

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études
En vue de l'obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème

**Commande vectorielle d'une machine
asynchrone destinée à un véhicule électrique**
[Etude, modélisation et simulation sur SIMULINK]

Réalisé par :

- ***KHEMISSI Mohamed El Amine***

- ***OUILMI Hakim***

Sous la direction de :

M. L ABDELOUEL Enseignant chercheur, chargé de cours à l'ENP

M. M.O TAGHI Enseignant chercheur, chargé de cours à l'ENP

JUILLET 2010

Remerciements

Ce projet de fin d'étude a été réalisé dans des délais assez courts, cependant, nous avons abordé les points essentiels de ce sujet. Ceci a été rendu possible grâce à l'aide et aux conseils de plusieurs personnes.

- Nous remercions M ABDELOUEL et M TAGHI pour avoir accepté de nous encadrer et nous donner les outils nécessaires pour concrétiser ce projet ambitieux.
- Nous exprimons notre profond respect et nos sincères remerciements à M MAHMOUDI, M SADOUN et surtout M CHKIREB. Malgré un emploi du temps chargé, ces Enseignants nous ont aidé, soutenu et apporté des conseils précieux tout au long de notre travail.
- Un grand merci à nos deux brillants amis : M AZZOUG et M KHELIFI qui ont pris de leurs temps pour essayer nos simulations, et vérifier notre travail.
- Nous remercions les membres du jury de nous avoir fait l'honneur d'accepter l'examen de notre travail.
- Enfin, nos remerciements à toutes les personnes qui de près ou de loin, nous ont aidé et soutenu dans les moments difficiles.

Dédicaces

Nous tenons à dédier notre modeste travail à :

Nos chers parents.

Nos frères et soeurs.

Nos amis.

Nos camarades de la promotion 2010.

ملخص

تتناول هذه المذكرة مشكلة التحكم في آلة لامتزامنة ثلاثية الأطوار موجهة للاستعمال في سيارة كهربائية. يبدأ العمل بنبذة تاريخية عن السيارة الكهربائية، وتليه دراسة تفصيلية لعناصر المكونة لها وكذلك قوانين عمل المحرك اللامتزامن. جزء التحكم يتناول مختلف تقنيات التحكم في حركة الآلة، ثم تتركز الدراسة حول تقنية التحكم الشعاعي. تغذية الآلة لامتزامنة باستعمال تقنية تغير عرض الدفع (MLI) درست للاستخدامها مع التحكم الشعاعي. نموذج السيارة و المحرك تم بحثه و فحصه باستخدام SIMULINK. و في الأخير نتطرق إلي كيفية الانتقال من نموذج SIMULINK إلى برنامج لوضعه في بطاقة DSP. **كلمات مفتاحية:** السيارة الكهربائية، المحرك اللامتزامن، تحويلات بارك، التحكم الشعاعي، تغير عرض الدفع الشعاعية.

Résumé

Ce rapport de fin d'études traite le problème de la commande d'une machine asynchrone triphasée destinée à un véhicule électrique. Le travail débute par un bref historique concernant le véhicule électrique, il est suivi par une étude détaillée des composants qui le constituent ainsi que des lois régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone "MAS". La partie commande traite les différentes techniques de régulation de la MAS, puis se focalise sur la commande vectorielle. L'alimentation de la MAS par la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) est mise en évidence pour être utilisée de pair avec la commande vectorielle. La modélisation du véhicule et de la MAS est ensuite vérifiée à l'aide de l'environnement SIMULINK.

Enfin, le dernier chapitre décrit le passage de la modélisation sur SIMULINK vers l'obtention d'un code implémentable sur DSP.

Mots-Clés : véhicule électrique, moteur asynchrone, transformation de Park, commande vectorielle, MLI vectorielle.

Abstract

This report addresses the problem of controlling a three phase induction motor for an electric vehicle. The work begins with a brief history of the electric vehicle, it is followed by a detailed study of its constituent components and the laws governing the functioning of an induction machine "MAS". The control part gives various techniques for controlling the MAS, then focuses on vector control. The power supply of the MAS by the technique PWM (pulse widths in modulation) is shown for use with the vector control, modeling of the vehicle and the MAS is then validated using the SIMULINK environment. The final chapter describes the transition from the model SIMULINK to a code for an implementation on DSP.

Key words : Electric vehicle, induction motor, Park transformation, PWM.

Sommaire

| | |
|--|-------------|
| Remerciements | i |
| Dédicaces | ii |
| Résumé | iii |
| Sommaire | iv |
| Table des figures | vi |
| Liste des tableaux | viii |
| Introduction | 1 |
| Présentation et objectifs du projet | 1 |
| I Le Véhicule électrique | 3 |
| Historique des véhicules électriques | 3 |
| I.1 Le système de propulsion | 6 |
| I.2 Distribution et stockage d'énergie | 8 |
| I.3 Le bloc des systèmes auxiliaires | 9 |
| II Modélisation | 11 |
| II.1 Définition du moteur asynchrone | 11 |
| II.2 Constitution de la machine asynchrone | 12 |
| II.3 Modélisation de la machine asynchrone | 17 |
| II.4 Modélisation dynamique d'un véhicule électrique | 29 |
| III Commande de la MAS | 34 |
| III.1 Commandes Scalaires | 34 |
| III.2 Commandes vectorielles | 37 |
| III.3 Commande par orientation de flux | 38 |

| | |
|--|-----------|
| IV Les techniques de la commande MLI | 49 |
| IV.1 Principe de la MLI | 51 |
| IV.2 Modes de fonctionnement | 52 |
| IV.3 MLI vectorielle | 54 |
| V Simulation et procédure d'implémentation | 63 |
| V.1 Simulation | 64 |
| V.2 Procédure d'implémentation | 80 |
| Conclusion générale | 83 |
| Bibliographie | 84 |
| Annexe | 85 |
| Annexe A : caractéristiques des MAS | 86 |
| Annexe B : caractéristiques estimées du véhicule | 87 |
| Annexe C : schéma bloc sur SIMULINK | 88 |
| Annexe D : les régulateurs PI | 96 |

Table des figures

| | | |
|--------|--|----|
| 1 | Composants d'un véhicule électrique | 1 |
| I.1 | Taxi électrique New York 1901. | 3 |
| I.2 | Véhicule hybride(Toyota Prius). | 4 |
| I.3 | Schéma bloc d'un véhicule électrique. | 5 |
| I.4 | Les différentes configurations de la partie transmission mécanique. | 7 |
| II.1 | Eclaté d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. | 12 |
| II.2 | Stator. | 13 |
| II.3 | Rotor. | 13 |
| II.4 | Modèle de la machine asynchrone. | 14 |
| II.5 | Génération mouvement. | 16 |
| II.6 | Schéma par phase en régime permanent. | 18 |
| II.7 | Schéma par phase ramené au stator. | 18 |
| II.8 | Caractéristique du couple en fonction de la vitesse. | 19 |
| II.9 | Représentation de la transformation de PARK. | 23 |
| II.10 | Variation de la vitesse du véhicule en fonction du temps. | 33 |
| III.1 | Caractéristiques couple-vitesse avec V_{S1} variable. | 34 |
| III.2 | Association gradateur-machine asynchrone. | 35 |
| III.3 | Formes d'ondes gradateur. | 35 |
| III.4 | Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation. | 37 |
| III.5 | Bloc principal : régulation de vitesse. | 38 |
| III.6 | Bloc externe : régulation de vitesse,bloc interne :régulation de couple. | 38 |
| III.7 | Bloc d'estimation du couple,de $\hat{\phi}_r$ et de l'angle $\hat{\theta}_s$ | 40 |
| III.8 | Bloc de régulation du couple et du flux ϕ_r | 41 |
| III.9 | Bloc de régulation du couple et du flux ϕ_r avec découplage. | 42 |
| III.10 | Bloc de régulation du couple et du flux ϕ_r en agissant sur isd et isq | 43 |
| III.11 | Boucle de régulation du couple. | 43 |
| III.12 | Boucle de régulation du flux $\hat{\phi}_r$ | 45 |
| III.13 | Boucle de régulation de vitesse. | 46 |

| | | |
|--------|---|----|
| III.14 | Schéma de régulation. | 48 |
| IV.1 | Schéma d'un onduleur triphasé. | 49 |
| IV.2 | Exemple d'une MLI temporelle. | 50 |
| IV.3 | Exemple d'une modulation en amplitude. | 50 |
| IV.4 | Comparaison entre un signal carré et son fondamental. | 51 |
| IV.5 | Fonctionnement onduleur. | 52 |
| IV.6 | Fonctionnement redresseur. | 53 |
| IV.7 | Schéma bloc de la commande de l'onduleur. | 54 |
| IV.8 | Représentation des tensions dans le plan(α, β) ainsi que les secteurs. | 56 |
| IV.9 | Algorithme d'identification du secteur. | 57 |
| IV.10 | Projections du vecteur V_{ref} sur les vecteurs adjacents. | 58 |
| IV.11 | Exemple de l'application des vecteurs tension V_1 et V_2 | 60 |
| IV.12 | Tension à la sortie de l'onduleur MLI. | 60 |
| IV.13 | Courant statorique pour $V_{ref} < V$ | 61 |
| IV.14 | Courant statorique pour $V_{ref} > V$ | 62 |
| V.1 | Variation de vitesse durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide. | 67 |
| V.2 | Couple électromagnétique le démarrage-arrêt d'une MAS à vide. | 68 |
| V.3 | Consigne du courant i_{sq} durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide. | 68 |
| V.4 | Consigne du courant i_{sd} durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide. | 69 |
| V.5 | Variation du flux durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide. | 69 |
| V.6 | Démarrage-arrêt "MAS 1kW chargée". | 70 |
| V.7 | Variation du couple pendant le démarrage-arrêt. | 71 |
| V.8 | Variation du courant i_{sq} pendant le démarrage-arrêt. | 71 |
| V.9 | Variation du flux ainsi que ses composantes durant démarrage-arrêt. | 72 |
| V.10 | Démarrage-arrêt "MAS 5kW chargée ". | 73 |
| V.11 | Variation du flux rotorique pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW". | 73 |
| V.12 | Variation du courant i_{sq} pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW". | 74 |
| V.13 | Variation du courant i_{sd} pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW". | 74 |
| V.14 | Variation couple pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW". | 75 |
| V.15 | Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW". | 76 |
| V.16 | Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW". | 76 |
| V.17 | Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW". | 77 |
| V.18 | Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW". | 77 |
| V.19 | Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW". | 78 |
| V.20 | PI discret. | 81 |
| V.21 | Estimateur discret. | 82 |

Liste des tableaux

| | |
|---|----|
| IV.1 Relation entre la commande des interrupteurs, les tensions triphasées et les vecteurs d'espaces. . . . | 55 |
|---|----|

Introduction

Présentation et objectifs du projet

Un véhicule électrique est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant à l'énergie électrique. La chaîne de conversion peut être décomposée en éléments décrits par la figure ci-dessous, à savoir :

- Les batteries pour stocker l'énergie.
- Le moteur électrique.
- Le système électronique de contrôle.
- La transmission mécanique.

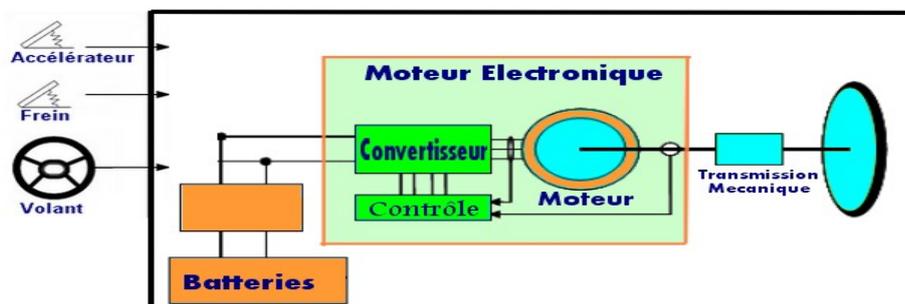


FIGURE 1 – Composants d'un véhicule électrique

Dans le cadre de ce projet, nous nous intéresserons à la partie "moteur électronique". Ainsi, pour le choix de la technologie du moteur électrique, de par sa robustesse notoire, et ses multiples qualités, le moteur asynchrone triphasé constitue une excellente solution. Il est cependant, plus difficile à commander, vu que ce dernier est un système non linéaire, couplé et dont le contrôle requiert une grande puissance de calcul en temps réel.

Le développement de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs ; la puissance de calcul nécessaire est à la portée des DSP et des microcontrôleurs actuels ; il en résulte que le contrôle du moteur asynchrone devient possible.

Structure du rapport

Le présent rapport est structuré comme suit :

- Le premier chapitre sera consacré à une brève présentation du véhicule électrique, suivi par une étude détaillée des composants qui le constituent.
- Le chapitre 2 traite de la modélisation de la machine synchrone. Les différentes modélisations possibles seront étudiées et nous choisirons la mieux adaptée au véhicule électrique.
- Dans le chapitre 3, les différentes techniques de régulation et de commande d'un moteur asynchrone triphasé seront citées. Puis nous nous intéresserons à la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, cette commande sera effectuée par le biais de la MLI vectorielle. Les détails de l'alimentation par MLI seront étudiés dans le chapitre 4.
- Le chapitre 5 sera consacré à la vérification avec Simulink de la commande vectorielle du moteur asynchrone destiné à un véhicule électrique. Il décrira aussi la procédure à suivre pour une implémentation sur DSP.
- Dans le dernier chapitre, nous présentons les conclusions et les perspectives. Les conclusions rappellent l'objectif de ce travail. Les perspectives concernent les points que nous pensons pertinents pour poursuivre l'étude.

Le Véhicule électrique

Etude succincte des éléments de base

Pour définir une stratégie de commande nous avons besoin à la fois du modèle du moteur électrique et celui du véhicule électrique prenant en compte l'architecture et l'usage de ce dernier. Dans ce chapitre, après une brève présentation du véhicule électrique et des composants qui le constituent, les modèles du véhicule et du moteur asynchrone seront développés dans le chapitre suivant.

Dans la section suivante nous allons mettre en évidence l'intérêt que suscitent les véhicules électriques . à travers un bref historique de leur développement.

Historique des véhicules électriques

Le plus important dans ce paragraphe est de mettre en évidence le nouvel intérêt que suscitent les véhicules électriques .

Le premier véhicule électrique a fait son apparition aux alentours de 1830 (1832-1839). La première personne à avoir inventé une voiture électrique est Robert Anderson, un homme d'affaires écossais. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique. Jusqu'à l'invention du démarreur automatique dans les véhicules thermiques en 1911, l'électrique était le plus apprécié pour sa simplicité.



FIGURE I.1 – Taxi électrique New York 1901.

En 1911, le succès du thermique était fulgurant, les raisons étaient simples : d'une part, 1 gallon d'essence fournissait la même autonomie qu'une batterie de 270kg, d'autre part, il fallait une minute pour recharger un véhicule thermique, alors qu'une batterie mettait des heures pour être rechargée. Enfin, le prix des batteries à cette époque n'était pas abordable pour le grand public.

Pour pallier au problème des batteries, certains constructeurs ont eu l'idée d'alimenter les véhicules par câbles électriques suspendus ; ce mode d'alimentation est très utilisé jusqu'à jour dans les transports en communs.

À la fin des années quatre-vingt-dix, l'environnement devient un problème majeur, et l'épuisement annoncé des gisements de pétrole et l'augmentation du prix de ce dernier remettent en question l'utilisation des véhicules thermiques. Les constructeurs d'automobile mettent l'accent sur la recherche dans le domaine des véhicules électriques et des énergies renouvelables.

L'ère de l'hybride et des véhicules à haut rendement est lancée depuis les années 2000, notamment par les deux leaders du marché : TOYOTA et HONDA qui ne cessent d'améliorer et de démocratiser leurs véhicules hybrides. Cependant les accumulateurs électrochimiques de ces véhicules n'ont pas une durée de vie aussi longue que le véhicule lui-même, il faudrait donc changer ceux-ci une ou plusieurs fois avant le recyclage total du véhicule, ce qui entraîne un surcoût de maintenance et une obligation importante de recyclage pour le fabricant. Ainsi, ce type de technologie déplace le problème environnemental de la consommation à la fabrication et au recyclage du véhicule. Du coup, d'autres voies dans la recherche ont été entreprises, telles que les véhicules solaires, à gaz, etc...



FIGURE I.2 – Véhicule hybride(Toyota Prius).

En parallèle, la commande et la gestion de l'énergie au sein d'un véhicule électrique est devenue tête grâce aux circuits intégrés tels que les DSP et les FPGA. Ces circuits sont capables de gérer les différentes entrées et sorties du véhicule en temps réel et avec une grande fiabilité.

Cette section a donné un bref historique sur le véhicule électrique ainsi que son développement. Les différentes parties qui le constituent seront détaillées dans la section suivante.

Les systèmes composant un véhicule électrique

Tous les véhicules électriques qu'ils soient solaires, hybrides, ou à hydrogène, possèdent la même architecture de propulsion ; bien qu'il existe des différences selon la technologie, le budget et l'application, on retrouve toujours les mêmes systèmes [10] :

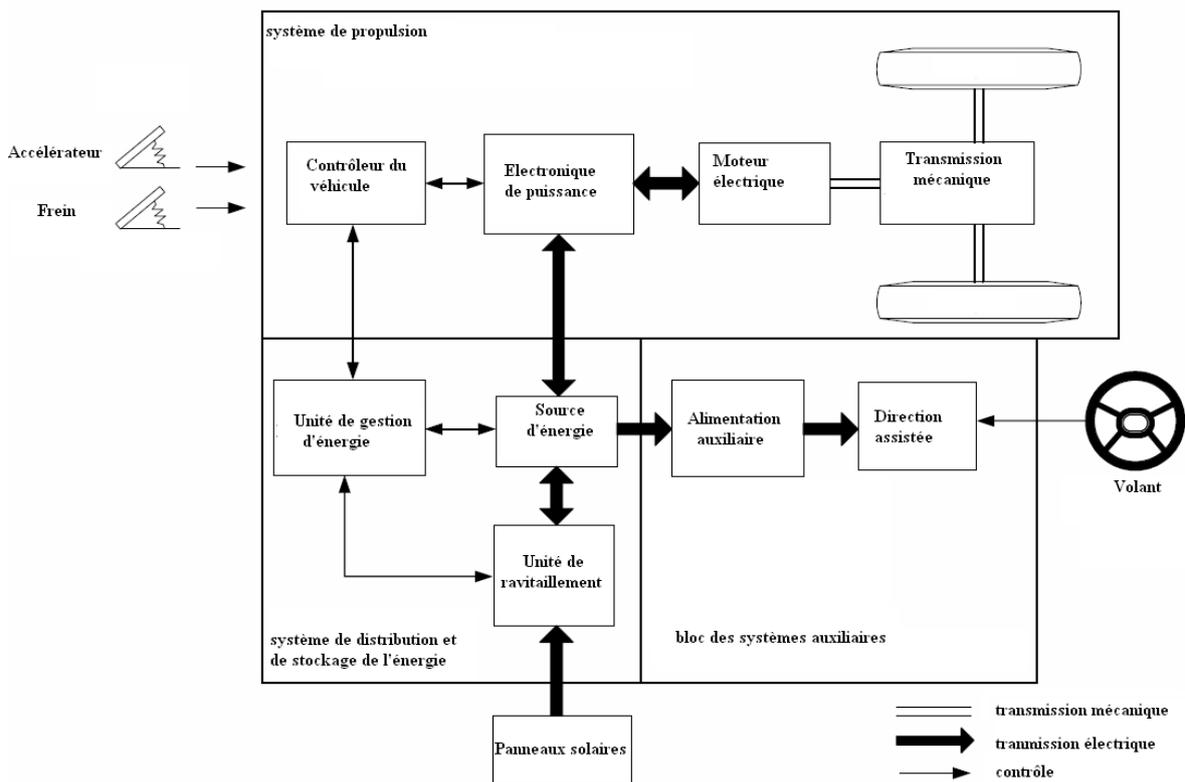


FIGURE I.3 – Schéma bloc d'un véhicule électrique.

I.1 Le système de propulsion

C'est la partie qui va s'occuper de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique pour faire avancer le véhicule. En outre, elle transforme aussi l'énergie mécanique en énergie électrique lors des phases de décélération ou de freinage. Elle se compose des sous systèmes suivants :

1.1 Le moteur électrique

Son rôle est évident, c'est lui qui génère le mouvement dont l'ampleur dépend de l'alimentation. On utilise plusieurs types de moteurs selon l'application, on retrouve souvent les moteurs à courant continu et les moteurs asynchrones.

1.2 La partie électronique de puissance

À partir de l'alimentation principale, elle module le signal qui va attaquer le moteur électrique. Pour un moteur à courant continu, on utilise un hacheur, pour un moteur asynchrone, on utilise un onduleur.

Cette partie doit être apte à recevoir du courant du moteur électrique pendant la phase de régénération pour recharger les batteries du véhicule.

1.3 La partie contrôle et régulation

Suivant les entrées des systèmes qui sont les pédales de freinage et d'accélération, la pente, et le poids du véhicule, il faut un organe pour asservir et réguler l'alimentation du moteur électrique, ainsi que pour recharger les batteries , c'est justement le rôle du contrôleur.

1.4 La partie transmission mécanique

Il existe plusieurs configurations mécaniques du véhicule. Selon ces configurations, la partie transmission mécanique peut être simplement un arbre de transmission qui relie le moteur à la roue, possédant ou pas une boîte à vitesse. Citons quelques configurations possibles :

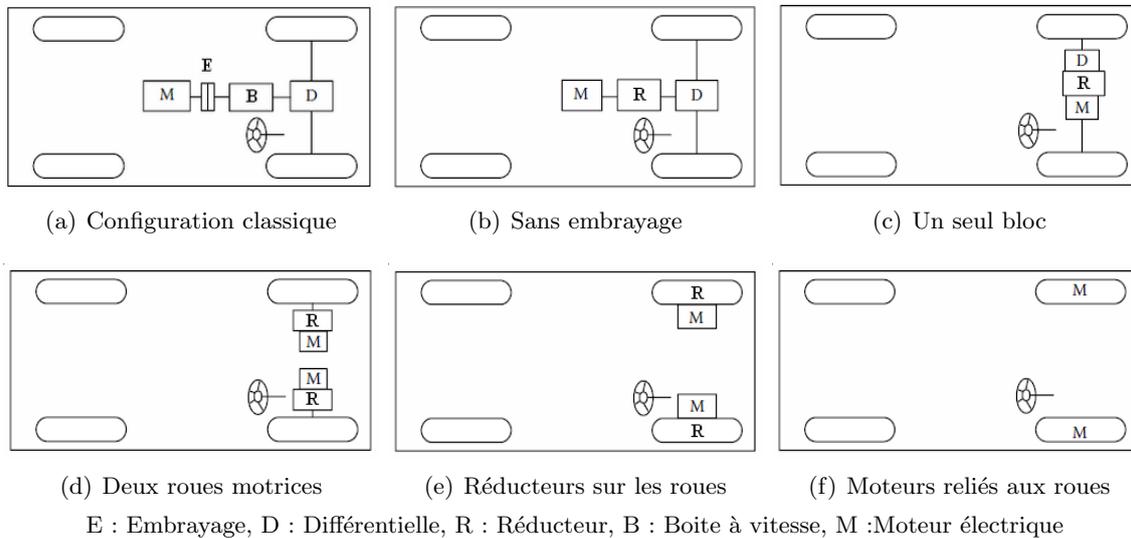


FIGURE I.4 – Les différentes configurations de la partie transmission mécanique.

- La configuration (a) fut la première historiquement, les véhicules électriques étaient d'anciens véhicules thermiques dont le bloc moteur avait été remplacé par le moteur électrique, et le réservoir à essence par des batteries. On y trouve l'embrayage, la boîte à vitesse ainsi que la différentielle.
- La configuration (b) ne contient pas d'embrayage, en effet, il est possible de concevoir un véhicule électrique sans cette pièce car un moteur électrique ne cale pas, il suffit de remplacer la boîte à vitesse par un réducteur.
- La configuration (c) montre un assemblage en un seul bloc de la différentielle, du moteur et du réducteur ce qui simplifie l'architecture du système de propulsion, le rend plus compact et plus léger.
- La configuration (d) se caractérise par deux roues motrices complètement séparées, l'avantage ici est de ne pas utiliser de différentielle ; cependant, le pilotage des deux moteurs devient plus compliqué.
- La configuration (e) fixe le réducteur directement sur la roue, c'est une architecture très simple, mais l'inertie de la roue va augmenter.
- La configuration (f) abandonne toute transmission mécanique intermédiaire. les deux moteurs sont reliés directement aux roues, la vitesse de rotation de la roue est la même

que celle du moteur, mais cette architecture impose l'utilisation d'un moteur possédant un couple très élevé au démarrage et à l'accélération du véhicule.

I.2 Le système de distribution et de stockage de l'énergie

2.1 Source d'énergie

Pour alimenter l'ensemble des systèmes du véhicule, il faut avoir une source d'énergie stable et disponible à tout moment, il est pratique d'alimenter à partir des batteries. Lors de la conception d'un véhicule électrique, le choix des batteries est primordial et la phase de recherche souvent très longue. En effet, les constructeurs doivent trouver des batteries aux performances adaptées à leur véhicule (autonomie, puissance, etc...) et à un prix raisonnable.

Faisons un bref tour d'horizon des différentes batteries existantes sur le marché ainsi que sur leurs performances.

On peut distinguer deux types de batteries :

- Les batteries de démarrage : elles servent notamment dans les voitures thermiques et fournissent beaucoup d'énergie durant une courte durée (démarrage).
- Les batteries de traction : elles supportent des courants moins importantes comparées aux précédentes, mais elles se déchargent de façon constantes. ce sont les batteries utilisées sur les véhicules électriques.

Il existe plusieurs familles de batteries sur le marché, nous allons citer les plus connues [1] :

1. La batterie au Plomb : cette technologie est la plus répandue, elle équipe actuellement de nombreux scooters (EVT, E-Max), vélos et véhicules électriques particuliers et utilitaires (GEM, Maranello, Deficar...). Cette technologie est la moins chère du marché, mais elle a deux inconvénients majeurs qui sont le poids et la durée de vie.
2. La batterie au Nickel Cadmium : ce type de batterie possède une durée de vie importante, mais il n'est plus utilisé à cause de son effet néfaste sur l'environnement ; en plus, il possède un effet mémoire.
3. La batterie au Nickel Métal-Hydrure : commercialisée depuis 1990 et avec une durée de vie d'environ 500 cycles, elle équipe un grand nombre de véhicules hybrides telles que la Toyota Prius. Elle a l'avantage de ne pas posséder d'effet mémoire, mais elle s'auto-décharge très vite.
4. La batterie au Nickel Métal-Zinc : avec des caractéristiques "non-polluantes", la batterie Nickel-Zinc pourrait concurrencer les classiques batteries au Plomb et même les batteries Nickel Cadmium. Son prix est deux fois plus élevé que les batteries au Plomb mais offre une densité énergétique plus importante (80Wh/kg contre 30Wh/kg pour le plomb).

5. La batterie ZEBRA : avec une température interne de fonctionnement allant de 270 à 350 °C, la batterie Zebra est une batterie chaude sans effet mémoire et offre une densité énergétique de 120Wh/kg.
6. La batterie Li-ion (Lithium-ion) : avec un faible taux de décharge dans le temps et sans effet mémoire, cette batterie offre une densité énergétique importante de l'ordre de 110 à 160 Wh/kg.
7. La batterie Li-Po (Lithium-Polymère) : sa densité énergétique est de l'ordre de 100-110 Wh/kg et sa durée de vie peut dépasser facilement les 1000 cycles. Malheureusement, cette technologie est encore très chère.

2.2 Unité de gestion de l'énergie

La partie gestion ou management de l'énergie fonctionne de pair avec le contrôleur du système de propulsion, elle permet de contrôler le flux d'énergie entrant et sortant pour conserver au mieux cette dernière.

2.3 Unités de ravitaillement

Elle sert à recharger les batteries du véhicule à partir d'une source extérieure.

I.3 Le bloc des systèmes auxiliaires

Ce sont tous les autres systèmes qui sont utilisés à fin d'apporter plus de confort et de facilité d'utilisation pour le conducteur. On y trouve par exemple la direction assistée, la climatisation, l'alimentation du tableau de bord, etc... [10].

3.1 Alimentation auxiliaire

L'alimentation auxiliaire est le point de ravitaillement du bloc des systèmes auxiliaires, elle fournit une énergie beaucoup plus faible comparée aux batteries principales dont elle dépend. Elle doit avoir en sortie un signal d'alimentation très stable et se rapprochant au mieux d'une alimentation continue car elle alimente principalement des composants électroniques de faible puissance et des circuits de commandes sensibles aux bruits.

3.2 Bloc de contrôle du véhicule

Ce bloc diffère sensiblement d'un constructeur à un autre, il comprend les pédales d'accélération et de freinage ainsi que la commande de direction " le volant ".

Dans un véhicule électrique les deux pédales sont reliées électriquement au moteur, beaucoup de constructeurs pensent alors à éliminer le maximum de pièces mécaniques en transformant la direction mécanique en direction électrique. Cette technique est utilisée depuis

longtemps dans l'aviation et est connue sous le nom de "fly by wire". Le but de cette méthode est d'alléger le poids du véhicule d'une part, et "d'adoucir" sa dynamique en mouvement, en vitesse, et en accélération. En effet, la perte d'énergie étant un souci majeur dans les véhicules électriques, il est alors nécessaire de réduire au minimum les accélérations brusques, les sous-régimes, et les manœuvres dangereuses.

Le résultat du tout électrique est la convergence de la commande du véhicule vers un seul joystick qui fait office de frein, d'accélérateur, et de volant.

3.3 Direction assistée

Elle tire son énergie de l'alimentation auxiliaire et elle permet de faciliter les manœuvres du conducteur pour tourner le volant.

La direction assistée n'est pas la même que dans les véhicules thermiques; ces derniers utilisent majoritairement des systèmes hydrauliques. Dans ce type de véhicule, elle est soit remplacée par une commande électrique soit c'est une direction assistée électrique qui y est présente.

Conclusion

Dans cette partie, les différents blocs constituant un véhicule électrique ont été cités. Nous allons nous intéresser dans notre étude à la modélisation et à la simulation du bloc de propulsion, c'est à dire :

- Le moteur électrique.
- La commande et la régulation du moteur.
- La partie alimentation "électronique de puissance".

Modélisation

du moteur électrique, et du véhicule

Dans ce chapitre, les équations qui régissent la dynamique du moteur électrique et du véhicule vont être mises en évidence. Avant d'entamer la modélisation, il est intéressant de définir et de montrer l'avantage du moteur asynchrone dans ce type d'application.

II.1 Définition du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est une machine électrique alimentée en alternatif. La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de ce moteur. Il est utilisé aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion de navires) et dans l'industrie (machines-outils). L'absence du découplage naturel entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, de ce fait, sa commande est difficile.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de vitesse, de couple et de position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible. Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent les machines asynchrones pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (de quelques WATT aux quelques Méga WATT) selon l'application visée.

La MAS utilisée dans notre étude est une machine triphasée à cage d'écureuil. Nous avons opté pour ce choix, car ce type de moteur ne nécessite pas d'entretien comparé aux autres types de moteurs électriques contenant des collecteurs qui s'usent avec le temps. Le moteur asynchrone monophasé est à bannir dans ce type d'application. Le couple développé est plus faible comparé au triphasé. De plus, il n'est pas possible d'éliminer les harmoniques de courant d'ordre trois, ça implique que le couple oscille fortement, et peut entraîner la casse du rotor.

II.2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des éléments suivants :

- Le stator (partie fixe).
- Le rotor (partie tournante).
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles.

Le schéma de la figure II.1 représente tous les organes d'une machine asynchrone à cage d'écureuil standard :

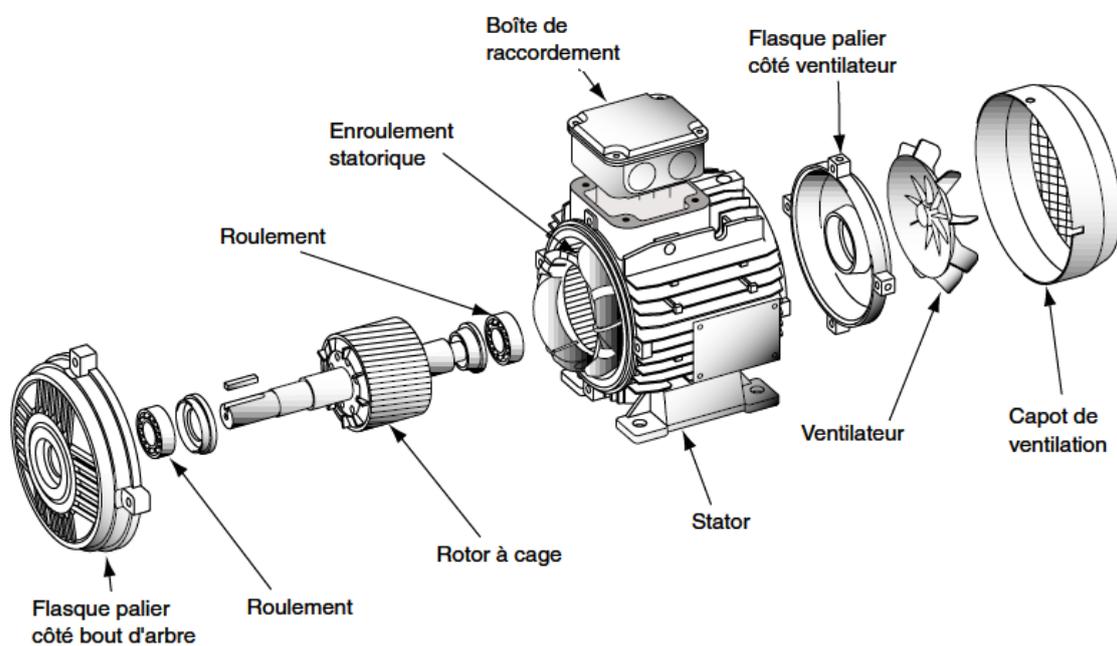


FIGURE II.1 – Eclaté d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

2.1 Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas, le stator reste le même, au moins dans son principe. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. ce dernier est constitué à son tour d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

Dans la partie stator, les bobines sont alimentées par un réseau triphasé. On peut les modéliser par une bobine parfaite l_s et une résistance R_s en série.

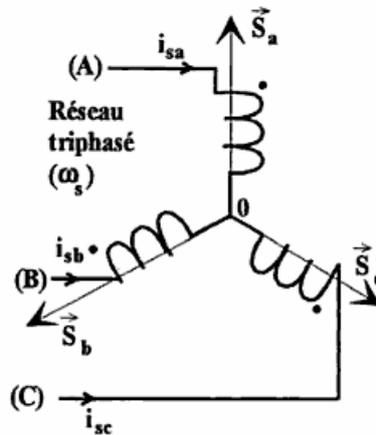


FIGURE II.2 – Stator.

2.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Il existe deux types de rotor pour les machines asynchrones : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionnés sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs, ou d'Aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits " de court-circuit ".

Dans la partie rotor, les bobines sont court-circuitées sur elles même, elles sont modélisées par une bobine l_r et une résistance R_r en série.

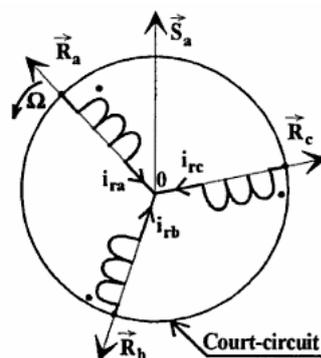


FIGURE II.3 – Rotor.

2.3 Organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission, il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement ; il est généralement en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est en fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui ; attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges et des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par deux ou plusieurs paliers, ces paliers soutiennent le rotor et assurent sa libre rotation.

2.4 Principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone triphasé (c'est-à-dire alimenté par trois tensions sinusoïdales décalées l'une par rapport à l'autre d'un tiers de période) à cage est très répandu dans le domaine industriel.

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est le suivant :

Lorsque les bobines du stator sont alimentées par un système électrique triphasé, elles produisent un champ magnétique bipolaire qui tourne à raison d'un tour par période du signal d'alimentation et entraîne le rotor, d'où l'intérêt de la commande en fréquence pour les moteurs asynchrones. La variation de la fréquence du signal d'alimentation " ω_s " permet de piloter la vitesse du moteur.

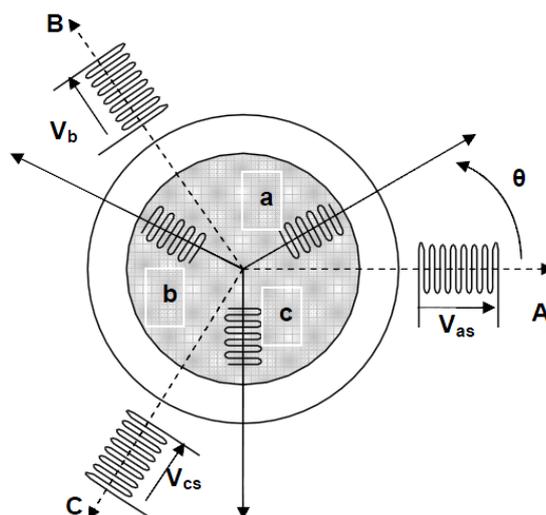


FIGURE II.4 – Modèle de la machine asynchrone.

Lorsque le stator est alimenté, les lignes de flux qui traversent le rotor se déplacent par rapport aux barres conductrices, et un courant induit prend naissance dans ces barres, mises en court-circuit à leurs extrémités. En présence du champ magnétique, ce courant génère des forces (loi de Laplace) et donc un couple, qui accélère le rotor dans le sens du champ tournant. L'effet de ce couple s'oppose au phénomène qui lui a donné naissance, c'est-à-dire au retard relatif des barres par rapport au champ tournant. Si le rotor n'était pas chargé, il tournerait progressivement aussi vite que le champ tournant, et à la vitesse de synchronisme, le déplacement relatif des barres conductrices et lignes de flux disparaîtrait, les courants induits dans les barres s'annuleraient ainsi que les forces de Laplace et leur couple. Cependant, à cause des forces de frottements, le rotor n'atteindra jamais à la vitesse de synchronisme [4].

La différence entre la vitesse du champ tournant et la vitesse du rotor est appelée glissement "g", sa formule est :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

Avec :

Ω_s : est la vitesse de rotation du champ tournant, telle que : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Ω : est la vitesse de rotation du rotor, telle que : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

p : est le nombre de paire de pôles.

ω_s : est la pulsation du signal d'alimentation.

Le schéma de la figure II.5 résume le fonctionnement du moteur asynchrone :

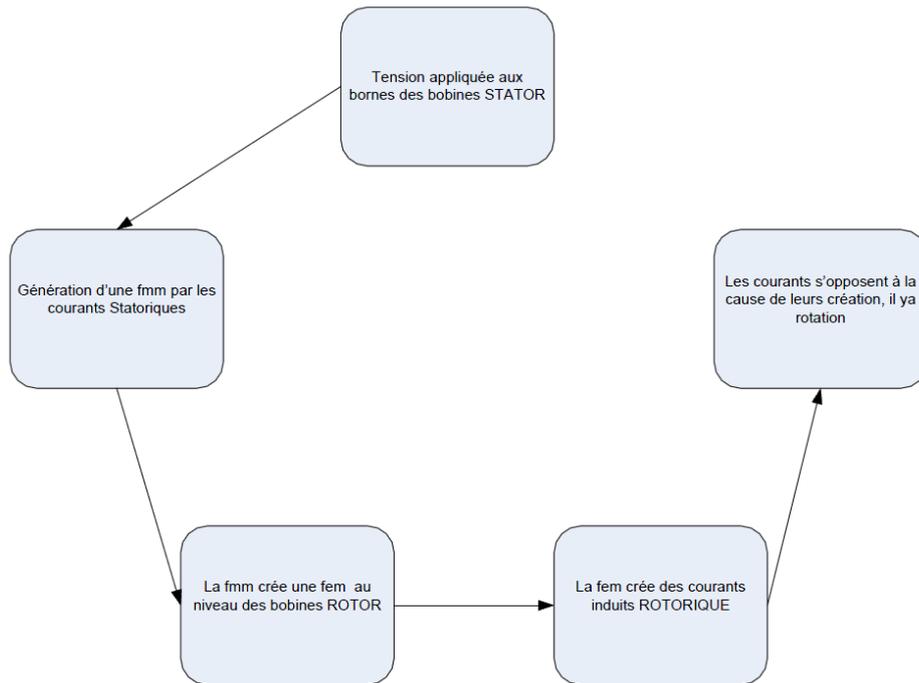


FIGURE II.5 – Génération mouvement.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone

A partir de la constitution de la machine, deux modélisations se distinguent :

- La modélisation en régime permanent.
- La modélisation en régime transitoire.

3.1 Modélisation en régime permanent

Le moteur asynchrone réagit comme un transformateur dont le premier membre est le stator, et le second membre est le rotor. La tension V_s aux bornes d'une phase du stator, s'écrit ainsi[2] :

$$V_s = R_s I_s + j\omega_s \phi_s$$

De même pour V_r :

$$V_r = R_r I_r + j\omega_r \phi_r = 0$$

Avec :

ω_r : est la pulsation rotorique, elle est reliée au flux statorique par le glissement : $\omega_r = g\omega_s$.

ϕ_r : est le flux rotorique, il est égal à : $\phi_r = L_r I_r + M I_s$.

ϕ_s : est le flux statorique, il est égal à : $\phi_s = L_s I_s + M I_r$.

M : est la mutuelle entre la bobine du stator et celle du rotor.

Les tensions V_s et V_r deviennent :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + jL_s \omega_s I_s + jM \omega_s I_r \\ V_r = \frac{R_r}{g} I_r + jL_r \omega_s I_r + jM \omega_s I_s = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Chaque phase de la machine asynchrone en régime permanent a le schéma électrique suivant :

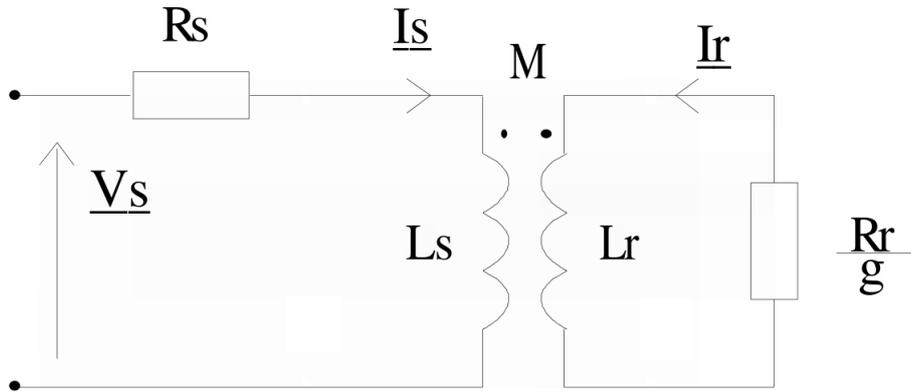


FIGURE II.6 – Schéma par phase en régime permanent.

En ramenant le schéma ci dessus au stator on obtient :

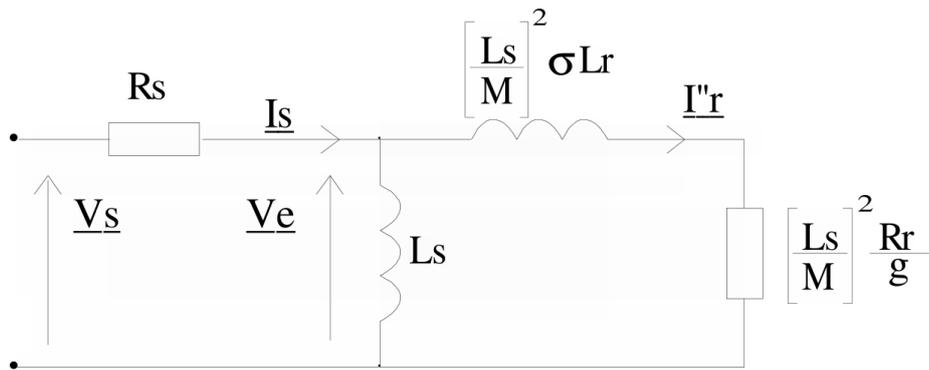


FIGURE II.7 – Schéma par phase ramené au stator.

Les fuites magnétiques sont représentées par l'inductance N'_r . La résistance du rotor ramenée au stator devient R'_r , telle que :

$$\begin{cases} N'_r = N_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ N_r = L_r \sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s} \\ R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ I'_r = I_r \frac{M}{L_s} \end{cases} \quad (2.2)$$

Les équations du système deviennent :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + j L_s \omega_s (I_s + I'_r) \\ V_r = \frac{R'_r}{g} I'_r + j N'_r \omega_s I'_r + j L_s \omega_s (I_s + I'_r) = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

La puissance du moteur P_m en régime permanent est égale à :

$$P_m = C_e \cdot \Omega \Leftrightarrow C_e = \frac{P_m}{\Omega} \quad (2.4)$$

telles que :

$$P_m = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2 \quad (2.5)$$

et :

$$\Omega = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.6)$$

Le courant I_r' est égal à :

$$I_r' = \frac{V_s - R_s I_s}{\frac{R'_r}{g} + j N'_r \omega_s} \quad (2.7)$$

En général, on néglige la résistance R_s , on aura donc :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \quad (2.8)$$

Le couple devient alors de la forme :

$$C_e = 3 V_s^2 \frac{p}{\omega} \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \quad (2.9)$$

En faisant varier le glissement du moteur électrique(et donc la vitesse), on obtient la courbe du couple en fonction de la vitesse de rotation :

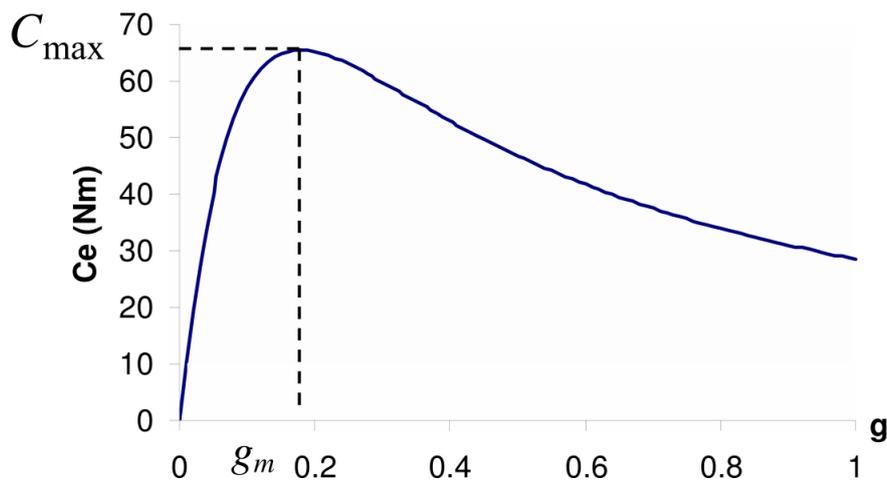


FIGURE II.8 – Caractéristique du couple en fonction de la vitesse.

3.2 Modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire[2][6][7][3]

On suppose dans notre étude que :

- Les impédances sont identiques dans chaque phase (statorique resp rotorique).
- La machine est symétrique.
- Les inductances sont constantes.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

3.2.1 Equations de la machine asynchrone en régime quelconque

Les grandeurs physiques dans la machine asynchrone s'écrivent sous forme de matrices. Les tensions aux bornes du stator sont :

$$\begin{bmatrix} V_{abs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{abs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abs} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} V_{abs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{abs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \phi_{abs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

Les tensions aux bornes du rotor sont :

$$\begin{bmatrix} V_{abr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{abr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} V_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \phi_{abr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

Les flux sont en fonction des courants statoriques respectivement rotoriques de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

où :

$$m_1 = m_{sr} \cos(\theta)$$

$$m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Avec :

- m_s est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- m_r est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- m_{sr} est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice (2.12) qui décrit les flux en fonction des courants contient 36 coefficients, de plus, ils ne sont pas tous constants. Pour réduire le rang de la matrice et ainsi faciliter les calculs, il faut recourir à une transformation appelée : la transformation (α, β) .

Transformation (α, β)

L'idée de la transformation (α, β) repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système de deux bobines déphasées de $\frac{\pi}{2}$, à condition que les amplitudes (tension, courant, ...etc) ou la puissance instantanée soient conservées.

La matrice (2.13) permet de passer du repère (a, b, c) vers le repère (α, β) comme suit :

$$T_{23} = C \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Remarques

- Le coefficient $C = \sqrt{\frac{2}{3}}$ sera utilisé dans notre travail pour conserver la puissance
- Dans le cas où nous voulons conserver l'amplitude des forces motrices, le coefficient C est égale à $C = \frac{2}{3}$.

Les équations aux tensions statoriques deviennent :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} &= T_{23} \begin{bmatrix} V_{abcs} \end{bmatrix} = R_s T_{23} \begin{bmatrix} i_{abcs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} T_{23} \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.14)$$

L'expression des flux statoriques dans le repère (α, β) est :

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} = T_{23} \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} T_{32} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} + T_{23} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} T_{32} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix}$$

Avec :

– L_{ss} est la matrice des inductances propres et des mutuelles statoriques :

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

– L_{rr} est la matrice des inductances propres et des mutuelles rotoriques :

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

– T_{32} est la matrice de passage du repère (α, β) vers le repère (a, b, c) :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

– M_{sr} est la matrice des mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques, ses coefficients varient en fonction de l'angle entre la phase statorique et la phase rotorique :

$$M_{sr} = \begin{bmatrix} m_1 & m_3 & m_2 \\ m_2 & m_1 & m_3 \\ m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M * P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

De même, les équations aux tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} &= T_{23} \begin{bmatrix} V_{abcr} \end{bmatrix} = R_r T_{23} \begin{bmatrix} i_{abcr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} T_{23} \begin{bmatrix} \phi_{abcr} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} &= R_r \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.20)$$

L'expression des flux rotoriques dans le repère (α, β) est :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} &= T_{23} \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} T_{32} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} + T_{23} \begin{bmatrix} M_{sr}^T \end{bmatrix} T_{32} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M * P(-\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Avec :

- $L_s = l_s - m_s$
- $M = \frac{3}{2}m_{sr}$
- $L_r = l_r - m_r$
- $P(\theta)$ est la matrice de rotation du rotor par rapport au stator :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

La matrice des mutuelles M_{sr} définie en (2.18), contient des coefficients variables avec l'angle θ , et donc avec le temps. Pour simplifier les calculs, il est intéressant que la matrice soit creuse, et que ses coefficients soient constants. La transformation de PARK permet de parvenir à ce résultat. De plus, elle permet de passer d'une représentation des flux dans deux repères (statoriques, rotoriques) disjoints vers une représentation dans un repère unique.

Transformation de PARK

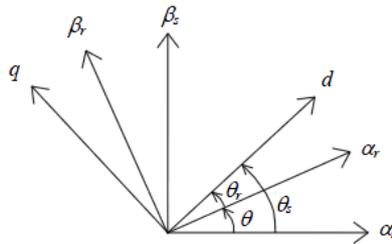


FIGURE II.9 – Représentation de la transformation de PARK.

La transformation de PARK est une transformation du repère (a, b, c) vers le repère (α, β) , puis une rotation pour passer au repère (d, q) . Le repère (α, β) est fixé au repère (a, b, c) , par contre, le repère (d, q) est mobile. Sa mobilité peut être choisie de telle manière à ce qu'il tourne à la vitesse du rotor, du champ tournant, ou tout simplement fixé au stator.

En pratique, le repère (d, q) est lié au champ tournant, L'utilité de ce choix sera abordée plus loin.

La matrice de passage de (α, β) vers (d, q) est :

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La matrice de passage de (d, q) vers (α, β) est :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Le passage du repère $(\alpha, \beta)_s$ (respectivement $(\alpha, \beta)_r$) vers le repère commun (d, q) se fait avec la matrice $P(-\theta_s)$ (respectivement $P(-\theta_r)$). Avec :

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

Les expressions des flux deviennent :

– Au stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} = P(-\theta_s) \begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta s} \end{bmatrix} = P(-\theta_s) T_{23} \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} = P(-\theta_s) T_{23} \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} T_{32} P(\theta_s) \begin{bmatrix} i_{sdq} \end{bmatrix} + P(-\theta_s) T_{23} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} T_{32} P(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{rdq} \end{bmatrix}$$

– Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rdq} \end{bmatrix} = P(-\theta_r) \begin{bmatrix} \phi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = P(-\theta_r) T_{23} \begin{bmatrix} \phi_{abcs} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rdq} \end{bmatrix} = P(-\theta_r) T_{23} \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} T_{32} P(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{rdq} \end{bmatrix} + P(-\theta_r) T_{23} \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} T_{32} P(\theta_s) \begin{bmatrix} i_{sdq} \end{bmatrix}$$

Au final :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Quant aux équations aux tensions, elles deviennent : Au niveau du stator :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{abcs} \end{bmatrix} &= T_{32} P(\theta_s) \begin{bmatrix} V_{sdq} \end{bmatrix} \\ &= R_s T_{32} P(\theta_s) \begin{bmatrix} i_{sdq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} T_{32} P(\theta_s) \begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Ca implique que :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{sdq} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{sdq} \end{bmatrix} + P(-\theta_s) \frac{d}{dt} \{ P(\theta_s) \begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} \} \\ \begin{bmatrix} V_{sdq} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{sdq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} P(-\theta_s) \frac{d}{dt} P(\theta_s) \\ \begin{bmatrix} V_{sdq} \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_{sdq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{sdq} \end{bmatrix} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \dot{\theta}_s \end{aligned} \quad (2.28)$$

De même, pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rdq} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{rdq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rdq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{rdq} \end{bmatrix} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \dot{\theta}_r \quad (2.29)$$

Les équations aux tensions peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

En faisant le choix de la fixation du repère (d, q) , les valeurs de $\dot{\theta}_s$ et de $\dot{\theta}_r$ vont changer. Les cas possibles sont :

Repère lié au stator : Dans ce cas, $\theta_s = 0$ et $\theta_r = -\theta$. Les équations aux tensions (2.30) deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

Repère lié au rotor : Ici, $\theta_s = \theta$ et $\theta_r = 0$. Le système d'équations (2.30) devient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.32)$$

Repère lié au champ tournant : Dans ce cas la vitesse de rotation du repère (d, q) est la vitesse de synchronisme ω_s . En remplaçant dans (2.30) on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.33)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des valeurs constantes en régime permanent, il est plus facile d'en faire la régulation.

Expressions du couple et des puissances

Les expressions des tensions trouvées ci dessus permettent d'obtenir un bilan des puissance dans le repère (d, q) . La puissance fournie se décompose comme suit :

$$P_e = P_{em} + P_J + P_{mec}$$

tels que :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq}$$

$$P_J = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)$$

$$P_{em} = \frac{d\phi_{sd}}{dt} i_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} i_{sq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} i_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} i_{rq}$$

$$P_{mec} = \omega (\phi_{rq} i_{rd} - \phi_{rd} i_{rq})$$

La puissance mécanique en fonction du couple est :

$$P_{mec} = C_{el}\Omega$$

Donc :

$$C_{el} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega}$$

Où p est le nombre de paires de pôles.

Le couple produit par le moteur électrique peut être écrit de plusieurs manières possibles :

$$\begin{cases} C_{el} = p(\phi_{rq}\dot{i}_{rd} - \phi_{rd}\dot{i}_{rq}) \\ C_{el} = p(\phi_{sd}\dot{i}_{sq} - \phi_{sq}\dot{i}_{sd}) \\ C_{el} = pM(I_{sq}\dot{i}_{rd} - \dot{i}_{sd}\dot{i}_{rq}) \\ C_{el} = p\frac{M}{L_r}(\phi_{rd}\dot{i}_{sq} - \phi_{rq}\dot{i}_{sd}) \end{cases} \quad (2.34)$$

Toutes les expressions du couple ne sont pas exploitables, en effet, la première et la troisième équation sont en fonction du courant rotorique qui ne peut être mesuré.

Modèle d'état

Une fois toutes les expressions des grandeurs physiques traitées, on entame la représentation du modèle d'état. Pour représenter le modèle d'état de la machine asynchrone, nous utilisons les variables d'états suivantes : $[\dot{i}_{sd}, \dot{i}_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}]^t$

Les variables d'entrée sont : V_{sd}, V_{sq}

En appliquant le principe fondamental de la dynamique en rotation pour le moteur asynchrone :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{el} - C_r \quad (2.35)$$

Où C_r est le couple résistif incluant les frottements et le couple de charge, J représente le moment d'inertie.

Les équations d'état sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma.L_s} \left[-\left(R_s + \frac{M^2}{L_r.T_r}\right).i_{sd} + \sigma.L_s.\omega_s.i_{sq} + \frac{M}{L_r.T_r}.\phi_{rd} + \frac{M}{L_r}.\omega.\phi_{rq} + V_{sd} \right] \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma.L_s} \left[-\sigma.L_s.\omega_s.i_{sd} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r.T_r}\right).i_{sq} - \frac{M}{L_r}.\omega.\phi_{rd} + \frac{M}{L_r.T_r}.\phi_{rq} + V_{sq} \right] \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r}.i_{sd} - \frac{1}{T_r}.\phi_{rd} + (\omega_s - \omega).\phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r}.i_{sq} - (\omega_s - \omega).\phi_{rd} - \frac{1}{T_r}.\phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) - \frac{p}{J}.C_r \end{array} \right. \quad (2.36)$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s.L_r} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

σ est le facteur de dispersion de BLONDEL¹, T_r est la constante de temps rotorique.

1. Le coefficient de dispersion de Blondel permet d'estimer les fuites de flux de la machine.

II.4 Modélisation dynamique d'un véhicule électrique

Le but de cette partie est de représenter le véhicule électrique en déplacement sous la forme d'une équation, il est ainsi possible de tirer la formule du couple résistif suivant la vitesse du véhicule, puis en fonction de la vitesse angulaire du moteur électrique[8][10].

4.1 Mise en équation de la dynamique du véhicule

Un véhicule se déplaçant à une vitesse v , sur une piste dont l'inclinaison est ψ , se heurte à plusieurs forces résistives. Définissons-les :

4.1.1 La force de frottement F_{fr}

Un véhicule possède une force de frottement complexe, elle comprend plusieurs facteurs :

- Le poids du véhicule.
- Le type des pneus.
- L'usure et la pression des pneus.
- La nature de la route, sa température, et son taux d'humidité.
- La trajectoire du véhicule, et sa vitesse.

Cependant, il est assez correct d'approximer les frottements par la loi suivante :

$$F_{fr} = \mu_{fr} \left(1 + \frac{v}{160}\right) \cdot m \cdot g \cdot |\sin(\psi)|$$

Avec :

μ_{fr} : coefficient de frottement du véhicule.

v : vitesse du véhicule.

Cette loi démontre que le poids du véhicule est le facteur prédominant pour le calcul du frottement, le reste des facteurs sont inclus dans le coefficient μ_{fr} .

4.1.2 La force aérodynamique F_{ad}

Elle est due aux frottements entre l'air et la coque du véhicule. Elle dépend de quatre facteurs :

- **La densité de l'air** : Elle même varie en fonction de l'altitude, la température, et l'humidité. Son coefficient est noté par ρ .
- **La taille du véhicule** : Plus la surface du véhicule est grande, plus il résiste au vent, la surface frontale du véhicule est la plus résistive, ainsi, il suffit juste de calculer la surface

frontale A pour avoir une bonne approximation de la taille du véhicule.

- **La forme et la rugosité :** Ce sont deux paramètres importants, ils peuvent réduire la force aérodynamique d'un même véhicule dans les mêmes conditions par dix, ceci en adoptant une forme qui se rapproche de la goutte d'eau par exemple, et en ayant une surface lisse, ils sont représentés par le coefficient C_d .
- **La vitesse :** Il existe plusieurs formules qui permettent de décrire la variation de la force aérodynamique avec la vitesse, nous utiliserons la formule suivante :

$$F_{ad} = K.v^2$$

Il faut aussi prendre en compte l'influence du vent frontale si on souhaite détailler l'étude. La formule générale décrivant la force aérodynamique est :

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2$$

Si on tient compte d'un vent frontal, la formule devient :

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot (v - v_f)^2$$

4.1.3 La composante tangentielle du poids F_{tp}

Elle dépend du poids du véhicule ainsi que de la pente. Cette force est résistive en montée et motrice en descente.

$$F_{tp} = m.g.\sin(\alpha)$$

4.1.4 La force motrice F_m

Le couple que délivre le moteur électrique peut être ramené à une force motrice par rapport au véhicule, il suffit de multiplier le couple par le ratio du réducteur G et de diviser par le rayon de la roue r . La relation qui les lie est :

$$F_m = \frac{G}{r} \cdot C_{mec}$$

Relation fondamentale de la dynamique

Pour modéliser le véhicule en mouvement, utilisons la seconde loi de NEWTON :

$$\sum \vec{F} = m.\vec{a}$$

Dans notre cas, il faut aussi tenir compte de l'inertie du moteur électrique, non pas pour sa masse qui est faible, mais plutôt pour sa grande vitesse de rotation.

4.1.5 Inertie du véhicule

L'accélération du véhicule est :

$$a$$

⇔ l'accélération angulaire du moteur est :

$$\dot{\omega} = G \cdot \frac{a}{r}$$

Le couple requis pour cette accélération est :

$$C = I \cdot G \cdot \frac{a}{r}$$

En ramenant le couple à une force linéaire, on a :

$$F_{im} = I \cdot \frac{G^2}{r^2} \cdot a$$

La force totale exigée pour accélérer le véhicule devient :

$$F_T = \left(I \cdot \frac{G^2}{r^2} + m \right) \cdot a$$

La somme des forces devient :

$$F_m - F_{fr} - F_{ad} - F_{tp} = F_T$$

Donc :

$$\begin{aligned} F_m &= \mu_{fr} * (1 + v/160) \cdot m \cdot g \cdot |\sin(\psi)| \\ &+ \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 + m \cdot g \cdot \sin(\psi) \\ &+ \left(I \cdot \frac{G^2}{r^2} + m \right) \cdot a \end{aligned} \quad (2.37)$$

⇔

$$\begin{aligned}
\frac{G}{r} \cdot C_{mec} &= \mu_{fr} * (1 + v/160) \cdot m \cdot g \cdot |\sin(\psi)| \\
&+ \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 \\
&+ m \cdot g \cdot \sin(\psi) \\
&+ (I \cdot \frac{G^2}{r^2} + m) \cdot a
\end{aligned} \tag{2.38}$$

En remplaçant le couple du moteur par sa formule dans l'équation (2.38) on obtient :

$$\begin{aligned}
\frac{G}{r} \frac{3pV_s^2}{\omega_s} \frac{\frac{R'_r}{g}}{(\frac{R'_r}{g})^2 + (N'_r \omega_s)^2} &= mg(\mu_{fr}(1 + \frac{v}{160}) |\sin(\psi)| \\
&+ \sin(\psi)) \\
&+ \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 \\
&+ (I \frac{G^2}{r^2} + m) a
\end{aligned} \tag{2.39}$$

La relation entre le glissement du moteur électrique et la vitesse du véhicule est :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\Omega_s - \frac{G \cdot v}{r}}{\Omega_s} \tag{2.40}$$

En remplaçant (2.40) dans la formule (2.39) cette dernière devient :

$$\begin{aligned}
\frac{G}{r} 3V_s^2 \frac{R'_r}{\frac{(R'_r \Omega_s)^2}{\Omega_s - \frac{vG}{r}} + (N'_r \omega_s)^2 (\Omega_s - \frac{vG}{r})} &= mg(\mu_{fr}(1 + \frac{v}{160}) |\sin(\psi)| \\
&+ \sin(\psi)) + \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 + (I \frac{G^2}{r^2} + m) a
\end{aligned} \tag{2.41}$$

Grâce à l'équation différentielle (2.41), on peut prédire la variation de la vitesse du véhicule en connaissant les différentes grandeurs de ce dernier et du moteur. La résolution analytique de cette équation est difficile, on utilise alors la méthode de résolution par itération. Dans le calcul numérique on approxime a comme ceci :

$$a = \frac{dv}{dt} \simeq \frac{\Delta v}{\Delta t} \simeq \frac{v(n+1) - v(n)}{\Delta t} \tag{2.42}$$

L'équation (2.41) devient :

$$v(n+1) = v(n) + \frac{\Delta t}{I\left(\frac{G}{r}\right)^2 + m} \left[\frac{3U^2 R_r \frac{G}{r}}{\frac{(R_r' \cdot \Omega_s)^2}{\Omega_s - \frac{v(n) \cdot G}{r}} + (N_r' \cdot \omega_s)^2 \cdot (\Omega_s - \frac{v(n) \cdot G}{r})} - mg\left(\mu_{fr}\left(1 + \frac{v(n)}{160}\right)|\sin(\psi)| + \sin(\psi)\right) - \frac{1}{2}\rho A C_d v(n)^2 \right] \quad (2.43)$$

Les grandeurs du véhicule ainsi que celles du moteur sont dans l'annexe. La simulation de la vitesse du véhicule est représentée sur MATLAB dans la figure II.10 :

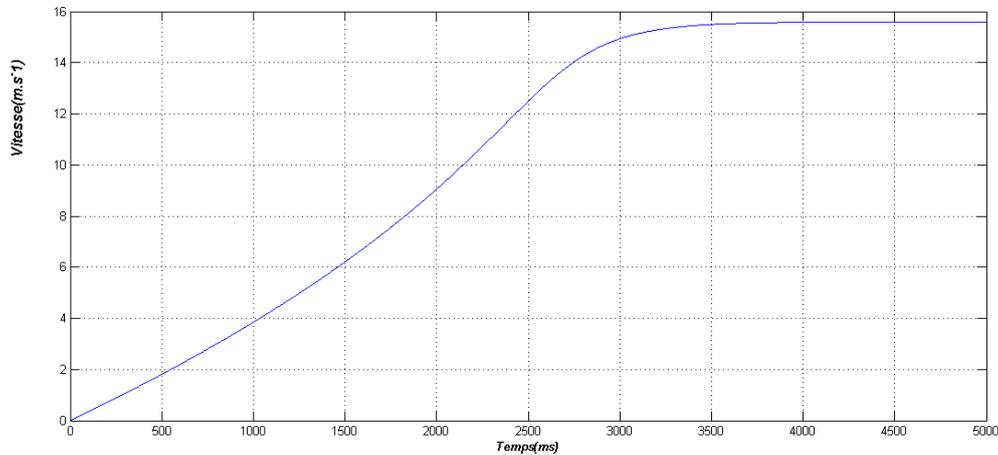


FIGURE II.10 – Variation de la vitesse du véhicule en fonction du temps.

4.2 Caractéristique du couple résistant

A partir des forces résistives, il est possible d'en tirer le couple résistant C_r comme suit :

$$C_r = \frac{r}{G} \cdot \left[\left(1 + \mu_{fr} \cdot \left(1 + \frac{v}{160} \right) \right) \cdot m \cdot g \cdot \sin(\psi) + \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d v^2 \right] \quad (2.44)$$

Conclusion

Les forces qui agissent sur le véhicule électrique modifient le couple résistant, la vitesse, et l'inertie du rotor. Ces paramètres évoluent à chaque instant et selon les désirs du conducteur, ça implique que la modélisation en régime permanent n'est plus valable, et que la modélisation en régime transitoire correspond le mieux à cette contrainte.

Les techniques de commande du moteur asynchrone triphasée

On distingue deux types de commande de la machine asynchrone :

- Commande scalaire : Elle est basée sur le modèle en régime permanent de la machine.
- Commande vectorielle : Elle est basée sur le modèle en régime transitoire.

III.1 Commandes Scalaires

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agisse sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé. Nous présenterons ici les commandes les plus répandues [5] :

1.1 Variation de la vitesse à tension variable et fréquence d'alimentation fixe

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse en modifiant la tension d'alimentation statorique, pour cela, on utilise un gradateur. La variation de V_s modifie la caractéristique $C_{em}(N)$ comme indiqué sur la figure III.1.

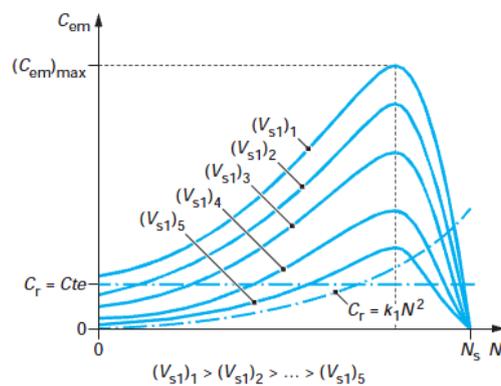


FIGURE III.1 – Caractéristiques couple-vitesse avec V_{S1} variable.

Les interactions entre le couple, et le couple résistif $C_r(N)$ imposé sur l'arbre du moteur en fonction de la vitesse montrent que cette dernière évolue avec la tension. Deux caractéristiques ont été tracées, correspondant à : $C_r(N) = cst$ et $C_r(N) = KN^2$.

La variation de la vitesse sera d'autant plus grande que la pente de $C_{em}(N)$, qui dépend directement de la résistance rotorique R_r , au voisinage de la vitesse de synchronisme, sera plus faible.

Association gradateur-machine asynchrone

Pour faire varier l'amplitude de la tension statorique, on intercale entre le réseau d'alimentation et le stator un convertisseur à thyristors, appelé gradateur, dont un exemple de circuit est montré sur la figure III.2. Le gradateur ci-dessous est constitué par trois ensembles de deux thyristors montés en tête-bêche. Le réglage de V_s se fait par action sur l'angle d'amorçage alpha des thyristors.

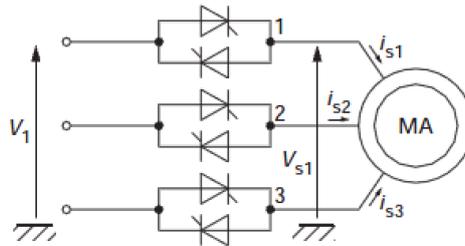


FIGURE III.2 – Association gradateur-machine asynchrone.

Les formes idéalisées de la tension et du courant associés à la phase 1 du stator sont données par la figure III.3 :

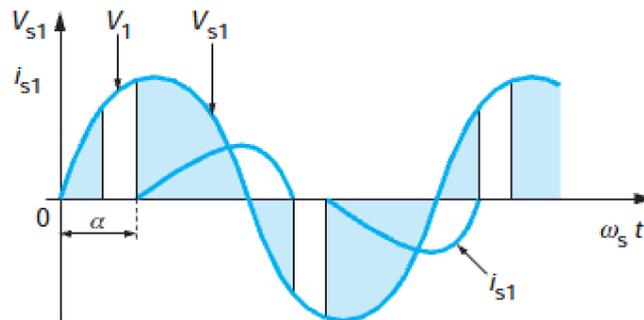


FIGURE III.3 – Formes d'ondes gradateur.

L'amorçage des thyristors est synchronisé sur les tensions d'alimentation de manière à maintenir sur les trois phases des signaux identiques, déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.

L'association gradateur-machine asynchrone présente les avantages suivants :

- Simplicité du montage.
- Commutation naturelle des composants.
- Utilisation de moteurs à cage.
- Possibilité de fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Mais cette association est caractérisée par deux principaux inconvénients :

- Faible variation de vitesse.
- Limitation aux faibles puissances en raison de la dégradation importante du rendement, surtout à basse vitesse et en raison de la pollution harmonique du réseau. On ne dépasse pas quelques dizaines de kilowatts.

1.2 Variation de la vitesse à tension et fréquence d'alimentation variables

L'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones se fait à l'aide d'un convertisseur statique appelé onduleur, qui assure la conversion continu-alternatif. La source d'entrée peut être de type source de tension ou source de courant. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s .

Contrôle en V/f de la machine asynchrone

Son principe est de maintenir $V/f = cst$ ce qui signifie garder le flux constant en négligeant la résistance statorique R_s . D'après la formule du couple (2.9), on voit très bien qu'il est proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple de la machine asynchrone[3].

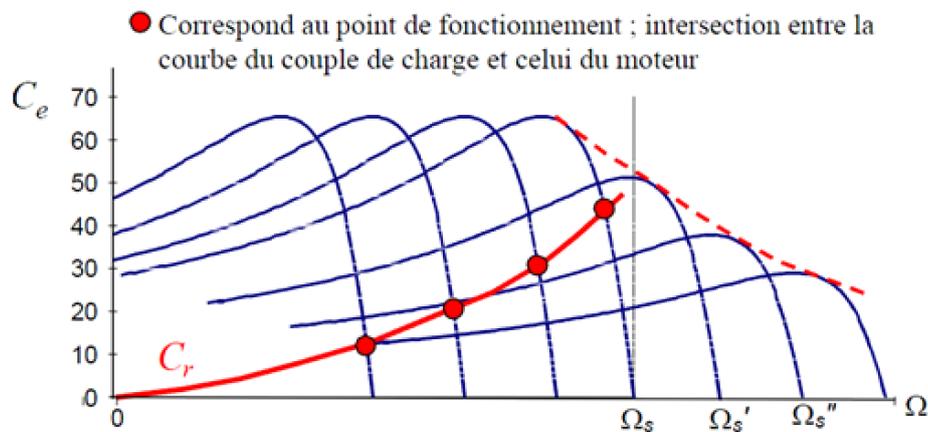


FIGURE III.4 – Déplacement de la caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.

Cette relation $\phi_s = V_s/\omega_s$ n'est pas valable pour des faibles valeurs de la pulsation ω_s , car la chute de tension $R_s \cdot I_s$ due à la résistance des enroulements du stator n'est plus négligeable devant le terme $L_s \cdot \omega_s \cdot I_s$. Aussi, on envisage sur la plupart des variateurs une compensation de cette chute de tension en augmentant l'amplitude des tensions statoriques pour les faibles valeurs de ω_s de façon à maintenir ϕ_s constant. D'autre part, si un fonctionnement en sur-vitesse de la machine asynchrone est envisagé, il n'est pas possible de dépasser la tension statorique nominale (claquage des isolants). Le flux ϕ_s est alors diminué, de même que le couple électromagnétique maximum.

III.2 Commandes vectorielles

La commande vectorielle est une technique de plus en plus utilisée dans l'industrie, ceci grâce à l'augmentation de la puissance de calcul en temps réel, et la facilité d'implémentation des algorithmes.

Comme son nom l'indique, elle se base sur la commande des grandeurs vectorielles régissant le système, la résolution de ce dernier sera effectuée grâce à la résolution du modèle d'état.

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux qui est le courant d'excitation, et celle liée au couple qui est le courant d'induit.

Il existe plusieurs types de commandes vectorielles, dans notre étude c'est la commande par orientation du flux rotorique qui va être utilisée. Cette commande présente un avantage certain, car elle n'impose pas l'utilisation d'un moteur asynchrone équipé de capteurs de flux rotoriques, ou de courants rotoriques[2][7][3].

III.3 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Avant de détailler la commande par orientation du flux rotorique, il est intéressant de schématiser le système de commande dans son ensemble. Le but principal est de commander la vitesse du moteur.

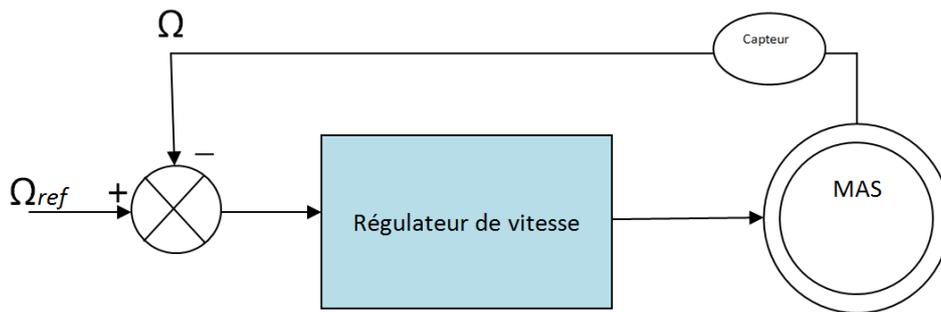


FIGURE III.5 – Bloc principal : régulation de vitesse.

Pour imposer une vitesse au moteur, il faut que le couple de ce dernier soit assez important pour arriver à cette vitesse, il est alors évident qu'il y a un régulateur de couple à l'intérieur de la boucle de régulation de vitesse. On peut la schématiser de la manière suivante :

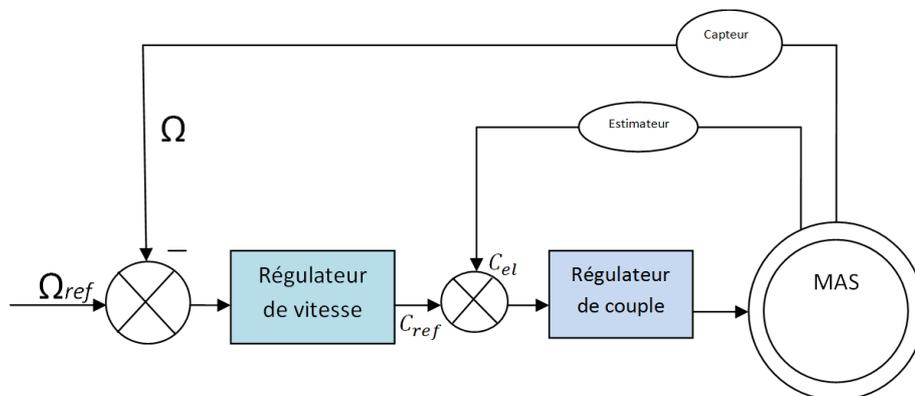


FIGURE III.6 – Bloc externe : régulation de vitesse, bloc interne : régulation de couple.

D'après la figure III.6, on constate que le couple n'est pas mesuré directement à partir d'un capteur, mais il est calculé à l'aide d'un estimateur. Cependant cet estimateur n'est pas aussi simple que dans la figure III.6, pour calculer le couple il faut tenir compte de tous ses paramètres. On rappelle que son équation est :

$$C_{el} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd})$$

Pour calculer le couple, il faut disposer des quatre termes qui le compose, l'intérêt de la commande par orientation de flux est de simplifier la formule du couple en annulant un des produits.

Dans cette commande, on lie le repère (d, q) avec le champ tournant, tout en le coïncidant l'axe " \vec{d} " avec le flux rotorique ϕ_r , ce qui annule sa composante suivant l'axe " \vec{q} ". On aura comme expressions du flux :

$$\begin{aligned}\phi_{rd} &= \phi_r \\ \phi_{rq} &= 0\end{aligned}$$

Les équations d'état (2.36) deviennent :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\left(R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{L_r \cdot T_r} \cdot \phi_r + V_{sd} \right] \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \phi_r + V_{sq} \right] \\ \frac{d\phi_r}{dt} &= \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_r \\ 0 &= \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p^2}{J} \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_r i_{sq}) - \frac{p}{J} \cdot C_r \end{aligned} \right. \quad (3.1)$$

Quant au couple, son équation est :

$$C_{el} = p \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (3.2)$$

L'équation (3.2) montre que le calcul du couple nécessite la connaissance de ϕ_r et i_{sq} , or, dans le moteur à cage d'écuréuil, la mesure du flux n'est pas possible, il faut donc l'estimer. D'après la troisième équation de (2.36), nous remarquons qu'il est possible d'estimer le flux rotorique ϕ_r à partir du courant i_{sd} .

$$\phi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot s} \cdot i_{sd} \quad (3.3)$$

où "s" est la variable de LAPLACE.

Les courants i_{sd} et i_{sq} ne sont pas mesurés directement, mais ils sont obtenus après transformation de Park des courants i_{as} , i_{bs} et i_{cs} . Ces derniers sont mesurés à l'aide de capteurs de courant. Pour effectuer cette transformation, le bloc de calcul doit disposer de la matrice $P(-\theta_s)$ (2.23), cette dernière varie en fonction de θ_s , il faut le calculer.

La quatrième équation de (2.36) permet de calculer ω_s et θ_s comme suit :

$$\begin{aligned}\omega_s &= p.\Omega + \frac{M}{T_r.\hat{\phi}_r}.i_{sq} \\ \Rightarrow \\ \theta_s &= \frac{1}{s}.\left(p.\Omega + \frac{M}{T_r.\hat{\phi}_r}.i_{sq}\right)\end{aligned}$$

Il faut donc ajouter au bloc d'estimation du couple :

- Une entrée Ω , elle est obtenue à partir d'un capteur de vitesse.
- Une sortie θ_s , elle sera réinjectée dans le bloc de transformation $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$.

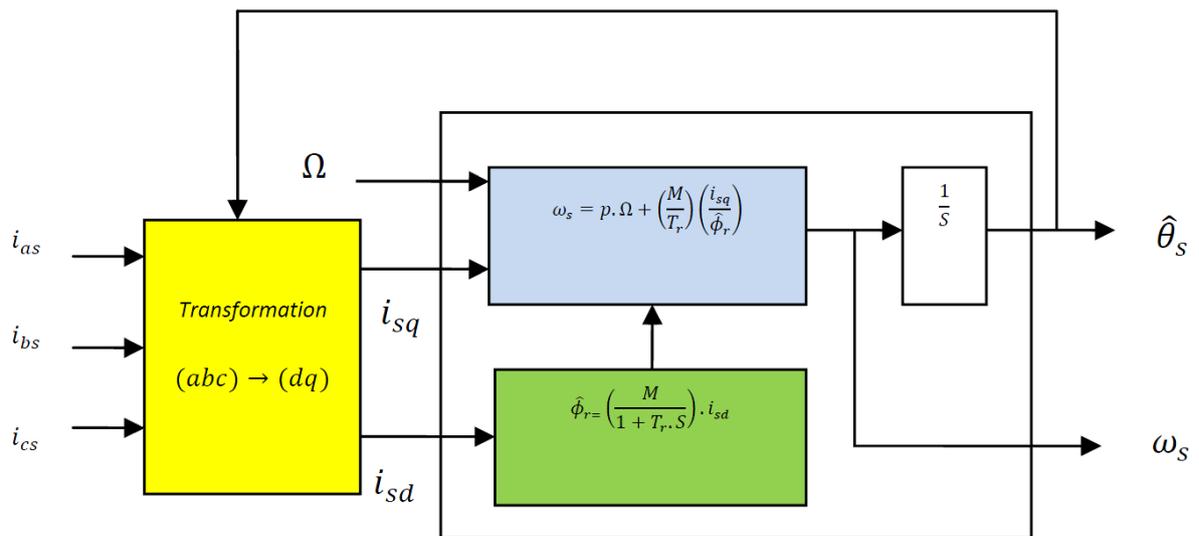
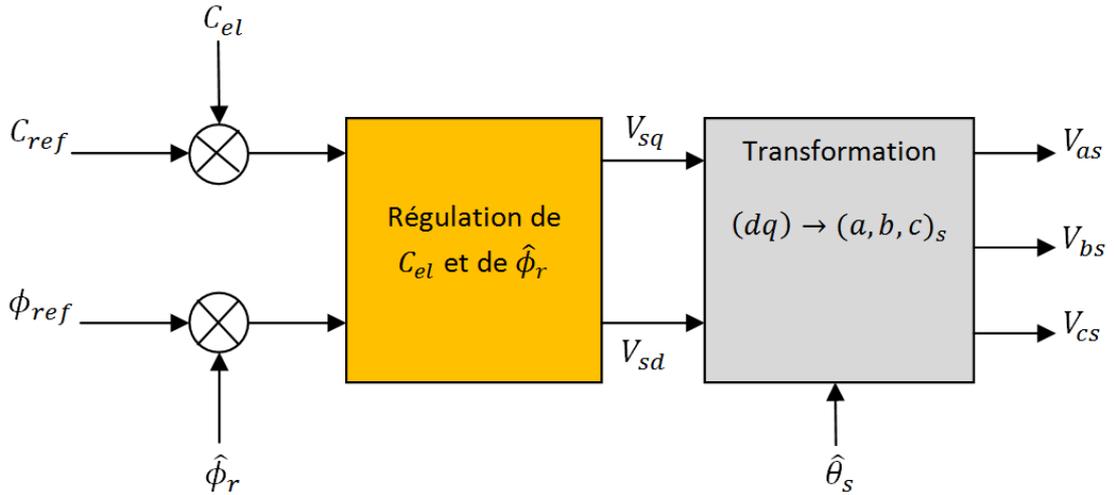


FIGURE III.7 – Bloc d'estimation du couple, de $\hat{\phi}_r$ et de l'angle $\hat{\theta}_s$.

Pour modifier le couple de la machine, le régulateur du couple doit agir sur la tension d'alimentation, cette dernière est exprimée dans la base (a, b, c) , il faut alors effectuer une transformation $(d, q) \rightarrow (a, b, c)$. Une autre condition est à prendre en compte, le flux de la machine doit être maintenu à un niveau nominal, ce paramètre influe aussi sur la tension d'alimentation. On peut schématiser cette partie de la manière suivante :

FIGURE III.8 – Bloc de régulation du couple et du flux ϕ_r .

Pour modifier le couple de la machine sans modifier le flux ϕ_r , il faut que leur régulateur dans la figure III.8 soit conçu de telle manière à ce que la première entrée influe sur une composante de la tension, et la deuxième entrée influe sur l'autre composante de la tension, on parle de découplage.

Il est possible d'arriver à ce résultat en manipulant les équations (3.1), (3.2) et (3.3) :

V_{sd} :

$$V_{sd} = \sigma.L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r.T_r}\right).i_{sd} - \sigma.L_s.\omega_s.i_{sq} - \frac{M}{L_r.T_r}.\phi_r$$

$$\Rightarrow$$

$$V_{sd} = (\sigma.L_s.s + R_s + \frac{M^2}{L_r.T_r}).i_{sd} - \sigma.L_s.\omega_s.i_{sq} - \frac{M}{L_r.T_r}.\phi_r$$

V_{sq} :

$$V_{sq} = \sigma.L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r.T_r}\right).i_{sq} + \sigma.L_s.\omega_s.i_{sd} + \frac{M}{L_r}.\omega.\phi_r$$

$$\Rightarrow$$

$$V_{sq} = (\sigma.L_s.s + R_s).i_{sq} + \sigma.L_s.\omega_s.i_{sd} + \frac{M}{L_r}.\omega_s.\phi_r$$

On décompose les tensions V_{sd} et V_{sq} en deux tensions, telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V'_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq} = V'_{sq} + e_{sq} \end{cases} \quad (3.4)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = -\sigma.L_s.\omega_s.i_{sq} - \frac{M}{L_r.T_r}.\phi_r \\ e_{sq} = \sigma.L_s.\omega_s.i_{sd} - \frac{M}{L_r}.\omega_s.\phi_r \end{cases} \quad (3.5)$$

Le couple pourra agir uniquement sur V'_{sq} , et le flux sur V'_{sd} . Les équations qui les relient sont :

$$\begin{cases} \phi_r = \frac{M}{(\sigma.L_sS + R_s + \frac{M^2}{L_rT_r})(1 + T_rS)} V'_{sd} \\ C_{el} = \frac{p.M.\phi_r}{(\sigma.L_sS + R_s).L_r} V'_{sq} \end{cases} \quad (3.6)$$

Le schéma III.8 devient alors :

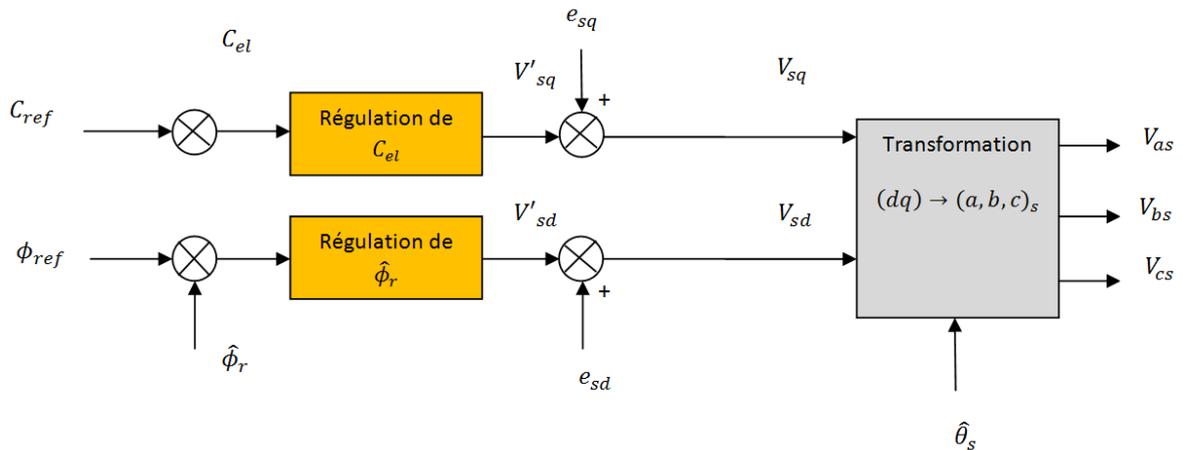


FIGURE III.9 – Bloc de régulation du couple et du flux ϕ_r avec découplage.

La schéma bloc de la figure III.9 n'est qu'un descriptif de la régulation du flux et du couple, en réalité, il est plus aisé de faire cette régulation en agissant sur les courants i_{sd} et i_{sq} .

Le schéma bloc III.10 décrit en détail la régulation du flux et du couple :

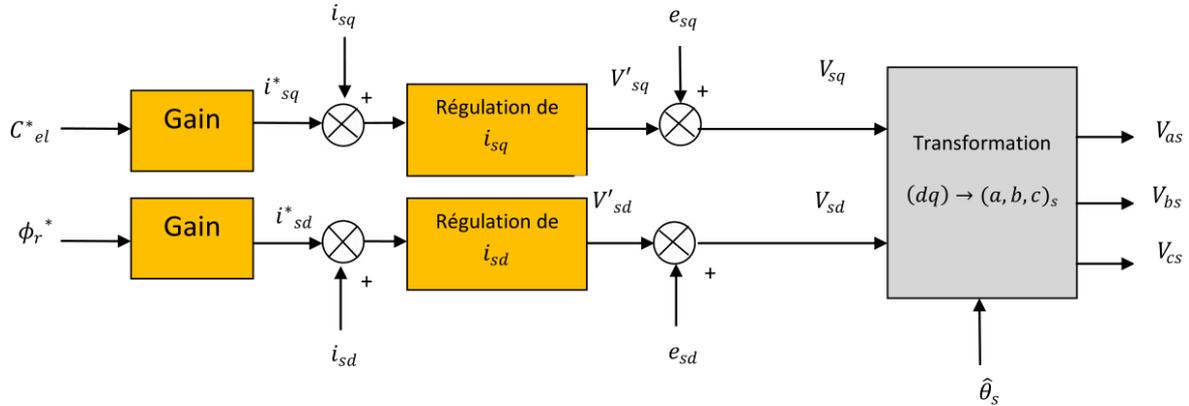


FIGURE III.10 – Bloc de régulation du couple et du flux ϕ_r en agissant sur i_{sd} et i_{sq} .

On a défini jusqu'ici les différents blocs qui constituent le système de commande, il nous reste à détailler ses régulateurs.

3.1 Les régulateurs

Pour assurer que les grandeurs arrivent à leurs références, on utilise comme bloc de régulation un proportionnel intégrateur (PI), le rôle de ce dernier est d'annuler l'erreur statique. La fonction de transfert d'un PI est de la forme :

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \quad (3.7)$$

Régulateur de couple : En prenant la machine asynchrone et les blocs de transformations comme une fonction de transfert, on peut schématiser le système de la manière suivante :

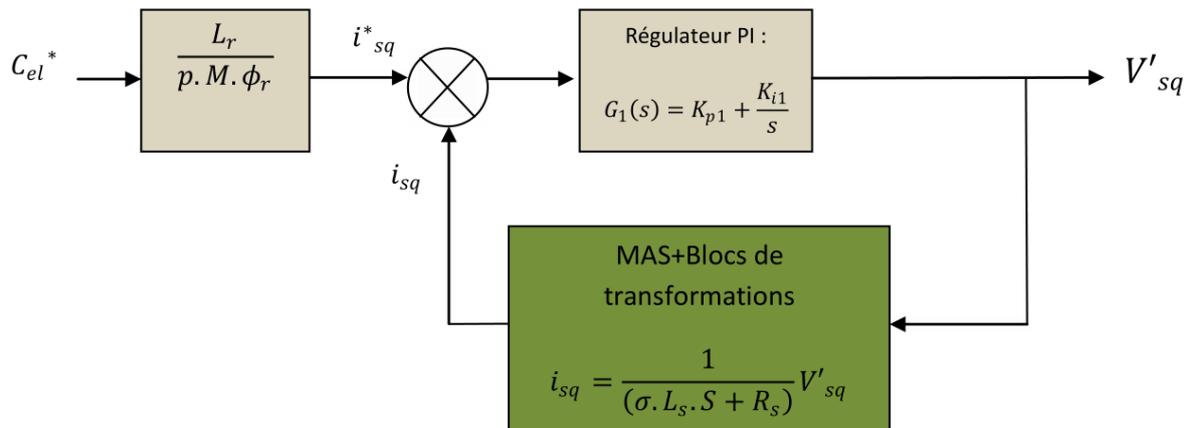


FIGURE III.11 – Boucle de régulation du couple.

Comme le montre la figure III.11, la fonction de transfert "moteur+blocs" est du type $\frac{K}{s + \gamma}$, c'est à dire qu'elle est du premier ordre. En boucle ouverte, la fonction de transfert $\left(\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*}\right)$ devient :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \cdot \frac{K_1}{s + \gamma_1} \quad (3.8)$$

Avec $K_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$ et $\gamma_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}$. En prenant $\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \gamma_1$, la fonction de transfert $\left(\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*}\right)$ devient :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{K_1 K_{p1}}{s} \quad (3.9)$$

En boucle fermée, la fonction de transfert est égale à :

$$\frac{V'_{sq}}{i_{sq}^*} = K_{p1} \left(1 + \frac{\gamma_1 - K_{p1} K_1}{s + K_{p1} K_1}\right) \quad (3.10)$$

La fonction de transfert est du 1^{er} ordre, sa constante de temps est :

$$\tau = \frac{1}{K_{p1} K_1}$$

Pour un système du 1^{er} ordre, la sortie atteint 95% de sa valeur de consigne en 3τ , ça implique que :

$$\begin{cases} K_{p1} = \frac{3}{K_1 t_{5\%}} \\ K_{i1} = \gamma_1 K_{p1} \end{cases}$$

En imposant une valeur à la constante de temps $t_{5\%}$, on peut donner des valeurs à K_{i1} et K_{p1} .

Régulateur de flux : Le système de régulation du flux peut être schématisé comme suit :

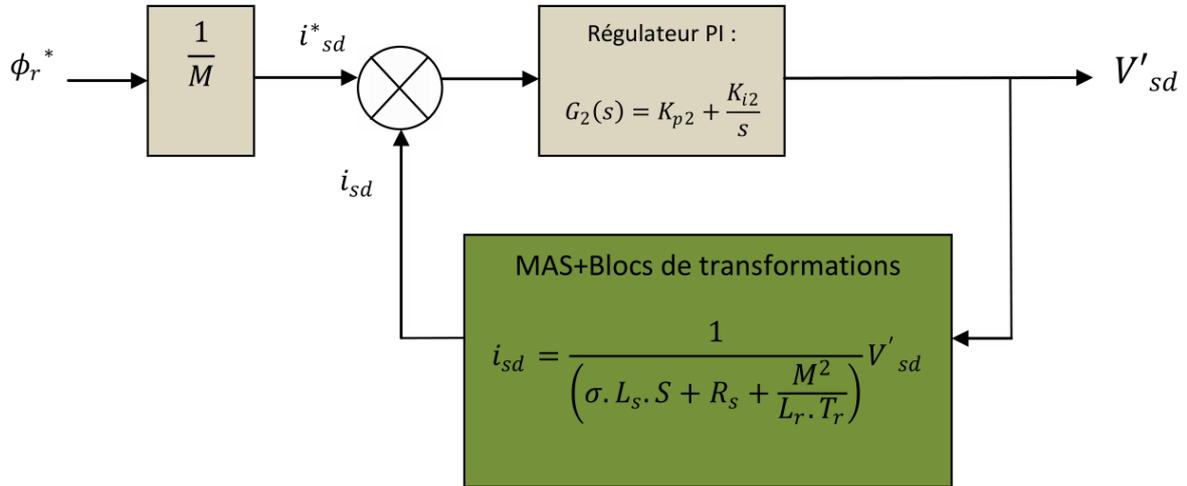


FIGURE III.12 – Boucle de régulation du flux $\hat{\phi}_r$.

La figure III.12 montre que la fonction de transfert $\frac{V'_{sd}}{i^*_{sd}}$ est du type $\frac{K_2}{(s + \gamma_2)}$, c'est à dire qu'elle est du premier ordre, avec :

$$K_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \text{ et } \gamma_2 = \frac{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}{\sigma L_s}$$

De la même manière, les coefficients K_{p2} et K_{i2} deviennent :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{3}{K_2 t_{5\%}} \\ K_{i2} = \gamma_2 K_{p2} \end{cases}$$

Remarque

Le flux de référence est obtenu comme suit :

- Le moteur est alimenté sous tension nominale.
- Le flux rotorique est mesuré en régime établi.

Régulateur de vitesse : En appliquant le principe fondamental de la dynamique en rotation, on trouve :

$$C_{ref} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \xrightarrow{L} C_{ref} - C_r = J \cdot s \cdot \Omega$$

On approxime le couple résistif C_r par une équation linéaire en fonction de Ω tel que :

$$C_r = \alpha.\Omega + \beta \tag{3.11}$$

On sait que la formule du couple résistif est :

$$C_r = \frac{r}{G}.m.g.[\sin(\psi) + \mu_{fr}.(1 + \frac{v}{160}).|\sin(\psi)| + \frac{1}{2}.\rho.A.C_d.v^2]$$

Elle peut être approximée par :

$$C_r = \frac{r}{G}.m.g.[\sin(\psi) + \mu_{fr}.(1 + \frac{v}{160}).|\sin(\psi)|]$$

Par identification :

$$\begin{cases} \alpha = \frac{r^2}{G^2} \cdot \frac{\mu_{fr}}{160} \cdot m.g. |\sin(\psi)| \\ \beta = \frac{r}{G} \cdot (\sin(\psi) + \mu_{fr} |\sin(\psi)|) \cdot m.g \end{cases}$$

L'équation (3.11) peut être écrite comme suit :

$$\Omega = \frac{C_{ref} - \beta}{J.s + \alpha} \tag{3.12}$$

On schématise alors le régulateur de vitesse par :

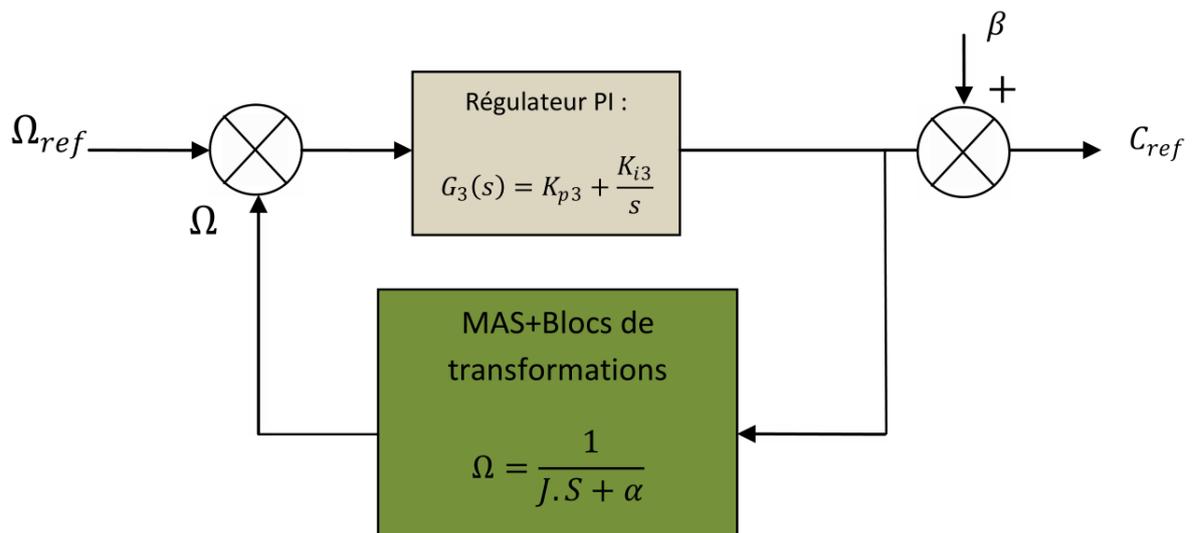


FIGURE III.13 – Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = K_{p3} \frac{s + \frac{K_{i3}}{K_{p3}}}{s} \cdot \frac{K_3}{s + \gamma_3} \quad (3.13)$$

Avec : $K_3 = \frac{1}{J}$ et $\gamma_3 = \frac{\alpha}{J}$

En posant $\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \gamma_3$, la fonction de transfert (3.14) devient :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_{p3} \cdot K_3}{s} \quad (3.14)$$

En boucle fermée, la fonction de transfert est semblable à celle du couple (3.10) :

$$\frac{C_{ref} - \beta}{\Omega} = K_{p3} \left(1 + \frac{\gamma_3 - K_{p3} K_3}{s + K_{p3} K_3} \right) \quad (3.15)$$

Ainsi, les constantes du régulateur PI sont :

$$K_{p3} = \frac{3}{K_3 t_{5\%}}$$

Et :

$$K_{i3} = \gamma_3 K_{p3}$$

Pour retrouver le signal C_{ref} , on rajoute la composante β à la sortie du régulateur de vitesse.

A partir du modèle de la MAS, des équations de découplage et des équations des blocs d'estimation, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle.

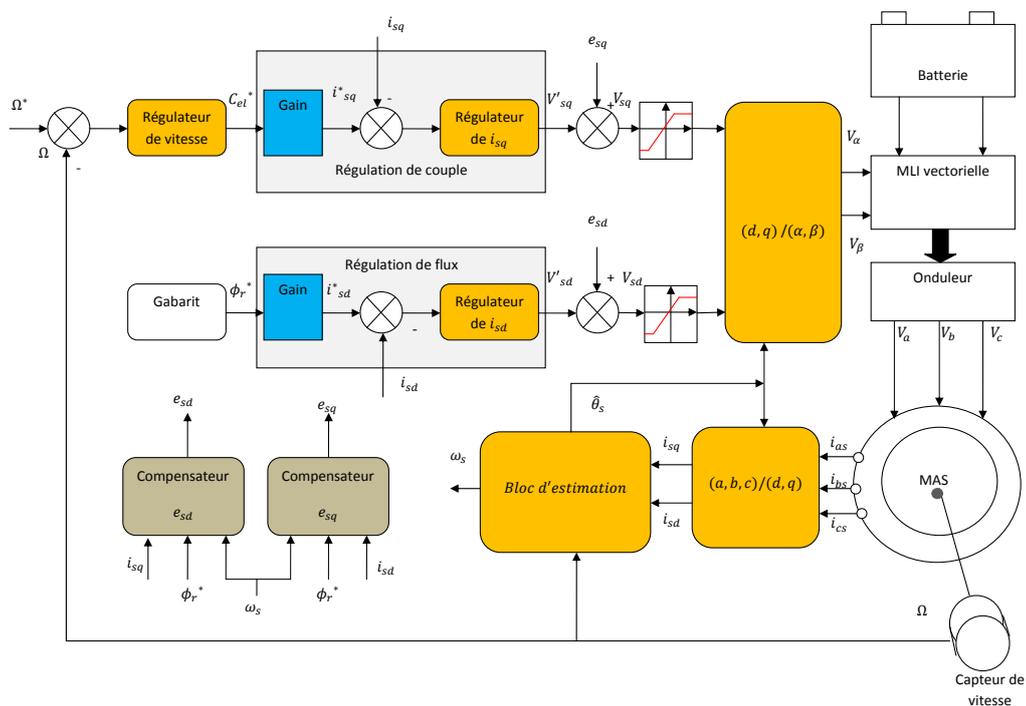


FIGURE III.14 – Schéma de régulation.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu l'ensemble des systèmes de régulation du moteur. Ces derniers agissent sur son alimentation afin qu'il atteigne les consignes désirées.

Pour que l'asservissement du moteur soit correctement effectué, l'alimentation doit être facilement modulable en amplitude et en fréquence. La commande MLI répond à ces exigences, elle est largement utilisée pour ce type de système. Nous allons détailler dans le chapitre suivant ce type de commande.

Les techniques de la commande MLI

Définition d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur de puissance qui permet de transformer une source électrique continue en une source électrique alternative dont la fréquence peut être variable ou constante. Cette transformation est possible en agissant sur le temps d'accès à la source continue par le biais de commutateurs (Thyristors, diodes, etc...)[11]. La figure IV.1 montre l'utilisation de l'onduleur dans un véhicule.

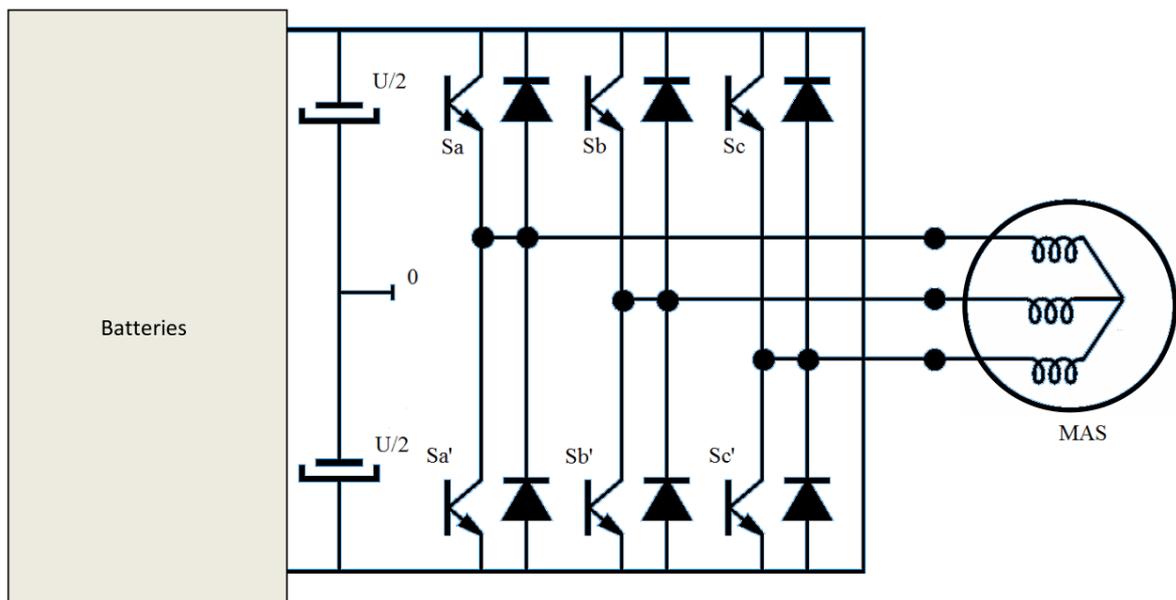


FIGURE IV.1 – Schéma d'un onduleur triphasé.

Les commutations de l'onduleur peuvent donner deux valeurs de tensions uniquement, soit la tension maximale U_{max} , soit "0". D'une façon générale, on peut estimer qu'il existe deux moyens d'actions pour réaliser cette conversion :

- Le premier s'appuie sur l'utilisation directe d'un onduleur de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de **Modulation de Largeur d'Impulsion**.

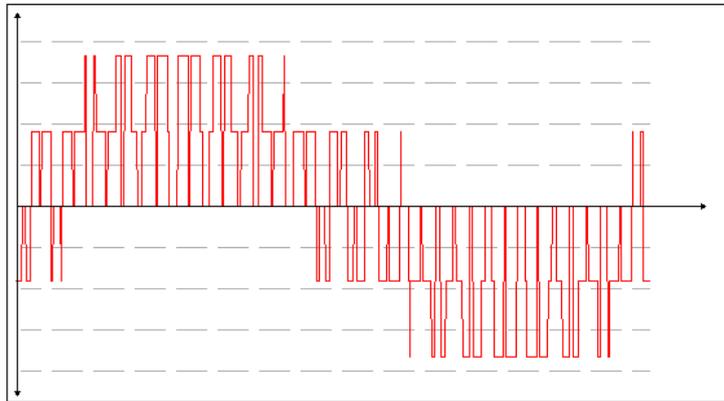


FIGURE IV.2 – Exemple d'une MLI temporelle.

- Le second revient à contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources. Cela pourrait, entre autres possibilités, être réalisé par l'association de "n" onduleurs de base connectés en série.

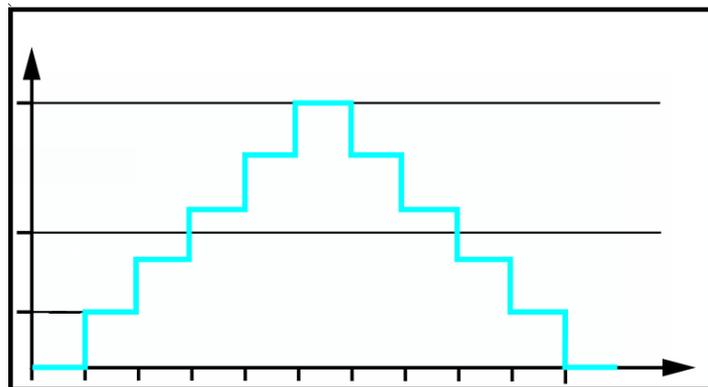


FIGURE IV.3 – Exemple d'une modulation en amplitude.

IV.1 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion

Pour montrer l'intérêt de la MLI, prenons l'exemple d'un signal carré alternatif :

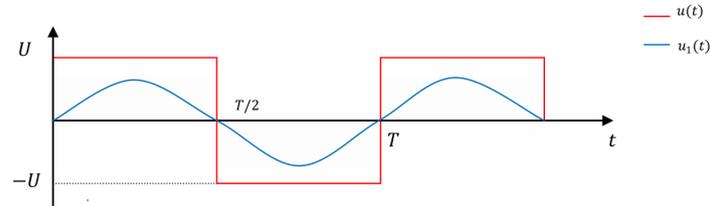


FIGURE IV.4 – Comparaison entre un signal carré et son fondamental.

Le signal carré peut être décomposé en une série de FOURIER, c'est à dire qu'il est représenté par une somme de signaux sinusoïdaux :

$$u(t) = u_1(t) + \sum_{n=2}^{\infty} u_n(t)$$

Le signal $u_1(t)$ est le fondamental, on s'intéresse à ce signal pour alimenter le moteur asynchrone, les autres signaux sont considérés comme des perturbations ou comme des bruits qu'on doit réduire au maximum. D'une manière générale, plus un signal se rapproche d'une sinusoïde, mieux c'est. Pour apprécier la ressemblance entre les deux signaux, on introduit la notion de THD.

La THD (Total Harmonic Distortion) permet de calculer la différence entre la valeur efficace du fondamental, et du signal d'origine. Plus elle est petite, moins il y a d'harmoniques"[11]. L'une des formules de la THD est :

$$THD = \sqrt{\frac{U^2 - U_1^2}{U^2}}$$

Avec :

U : valeur efficace du signal d'origine.

U_1 : valeur efficace du fondamental.

Pour diminuer la THD, on génère un train d'impulsions dont les largeurs diffèrent. Il existe plusieurs méthodes de modulation de ces largeurs d'impulsion, nous nous intéresserons à la MLI vectorielle.

IV.2 Modes de fonctionnement de l'onduleur

Etant donné que l'énergie consommée par le moteur dans un véhicule électrique est un paramètre important, il est nécessaire de pouvoir récupérer cette dernière lors des phases de décélération et de freinage. Pour cela, deux modes de fonctionnement se distinguent :

2.1 Mode onduleur

Comme le montre la figure IV.5, c'est le moteur qui consomme de l'énergie pour avancer le véhicule. Les batteries fournissent de l'énergie sous forme d'un signal continu, et l'onduleur le transforme en un signal alternatif pour alimenter le moteur.

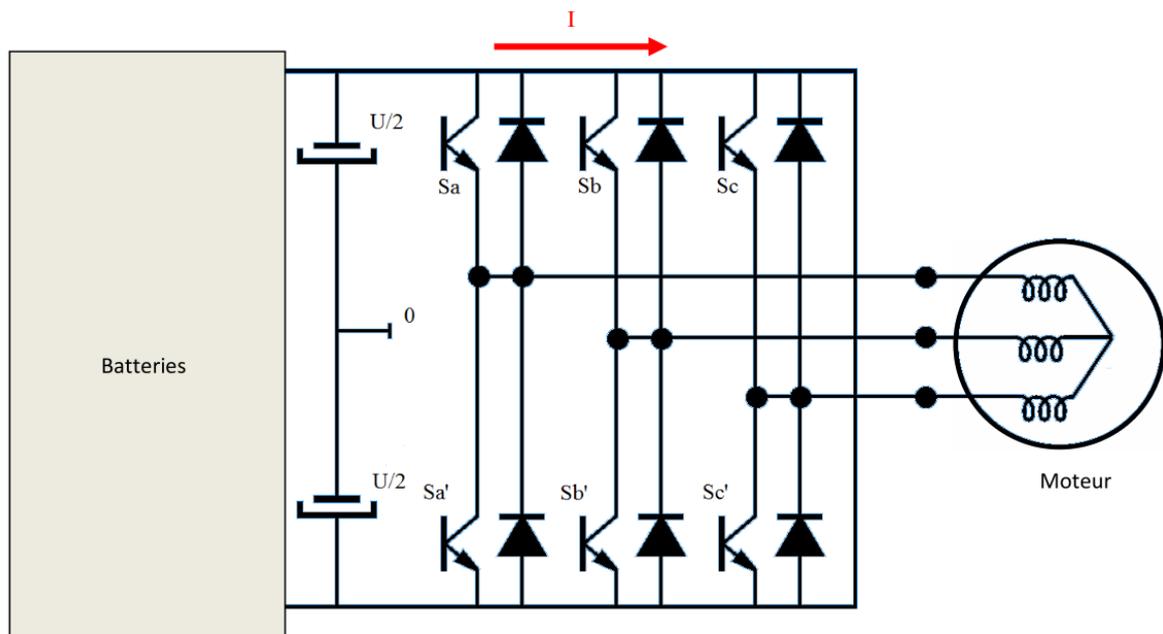


FIGURE IV.5 – Fonctionnement onduleur.

2.2 Mode redresseur

Le moteur fonctionne comme une génératrice, et c'est lui qui recharge les batteries par le biais de l'onduleur, ce dernier joue le rôle d'un redresseur triphasé comme le montre la figure IV.6 :

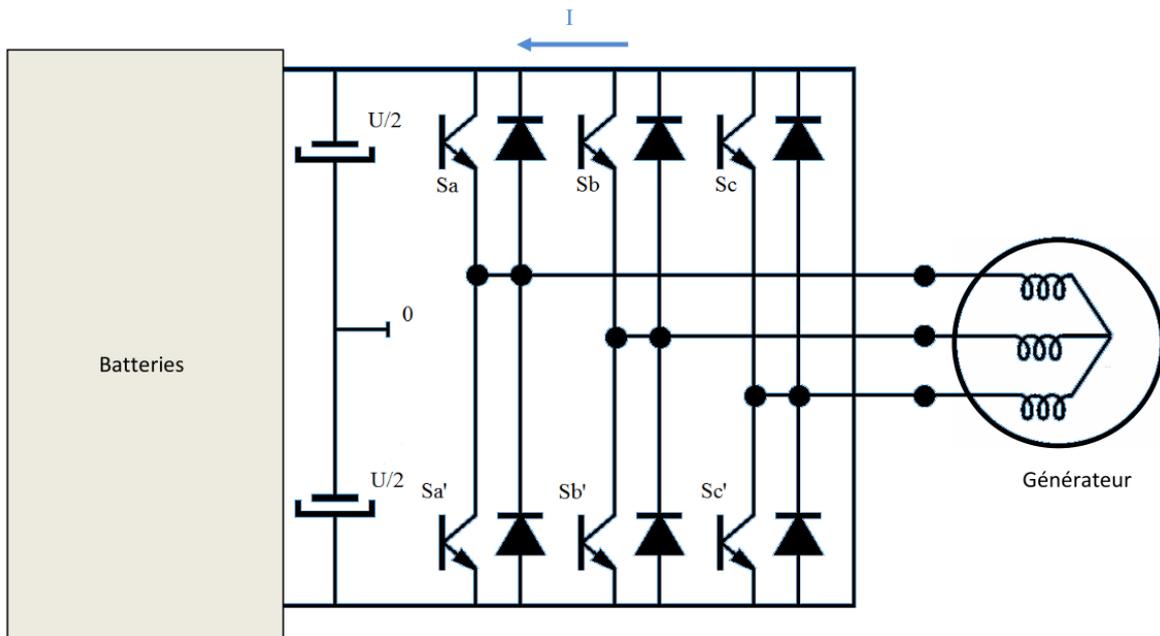


FIGURE IV.6 – Fonctionnement redresseur.

IV.3 MLI vectorielle

Principe

La MLI Vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur de tension de contrôle est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyen[6].

La MLI vectorielle repose sur les points suivants :

- Les tensions qui alimentent l'onduleur et le moteur sont considérées comme un vecteur tournant à la pulsation ω_s dans le repère (α, β) et décrivant un cercle continu.
- On essaye de reconstituer la tension de référence par le biais de l'onduleur, or, ce dernier ne dispose que de trois branches d'alimentations, ça implique que l'onduleur ne peut reconstituer que huit positions possibles du vecteur V_{ref} , on joue alors sur les combinaisons vectorielles et temporelles pour rapprocher l'orientation de la tension d'alimentation en sortie à la tension de référence.
- Les tensions délivrées par l'onduleur sont U_{max} ou 0, il faut jouer aussi sur les tensions moyennes sur une période de modulation T_m .

Fonctionnement

Avant de détailler la commande de l'onduleur, la figure IV.7 donne un aperçu des étapes à suivre.

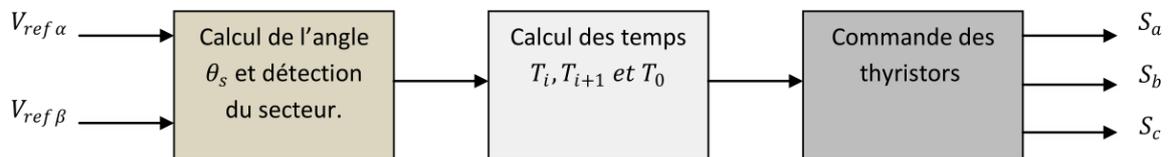


FIGURE IV.7 – Schéma bloc de la commande de l'onduleur.

1. Le vecteur de référence V_{ref} se décompose dans le repère (α, β) en :

$$\begin{bmatrix} V_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ref} \cos(\theta_s) \\ V_{ref} \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Avec : $\theta_s = \omega_s t$ en régime permanent.

2. Les tensions délivrables par l'onduleur sont exprimées dans le repère (α, β) comme suit :

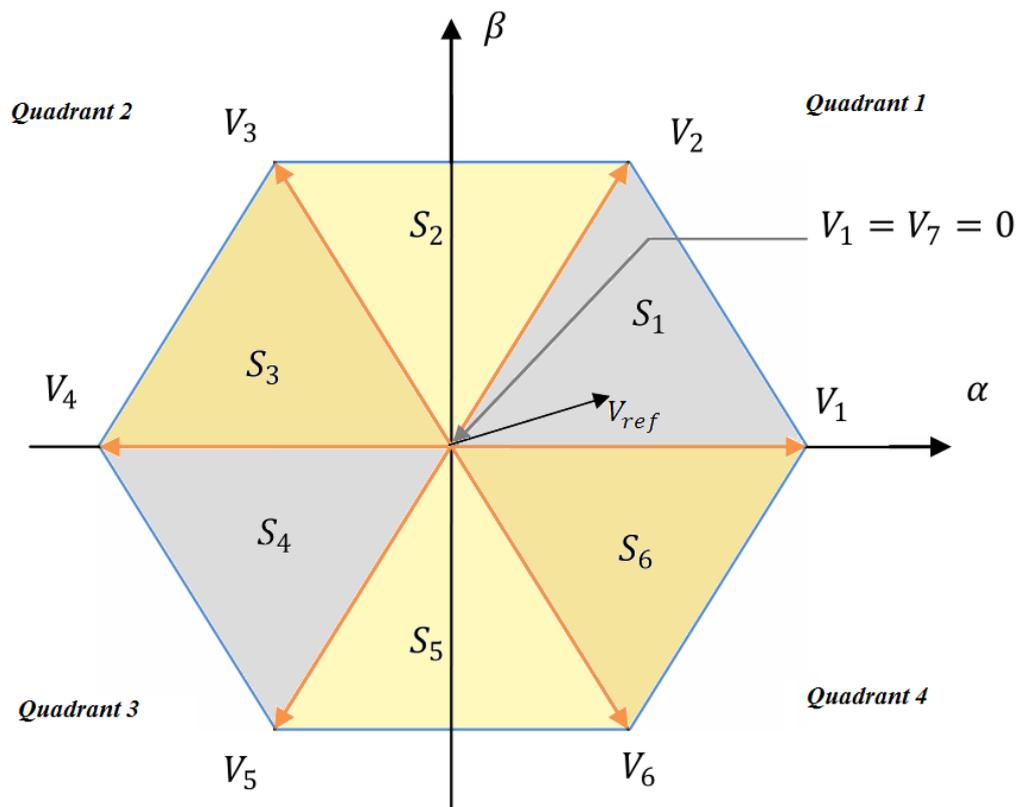
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Grâce à l'équation (4.2), il est possible de faire la correspondance entre les séquences d'allumage, les tensions triphasées et leurs images dans le repère (α, β) . Le tableau IV.1 résume cette correspondance :

| Commandes des interrupteurs | | | Tensions de l'onduleur | | | Vecteurs d'espace | Composantes dans (α, β) | |
|-----------------------------|-------|-------|------------------------|-----------------|-----------------|-------------------|------------------------------------|------------------------|
| S_a | S_b | S_c | V_a | V_b | V_c | V_i | V_α | V_β |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | V_0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | $\frac{2}{3}U$ | $-\frac{1}{3}U$ | $-\frac{1}{3}U$ | V_1 | $\sqrt{\frac{2}{3}}U$ | 0 |
| 1 | 1 | 0 | $\frac{1}{3}U$ | $\frac{1}{3}U$ | $-\frac{2}{3}U$ | V_2 | $\sqrt{\frac{1}{6}}U$ | $\sqrt{\frac{1}{2}}U$ |
| 0 | 1 | 0 | $-\frac{1}{3}U$ | $\frac{2}{3}U$ | $-\frac{1}{3}U$ | V_3 | $-\sqrt{\frac{1}{6}}U$ | $\sqrt{\frac{1}{2}}U$ |
| 0 | 1 | 1 | $-\frac{2}{3}U$ | $\frac{1}{3}U$ | $\frac{1}{3}U$ | V_4 | $-\sqrt{\frac{2}{3}}U$ | 0 |
| 0 | 0 | 1 | $-\frac{1}{3}U$ | $-\frac{1}{3}U$ | $\frac{2}{3}U$ | V_5 | $-\sqrt{\frac{1}{6}}U$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}}U$ |
| 1 | 0 | 1 | $\frac{1}{3}U$ | $-\frac{2}{3}U$ | $\frac{1}{3}U$ | V_6 | $\sqrt{\frac{1}{6}}U$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}}U$ |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | V_7 | 0 | 0 |

TABLE IV.1 – Relation entre la commande des interrupteurs, les tensions triphasées et les vecteurs d'espaces.

3. Il faut identifier l'orientation " θ_s " et donc le secteur où se situe le vecteur V_{ref} comme le montre la figure IV.8, ainsi que son module $\|V_{ref}\|$.

FIGURE IV.8 – Représentation des tensions dans le plan (α, β) ainsi que les secteurs.

L'algorithme d'identification est le suivant :

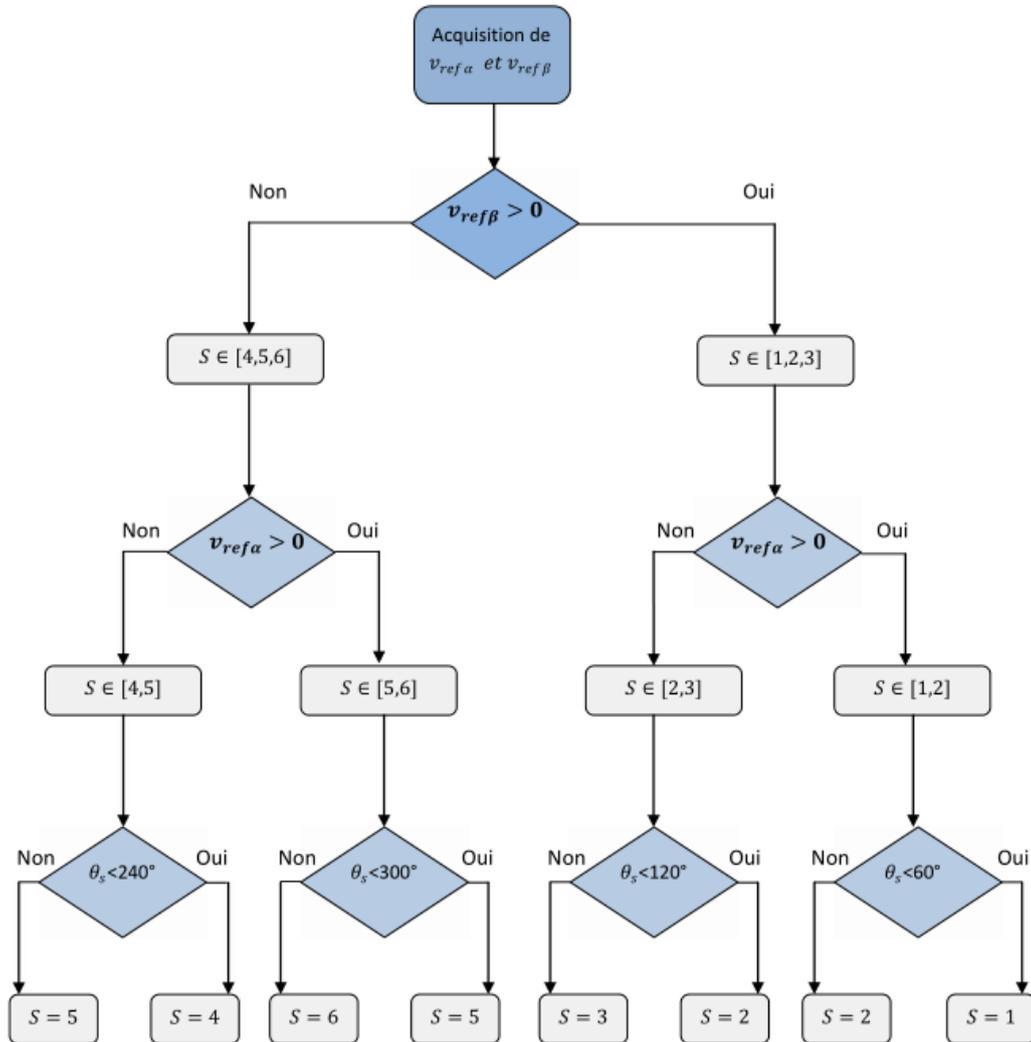
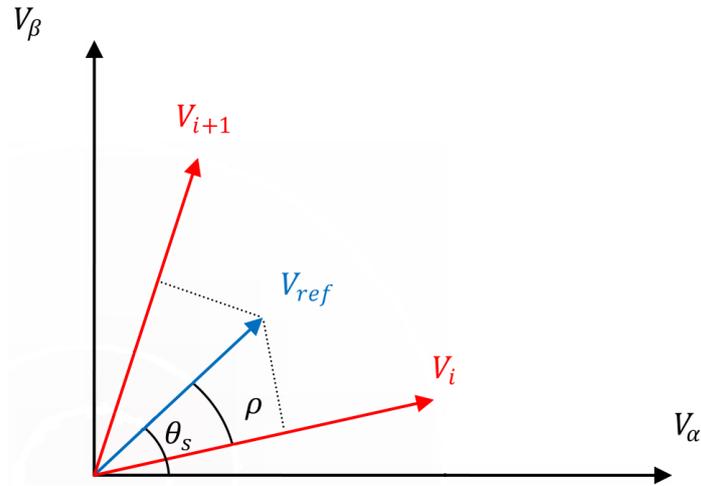


FIGURE IV.9 – Algorithme d'identification du secteur.

- Une fois le secteur est déterminé, on projete le vecteur \vec{V}_{ref} sur les vecteurs adjacents comme le montre la figure IV.10.

FIGURE IV.10 – Projections du vecteur V_{ref} sur les vecteurs adjacents.

Avec :

$$\begin{cases} \theta_s = \rho + (i-1)\frac{\pi}{3} \\ \rho \in [0, \frac{\pi}{3}] \end{cases} \quad (4.3)$$

5. Le vecteur \vec{V}_{ref} est échantillonné sur une période de modulation T_m et approximé par une valeur moyenne $\langle \vec{V}_{ref} \rangle$:

- La première étape d'approximation à faire est celle de l'orientation, pour modifier cette dernière, on applique les tensions adjacentes à \vec{V}_{ref} à des instants déterminés, et dont les durées respectives servent à régler l'angle.

$$\frac{1}{T_m} \int_{nT_m}^{(n+1)T_m} \vec{V}_{ref}(t) dt = \frac{1}{T_m} \int_{nT_m}^{(n+1)T_m} (\vec{V}_i(t) dt + \vec{V}_{i+1}(t) dt) \quad (4.4)$$

L'équation (4.4) devient :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{1}{T_m} (\vec{V}_i T_i + \vec{V}_{i+1} T_{i+1}) \quad (4.5)$$

Avec :

- T_i est le temps d'application de la tension V_i .
- T_{i+1} est le temps d'application de la tension V_{i+1} .

L'équation (4.5) sous forme matricielle devient :

$$v_{ref} \begin{bmatrix} \cos(\rho) \\ \cos(\frac{\pi}{3} - \rho) \end{bmatrix} = t_i \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} + t_{i+1} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ref} = \frac{V_{ref}}{V} \\ t_i = \frac{T_i}{T_m} \end{cases}$$

Avec V le module des vecteurs $V_i = \sqrt{\frac{2}{3}}U_{max}$.

De l'équation (4.6), on déduit les temps d'application :

$$\begin{cases} t_i = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{ref} \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \rho) \\ t_{i+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{ref} \cdot \sin(\rho) \end{cases} \quad (4.7)$$

- Après l'approximation de l'orientation, c'est celle de l'amplitude qui doit être réalisée, c'est possible grâce à l'application des vecteurs nuls V_0 et/ou V_7 pendant un temps T_0 .

$$T_0 = T_m - (T_i + T_{i+1}) \quad (4.8)$$

Le vecteur nul est appliqué avant et après les tensions V_i et V_{i+1} pendant une durée de $\frac{T_0}{2}$.

La figure IV.11 montre que cette disposition assure une commutation par période dans chaque bras.

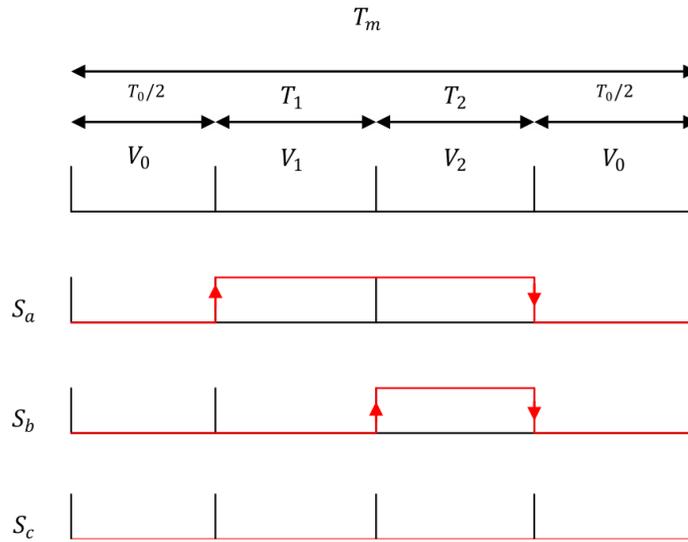


FIGURE IV.11 – Exemple de l’application des vecteurs tension V_1 et V_2 .

La tension générée par l’onduleur MLI est représentée dans la figure IV.12 :

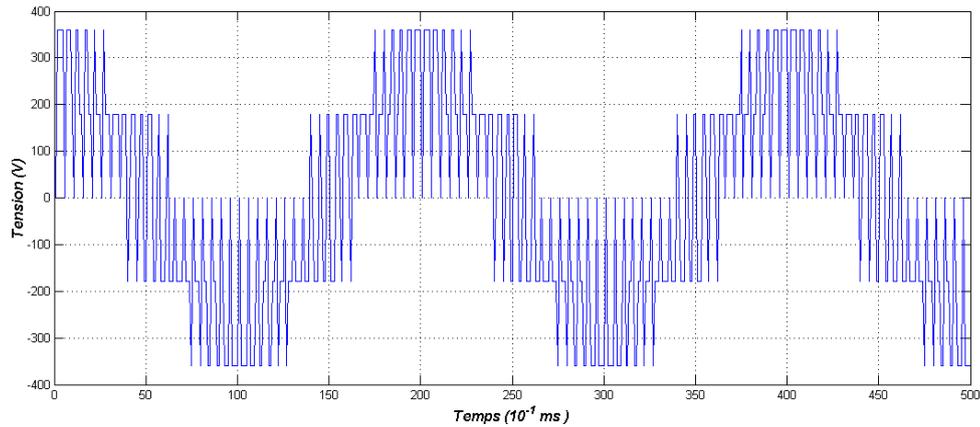


FIGURE IV.12 – Tension à la sortie de l’onduleur MLI.

Remarque

La tension maximale délivrable par l’onduleur n’est pas la même selon que V_{ref} soit colinéaire à V_i ou qu’il soit au milieu de V_i et V_{i+1} . Pour détailler ce problème prenons les deux cas précédemment cités :

- V_{ref} **colinéaire** à V_i : dans ce cas $\rho = 0$, $t_0 = 0$, $t_{i+1} = 0$ et $t_i = 1$.

A partir de (4.7) :

$$1 = \frac{2}{\sqrt{3}} v_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \Leftrightarrow v_{ref} = 1 \Leftrightarrow V_{ref} = V.$$

• V_i au milieu de V_i et V_{i+1} : dans ce cas $\rho = \frac{\pi}{6}$, $t_0 = 0$ et $t_i = t_{i+1} = \frac{1}{2}$.

On obtient alors :

$$\frac{1}{2} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_{ref} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \Leftrightarrow v_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} \Leftrightarrow V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} V.$$

Si on travaille avec une tension maximum telle que V_{ref} oscille entre V et $\frac{\sqrt{3}}{2}V$, la tension fournie ne sera plus sinusoidale, et le courant aussi. Il en résulte la création d'harmoniques qui perturbent le mouvement du rotor.

Pour vérifier si le courant est sinusoidal, il suffit de voir si son image dans le plan (α, β) décrit un cercle. Si ce n'est pas le cas, on observe que le courant oscille entre six pics comme le montre les figures IV.13 et IV.14 :

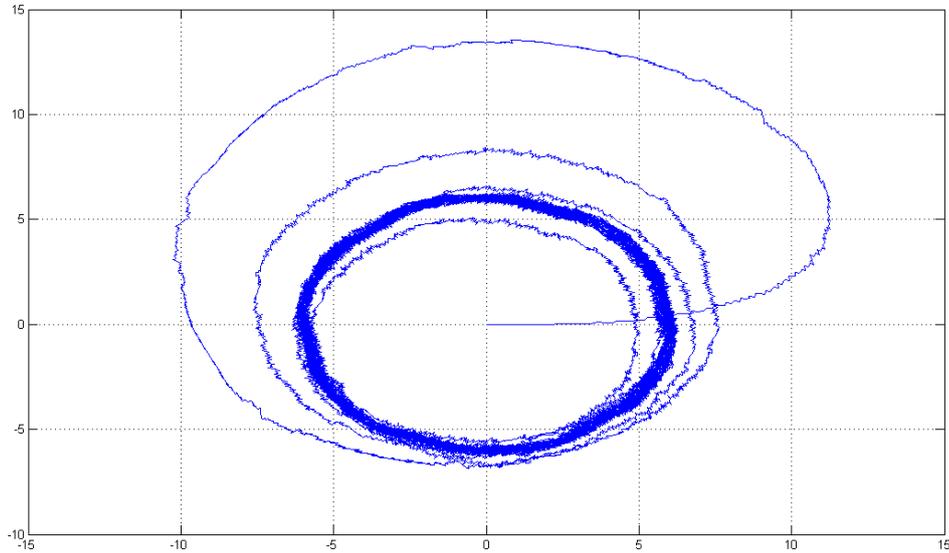
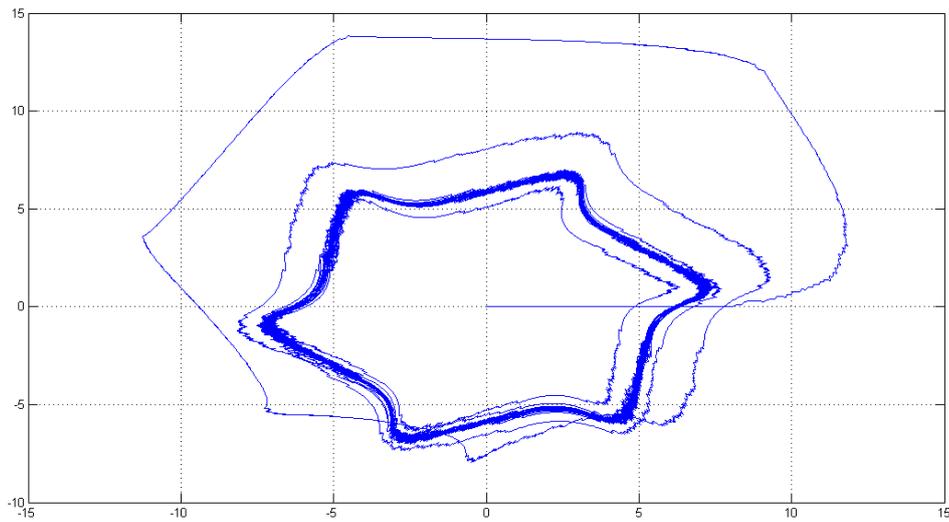


FIGURE IV.13 – Courant statorique pour $V_{ref} < V$.

FIGURE IV.14 – Courant statorique pour $V_{ref} > V$.

Conclusion

Après une brève introduction et définition de la MLI, nous avons détaillé le principe de fonctionnement de la MLI vectorielle ainsi que son algorithme. L'onduleur sera modélisé pour commander la MAS dans les simulations du chapitre suivant.

Simulation

sur SIMULINK et procédure d'implémentation

Introduction

Le but de cette partie est de tester la validité du modèle d'état de la MAS, l'influence de l'alimentation MLI sur la MAS, ainsi que la robustesse de la commande par orientation du flux rotorique et son influence sur la dynamique du moteur.

Par ailleurs, il est intéressant de voir si le modèle de $1kW$ est assez puissant pour donner une dynamique acceptable lors de la poursuite de vitesse, dans le cas échéant, nous essayerons le modèle de $5KW$.

Présentation de SIMULINK

Simulink est une plate-forme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes dynamiques. Elle fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal. Simulink est intégrée à MATLAB, fournissant ainsi un accès immédiat aux nombreux outils de développement algorithmique, de visualisation et d'analyse de données de MATLAB.

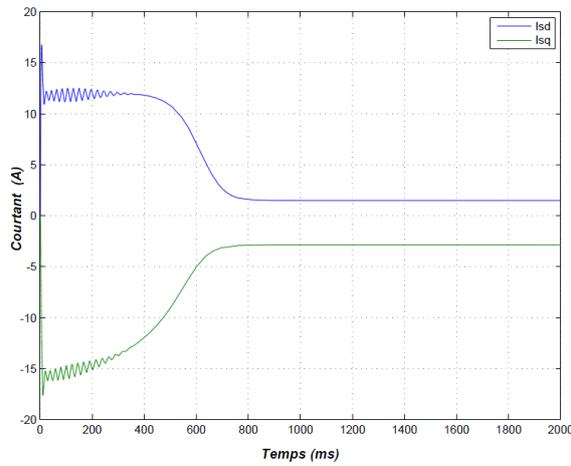
V.1 Simulation

1.1 Alimentation de la machine asynchrone par un onduleur de tension à MLI vectorielle

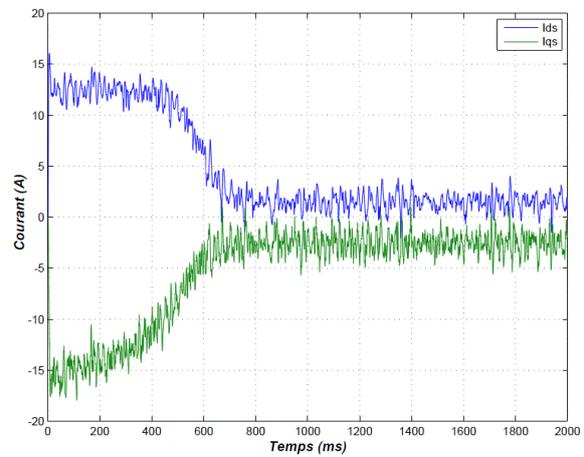
Nous allons simuler le fonctionnement d'une machine asynchrone par le biais des équations d'état (2.36), ses paramètres électriques sont dans l'annexe A.

Pour connaître l'influence de la MLI vectorielle sur le moteur asynchrone, on alimente ce dernier par une alimentation triphasée 50 Hz (230/400 V) dont les signaux sont des sinusoïdes parfaites, puis on l'alimente par une tension continue associé à un onduleur de tension à MLI vectorielle avec une fréquence d'échantillonnage égale à 2 kHz.

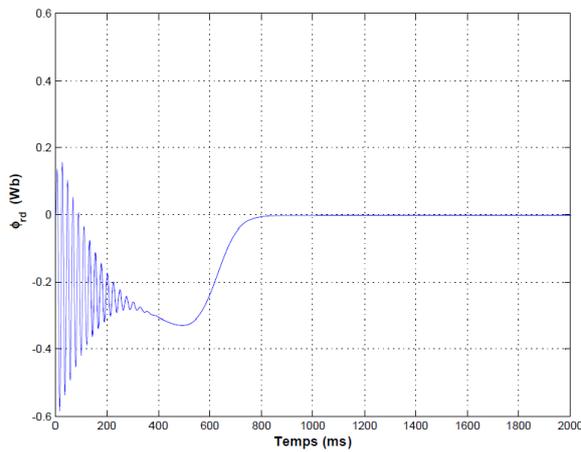
Les courbes des courants statoriques, des flux rotoriques, de la vitesse mécanique, et du couple électromagnétique sont représentés dans les figures suivante :



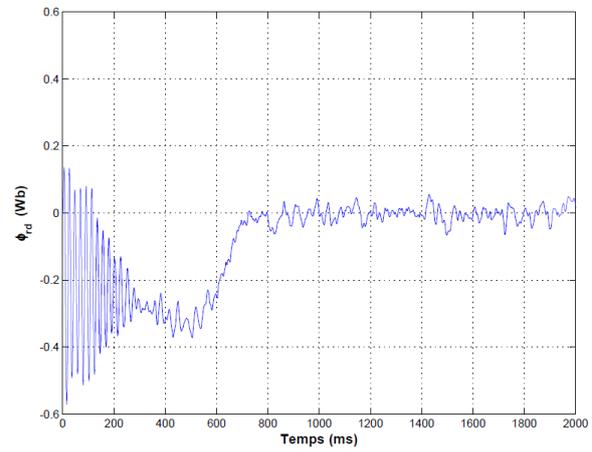
(a) Courants statoriques (Machine + alimentation triphasée).



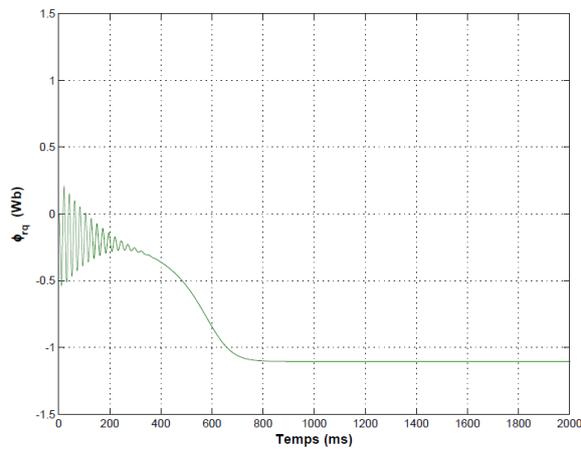
(b) Courants statoriques (Machine + onduleur)



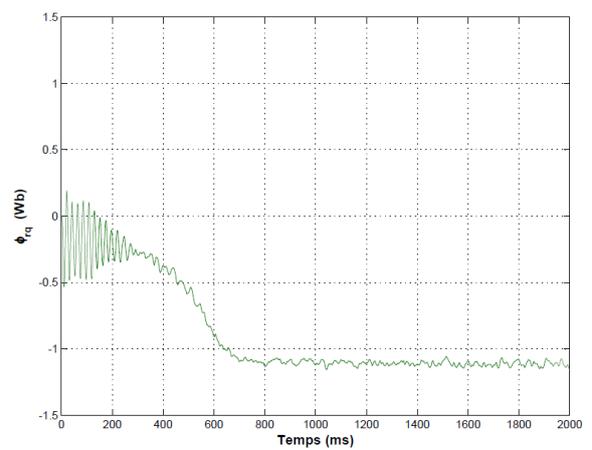
(c) Flux rotorique sur l'axe d (Machine + alimentation triphasée).



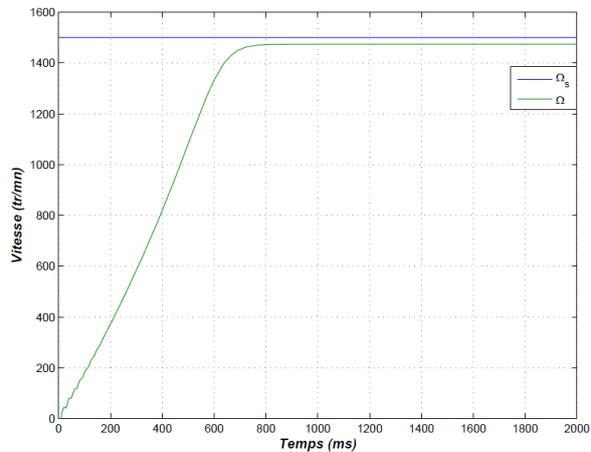
(d) Flux rotorique sur l'axe d (Machine + onduleur)



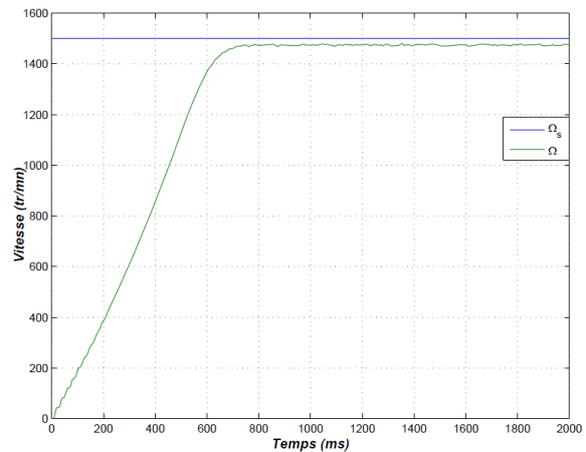
(e) Flux rotorique sur l'axe q (Machine + alimentation triphasée).



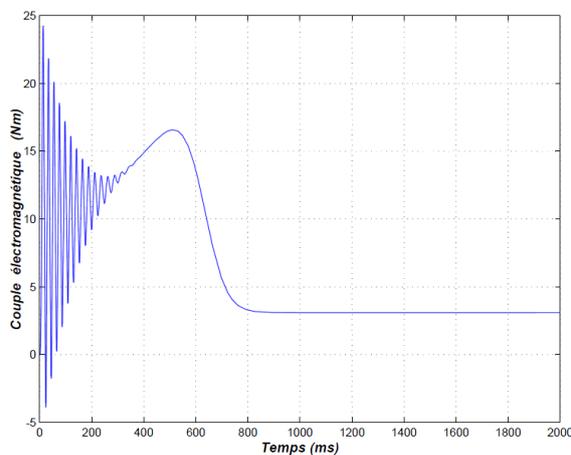
(f) Flux rotorique sur l'axe q (Machine + onduleur).



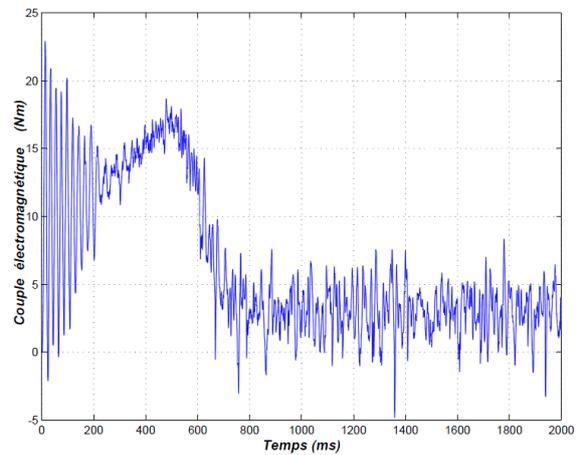
(g) Vitesse (Machine + alimentation triphasée).



(h) Vitesse (Machine + onduleur).



(i) Couple(Machine + alimentation triphasée).



(j) Couple(Machine + onduleur).

Interprétation des résultats

- Les figures des courants statoriques montrent que la MLI n'influe pas sur la valeur moyenne des courants sauf que le signal présente des bruits dus à ce type d'alimentation.
- Pour les vitesses, on remarque qu'elles ont la même forme et elles atteignent la même valeur en régime établi qui est proche de la vitesse de synchronisme (1500 tr/min). La différence est due au couple résistif de la machine, il est modélisé par $K.\Omega$, où K dans notre cas, est égal à 0,01 Nm/(rad/s).

On remarque aussi que la vitesse oscille en régime établi dans le cas de l'alimentation avec onduleur MLI, cela s'explique par le fait que le signal généré par la MLI vectorielle n'est pas une sinusoïde parfaite mais possède des harmoniques en plus, ces dernières perturbent la vitesse du moteur.

- Le couple électromagnétique est aussi de la même forme mais possède des ondulations. En régime établi, il se stabilise autour de la valeur 3 Nm, ceci pour vaincre le couple résistif.

1.2 Simulation d'un démarrage-arrêt d'une "MAS 1kW" à vide

Cette simulation s'effectue en trois étapes :

- Démarrage de la MAS, et accélération constante jusqu'à ce qu'elle atteigne $600tr/min$.
 - Maintien de la vitesse à une valeur constante.
 - Décélération jusqu'à l'arrêt.
- L'inertie du moteur à vide est : $J = 0.0504kg.m^2$.
 - Les forces de frottement qui agissent sur la MAS sont représentées par un couple résistif dont la loi de variation est : $C_r = K.\Omega$.

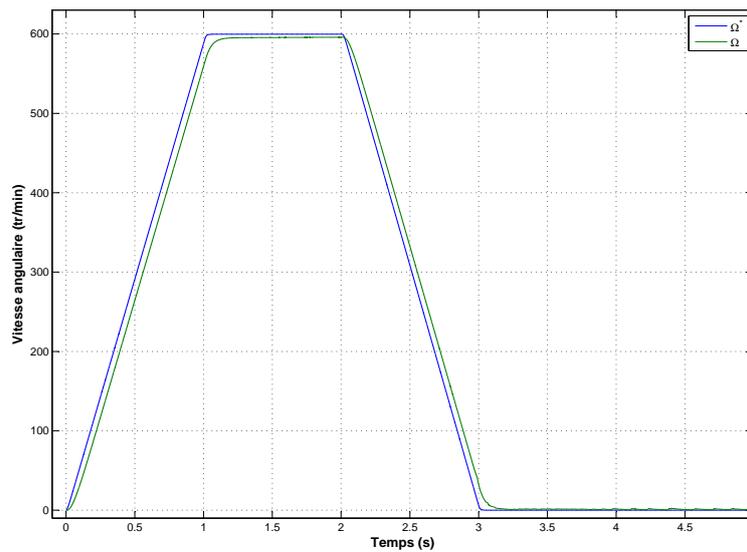


FIGURE V.1 – Variation de vitesse durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide.

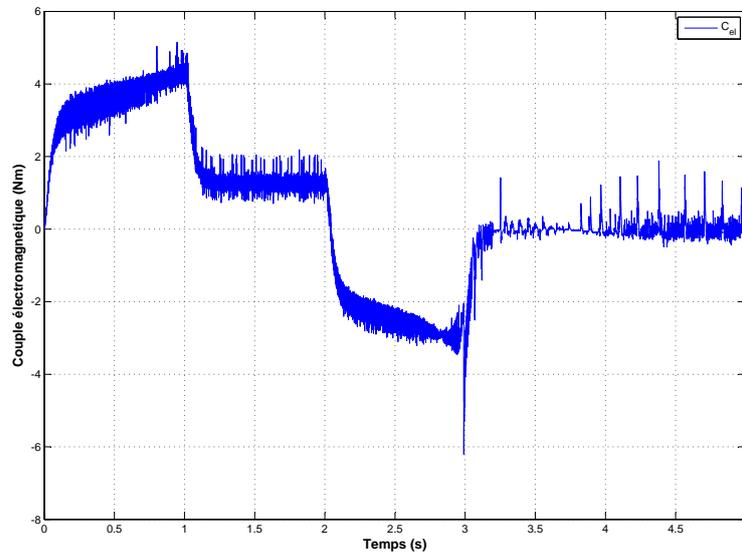
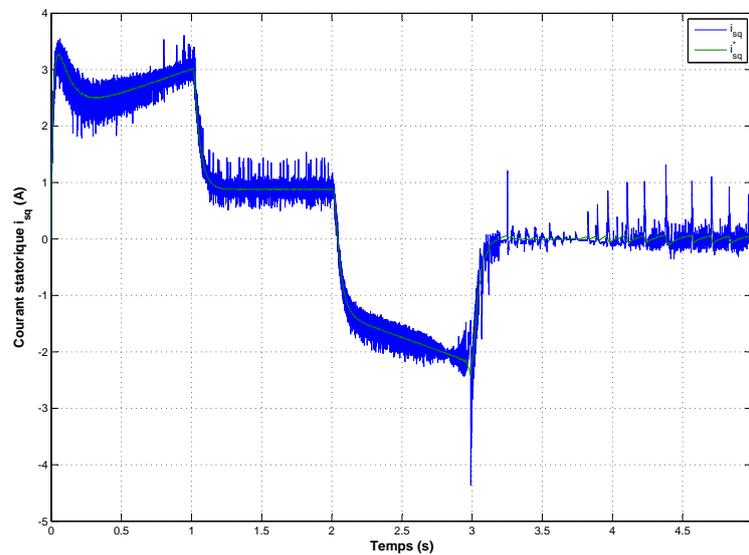


FIGURE V.2 – Couple électromagnétique le démarrage-arrêt d'une MAS à vide.

FIGURE V.3 – Consigne du courant i_{sq} durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide.

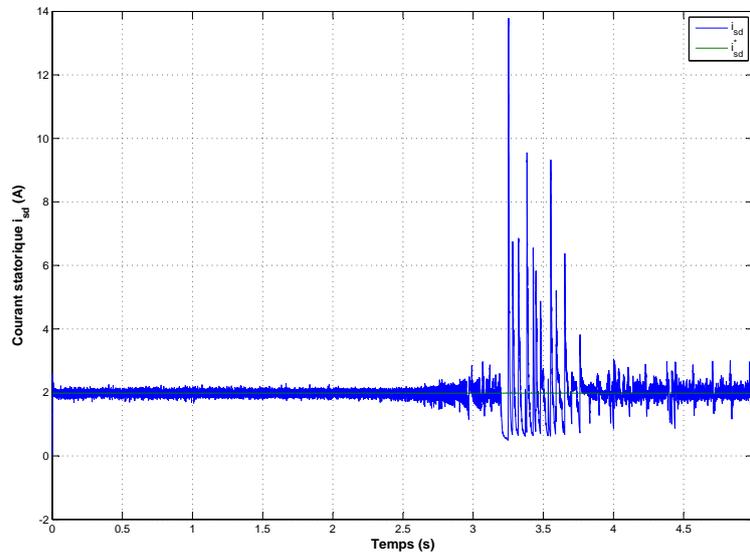
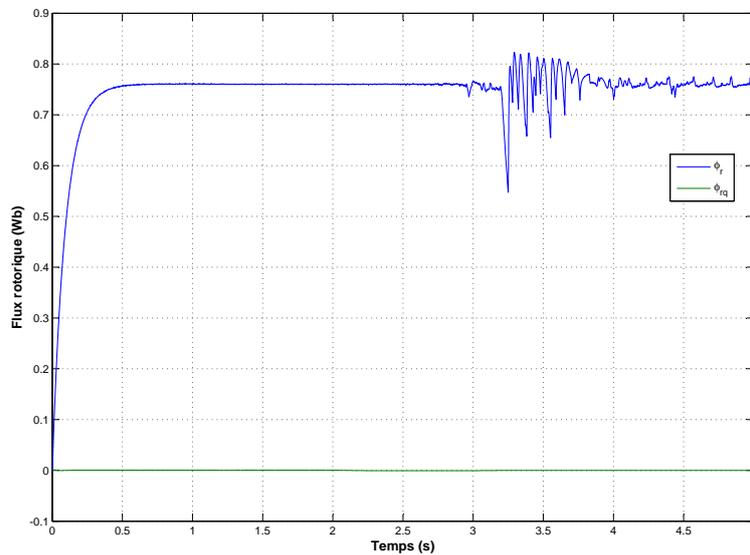
FIGURE V.4 – Consigne du courant i_{sd} durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide.

FIGURE V.5 – Variation du flux durant le démarrage-arrêt d'une MAS à vide.

Interprétations

De la simulation V.2, il est possible de relever les points suivants :

- La vitesse (V.1) suit sa consigne sans dépassement, mais avec un léger retard qui apparaît sous forme de trainée.
- Le couple (V.2) étant découplé du flux, il suit la même variation que celle de i_{sq} (V.3), les deux signaux sont proportionnels à l'accélération, à une constante près.
- Le courant i_{sd} (V.4) reste pratiquement constant pour maintenir le flux ϕ_r sur l'axe \vec{d} .
- Le flux ϕ_r (V.5) est maintenu à la valeur nominale $\phi_r = 0.76Wb$, et sa composante ϕ_{rq} est nulle.

1.3 Simulation d'une MAS de 1kW chargée

La masse d'un véhicule est représentée par le changement de la valeur de l'inertie. Pour un poids de $200kg$ et un rapport de réduction $G = 2.5$, l'inertie du rotor devient égale à $J = 1.505 \approx 1.5kg.m^2$. Les résultats de la simulation sont représentés dans les figures V.6, V.7, V.8, V.9. :

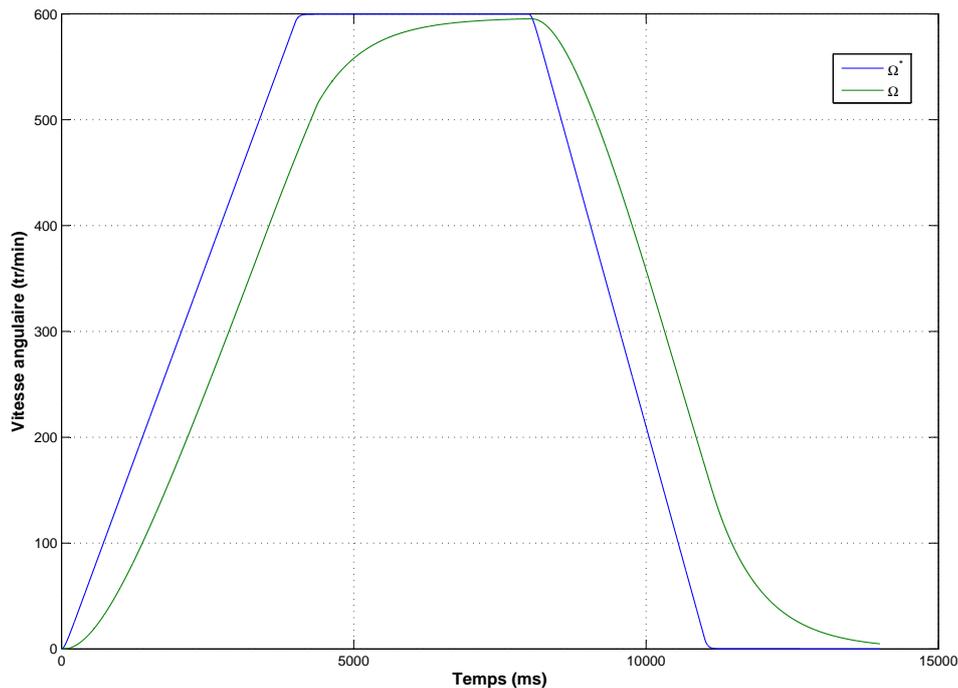


FIGURE V.6 – Démarrage-arrêt "MAS 1kW chargée".

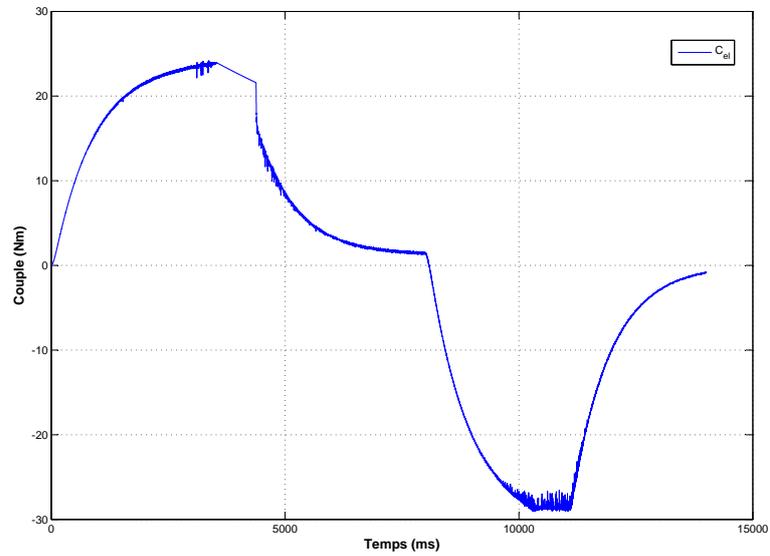
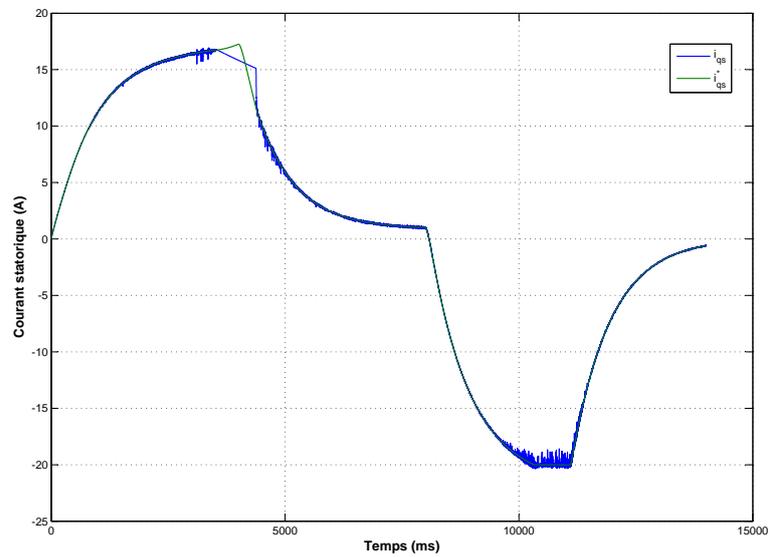


FIGURE V.7 – Variation du couple pendant le démarrage-arrêt.

FIGURE V.8 – Variation du courant i_{sq} pendant le démarrage-arrêt.

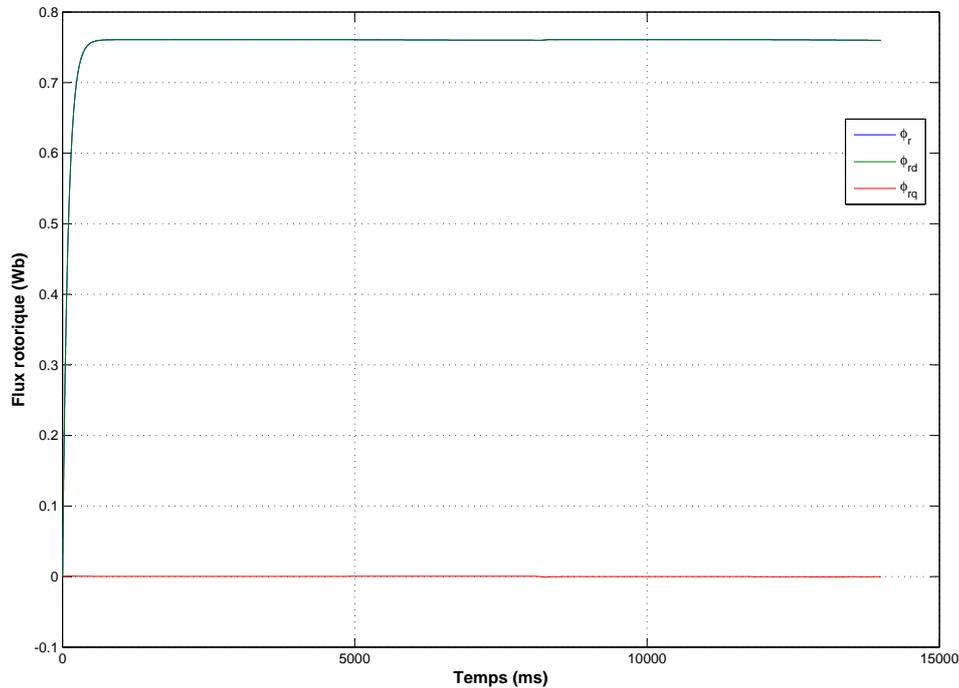


FIGURE V.9 – Variation du flux ainsi que ses composantes durant démarrage-arrêt.

Interprétation des résultats

- L'erreur de traînée dans la figure V.6 montre que la MAS de 1kW chargée met plus de temps pour répondre à la consigne de vitesse, sa dynamique est lente.
- Comme dans la simulation à vide, le courant i_{sq} V.8 suit sa consigne. Le couple évolue de la même manière que le courant i_{sq} à une constante près.
- Le couple et le courant fournis par le moteur sont plus importants par rapport à la simulation à vide.
- Le flux reste inchangé dans les deux simulations, il est maintenu à sa valeur nominale $\phi_r = 0.76Wb$.

1.4 Simulation d'une MAS de 5kW chargée

Dans cette partie c'est le modèle d'un moteur de 5kW chargé qui est essayé.

- Le but est d'avoir une dynamique plus rapide lors d'un démarrage-arrêt.
- Les caractéristiques de ce moteur sont dans l'annexe B.
- La référence du flux nominal est fixée à : $\phi_r = 1.1Wb$:

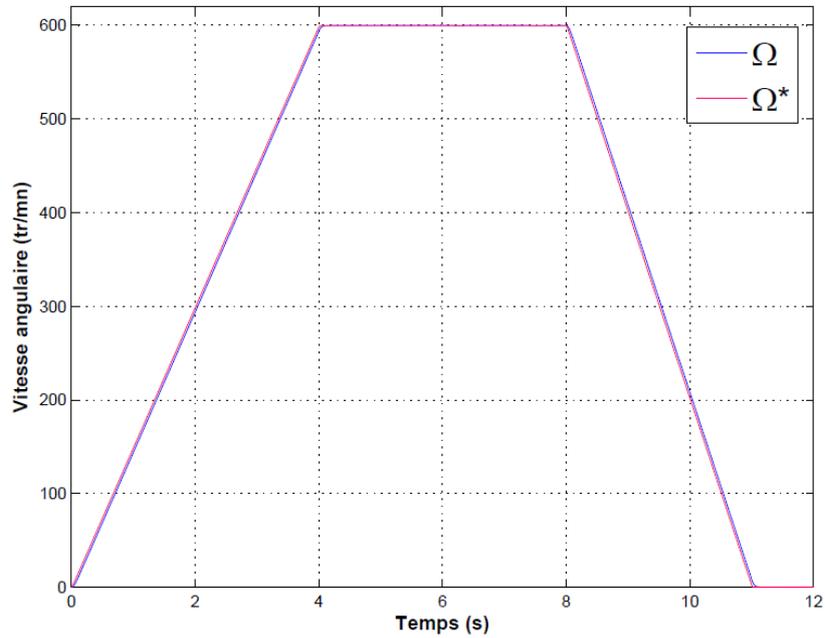


FIGURE V.10 – Démarrage-arrêt "MAS 5kW chargée".

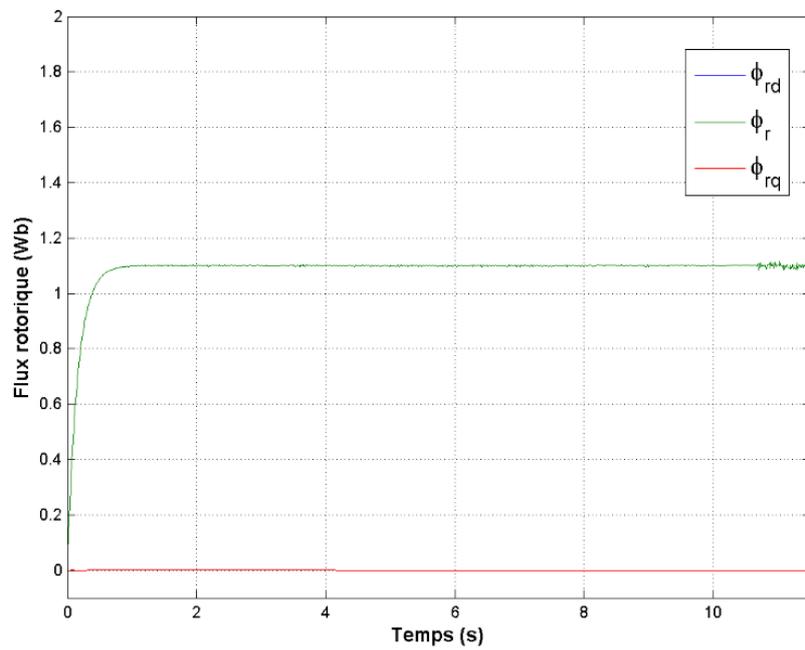
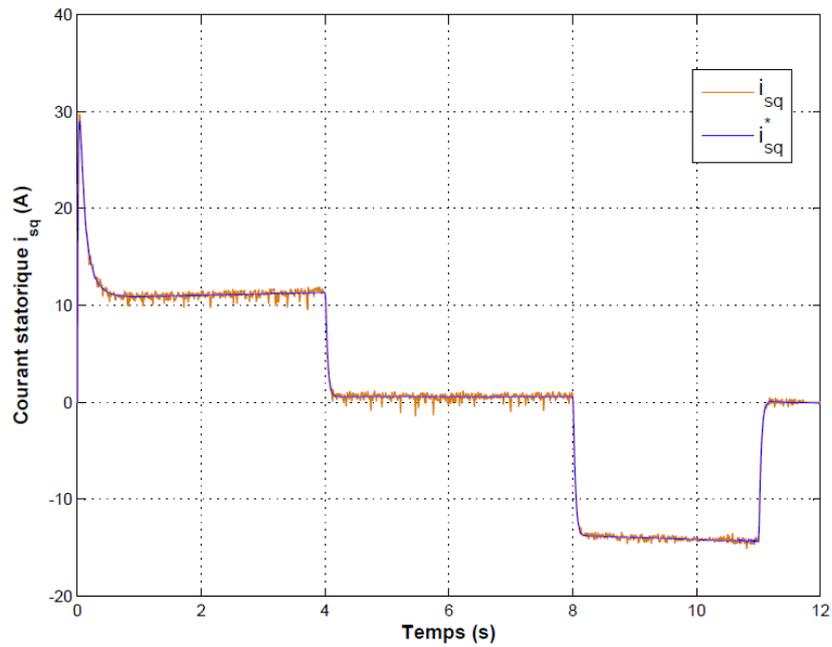
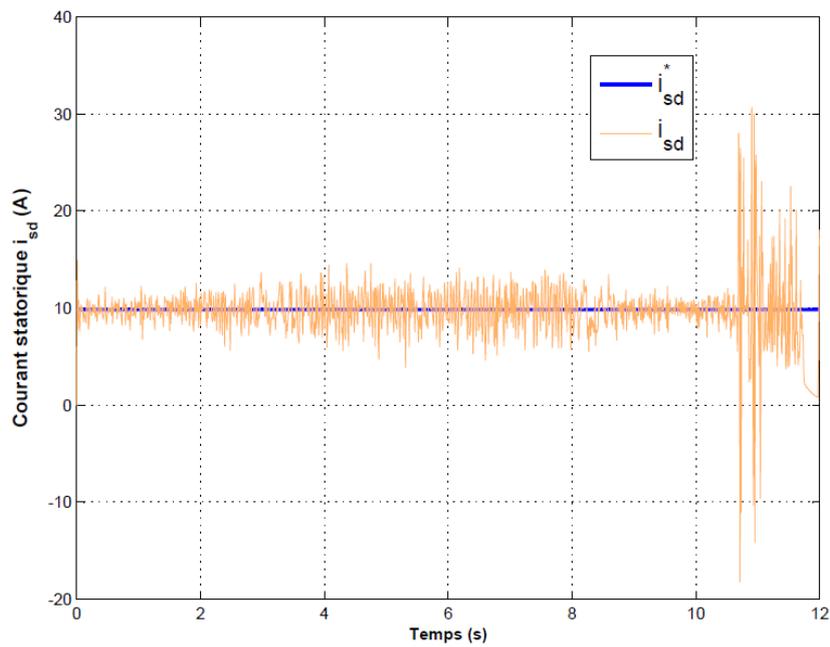


FIGURE V.11 – Variation du flux rotorique pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW".

FIGURE V.12 – Variation du courant i_{sq} pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW".FIGURE V.13 – Variation du courant i_{sd} pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW".

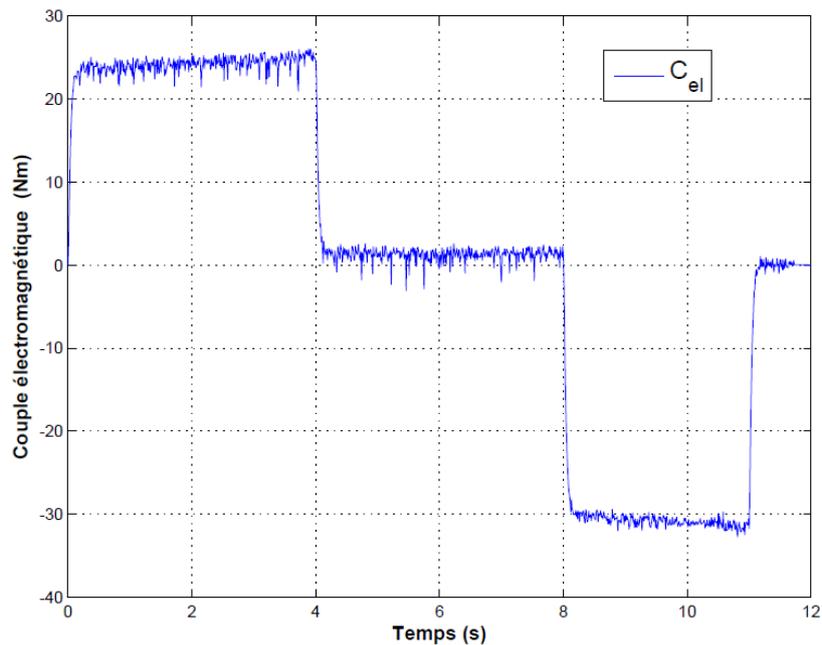


FIGURE V.14 – Variation couple pendant le démarrage-arrêt "MAS 5kW".

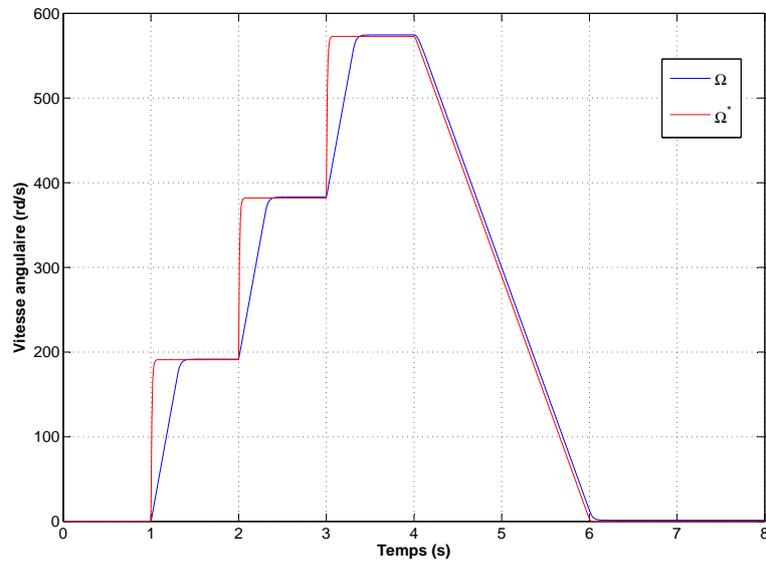
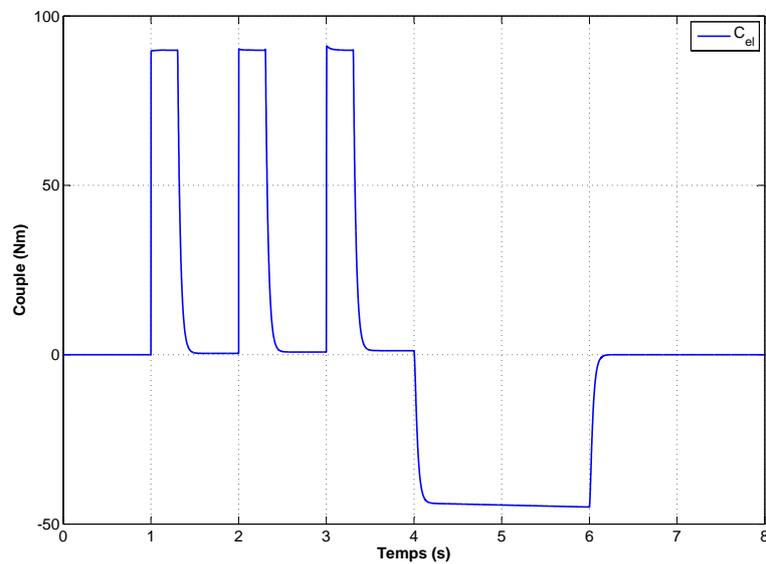
Interprétation des résultats

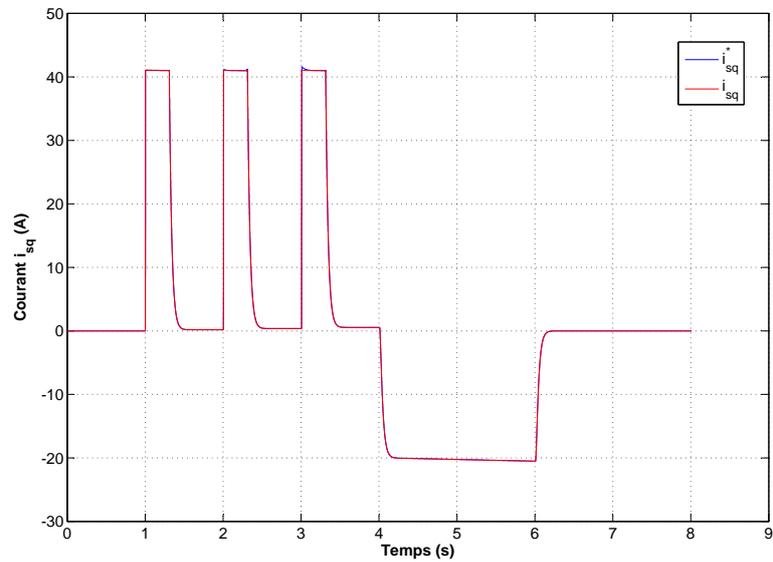
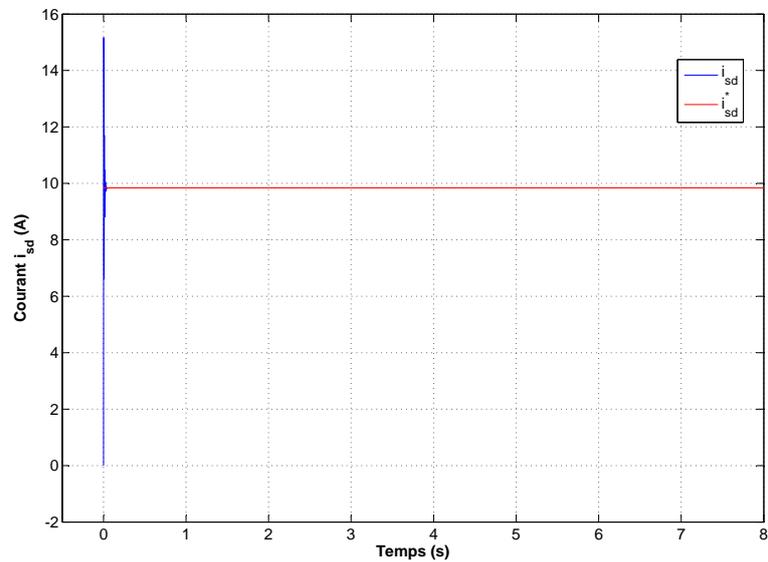
- L'erreur de trainée est réduite par rapport à la simulation précédente.
- Le courant i_{sq} V.8 suit sa consigne. Le couple évolue de la même manière que le courant i_{sq} à une constante près.
- Le moteur fournit un couple plus important que celui de 1kW, ce qui donne plus de dynamique pour le véhicule.
- Le flux est maintenu à sa valeur nominale $\phi_r = 1.1Wb$.

1.5 Poursuite de vitesse "MAS 5kW"

Le but de cette partie est de voir la réponse de la MAS 5kW chargée lors d'un changement de vitesse.

- La consigne de vitesse choisie pour cette simulation est une fonction en escalier.
- Le couple résistif est pris en compte.

FIGURE V.15 – Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW".FIGURE V.16 – Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW".

FIGURE V.17 – Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW".FIGURE V.18 – Variation du courant i_{sd} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW".

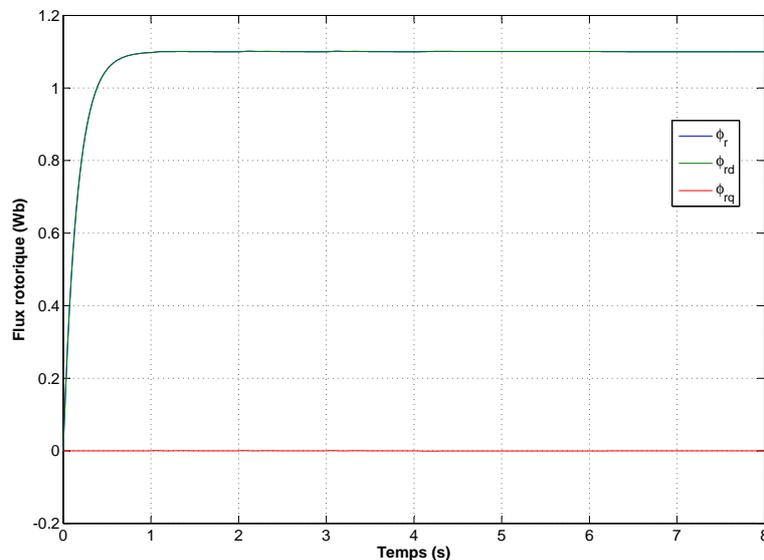


FIGURE V.19 – Variation du courant i_{sq} pendant la poursuite de vitesse "MAS 5KW".

Interprétation des résultats

- La MAS suit les changements de vitesses sans dépassement avec un léger retard dû à l'inertie.
- Le flux reste à sa valeur nominale $\phi_r = 1.1Wb$.
- il n'y a pas d'oscillations de couple et des courants statoriques, de plus, ses grandeurs ne sont pas bruitées par la MLI à cause de l'inertie importante et l'inductance des bobines.

Conclusion

- La commande par orientation du flux rotorique a permis de réaliser le découplage entre le flux et le couple, et de les commander séparément.
- Le flux rotorique reste proportionnel à i_{sd} et le couple à i_{sq} . D'un point de vue commande, la MAS fonctionne comme une machine à courant continu à excitation indépendante.
- Quelque soit l'inertie du rotor, la commande reste robuste puisque à vide ou en charge la MAS suit sa consigne de vitesse.
- Le contrôle vectoriel permet de diminuer les forts appels de courant lors de la phase de démarrage, on évite de cette manière les fortes oscillations du couple, ce qui permet de préserver le rotor.
- La simulation de la MAS chargée montre que le véhicule ne peut se mouvoir rapidement avec une "MAS de 1kW", ceci en négligeant le poids des batteries nécessaires à une

autonomie correcte. Cependant, une "MAS de 5kW" donne de meilleurs résultats, ça se traduit par une réponse plus rapide et une poursuite de vitesse plus fine en erreur de trainée.

V.2 Procédure d'implémentation à partir de SIMULINK

Après l'étude et la simulation du circuit de commande, il est important de concevoir un circuit qui répond aux mêmes critères exigés lors de la phase de simulation. SIMULINK permet de conserver cette fidélité des caractéristiques et de migrer vers un langage implémentable sur des circuits dédiés tels que les FPGA et les DSP.

La procédure d'implémentation à partir de SIMULINK passe par plusieurs étapes :

- Etude de la faisabilité de l'implémentation.
- Discrétisation du circuit de commande.
- Génération du code à partir de SIMULINK.

2.1 Etude de la faisabilité de l'implémentation

Il existe plusieurs paramètres qui influent sur la procédure d'implémentation et le choix du circuit programmable à utiliser. Pour effectuer le choix le plus judicieux, il est nécessaire d'évaluer certaines contraintes, les plus importantes sont :

- La diversité des éléments constituant le bloc de commande.
- La vitesse de calcul minimale pour assurer la commande.
- La taille du programme et la capacité mémoire des circuits ciblés.

2.1.1 Constitution du bloc de commande

Le bloc de commande est constitué des éléments suivants :

- Les additionneurs et les multiplicateurs.
- Les fonctions trigonométriques.
- Les régulateurs PI.
- Le bloc d'estimation.

2.1.2 La vitesse de calcul

Le régulateur doit fonctionner à une fréquence élevée pour assurer une commande robuste. En effet, les algorithmes du bloc de commande s'appuient sur des calculs itératifs lourds, ce qui exclut certains types de circuits programmables.

2.1.3 Taille de l'algorithme

Etant donné que le bloc de commande inclut un grand nombre de composants, il est évident que la taille du programme correspondant sera assez conséquente. Cependant, l'espace mémoire occupé par le programme ne sera connu qu'après génération du code, on pourra ensuite choisir le circuit programmable correspondant.

Ces blocs peuvent être traduits vers un programme puisqu'ils contiennent des fonctions de base que les DSP et les FPGA intègrent dans leurs langages de programmation associés. Le régulateur peut être implémenté sur ces circuits dédiés. Pour ce faire, on doit passer par une étape essentielle qui est la discrétisation du modèle.

2.2 Discrétisation du circuit de commande

Il n'est pas possible d'implémenter un algorithme se basant sur des signaux continus. La discrétisation permet de passer vers un algorithme dont les signaux sont discrets. Pour passer vers le domaine discret, on doit effectuer les changements suivants :

- Remplacer le modèle des PI analogiques par des PI numériques.
- Remplacer les fonctions de transfert décrites dans le domaine continu(Laplacien) par des fonction de transfert numérique(transformation en Z).
- Approximer les fonctions mathématiques utilisées par des tables correspondantes.

Laplace \Rightarrow transformée en Z

Le passage du domaine continu vers le domaine discret s'effectue par l'approximation d'Euler suivante :

- La variable "s" est approximée par : $\frac{Z-1}{KT}$.
- La fonction de transfert d'un PI de la forme $K_p + \frac{K_i}{s}$ devient : $K_p + \frac{K_i T}{Z-1}$.
- Quant aux estimateurs du type $\frac{1}{s+a}$ devient : $\frac{KT}{Z+a.KT-1}$.

Les figures V.20 et V.20 illustrent un PI et un estimateur discrétisé :

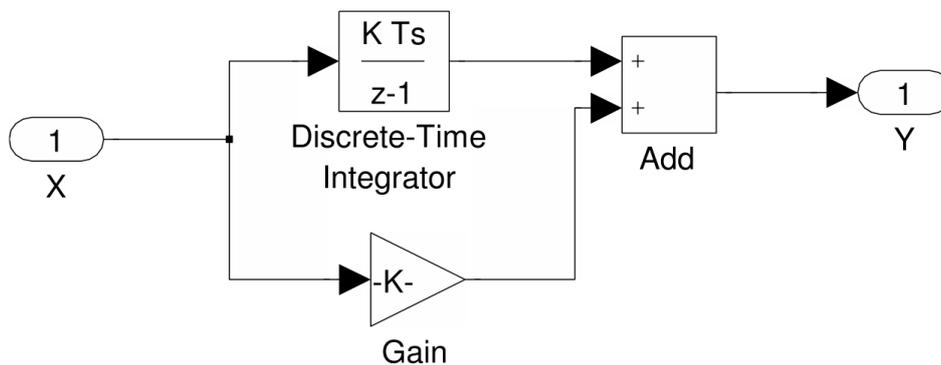


FIGURE V.20 – PI discret.

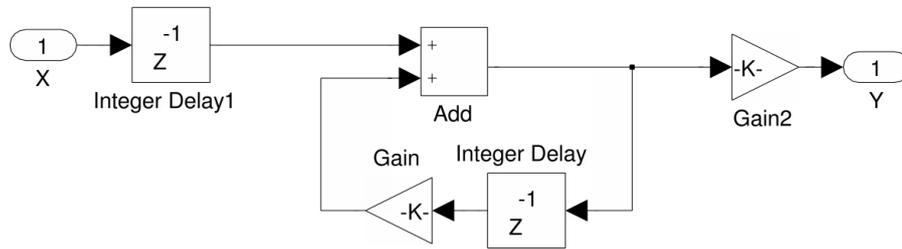


FIGURE V.21 – Estimateur discret.

2.3 Génération du code à partir de SIMULINK

L'environnement SIMULINK permet de générer directement les codes suivants :

- **Le code "VHDL"** : Il est possible de générer le code VHDL grâce à HDLCODER. Ce dernier est intégré comme outil dans l'environnement SIMULINK.
- **Le code "C"** : Ce code est le plus proche du code utilisé par MATLAB d'un point de vue syntaxe et structure, il est généralement utilisé pour être implémenté sur les DSP, DSPIC, et PIC [9].

Pour que l'implémentation soit effectuée correctement, l'algorithme créé dans SIMULINK doit être reproductible sur les deux langages précédents. Il faut alors utiliser des variables reconnues par ces derniers, respecter l'architecture de chaque langage, et modifier le code source si besoin.

Pour générer le code en langage "C", on utilise l'outil "Real-Time-Workshop" de MATLAB, il en résulte en sortie l'exécutable, et le code "C" pour d'éventuelles modifications. Le code généré n'est pas fonctionnel tel quel, il faut ajouter des blocs d'adaptation avec le DSP utilisé dans le modèle SIMULINK. Ces blocs sont fournis par le constructeur des DSP, ils tiennent compte des propriétés physiques de la carte.

Le constructeur dSPACE fournit un logiciel très intéressant RTI, son rôle est le suivant :

- Une implémentation automatique des modèles MATLAB/Simulink sur matériel dSPACE.
- Une génération automatique de code.
- Une configuration graphique d'E/S supportée au moyen de bibliothèques de blocs Simulink complètes.

Conclusion générale

Dans ce projet, les points suivants ont été abordés :

- La modélisation des différentes contraintes qui s'exercent sur un véhicule.
- La modélisation du bloc de propulsion en général et de la machine asynchrone en particulier.
- La gestion de la commande du moteur en fonction des paramètres extérieurs.
- La génération du code en vue d'une implémentation sur DSP.

Cependant, d'autres aspects de la commande n'ont pas été traités pour obtenir un produit fiable. Pour arriver à ce stade, il faut tenir compte des points suivants :

- Les paramètres du moteur "résistances, inductances, etc..." ont été considérées comme des constantes, or, dans la réalité elles changent en fonction de la température, du courant, etc... Il faut alors envisager une commande qui tient compte de ces changements, ce qui implique que les constantes temporelles des estimateurs et des régulateurs deviennent des paramètres variables.
- L'algorithme de régulation n'est pas optimisé, cette procédure permet d'obtenir une commande plus robuste et plus rapide en terme de temps d'exécution.
- La modélisation du véhicule ne sera valable qu'après expérimentation et correction des paramètres.
- Dans la partie électronique de puissance, on a considéré des interrupteurs parfaits, or il est important de tenir compte de leurs propriétés physiques (ex : temps de bloquage).

La conception des véhicules électriques est plus aisée que celle des véhicules thermiques. Elle se réduit à une étude électrique pour la génération du mouvement et la gestion de l'énergie, ainsi qu'à une étude mécanique pour la transmission du mouvement aux roues. La commande du moteur électrique est la partie essentielle du véhicule, elle n'est plus aussi fastidieuse notamment grâce à la puissance de calcul des nouveaux processeurs.

Bibliographie

- [1] AVEM : Technologies et véhicules - les différents types de batteries. <http://www.avem.fr/index.php?page=batterie>, 2009. 8
- [2] Lotfi BEGHLI : Modélisation et commande de la machine asynchrone. 17, 20, 37
- [3] Lotfi BEGHLI : Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 1999. 20, 36, 37
- [4] BF : Le moteur asynchrone enfin facile à piloter. Mesures, (646):1-2, Juin 1992. 15
- [5] Bernard de FORNEL : Machines asynchrones alimentation et caractéristiques. pages 1-15. 34
- [6] Carlos Canudas de WIT : Modélisation, Contrôle vectoriel et DTC, volume commande des moteurs asynchrones 1. Hermes Science Publications, 2000. 20, 54
- [7] J. P. Caron J. P. HAUTIER : Modélisation et commande de la machine asynchrone. 1995. 20, 37
- [8] James Larminie John LOWRY : Electric Vehicle Technology Explained. John wiley & sons, 2003. 29
- [9] MATHWORKS, éditeur. Real-Time Workshop User's Guide For Use with SIMULINK, volume 2.1. MathWorks, 1997. 82
- [10] Ali Emadi MEHDAD EHSANI, Ymin Gao : Modern Electric, Hybrid Electric and fuel cells vehicles. Taylor and Francis Group, 2 édition, 2010. 5, 9, 29
- [11] BOUZID Allal El MOUBAREK : Onduleur triphasé alimenté par la stratégie d'élimination d'harmonique <she>. Mémoire de D.E.A., École Normale Supérieurs d'Enseignement Technique -ORAN, 2010. 49, 51

Annexe

Annexe A : caractéristiques des MAS

Caractéristiques de la MAS de 1kw

La machine asynchrone triphasée de 1kW utilisée dans ce projet possède les caractéristiques suivantes :

- Tension d'alimentation : 220 V en étoile et 380 V en triangle.
- Nombre de paires de pôle : $p=2$.
- Résistance statorique : $R_s = 7.67 \Omega$.
- Résistance rotorique : $R_r = 4.33 \Omega$.
- Inductance propre d'une phase statorique : $l_s = 0.0253 \text{ H}$.
- Inductance propre d'une phase rotorique : $l_r = 0.0253 \text{ H}$.
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.4103 \text{ H}$.
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.4103 \text{ H}$.
- Inductance cyclique mutuelle : $M = 0.385 \text{ H}$.
- Moment d'inertie des masses tournantes : $J = 0.0504 \text{ Kg.m}^2$.

Caractéristiques de la MAS de 5kw

Les caractéristique de la machine de 5kW sont :

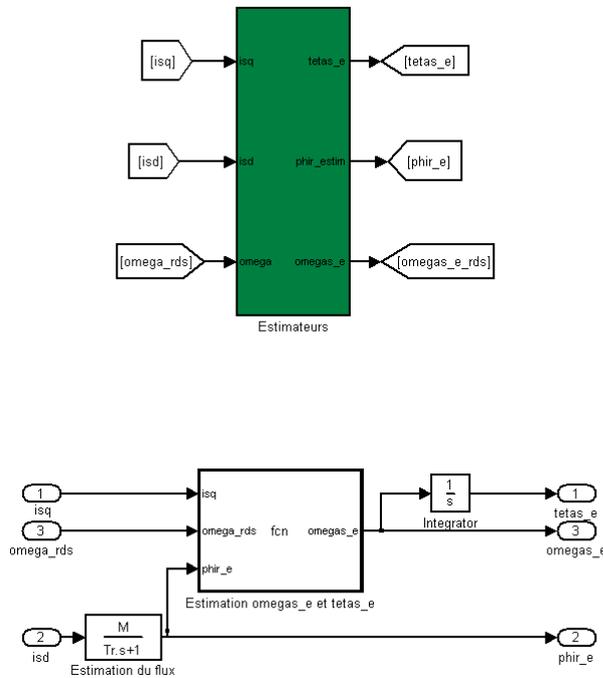
- Tension d'alimentation : 220 V en étoile et 380 V en triangle.
- Nombre de paires de pôle : $p=2$.
- Résistance statorique : $R_s = 2.25 \Omega$.
- Résistance rotorique : $R_r = 0.7 \Omega$.
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.1122 \text{ H}$.
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.1122 \text{ H}$.
- Inductance cyclique mutuelle : $M = 0.1118 \text{ H}$.
- Moment d'inertie des masses tournantes : $J = 0.038 \text{ Kg.m}^2$.

Annexe B : caractéristiques estimées du véhicule

- Poids du véhicule : $m = 200kg$.
- Surface avant : $A = 2m^2$.
- Rapport de réduction : $G = 2.5$.
- Coefficient de frottement du véhicule : $\mu_{fr} = 0.01$.
- Coefficient aérodynamique : $C_d = 0.5$.
- Rayon des roues : $r = 0.25m$.
- Pente maximale : 10%.
- Densité de l'air : $\rho = 1.25kg.m^{-3}$.

Annexe C : schéma bloc sur SIMULINK

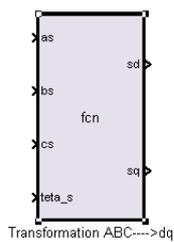
Bloc d'estimation :



```

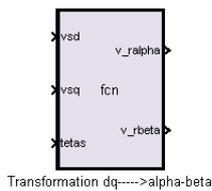
function omegas_e = fcn(isq,omega_rds,phir_e)
%Bloc d'estimation de omegas
Tr=Lr/Rr;
M=0.385;
omegas_e=omega_rds+(M*isq/(Tr*(phir_e+0.001)));
    
```

Blocs de transformation :



```

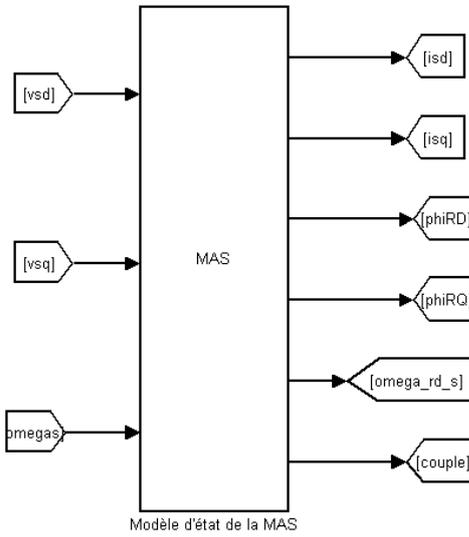
function [sd,sq] = fcn(as,bs,cs,tetas_s)
%Bloc de transformation (a,b,c) vers (d,q)
sd = sqrt(2/3)*(as*cos(tetas_s)+bs*cos(tetas_s-2*(pi/3))+cs*cos(tetas_s+2*(pi/3)));
sq = sqrt(2/3)*(-as*sin(tetas_s)-bs*sin(tetas_s-2*(pi/3))-cs*sin(tetas_s+2*(pi/3)));
    
```



```

function [v_alpha,v_beta] = fcn(vsd,vsq,tetas)
%Bloc de transformation (d,q) vers (alpha-beta)
v_alpha = vsd*cos(tetas)-vsq*sin(tetas);
v_beta = vsd*sin(tetas)+vsq*cos(tetas);
    
```

Modèle d'état de la MAS :



transformation_bloc/Modèle d'état de la MAS

Differential Equation Editor (Fcn block syntax)

Name: MAS

of inputs: 3

First order equations, f(x,u):

| dx/dt= | x0 |
|---|----|
| $(1/(\text{sig}^Ls)) * (-Rs + (M^2(L^*Tr))) * x(1) + \text{sig}^Ls * u(3) * x(2) + (M(L^*Tr))^3 * x(3) + (MLr)^3 * x(5) * x(4) + u(1)$ | 0 |
| $(1/(\text{sig}^Ls)) * (-\text{sig}^Ls * u(3) * x(1) - (Rs + (M^2(L^*Tr))) * x(2) - (M(Lr)^3 * x(5) * x(3) + (M(L^*Tr))^3 * x(4) + u(2))$ | 0 |
| $(MTr)^3 * x(1) - (1/Tr)^3 * x(3) + u(3) - x(5) * x(4)$ | 0 |
| $(MTr)^3 * x(2) - (1/Tr)^3 * x(4) - u(3) - x(5) * x(3)$ | 0 |
| $(p^2 * M(JLr))^3 * x(2) * x(3) - x(1) * x(4) - (pJ)^3 * 0.01 * x(5)$ | 0 |

Number of states = 5 Total = 5

Output Equations, f(x,u):

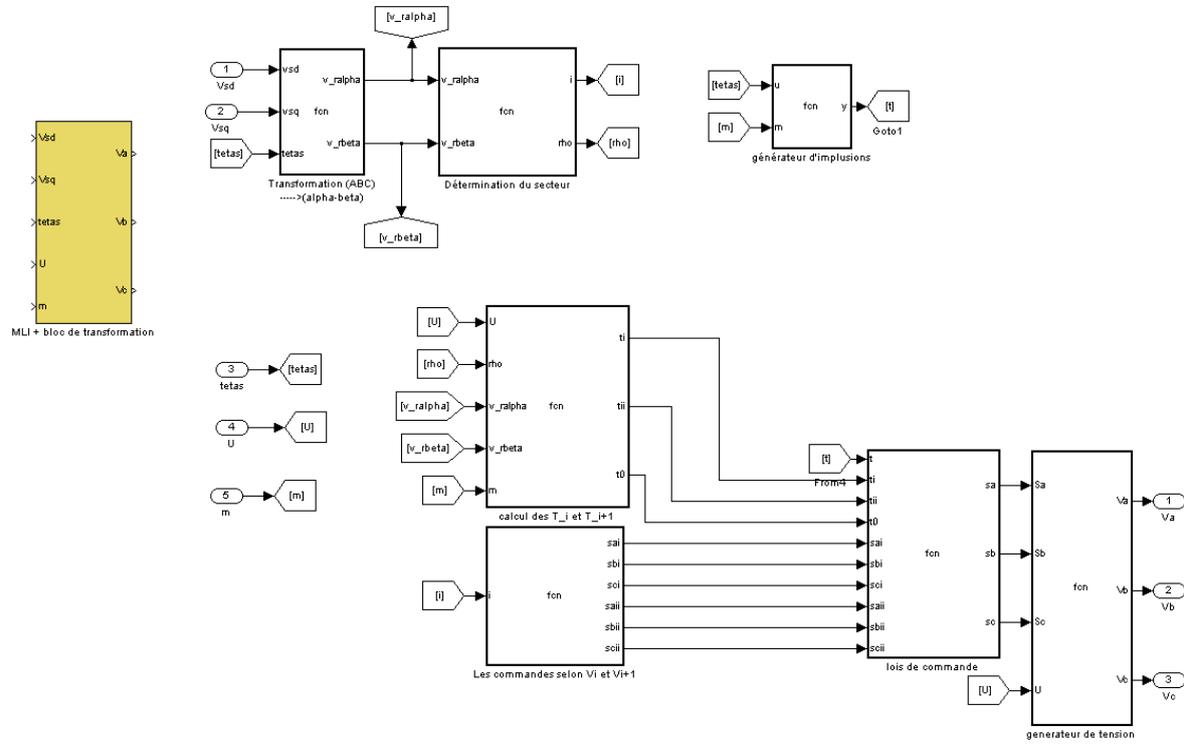
y =

x(1)
x(2)
x(3)
x(4)
x(5)
 $p^3 * (MLr)^3 * x(3) * x(2) - x(4) * x(1)$

Buttons: Help, Rebuild, Undo, Done

Status: READY

Bloc MLI :



```

1 function [v_alpha,v_beta] = dq_alpha_beta(vsd,vsq,tetas)
2
3 %transormation (d,q) vers(alpha,beta)
4 v_alpha = vsd*cos(tetas)-vsq*sin(tetas);
5 v_rbeta = vsd*sin(tetas)+vsq*cos(tetas);
6
7 function [i,rho] = det_sec(v_alpha,v_beta)
8     %determination du secteur
9 i=1;
10 if (v_rbeta>=0) && (v_alpha>0)
11     if (v_rbeta-sqrt(3)*v_alpha<0)
12         i=1;
13     else i=2;
14     end
15 end
16
17 if (v_rbeta>0) && (v_alpha<0)
18     if (v_rbeta+sqrt(3)*v_alpha<0)
19         i=3;
20     else i=2;
21     end

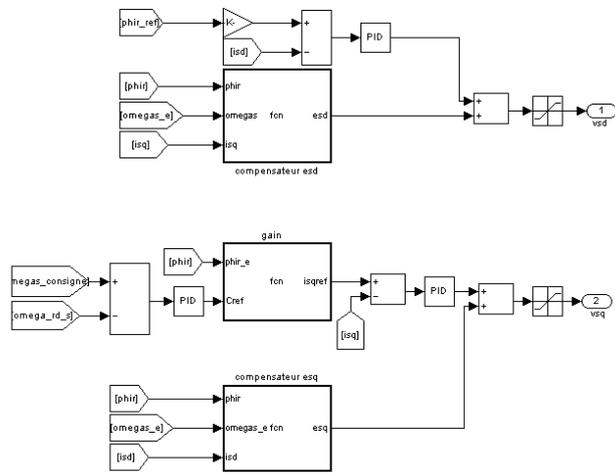
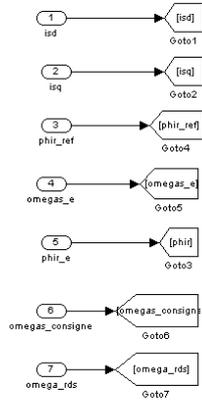
```

```
22 end
23
24 if (v_rbeta<=0) && (v_ralpha<0)
25     if (v_rbeta-sqrt(3)*v_ralpha<0)
26         i=5;
27     else i=4;
28     end
29 end
30
31 if (v_rbeta<0) && (v_ralpha>0)
32     if (v_rbeta+sqrt(3)*v_ralpha<0)
33         i=5;
34     else i=6;
35     end
36 end
37
38 rho=atan2(v_rbeta,v_ralpha)-(i-1)*(pi/3);
39
40 function [ti, tii,t0]= calcul_ti(U,rho,v_ralpha,v_rbeta,m)
41 % calcul des temps d'application des vi vi+1 et v0
42 vref=sqrt(v_ralpha^2+v_rbeta^2);
43
44 ti =(2*pi/m)*(sqrt(2)*vref/U)*sin(pi/3-rho);
45 tii =(2*pi/m)*(sqrt(2)*vref/U)*sin(rho);
46 t0=(2*pi/m)-(tii+ti);
47
48 function y = gen_imp(u,m)
49
50 y = mod(u,2*pi/m);
51
52 function [sai,sbi,sci,saii,sbii,scii]= fcn(i)
53     sai=0;
54     sbi=0;
55     sci=0;
56     saii=0;
57     sbii=0;
58     scii=0;
59 if (i==1)
60     sai=1;
61     sbi=0;
62     sci=0;
63     saii=1;
64     sbii=1;
```

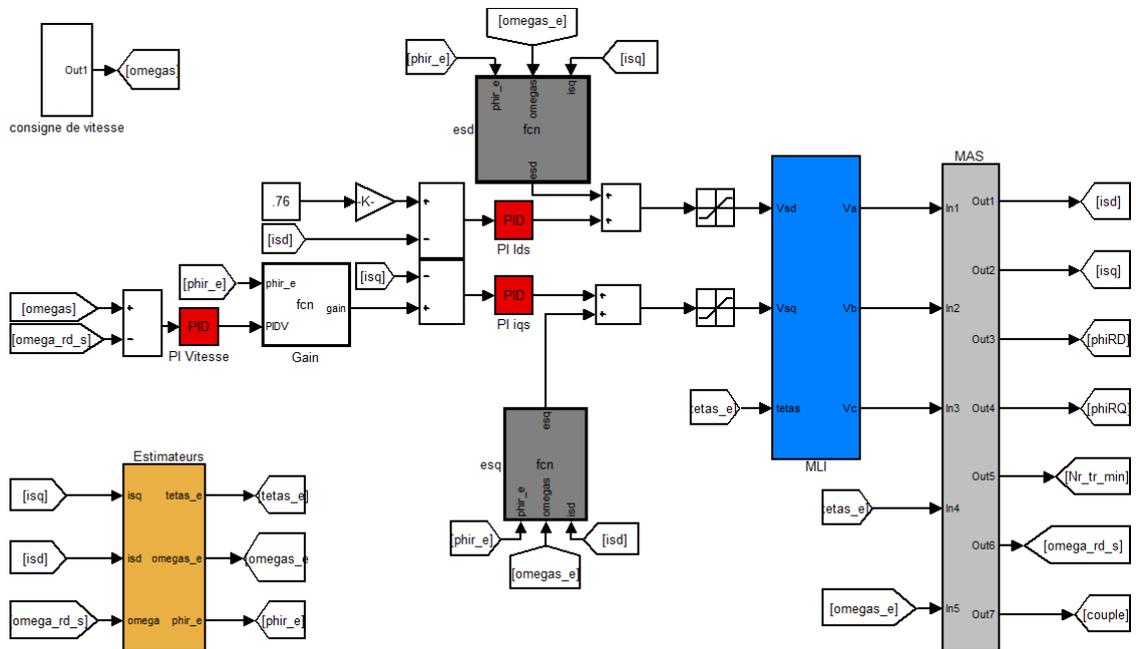
```
65     scii=0;
66 end
67 if (i==2)
68     sai=1;
69     sbi=1;
70     sci=0;
71     saii=0;
72     sbii=1;
73     scii=0;
74 end
75 if (i==3)
76     sai=0;
77     sbi=1;
78     sci=0;
79     saii=0;
80     sbii=1;
81     scii=1;
82 end
83 if (i==4)
84     sai=0;
85     sbi=1;
86     sci=1;
87     saii=0;
88     sbii=0;
89     scii=1;
90 end
91 if (i==5)
92     sai=0;
93     sbi=0;
94     sci=1;
95     saii=1;
96     sbii=0;
97     scii=1;
98 end
99 if (i==6)
100     sai=1;
101     sbi=0;
102     sci=1;
103     saii=1;
104     sbii=0;
105     scii=0;
106 end
107
```

```
108
109 function [sa,sb,sc] = commande(t,ti,tii,t0,sai,sbi,sci,saii,sbii,scii)
110     sa=0;
111     sb=0;
112     sc=0;
113 if t<(t0/2)||((t>(tii+ti+t0/2)) && (t<1))
114     sa=0;
115     sb=0;
116     sc=0;
117 end
118 if (t>(t0/2)) && (t<(ti+t0/2))
119     sa=sai;
120     sb=sbi;
121     sc=sci;
122 end
123 if (t>(ti+t0/2)) && (t<(tii+ti+t0/2))
124     sa=saii;
125     sb=sbii;
126     sc=scii;
127 end
128
129 function [Va,Vb,Vc] = tension(Sa,Sb,Sc,U)
130 %tension générée dans chaque phase
131
132 Va=U*(1/3)*(2*Sa-Sb-Sc);
133 Vb=U*(1/3)*(-Sa+2*Sb-Sc);
134 Vc=U*(1/3)*(-Sa-Sb+2*Sc);
```

bloc de régulation :



Les blocs de l'ensemble du système :



Annexe D : les régulateurs PI

Régulateur de vitesse :

- $K_p = 0.60.$
- $K_i = 0.12.$

Régulateur de isd :

- $K_p = 147.$
- $K_i = 3444.$

Régulateur de isq :

- $K_p = 147.10.$
- $K_i = 2301.$

Annexes