

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT



FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département d'Electrotechnique

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en Electromécanique

Option : **Electromécanique**

Présenté par

CHOUIA MOHAMMED ABD ALAZIZ

ADJEB HICHEM

THEME

**Commande d'une chaine de traction d'un
véhicule électrique**

Devant le jury :

Mr. Nouar Allal	MAA	UATL	Président
Mr. Mokrani Lakhdar	Pr	UATL	Examineur
Mr. Boutoubat Mohamed	Pr	UATL	Examineur
Mr. Bendjedia Bachir	M.C.A	UATL	Encadrant

Promotion de Juin 2021

REMERCIEMENTS

Avant tout nous remercierons Dieu le tout puissant de nous avoir donnés le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous remercierons vivement notre encadrant, **Mr Bendjedia Bachir**, d'avoir proposé le sujet sur lequel nous avons travaillé. Sa disponibilité, ses encouragements durant toutes les phases de l'étude et ses conseils nous ont beaucoup soutenus tout le long de ce travail, qu'il trouve ici notre plus grande reconnaissance.

Nous adressons nos vifs remerciements aux membres et personnels de laboratoire de recherche.

Nous tenons tout d'abord à exprimer nos reconnaissances envers les membres du jury, dont la renommée et la qualité scientifique honore grandement ce travail

Mes remerciements vont aussi l'enseignants **Mr Ameer Aissa** et **Mr Bachir mokhtari** et **Mr Benaoudda omar fethi** et à tous les enseignants des départements de électrotechnique et de électronique qui ont contribué à notre formation.

DÉDICACE

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le
courage Et la patience pour réaliser ce travail*

*En témoignage d'amour et d'affection, je dédie ce
Travail avec une grande fierté.*

*À chère maman qui m'a beaucoup soutenu et Exemple et d'un
réconfort inestimable.*

À l'âme de mon cher père, que Dieu lui fasse miséricorde.

*À mes frères, et toute ma famille en reconnaissance de leurs en
leur solidarité envers moi.*

À mon binôme chouia Mohammed abd elaziz

*À tous mes amis et mes proches pour leur sympathie, leur humeur
et leur solidarité envers moi.*

Veillez, tous, accepter mes hautes salutations et Considérations.

Que Dieu puisse vous protéger.

Adjeb hichem

DÉDICACE

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le
courage et*

*la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés
rencontrées.*

Je dédie ce modeste travail :

*À mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs
soutien*

*moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont
endurés.*

À mon binôme Adjeb Hichem

À mes frères

À mes sœurs

À mes chers amis.

À toutes les amies étudiées avec moi dans toutes les étapes didactiques

Que Dieu puisse vous protéger.

Thouia Mohammed abd elaziz

Résumé :

Dans ce travail, nous concentrons notre étude sur l'amélioration des performances dynamiques d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous discutons en détail les composants de la chaîne de traction et ses architectures en choisissons les plus appropriés en termes de cout, rendement et poids. Dans le deuxième chapitre, nous modélisons le moteur (MSAP) avant de discuter les résultats de la simulation en boucle ouverte. Autrement, le troisième chapitre est dédié à une étude comparative entre deux techniques de commande ; commande directe du couple et commande vectoriel à base des régulateurs de vitesse PI, IP et régulateur hybride. Enfin, les approches proposées ont été testées dans des conditions de roulage réelles avec le cycle de conduite NEDC et un modèle dynamique du véhicule électrique Bolloré. Ces tests ont confirmé l'efficacité des techniques de commande proposées qui assurent de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, la commande DTC avec régulateur IP a l'avantage d'assurer un bon rejet de perturbations externes et une bonne dynamique.

Mots Clés : Chaîne de traction, Véhicule Electrique, FOC, DTC, MSAP

الملخص :

في هذا العمل نركز في دراستنا على تحسين الأداء الديناميكي لسلسلة الجر لسيارة كهربائية. نتطرق أولا الى تفصيل بعض مكونات سلسلة الجر وهندستها واختيار الأنسب للسيارة الكهربائية. بعد ذلك , نقوم بنمذجة المحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم (MSAP) ومناقشة نتائج المحاكاة. الفصل الثالث مخصص لدراسة مقارنة بين طريقتين من طرق التحكم (التحكم المباشر في عزم الدوران -DTC- والتحكم الشعاعي و -FOC-) مع اجراء المقارنة بينهما واطافة بعض التحسينات , باستعمال ثلاثة أنواع من المتحكمات في السرعة PI, IP و الهجين. وفي الأخير تم تطبيق الدراسة على نموذج ديناميكي لسيارة حقيقية من نوع Bolloré في ظروف سير حقيقية -NEDC cycle-. أكدت هاته الاختبارات فعالية تقنيات التحكم المقترحة التي تضمن أداء ديناميكي الجيد.

الكلمات المفتاحية : سلسلة جر ,سيارة كهربائية, محرك التزامني ذو مغناطيس دائم, التحكم المباشر في عزم الدوران.

التحكم الشعاعي.

Abstract:

This work focuses on the improvement of dynamics performances of the powertrain of an electric vehicle. Firstly, we discuss in detail some of the drivetrain components and there architectures where we choose the most suitable for an EV. After that, the PMSM drive modelling will carried out before discussing the simulation results without control process. Then, the third chapter will focus on a comparative study between two control technics DTC and FOC based on PI, IP and hybrid speed controllers. Finally, the proposed approaches were tested in real driving conditions with the NEDC driving cycle and a dynamic model of the "Bolloré" electric vehicle. These tests confirmed the effectiveness of the proposed control techniques which ensure good dynamic performance. However, the DTC control with IP controller has the advantage of ensuring good external disturbances rejection and good dynamics.

Notations

VE	<i>Véhicule électrique</i>
MRV	<i>Moteur à reluctance variable</i>
MCC	<i>Moteur à courant continu</i>
MSAP	<i>Moteur synchrone à aimant permanent</i>
MAS	<i>Moteur Asynchrone</i>
DC	<i>Courant continu</i>
AC	<i>Courant alternatif</i>
MLI	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>
DTC	<i>Commande directe du couple (Direct Torque Control).</i>
NPC	<i>Neutral point claming (point neutre des source continues</i>
$[P(\theta)]$	<i>Matrice de Park.</i>
$[P(\theta)]^{-1}$	<i>Matrice de Park inverse.</i>
K_i, K_p	<i>Coefficient du régulateur de vitesse.</i>
PI	<i>Correcteur Proportionnel-Intégral.</i>
a, b, c	<i>Axes liés aux enroulements triphasés.</i>
d, q	<i>Axes de référentiel de Park.</i>
α, β	<i>Axes de référentiel statorique</i>
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	<i>Les tensions de l'enroulement statorique.</i>
L_a, L_b, L_c	<i>Inductance propre du stator.</i>
R_a, R_b, R_c, R_s	<i>Résistance du stator.</i>
Φ_f	<i>Flux de l'aimant magnétique.</i>
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	<i>Les flux totaux à travers ces enroulements.</i>
$L_{aa} I_{sa}$	<i>Flux propre de la phase `a` sur `a`.</i>
$L_{ab} I_{sb}$	<i>Flux mutuel de la phase `b` sur `a`.</i>
$L_{ac} I_{sc}$	<i>Flux mutuel de la phase `c` sur `a`.</i>
Φ_{fz}	<i>Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`.</i>
J	<i>Moment d'inertie des masses tournantes.</i>
C_r	<i>Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.</i>

C_{em}	<i>Couple électromagnétique.</i>
Ω_r	<i>Vitesse mécanique de rotation ($\Omega_r = \omega/p$)</i>
f	<i>Coefficient de frottement visqueux.</i>
Φ_{dq0}	<i>Sont les composantes directes, en quadrature et homopolaire du flux</i>
V_{ref}	<i>Vitesse de référence</i>
I_d et I_q	<i>Les courants de repère d q</i>
f_p	<i>La fréquence de la modulation (porteuse)</i>
f_r	<i>Fréquence de la référence (modulante)</i>
L_d	<i>Inductance d'axe direct</i>
L_q	<i>Inductance d'axe quadrature</i>
p	<i>Nombre de pair de pole</i>
CDTC	<i>Commande DTC</i>
CVE	<i>Commande vectorielle</i>
NEDC	<i>New European Driving Cycle</i>
EUDC	<i>Extra urban drive cycle</i>
UDC	<i>Urban drive cycle</i>
FUDS	<i>Federal Urban Driving Schedule</i>
FTP	<i>Federal Test Procedure</i>
T_d	<i>Le constante de temps électrique relative à l'axe d</i>
T_q	<i>Le constante de temps électrique relative à l'axe q</i>
ω_0	<i>Pulsation électrique</i>
FTBF	<i>Fonction transfert en boucle ferme</i>
θ	<i>Position absolue du rotor</i>
E	<i>Tension continue à l'entrée de l'onduleur.</i>

Table de matières

INTRODUCTION GENERALE	01
CHAPITRE I : Etat de l'art sur les chaines de tractions des véhicules électriques	04
I.1 - Introduction	05
I.2 - Contexte de l'automobile.....	05
I.3 - Définition et historique	06
I.3.1 - définition et fonctionnement.....	06
I.3.2 - Histoire des véhicules électriques.....	07
I.4 - chaîne de traction d'un véhicule électrique	08
I.4.1 - Description de la chaîne de traction électrique	09
I.4.2 - Architecture des chaines de traction.....	10
I.5 - Les différentes configurations des véhicules électriques	11
I.5.1 - Véhicules électriques mono moteur	11
I.5.1 - Véhicules électriques multimoteur	12
I.6 - Motorisation de la chaîne de traction	14
I.7 - Utilisation du moteur à roue	16
I.8 - L'électronique de puissance dans le véhicule électrique	17
I.8.1 - Les redresseurs (AC/DC)	17
I.8.2 - Les hacheurs (DC-DC)	17
I.8.3 - Les onduleurs (DC-AC)	17
I.8.3 1- Les Différents types des onduleurs.....	18
I.9 - Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....	20
I.10- Choix d'onduleur	22
I.11- Conclusion.....	23
Chapitre II : Modélisation et Simulation des Différents Composants de la Chaîne de Traction	24
II.1 - Introduction	25
II.2 - Description de la MSAP	25
II.3 - Analyse de fonctionnement de MSAP.....	25

II.4 - Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	26
II.4.1- Mise en équations de la MSAP	27
II.4.1 1- Equations électriques.....	27
II.4.1 2- Equations magnétiques.....	27
II.4.1 3- Equations mécanique.....	28
II.4.2- Transformation de PARK.....	29
II.4.2 1- Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK	30
II.4.2 2- Expression du couple électromagnétique.....	30
II .5 - Simulation de la MSAP	31
II. 5 .1 - Interprétation des résultats	33
II.6 - Modélisation de l'onduleur à deux niveaux	33
II. 6 .1 - Equations d'état d'onduleur	34
II.7 - Commande par MLI.....	35
II.7.1- Les types de Commande MLI.....	35
II.7.2 - Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle.....	36
II.7.3- Choix de type MLI.....	37
II .8 - Simulation de l'association Convertisseur Machine.....	38
II.8.1 - Résultats de simulation.....	38
II.8.2 - Interprétation des résultats de simulation.....	39
II.9 - Conclusion.....	40
Chapitre III : Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	41
III.1 - Introduction	42
III.2 - La commande vectorielle de la MSAP	42
III.2.1 - Description du système global	43
III.3 - La commande DTC de la MSAP.....	44
III.4 - Principe de la Commande DTC.....	46
III.5 - Contrôle direct du couple.....	46

III.6 - Principe du Contrôle du flux et du Couple.....	48
III.6.1 - Contrôle du flux statorique.....	48
III.6.2 - Contrôle du couple Electromagnétique.....	49
III.7 - Sélection du Vecteur de tension.....	50
III.8 - Estimateurs	52
III.8.1.- Estimation du flux statorique.....	52
III.8.2 - Estimation du couple électromagnétique.....	53
III.9 - Elaboration du vecteur de commande.....	53
III.9.1 - Correcteur de flux.....	53
III.9.2 - Correcteur du couple.....	54
III.9.2.1 - Correcteur du couple à deux niveaux.....	54
III 9 2.2 - Correcteur du couple à trois niveaux.....	55
III.10 - Élaboration des tables de commutation.....	55
III.10.1 - Élaboration de table de commutation avec séquences nulles.....	55
III.10.2 - Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles.....	56
III.11 - Structure générale de la DTC appliquée au MSAP.....	57
III.11 .1- Etude comparative entre le réglage par DTC et celle par PI.....	60
III.11.2- Structure de commande IP.....	62
III.11.3- Contrôleur hybride (PI+IP)	65
III.12 - Résulta de Simulation de la commande DTC avec d'une boucle de vitesse.....	67
III.13 - CONCLUSION	68
Chapitre VI : Application à un véhicule électrique avec un cycle de conduit.....	69
VI.1 - Introduction	70
VI.2 - Cahier de charge.....	70
VI.2.1 - Cycle de conduite.....	70
VI.2.1.1 - Au niveau d'Europe.....	72
VI.2.2- Modèle dynamique du véhicule.....	73
VI.3 - Transmission et réducteur mécanique.....	76
VI.4 - Partie de la Simulation.....	77
VI.4.1 Simulation du modèle dynamique.....	77

VI.4.2 Application du cycle de conduite à la CDT avec les techniques de commande (CDTC et CVE) :.....	80
VI.5- CONCLUSION	82
CONCLUSION GENERALE.....	83

Liste des Figures

Figure I.1. : Les Composantes de Véhicule électrique [4]	7
Figure I.2.: La jamais contente.....	7
Figure I.3.: Les véhicules électriques.....	8
Figure I.4: Structure de la chaine de traction dans un VE.	9
Figure I.5: Eléments constituant un véhicule électrique [6]	10
Figure I.6 : Les différentes architecture d'un véhicule électrique [7]	11
Figure I.7 : Solution monomoteurs.....	11
Figure I.8.: Solution multimoteurs.	12
Figure I.9 : Moteur-roue.....	13
Figure I.10 : Motorisation multimoteur [5]	17
Figure I.11. : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension.....	18
Figure I.12. : Tension de sortie entre phases pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	19
Figure I.13 : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....	19
Figure I.14 : Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)	20
Figure I.15 : Topologie multi-niveau à cellules imbriquées.....	21
Figure I.16. : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a)	22
Figure II.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	25
Figure II.2 : Caractéristique du couple-angle électrique.	26
Figure II.3 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	27
Figure II.4: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	29
Figure II. 5. Schéma bloc du modèle de simulation du MSAP dans le repère d, q	31
Figure II. 6. : Les résultats de la simulation du modèle de la MSAP sans onduleur : démarrage avec un couple résistant ($C_r=50N.m$) et l'application d'un couple résistant ($C_r=100N.m$) à $t=0.05s$	32
Figure II.7 : Représentation schématique d'un onduleur de tension.	34
Figure II.8. :MLI sinus-triangle bipolaire.....	36
Figure II.9 : MLI sinus-triangle, avec $r=1$, $m=40$	37
Figure II.10 : L'allure de la tension de sortie (V_a), avec $r=1$, $m=400$	37

Figure III. 20 Réponses de la MSAP en vitesse avec ($V_{ref}=78.5$ rad/s à $t=0.5s$) et en charge avec ($C_r=100$ N.m à $t=0.8$ s) avec le régulateur IP et PI, hybride (IP+PI)	66
Figure III. 21 Résultats de simulation de la commande DTC : avec d'une boucle de vitesse (PI) et (IP), hybrid (PI+IP) et vectoriel a) Vitesse mécanique et b) Couple électromagnétique.....	67
Figure IV. 1 Cycle de conduite FTP [1].	71
Figure IV. 2 Cycle de conduite NEDC.....	72
Figure IV. 3 véhicule électrique Blue car.....	73
Figure IV. 4 Forces appliquées sur un véhicule électrique en roulement.....	75
Figure IV. 5 Le mécanisme du réducteur.....	76
Figure IV. 6 Schéma bloc du modèle dynamique du VE.....	77
Figure IV. 7 Résultat de la simulation des consignes de vitesse et de couple (V_{ref} et C_r)	78
Figure IV. 8 Résultat de la simulation des consignes de vitesse et de couple (V_{ref} et C_{ref})...	79
Figure IV. 9 La puissance demandée par le véhicule (P_{ref})	80
Figure VI. 10 résultats de simulation de la vitesse du véhicule en Km/h, avec commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP))	81
Figure VI. 11 résultats de simulation du couple de charge, avec commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP))	81
Figure VI. 12 résultats de simulation de la puissance instantanée du véhicule, avec commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP))	81

Liste des Tables

Table I.1. : Avantages et inconvénients des moteurs utilisées dans les VE [8].....	15
Table. III.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.	55
Table III.2 Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur. [19]	56
Table. III.3 Table de commutation sans séquences nulles.	56
Tableur IV . 1 Le temps, la distance et la vitesse maximale de quelque cycle de conduites normalisé [1].	73
Tableur IV. 2 Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car [1]	56



INTRODUCTION GENERALE



Introduction Générale

La dégradation de la qualité de l'environnement a conduit ces dernières années la majorité des états à prendre des mesures pour réduire les émissions de polluants. Cette pollution provient principalement d'émissions gazeuses et tout particulièrement des véhicules thermiques. Pour contribuer à une amélioration de la qualité de l'air, le véhicule électrique est une option technologique envisageable

Le premier véhicule électrique fut fabriqué en 1834 (un véhicule électrique expérimental à échelle réduite). D'autres prototypes de voitures électriques ont probablement été construits avant, mais il faudra attendre l'amélioration du fonctionnement des batteries entre 1859 et 1881 pour que les voitures électriques prennent réellement leur essor. Ainsi en 1881, le physicien français Gustave Trouvé présente une automobile électrique à l'exposition internationale d'électricité de Paris. Huit ans plus tard, l'ingénieur belge Camille Jenatzy, sur sa voiture la "Jamais contente" franchira la barre symbolique des 100 km/h [1]

Plusieurs travaux de recherche sont ainsi menés dans ce domaine depuis plus d'une dizaine d'années. Ils traitent des configurations de motorisation, des types d'actionneur, des techniques de conduite du véhicule, de l'optimisation de l'énergie électrique, du développement de nouvelles sources d'énergie autonomes, etc. Un siècle s'est écoulé et la traction électrique est devenue un thème de recherche d'actualité malgré certains obstacles liés notamment à son autonomie.

Le présent travail consiste à faire une étude sur la chaîne de traction électrique et particulièrement sur les techniques de commande des actionneurs électromécaniques. Pour présenter ce travail, on a organisé ce mémoire en quatre chapitres :

Le chapitre I introduit les différentes configurations d'un véhicule électrique et les principaux composants de la chaîne de traction telle que les moteurs électriques, les convertisseurs statiques et les organes de transmission. Après une synthèse globale, nous choisissons les organes adéquats pour notre étude.

Le chapitre II est consacré à la partie modélisation et simulation des différents composants de la chaîne de traction. Dans un premier temps, nous avons présenté le moteur synchrone à aimants permanents ainsi que sa modélisation. La simulation du modèle de cette

dernière est traitée en deuxième lieu. Par la suite, nous présentons l'association convertisseur machine avec les résultats de simulation.

Dans le chapitre III, Nous avons abordons la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Afin d'améliorer les performances du système, on propose d'utiliser la commande DTC. Une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande DTC en termes de robustesse, rapidité et précision est présenté.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons l'application des deux stratégies de commande sur la chaîne de traction. Pour cela, un modèle dynamique du véhicule avec un cycle de conduite sont présentés. Cela nous permet d'avoir les consignes de vitesse et du couple de charge pour un véhicule réel. Les deux techniques de commande sont comparées en termes de performances dynamique et statiques pour l'application véhicule électrique.



CHAPITRE I

ETAT DE L'ART SUR LES CHAINES DE TRACTION DES VEHICULES ELECTRIQUES



I.1 Introduction :

La voiture électrique a été souvent considérée comme une technologie pleine d'avenir et qui donne des espérances pour mettre fin à cette pollution alarmante de l'atmosphère due au secteur de transport routier, capable de prendre une importante part de marché, mais qui n'y est pas arrivée. Cet échec s'explique principalement par la concurrence, disposant d'une technologie bien établie : le moteur à explosion, qui a profité des économies d'échelle, du faible coût du carburant et des subsides.

Conçues pour lutter efficacement contre la pollution, les véhicules électriques sont, malheureusement, freinés par leurs coûts élevés, leur autonomie limitée qui dépend de la capacité des batteries, le manque d'investissements et d'autres problèmes critiques qui handicapent cette invention.

Dans ce chapitre nous présentons une introduction générale sur les véhicules électriques, les différents éléments constituent un véhicule électrique ainsi que les architectures/configurations des chaines de traction. Au début, on présente un bref historique sur les véhicules électriques et les progrès actuel. Par la suite, nous exposons les différentes architectures de la motorisation et les technologies de convertisseurs statiques utilisés. Cela nous permet de faire une synthèse afin de choisir les composants adéquats à une chaine de traction pour notre étude

I.2 Contexte de l'automobile

Le véhicule électrique est sur le point d'amener des bouleversements importants - si ce n'est déjà fait - dans l'industrie du matériel de transport terrestre. Le moteur à combustion interne est appelé à céder une large place au moteur électrique moins polluant et plus efficace, de façon à alléger la pollution en milieu urbain et à diminuer la dépendance vis à vis du pétrole importé. La combinaison des programmes incitatifs des gouvernements en Amérique du Nord, en Europe et au Japon, et l'évolution rapide du développement technologique indiquent que cette percée est amorcée.

D'autre part les initiatives américaines comme le Zéro-Emission Véhicules (ZEV), le Plan du Canada sur les changements climatiques indique que les interventions à venir devraient notamment privilégier les véhicules et les carburants qui produisent moins d'émissions : véhicules électriques, véhicules électriques hybrides, piles à combustibles, éthanol, etc.

En réponse aux priorités environnementales et aux engagements définis lors du sommet de Kyoto en 1997 sur la réduction des gaz à effets de serre, les constructeurs automobiles proposent de nouvelles générations de véhicules qui offrent des perspectives prometteuses en matière de réduction de la consommation énergétique et de la pollution.

Le constructeur japonais Toyota a été le premier à annoncer que tous ses véhicules disposeront d'un moteur hybride avant 2012 et que 300.000 modèles en seront déjà pourvus en 2007. Toutes ces mesures et ces perspectives convergent vers une réalité inéluctable : le véhicule électrique commence à devenir une réalité sur nos routes et il faut s'y préparer.[2]

I.3 Définition et historique :

I.3.1 définition et fonctionnement

Un véhicule tout électrique (VE) est défini comme étant une automobile entraînée par un moteur fonctionnant exclusivement par l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue [3]. La solution électrique répond doublement aux exigences de la circulation urbaine, par son absence de pollution gazeuse et de nuisance sonore. Compte tenu des progrès : scientifique et technologique, accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie avec de nouvelles conceptions sont explorés pour développer ce mode de propulsion

1-Batteries

2-Moteur

3-Transmission

4-Frein

5. Régulateur

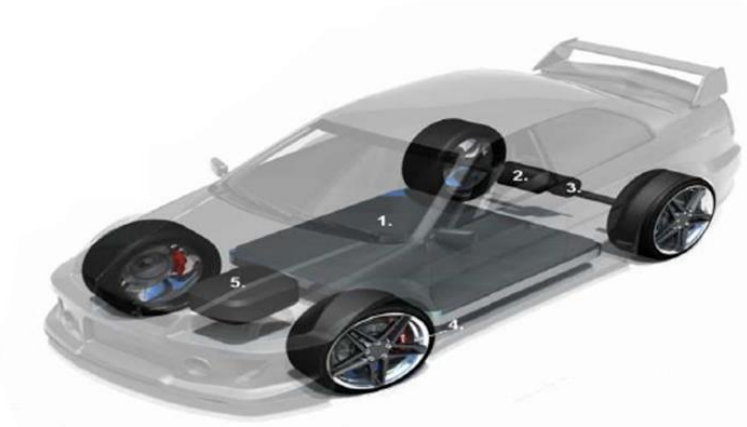


Figure I.1. : Les Composantes de Véhicule électrique [4]

I.3.2 Histoire des véhicules électriques :

Contrairement aux idées reçues, les débuts de la voiture électrique coïncident avec ceux de l'histoire automobile, la première fut la JEANTAUD en 1894, c'était un phaéton deux places, La carriole électrique existait bien avant, la première a fait son apparition aux alentours de 1830 par un homme d'affaire écossais : Robert Anderson. [5]



Figure I.2.: La jamais contente

Les découvertes des lois de l'induction électromagnétique par Michael Faraday en 1831 ont permis le développement des moteurs électriques

- _1835, Construction d'une petite locomotive électrique par Thomas Davenport (américain).
- _1838, Un modèle similaire roule jusqu'à 6 km/h par Robert Anderson.
- _1859, Invention de la batterie rechargeable au plomb acide par Gaston Planté (Français).

_ 1899, en Belgique, une société construite « La Jamais Contente » la première auto électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h). L'auto était pilotée par le belge Camille Jenatzy, et munie de pneus Michelin.

_ 1966, le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air.

_ 1990, l'Etat de la Californie vote le Zéro Emission Véhicule (ZEV), un plan qui prévoit que 2% des véhicules devront avoir zéro émission polluante en 1998

_ Entre 1996 et 1998 GM va produire 1117 EV1, dont 800 d'entre elles en location avec un contrat de 3 ans.

_ En mars 2009, Vincent Bolloré annonce la sortie pour 2010 en location mensuelle à 330 euros de la Pininfarina Blue Car.

_ En Décembre 2010, Nissan Leaf, introduit au Japon et aux États-Unis.

_ 2014 : Tesla annonce des plans pour construire une batterie "gigafactory" afin de s'assurer qu'elle dispose suffisamment de batteries pour ses véhicules actuels et à venir.

_ En février 2017, Consumer Reports a désigné Tesla comme la première marque automobile aux États-Unis et la classe au 8ème rang parmi les constructeurs automobiles [5]



Figure I.3.: quelques modèles des véhicules électriques

I.4 chaine de traction d'un véhicule électrique :

L'élément central des véhicules électriques qui les distingue des véhicules classiques est la chaîne de traction électrique qui utilise les accumulateurs pour le stockage d'énergie électrique, un moteur pour convertir l'énergie électrique embarquée en énergie mécanique et un convertisseur électrique (onduleur) qui permet de transformer le courant continu délivré par les accumulateurs en courant alternatif afin d'alimenter le moteur. Ces convertisseurs font

appel à des structures d'électronique de puissance complexes, utilisées en particulier dans le contrôle de la variation de vitesse des moteurs.

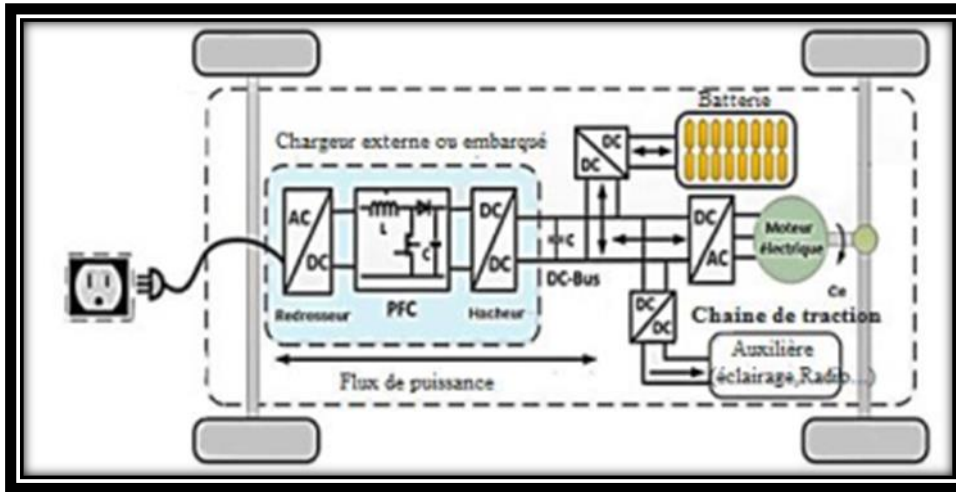


Figure I.4: Structure de la chaîne de traction dans un VE [5].

I.4.1 Description de la chaîne de traction électrique :

La version de base d'une transmission électrique comprend la batterie, un onduleur (électronique de puissance) et le moteur électrique. La batterie fournit un courant continu qui est transmis à l'onduleur. L'onduleur transforme le courant continu en courant alternatif et le transmet au moteur électrique. Ensuite, le moteur électrique transforme l'énergie électrique en énergie mécanique (c'est-à-dire en un couple avec une vitesse de rotation spécifique). Ce processus peut être inversé et le moteur électrique peut servir de frein électrique. Le moteur électrique fonctionne alors comme un générateur et transforme l'énergie de freinage en énergie électrique qui est stockée dans la batterie via l'onduleur. Ce processus est appelé récupération. Pour le système électrique sans propulsion, une branche haute tension et une branche basse tension peuvent être distinguées. Les auxiliaires de chauffage et de refroidissement sont connectés à la branche haute tension. La branche basse tension est alimentée par un convertisseur DC / DC. Il assure une charge suante de la batterie 12 V ainsi que l'alimentation en énergie de tous les auxiliaires 12 V tels que l'éclairage, la radio et la navigation. Les éléments constituant un véhicule électrique sont présents à la Figure 1.5

Un autre élément, beaucoup moins connu du grand public, est le système de monitoring des batteries qui permet de connaître l'état de charge du pack de batterie et donc d'estimer l'autonomie du véhicule. Ce système de monitoring se complexifie avec la technologie des batteries. Les batteries lithium nécessitent une surveillance tr`es

particulière pour ne pas dépasser certains seuils de tension afin de ne pas dégrader la batterie et donc sa durée de vie. Ces systèmes de surveillance font appel au - Battery Management System- (BMS).

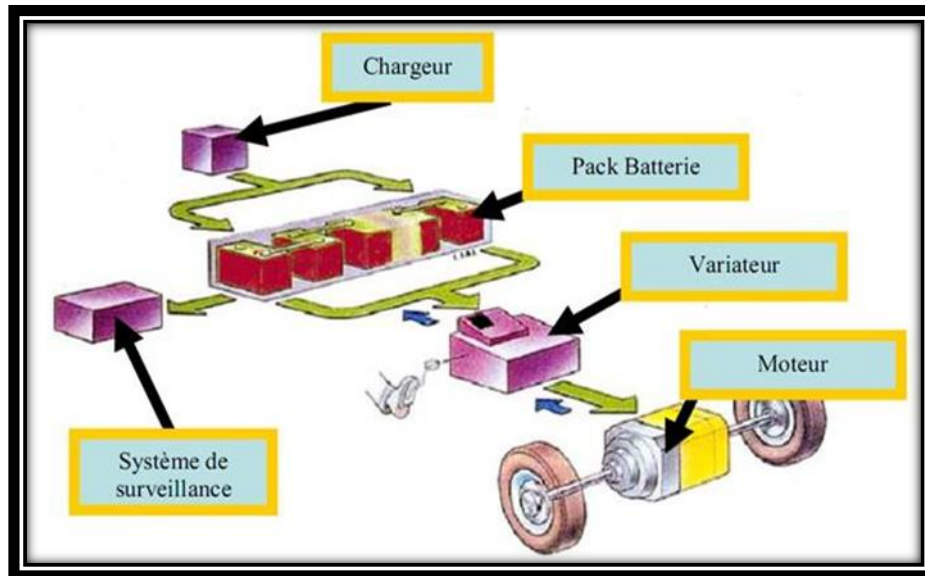


Figure I.5: Eléments constituant un véhicule électrique [6]

I.4.2 Architecture des chaines de traction :

Le véhicule électrique peut être motorisé de différentes façons selon le degré de simplification mécanique de la chaîne de motorisation. Cette dernière peut être constituée, dans la version la plus simple, d'un moteur unique associé à une boîte à vitesse mécanique ou à un réducteur de rapport fixe et un différentiel mécanique pour l'entraînement des roues arrière, c'est la configuration monomoteur. Tandis que dans la version la plus avancée, deux ou quatre moteurs sont répartis ou intégrés dans les roues pour leur entraînement direct avec ou sans réducteurs, c'est la configuration multimoteur [7].

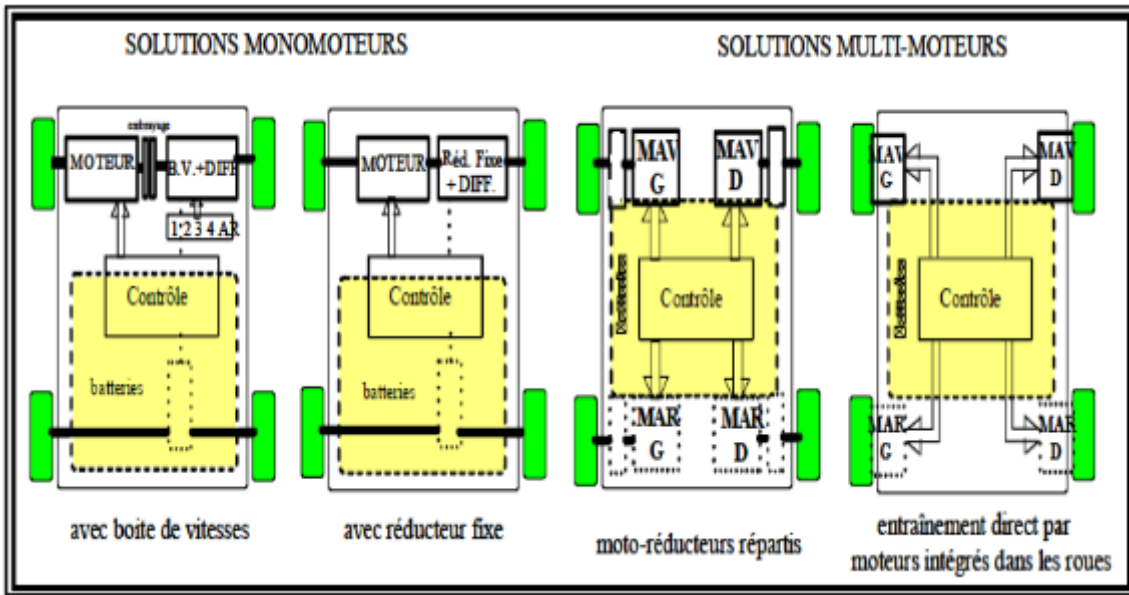


Figure I.6 : Les différentes architecture d'un véhicule électrique [7]

I.5 Les différentes configurations des véhicules électriques :

Notre objectif, est d'établir une liste non exhaustive de quelques ébauches de solutions aux problèmes de la motorisation d'un véhicule électrique. Cette dernière, est proposée sous une forme soit monomoteur, soit multimoteurs

I.5.1 Véhicules électriques mono moteur :

L'architecture mono moteur (Figure 1.7) qui emploie un moteur à courant continu, une batterie plus un variateur (un hacheur réversible) en série et un réducteur différentiel (réduction de la vitesse, augmentation du couple). [5]

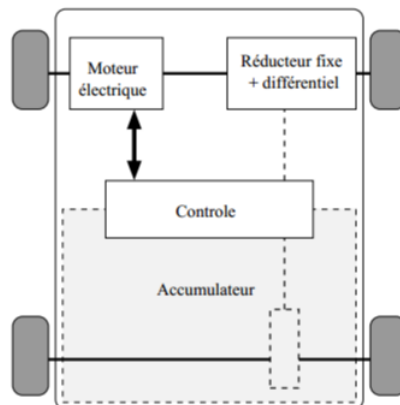


Figure I.7 : Solution monomoteurs

a) Avantages :

- Solution très proche des véhicules traditionnels.

- Réduction du couple max et de la puissance max.
- Suppression de l'embrayage.
- Simplicité de la technologie.
- Le cout est réduit.
- Facilité de maintenance

b) Inconvénients :

- Creux de couple.
- La nécessité d'un embrayage avec sa commande (pièces d'usure).
- Mauvaise utilisation des propriétés intrinsèques des entrainements électriques.
- Pas de contrôle indépendant de chaque roue.
- Encombrement de la fonction motrice.
- Rendement, bruit et fiabilité de la transmission.
- Pas de contrôle indépendant de chaque roue. [1]

I.5.2 Véhicules électriques multimoteur :

Sur les V_{ES} multi moteur on trouve deux grandes architectures, l'une utilise une double chaîne de traction à l'aide de deux moteurs à courant continu qui permet d'avoir plus de fiabilité coté moteur (Figure 1.8), l'autre utilise un moteur asynchrone et deux moteurs roue pour permettre d'augmenter le différentiel mécanique du véhicule. [5]

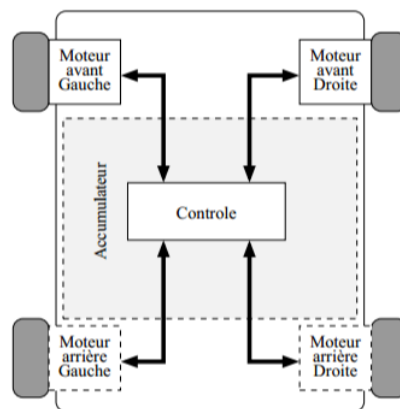


Figure I.8.: Solution multimoteurs.

Le moteur roue électrique (Figure 1.9) est très proche d'un moteur "normal". La seule différence repose sur son agencement. Au lieu d'avoir un seul moteur placé sous le capot, deux (voir quatre) moteurs de plus petites tailles sont insérés directement dans les roues du véhicule. On notera que les batteries restent placées à l'intérieur de la voiture

Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue et d'autre part de maximiser la capacité du freinage régénérateur

L'utilisation de ce type de moteur sur des roues directrices permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées de la transmission, de commander indépendamment les roues et en même temps, de libérer de l'espace dans le véhicule. Cette grande liberté permet un contrôle indépendant du couple ce qui peut améliorer la sécurité de transport

Les inconvénients de ce type de moteur sont l'augmentation de la masse non-suspendue et la difficulté d'intégrer un réducteur. Ainsi, l'introduction d'un moteur à fort couple dans la roue peut avoir tendance à déstabiliser le véhicule

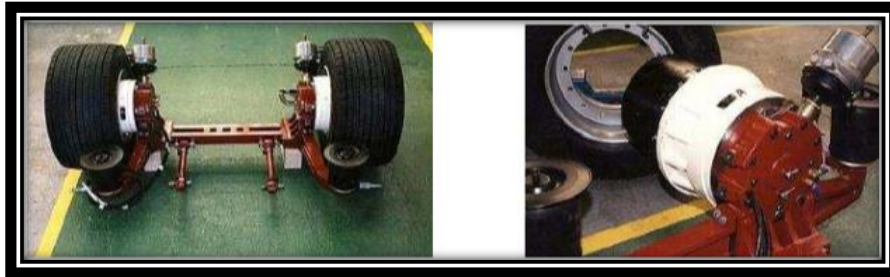


Figure I.9.: Moteur-roue

a) Avantages :

- Contrôle indépendant des roues
- Utilisation possible d'un réducteur de façon simple
- Contrôle indépendant des roues.
- Grande compacité de la fonction motrice
- Rendement optimal de la « transmission » [1]

b) Inconvénients :

- Difficultés d'intégration.
- Contraintes importantes sur le moteur (surtout en l'absence de réducteur).
- Architecture véhicule en rupture
- Rendement du réducteur
- Encombrement local

I.6 Motorisation de la chaîne de traction :

La motorisation des véhicules a connu l'introduction de l'actionneur électrique sous plusieurs configurations : moteur à courant continu, moteur synchrone et moteur asynchrone. En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation à courant continu. Mais l'évolution de l'électronique de puissance conduit aujourd'hui à s'orienter vers des solutions plus performantes telles que les motorisations à courant alternatif.

a) - Moteur à courant continu (MCC)

Parmi les différents types de moteurs à courant continu, c'est essentiellement le moteur à excitation séparée qui est utilisé. C'est la solution la plus économique et la plus fiable grâce à son convertisseur d'induit du type hacheur à deux interrupteurs et un hacheur d'inducteur de plus faible puissance. Mais cette technologie comporte les inconvénients suivants [8]

- la difficulté de refroidissement de l'induit tournant ce qui limite l'obtention des possibilités d'un couple massique élevé ;
- la vitesse de rotation de l'induit est limitée par sa constitution ;
- l'usure des balais nécessitant un entretien périodique pour enlever les poussières conductrices qui nuisent à l'isolement du collecteur ;
- le coût de construction est élevé car la machine est complexe : collecteur, bobinage de l'induit.

b) - Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP)

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons la plus fréquente dans la littérature : Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) semble à plus d'un titre, une solution adaptée pour ses performances techniques et en particulier, son rendement. L'excitation dans ce cas est créée par les aimants permanents. Les avantages dont dispose cette machine est les valeurs élevées des rapports couple/masse et puissance/masse ainsi que leur bon rendement. Cependant le prix des aimants est élevé et ne permet pas, à ce jour, de satisfaire la contrainte sur le prix de vente [8]

c) - Moteur synchrones (MS)

Le moteur asynchrone est la solution envisagée par de nombreux constructeurs. On peut distinguer deux types : les moteurs à bagues et à cage d'écureuil. Le moteur asynchrone à

cage est robuste. Il a une puissance massique assez élevée, ce qui conduit à un bon rendement pour la chaîne de traction. Le MAS est le candidat le plus adapté pour propulser les véhicules électriques (VE), grâce à l'implantation des techniques de commande nouvelles. Actuellement, la technique de commande la mieux adaptée est la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui permet de piloter la machine en vitesse variable avec une grande souplesse. Donc, à chaque application de propulsion s'applique un type de moteur différent. Il n'y a pas de moteur universel, tout comme les batteries, chaque moteur a des avantages et des inconvénients mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent. Le tableau 1.1 présente une comparaison entre les différentes technologies des moteurs électriques. Notre choix s'est porté sur le moteur asynchrone, pour le fait que cette machine est la plus utilisée [8]

d) Le moteur synchrone à reluctance variable (MRV) :

Moteur ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet reluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif.

Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement en vitesse à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance (plus ce rapport est élevé plus le facteur de puissance est grand). L'obtention d'un rapport (L_d/L_q) élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le coût

Chacun de ces moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent.

Le tableau (I.1) résume les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électrique [8]

	MCC	MAS	MSAP	MRV
Rendement maximale	BON	Passable	Très bon	Moyen
Rendement moyen	Moyen	BON	Très bon	BON
Vitesse maximale	Passable	BON	BON	BON
Coût électronique de puissance	Très bon	Passable	Moyen	BON
Coût de moteur	Passable	BON	Moyen	Très bon
Espace couple-vitesse	Moyen	Moyen	Très bon	BON

Table I.1. : Avantages et inconvénients des moteurs utilisées dans les VE [8]

Sur cette étude, nous optons pour le moteur synchrone à aimants permanents car c'est le plus favorisée en termes de critères technologiques (tel que le meilleur rendement en mode générateur et moteur), en plus il a un couple massique plus élevé.

Le véhicule électrique choisi dans tous ce qui suit est propulsé par deux roues motrices arrière.

Les deux roues seront commandées par un moteur synchrone à aimants permanent à travers un réducteur de rapport fixe.

I.7 Utilisation du moteur à roue :

La chaîne de traction toute électrique présentée à la figure 1.10, peut être encore simplifiée en utilisant des moteurs à roue. Cela constitue encore un pas, après la suppression de la boîte de vitesse et l'embrayage, vers la simplification de la chaîne de transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l'avant, soit à l'arrière ou encore des solutions à quatre roues motrices. Dans ce cas deux configurations sont possibles

- Soit les moteurs sont fixés sur les roues formant ainsi ce qui connut sous le nom moteur-roue.
- Soit les moteurs sont associés à un réducteur.

Dans le premier cas schématisé par la figure 1.10 b les moteurs et les roues sont confondus, la transmission est simplifiée. Mais pour réduire au minimum les masses non suspendues les moteur-roue doivent avoir une forte puissance massique. A cause de ces contraintes, ces derniers sont relativement Coûteux, limitant ainsi leur utilisation. Dans le deuxième cas représenté par la figure 1.10.a, les moteurs sont associés à un réducteur de rapport fixe pour accroître le couple massique. L'avantage de cette configuration est que le réducteur isole les roues de la masse du moteur, ce qui rend la conduite du véhicule plus facile

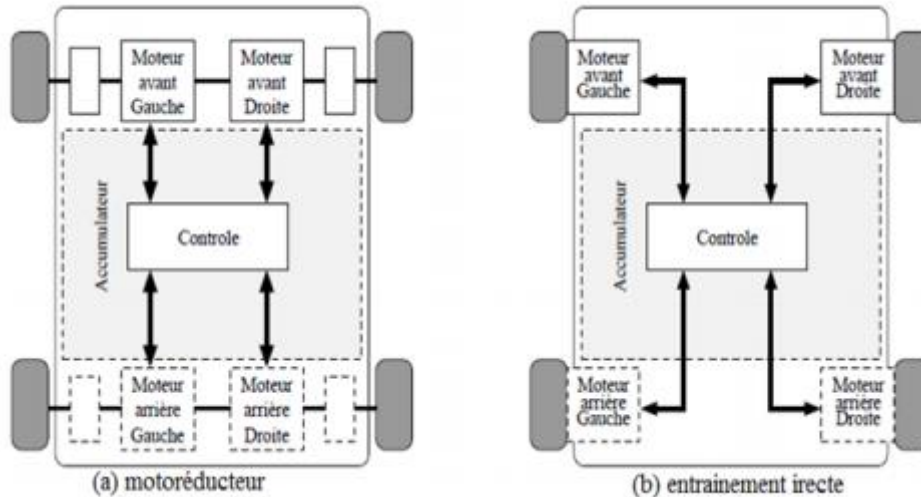


Figure I.10. : Motorisation multimoteur [5]

I.8. L'électronique de puissance dans le véhicule électrique :

I.8.1. Les redresseurs (AC/DC) :

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par les réseaux de distribution générale, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique, en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques ou dans une batterie de grande capacité

I.8.2 Les hacheurs (DC-DC) :

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation des divers récepteurs (capteurs, régulateurs, etc.). Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- Ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu.
- Ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc....).

I.8.3 Les onduleurs (DC-AC) :

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le (ou les) moteur(s) de traction un dispositif de conversion appelé onduleur, qui transforme l'énergie électrique à courant continu

en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage. On peut classer les onduleurs selon leurs régimes soient triphasé ou monophasé.[8]

I.8.3.1 Les Différents types des onduleurs :

a) Onduleur de tension triphasé (à deux niveaux)

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques de type continu ou alternatif, un onduleur se définit comme un appareil électronique de puissance. Il est capable de fournir des courants alternatifs. Ils sont « statiques » car ils ne font intervenir aucun mouvement mécanique (contrairement aux moteurs).

La Figure 1.11 donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé. IL est placé entre une source de tension continue supposée parfaite, donc de tension E constante, et une source de courant alternatif triphasé supposée elle aussi parfaite, donc des courants i_a , i_b , et i_c , formant un système triphasé sinusoïdal équilibré.

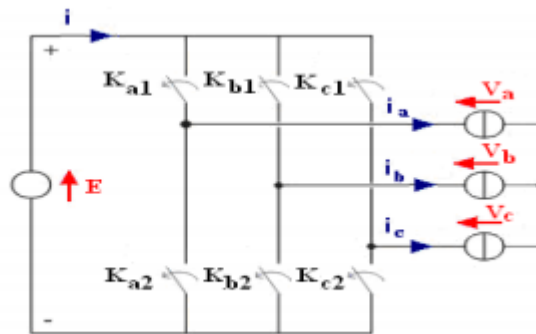


Figure I.11. : Schéma représentatif d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension

L'onduleur triphasé est l'assemblage de trois demi ponts monophasés chacun est formé de deux "interrupteurs" en série, (K_{a1}, K_{a2}) , (K_{b1}, K_{b2}) et (K_{c1}, K_{c2}) .

Les interrupteurs d'un même demi-point doivent être complémentaires pour que la source de tension E ne soit jamais en court-circuit, pour que les circuits des courants i_a , i_b , et i_c ne soient jamais ouverts.

Pour que les six interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quels que soient les courants i_a , i_b , et i_c il faut que ces interrupteurs soient bidirectionnels en courant.

Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et fermeture commandées

La Figure 1.12 représente la tension de sortie à deux niveaux que l'on peut trouver entre deux phases de l'onduleur pour une période de basse fréquence. [9]



Figure I.12. : Tension de sortie entre phases pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Avantages :

- moins chère.
- moins léger.
- simple démodulation et sa commande.

Inconvénients :

- Les tensions de sortie produisent les harmoniques.
- Créent des courants de palier dans les roulements du moteur et dégradent les isolants.

b) Onduleurs à multi niveau :

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. La Figure 1.13 représente les trois topologies principales des onduleurs multiniveaux les plus récentes.

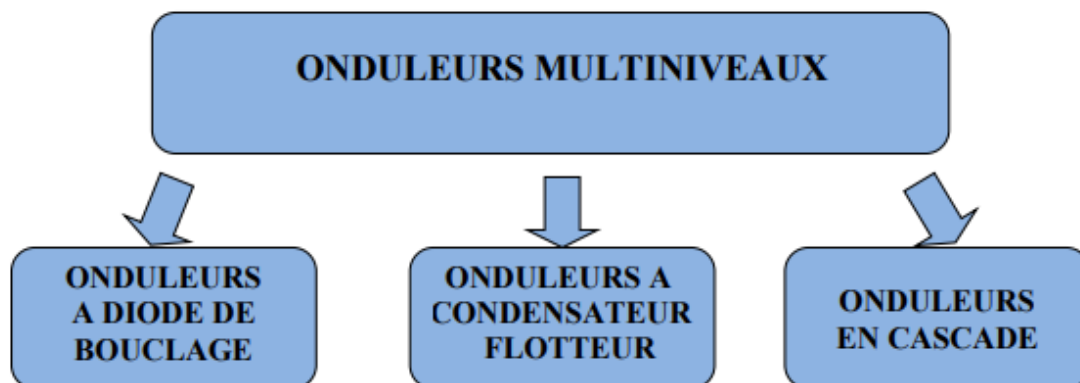


Figure I.13. : Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

I.9 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

a) Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC) :

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveau est le NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1980, par Nabae et Al. L'onduleur NPC à trois niveaux est donné par la Figure 1.14

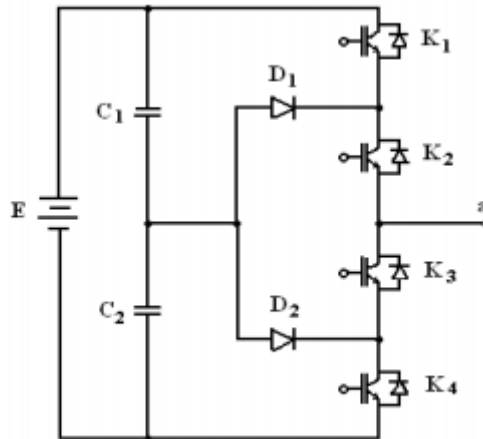


Figure I.14. : Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)

Avantages :

- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
- limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance.
- l'amplitude des harmoniques est moins élevée qu'à deux niveaux.

Inconvénients :

- Besoin de diodes de haute tension pour bloquer les tensions inverses.
- augmentation des niveaux il nécessite d'augmentation nombre de diodes.

GTO et condensateurs donc plus lourds.

b) Onduleur de tension à cellules imbriquées :

Dans un convertisseur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montée en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façon complémentaire, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur

Plusieurs cellules « condensateur et paire d'interrupteurs » sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la Figure 1.15

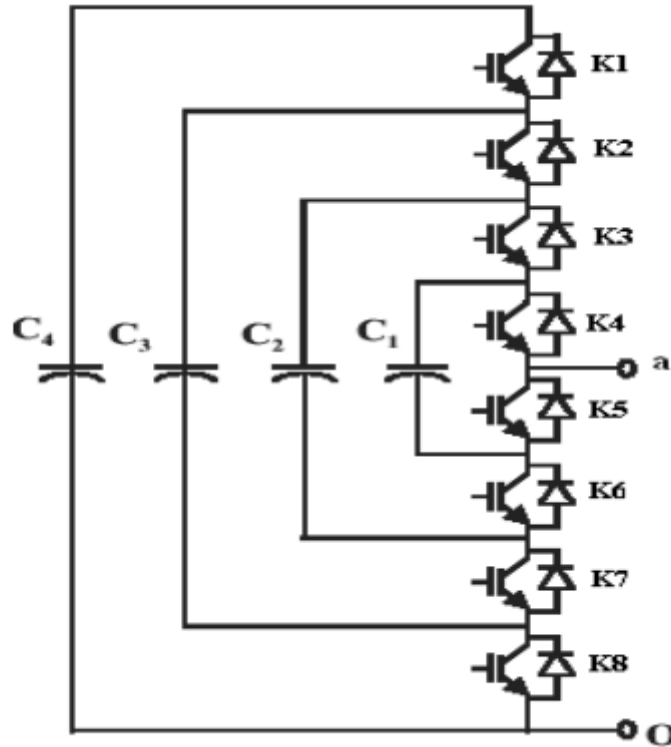


Figure I.15. : Topologie multi-niveau à cellules imbriquées

Avantages :

- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs.

Inconvénients :

- augmentation de courant qui circule quand augmente nombre de niveaux.
- augmentation de niveaux il nécessite d'augmentation nombre des condensateurs et de GTO.

c) onduleurs de tension en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système. La Figure 1.16 représente un onduleur monophasé en cascade à cinq niveaux.

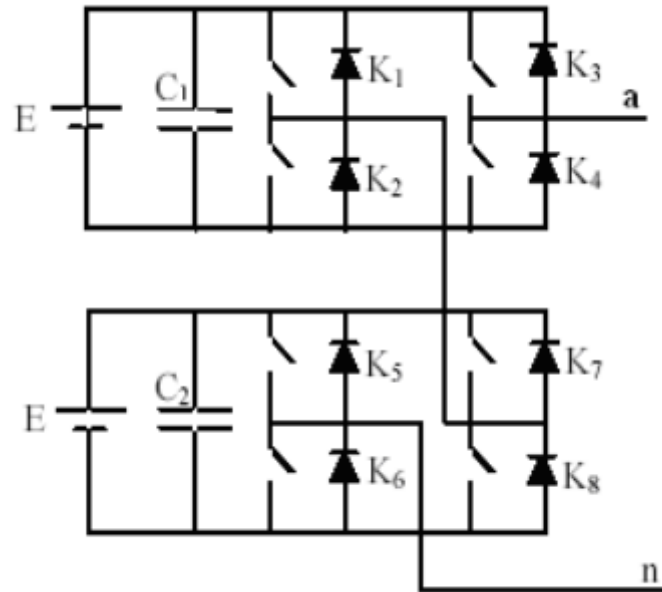


Figure I.16. : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a)

Avantages :

- facilite la maintenance.
- Facilite d'augmenter le nombre de niveaux dans le système

Inconvénients :

- Complications de.
- Chaque niveau demande une source.

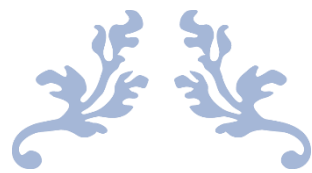
I.10 Choix d'onduleur :

Pour notre application, nous pouvons alimenter le moteur par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux d'après cette synthèse. Le contrôle des courants s'effectue au moyen de régulateurs qui assurent le suivi d'une référence à fréquence et amplitude variables.

I.11 Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté un bref aperçu de l'état de l'art sur le véhicule électrique. Un aperçu général sur l'architecture des véhicules électriques, ainsi que les différents éléments constituant une chaîne de traction comme l'onduleur et les moteurs ont été présentés.

Cela nous a permis de faire une synthèse afin de choisir les composants adéquats à une chaîne de traction pour notre étude. Le chapitre suivant est consacré à la modélisation de du moteur synchrone à aimant permanent, l'onduleur triphasé à deux niveaux ainsi que leur association.



CHAPITRE II

MODELISATION ET SIMULATION DES DIFFERENTS COMPOSANTS DE LA CHAINE DETRACTION



II.1 Introduction :

La modélisation est une phase primordiale dans le processus d'étude et de commande des systèmes. Les progrès enregistrés dans l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes qui nous permettent d'envisager même un travail d'optimisation. Cette deuxième partie de notre travail sera consacrée à la modélisation des différentes parties de la chaîne d'entraînement du véhicule électrique.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que l'ensemble machine-convertisseur.

II.2 Description de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents (**MSAP**) appelées aussi les machines Brushless (sans balais). Le schéma de la **MSAP** peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimants permanents au rotor.

L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure (II.1) illustre la représentation de la MSAP. [10], [11]

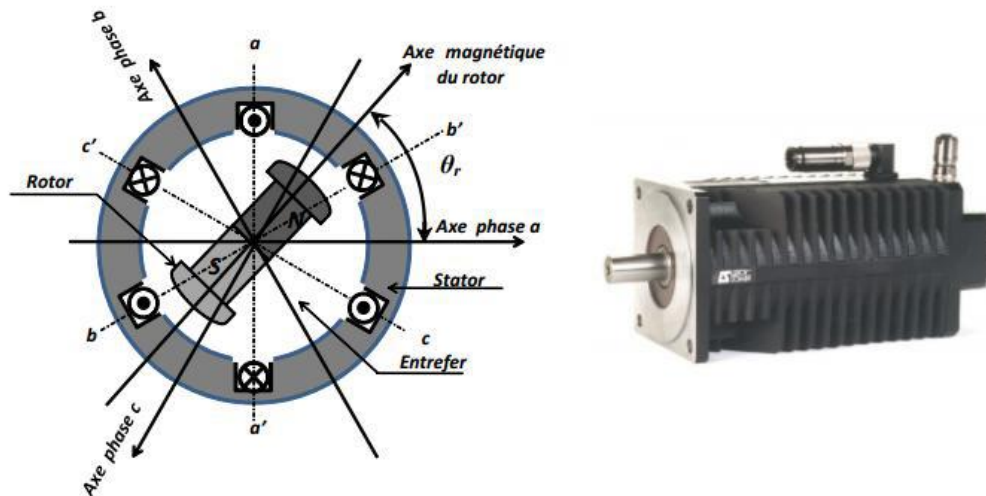


Figure II.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

II.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude des systèmes électromagnétiques ne peut se faire que moyennant des hypothèses ou des transformations mathématiques afin d'obtenir un ou plusieurs modèles simplifiés. Les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit [13] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de Peau et d'hystérésis est négligé. Les flux sont des fonctions linéaires des courants qui leur donnent naissance.

- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, que seuls les enroulements (inducteur et induit) sont parcourus par des courants, ce qui permet de négliger les courants de Foucault.

- La densité de courant est uniforme dans les sections des conducteurs élémentaires afin de négliger l'effet pelliculaire.

- La force magnétomotrice créée le long de l'entrefer dans chaque phase de l'induit est à répartition spatiale sinusoïdale, on ne considère que le fondamental et on néglige les harmoniques d'espace.

- On assimile le système d'alimentation à une source triphasée délivrant des tensions symétriques et équilibrées et dont la composante homopolaire est nulle.

La figure (II.2) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

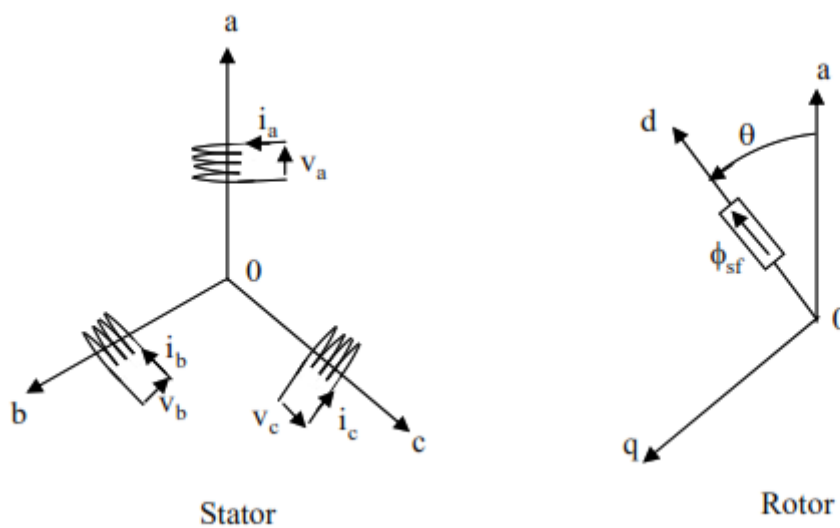


Figure II.2 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

II.4.1 Mise en équations de la MSAP :

A partir de la figure (II.2), nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

II.4.1.1 Equations électriques :

$$[V] = [R_S][i] + \frac{d[\phi]}{dt} \tag{II.1}$$

Avec :

$[v] = [v_a v_b v_c]^T$ Vecteur tensions statoriques.

$[i] = [i_a i_b i_c]^T$ Vecteur courants statoriques.

$[\phi] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^T$ Vecteur flux statorique.

$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$: Matrice de la résistance équivalente d'un enroulement statorique.

II.4.1.2 Equations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établit les relations linéaires entre les flux et les courants.

$$[\phi] = [L_s] [i] + [\phi_f] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$: Matrice d'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre phases du stator.

$[\phi_f] = [\phi_{af} \phi_{bf} \phi_{cf}]^T$: Vecteur flux des aimants.

Les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques (a, b, c) sont donnés par :

$$[\phi_f] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.4.1.3 Equation mécanique :

L'équation mécanique s'écrit comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - C_f \quad (\text{II.4})$$

$C_f = f_e \Omega$

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$: Vitesse mécanique de rotation de la machine.

C_r : Couple résistant.

- C_m : Couple moteur.
- C_f : Couple de frottement.
- J : Moment d'inertie.
- f_e : Coefficient de frottement.
- p : Nombre de paires de pôles.
- ω_r : Vitesse électrique du rotor.

II.4.2 - Transformation de PARK :

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de PARK et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q) [10], comme nous le montre la figure suivante :

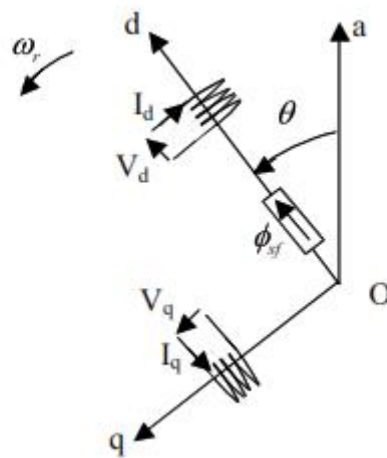


Figure II.3: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

L'équation qui traduit est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)] [X_{abc}] \tag{II.5}$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dont la matrice inverse est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Et : } \theta = \int \omega_r(t) dt \quad (\text{II.8})$$

II.4.2.1 - Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK :

A partir de cette transformation, les équations s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d \\ \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.4.2.2 - Expression du couple électromagnétique :

La puissance absorbée par la machine est donnée par :

$$P(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (\text{II.10})$$

Dans le repère (d, q), cette puissance s'écrit :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.11})$$

En remplaçant les tensions V_d et V_q par leur expression, la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de PARK devient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left(R_s (i_d^2 + i_q^2) + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + p\omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \right) \quad (\text{II.12})$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet Joule : $P_j = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$

- Puissance électromagnétique : $p_{em} = \frac{3}{2} \left(p \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q \right) \right)$

- La variation d'énergie magnétique : $p_v = \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right)$

Le couple électromagnétique est exprimé par : $C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q \right)$

Avec :

$\frac{3}{2} p \Phi_f i_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

$\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

II 5 Simulation de la MSAP

a) - Schéma bloc

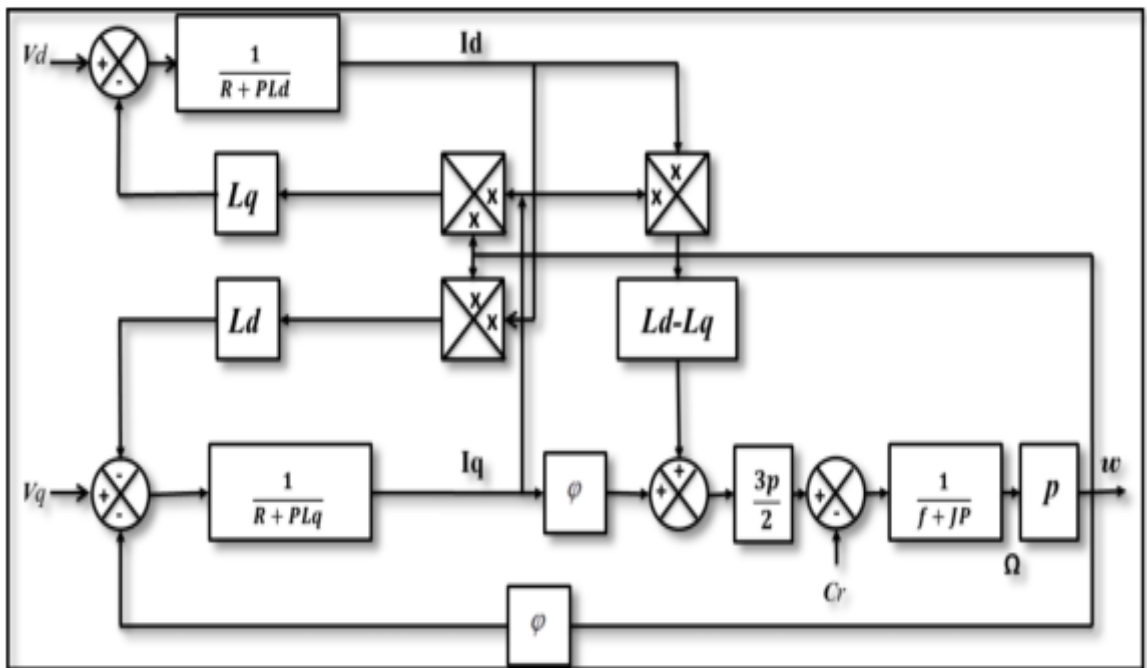


Figure II. 4. Schéma bloc du modèle de simulation du MSAP dans le repère d, q

b) - Résultat de simulation :

En utilisant les équations précédentes pour le système électrique et le système mécanique, le modèle du MSAP peut être utilisé tout au long de ce mémoire comme modèle de simulation.

À la fin de ce mémoire. La figure (II.5) représente la réponse de la MSAP alimentée à partir d'un système triphasé de tensions simple sinusoïdale à une fréquence fixe 50 Hz avec une variation au niveau de la charge

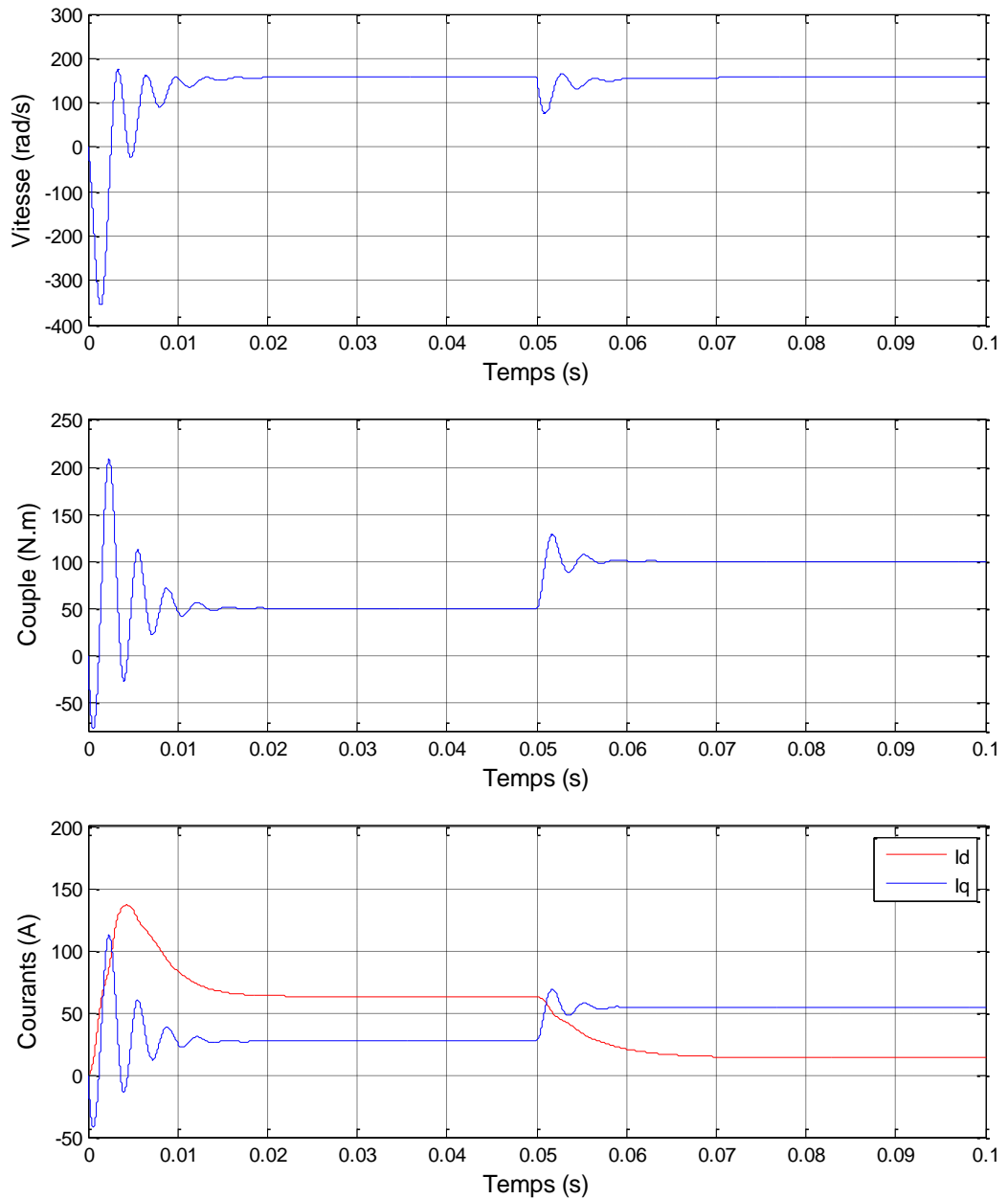


Figure II. 5. : Les résultats de la simulation du modèle de la MSAP sans onduleur : démarrage avec un couple résistant ($C_r=50N.m$) et l'application d'un couple résistant ($C_r=100N.m$) à $t=0.05s$

II 5 .1 Interprétation des résultats

- Par rapport la vitesse de rotation :

Pendant le régime transitoire au niveau de démarrage du moteur, nous remarquons des oscillations de durée **0,02s** car la vitesse présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de **157 rad/s**. Après l'application du couple de charge nominal (**$C_r=100 \text{ N.m}$**), on remarque dans cette insertion qu'il y a une variation dans les différentes réponses pendant le régime transitoire qui suit cette perturbation (oscillation de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent.

- Par rapport au couple électromagnétique :

Présente au premier instant de démarrage, des battements importants suivis d'un nombre d'oscillation, le couple tend vers **50 N.m** pour le démarrage avec un **$C_r=50 \text{ N.m}$** . Lors de l'augmentation de la charge **$C_r=100 \text{ N.m}$** , le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Il se stabilise à la valeur du couple résistant nominale en régime permanent.

- Par rapport aux courants I_d et I_q :

On remarque que le courant I_q fait la même signature que le couple. Le courant I_d est inversement proportionnel au couple électromagnétique.

Remarque

Dans cette simulation on remarque que si on alimente notre moteur directement par le réseau on ne peut pas contrôler la vitesse donc nous avons besoin d'un variateur de vitesse. Dans notre cas, on considère que la source d'alimentation est une batterie donc on utilise un onduleur de tension à deux niveaux.

II.6 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux :

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables est des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-

circuit de la source, les interrupteurs k_1 et k_2 , k_3 et k_4 , k_5 et k_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire [14]

La grande importance de ce modèle mathématique c'est la simulation numérique de l'onduleur, et l'association onduleur-moteur, par ce que la simulation numérique faite par logiciel exécuté par un ordinateur, donc on a besoin d'un modèle mathématique.

Pour simplifier l'étude, on suppose que [15] :

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

Le schéma suivante (la figure II.6) représente un convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par :

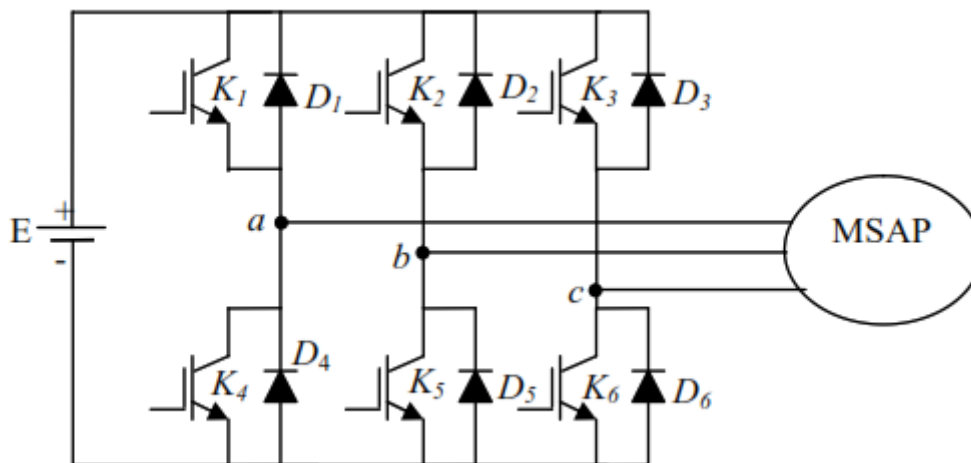


Figure II.6 : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

II.6.1 Equations d'état d'onduleur :

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique C_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$). [1]

$$C_i \begin{cases} 1 \text{ si } T_i \text{ est fermé, } T'_i \text{ est ouvert} \\ 0 \text{ si } T_i \text{ est ouvert, } T'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V'_a = E(C_1 - C_4) = E(2C_1 - 1) \\ V'_b = E(C_2 - C_5) = E(2C_2 - 1) \\ V'_c = E(C_3 - C_6) = E(2C_3 - 1) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{AB} = V'_A - V'_B = E(C_1 - C_2) \\ V_{BC} = V'_B - V'_C = E(C_2 - C_3) \\ V_{CA} = V'_C - V'_A = E(C_3 - C_1) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où :

$$\begin{cases} V'_A = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V'_B = \frac{-2V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V'_C = \frac{V_{AB} + 2V_{CA}}{3} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Dans l'hypothèse on a les tensions V'_A, V'_B, V'_C forment un system de tension triphasée équilibrée alors :

De (II.15) on a trouvé :

$$V'_A = \frac{E}{3}(2C_1 - C_2 - C_3) \quad (\text{II.16})$$

$$V'_B = \frac{E}{3}(2C_2 - C_1 - C_3) \quad (\text{II.17})$$

$$V'_C = \frac{E}{3}(2C_3 - C_1 - C_2) \quad (\text{II.18})$$

Alors on trouve sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V'_A \\ V'_B \\ V'_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

II.7 - Commande par MLI :

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

a) Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

b) Le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence. [1]

II.7.1- Les types de Commande MLI :

- a) Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle
- b) Modulation de Largeur d'Impulsions vectorielle
- c) Commande par MLI à hystérésis

II.7.2 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle :

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f .

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_{i=1,2,3}$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa :

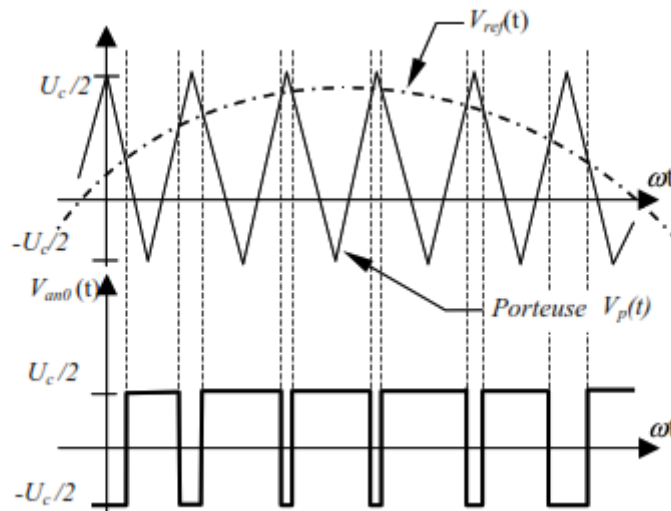


Figure II.7. :MLI sinus-triangle bipolaire

L'indice de modulation m , égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante) :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \text{ avec } m > 1$$

f_p : fréquence de la référence.

f_r : fréquence de la porteuse.

$$r = \frac{A_r}{A_p} \text{ avec } 0 < r < 1$$

A_p : Amplitude de la référence.

A_r : Amplitude de la porteuse.

La figure (II.8) présente la simulation de MLI, et La Figure (II.9) présenté l'allure de la tension de sortie V_a :

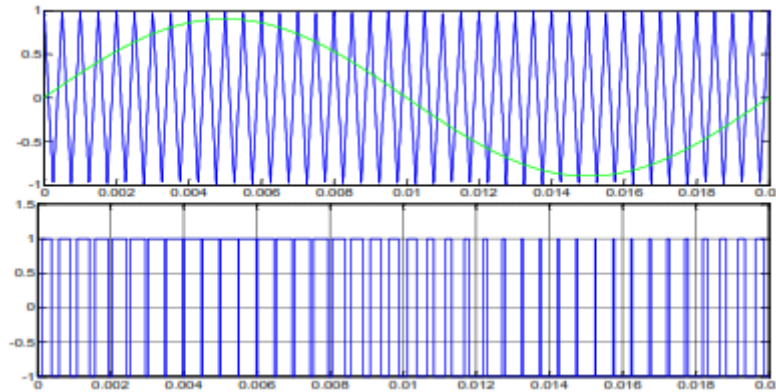


Figure II.8 : MLI sinus-triangle, avec $r=0.9$, $m=40$

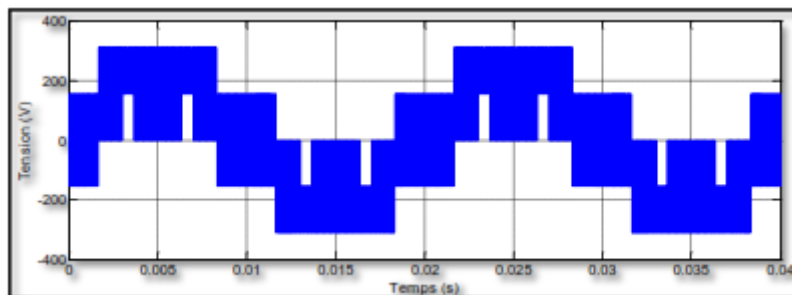


Figure II.9 : L'allure de la tension de sortie (V_a), avec $r=0.9$, $m=400$

II.7.3 Choix de type MLI :

Dans notre étude on a opté pour MLI sinus triangulaire à cause de la simplicité d'implémentation de cette MLI.

II .8 Simulation de l'association Convertisseur Machine :

Dans cette partie d'étude nous avons associe à la MSAP notre onduleur de tension (l'onduleur à deux niveaux) pour cela nous avons testé la simulation à ($C_r=50N.m$). A l'instant $t=0.05$, on va introduire un couple de charge ($C_r=100 N.m$).

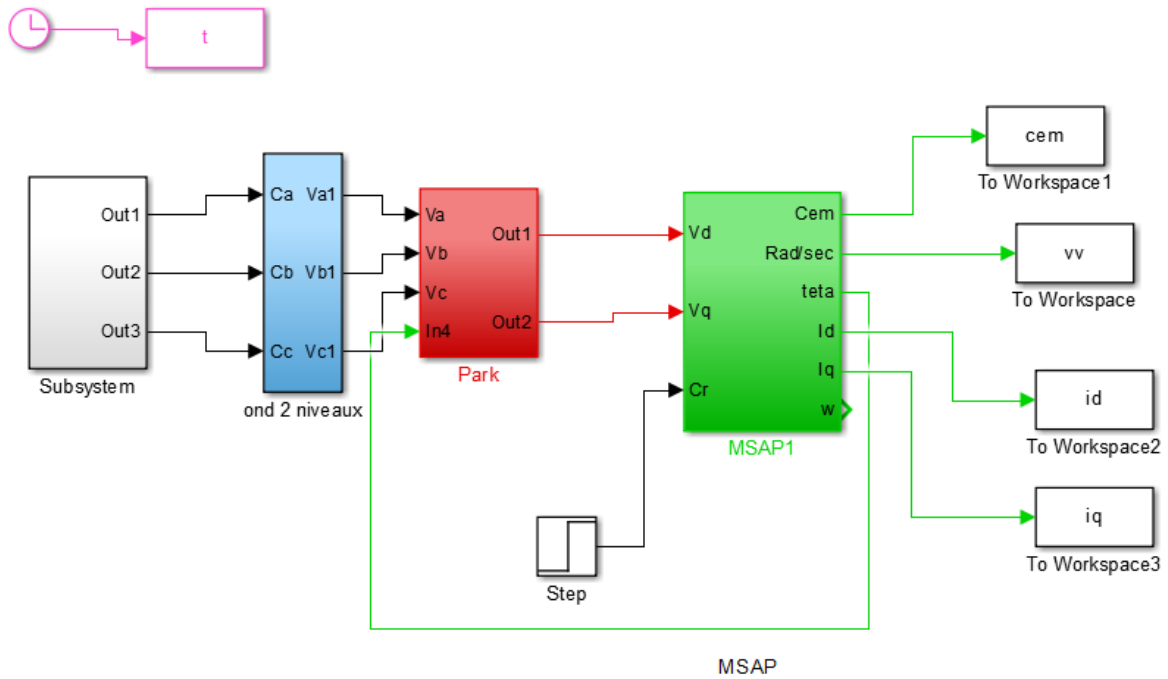
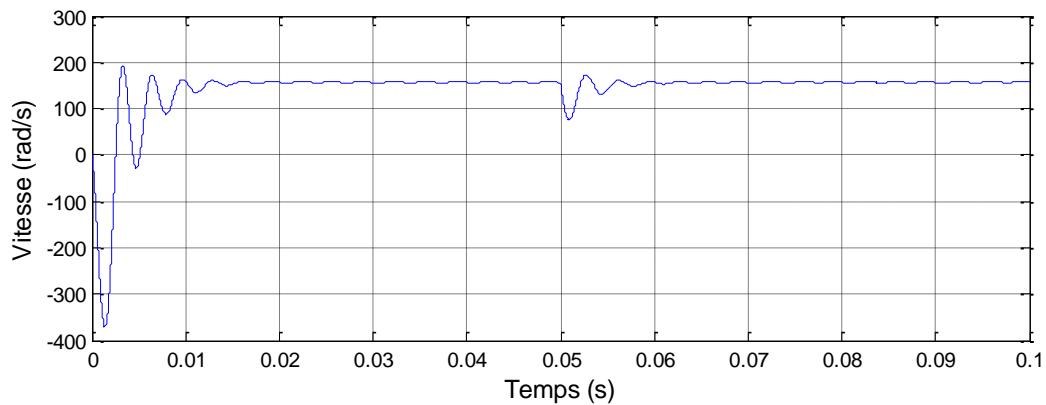


Figure II.10 : Schéma block de la MSAP associée à l'onduleur à deux niveaux

II.8.1 Résultats de simulation

La figure (II.11) représente les résultats de simulation après l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux.



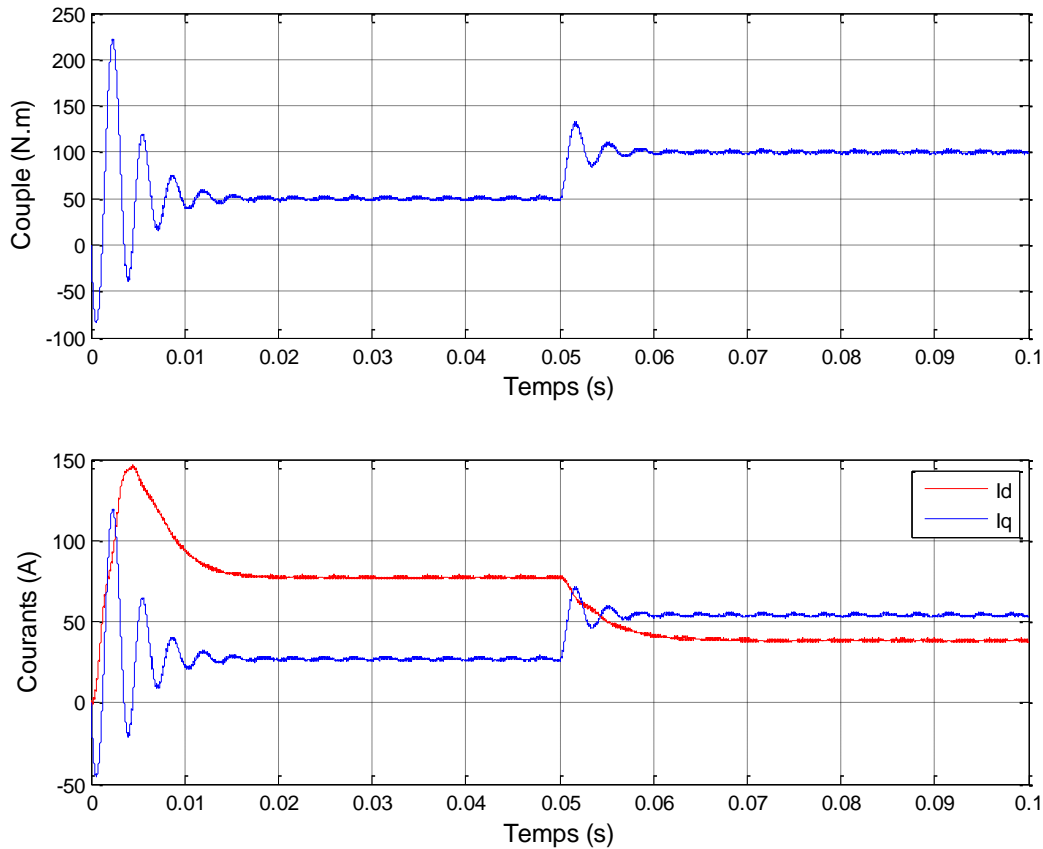


Figure II. 11 Les résultats de la simulation du modèle de la MSAP avec onduleur : démarrage avec un couple résistant ($C_r=50\text{N.m}$) et l'application d'un couple résistant ($C_r=100\text{N.m}$) à $t=0.05\text{s}$

II.8.2 Interprétation des résultats de simulation :

On constate que presque les mêmes interprétations précédemment citées dans le cas de d'alimentation aux réseaux. Nous avons fait un zoom dans le régime permanent comme montre la figure (II.11), on à remarquer qu'il 'y a des ondulations sur l'allure de la vitesse, le couple et les courant I_d et I_q , à cause des harmoniques des tensions (V_a , V_b et V_c) de l'onduleur.

On peut réduire ces ondulations en variant la fréquence de commutation des interrupteurs ce qui permet de minimiser le spectre d'harmoniques surtout ce qui concerne la forme d'onde du courant.

On note que la variation de la fréquence de commutation permet d'augmenter les pertes joule ce qui provoque l'échauffement des composants de puissance.

Remarque

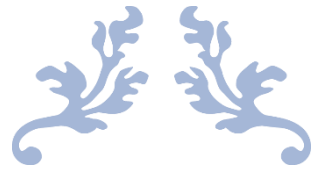
Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus sans onduleur (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations. La commande par MLI permet de varier la fréquence des tensions d'alimentation afin de varier la vitesse de rotation du MSAP mais présente des ondulations au niveau du couple et de la vitesse. Il est indispensable de réduire au maximum ces ondulations ainsi que le temps de réponse ou nous avons besoin d'une commande en boucle fermée.

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de PARK lié au rotor. Dans ce référentiel, les équations électromagnétiques de la MSAP ont considérablement simplifié et nous permettent d'aborder aisément à la commande vectorielle pour l'asservissement de la vitesse.

On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension ainsi que sa commande MLI sinus triangle. L'association de l'onduleur avec le MSAP a été présentée et simulé afin de montrer l'influence de ce type d'alimentation sur les grandeurs électriques et mécaniques.

Pour améliorer le comportement dynamique et statique du MSAP, une commande est introduite, c'est la commande DTC, cette commande fera l'objet du chapitre suivant.



Chapitre III

COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS



III.1 INTRODUCTION :

Depuis quarante ans, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées "Commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée.

Dans ce chapitre on va présenter deux types de commande, la commande **vectorielle** et la **commande directe du couple (DTC)**. Une comparaison des performances dynamiques et statiques entre les deux techniques de commande sera présentée.

III.2 La commande vectorielle de la MSAP :

Dans cette partie, nous allons développer puis tester par des simulations, la commande vectorielle dans le repère de Park [16]. Le principe de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

L'équation (III.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états I_d et I_q (respectivement courants longitudinal et en quadrature)

$$c_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \quad (\text{III.1})$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_d et I_q).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q . On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante I_q [17].

La figure (III.1) représente le principe de découplage pour la MSAP.

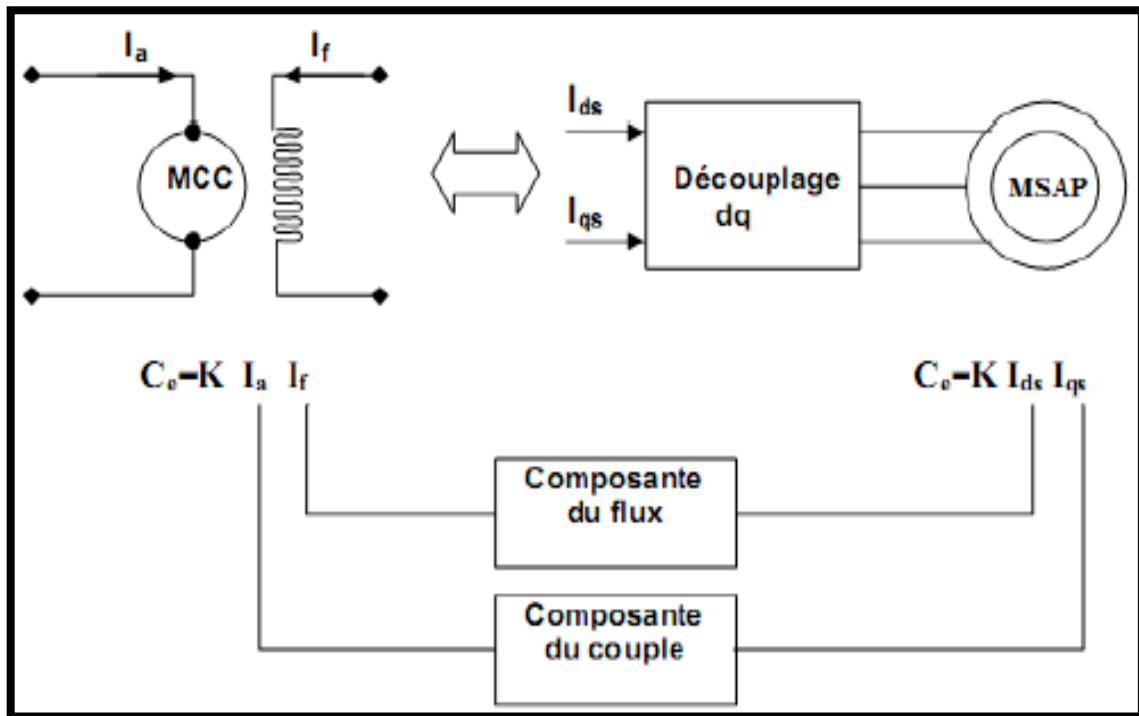


Figure III. 1 Schéma du principe de découplage pour la MSAP par analogie avec la MCC.

III.2.1 Description du système global :

La figure (III.2) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q). La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_{ref} . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type **PI**. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_{dref} , V_{qref} . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas. Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a,b,c), servent de références de tensions (V_{aref} , V_{bref} , V_{cref}) pour la commande de l'onduleur à MLI [17].

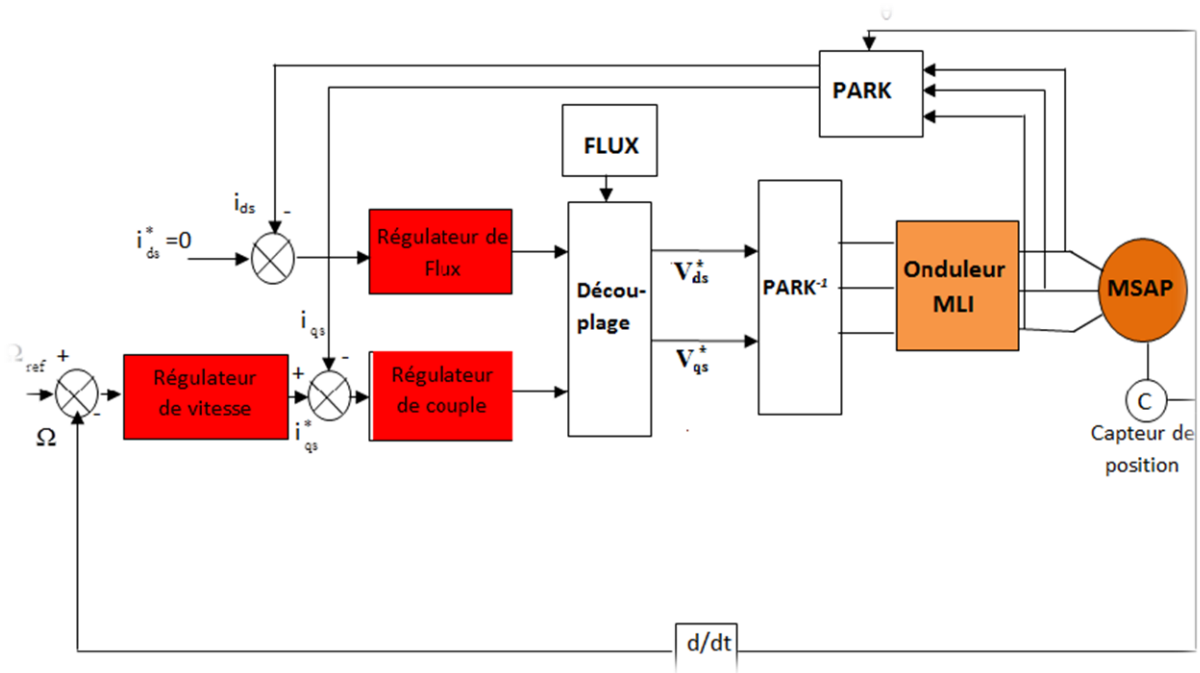


Figure III. 2 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP [17].

Cette technique de commande vectorielle a été appliquée sur le MSAP dans [1] où on va comparer les performances obtenues par cette technique avec ceux obtenus en utilisant la DTC.

III.3 La commande DTC de la MSAP ;

Le contrôle direct du couple (**DTC**) venu de la nomination anglo-saxonne « Direct Torque (and Flux) Control », et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle [18].

Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTC :

- Commande par une table de commutation ;
- Commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987 ;

- Et commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension à deux niveaux permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur.[19]

La commande par **DTC** du **MSAP**, peut être schématisée par la Figure III.3 suivante :

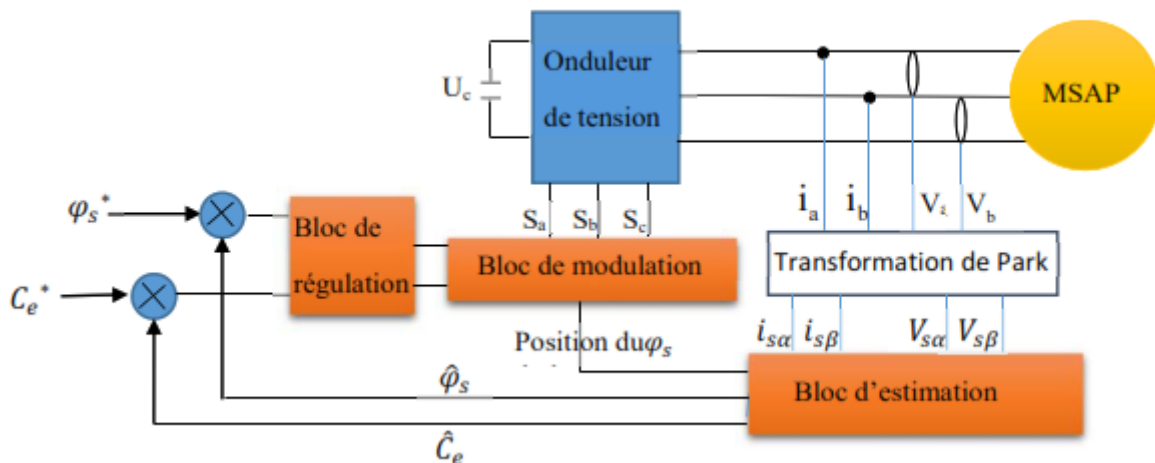


Figure III.3 Schéma structurel d'une commande **DTC** appliquée à un **MSAP**.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple et vitesse.

- la stratégie de contrôle par **DTC** est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor;
- l'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple ;

- la mise en œuvre des commandes de type **DTC** se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques ; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (**Park**) dans des axes tournants ;

- elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul. [19]

III.4 - Principe de la Commande DTC :

Plusieurs travaux ont été réalisés, telles que la commande vectorielle par l'orientation de flux qui permet le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, pour s'affranchir de la complexité de la commande de la machine synchrone. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine synchrone, ces structures de commande restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [20, 21].

Au cours des dernières années, plusieurs techniques d'entraînements à vitesse variable ont été développées. De nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique. Deux principales stratégies ont été développées par plusieurs centres de recherche. Ces stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique, leur simplicité, bonnes performances et robustesse [20]. Elles sont connues sous les noms de :

- Contrôle direct du couple : (Direct Torque Control DTC)
- Contrôle vectoriel direct du flux statorique : (Direct Self Control DSC) [11].

III.5 - Contrôle direct du couple :

Le **DTC** a été introduit par **I.TAKAHASHI** 'en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [19]. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur [20]. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure (**III.4**) : [11].

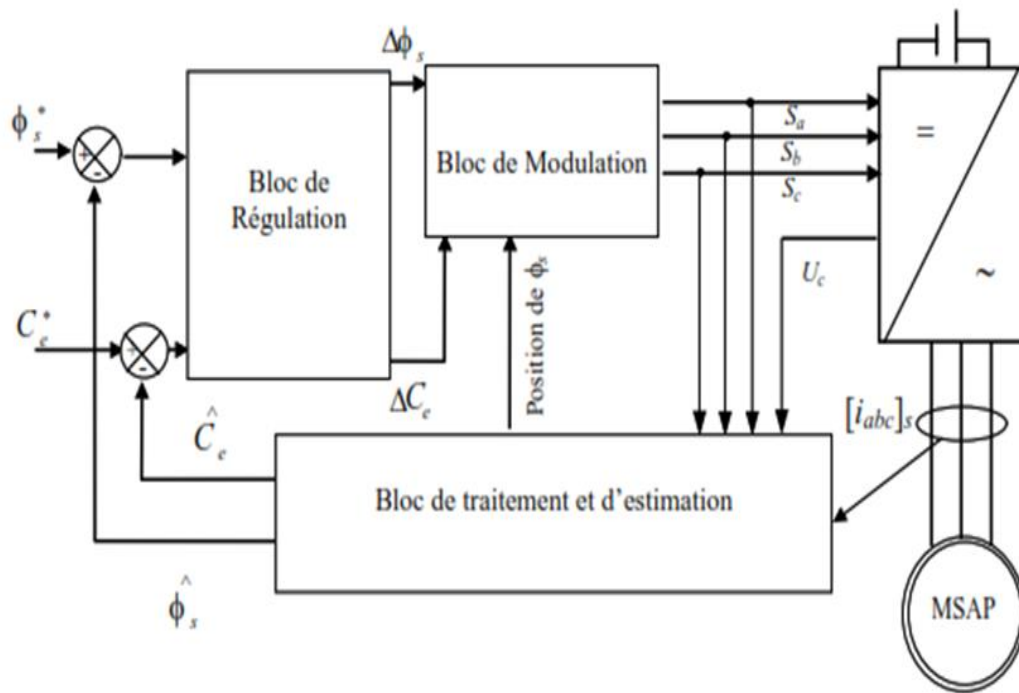


Figure III.4 : Schéma synoptique de la commande DTC. [11].

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférablement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [20].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable C_{cpl} à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire C_{flx} , représentative de l'évolution souhaité pour le flux. La variable θ_s correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur [20].

Avec ; $C_{cpl} = (1, 0, -1)$ et $C_{flx} = 1$ ou $C_{cpl} = (-1, 0, 1)$ et $C_{flx} = 0$.

III.6 - Principe du Contrôle du flux et du Couple :

III.6.1 - Contrôle du flux statorique :

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [22] :

$$\bar{V}_S = R_S \bar{I}_S + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_S - R_S \bar{I}_S) dt \quad \text{(III.2)}$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance statorique alors l'équation (III.2) devient :

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_S T_e \Rightarrow \Delta\bar{\phi}_s \approx \bar{V}_S T_e \quad \text{(III.3)}$$

Où :

$\bar{\phi}_s(K)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\phi}_s(K+1)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(K+1) - \bar{\phi}_s(K)$: Vecteur variation de flux statorique.

T_e : Période d'échantillonnage.

La figure (III.5) montre que la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s , dans le plan ($\alpha\beta$). L'équation (III.3) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique V_S à une vitesse égale à son amplitude [20].

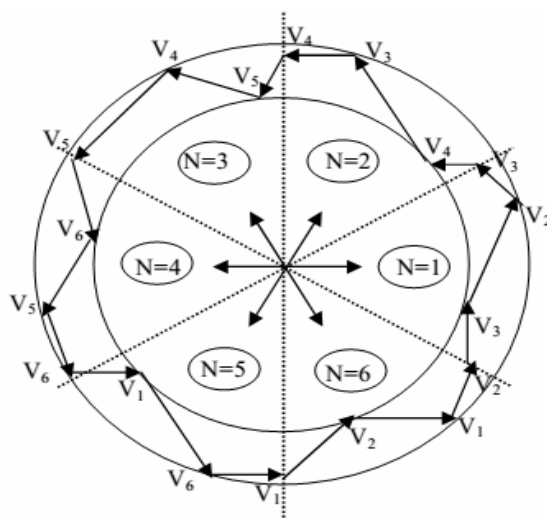


Figure III.5: Sélection des vecteurs tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique Φ_S dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III. 6), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques [20].

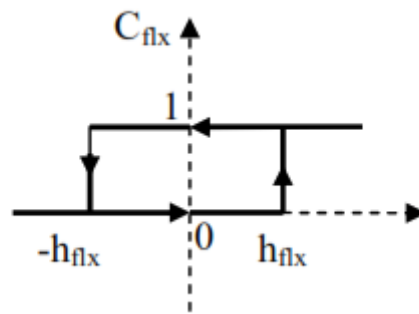


Figure III. 6 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\Phi_S > h_{flx} & \Rightarrow C_{flx} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_S \leq h_{flx} & \text{et } \frac{d\Delta\Phi_S}{dt} > 0 \Rightarrow C_{flx} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\Phi_S \leq h_{flx} & \text{et } \frac{d\Delta\Phi_S}{dt} < 0 \Rightarrow C_{flx} = 1 \\
 \text{si } \Delta\Phi_S < -h_{flx} & \Rightarrow C_{flx} = 0
 \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

III.6.2 - Contrôle du couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique [22].

$$C_e = k(\overline{\Phi_s} \wedge \overline{\Phi_r}) = k|\overline{\Phi_s}||\overline{\Phi_r}|\sin(\theta) \quad \text{(III.5)}$$

L'angle θ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes :

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles

- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ **0,1**.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $|\overline{\phi}_s| \sin(\theta)$. Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle θ

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (III. 7) : Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (III.4), tels que ' C_{cpl} ' de sortie du comparateur et ' h_{cpl} ' la limite de la bande d'hystérésis [22].

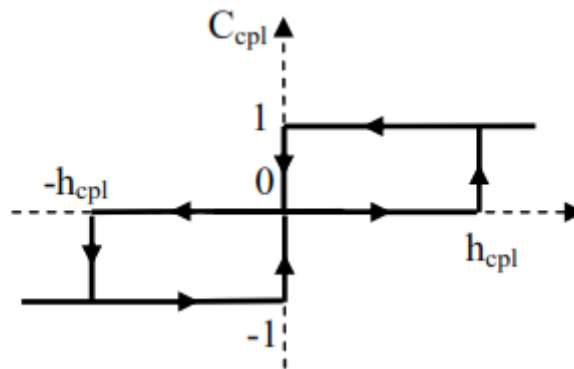


Figure III. 7 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

III.7 - Sélection du Vecteur de tension [23] :

Le choix du vecteur \overline{V}_s dépend de la position du $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel (α, β) de la variation souhaitée pour le module de ϕ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans (α, β) est décomposé en six zones \mathbf{i} , avec $\mathbf{i} = [1,6]$, tel qu'il est représenté sur la figure (III. 8).

Lorsque le flux $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone \mathbf{i} , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné alors ϕ_S croit et C_e croit ;
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors ϕ_S croit et C_e décroît ;
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors ϕ_S décroît et C_e croit ;
- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors ϕ_S décroît et C_e décroît ;
- Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 sont sélectionnées, alors la rotation du flux ϕ_S est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ϕ_S reste inchangée.

Avec $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$.

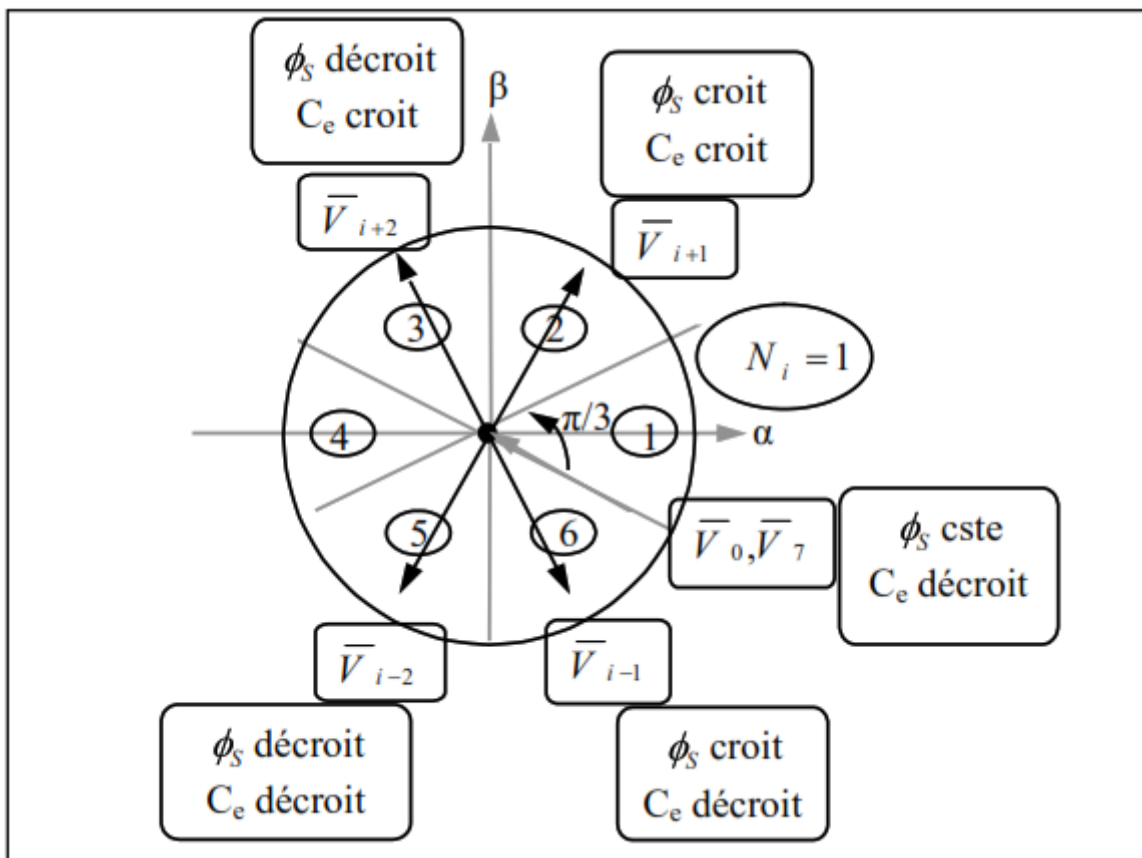


Figure III. 8: Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de zone, les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\overline{\phi}_S$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\overline{\phi}_S$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \overline{V}_{i-1} et \overline{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ_S en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de ϕ_S) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\phi}_S$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\overline{\phi}_S$. Un estimateur de $\overline{\phi}_S$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

III.8. Estimateurs :

III.8.1. Estimation du flux statorique [23] :

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

A partir de l'équation :

$$\overline{\phi}_S = \int_0^t (\overline{V}_S - R_S \overline{i}_S) dt$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\phi}_S$:

$$\begin{cases} \phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha}) dt \\ \phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S i_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (III.6)$$

On obtient les tensions $V_{S\alpha}$ et $V_{S\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de la mesure de la tension E en appliquant la transformée de Concordia :

$$\overline{V}_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \quad (III.7)$$

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (III.8)$$

De même les courants i_α et i_β sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} et i_{sb}, i_{sc}

($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de Concordia :

$$\overline{i}_S = i_\alpha + j i_\beta \quad (III.9)$$

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_S = \sqrt{\phi_{S\alpha}^2 + \phi_{S\beta}^2} \quad (\text{III.11})$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\phi_S}$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{S\alpha}$ et $\phi_{S\beta}$. L'angle α_S entre le référentiel (α, β) et le vecteur $\overline{\phi_S}$ est égal à :

$$\alpha_S = \arctan \frac{\phi_{S\beta}}{\phi_{S\alpha}} \quad (\text{III.12})$$

III.8.2 - Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation (III.12) :

$$C_e = P[\phi_{S\alpha} i_{s\beta} - \phi_{S\beta} i_{s\alpha}] \quad (\text{III.13})$$

III.9 - Elaboration du vecteur de commande :

III.9.1 - Correcteur de flux [11]:

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III. 9).

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

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_S > \varepsilon_\phi & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi_S/dt > 0 & \text{alors } k_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et } d\Delta\phi_S/dt < 0 & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_S < -\varepsilon_\phi & \text{alors } k_\phi = 0 \end{cases}$$

$k_\phi = 0$ Signifier qu'il faut réduire le flux.

$k_\phi = 1$ Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

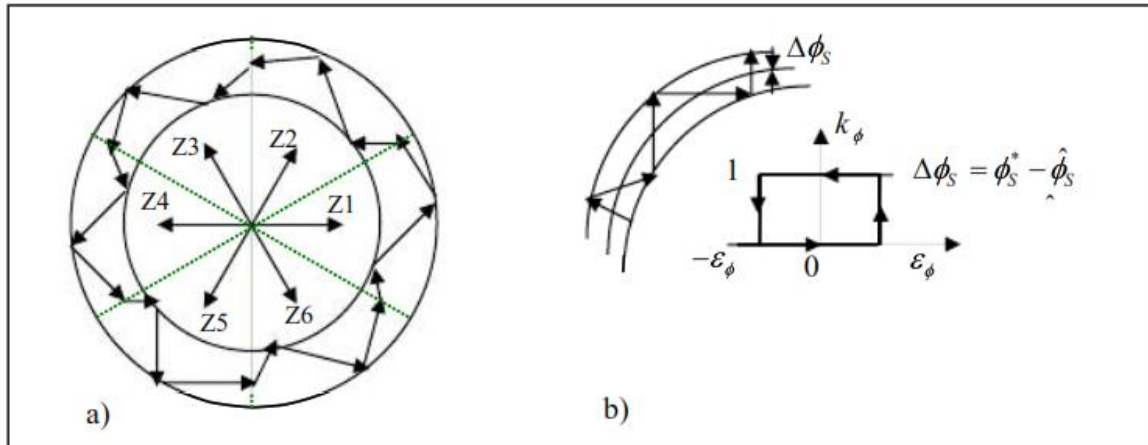


Figure III. 9 : a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.

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

III.8.3.2 - Correcteur du couple [24] :

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|C_e^* - C_e^{\wedge}| \leq \varepsilon_{ce} \quad (\text{III.14})$$

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [24].

Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

III.8.3.2.1 - Correcteur du couple à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\phi}_s$. N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux, $\overline{\phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [23]

III.8.3.2.2 - Correcteur du couple à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$ pour une consigne positive et $C_{cpl}=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl}=0$)

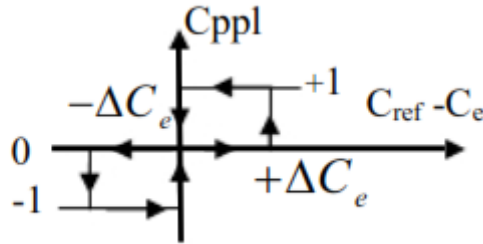


Figure III. 10: Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

III.9 ÉLABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

III.9.1 Élaboration de table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e et selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i=1,6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III. 11) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [11].

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1}, V_{i+2}	V_{i-1}, V_{i-2}

Table. III.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP.

C_{flx}	C_{cpl}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table III.2 Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur. [19]

Les séquences nulles V_0 et V_7 sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $-\epsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{C_e}$

III.9.2 Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles [19] :

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. Alors, les séquences qui correspondent à ΔC_e nulle sont ignorées (voir tableau III.2). La table suivante illustre cette modification.

C_{flx}	0	0	1	1
C_{cpl}	0	1	0	1
S_1	001	010	101	110
S_2	101	011	100	010
S_3	100	001	110	011
S_4	110	101	010	001
S_5	010	100	011	101
S_6	011	110	001	100

Table. III.3 Table de commutation sans séquences nulles.

Dans ce cas, si $\Delta\theta_s$ et ΔC_e sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux / couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique une diminution du (flux/couple).

L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible.

III.10 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUEE AU MSAP :

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (III.11) On utilise le tableau classique des séquences proposées par Takahashi. Le choix du Vecteur \overline{V}_S est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

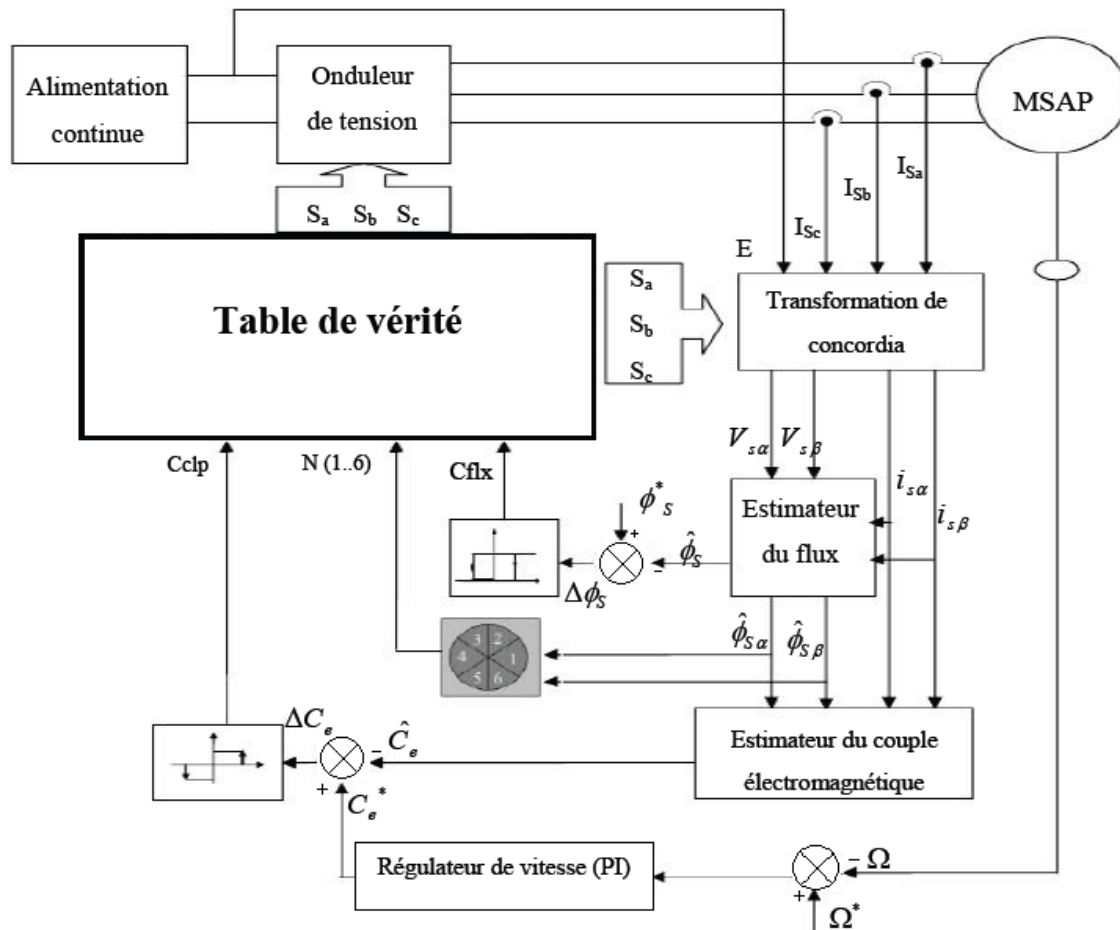


Fig. III. 11 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP [11]

On va tester dans cette section la robustesse d'une commande DTC appliquée au MSAP en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type (PI)

a) Résultats de la simulation de la commande DTC appliquée au MSAP :

Les figures (III.12), (III.3) et (III.14) représentent les résultats de la simulation de la commande DTC où on applique un couple résistant de 50 N.m dans l'intervalle [0s 0.8s] et 100N.m dans l'intervalle [0.8s 1s]. Et la vitesse du référence égale 157 rad/s dans l'intervalle [0s 0.5s] et (78.5) rad/s dans l'intervalle [0.5s 1s].

Les résultats de simulation en terme de couple, vitesse et courants statoriques (d,q) sont résumés dans les figures ci-dessous

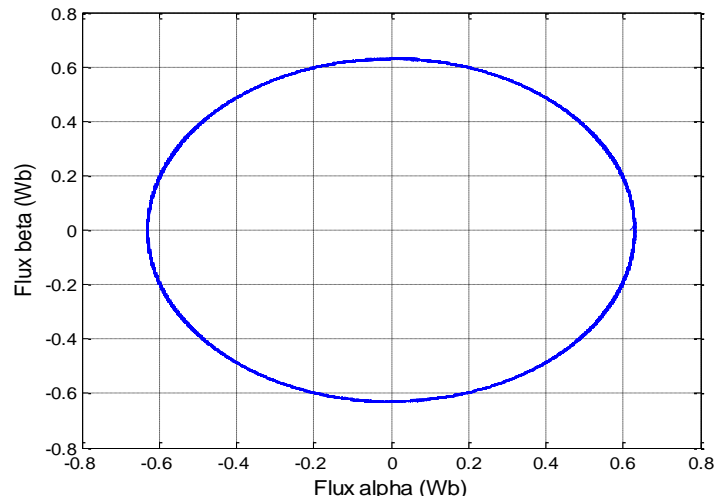


Figure III. 12 Résultats de simulation de la commande DTC : trajectoire de flux

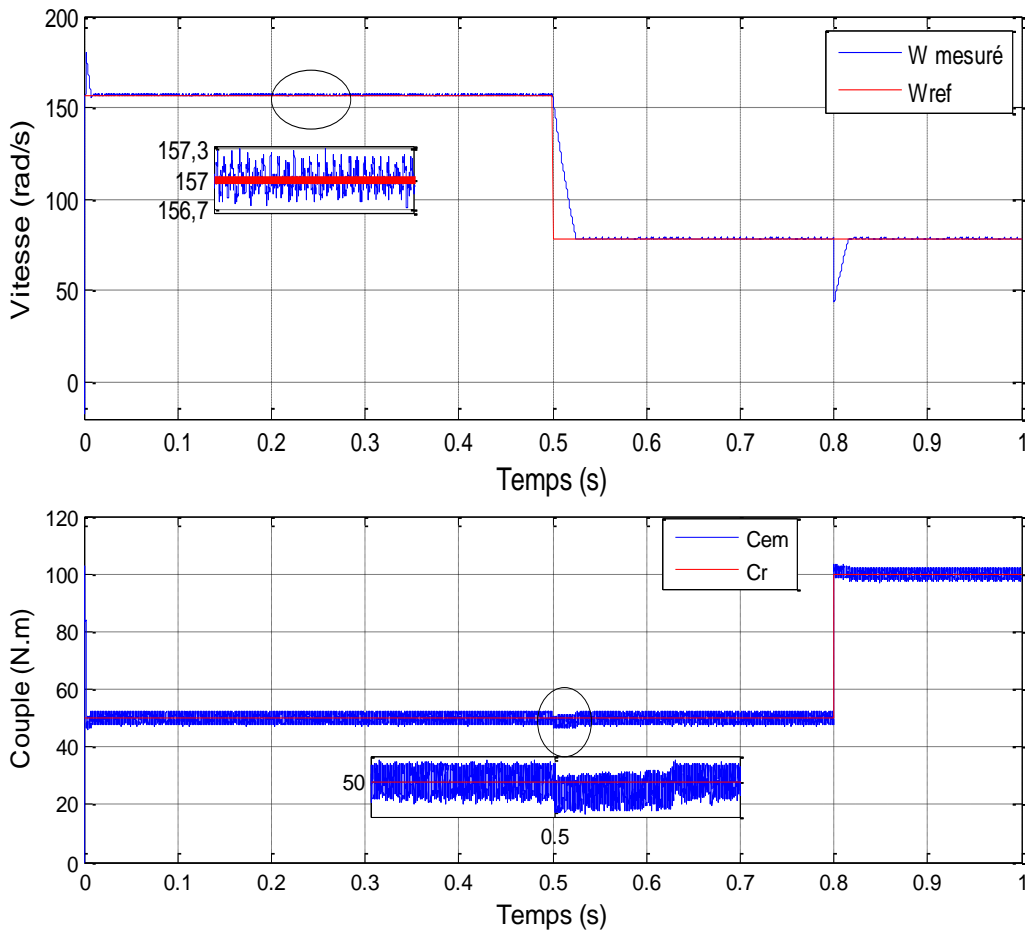


Figure III. 13 Résultats de simulation de la commande DTC:

- a) Vitesse mécanique et
- b) Couple électromagnétique

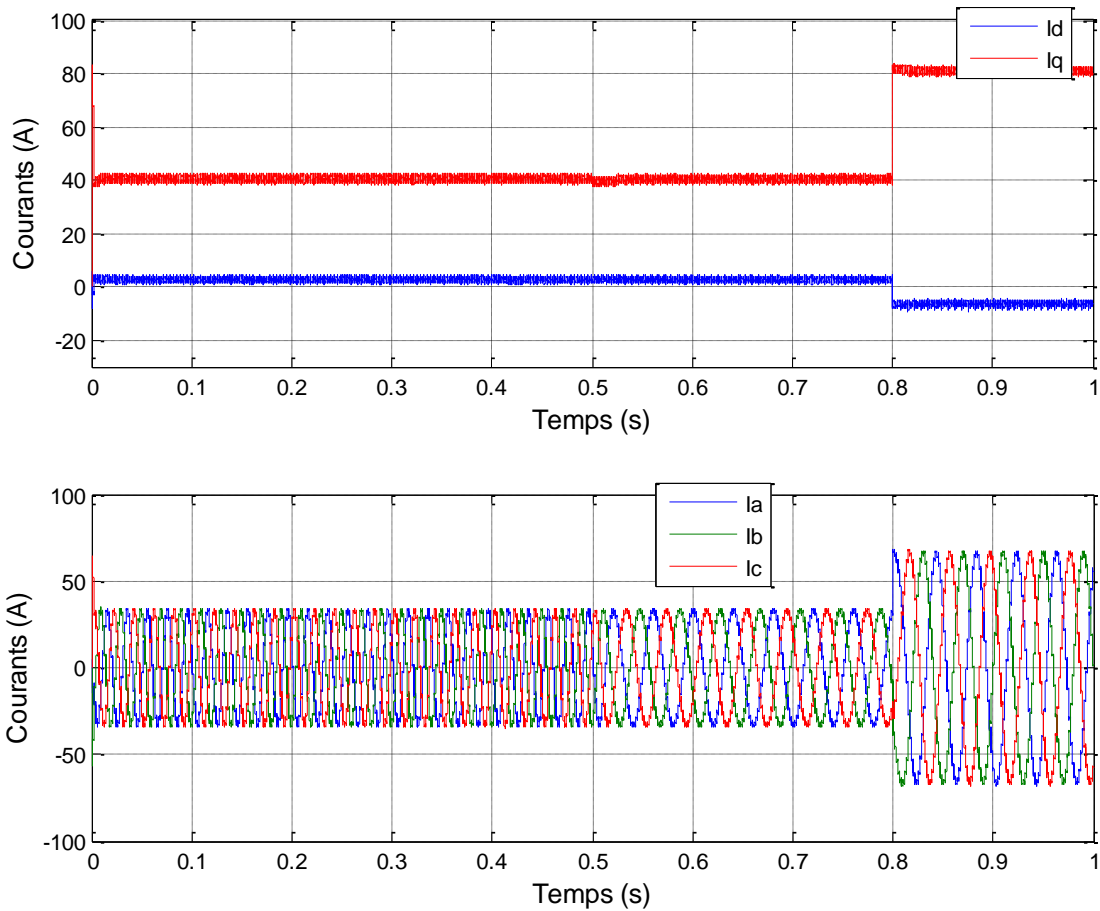


Figure III. 14 Résultats de simulation de la commande DTC :
 a) Courants statoriques (I_d, I_q),
 b) Courants statoriques (I_a, I_b, I_c).

b) Interprétation :

D'après la figure III. 12, il est clair que le flux suit une trajectoire quasi circulaire avec des faibles ondulations ce qui confirme le bon fonctionnement de la commande.

On voit sur Figure III. 13.a que la vitesse a une bonne dynamique, avec des dépassements notables mais qui sont corrigés par le régulateur après le régime transitoire. La vitesse mesurée suit sa référence d'une manière correcte même en changeant la consigne.

La figure III. 13 b présente le couple moteur ainsi que le couple résistant, on remarque clairement qu'il subit au moment du démarrage un pic avec une petite ondulation, puis atteint rapidement à la valeur du couple résistant. Il est clair que les ondulations de couple en régime permanent sont considérables.

Donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge et la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

Le courant d'axe 'q' est illustré sur la figure (III. 14 -a), il présente une allure identique à celle du couple électromagnétique due à la linéarité existante entre ces deux grandeurs.

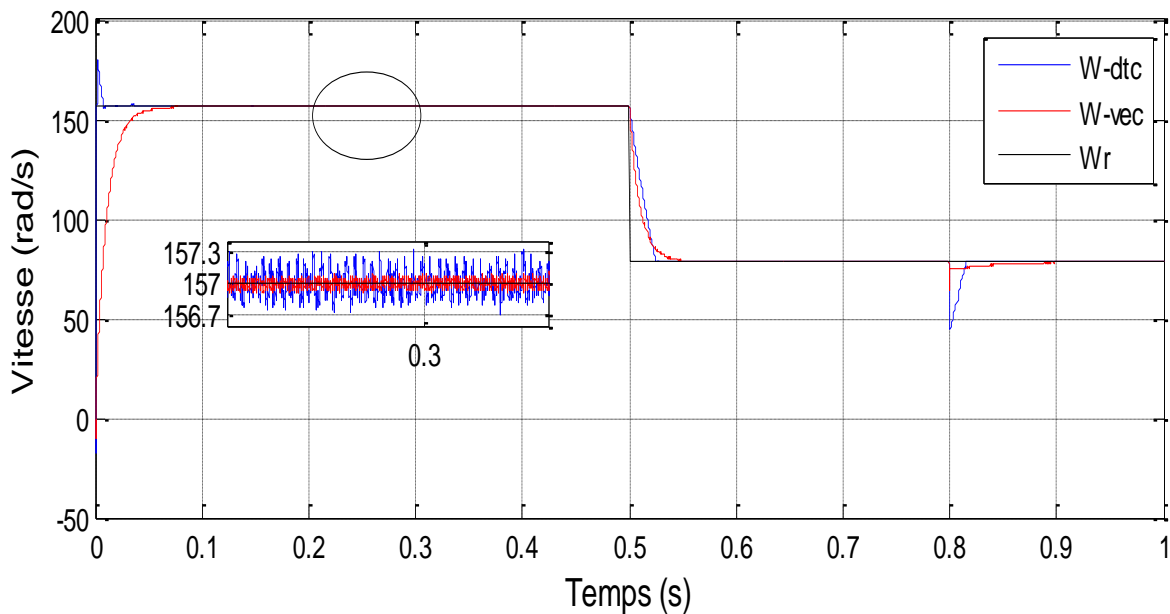
D'après la figure (III. 14 -b), il est notable que la fréquence des courants (a, b, c) est variée à l'instant $t=0.5s$ à cause de la variation de W_{ref} , et l'amplitude augmenté à l'instant $t=0.8s$ à cause d'augmentation de la charge.

III 10 1 : Etude comparative entre le réglage par DTC et la commande vectorielle :

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux techniques de commande ; vectorielle et DTC de la MSAP nécessitent une étude comparative pour tester les performances de chaque méthode.

a) Comparaison au niveau de la variation de charge et la vitesse :

La figure (III.15) montre les résultats de comparaison entre les deux techniques de commande avec une variation de la vitesse a l'instant $t=0.5s$ et une variation de la charge a l'instant $t=0.8s$.



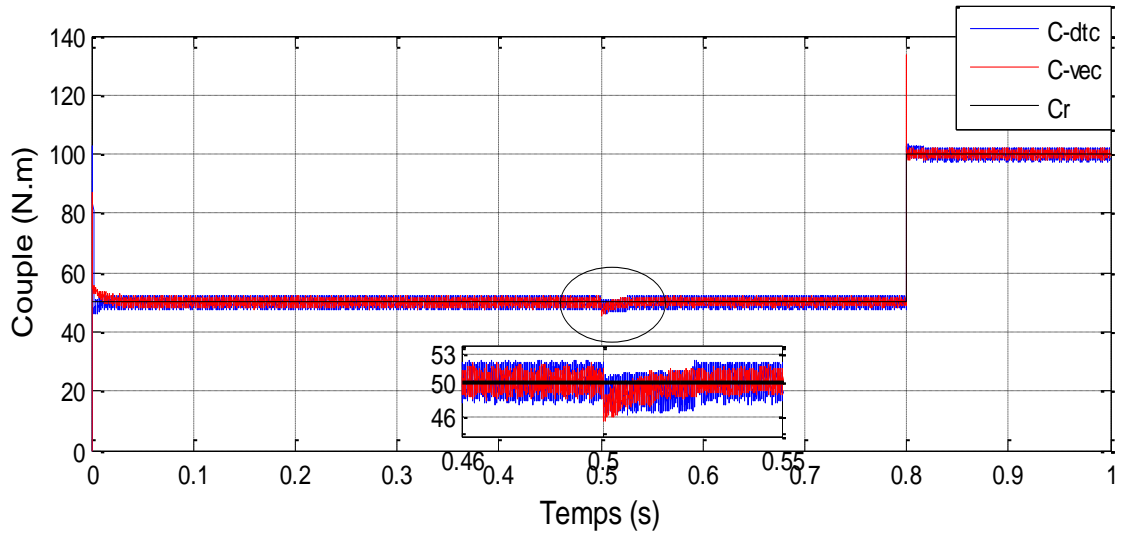


Figure III. 15 Réponses de la MSAP en vitesse avec ($V_{ref}=78.5$ rad/s à $t=0.5$ s) et en charge avec ($C_r=100$ N.m à $t=0.8$ s)

b) Commentaire sur la comparaison :

On présente ici une étude comparative des deux structures de la MSAP dans les mêmes conditions de fonctionnement. On remarque que la commande DTC est mieux que la commande vectorielle en termes de rapidité, par contre la commande vectorielle est plus performante en régime permanent ou les ondulations de couple sont diminuées par rapport au cas de DTC.

Afin d'assurer un bon compromis entre les performances dynamiques et statiques de la commande DTC, on vise ici à réduire les ondulations de couple ou les performances dynamiques sont déjà satisfaisantes.

On a trouvé dans la littérature qu'en changeant le régulateur PI avec le régulateur IP ; on peut améliorer les performances de la commande considérablement. Pour cela, dans la section suivante on va remplacer le régulateur de vitesse (PI) par un autre (IP).

III 10.2 : Structure de commande IP : [25]

La commande des machines électriques à l'aide des régulateurs PI dimensionnés par les méthodes de compensation des pôles ou de placement des pôles, présente les inconvénients suivants :

- a) La méthode de placement des pôles permet d'imposer n'importe quelle dynamique à la boucle fermée, néanmoins elle présente l'inconvénient d'introduire un zéro (non contrôlable) qui peut modifier la dynamique imposée

b) La méthode de compensation des pôles permet de remédier à ce problème, mais elle ne permet d'imposer qu'une dynamique du premier ordre, de plus le comportement de la régulation vis-à-vis du couple résistant est médiocre, car la dynamique du rejet du couple résistant n'est pas imposée par le régulateur. La structure de commande IP permet de remédier à tous ces inconvénients.

La structure du régulateur Intégral proportionnelle IP est schématisée par la figure Figure III. 16, est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur.

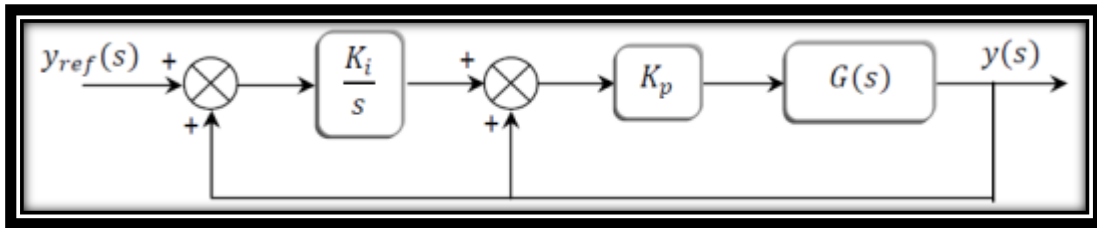


Figure III. 16. Schéma de commande utilisant la structure IP

$G(s)$ un système de premier ordre peut être donné par une des fonctions suivant :

$$\begin{cases} G(s) = \frac{G_1}{s+\tau_1} \\ G(s) = \frac{G_0}{1+\tau s} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec $\tau_1 = \frac{1}{\tau}$

$G(s)$: processus à commander

Lorsque $G(s)$ est du premier ordre, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_i K_p G_0 / \tau}{s^2 + \left(\frac{1+K_p G_0}{\tau}\right)s + \left(\frac{K_i K_p G_0}{\tau}\right)} \quad (\text{III.16})$$

L'application de la méthode de placement des pôles permet de calculer des paramètres K_i et K_p

Les coefficients du régulateur sont alors calculés par les relations :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\varepsilon\omega_n\tau-1}{G_0} \\ K_i = \frac{\omega_n^2\tau}{2\varepsilon\omega_n\tau-1} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Dans l'objectif d'avoir des performances optimales, on va optimiser les paramètres du régulateur IP (k_p et k_i). Nous allons utiliser l'outil d'optimisation (optimisation Tool) disponible sur Matlab ou on a choisi la méthode de l'algorithme génétique.

El la Figure III. 17 inclus ci-dessous montre la méthode de l'optimisation :

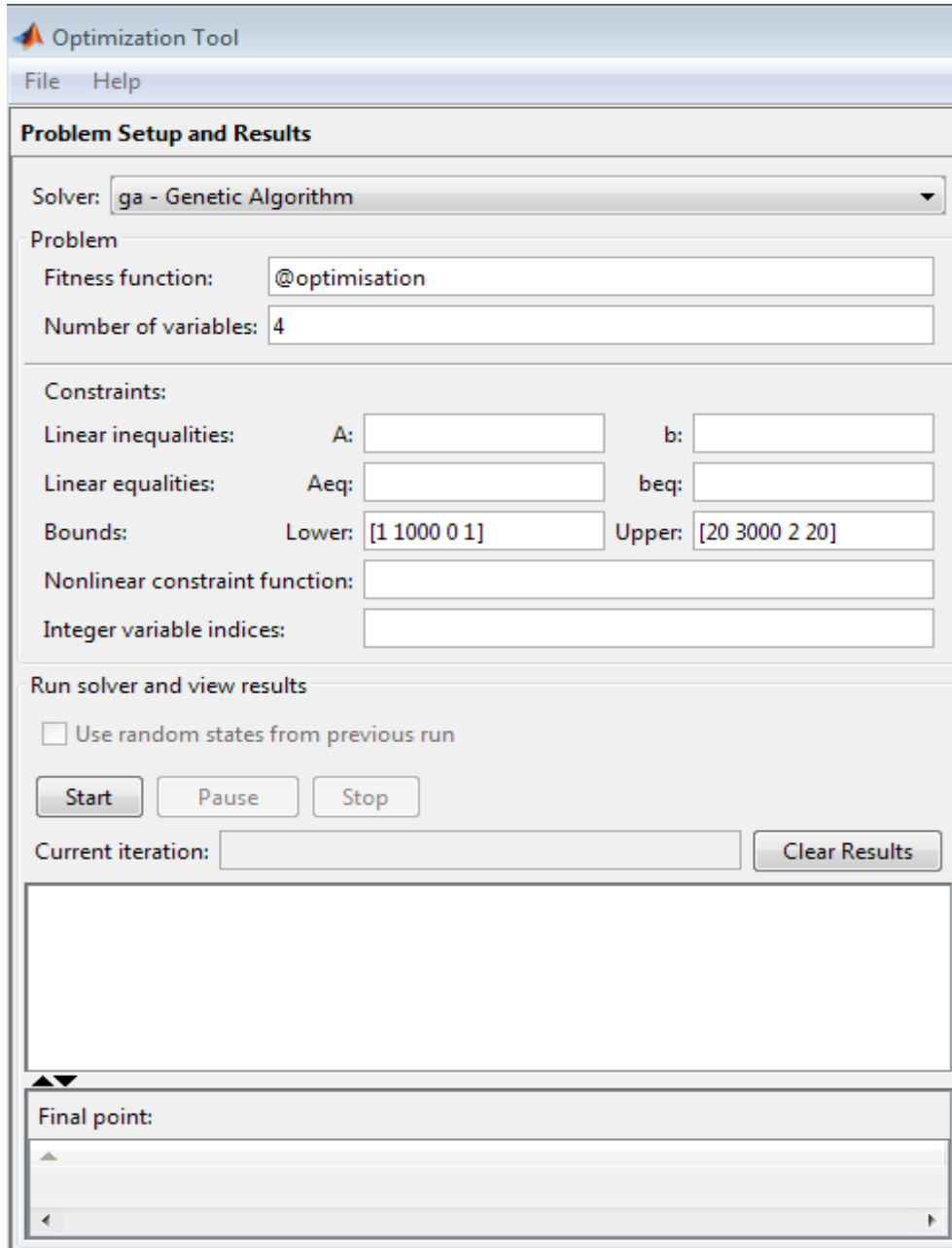


Figure III. 17 : Interface de la méthode de l'optimisation

a) Résultats de la simulation :

Le Figure III. 18 présentent les résultats de la simulation de la commande DTC avec les deux régulateurs de vitesse PI et IP où on applique un couple résistant de 50 N.m dans

l'intervalle [0s 0.8s] et 100N.m dans l'intervalle [0.8s 1s]. Et la vitesse du référence égale 157 rad/s dans l'intervalle [0s 0.5s] et (78.5) rad/s dans l'intervalle [0.5s 1s].

Les résultats de simulation en termes de couple, vitesse sont résumés dans les figures ci-dessous

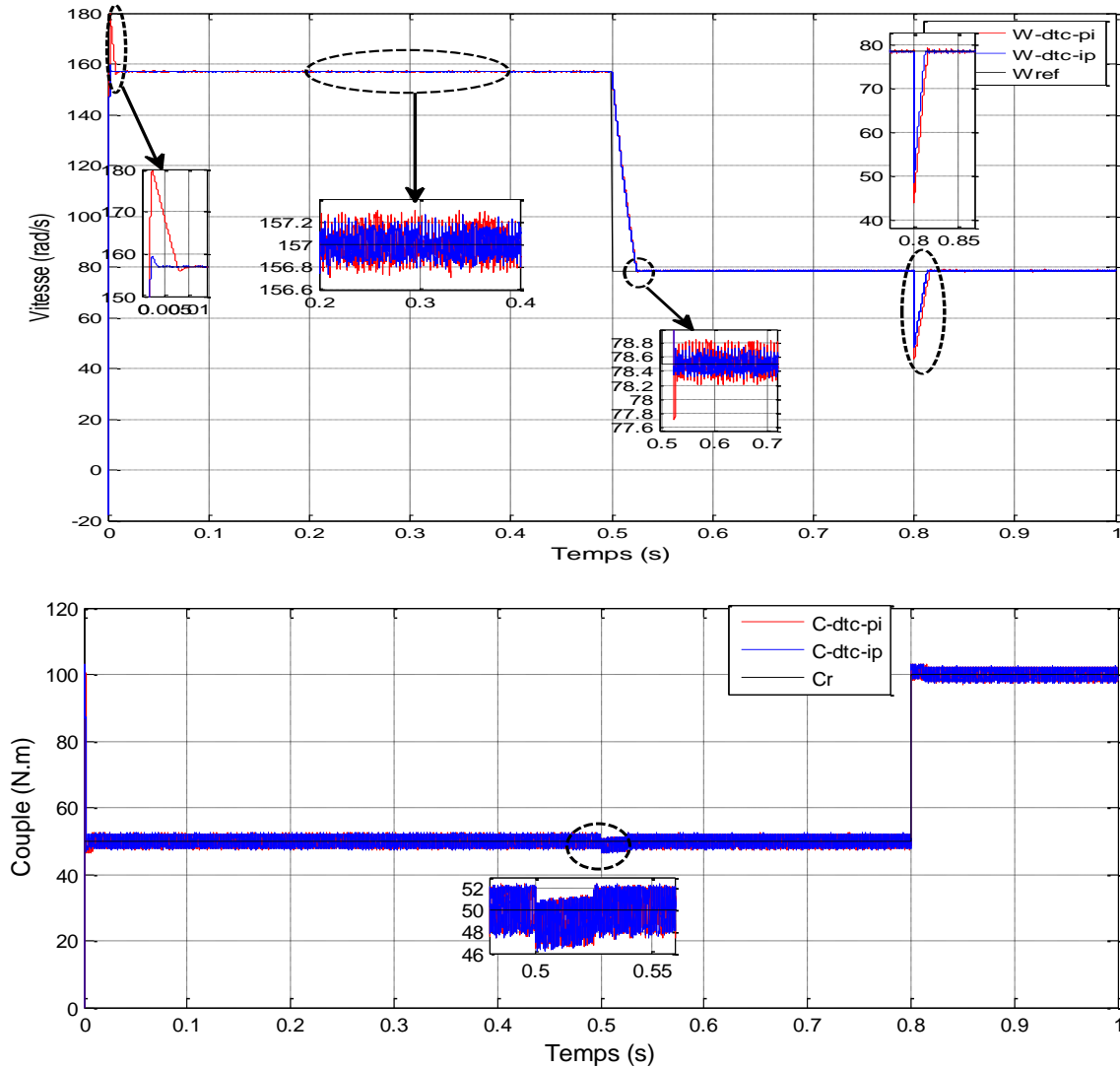


Figure III. 18 Réponses de la MSAP en vitesse avec ($V_{ref}=78.5$ rad/s à $t=0.5$ s) et en charge avec ($C_r=100$ N.m à $t=0.8$ s) avec le régulateur IP et PI

b) Commentaire sur la comparaison :

La figure III. 18 présente une étude comparative des deux techniques de commande DTC_PI et DTC_IP dans les mêmes conditions de fonctionnement. On remarque que la commande DTC_IP possède de bonnes performances en termes de rapidité, dépassement et ondulations de couple en régime permanent comparativement à la DTC_PI.

On vise à améliorer encore les performances de la commande DTC surtout en termes d'ondulations donc on propose d'utiliser un régulateur hybride (PI+IP) dans la section suivante.

III 10 .3 ; Structure de commande hybride (PI+ IP):[26]

En combinant ces deux contrôleurs, nous pouvons faire un compromis entre la réponse à la référence de vitesse et la réponse au couple perturbateur. Cette combinaison est présentée à la figure suivant Figure 19. La caractéristique du régulateur combiné dépend de la variable de régulation α . Lorsque $\alpha=0$, il devient un contrôleur IP, alors que si $\alpha=1$, il devient un contrôleur PI. Dans le cas de $0<\alpha<1$, on peut obtenir une caractéristique combinée des deux contrôleurs [26].

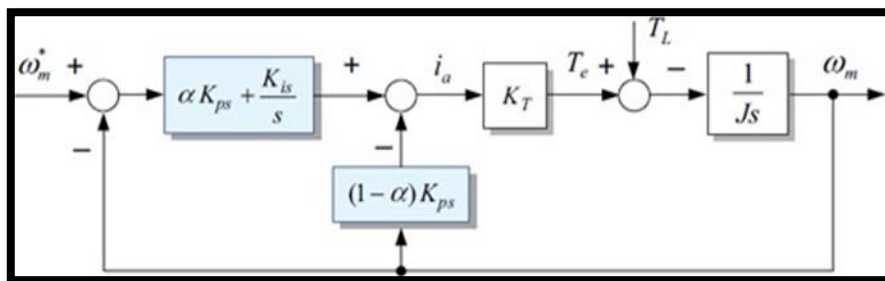


Figure 19 : Schéma d'un contrôleur combiné (PI+IP)

Dans la section suivante nous allons voir les avantages qu'apporte un régulateur de type IP et hybride (PI+IP) par rapport au régulateur de type PI. Afin de tester et comparer ces deux régulateurs, nous allons les soumettre aux mêmes conditions de fonctionnement.

a) Résultats de la simulation :

Le Figure III. 20 représentent les résultats de la simulation de la commande DTC avec régulateurs hybride (PI+IP) où on applique un couple résistant de 50 N.m dans l'intervalle [0s 0.8s] et 100N.m dans l'intervalle [0.8s 1s]. Et la vitesse du référence égale 157 rad/s dans l'intervalle [0s 0.5s] et (78.5) rad/s dans l'intervalle [0.5s 1s].

Les résultats de simulation en termes de couple, vitesse sont résumés dans les figures ci-dessous

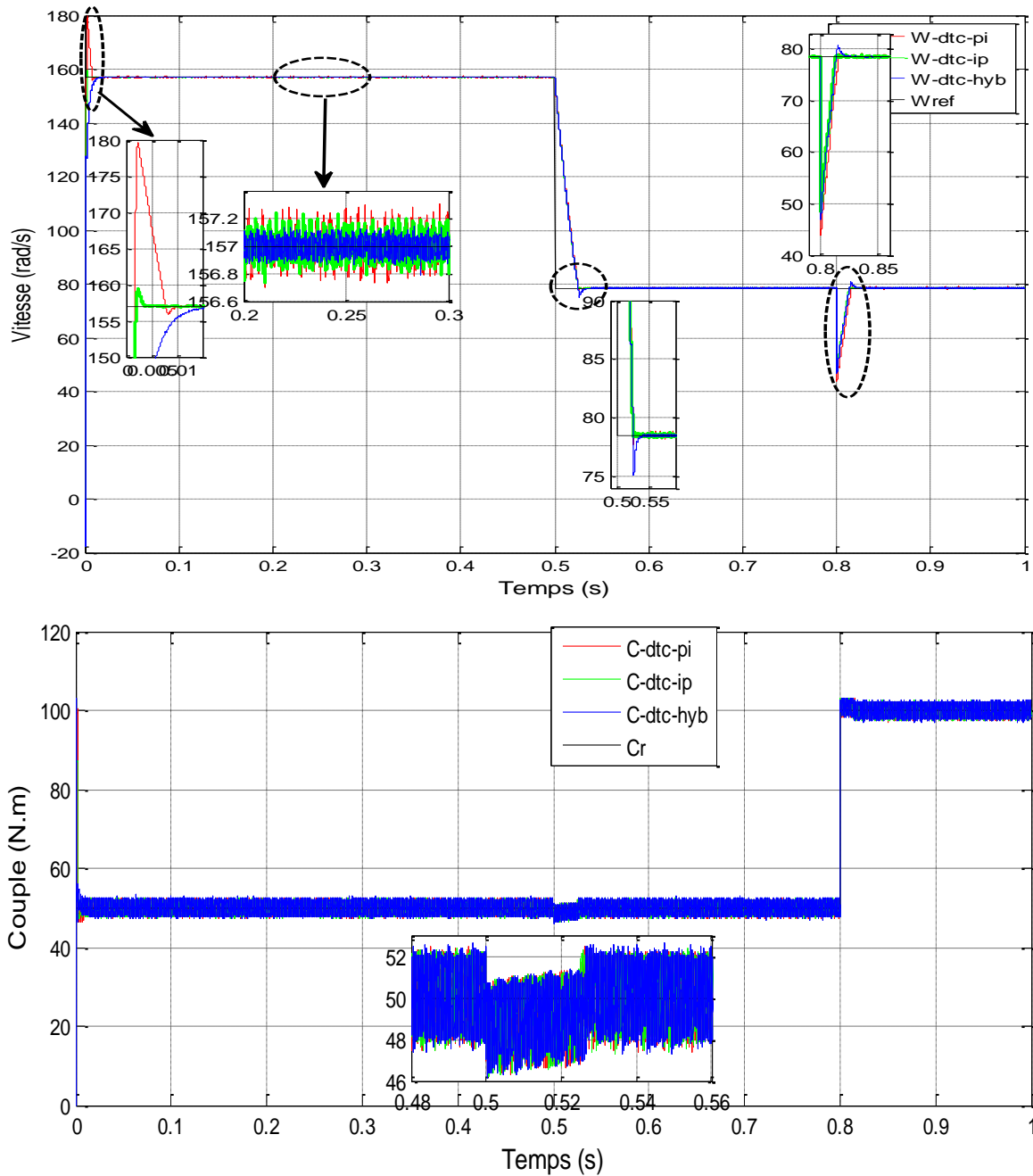


Figure III. 20 Réponses de la MSAP en vitesse avec ($V_{ref}=78.5$ rad/s à $t=0.5$ s) et en charge avec ($Cr=100$ N.m à $t=0.8$ s) avec le régulateur IP et PI, hybride (IP+PI)

b) Commentaire sur la comparaison :

La Figure III. 20 présente les résultats de simulation de la commande en utilisant les trois régulateurs PI, IP et hybrid. Il est clair que le régulateur hybride apporte un plus à la commande DTC en régime transitoire on démarrage et on régime permanent en termes d'ondulations de vitesse et de rejet de perturbations.

11 Résultats de Simulation de la commande DTC avec d'une boucle de vitesse (PI) et (IP), hybrid (PI+IP) et vectorielle :

Le Figure III.21 représentent les résultats de la simulation de la commande DTC avec régulateurs hybride (PI+IP) et la commande vectorielle où on applique un couple résistant de 50 N.m dans l'intervalle [0s 0.8s] et 100N.m dans l'intervalle [0.8s 1s]. Et la vitesse du référence égale 157 rad/s dans l'intervalle [0s 0.5s] et (78.5) rad/s dans l'intervalle [0.5s 1s].

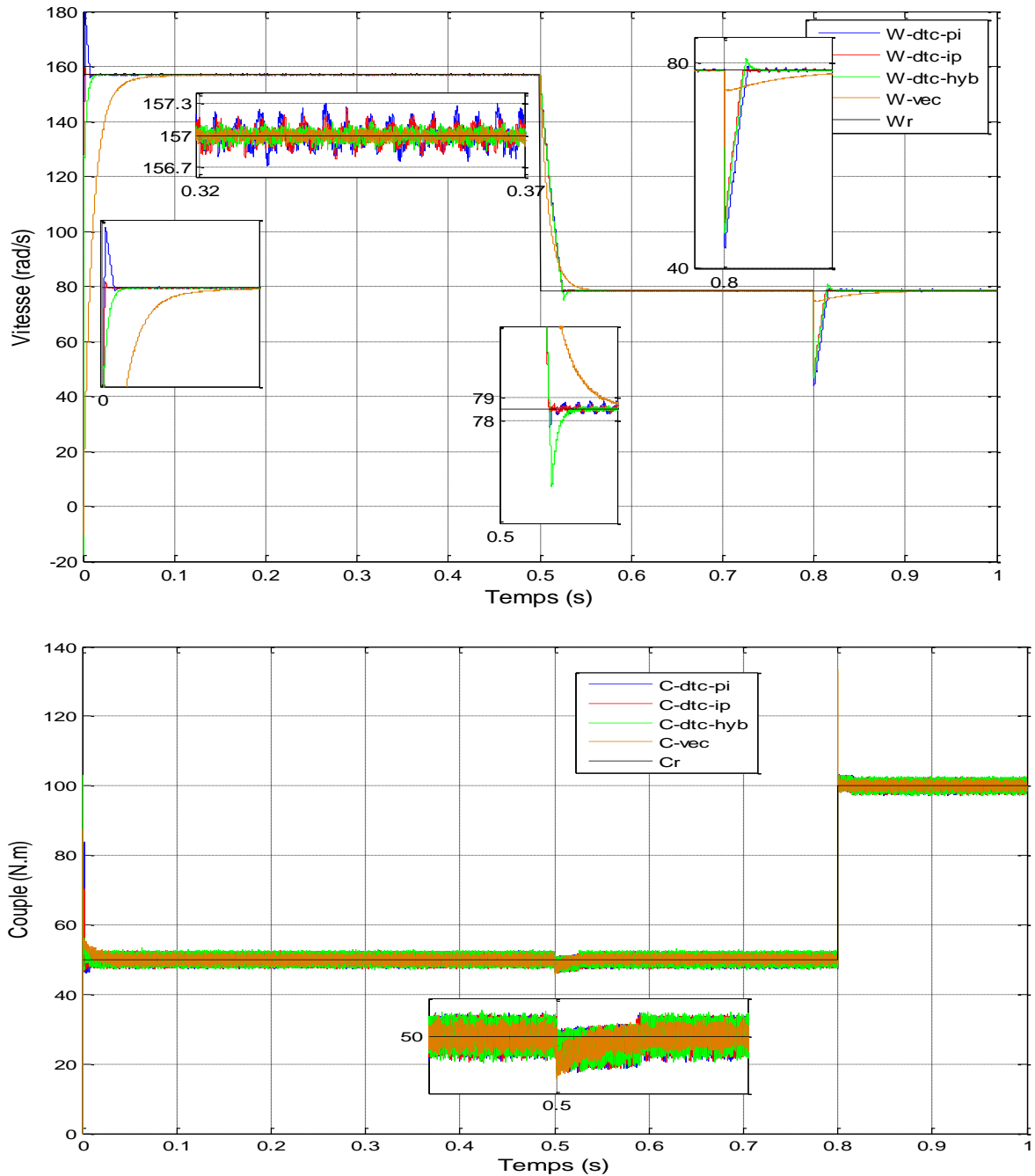


Figure III. 21 Résultats de simulation de la commande DTC : avec d'une boucle de vitesse (PI) et (IP), hybrid (PI+IP) et vectoriel

a) Vitesse mécanique et b) Couple électromagnétique

b) Commentaire sur la comparaison :

Sur la figure (III. 21) on peut voir que la dynamique de la réponse de la vitesse de la DTC avec régulateur hybrid (PI+IP) est rapide par rapport à la commande vectoriel, toutefois elle présente des dépassements assez petits d'ondulations.

Comparé aux a DTC avec régulateur PI et DTC avec régulateur IP, c'est le meilleur en termes de résultats

III .12 - Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande DTC et la commande vectorielle à base des régulateur PI appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

Les résultats de la simulation nous montrent que les réponses avec la commande DTC fournissent une performance dynamique et statique satisfaisante mieux que la commande vectorielle. Mais il y a un problème avec l'ondulation en régime permanent. Ce qui nous a amené à remplacer le régulateur PI pour améliorer les ondulations avec un autre régulateur hybrid (PI+IP), les résultats de simulation de cette technique de contrôle nous montrent que le système devient rapide et robuste lors des changements de charge ou de vitesse avec moins d'ondulations.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande DTC avec des régulateurs PI .IP et la commande DTC avec des régulateurs hybrid (PI+IP) de la MSAP.

La commande DTC à base de régulateur hybrid (PI+IP) présente plusieurs avantages tel que, robustesse aux perturbations induit par la charge, stabilité et temps de réponse très rapide.

Le chapitre suivant est consacré à l'application de ces techniques de commande dans le domaine des véhicules électriques en appliquant un cycle de conduite.



Chapitre VI

APPLICATION A UN VEHICULE ELECTRIQUE AVEC UN CYCLE DE CONDUITE



VI.1 Introduction :

Pour faire un test de performance lorsque le véhicule est en train d'accélérer ou de décélérer dans des conditions de route réelles, nous allons considérer des régimes d'accélération et de décélération avec un profil de route réel. Cela se réalisera en appliquant comme consigne de vitesse et de couple résistant, des profils normalisés issu d'un cycle de conduite réel et un modèle dynamique. [27]

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté une étude comparative entre les convertisseurs et les actionneurs qui peuvent être utilisés dans une chaîne de traction. Pour cela, on a fixé les composants adéquats (moteurs, convertisseurs, ...) pour la suite de notre étude. Par la suite, deux techniques de commande DTC et vectorielle ont été testées et discutées pour des consignes de vitesses bien définies.

Dans ce chapitre, on aborde l'application des techniques de commande sur un véhicule urbain. On commence par la définition du cahier des charges qui contient des informations sur le cycle de conduite normalisé 'créés par les concepteurs d'automobiles et des associations de l'environnement', et le modèle dynamique du véhicule. Le cycle de conduite avec le modèle dynamique du véhicule nous génère le couple de charge et la vitesse de référence nécessaire pour la mission. Ces deux consignes seront utilisées pour le test des deux techniques de commande afin d'évaluer les performances du véhicule dynamiques et statiques. [1].

VI.2 Cahier de charge :

Le cahier des charges doit être clairement défini à priori car une application automobile est tellement complexe en termes de performances et de contraintes avec des impacts plus ou moins restrictifs. Le cahier des charges définit directement les profils de puissance et énergie nécessaires à travers un modèle dynamique du véhicule. Le travail présenté dans cette mémoire est basé sur une étude comparative. Pour cela, on a mis en place un cahier des charges à respecter. Pour cela, on doit présenter les caractéristiques du véhicule électrique que l'on souhaite alimenter par la source électrique et d'autres éléments du cahier de charges tels que le cycle de conduite, les caractéristiques des éléments de la chaîne de traction. [4].

VI.2.1 Cycle de conduite :

Un cycle de conduite représente généralement un ensemble de points de vitesse du véhicule en fonction du temps. Cette ensemble de points obtenue à partir un trajet partant,

d'un point A et allant à un point B. De manière générale, Il est utilisé pour évaluer la consommation de carburant et les émissions de polluants d'un véhicule de manière normalisée, afin de pouvoir comparer différents véhicules (VE, VTH ...). Le cycle de conduite est effectué sur un dynamomètre à châssis, où les émissions d'échappement des véhicules sont collectées et analysées pour évaluer les taux d'émission. Dans le domaine des véhicules industriels, le cycle de conduite n'est pas effectué sur un banc à rouleaux, mais sur un banc moteur et est évalué via une série de points de couple moteur et vitesse de moteur au lieu de points de vitesse véhicule.

L'objectif principal de ces cycles est la description des conditions d'utilisation des véhicules dans leur diversité : en particulier, on ne cherche pas à décrire l'ensemble des conditions en un seul cycle moyen, mais par un ensemble de cycles spécifiques routiers et autoroutiers, etc.) [28]

Ces dernières années, plusieurs cycles normalisés ont été proposés pour représenter les conditions de fonctionnement typiques tel que [29] :

Pour les Etats-Unis, le cycle le plus commun est le FUDS (Federal Urban Driving Schedule). Il est basé sur une étude statistique du trafic à Los Angeles. Dans la littérature, on le retrouve également sous le nom de « FTP 75 urbain » (FTP - Federal Test Procedure). Ce cycle sont présenté sur la Figure (VI.1), la vitesse étant exprimée en km/h sachant qu'on a fait la conversion suivante (1miles = 1,6Km) .

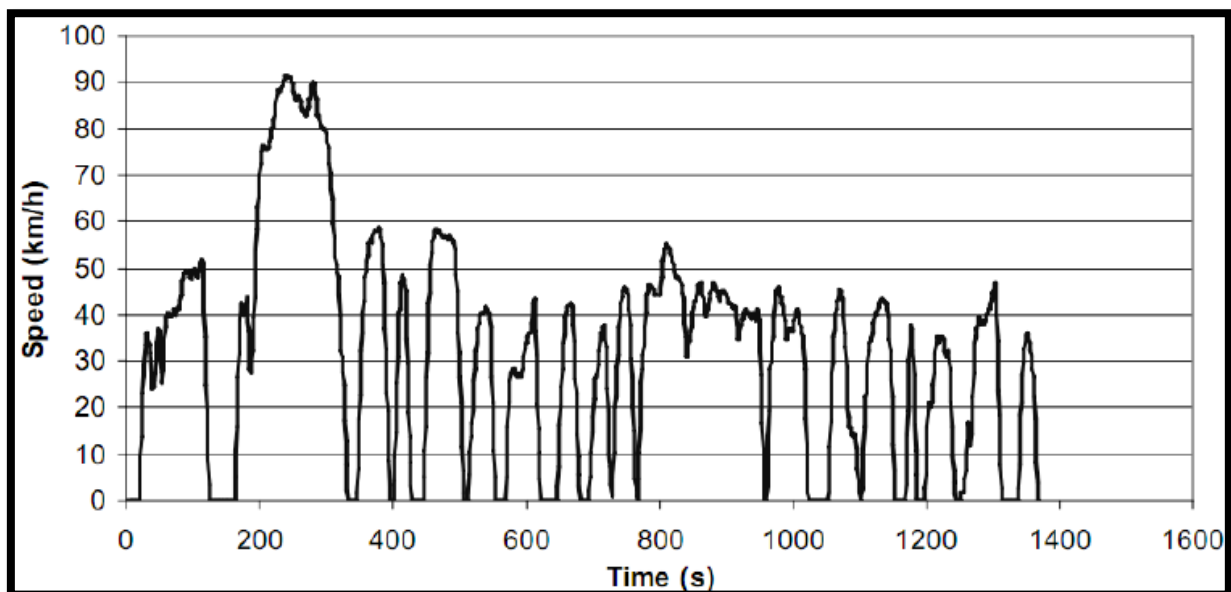


Figure VI. 1 Cycle de conduite FTP [1].

VI.2.1.1 Au niveau d'Europe :

Le cycle le plus utilisé est le Nouveau Cycle Européen de Conduite **NEDC (New European Driving Cycle)** présenté sur la Figure (VI.2). Ce cycle est largement adopté en Europe pour évaluer les émissions **CO2** et la consommation de carburant des véhicules légers. Le Nouveau Cycle Européen de Conduite représente un parcours mixte incluant quatre segments consécutifs de Cycle de Conduite Urbain (**UDC – urban drive cycle**) suivie par un segment du Cycle de Conduite Extra Urbain (**EUUDC – extra urban drive cycle**). L'**UDC** a été développé pour représenter les conditions de fonctionnement en ville, par exemple Paris ou Rome. Le segment **EUUDC** a été ajouté après le quatrième cycle **UDC** pour considérer un mode de conduite plus dynamique avec une vitesse moyenne et de pointe supérieure.

Le cycle conduite **NEDC** contient deux cycles (**urbain, extra urbain**) pour décrire le parcours et reproduire les conditions réelles d'usage du véhicule. Par la suite, seulement le profil de conduite urbain (**200s**), il est considéré pour représenter la mission car le véhicule considéré est de type urbain.

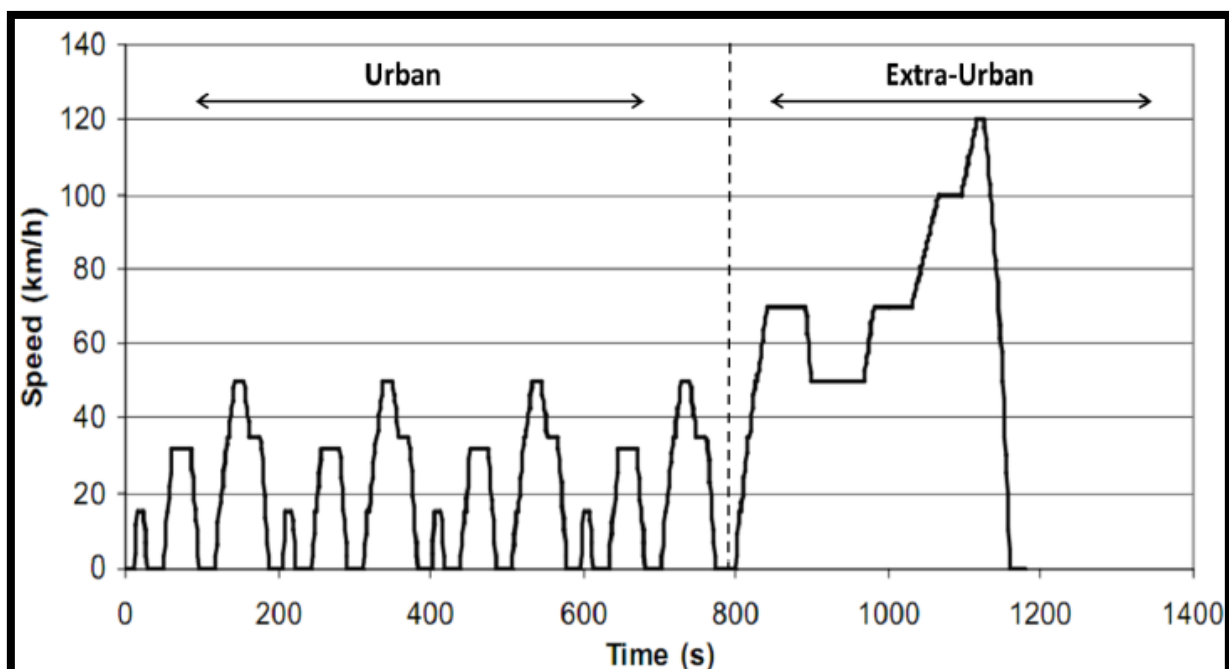


Figure VI. 2 Cycle de conduite NEDC

Pour avoir une idée sur ces cycles de conduite on montre dans le tableau suivant (VI 1) montre quelle que cycles avec ces caractéristiques [1].

Les cycles	Temps	Distance	Vitesse Max
Braunschweig City Driving Cycle(BCDC)	1740s	10900.32 m	58.21 km/h
ARTIMIS Driving Cycle	3143 s	51695.46m	150.37 km/h
MODEM –Hyzem	720 s	4192.48 m	58.51 km/h
Europen transient cycle(ETC)	1800s	29493.59 m	90.8 km/h
EPA New York Cycle(NYCC)	598 s	1902.76 m	44.45 km/h
California Dynamometer Driving Schedule cycle (CDDSC)	1435s	15802.15 m	407.35 km/h
City Suburban Cycle(CSC)	1700s	10751.94m	70.26 km/h
JP 10 mode cycle	135 s	663.43 m	40.09 km/h
New Eroppean Driving Cycle (NEDC)	1180 s	11016.63 m	120.09 km/h
Federal Test Procedure (FTP)	1369 s	11996.85 m	91.15 km/h

Tableur VI. 1 Le temps, la distance et la vitesse maximale de quelque cycle de conduites normalisé [1].

VI.2.2 Modèle dynamique du véhicule :

Le véhicule considéré dans notre travail est de type urbain c'est le véhicule Blue car, il représente dans la figue (VI.3), et les paramètres de cette voiture sont dans le tableau (VI.1) [30].



Figure VI. 3 véhicule électrique Blue car

Paramètres du VE	Valeur
Masse du véhicule (MVE)	820 kg
Accélération	9.81 m/s ²
Rayon d'une roue (r)	0.33 m
Masse volumique de l'air (ρ)	1.2 kg/m ²
Surface frontal(S)	2.75 m ²
Coefficient pénétration dans l'air (Cx)	0.3
Coefficient de résistance au roulement à l'état dynamique (C ₀)	1.6 10 ⁻⁶
Coefficient de résistance au roulement à l'état statique (C ₁)	0.008
Pente de la route (α)	2.5%

Tableur VI. 2 Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car [1].

La puissance et l'énergie consommées sont définie par la dynamique du véhicule sous les conditions de conduite comme le cycle de vitesse et le profil de pente. La puissance demandée pour la propulsion des roues P_{VE} s'exprime par. [1]

$$\begin{cases} P_{VE} = C_T \cdot \Omega_{roue} \\ C_T = F_T \cdot r \\ \Omega_{roue} = V_{VE} \cdot r^{-1} \\ P_{VE} = F_T \cdot V_{VE} \end{cases} \quad \text{(VI.1)}$$

Avec

C_T : Couple total

Ω_{roue} : La vitesse de rotation de la roue

F_T : La force de traction

V_{VE} : La vitesse du V_{VE}

r: le rayon de la roue.

L'effort total nécessaire pour vaincre la résistance à l'avancement et accélérer le véhicule représente la somme de quatre forces : la force de frottement (force de la roue), la force due à la pente, la force de résistance aérodynamique et la force due à l'accélération.

La force totale s'écrit alors sous la forme suivante :

$$F_T = F_{roue} + F_{pente} + F_{aero} + F_{acc} \quad (VI.2)$$

Les différentes forces résistantes ajoutées à la force d'accélération :

- F_{acc} : Les forces résistantes au roulement sont (voir Figure (VI.4)).
- F_{aero} : La force aérodynamique.
- F_{roue} : La force due au contact des roues sur la chaussée.
- F_{pente} : La force gravitationnelle due à la pente tel que : $F_{pente} = F_{mg} - F_{gx}$

$$\begin{cases} F_{aero} = 0.5 \rho S C_x V_{VE}^2 \\ F_{roue} = M_{VE} \cdot g \cdot (C_0 + C_1) V_{VE}^2 \\ F_{acc} = m \frac{dV_{VE}}{dt} = m \cdot r \cdot \frac{d\Omega_{VE}}{dt} \\ F_{pente} = M_{VE} \cdot g \cdot \sin \alpha \\ F_{mg} = F_{pente} + F_y \end{cases} \quad (VI.3)$$

Avec :

M_{VE} : Masse du Véhicule.

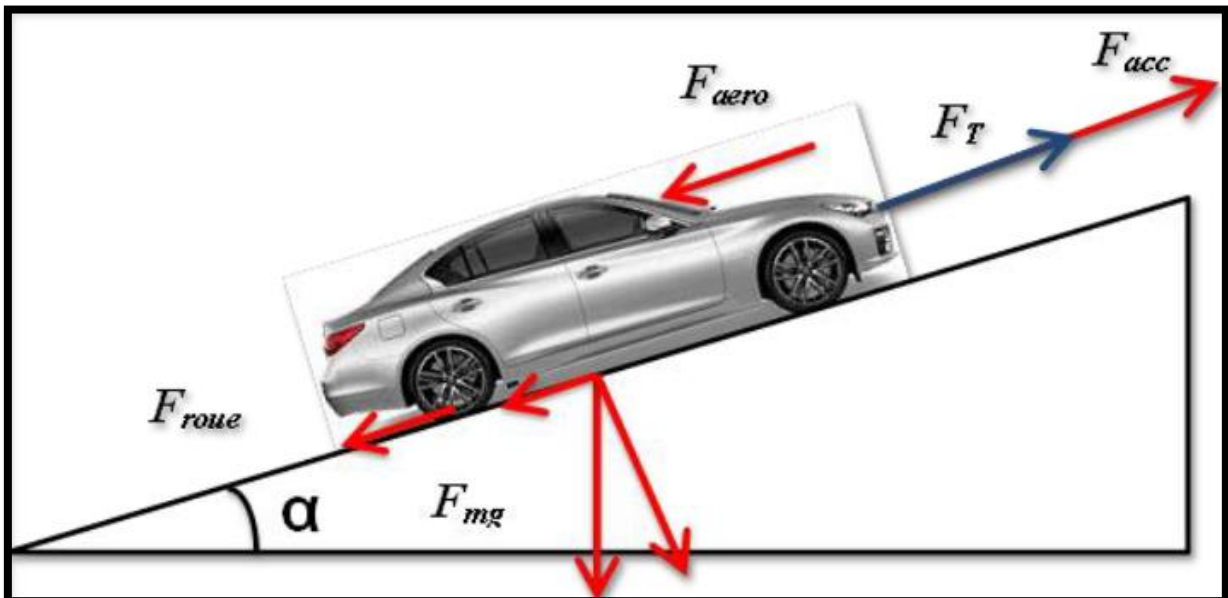


Figure VI. 4 Forces appliquées sur un véhicule électrique en roulement

La puissance P_{VE} requise pour la propulsion durant une mission ainsi que l'énergie consommée E_{Vcons} peuvent être exprimées par : Le véhicule considéré dans ce travail est de type urbain, dont les paramètres sont donnés par le Tableau (VI.1).

$$\begin{cases} P_{VE} = \left(M_{VE} \times \frac{dV_{VE}}{dt} + F_{roue} + F_{aero} + F_{gx} \right) V_{VE} \\ E_{Vcous} = \int_{t_0}^{t_{ey}} P_{VE}(t) dt \end{cases} \quad (VI.4)$$

VI.3 Transmission et réducteur mécanique :

Le réducteur est un élément très important permettant souvent une économie conséquente sur la masse du moteur dont les dimensions sont déterminées principalement par le couple à fournir [28][29] comme montre la figure (VI.5)

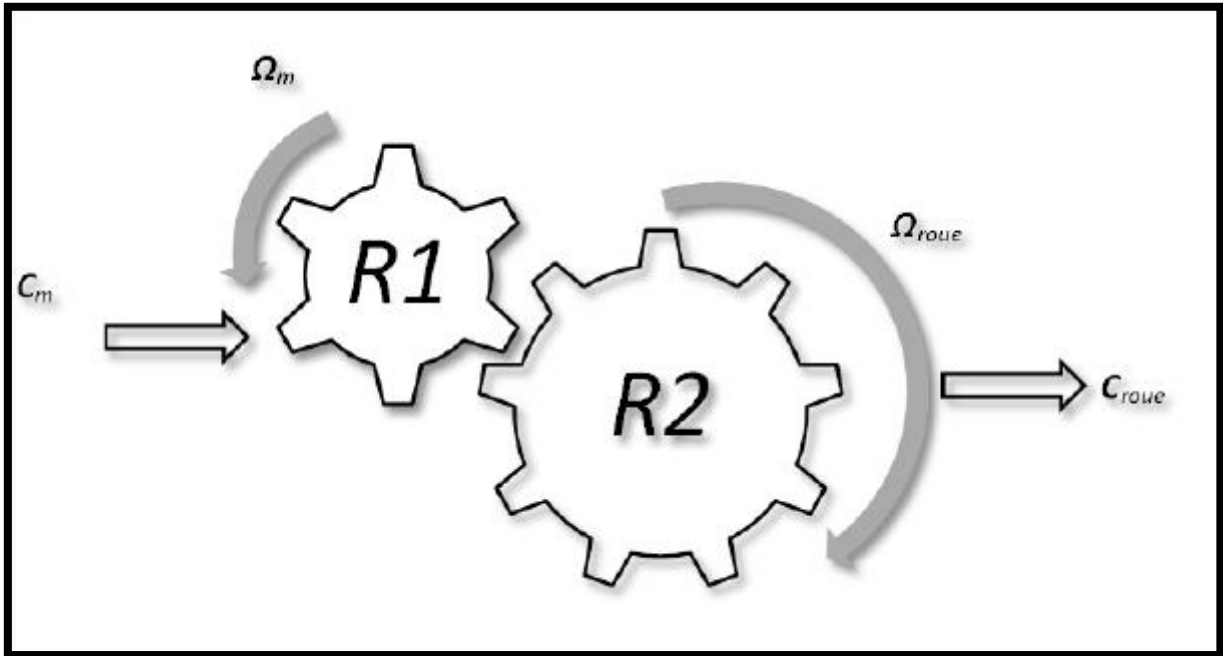


Figure VI. 5 Le mécanisme du réducteur

Le réducteur est modélisé par un gain k en supposant qu'il n'y a pas de pertes mécaniques.

$$\begin{cases} C_{roue} = k \cdot C_m \\ \Omega_{roue} = \frac{1}{k} \Omega_m \end{cases} \quad (VI.5)$$

Tell que :

$$k = \frac{R2}{R1} = \frac{C_{roue}}{C_m} \quad (VI.6)$$

- C_{roue} : couple dans la roue
- C_m : couple moteur
- Ω_{roue} : vitesse dans la roue
- Ω_m Vitesse dans le moteur
- R_1 et R_2 : nombre des dents

VI.4 Partie de la Simulation :

Dans cette partie, on souhaite simuler la modèle dynamique du véhicule pour connaître le couple de charge (C_r) à base du profil de vitesse (NEDC), ensuite on va l'appliquer comme consigne à la technique de commande choisi. On a fait le choix du profil européen en raison de ses caractéristiques (accélération vitesse constante et freinage) et comme notre véhicule sera utilisée comme un véhicule urbain.

VI.4.1 Simulation du modèle dynamique

a- Schéma bloc

D'après les équations des forces et de puissance que nous montrons précédemment, on a extrait le schéma bloc comme montre la figure (VI.6)

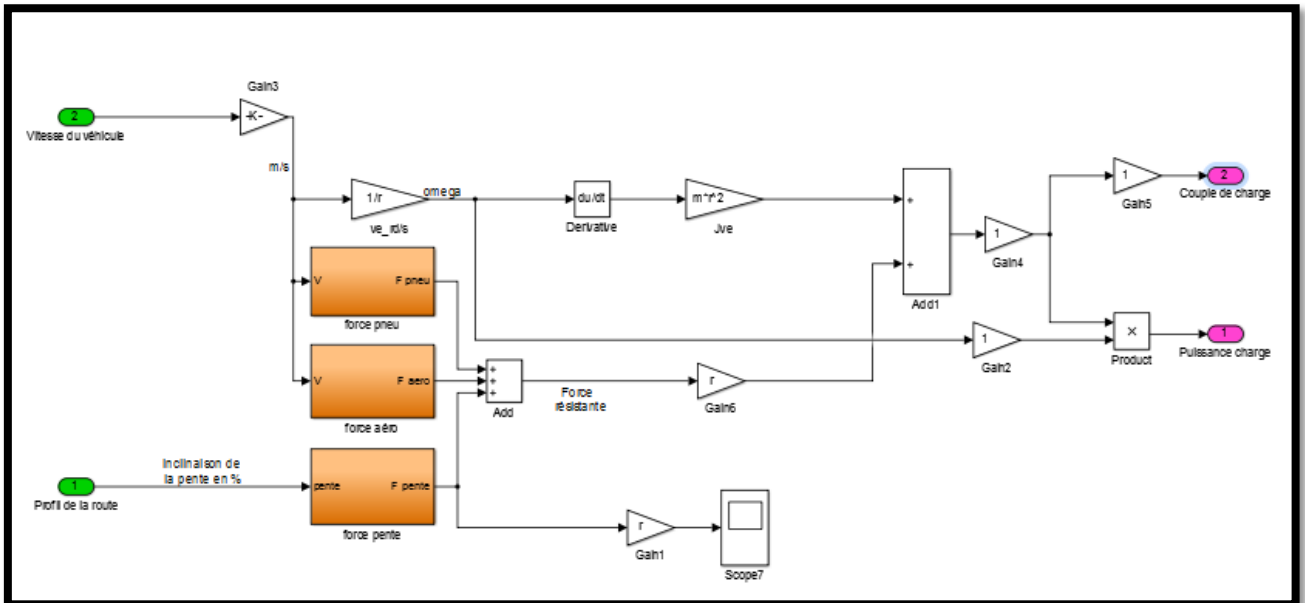


Figure VI. 6 Schéma bloc du modèle dynamique du VE

b- Résultat de simulation :

La figure (VI.7) montré la vitesse de référence et le couple de charge, tant que Le couple de charge a été calculé à partir de ce profil de vitesse en utilisant les caractéristiques mécaniques et aérodynamiques du véhicule.

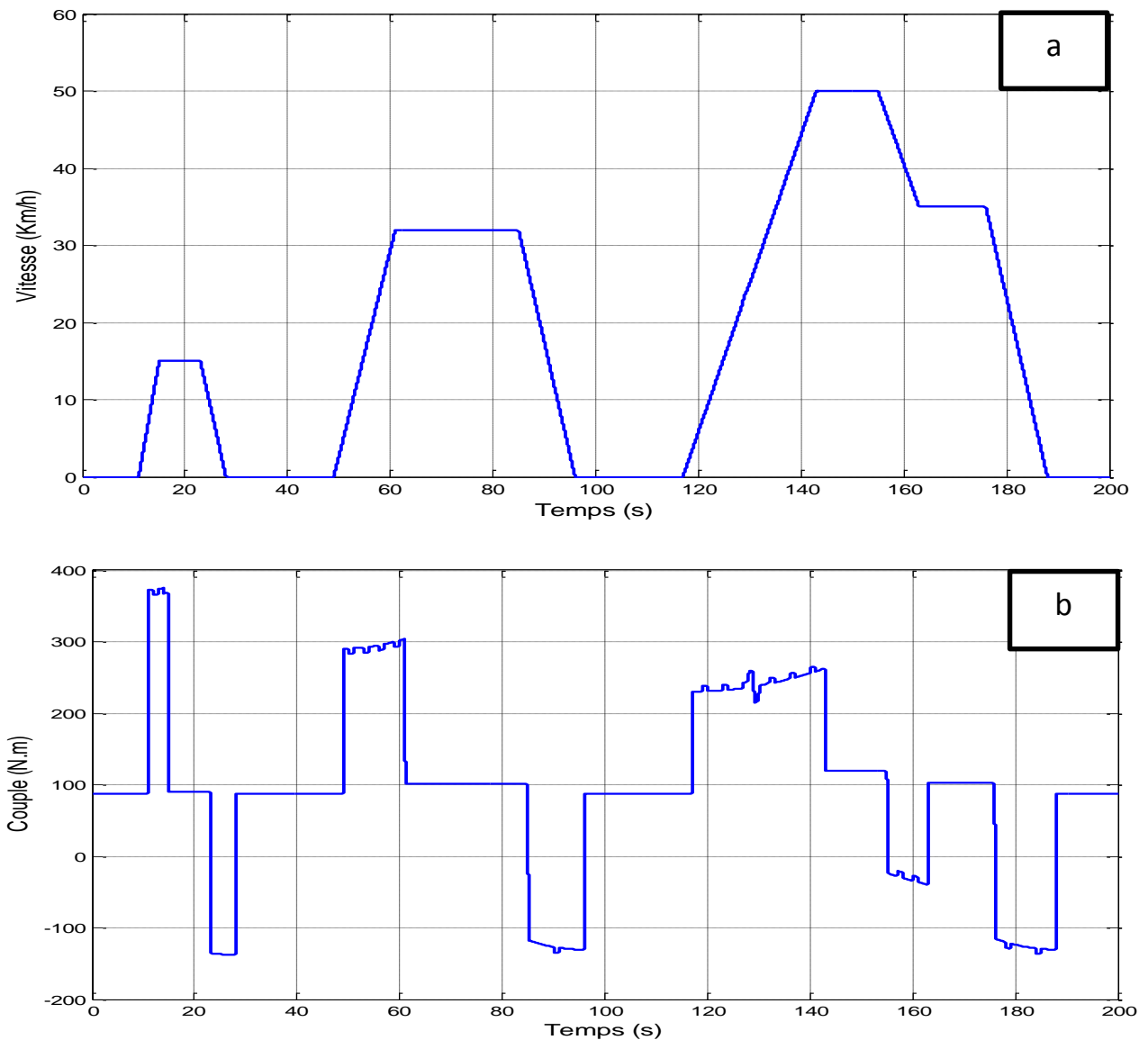


Figure VI. 7 Les profils de sortie du model dynamique du VE

(a : vitesse de roulage en (Km/h) et b : couple résistant en (N.m)

Remarque :

1- Pour appliquer notre technique de commande il faut remettre la vitesse de référence en (rad/s).

Donc :

$$\begin{cases} (km/h) \times \frac{1}{3.6} = (m/s) \\ (m/s) \times \frac{1}{r} = (rad/s) \end{cases} \quad \text{(VI. 7)}$$

2- La puissance du moteur de notre CDT est égale 16kw, donc on calcule le couple nominale comme suit :

On a $P=2$ 'nombre de pair de pole' ; La vitesse nominale est égale 157 rad /s

$$\begin{cases} C_m = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{16000}{157} \\ C_m = 102 \text{ N.m} \end{cases} \quad (\text{VI. 8})$$

On remarque que le couple de charge max dans les résultats égale presque 400N.m, Donc on calcule le rapport du réducteur pour maximise le couple dans la roue.

$$\begin{cases} k = \frac{C_{roue}}{\Omega} \\ k = 3.73 \end{cases} \quad (\text{VI. 9})$$

c- Résultat de la simulation des consignes de couple, de vitesse et de puissance :

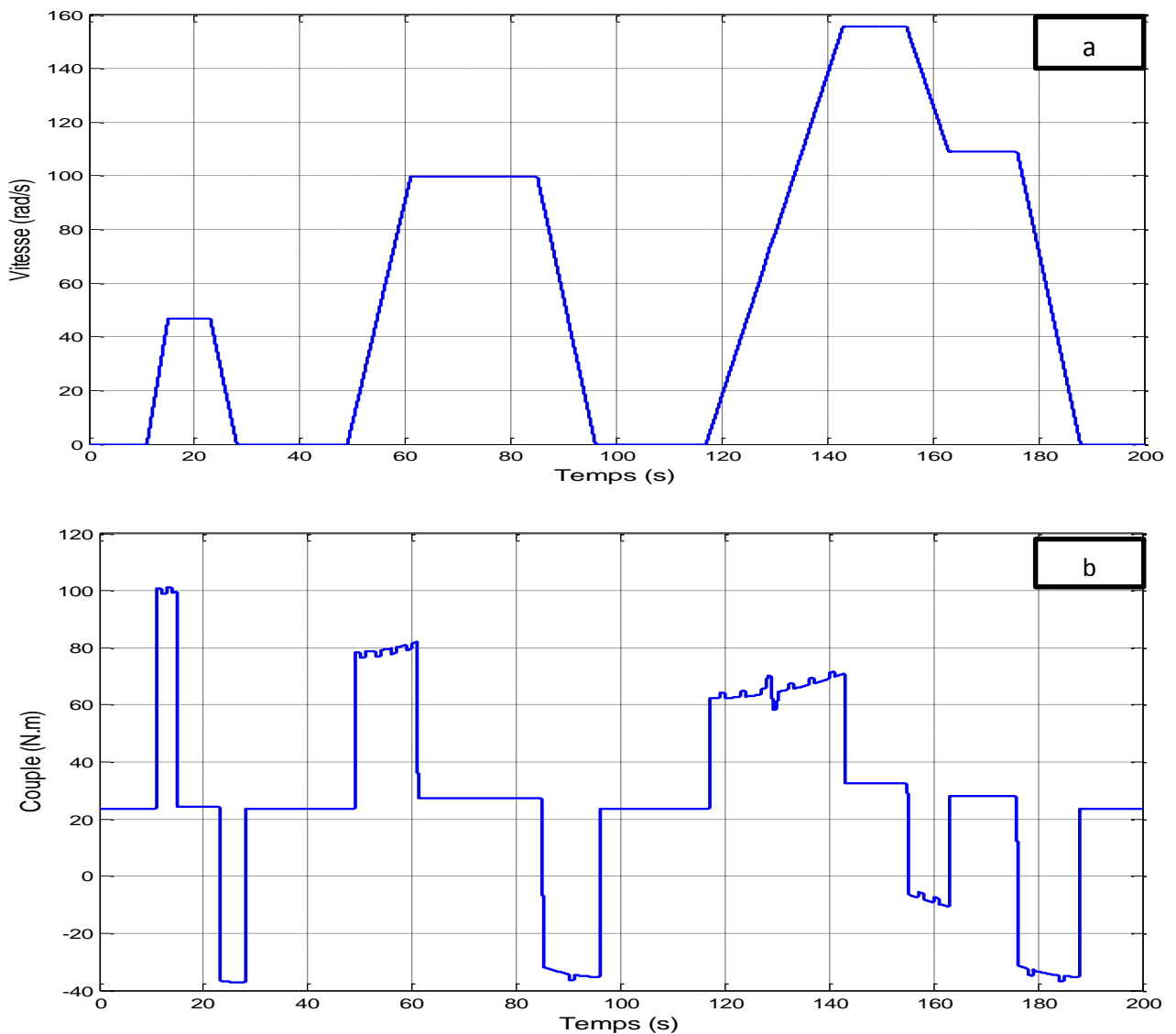


Figure VI. 8 7 les profils des sorties du model dynamique du VE

(A : vitesse de roulage en (Rad/s) et B : couple résistant en (N.m)

D'après ces résultats (figure (VI.8)) et l'équation de la puissance ($P_{VE} = C_I \Omega_{roue}$) on peut déduire la puissance de demandée par le véhicule comme montré à la figure (VI.9).

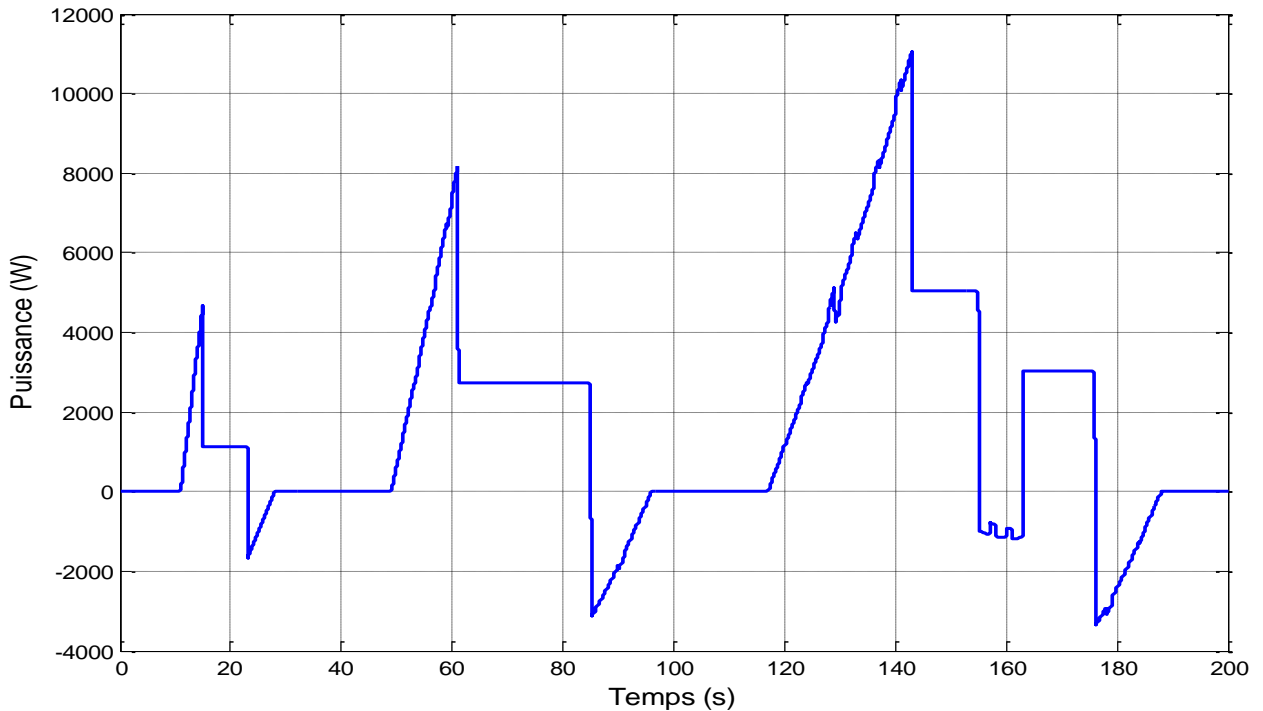


Figure VI. 9 La puissance demandée par le véhicule (P_{ref})

VI.4.2 Application du cycle de conduite à la CDT avec les techniques de commande (CDTC avec régulateurs PI et CDTC avec régulateurs hybrid (PI+ IP)) :

Nous considérons ici l'application comme vitesse de référence un cycle de conduite européen normalisé (la partie urbain), d'autre part on applique un couple résistant qui est obtenu avec le modèle dynamique du véhicule. Les figures suivantes montrent les résultats de la réponse de la chaine de traction avec techniques de commande DTC avec les deux régulateurs, PI (en rouge) et hybrid (PI+ IP)) (en bleu).

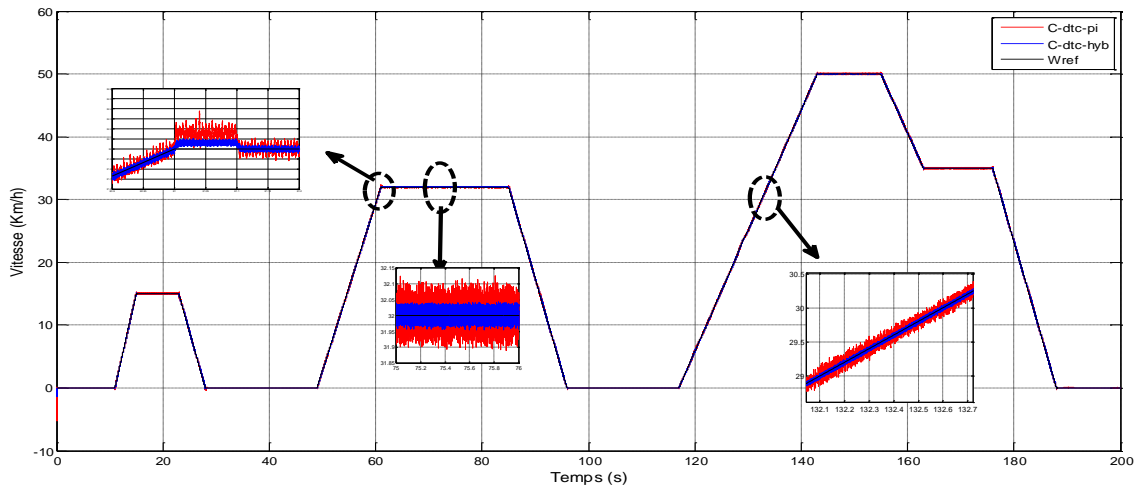


Figure VI. 10 résultats de simulation de la vitesse du véhicule en Km/h, avec commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP))

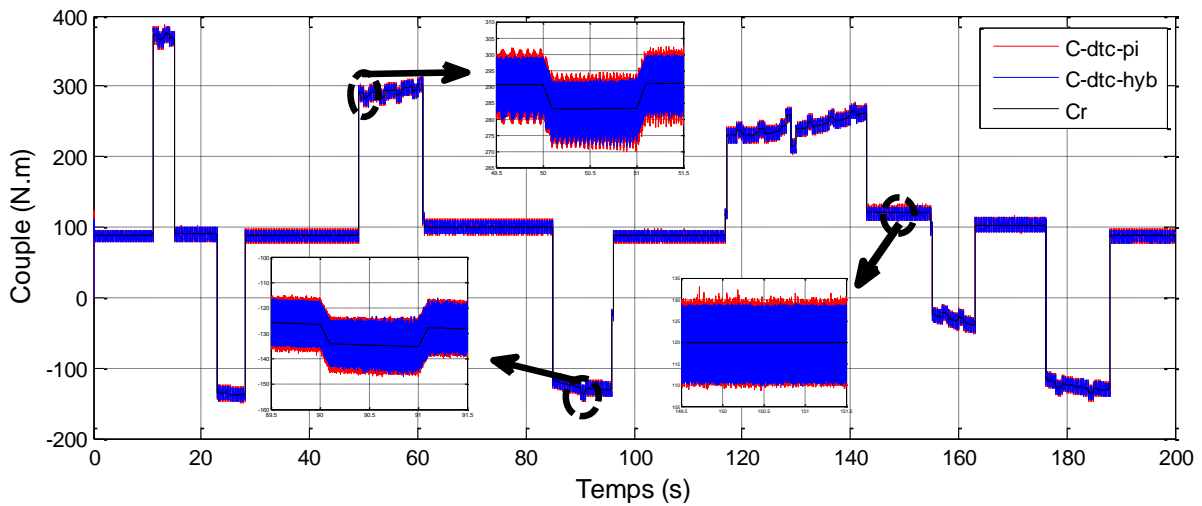


Figure VI. 11 résultats de simulation du couple de charge, avec commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP))

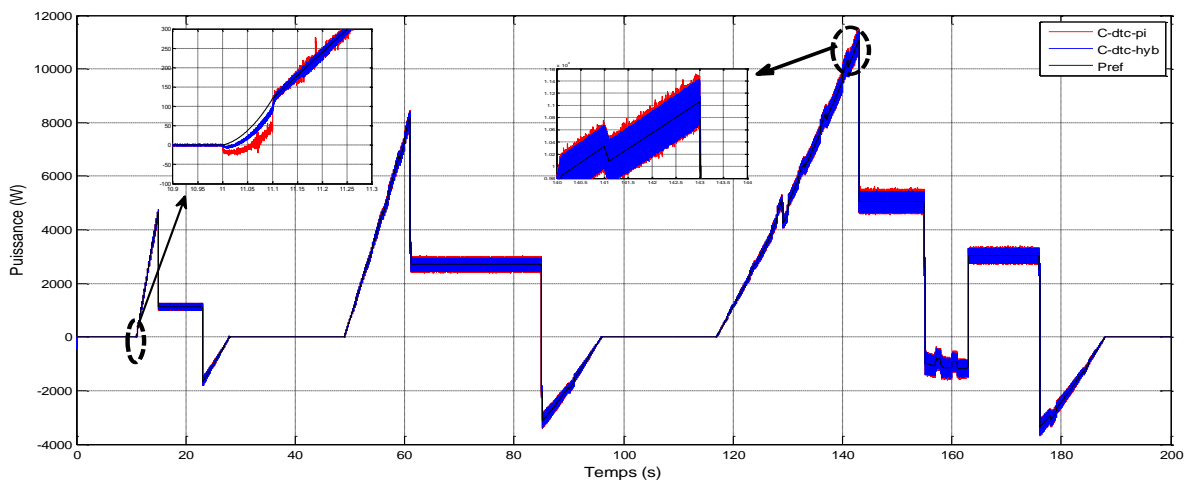


Figure VI. 12 résultats de simulation de la puissance instantanée du véhicule, avec commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP))

a) Interprétation des résultats

D'après ces figures, nous constatons que les grandeurs suivent leurs consignes convenablement en utilisant techniques de commande DTC avec les deux régulateurs PI et hybrid (PI+ IP). Néanmoins, les performances assurées par chaque régulateurs sont différées.

Comme illustre la figure (VI.10 et VI.11), dans le cas de la commande DTC avec régulateurs PI on note qu'il y a une erreur considérable dans les phases d'accélération et décélération et aussi ce qui limite les performances dynamiques du véhicule. Cette régulateurs assure la stabilisation de la vitesse en régime statique. Autrement, on remarque qu'il y a un dépassement entre les phases d'accélération et décélération ce qui peut influencer sur le confort de la voiture.

Dans le cas de la commande DTC avec régulateurs hybrid (PI+IP), on remarque que la perturbation est éliminé ou les résultats confirment le rejet de perturbation par cette stratégie. Contrairement à la commande DTC avec régulateurs PI, on remarque qu'il le dépassement entre les phases d'accélération et décélération est éliminé ce qui améliore le confort de la voiture. En terme de couple, nous constatons que le couple d'accélération et décélération sont assurés par régulateurs hybrid (PI +IP) sans dépassement et sans erreur statique. Cela permet d'améliorer les performances et le rendement de la chaine de traction et de récupérer l'énergie convenablement.

D'après la figure (IV.12) qui montre la puissance instantanée, on remarque que durant les phases d'accélération et décélération, la puissance est lisse dans le cas de la commande DTC avec régulateurs hybrid(PI +IP) comparativement à la commande DTC avec régulateurs PI. Il est clair aussi que les erreurs statiques et dynamiques sont considérables dans le cas de la commande vectorielle comparativement à celle par régulateur hybrid (PI+IP) . Cela peut-être traduit par le fait que les pertes en utilisant la commande DTC avec régulateurs PI sont considérables par rapport à la commande DTC avec régulateurs hybrid (PI+IP).

VI.5 Conclusion :

Ce chapitre a été dédié à l'application des deux techniques de commande sur la chaine de traction d'un véhicule réel de type urbain. Au début, nous avons abordé le cahier de charge du véhicule par lequel on veut compléter notre étude. Ce dernier est représenté par un cycle de conduite normalisé dite européen (NEDC) et le modèle dynamique du véhicule.

Les résultats de simulation obtenus ont prouvés la commande vectorielle assure des performances acceptables en terme de stabilité et de suivi de la consigne mais sa robustesse est faible. Il est noté que les bonnes performances en termes de précision, rapidité et robustesse sont assurés par la commande DTC avec régulateur hybrid (PI+IP) comparativement à la commande DTC avec régulateur pi. Ces performances se répercutent dans l'application véhicule sur le confort de la voiture ainsi que le rendement de la chaine de traction.



CONCLUSION GENERALE



CONCLUSION GENERALE:

Ce travail est une contribution à l'amélioration des performances des chaînes de traction électrique équipée d'un moteur synchrone à aimants permanents, un onduleur à deux niveaux et un réducteur de vitesse. Deux techniques de commande sont considérées :

1. commande vectorielle
2. commande DTC

La commande DTC à base des régulateur PI appliquée à la machine synchrone à aimant permanent assure des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Néanmoins, elle n'est pas robuste vis-à-vis les perturbations et les variations paramétriques. Pour cela, on a proposé d'utiliser la commande à structure régulateur PI +IP. Nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse. Les résultats de simulation de cette technique de commande nous montrent que le système devient rapide, robuste lors des variations de la charge ou de la vitesse.

L'étude comparative entre la commande DTC avec des régulateurs PI et la commande par DTC avec des régulateurs PI+IP de la MSAP a permis de montrer l'aptitude de la deuxième technique de commande en terme de robustesse et de performances dynamique

Par la suite, l'application de ces techniques de commande dans le domaine des véhicules électriques en appliquant un cycle de conduite a été présentée.

Les résultats de simulation obtenus confirment que la commande DTC avec des régulateurs PI assure des performances acceptables en terme de stabilité et de suivi de la consigne mais sa robustesse est faible spécialement vis-à-vis le rejet des perturbations. Il est noté que les bons performances en terme de précision, rapidité et robustesse sont assurés par la commande DTC avec des régulateurs PI+ IP comparativement à celle DTC avec régulateurs PI. Ces performances se répercutent dans l'application véhicule sur le confort de la voiture ainsi que le rendement de la chaîne de traction.

Comme perspective à notre travail, nous recommandons la poursuite des travaux suivants

- Validation pratique des techniques de commande ;
- Utilisation des onduleurs multiniveaux ;

- Utilisation d'une commande intelligente ;
- Réalisation d'un petit véhicule électrique



BIBLIOGRAPHIE



- [1] **BAADJ LAKHDAR, IBRAHIM IBRAHIMI AYMAN** " Etude d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique " Mémoire de Master en électromécanique université Amar telidji de Laghouat ,2018
- [2] **BENOIT PERRON** " Document de référence Véhicules électriques et hybrides " Centre d'expérimentation des véhicules électriques du Québec - CEVEQ Site Web : www.ceveq.qc.ca 10/06/2021 19 :40
- [3] **AIMAN, NOUCHE** " Contribution au développement d'un Simulateur pour les véhicules électriques routiers " Thèse doctorat, génie électrique université de technologie de Belfort Montbéliard, 2008
- [4] **KHENFOUR SALAH, SMAILIYOUCEF** " Contrôle commande d'un véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanents " Mémoire master en génie électrique université akli Mohand oulhadj de Bouira ,2018
- [5] **BENARIBA HASSAN** " Contribution à la commande d'un véhicule électrique " Thèse docteur Université en automatique Aboubakr Belkaïd Tlemcen ,06/ 12 / 2018,
- [6] **BENOI SARRAZIN** " Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique Arrêté ministériel " Thèse docteur en génie électrique de l'université de Grenoble, 7 août 2006
- [7] **B. MULTON** " Problème de la motorisation d'un véhicule électrique, 2ème partie " HAL Id: hal-00673999 <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00673999> Submitted on 24 Feb 2012 ,20/08/2021 .21 :30
- [8] **MARIF ISMAIL, ABDAT HICHEM** " La commande en vitesse d'un véhicule Electrique " Thèse docteur en automatique, Faculté de Technologie à Université de Tlemcen 2018/2019
- [9] **RIGHEN HAROUN, HALAIMIA SAFOUANE** " Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale " Mémoire de Master en électromécanique Faculté des Sciences et de la Technologie université Larbi tebssi–tebessa, 2015-2016
- [10] **AMOR KHLAIEF** " Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) " Thèse de Doctorat, en électrotechnique et Systèmes Industriels, Université d'Aix Marseille, 2012
- [11] **HOUCHE NASMA,** " Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent " Mémoire de Master en commande des systèmes électriques Université Mohammed Boudiaf de m'sila 2016
- [12] **AID HOUSSEM, AINA WAFAA** " SynMémoire de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents " Mémoire de Master en automatique Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, 2013.

- [13] **KENDOUCI KHEDIDJA** " Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents " Thèse de Doctorat, en commande électriques Université Mohamed Boudiaf d'Oran, 2012.
- [14] **LOTFI MOUSSAOUI** " Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents, utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue " Mémoire de Magister en automatique industrielle Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [15] **A. DJELLIK, S. HAOUACHI** " Commande d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent Par une DTC à SVM Jury " Mémoire de master, Université Amar Thelidji, Laghouat, 2016.
- [16] **K. AMOR** " Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) " Thèse doctorat en génie électrique Université Aix Marseille, 2012.
- [17] **F. BENCHABANE** " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering, " Thèse magister en automatique industrielle université Mohammed khider, biskra 2005.
- [18] **T.ZIANE, H. REKIOUA** " Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur " 3ème Séminaire National en génie Electrique Université de Batna 29-31/10/2002,
- [19] **AMEUR AISSA** " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanent en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle " Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique Université de Batna, 2012
- [20] **RIAD TOUFOUTI** " Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone " Thèse de Doctorat en machines électrique Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [21] **O. OULEDALI, A. MEROUFEL, P. WIRA** " Commande floue directe du couple d'un MSAP basée sur MLI vectorielle " Article, Laboratoire L.D.D.I, Université d'Adrar, PP-06, 2015.
- [22] **AKKOUCHE KAMEL** " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone " Mémoire de Magister en l'énergie électrique de Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [23] **BENAISSA MALIKA** " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone " Mémoire de Magister en Commande électrique de Université de Batna, 2008.
- [24] **MOHAMMED ILYES HEMMAMI** " Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant " Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.

- [25] **MOHAMMEDI MOUFID** « Etude et Synthèse d'un Contrôleur PI et Application»
Mémoire de master en électrotechnique université badji mokhtar-annaba 2017
- [26] **SANG-HOON, KIM.** " Electric Motor Control DC " AC and BLDC Motors. Elsevier
Science, 12 mai 2017. 438 Pages.
- [27] **BOUMEGOUAS MOHAMED ELKABIR BILAL, DAGHECHA ABDELKARIM**
" Commande d'un moteur asynchrone pour une chaine de traction d'un véhicule e électrique "
Mémoire de master en électromécanique université amar telidji de laghouat 2019
- [28] **K. BENMANSOUR,** " Commande Tolérante aux Défauts d'une Chaine de Traction
Electrique, " Thèse magister, école militaire polytechnique, Bordj elbahri, 2011.
- [29] **B. TABBACHE** " Réalisation d'un émulateur de véhicule électrique " Mémoire de
magistère, école militaire polytechnique, Bordj Elbahri, 2007.
- [30] **B. BENDJEDIA** " Gestion et optimisation d'énergie électrique dans les systèmes multi
sources " Thèse doctorat d'énergie électrique de Université Houari Boumediene, Alger, 2014.



ANNEXES



Annexe

Paramètres de la machine synchrone a aimant permanent

paramètres	valeurs
Puissance	16 kW
R_s	2Ω
L_d	0.00226 H
L_q	0.00226 H
P	2
flux	0.6172 Wb
J	0.00036 kg.m ²
f	0.0000499 N.m.s