

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 Electrotechnique

Option : **Electrotechnique industrielle**

Présenté par

LAZHARI AHMED ABDE SAMED

GHRIBI MUSTAPHA

THEME

Commande tolérante aux défauts d'un
moteur synchrone a aimants permanents
pour un véhicule électrique

Devant le jury :

Hadjadj Abdechafik

Pr

Président

Mokrani Lakhdar

Pr

Examineur

Bendjedia Bachir

MCB

Encadreur

Promotion de 2019

Dédicace

En témoignage d'amour et d'affection, Je dédie ce travail avec une grande fierté.

À nos parents en premier lieu,

À nos familles et amis,

A tout notre soutien même avec une bonne parole,

A tous nos professeurs dans notre parcours,

En fin de compte, nous devons ce travail à ceux qui nous ont fait confiance, même dans les pires circonstances. Vous êtes la raison de notre arrivée ici, Merci beaucoup.

Lazhari Ahmed Abde Samed

Dédicace

En témoignage d'amour et d'affection, Je dédie ce travail avec une grande fierté.

À nos parents en premier lieu,

À nos familles et amis,

A tout notre soutien même avec une bonne parole,

A tous nos professeurs dans notre parcours,

En fin de compte, nous devons ce travail à ceux qui nous ont fait confiance, même dans les pires circonstances. Vous êtes la raison de notre arrivée ici, Merci beaucoup.

Ghribi Mustapha

Remerciements

Nous remercions en premier lieu, le bon DIEU qui m'a donné le courage et la patience pour parvenir à terme de ce travail.

Ceux qui ne remercient pas les gens ne remercient pas Dieu,

La première personne que nous tenons à remercier est notre encadreur le docteur **Mr Bendjedia Bachir**, pour l'orientation, la confiance, la patience qui ont constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port.

Nous remercions très sincèrement **Mr Hadjadj Abdechafik**, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie de Laghouat, pour avoir accepté de présider le jury de cette mémoire.

Nous remercions **Mr Mokrani Lakhdar**, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie de Laghouat, pour avoir accepté de participer au jury et d'examiner ce travail.

Nous remercions tous ceux qui nous ont aidé En particulier, le **Pr Ameur Aissa**, Merci pour tout ce que vous avez fait pour nous, ainsi que nos sincères remerciements au **Dr Mokhtari Bachir**.

Finalement, Nous aimerions remercier que tous nos enseignants et collègues à l'Université de Laghouat, et tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à la réussite de ce travail, en particulier Messieurs Ameur Taqi Eddin, Dr Ben Miloude Mohamed, Chaknan Abdelmalek, et Ben Ghia Ali.

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

ملخص

في هذا العمل نهدف إلى دراسة احتمالية تعرض محرك مركبة كهربائية إلى عطل على مستوى مستشعر السرعة، ونسعى إلى إيجاد حل لنتمكن من ضمان مواصلة المركبة أداء مهامها في ظل وجود هذا العطل. قبل ذلك نسعى إلى دراسة سلسلة الجر الكهربائية ونمذجة ومحاكاة مختلف مكوناتها (محرك متزامن ذو مغناطيس دائم، موج ثلاثي الطور...) ونعرف بتقنية التحكم الشعاعي، وفي الأخير نطبق الدراسة على نموذج مركبة حقيقية بشروط قيادة نموذجي في الوضع الصحي وخلال وجود أعطال .

الكلمات المفتاحية:سيارة كهربائية،سلسلةالجر، التحكم الشعاعي ،محرك متزامن ذو مغناطيس دائم، عطل، مستشعر السرعة.

Résumé

Dans ce travail, nous étudions la possibilité que le moteur du véhicule électrique connaisse un dysfonctionnement au niveau du capteur de vitesse, Nous cherchons une solution qui nous permette de nous assurer que le véhicule continue à remplir ses fonctions en présence de cet échec.

Avant cela, notre objectif était d'étudier les chaînes de traction électrique, de modéliser et de simuler divers composants (Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), onduleur triphasé). et de connaître la technique stratégique de contrôle (Commande Vectorielle) Finalement, l'utilisation du modèle dynamique d'un véhicule réel avec le cycle de conduite NEDC nous a permis de tester les performances de la chaîne de traction en mode sain et en mode défaillances .

Mots Clés: Chaîne de traction ; Commande Vectorielle ; Capteur de vitesse; défaillance; MSAP ; Véhicule Electrique.

Abstract

In this work, we study the possibility that the motor of the electric vehicle has a malfunction in the speed sensor, we are looking for a solution that allows us to ensure that the vehicle continues to perform its functions in the presence of this failure.

Before that, our target was to study electric traction chain to model and simulate various components (Permanent Magnets Synchronous Motor PMSM, three-phase inverter) and to know the control technical strategist (Vector Control) . Finally, the use of the dynamic model of a real car with the NEDC driving cycle allowed us to test the performance of the traction chain. In healthy mode and fault mode.

Keywords : Electric Vehicle; PMSM; Speed sensor; failures ; Propulsion Système ; Vector control

Notations

VE	Véhicule électrique
CDT	Chaîne de traction
CVE	Chaîne de traction du véhicule électrique
MCC	Moteur a courant continu
MSAP	Moteur synchrone a aimant permanent
DC	Courant continu
AC	Courant alternatif
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
NEDC	New European Driving Cycle
CTD	Commande Tolérante aux défauts
FOC	Feld oriented control
MRAS	Model Reference Adaptive System
CVE	Commande vectorielle
PID	Régulateur proportionnel intégrateur dérivateur
H1	Pas de discrétisation de simulation MRAS
H2	Pas de discrétisation de simulation en mode sain
$[P(\theta)]$	Matrice de Park modifiée
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions de l'enroulement statorique
L_a, L_b, L_c	Inductance propre du stator
R_a, R_b, R_c, R_s	Résistance du stator
φ_f	Flux de l'aimant magnétique
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Flux totaux à travers ces enroulements
$L_{aa} I_{sa}$	Flux propre de la phase `a` sur `a`
$L_{ab} I_{sb}$	Flux mutuel de la phase `b` sur `a`
$L_{ac} I_{sc}$	Flux mutuel de la phase `c` sur `a`
φ_{fa}	Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`
J	Moment d'inertie des masses tournantes
Cr	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
C_{em}	Couple électromagnétique

Ω_r	Vitesse mécanique de rotation ($\Omega_r = \omega/P$)
f	Coefficient des frottements visqueux
Φ_{dqo}	Composantes directes, en quadrature et homopolaire du flux
$V_{réf}$	Vitesse de référence
I_d, I_q	Courants de repère d q
A_r	Amplitude de la référence
A_p	Amplitude de la porteuse
f_p	Fréquence de la modulation (porteuse)
f_r	Fréquence de la référence (modulante)
L_d	Inductance d'axe direct
L_q	Inductance d'axe quadrature
K_p	Gain du régulateur proportionnel
K_i	Gain du régulateur intégrateur
PI	Régulateur proportionnel intégrateur
p	Nombre de paire des pôles
P	Opérateur dérivé de Laplace
S	Surface de glissement
K	Gain du régulateur
T_d	Constante de temps électrique relative à l'axe d
T_q	Constante de temps électrique relative à l'axe q
ω_o	Pulsation électrique

Sommaire

Sommaire.....	IV
INTRODUCTION GENERALE	1
I. CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS SUR LES CHAÎNES DE TRACTION DANS LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES.....	3
I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition et historique des véhicules électriques.....	4
I.2.1 Définition.....	4
I.2.2 Historique	5
I.3 La chaine de traction du véhicule électrique	9
I.4 Choix de motorisation	10
I.4.1 Présentation de la MSAP.....	10
I.4.2 Avantages de la MSAP.....	12
I.4.3 Inconvénients de la MSAP	12
I.5 Différentes technologies des convertisseurs.....	13
I.6 Les défauts dans la chaine de traction du véhicule électrique	13
I.6.1 Types de défauts	14
I.6.2 Gestion des défauts	15
I.6.3 Commande tolérante aux défauts.....	15
I.6.4 Terminologie.....	16
I.6.5 Impact d'un défaut de capteur de position sur l'autopilotage	18
I.7 Conclusion.....	19
II. CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHIN	20
II.1 Introduction.....	21
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants Permanents.....	21
II.2.1 Principe de la transformation de Park	22
II.2.2 Mise en équations de la machine dans le repère (abc).....	24
II.3 Les onduleurs.....	28
II.3.1 Définition de l'onduleur.....	29
II.3.2 Association MSAP- onduleur de tension	29
II.3.3 Modélisation de l'onduleur	30

II.3.4	Modélisation de l'onduleur triphasé de tension	30
II.4	Commande à modulation de largeur d'impulsion	33
II.4.1	Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale	33
II.4.2	Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion:	34
II.5	Simulation du modèle du MSAP	35
II.5.1	Schéma bloc	36
II.5.2	Simulation de MSAP Sans-Onduleur.....	36
II.5.3	Analyse des résultats	37
II.5.4	Simulation de MSAP Avec-Onduleur.....	38
II.5.5	Analyse des résultats	39
II.6	Conclusion	39
III. CHAPITRE III: COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONNE À AIMANT PERMANENTS EN MODE SAIN		40
III.1	Introduction.....	41
III.2	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP	41
III.2.1	Principe.....	41
III.2.2	Découplage	42
III.2.3	Description du système global	42
III.2.4	Calcul des régulateurs	43
III.2.5	Régulation de vitesse.....	45
III.3	Simulation de la commande vectorielle de La MSAP	48
III.4	Application a un véhicule électrique avec un cycle de conduite	51
III.4.1	Description.....	51
III.4.2	Les profile de cycle de conduit	51
III.4.3	Simulation du modèle dynamique du véhicule	55
III.4.4	Application du cycle de conduite à la CDT avec les techniques de commande vectorielle.....	58
III.5	Conséquences d'un défaut	61
III.6	Conclusion	63
IV. CHAPITRE IV: COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS PERMANENTS EN MODE DE DEFAUT		64
IV.1	Introduction.....	65
IV.2	Commande tolérance aux défauts	65
IV.2.1	Limitations et défis.....	65

IV.2.2	Observabilité.....	66
IV.2.3	Stabilité.....	66
IV.3	Structure et principe d'un observateur.....	66
IV.3.1	Modèle de référence (<i>MRAS</i>).....	67
IV.3.2	Estimation de la vitesse de rotation par la technique <i>MRAS</i>	68
IV.3.3	Synthèse d'un <i>MRAS</i>	68
IV.3.4	Le commutateur :	70
IV.4	Application de l'observateur <i>MRAS</i> sur CDT	71
IV.4.1	Simulation de CDT avec technologie <i>CVE</i> et l'observateur <i>MRAS</i>	71
IV.4.2	Application du cycle de conduite à la CDT avec les techniques de commande vectorielle (<i>CVE</i>) et l'observateur <i>MRAS</i>	73
IV.4	Commande sans capteur de vitesse	76
IV.5	Conclusion	79
	CONCLUSION GENERALE	80
	ANNEXES	85

Liste des figures

Figure I-1 Synoptique d'un Système de Propulsion	5
Figure II-1-2 Première voiture électrique au monde	6
Figure I-3 La Jamais Contente	6
Figure I-4 La Buick Skylark de GM (General Motors)	7
Figure I-5 La Prius (Toyota 1997)	8
Figure I-6 La Nissan LEAF	9
Figure I-7 Schéma fonctionnel de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique	10
Figure I-8 Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor	12
Figure I-9 Plages de fonctionnement des différents interrupteurs utilisables].....	13
Figure I-10 Processus physique et sources de perturbation.....	14
Figure I-11 Commande tolérante aux défauts	16
Figure II-1 Modèle de la MSAP quand i_d est nul	22
Figure II-2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (a-b-c),(d-q).....	22
Figure II-3 Schéma de la MSAP dans le repère abc	24
Figure II-4 Différents couples qui agissent sur le rotor.	27
Figure II-5 Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	29
Figure II-6 Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension	29
Figure II-7 Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé	30
Figure II-8 Représentation d'un onduleur triphasé de tension	31
Figure II-9 Principe de la commande MLI-ST	34
Figure II-10 Schéma bloc du modèle du MSAP dans le repère d, q	36
Figure II-11 Réponse de la vitesse sans-onduleur.....	36
Figure II-12 Réponse du couple électromagnétique sans-onduleur	37
Figure II-13 Réponse des courants I_d et I_q sans-onduleur	37
Figure II-14 Réponse de vitesse du MSAP avec-onduleur	38
Figure II-15 Réponse du couple électromagnétique de a MSAP avec-onduleur	38
Figure II-16 Réponse des Courants I_d et I_q de La MSAP Avec-onduleur	39
Figure III-1 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP	43
Figure III-2 Schéma de commande utilisant la structure PI.....	44
Figure III-3 Boucle de régulation de la vitesse	45
Figure III-4 Boucle de régulation du courant I_d	46
Figure III-5 Boucle de régulation du courant I_q	47
Figure III-6 Schéma bloc de la simulation de la commande vectoreille du MSAP	48
Figure III-7 Résultats de simulation de la commande vectorielle de vitesse mécanique.....	49
Figure III-8 Résultats de simulation de la commande vectorielle du couple électromagnétique	49
Figure III-9 Courants direct et en quadrature I_d et I_q du MSAP	50
Figure III-10 Véhicule électrique Blue car.....	51
Figure III-11 Le mécanisme du réducteur.....	54
Figure III-12 La consigne de vitesse V_{ref} appliquée au véhicule	55
Figure III-13 La consigne du couple C_r appliquée au véhicule.....	56
Figure III-14 Le profil de la vitesse de référence V_{ref} (Rad/s) après le gain k	57

Figure III-15 Le profile du couple $C_r(N.m)$ après le gain k	57
Figure III-16 La réponse de vitesse du véhicule du cycle.....	58
Figure III-17 Zoom de la vitesse	58
Figure III-18 La réponse du couple électromagnétique du véhicule dans le cycle	59
Figure III-19 Zoom de partie du couple électromagnétique de véhicule électrique en mode sain	59
Figure III-20 La puissance absorbée par véhicule électrique.....	60
Figure III-21 Différence entre les puissances (P_r - $P_{r\text{éf}}$).....	60
Figure III-22 Le signal du capteur mécanique de vitesse en mode défaillance	62
Figure III-23 Résultat de simulation de vitesse du MSAP avant et après l'application de défaut sur le capteur de vitesse.....	62
Figure III-24 les courants I_d et I_q en mode de défaut	63
Figure IV-1 Schéma bloc d'un observateur d'état.....	67
Figure IV-2 Schéma synoptique du MRAS	68
Figure IV-3 Schéma du comparateur de vitesse	70
Figure IV-4 Réponse de vitesse du MSAP estimée et mesure	71
Figure IV-5 Réponse de vitesse avant et après la MRAS	72
Figure IV-6 Couple électromagnétique avec MRAS	72
Figure IV-7 Vitesse du la MSAP estimée sur un cycle NEDC en mode de défaut.....	73
Figure IV-8 Point de défaut à $t=20s$ de la vitesse	73
Figure IV-9 Couple électromagnétique du MSAP (MRAS)	74
Figure IV-10 Point de défaut $t=20s$ du couple électromagnétique.....	74
Figure IV-11 Comparaison de puissance entre P_r et $P_{r\text{éf}}$ avec MRAS.....	75
Figure IV-12 la différence de puissance entre P_r et $P_{r\text{éf}}$ avec MRAS.....	75
Figure IV-13 Vitesse estimée du MSAP sans capteur de vitesse.....	77
Figure IV-14 Résultat du C_{em} du MSAP	77
Figure IV-15 L'erreur entre P_r et $P_{r\text{éf}}$	78

Liste des tableaux

Tableau III-1 Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car..... **Error! Bookmark not defined.**

INTRODUCTION GENERALE

Les enjeux énergétiques et environnementaux font aujourd'hui partie des préoccupations majeures au niveau international. L'accroissement de la population mondiale ainsi que l'activité industrielle des pays développés et des puissances économiques émergentes ont entraîné une explosion des besoins en énergie. L'utilisation des ressources fossiles pour satisfaire cette énergie est responsable de la majeure partie des rejets de gaz à effet de serre dans l'atmosphère.

Cette pollution est à l'origine du réchauffement de la planète et des bouleversements climatiques qui en découlent. Outre les problèmes liés à l'environnement, les réserves d'énergies fossiles sont limitées et ne pourront satisfaire à moyen terme la demande mondiale[1][2].

Dans ce contexte, la recherche de nouvelle technologie pour remplacer la voiture à propulsion thermique constitue un véritable enjeu industriel. Les véhicules électriques sont une alternative prometteuse aux véhicules conventionnels propulsés par des moteurs à combustion interne, offrant la possibilité de réduire le CO₂, les émissions polluantes et sonores. Toutefois, la capacité limitée des batteries constitue un problème majeur devant le développement des véhicules électriques [3].

Dans ce travail, nous visons à réduire le pourcentage de fautes subies par le véhicule électrique. Nous allons définir le véhicule électrique et ses composants ainsi que la méthode de contrôle de ceux-ci, puis nous aborderons l'étude des défauts du capteur de vitesse. Pour présenter ce travail, on a organisé ce mémoire en quatre chapitres :

Le chapitre I réservé aux généralités sur les véhicules électriques, historique, la chaîne de traction, choix de motorisation et les défauts dans la chaîne de traction du véhicule électrique.

Le chapitre II présente la modélisation et simulation de l'association convertisseur machine synchrone. Nous allons d'abord commencer à modéliser le moteur synchrone à aimants permanents, puis nous effectuons des simulations sans onduleur et avec onduleur, enfin nous présentons les résultats de simulation.

Dans le chapitre III, nous allons présenter le contrôle de motorisation d'une

chaîne de traction par la commande vectorielle. Par la suite, nous présenterons le modèle dynamique du véhicule et le cycle de conduite NEDC Urbain. Cela nous permet d'avoir les consignes de vitesse et du couple de charge pour un véhicule réel, D'où nous obtenons des résultats du véhicule en mode sain.

Le chapitre IV sera consacré au control du MSAP en cas de perturbation ou défaillance au niveau du capteur de vitesse et en analysons les conséquences de telles défauts et défaillances. Ensuite, nous travaillerons pour élaborer une solution au problème.

Pour accomplir ce travail, nous utilisons un observateur pour remplacer le capteur défaillant. Parmi les types des observateurs, nous allons utiliser l'observateur de 'MRAS : Model Reference Adaptive System' en raison de sa structure facile et de ces performances acceptables. Les résultats de la commande tolérante aux défauts seront présentés et discutés à la fin du chapitre quatre.

**I. CHAPITRE: GÉNÉRALITÉS SUR LES
CHAÎNES DE TRACTION DANS LES
VÉHICULES ÉLECTRIQUES**

I.1 Introduction

A la fin du XIXe siècle, lorsque l'automobile en était à ses débuts, trois modes de propulsion coexistaient : le moteur à explosion, le moteur à vapeur et le moteur électrique. Et comme on le sait, l'automobile à essence prit le dessus. La voiture électrique traversa ensuite différentes phases avant d'être oubliée dans les années 30, puis fut l'objet de quelques recherches à partir des années 60 et connaîtra un regain d'intérêt dans les années 90 avec des véhicules commercialisés sans grand succès. L'évolution technique de ces dernières années lui offre maintenant la possibilité de prendre une revanche, plus de 100 ans après ses débuts.

De la première voiture électrique (aux alentours de 1830), en passant par la domination totale des véhicules thermiques durant le XXème siècle, aujourd'hui les grands acteurs du secteur automobile investissent dans les voitures hybrides et électriques[3].

L'objectif de ce chapitre est de fournir quelques généralités et définitions utilisées par la communauté scientifique travaillant sur ce vaste domaine qui est le véhicule électrique. Il commence par une présentation de l'état de l'art de la traction électrique (le choix du type de configuration, le choix du moteur et la source d'énergie). Par la suite, nous présentons les différents types de défauts qui affectent la chaîne de traction et ses conséquences.

I.2 Définition et historique des véhicules électriques

I.2.1 Définition

Le Véhicule Electrique (VE) est un automobile dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Contrairement aux véhicules à carburant, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue.

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie,... etc, beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion[4].

Le système de propulsion électrique a une architecture très simple. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues voire (Figure(I-1)).

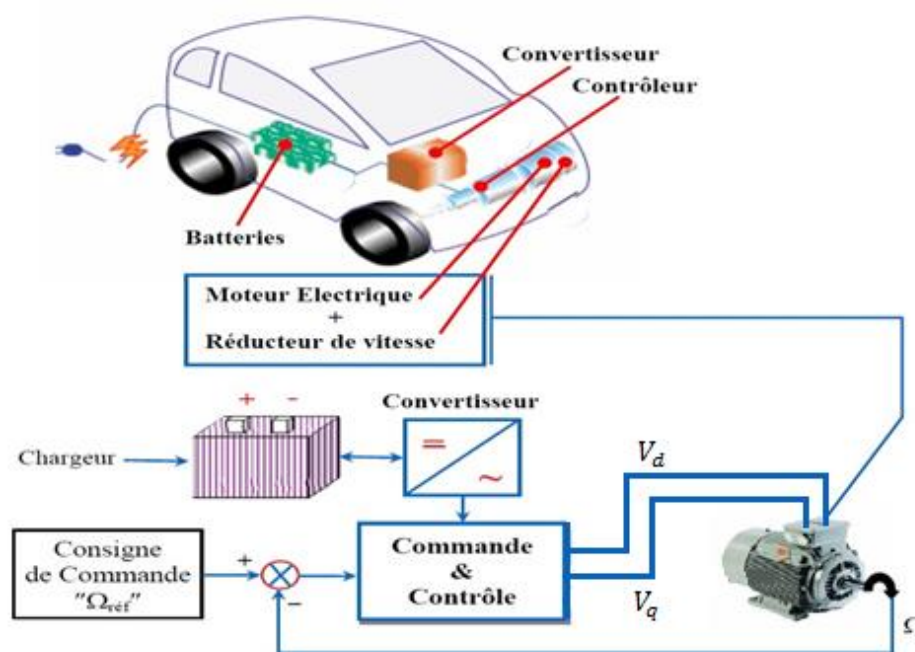


Figure I-1 Synoptique d'un Système de Propulsion [3]

I.2.2 Historique

Aujourd'hui, la voiture propre est un problème sur lequel travaillent un nombre d'industriels de l'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme "la solution" au problème de la pollution des gaz d'échappement, ne date pas d'hier. Déjà, à la fin du 19ème siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique).

D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque. Le premier véhicule électrique fit son apparition dans les années 1830 (1832-1839). La première personne à avoir inventé une voiture électrique fut Robert Anderson, un homme d'affaire écossais. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique. Vers 1835, l'américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique [2][3].

Vers 1838, l'écossais Robert Davidson arriva avec un modèle similaire qui pouvait rouler jusqu'à 6 km/h. En 1859, le français Gaston Planté inventa la batterie rechargeable au plomb acide, qui sera améliorée par Camille Faure en 1881.

En 1884, on voit sur la photo de la Figure(I-2), Thomas Parker assis dans une voiture électrique, qui est la première au monde[2].



Figure II-I-2 Première voiture électrique au monde [5]

En 1899 en Belgique, une société a construit "La Jamais Contente ", la première voiture électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h). La voiture était pilotée par le belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille voir Figure (I-3).

Dès 1900, la voiture électrique connaît ses beaux jours. Plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des voitures à essence et à vapeur. Dans les années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. On peut citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que celles à essence [2],[3].



Figure I-3 La Jamais Contente [6]

En 1966, l'environnement commence à devenir une préoccupation. Le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air. L'opinion publique américaine y est largement favorable et avec l'augmentation du prix de l'essence en 1973, date du premier choc pétrolier. Ce choc a dû favoriser l'utilisation de l'énergie électrique. Cependant, pratiquement rien n'a été fait dans ce sens.

En 1972, Victor Wouk, le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (General Motors), voir Figure (I-4)



Figure I-4 La Buick Skylark de GM (General Motors)

En 1976, le Congrès américain adopte « the Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Demonstration Act », qui a pour but de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides.

Dès 1988, la société automobile General Motors lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique et qui va être produite entre 1996 et 1998.

En 1997, Toyota lance la Prius, la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires ont été vendus au Japon la première année et en 2006 Toyota a passé le cap des 500.000 unités vendues à travers le monde avec son célèbre véhicule hybride, la Prius voir Figure (I-5).



Figure I-5 La Prius (Toyota 1997) [7][3]

De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs lancent des modèles électriques hybrides : la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV.

Cependant à partir de 2000, la voiture électrique va ré-mourir à nouveau. En 2004, c'est la fin de l'EV1 ; GM va récupérer tous les véhicules EV1 pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation ; Le constructeur fut accusé de céder au lobbying des sociétés pétrolières [7].

En Juillet 2009, la Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et pour les clients individuels en Avril 2010 suivie par la vente au public à Hong Kong en mai 2010.

En décembre 2010, la Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) est une voiture électrique à cinq places annoncées par Nissan en 2009, a été commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et elle est devenue disponible dans l'ensemble de l'Europe depuis fin 2011 voir Figure (I-6).

Aujourd'hui, la voiture tout électrique commence à percer, moyennant une autonomie en évolution permanente. De nombreux modèles sont proposés à la vente. L'implication des villes dans la protection de l'environnement joue également un rôle: les villes développent les réseaux de bus électriques et récemment de voitures électriques en location (Autolib/Paris fin 2011) qui donnent ainsi une bonne visibilité à l'électrique.

A l'heure actuelle, l'ensemble des véhicules électriques proposés par les constructeurs disposent d'une autonomie comprise entre 70 km et 200 km. De nouvelles perspectives apparaissent toutefois avec l'utilisation de la pile à combustible qui permet d'augmenter considérablement l'autonomie (400 à 450 km pour le moment) pour arriver à des valeurs proches de celles des véhicules thermiques classiques.

Le prix de ces véhicules est encore difficile à établir car les quantités produites sont très faibles, souvent ce ne sont que quelques exemplaires qui sont fabriqués.

En effet, le prix de l'alimentation constitue la part la plus importante du coût d'un véhicule électrique[7].



Figure I-6 La Nissan LEAF [5]

I.3 La chaîne de traction du véhicule électrique

La chaîne de traction d'un véhicule tout électrique peut être décomposée en éléments décrits dans la figure (I-7). Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique et le contrôle et, enfin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur. Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique. on s'intéresse ici qu'à la chaîne de traction proprement dite, mais il va de soi que la totalité des équipements électriques doit être optimisée pour maximiser

l'autonomie du véhicule[5].

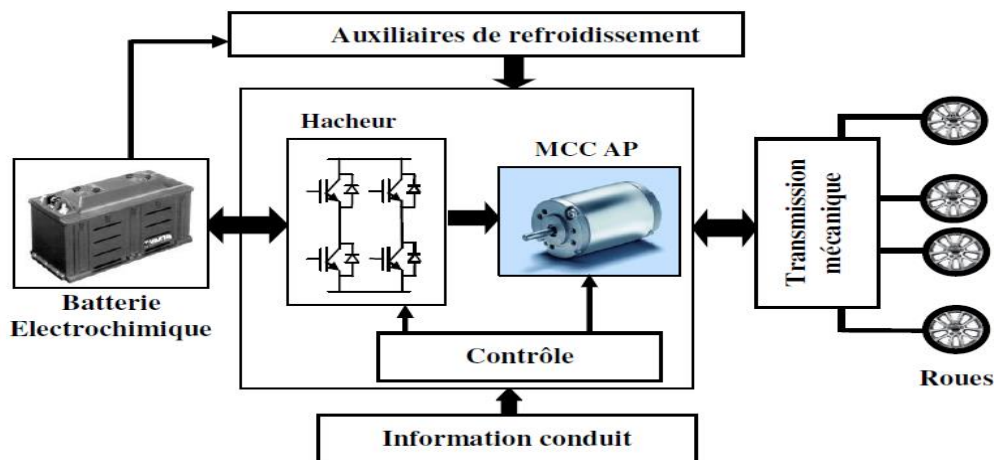


Figure I-7 Schéma fonctionnel de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique [6]

I.4 Choix de motorisation

Les moteurs électriques existent dans de nombreuses applications tels que ; les équipements électromécaniques automatisés, systèmes de propulsion électrique, chauffage, ventilation, systèmes de climatisation, automobile et transport, et les systèmes aérospatiaux...etc.[6].

Chacun des moteurs possède des avantages et des inconvénients, nous avons opté pour le moteur synchrone à aimants permanents en raison de son rendement élevé et de sa puissance massique élevée en se basant sur l'étude qui a été faite par Baadj et Ibrahim[8].

I.4.1 Présentation de la MSAP

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone[9],[10].

Le stator : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation

du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

Le rotor : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor voir Figure.(I-8).

✓ Aimant en surface (Surface Mounted) :

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses voir Figure (I-8. a). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant.

✓ Aimants insérés (Inset Magnet Type) :

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer voire Figure(I-8. b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdales.

✓ Aimants enterrés (Interior Magnet Type) :

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique voir Figure (I-8.c) : le moteur sera à pôles saillants. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

✓ Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type) :

Comme le montre la figure (I-8), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède l'effet de saillance [9],[10].

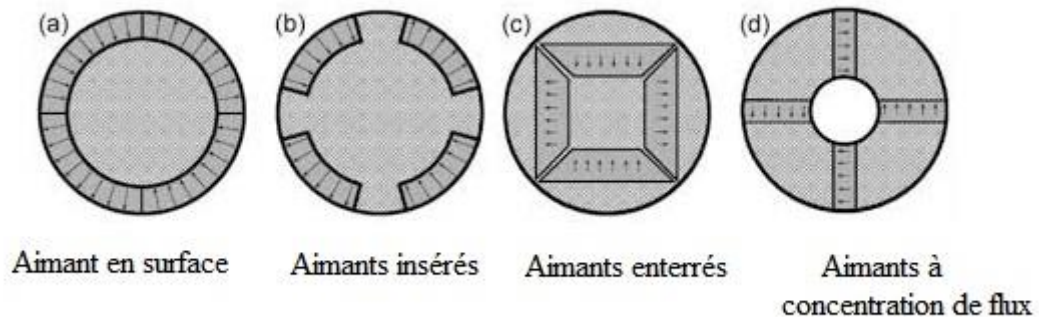


Figure I-8 Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor [10]

I.4.2 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- ✓ Puissances massiques importantes et élevées
- ✓ Absence de contacts glissants
- ✓ Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évacuation de la chaleur due aux pertes dans la machine
- ✓ Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage
- ✓ Grande fiabilité
- ✓ Fonctionnement en survitesse [9],[10].

I.4.3 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- ✓ Coût élevé des aimants
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure
- ✓ Diminution de l'aimantation selon une loi logarithmique en fonction du temps

I.5 Différentes technologies des convertisseurs

Le convertisseur de puissance est utilisé pour alimenter le ou les moteurs électriques dans les limites admissibles de tension et de courant. Actuellement, il existe une grande diversité de structures envisageables pour les véhicules électriques. Dans ces applications, la structure se décompose en deux parties avec des rôles différents, **DC** et **AC**. Il faut utiliser des convertisseurs **DC/AC** ou des convertisseurs **AC/DC**. Les principaux composants dans les convertisseurs de puissance sont les semi-conducteurs.

La figure (I-9) permet la visualisation des plages de fonctionnement des différents interrupteurs utilisables suivant la puissance de l'application et la fréquence de commutation[8].

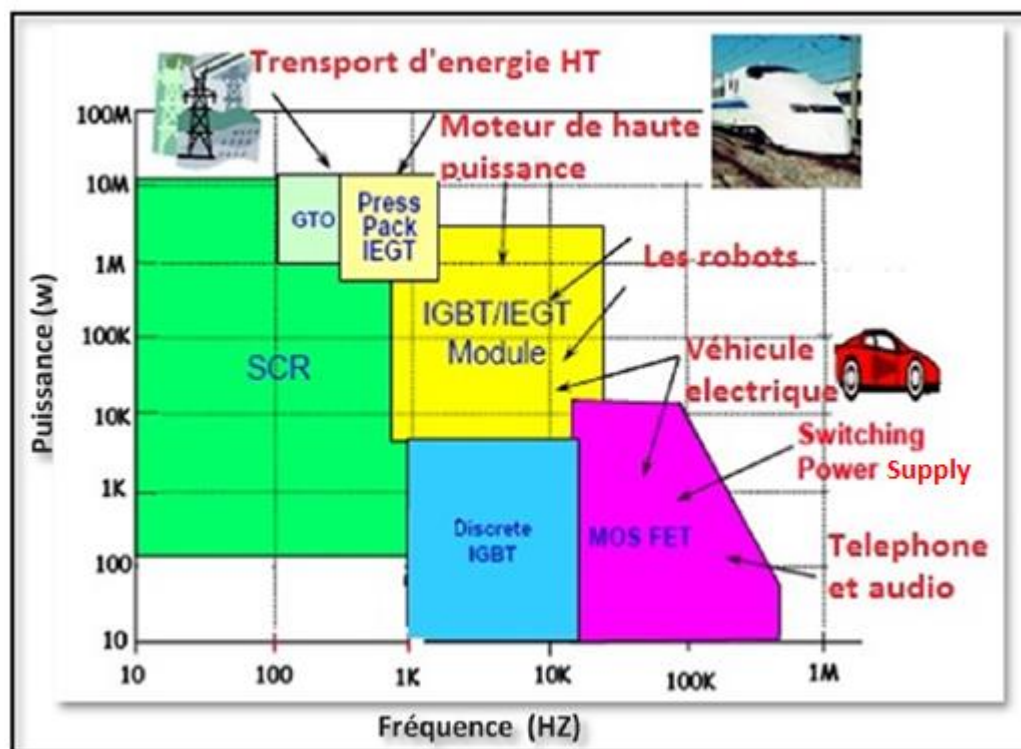


Figure I-9 Plages de fonctionnement des différents interrupteurs utilisables [10],[11]

I.6 Les défauts dans la chaîne de traction du véhicule électrique

La chaîne de traction peut être sujette à des défauts au fil du temps. Ces défauts sont divisés en plusieurs types. Dans cette partie, nous présentons la chaîne de traction pendant l'apparition d'un ou plusieurs défauts et on expose leurs effets sur le système global.

I.6.1 Types de défauts

L'opération de classification des défauts est la plus intéressante car c'est elle qui pose généralement des problèmes dans le milieu industriel. D'un point de vue fonctionnel, la surveillance n'est pas limitée à une simple centralisation et visualisation d'information mais doit répondre aux objectifs suivants : détecter et localiser les défauts, estimer leurs amplitudes, expliquer leurs causes, décider d'une action compensatrice si une faute est mise en évidence de façon à ce que le processus puisse remplir la mission qui lui a été confiée. Trois principaux types de défauts sont distingués, en fonction de l'élément du système qu'ils affectent voir figure(I-10) [11][12] [13].

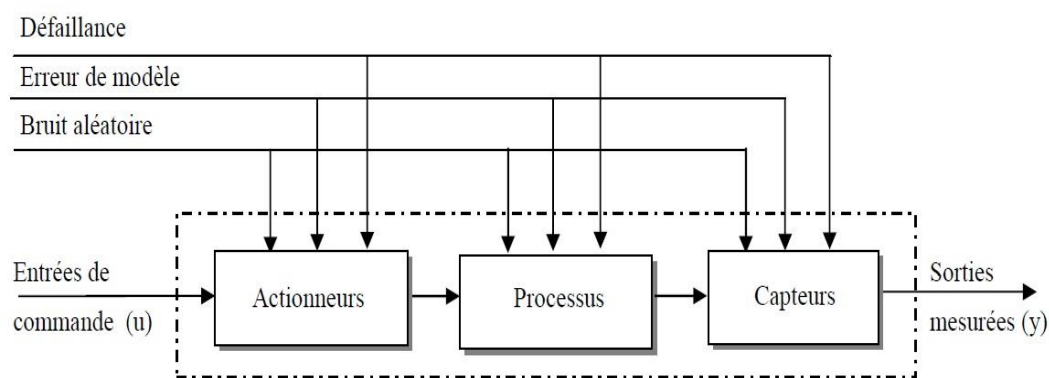


Figure I-10 Processus physique et sources de perturbation [13]

1. Défauts actionneurs : Ce sont des défauts qui agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Une partie du système devient non commandable et de nouveaux actionneurs doivent être utilisés.

2. Défauts capteurs : Ils caractérisent une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Un défaut capteur totalement défectueux donne une information qui ne correspond pas du tout à la vraie valeur de la variable à mesurer.

Le capteur est divisé en deux types : capteur mécanique et capteur électrique, tels que les capteurs utilisés dans ce travail : capteur de courant, capteur de vitesse, capteur de tension...etc. capteur de courant et le capteur de tension sur des capteurs électriques, et le capteur de vitesse est un capteur mécanique.

3. Défauts composants ou systèmes : Ce sont des défauts qui apparaissent dans les composants du système lui-même. L'évolution temporelle d'un défaut est en général imprévisible, et peut ainsi être abrupte, progressive (graduelle) ou encore intermittente. Ces deux derniers comportements étant les plus délicats à détecter [13].

I.6.2 Gestion des défauts

La sûreté de fonctionnement consiste à savoir, évaluer, prévoir et détecter les défaillances de contrôle des systèmes technologiques et les défaillances humaines pour éviter les conséquences sur la sécurité des personnes, la perte de productivité et les dommages à l'environnement.

Les principales activités liées à la surveillance d'un système sont regroupées dans la commande tolérante aux défauts qui se divise en trois étapes : la détection, l'isolation et la reconfiguration.

La détection : consiste à identifier en ligne les modifications sur le comportement d'une variable.

L'isolation : consiste alors à discriminer quel organe a généré le symptôme détecté à partir des alarmes activées.

Ensuite, **la reconfiguration** permet de fournir une action corrective de sorte à ramener le système dans son fonctionnement normal (ou dans un mode de fonctionnement dégradé, c'est-à-dire, toléré par le système)[14].

I.6.3 Commande tolérante aux défauts

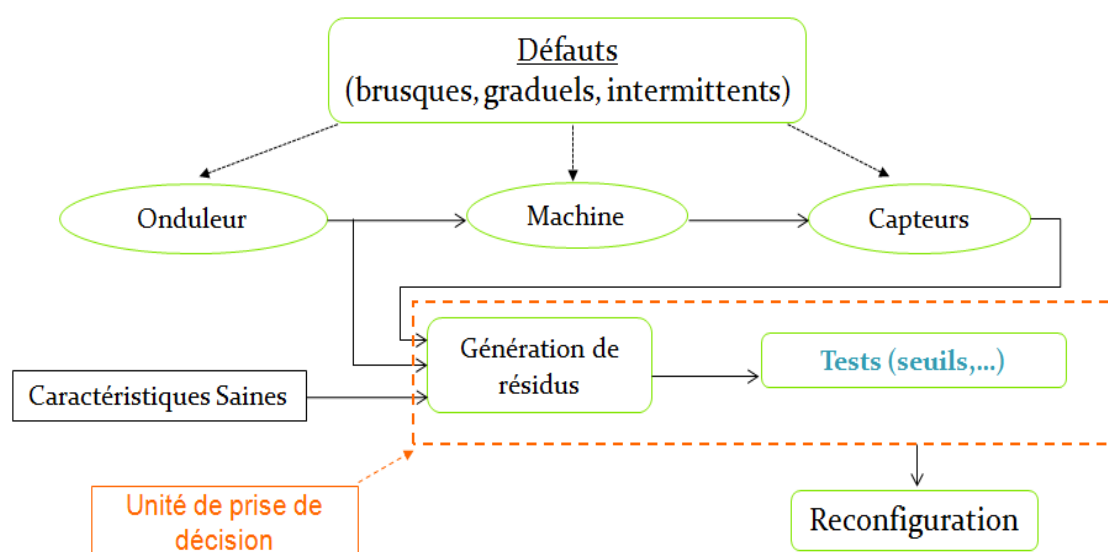
Les efforts existants en matière de CTD (Commande Tolérante aux Défauts) peuvent être classés en deux grandes approches : passive et active. Dans une approche passive, les défauts et / ou les défaillances potentiels du système sont supposés connus a priori, et le système de contrôle prend en compte tous ces défauts et / ou des modes de défaillance au stade de la conception [15].

CTD passive : Une fois que le système de commande est conçu, il restera bloqué pendant le fonctionnement du système entier. En d'autres termes, dans un CTD passive, il faut s'assurer que le système de contrôle fonctionne dans tous les scénarios possibles de fonctionnement du système qui ont été examinées lors de la phase de conception. Cependant, le comportement du système reste inconnu et pourrait se

révéler inacceptable voire dangereux en présence de défaillances inattendues.

CTD active : elle réagit aux défauts en reconfigurant correctement ses actions de contrôle de sorte que la stabilité / performance de l'ensemble du système soit acceptable. La méthode active utilise une démarche explicite pour adapter la loi de commande à l'état du système.

Dans la figure(I-11), les données utilisées pour le diagnostic sont une combinaison des sorties de l'onduleur et des capteurs. Le choix d'utiliser des caractéristiques saines et leur disponibilité dépend du type de défaut.



I-11 Commande tolérante aux défauts [16]

Dans l'industrie automobile, il est très apprécié que l'entraînement électrique soumis à un défaut puisse continuer à fonctionner, bien sûr à l'exception des cas de dommages majeurs irréversibles sur le moteur ou sur l'alimentation. La façon la plus commune est de faire une redondance matérielle complète, mais elle génère un coût supplémentaire qui ne peut être ignoré et l'objectif est de réduire ce coût tout en ayant un système sûr[14].

I.6.4 Terminologie

I.6.4.1 Perturbation, anomalie, défaut, défaillance, panne, résidu, seuil

Perturbation:

signal d'entrée non contrôlé dont la présence est non souhaitable mais considérée comme normale [16]

Anomalie:

particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique [17]

Défaut:

déviations non permises d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement [16]

Panne ou défaillance:

interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées [16].

Résidu :

signaux portants de l'information, basés sur l'écart entre les mesures et les calculs basés sur le modèle.

Seuil :

valeur limite de l'écart d'un résidu avec le zéro, ainsi s'il est dépassé, un défaut est déclaré comme détecté. [13]

I.6.4.2 Diagnostic, détection, localisation, identification

Diagnostic :

Détermination du type, de la taille, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut ; il suit la détection de défauts et inclut l'isolation et l'identification.

Détection:

Détermination de la présence de défauts et de l'instant de leurs occurrences [16]

Localisation:

Détermination de la classe à laquelle appartient le défaut [18].

Identification :

Quelles sont les caractéristiques de chacun des défauts ? C'est une fonction qui suit la localisation

I.6.4.3 Surveillance, supervision, reconfiguration

Surveillance:

Consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à les diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières [19]

Supervision :

Représente la surveillance d'un système physique et la prise de décisions appropriées en vue de maintenir son opération face à des défaillances [16][19]

Reconfiguration :

Changement de la structure et des paramètres du contrôleur [20].

I.6.5 Impact d'un défaut de capteur de position sur l'autopilotage

Les systèmes de contrôle de la MSAP sont généralement équipés d'un capteur de position. En fait, la commande vectorielle utilisée nécessite que la position soit déterminée avec précision pour que la production de couple soit efficace.

En effet, la position du rotor est nécessaire pour transformer les courants de phase en deux composantes découplées. De ce fait, le contrôle se trouve en défaut lors d'une erreur sur la mesure de la position du rotor. Il est très difficile de définir un seuil de tolérance à une erreur du capteur de position. Chaque application, conformément à ses spécifications et à son niveau de sûreté, requiert un niveau d'erreur correspondant à l'ondulation globale de couple souhaitée et à la consommation de courant. Pour effectuer la CTD du capteur de position, nous mettrons en place une redondance logicielle à base d'estimateurs.

La surveillance du capteur de position par des estimateurs est bien adaptée pour les applications critiques dans lesquelles les règles de sécurité exigent un capteur mécanique pour le fonctionnement, mais autorisent une solution logicielle pour le diagnostic plutôt que de mettre en place une redondance matérielle. Pour certaines applications de sécurité un peu moins critique, aucun capteur mécanique n'est monté sur l'arbre de la machine et la position est obtenue à l'aide d'estimateurs. Afin de détecter et de diagnostiquer une panne de capteur, les règles de sécurité recommande d'avoir au moins trois mesures de la même information [21][14]

L'estimation de la position du rotor pour les MSAP est encore une question ouverte, car à basse vitesse, la force électromotrice est trop petite et l'observabilité peut être perdue dans certains cas. De ce fait, les méthodes basées sur la force électromotrice sont destinées à être exploitées dans la plage de la moyenne à la haute vitesse. Le filtre de Kalman étendu (EKF) est un autre candidat. Il a de fortes propriétés de robustesse mais sa conception n'est pas facile. De plus, l'initialisation de l'algorithme est non-déterministe en raison des valeurs initiales inconnues. En outre, le filtre de Kalman étendu assure seulement une convergence locale, ce qui peut être gênant pour le démarrage de la MSAP [14] .

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini la chaîne de traction et ses composants. Nous avons discuté des avantages et des inconvénients du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) et des éléments qu'il nécessite pour la commande.

Nous avons également identifié certains défauts de la chaîne de traction des véhicules électriques. Ces défauts peuvent affecter les actionneurs, composants ou capteurs. Le chapitre suivant sera consacré à la commande de la chaîne de traction du véhicule électrique en mode sain.

**II. CHAPITRE : MODELISATION ET
SIMULATION DE L'ASSOCIATION
CONVERTISSEUR MACHIN**

II.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [22][23]

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents et convertisseur machine, le modèle triphasé et le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park).

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants Permanents (MSAP)

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que :

- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et mutuelle sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- La distribution des forces électromotrice, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air. L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux[24][25].

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants

permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [22][26].

Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique la figure (II-1).

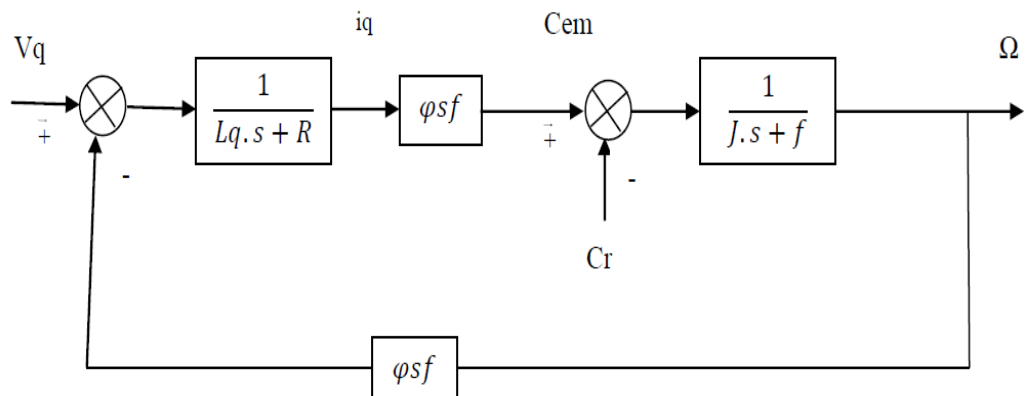


Figure II-1 Modèle du MSAP quand i_a est nul[27]

II.2.1 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation le système d'enroulements triphasés statoriques du repéré (abc) en un système équivalent à deux enroulements diphasés sur le repéré (d - q). Le repéré (abc) est toujours fixe, par contre Le repéré (d - q) tourne avec la vitesse de synchronisme Ω . Cette rotation forme avec le repéré fixe (abc) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park θ figure (II-2) [28].

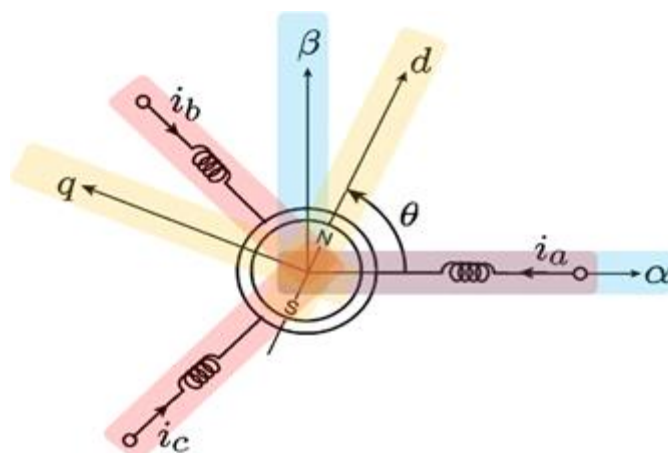


Figure II-2 Schéma équivalent du MSAP dans le repère (a-b-c), (d-q).

II.2.1.1 Passage direct : triphasé au diphasé

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

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad II-1$$

Avec :

$P(\theta)$: la matrice de passage direct de Park.

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

Où représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

Alors :

$$[u_d u_q u_o] = P(\theta) \cdot [u_a \cdot u_b \cdot u_c]^T ;$$

$$[I_d I_q I_o] = P(\theta) \cdot [I_a I_b I_c]^T ;$$

$$[\varphi_d \varphi_q \varphi_o] = P(\theta) \cdot [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T ;$$

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

II.2.1.2 Passage inverse : diphasé au triphasé

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

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}]^T \quad II-3$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad II-4$$

II.2.2 Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

La Figure (II-3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

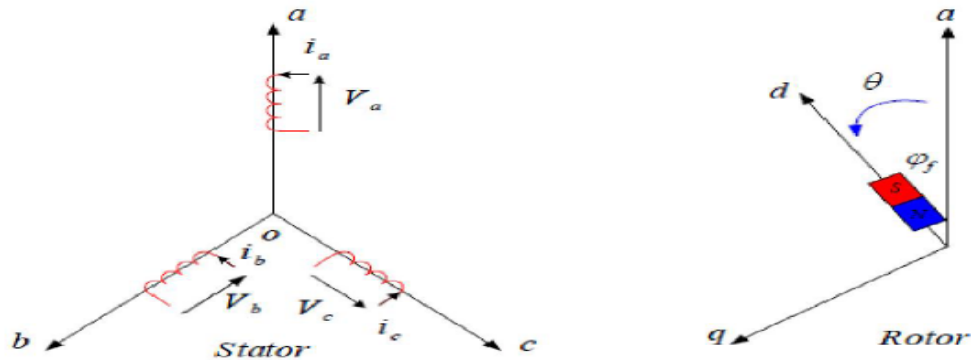


Figure II-3 Schéma de la MSAP dans le repère abc.

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- ❖ Équations électriques,
- ❖ Équations magnétiques,
- ❖ Équations mécaniques

II.2.2.1 Équations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants Permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \text{II-5}$$

$$[V_s] = [V_a V_b V_c]^T$$

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)]$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

II.2.2.2 Équations magnétiques

$$[\varphi_s] = [L_s] [i_s] + [\varphi_{fabc}]$$

II-6

$[\varphi_s] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur de flux statoriques.

$[i_s] = [i_a i_b i_c]^T$: Vecteur des courants statoriques.

$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{fa} \varphi_{fb} \varphi_{fc}]^T$: Vecteur de flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad II-7$$

Avec :

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

et

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

II.2.2.3 Équation mécanique

La puissance instantanée: le calcul du couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$ [8][29]

Soit :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad II-8$$

Et

$$P(t) = V_{sa} \cdot I_{sa} + V_{sb} \cdot I_{sb} + V_{sc} \cdot I_{sc} = \frac{3}{2} (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \quad II-9$$

En remplaçant (II-8) dans (II-9) :

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)] + [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}] + \omega [\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad II-10$$

Avec : $\omega = P \cdot \Omega$

$\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statoriques.

$\frac{3}{2} [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}]$: représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} [\omega (\phi_d I_q - \phi_q I_d)]$: représente la puissance électrique qui convertie à la puissance mécanique (utile).

Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = \frac{3}{2} \omega [\phi_d I_q - \phi_q I_d] = \frac{3}{2} P \cdot \Omega [\phi_d I_q - \phi_q I_d] \quad II-11$$

Le couple : Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action figure (II-4), résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- ✓ Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique : **C_r**
- ✓ Le couple des frottements visqueux : **f · Ω**
- ✓ Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor : $J \frac{d\Omega}{dt}$

$$C_{em} - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad II-12$$

Avec :

$$C_{em} = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2} P (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad II-13$$

On remplace (II-12) dans (II-13) :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \quad II-14$$

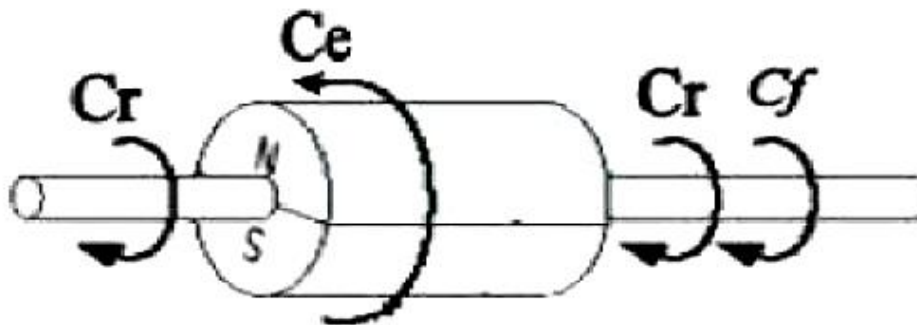


Figure II-4 Différents couples qui agissent sur le rotor.

II.2.2.4 Equations d'état de la MSAP

On peut déduire la forme finale du modèle de la MSAP dans le référentiel d-q en fonctionnement normal, c'est-à-dire l'unique perturbation inconnue c'est le couple de charge appliqué à la machine et on considère les tensions (V_d , V_q) et le flux d'excitation (ϕ_m) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d , I_q) comme variables d'état.

On écrit l'équation (II-1) sous la forme suivant [8][30]:

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][U] \quad \text{II-15}$$

Avec :

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B : matrice d'application de la commande.

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

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{-R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} \omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{-R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} \omega I_d + \frac{1}{L_q} V_q - \frac{1}{L_q} \omega \phi_f \end{cases} \quad \text{II-16}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad \text{II-17}$$

On suppose :

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique est donné par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \quad \text{III-18}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{P}$$

II.3 Les onduleurs

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables.

Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine ; elles nuisent le fonctionnement normal de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraîne des couples pulsatives indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires[31].

II.3.1 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. Figure (II-5)représente schéma de principe de l'onduleur [31].

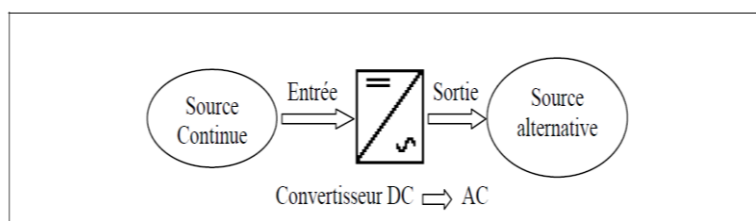


Figure II-5 Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)[32]

II.3.2 Association MSAP- onduleur de tension

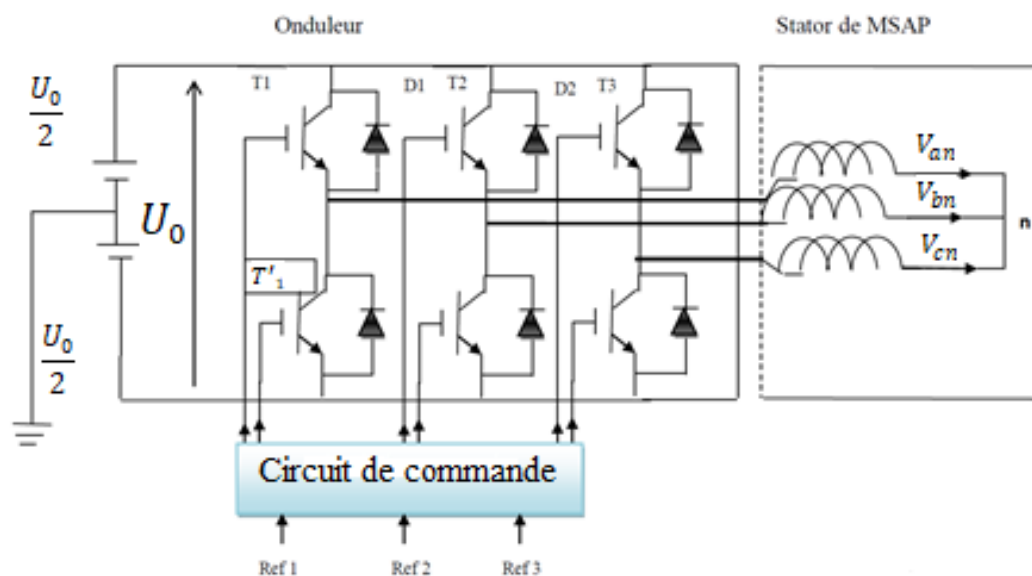


Figure II-6 Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension [30]

Avec :

T_i avec $i = (a, b, c)$ sont des transistor.

i Sont les commandes logiques qui leur sont associées

II.3.3 Modélisation de l'onduleur

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé figure (II-7).

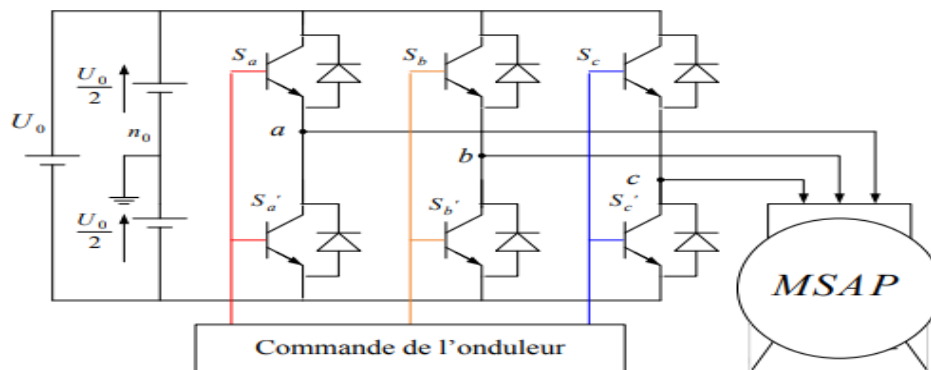


Figure II-7 Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé [23]

Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [24].

II.3.4 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure (II-8) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 [33], [24].

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons $V_{an} V_{bn} V_{cn}$. L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i = (i = a, b, c)$.

On appelle T_i, T_i' .

Les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- $S_i = +1$ alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- $S_i = -1$ alors T_i est ouvert et T_i' est passant,

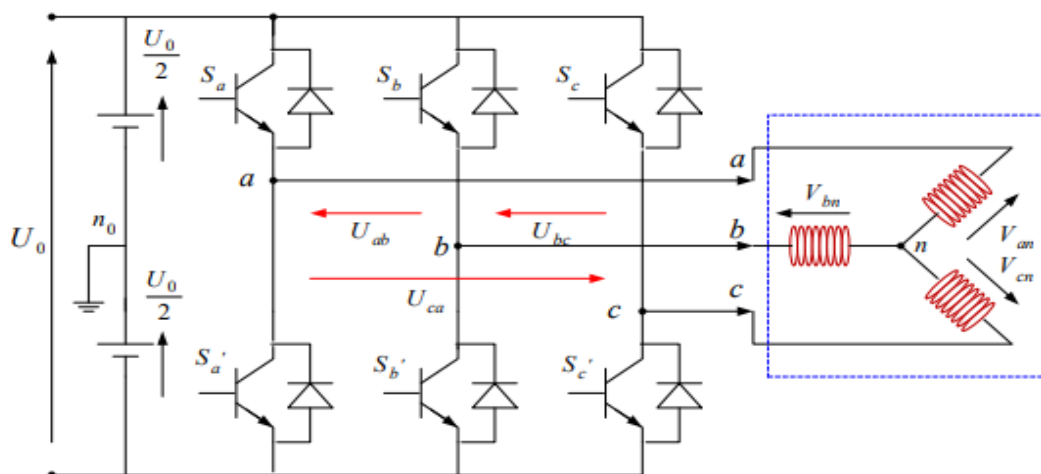


Figure II-8 Représentation d'un onduleur triphasé de tension [23]

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in_0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure (II-9)

$$V_{in_0} = S_i * U_0 \quad \text{II-19}$$

Soit " n ", le point neutre du côté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées:

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} sont définies par les relations suivantes:

- $U_{ab} = V_{an} - V_{bn}$
- $U_{bc} = V_{bn} - V_{cn}$ II-20
- $U_{ca} = V_{cn} - V_{an}$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) on aura donc:

- $V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}]$
- $V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}]$ II-21
- $V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}]$

En faisant apparaître le point " n_0 ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

- $U_{ab}=V_{an_0} - V_{bn_0}$
- $U_{bc}=V_{bn_0}-V_{cn_0}$ II-22
- $U_{ca}=V_{cn_0} - V_{an_0}$

En remplaçant (II-21) dans (II-22), on obtient des relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ano} \\ V_{bno} \\ V_{cno} \end{bmatrix} \quad \text{II-23}$$

- $V_{an_0}=V_{an} - V_{nn_0}$
- $V_{bn_0}=V_{bn}-V_{nn_0}$ II-24
- $V_{cn_0}=V_{cn}-V_{nn_0}$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n₀ :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3} [V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \quad \text{II-25}$$

L'utilisation de l'expression (II-9) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{II-26}$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions $S_i(a, b, c)$.

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur.

A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué[24] .

II.4 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés conventionnels présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour ce la on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans ce contexte, nous savons bien qu'avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût moindre il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par la conséquence, la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les ondulations du couple [2][4].

En fait l'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Elle consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La manipulation de nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importantes à s'avoir :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge.
- Elle permet de faire varier la valeur fondamentale de la tension désirée. En effet, les deux stratégies de modulation les plus utilisées en boucle ouverte pour un onduleur de tension triphasé sont la modulation sinusoïdale et la modulation vectorielle[31]

Dans ce travail nous avons choisi stratégies de la modulation sinusoïdale

II.4.1 Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale (MLIS)

Cette stratégie est héritée des techniques analogiques. Elle consiste à calculer la largeur d'une impulsion de manière à obtenir la tension de référence en moyenne sur une période de commutation. Elle repose sur la génération des signaux de commande en comparant deux ondes ; la première triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence très élevée ; appelée porteuse ou onde de modulation. La deuxième

sinusoïdale d'amplitude variable et de fréquence f qui détermine la fréquence de la tension de sortie ; appelée référence. Les instants de commutation sont déterminés par l'intersection de ces deux signaux. Le réglage en amplitude et en fréquence de la tension de sortie de l'onduleur est défini par le coefficient de réglage en tension (représentant le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse), et l'indice de modulation (donnant le rapport des fréquences de la porteuse et de la référence) [31].

II.4.2 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion:

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance[34].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale:

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence f_r de la référence: $m = f_p / f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

Le schéma de principe est donné par la Figure (II-9).

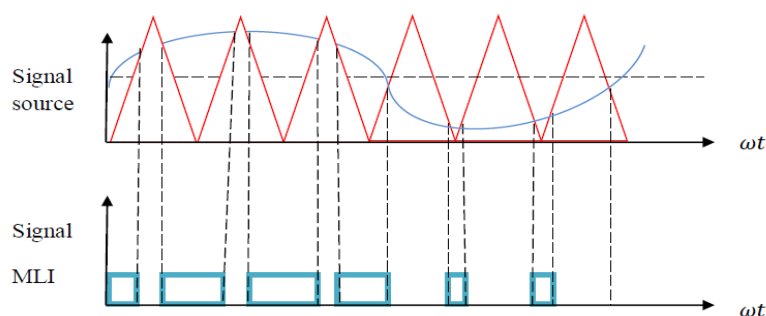


Figure II-9 Principe de la commande MLI-ST[28]

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} X_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ X_2(t) = V_p \left(-3 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad \text{II-27}$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de références ont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ V_{rb} = V_r \sin(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rc} = V_r \sin(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{II-28}$$

II.5 Simulation du modèle du MSAP

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine MSAP représentée dans la figure (II-10), nous allons tester les programmes numériquement dans l'environnement MATLAB/Simulink. Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans l'annexe A placé à la fin de ce mémoire.

Les figures (II-11, 12, 13, 14, 15, 16) 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 en 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 $t=0.05\text{s}$ donc nous allons deux étapes pour comparaison les résultats :

- simulation de la machine sans ondulateur.
- simulation de la machine avec ondulateur.

II.5.1 Schéma bloc

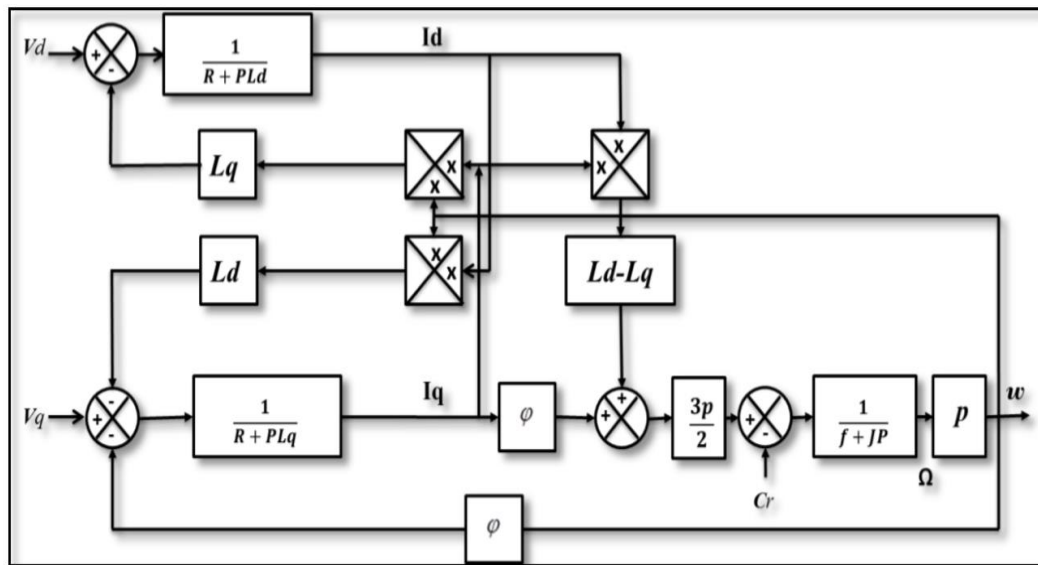


Figure II-10 Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q [8]

II.5.2 Simulation de MSAP Sans-Onduleur

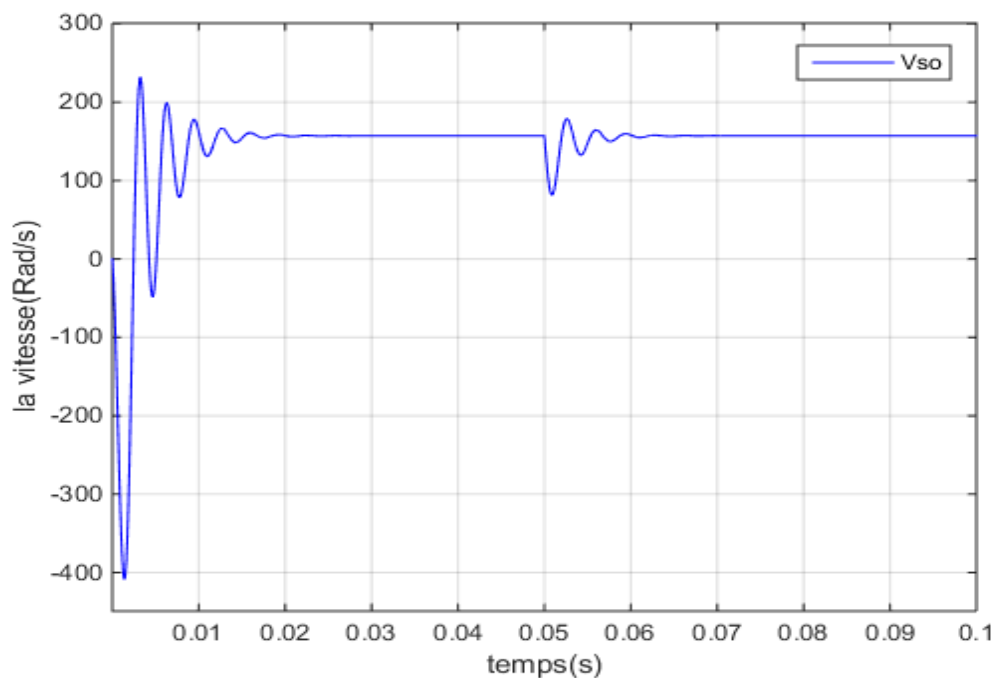


Figure II-11 Réponse de la vitesse sans-onduleur

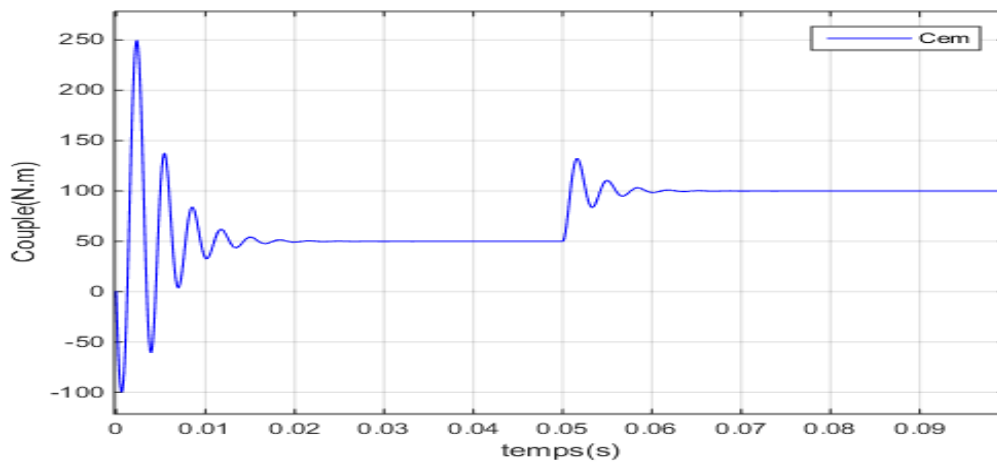
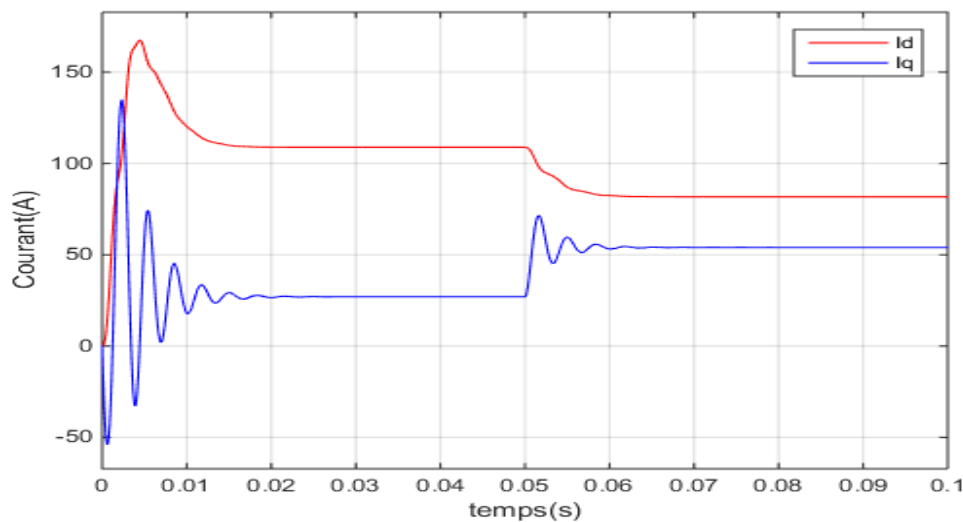


Figure II-12 Réponse du couple électromagnétique sans-onduleur



II-13 Réponse des courants I_d et I_q sans-onduleur

II.5.3 Analyse des résultats

- La vitesse :

Lorsque nous relie le moteur directement au réseau nous remarque qu'il y a de grandes oscillations dans le régime transitoire mais ça ne prend pas longtemps, et ensuite puis se stabilise la valeur de la vitesse voir Figure (II-11).

À l'instant 0.05 qui correspondent à une application d'un couple résistant, se produit une petite oscillation dans la valeur de vitesse par rapport à l'oscillation précédente. Toutes les oscillations ont lieu en peu de temps.

- Le couple électromagnétique :

Notons que le couple développé par le moteur augmente jusqu'à 5 fois de l'amplitude nominale du fait de démarrage.

Lors du changement de la valeur du couple, nous remarquons qu'il n'y a pas d'augmentation telle que le démarrage, de sorte que l'augmentation pendant le travail est inférieure à ce qu'elle est au démarrage voir Figure(II-12).

- Les courants :

Nous observons proportionnel directe entre le courant I_q et le couple électromagnétique. Contrairement à courant I_d inversement proportionnel au couple électromagnétique voir Figure (II-13).

II.5.4 Simulation de MSAP Avec-Onduleur

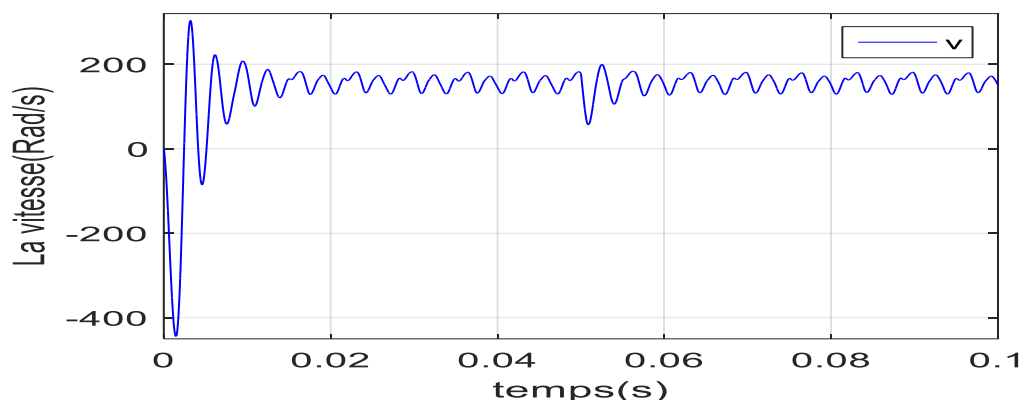
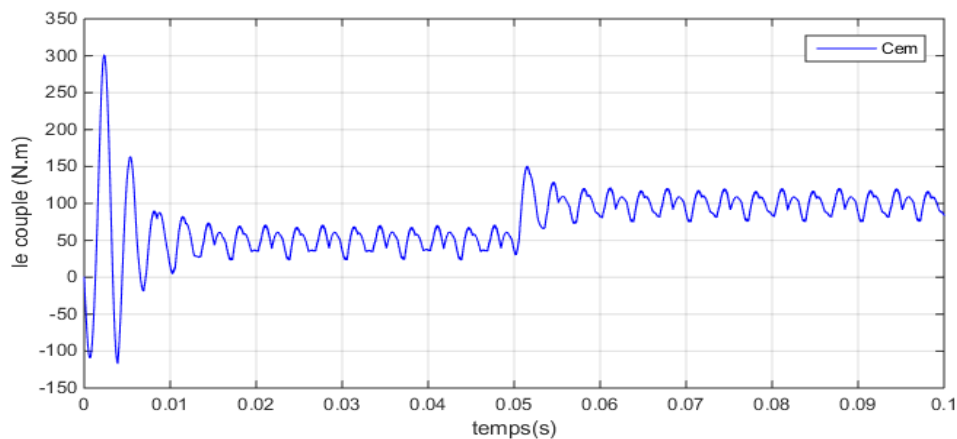


Figure II-14 Réponse de vitesse de la MSAP avec-onduleur



II-15 Réponse du couple électromagnétique de a MSAP avec-onduleur

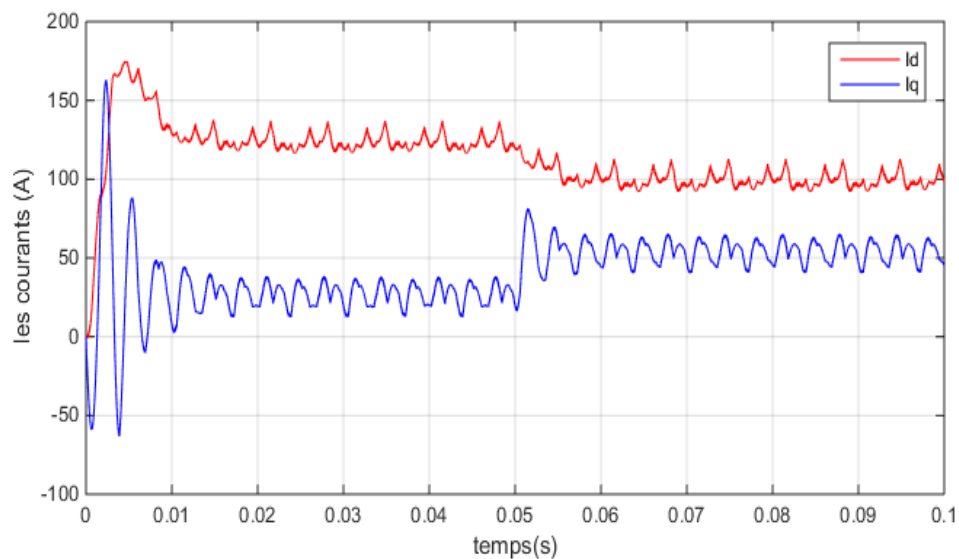


Figure II-16 Réponse des Courants I_d et I_q de La MSAP Avec-onduleur

II.5.5 Analyse des résultats

D'après les résultats de simulation de l'association convertisseur machine, nous avons obtenu les mêmes résultats dans Les Figures (II-14) et (II-15)et(II-16). Cependant, nous avons remarqué que l'onduleur produisait des perturbations dans les signaux de la vitesse et couple électromagnétique ainsi que les courants I_d et I_q . Nous avons également remarqué dans la courbe de la vitesse dont nous avons besoin un variateur de vitesse pour bien commande la MSAP.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur synchrone a aimant permanent en utilisant la transformation du Park. Nous avons également évoqué la modélisation de l'onduleur (l'onduleur à deux niveaux Spécifiquement), et la manière de contrôler de l'onduleur par MLI-ST et son principe. On a présenté la réponse de la machine alimentée du réseau, Après cela nous présenté l'association du l'onduleur-MSAP.

**III. CHAPITRE : COMMANDE DE LA
MACHINE SYNCHRONE À AIMANT
PERMANENTS EN MODE SAIN**

III.1 Introduction

La commande vectorielle définit aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (feld oriented control).

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances. Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications [28].

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ ou le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rendre sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [35][28].

Dans ce chapitre nous présentons la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension et contrôlée par la technique MLI en mode sain.

III.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

D'après l'analyse le système d'équations de modèle de MSAP, nous pouvons relever que ce modèle est non linéaire, multi-variable et il est fortement couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend aux courants i_d et i_q .

III.2.1 Principe

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants i_d et i_q .

Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant i_d de manière que le couple soit proportionnel à i_q dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), où le couple ne dépend que de la

composante en quadrature ($C_{em} = \frac{3}{2}P\varphi_{sf}i_q$), la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($i_d = 0$). Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal [36][37][38].

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q .

Donc :

$$C_{em} = k_i i_q \quad \text{III-1}$$

Avec :

$$k_i = \frac{3}{2}P\varphi_f \quad \text{III-2}$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi [33].

III.2.2 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système

D'équations différentielles où les courants i_d, i_q , ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q\omega i_q$ et $L_d\omega i_d$.

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_d i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_q i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{III-3}$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [22] Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.2.3 Description du système global

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence, V_{dref} et V_{qref} par passage du repère (d, q) au repère (α, β) qui nous donne les deux tensions de référence, V_{aref} $V_{\beta ref}$ de la commande MLI Vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension.

La Figure (III-1) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) . [33]

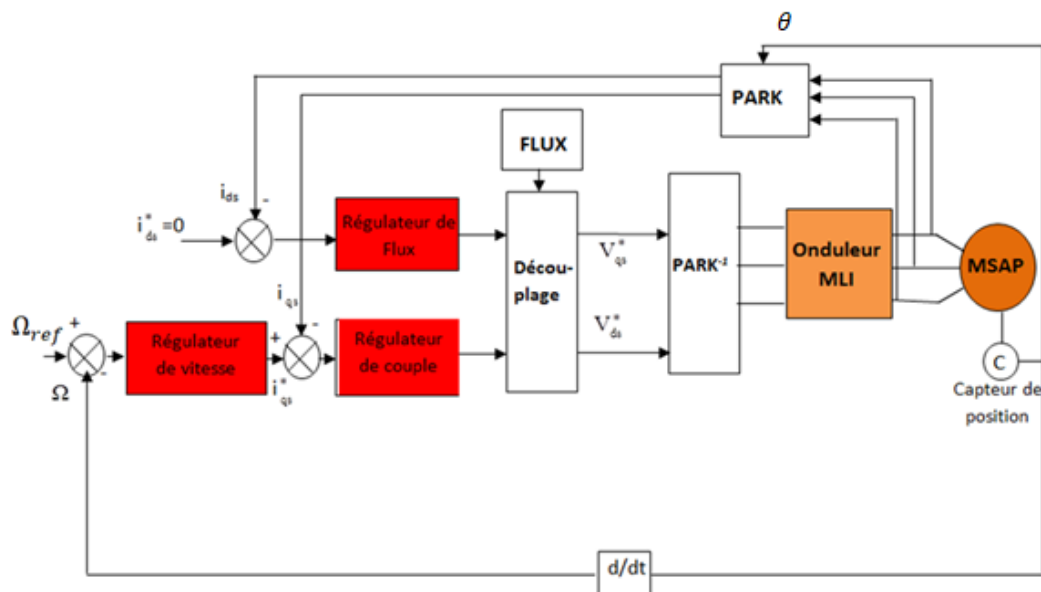


Figure III-1 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

III.2.4 Calcul des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [39].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée.

L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [22].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (III-1). La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad \text{III- 4}$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad \text{III- 5}$$

Où :

k_p : Gain proportionnel.

k_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure (III-2) suivante :

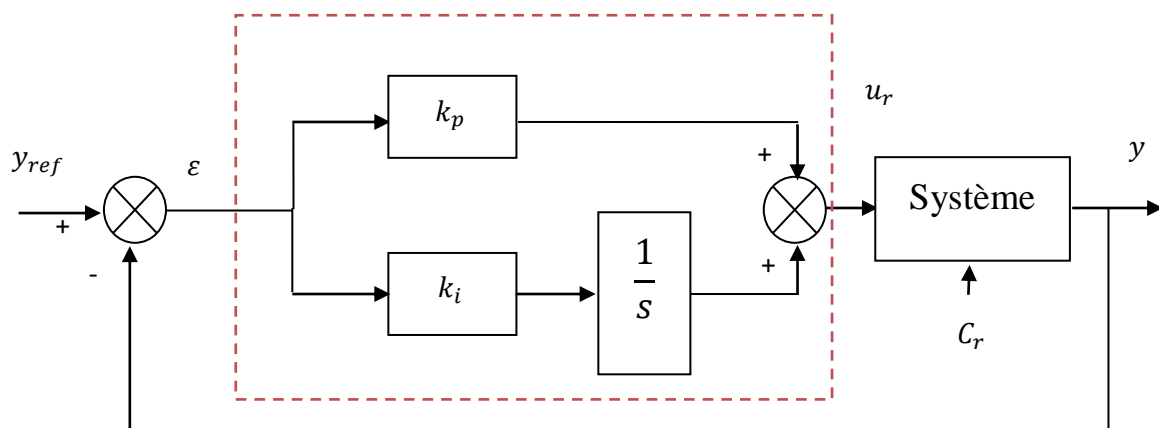


Figure III-2 Schéma de commande utilisant la structure PI

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \quad \text{III-6}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad \text{III-7}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad \text{III-8}$$

III.2.5 Régulation de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donnée par (tenant compte que la dynamique du courant I_q est plus rapide que celle de la vitesse) Figure (III-3):

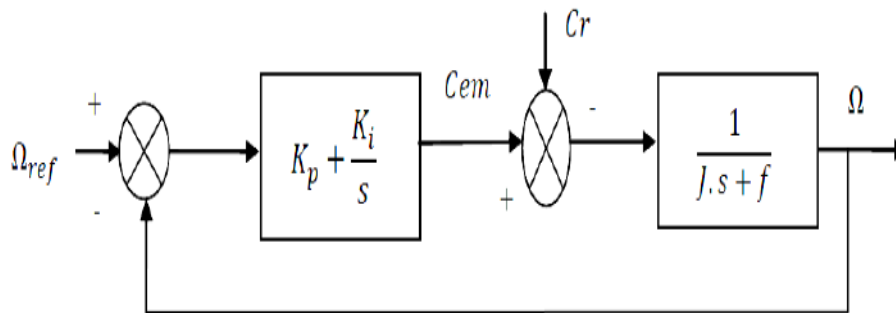


Figure III-3 Boucle de régulation de la vitesse

D'après le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Jp+f} (C_{em} - C_r) \quad \text{III-9}$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée en adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBT_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{J}{K_{iv}}p^2 + \frac{1}{K_{iv}K_{pv}}(K_{iv}+f)p+1} \quad \text{III-10}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2nd ordre :

$$FTBT_{\Omega} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0}p^2 + \frac{2\xi}{\omega_0}p+1} \quad \text{III-11}$$

III.2.5.1 Régulation du courant I_d

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la

grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ($I_d = \frac{V'_d}{sL_d + R_s}$) est présenté par la figure (III-4) :

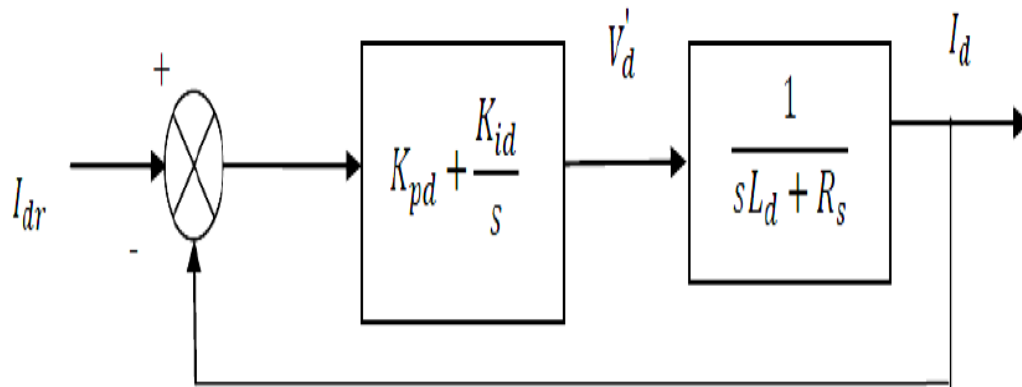


Figure III-4 Boucle de régulation du courant I_d

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

-En boucle ouverte (bo) la fonction de transfert est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \quad \text{III-12}$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \text{ Avec } T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{III-13}$$

-La fonction de transfert en boucle fermée (bf) est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{1 + F_{bod}(s)} \quad \text{III-14}$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI »

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (III-10) en posant ($\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$), les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} F_{bfd}(s) = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} \cdot s} \end{cases} \quad \text{III-15}$$

La constante de temps est : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$

Sachant que le temps de réponse t_r est égale, pour un système du 1^{er}, a :

« $t_r = 3\tau_d$ », Les gains du régulateur « *PI* » pour un temps de réponse donnée seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r} \end{cases} \quad \text{III-16}$$

III.2.5.2 Régulation du courant I_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q

avec :

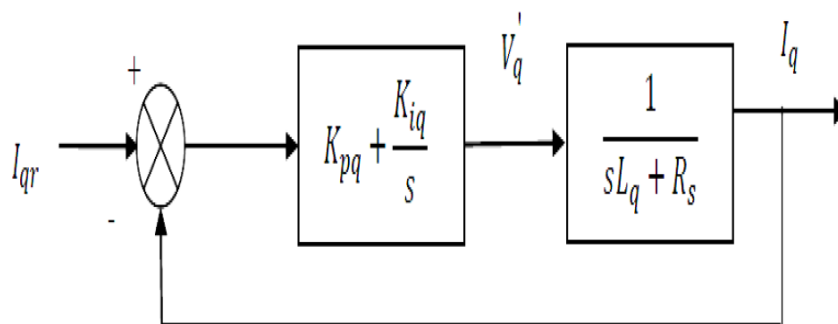


Figure III-5 Boucle de régulation du courant I_q

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{iq}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pq} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r} \end{cases} \text{ III - -17}$$

III.3 Simulation de la commande vectorielle du MSAP

Nous allons simuler le système de commande vectorielle de véhicule électrique montré à la figure(III-6) dans la gamme de temps T=1s à les valeurs nominales où la vitesse référence Vr_{éf}=157/2(Rad/s) dans la gamme t=[0;0.6] s et puis augmenter à Vr_{éf}=157(Rad/s) dans la gamme t=[0.6;1]s et le couple résistant Cr=50N.m et il change à Cr=100N.m à l'instant 0.4s.

❖ Schéma de bloc :

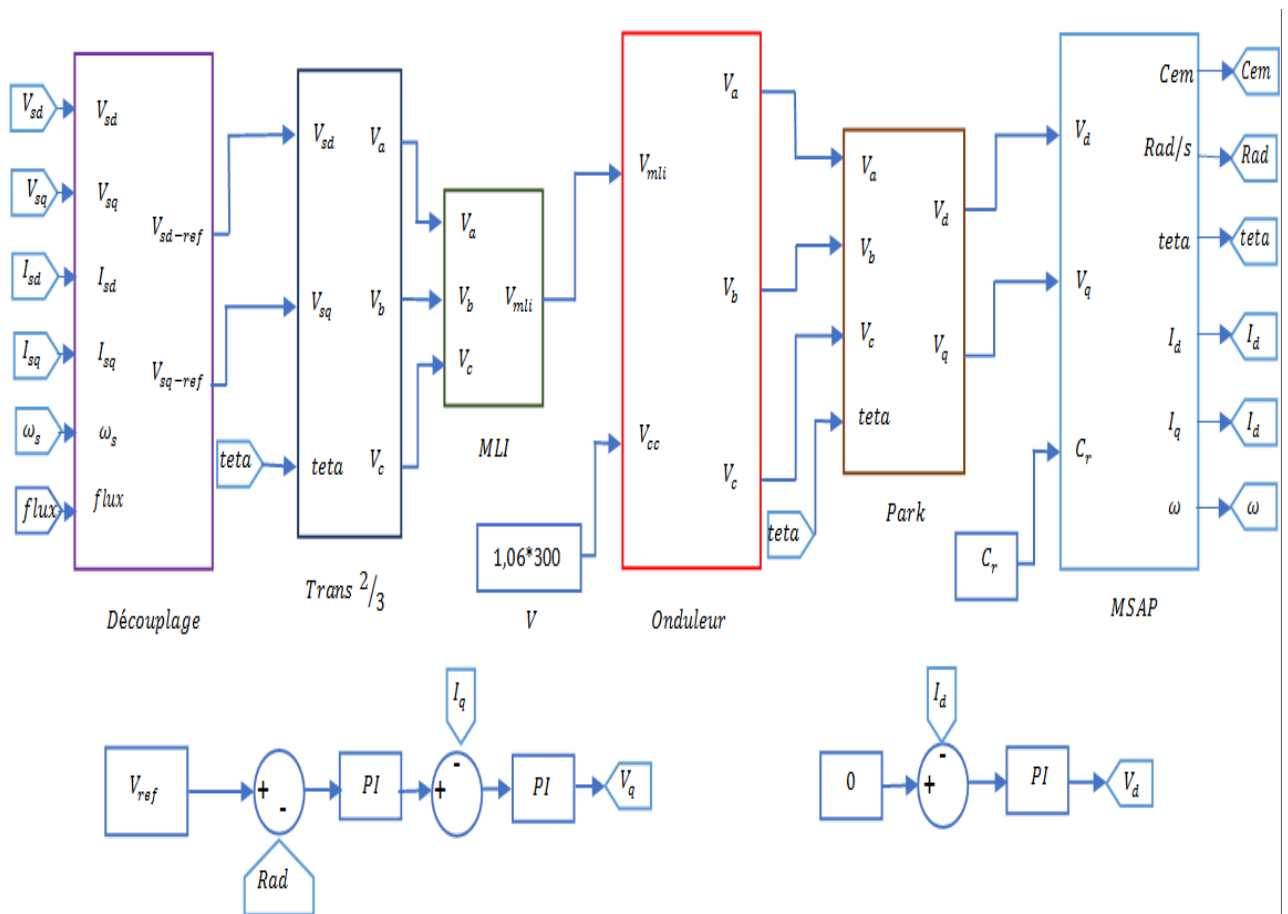


Figure III-6 Schéma bloc de la simulation de la commande vectorielle du MSAP

❖ Les résultats de simulation :

Nous allons tester les performances de la commande vectorielle du moteur en termes de vitesse, couple et de courant. Les résultats de simulation sont les suivants:

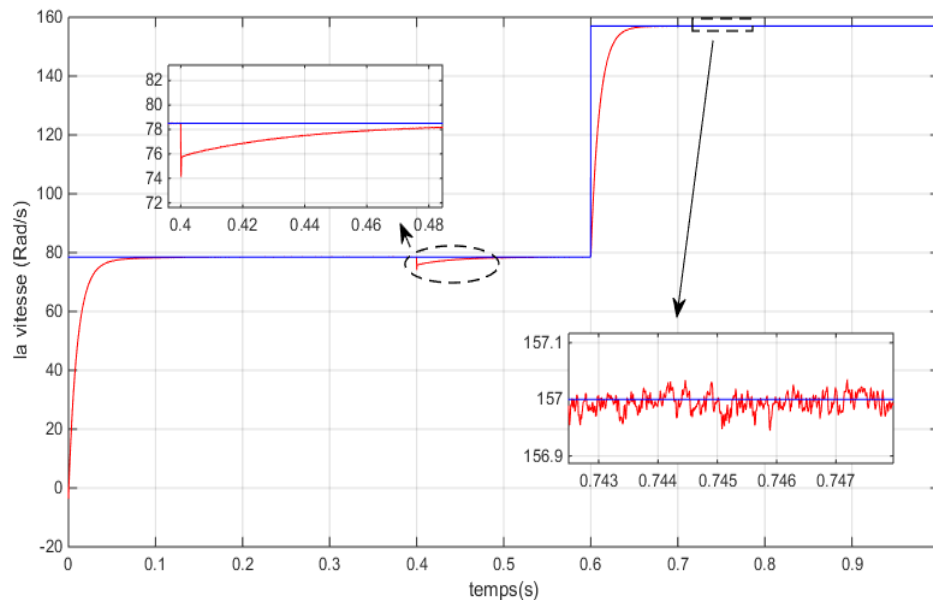


Figure III-7 Résultats de simulation de la commande vectorielle de vitesse mécanique

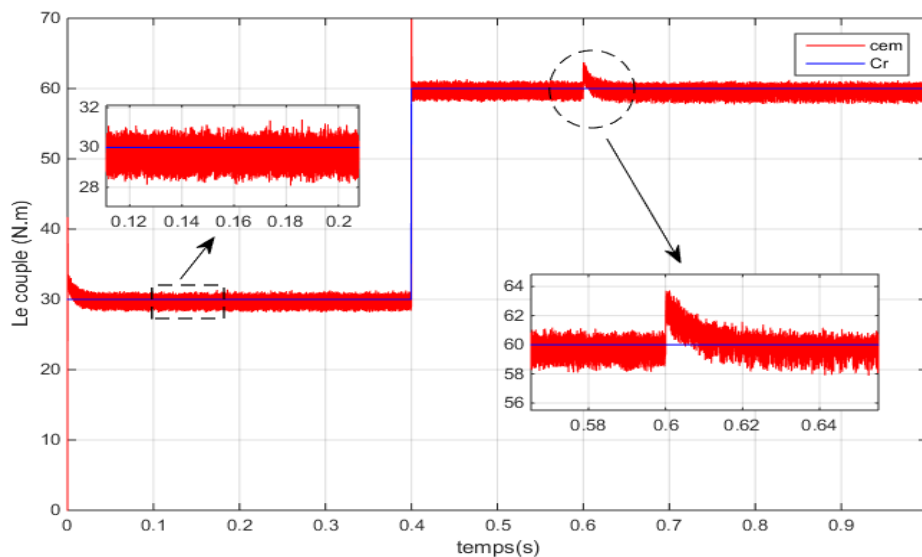
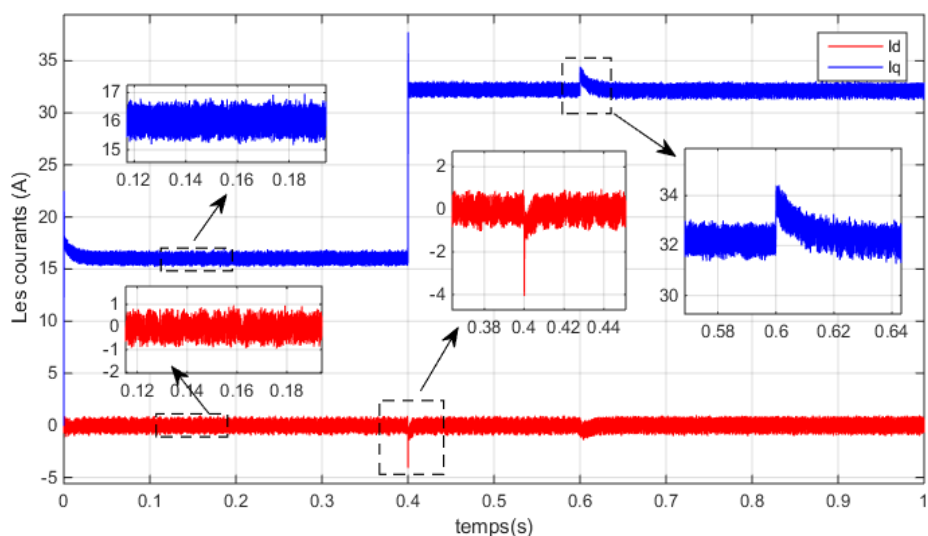


Figure III-8 Résultats de simulation de la commande vectorielle du couple électromagnétique



III-9 Courants direct et en quadrature Id et Iq du MSAP

❖ **Analyse des résultats :**

• **La vitesse (Rad/Vréf) :**

Nous remarquons dans la figure (III-7) la concordance entre la vitesse de la MSAP et la vitesse de référence où nous trouvons de faible ondulation de la vitesse mesurée estimé à $\Delta V = \pm 0.05 \text{ Rad/s}$. En appliquant un couple résistant l'instant $t=0.4\text{s}$, nous observons un bon rejet de perturbation est assuré par la commande vectorielle. Cette dernière assure aussi de bonnes performances dynamiques lors du changement de la consigne de vitesse à l'instant $t=0.6\text{s}$.

• **Le couple électromagnétique (Cem/Cr) :**

La figure (III -8) représente la comparaison entre le couple électromagnétique et le couple résistant et nous voyons l'équilibre entre eux où l'ondulation de couple vaut $\pm 0.2 \text{ N.m}$. Nous remarquons aussi l'effet de l'augmentation de la consigne de vitesse où le couple électromagnétique présente un faible dépassement avant d'atteindre son régime permanent.

• **Les Courants (Id/Iq) :**

La figure (III-9) représente les sorties des courants Id/Iq de la MSAP, nous remarquons que le courant Id approche la valeur 0 et le courant Iq directement proportionnelle avec le couple électromagnétique Cem, et montre l'effet des

changements de vitesse et du couple sur les courants I_d et I_q .

III.4 Application a un véhicule électrique avec un cycle de conduite

Dans cette section, nous devons tester les performances du système considéré dans cette étude pour entrainer un véhicule réel. Pour cela, on doit appliquer comme vitesse de référence un cycle de conduite normalisé et un couple résistant qui émule les différentes forces de roulement du véhicule en utilisant un modèle dynamique[8].

III.4.1 Description

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté une étude comparative entre les convertisseurs et les actionneurs qui peuvent être utilisé dans une chaine 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 à base des régulateurs PI ont été testées et discuté en détail pour des consignes de vitesses bien définies[8].

III.4.2 Les profile de cycle de conduit

- **Le modèle dynamique :**

Véhicule considéré dans notre travail est de type urbain c'est le véhicule Blue car, il représente dans la figue (III-10), et les paramètres de cette voiture sont dans le tableau (III-1),.



Figure III-10 Véhicule électrique Blue car[40]

Tableau 1 Paramètres du véhicule électrique urbain de type Blue car.

Paramètres du VE	Valeur	Unité
Masse véhicule (M_{VE})	820	kg
Force due à la gravité (g)	9.81	m/s²
Rayon d'une roue (r)	0.33	m
Masse volume de l'air (ρ)	1.2	kg/m³
Surface frontale(S)	2.75	m²
Coefficient de pénétration dans l'air (C_x)	0.3	/
Coefficient de résistance au roulement à l'état dynamique (C_0)	1.6e-6	/
Coefficient de résistance au roulement à l'Etat statique (C_1)	0.008	/
Pente de la route (α)	2.5%	(degré)

Les performances imposées au véhicule par le cycle et le profil d'élévation et fournit la puissance à la roue P_v qui peut s'exprimer par :

$$P_{VE} = C_T \cdot \Omega_{roue}$$

Le couple de traction total C_T et la vitesse de rotation de la roue Ω_{roue} sont calculés directement à partir de la force de traction du véhicule F_T et de sa vitesse imposée v :

$$\begin{cases} C_T = F_T \cdot r \\ \Omega_{roue} = \frac{V_{VE}}{r} \end{cases}$$

Avec : r le rayon de la roue.

On obtenant finalement :

$$P_{VE} = F_T \cdot V_{VE} \quad \text{III-18}$$

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 :

$$F_T = F_{roue} + F_{pente} + F_{aero} + F_{acc}$$

a) Force de Roulement :

La force de résistance au roulement F_{roue} est liée à la masse du véhicule M (kg), à l'accélération gravitationnelle g (9,81 m/s²) et à un coefficient de résistance au roulement dynamique et statique :

$$F_{roue} = M_{VE} \cdot g \cdot (C_0 + C_1) \cdot V_{VE}^2 \quad \text{III-19}$$

b) Force due au profil de la route :

La force liée au profil de la route F_{pente} est la force nécessaire à un véhicule de masse M pour vaincre une pente α . Pour caractériser le profil de la route sur un parcours donné, il faut cartographier la pente en fonction de la distance parcourue. Ensuite, grâce à la vitesse, la distance est déterminée ce qui permet de déduire la valeur de la pente à chaque instant.

$$F_{pente} = M_{VE} \cdot g \cdot \sin \alpha \quad \text{III-20}$$

c) Force de résistance aérodynamique :

La force de résistance aérodynamique F_{aero} est proportionnelle à la densité volumique de l'air ρ , à la section frontale du véhicule S_f (m²), au coefficient de pénétration dans l'air C_x (*drag coefficient* – C_d dans la littérature anglo-saxonne), à la vitesse du véhicule v (m/s) et à la vitesse du vent v_w (m/s) qui est positive dans le sens inverse de v et négative dans le sens de v .

$$F_{aero} = 0.5 \cdot \rho \cdot S \cdot C_x \cdot V_{VE}^2 \quad \text{III-21}$$

d) Force due à l'accélération:

La force due à l'accélération assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur. cette force est obtenue par le produit entre la masse M de la voiture, l'accélération $\frac{d\Omega_{roue}}{dt}$ imposée par le conducteur.

$$F_{acc} = m \cdot r \cdot \frac{d\Omega_{roue}}{dt} \quad \text{III-22}$$

En final, au groupe toute les forces (III-19),(III-20),(III-21)et (III-22) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{F}_{roue} = M_{VE} \cdot g \cdot (C_0 + C_1) \cdot V_{VE}^2 \\ \mathbf{F}_{pente} = M_{VE} \cdot g \cdot \sin \alpha \\ \mathbf{F}_{aero} = 0.5 \cdot \rho \cdot S \cdot C_x \cdot V_{VE}^2 \\ \mathbf{F}_{acc} = m \cdot r \cdot \frac{d\Omega_{roue}}{dt} \end{array} \right.$$

- **Transmission et réducteur mécanique :**

La transmission mécanique relie les moteurs électriques aux roues motrices. Il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule. Et 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.

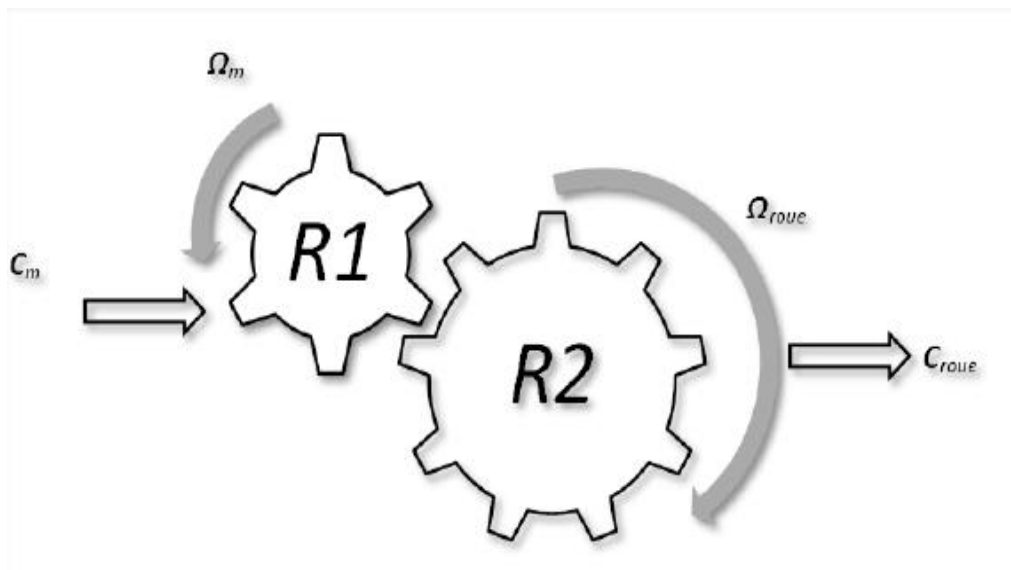


Figure III-11 Le mécanisme du réducteur.

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

$$C_{roue} = k \cdot C_m$$

III-23

$$\Omega_{roue} = \frac{1}{k} \Omega_m \text{ III-24}$$

Et nous avons de l'équation (III-23) :

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{C_{roue}}{C_m} \quad \text{III-25}$$

Avec :

Croue : couple dans la roue ; **Cm** : couple moteur ; **Ω_{roue}** : vitesse dans la roue ; **Ω_m** : vitesse dans le moteur ; **R1** et **R2** : nombre des dents.

III.4.3 Simulation du modèle dynamique du véhicule :

Dans cette partie, on présente la simulation du modèle dynamique du véhicule pour déterminer le couple de charge (**C_r**) et la vitesse à base du profil de vitesse (**NEDC**), ensuite on va les appliquer comme consignes à la technique de commande considérée. On a fait le choix du profil européen en raison des caractéristiques (accélération vitesse constante et freinage) et comme notre véhicule sera utilisé comme un véhicule urbain.

❖ Résultat de simulation :

La figure (III-12) montre 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.

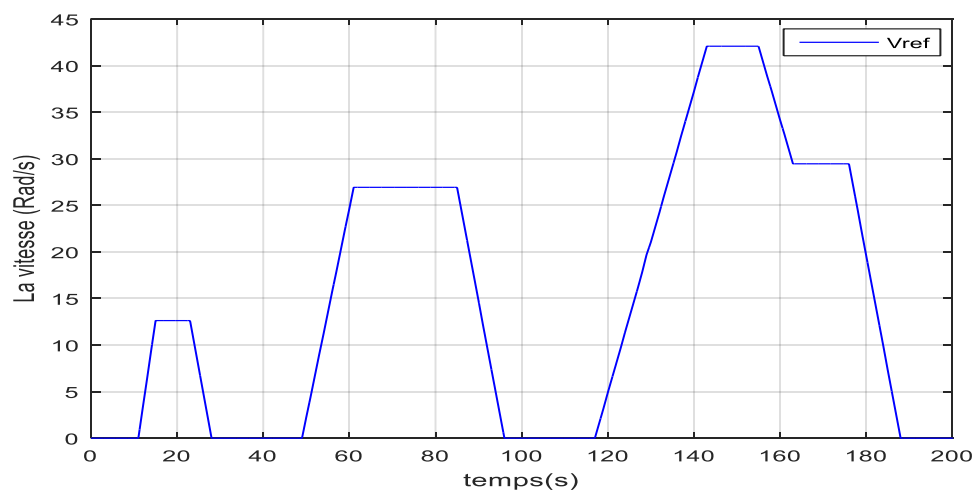


Figure III-12 La consigne de vitesse V_{ref} appliquée au véhicule

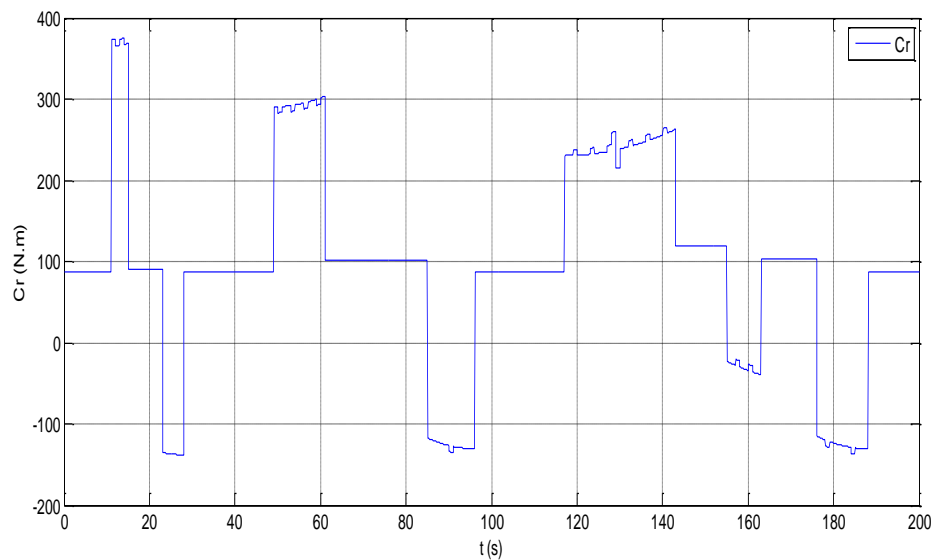


Figure III-13 La consigne du couple C_r appliquée au véhicule

On voit dans la figure (III-13) que le couple maximal est $C_{r_{max}} = 380 \text{ N.m}$ et le $C_n = 102 \text{ N.m}$. Alors on commence à trouver la valeur de consigne k de réducteur qui permet de régler les deux valeurs de couple ainsi que les conversions nécessaires.

1/- à partir de la relation (III-26) on a :

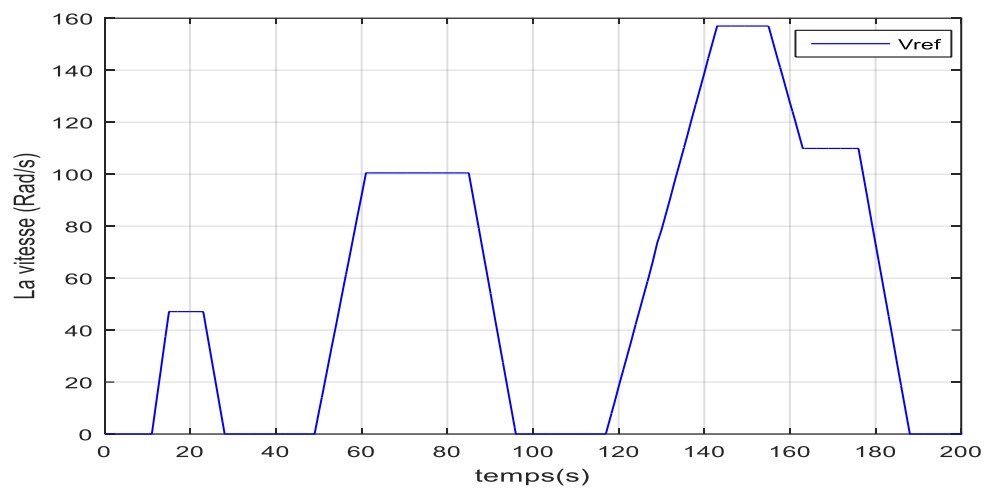
$$k = \frac{C_{r_{max}}}{C_n} = 380 / 102 = 3.73 \quad \text{III-26}$$

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

$$[K_m] / [h] = \frac{1}{3.73} [m] / [s] \quad \text{III-27}$$

$$[m] / [s] \frac{1}{r} = [\text{Rad}] / [s]$$

$$V_{\text{réf}} (\text{max}) = 42.0875 * 3.7303 = 157 \text{ Rad/s}$$



III-14 Le profile de la vitesse de référence V_{ref} (Rad/s) après le gain k

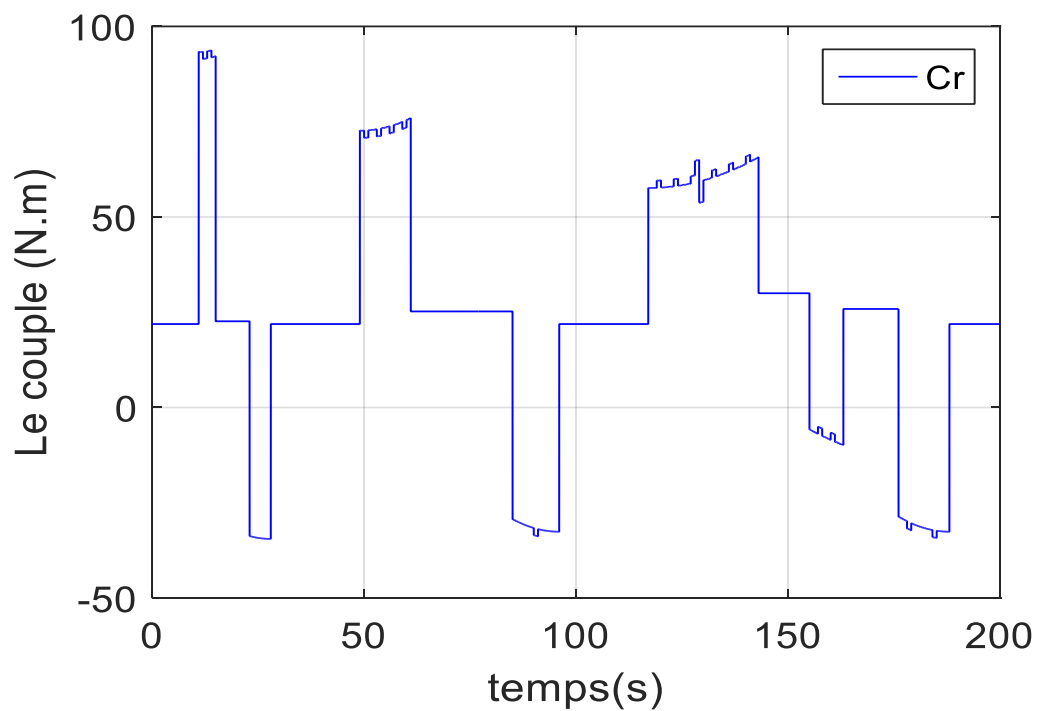


Figure III-15 Le profile du couple C_r (N.m) après le gain k

Cette figure (III-14) et (III-15) représente la vitesse référence et couple charge après le calcul de consigne k

III.4.4 Application du cycle de conduite à la CDT avec les techniques de commande vectorielle

Cette section est consacrée à la présentation des résultats de simulation de la commande vectorielle avec des consignes de vitesse et de couple issus du modèle dynamique du véhicule en mode sain. Cet essai dure $T=200s$, les résultats sont résumés dans les figures (III.16), (III.17) et (III.18).

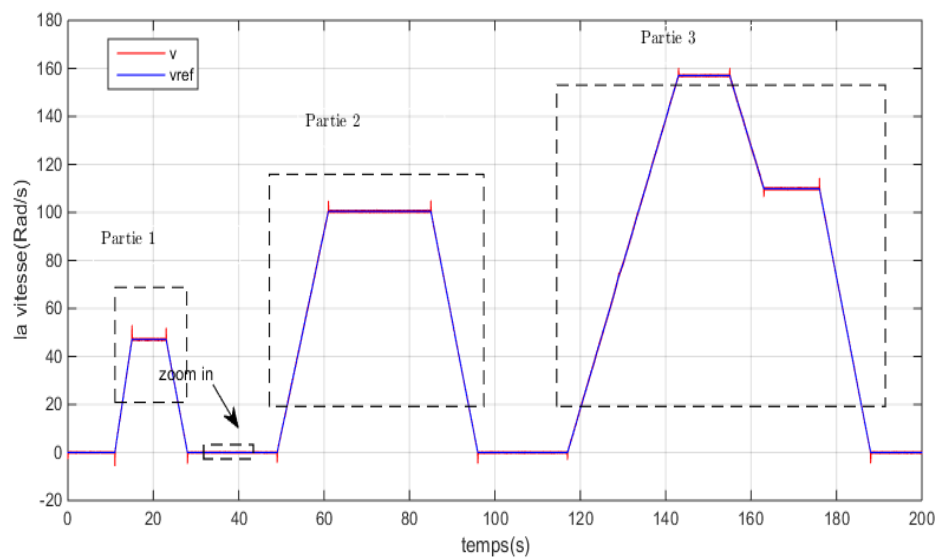
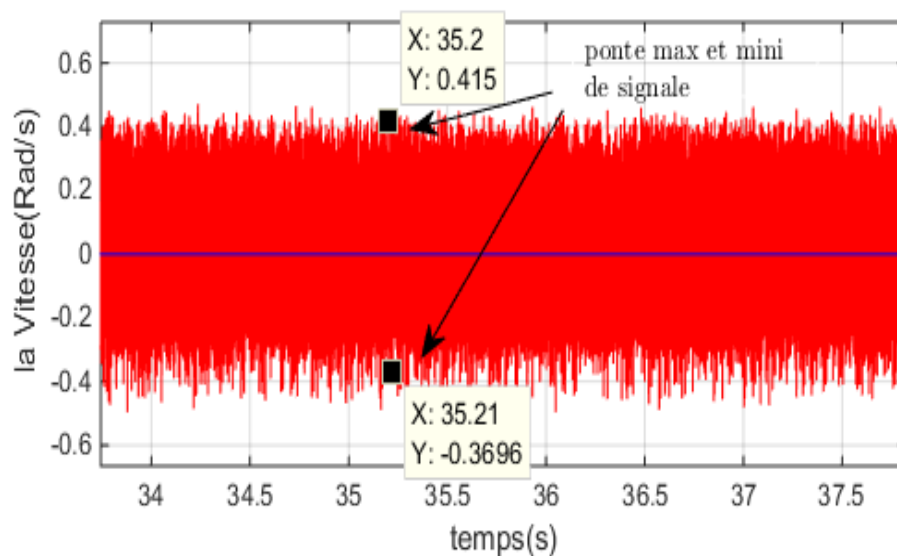


Figure III-16 Réponse de vitesse du véhicule du cycle



III-17 Zoom de vitesse

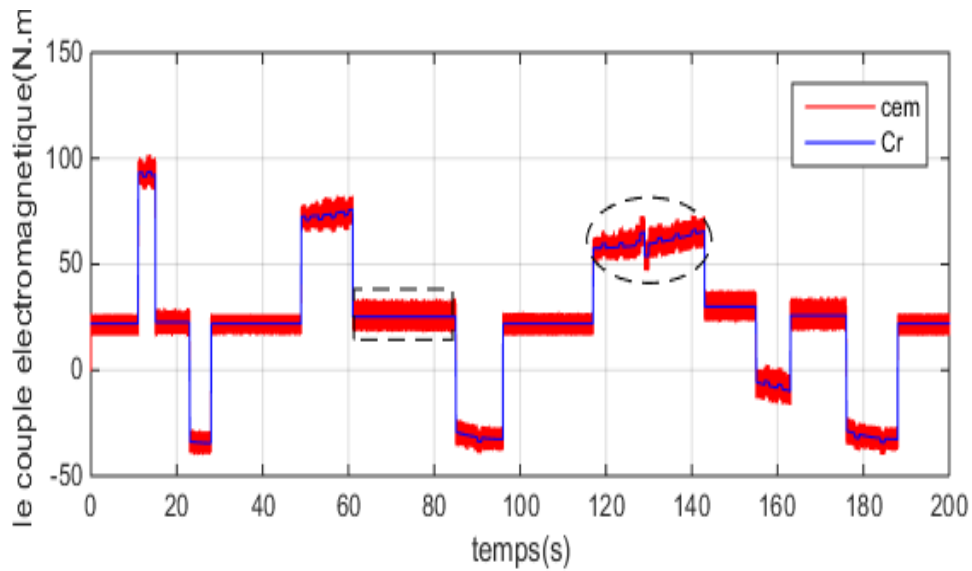


Figure III-18 La réponse du couple électromagnétique du véhicule dans le cycle

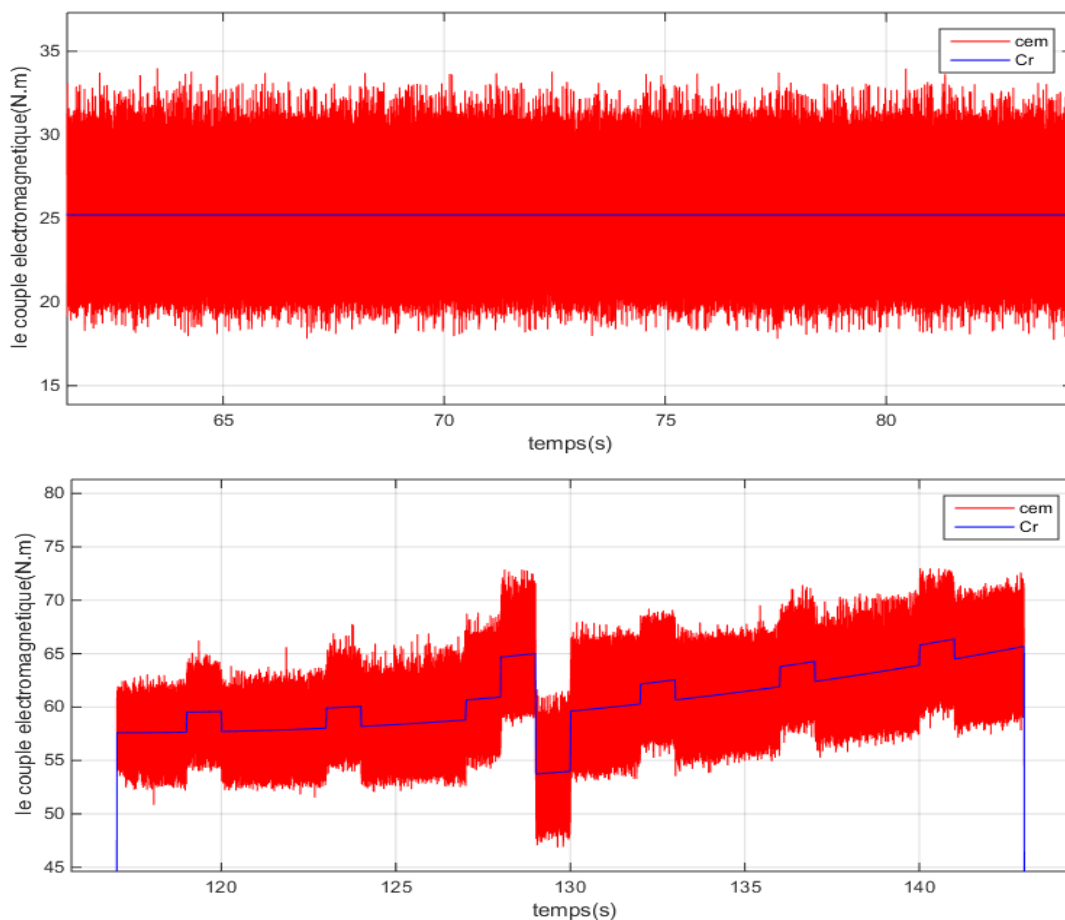


Figure III-19 Zoom la partie du couple électromagnétique de véhicule électrique en mode sain

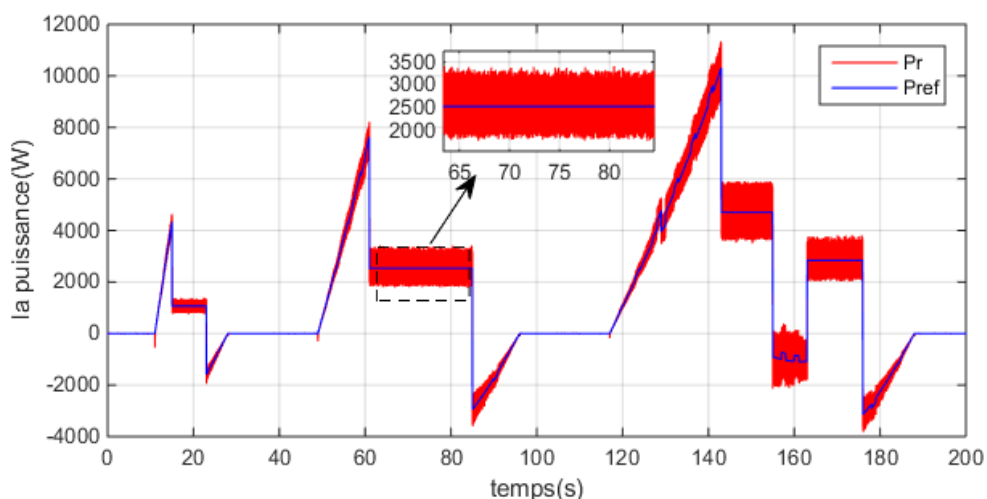


Figure III-20 La puissance absorbée par véhicule électrique

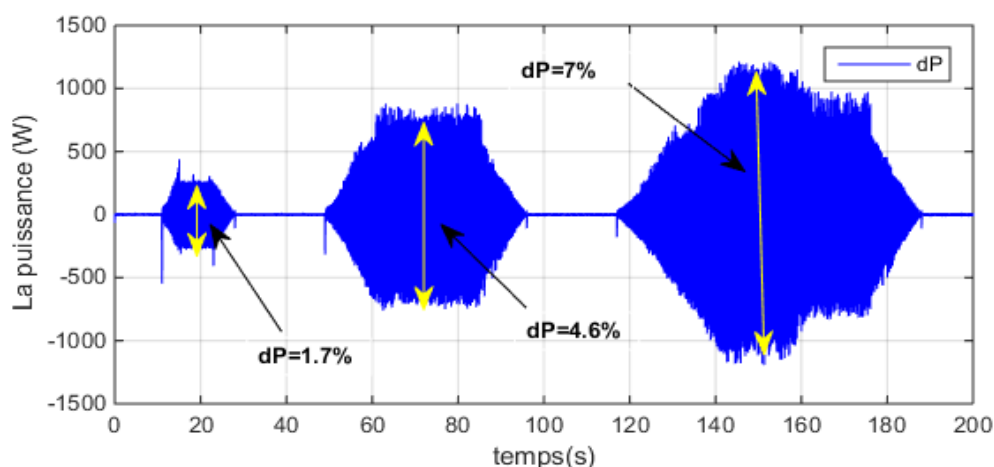


Figure III-21 Différence entre les puissances (P_r - P_{ref})

❖ **Analyse des résultats :**

Ici, nous allons analyser les résultats de la commande en mode sain en termes de vitesse, couple et puissance.

• **La vitesse ($Rad/V_{réf}$) :**

La vitesse de roulement du véhicule est divisée en trois parties dans la route. Vitesse faible, vitesse moyenne et vitesse élevée. Nous remarquons que la réponse de vitesse du moteur suit correctement la vitesse de référence où l'erreur entre eux vaut $\Delta V = \pm 0.4\%$ comme le montre les figures (III-16),(III-17). La commande vectorielle assure de bonnes performances dynamiques dans les phases d'accélération et

décélération.

- **Le couple électromagnétique (C_{em}/C_r) :**

Les figures (III-17),(III-19)représentent la concordance entre le couple électromagnétique avec le couple résistant durant les phases d'accélération et de décélération.

- **La puissance ($P_r/P_{réf}$) :**

Nous comparons ici deux puissances, la première est la puissance réelle(P_r) qui déterminée à partir de la vitesse réel V et le couple électromagnétique C_{em} . La deuxième est la puissance référence $P_{réf}$ déterminée à partir de la vitesse référence $V_{réf}$ et couple résistant C_r (issus du modèle dynamique).

$$dP = (P_r - P_{réf}) / P_n \% \quad \text{III-28}$$

D'après la figure (III-20) qui montre la puissance instantanée, on remarque que durant les phases d'accélération et décélération, la puissance est lisse avec une différence de puissance (dP) (III-30) faible.

D'après la figure (III-21), tirer les informations suivantes :

- La puissance P_r est directement proportionnelle à la vitesse de véhicule électrique et elle est divisée en trois parties.

-La différence de puissance dP change d'une partie à une autre où :

- Partie 1 : $dP = 1.7\%$ ici, dP est faible pour les faibles vitesses.
- Partie 2: $dP = 4.63\%$ ici dP valeur moyenne pour les vitesses moyennes.
- Partie 3: $dP = 7\%$ nous remarquons que les vitesses élevées augmente la consommation la puissance de manière significative mais ce taux de pertes reste acceptable.

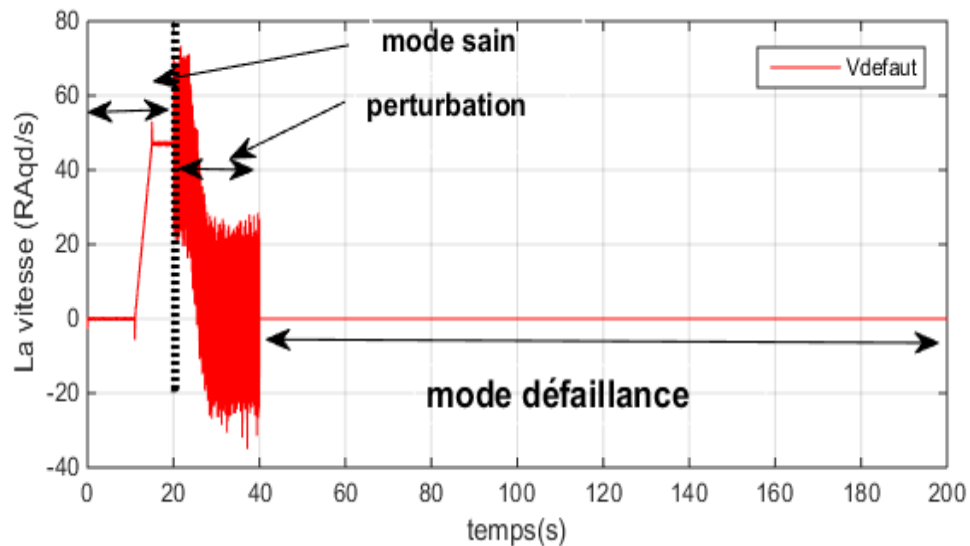
III.5 Conséquences d'un défaut

Cette partie est consacrée à la présentation des conséquences d'un défaut de capteur de vitesse. Le défaut du capteur qui se produira est divisé en deux types, le premier mode étant de type perturbation à l'instant 20s est dure 20s ou cette dernière provoquera une défaillance du capteur de vitesse. Ce deuxième défaut dure jusqu'à la fin du cycle comme le montre la figure (III-22) du signal $V_{défaut}$. Cette erreur se situe

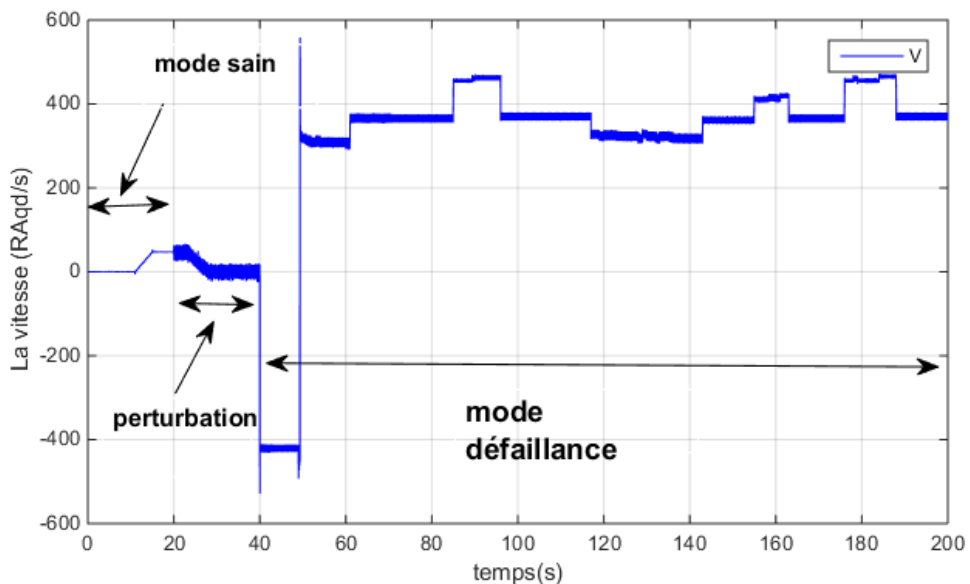
au niveau du signal de retour de la vitesse mesurée à la commande du moteur.

❖ Les résultats de simulation

La figure (III-22) montre la réaction de capteur de vitesse et la vitesse et les courants I_d, I_{qd} de MSAP en mode défaut



III-22 Le signal du capteur mécanique de vitesse en mode défaut



III-23 Résultat de simulation de vitesse du MSAP avant et après l'application de défaut sur le capteur de vitesse.

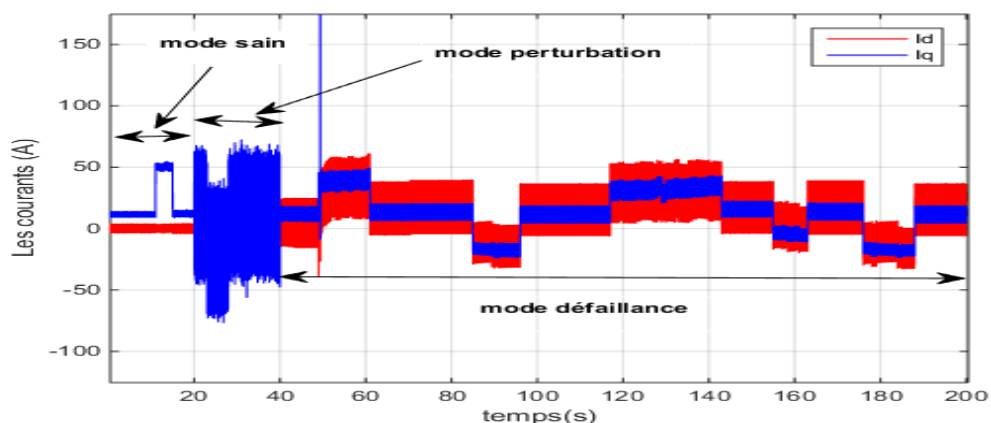


Figure III-24 les courants I_d et I_q en mode de défaut

❖ Interprétation des résultats

Nous notons qu'après l'apparition du défaut de perturbation, la réaction au niveau de la vitesse du moteur est affectée. Des fluctuations ($\Delta V = \pm 15 \text{ Rad/s}$) sont apparues durant 20s, cela provoquera une défaillance du capteur de vitesse. En mode défaillance, nous observons dans la figure (III-23) de fortes fluctuations de la vitesse du moteur. La vitesse diverge totalement et atteint les 400 Rad/s. et les courants sont influencés directement par ce défaut comme montre la figure (III-24).

Il est nécessaire de trouver une solution pour assurer une continuité de service en cas de défaillance du capteur de vitesse.

III.6 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'application de la technique de commande vectorielle sur la chaîne de traction d'un véhicule réel de type urbain. Nous avons utilisé un cycle de conduite normalisé dite européen (NEDC) et un modèle dynamique du véhicule pour la détermination des consignes de couple et de vitesse.

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 spécialement vis-à-vis le rejet des perturbations et les pertes d'énergie étaient faibles dans des conditions extrêmes. Finalement, nous avons testé le système proposé en cas de défaut de capteur de vitesse ou on a remarqué que les performances sont dégradées d'où la nécessité d'adopter une solution pour remédier à ce problème.

**IV. CHAPITRE : COMMANDE DE LA
MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS
PERMANENTS EN MODE DE DEFAUT**

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous traitons la commande tolérante aux défauts après l'apparition d'un défaut au niveau du capteur de vitesse. Nous proposerons une solution pour assurer la continuité de service de la chaîne de traction pour entraîner le véhicule électrique en utilisant un observateur MRAS.

Nous commençons par la présentation du principe de l'observateur MRAS ainsi que son élaboration. Par la suite, les résultats de simulation de la commande tolérante aux défauts en régime nominale seront présentés et discutés. Finalement, nous testons la technique proposée sur un cycle de conduite réel (NEDC) suite à une perturbation de mesure et une défaillance du capteur de vitesse.

IV.2 Commande tolérance aux défauts

L'utilisation des observateurs d'état, ou capteurs logiciels, dans la commande des machines électriques est une tendance qui ne cesse pas de croître [41].

Initialement, le but de l'observation était d'estimer les grandeurs difficiles à mesurer, comme les flux rotoriques dans une machine asynchrone par exemple, afin d'améliorer les performances de la commande. Toutefois, un observateur d'état est utilisé aujourd'hui pour plusieurs objectifs [28] :

- Commande sans capteur
- Commande tolérante aux défauts
- Identification des paramètres

Dans notre étude, nous devons utiliser l'observateur pour pouvoir de la commande tolérante aux défauts

IV.2.1 Limitations et défis

L'utilisation d'un observateur d'état à la place des capteurs dans une structure de commande peut affecter les performances de la commande. Ceci est lié à certaines propriétés, notamment l'observabilité du système et la stabilité de la commande en présence d'un observateur[28].

IV.2.2 Observabilité

Un système est dit observable si l'observation de ses entrées et sorties pendant un intervalle de temps fini $[t_i, t_f]$ permet de déterminer l'état initial $x(t_i)$, et donc, par intégration de l'équation d'état, de connaître $x(t)$ à tout instant appartenant à l'intervalle $[t_i, t_f]$. La condition nécessaire et suffisante d'observabilité. Le système considéré est observable si et seulement si [42],[28]:

$$\text{rang} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = n$$

IV.2.3 Stabilité

C'est une propriété qui concerne la stratégie de commande et la dynamique du système.

L'utilisation d'un observateur peut avoir un impact sur la stabilité de la boucle de commande (en raison de l'introduction d'un retard, d'une erreur d'estimation, etc.).

L'étude de ces propriétés est intéressante pour analyser la détérioration des performances de la commande, avec observateur, dans certaines conditions de fonctionnement, telles que les faibles vitesses de rotation et les basses fréquences d'alimentation[42]

IV.3 Structure et principe d'un observateur

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées.

La figure (IV-1) indique la structure d'un observateur d'état. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de 'prédicateur' et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [42].

La structure fonctionnant en boucle fermée est obtenue par l'introduction d'une matrice de gains K , qui permet d'imposer une dynamique propre à cet observateur. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-après, représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur,
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

Ce dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une nouvelle variable qui est l'erreur d'observation ' ϵ '. Celle-ci est multipliée par une matrice de gains K et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{X} par un retour d'état[42].

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\epsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad IV-1$$

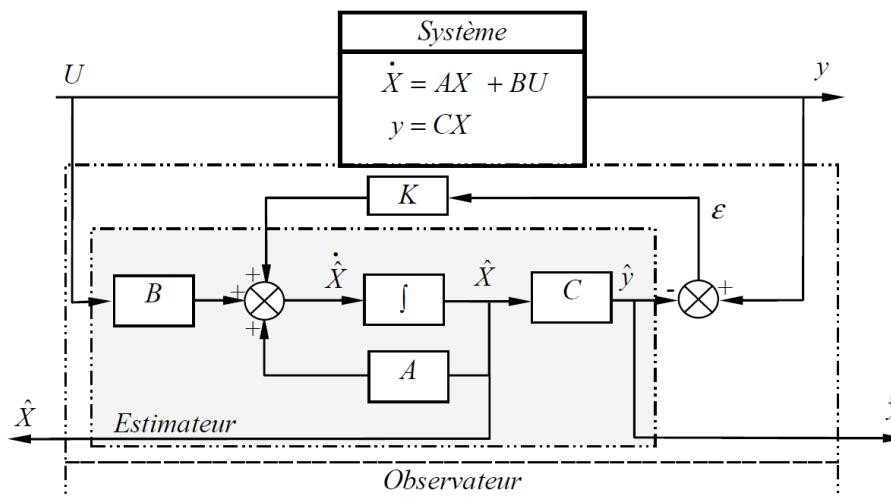


Figure IV-1 Schéma bloc d'un observateur d'état [42]

IV.3.1 Modèle de référence (MRAS)

La méthode « MRAS : Model Reference Adaptive System » est une technique, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de la vitesse en exploitant les tensions (v_{ds}, v_{qs}) et les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}). Elle est appliquée pour estimer

la vitesse de rotation du moteur synchrone à aimants permanents (Ω_r), ce qui peut réaliser une commande avec une grande gamme de vitesse. Ce système appelé «*Système Adaptatif à Modèle de Référence* » est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS a été faite sur la machine asynchrone par Schauder[42].

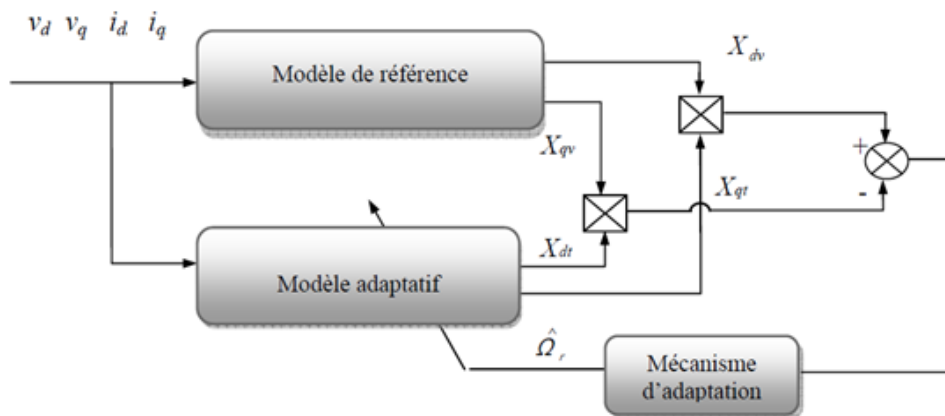


Figure IV-2 Schéma synoptique du MRAS [42]

IV.3.2 Estimation de la vitesse de rotation par la technique MRAS

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), c'est une technique appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse en exploitant les tensions et courants statoriques, cette approche a été formulée la première fois par Schauder 1989 , par un système adaptatif avec modèle de référence composé de deux estimateurs de flux (modèle de référence et modèle ajustable), la différence entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée.[28]

IV.3.3 Synthèse d'un MRAS

Le modèle du MSAP lié au stator peut être mis sous la forme d'état suivante

$$\dot{X} = AX + BU + C$$

IV – 2

Avec :

$$X = [i_d i_q]^T, U = [v_d v_q]^T \quad \text{IV} - 3$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & p\Omega \\ -p\Omega_r & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix}, B = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ p\Omega_r & \frac{-\phi}{L_d} \end{bmatrix}$$

On remarque que le système de calcul des courants statoriques à partir des courants mesurés (prélevés) ne dépend pas de la vitesse rotorique ω_r : doù il est retenu comme modèle de référence [42].

Le modèle ajustable de cet observateur du *MSAP* à pôles lisses ($i_d i_q$) est donné par :

$$\dot{X} = \hat{A}X + BU + \hat{C} \quad \text{IV-4}$$

$$\hat{X} = [\hat{i}_d \hat{i}_q]^T, U = [v_d v_q]$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & p\hat{\Omega} \\ -p\hat{\Omega} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix}, B = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi}{L_d} p\hat{\Omega} \end{bmatrix}$$

Dans le système (IV-4) les estimateurs des courants statoriques à partir des équations statoriques dépendent de la résistance statorique r_s et la vitesse rotorique ω_r .

Le mécanisme d'adaptation est conçu d'une manière à générer la valeur de la vitesse estimée et la résistance statorique de telle sorte l'erreur sera minimisée entre les courants statorique estimés et de références. En ajustant la vitesse de rotation estimée, l'erreur entre les coutants statoriques et les coutants statoriques de référence estimés à partir (IV-2) est réduite. On définit alors les erreurs des courants statoriques dans un repère lié au rotor, comme ci-dessous :

$$e_d = i_d - \hat{i}_d; e_q = i_q - \hat{i}_q$$

$$\hat{\Omega} = p \left(\int Y * K_i \right) + Y * \int Y * K_p$$

$$Y = i_d * \hat{i}_q - i_q * \hat{i}_d - \left[(i_q - \hat{i}_q) * \frac{\text{flux}}{L_q} \right]$$

De plus, l'expression de l'erreur d'estimation sur la vitesse sont donnée par l'équation suivante :

$$\Delta\Omega = \Omega - \hat{\Omega}$$

Le modèle des erreurs entre les deux modèles du MSAP peut être mis sous la forme d'état suivante :

$$\dot{\varepsilon} = A_{\Delta}\varepsilon + W$$

Avec

$$A_{\Delta} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & p\hat{\Omega} \\ -p\hat{\Omega} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d - \frac{\phi}{i_d} \end{bmatrix}$$

$[\varepsilon]$: La différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable.

$[W]$: Le bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire[42].

IV.3.4 Le commutateur :

On utilise dans notre travail un système de commutation avant et après le défaut. Le commutateur est un system qui commute entre le signal du capteur de vitesse et le signal fourni par l'observateur MRAS après le défaut. Il est basé sur une comparaison entre la vitesse mesurée parle capteur de vitesse et celle de référence de sorte que l'erreur ne dépasse pas une erreur de 0,001 rad/s comme montre dans la figure (IV-3).

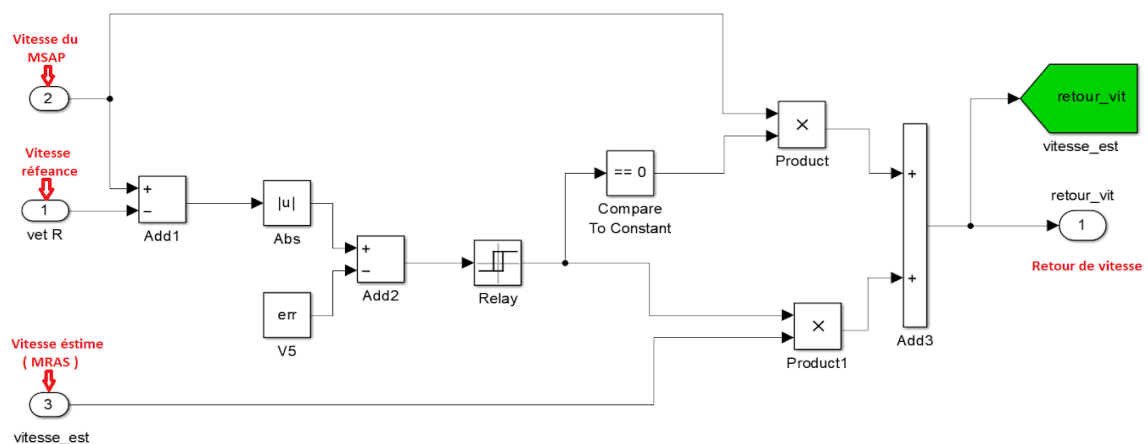


Figure IV-3 Schéma du comparateur de vitesse

IV.4 Application de l'observateur MRAS sur CDT

Pour tester la fiabilité d'un estimateur MRAS nous allons simuler en deux méthodes :

Première méthode en les paramètres nominal dans le période $T=10s$ et la vitesse référence où la valeur $V_{réf}=157$ Rad/s dans l'intervalle $T=[0,5]s$ et $V_{réf}=-157$ dans l'intervalle $T=[5,10]s$ et le couple résistant égal $C_r=50N.m$ varie jusqu'à l'instant $t=7s$ et change à la valeur $C_r=100N.m$.

Deuxièmement méthode test dans le profile pour commande la véhicule électrique en mode de défaut

IV.4.1 Simulation de CDT avec technologie CVE et l'observateur MRAS

Le résultat et interprétation de simulation le commande de véhicule électrique en mode défaut où la perturbation à l'instant $t=4s$ et la défaillance à l'instant $t=6s$ dans les paramètres nominaux.

La figure suivante représentée la vitesse v du la MSAP estimé (MRAS) et la réponse du capteur mécanique ($V_{défaut}$).

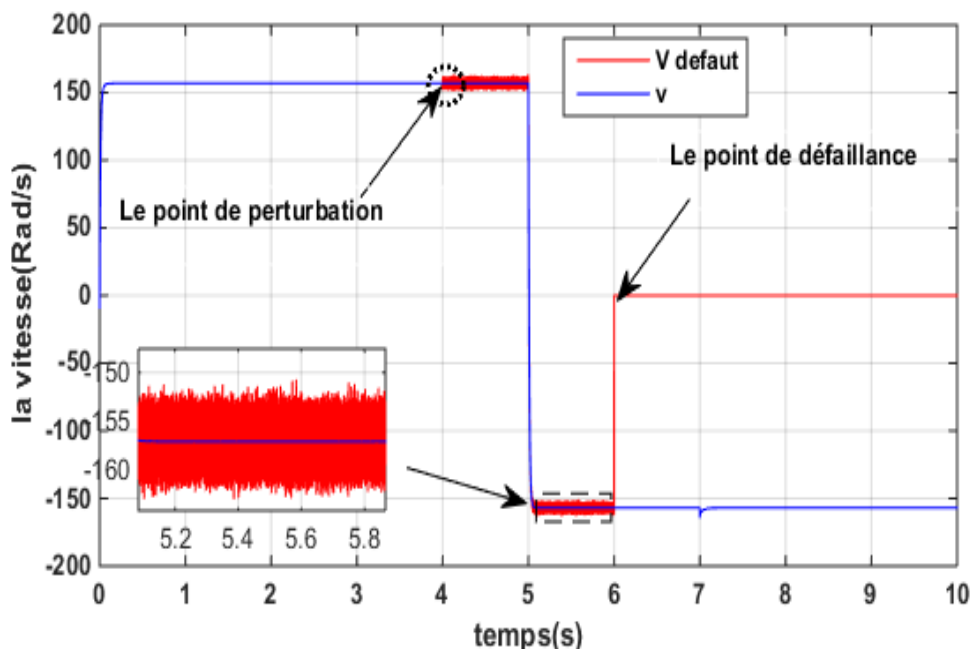


Figure IV-4 Réponse de vitesse de la MSAP estimé et mesure

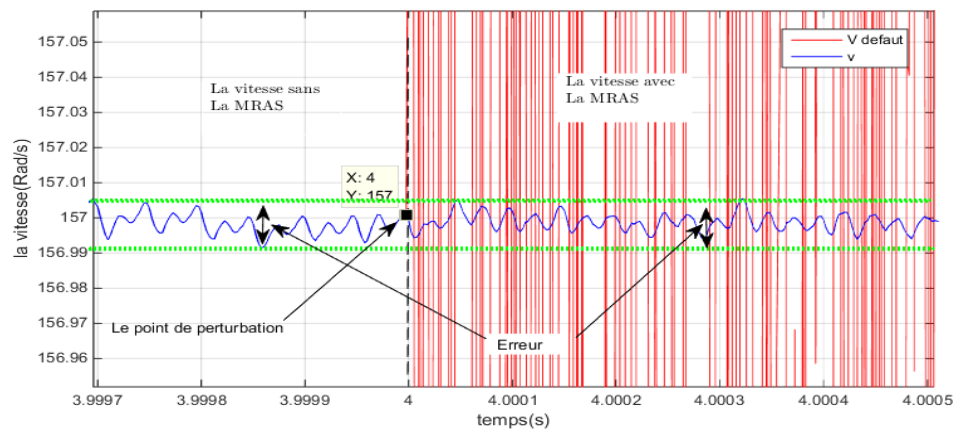


Figure IV-5 Réponse de vitesse avant et après la MRAS

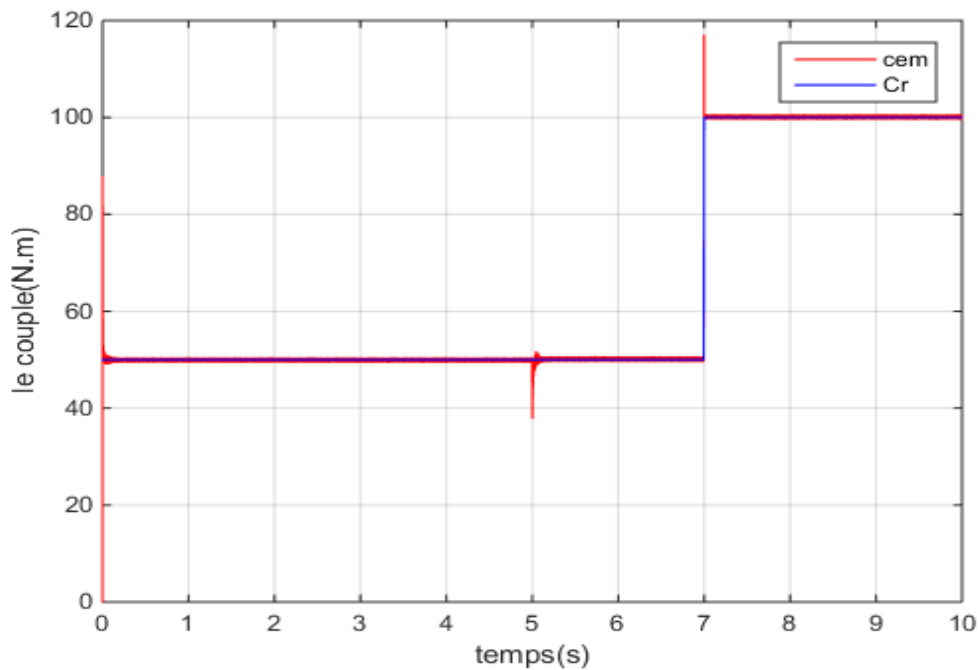


Figure IV-6 Couple électromagnétique avec MRAS

❖ **Interprétation des résultats :**

D'après les résultats de simulation obtenus en utilisant MRAS en régime nominale, on remarque que la perturbation n'a pas influencé grandement sur la vitesse et le couple. MRAS a fourni de bonnes performances après l'apparition de la perturbation. D'après la figue (VI-4), il est clair qu'il y a une faible ondulation sur la

réponse de la vitesse de l'ordre de 0.02rad/s. nous constatons que l'ondulation de vitesse est faible même après le défaut comme dans la figure (VI-5).

IV.4.2 Application du cycle de conduite à la CDT avec les techniques de commande vectorielle (CVE) et l'observateur MRAS

Ici, nous allons aborder le problème de la commande tolérante aux défauts après l'apparition d'un défaut du capteur de vitesse à l'instant $t=20s$ en utilisant MRAS qui estime la vitesse après le défaut dans le profil urbain de période $T=200s$.

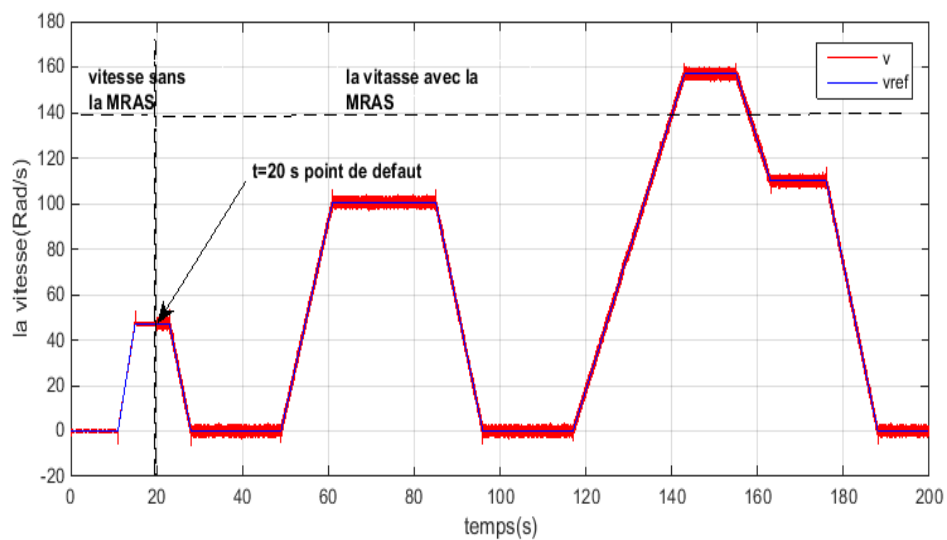


Figure IV-7 Vitesse du la MSAP estimée sur un cycle NEDC en mode de défaut

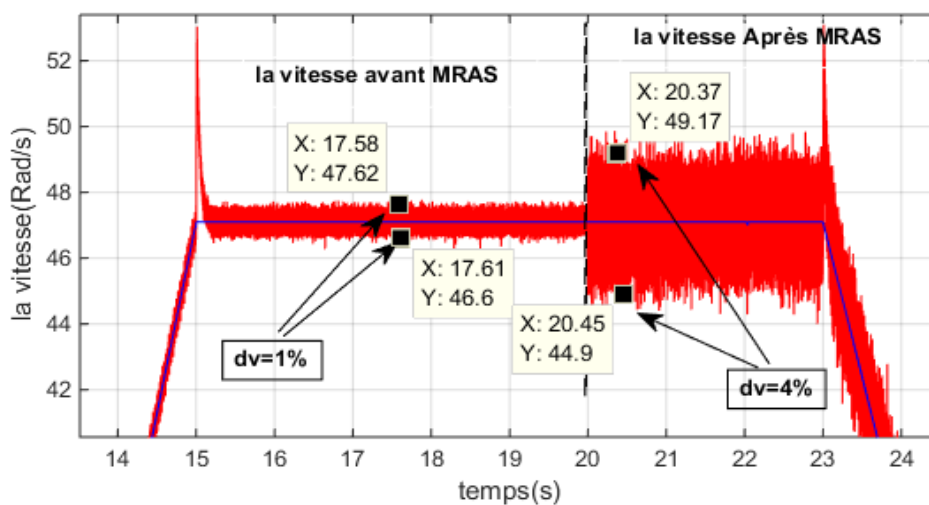


Figure IV-8 Point de défaut à $t=20s$ de la vitesse

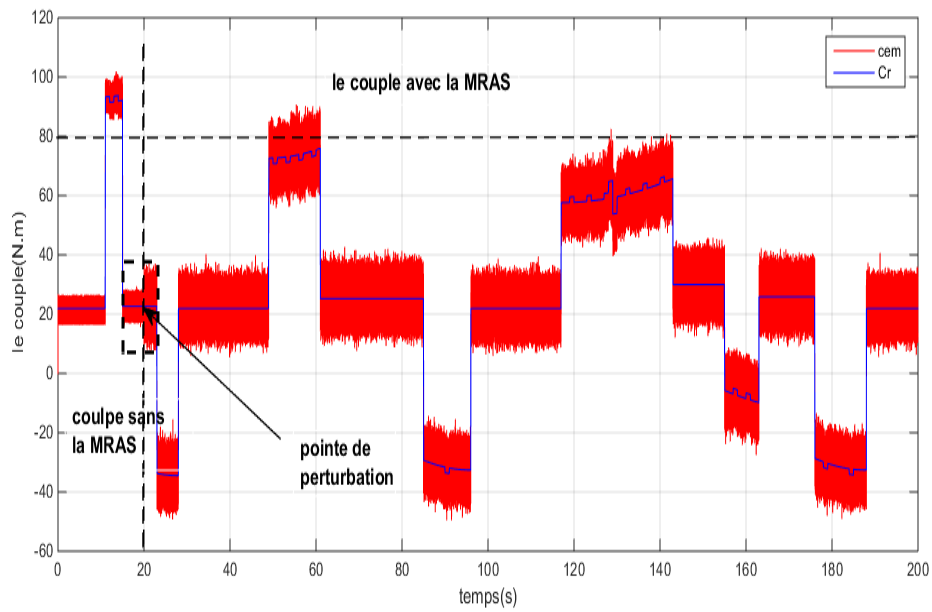


Figure IV-9 Couple électromagnétique du MSAP (MRAS)

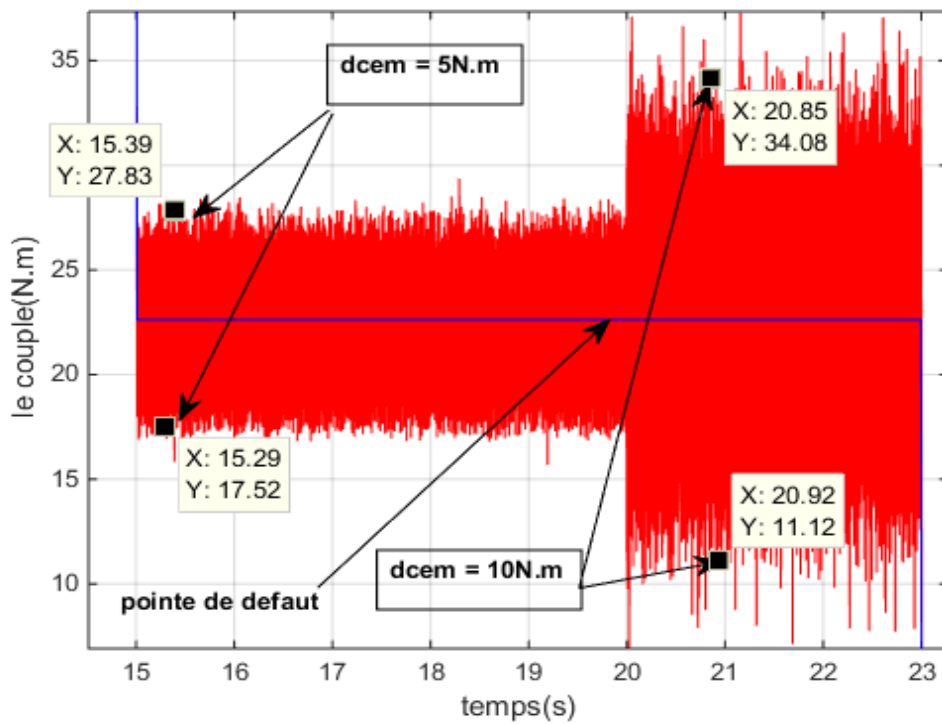


Figure IV-10 Point de défaut $t=20s$ du couple électromagnétique

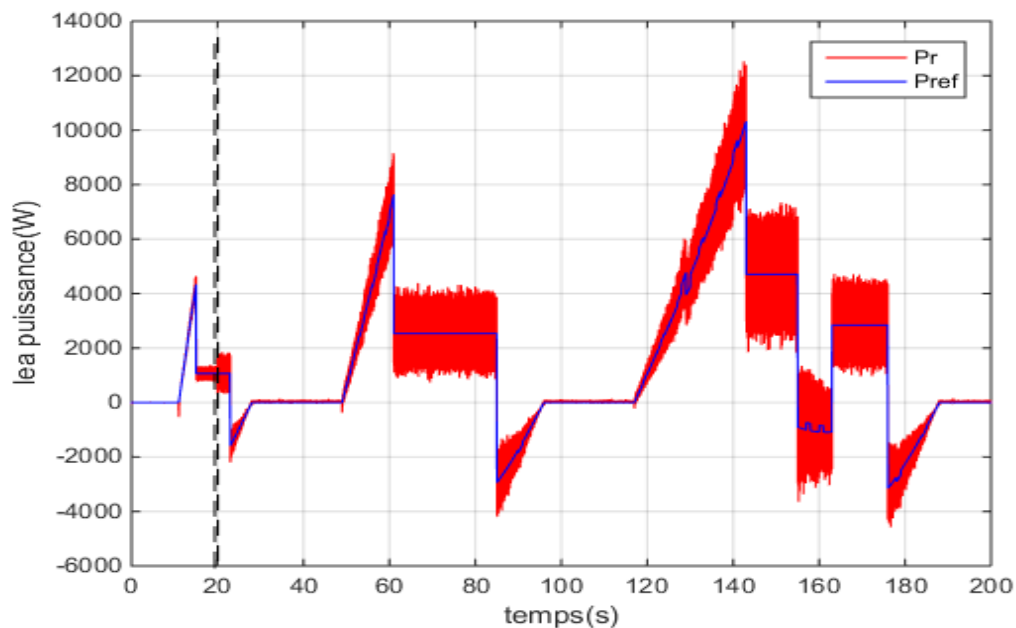


Figure IV-11 Comparaison de puissance entre Pr et $Préf$ avec MRAS

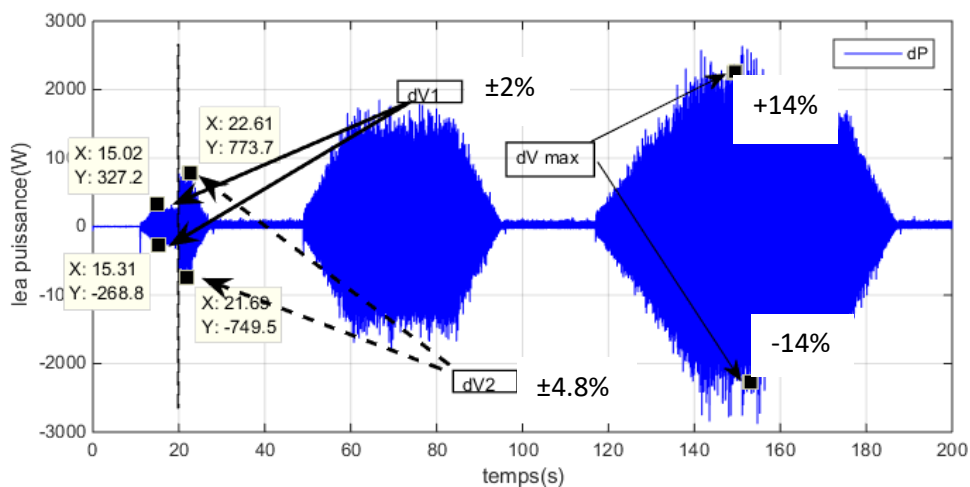


Figure IV-12 Différence de puissance entre Pr et $Préf$ avec MRAS

❖ **Analyse des résultats :**

• **La vitesse ($Rad/Vréf$) :**

La figure (IV-7) représente la vitesse du véhicule électrique selon le cycle de conduite NEDC avec l'introduction d'un défaut de capteur de vitesse à l'instant $t=20s$. Ensuite remplace le comparateur entre la vitesse capteur et la vitesse de MRAS, nous remarquons dans la figure (IV-8) que l'ondulation de la vitesse avant

la commutation 0.5 Rad/s et après 2.1 Rad/s

Nous pouvons constater que l'observateur MRAS adopté assure une tolérance au défaut avec une ondulation de vitesse d'un écart de 3.4% par rapport au mode sain.

- **Le couple électromagnétique (C_{em}/C_r) :**

La figure (IV-9)et(IV-10)montre la courbe du couple électromagnétique et dans quelle mesure il est affecté par le changement de vitesse, où nous remarquons une augmentation d'ondulation à partir de $\pm 5N.m$ jusqu'à $\pm 13.5N.m$. En raison de Tolérance de défaut de La MRAS dans la vitesse.

- **La puissance ($P_r/P_{réf}$) :**

De les résultats du couple électromagnétique et la vitesse précédente peut être inféré l'augmentation de la puissance et comme indiqué de la Figure (IV-11,12).où d'ondulation de puissance multiplier à 2.5fois .l'ondulation dans les conditions maximales 14% de puissance nominale. Donc en termes d'efficacité, on peut dire que c'est bon dans des circonstances normales.

Remarque : de l'analyse des résultats précédents peuvent être testés la commande sans capteur de vitesse pour le remplacer La MRAS dans les paramètres nominaux.

IV.5 Commande sans capteur de vitesse

Après avoir terminé notre travail, nous voulions tester le contrôle en observant, et en dispenser aux complètement le capteur de vitesse, d'abord appliqué un couple résistant sur le véhicule de 100 N.m, Après 6 secondes, il tombe à 50 N.m.

Nous définissons également la valeur de la vitesse de référence, à partir de 157 rad/s, et après 5 secondes, y après d'inverse à 157/s, pour tester l'efficacité de l'observateur de MRAS.

A partir duquel nous avons obtenu les résultats suivants.

- ❖ **Les résultats de simulation :**

La figure (IV -13) représenté la vitesse estimée du MSAP sans capteur de vitesse

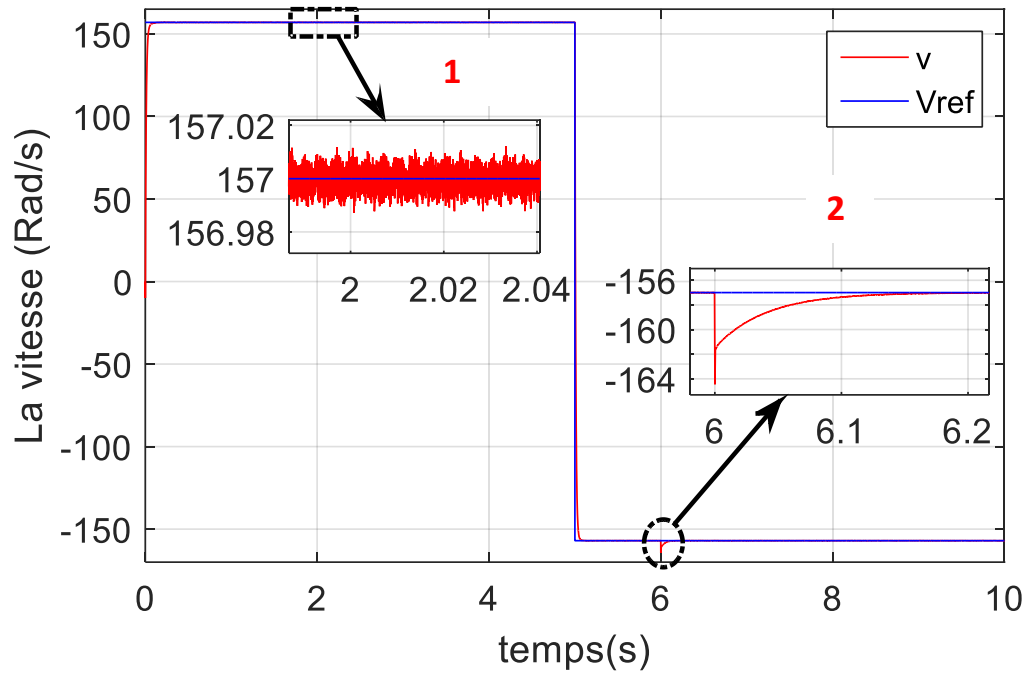


Figure IV-13 Vitesse estimée du MSAP sans capteur de vitesse

La figure (IV -14) représenté Le couple électromagnétique du MSAP.

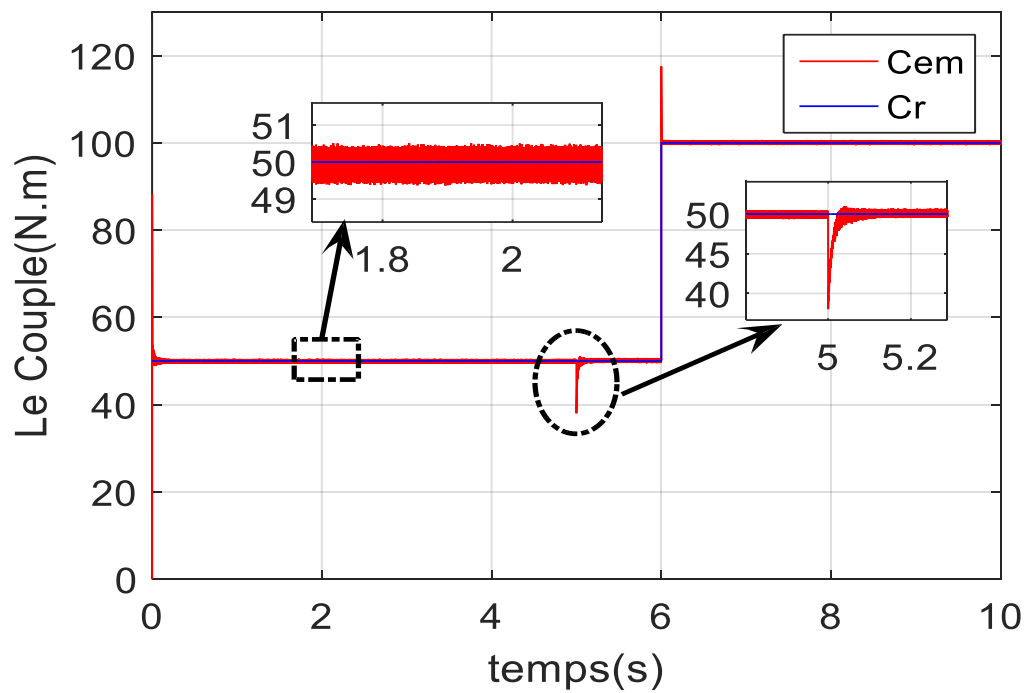


Figure IV-14 Résultat du Cem du MSAP

La figure (IV-15)représenté la puissance et l'erreur entre la puissance réelle et la puissance référence :

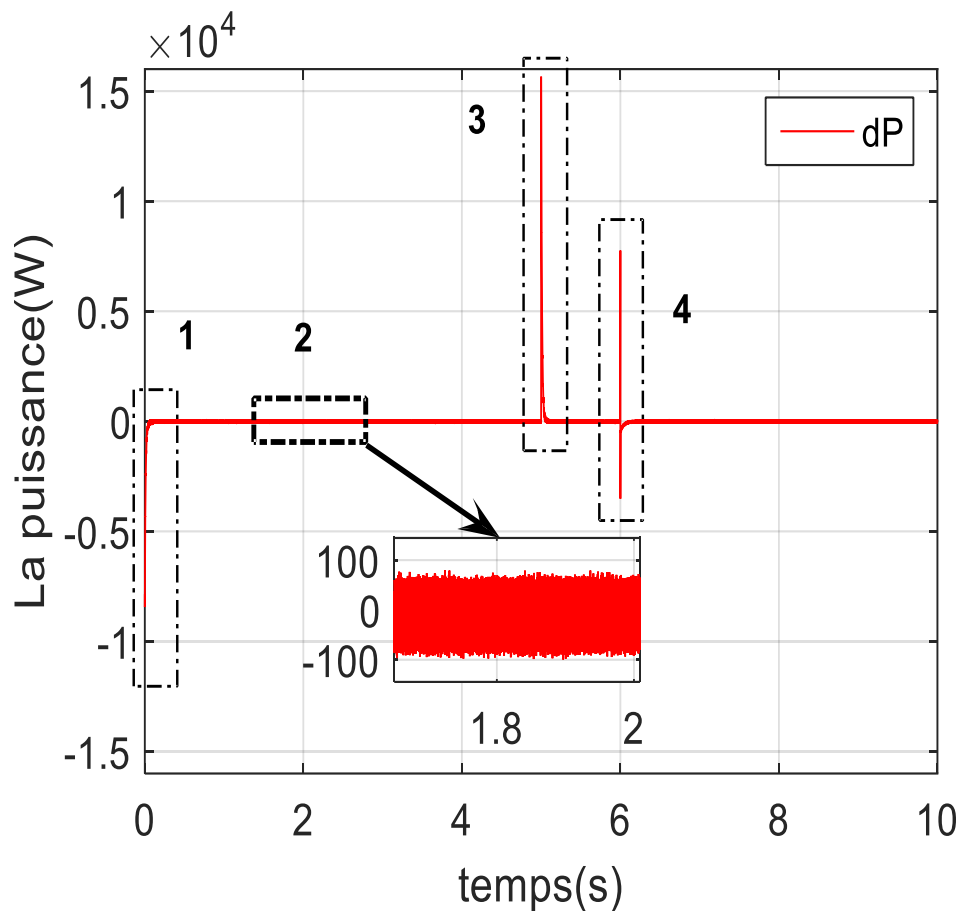


Figure IV-15 L'erreur entre P_r et P_{ref}

❖ Interprétation du résultat

- La vitesse ($Rad/V_{réf}$) :

Nous notons que la vitesse estimée du moteur est presque identique à la vitesse de référence, avec des oscillations presque inexistantes comme le montre la figure (IV-13).

De la même, le cas 2 nous a causé une pénurie de vitesse du véhicule, la valeur est presque négligeable en raison de la modification de la valeur du couple résistant,

- **Le couple électromagnétique (C_{em}/C_r) :**

La figure (IV-14) nous indique la Comparaison du couple électromagnétique et couple résistant. Nous observons l'émergence d'un pic dans la courbe 'Cem' lors du changement de la valeur du 'Cr' et notons que Le 'Cem' est affecté par le changement de vitesse.

Intéressant, La valeur du couple électromagnétique se rapproche de la valeur de la résistance du couple, Notez que les résultats obtenus sont bons, et même meilleurs sans le capteur, l'observateur MRAS offrant d'excellents résultats à tous les niveaux.

- **La puissance ($Pr/Préf$) :**

Nous interprétons les résultats obtenus à la figure (IV-15) La cause de l'émergence des cas 1, 3 et 4 est le résultat de la modification des valeurs de vitesse et de couple résistif, Mais ce qui nous importe, c'est la situation 2, Ce qui nous montre que l'observateur de MRAS fournit de bons résultats en termes de précision où la valeur de différence entre Pr et Préf +0.5% et -0.6%.

IV.6 Conclusion

Nous avons traité la commande tolérante à un défaut du capteur de vitesse en utilisant un observateur de type MRAS. Deux modes de défauts ont été considéré défaut de bruit de mesure et une défaillance totale du capteur de vitesse.

Nous concluons de ce chapitre que l'observateur a remplacé le capteur convenablement ou ses résultats sont très acceptables.

De ce fait, nous avons testé la commande vectorielle sans capteur e vitesse en utilisant l'observateur MRAS. Cela nous permet de réduire le cout du système et d'améliorer sa fiabilité.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail était d'améliorer les performances de la chaîne de traction d'un véhicule électrique en réduisant son exposition aux pannes. Nous avons choisi parmi les défauts pouvant affecter la chaîne de traction ; le défaut du capteur de vitesse par exposition à une perturbation ou une défaillance.

Grâce à notre étude, nous avons conclu que nous pouvons éviter l'échec du capteur de vitesse en nous en débarrassant, grâce à l'observateur 'MRAS'. Ce dernier permet de se passer du capteur de vitesse et d'économiser son prix. Alors que les différents constructeurs internationaux du véhicule électriques cherchent à se débarrasser du capteur et à fournir sa coute même s'il n'a pas une valeur élevée, Cependant, compte tenu du taux de production annuel, il ne fait aucun doute que cela fera une différence significative en termes de pourcentage des bénéfices, tout en contribuant à la réduction des défauts.

Nous avons rencontré des difficultés dans ce travail, telles que le manque d'équipements de qualité pour permettre la simulation, et nous n'avons donc pas pu obtenir de résultats plus précis. Lors de notre test de l'observateur en 10 secondes, nous avons obtenu des résultats de haute qualité quelles que soient la valeur de la vitesse et du couple sans dépasser les valeurs nominales. Mais lors de notre test ultérieur (200s), nous avons été confrontés au problème de la capacité de charge de l'appareil pour cette simulation, Ce qui ne nous a pas permis d'atteindre de meilleurs résultats.

À notre avis, nous proposons de continuer à travailler sur :

- La commande du véhicule électrique sans capteur de vitesse ;
- Améliorer les résultats de l'observateur obtenus dans ce travail ;
- Travailler pour traiter les défauts pouvant être exposés aux capteurs électriques

- [1] S. Meddah, “Modélisation et commande d’un véhicule électrique à piles à combustible.,” Mémoire de Magister, Université des Sciences et la Technologie d’Oran, Algérie, 2011.
- [2] H. BENARIBA, “Contribution à la commande d’un véhicule électrique,” Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –, 2018.
- [3] A. Daanoune, “Contribution à l’Etude et à l’Optimisation d’une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides,” Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [4] D. Benoudjit, “Contribution à l’optimisation et à la commande d’un système de propulsion pour véhicule électrique,” Thèse doctorat, Université de Batna, 2012.
- [5] A. BOUCHA, “Réalisation et commande d’un véhicule électrique par dSpace embarqué,” thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [6] B. Bendjedia, “Strategies De Commande En Mode Degrade D ’ Un Convertisseur Multi Bras (Application Aux Variateurs De Vitesse),” Thèse de Magister, ÉCOLE MILITAIRE POLYTECHNIQUE, 2012.
- [7] Y. KCHAOU, “Etude d’industrialisation de véhicules électriques en Tunisie,” mastère professionnel, Université Virtuelle de Tunis, 2013.
- [8] L. BAADJ and A. IBRAHIMIBRAHIMI, “Etude d ’ une chaine de traction d ’ un véhicule électrique,” Mémoire Master, UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT, 2018.
- [9] M. Sebaa, “Étude Comparative Entre Les Différentes Méthodes De Commande D Une Machine Synchrone a Aimants Permanents,” Doctoral dissertation, Ecole nationale polytechnique d’Oran-Maurice Audin, 2003.
- [10] A. Kaddouri, “Etude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents,” Philosophiae Doctor (Ph.D.), Université Laval, 2000.
- [11] M. Staroswiecki and A. L. Gehin, “From control to supervision,” *Annu. Rev. Control*, vol. 25, pp. 1–11, 2001.
- [12] M. Oudghiri, “Commande multi-modèles tolérante aux défauts: Application au contrôle de la dynamique d’un véhicule automobile.,” Thèse de

- doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2008.
- [13] S. MEDJMADJ, “Méthodes et outils d’aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques,” DOCTORAT EN SCIENCES, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIFI UFAS (ALGERIE), 2015.
- [14] E. H. S. DIAO, “Synthèse de Commande Tolérante aux Défauts pour des systèmes critiques, à moteur triphasé, utilisés dans l’automobile,” THÈSE DE DOCTORAT, UNIVERSITÉ PARIS-SUD ÉCOLE, 2014.
- [15] G.-H. Yang, J. L. Wang, and Y. C. Soh, “Reliable LQG control with sensor failures,” *IEE Proceedings-Control Theory Appl.*, vol. 147, no. 4, pp. 433–439, 2000.
- [16] E. R. Loures, “Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basés sur l’abstraction des dynamiques continues par réseau de Petri temporel flou,” Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier (Sciences)-Toulouse III, 2006.
- [17] A. Villemeur, “Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels: fiabilité-facteurs humains, informatisation,” 1988.
- [18] C. Combastel, “Méthodes d’aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques,” Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2000.
- [19] M. Basseville, “Detecting changes in signals and systems—a survey,” *Automatica*, vol. 24, no. 3, pp. 309–326, 1988.
- [20] F. GUENAB, “Contribution aux systèmes tolérants aux défauts : Synthèse d’une méthode de reconfiguration et / ou de restructuration,” thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2007.
- [21] I. Unger and R. Isermann, “Fault tolerant sensors for vehicle dynamics control,” *Am. Control Conf. Minneap.*, p. 6 pp.
- [22] F. Benchabane, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering,” Mémoire de Magister, Université mohamedkhider de Biskra, Algérie, 2005.
- [23] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines*. New York: INC Publication, 2005.

- [24] A. ZOUAGUI, “Optimisation des régulateurs du MSAP appliquée aux véhicules électriques,” *Memoire de Master, Université Abderrahmane Mira – Bejaia*, 2018.
- [25] M. BADRAOUI and M. BEREKSI REGUIG, “Modélisation des machines électriques, Complément de cours,” *Memoire de Master, Université Abou BekrBelkaïd – Tlemcen*, 2016.
- [26] J. Chiasson, “Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines,” *Wiley-Interscience a John Wiley and Sons. INC Publication*, 2005.
- [27] L. BELLAHCENE and M. DJAOUANI, “Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur MRAS,” *Memoire de Master, Université Aboubakr Bel kaid Tlemcen*.
- [28] L. BELLAHCENE and M. DJAOUANI, “Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur MRAS,” *Memoire Master, Université Aboubakr Bel kaid Tlemcen*, 2017.
- [29] A. Abid, “Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP,” *Memoire de Master, Université Mohamed Khider, Biskra*, 2016.
- [30] A. DJELLIK and S. HAOUACHI, “Commande d’un Moteur Synchrone à Aimant Permanent Par une DTC à SVM Jury,” *Memoire de master, Univesité Amar Thelidji, Laghouat*, 2016.
- [31] A. BOUKAROURA, “Modélisation et Diagnostic d’un Onduleur Triphasé par l’Approche BondGraph,” *THESE DE MAGISTER, UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF*, 2009.
- [32] A. ATTOU, “Commande par mode glissant de la machine synchrone a aimants permanents,” *Thèse de Mastre, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES.*, 2011.
- [33] N. BOUNASLA., “Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents,” *these de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE)*, 2014.
- [34] D. A. MEROUFELE, “Contrôle de la Machine Asynchrone: Commande scalaire, Commande Vectorielle, Commande Directe Du Couple,” *Cour de Magister en Electrotechnique, Université Djillali Liabès–Sidi Bel-Abbès ,Algérie*, 2009.

- [35] A. ATTOU, “Commande par mode glissant de la machine synchrone a aimants permanents,” Memoire de Master,UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES., 2011.
- [36] M. salah Merzoug, “Estimation de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu,” memoire de Master,UNIVERSITE LARBI BEN M’HIDI DE OUM EL BOUAGHI, 2018.
- [37] M.S.Merzoug, “Etude comparative des performances d’un DTC et d’un FOC d’une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP),” Mémoire de magister,Université Batna, Algérie, 2007.
- [38] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thogersen, “A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 783–791, 2003.
- [39] N. S. Amirouche, “Contribution à la commande adaptative et neuronale d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Doctorat,Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [40] “Bolloré Bluecar,” 2018. [Online]. Available: <https://www.automobile-propre.com/voitures/bollore-bluecar/>. [Accessed: 15-Jun-2018].
- [41] M. Koteich, “Modelisation et observabilite des machines electriques en vue de la commande sans capteur mecanique,” Thèse de doctorat,Université Paris-Saclay Preparée _a CentraleSupélec, 2016.
- [42] O. Hafsi and A. Chettouh, “Commande Floue Optimisée sans capteur de vitesse par DTC d’un Moteur Synchrone à aimants permanents basée sur un modèle de référence adaptatif,” Memoire de master,Univesité Amar Thelidji, Laghouat, 2013.

ANNEXES

PARAMETRES	VALEURS	UNITE
Puissance	16	kW
R_s	2	Ω
L_d	0.00226	H
L_q	0.00226	H
P	2	
Flux φ_f	0.6172	Wb
J	0.00036	kg.m ²
f	0.0000499	N.m.s
ERR	0.001	

Tableau Paramètres de la machine synchrone a aimants permanents

Matérielle utilisée dans la simulation

Pour exécuter la simulation, nous vous recommandons d'utiliser un ordinateur présentant les caractéristiques suivantes :

Ordinateur	Caractéristique
Processeur	Intel Core(TM) i5 CPU M420 @ 3.50 GHz
RAM	16GHz
Disk dur	SSD 500GHz
Windows	10Pro 64Bits
Matlab	2016a
Temps de simulation	10h-12h
Temps de discrétisation	
H1	5e-1
H2	5e-6