

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب

Université de Ain Temouchent- Belhadj Bouchaib

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

قسم الإلكترونيات

Département d'Électrotechnique



Projet de Fin d'Études

Pour l'obtention du diplôme de Master en Électrotechnique

Domaine : Électrotechnique

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Commande Électrique

Thème

**COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UN MOTEUR MSAP BASEE SUR
UN OBSERVATEUR MRAS**

Présenté par :

1) Mr. GAID MOUSSA

2) Mr. TOLBA IMAD ABDESSAMED

Devant le jury :

Dr. ALLAM MOHAMED

Dr. MENDAZ KHEIRA

Pr. ZEGAI MOHAMMED LAMINE

UAT.B.B (Ain Temouchent)

UAT.B.B (Ain Temouchent)

UAT.B.B (Ain Temouchent)

Président

Examineur

Encadrant

Année Universitaire 2025/2026

REMERCIEMENTS

Avant tout, **nous remercions** Dieu le Tout-Puissant de **nous** avoir donné la force, la patience et le courage nécessaires pour mener à bien ce travail.

Nous tenons à exprimer **notre** profonde gratitude à **notre** encadrant **ZEGAI MOHAMMED LAMINE**, pour sa disponibilité, ses précieux conseils, ses orientations et la confiance qu'il **nous** a accordée tout au long de la réalisation de ce projet de fin d'études. Son expertise scientifique et sa rigueur **nous** ont été d'une aide inestimable.

Nos remerciements les plus profonds et les plus sincères s'adressent à **nos** chers parents. Aucun mot ne saurait exprimer **notre** gratitude pour votre amour inconditionnel, vos sacrifices infinis et votre soutien moral et matériel depuis **notre** plus jeune âge. Ce travail est le fruit de vos prières et de vos encouragements. Que ce modeste travail soit le témoignage de **notre** profonde affection et de **notre** reconnaissance éternelle.

Enfin, **nous remercions** chaleureusement les membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail, ainsi que toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce parcours universitaire.

SOMMAIRE

CHAPITRE I : MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE MSAP-CONVERTISSEURS STATIQUES

I.1 INTRODUCTION	1
I.2 Les aimants permanents	1
I.2.1. Types d'aimants permanents	2
I.2.1.1 Les aimants Alnico	2
I.2.1.2 Aimants en ferrite (ou en céramique)	2
I.2.1.3 Les aimants en terres rares	2
I.2.2 Effet de la température sur les aimants permanents	3
I.3 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	3
• Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)	4
• Machine synchrone à aimants permanents insérés (MSAPI)	4
• Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)	5
• Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)	5
I.3.1. Principe et mode de fonctionnement	6
I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP	6
I.4.1. Avantages	6
I.4.2. Inconvénients	7
I.5 Domaines d'application	7
I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	7
I.6.1 Hypothèses simplificatrices	8
I.6.2 Equations de la machine dans le repère triphasé (a, b, c)	8

• Equations électriques	8
• Équations magnétiques	9
• Équation mécanique	10
I.7 Mise en équation de la MSAP en diphasé	10
I.7.1. Transformation de Park	10
I.8. Modèle de la MSAP dans le repère de Park	12
I.8.1 Equations électriques	12
I.8.2 Equations de flux	12
I.8.3 Equation mécanique	12
I.8.4 Expression du couple électromagnétique	13
I.8.5 Mise sous forme d'équation d'état	13
I.9 Les convertisseurs statiques	14
I.9.1 La modélisation du redresseur triphasé	14
I.9.2 La modélisation du filtre	16
I.9.3 Onduleur	17
I.9.3.1 Onduleur autonome	18
I.9.3.2 L'onduleur non autonome	18
I.9.3.3 Modélisation de l'onduleur	18
I.9.3.4 Les domaines d'application	21
I.10 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)	21
I.10.1 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle	22
I.10.2 Les caractéristiques de MLI	22

I.11 Alimentation du MSAP avec réseau triphasé	23
I.11.1 Simulations du comportement du MSAP alimenter par le réseau	23
I.11.2 Interprétations des résultats	24
I.12 Alimentation du MSAP avec onduleur MLI	25
I.12.1 Simulations du comportement du MSAP alimenter par l'onduleur MLI	25
I.12.2 Interprétations des résultats	26
Conclusion	27

CHAPITRE II : LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

II.1 Introduction	28
II.2 La commande vectorielle	28
II.2.1 Principe de la Commande Vectorielle	28
II.2.2 Les types de la commande vectorielle	29
Commande vectorielle indirecte	29
Commande vectorielle directe	30
II.2.3 Les avantages et les inconvénients	30
II.2.4 Découplages par compensation	30
II.2.5 Calcul des régulateurs	32
II .2.5. 1 Régulation du courant I_d	32
II .2.5.2 Régulation du courant I_q	34

II .2.5.3 Régulation de la vitesse	35
II.3 Schéma synoptique globale de la commande vectorielle	37
II .4 Résultats de simulation	38
II .4.1 Essai en charge	38
II .4.2 Essai à vitesse variable	39
II .4.3 Essai de faible vitesse	40
II .5 Interprétation des résultats	41
II .6 Conclusion	43

CHAPITRE III : LES TECHNIQUES D’ESTIMATION DE LA VITESSE POUR LE MSAP

III.1. Introduction	44
III.2. « Capteur, estimateur » ou « observateur » : que choisir ?	44
III.3. Commande sans capteur	45
III.4. Les différents observateurs	46
III.4.1 L’observateur Par Mode Glissant	46
III.4.2 Le filtre de KALMAN	47
III.4.3 Observateur de Luenberger	48
III.4.3 Observateur MRAS	49
III.5 Tableau Comparatif Synthétique des Différents Observateurs	50
III.6 Conclusion	51

CHAPITRE IV : LA COMMANDE DE MSAP SANS CAPTEUR MECANIQUE BASEE SUR L'OBSERVATEUR MRAS

IV.1 Introduction	52
IV.2 Principe de la méthode MRAS	52
IV.3 Les différentes structures d'estimation de l'observateur MRAS	53
IV.3.1 Observateur MRAS basé sur le modèle du flux	53
IV.3.2 Observateur MRAS basé sur le modèle du courant	58
IV.4 Schéma synoptique globale de la commande sans capteur (MRAS)	60
IV.5 Résultats de simulation	61
IV.5.1 Essai a vitesse constant.	61
IV.5.2 Essai d'inversion le sens de rotation	62
IV.5.3 Essai a vitesse variable	63
IV.6 Interprétations des résultats	64
IV.5.1 Essai a vitesse constant.	64
IV.5.2 Essai d'inversion le sens de rotation	64
IV.5.3 Essai a vitesse variable	65
IV.7 Conclusion	66
Conclusion generale	67

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Cycle d'hysteresis.

Figure I.2 : Machine synchrone à aimants permanents montés en surface (MSAPS).

Figure I.3 : Machine synchrone à aimants permanents insérés (MSAPI).

Figure I.4 : Machine synchrone à aimants permanents chapeautés (MSAPC).

Figure I.5 : Machine synchrone à aimants permanents enterrés (MSAPE).

Figure I.7 : Principe du MSAP.

Figure I.6 : représentation de transformation de PARK.

Figure I.7 : Redresseur triphasé à diodes.

Figure I.8 : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.

Figure I.9 : Filtre passe bas.

Figure I.10 : Onduleur.

Figure I.11 : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

Figure I.12 : Onduleur triphasé à deux niveaux avec sa charge.

Figure I.13 : MLI à échantillonnage naturelle.

Figure I.14 : Alimentation du MSAP avec réseau triphasé.

Figure I.15 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par réseau triphasé.

Figure I.16: Alimentation du MSAP avec onduleur MLI.

Figure I.17 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI.

Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle.

Figure II.2 : Découplage par compensation.

Figure II.3 : boucle de régulation de courant I_q .

Figure II.4 : boucle de régulation de courant I_d .

Figure II.5 : boucle de régulation de vitesse.

Figure II.6 : description globale de la commande vectorielle.

Figure II.7 : Résultats de simulation de la MSAP pour un démarrage suivi d'une application de charge $Cr = 15N.m$ à $t=1.5s$.

Figure II.8 : Résultats de simulation de la MSAP à vitesse variable et une charge de $Cr = 15N.m$ à $t=1.5s$.

Figure II.9 : Résultats de simulation de la MSAP pour une faible vitesse ($\Omega = 40 \text{ rad/s}$) à $t=0.5 s$.

Figure III.1 : Structure d'observateur.

Figure III.1 : Schéma du principe de l'observateur par mode glissant.

Figure III.2 : Schéma de principe du filtre de Kalman.

Figure III.3 : Schéma bloc de l'observateur de Luenberger.

Figure III.4 : Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

Figure IV.1 : Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

Figure IV.2 : résultat de simulation MSAP a vitesse constante.

Figure IV.3 : résultat de simulation MSAP avec inversion de sens de rotation.

Figure IV.4 : résultat de simulation MSAP a vitesse variable.

Figure IV.5 : description globale de la commande vectorielle sans capteur basée sur l'observateur MRAS.

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

Abréviations :

- **MSAP** : Machine Synchrone à Aimants Permanents.
- **MSAPS** : MSAP à aimants permanents montés en Surface.
- **MSAPI** : MSAP à aimants permanents Insérés.
- **MSAPC** : MSAP à aimants permanents Chapeautés.
- **MSAPE** : MSAP à aimants permanents Enterrés.
- **MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsions.
- **PWM** : Pulse Width Modulation.
- **FOC** : Field Oriented Control (commande par orientation de flux).
- **PI** : Proportionnel Intégral.
- **OMG** : Observateur par Mode Glissant.
- **MRAS** : Model Reference Adaptive System (Modèle de Référence Adaptatif).
- **ASI** : Alimentation Sans Interruption.
- **UPS** : Uninterruptible Power Supply.
- **NdFeB** : Néodyme-Fer-Bore.

- **SmCo** : Samarium-Cobalt.
- **BH_{max}** : Produit énergétique maximum.
- **DC** : Courant continu (Direct Current).
- **AC** : Courant alternatif (Alternating Current).
- **MOSFET** : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
- **IGBT** : Insulated Gate Bipolar Transistor.
- **FTBO** : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
- **FTBF** : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

Notations (symboles) :

- **V_s, V_a, V_b, V_c** : Tensions statoriques (système triphasé).
- **I_s, I_a, I_b, I_c** : Courants statoriques (système triphasé).
- **$\phi_s, \phi_a, \phi_b, \phi_c$** : Flux statoriques.
- **R_s** : Résistance statorique.
- **L_s, L** : Inductance propre d'une phase statorique.
- **M_s** : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- **ϕ_f** : Flux des aimants permanents.
- **M_f** : Inductance mutuelle entre stator et aimant.
- **I_f** : Courant fictif équivalent au flux des aimants.
- **θ** : Angle électrique (angle de Park).
- **V_d, V_q** : Tensions statoriques dans le repère (d,q).
- **I_d, I_q** : Courants statoriques dans le repère (d,q).
- **ϕ_d, ϕ_q** : Flux statoriques dans le repère (d,q).
- **L_d, L_q** : Inductances statoriques selon les axes d et q.
- **ω, ω_r, Ω** : Vitesse de rotation (électrique/mécanique).
- **J** : Moment d'inertie.
- **f, F, f_r** : Coefficient de frottement visqueux.
- **P** : Nombre de paires de pôles.
- **C_{em}, C_e** : Couple électromagnétique.
- **C_r** : Couple résistant (couple de charge).
- **$p(\theta)$** : Matrice de transformation de Park.
- **U_{ao}, U_{bo}, U_{co}** : Tensions d'entrée de l'onduleur (continues).

- U_{an}, U_{bn}, U_{cn} : Tensions simples de la machine.
- U_{no} : Tension fictive entre neutre machine et point fictif.
- S_a, S_b, S_c : États (booléens) des interrupteurs de l'onduleur.
- R_f, L_f, C_f : Paramètres du filtre (résistance, inductance, capacité).
- V_{red}, V_{filt} : Tensions redressée / filtrée.
- I_{ch}, I_d (*filtre*) : Courants de charge / de filtre.
- $F(s)$: Fonction de transfert.
- ω_c : Pulsation de coupure.
- m : Indice de modulation.
- r : Taux de modulation.
- V_m, V_p : Amplitudes du signal de référence / porteuse.
- f_p, f : Fréquences de la porteuse / de la référence.
- K_p, K_i : Gains proportionnel et intégral du régulateur PI.
- $K_{pd}, K_{id}, K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: Gains des régulateurs PI (axe d, vitesse).
- $T_{1d}, T_{2d}, T_{1q}, T_{2q}$: Constantes de temps de réglage des régulateurs.
- tr : Temps de réponse imposé.
- ed, eq : Termes de couplage (découplage par compensation).
- $X, \hat{X}$: Vecteur d'état réel / estimé.
- K : Gain du mécanisme d'adaptation.
- ε : Signal d'erreur (mécanisme d'adaptation MRAS courant).
- θ_r : Position estimée du rotor.
- Y : Variable de sortie MRAS .

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, le domaine d'application des machines synchrones à aimants permanents s'est considérablement étendu grâce à l'essor de l'électronique de puissance et la technologie des micro-processeurs.

L'évolution technologique a permis aux machines à courant alternatif d'étendre leur domaine d'application et d'augmenter leurs performances. Les machines à courant continu (MCC) ont été les premières à être utilisées dans les domaines des variations de vitesse. Elles possèdent une grande souplesse de fonctionnement, un comportement linéaire et fonctionnent naturellement dans les quatre quadrants, mais la présence du collecteur mécanique pose des problèmes en particulier en maintenance, c'est pourquoi les machines à courant alternatif particulièrement les MSAP commencent à remplacer de plus en plus les machines à courant continu dans le domaine de la variation de vitesse.

Le moteur synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement dans les systèmes embarqués tels que : la robotique, les machines-outils, actionneurs d'aviation, satellite... etc.

Pour exploiter pleinement les capacités du MSAP, la **commande vectorielle** (ou commande à flux orienté) est la technique la plus répandue. Elle permet de contrôler le moteur de manière analogue à une machine à courant continu, en découplant le flux et le couple. Cependant, cette stratégie repose traditionnellement sur la connaissance précise et en temps réel de la position et de la vitesse du rotor. Cette information est généralement fournie par des capteurs mécaniques (codeurs incrémentaux ou résolveurs) montés sur l'arbre moteur.

L'utilisation de ces capteurs physiques présente toutefois des inconvénients non résolus :

- **Contraintes économiques** : Augmentation du coût global du système.
- **Fiabilité réduite** : Sensibilité aux vibrations, à la poussière et aux variations de température dans les milieux industriels hostiles.
- **Maintenance accrue** : Nécessité de câblages supplémentaires et risques de pannes mécaniques.

Afin de s'affranchir de ces contraintes, la recherche actuelle s'est orientée vers la commande dite "**sans capteur**" (**sensorless**). Généralement, le principe repose sur la substitution du capteur de vitesse / position par un algorithme des calculs complexes pour estimation des grandeurs mécaniques, capable de reconstruire en temps réel la vitesse et la position du rotor. En exploitant uniquement les mesures des courants et des tensions statoriques, cette approche permet d'améliorer la fiabilité du système tout en réduisant les coûts de maintenance.

Ce mémoire vise à développer et à valider, par simulation sous **MATLAB/Simulink**, une stratégie de commande vectorielle sans capteur de vitesse appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). L'approche adoptée s'appuie sur un observateur de type MRAS (Model Reference Adaptive System), dont la structure adaptative relativement simple et la robustesse reconnue permettent d'atteindre un bon équilibre entre précision d'estimation et complexité algorithmique.

Ce travail est structuré en quatre chapitres :

- **Le premier chapitre** sera consacré à la modélisation du MSAP.
- **Le deuxième chapitre** détaillera les synthèses de la commande vectorielle et la régulation des courants et de la vitesse.
- **Le troisième chapitre** traite des différentes méthodes d'observation de la vitesse et de la position pour la commande sans capteur de la MSAP.
- **Le quatrième chapitre** présentera l'étude théorique et la conception de l'observateur MRAS.

CHAPITRE I :

MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE

MSAP-CONVERTISSEURS STATIQUES

I.1 INTRODUCTION :

Vue les progrès technologiques des matériaux utilisés en électrotechnique, les systèmes d'excitation classique (bobinage) dans les machines synchrones sont remplacés par des inducteurs de type aimants permanents surtout à faible et moyenne puissance. Ainsi le développement parallèle des aimants permanents et de l'électronique de puissance ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants d'où leur nom : **machine synchrone à aimants permanents (MSAP)**. Elle présente un rapport **(couple/volume)** de l'ordre de deux fois plus grand que celui obtenu sur les machines à excitation électrique.

La spécificité des machines synchrones est la proportionnalité directe entre la vitesse de rotation et la fréquence d'alimentation. La commande vectorielle des MSAP associées à des convertisseurs statiques permet d'avoir des performances dynamiques élevées et d'aboutir à des caractéristiques mécaniques similaires à celles des machines à courant continu.

Ce chapitre traite de la modélisation globale d'une machine synchrone à aimants permanents. En associant les caractéristiques intrinsèques de la machine aux spécificités de l'onduleur à **MLI**.

I.2 Les aimants permanents :

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.1) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe. [1]

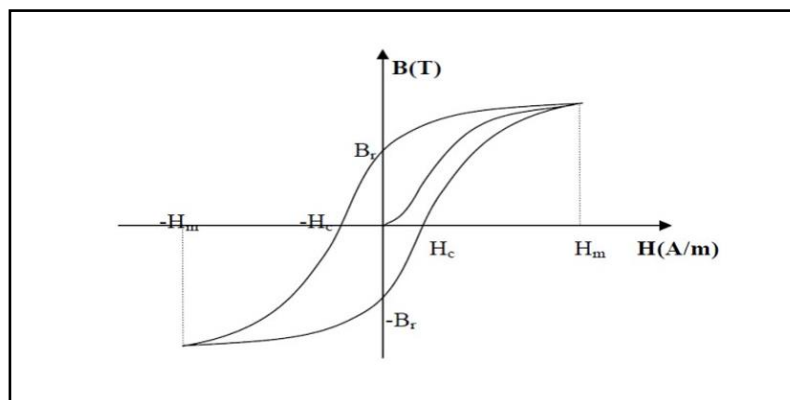


Figure I.1: cycle d'hysteresis.

I.2.1. Types d'aimants permanents :

Dans les moteurs électriques, les aimants permanents ne se valent pas tous. Selon les matériaux magnétiques qui les composent, on les classe généralement en trois grandes familles :

I.2.1.1 Les aimants Alnico :

Il a également un coefficient de rémanence à basse température. Cependant, en raison d'une faible coercivité, sa magnétisation est facilement réduite par un champ magnétique externe appliqué (c'est ce qu'on appelle démagnétisation). [2]

I.2.1.2 Aimants en ferrite (ou en céramique) :

La ferrite offre une coercivité plus élevée mais une densité de flux résiduelle inférieure à celle d'Alnico. En raison de leur propriété magnétique bon marché et modérée, les aimants en ferrite sont largement utilisés dans les applications à faible performance. [3]

I.2.1.3 Les aimants en terres rares :

- **Aimants en samarium cobalt (SmCo) :**

Grâce à une forte densité de flux résiduel et une excellente coercivité, les aimants Samarium-Cobalt (**SmCo**) affichent un produit énergétique maximum (**BH_{max}**) particulièrement élevé. Ils se distinguent également par une température de Curie très élevée, ainsi que par une grande stabilité de leur rémanence et de leur coercivité face aux variations thermiques. Néanmoins, leurs performances exceptionnelles s'accompagnent de deux inconvénients majeurs: un coût de fabrication très élevé et une grande fragilité mécanique (matériau cassant).

- **Aimants en néodyme et Fairborn (NdFeB) :**

Le **NdFeB** est considéré comme l'un des meilleurs matériaux magnétiques à l'heure actuelle car il donne une densité de flux résiduel et une coercivité beaucoup plus élevée. Cependant, les aimants en néodyme sont sensibles à la température et peut même perdre les propriétés de l'aimant à haute température.

Cet inconvénient s'améliore constamment. Parmi ceux-ci, le **NdFeB** est le matériau d'aimant permanent le plus couramment utilisé pour **MSAP** en raison de ses excellentes caractéristiques magnétiques et de ses récentes réductions de prix. [2]

I.2.2 Effet de la température sur les aimants permanents :

Les aimants permanents (matériaux durs) présentent des cycles d'hystérésis extrêmement larges, ce sont des matériaux qui ne se désaimantent pas facilement. L'application principale des matériaux durs correspond à la fabrication des aimants permanents utilisés dans les moteurs et les génératrices.

En effet, lors de l'augmentation de la température, il y a diminution de l'induction rémanente pour les quatre types d'aimants. Cette diminution conduit quant à elle à une chute des performances de la machine, ce qui peut provoquer un arrêt de fonctionnement inattendu en raison des risques de désaimantation. Cependant, l'augmentation de la température a pour conséquence d'augmenter le champ coercitif. [4]

I.3 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu.

Il y a quatre types de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique:

- **Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS) :**

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses.

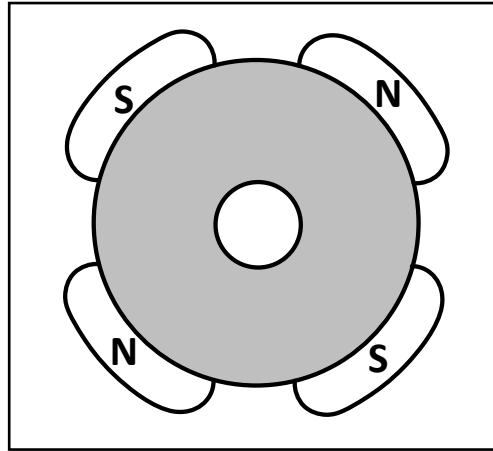


Figure I.2 : Machine synchrone à aimants permanents montés en surface (MSAPS).

- **Machine synchrone à aimants permanents insérés (MSAPI) :**

A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

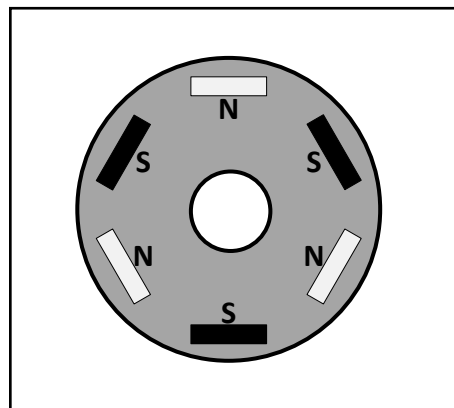


Figure I.3 : Machine synchrone à aimants permanents insérés (MSAPI).

- **Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :**

Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.e.m au stator en agissant sur le profil de la pièce.

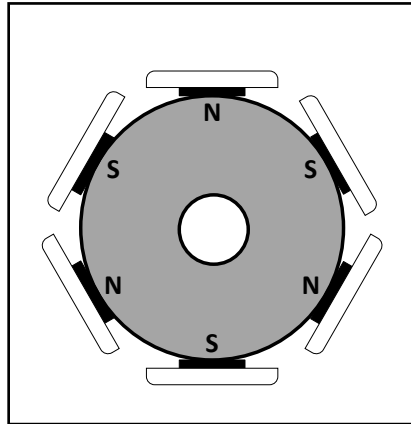


Figure I.4 : Machine synchrone à aimants permanents chapeautés (MSAPC).

- **Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) :**

Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer. [5]

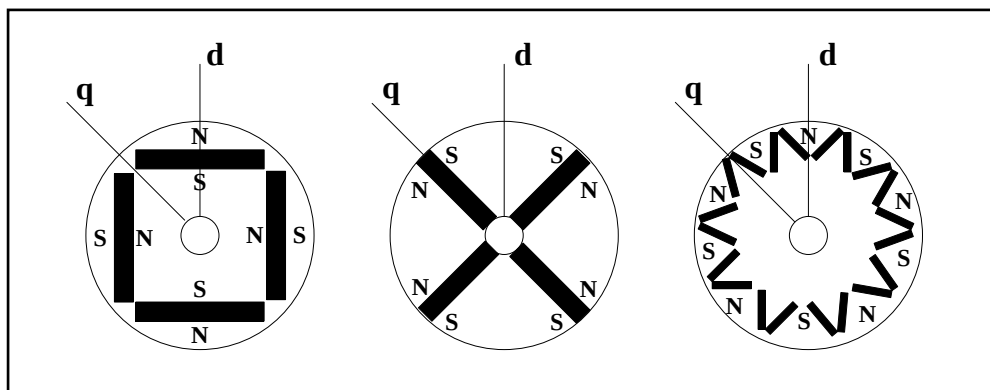


Figure I.5 : Machine synchrone à aimants permanents enterrés (MSAPE).

I.3.1. Principe et mode de fonctionnement :

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension. [6]

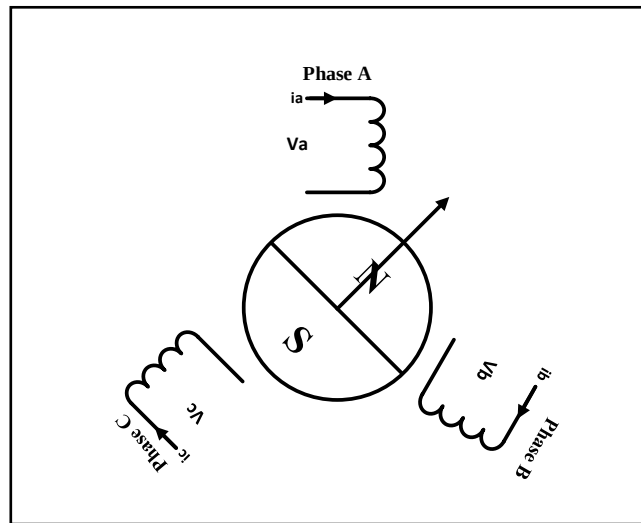


Figure I.7 : Principe du MSAP.

I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP :

I.4.1. Avantages :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique importants permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.

- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.

I.4.2. Inconvénients :

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple.

I.5 Domaines d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant d'une centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesses variable, et la traction.[7]

Des exemples d'application de MSAP :

- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.
- Micro ventilateur.

I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électrique et mécanique (le moment d'inertie, le frottement

visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques, et sur les hypothèses simplificatrices citées ci-dessous.

I.6.1 Hypothèses simplificatrices :

Le modèle de la machine synchrone à aimants est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe, du fait que : [8]

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable.
- Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sorties multiples.
- L'effet de la saturation du circuit ferromagnétique est négligeable
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- Les pertes par hystérésis et par courant de Foucault sont négligées.
- La distribution de la force magnétomotrice du stator.

I.6.2 Equations de la machine dans le repère triphasé (a, b, c) :

La modélisation d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique. Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement $[V_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$, $[I_{abc}]$:

Équations électriques :

L'équation du stator électrique pour une machine synchrone triphasée avec des aimants permanents en l'absence de traités de réception et d'amortisseurs est écrite : [8]

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (I.1)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

$[V_s]$: Vecteur des tensions statoriques.

$[I_s]$: Vecteur des courants statoriques.

$[\varphi_s]$: Vecteur des flux statoriques.

Équations magnétiques :[9]

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [\varphi_f] \quad (I.3)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{sa} \cdot I_{sa} + M_{sab} \cdot I_{sb} + M_{sac} \cdot I_{sc} + M_{saf} \cdot I_{sf} \\ \varphi_{sb} = L_{sb} \cdot I_{sb} + M_{sba} \cdot I_{sa} + M_{sbc} \cdot I_{sc} + M_{sbf} \cdot I_{sf} \\ \varphi_{sc} = L_{sc} \cdot I_{sc} + M_{sca} \cdot I_{sa} + M_{scb} \cdot I_{sb} + M_{scf} \cdot I_{sf} \end{cases} \quad (I.5)$$

Pour un réseau symétrique : $L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L$

$$M_{saf} = M_{sf} \cdot \cos(\theta)$$

$$M_{sbf} = M_{sf} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (I.6)$$

$$M_{scf} = M_{sf} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_f \cdot I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que :

- M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

- $\varphi_f = M_f \cdot I_f$: Flux constant des aimants permanents.
- θ : Angle électrique.

Équation mécanique :

L'équation mécanique reste toujours la même :

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(C_{em} - C_r) - f\omega \quad (I.8)$$

C_{em} : Couple électromagnétique (couple moteur).

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

I.7 Mise en équation de la MSAP en diphasé :

I.7.1. Transformation de Park :

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q) . Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d .

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes :

L'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q) , perpendiculaires, l'angle (θ) entre les deux repères est appelé angle Park.

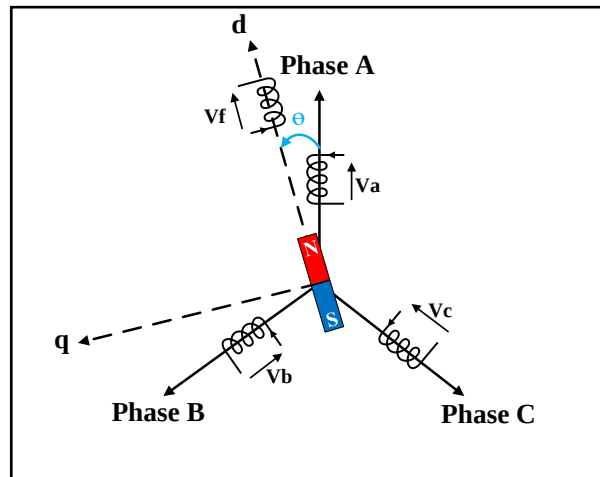


Figure I.6 : représentation de transformation de PARK.

d, q : Indice de composant de **PARK** direct et en quadrature.

- **Passage direct : Triphasé au diphasé**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d,q) est donnée par :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{vmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\begin{vmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{vmatrix} = [p(\theta)] \begin{vmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{vmatrix} \quad (\text{I.10})$$

X : est représenté soit la tension soit le courant soit le flux.

- **Passage inverse : Diphasé au triphasé**

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par l'équation suivant :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{vmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$\begin{vmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{vmatrix} = [p(\theta)]^{-1} \begin{vmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{vmatrix} \quad (\text{I.12})$$

I.8. Modèle de la MSAP dans le repère de Park :

La mise en équations d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans le repère (d,q) est une étape cruciale pour la modélisation et la commande de ces machines.[9]

I.8.1 Equations électriques :

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \omega \quad (\text{I.13})$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d I_d \omega + \varphi_f \omega \quad (\text{I.14})$$

- V_d Et V_q sont les tensions statoriques sur les axes **d** et **q**.
- I_d Et I_q sont les courants statoriques sur les axes **d** et **q**.
- R_s Et R_q sont les résistances statoriques sur les axes **d** et **q**.
- L_d Et L_q sont les inductances statoriques sur les axes **d** et **q**.
- φ_f est le flux magnétique des aimants permanents.

I.8.2 Equation de flux :

Sont :

$$\varphi_d = L_d \cdot I_d + \varphi_f$$

$$\varphi_q = L_q \cdot I_q \quad (\text{I.15})$$

I.8.3 Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega \quad (\text{I.16})$$

I.8.4 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les forces magnétomotrices statoriques dans l'entrefer qui sont générées par les courants statoriques.

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotoriques et statoriques.[10]

$$P(t) = V_d I_d + V_q I_q \quad (\text{I.17})$$

Après développement et réaménagement, on obtient :

$$C_e = P \left((L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q \right) \quad (\text{I.18})$$

Dans le cas où la machine est à pôles lisses ($L_d = L_q$) le terme $((L_d - L_q) I_d I_q)$ formant le couple de réluctance est nul. L'équation du couple se simplifie en :

$$C_e = P(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad (\text{I.19})$$

$$C_e = P \varphi_f I_q \quad (\text{I.20})$$

I.8.5. Mise sous forme d'équation d'état :

Les équations des tensions précédentes (1.13) (1.13), en considérant les expressions des flux dans le repère (d,q) , peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$[X'] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad \text{Est le vecteur des variables d'état.}$$

$[U] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix}$ Est le vecteur de commande.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\omega_r \left(\frac{L_q}{L_d} \right) \\ -\omega_r \left(\frac{L_d}{L_q} \right) & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Ce système se simplifie dans le cas d'une MSAP à rotor lisse ($L_d = L_q = L_s$) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.9 Les convertisseurs statiques :

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques semi-conducteurs aptes à modifier la forme et/ou la fréquence d'une onde électrique. Ils sont réalisés à l'aide de circuits électroniques qui permettent le raccordement entre deux réseaux électriques parcourus par des courants de natures distinctes, cette liaison est obtenue en reliant entre elles, d'une manière déterminée périodique et unidirectionnelle. Les bornes des deux réseaux afin d'obtenir la conversion désirée.[9]

I.9.1 La modélisation du redresseur triphasé :

Le redresseur est un dispositif statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Diverses configurations de montage sont proposées, et la sélection se réalise en fonction des performances désirées. Ce genre de redresseur est constitué de trois diodes à cathode commune (D1, D2 et D3) qui garantissent le passage du courant, et trois diodes à anode commune (D1, D2 et D3) qui assurent la restitution du courant continu.

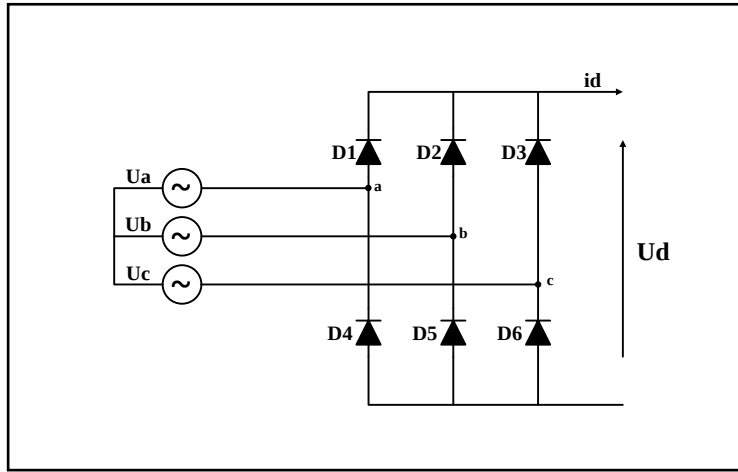


Figure I.7 : Redresseur triphasée à diodes.

$$\begin{cases} V_1 = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_2 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.24)$$

Deux diodes ayant le même bras ne peuvent pas fonctionner en même temps. Quand D1 est active, l'une des deux diodes D2 ou D3 s'active également. Ainsi, D1 se met à conduire $V(t)$ lorsque celle-ci dépasse V_2 et V_3 . La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par :

$$V_{red} = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t)]$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation de redresseur :

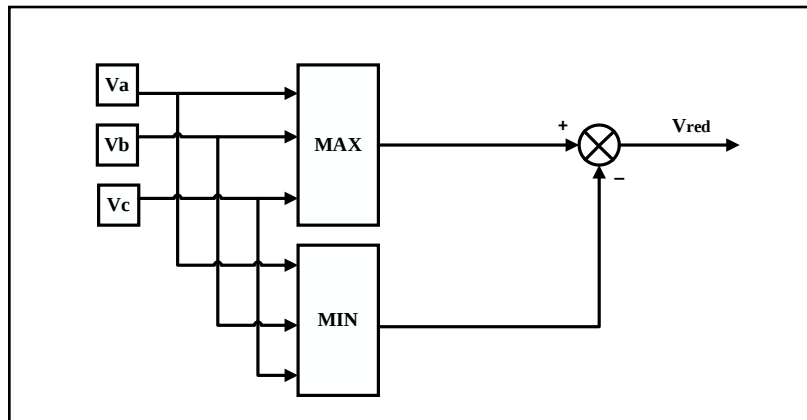


Figure I.8 : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.

I.9.2 La modélisation du filtre :

Pour filtrer la tension redressée, on insère à l'entrée de l'onduleur un filtre passe bas de paramètres (R_f, L_f, C_f) , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_d et annulée les brusques variations de la tension V_{fil} lors de la commutation. Par contre, pour réduire l'ondulation du courant I_d , on place en série une inductance de lissage avec une résistance l'ensemble constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la figure suivante :[16]

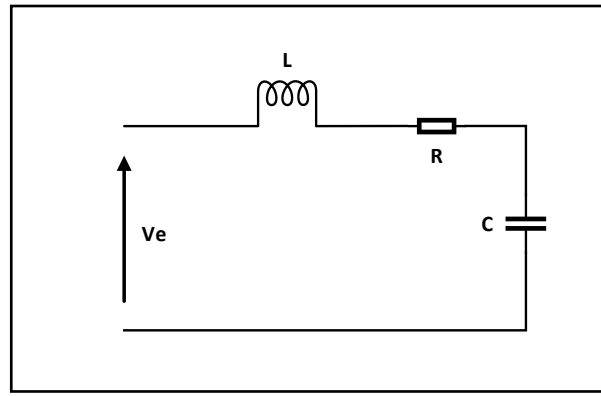


Figure I.9 : Filtre passe bas.

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

$$\begin{cases} U_{red}(t) = R_f I_d + L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{fil}(t) \\ \frac{dU_{fil}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_{ch}(t)) \end{cases} \quad (I.25)$$

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert du filtre :

$$F(s) = \frac{U_{fil}}{U_{red}} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (I.26)$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (I.27)$$

I.9.3 Onduleur :

Un onduleur est un dispositif électronique qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC). Cette conversion est essentielle pour de nombreux systèmes industriels, assurant une alimentation stable et fiable pour une variété d'applications.

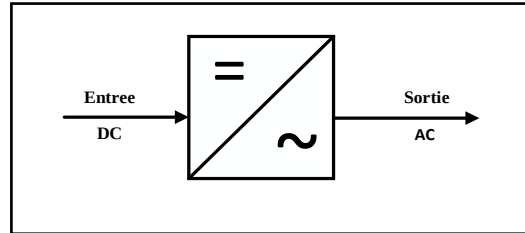


Figure I.10 : Onduleur.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :[17]

- Selon le nombre de niveaux : On trouve des onduleurs multi niveaux 3, 5, 7, 9, 11...etc.
- Selon la source :
 - Onduleur de courant : également appelé alimentation sans interruption (ASI) ou UPS (UN interruptible Power Supply) en anglais, est un dispositif électronique qui fournit une alimentation électrique de secours.
 - Onduleur de tension : Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affectée par les Variations du courant « i » selon la fréquence et la forme d'onde de sortie.
- Selon le choix des interrupteurs commandés : les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors pour ces raisons :
 - Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture).
 - Élimination du circuit de commutation forcée.
 - Faibles pertes de commutation.
 - Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées.

Il existe deux types d'onduleurs, à savoir :

I.9.3.1 Onduleur autonome :

Un onduleur autonome, également appelé onduleur hors réseau ou onduleur indépendant, qui fournit un courant fixe, mais ajustable qui peut fonctionner sans réseau électrique. Les onduleurs autonomes génèrent leur propre courant alternatif (CA) à partir de sources d'énergie renouvelables ou de batteries. Quand les panneaux sont reliés au courant électrique, l'onduleur solaire permet de transformer le courant continu des panneaux solaires en courant alternatif.[18]

I.9.3.2 L'onduleur non autonome :

Un onduleur non autonome, également appelé onduleur qui dépend d'un réseau électrique alternatif pour son fonctionnement. L'onduleur non autonome se distingue par le fait qu'il nécessite un réseau électrique.

- Selon le nombre de phases :(monophasé, triphasé, etc)

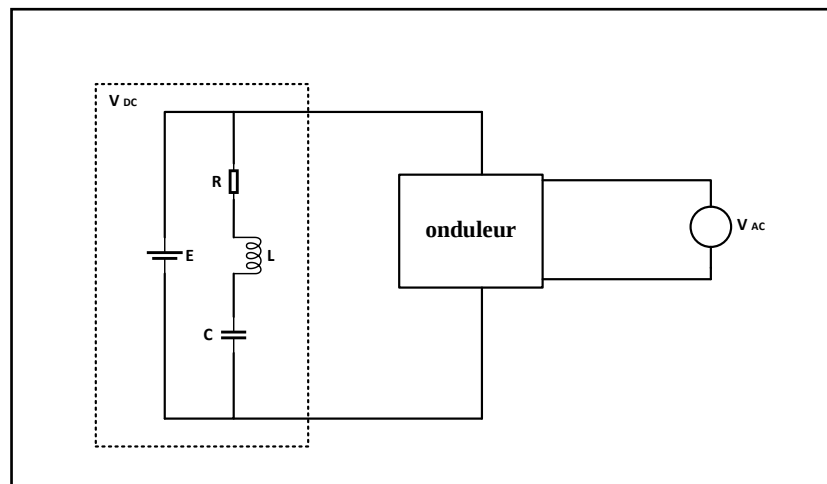


Figure I.11 : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

I.9.3.3 Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur de tension est un appareil statique qui permet de produire des signaux de tension réglables en amplitude et en fréquence pour la machine à partir d'un réseau usuel de 220/380V, 50Hz.

Après la phase de redressement, la tension filtrée est appliquée directement à l'onduleur comme une source de tension continue.

Le choix des éléments de l'électronique de puissance (interrupteurs) est déterminé par les niveaux de puissance et la fréquence de commutation. En général, plus les composants sont prompts, plus la puissance commutée est faible, et vice versa. À titre d'exemple, les transistors MOSFET sont considérés comme très rapides mais de puissance relativement basse. Les transistors bipolaires sont moins prompts que les transistors MOSFET, mais ils ont une capacité de puissance plus élevée (de quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des éléments standards (jusqu'à 20 kHz à plusieurs dizaines de kW). Pour un onduleur triphasé, les contrôles des interrupteurs d'un bras sont complémentaires donc deux états autonomes. Ces deux états peuvent être vus comme une grandeur booléenne. [19]

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) Fermé.

$\bar{S}_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) Ouvert

La figure I.12 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :

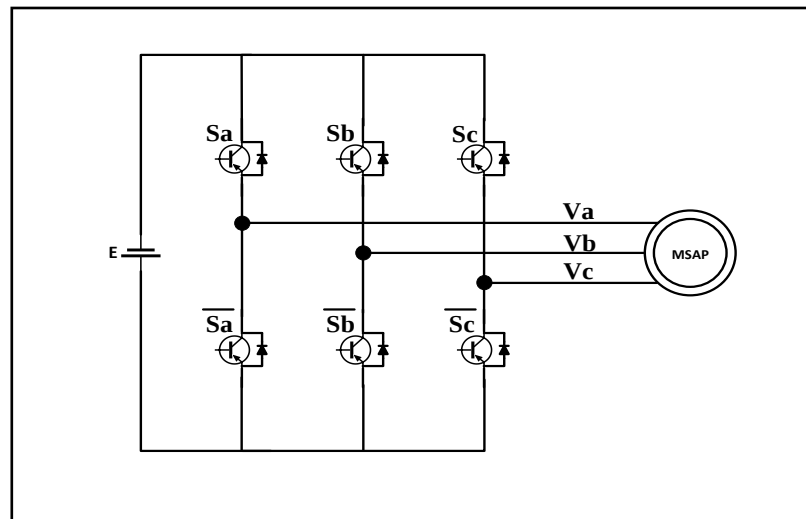


Figure I.12 : Onduleur triphasé à deux niveaux avec sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.28)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} : sont les tensions d'entrée de l'onduleur (continue).

Soit « n » l'indice du point neutre du coté alternatif. On a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.29)$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} : Sont les tensions simples de la machine.

U_{no} : Est la tension fictive entre le neutre de la MASP et le point fictif d'indice 'o'.

Sachant que charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.30)$$

La substitution de (I.31) dans (I.28) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.31)$$

En remplaçant (I.32) et (I.31) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (I.32)$$

Alors:

$$\begin{cases} U_{an} = (2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.33)$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

I.9.3.4 Les domaines d'application:

- Appareils électroménagers.
- Les systèmes d'énergie renouvelable comme les panneaux solaires.
- Les alimentations de secours.
- Eclairage extérieur.

I.10 Modulation de largeur d'impulsions (MLI):

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (**MLI** en français et **PWM** pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées :[14]

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

I.10.1 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).[21]

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
- L'interrupteur de l'onduleur triphasé $K_i=1,2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa.

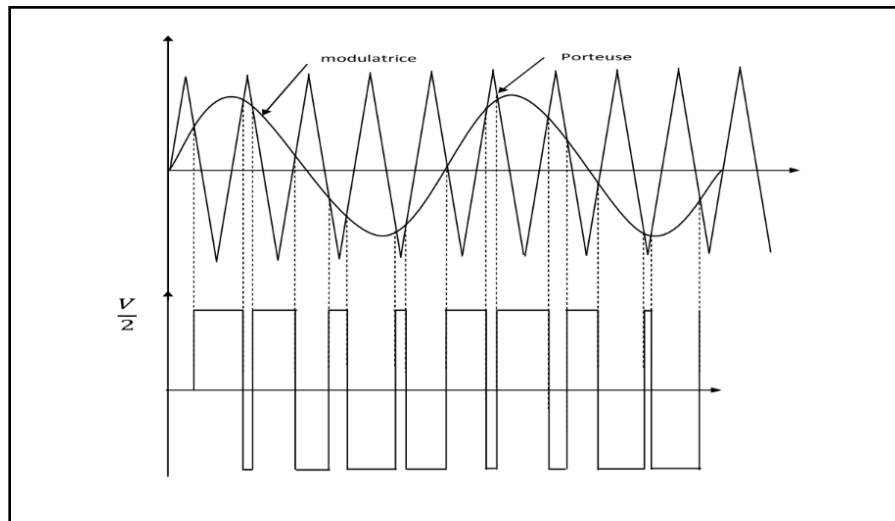


Figure I.13 : MLI à échantillonnage naturelle.

I.10.2 Les caractéristiques de MLI :

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- **L'indice de modulation « m » :** Qui est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence:

$$m = \frac{f_p}{r_p}$$

- Le taux de modulation « r » : Qui est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_p de la porteuse:

$$r = \frac{V_m}{V_p}$$

I.11 Alimentation du MSAP avec réseau triphasé :

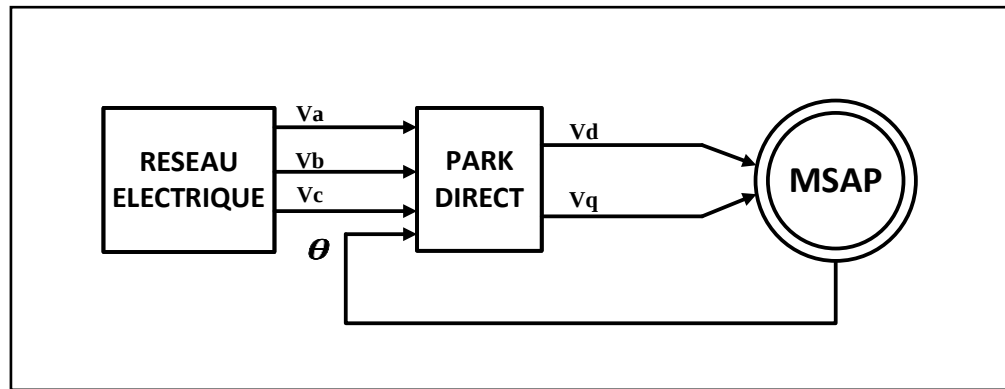
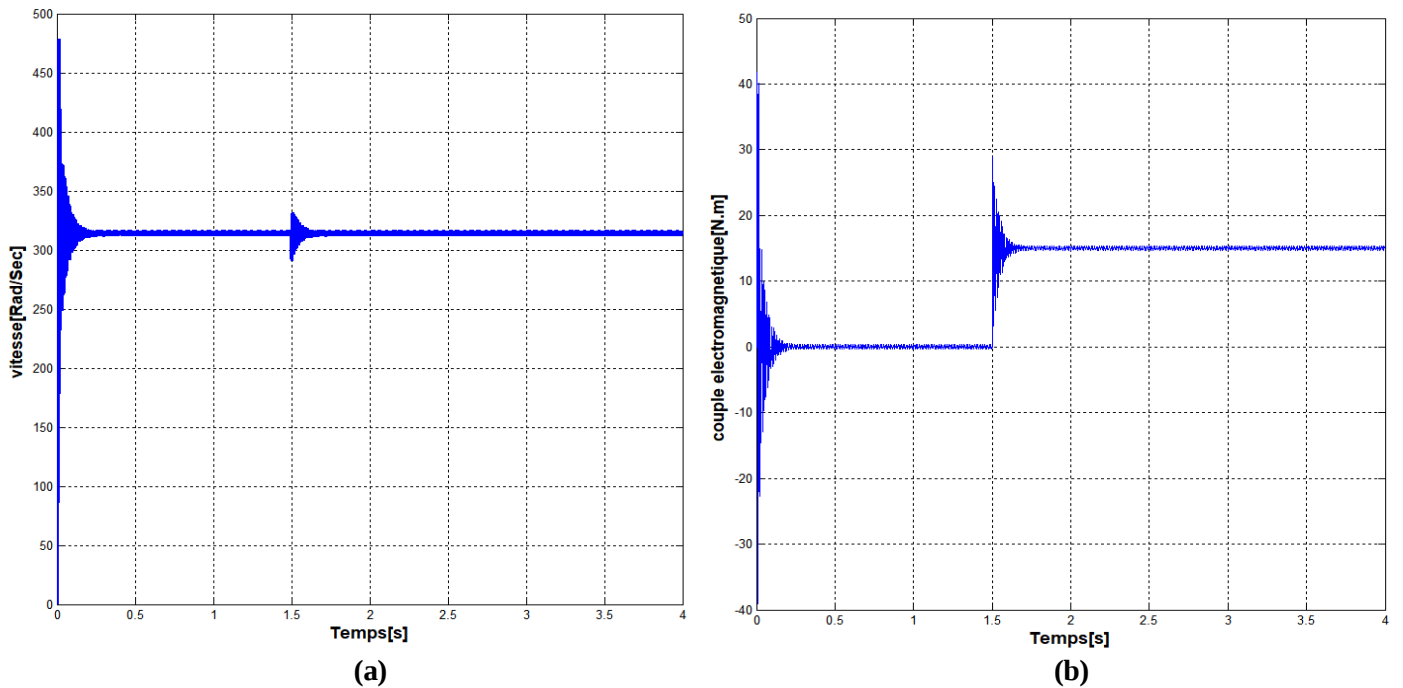


Figure I.14 : Alimentation du MSAP avec réseau triphasé.

I.11.1 Simulations du comportement du MSAP alimenter par le réseau :



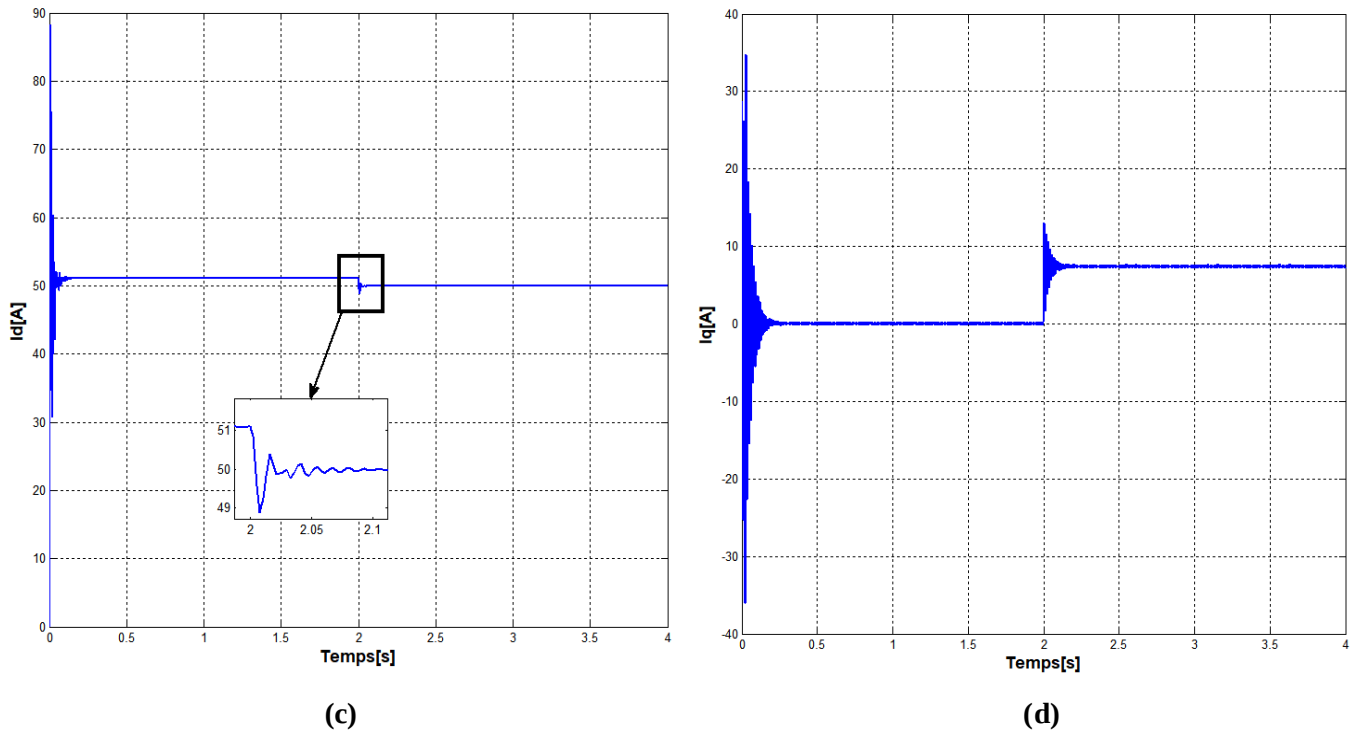


Figure I.15 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par réseau triphase.

I.11.2 Interprétations des résultats :

Dès le démarrage, la vitesse atteint très rapidement son régime permanent après un léger dépassement. Elle se stabilise ensuite rigoureusement à la vitesse de synchronisme. Même à $t = 1.5$ s, lors de l'application du couple de charge $C_r = 15$ N.m, la vitesse ne fléchit pas. Cette insensibilité à la perturbation de charge illustre parfaitement la caractéristique fondamentale de la machine synchrone : son obligation de tourner au synchronisme.

Du côté des courants, on observe un fort pic initial sur les composantes $I_d(t)$ et $I_q(t)$ lors de la phase transitoire, suivi d'une stabilisation rapide vers leurs valeurs de régime permanent. Quant au couple électromagnétique, il réagit au quart de tour pour compenser instantanément la demande de la charge.

En somme, ces résultats mettent en évidence la très faible inertie de la MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents), une excellente dynamique de contrôle du couple, ainsi qu'une stabilité de vitesse absolue, même face aux perturbations du réseau ou de la charge.

I.12 Alimentation du MSAP avec onduleur MLI :

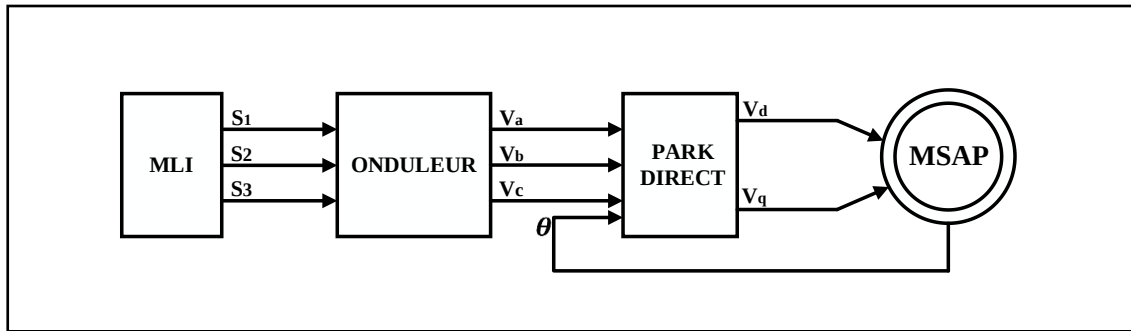
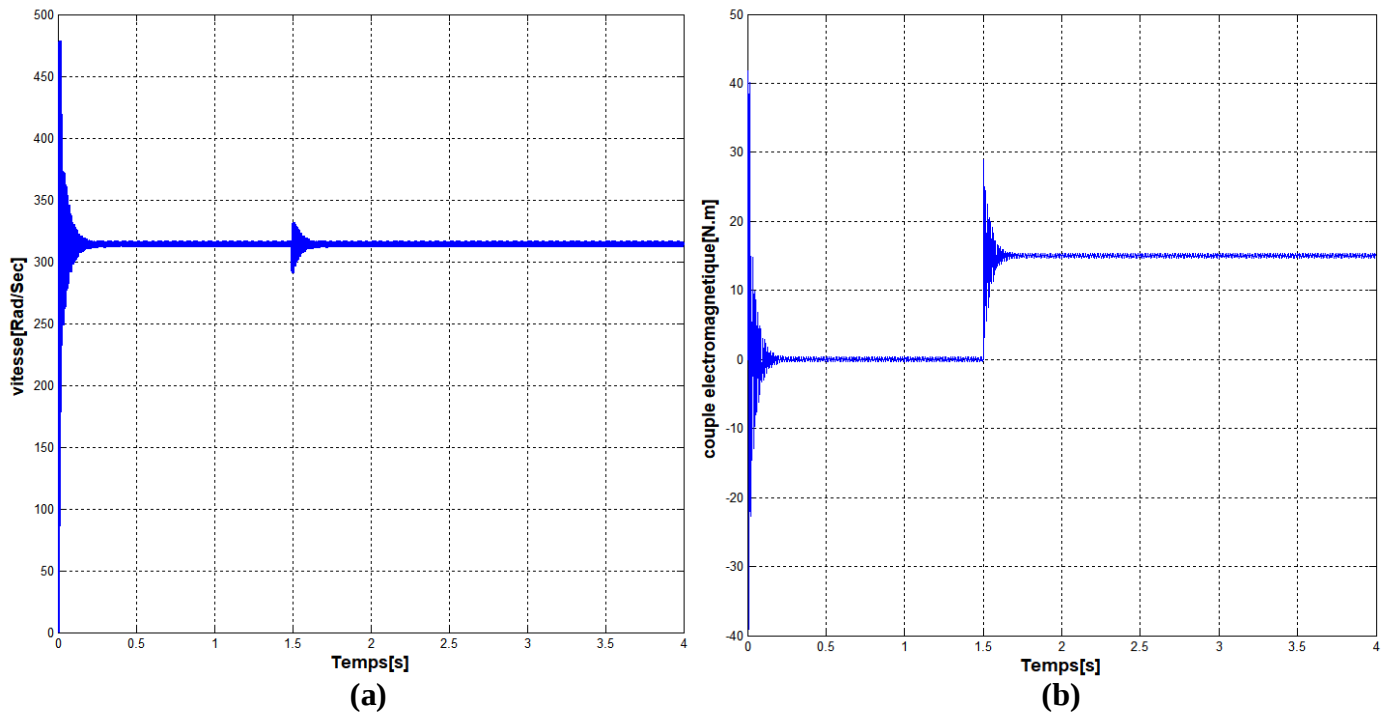


Figure I.16: Alimentation du MSAP avec onduleur MLI.

I.12.1 Simulations du comportement du MSAP alimenter par l'onduleur MLI :



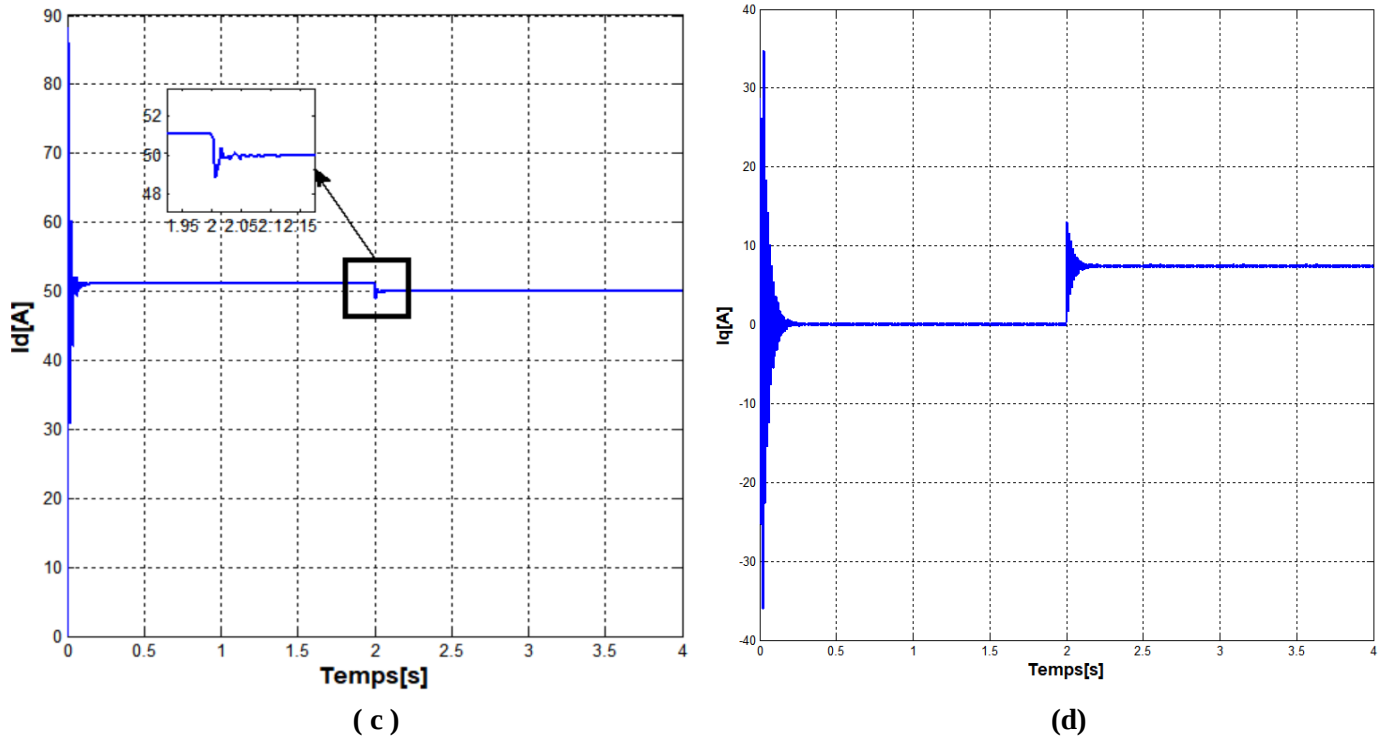


Figure I.17 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI.

I.12.2 Interprétations des résultats :

Lors de cet essai, le moteur a été alimenté à une fréquence fixe de 50 Hz, correspondant à la fréquence de la modulante de la commande MLI. Dans l'ensemble, les dynamiques observées restent analogues à celles d'une alimentation par réseau, On retrouve ainsi une excellente maîtrise du couple lors de l'application de la charge de 15 N.m à $t = 1.5$ s.

On note cependant deux différences distinctes : d'une part, le démarrage est légèrement plus lent en présence de l'onduleur ; d'autre part, de légères oscillations apparaissent sur les courbes. Ces vibrations électriques résultent directement des commutations des bras de l'onduleur. Néanmoins, leur constante de temps est tellement faible qu'elle n'influe rien l'allure générale de la vitesse.

Conclusion :

Ce premier chapitre nous a permis de poser les bases théoriques nécessaires à la compréhension de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous avons présenté les différents types d'aimants permanents ainsi que les principales structures rotoriques, en mettant en évidence leurs avantages et leurs limites.

La modélisation de la machine, d'abord dans le repère triphasé puis simplifiée grâce à la transformation de Park, nous a fourni un modèle mathématique exploitable pour la commande. Nous avons également modélisé la chaîne d'alimentation complète (redresseur, filtre, onduleur MLI) et validé le comportement de la MSAP par simulation.

Ces résultats confirment les bonnes performances dynamiques de la MSAP, notamment sa stabilité en vitesse et sa réactivité au niveau du couple. Ce modèle servira de point de départ pour développer la commande vectorielle sans capteur de vitesse, objet des chapitres suivants.

CHAPITRE II :

***LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA
MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENT***

II.1 Introduction :

Comme le modèle de la machine synchrone à aimants permanents qu'on a présenté au chapitre précédent est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machine est difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, **Blaschke** et **Hasse** en 1972, qui ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux **FOC** (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la **MSAP**. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs **PI**. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation utilisée.

II.2 La commande vectorielle :

II.2.1 Principe de la Commande Vectorielle :

La commande vectorielle consiste à orienter le courant suivant l'axe « **q** ». Ainsi, le couple électromagnétique peut être contrôlé par une seule composante du courant, donc il faut maintenir « **Id** » nul, et assurer le contrôle par la composante quadrature « **Iq** ». Ceci revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, ce qui donne un couple maximal.

Le principal flux de la machine est généré par les aimants du rotor. La plus simple commande pour une machine synchrone à aimant permanents est de maintenir le courant direct « **Id** » nul et de réguler la vitesse par le courant transverse « **Iq** » via la tension « **Uq** ». Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu.

Commande vectorielle directe :

Dans ce type de contrôle, le flux n'est ni mesuré ni reconstruit, en s'affranchit de la connaissance de ce flux. On considère donc le flux (Φ_f) et le couple électromagnétique comme références de commande.

II.2.3 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle :[9]

- La commande vectorielle a les avantages suivants :
 - Meilleur contrôle du couple et de la vitesse.
 - Réponse rapide et dynamique.
 - Fonctionnement optimal à haute vitesse.
 - Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
 - Rendement énergétique amélioré.
- Elle a également certains inconvénients :
 - Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
 - Présence de transformation de coordonnées dépendant d'un angle estimé.

II.2.4 Découplages par compensation :[11]

Les lois de commande vectorielle des machines alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes « **d** » et « **q** ». On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \omega \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d I_d \omega + \varphi_f \omega \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. Ce couplage qui constitue l'une des difficultés de la commande vectorielle peut être éliminé par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire réguler les deux courants **Id** et **Iq** en négligeant

les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs afin d'obtenir les tensions de commande.

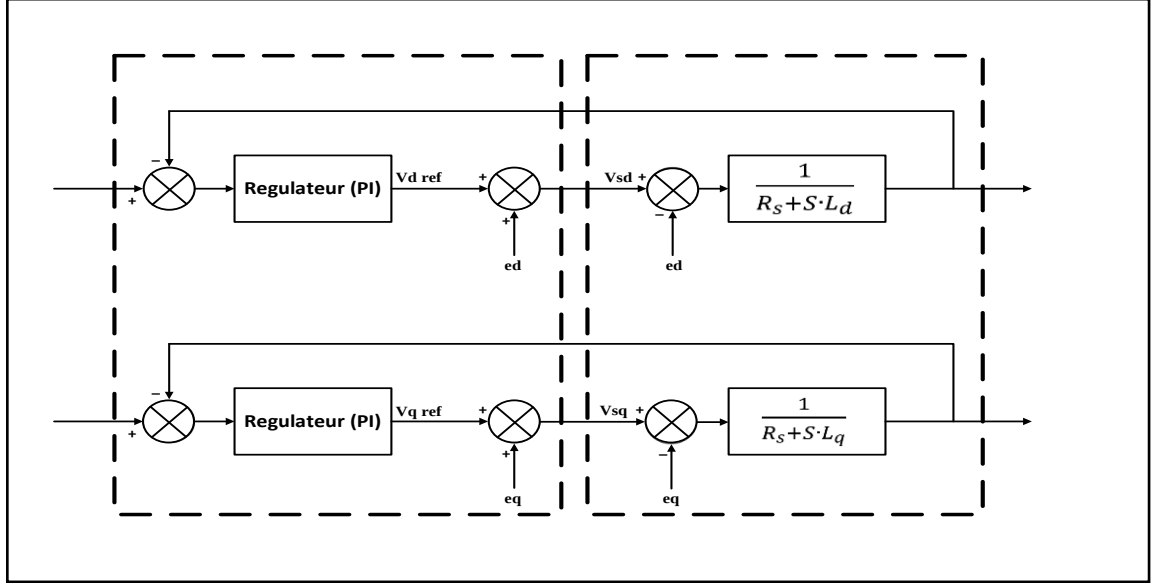


Figure II.2 : Découplage par compensation.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d et e_q

telle que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{d\text{ref}} - e_d \\ V_{sq} = V_{q\text{ref}} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_{sq} = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Et:

$$\begin{cases} e_d = \omega_s L_q I_q \\ e_q = \omega_s (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On a donc les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de $V_{d\text{ref}}$ et I_q ne dépend que $V_{d\text{ref}}$:

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + L_d \cdot S} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + L_q \cdot S} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.2.5 Calcul des régulateurs :

Nous proposons de commander notre machine par des régulateurs classiques **PI** (proportionnel intégral) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation.

Le **Kp** comporte la rapidité et le **Ki** sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

II .2.5.1 Régulation du courant I_d : [12]

Sur les mêmes démarches du calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_d , on présente le schéma de régulateur **PI** de courant I_d :

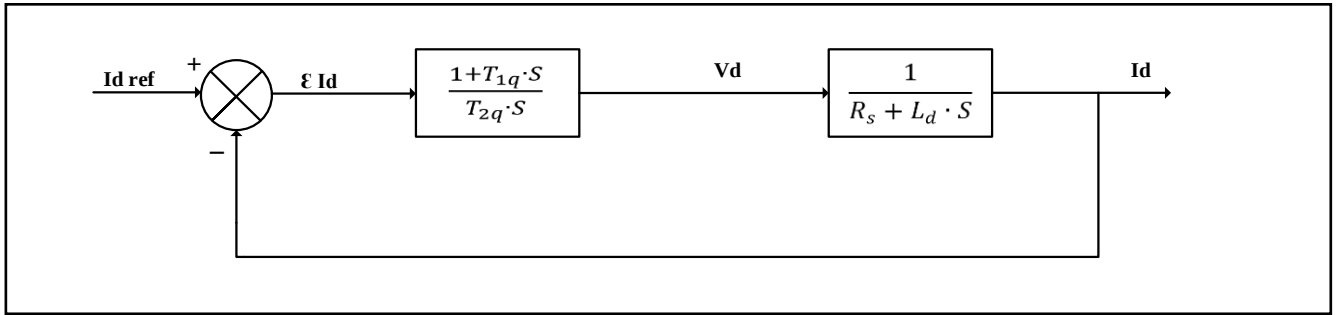


Figure II.4 : boucle de régulation de courant I_d .

Les FTBO sont données par les équations suivantes :

$$FTBO = \frac{1 + T_{1d} \cdot S}{T_{2d} \cdot S (R_s + L_d \cdot S)} \quad (\text{II.11})$$

$$FTBO = \frac{1 + T_{1d} \cdot S}{T_{2d} \cdot S \cdot R_s \left(1 + \frac{L_d}{R_s} \cdot S\right)} \quad (\text{II.12})$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} = T_{1d} \quad (\text{II.13})$$

On remplace :

$$FTBO = \frac{1}{T_{2d} \cdot S \cdot R_s} \quad (\text{II.14})$$

En boucle fermée la fonction s'écrit :

$$FTBF = \frac{\frac{1}{T_{2d} \cdot S \cdot R_s}}{1 + \frac{1}{T_{2d} \cdot S \cdot R_s}} = \frac{1}{T_{2d} \cdot S \cdot R_s + 1} \quad (\text{II.15})$$

On adopte généralement le temps d'établissement suivant :

$$ts = 3 \cdot \tau_d \quad (\text{II.16})$$

$$\tau_d = T_{2d} \cdot R_s \quad \Rightarrow \quad T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} = \frac{ts}{3 \cdot R_s} \quad (\text{II.17})$$

$$T_{2d} = \frac{ts}{3 \cdot R_s} \quad (\text{II.18})$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{p\ d} = 3 \frac{L_d}{t_r} \\ K_{i\ d} = 3 \frac{R_s}{t_r} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

ts : Temps de réponse imposé.

τ_d : Constante de temps électrique de l'axe « d ».

II .2.5.2 Régulation du courant I_q :[9]

Le schéma fonctionnel de la boucle du courant $I_q = \frac{V_{q\ ref}}{R_s + sL_q}$ est présenté par la figure suivante :

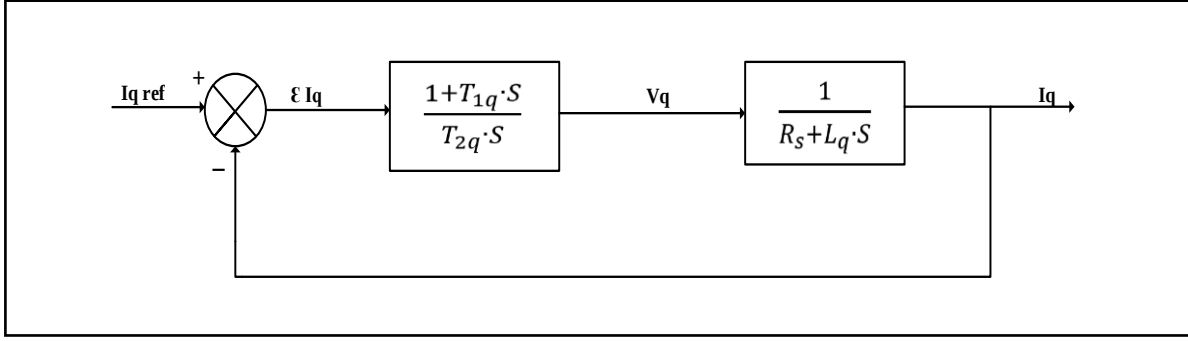


Figure II.3 : boucle de régulation de courant I_q .

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$F(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (\text{II.20})$$

Les FTBO sont données par les équations suivantes :

$$FTBO = \frac{1 + T_{1q} \cdot S}{T_{2q} \cdot S(R_s + L_q \cdot S)} \quad (\text{II.21})$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} = T_{1q} \quad (\text{II.22})$$

On remplace:

$$FTBO = \frac{1}{T_{2q} \cdot S \cdot R_s} \quad (\text{II.23})$$

En boucle fermée la fonction s'écrit :

$$FTBF = \frac{\frac{1}{T_{2q} \cdot S \cdot R_s}}{1 + \frac{1}{T_{2q} \cdot S \cdot R_s}} \quad (\text{II.24})$$

Après la simplification on trouve :

$$FTBF = \frac{1}{T_{2q} \cdot S \cdot R_s + 1} \quad (\text{II.25})$$

On adopte généralement le temps d'établissement suivant :

$$ts = 3 \cdot \tau_q \quad (\text{II.26})$$

$$\tau_q = T_{2q} \cdot R_s \quad \Rightarrow \quad T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} = \frac{ts}{3 \cdot R_s} \quad (\text{II.27})$$

$$T_{2q} = \frac{ts}{3 \cdot R_s} \quad (\text{II.28})$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{p\ q} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{i\ q} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

ts : temps de réponse imposé.

τ_q : Constante de temps électrique de l'axe « q ».

II .2.5.3 Régulation de la vitesse :

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. [13]

Le contrôle de la vitesse est basé sur la dynamique plus rapide du courant I_q que celle de la vitesse. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad \Longrightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{J \cdot S + f_r}$$

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

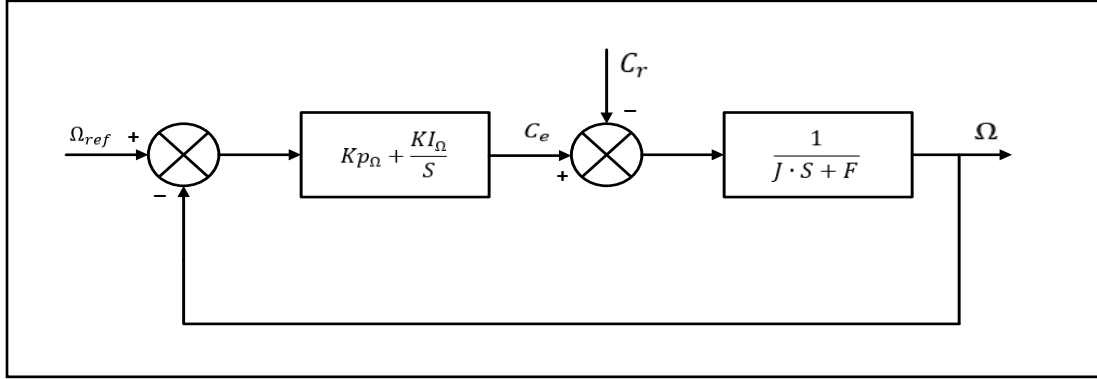


Figure II.5 : boucle de régulation de vitesse.

$$F_{bo\ \Omega}(S) = \left(K_{p\ \Omega} + \frac{K_{I\ \Omega}}{S} \right) \left(\frac{1}{J \cdot S + F} \right) = \frac{K_{I\ \Omega}}{S} \left(1 + \frac{K_{p\ \Omega} \cdot S}{K_{I\ \Omega}} \right) \left(\frac{\frac{1}{f_r}}{1 + \left(\frac{J}{f_r} \right) S} \right) \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\tau_{\Omega} = \frac{J}{f_r} \quad (\text{II.31})$$

En posant $\frac{K_{p\ \Omega}}{K_{I\ \Omega}} = \frac{J}{f_r}$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée est donnée par :

$$\begin{cases} FTBO = \frac{K_{I\ \Omega}}{f_r \cdot S} \\ FTBF = \frac{1}{1 + \frac{f_r \cdot S}{K_{I\ \Omega}}} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

On détermine les paramètres de régulateur (**PI**) par la fonction de transfert en boucle fermée

$$\begin{cases} K_{I\ \Omega} = \frac{4 \cdot J}{\left(\left(\frac{L_q}{R_S} \right) \left(\frac{L_q}{R_S} \right) \right)} = \frac{4 \cdot J}{\frac{L_q^2}{R_S^2}} = \frac{4 \cdot J}{\tau_m^2} \\ K_{p\ \Omega} = \frac{4 \cdot J}{\frac{L_q}{R_S}} = \frac{4 \cdot J}{\tau_m} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

II.3 Schéma synoptique globale de la commande vectorielle :

Le contrôle de la vitesse de la machine, demande une commande simultanée de deux Variables I_d et I_q . La suivante représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la **MSAP** alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère (**d, q**).

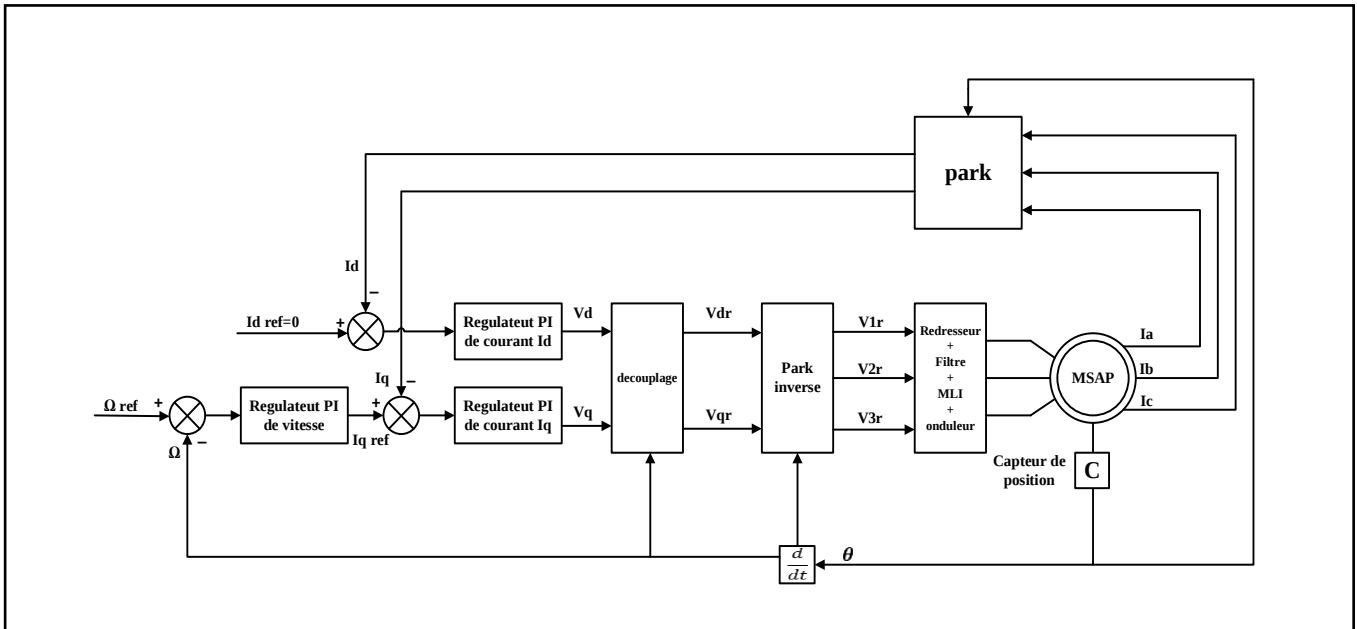


Figure II.6 : Description globale de la commande vectorielle.

La boucle externe assure la régulation de la vitesse : la vitesse mesurée Ω est comparée à la référence Ω_{ref} , et l'erreur obtenue est traitée par un **régulateur PI de vitesse**, dont la sortie génère le courant de référence I_{qref} .

En parallèle, le courant I_d est maintenu à zéro ($I_{dref} = 0$), conformément à la stratégie de la commande vectorielle. Les deux courants de référence I_{dref} et I_{qref} sont comparés aux courants mesurés, puis leurs erreurs respectives sont traitées par deux **régulateurs PI de courant** indépendants, produisant les tensions V_d et V_q .

Ces tensions transitent par un **bloc de découplage**, qui compense les termes de couplage entre les axes d et q, avant d'être transmises au bloc de **transformation de Park inverse**. Ce dernier génère les tensions de référence triphasées $V1r$, $V2r$ et $V3r$, qui alimentent le bloc **Redresseur + Filtre + MLI + Onduleur**, lequel alimente finalement la MSAP.

La fermeture des boucles est assurée par les retours de mesure : les courants de phase I_a , I_b et I_c sont reconvertis dans le repère d,q via le bloc **Park direct**, tandis que la position angulaire θ , fournie par le **capteur de position**, est dérivée pour obtenir la vitesse Ω , et utilisée simultanément pour synchroniser les transformations de Park.

II.4 Résultats de simulation :

II.4.1 Essai en charge : ($C_r = 15 \text{ N.m}$) et ($\Omega_{ref} = 314 \text{ rad/s}$)

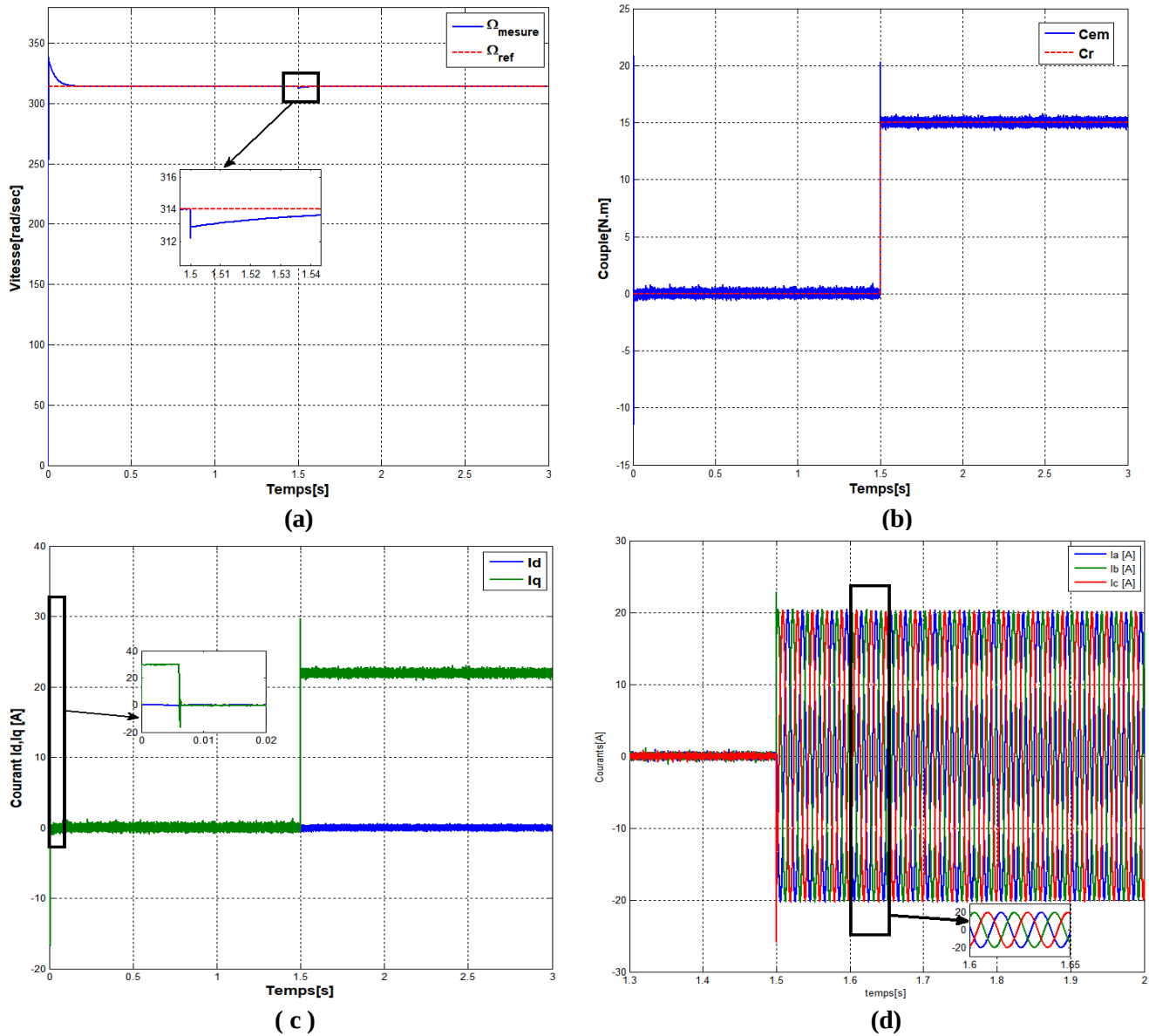
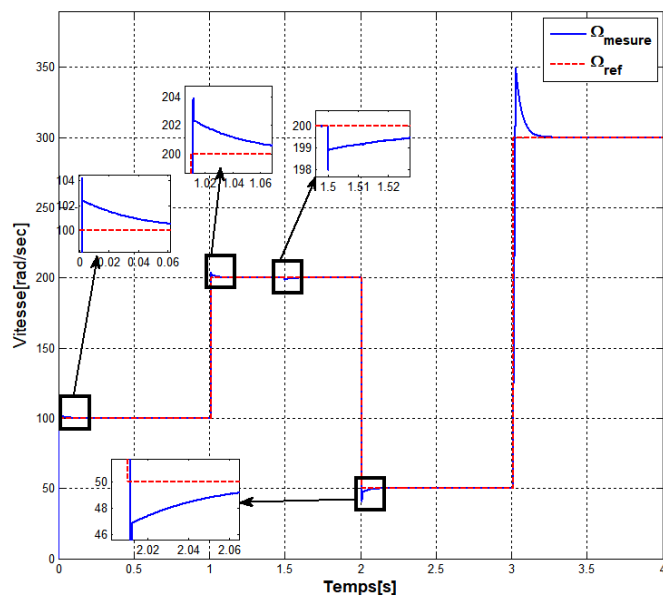
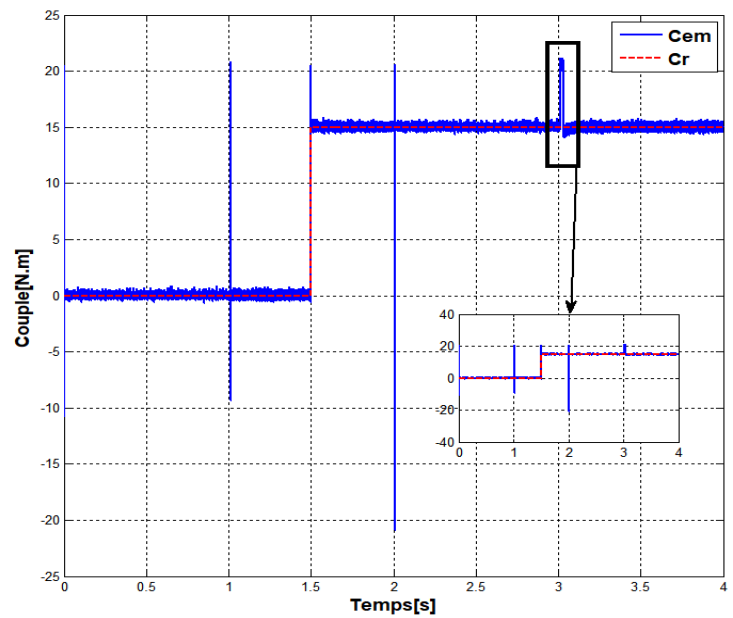


Figure II.7 : Résultats de simulation de la MSAP pour un démarrage suivi d'une application de charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ À $t = 1.5 \text{ s}$.

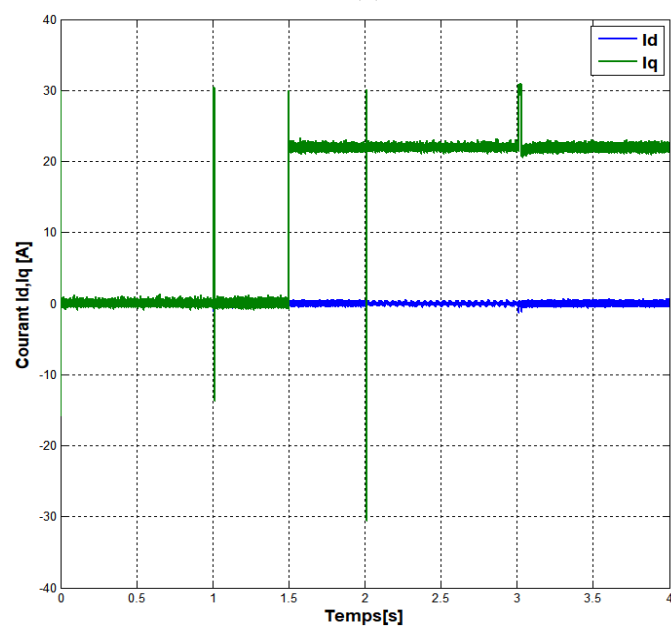
II.4.2 Essai à vitesse variable :



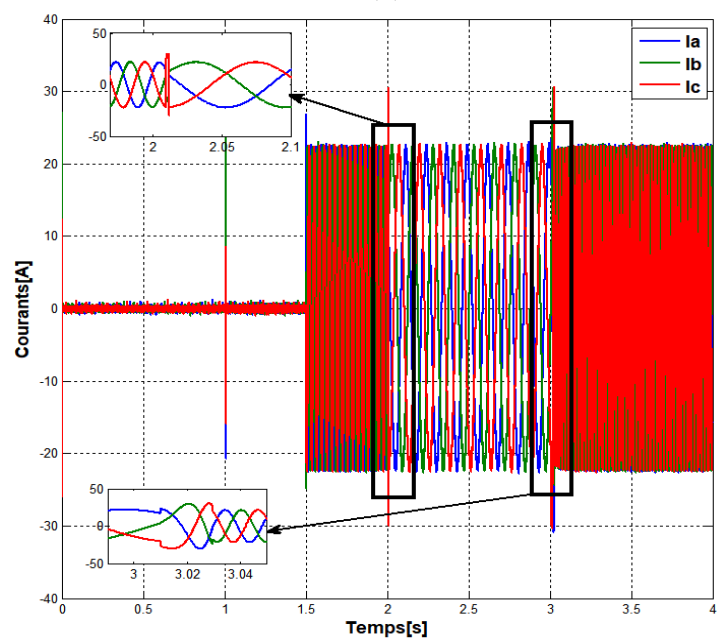
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure II.8 : Résultats de simulation de la MSAP a vitesse variable
et une charge de $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t=1.5\text{s}$.

II.4.3 Essai de faible vitesse :

$\Omega = 40 \text{ rad/s}$ et à $t = 1.5\text{s}$ en applique une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$:

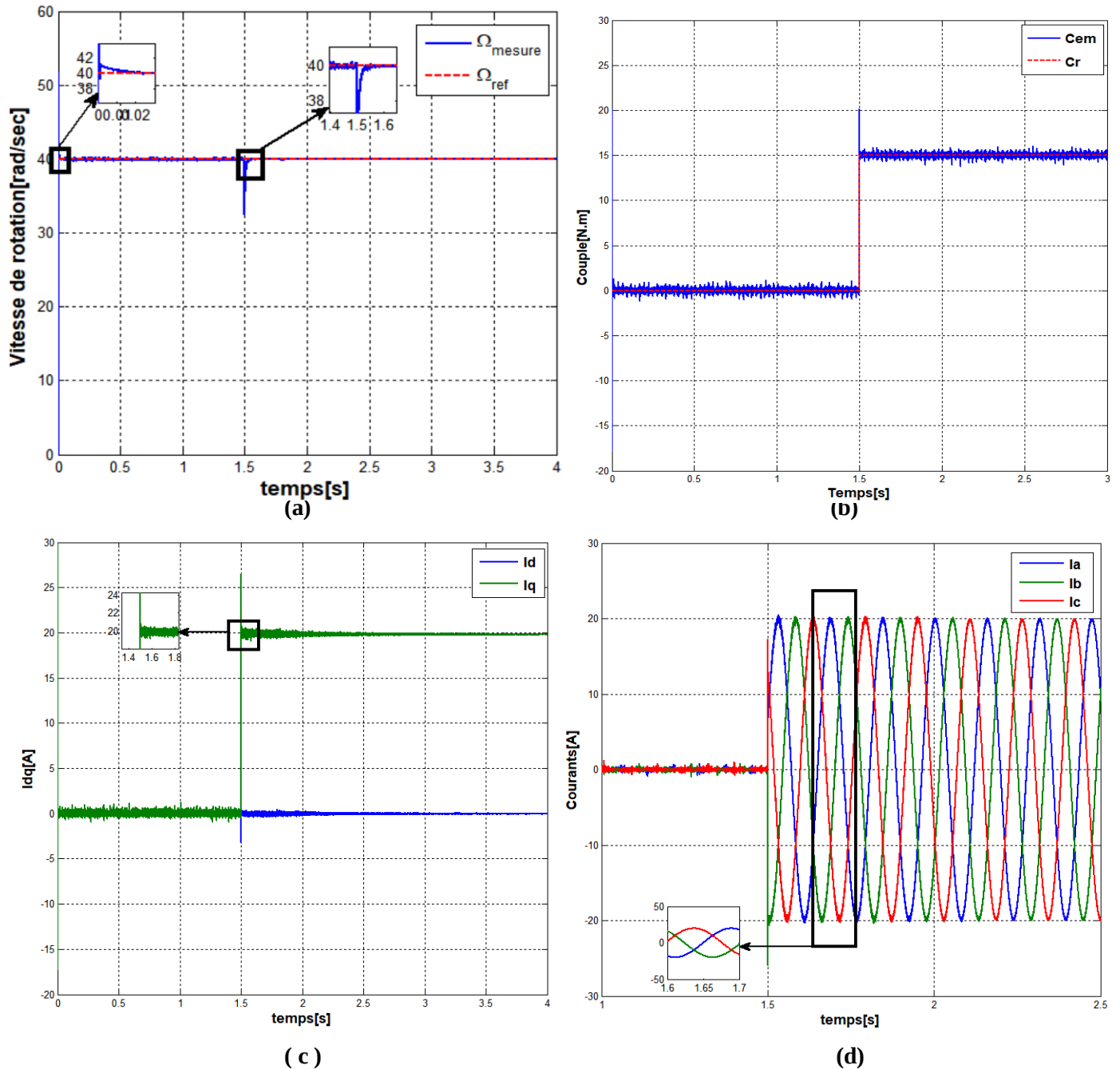


Figure II.9 : Résultats de simulation de la MSAP pour une faible vitesse ($\Omega = 40 \text{ rad/s}$) à $t=0.5 \text{ s}$

II.5 Interprétation des résultats :

II.5.1 Essai en charge : ($C_r = 15 \text{ N.m}$) et ($\Omega_{ref} = 314 \text{ rad/s}$)

On illustre dans La figure II.7 le comportement de la MSAP soumise à un échelon de vitesse de 314 rad/s, avec application d'un couple résistant de 15 N.m à $t = 1,5 \text{ s}$.

Dès le démarrage, on remarque que la vitesse rejoint sa référence avec un léger dépassement transitoire, caractéristique des régulateurs PI. L'application de la charge provoque une brève chute de vitesse, aussitôt corrigée par le régulateur, ce qui témoigne d'une bonne robustesse aux perturbations. Parallèlement, le couple électromagnétique présente un pic initial lié à l'accélération de l'inertie, puis se stabilise à 15 N.m dès $t = 1,5 \text{ s}$, avec une légère ondulation inhérente à la stratégie de commande.

Sur le plan du découplage flux/couple, la composante **Id** reste nulle tout au long de l'essai, tandis qu'**Iq** reflète fidèlement l'évolution du couple (pic au démarrage), puis stabilisation à une valeur proportionnelle à la charge. Enfin, les courants statoriques triphasés adoptent une forme sinusoïdale équilibrée, dont l'amplitude s'accroît naturellement après l'application de la charge.

II.5.2 Essai à vitesse variable :

La figure II.8 met en évidence les performances dynamiques de la commande vectorielle face à une variation de vitesse multi-échelons et sous une perturbation de charge de 15 N.m appliquée à $t = 1,5 \text{ s}$.

On observe un excellent suivi des consignes de vitesse, que ce soit en accélération ou en décélération. Les légers dépassements et les temps de réponse très courts lors des transitions (à 1s, 2s et 3s) mettent en valeur le réglage optimal des gains du régulateur **PI** de vitesse, qui assure une compensation rapide de l'erreur statique.

Le comportement du couple **Cem** est tout à fait logique. À chaque variation de vitesse, on note un pic de couple transitoire indispensable pour vaincre l'inertie mécanique du rotor. À $t = 1,5 \text{ s}$, lors de l'application du couple résistant, la commande rejette efficacement la perturbation : le couple se stabilise rapidement autour de sa valeur de consigne 15 N.m.

L'efficacité de l'orientation du flux est parfaitement validée. La composante directe **Id** reste maîtrisée et maintenue à zéro, annulant ainsi le couple d'auto synchronisation pour maximiser le ratio couple/courant.

La composante en quadrature I_q reflète, quant à elle, fidèlement l'image du couple électromagnétique. Enfin, les courants statoriques triphasés (I_a , I_b , I_c) conservent une allure sinusoïdale propre, où l'on voit nettement l'adaptation de la fréquence statorique aux échelons de vitesse et l'augmentation de leur amplitude dès l'impact de la charge.

En conclusion, cet essai confirme la robustesse et la flexibilité de notre boucle de régulation, prouvant que le découplage $d-q$ reste parfaitement opérationnel sur toute la plage de vitesse explorée.

II.5.3 Essai à faible vitesse :

La figure II.9 examine le comportement à basse vitesse : la consigne est abaissée à 40 rad/s, puis une charge est appliquée à $t = 1.5$ s.

Malgré les conditions plus exigeantes qu'impose le faible régime, la vitesse suit correctement sa référence. La légère chute induite par la charge est rapidement compensée, ce qui confirme la robustesse du régulateur même en dehors du point de fonctionnement nominal. Le couple présente un pic à $t = 1,5$ s lors de la décélération, puis s'ajuste à la valeur de la charge. L'ondulation, plus marquée qu'en régime nominal, est un phénomène attendu à basse vitesse où les harmoniques de commande deviennent plus perceptibles.

La composante I_d reste nul, attestant du maintien du découplage vectoriel quelle que soit la vitesse. I_q reflète fidèlement les variations du couple, et les courants statoriques conservent une forme sinusoïdale équilibrée à fréquence réduite compte tenu de la faible vitesse avec une amplitude qui s'accroît logiquement après l'application de la charge.

II .6 Conclusion:

Ce chapitre a présenté la théorie et la mise en œuvre de la commande vectorielle de la **MSAP**. Les principes fondamentaux du découplage flux-couple dans le repère d-q, la synthèse des régulateurs PI de courant et de vitesse par la méthode de compensation du pôle dominant.

Les résultats de simulation obtenus sous **MATLAB/Simulink** confirment les excellentes performances de la commande vectorielle : suivi précis des consignes de vitesse et de courant, rejet rapide des perturbations de charge, comportement correct lors des variations et à faible vitesse. Le découplage flux-couple est bien réalisé dans tous les cas ($I_d = 0$), validant la mise en œuvre de l'orientation du champ.

Dans la suite de ce travail, on va présenter les différentes méthodes d'observation de la vitesse et de la position pour la commande sans capteur de la MSAP.

CHAPITRE III

TECHNIQUES D'ESTIMATION DE LA VITESSE POUR LA MSAP

III.1. Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents ainsi que la commande vectorielle avec capteur mécanique. Cette stratégie de commande, bien qu'efficace, présente des limites liées à l'utilisation de capteurs de position ou de vitesse qui augmentent le coût, l'encombrement et réduisent la fiabilité du système d'entraînement.

La suppression du capteur mécanique constitue donc un enjeu majeur dans la conception des entraînements électriques modernes. Cette démarche, appelée commande sans capteur ou *sensorless control* en anglais, consiste à estimer la vitesse et la position du rotor à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, à savoir les courants et les tensions.

Parmi les différentes méthodes d'estimation proposées dans la littérature, les observateurs d'état se distinguent par leur robustesse et leur précision.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents types d'observateurs capables de reconstruire indirectement les grandeurs internes du moteur, en nous basant uniquement sur les variables mesurables d'entrée et de sortie.

III.2 « Capteur, estimateur » ou « observateur » : que choisir ? :

Il existe trois types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position : [1]

- **Les capteurs** : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants ...), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.
- **Les estimateurs** : sont des méthodes de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Les estimateurs sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes.

• **Les observateurs** : sont une combinaison des deux méthodes précédentes, servant à déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (position...), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions). Autrement dit « un observateur est un estimateur possédant un rebouclage ».

Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation. Pour toutes applications le choix à faire entre capteur, estimateur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques, la précision.

III.3 Commande sans capteur de vitesse :

Dans les entraînements électriques, une connaissance précise de la position du rotor est essentielle pour un contrôle par rétroaction efficace. Traditionnellement, cette information est obtenue grâce à des capteurs d'arbre tels que les encodeurs optiques ou les résolveurs. Cependant, l'utilisation de ces capteurs augmente le coût et la complexité du système, tout en pouvant compromettre la fiabilité en raison de facteurs environnementaux tels que la température, l'humidité et les vibrations. Pour atténuer ces limitations, les techniques de contrôle sans capteur ont émergé comme une alternative viable. Des recherches approfondies ont été consacrées au développement de stratégies de contrôle sans capteur pour diverses topologies de moteurs. Le principe fondamental du contrôle sans capteur dans les machines penta phasée réside dans l'estimation précise de la position et de la vitesse du rotor en utilisant des mesures facilement accessibles, à savoir les courants et les tensions cinq phases. Les approches existantes comprennent les systèmes adaptatifs à modèle de référence, les techniques de filtrage de Kelman et les observateurs par mode glissant. [23]

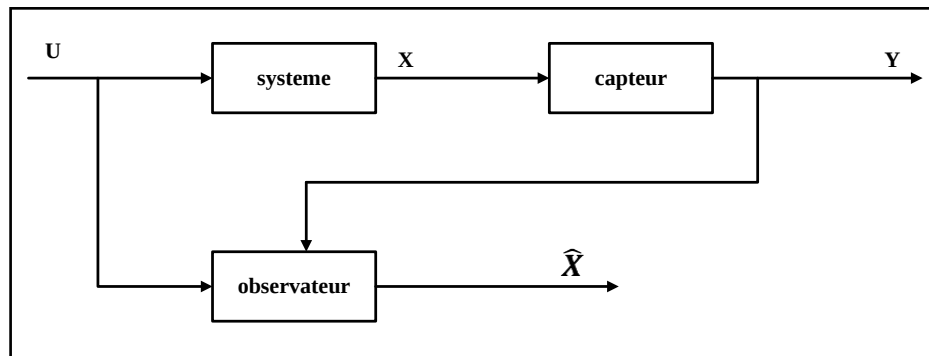


Figure III.1 : Structure d'observateur.

III.4 Les différents observateurs : [15]

III.4.1 L'observateur Par Mode Glissant :

L'observateur par mode glissant (OMG) connaît des développements importants au début des années 1950. Il estime les variables d'état du système à partir de la mesure des tensions et des courants de phase. Ce type d'observateur utilise le modèle du système, il repose sur l'utilisation d'une commutation à haute fréquence permettant de forcer la trajectoire des variables estimées à rester dans la surface de glissement. [8]

Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre (n) à évoluer en temps fini sur une variable S , dite surface de glissement. L'attractivité et l'invariance de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement. [21]

La synthèse d'OMG est basée sur la comparaison entre les variables observées et celles mesurées. La conception de l'OMG consiste à faire converger vers zéro l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles estimées. Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de **chattering** qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement. La difficulté pratique principale de cette technique réside dans le choix du gain de correction K pour assurer une erreur d'estimation nulle. L'observateur par mode glissant est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et un choix de la surface de commutation est assez libre. Pour cela, ce type d'observateur est largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur. [14]

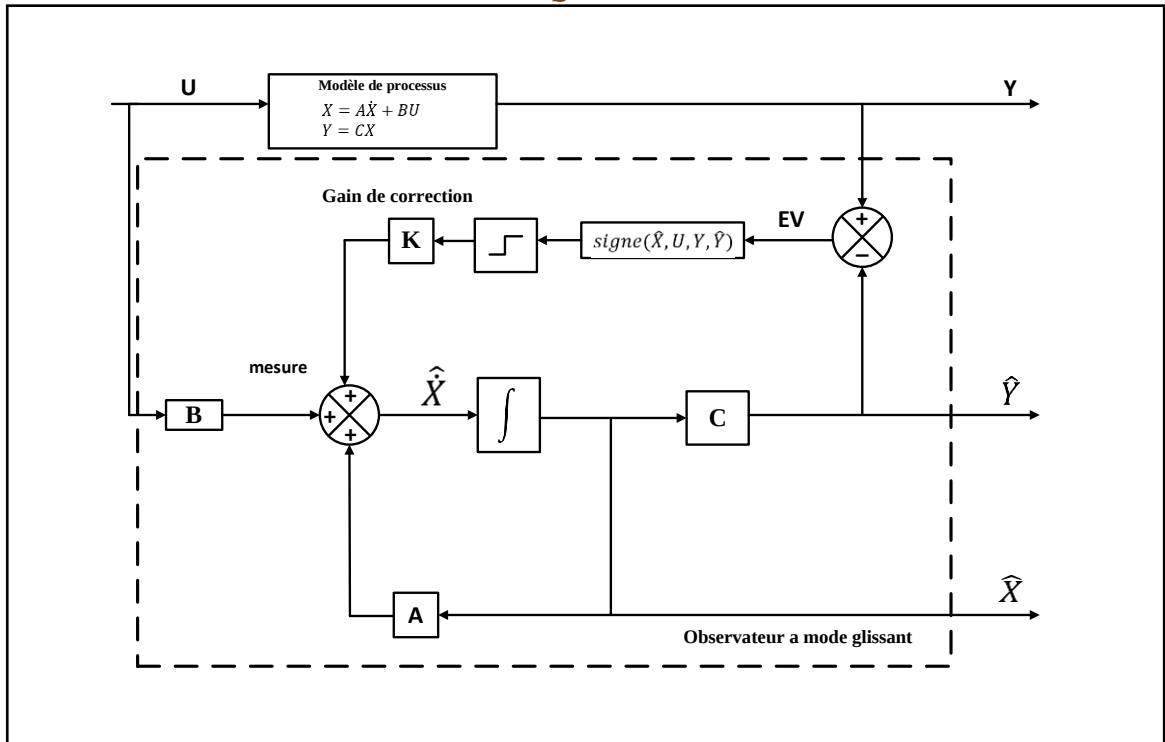


Figure III.2: Schéma du principe de l'observateur par mode glissant.

III.4.2 Le filtre de KALMAN :

Le filtre de Kalman est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini. Il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, ainsi que de son modèle dynamique échantillonné. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit additionnel. Le filtre de Kalman est un observateur donnant la prédiction du vecteur d'état. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, cet observateur est performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est alors optimal, c'est-à-dire que de tous les observateurs, c'est celui dont la variance de l'erreur d'observation sera la plus faible. [15]

Le filtre de Kalman consiste à reconstituer l'état du système perturbé dans un environnement stochastique à partir des mesures disponibles.

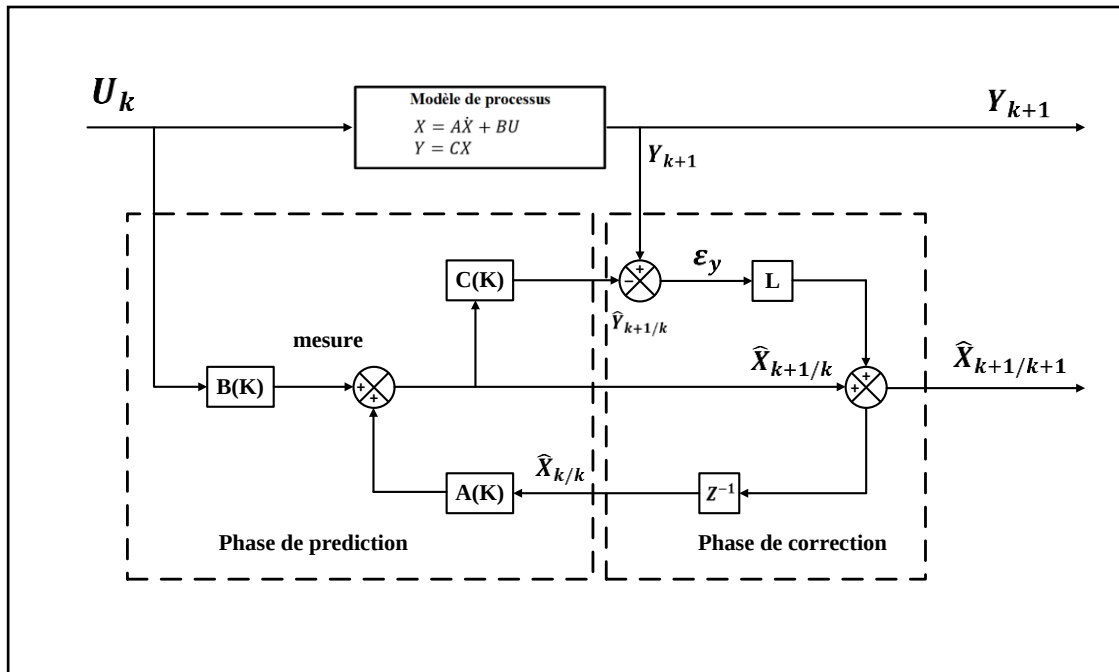


Figure III.3 : Schéma de principe du filtre de Kalman.

III.4.3 Observateur de Luenberger :

Cet observateur peut être utilisé pour reconstituer la vitesse de rotation du MSAP à partir du couple électromagnétique ou des courants statoriques. Il permet aussi de reconstituer les flux de la machine, sachant que ceux-ci sont difficiles à mesurer.

Généralement, les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques. Pour remédier à ce problème, Luenberger a étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires. Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées. En plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone ; L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité.

Nous tenons compte des considérations suivantes :

- Paramètres du modèle : Connus et invariants.
- Courants statorique: Mesurés.

- Pulsation et tensions statorique : Fournies par la commande.
- Flux rotorique : A observer.
- Vitesse rotorique : A observer.

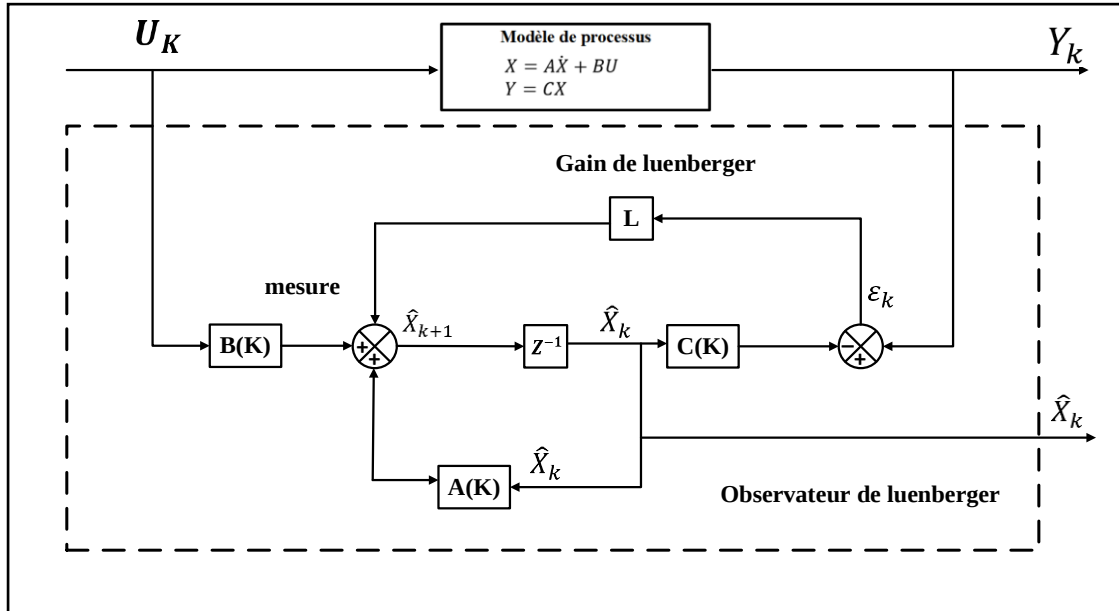


Figure III.4 : Schéma bloc de l'observateur de Luenberger.

III.4.4 Observateurs MRAS :

On implémente cette technique, en utilisant deux modèles indépendants. Le premier est le modèle de référence, il est utilisé pour la détermination de deux composantes du courants statoriques suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de Park) à partir de la mesure directe des courants dans le référentiel statorique. Le deuxième est le modèle ajustable, il est utilisé pour l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure directe des courants et tensions statoriques.

En annulant l'écart entre les courants statoriques du modèle de référence et du modèle ajustable, nous pouvons estimer la vitesse rotorique en régime dynamique. Cet écart est utilisé par le mécanisme adaptatif pour générer la valeur estimée et de la faire converger vers la valeur de référence.

Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. La structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS est donnée par la figure suivante :

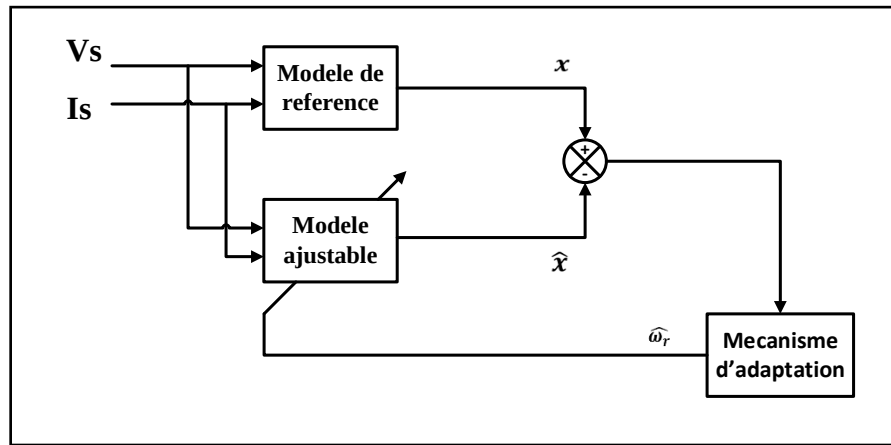


Figure III.5 : Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

III.5 Tableau Comparatif Synthétique des Différents Observateurs :

Observateur	Principe de Base	Avantages	Inconvénients
Luenberger (LO)	Boucle fermée déterministe basée sur l'erreur d'état linéaire.	• Facile à implémenter. • Gain facile à régler à moyenne vitesse.	• Sensible aux variations des paramètres (Rotor/Stator). • Instable à très basse vitesse.
Mode Glissant (SMO)	Commutation non-linéaire pour forcer l'état vers une surface.	• Très robuste face aux perturbations. • Simple mathématiquement.	• Phénomène de Chattering (broutement). • Nécessite un filtre passe-bas (déphasage).
Filtre de Kalman	Estimation stochastique récursive prenant en compte les bruits.	• Excellente précision en milieu bruité. • Très bonne dynamique.	• Réglage très difficile des matrices de covariance (Q, R). • Temps de calcul très lourd.
MRAS	Comparaison entre un modèle de référence et un modèle ajustable.	• Algorithme simple et rapide. • Idéal pour l'estimation de la vitesse en temps réel.	• Sensible à l'intégration pure (dérive) du modèle de référence.

III.6 Conclusion :

En conclusion, ce chapitre nous a permis de comprendre le principe des différents observateurs utilisés pour remplacer le capteur mécanique. Après avoir comparé leurs avantages et inconvénients, nous avons choisi de nous concentrer sur la structure MRAS, qui reste la plus simple et la plus efficace pour l'estimation de la vitesse en temps réel.

C'est pourquoi, dans le chapitre suivant, nous allons nous consacrer entièrement à cet observateur MRAS. Nous présenterons ses équations fondamentales, suivies des résultats de nos simulations sur MATLAB/Simulink afin de faire une comparaison directe entre le fonctionnement de la MSAP avec et sans capteur.

CHAPITRE IV :

***LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE
BASEE SUR L'OBSERVATEUR MRAS***

IV.1 Introduction :

Après avoir posé les bases de la commande sans capteur dans le chapitre précédent, nous allons maintenant nous concentrer sur une méthode bien spécifique, très populaire en ingénierie pour son efficacité et sa relative simplicité : l'observateur MRAS (Système Adaptatif avec Modèle de Référence). L'objectif est de passer de la théorie générale à une application concrète sur notre machine, en abordant les détails de sa conception et les défis liés à son réglage, notamment pour garantir une bonne précision à basse vitesse.

Dans ce chapitre, nous nous consacrons pleinement au développement et à la validation de la commande sans capteur mécanique de la MSAP basée sur les observateurs MRAS. Nous commencerons par examiner brièvement la notion d'observabilité et les différents types d'observateurs existants. Ensuite, nous détaillerons la structure et le principe de fonctionnement du MRAS, en explorant deux configurations majeures : l'observateur basé sur le modèle du flux et celui basé sur le modèle du courant. Pour chacune de ces structures, nous développerons la formulation mathématique des modèles (référence et ajustable) ainsi que la synthèse de leur mécanisme d'adaptation (basé sur un régulateur PI ou les critères de Lyapunov). Enfin, nous analyserons les résultats de simulation afin de valider les performances et la robustesse de l'approche proposée.

IV.2 Principe de la méthode MRAS :

On implémente cette technique, en utilisant deux modèles indépendants. Le premier est le modèle de référence, il est utilisé pour la détermination de deux composantes des courants statoriques suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de Park) à partir de la mesure directe des courants dans le référentiel statorique. Le deuxième est le modèle ajustable, il est utilisé pour l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure directe des courants et tensions statoriques.

En annulant l'écart entre les courants statoriques du modèle de référence et du modèle ajustable, nous pouvons estimer la vitesse rotorique en régime dynamique. Cet écart est utilisé par le mécanisme adaptatif pour générer la valeur estimée et de la faire converger vers la valeur de référence. [8]

Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. La structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS est donnée par la figure suivante :

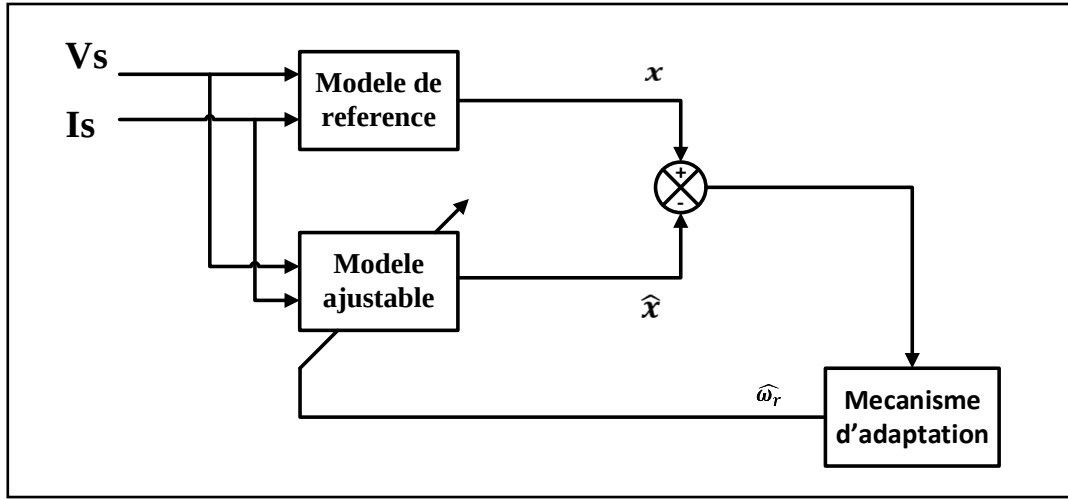


Figure IV.1 : Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

IV.3 Les différentes structures d'estimation de l'observateur MRAS :

Selon la variable de sortie **Y** retenue, différentes structures d'observateurs MRAS peuvent être implémentées. Les configurations les plus courantes reposent sur le flux rotorique, la force électromotrice (f.e.m.), la puissance réactive instantanée ou le courant statorique. Par ailleurs, certaines variantes étendent ces approches à l'estimation des résistances statorique et rotorique, voire à la détermination simultanée de la vitesse et de ces paramètres.

IV.3.1 Observateur MRAS basé sur le modèle du courant :

En se basant sur le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanent dans le repère (d, q), et en développant deux estimateurs de courants statoriques dans ce repère.

Les caractéristiques dynamiques de la **MSAP**, exprimées dans le repère (d, q), sont définies comme suit :[10]

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \quad (\text{IV.1})$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega_r L_d I_d + \omega_r \varphi_f \quad (\text{IV.2})$$

A partir des équations précédentes on peut écrire les équations du modèle sous la forme suivante :

$$\frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}I_d + \frac{\omega_r L_q}{L_d}I_q + \frac{1}{L_d}V_d \quad (\text{IV.3})$$

$$\frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}I_d - \frac{R_s}{L_q}I_q + \frac{1}{L_q}V_q - \frac{\omega_r \varphi_f}{L_q} \quad (\text{IV.4})$$

On peut écrire ces équations sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q}{L_d} - \omega_r \frac{\varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

Cette équation peut être représentée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d + \frac{\varphi_f}{L_d} \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d + \frac{\varphi_f}{L_d} \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d + \varphi_f \frac{R_s}{L_d} \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

On suppose que :

$$I_d^* = I_d + \frac{\varphi_f}{L_d} \quad (\text{IV.7})$$

$$I_q^* = I_q \quad (\text{IV.8})$$

$$V_d^* = V_d + \varphi_f \frac{R_s}{L_d} \quad (\text{IV.9})$$

$$V_q^* = V_q \quad (\text{IV.10})$$

On remplace les courants I_d et I_q par I_d^* et I_q^* :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

A partir de cette équation, l'équation d'état pour le modèle ajustable de MSAP est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{I}_d^* \\ \hat{I}_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\hat{\omega}_r L_q}{L_d} \\ \frac{\hat{\omega}_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_d^* \\ \hat{I}_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Avec :

$$\hat{I}_d^* = \hat{I}_d + \frac{\varphi_f}{L_d} \quad (\text{IV.13})$$

$$\hat{I}_q^* = \hat{I}_q \quad (\text{IV.14})$$

Détermination du mécanisme d'adaptation :

Afin d'estimer les grandeurs mécaniques de la machine, on utilise un mécanisme d'adaptation basé sur la comparaison entre **le modèle de référence** (grandeurs réelles ou mesurées) et **le modèle ajustable** (grandeurs estimées), c'est le signal d'erreur.

Définition du signal d'erreur :

Le signal d'erreur de courant ε , qui sert d'entrée au mécanisme d'adaptation, est défini par le produit croisé des courants d'axes **d** et **q** :

$$\varepsilon = I_d \hat{I}_q - I_q \hat{I}_d \quad (\text{IV.15})$$

I_d, I_q : Sont les courants mesurés issus du modèle de référence.

$\hat{I}_d, \hat{I}_q$: Sont les courants estimés par le modèle ajustable.

Cette erreur alimente un correcteur de type **Proportionnel-Intégral (PI)**. La structure du régulateur permet d'extraire la vitesse angulaire estimée du rotor $\hat{\omega}_r$:

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt \quad (\text{IV.16})$$

En intégrant les spécificités liées au flux de la machine φ_f et à l'inductance L_d , l'expression globale de la vitesse rotorique estimée devient :

$$\hat{\omega}_r = K_p (I_d \hat{I}_q - I_q \hat{I}_d) + K_i \int (I_d \hat{I}_q - I_q \hat{I}_d) dt + \hat{\omega}_r(0) \quad (\text{IV.17})$$

Et :

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (IV.18)$$

IV.4 Schéma synoptique globale de la commande sans capteur (MRAS) :

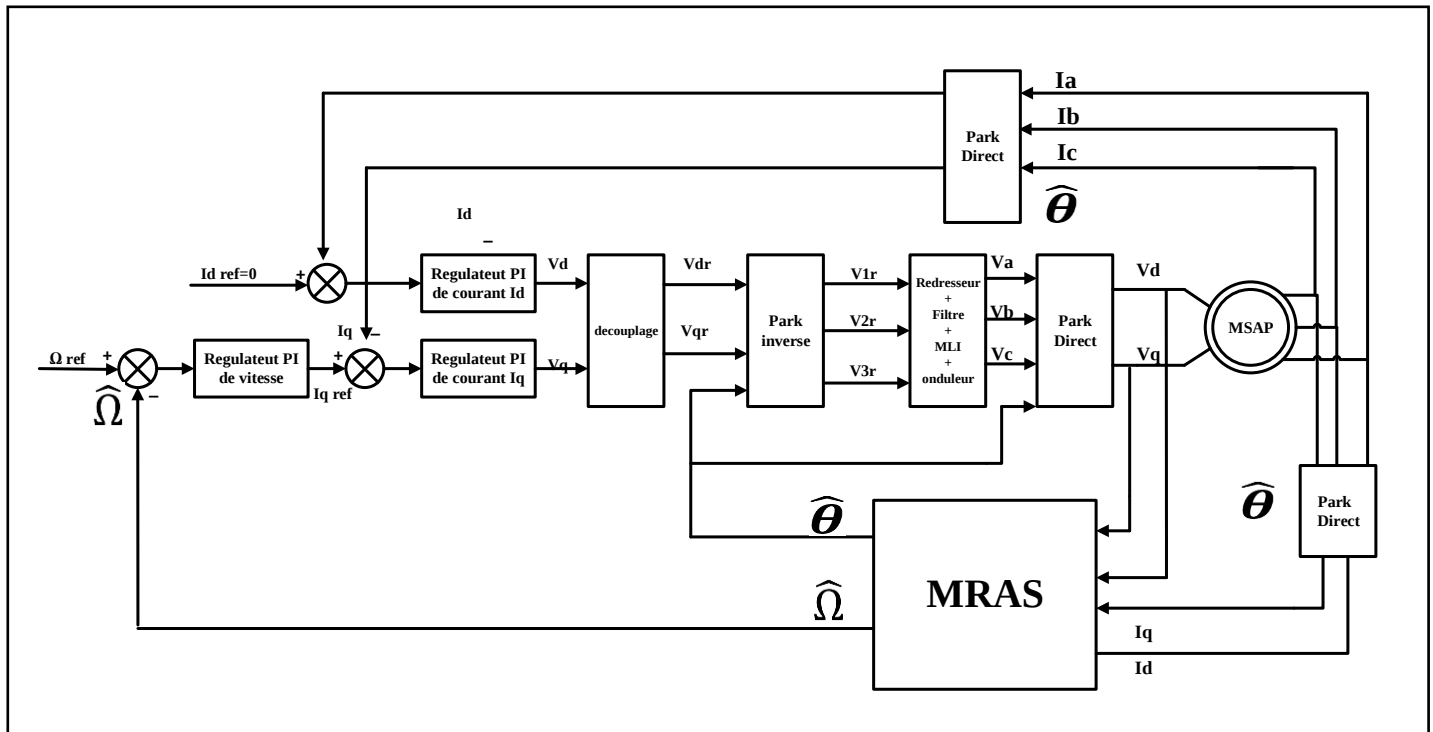


Figure IV.5 : Description globale de la commande vectorielle sans capteur basée sur l'observateur MRAS.

IV.5 Résultats de simulation :

IV.5.1 Essai a vitesse constante :

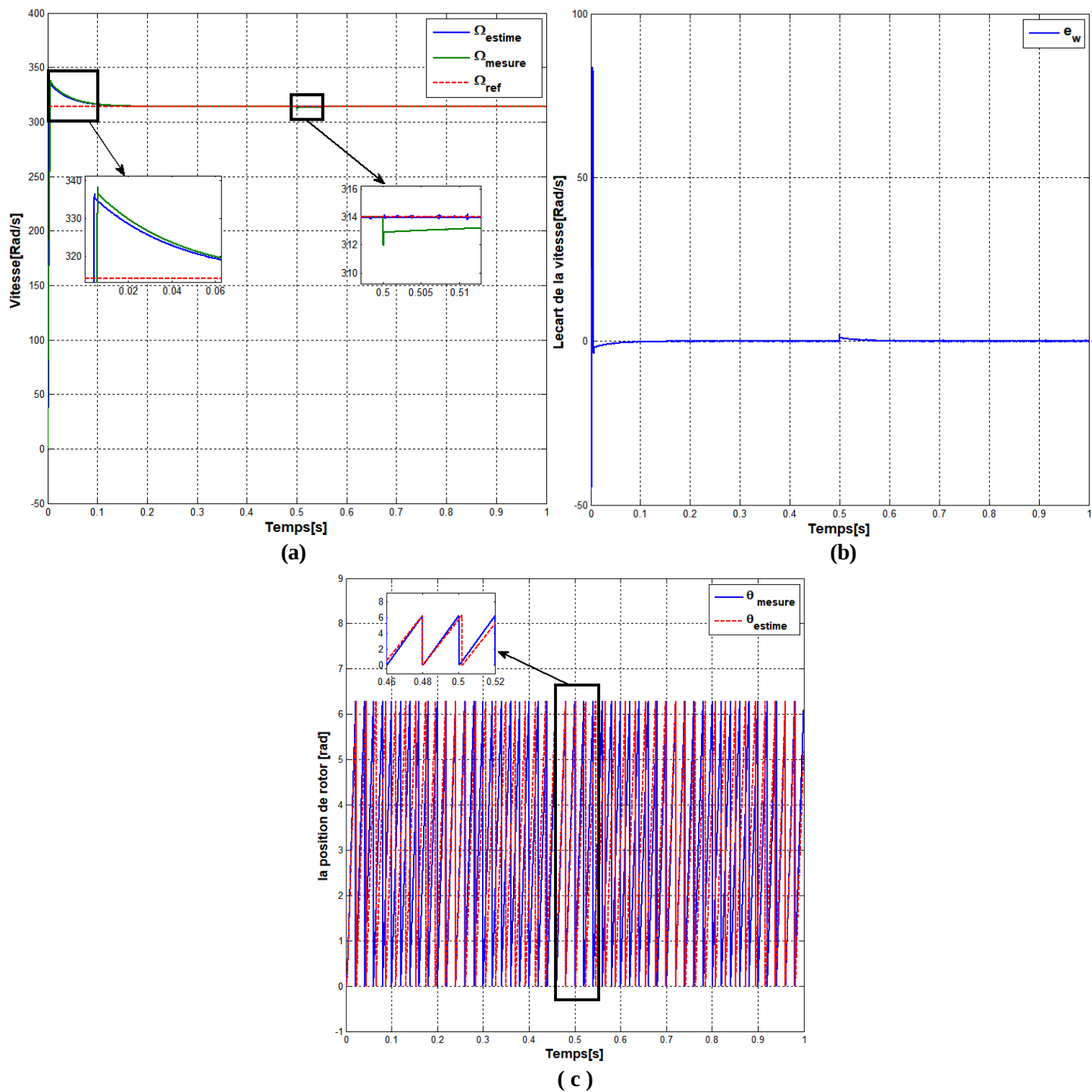


Figure IV.2 : Résultat de simulation MSAP a vitesse constante.

IV.5.2 Essai d'inversion le sens de rotation :

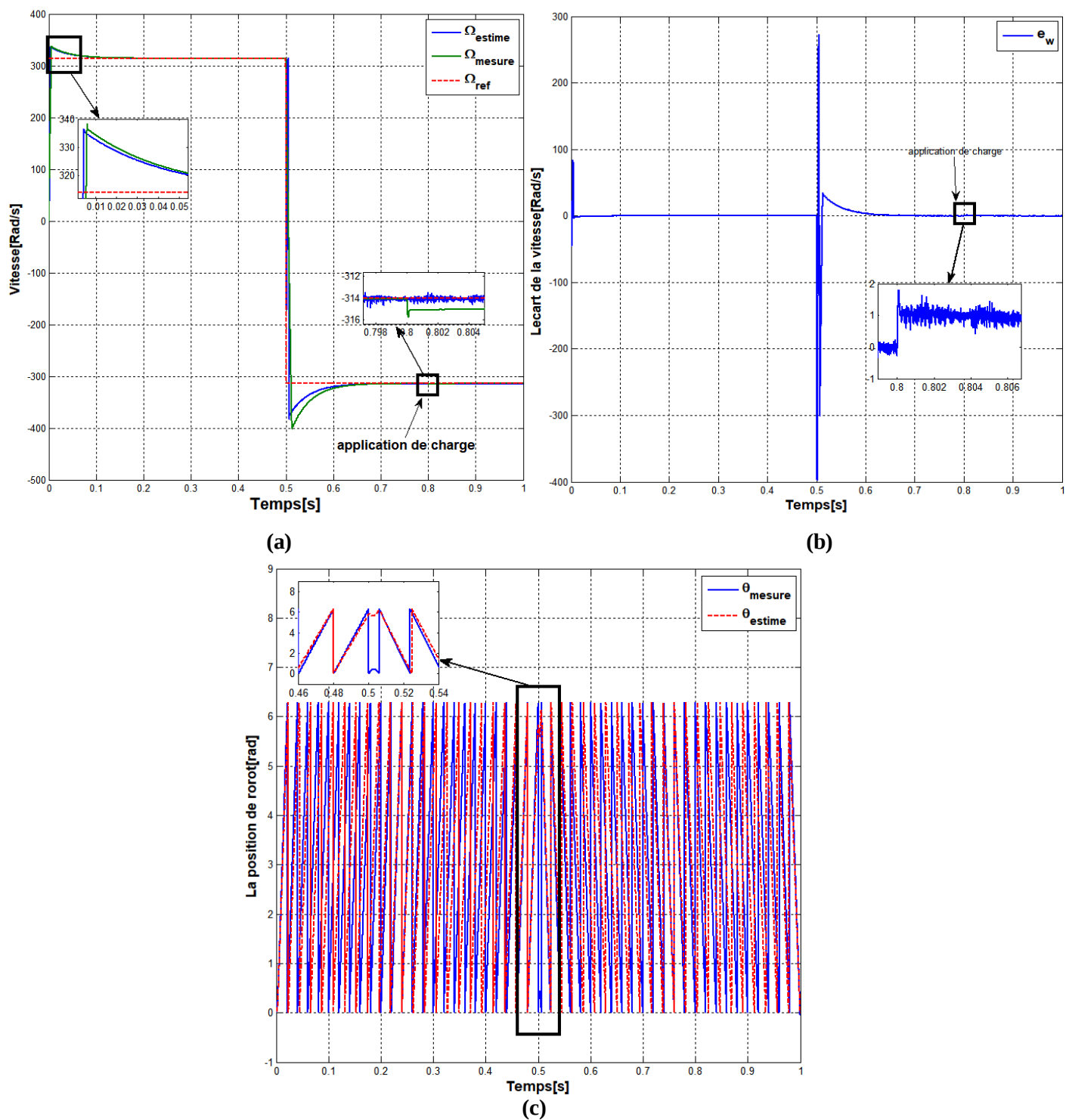


Figure IV.3 : Résultat de simulation MSAP avec inversion de sens de rotation.

IV.5.3 Essai a vitesse variable :

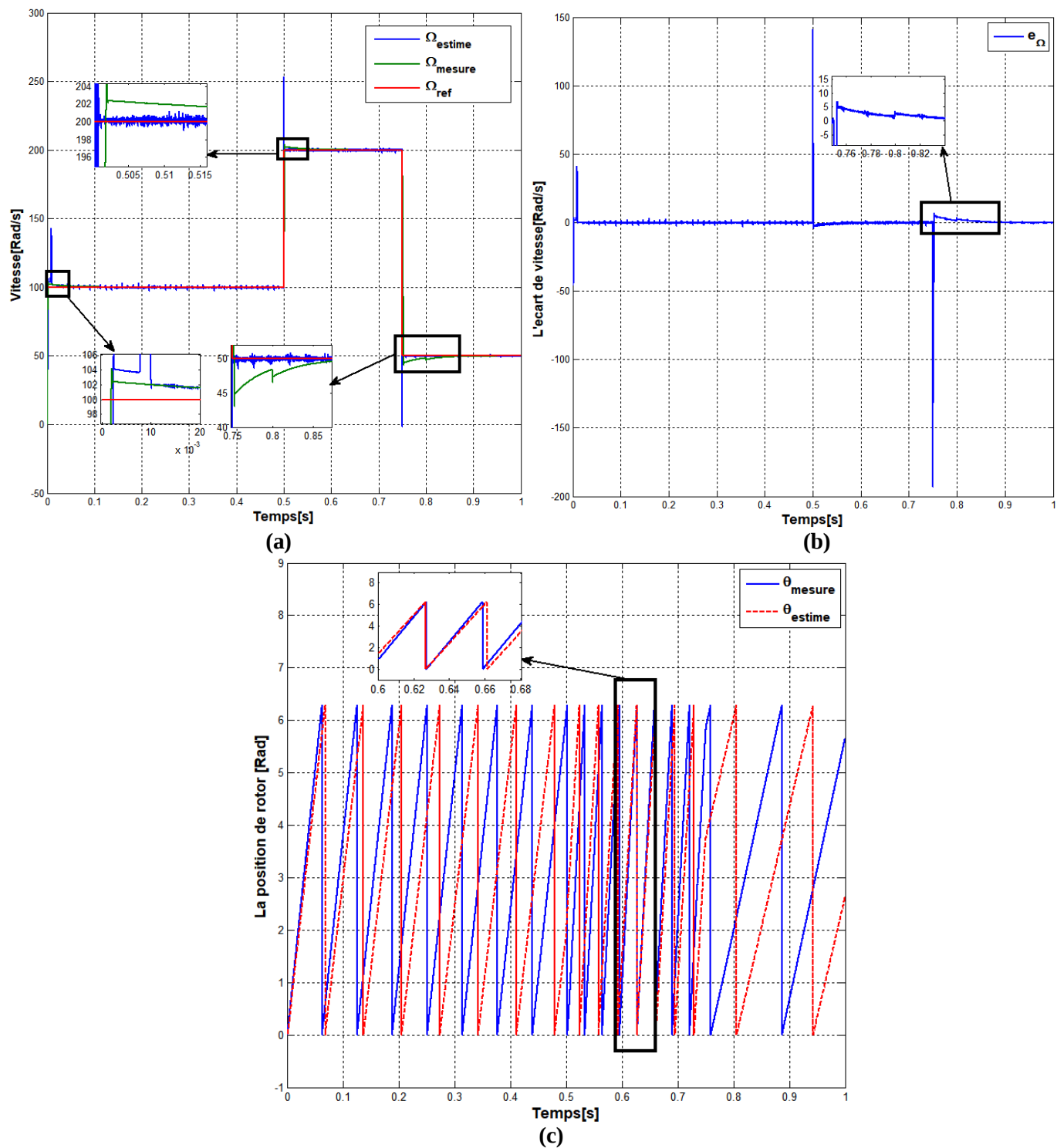


Figure IV.4 : Résultat de simulation MSAP a vitesse variable.

IV.6 Interprétations des résultats :

IV.6.1 Essai a vitesse constante :

Courbe de vitesse (Figure IV.02 (a) et (b)) :

On observe que :

- Au démarrage, la vitesse mesurée monte progressivement vers sa consigne avec un léger dépassement transitoire dû au régulateur PI (**Figure IV.02 (a)**).
- Un petit écart initial entre la vitesse réelle et la vitesse estimée $\hat{\omega}$, car l'observateur MRAS part d'une condition initiale nulle et a besoin de temps pour converger.
- La **Figure IV.02 (b)** qu'en régime permanent, l'erreur d'estimation devient négligeable et les deux courbes se superposent, prouvant la robustesse de l'estimateur face à l'application du couple de charge.

Courbe de la position angulaire θ (Figure IV.02 (c)) :

On observe que :

- La position estimée $\hat{\theta}$ suit fidèlement la position réelle θ_{mesure} (**Figure IV.02 (c)**).
- On remarque un très faible déphasage initial qui disparaît rapidement dès que la vitesse se stabilise.
- On constate enfin qu'en régime permanent, les deux courbes sont parfaitement synchrones, ce qui garantit la réussite des transformations de Park pour la commande vectorielle.

IV.6.2 Essai d'inversion le sens de rotation :

Courbe de vitesse (Figure IV.03) (a) et (b) :

On observe que:

- La vitesse réelle ω_{mesure} et la vitesse estimée $\hat{\omega}$ évoluent ensemble de manière stable durant la phase positive.

- Lors de l'inversion de marche, au moment du passage par zéro, un écart apparaît entre la vitesse réelle et la vitesse estimée (**Figure IV.03 (b)**). Cela s'explique par la faiblesse des signaux électriques à très basse vitesse.
- Cet écart reste faible et temporaire : dès que le moteur tourne dans le sens négatif, les deux courbes se superposent à nouveau parfaitement (**Figure IV.03 (a)**).

Courbe de la position angulaire θ :

On observe que :

- La position réelle θ_{mesure} change de pente au moment de l'inversion, ce qui traduit le changement de direction.
- Un léger déphasage de la position estimée au voisinage de la vitesse nulle.
- Grâce au mécanisme d'adaptation du MRAS, la position estimée $\hat{\theta}$ se recale très rapidement pour suivre la position réelle de manière synchrone.

IV.6.3 Essai a vitesse variable :

Courbe de vitesse (Figure IV.04) (a) et (b) :

On observe que

- La courbe de vitesse réelle présente une succession de paliers correspondant aux différentes consignes imposées (**Figure IV.04 (a)**).
- À chaque changement de palier, la vitesse estimée $\hat{\omega}$ subit une courte erreur transitoire avant de converger rapidement vers zéro en régime permanent (**Figure IV.04 (b)**).
- Le régulateur PI du mécanisme d'adaptation est bien réglé et s'adapte parfaitement à la dynamique du système sur toute la plage de vitesse.

Courbe de la position angulaire θ (Figure IV.04 (c)) :

On observe que :

- La position évolue en dents de scie de manière périodique, avec une pente qui change selon la vitesse (la pente est plus forte lorsque la vitesse est plus élevée).
- La position estimée $\hat{\theta}$ suit fidèlement la position réelle θ_{mesure} sur tous les paliers (**Figure IV.04 (c)**), avec de très faibles écarts lors des transitions.
- L'observateur MRAS fonctionne correctement dans des conditions dynamiques variées, ce qui garantit la qualité des transformations de Park pour la commande vectorielle.

IV.7 Conclusion :

Dans ce chapitre a constitué l'aboutissement pratique de l'ensemble de ce travail, en regroupant la conception, l'implémentation et la validation par simulation de la commande sans capteur mécanique de la MSAP par l'observateur MRAS basée sur le modèle du flux statorique et on propose une formulation de signal d'erreur de type produit croisé des courants pour piloter le régulateur PI d'estimation pour ajuster par la suite la vitesse d'estimation dans le modèle ajustable pour faire la mise à jours des grandeurs estimées.

Les résultats de simulation obtenus sous MATLAB/Simulink, notamment lors des essais à vitesse constante, à inversion de sens de rotation et à vitesse variable, ont démontré la capacité de l'observateur MRAS à estimer fidèlement la vitesse rotorique dans différentes conditions de fonctionnement. La vitesse estimée suit avec précision la vitesse réelle, confirmant ainsi l'efficacité et la robustesse de l'approche adoptée.

En définitive, ce travail a permis de valider qu'il est tout à fait possible de supprimer le capteur mécanique tout en maintenant des performances de régulation satisfaisantes, ouvrant ainsi la voie à des entraînements électriques plus fiables, plus compacts et moins coûteux à l'exploitation.

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire avait pour objectif l'étude et la mise en œuvre d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), en s'appuyant sur un observateur de type MRAS (Model Reference Adaptive System).

Dans un premier temps, nous avons abordé la modélisation de l'ensemble MSAP-convertisseurs statiques. Après avoir présenté les différents types d'aimants permanents et les diverses structures rotoriques de la machine, nous avons établi le modèle mathématique de la MSAP dans le repère triphasé, puis dans le repère de Park (d,q), ce qui a permis de simplifier considérablement les équations électriques et électromagnétiques. La modélisation de la chaîne d'alimentation complète (redresseur, filtre, onduleur MLI) ainsi que les résultats de simulation ont confirmé la validité du modèle obtenu et ont mis en évidence le comportement dynamique satisfaisant de la machine.

Dans un second temps, nous avons développé la commande vectorielle de la MSAP basée sur l'orientation du flux rotorique, avec une régulation des courants I_d et I_q et de la vitesse par des régulateurs classiques de type PI, dont les paramètres ont été déterminés par la méthode de compensation des pôles. Les résultats de simulation, obtenus sous différentes conditions (essai en charge, essai à vitesse variable, essai à faible vitesse), ont montré de bonnes performances dynamiques : suivi précis des consignes, rejet rapide des perturbations de charge, et un découplage flux-couple correctement assuré (I_d maintenu nul dans tous les cas).

Le troisième chapitre a été consacré à un état de l'art des principales techniques d'estimation utilisées dans la commande sans capteur : l'observateur par mode glissant, le filtre de Kalman, l'observateur de Luenberger et l'observateur MRAS. La comparaison de ces différentes approches, en termes de robustesse, de précision, de complexité de mise en œuvre et de comportement à basse vitesse, nous a conduits à retenir la structure MRAS comme la plus adaptée à notre étude, en raison de sa simplicité algorithmique et de sa bonne aptitude à l'estimation de la vitesse en temps réel.

Enfin, le quatrième chapitre a porté sur le développement détaillé de la commande sans capteur mécanique basée sur l'observateur MRAS basé sur le modèle du courant, nous avons établi les équations des modèles de référence et ajustable, ainsi que le mécanisme d'adaptation associé, basé sur un régulateur PI.

Les simulations réalisées en vitesse constante, en inversion du sens de rotation et en vitesse variable ont permis de valider la capacité de l'observateur MRAS à estimer correctement la vitesse et la position du rotor sans recours à un capteur mécanique.

En définitive, ce travail a permis de démontrer qu'une commande vectorielle performante du MSAP peut être réalisée sans capteur mécanique de vitesse, grâce à l'utilisation d'un observateur MRAS. Cette solution présente l'avantage de réduire le coût, l'encombrement et la complexité du système d'entraînement, tout en améliorant sa fiabilité, notamment dans les environnements industriels hostiles.

Comme perspectives à ce travail, plusieurs axes peuvent être envisagés :

- L'amélioration de la robustesse de l'observateur MRAS face aux variations paramétriques de la machine (résistance statorique, inductances), notamment sous l'effet des variations thermiques.
- L'étude du comportement de l'observateur à très faible vitesse et à vitesse nulle, zone réputée critique pour les méthodes basées sur le modèle de la machine.
- Le remplacement du mécanisme d'adaptation PI classique par des techniques de commande avancées (logique floue, réseaux de neurones, mode glissant) afin d'améliorer la précision et la robustesse de l'estimation.
- La validation expérimentale de l'approche proposée sur un banc d'essai réel, afin de confronter les résultats de simulation aux contraintes pratiques d'implémentation (bruit de mesure, temps de calcul, discrétisation).
- L'application et la validation d'un nouveau modèle de flux pour améliorer la précision de l'estimation de la vitesse.
- L'extension de cette étude à d'autres structures d'observateurs hybrides combinant les avantages du MRAS avec ceux d'autres techniques (Kalman, mode glissant) pour une estimation plus robuste sur toute la plage de vitesse.

ANNEXES

ANNEXE A

Les parametres du moteur synchrone a aimants permanents :

Paramètres	Valeur
<i>Fréquence</i>	50/60 [Hz]
<i>Tension d'alimentation</i>	220/380 [v]
<i>Nombre de paires des pôles (P)</i>	3
<i>Résistance statorique (Rs)</i>	0.9 [Ω]
<i>Inductances statoriques (L_d, L_q)</i>	0.009 [H]
<i>Flux de l'aimant (φ_f)</i>	0.225 [Wb]
<i>Coefficient de frottement (f)</i>	0.0003025
<i>Moment d'inertie (J)</i>	0.000629 [Kg · m ²]

BIBLIOGRAPHIE:

[1] R. Hamlaoui, "Commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique," Mémoire de Master, Spécialité Commande électrique, Filière Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, Algérie, 2021.

[2] Sonia MOUZAOUI « Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Courts-Circuits et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis » Mémoire de master académique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2015.

[3] Katsuhiko Ogata « Modern Control Engineering Fifth Edition », Livre, Prentice Hall.

[4] Y. Hita and A. Lakehal, "Dimensionnement d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent MSAP pour éolienne domestique de faible puissance," Mémoire d'Ingénieur d'État, Dept. Electrotechnique, École Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger (ESSA), Algiers, Algeria, 2023.

[5] S. Hamecha, Ep. Bourekache. Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.

[6] N. Mekki et M. Gouasmia, « Commande en vitesse et en position d'une MSAP », Mémoire de master, Dépt. Génie Électrique, Univ. Mohamed Boudiaf - M'Sila, Algérie.

[7] Chitour Mohamed Raouf et tebib Hichem, ‘‘ Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) basée sur l'approche MRAS ’’, mémoire de fin d'études.

[8] A. Khlaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)," Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Aix-Marseille Université, Marseille, France, 2012.

- [9] M. Guenfoud and K. Sidi Aissa, "Etude comparative entre techniques de commande par mode glissant et backstepping pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent," Master's thesis, Dept. Electrotechnique, Université de Ain Temouchent - Belhadj Bouchaib, Algeria, 2025.
- [10] cherchar djallal et sellam fouad "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation d'un observateur MRAS " mémoire de master, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [11] W. Benali, "Commande LQ d'un moteur synchrone," Mémoire de Magister, Dép. Électrotech., Univ. Batna, Batna, Algérie, 2014.
- [12] H. Nedjar and K. Sahraoui, "Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents," Master's thesis, Dept. Génie Ind., Univ. Abbes Laghrour, Khenchela, Algeria, 2018.
- [13] S. Arif et A. Bouchaala, « Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels », Mémoire de Master, Dép. Génie Électrique, Univ. Kasdi Merbah Ouargla, Ouargla, Algérie, 2019.
- [14] L. Bellahcene et M. Djaouani, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », Mémoire de master, Dép. Génie Électrique et Électronique, Univ. Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, Algérie, 2017.
- [15] S. Issaouni, « Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, Dép. Automatique, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2011.
- [16] M. B. Belahbib et M. L. Benharoune, « Commande de vitesse par backstepping d'un moteur synchrone à aimants permanent », Mémoire de master académique, Dép. Génie Électrique, Univ. Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2023.
- [17] ARIF Salim. BOUCHAALA Abdel Bari, « Commande de la machine synchrone à aimant permanent par les réseaux de neurones artificiels », Université Kasdi Merbah Ouargla ,08/07/2019.

- [18] B. OUAHID, « Contribution à l'angle des onduleurs multi-niveaux », mémoire de Magister, Université de Batna ,2005.
- [19] I. ABIDI Imène, diplôme de master spécialité : commande électrique –thème « Commande à vitesse variable d'une machine synchrone à aimant permanent », Université Badji Mokhtar.
- [20] A. Dehbi et S. Halfaoui, « Realisation d'un onduleur de tension triphase a modulation de largeur d'impulsions », Mémoire de fin d'études, Dépt. Génie Electrique, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, juin 1992.
- [21] Z. Gherabi and K. Doudar, "Commande sans Capteur Mécanique fondée sur les Observateurs d'Etat d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents," Master's thesis, Département de Génie Electrique, Université Ibn-Khaldoun de Tiaret, Tiaret, Algeria, 2016.
- [22] Erik ETIEN, Claude CHAIGNE, « Observateurs adaptatifs pour la commande sans capteur des machines asynchrones : analyse de stabilité », Université de Poitiers, JUIN 2009.
- [23] N. Bounasla, "Commandes non linéaires sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases," Thèse de doctorat, Dept. Génie Électrique, Univ. Mohamed Boudiaf - M'sila, M'sila, Algérie, 2025.

ملخص:

يتناول هذا العمل تطوير والتحقق بالمحاكاة الرقمية تحت MATLAB/Simulink لاستراتيجية تحكم متجهي بدون حساس ميكانيكي للسرعة، مُطبَّقة على محرك تزامني ذي مغناطيس دائم (MSAP)، باستخدام مراقب من نوع MRAS (نظام تكيفي ذو نموذج مرجعي). يتضمن العمل نمذجة رياضية شاملة للمحرك في الإطارين ثلاثي الأوجه (a,b,c) وبارك (d,q)، بالإضافة إلى نمذجة سلسلة التغذية الكاملة (مُقوم/مرشح/عاكس MLI). يتم تطوير التحكم المتجهي بتوجيه الفيض الدوار مع ضباط PI مُصمَّمين بتعويض الأقطاب. بعد مقارنة تقنيات تقدير السرعة بدون حساس (الوضع الانزلاقي، مرشح كالمان، لونبرغر، MRAS)، يتم اعتماد مراقب MRAS المبني على نموذج تيار الستاتور، حيث يُعرَّف خطأ التقارب بحاصل الضرب المتقاطع للتيارات. أثبتت المحاكاة دقة تقدير السرعة والموضع الدوار في مختلف ظروف التشغيل، مما يُحقِّق تحكمًا متجهيًا عالي الأداء بتكلفة مُخفضة وموثوقية مُحسنَّة.

الكلمات المفتاحية: تحكم متجهي بدون حساس، محرك تزامني ذي مغناطيس دائم (MSAP)، مراقب MRAS، محاكاة MATLAB/Simulink، المنظَّم التناسبي التكاملي.

Résumé :

Ce travail traite de la commande vectorielle sans capteur du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par observateur MRAS. Il couvre la modélisation du moteur dans les repères (a,b,c) et (d,q) et la chaîne d'alimentation, puis le développement de la commande vectorielle par orientation du flux avec régulateurs PI. Suite à la comparaison des techniques d'estimation sans capteur, l'observateur MRAS basé sur le courant statorique est retenu. Les simulations ont confirmé la précision d'estimation de la vitesse et de la position rotorique, validant une commande haute performance à coût réduit.

Mots-clés : Commande vectorielle sans capteur, Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Observateur MRAS, Simulation MATLAB/Simulink, Régulateur PI.

Abstract:

This work addresses sensorless vector control of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) using an MRAS observer. It covers motor modeling in the (a,b,c) and (d,q) reference frames and the power supply chain, followed by the development of flux-oriented vector control with PI regulators. After comparing sensorless estimation techniques, the MRAS observer based on stator current is selected. Simulations confirmed accurate estimation of rotor speed and position, validating a high-performance, cost-reduced control strategy.

Keywords: Sensorless vector control, Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), MRAS observer, Simulation MATLAB/Simulink, PI Controller.