

République Algérienne Démocratique et populaire

Ministère de l'enseignement supérieure et de la recherche scientifique



Université de Bejaia

Faculté Sciences et technologies

Département Génie Electrique

Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de

Master en Electrotechnique *Spécialité Electromécanique*

Master en Electrotechnique *Spécialité Commande Electrique*

Présenté par :

Mr ABAD Lahlou

Mr BENSLIMANE Cherif

Sous le Thème

**Etude comparative des stratégies de commande dédiées aux
Applications de traction électrique**

Promoteur: **Mr Taib Nabil**

Co-Promoteur: **Mr Oubelaid Adel**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Louange à Allah dieu des univers

Nous tenons d'abord à remercier Mr Taib pour l'honneur qu'il nous a fait d'avoir accepté de nous encadrer, aussi Mr Oubelaid d'avoir proposé ce thème, pour son suivi, ses encouragements et ses précieux conseils qui nous ont permis d'élaborer ce travail.

Nos remerciements vont également aux membres de jury d'avoir accepté de juger notre travail et consacré leurs temps à la lecture et la correction de ce mémoire

Nos remerciements s'adressent aux enseignants et personnel de l'université de Bejaia.

Nous tenons à remercier vivement Mr Bouziane et toutes celles ou ceux qui nous ont accompagner tout au long de ce parcours, pour les conseils avisés qu'ils nous ont dispensés, à leurs sollicitudes dont ils ont fait preuve à notre égard et les documents et outils mis gracieusement à notre disposition

Nos remerciements les plus vifs vont tout particulièrement à nos parents.

Enfin, merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Dédicaces

Je dédie ce travail

A la mémoire de ma mère qui a été toujours là pour moi, A mon père par sa présence et sa bienveillance sans oublier mon très cher frère Chemseddine et ma très chère sœur pour leurs soutiens inconditionnels. Les mots ne pourront jamais suffire pour décrire ma gratitude envers vous.

A toutes la famille Benslimane et mes proches sans exception.

A Abderrazak, Hakim et Rafik mes copains de chambres que j'apprécie énormément.

A tous mes amis dont la liste est très longue.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible.

Je vous dis merci.

Benslimane chérif

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A tous les musulmans du monde en général, et d'une façon particulière à mes parents surtout ma chère mère, à mon frère, mes sœurs, toute ma famille, je dédie ce travail aussi à tous mes amis surtout Tarik.

Et à tous ce qui ont contribué à la réussite de ce travail.

Abad Lahlou

Table des matières

| | |
|---|----|
| Table des matières..... | i |
| Liste des figures..... | iv |
| Liste des Tableaux..... | vi |
| Introduction générale..... | 1 |
| I.1. Introduction..... | 2 |
| I.2. Historique..... | 4 |
| I.3. Définitions..... | 5 |
| I.3.1. Véhicule hybride (VH)..... | 5 |
| I.3.2. Véhicule électrique hybride (VEH)..... | 5 |
| I.4. Constituants d'un VEH..... | 5 |
| I.5. Stockage d'énergie..... | 6 |
| 1.5.1. Les batteries..... | 6 |
| 1.5.2. Les super condensateurs..... | 6 |
| 1.5.3. Le volant d'inertie..... | 6 |
| I.6. L'autonomie..... | 6 |
| I.7. Classification des VEHs..... | 6 |
| I.7.1. L'architecture..... | 6 |
| I.7.2. Les Sources d'énergies..... | 8 |
| I.8. Les cycles de conduite..... | 9 |
| I.8.1. Définition..... | 9 |
| I.8.2. Types..... | 10 |
| I.9. Conclusion..... | 14 |
| II.1. Introduction..... | 15 |
| II.2. Généralités sur la Machine synchrone à aimant permanents :..... | 16 |
| II.2.1. Définition..... | 16 |
| II.2.2. Constitution..... | 16 |
| II.3. Principe..... | 17 |
| II.4. Avantages et inconvénients..... | 18 |
| II.5. Modélisation de la Machine Synchrone à aimant permanent..... | 18 |
| II.5.1. Hypothèses simplificatrices..... | 18 |
| II.5.2. Mise en équations de la machine dans le repère « abc »..... | 19 |
| II.5.3. Mise en équations de la machine dans le repère « dq »..... | 21 |

| | |
|--|----|
| II.5.3.1. Principe de la Transformation de Park et Concordia..... | 21 |
| II.5.3.2. Equations des tensions de la MSAP dans le repère de Park..... | 24 |
| II.5.3.3. Equations des flux de la MSAP dans le repère de park..... | 24 |
| II.5.3.4. Equations électriques de la MSAP dans le repère de Park..... | 24 |
| II.5.3.5. Equations mécaniques de la MSAP dans le repère de Park..... | 25 |
| II.6. Expression du couple électromagnétique..... | 25 |
| II.7. Variation de la Vitesse de la MSAP..... | 25 |
| II.8. L'autopilotage..... | 26 |
| II.9. Conclusion..... | 27 |
| III.1. Introduction..... | 28 |
| III.2. Commande vectorielle..... | 28 |
| III.2.1. Définition..... | 28 |
| III.2.2. Principe de la commande vectorielle..... | 28 |
| III.2.3. Avantages et inconvénients..... | 29 |
| III.2.3.1. Avantages..... | 29 |
| III.2.3.1. Inconvénients..... | 29 |
| III.2.4. Stratégies du control vectoriel appliquées à la MSAP..... | 29 |
| III.2.4.1. Commande par simplification de la loi de courants..... | 29 |
| III.2.4.2. Commande en découplage par compensation..... | 31 |
| III.2.4.3. Description du schéma global de la commande vectorielle par compensation..... | 33 |
| III.2.4.4. Les régulateurs..... | 33 |
| III.2.5. Commandes rapprochées..... | 38 |
| III.2.5.1. Commande par hystérésis..... | 38 |
| III.2.5.2. Commande MLI sinus triangle..... | 39 |
| III.3. Commande Directe du couple..... | 40 |
| III.3.1. Définition..... | 40 |
| III.3.2. Principe du contrôle direct du couple..... | 40 |
| III.3.3. Avantages et inconvénients..... | 41 |
| III.3.3.1. Avantages..... | 41 |
| III.3.3.2. Inconvénients..... | 41 |
| III.3.4. Stratégie du contrôle direct du couple selon I.Takahashi..... | 41 |
| III.3.5. Le flux statorique..... | 42 |
| III.3.5.1. Contrôle du vecteur flux statorique..... | 42 |
| III.3.5.2. Choix du Vecteur de tension..... | 43 |
| III.3.5.3. Estimation du flux statorique..... | 43 |

| | |
|---|----|
| III.3.5.4. Elaboration du correcteur de flux | 44 |
| III.3.6. Le couple Electromagnétique | 45 |
| III.3.6.1. Contrôle du couple électromagnétique..... | 45 |
| III.3.6.2. Estimation du couple électromagnétique | 46 |
| III.3.6.3. Elaboration du correcteur du couple | 46 |
| III.3.7. Modélisation du capteur | 46 |
| III.3.8. Elaboration de la table de commutation | 47 |
| III.3.9. Structure générale du contrôle direct du couple..... | 47 |
| III.3.10. Conclusion..... | 48 |
| IV.1. Introduction..... | 49 |
| IV.2. Commande DTC | 49 |
| IV.2. Commande vectorielle par simplification de loi de courant : | 52 |
| IV.3. Tests de robustesse..... | 56 |
| IV.4. Conclusion | 57 |
| Conclusion Générale..... | 58 |
| Références bibliographiques | 59 |

Listes des figures

Chapitre I

| | |
|---|----|
| Figure 1: Emissions de gaz mondial en CO ₂ (2010-2015) | 2 |
| Figure 2: Nombre d'articles scientifiques publiés | 3 |
| Figure 3: Prix des batteries Li-on (2010-2017) | 3 |
| Figure 4: Estimation de production de véhicules hybride mondiale | 3 |
| Figure 5: Configuration parallèle du VEH | 7 |
| Figure 6: Configuration série du VEH | 7 |
| Figure 7: Configuration série/parallèle du VEH | 8 |
| Figure 8: Configuration complexe du VEH | 8 |
| Figure 9: Classification des sources d'énergies pour le VEH. | 9 |
| Figure 10: Cycle de conduite ECE-R15 | 10 |
| Figure 11: Cycle de conduite EUDC | 10 |
| Figure 12: Cycle de conduite NEDC | 11 |
| Figure 13: Cycle de conduite JP-10 | 11 |
| Figure 14: Cycle de conduite JP 10-15 | 11 |
| Figure 15: Cycle de conduite ARTEMIS-ROAD | 12 |
| Figure 16: Cycle de conduite ARTEMIS-URBAN | 12 |
| Figure 17: Cycle de conduite FTP-72 | 12 |
| Figure 18: Cycle de conduite FTP-75 | 12 |
| Figure 19: Cycle de conduite HDV UDDS | 13 |
| Figure 20: Cycle de conduite HWFET | 13 |
| Figure 21: Cycle de conduite générée aléatoirement à partir de Cycle NEDC | 13 |

Chapitre II

| | |
|--|----|
| Figure 22: Classification de quelques machines électromécaniques | 15 |
| Figure 23: Machine synchrone à aimant permanent. | 16 |
| Figure 24: Stator de la machine synchrone. | 16 |
| Figure 25: Rotor de la MSAP. | 17 |
| Figure 26: Schéma de Principe de La MASP | 17 |
| Figure 27: Référentiel « abc » | 19 |
| Figure 28: Référentiel « dq » | 21 |
| Figure 29: Onduleur de tension a deux niveaux | 26 |

Chapitre III

| | |
|--|----|
| Figure 30: Schéma bloc de la tension V_q . | 30 |
| Figure 31: Régulation de vitesse. | 30 |
| Figure 32: Schéma global de la commande par simplification des courants. | 30 |
| Figure 33 : Régulation des courants I_d et I_q | 31 |
| Figure 34: Schéma global de la commande FOC sans découplage | 31 |
| Figure 35: Principe de la commande découplée | 32 |
| Figure 36: Schéma global de la commande vectorielle par compensation. | 33 |
| Figure 37: Schéma bloc d'un régulateur PI | 33 |
| Figure 38: Régulation du courant I_q | 34 |
| Figure 39 : Régulation du courant I_d | 35 |
| Figure 40: Régulation de vitesse | 36 |
| Figure 41: Schéma simplifié de la régulation de vitesse. | 37 |
| Figure 42 : Schéma de principe de la commande à hystérésis | 38 |

| | |
|--|----|
| Figure 43: Principe de génération des instants de commutation | 39 |
| Figure 44 : Principe de la commande MLI sinus-triangle | 39 |
| Figure 45: Génération de signal par MLI sinus-triangle | 40 |
| Figure 46: Schéma structurel de la commande DTC | 42 |
| Figure 47: Exemple d'évolution de l'extrémité du φ pour R_s négligeable et $V_s = V_3$ | 43 |
| Figure 48: Schéma de contrôle du flux statorique | 45 |
| Figure 49: Comparateur a hystérésis du flux | 45 |
| Figure 50: Comparateur a hystérésis du couple | 46 |
| Figure 51: La table de commutation | 47 |
| Figure 52: Schéma global de la commande DTC | 47 |

Chapitre IV

| | |
|---|----|
| Figure 53: Vitesse du véhicule et sa référence | 50 |
| Figure 54: Couple développé par la MSAP et sa référence | 50 |
| Figure 55: Courants de phase de la MSAP | 51 |
| Figure 56: Zoom des courants de phase durant [12.1s ; 12.14s] | 51 |
| Figure 57: Zoom des courants de phase durant [40.36s ; 40. 4s] | 52 |
| Figure 58: Le flux de la MSAP et sa référence | 52 |
| Figure 59: Vitesse et couple électromagnétique de la MSAP | 53 |
| Figure 60: Réponse (couple, vitesse) du véhicule à un couple de charge constant | 54 |
| Figure 61: Réponse (couple, vitesse) du véhicule à un couple de charge variable | 54 |
| Figure 62: Zoom des courants de la MSAP (cmd_vect_hyst) | 55 |
| Figure 63: Comparaison entre la commande DTC et vectorielle | 55 |
| Figure 64: Test de robustesse avec la commande vectorielle | 56 |
| Figure 65: Test de robustesse avec la commande DTC. | 56 |

Liste des Tableaux

| | |
|--|----|
| Tableau 1 : Evènements liés au VEH | 4 |
| Tableau 2 : Avantages et inconvénients de la MSAP | 18 |
| Tableau 3 : Paramètres de la simulation et la MSAP | 57 |

Introduction générale

L'humanité fait face à une pollution frappante menaçant l'équilibre du globe terrestre tout entier. Plusieurs secteurs sont responsables de cette problématique, mais les secteurs de l'industrie et du transport sont les plus visés, c'est pour cela que pour ce dernier, par exemple, une solution ingénieuse a ressurgi depuis un passé lointain remontant au 18ème siècle ; c'est l'électrification des chaînes de traction d'une façon partielle ou complète.

Dans ce mémoire de fin d'étude intitulé ci-dessus nous allons nous intéresser aux différentes stratégies de commande du véhicule hybride constituant ainsi notre thème de recherche.

Dans le premier chapitre, nous allons aborder quelques généralités du véhicule hybride, telle sa définition, sa constitution, ses types selon plusieurs classifications et les cycles normalisés de conduite.

Le deuxième chapitre sera dédié à sa motorisation. La machine étudiée est la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) présentant plusieurs avantages, principalement l'absence du collecteur balai, contrairement à la machine à courant continu, permettant ainsi une meilleure dynamique et un couple massique élevé. Nous allons discuter des généralités de cette machine, telle sa définition, son principe de fonctionnement, et citer quelques avantages et inconvénients pour après enchaîner avec sa modélisation mathématique pour enfin finir avec l'association convertisseur onduleur.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de plusieurs techniques de commande utilisées pour le contrôle de la MSAP. La première partie du chapitre sera dédiée à la commande vectorielle, dont on citera son principe et quelques avantages et inconvénients. En outre, on discutera de quelques stratégies du contrôle vectoriel comme celles assurées par la commande à hystérésis, la commande sans et avec compensation. A la fin de cette première partie, nous aborderons le principe de la commande rapprochée nécessaire au contrôle vectoriel. La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée à la commande directe du couple en présentant sa définition, son principe et ses avantages et inconvénients. Nous allons discuter après de la stratégie de contrôle de cette commande selon I.Tekahashi.

Le dernier chapitre sera consacré aux résultats de simulation. Nous discuterons les résultats et les comparerons aux connaissances pré requises pour arriver à une conclusion générale de ce travail.

Chapitre I :
L'état de l'art du véhicule
hybride

I.1. Introduction

Parmi les conséquences de la consommation irresponsable des énergies fossiles ; on trouve, la pollution, le réchauffement climatique, ainsi que des risques d'épuisement de ces sources non renouvelables comme l'illustre figure (1). Dès lors, des cris d'alarme sont lancés et les efforts se serrent depuis en vue d'une solution énergétique propre. La solution envisagée est la migration énergétique, celle des énergies fossiles vers les énergies renouvelables. Ainsi, des accords entre états sont établis et des budgets énormes déboursés pour le financement de ces recherches scientifiques.

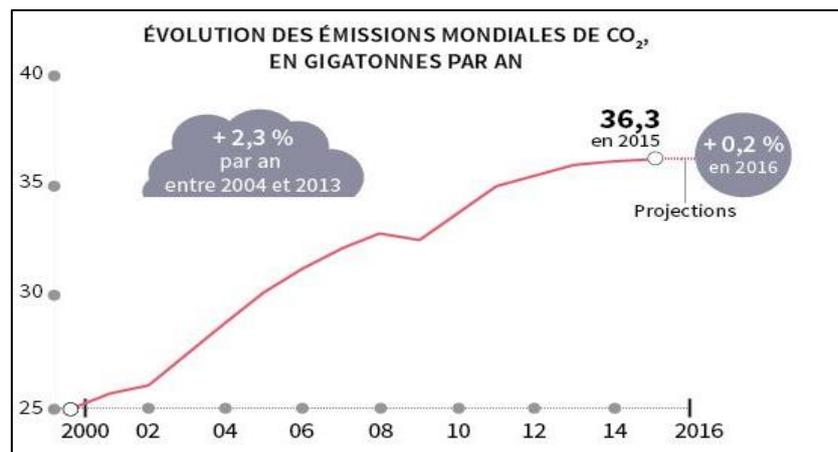


Figure 1: Emissions de gaz mondial en CO₂ (2010-2015) [1]

Le secteur du transport contribue significativement à l'augmentation du taux de pollution raison pour laquelle il est au cœur de ses recherches qui ont conclues à la nécessité de son électrification. De nos jours, Cette électrification est présente dans plusieurs modes de transport tels que ferroviaire, naval, spatial et notamment routier. Plusieurs types de véhicules ont été développés et commercialisés dont le véhicule hybride (VH). Il présente plusieurs avantages dont la robustesse, un bon rendement mais le coût du véhicule et l'autonomie des batteries restent les enjeux majeurs de ce type de véhicule. L'un des signes du grand intérêt portés est les dizaines de milliers d'articles scientifiques publiés dans la dernière décennie comme le montre la figure (2) ou on voit clairement le nombre ascendant d'articles en relation avec le véhicule électrique publiés chaque année. Un autre facteur qui a encouragé la production des véhicules électriques est le prix des batteries qui est en baisse au fil des années comme le montre la figure (3). Une estimation de production mondiale des véhicules hybrides est montrée dans la figure (4) ou on voit aussi une hausse de production au fil des années.

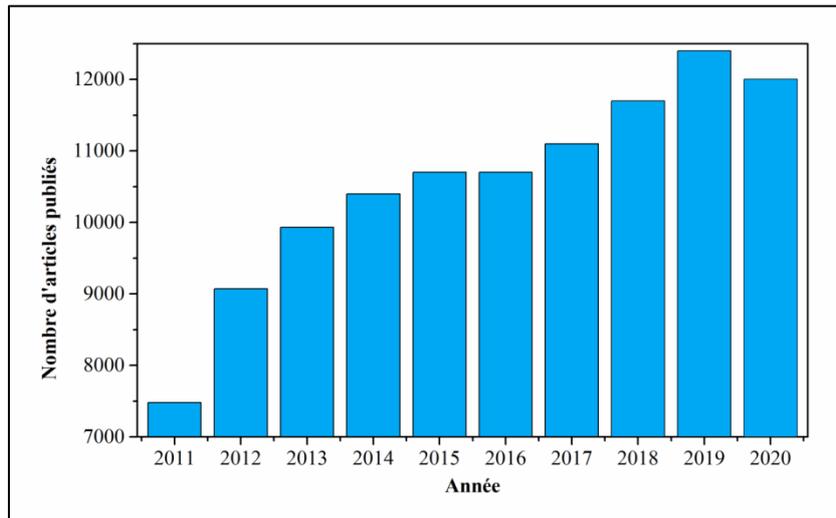


Figure 2: Nombre d'articles scientifiques publiés [2]

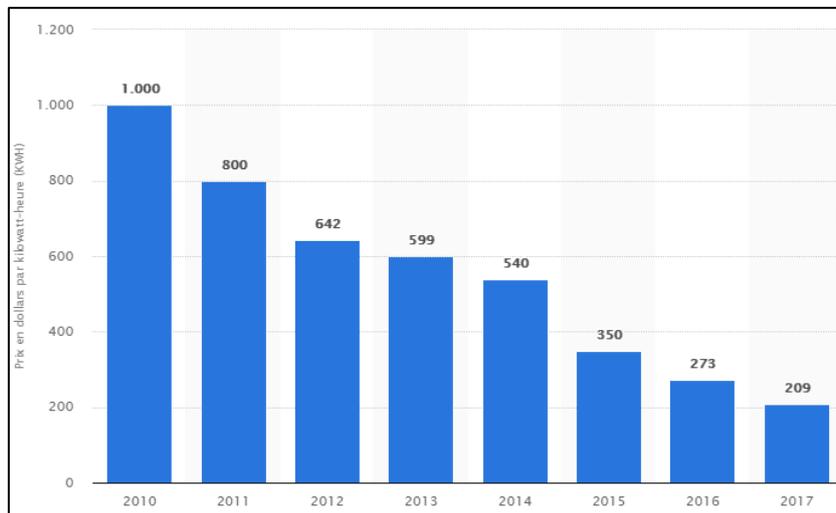


Figure 3: Prix des batteries Li-on (2010-2017) [3]

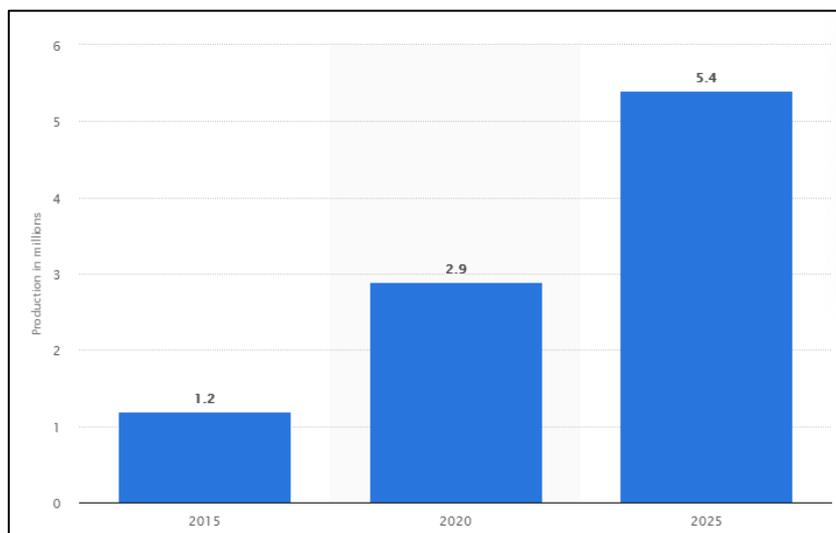


Figure 4: Estimation de production de véhicules hybride mondiale [3]

I.2. Historique

Le tableau ci-dessous résume des dates importantes dans l'historique de l'évolution du véhicule électrique hybride [4].

Tableau 1 : Evènements liés du VEH

| | |
|-----------|---|
| 1880-1889 | Période de progrès importants dans les techniques de batteries (nickel-iron. et lead-Acid) par H. Tudor Edison et Jünger |
| 1899 | Le constructeur et ingénieur Belge Henry Pieper présente une voiturette de 3.5 HP avec un générateur pour assister un petit moteur thermique en montée et charger les batteries en descente. Cette configuration est connue comme parallèle |
| 1900 | Ferdinand Porsche construit sa première voiture « Lohner-Electric chaise ». C'est le premier véhicule à traction avant dans le monde. |
| 1900 | Son deuxième véhicule « Lohner-Porsche mixte » était hybride. Le moteur thermique fait tourner un générateur produisant de l'électricité pour alimenter des moteurs électriques situés dans les roues. Ceci est la configuration connue comme série |
| 1904 | Henry Ford surmonte les défis des ICE (vibrations, bruits, odeurs) et apporte des améliorations conséquentes. Il démarre une ligne de production à un rapport qualité/prix très attractif. |
| 1905-1906 | H. pieper développe un véhicule avec un ICE couplé à un moteur électrique. Ainsi le VEH est créé |
| 1906-1912 | La commercialisation des VEHs par une entreprise belge « auto mixte » après l'achat des brevets de H. pieper |
| 1913 | Invention du self-starter pour les VICs pour faciliter leur démarrage. Ceci est un coup dur pour les VEHs |
| 1920-1965 | Période dorée pour les VICs et très dormantes pour les VEHs |
| 1973 | Embargo pétrolier arabe causant l'augmentation du prix de pétrole et la renaissance de l'intérêt pour les VE et les VEHs aussi |
| 1976 | Congrès américain en vue d'amélioration des batteries, moteurs et autres éléments utilisés en technologie hybride. |
| 1997 | Toyota commercialise la Prius et vend 18000 exemplaires la 1 ^{re} année. |
| 1999 | Honda lance son VEH et les ventes sont en masse aux États-Unis. |
| 2008 | Toyota vend un million d'exemplaires de sa Prius et commercialise des berlines et un 4x4 hybride. |

I.3. Définitions

I.3.1. Véhicule hybride (VH)

C'est un véhicule disposant d'une source d'énergie réversible auxiliaire avec sa source primaire pour la propulsion. En général, on trouve la source primaire sous forme d'énergie chimique produite par la combustion du carburant, alors que la seconde source peut être pneumatique, cinétique (volant d'inertie), électrique...etc [5], [6].

I.3.2. Véhicule électrique hybride (VEH)

Combine un système de combustion interne avec un système électrique pour la propulsion [2]. Cette technique nécessite le plus souvent un moteur thermique, un réservoir pour le carburant, une source d'énergie électrique associée à un bloc d'électronique de puissance, un moteur électrique et une transmission mécanique [6], [7].

I.4. Constituants d'un VEH

1.4.1. Le moteur thermique

Assure la conversion de l'énergie chimique du carburant venue du réservoir en énergie cinétique pour la propulsion [8].

1.4.2. Le moteur électrique

Fonctionne pour certaines phases pour diminuer la consommation du carburant ou assister le moteur thermique [9].

1.4.3. Le Générateur Electrique

Produit une énergie électrique en phase de freinage et la renvoie à la batterie.

1.4.4. Le convertisseur de puissance :

Permet la conversion de tension AC/DC et DC/AC.

1.4.5. Unité de contrôle CPU

C'est le cerveau du VEH et permet de contrôler les flux d'énergies pendant les différentes phases de fonctionnement [10].

1.4.6 Dispositif de répartition de puissance

Il est le corps du VEH et exécute les ordres du CPU. Il gère les flux d'énergies.

I.5. Stockage d'énergie

1.5.1. Les batteries

Notamment les batteries Li-On largement utilisées en raison de leurs faibles poids et leurs grandes capacités de stockage. Elles sont néanmoins moins adaptées à une forte demande de puissance [11].

1.5.2. Les super condensateurs

Ils sont très utiles pour des applications à grande puissance sur un court laps de temps mais ils ont une faible capacité de stockage [12].

1.5.3. Le volant d'inertie

Transforme l'énergie cinétique en énergie électrique.

I.6. L'autonomie

L'autonomie d'un VEH désigne la distance maximale franchissable par un véhicule disposant d'une batterie entièrement rechargée, en tenant compte de la vitesse, et de l'état de la route.

I.7. Classification des VEHs

Les VEH dépendent de plusieurs critères et on peut les classer suivant :

I.7.1. L'architecture

Il existe plusieurs architectures et configurations possibles [13] comme :

a) Parallèle

C'est la plus ancienne des configurations développées par H. Pieper il dit : « le moteur et la motrice dynamo travaillent en parallèle en entraînant l'arbre de propulsion de la voiture. » [9].

Dans cette configuration, le moteur à combustion ainsi que le moteur électrique sont les deux connectés à l'arbre de transmission. Ainsi la propulsion est assurée par l'un des deux ou les deux au même temps si besoin [14], [15].

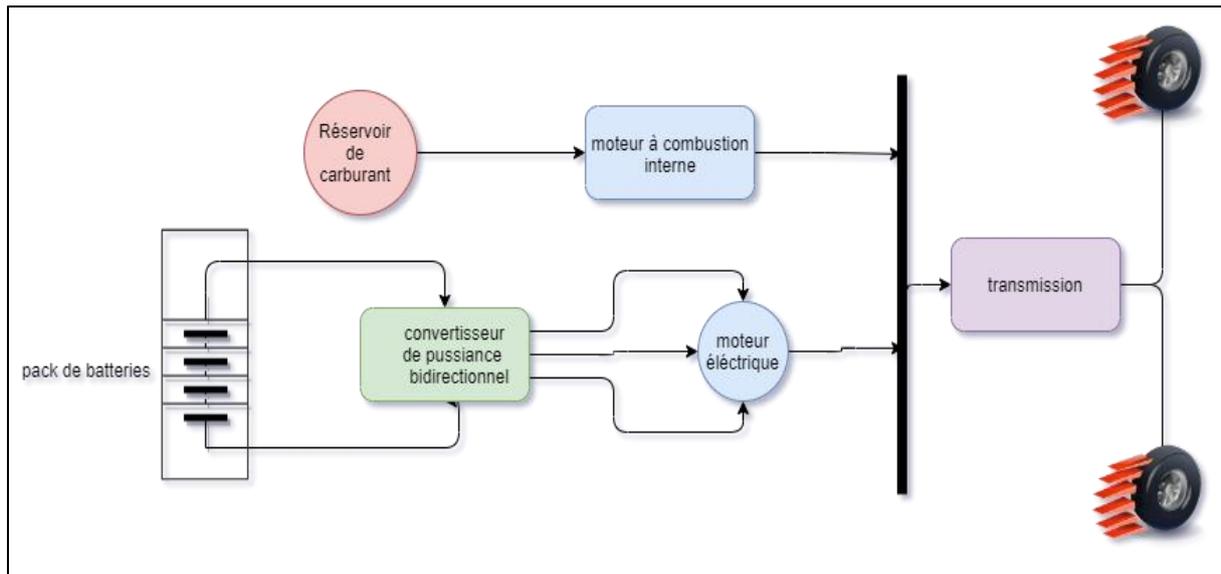


Figure 5: Configuration parallèle du VEH

b) Série

La machine électrique est la seule directement connectée à la transmission. Le moteur thermique est associé à une génératrice électrique pour assurer la production d'électricité. Elle est emmagasinée dans une batterie électrochimique ou elle est utilisée par le moteur électrique pour propulser le véhicule [6].

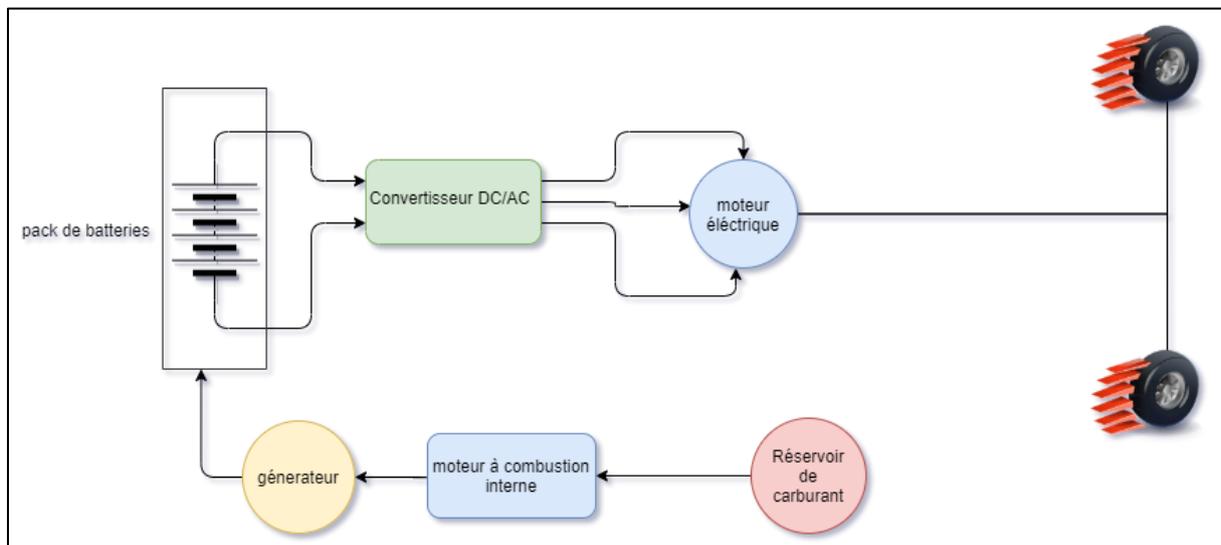


Figure 6: Configuration série du VEH

c) Série/parallèle

Elle combine les deux et ceci en vue de l'obtention des meilleures performances possibles. Cette structure présente un lien mécanique de plus entre le moteur thermique et la transmission par rapport à l'hybride série et une génératrice électrique est ajoutée entre le moteur thermique et le convertisseur de puissance par rapport à l'architecture parallèle

comme le montre la figure (7). Les puissances sont donc combinées en deux nœuds : l'un électrique et l'autre mécanique [4].

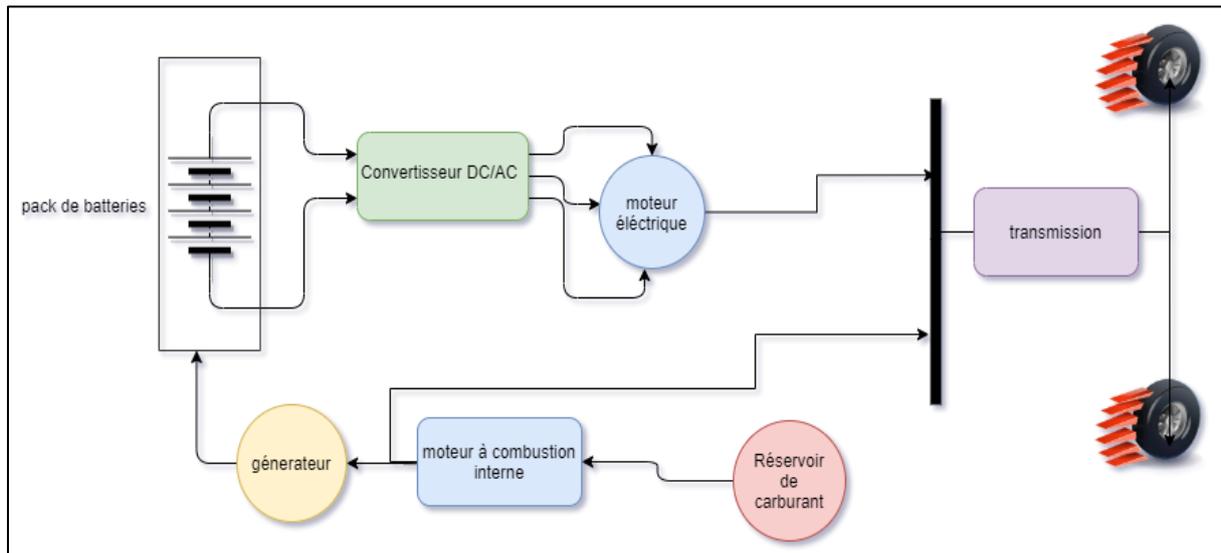


Figure 7: Configuration série/parallèle du VEH

d) Complexe

Il possède plus de deux moteurs électriques. La consommation d'énergie et les performances sont optimisées. Il semble être identique à l'hybride série-parallèle, puisque le générateur et le moteur électrique sont tous deux des machines électriques. Cependant, la principale différence est dû au flux de puissance bidirectionnel du moteur électrique en hybride complexe alors qu'en série-parallèle, le flux de puissance du générateur est unidirectionnel [5].

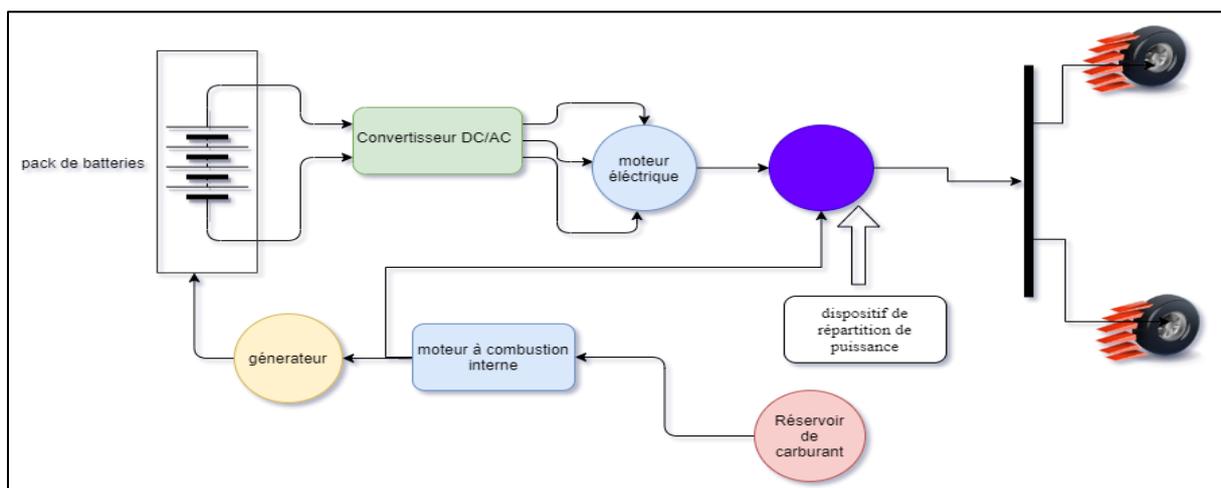


Figure 8: Configuration complexe du VEH

I.7.2. Les Sources d'énergies

Sur le marché actuel, deux grandes familles de VHEs sont présentes disposant chacune de différentes sources d'énergies.

❖ Electrique/Thermique

Le MCI (moteur à combustion Interne) est la source principale de propulsion tandis que le moteur électrique est la source auxiliaire. Le CPU gère ces deux moteurs afin de donner les performances les plus optimales selon les conditions de conduites et l'objectif visé (économie du carburant, puissance).

❖ Electrique/Electrique

L'énergie électrique assure seule la propulsion de ce type de véhicule. Il est caractérisé par un grand nombre de pack de batteries pesant jusqu'à 180kg au total et rechargeable aussi. Nombreuses recherches sont en cours en vue d'autres façons de les recharger notamment l'utilisation de panneaux photovoltaïques.

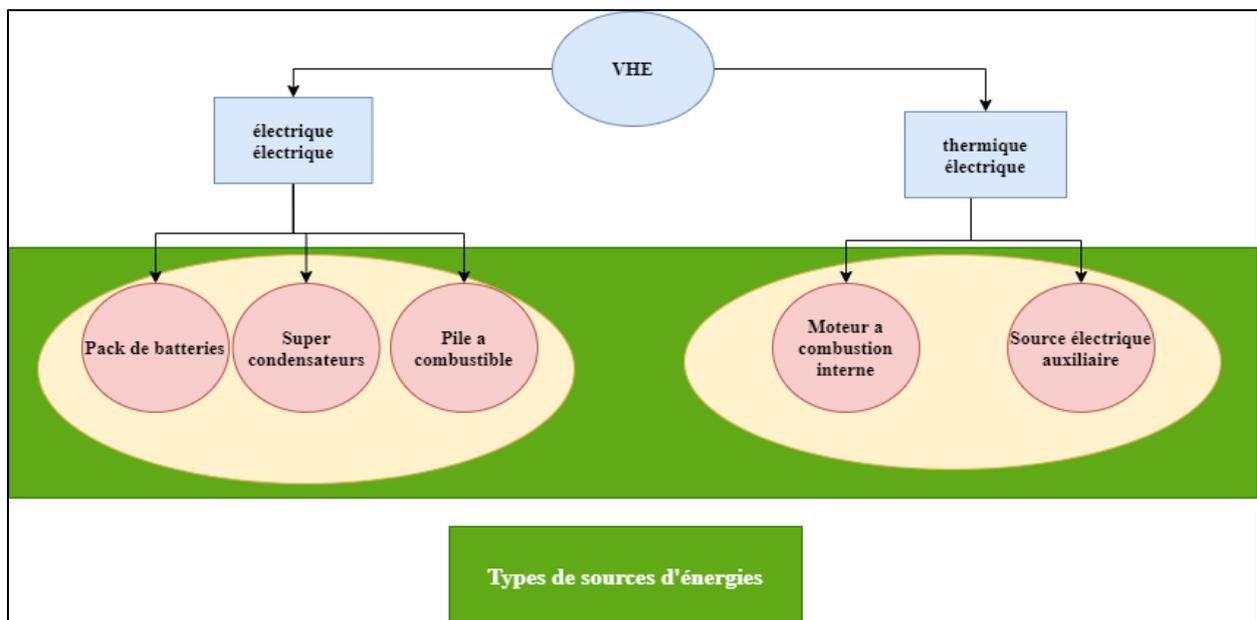


Figure 9: Classification des sources d'énergies pour le VEH.

I.8. Les cycles de conduite

I.8.1. Définition

C'est une série chronologique de vitesse du véhicule effectuée pour schématiser des séquences de conduite typiques. Elles sont utilisées ensuite pour estimer les émissions des véhicules, analyser la consommation d'énergie et évaluer leurs impacts sur le trafic [16], [17].

Ils sont classés selon 3 aspects principaux : la zone géographique, le type de voie et le type du véhicule [18].

I.8.2. Types

Il existe plusieurs approches possibles pour développer un cycle de conduite :

❖ Cycles standards à réalité limitée

La première est d'utiliser un châssis dynamo-moteur et d'effectuer des séquences de vitesse et d'accélération [19]. Des exemples de tels cycles sont le cycle européen ECE-R15, le cycle japonais JP 10-15 et le cycle californien à sept modes [20].

▪ Cycles Européens

En Europe, le cycle ECE-R15 est réalisé afin de certifier les émissions de gaz des véhicules légers, et sa vitesse maximale ne dépasse pas 62.6km/h, il est basé sur les conditions de conduite sur Paris (figure 10) [16]. Un autre mode EUDC (Extra Urban Driving Cycle) a été réalisé comme un profil autoroutier avec une vitesse limite de 120km/h (Vitesse limite en Pologne) mais pour une courte durée seulement (figure 11).

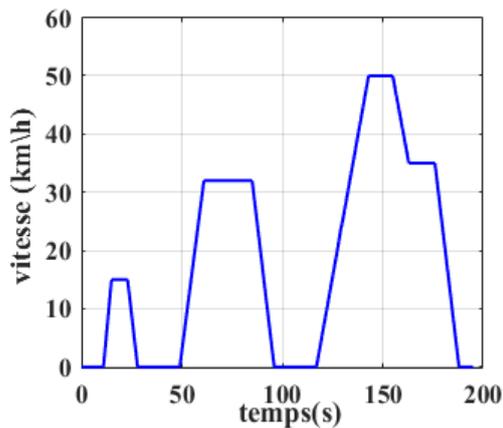


Figure 10: Cycle de conduite ECE-R15

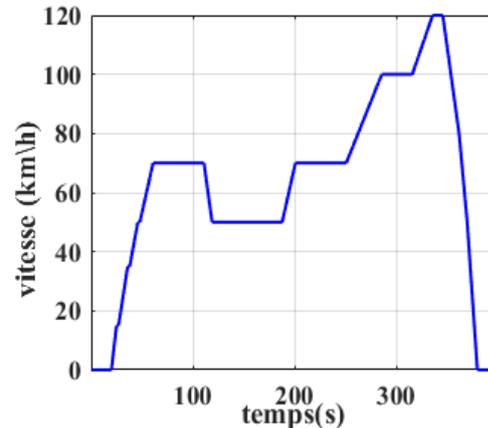


Figure 11: Cycle de conduite EUDC

Le cycle NEDC (New European Driving Cycle) a été proposé pour une globalisation des profils de vitesses en Europe, avec la présence de 4 cycles de type ECE-R15 sur 800s, suivi d'un cycle EUDC sur 400s sur une distance de 11017m, avec une vitesse moyenne de 32.5km/h (figure 12) [7], [21].

Il est caractérisé par sa non-sévérité et son non reflet des conditions réelles de conduite, mais il reste un outil important pour l'analyse et l'interprétation des résultats des différentes stratégies de commande [5],[18].

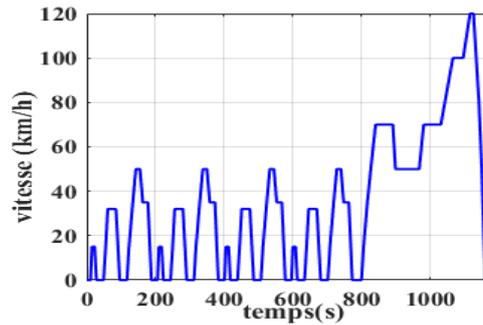


Figure 12: Cycle de conduite NEDC

▪ *Cycles Japonais*

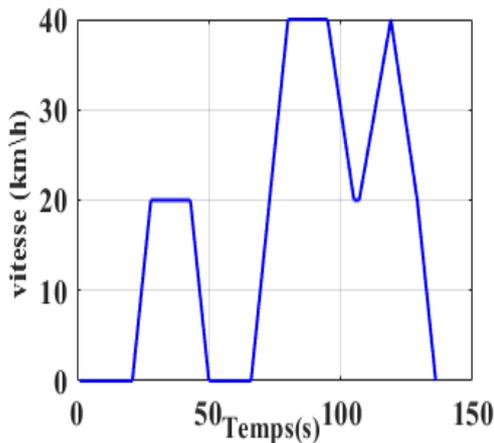


Figure 13: Cycle de conduite JP-10

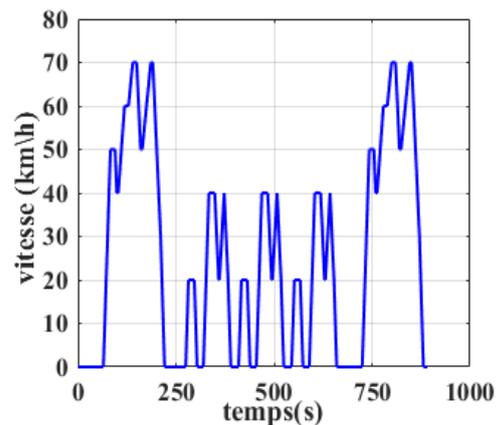


Figure 14: Cycle de conduite JP 10-15

Le mode JP10-15 vient mettre à jour le JP-10 développé entre 20 et 30 ans avant, et ceci en raison du changement significatif des conditions de conduite au Japon, avec plus de véhicules en circulation, mais aussi, avec l'ajout des infrastructures routières conséquentes [19].

❖ **Cycles standards développés à partir de mesures**

La deuxième consister à collecter les données à partir de mesures en conditions réelles sur le terrain [22].

▪ *Cycles ARTEMIS :*

Ils ont été développés à partir des travaux menés par le projets de recherche MODEM-HYZEM, et des cycles de conduite pour les véhicules légers (INRETS-PVU) [23]. Ils tiennent compte de plusieurs autres paramètres donnant une meilleure dynamique et des résultats plus réalistes [7].

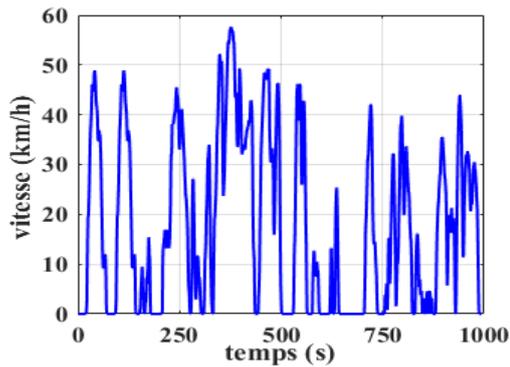


Figure 15: Cycle de conduite ARTEMIS-ROAD

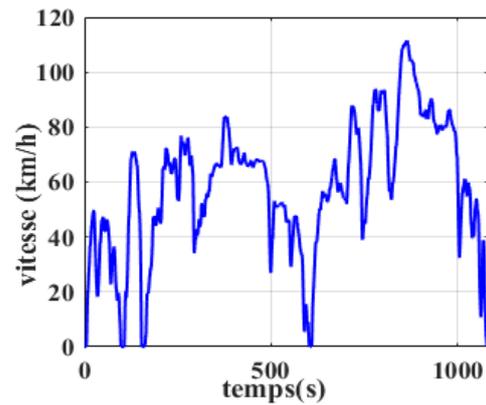


Figure 16: Cycle de conduite ARTEMIS-URBAN

▪ *Cycles Américains :*

Les autorités Californiennes ont mis à disposition le cycle FTP-75 (Federal Test Procedure) pour identifier les émissions de gaz des véhicules légers durant le trajet maison-travail. Il se compose de deux phases répétées de FTP-72, un démarrage à froid puis, un autre démarrage à chaud après 10 min d'attente [24].

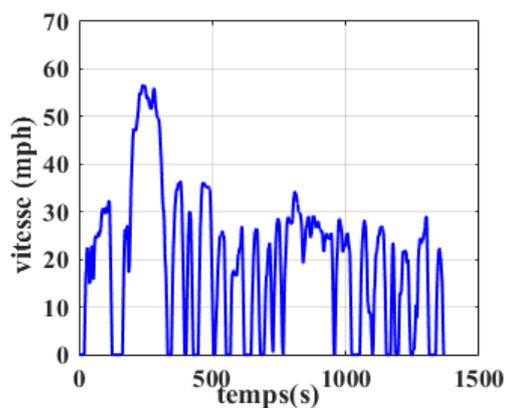


Figure 17: Cycle de conduite FTP-72

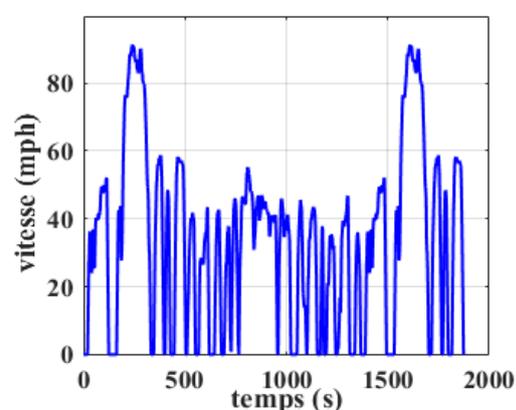


Figure 18: Cycle de conduite FTP-75

Le HDV UDDS (Heavy Duty Vehicle) (Urban Dyanmometer Driving Shedule) a été développé pour tester les véhicules poids-lourds, sur une distance de 8932m, pour une durée de 1060s avec une vitesse moyenne de 30.3 MPH [18], [21].

Le cycle HWFET(Highway Fuel Economy Test) est utilisé pour définir les économies de carburant selon le standard CAFE ainsi que les émissions Nox [25].

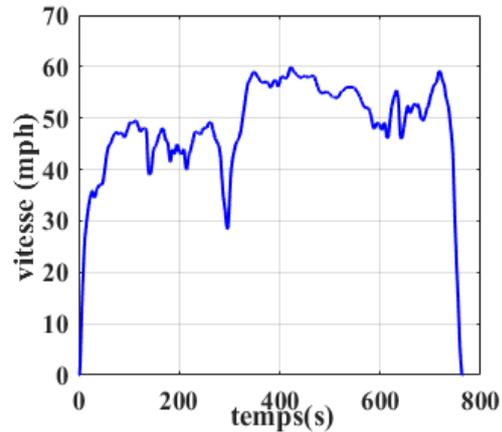
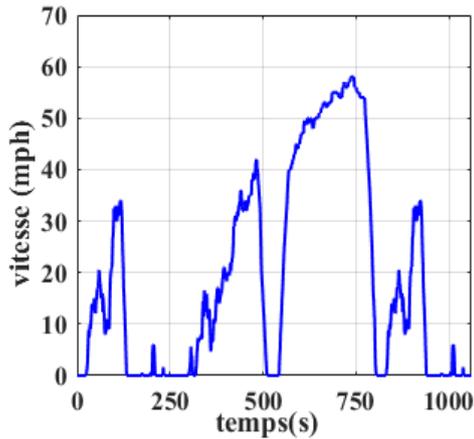


Figure 19: Cycle de conduite HDV UDDS Figure 20: Cycle de conduite HWFET

❖ Cycles générés de manière stochastiques :

Comme les cycles standards sont issus de conditions précises, ils peuvent être fiables dans que dans certains cas ce qui pose problème, mais le développement de cycle à long-terme avec des conditions variables dans un court laps de temps (de manière stochastique), peut remédier à ce problème [26].

Plusieurs options s'offrent pour la réalisation de ces nouveaux cycles, comme celle développer à partir des cycles standards. Son principe est de combiner plusieurs cycles standards au même temps en premier temps, puis de collecter certaines données et à la fin les sommer, selon des conditions bien précises à l'aide d'un processus aléatoire jusqu'à la construction du nouveau cycle stochastiques [27].

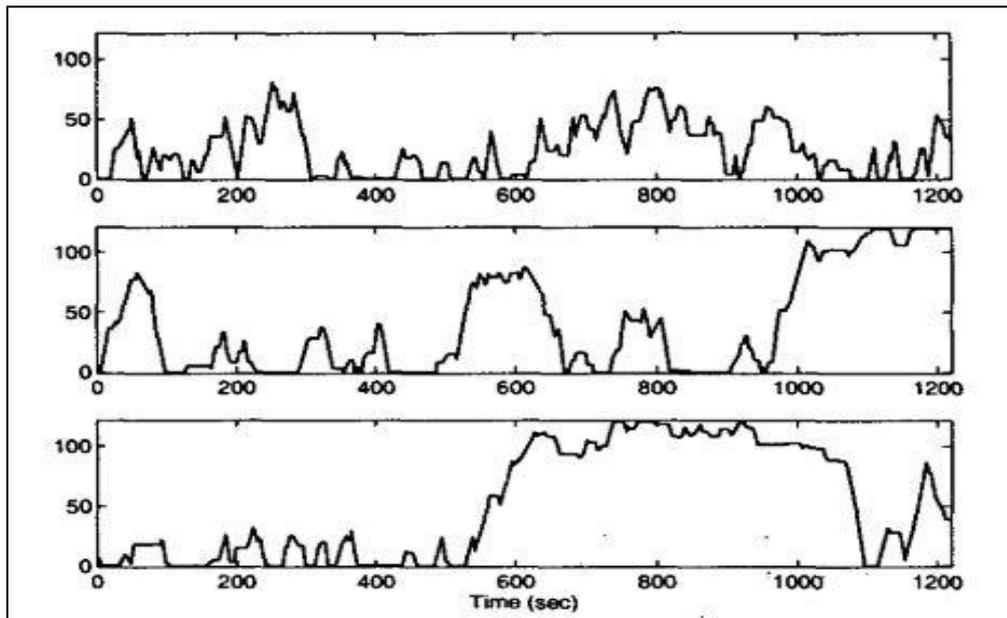


Figure 21: Cycle de conduite générée aléatoirement à partir de Cycle NEDC

I.9. Conclusion

Ce chapitre traite différents aspects du VEH telles son historique, des définitions, ses configurations et nombreuses classifications possibles mais aussi de nombreux cycles de conduites considérés comme des critères majeurs dans la modélisation de ce type de véhicule. La recherche scientifique est le cœur de ses progrès, avec le développement de nouvelles stratégies de commande afin d'améliorer les performances, et de diminuer la consommation de l'énergie et des émissions de gaz. Plusieurs machines peuvent être utilisés afin d'assurer sa propulsion, mais la machine synchrone a aimant permanent reste le choix le plus adapté pour de meilleures performances. Dans ce prochain chapitre, nous allons nous intéresser à l'étude de la MSAP, ainsi que son modèle mathématique, avec des hypothèses simplificatrices afin d'arriver à pouvoir la commander et donc de propulser le VEH.

CHAPITRE II :
Modélisation de la machine
synchrone à aimant
permanent

II.1. Introduction

Les machines électromécaniques sont des machines qui permettent la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. On trouve généralement deux types sur le marché : les machines à courant continu et les machines alternatives alimentées en courant alternatif.

Les MCC ont principalement un défaut majeur qui est le système balais-collecteur qui reste non adéquat à certains environnements et il augmente le coût des entretiens contrairement aux MA qui n'ont pas ce système balais-collecteur.

On trouve deux grandes familles constituant les MA, l'une est celle des machines asynchrones et l'autre est celle des machines synchrones, qui ont une vitesse mécanique similaire à celle du champ tournant, contrairement aux machines asynchrones.

Le rotor de la machine synchrone peut être sous forme de bobinages excités électriquement, afin d'avoir un champ magnétique qui est le cas de la MS à rotor bobiné.

Ces enroulements rotoriques peuvent être remplacés par des aimants permanents, induisant directement un champ magnétique sans utiliser un circuit d'excitation, cette structure appelée machine synchrone à aimant permanent.

La machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est l'une des machines les plus robustes ; elle est utilisée dans divers domaines comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux et la traction électrique qui est notre cas [28]. Dans ce chapitre on verra quelques généralités sur les MSAP, puis on verra son modèle dynamique exprimé en équations mathématiques.

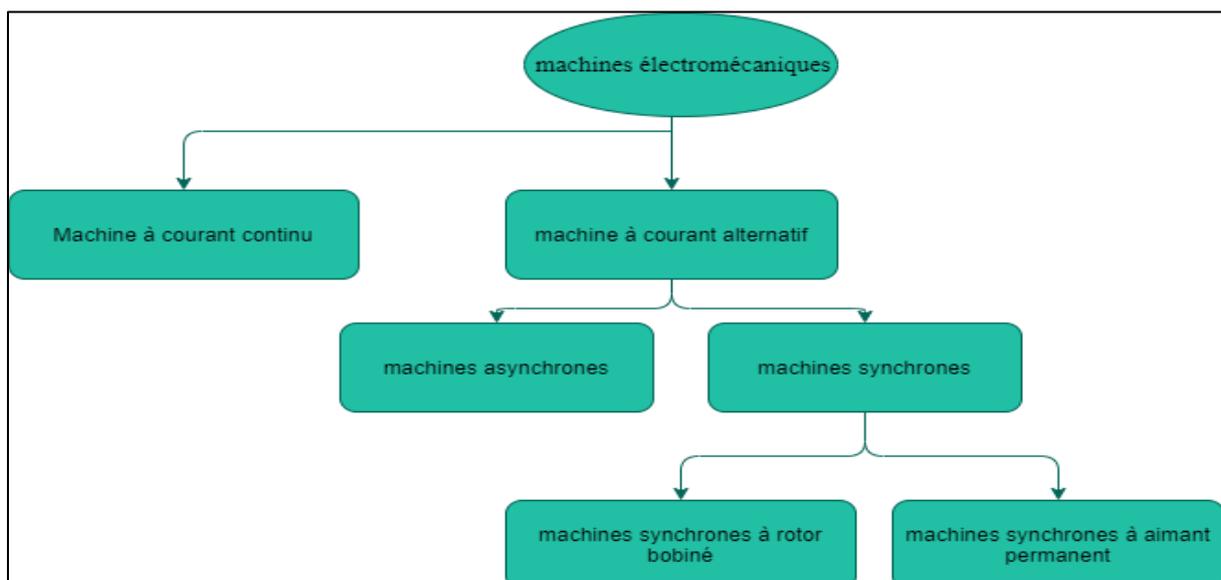


Figure 22: Classification de quelques machines électromécaniques

II.2. Généralités sur la Machine synchrone à aimant permanents :

II.2.1. Définition

On appelle une machine synchrone, toute machine alternative dont sa vitesse mécanique est la même que celle du champ tournant qu'elle développe, dans le cas d'une MSAP, le champ tournant est généré par des aimants permanents disposés sur le rotor [29].



Figure 23: Machine synchrone à aimant permanent.

II.2.2. Constitution

La MSAP est constituée de deux parties, une partie fixe dite le stator, qui joue le rôle de l'inducteur, une autre partie mobile, qui est le rotor formant l'induit de la machine, et un espace entre les deux parties dite l'entrefer [30].

Le stator est composé de trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, et sont logés dans des encoches du circuit magnétique fixe.

Il est généralement construit à base d'alliage silicium et fer afin d'avoir une induction importante.



Figure 24: Stator de la machine synchrone.

Les aimants permanents sont disposés sur le rotor en alternance des pôles nord et sud, ces aimants génèrent un flux traversant les enroulements statoriques, et induit des forces magnétomotrices alternatives, et l'interaction entre les deux champs forme le couple électromagnétique et entraîne le moteur à la vitesse du champ tournant appelée la vitesse de synchronisme.



Figure 25: Rotor de la MSAP.

II.3. Principe

Le fonctionnement de la MSAP est dû aux interactions entre le champ magnétique créé par les enroulements du stator et celui des aimants placés au rotor.

Le champ magnétique du stator est créé par des courants sinusoïdaux de pulsation ω qui parcourent les enroulements du stator, les aimants génèrent un champ magnétique fixe par rapport au rotor qui cherche à s'aligner avec le champ statorique, cette action provoque une rotation au niveau du rotor à la même vitesse du champ tournant, dite la vitesse du synchronisme (Figure 26).

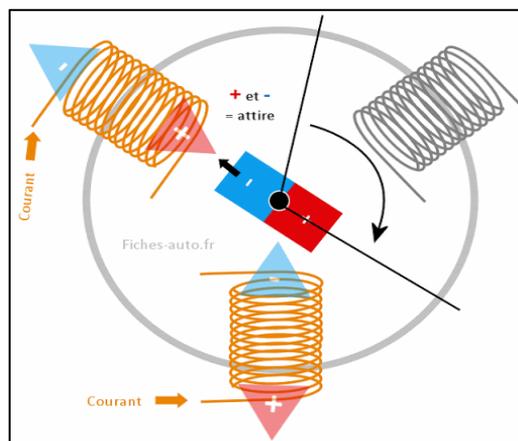


Figure 26: Schéma de Principe de La MASP

II.4. Avantages et inconvénients

Tableau 2 : Avantages et inconvénients de la MSAP [28], [31]

| Avantages | Inconvénients |
|---|--|
| <p>a) L'absence des collecteurs balais et bagues facilite la construction et l'entretien ;</p> <p>b) L'absence des enroulements rotoriques annule les pertes joules au niveau du stator ;</p> <p>c) La densité du flux relativement élevée dans l'entrefer ce qui assure une bonne performance dynamique.</p> | <p>d) La limite de la zone d'utilisation à quelques dizaines de kilowatts ;</p> <p>e) La difficulté de réglage du flux inducteur. Coût élevé</p> |

II.5. Modélisation de la Machine Synchrone à aimant permanent

L'étude des différents phénomènes physiques nécessite une approche mathématique pour pouvoir comprendre son comportement.

Un modèle mathématique est donné pour la MSAP en passant par quelques simplifications pour faciliter sa modélisation.

II.5.1. Hypothèses simplificatrices

Avant de modéliser la MSAP, certaines hypothèses sont prises en considération afin de simplifier l'étude de la machine et sa modélisation [32]. Ces paramètres sont :

- ✓ La saturation du circuit magnétique est négligée.
- ✓ La répartition sinusoïdale des forces magnétomotrice dans les circuits magnétiques statoriques.
- ✓ L'effet de peau, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ La valeur des résistances ne varie pas sous l'effet de la température.
- ✓ La machine est supposée à charge équilibrée.

II.5.2. Mise en équations de la machine dans le repère « abc » [28], [33]

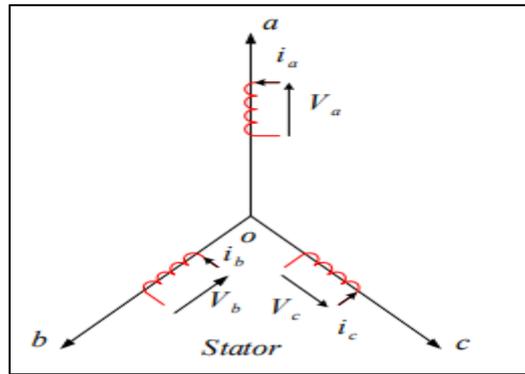


Figure 27: Référentiel « abc »

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

$$(V_s) = \begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} : \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$(R_s) = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} : \text{Matrice résistance statorique.}$$

$$(I_s) = \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} : \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$(\varphi_s) = \begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} : \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$(\varphi_s) = (L)(I_s) + (\varphi_f) \quad (2)$$

Avec :

$$(L) = \begin{pmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \quad \text{Matrice des inductances}$$

Dans ce travail, on se base sur le modèle de la machine à pôles lisses où les inductances ne dépendent pas de la position du rotor, donc on aura :

$L_{aa}=L_{bb}=L_{cc}$: sont les inductances propres statoriques, on les notera L_s .

$M_{ab}=M_{ac}=M_{ba}=M_{bc}=M_{ca}=M_{cb}$: sont les inductances mutuelles entre deux phases statoriques, on les notera M .

Donc la matrice $[L]$ devient :

$$[L] = \begin{pmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{fa} \\ \varphi_{fb} \\ \varphi_{fc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varphi_{fa} \\ \varphi_{fb} \\ \varphi_{fc} \end{pmatrix} \text{ L'amplitude du flux produit par l'aimant dans les enroulements statoriques.}$$

D'après l'équation (2) on aura :

$$\varphi_a = L_s I_a + M I_b + M I_c + \varphi_{fa} \quad (3)$$

Pour une charge équilibrée on a

$$I_a + I_b + I_c = 0 \Rightarrow I_b + I_c = -I_a \quad (4)$$

D'après :

$$(3) \text{ et } (4) : \varphi_a = L_s I_a + M (I_b + I_c) + \varphi_{fa} \Rightarrow \varphi_a = L_s I_a - M I_a + \varphi_{fa} = (L_s - M) I_a + \varphi_{fa} \quad (5)$$

On note l'inductance cyclique $L_{sc} = L_s - M$, on aura :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{sc} I_a + \varphi_{fa} \\ \varphi_b = L_{sc} I_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc} I_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (6)$$

La simplification d'expressions (6), (7) et (8) sous forme matricielle donne :

$$\begin{pmatrix} \varphi_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \varphi_{fa} \\ \varphi_{fb} \\ \varphi_{fc} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Les équations des tensions et des flux sont très compliquées, vu le grand nombre de variables, ce qui nécessite une simplification mathématique, pour pouvoir étudier le comportement dynamique de la machine.

II.5.3. Mise en équations de la machine dans le repère « dq » [28], [33]

II.5.3.1. Principe de la Transformation de Park et Concordia

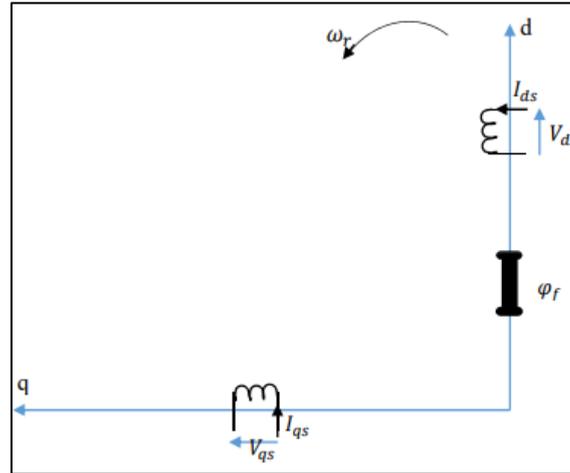


Figure 28: Référentiel « dq »

La complexité des systèmes triphasé a donné naissance à l'idée de changement de repère, en partant d'un repère réel à trois axes « abc » à un repère biphasé virtuel en appliquant un outil mathématique qui est la matrice de Park.

La transformation de Park est basée sur la matrice de Concordia (ou de Clark) suivie d'une rotation.

La matrice de Concordia permet le transfert du repère « abc » au repère « $\alpha\beta$ » avec un coefficient arbitraire de normalisation, on le note k. [28], [34]

$$kC \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{pmatrix} \quad (8)$$

Avec C : matrice de Concordia où :

$$C = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

k : coefficient arbitraire.

Ce coefficient prend deux valeurs selon la grandeur qu'on souhaite conserver :

$$\left\{ \begin{array}{l} k = \frac{2}{3} : \text{pour conserver les amplitude (tensions, courants et flux)} \\ k = \sqrt{\frac{2}{3}} : \text{pour conserver la puissance (couple)} \end{array} \right.$$

x_0 : la composante homopolaire, elle s'annule dans le cas d'une charge équilibrée, par exemple pour le cas des courant :

$$\begin{aligned} kC \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \left(\overbrace{\left(\frac{I_a + I_b + I_c}{\sqrt{2}} \right)}^{1^{\text{er}} \text{ terme}} + \left(I_a - \frac{1}{2} I_b - \frac{1}{2} I_c \right) + \left(0 \cdot I_a + \frac{\sqrt{3}}{2} I_b - \frac{\sqrt{3}}{2} I_c \right) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

Si on regarde l'équation (4), on remarque que le premier terme vaut 0, alors on peut dire que la matrice de Concordia peut être simplifiée comme suit :

$$C = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Donc d'après (10) :

$$\overbrace{\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}}^{x_{\alpha\beta}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \overbrace{\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}}^{x_{abc}} \quad (11)$$

Revenant à la matrice de Park, qui est la matrice de Concordia suivie d'une matrice de rotation d'angle θ .

$P(\theta) = R(\theta)C$ Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} P(\theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix} : \text{matrice de Park} \\ R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} : \text{Matrice de rotation.} \\ C : \text{Matrice de Concordia} \\ \theta : \text{Angle de Park.} \end{array} \right.$$

L'angle θ dans le cas des machines synchrones est le déphasage entre le rotor et le stator ce qui fixe le repère de Park sur le rotor.

La transformation de Park permet d'aller d'un repère fixe « abc » à un repère « dq » mobile (en se plaçant sur le rotor, on pourra l'observer d'une manière proche et fixe).

Le passage de « abc » vers « dq », est appelé le passage direct, il est obtenu en multipliant les grandeurs triphasées par la matrice de Park.

$$\overbrace{\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}}^{X_{dq}} = kP(\theta) \overbrace{\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}}^{X_{abc}} \quad (12) \text{ avec : } \begin{cases} x_d : \text{composante directe.} \\ x_q : \text{composante en quadrature.} \end{cases}$$

Cette transformation est aussi réversible c-à-d qu'on peut y aller dans le sens inverse en utilisant la matrice inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ qui est tout simplement la matrice transposée de $P(\theta)$, ce qui nous a amené à utiliser cette transformation.

$$\overbrace{\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}}^{X_{abc}} = kP(\theta)^{-1} \overbrace{\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}}^{X_{dq}} \quad (13) \text{ avec: } P(\theta)^{-1} = P(\theta)^t = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$$

L'application de la transformée de Park sur les équations de la MSAP vues précédemment nous donne un autre modèle de la machine plus simple et moins compliqué.

Les équations des tensions, des courants et des flux sont obtenues en multipliant ces grandeurs en triphasé par la matrice de Park.

II.5.3.2. Equations des tensions de la MSAP dans le repère de Park

$$\begin{pmatrix} V_{dq} \\ V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} P(\theta) \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (14)$$

ω : est la pulsation du champ tournant ou de la machine (phénomène d synchronisme), elle est définie comme étant la dérivée de l'angle θ : $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

II.5.3.3. Equations des flux de la MSAP dans le repère de park

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} = kP(\theta) \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (15)$$

L_d et L_q sont les inductances des axes directe et en quadrature respectivement.

II.5.3.4. Equations électriques de la MSAP dans le repère de Park

On remplace l'expression (15) dans l'expression (14), on obtient les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (16)$$

Après avoir eu les équations des tensions, on peut déduire l'expression de la puissance et du couple.

L'expression de la puissance dans le plan triphasé est donnée comme suit :

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (17)$$

Vu qu'on a utilisé un coefficient pour conserver la puissance donc son expression dans le plan «dq» soit :

$$\begin{aligned} P &= V_d I_d + V_q I_q \quad (18) \\ &= \overbrace{R_s (I_d^2 + I_q^2)}^{1^{er} \text{ terme}} + \overbrace{\left(L_d \frac{d\phi_d}{dt} + L_q \frac{d\phi_q}{dt} \right)}^{2^{eme} \text{ terme}} + \overbrace{\omega (\phi_d I_d - \phi_q I_q)}^{3^{eme} \text{ terme}} \end{aligned}$$

- Le 1^{er} terme représente les pertes joule statoriques p_{js} .

- Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans le stator.
- Le 3^{ème} terme représente la puissance électromagnétique P_{em}

II.5.3.5. Equations mécaniques de la MSAP dans le repère de Park

D'après le principe fondamental de la dynamique : $\sum T = 0$ on aura :

$$T_{em} - T_{acc} - T_{ch} - T_f = 0 \quad (19)$$

Avec:

T_{em} : Couple électromécanique.

$$T_{acc} = J \frac{d\Omega}{dt} : \text{Couple d'accélération.} \quad (20)$$

T_{ch} : Couple de charge.

$$T_f = f\Omega : \text{Couple de frottement} \quad (21)$$

En remplaçant les expressions (20) et (21) dans (19) on aura :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_{ch} - f\Omega \quad (22)$$

II.6. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est le rapport entre la puissance électromagnétique et la vitesse Ω :

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{\omega}{\Omega} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \text{ Sachant que : } \Omega = \frac{\omega}{p} \text{ alors :}$$

$$T_{em} = p(\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad (23)$$

p : est le nombre de paires de pôles.

II.7. Variation de la Vitesse de la MSAP

Sachant que la MSAP tourne à la vitesse de synchronisme, définie par l'équation suivante :

$$\Omega = \frac{60f}{p} \quad (24)$$

Alors il est indispensable d'alimenter la machine à fréquence variable, pour avoir un tel fonctionnement, on fait appel aux convertisseurs DC/AC.

Il existe divers types, dans notre cas on va utiliser un onduleur alimenté en continu à trois bras, chaque bras est composé de deux interrupteurs de puissance commandés en complémentaire [35].

Plusieurs types d'interrupteurs peuvent être utilisés : des IGBT, MOSFET...etc. On a choisi des IGBT dans ce travail (figure 29).

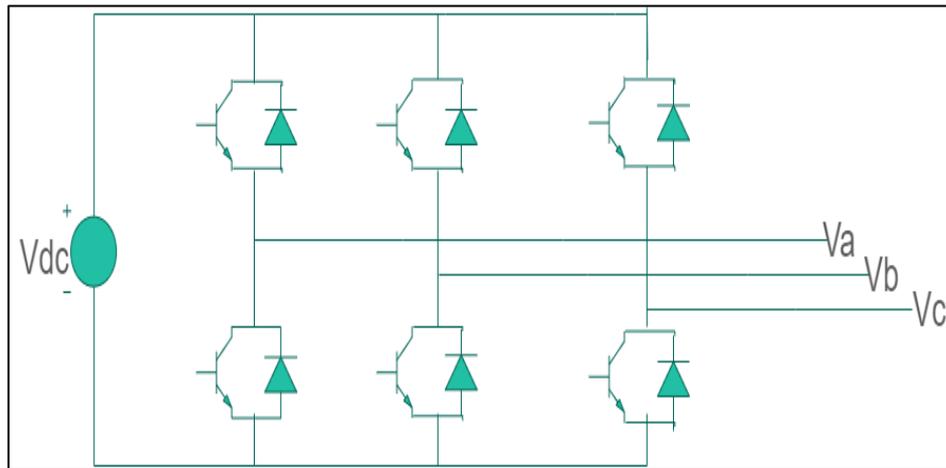


Figure 29: Onduleur de tension a deux niveaux

II.8. L'autopilotage

On a dit que la variation de la vitesse dépend de la fréquence des grandeurs statoriques, ayant une dynamique très rapide par rapport à celle du champ du rotor, qui est accroché au champ statorique. Pour un changement brusque dans la fréquence statorique ; le champ rotorique va prendre encore de temps pour rattraper celui du stator, donc au même temps que la fréquence statorique change, le rotor décale du stator jusqu'à décrochage, c'est pour cela que l'asservissement de position de rotor est obligatoire, où à tout moment, il faut que l'angle θ vérifie la relation (23) [32]. Dans la réalité on a imposé un décalage angulaire entre les deux champs : qui est appelée l'angle d'autopilotage.

II.9. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à la MSAP, ou on a montré son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ainsi que la non linéarité de ses équations dans le repère « abc ». Par la suite on a montré qu'en prenant en considération les hypothèses simplificatrices la modélisation de la MSAP se fait dans repère de Park, où on trouve une linéarité des équations et donc une simplicité pour le développement du modèle mathématique de la machine. A la fin de ce chapitre, on a parlé de l'autopilotage ; indispensable pour la commande électrique qui elle, ayant plusieurs techniques, seront développées dans le troisième chapitre.

CHAPITRE III

Techniques de commande

Appliquées à la MSAP

III.1. Introduction

L'utilisation des systèmes électriques dans le domaine de l'automobile nécessite une bonne connaissance de leurs comportements dynamiques.

Les variations rapides de la vitesse et du couple durant la conduite sont des contraintes majeures dans le contrôle du véhicule.

Pour une chaîne de traction électrique ou partiellement électrique (le cas du véhicule hybride) le moteur électrique doit développer un couple variable, et assurer des changements de vitesses en des temps très courts pour assurer un bon confort et une meilleure performance.

Ceci nécessite une commande adéquate assurant cette fonction dans un temps bien déterminé. La commande des moteurs électriques est connue depuis des années, plusieurs techniques sont développées selon le type du moteur, la nature de la source d'alimentation et la fonction qu'on souhaite accomplir. Grâce à l'évolution de la technologie des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques, de nouveaux algorithmes de contrôle sont apparus, assurant la simplification nécessaire des modèles dynamiques des machines alternatives, et ayant un fort couplage entre leurs grandeurs. Les stratégies de commande des MA sont nombreuses

On procédera à citer quelques techniques à appliquer dans notre cas, à la MSAP

III.2. Commande vectorielle

III.2.1. Définition

Appelée aussi commande à orientation du flux ('**Field Oriented Control**' en anglais), fondée par Hasse, de l'université de Darmstadt, et Blaschke, de l'université technique de Brunswick [36], [37].

Cette technique a rendu les moteurs à courant alternatif compétitifs aux moteurs à courant continu.

Au départ la commande FOC était coûteuse et plus compliquée que la commande des MCC, à cause de la nécessité des capteurs, des amplificateurs et autres composants de l'électronique, mais à partir de 1980, FOC a eu un grand essor grâce à l'évolution de l'électronique de puissance [38].

III.2.2. Principe de la commande vectorielle

Le couplage entre les grandeurs des machines alternatives et la non linéarité de leurs équations, ont donné l'idée de simplification de tels systèmes, par un modèle similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, caractérisé par un découplage naturel entre

le flux et le couple, alors il est nécessaire de découpler la composante du flux et la composante du courant générant le couple électromagnétique des MA pour qu'elles puissent se comporter comme des MCC à excitation séparée.

III.2.3. Avantages et inconvénients

III.2.3.1. Avantages [39]

- ✓ Elle traite les régimes transitoires.
- ✓ Précise et rapide.
- ✓ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- ✓ Le contrôle vise les amplitudes et les phases des grandeurs.

III.2.3.1. Inconvénients

- ✓ La connaissance du modèle mathématique dans le repère « dq » est obligatoire.
- ✓ La connaissance de la position exacte du rotor est exigée.
- ✓ Ondulations du couple en raison de la fréquence de commutation variable.

III.2.4. Stratégies du control vectoriel appliquées à la MSAP

On peut appliquer la commande vectorielle à la MSAP suivant diverses stratégies [40], deux entre elles nous intéressent : l'une est la commande par simplification de la loi de courant [41], qui est une commande en courant, et l'autre appelée découplage par compensation, qui est une commande en tension.

III.2.4.1. Commande par simplification de la loi de courants

Cette commande est basée sur l'imposition du courant directe nul : $I_d = 0$, donc on aura un vecteur courant orienté selon l'axe en quadrature (phase), son amplitude est celle du courant I_q (amplitude).

Cette technique aussi appelée stratégie de commande à pertes minimales [32], c'est-à-dire à pertes joules réduites, l'expression (18) nous exprime leurs équations, ce qui nous donne

l'expression suivante : $p_{js} = R_s I_q^2$ (Pour un couplage triangle du moteur)

Après ces hypothèses, les équations électriques et mécanique deviennent :

$$\begin{cases} V_d = -pL_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{I_q}{dt} + \omega \varphi_f \\ T_{em} = p\varphi_d I_q \\ T_{em} - T_{ch} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \end{cases} \quad (25)$$

Après avoir simplifié ce modèle, on a eu un modèle similaire à celui de la MCC à excitation séparée, en utilisant la transformée de Laplace, on aura le schéma bloc suivant :

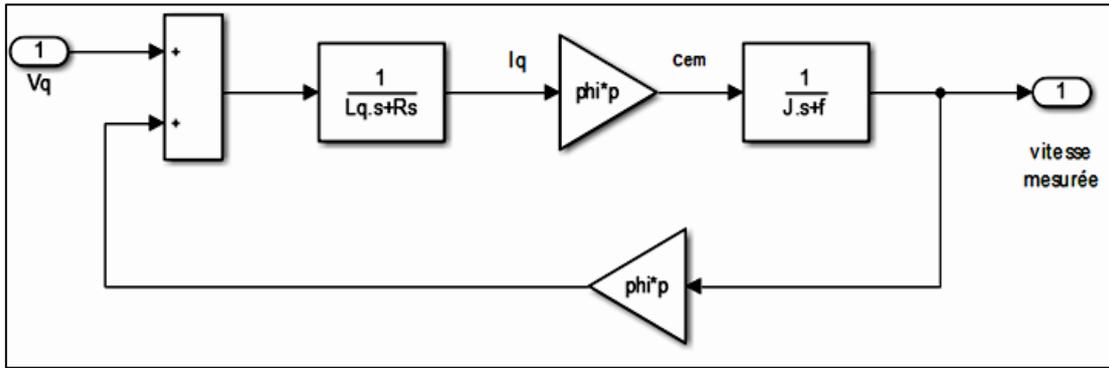


Figure 30: Schéma bloc de la tension V_q .

Vu que la valeur du flux ϕ_r et le nombre de paires de pôles p sont constants, on remarque que la composante I_q représente l'image du couple [32], et ce courant est déduit par la régulation de l'erreur de vitesse à l'aide d'un régulateur proportionnel intégral PI.

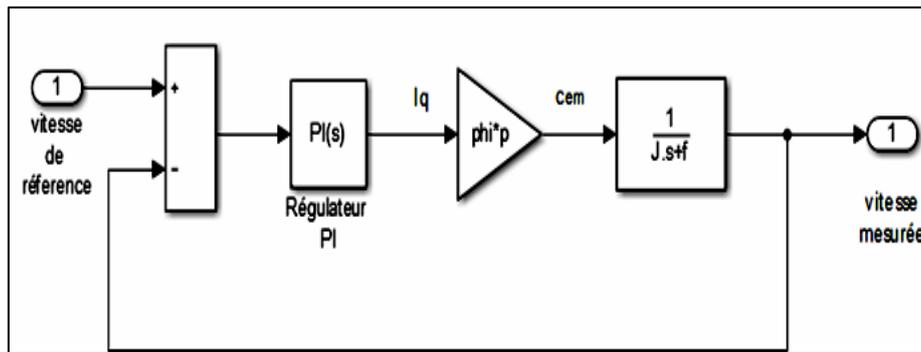


Figure 31: Régulation de vitesse.

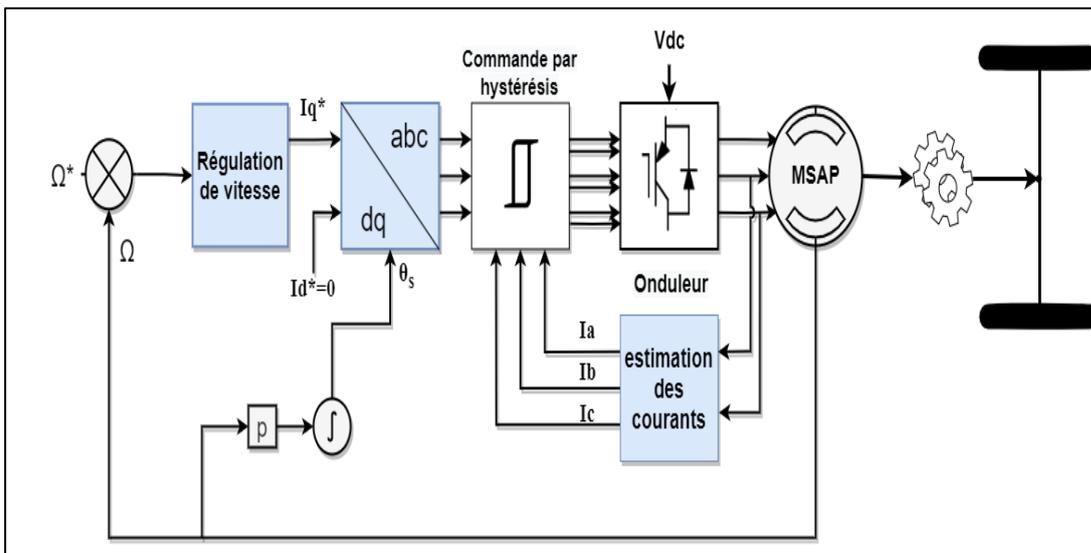


Figure 32: Schéma global de la commande par simplification des courants.

III.2.4.2. Commande en découplage par compensation

Le problème des machines alternatives est le couplage entre les grandeurs internes du système, c'est le cas pour la MSAP : regardant l'expression de tension citée à l'équation (18) ; on trouve que chaque tension (V_d et V_q) dépend des deux courants I_d et I_q .

a) Sans découplage

On se basant sur la technique de simplification des courants, on pourra avoir un système de commande en tension, en régulant les courants : direct et transversal.

Ce procédé peut être réalisé par des régulateurs PI, éliminant les erreurs des courants, ce schéma peut simplifier l'idée :

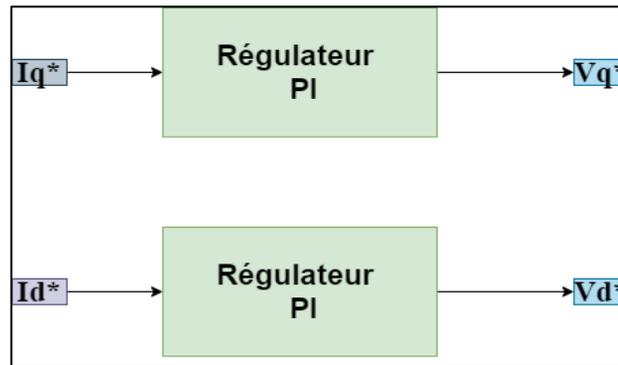


Figure 33 : Régulation des courants I_d et I_q .

Après avoir eu les tensions V_d et V_q , on peut tirer une technique de commande en tension représenté dans la figure (34) :

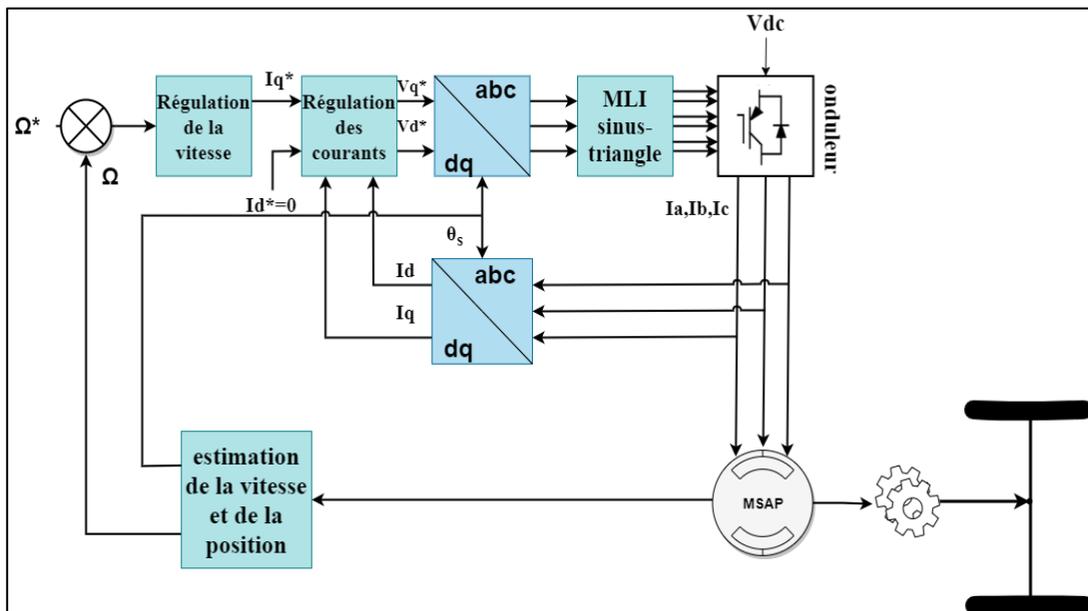


Figure 34: Schéma global de la commande FOC sans découplage

b) Découplage par compensation

Regardant les équations des tensions V_d et V_q , données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q & \text{le couplage} \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \phi_f) & \text{le couplage} \end{cases} \quad (26)$$

On trouve un croisement entre les grandeurs directe et transversale, pour éviter ce couplage, il faut introduire des termes compensatoires, on les note e_d et e_q , de manière à éliminer les grandeurs de l'autre axe dans l'expression des deux tensions.

On se basant sur les expressions des tensions citées à la relation (26) on met :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = -\omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (27)$$

On aura les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_d + e_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_q + e_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_d = (V_d + e_d) \frac{1}{(R_s + L_d s)} \\ I_q = (V_q + e_q) \frac{1}{(R_s + L_q s)} \end{cases} \quad (28)$$

À partir de ces équations, on peut résumer ce système par un schéma bloc, les tensions V_d et V_q sont des tensions de références obtenues par la régulation des deux courants I_d et I_q , respectivement par des régulateurs PI (Figure 35).

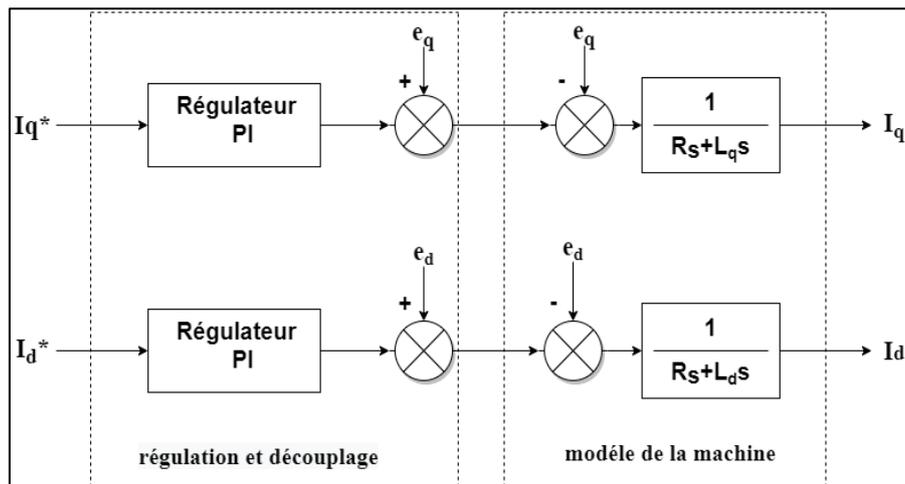


Figure 35: Principe de la commande découplée

III.2.4.3. Description du schéma global de la commande vectorielle par compensation

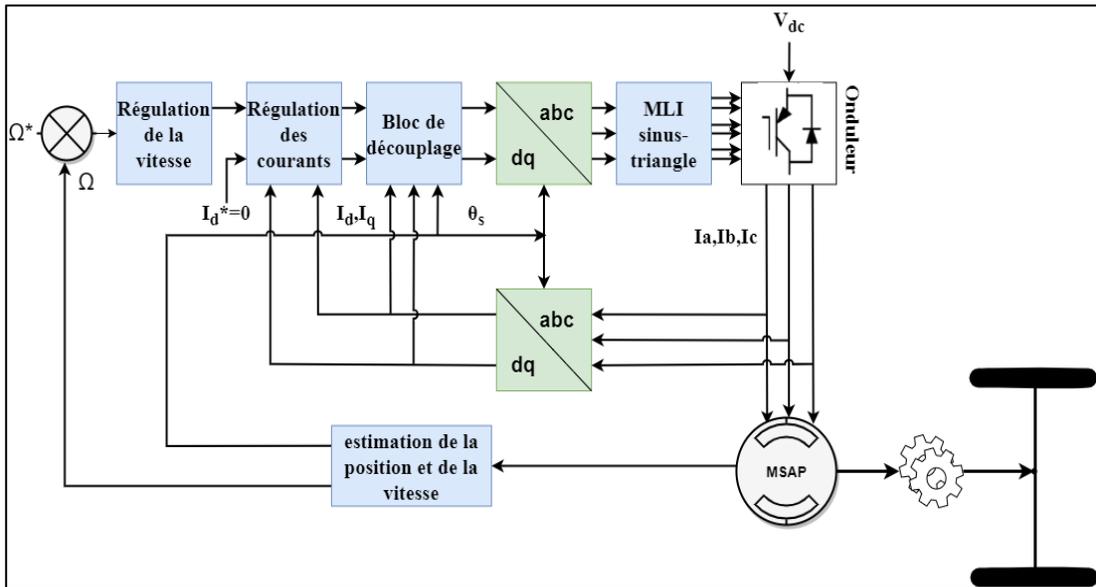


Figure 36: Schéma global de la commande vectorielle par compensation.

III.2.4.4. Les régulateurs[28], [40]

a) Description générale

Un régulateur PI est une combinaison de l'action intégrale annulant l'erreur et l'action proportionnelle pour le réglage de la dynamique du système, il sert à compenser la perturbation provoquée par le couple résistant et donner une valeur de référence à sa sortie.

Pour une mise en parallèle des deux actions on aura une fonction de transfert qui décrit sa structure :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{29}$$

sachant que $\left\{ \begin{array}{l} s : \text{opérateur de Laplace} \\ u_r(s) : \text{la sortie du régulateur} \\ \varepsilon(s) : \text{l'erreur qui est son entrée} \\ k_p : \text{gain de l'action proportionnelle} \\ k_i : \text{gain de l'action intégrale} \end{array} \right.$

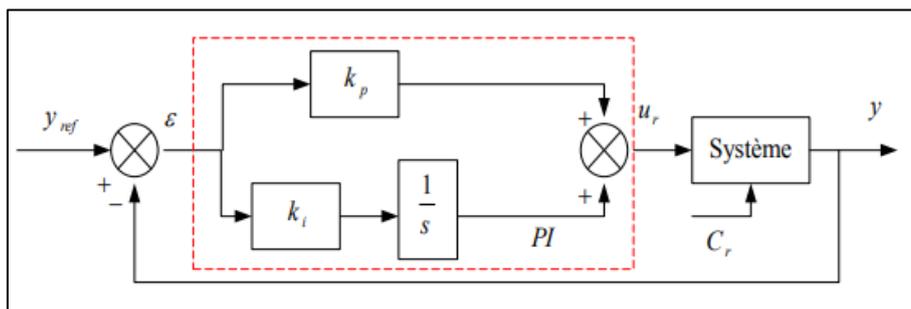


Figure 37: Schéma bloc d'un régulateur PI

Si on pose :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (30)$$

La fonction du transfert du régulateur devient :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (31)$$

b) Dimensionnement des régulateurs

- Régulateur du courant I_q

Afin d'avoir une valeur V_q de référence, il faut réguler le courant I_q de manière à annuler l'erreur statique avec un temps de réponse désiré.

A partir des formules (27) et (30), la régulation du courant I_q est sous forme suivante :

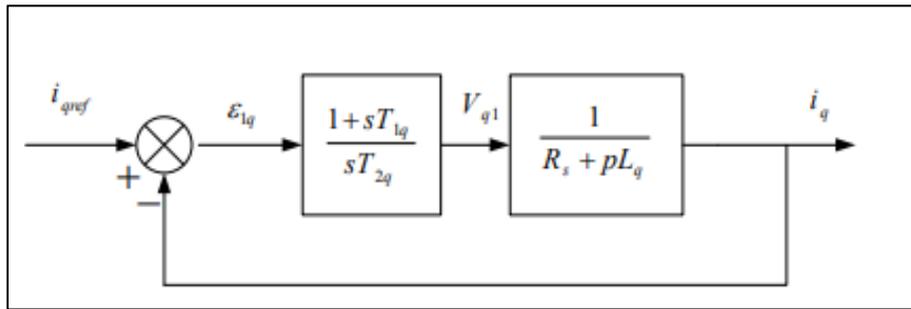


Figure 38: Régulation du courant I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte (on la note $H(s)$) de la figure ci-dessus est donnée comme suit :

$$H_q(s) = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \quad (32)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles on aura :

$$1 + s\frac{L_q}{R_s} = 1 + sT_{1q} \Rightarrow T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} = \tau_q : \text{constante de temps électrique de l'axe } q. \quad (33)$$

En plaçant (31) dans (30) on aura :

$$H_q(s) = \frac{1}{R_s T_{2q} s} \quad (34)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (notée $G_q(s)$) est la suivante :

$$G_q(s) = \frac{H(s)}{1+H(s)} = \frac{1}{1+R_s T_{2q} s} \quad (35)$$

On remarque que $G_q(s)$ est sous forme d'une fonction du premier ordre : $\frac{1}{1+\tau_q s}$ par identification on aura :

$$T_{2q} R_s = \tau_q \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (36)$$

Le temps de réponse d'un système du premier ordre est de $T_r=3\tau$: alors (34) et (37) devient

$$\begin{cases} T_{1q} = \frac{T_r}{3} \\ T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \end{cases} \quad (37)$$

En plaçant (36) dans (29) on aura :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (38)$$

- Régulateur du courant I_d

La valeur de référence du courant I_d est nulle, le cas de la commande précédente, sa régulation est donnée par le schéma suivant :

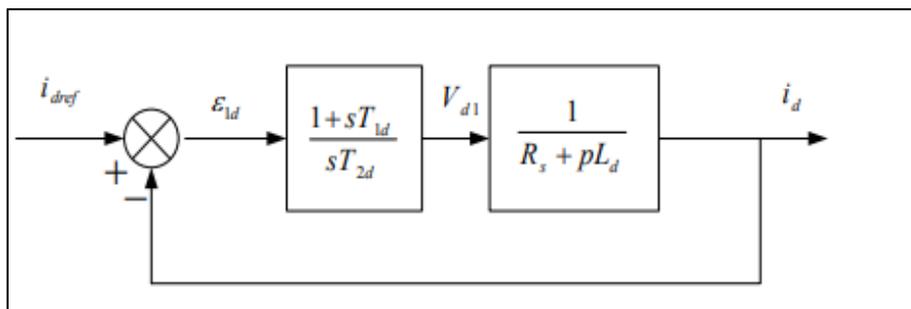


Figure 39 : Régulation du courant I_d .

Sa fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$H_d(p) = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s + sL_d)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1+s\frac{L_d}{R_s})} \quad (39)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles on aura :

$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} = \tau_d$: constante de temps électrique de l'axe d.

La fonction de transfert en boucle fermée est comme suit :

$$G_d(s) = \frac{H_d(s)}{1 + H_d(s)} = \frac{1}{1 + R_s T_{2d} s} \quad (40)$$

Cette formule est similaire à $\frac{1}{1 + \tau_d s}$, en identifiant (40) à cette relation on aura :

$$T_{2d} R_s = \tau_d \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (41)$$

Après avoir déterminé T_{1d} et T_{2d} on aura les deux gains exprimés comme suit :

$$\begin{cases} k_{pd} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{id} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (42)$$

- Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse est donnée selon la figure suivante :

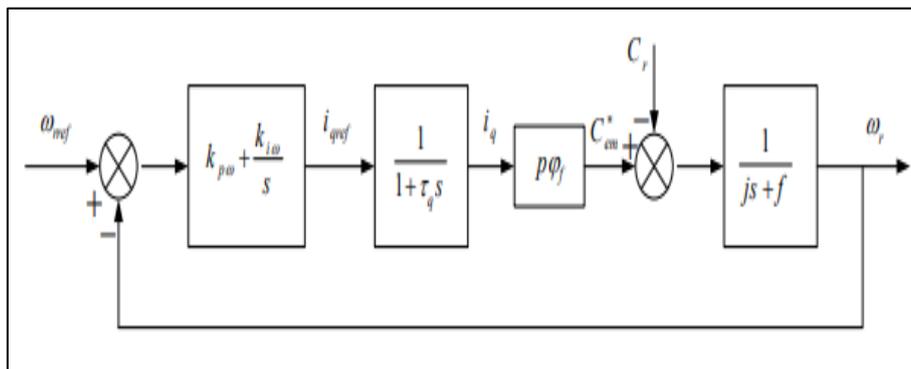


Figure 40: Régulation de vitesse

On remarque que le système peut être décomposé en deux systèmes ; on les note F_w qui est la boucle du régulateur et F_c qui introduit le couple électromécanique :

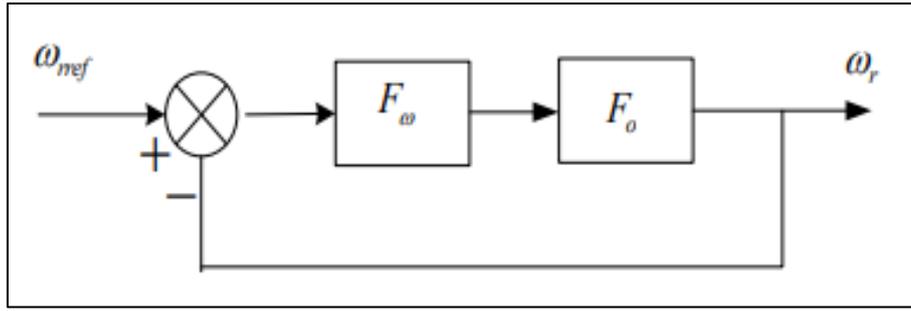


Figure 41:Schéma simplifié de la régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse :

$$F_w = \frac{1 + sT_{1w}}{sT_{2w}} \quad (43)$$

Pour un couple de charge nul, la fonction de transfert F_0 est donnée comme suit :

$$F_0(s) = \frac{p\phi_f}{(1 + s\tau_q) + (1 + s\tau_m)} \quad (44)$$

Avec $\tau_m = \frac{J}{f}$: Constante de temps mécanique.

La fonction de transfert en boucle fermée G_w du système est la suivante :

$$G_w(s) = \frac{F_w(s)F_0(s)}{1 + F_w(s)F_0(s)} = \frac{p\phi_f(k_{pw} + k_{iw})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\phi_f k_{pw} + f)s + p\phi_f k_{iw}} \quad (45)$$

Si on néglige $J\tau_q$ et $f\tau_q$ devant J , l'équation (45) devient :

$$G_w(s) = \frac{p\phi_f(k_{pw} + k_{iw})}{Js^2 + (p\phi_f k_{pw} + f)s + p\phi_f k_{iw}} \quad (46)$$

On remarque que le polynôme caractéristique du système précédent est de deuxième ordre, par identification à la forme canonique donnée par :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + 1$$

avec: $\begin{cases} \omega_0 : \text{pulsation de coupure} \\ \zeta : \text{coefficient d'amortissement} \end{cases}$

Les gains du régulateur de vitesse seront exprimés comme suit :

$$\begin{cases} k_{pw} = \frac{2\zeta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ k_{iw} = \frac{\omega_0}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (47)$$

Pour déterminer la valeur des gains : on choisit un coefficient d'amortissement de l'ordre de 0.7 et une pulsation de coupure selon la dynamique souhaitée.

III.2.5. Commandes rapprochées

La commande FOC dont on a parlé, est une description générale du mode du contrôle qui vise l'état du système à étudier, mais on a besoin d'une stratégie assurant la commande de l'onduleur.

Il existe plusieurs techniques générant des signaux de commande pour attaquer le convertisseur, on parlera sur :

III.2.5.1. Commande par hystérésis

On dit commande par hystérésis ou 'Fourchette de courant', à la commande de l'onduleur basée sur des régulateurs à hystérésis ; son principe est de comparer des courants de référence avec des courants réels mesurés ou estimés, les instants de commutation des interrupteurs dépendent du signe des erreurs correspondantes [41].

A chaque fois que la valeur réelle du courant mesuré s'éloigne de sa référence avec une marge fixée par le régulateur à hystérésis dite bande d'hystérésis, deux signaux de commande en complémentaire seront envoyés à un bras de l'onduleur, pour garder toujours les courants mesurés autour de leurs références.

Cette technique est caractérisée par une fréquence de commutation variable et indépendante des paramètres de la machine.

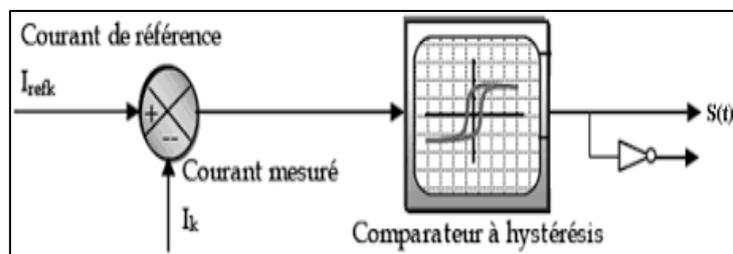


Figure 42 : schéma de principe de la commande à hystérésis.

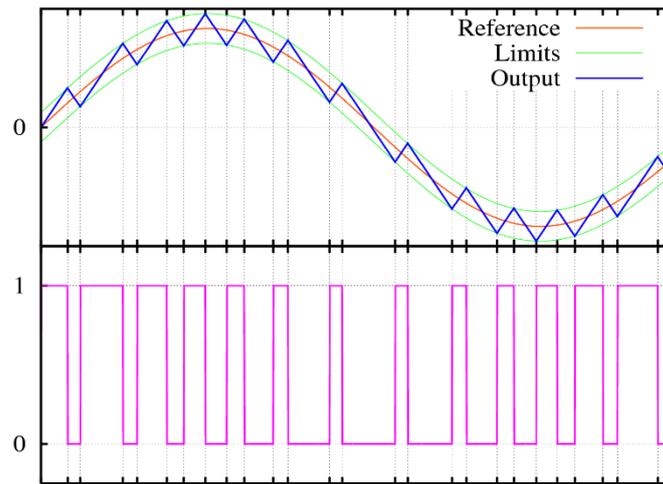


Figure 43: Principe de génération des instants de commutation.

III.2.5.2. Commande MLI sinus triangle

Cette technique sert à générer les signaux de commande de l'onduleur, l'une des stratégies de la commande rapprochée ; son principe est de comparer entre une modulatrice de faible fréquence et une porteuse de haute fréquence où les instants de commutation sont les intersections des deux signaux.

La porteuse peut être une tension de référence ou un signal sinusoïdal, dans le cas de la MLI sinus-triangle, la modulatrice est un signal triangulaire (ou en dents de scie), cette technique est caractérisée par deux facteurs [28], [40]:

indice de modulation: $m = \frac{f_p}{f_m}$ ou f_p et f_m sont les fréquences de la porteuse et de la modulatrice.

Coefficient de réglage: $r = \frac{V_m}{V_p}$ ou V_m et V_p sont les amplitudes de la porteuse et de la modulatrice.

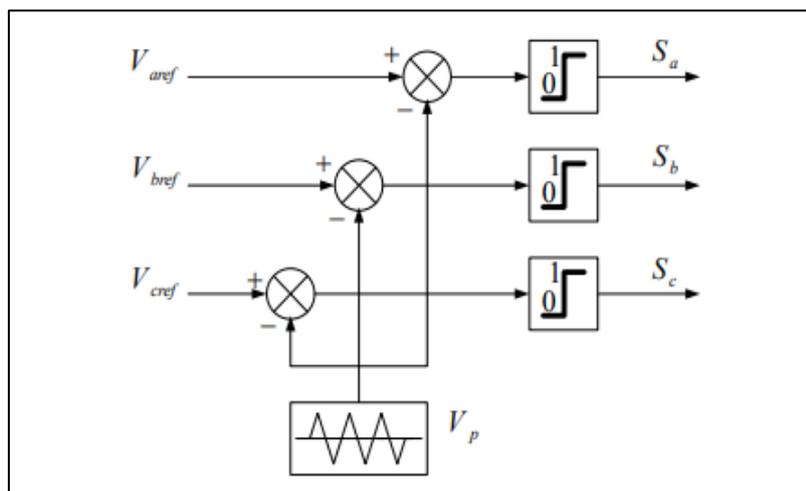


Figure 44 : Principe de la commande MLI sinus-triangle.

La MLI génère un signal en créneaux à sa sortie comme il est représenté dans la figure (45) :

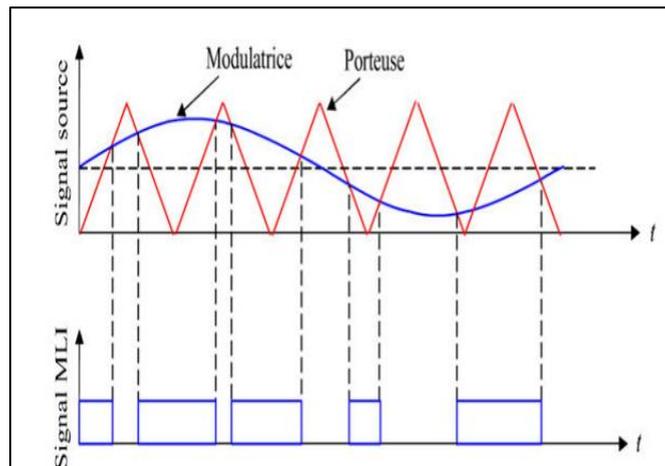


Figure 45: Génération de signal par MLI sinus-triangle.

III.3. Commande Directe du couple

III.3.1. Définition

C'est une méthode de contrôle indépendant du couple et du flux, dont le principe est de chercher à chaque instants, la combinaison d'interrupteurs favorites assurant les objectifs de flux et de couple. Cette stratégie a été proposé en 1985 par Tekahashi et Depenbrock pour remédier aux problèmes du contrôle vectoriel liés aux sensibilités aux variations des paramètres de la machine électrique. [42] ,[43] ,[44].

III.3.2. Principe du contrôle direct du couple

Il est basé sur la détermination « directe » des séquences de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension, et cela est effectué à partir des régulateurs a hystérésis permettant le contrôle de l'amplitude du flux et du couple et les maintenir dans les bandes d'hystérésis des régulateurs

Dans la plupart des stratégies de commande, telle que la commande vectorielle , le couple et le flux sont les grandeurs à régler, mais les grandeurs de contrôles sont les courants d'alimentations c'est-à-dire que le contrôle des courants est direct contrairement à la commande direct du couple où les courants et les tensions sont contrôlés indirectement tandis que le couple et le flux sont contrôlés directement [45].

III.3.3. Avantages et inconvénients

III.3.3.1. Avantages

- Non nécessité de calculs dans le repère « dq » ;
- Non nécessité d'avoir de bloc de calcul de modulation MLI ;
- Non nécessité d'effectuer le découplage des courants par rapport aux tensions ;
- Non nécessité de connaître la position exacte du rotor mais uniquement le numéro du secteur suffit ;
- La réponse dynamique est très rapide.

III.3.3.2. Inconvénients

- Problèmes de contrôle en basse vitesse ;
- Nécessité de la disposition des estimations du flux et du couple ;
- L'existence d'oscillations de couple en raison de fréquence de commutation variable.

III.3.4. Stratégie du contrôle direct du couple selon I.Takahashi

Cette stratégie est caractérisée par le choix d'une période d'échantillonnage très petite, avec la mesure des courants de lignes et des tensions pour chaque coup d'horloge, cela permet de reconstituer le vecteur flux estimé

Une fois fait, une reconstitution du flux et couple électromagnétique est possible, ces deux grandeurs estimées sont ensuite comparées aux références, les erreurs sont ensuite injectées dans deux régulateurs à hystérésis. La position du rotor est estimée par un capteur de position, qui peut être un capteur incrémental, qui définit le numéro du secteur dans lequel le rotor se trouve, ou un capteur absolu, qui définit l'exacte position du rotor. Ces informations (signaux de sorties des régulateurs et le numéro du secteur) seront injectées dans une table de commutation, afin de choisir le vecteur tension appropriée [45], [46].

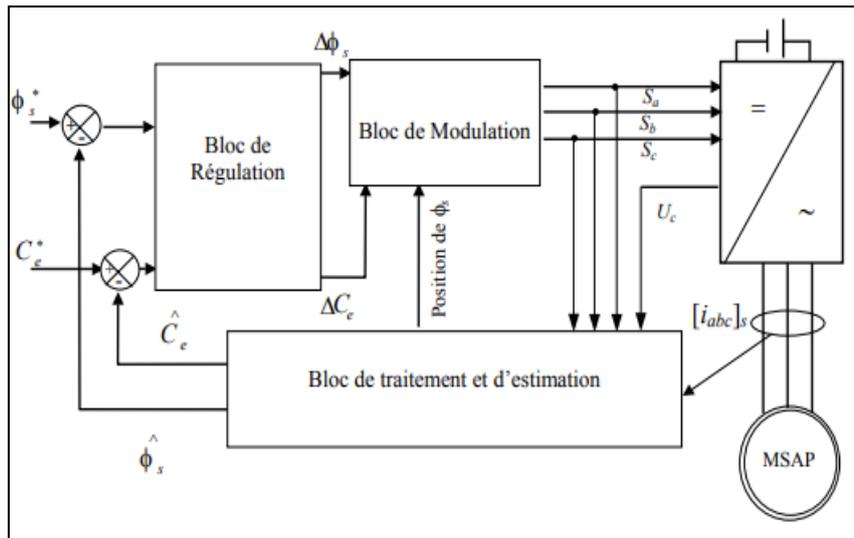


Figure 46: Schéma structurel de la commande DTC

III.3.5. Le flux statorique

III.3.5.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, Et son amplitude peut être conservé à condition d'appliquer des vecteurs, créant une trajectoire circulaire et un temps d'échantillonnage réduit, ou d'appliquer un vecteur nul [47], [48].

Son expression dans le référentiel lié au stator (Concordia) [49], s'écrit :

$$\overline{\varphi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - r_s \overline{I}_s) dt + \overline{\varphi}_s(0) \quad (48)$$

Pour cette commande (DTC), comme pour le cas de la commande scalaire (v/f constant), la résistance statorique R_s est négligée lors d'application d'un vecteur tension non nulle pendant une période de temps $[0, T_e]$, on obtient :

$$\overline{\varphi}_s = \overline{V}_s T_e + \overline{\varphi}_s(0) \quad (49)$$

D'après (49) on peut écrire :

$$\overline{\varphi}_s - \overline{\varphi}_s(0) = \overline{V}_s T_e \quad (50)$$

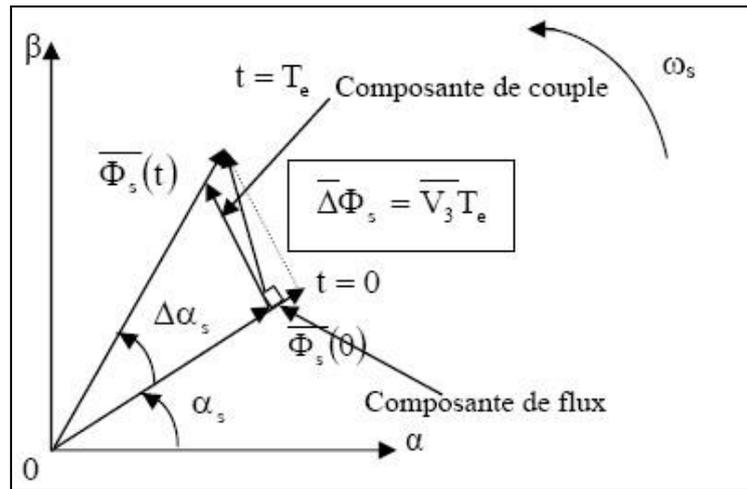


Figure 47: Exemple d'évolution de l'extrémité du φ pour R_s négligeable et $\vec{V}_s = \vec{V}_3$

L'effet de la composante tangentielle du vecteur tension est sur le contrôle du couple, tandis que la composante radiale est sur l'amplitude du flux φ [47]. Le déplacement est maximal et l'amplitude du flux est conservé, lorsque le vecteur tension \vec{V}_s est perpendiculaire au vecteur flux, autrement le déplacement est moindre mais l'amplitude varie à l'extrémité de φ [50].

III.3.5.2. Choix du Vecteur de tension

Le vecteur de tension délivré peut donc contrôler le flux statorique. Il est nécessaire de connaître les vecteurs tensions pour chaque combinaison. Elles sont pour les états des commutations des interrupteurs hauts (0 : Interrupteur ouvert, 1 interrupteur fermé) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = [0 \ 0 \ 0] \\ V_1 = [1 \ 0 \ 0] \\ V_2 = [1 \ 1 \ 0] \\ V_3 = [0 \ 1 \ 0] \\ V_4 = [0 \ 1 \ 1] \\ V_5 = [0 \ 0 \ 1] \\ V_6 = [1 \ 0 \ 1] \\ V_7 = [1 \ 1 \ 1] \end{array} \right.$$

III.3.5.3. Estimation du flux statorique

a) Equations des tensions :

La reconstitution des composantes du vecteur tension se fait à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et des états d'interrupteurs, avec application de la transformée de Concordia [41], [51] :

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b - S_c) \right) \\ V_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} U_o ((S_b - S_c)) \\ \|V_s\| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \end{cases} \quad (51)$$

b) *Equations des courants :*

Pour obtenir les composantes α et β du vecteur courant on applique la transformée de Concordia aux courants mesurés :

$$\begin{cases} I_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} I_a \\ I_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_b - I_c) \\ \|I_s\| = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2} \end{cases} \quad (52)$$

c) *Equations des flux :*

Il existe plusieurs estimateurs plus ou moins complexes selon le type de machine synchrone.

$$\begin{cases} \varphi_\alpha = \int_0^t (V_\alpha - R_s I_\alpha) dt + \varphi_\alpha(0) \\ \varphi_\beta = \int_0^t (V_\beta - R_s I_\beta) dt + \varphi_\beta(0) \end{cases} \quad (53)$$

Pour la Machine synchrone a aimant permanent, les valeurs de φ_α et φ_β ne sont pas nuls.

L'estimation de l'amplitude du flux statorique est assurée à partir de ces composantes suivant les axes α et β :

$$\begin{cases} \|\overline{\varphi}_s\| = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \\ \varphi_s = \arctg\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) \end{cases} \quad (54)$$

III.3.5.4. Elaboration du correcteur de flux

Son but est de maintenir le flux dans une trajectoire de couronne circulaire, par l'insertion d'un régulateur a hystérésis, pour indiquer le sens d'évolution du flux c'est-à-dire que si le flux de référence est plus grand que le flux estimé ou vice versa.

L'ajout d'une bande d'hystérésis autour de zéro, permet d'éviter des séquences de commandes pas nécessaires, et ainsi de diminuer des commutations nuisibles au système [49], [52]

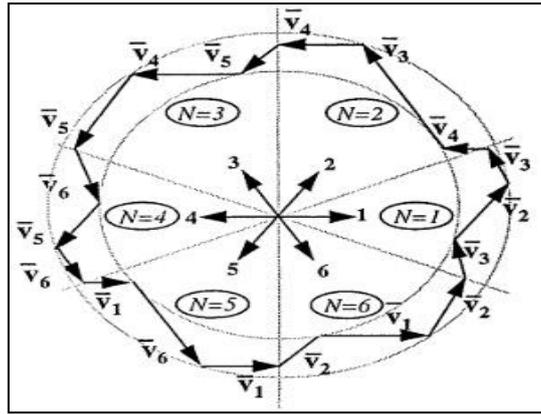


Figure 48: Schéma de contrôle du flux statorique

L'indication de l'erreur permet d'injecter un vecteur de tension adéquat pour le régulariser. Ce correcteur possède donc 2 variables booléennes C_{flux} [41], [47]

- $C_{flux}=1$: l'erreur est positive et donc le flux doit être augmenté
- $C_{flux}=0$: l'erreur est négative et donc le flux doit être diminué

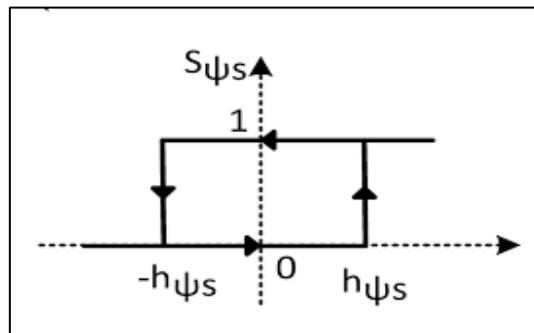


Figure 49: Comparateur à hystérésis du flux

III.3.6. Le couple Electromagnétique

III.3.6.1. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre le vecteur flux statorique et rotorique [53].

$$C_{em} = k(\overline{\varphi_s} \overline{\varphi_r}') = k \|\varphi_s\| * \|\varphi_r'\| \sin \delta \tag{55}$$

- ou:
- $\overline{\varphi_s}$: vecteur flux statorique
 - $\overline{\varphi_r}$: vecteur flux rotorique
 - $\overline{\varphi_r}'$: vecteur flux rotorique ramené au stator
 - δ : angle entre le flux rotorique et statorique

Le réglage optimal du couple se fait par l'angle δ sachant que le flux rotor φ_r reste constant à condition que le flux stator est maintenu dans sa bande d'hystérésis par l'application d'un

vecteur tension appropriée. Un vecteur tension tangentielle au flux permet une augmentation rapide du couple tandis que le flux diminue [53].

III.3.6.2. Estimation du couple électromagnétique

D'après l'équation du couple électromagnétique ; il peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux et des courants calculés :

$$C_{em} = P(\varphi_{\alpha} I_{\beta} - \varphi_{\beta} I_{\alpha}) \quad (56)$$

P : nombre de paires de pôles

III.3.6.3. Elaboration du correcteur du couple

Pour pouvoir contrôler le couple dans deux sens de rotation, on est amené à utiliser un correcteur de flux a trois niveaux, ainsi on peut fonctionner dans les quatre quadrants du couple/vitesse.

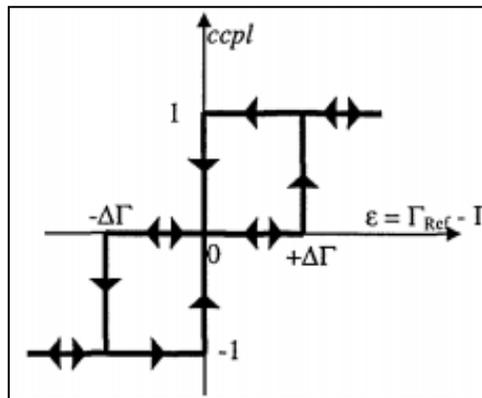


Figure 50: Comparateur a hystérésis du couple

La sortie du correcteur C_{cpl} peut avoir 3 variables booléennes :

- $C_{cpl}=1$: le couple demande une augmentation et sa consigne est négative
- $C_{cpl}=0$: Le couple demande une diminution
- $C_{cpl}=-1$: Le couple demande une augmentation et sa référence est positive

III.3.7. Modélisation du capteur

Son objectif est de transmettre à la commande (table de commutation), le numéro du secteur dans lequel le rotor est positionné, et cela se fait par une division du rotor en 6 secteurs angulaire et l'incrément d'un compteur lors du changement de secteur et cela est fait par le capteur de position implanté sur le rotor (codeur incrémental ou peut être absolu) [41].

Lorsque $\theta_1, \theta_2 < 0$, il y'aura un changement de secteur et le compteur s'incrémente :

$$\theta_{ref} = \theta_{ref} + \frac{\pi}{3} \tag{57}$$

$$Compt = Compt + 1$$

Avec :

$$\begin{cases} \theta_{ref} = \theta_0 + \frac{\pi}{3} \\ \theta_1 = \theta_{tx} - \theta_{ref} \\ \theta_2 = \theta_{tx+dt} - \theta_{ref} \end{cases} \tag{58}$$

III.3.8. Elaboration de la table de commutation

La table de commande sur les quatre quadrants suivant I.Takahashi, est montré dans le tableau suivant :

| | | <i>N</i> | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | Correcteur |
|-----------------|------------------|----------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------|
| <i>cflx</i> = 1 | <i>ccpl</i> = 1 | | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | 2 niveaux |
| | <i>ccpl</i> = 0 | | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | |
| | <i>ccpl</i> = -1 | | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | 3 niveaux |
| <i>cflx</i> = 0 | <i>ccpl</i> = 1 | | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | 2 niveaux |
| | <i>ccpl</i> = 0 | | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | |
| | <i>ccpl</i> = -1 | | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | 3 niveaux |

Figure 51: La table de commutation

III.3.9. Structure générale du contrôle direct du couple

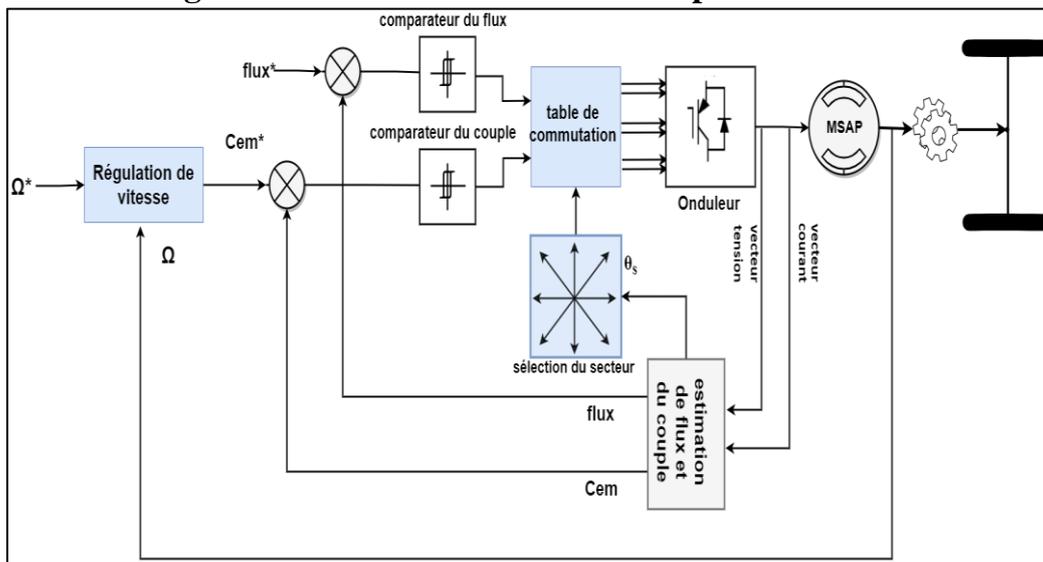


Figure 52: Schéma global de la commande DTC

III.3.10. Conclusion

Ce chapitre traite différentes méthodes du contrôle de la machine synchrone à aimants permanents, en se basant sur son modèle mathématique simplifié. La première partie du chapitre a été consacrée à l'étude de la commande vectorielle. On a cité son principe ; ses avantages et inconvénients, et montré plusieurs stratégies de contrôle se basant sur cette commande et démontré l'importance de la commande rapprochée dans la mise en œuvre du contrôle vectoriel. La deuxième partie traite la commande directe du couple, son principe, ses avantages et inconvénients, ainsi que la stratégie utilisée pour son application dans la commande de la MSAP.

Le dernier chapitre est prévu, pour montrer les résultats des simulations et comparer entre la commande vectorielle par simplification de loi de courant, et la commande directe du couple.

Chapitre IV :

Simulations et résultats

IV.1. Introduction

Ce chapitre va traiter les résultats réalisés pour la commande vectorielle par simplification de loi de courant, ainsi que la commande DTC, et présenter des interprétations et des commentaires en vue de compléter l'analyse de ses deux commandes, d'un point de vue robustesse. Nous allons comparer entre les deux, pour arriver à déduire laquelle correspond le mieux à l'utilisation automobile. Plusieurs tests seront effectués avec les mêmes paramètres de simulation, qui seront initiés en début du chapitre dans le tableau (tableau 3), contenant aussi les paramètres, et nous allons après, tester la sensibilité de ces deux commandes aux variations de la résistance statorique.

Tableau 3 : Paramètres de simulation et de la MSAP

| | |
|---|---------------------------|
| Pas de simulation (pas fixe 'fixed step') | 1e-6 |
| Méthode d'interpolation utilisée | Range-Kutta |
| Fréquence de réseau (F) | 50 Hz |
| Alimentation (V_{dc}) | 560 V |
| Résistance statorique (R_s) | 0.05 Ω . |
| Inductance ($L_d=L_q$) | 0.000795 H. |
| Flux généré par les aimants (φ_f) | 0.192 Wb. |
| Moment d'inertie (J) | 0.011 Kg.m ² . |
| Frottement visqueux (f) | 0.001417 N.m.s |
| Nombre de phases | 3 |
| Nombre de pair de pôles (p) | 4 |

IV.2. Commande DTC

La figure (53) montre l'allure de vitesse du véhicule et sa référence. On remarque le véhicule suit bien sa référence. Le zoom sur la figure mentionné indique l'erreur entre la vitesse du véhicule et sa référence. On voit bien que l'erreur est admissible.

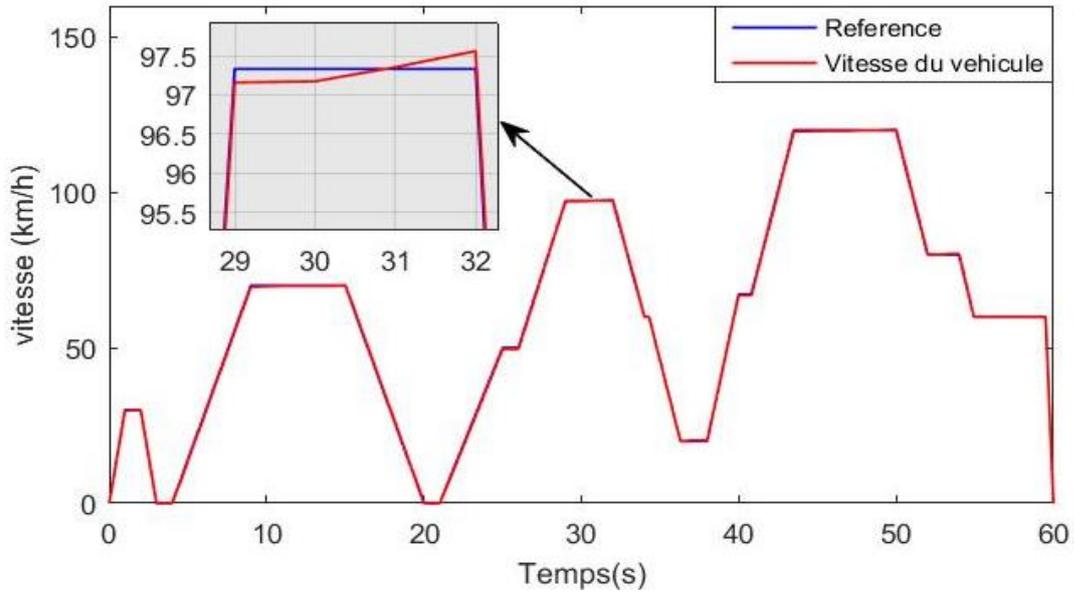


Figure 53: Vitesse du véhicule et sa référence

La figure (54) représente le couple développé par la machine de traction et sa référence. Le zoom sur la même figure montre que la bande hystérésis est presque égale à 3 N.m ce qui est acceptable.

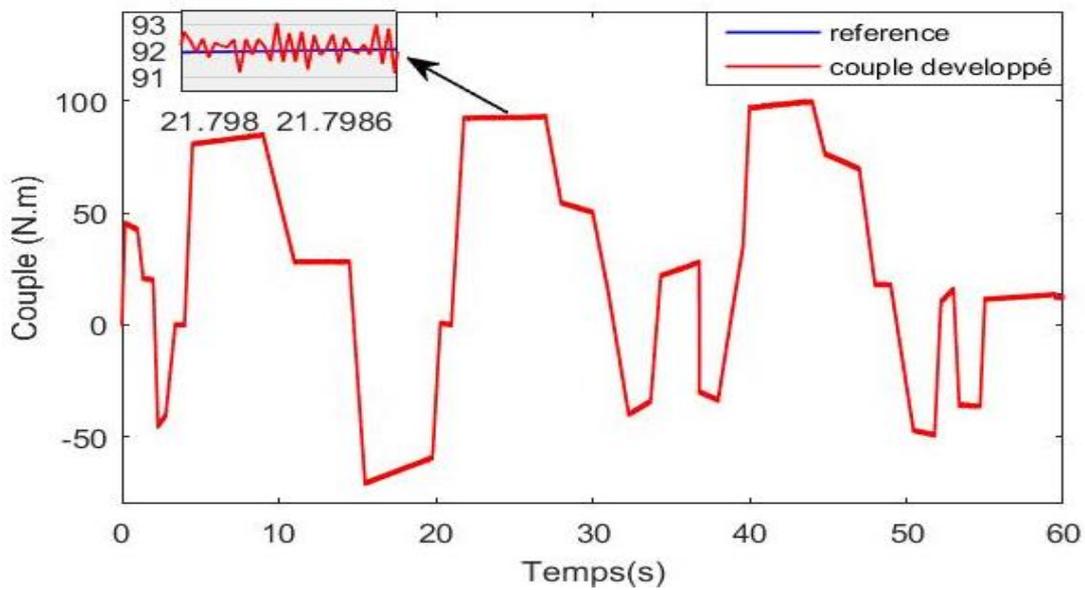


Figure 54: Couple développé par la MSAP et sa référence.

La figure (55) montre les courants des trois phases de la MSAP. On remarque que l'amplitude des courants de phase est variable et elle est proportionnelle au couple de charge.

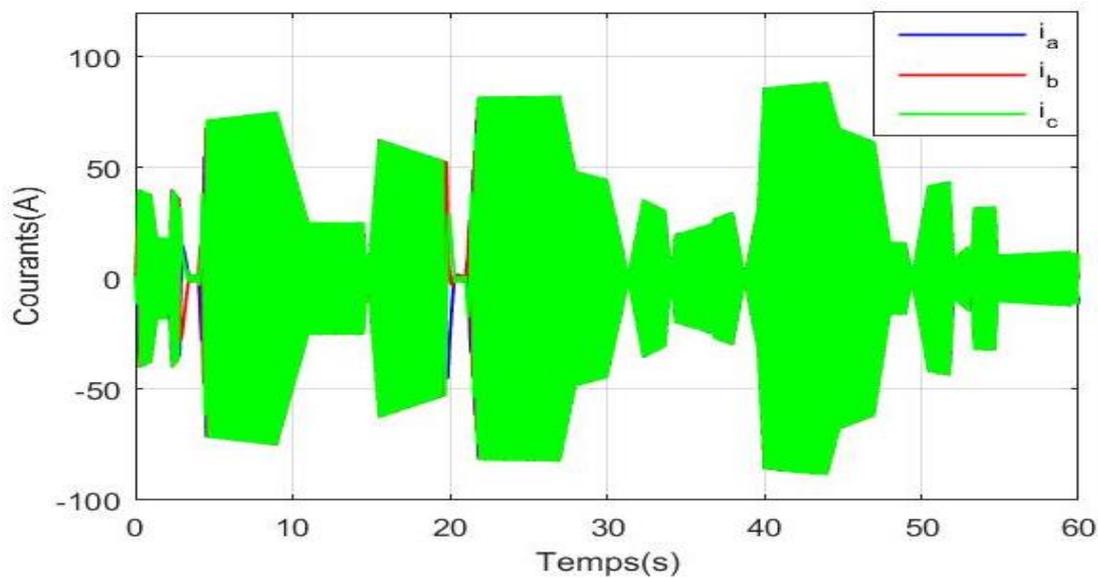


Figure 55: Courants de phase de la MSAP.

La figure (56) et (57) montre des zooms des courants de phases dans deux instants différents. Une remarque peut être émise concernant ces deux figures, c'est que La fréquence des courants de phases dans la période [12.1s ; 12.14s] est supérieure à celle de la période [40.36s ; 40.4s], et cela est dû au fait que la vitesse de la MSAP est proportionnelle à sa fréquence.

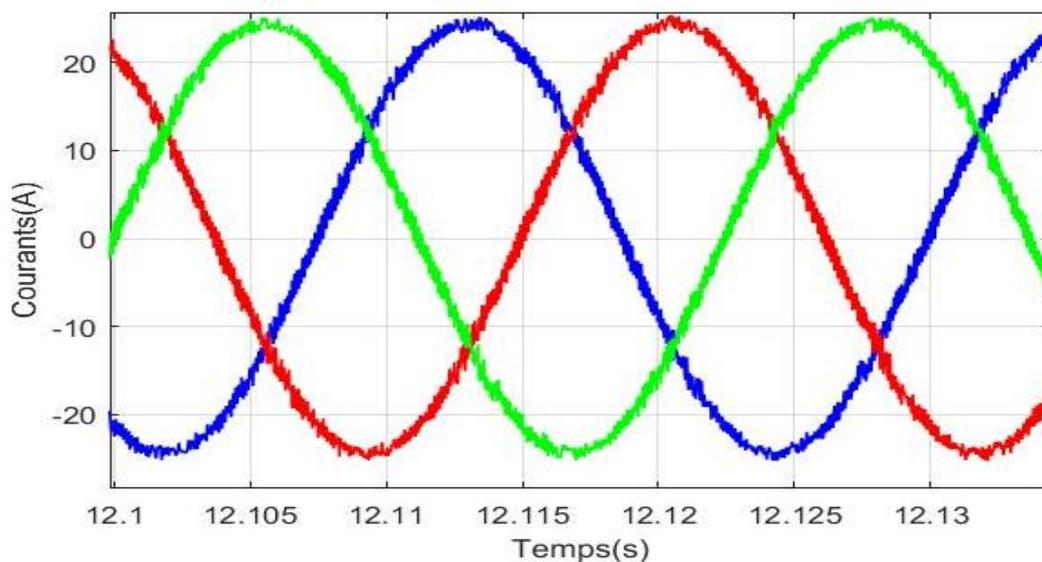


Figure 56: Zoom des courants de phase durant [12.1s ; 12.14s].

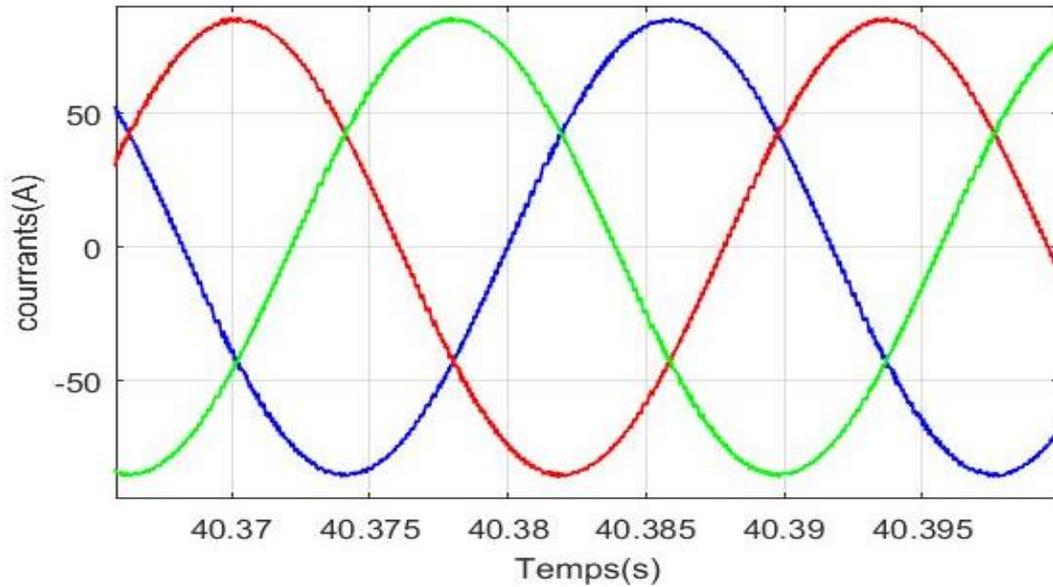


Figure 57: Zoom des courants de phase durant [40.36s ; 40.4s].

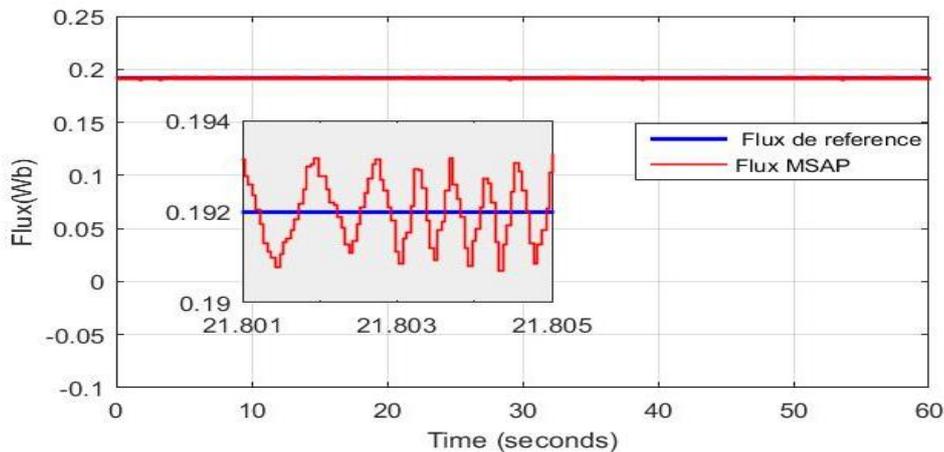


Figure 58: Le flux de la MSAP et sa référence

La figure (58) montre que le flux de la machine suit sa référence, avec une bande hystérésis oscillatoire admissible.

IV.2. Commande vectorielle par simplification de loi de courant :

La figure (59) montre la réponse en vitesse et en couple de la MSAP, qui assure la traction du véhicule. La première remarque qu'on peut tirer, est que la vitesse ne suit pas parfaitement sa référence, tandis que le couple suit parfaitement sa référence, comme la montre la figure ci-dessous. On peut aussi remarquer, que ces fluctuations de vitesses se produisent durant les transitions importantes du couple de charge appliqué au véhicule.

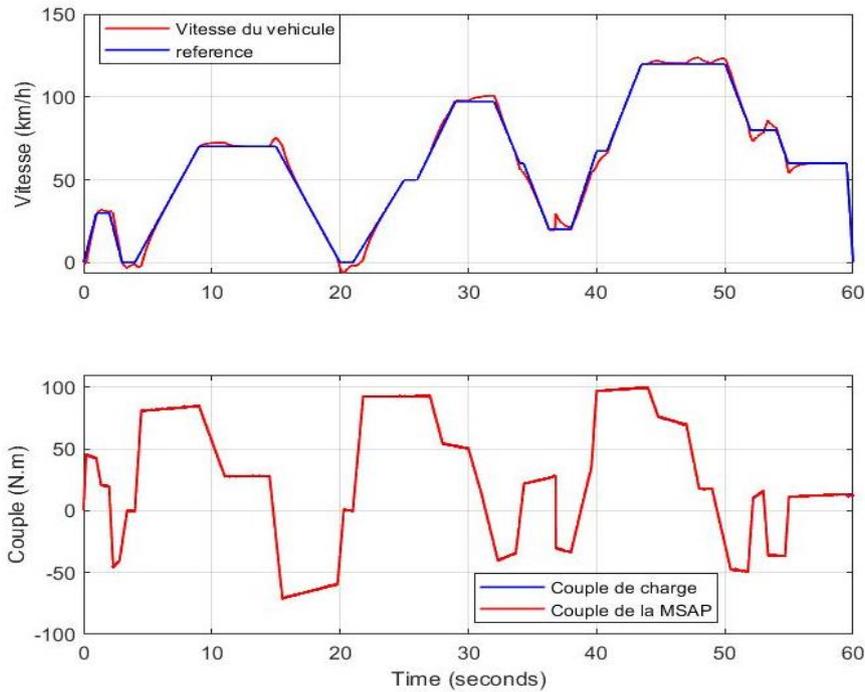


Figure 59: Vitesse du véhicule et couple électromagnétique développé

Pour vérifier la supposition émise au-dessus, on soumet le véhicule à un couple de charge fixe et une autre variable, puis on étudie sa réponse. La figure (60) montre la vitesse du véhicule et le couple électromagnétique développé par la MSAP, quand elle est soumise à un profil de couple de charge constant. On remarque que la vitesse et le couple suivent parfaitement leurs références. On remarque aussi que la vitesse du véhicule diverge un peu de sa référence au démarrage, est cela est dû au couple de charge assez important. Figure (59) montre la réponse (couple, vitesse) de la MSAP à un couple de charge variable. On voit bien que chaque variation de couple de charge est accompagnée par une fluctuation de vitesse importante et cela réduit le confort de conduite. On peut conclure, que la commande vectorielle à hystérésis est trop sensible aux variations du couple de charge.

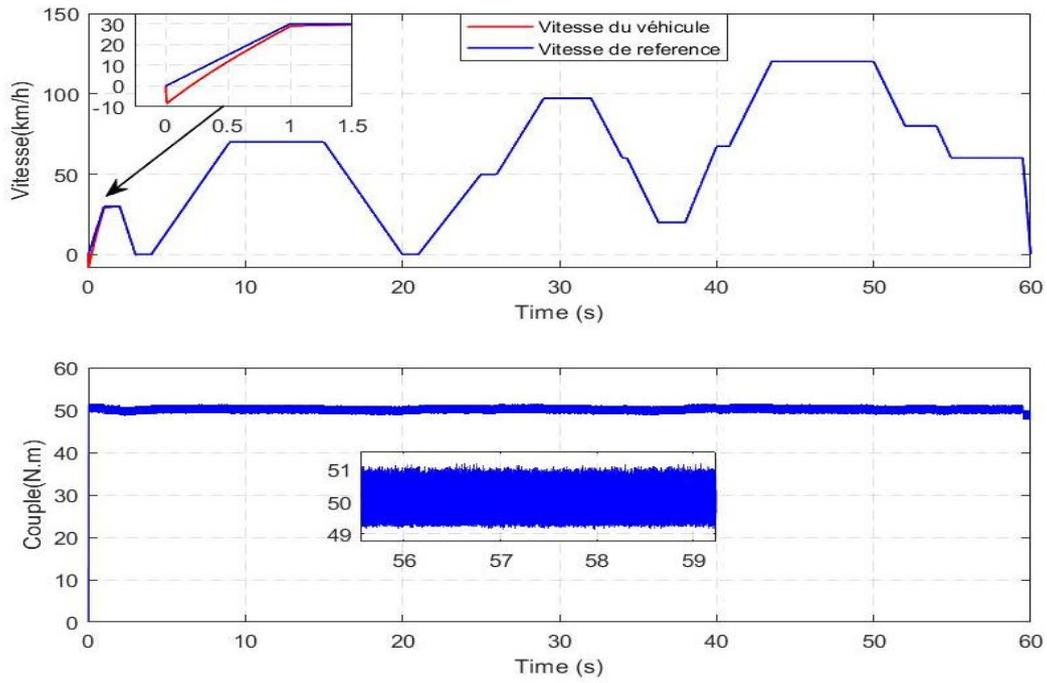


Figure 60: Réponse (couple, vitesse) du véhicule à un couple de charge constant.

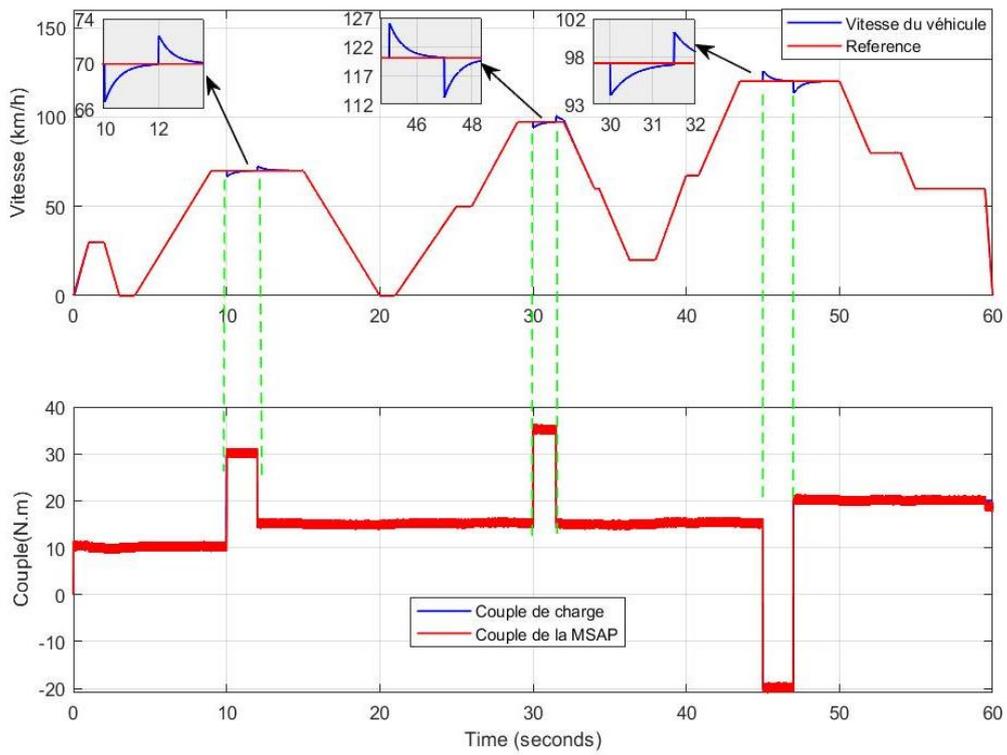


Figure 61: Réponse (couple, vitesse) du véhicule à un couple de charge variable.

Figure (62) montre un zoom des courants de la MSAP obtenue avec la commande vectorielle à hystérésis à l'instant [12.1 s ; 12.135s]. En comparant cette figure à la figure (56), on déduit que moins d'ondulations de courant sont obtenues avec la commande DTC.

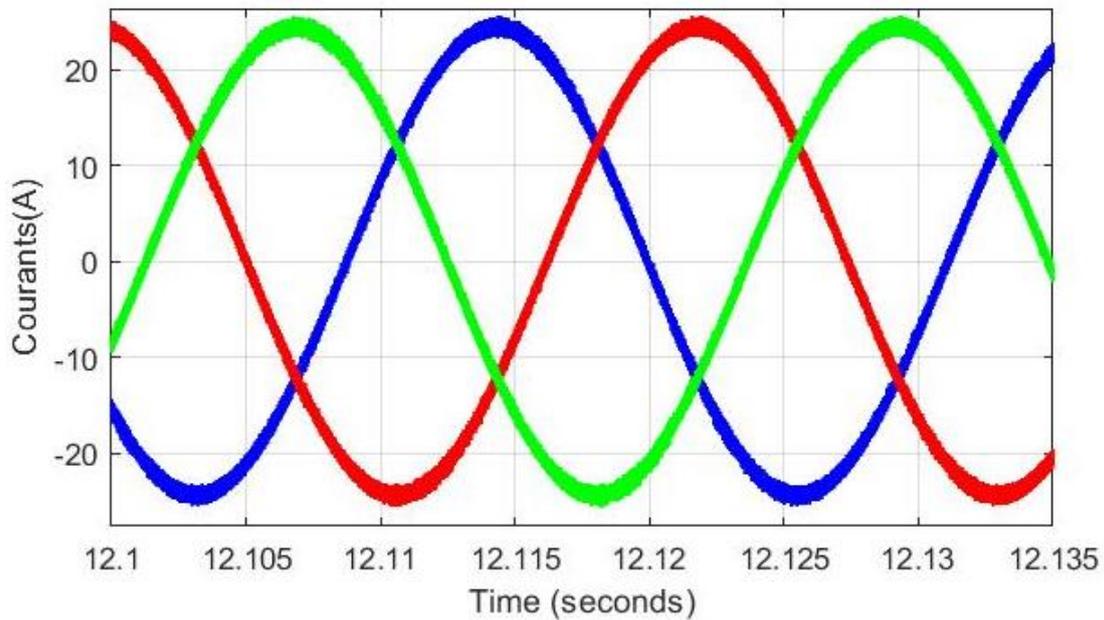


Figure 62: Zoom des courants de la MSAP (cmd_vect_hyst).

Dans les applications de traction électrique, les véhicules démarrent toujours à partir d'une vitesse nulle, pour atteindre une vitesse de référence. Mais ils démarrent souvent à charge. Donc, le moteur est sensé à délivrer le couple qui lui est appliqué rapidement. La figure (63) montre une comparaison faite entre la commande DTC et la commande vectorielle à hystérésis en termes de rapidité de réponse. On voit bien que la commande DTC est plus rapide, donc elle est très adéquate pour les applications de traction.

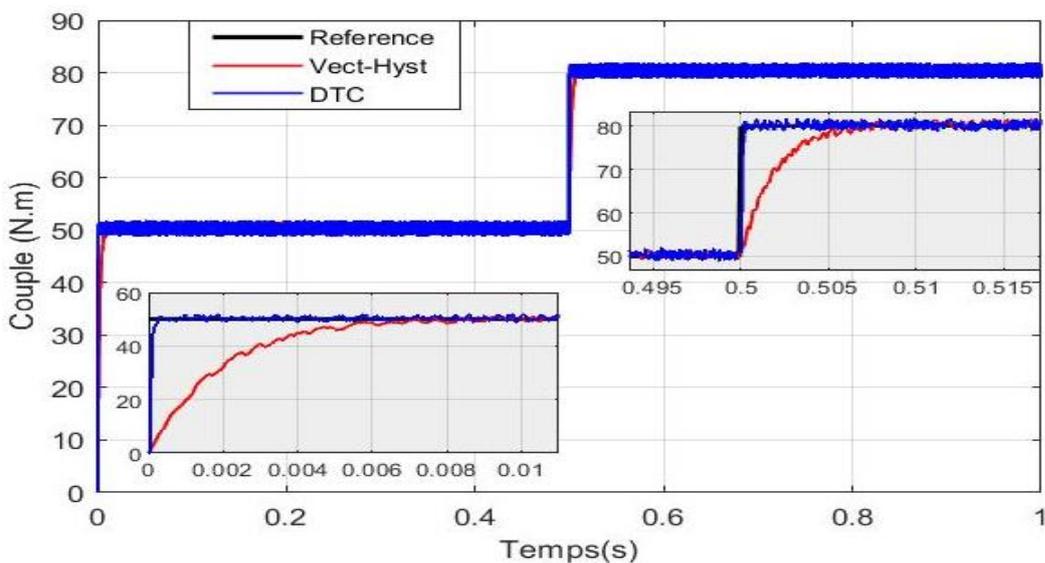


Figure 63: Comparaison entre la commande DTC et vectorielle

IV.3. Tests de robustesse

Pour tester la robustesse de la commande vectorielle à hystérésis et de la commande directe du couple face à de possible variations de la résistance statorique. Cette dernière a été variée par $\pm 25\%$ et $\pm 50\%$, et les résultats de ces variations avec la commande vectorielle sont montrés ci-dessous :

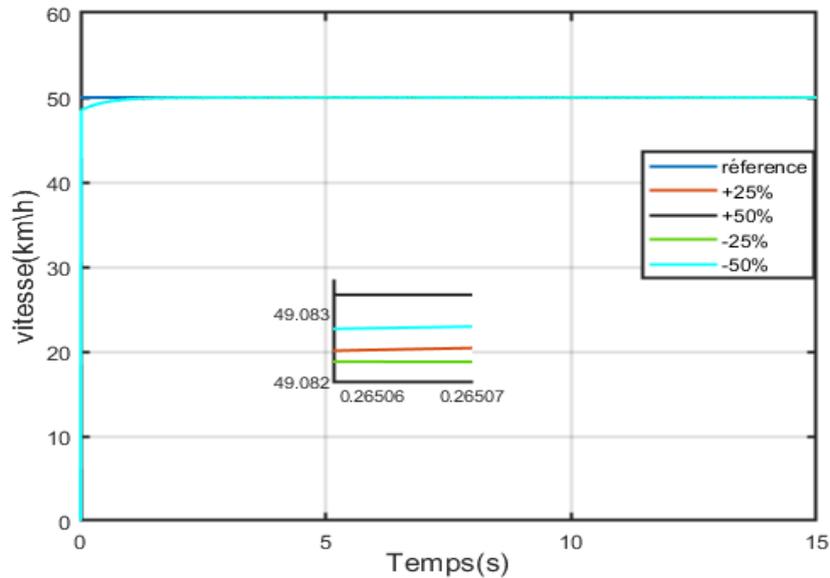


Figure 64: Test de robustesse avec la commande vectorielle

La figure ci-dessous montre l'effet de la variation de la résistance statorique de $\pm 25\%$ et $\pm 50\%$ en utilisant la commande directe du couple.

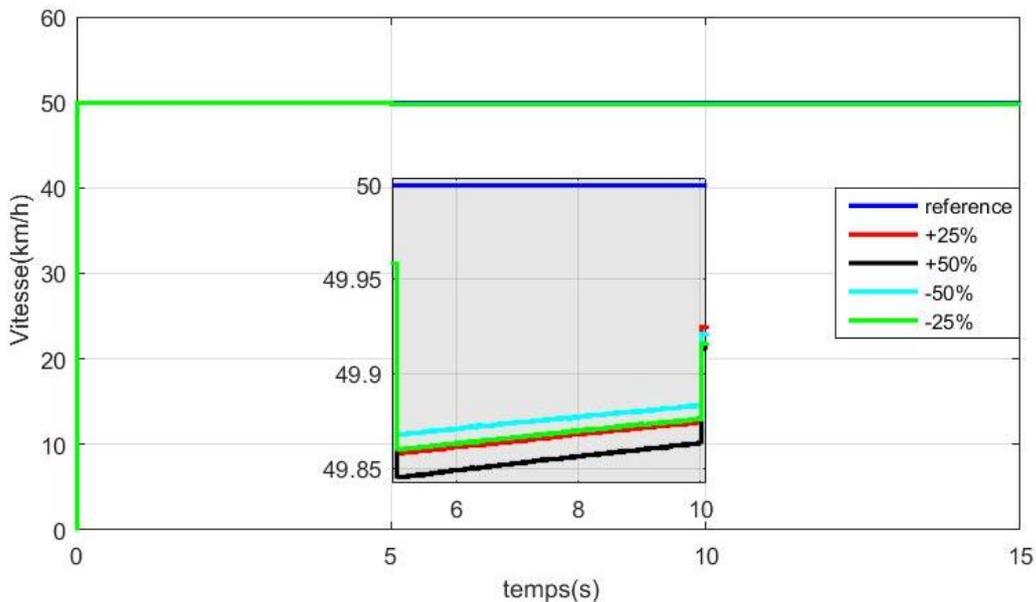


Figure 65: Test de robustesse avec la commande DTC.

On voit que les deux commandes répondent bien aux essais de variation de résistance statorique.

IV.4. Conclusion

Ce chapitre montre les différents résultats obtenus pour la commande vectorielle par simplification de loi de courant, ainsi que la commande directe du couple, pour un fonctionnement à quatre quadrants ou on a clairement constaté la vulnérabilité de la commande vectorielle aux variations brusques de couple de charge tandis que la commande DTC reste robuste. Par ailleurs, nous avons fait varier la résistance statorique pour les deux essais afin de comparer la sensibilité en cas d'échauffement de la MSAP, et nous avons constaté que les deux commandes restent robustes aux variations de ce paramètre, mais on peut conclure, que d'après tous les essais réalisés, que la commande DTC reste plus adéquate vu son temps de réponse, son dépassement, et sa robustesse lors du fonctionnement à quatre quadrant, ce qui assure un meilleur confort à l'utilisateur du véhicule.

Conclusion Générale

La traction électrique fait l'objet de nombreuses recherches, en raison de la forte demande dans le secteur du transport ne cessant de croître, afin de réaliser la migration énergétique des Energies fossiles à celles vertes (renouvelables). Les recherches menées ont permis une avancée majeure dans ce domaine, et les chercheurs ne cessent de développer d'autres idées afin de perfectionner et d'optimiser d'autres axes notamment le problème du stockage d'énergie.

Dans le travail présenté, nous avons essayé dans le premier chapitre, de citer des généralités sur le véhicule hybride telles sa définition, un bref historique, illustrer quelques classifications de ce type de véhicule, et montrer nombreux cycles utilisés pour tester la robustesse de ce dernier.

Le deuxième chapitre a été développé sous le thème de la machine synchrone à aimant permanent dont on a montré quelques généralités, mais aussi développé le modèle mathématique de la machine, c'est-à-dire la mise en équations de ces équations électriques dans divers repères « abc » et « dq » et mécanique, en tenant compte bien sûr, des hypothèses simplificatrices pour en finir, avec le principe de l'autopilotage indispensable au contrôle de la MSAP. Dans le troisième chapitre, nous avons montré dans un premier temps, la commande vectorielle ou on a cité son principe, quelques avantages et inconvénients et montrer quelques stratégies de contrôle vectoriel, comme celle basée sur la simplification des lois des courants, ou sur le découplage par compensation, pour en finir avec la commande rapprochée indispensable au contrôle vectoriel. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC, dont on a cité un bref historique, quelques avantages et inconvénients mais aussi le principe du contrôle direct du couple selon I. Takahashi, ou on a démontré le contrôle indépendant du couple et du flux et l'estimation de ces derniers, ainsi que les règles à respecter dans l'élaboration des correcteurs de ces deux grandeurs, pour enfin arriver à un schéma de structure générale. Dans le dernier chapitre, on a démontré les résultats de simulations pour deux commandes, celle vectorielle avec simplification des lois de courants et la commande DTC avec quelques essais comme celui de la variation de la résistance statorique, dû par exemple, à l'échauffement ou un défaut, pour arriver à une comparaison entre leurs réponses dynamiques et leurs robustesses. Pour conclure on peut confirmer que la commande DTC est plus adéquate pour un contrôle optimal et un confort d'utilisateur meilleur, et montre une bien meilleure précision que la commande vectorielle par simplification de courant.

Références bibliographiques

- [1] Global Project Carbon, “Emissions de CO₂ en gigatonnes 2010-2015),” 2015.
<https://www.ecoco2.com/blog/co2-des-emissions-mondiales-stables-pour-la-troisieme-annee-consecutive/>.
- [2] Google Scholar, “Nombre d’articles scientifiques publiés,” 2020. scholar.google.com (accessed Apr. 15, 2021).
- [3] S.R département, “Prix des batteries Li-on (2010-2017),” 2018.
<https://fr.statista.com/statistiques/858550/prix-packs-batteries-lithium-ion-monde/>. (accessed May 15, 2021).
- [4] P. Duysinx, “Introduction,” 2011.
- [5] S. Kermani, “Gestion énergétique des véhicules hybrides: de la simulation à la commande temps réel,” *Automatique / Robotique*. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2009.
- [6] Ahmed NEFFATI, “Stratégies de gestion de l’énergie électrique d’un système multi-source : décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride. École,” Université de Toulouse III Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2013.
- [7] R. Sadoun, “Intérêt d ’ une Source d ’ Energie Electrique Hybride pour véhicule électrique urbain – dimensionnement et tests de cyclage To cite this version : HAL Id : tel-00980484,” 2014.
- [8] N. Marc, “Méthodologie de dimensionnement d ’ un véhicule hybride électrique sous contrainte de minimisation des émissions de CO₂,” Université d’Orléans, 2015.
- [9] H.Pieper, “Mixed drive for autovehicles,” 913,846., 1909.
- [10] Philippe BASTIANI, “Stratégies de commande minimisant les pertes d’un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique.,” Université de Lyon, 2001.
- [11] I. Moutafidis, “Architecture and impacts of electric vehicles,” International Hellenic University, 2011.
- [12] Joel Schindall, “The Charge of the Ultra-Capacitor,” *IEEE,Spectrum*, 2007.
- [13] V. Agarwal and M. Dev, “Introduction to Hybrid Electric Vehicles : State of Art,” 2013.
- [14] C. C. Chan, A. Bouscayrol, and K. Chen, “Electric , Hybrid , and Fuel-Cell Vehicles : Architectures and Modeling,” vol. 59, no. 2, pp. 589–598, 2010.

- [15] B. C. C. Chan, “The State of the Art of Electric , Hybrid , and Fuel Cell Vehicles,” vol. 95, no. 4, 2007.
- [16] S. Samuel, L. Austin, and D. Morrey, “Automotive test drive cycles for emission measurement and real-world emission levels - A review,” *Proc. Inst. Mech. Eng. Part D J. Automob. Eng.*, vol. 216, no. 7, pp. 555–564, 2002, doi: 10.1243/095440702760178587.
- [17] J. I. Huertas, M. Giraldo, L. F. Quirama, and J. Díaz, “Driving cycles based on fuel consumption,” *Energies*, vol. 11, no. 11, pp. 1–13, 2018, doi: 10.3390/en11113064.
- [18] Gwenaëlle SOUFFRAN, “Dimensionnement de la chaîne de traction d ’ un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission,” Université de Nantes, 2012.
- [19] H. Y. Tong, W. T. Hung, and C. S. Cheung, “Development of a driving cycle for Hong Kong,” vol. 33, pp. 2323–2335, 1999.
- [20] A. Esteves-Booth, T. Muneer, J. Kubie, and H. Kirby, “A review of vehicular emission models and driving cycles,” *Proc. Inst. Mech. Eng. Part C J. Mech. Eng. Sci.*, vol. 216, no. 8, pp. 777–797, 2002, doi: 10.1243/09544060260171429.
- [21] T. J. Barlow, S. Latham, I. S. Mccrae, and P. G. Boulter, *A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions*. Project Report PPR354, 2009.
- [22] D. Milks and R. A. Matula, “Emissions and fuel economy test methods and procedures for light duty motor vehicles- A critique,” *SAE Tech. Pap.*, 1976, doi: 10.4271/760141.
- [23] R. Joumard, R. Vidon, P. Tassel, R. Joumard, R. Vidon, and P. T. Emissions, “Emissions unitaires de polluants des véhicules utilitaires légers,” 2001.
- [24] M. André, “Driving Cycles Development: Characterization of the Methods,” 1996.
- [25] T. T. Transport *et al.*, *Can Cars Come Clean?* .
- [26] A. Ravey, N. Watrin, B. Blunier, D. Bouquain, and A. Miraoui, “Energy-source-sizing methodology for hybrid fuel cell vehicles based on statistical description of driving cycles,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 9, pp. 4164–4174, 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2158567.
- [27] D. Feroldi and M. Carignano, “Sizing for fuel cell / supercapacitor hybrid vehicles based on stochastic driving cycles,” *Appl. Energy*, vol. 183, pp. 645–658, 2016, doi: 10.1016/j.apenergy.2016.09.008.
- [28] N. Bounasla, “Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants Permanents,” Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE),

- 2014.
- [29] G. P. Nyoumea, “Modèles d’identification et de commande d’un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents.,” L’UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TEMISCAMINGUE, 2018.
- [30] U. Larbi, B. M. Hidi, and O. El, “Commande DTC Prédicative de la MSAP,” 2017.
- [31] D. Aouzellag, “Cours de construction de machines électriques : Machine synchrone (Construction de la machine synchrone),” *Univ. Bejaia - Année Univ. 2020/2021*.
- [32] T. Saleh, “Commande des machines synchrones à aimant permanent,” in *Commande des systèmes électro-énergétique*, .
- [33] B. F. Hamichi Azedine, “En Electrotechnique Option : Electromécanique,” Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, 2015.
- [34] A. de la R. P. J.-M. RETIF, *commades vectorielles des machines asynchrones et synchrones*, JM. RETIF. 2008.
- [35] S. Laamiri, “Commande des systèmes électriques : machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux To cite this version : HAL Id : tel-02464825 Composition du Jury :,” 2020.
- [36] Masao et al. Yano, “History of Power Electronics for Motor Drives in Japan,” 2015.
- [37] M. A. Rafiq, “Fast Speed Response Field-Orientation Control of Induction Motor Drive with Adaptive Neural Integator,” *J. Electr. Electron. Eng.*, 2006.
- [38] W. L. et C. J. N. R. Gabriel, “Field Oriented Control of Standard AC Motors Using Microprocessors,” vol. IA-16, 1980, doi: DOI 10.1109/tia.1980.4503770.
- [39] Firat Berk Cakar, “optimal BLDC Motor Control for autonomous Driving of RC cars,” université technique de Wien, 2017.
- [40] M. Abdelatif, “COMMANDE DYNAMIQUE D’UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS ALIMENTÉE EN TENSION,” UNIVERSITE M’HAMED BOUGARA- BOUMERDES, 2016.
- [41] H. Mounir, “Controle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mecanique,” Abderrahmane Mira Béjaia, 2002.
- [42] C. Attaianese, V. Nardi, A. Perfetto, and G. Tomasso, “Vectorial Torque Control: A Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1399–1405, 1999, doi: 10.1109/28.806055.
- [43] J. N. Nash, “Direct torque control, induction motor vector control without an encoder,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 333–341, 1997, doi: 10.1109/28.567792.
- [44] I. I. I. France, G. C. France, S. Ura, E. D. Universi-, and P. Martin, “Commande directe

- contrôle direct de,” no. June, 1995.
- [45] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [46] I. Transactions and O. N. Industry, “High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor,” vol. 25, no. 2, 1989.
- [47] J. Arza, “Contrôle Vectoriel sans capteur mécanique d’une machine à induction asynchrone,” Grenoble, 1999.
- [48] M. Staebler, “TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed,” *Texas Instruments*, no. February 2000, pp. 1–23, 2000, [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/spra605a/spra605a.pdf>.
- [49] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, “Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, 1997, doi: 10.1109/63.575680.
- [50] Y. A. Chapuis, D. Roye, and S. Courtine, “Commande directe du couple d’une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique,” *J. Phys. III*, vol. 5, no. 6, pp. 863–880, 1995, doi: 10.1051/jp3:1995165.
- [51] W. Z. H. Bausc, K. Kanelis, B. Lange, “Torque Control of synchronous and asynchronous drive without mechanical sensors,” vol. 3, pp. 342–8, 1994.
- [52] M. R. . ZOLGHADRI, “Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones,” Grenoble, 1997.
- [53] C. C. De Wit, *Commande des moteurs asynchrones: Modélisation Contrôle vectoriel et DTC*. Hermes Science Publications, 2000.