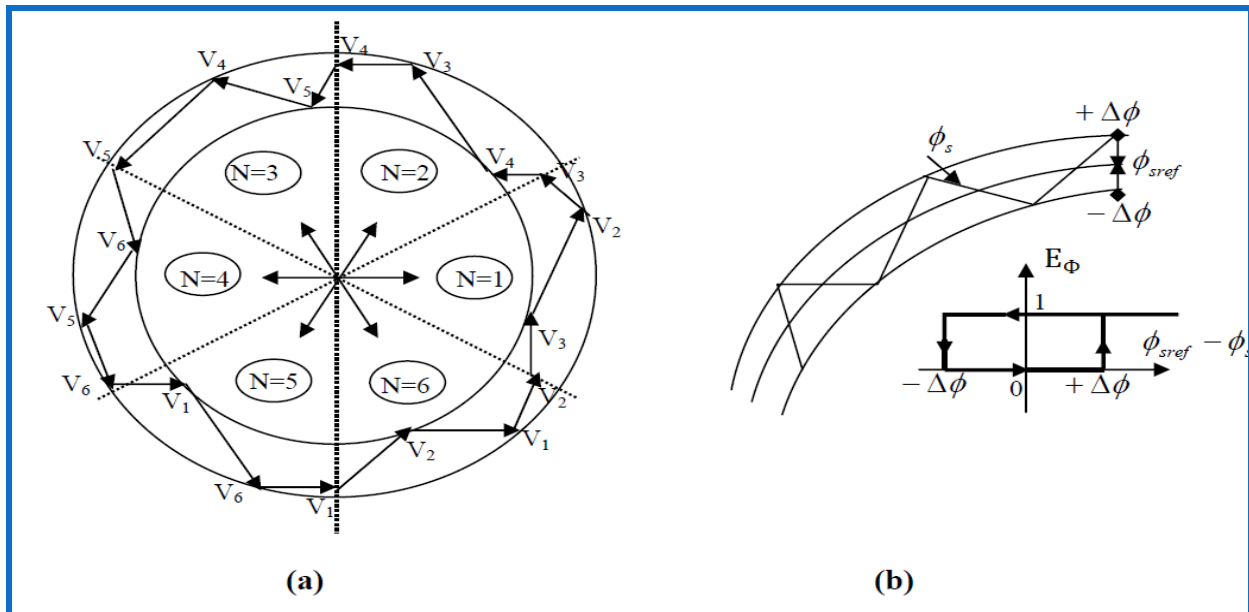


Figure (III.5) : a) Sélection de vecteur de tension correspondant.

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

### III.5.2. Correcteur du couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; **Takahashi** a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux Figure (III.6) [19].

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

$$|C_{eref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (\text{III-18})$$

Avec :

$\Delta C_e$ : La largeur d'hystérésis du correcteur.

La sortie du correcteur représentée par la variable booléenne  $E_{ce}$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue  $E_{ce}=1$  pour une consigne positive et  $E_{ce}=-1$  pour une consigne négative ou diminué  $E_{ce}=0$ .

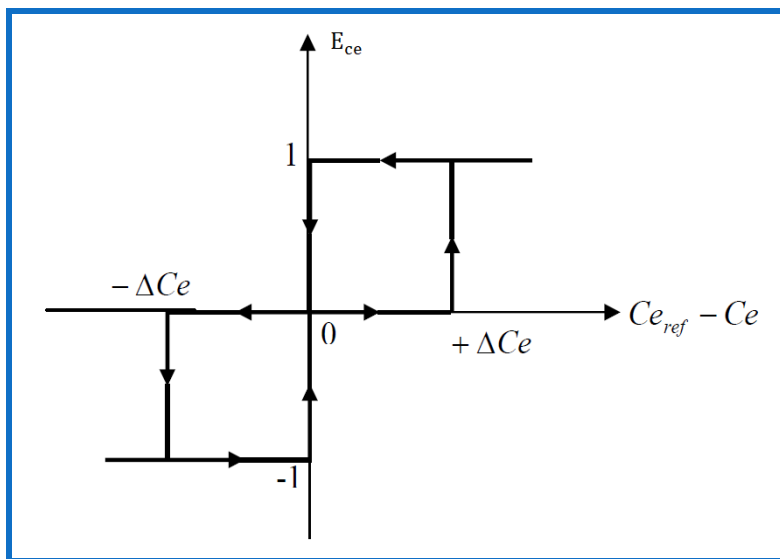


Figure (III.6) : Correcteur de couple à trois niveaux.

### III.5.3. La table de commutation :

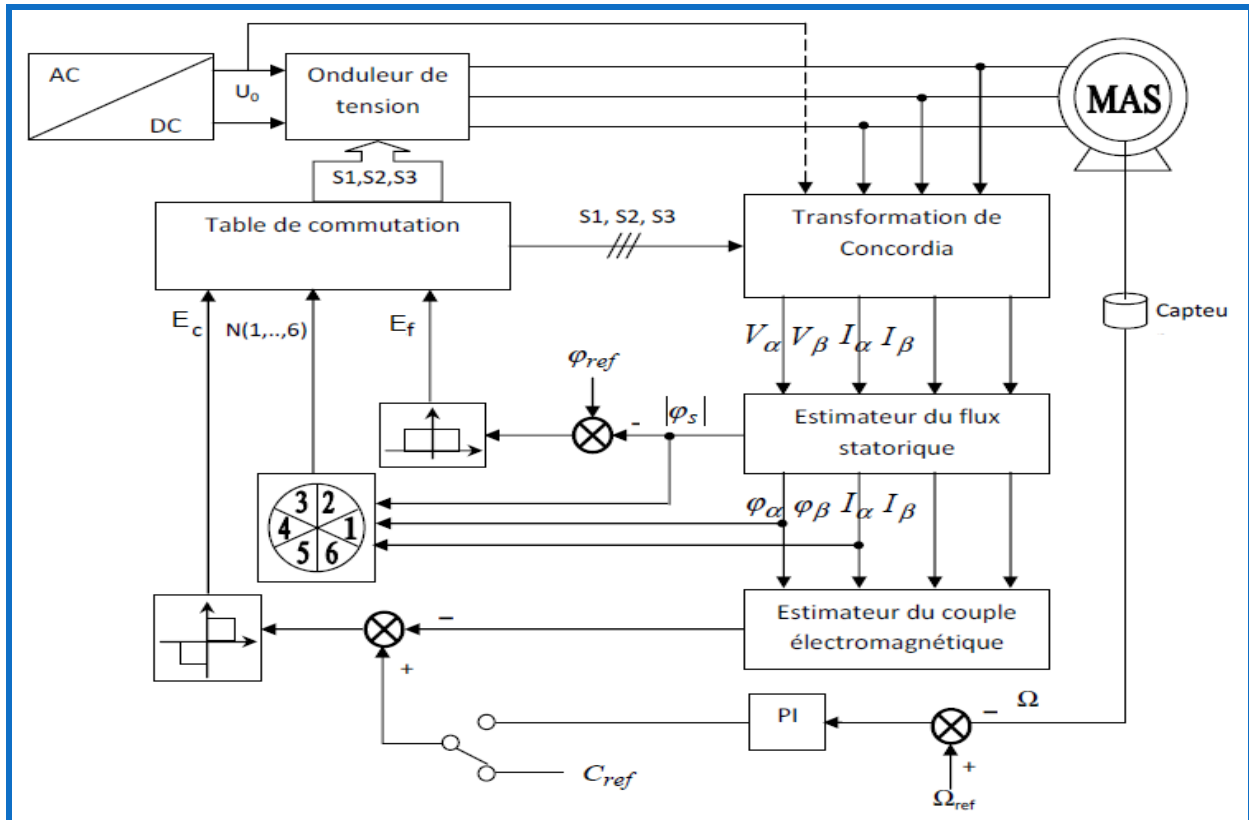
En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple, nous choisissons  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

**Tableau (III.2) : Table de commutation de la structure de la DTC.**

$E_{\phi}$	1	1	1	0	0	0
$E_{ce}$	1	0	-1	1	0	-1
$N_1$	$V_2$	$V_7$	$V_6$	$V_3$	$V_0$	$V_5$
$N_2$	$V_3$	$V_0$	$V_1$	$V_4$	$V_7$	$V_6$
$N_3$	$V_4$	$V_7$	$V_2$	$V_5$	$V_0$	$V_1$
$N_4$	$V_5$	$V_0$	$V_3$	$V_6$	$V_7$	$V_2$
$N_5$	$V_6$	$V_7$	$V_4$	$V_1$	$V_0$	$V_3$
$N_6$	$V_1$	$V_0$	$V_5$	$V_2$	$V_7$	$V_4$

**III.6. Structure générale du contrôle direct du couple :**

La (Fig. III.7) illustre La structure générale du contrôle direct du couple est représentée comme suit :



**Figure (III.7) : Structure générale du contrôle direct du couple [20].**

**III.7. Etude de simulation :**

Nous avons simulé la machine asynchrone pilotée par un contrôle **DTC** Figure (III.8) :

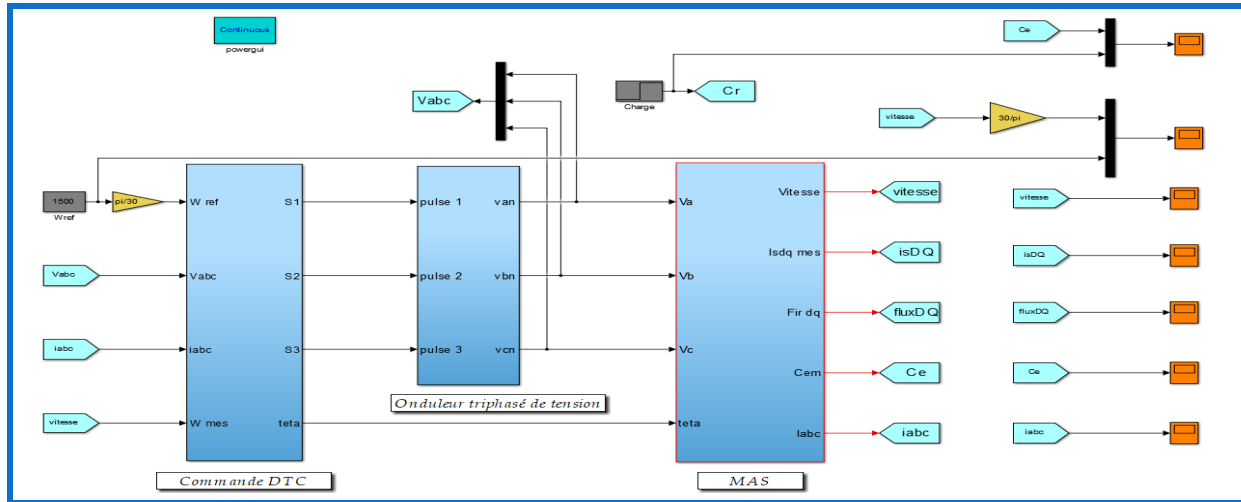


Figure (III.8) : Schéma commande **DTC** d'une **MAS** alimenté en tension.

**III.7.1. Résultats de la simulation :**

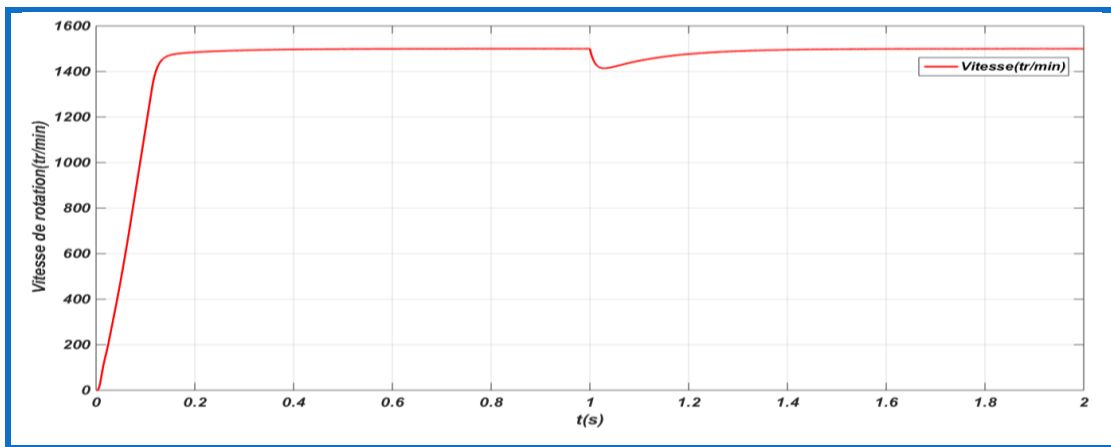


Figure (III.9) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

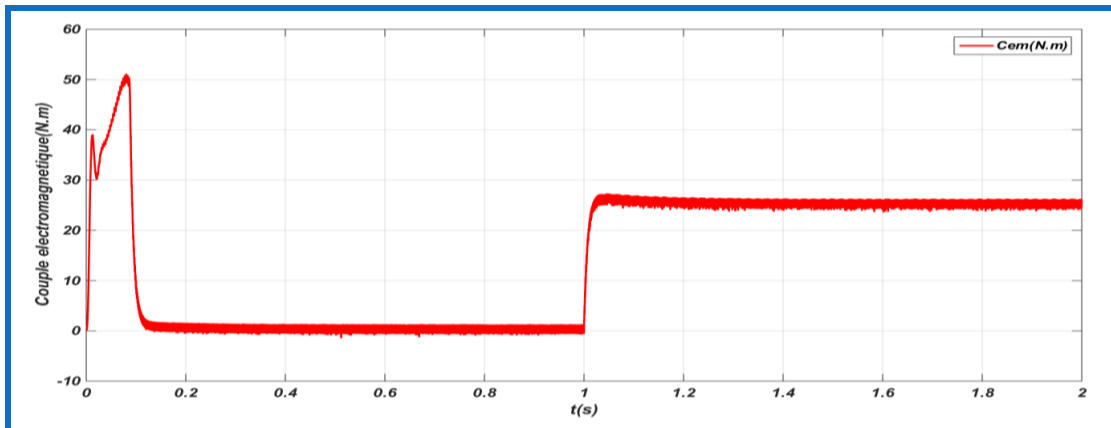


Figure (III.10) : La courbe du couple en fonction du temps.

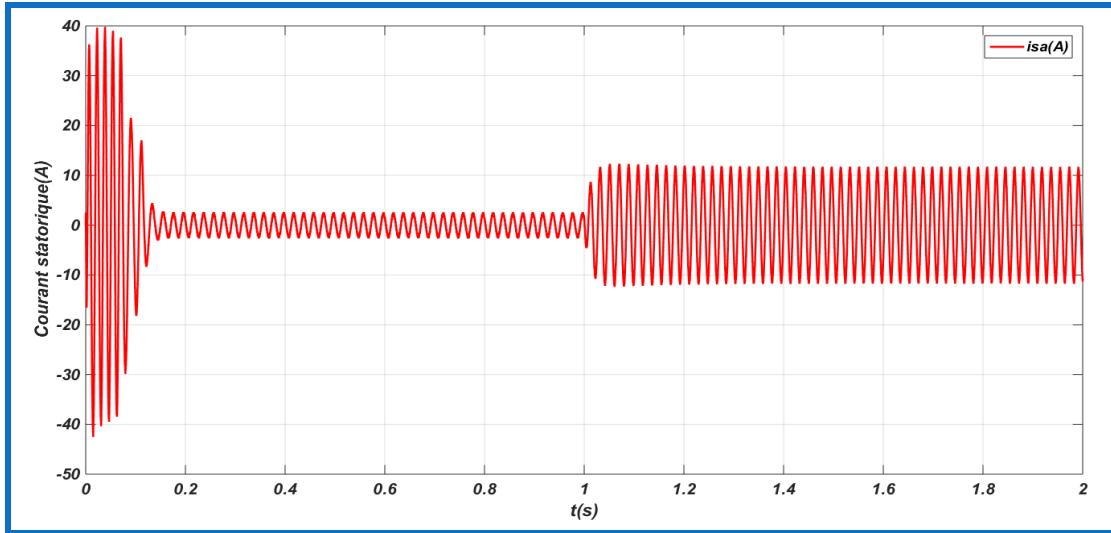


Figure (III.11) : La courbe de courant statorique en fonction du temps.

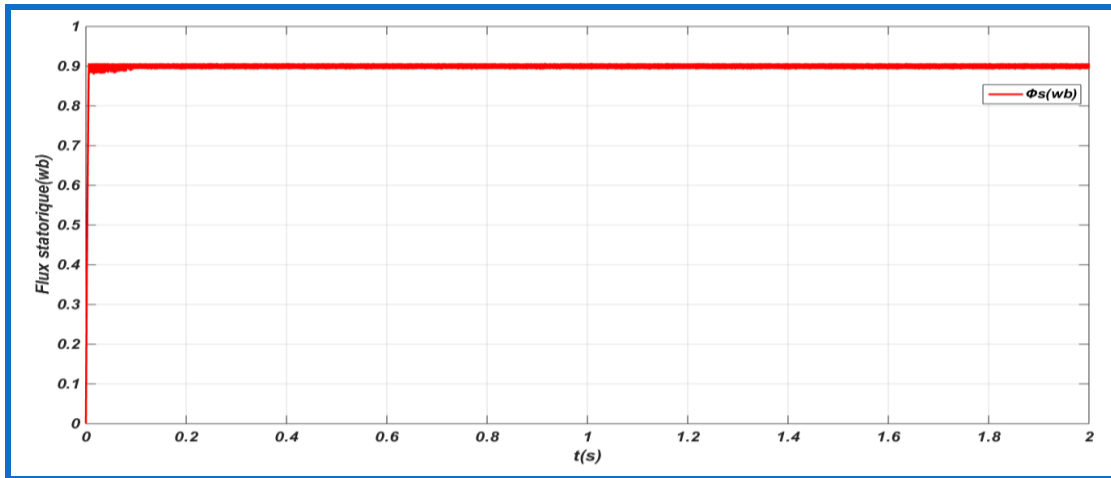


Figure (III.12) : La courbe de flux  $\Phi_s$  en fonction du temps.

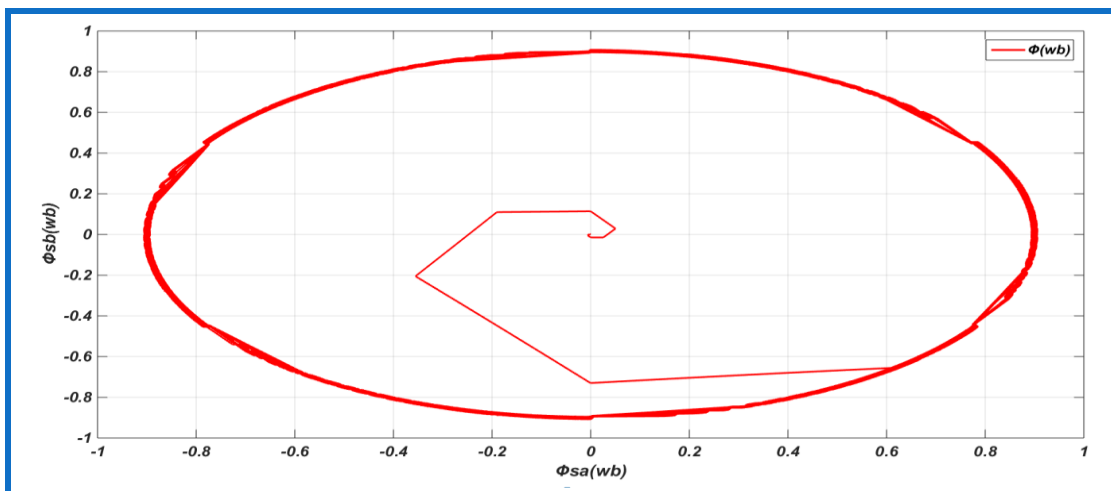


Figure (III.13) : La courbe de flux  $\Phi_{sa}$  en fonction de flux  $\Phi_{sb}$ .

### III.7.2. Interprétation des résultats de simulation :

- ❖ [La Figure II.9](#): La vitesse insensible aux variations de la charge au démarrage, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite, mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique.
- ❖ [La Figure II.10](#): le couple présente des oscillations au démarrage puis il commence à descendre jusqu'à atteindre une valeur presque nulle, jusqu'à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant, le couple électromagnétique tend vers sa valeur finale.
- ❖ [La Figure II.11](#): le courant présente des fortes oscillations au démarrage après  $t=0.2s$  le courant tend vers la valeur nominale (régime permanent), jusqu'à  $t=1s$  nous avons appliqué un couple résistant cette dernière provoque une augmentation dans le courant.
- ❖ [La Figure II.12](#): Pour les variations de flux, il est piégé dans une bande d'hystérésis  $0.9wb$ .
- ❖ [La Figure II.13](#): La courbe de flux alpha en fonction de flux beta montre la trajectoire de flux dans cette bande.

### III.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple **DTC** ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable du vecteur de tension pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux.

La simulation montre que la commande directe du couple énoncée par **Takahashi** est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone.

# ***CHAPITRE IV***

***Etude comparative entre la  
commande FOC et la  
commande DTC (Application  
véhicule électrique)***



### IV.1. Introduction :

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les deux commandes étudiées (la commande vectorielle (FOC) et la commande directe de couple (DTC)), appliquées à la machine asynchrone, il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques des deux techniques de commande et ce dans applications Véhicules électriques (cycle de conduite) dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges, etc.).

Dans ce chapitre on présentera les avantages et les inconvénients de chaque type de commande, le but attendu est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique.

### IV.2. Généralités sur le véhicule électrique :

#### IV.2.1. Définition :

La voiture électrique présente la particularité d'être mue par un ou plusieurs moteurs électriques qui transmettent la force motrice aux roues selon la solution de transmission retenue.

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité [21] [22].

Le système de propulsion électrique est l'organe principale du (VE), il est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices [22]. Il a une architecture très simple. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues Figure (IV.1).

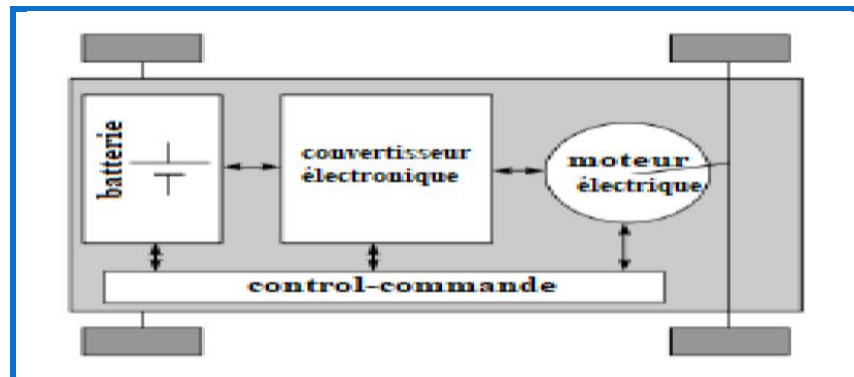


Figure (IV.1) : Système de propulsion d'un VE.

#### IV.2.2. Avantages et inconvénients [23] :

Tableau (IV.1) : les avantages et les inconvénients de la voiture électrique.

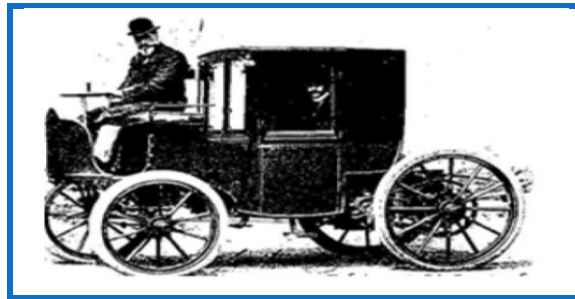
Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"><li>• Le principal avantage est l'indépendance vis-à-vis du pétrole.</li><li>• Le démarrage est très rapide.</li><li>• L'architecture technique des véhicules électriques est simple.</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• La voiture se doit d'être la plus légère possible.</li><li>• La durée de vie de la batterie et la puissance du moteur électrique ne sont pas encore très importantes.</li></ul>

### IV.2.3. Historique :

Aujourd'hui, la voiture propre est un problème sur lequel travaillent un nombre d'entreprises de l'industrie d'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme « la solution » au problème de la pollution des gaz d'échappement, n'est pas une idée d'hier.

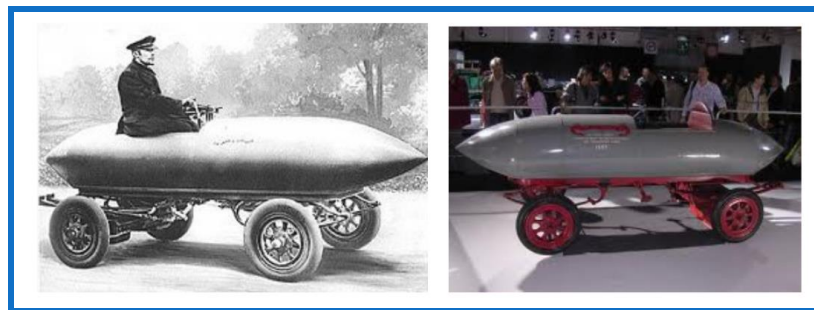
A la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique). D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque [24]. Ci-dessous on compte les véhicules électriques qui ont marqué l'histoire.

- ❖ Dans les années 1830 (1832-1839), le premier véhicule électrique fit son apparition. L'homme d'affaires écossais **Robert Anderson** fut la première personne à avoir inventé une voiture électrique. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique.
- ❖ Vers 1835, l'américain **Thomas Davenport** construit une petite locomotive électrique.
- ❖ Vers 1838, l'écossais **Robert Davidson** arriva avec un modèle similaire qui pouvait rouler jusqu'à 6 km/h.
- ❖ En 1859, le français Gaston Planté inventa la batterie rechargeable au plomb acide, qui sera améliorée par Camille Faure en 1881.
- ❖ En 1884, **Thomas Parker** assis dans la première voiture électrique au monde. On voit sur la photo de la figure (IV.2).



*Figure (IV.2) : Première voiture au monde.*

- ❖ En 1899 en Royaume-Uni, 'La Jamais Contente', la première voiture électrique qui a dépassé les 100 km/h a été construite [24]. La voiture était pilotée par le Belge **Camille Jenatzy** et elle était en forme de torpille. Figure (IV.3).



*Figure (IV.3) : La jamais contente.*

## CHAPITRE IV

- ❖ Dès 1900, la voiture électrique a connu ses beaux jours. En circulation, plus que le tiers des voitures sont électriques et le reste étant des voitures à essence et à vapeur.
- ❖ Dans les années 1920, certains facteurs comme la faible autonomie, la vitesse trop basse, le manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et le prix deux fois plus élevé que celles à essence, ont mené au déclin de la voiture électrique.
- ❖ En 1972, **Victor Wouk**, le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (Général Motors). Figure (IV.4).



*Figure (IV.4) : La première voiture hybride.*

- ❖ En 1976, 'the Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Démonstration Act' a été adopté par le Congrès américain, qui a permis de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides.
- ❖ Dès 1988, la société automobile Général Motors lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra l'EV 1 et qui va être produite entre 1996 et 1998.
- ❖ En 1997, **Toyota** lance la Prius (Figure (IV.5).), la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires ont été vendus au Japon la première année et en 2006 **Toyota** a passé le cap des 500.000 unités vendues à travers le monde avec son célèbre véhicule hybride [24].



*Figure (IV.5) : La prius.*

- ❖ De 1997 à 2000, de nombreux modèles électriques hybrides ont été lancés : la **Honda** EV Plus, la **G.M.** EV1, le **Ford** Ranger pickup EV, **Nissan** Altra EV, **Chevy** S-10 EV et le **Toyota** RAV4 EV.
- ❖ Cependant à partir de 2000, la voiture électrique va ré-mourir à nouveau. En 2004, c'est la fin de l'EV1, GM va récupérer tous les véhicules EV1 pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation. Le constructeur fut accusé de céder au lobbying des sociétés pétrolières.

## CHAPITRE IV

- ❖ En **Juillet 2009**, La **Mitsubishi i-MiEV** a été lancée au Japon pour les professionnels, et en **Avril 2010** pour les clients individuels, puis on a commencé à la vendre au public Hongkongais en **mai 2010**.
- ❖ En **décembre 2010**, La **Nissan LEAF** (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) la voiture électrique à cinq-places annoncée qui a été déjà annoncé en **2009**, a pu être commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et en arrivant aux marchés européens la fin **2011**. Figure (IV.6).



*Figure (IV.6) : La Nissan LEAF.*

- ❖ Aujourd'hui, le véhicule électrique est devenu une réalité. Les principaux constructeurs automobiles, à l'image de **Renault** avec la ZOE (Figure (IV.7)) en **2013**, ont développé un modèle **100%** électrique et non un seul véhicule électrifié. Les installations de bornes de recharge sont aujourd'hui de plus en plus nombreuses [24].



*Figure (IV.7) : La Renault ZOE.*

### IV.2.4. Classification des véhicules électriques :

#### IV.2.4.1. Véhicules tout électriques :

L'expression "tout électrique" ou "en mode tout électrique", désigne un véhicule qui roule sans utiliser de moteur thermique. Le résultat ? Une consommation de carburant et un taux d'émission de **CO2** totalement nuls.

#### IV.2.4.2. Véhicules hybrides :

Une automobile hybride électrique est un véhicule automobile faisant appel à deux types d'énergie, dont l'un est de nature électrique (électrochimique ou électrostatique). L'architecture la plus répandue pour ce type de véhicule associe un moteur électrique à un moteur thermique, généralement à essence.

## IV.2.5. Fonctionnement d'un véhicule électrique :

Les véhicules électriques sont dotés d'une batterie qui stocke l'énergie et se recharge grâce à l'électricité du réseau, d'un ou plusieurs moteurs électriques avec un système de contrôle et d'un chargeur de batterie.

La batterie est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. Le régulateur sert à régler l'intensité du courant qui alimente le moteur. Son fonctionnement est assez simple : lorsque le conducteur du véhicule appuie sur la pédale de l'accélérateur, la batterie libère du courant. Le convertisseur transforme alors le courant continu (DC) de la batterie en courant alternatif (AC) pour alimenter le moteur (cas d'un moteur AC).

Le convertisseur est une partie intégrante du moteur. Le point fort du véhicule électrique est la chaîne de transmission électromécanique. En effet, un véhicule a besoin d'un couple élevé à basses vitesses afin de pouvoir accélérer et d'un couple moins important à des vitesses de croisière. Ces spécificités sont celles d'un moteur électrique [25].

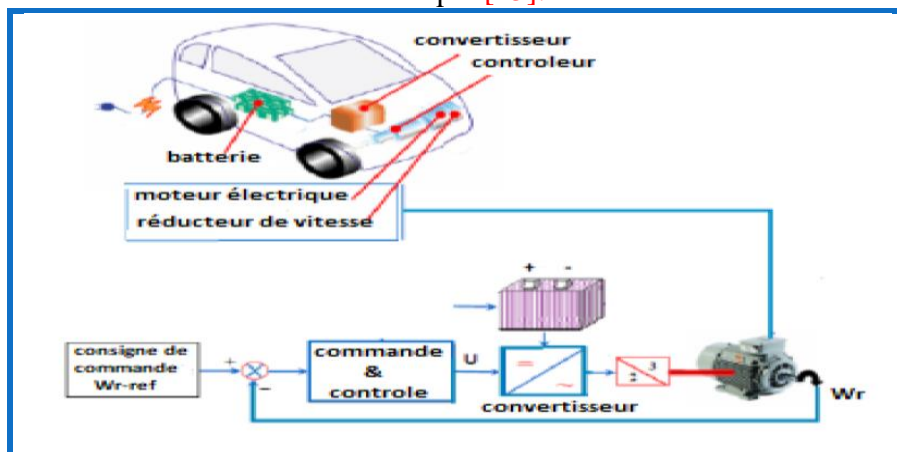


Figure (IV.8) : Composantes et fonctionnement d'un véhicule électrique.

## IV.2.6. Les moteurs électriques utilisés dans les véhicules électriques :

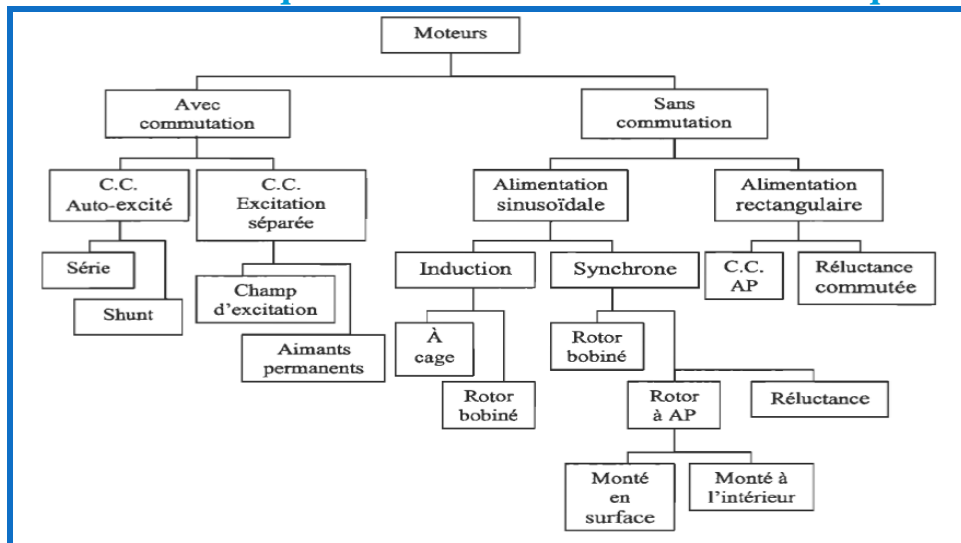


Figure (IV.9) : Les moteurs électriques utilisés.

### IV.2.7. La modélisation de la dynamique du VE :

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement [26]. Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui lui agissent dans cette direction. La figure (IV.10) montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

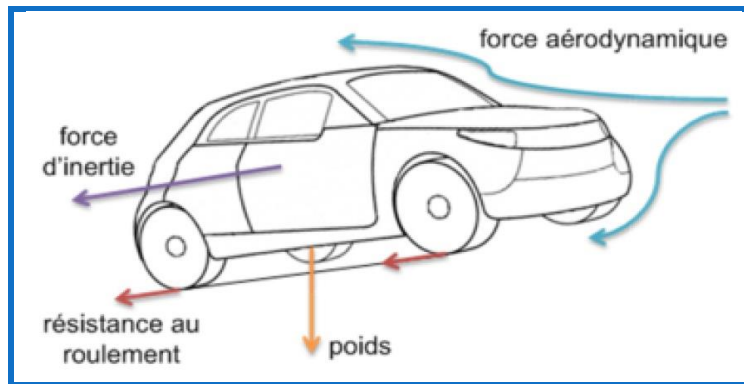


Figure (IV.10) : Bilan des forces agissant sur le véhicule.

❖ L'appliquant de deuxième loi de Newton nous donne :

$$F_{tot} - F_{res} = m \frac{d\Omega_v}{dt} \quad (\text{IV-1})$$

Ou :

$\Omega_v$  : la vitesse du véhicule.

$F_{tot}$  : l'effort de traction totale du véhicule.

$F_{res}$  : la résistance totale.

$m$  : la masse totale du véhicule.

❖ L'effort total de traction d'un véhicule peut se décomposer en :

$$F_{tot} = F_r + F_a + F_g + F_{acc} \quad (\text{IV-2})$$

Avec :

$$F_r = mgC_{rr} \quad (\text{IV-3})$$

$$F_a = \frac{1}{2} \rho S_f C_x (\Omega_v - \Omega_{vent})^2 \quad (\text{IV-4})$$

$$F_g = mg \sin(\alpha_p) \quad (\text{IV-5})$$

$$F_{acc} = m\gamma \quad (\text{IV-6})$$

Ou :

$F_r$  : force de résistance de roulement des roues.

$F_a$  : force aérodynamique.

$F_g$  : force d'inclinaison.



$F_{acc}$  : force d'accélération.

$C_{rr}$  : coefficient de roulement.

$\rho$  : densité volumique de l'air, en générale pris égal à 1,23(kg/m<sup>3</sup>).

$S_f$  : section frontale du véhicule.

$\Omega_v$  : vitesse du véhicule.

$\Omega_{vent}$  : vitesse du vent.

$\alpha_p$  : l'angle de la pente.

$\gamma$  : l'accélération du véhicule.

## IV.3. Etude comparative :

### IV.3.1. Types de commande retrouvés dans les véhicules électriques :

La figure (IV.11) représente le schéma global de la commande vectorielle de vitesse du véhicule électrique d'un moteur asynchrone installé au train arrière du véhicule.

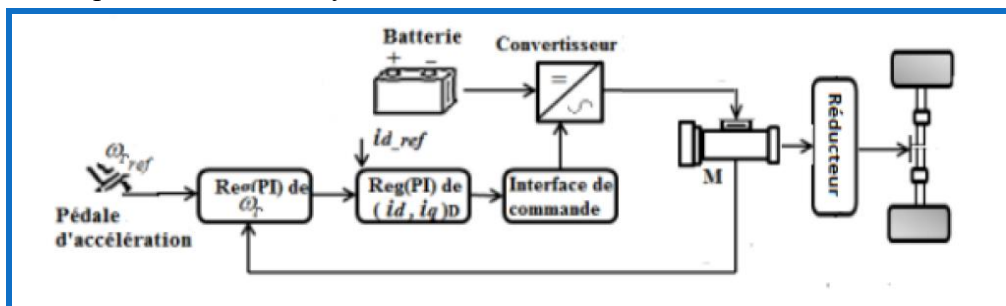


Figure (IV.11) : Le schéma global de la commande **FOC** en vitesse du véhicule électrique.

La figure (IV.12) représente le schéma global de la commande directe de couple de vitesse du véhicule électrique d'un moteur asynchrone installé au train arrière du véhicule.

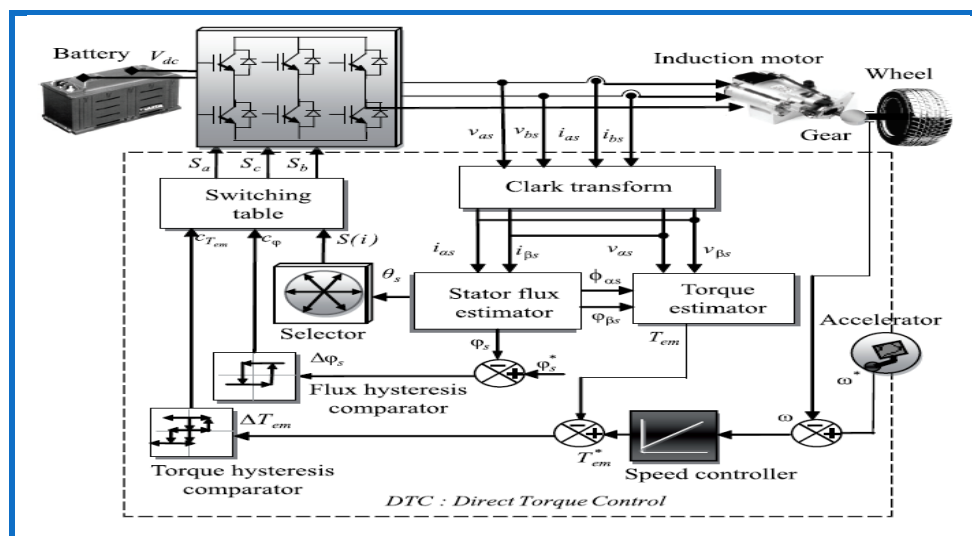


Figure (IV.12) : Le schéma global de la commande **DTC** en vitesse du véhicule électrique. La vitesse du véhicule n'est pas contrôlée directement mais elle est déduite de la vitesse de moteur.

### IV.3.2. Cycle de conduit :

Afin de modéliser l'usage d'un véhicule, des cycles de conduite de référence représentant la vitesse du véhicule en fonction du temps.

Un cycle de conduite est une simulation de trajet parcouru. Il est composé de phases d'accélération, de freinage et de temps d'arrêt afin de simuler au mieux le comportement d'un utilisateur de la route Figure (IV.13).

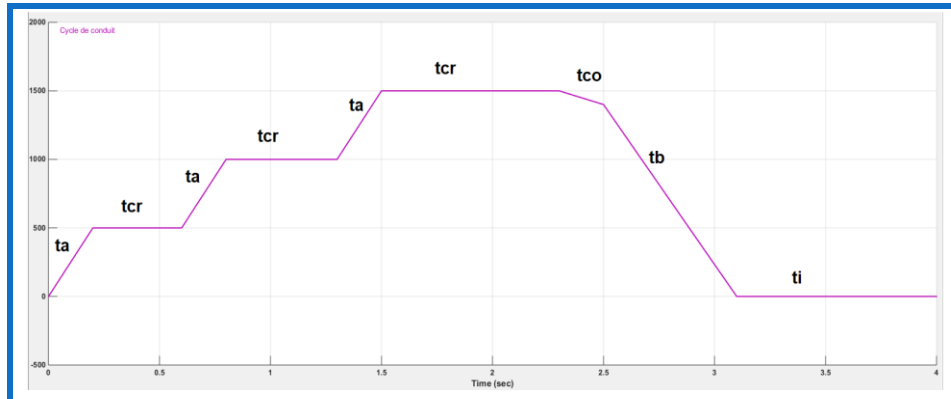
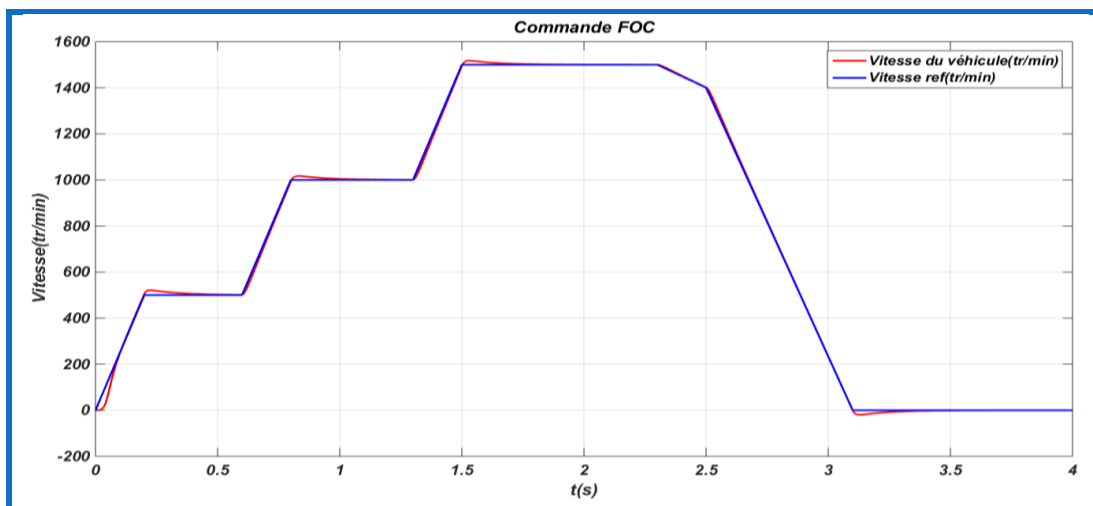


Figure (IV.13) : Vitesse référence du véhicule (tr/min).

- ❖ Un temps d'accélération  $t_a$  : [0-0.2], [0.6-0.8], [1.3-1.5] (seconde).
- ❖ Un temps  $t_{cr}$  à la vitesse de croisière : [0.2-0.6], [0.8-1.3], [1.5-2.3] (seconde).
- ❖ Un temps  $t_{co}$  ou le véhicule monte une pente : [2.3-2.5] (seconde).
- ❖ Un temps  $t_b$  de freinage pour stopper le véhicule : [2.5-3.1] (seconde).
- ❖ Un temps  $t_i$  ou le moteur tourne à vide avant la fin du cycle : [3.1-4] (seconde).

#### IV.3.2.1. Résultats de la simulation :





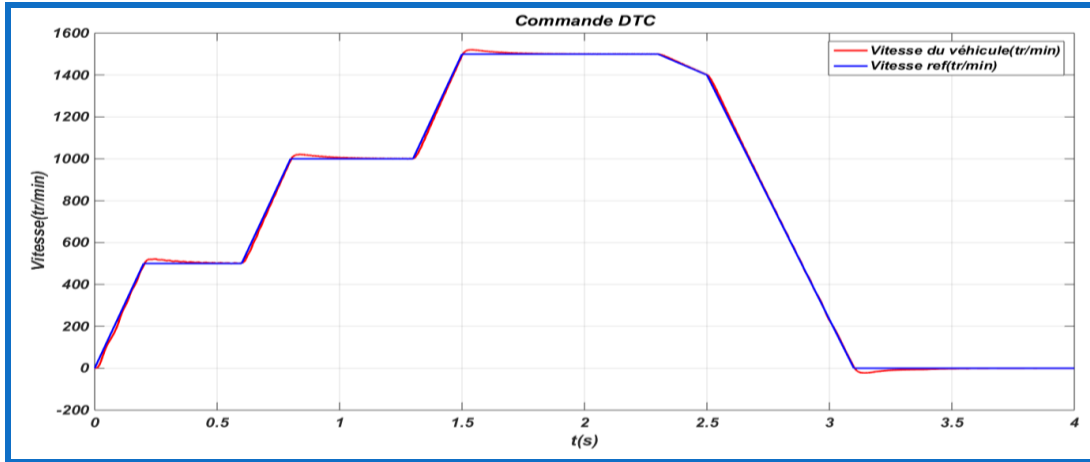


Figure (IV.14) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps (FOC-DTC).

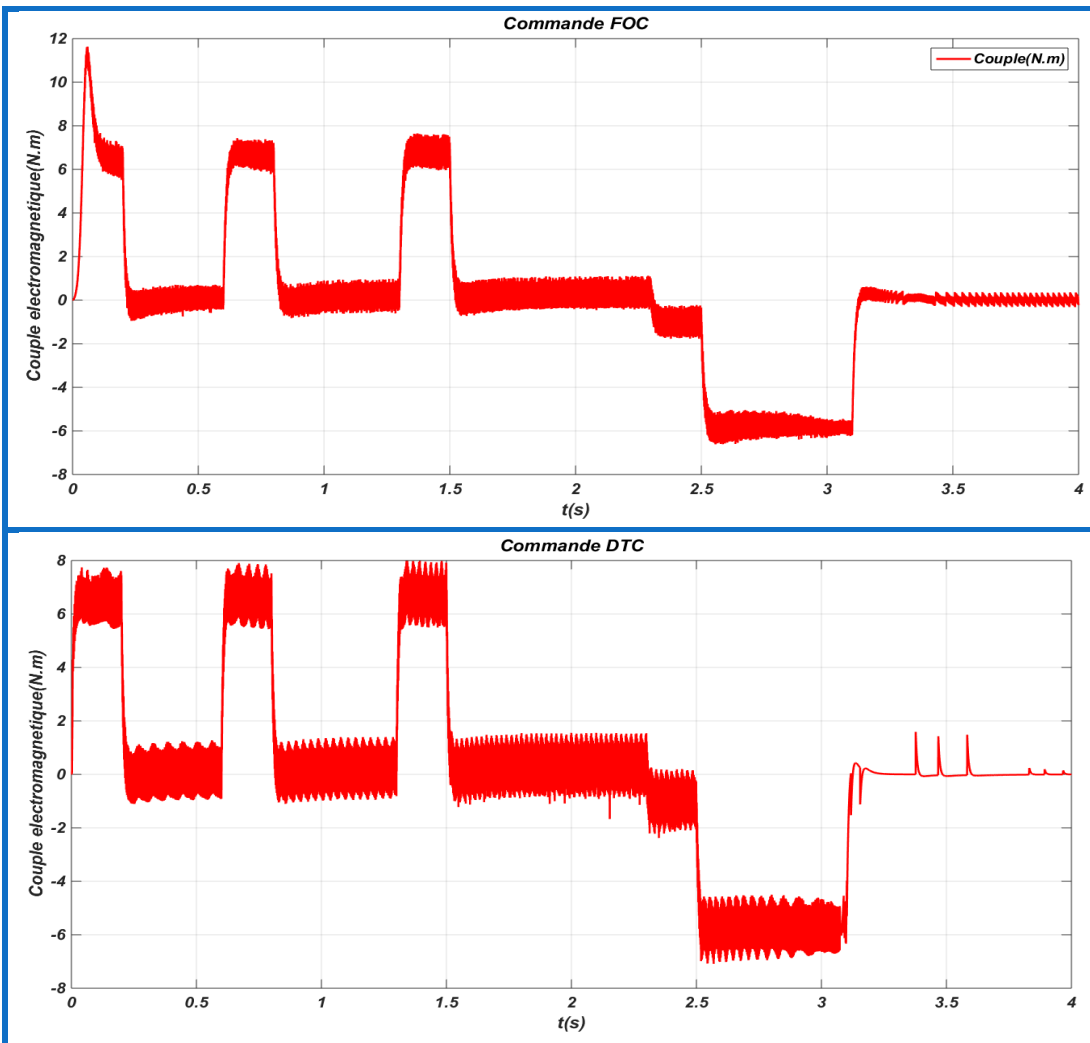


Figure (IV.15) : La courbe du couple en fonction du temps (FOC-DTC).

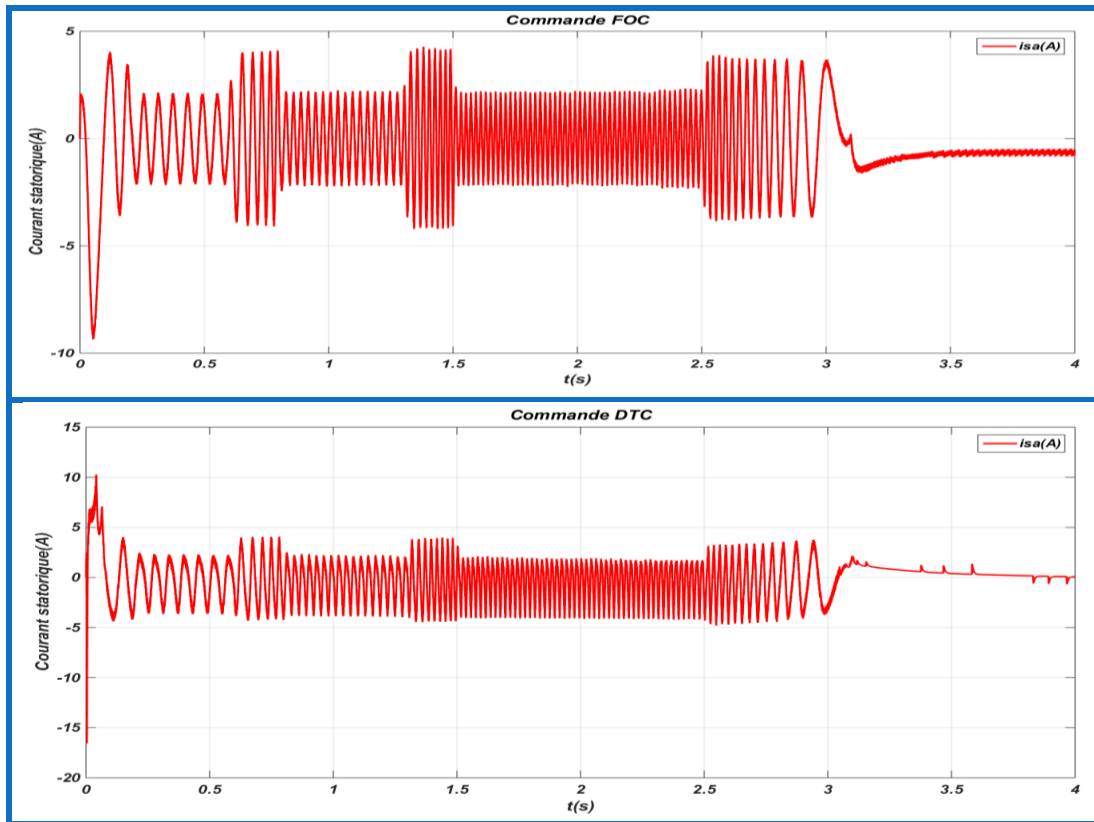


Figure (IV.16) : La courbe de courant statorique en fonction du temps (FOC-DTC).

### IV.3.2.2. Interprétation des résultats de simulation :

On voit très clairement que la vitesse de la voiture suit le profil de la vitesse imposée au conducteur. La machine électrique répond au besoin de la voiture en couple de manière différente selon que la voiture accélère ou décélère.

### IV.3.3. Test de robustesse pour l'inversion de rotation de la machine :

Afin de tester la robustesse des deux techniques de commande vis à vis de l'Inversion du sens de rotation, sur un introduit un changement de la destination de la vitesse de référence de  $+1500 \text{ tr/min}$  à  $-1500 \text{ tr/min}$  à l'instant  $t = 1s$ .

## IV.3.3.1. Résultats de la simulation :

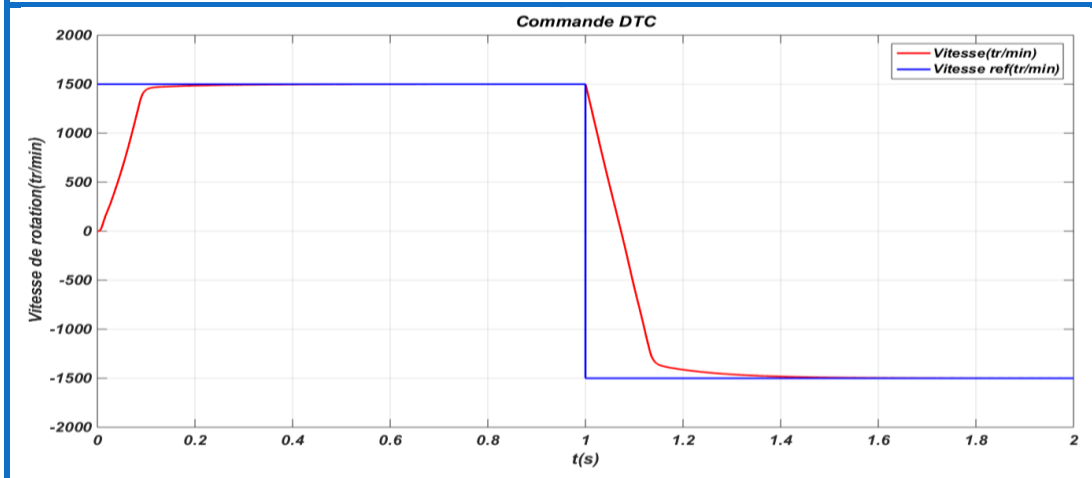
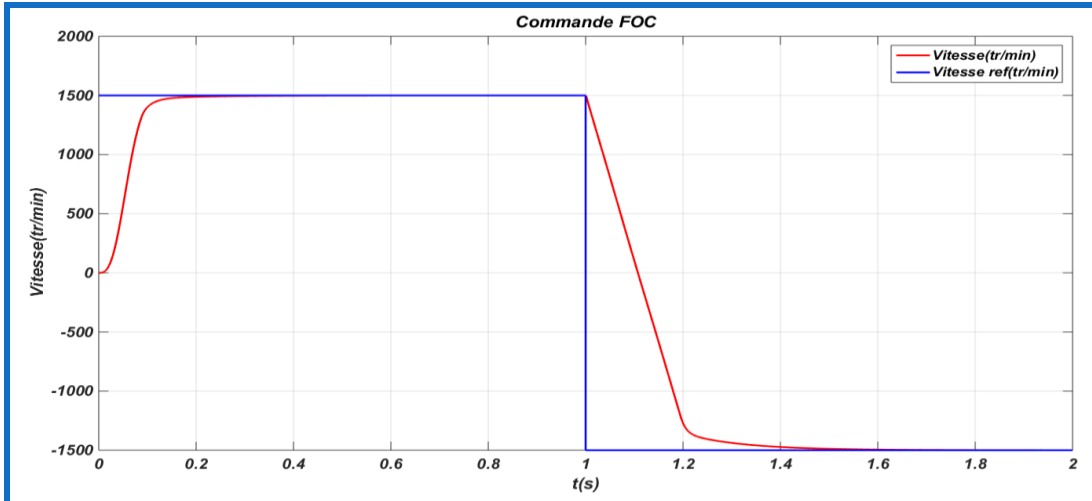
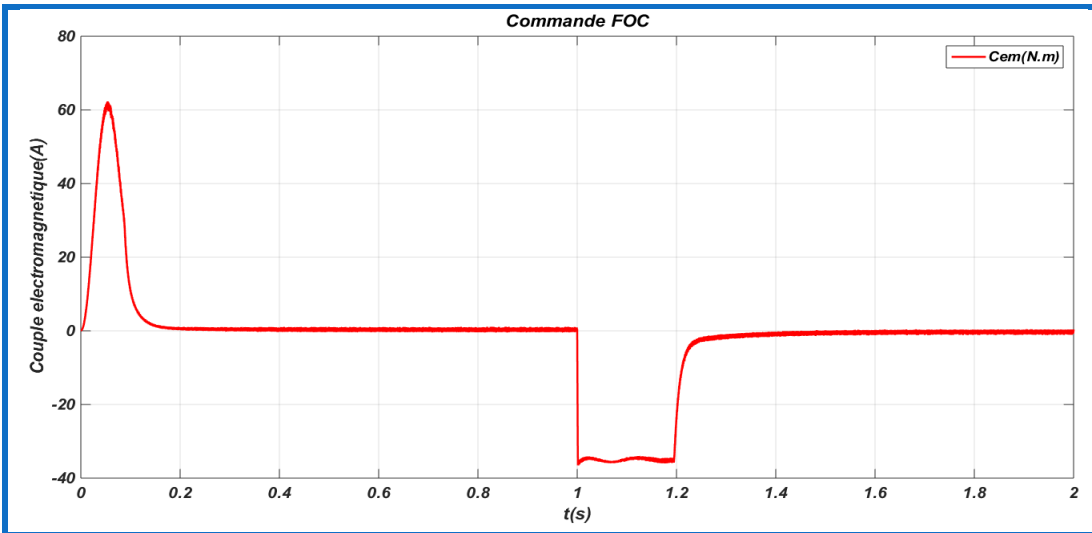


Figure (IV.17) : La courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps (FOC-DTC).



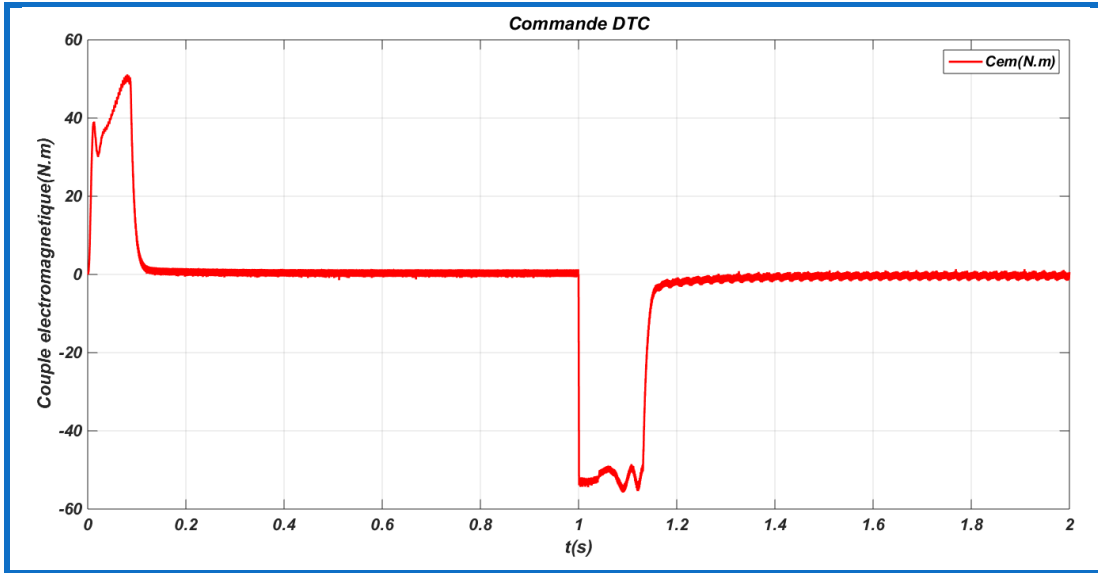


Figure (IV.18) : La courbe du couple en fonction du temps (FOC-DTC).

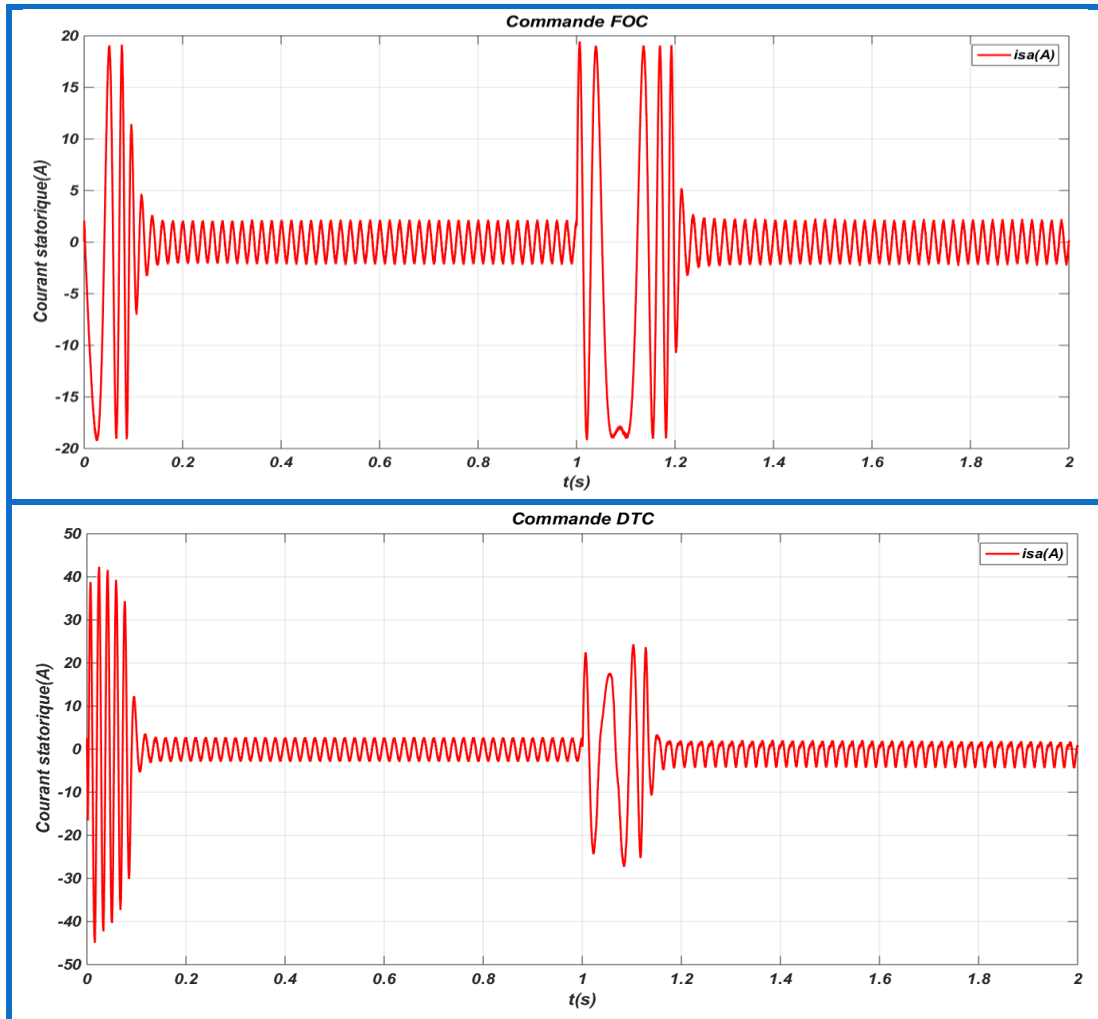


Figure (IV.19) : La courbe de courant statorique en fonction du temps (FOC-DTC).

### IV.3.3.2. Interprétation des résultats de simulation :

On peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement pour les deux techniques de commande. On observe que la commande **FOC** présente un pic de couple supérieur à celui de la **DTC**.

### IV.3.4. Comparaison entre la commande vectorielle FOC et la commande DTC :

Le tableau (IV.2) ci-dessous résume une étude comparative entre les schémas utilisés des performances de la commande vectorielle à flux orienté directe et la commande directe du couple.

*Tableau (IV.2) : Comparaison entre FOC et DTC.*

Propriété	Commande vectorielle	Commande directe du couple
Réponse dynamique à un échelon de couple	Rapide	Très rapide
Système de coordonnées	d, q (rotorique)	Alpha, Beta (statorique)
Variables commandées	Flux rotorique, courant rotorique $i_q$ , $i_d$	Couple et flux statorique
Commande du courant	Requise	Non requise
Modulation MLI	Requise	Non requise
Régulation	Vitesse (régulateur PI), flux rotorique (PI), courant $i_d$ et $i_q$ (PI)	Vitesse (régulateur PI)
Complexité de l'algorithme	Grande	Faible
Robustesse	Robuste	Robuste
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle

### IV.4. Conclusion :

On peut conclure que les deux méthodes présentent des avantages et des inconvénients, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin de garder les avantages et supprimer les inconvénients.

La commande **DTC** est caractérisée principalement par une bonne réponse dynamique du couple, une bonne robustesse et une complexité moindre que la commande vectorielle, en revanche, on observe une ondulation élevée du couple et du flux. La stabilité de la réponse et le découplage de la commande flux et couple sont beaucoup plus précis avec la commande vectorielle **FOC**.

***Conclusion générale***

### Conclusion générale :

Une étude générale de la **MAS** a été menée sur le plan de sa constitution et sa modélisation aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère diphasé de **Park**. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques. Elle a aussi révélé le couplage entre le flux et le couple.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur **MAS**, nous avons utilisé la technique de la commande scalaire, mais il n'y avait pas de contrôle précis pour séparer le flux et le couple nécessaires. Pour cela on a utilisé la technique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple. Une alternative s'impose et consiste à utiliser d'autres commandes telles que la commande directe du couple.

La commande directe du couple (**DTC**), celle-ci est un type de commande de plus en plus utilisée. Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures directes de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine ainsi que la résistance statorique. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures.

Pour la commande de la vitesse du véhicule, nous avons appliqué la commande vectorielle directe et la commande directe du couple en utilisant le régulateur **PI**.

Enfin et pour finir ce mémoire, une étude comparative des performances des deux techniques de commande, vectorielle (**FOC**) et la **DTC** à été réalisé, ou les réponses du couple, vitesse et du courant de chaque commande à été comparé. Etant donné que la commande directe du couple est relativement meilleure que la commande vectorielle, cependant elle présente quelques inconvénients. Il est donc impérativement nécessaire de procéder à son amélioration. A ce sujet nous proposons d'améliorer cette commande directe du couple par l'insertion d'onduleurs à **MLI vectorielle** ou **l'usage des réseaux de neurones**.

## *Conclusion générale*

---



# ***ANNEXE***

## ANNEXE A

- 1) Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisé dans nos simulations sont :

Tableau (annexe A.1) : Les paramètres de la machine asynchrone.

Puissance nominale	4 [KW]
Tension nominale	400 [V]
Courant nominale	9.2 [A]
Vitesse nominale	1415 [tr/min]
Fréquence	50 [Hz]
Résistance statorique	1.5 [ohm]
Résistance rotorique	2.03 [ohm]
Inductance statorique	0.36 [H]
Inductance rotorique	0.36 [H]
Inductance mutuelle	0.35 [H]
Nombres de paires de poles	2
Moment d'inertie	0.024 [Kg.m <sup>2</sup> ]
Coefficient de frottement	0.02 m.s/rad]

- 2) Les paramètres du PI utilisé dans nos simulations sont :

Tableau (annexe A.2) : Les paramètres du PI.

<i>courant</i>	$K_{p1,2}$	528.27
	$K_{i1,2}$	40179
<i>vitesse</i>	$K_{p3}$	2.4
	$K_{i3}$	18

ANNEXE B

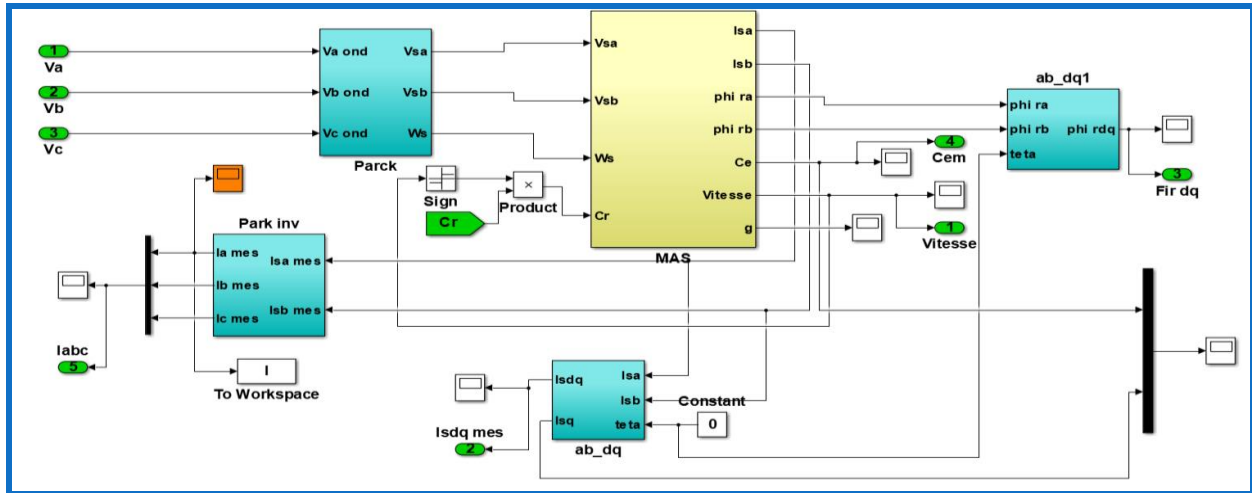


Figure (annexe B.1) : Schéma block de la modélisation d'une MAS en Simulink.

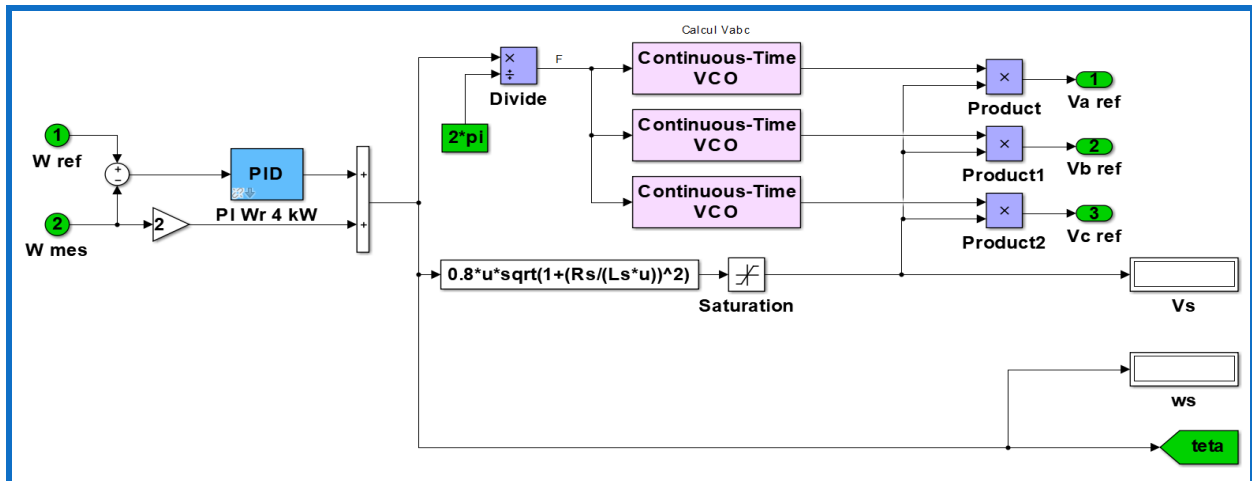


Figure (annexe B.2) : Schéma block de la Commande Scalaire de MAS.

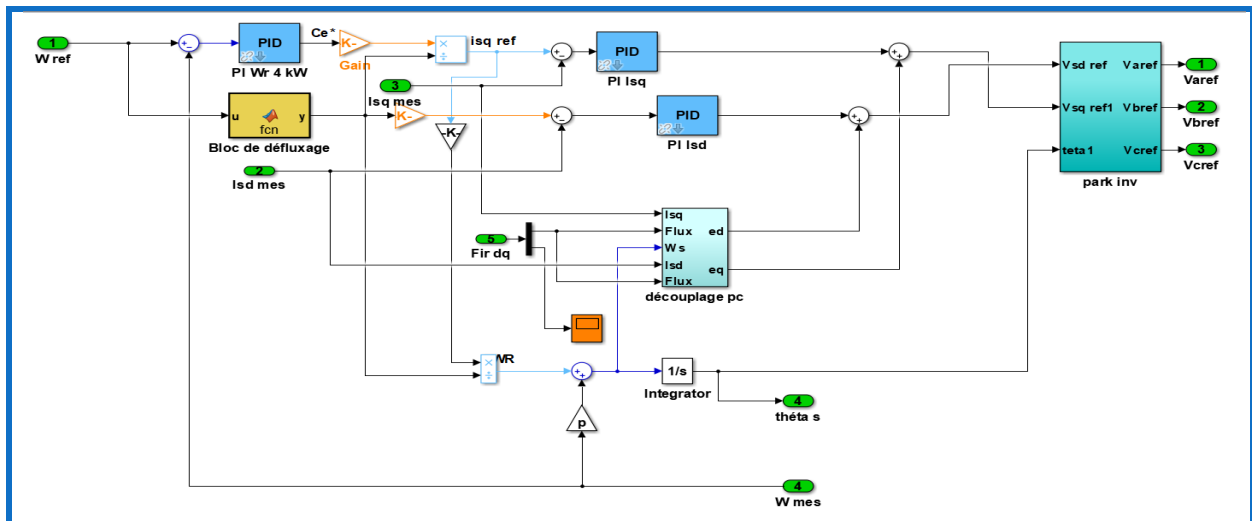


Figure (annexe B.3) : Schéma block de la Commande vectorielle de MAS.

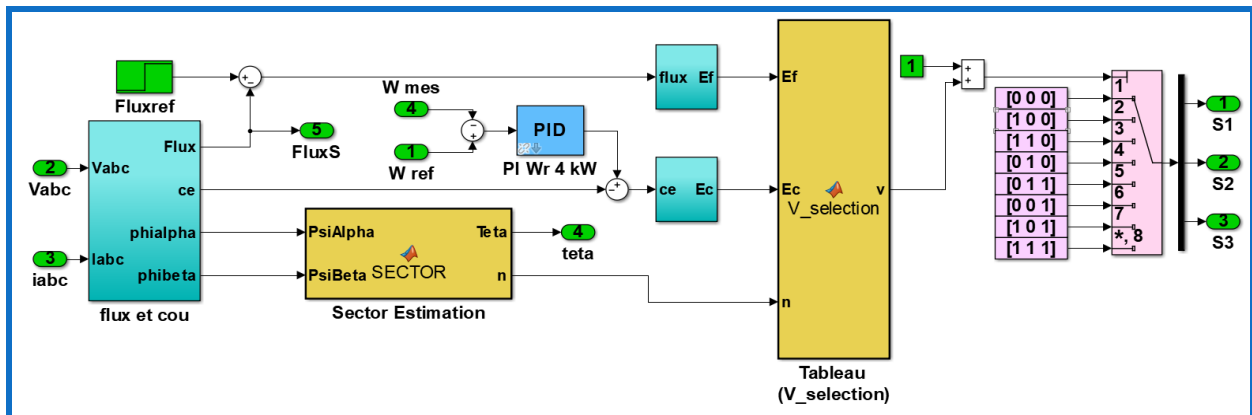


Figure (annexe B.4) : Schéma block de la Commande DTC de MAS.



# ***BIBLIOGRAPHIE***

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Felipe Corcoles** « Analysis of the Induction Machine Parameter Identification », IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION JUNE 2002.
- [2] **J.P.HAUTIER et G.P.CARON**, « *Modélisation et commande de la machine asynchrone* », publié chez TECHNIP en 1995.
- [3] **K. Brahmi, K. Gherbi**, « Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension », PFE, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.
- [4] "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003.
- [5] **B.K. Bose**, « Modern Power Electronics and AC Drives », Condra Chair of Excellence in Power Electronics, The University of Tennessee, Knoxville, United States of America, 2001.
- [6] **S. Gusia** "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI", Thèse de doctorat de l'Université catholique de Louvain, Louvain-la- Neuve, Septembre 2005.
- [7] **Hamid Chaikhy** , «Contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones », Thèse de doctorat, université HASSAN II-CASABLANCA, 2013.
- [8] **Y. D. Landau**, « Adaptive Control ». The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.
- [9] **MezianSalima** , " Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat ,Mentouri de Costantine 2009.
- [10] **G.Buche**, "Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulin», Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.
- [11] **M. Hamata omar et m. Louchen nourdine** « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone
- [12] **Takahashi and T. Noguchi**, « A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor, » IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [13] **M. Depenbrok**, « Direct self-control (DSC) of inverter fed induction machine, » IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-3, pp. 420–429, Oct. 1988.
- [14] **P. Tiitinen, P. Pohkalainen, and J. Lalu**, « The next generation motor control method: Direct torque control (DTC), » EPE J., vol. 5, pp. 14–18, Mar. 1995.
- [15] **J. N. Nash**, «Direct torque control, induction motor vector control without an encoder» IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, pp. 333–341, Mar./Apr. 1997.
- [16] **G. Buja**, «A new control strategy of the induction motor drives: The direct flux and torque control» IEEE Ind. Electron. Soc. Newslett., vol. 45, pp. 14–16, Dec. 1998.
- [17] **S.Gdaim**, « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone `a base de techniques intelligentes. Intelligence artificielle » [cs.AI]. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir. Tunisia, 2013.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [18] **A. Kerrache, A. Korichi** « Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique », Mémoire de master académique, université kasdi merbah ouargla, 2013.
- [19] **Bernard de Fornel** « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [20] **M.S. Merzoug** « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ». Mémoire de magistère université de batna 2008.
- [21] **H. Benariba**, Contribution à la commande d'un véhicule électrique, Thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Décembre 2018.
- [22] **D. Benoudjit**, Contribution a l'optimisation et a la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique, Mémoire de magister, Université de Batna, Thèse de doctorat, Janvier 2010.
- [23] **M. Ikkiss**, R. El Ferrare, Voitures solaires électriques, Mémoire de Master, Faculté multydisciplinaire de Ouarzazate, Mai 2013.
- [24] [http://www.avery-france.org/Site/Article/?article\\_id=5871&from\\_espace\\_adherent=0](http://www.avery-france.org/Site/Article/?article_id=5871&from_espace_adherent=0).
- [25] **S. Meziani, A. Bourenane**, Contrôle par logique floue d'une chaine de traction d'un véhicule électrique basé sur une machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de master, Université Abderahmane Mira Bejaia, 2013.
- [26] **A. Boucha**, Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dSpace embarqué, Mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.