

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

**En :** (électrotechnique)

**Spécialité :** (Commandes électriques)

**Par :** BELAIDOUNI ABDELHAFID ET BELMAHI MOUAADH

### **Sujet**

**Contribution à la gestion d'énergie dans un véhicule électrique**

Soutenu publiquement, le 22 / 06 / 2022, Devant le jury composé de :

Mr.MERZOUG Sid Ahmed	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mr. MALTI ABED Chaïb	M.C.A	Université de Tlemcen	Examineur
Mr. BENARIBA Hassan	M.C.B	Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire : 2021 /2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# *Remerciement*

Nous remercions, en premier lieu, notre Dieu le plus Puissant qui a bien Voulu nous donner la force et le courage Pour effectuer Ce présent travail.

Nous exprimons nos profondes gratitudes à nos parents pour leurs

Encouragements, leur soutien et pour les sacrifices

Qu'ils ont enduré.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur

" **Mr. BENARIBA Hassan** " pour son sérieux, sa compétence et ses orientations.

En guise de reconnaissance, nous tenons à remercier, très sincèrement, le Docteur **Mr. MECHERNENE Abdelkader**, responsable de la formation

Master Electrotechnique de l'université Abou Bekr

Belkaid-Tlemcen, nous eu l'honneur et la chance de bénéficier de ses connaissances et compétences, de ses précieux conseils et de son suivi tout au long de notre parcours académique.

Nous tenons à remercier les membres du jury **Mr. MERZOUK Sid Ahmed** et **Mr.MALTI Abed chaib** pour leur présence, pour leur lecture attentive de ce m'emoire, ainsi que pour les remarques qu'ils nous adresseront lors de cette soutenance afin d'améliorer notre travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département Génie Electrique qui ont contribué à notre formation.

Aussi nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et toute la promotion d'électrotechnique industrielle (2022) Qui par leur amitié et leur bonne humeur, ont créé une ambiance de travail parfaite.

**BELAIDOUNI ABDELHAFID / BELMAHI MOUAADH**

# *Dédicaces*

Je dédie ce précieux travail aux êtres les plus chers au monde, à qui je témoigne mon amour et mon affection pour leur encouragement, leur compréhension et leur patience, qui ont su me comprendre et m'ont poussé à apprendre, c'est de vous dont je parle très chers parents. A mes frères et sœurs et toute la famille : « BELAIDOUNI » sans exception.

A tous mes amis qui m'ont toujours soutenu, et tous mes amis de la Promotion Génie électrique 2022.

Sans omettre mon binôme BELMAHI MOUAADH avec qui j'ai élaboré mon projet de fin d'étude.

En fin à tous ceux qui m'apprécient à ma juste valeur.

**BELAIDOUNI ABDELHAFID**

# *Dédicaces*

Je dédie ce précieux travail aux êtres les plus chers au monde, à qui je témoigne mon amour et mon affection pour leur encouragement, leur compréhension et leur patience, qui ont su me comprendre et m'ont poussé à apprendre, c'est de vous dont je parle très chers parents. A mes frères et sœurs et toute la famille : « BELMAHI » sans exception.

A tous mes amis qui m'ont toujours soutenu, et tous mes amis de la

Promotion Génie électrique 2022.

Sans omettre mon binôme BELAIDOUNI.ABDELHAFID avec qui

j'ai élaboré mon projet de fin d'étude.

En fin à tous ceux qui m'apprécient à ma juste valeur.

**BELMAHI MOUAADH**

# Sommaire

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## **Chapitre I : Généralité sur les véhicules électriques**

I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition .....	4
I.3 Histoire des véhicules électriques .....	5
I.4 Types de véhicules électriques .....	10
I.4.1 Véhicule tout électrique .....	10
I.4.2 Véhicule hybride.....	11
I.5 Système de Transmission de puissance .....	12
I.5.1 Solution monomoteur .....	12
I.5.2 Solution avec boîte de vitesse mécanique.....	13
I.5.3 Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe.....	13
I.5.4 Solutions multi moteurs .....	13
I.6 Organes de traction dans un véhicule électrique.....	14
I.6.1 Systèmes du stockage d'énergie électrique .....	15
I.6.2 Convertisseur électrique .....	16
I.6.3 Moteur électrique .....	18
I.7 Conclusion .....	20

## **Chapitre II : Modélisation et commande linéaire de la vitesse d'un véhicule électrique**

II.1 Introduction .....	22
II.2 Modélisation d'un véhicule électrique .....	22
II.2.1 Modélisation de la dynamique du véhicule électrique .....	22
II.2.2 Choix de modèle dynamique du véhicule .....	23
II.2.2.1 Forces aux roues .....	24
II.2.3 Modèle de la motorisation électrique .....	28
II.2.3.1 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanent .....	28
II.2.4 Convertisseur statique continu-alternatif.....	32
II.2.4.1 Commande de l'onduleur .....	33
II.2.5 Couplage entre les deux modèles mécaniques et électriques .....	35
II.2.6 Le différentiel électronique .....	35
II.2.7 Commande vectorielle de la MSAP .....	37
II.2.8 Découplage .....	38

II.2.8.1 Découplage par compensation.....	39
II.2.8.2 Détermination des paramètres du régulateur PI .....	40
II.2.9 Résultat de simulation .....	45
II.3 Conclusion.....	52
<b>Chapitre III : Commande par mode glissant pour la Gestion d'énergie dans véhicule électrique</b>	
III.1 Introduction .....	54
III.2 Commande par mode glissant .....	54
III.2.1 Introduction .....	54
III.2.2 Système à structure variable en mode glissant.....	55
III.2.3 Théorie des modes glissants.....	55
III.2.4 Objectif de la commande par mode glissant (MG) .....	56
III.2.5 Mode de la trajectoire dans le plan de phase.....	56
III.2.5.1 Mode de convergence (MC).....	56
III.2.5.2 Mode de glissement (MG) .....	57
III.2.5.3 Mode du régime permanent (MRP) .....	57
III.2.6 Conception de la commande par mode de glissement .....	57
III.2.6.1 Choix des surfaces de glissement.....	57
III.2.6.2 Conditions d'existence et de convergence .....	58
III.2.6.3 Calcul de la commande .....	59
III.3 Gestion d'énergie dans un véhicule électrique.....	62
III.3.1 Introduction .....	62
III.3.2 Source hybride batterie/ super condensateur.....	63
III.3.3 Modélisation électrique des batteries .....	63
III.3.3.1 Modèle idéal de la batterie .....	63
III.3.3.2 Modèle électriques modifiés de la batterie.....	64
III.3.3.3 Model d'un pack de batterie.....	67
III.3.3.4 Choix de batterie .....	67
III.3.4 Modélisation électrique des super condensateurs .....	68
III.3.4.1 Modèle dynamique équivalent .....	68
III.3.4.2 Modèle équivalent.....	69
III.3.4.3 Modèle d'un pack de super condensateurs.....	70
III.3.4.4 Choix de super-condensateur .....	71
III.3.5 Architecture de la source de stockage d'énergie .....	71
III.3.5.1 Architecture en parallèle sans convertisseur .....	71

III.3.5.2 Architecture en parallèle avec un convertisseur.....	72
III.3.5.3 Architecture en parallèle avec deux convertisseurs .....	72
III.3.6 Modélisation de l'architecture choisie .....	73
III.3.7 Stratégies de gestion d'énergie d'un système d'alimentation hybride .....	74
III.3.8 Gestion d'énergie d'un système hybride : batterie-super condensateur .....	75
III.3.9 Schéma d'asservissement intégrant le partage fréquentiel de puissance .....	75
III.3.9.1 Réglage par mode glissant pour la gestion d'énergie par partage fréquentielle.....	78
III.3.10 Résultat de simulation .....	81
III.3.11 Influence de la constante de temps sur les performances du système.....	85
III.3.12 Association de l'environnement du conducteur et de système d'alimentation.....	87
III.4 Conclusion.....	91
Conclusion générale .....	93
Références Bibliographiques .....	94
Annexe .....	99



## Liste des figures

Figure I.1 Système de propulsion d'un véhicule électrique .....	5
Figure I.2 : Première voiture au monde.....	5
Figure I.3 La Jamais Contente.....	6
Figure I.4 La première voiture hybride.....	6
Figure I.5 La Prius.....	7
Figure I.6 La Nissan LEAF 2011.....	7
Figure I. 7 La Renault Zoé à gauche et la BWM I3 à droite.....	8
Figure I. 8 Citroën AMI électrique 2021.....	9
Figure I. 9 Mercedes EQE – Taxi 2022 .....	9
Figure I. 10 Nissan Ariya – Nouveau départ 2022.....	9
Figure I.11 Batteries rechargeables .....	10
Figure I.12 Hydride série .....	11
Figure I.13 hydride parallèle.....	12
Figure I.14 Chaîne de traction monomoteur.....	12
Figure I.15 Solution monomoteurs avec boîte de vitesses (à gauche) avec réducteur fixe (à droite) .....	13
Figure I.16 Véhicule multi moteurs.....	14
Figure I.17 Exemples schématiques de motorisations multi moteur.....	14
Figure I.18 Architectures de véhicule électrique.....	15
Figure I.19 Schéma fonctionnel d'un super condensateur .....	16
Figure I.20 Principe de fonctionnement de la pile à combustible.....	16
Figure I.21 redresseurs (AC-DC).....	17
Figure I.22 hacheur série (à gauche), hacheur parallèle (à droite).....	18
Figure I.23 onduleur (DC-AC).....	18
Figure II.1 Les différents mouvements de véhicule .....	23
Figure II.2 Efforts longitudinaux s'appliquant sur le véhicule .....	24
Figure II.3 La force de roulement sur la roue .....	25
Figure II.4 La pente sur la route.....	27
Figure II.5 Représentation symbolique de la (MSAP) .....	28
Figure II.6 Schéma équivalent de la transformation de Park .....	31
Figure II.7 Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension .....	33
Figure II.8 Principe de la commande MLI-ST .....	34
Figure II.9 Mécanisme du réducteur .....	35
Figure II.10 Modèle de la MSAP quand id est nul .....	38
Figure II.11 Description des couplages .....	38
Figure II.12 Découplage par compensation .....	40
Figure II.13 Commande découplée .....	40

Figure II.14	Boucle de régulation du courant $i_q$ .....	41
Figure II.15	Boucle de régulation du courant $i_d$ .....	43
Figure II.16	Boucle de régulation de la vitesse .....	43
Figure II.17	Schéma global de la commande en vitesse de véhicule électrique .....	45
Figure II.18	Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI.....	48
Figure II.19	Test de passage par un virage avec réglage PI.....	49
Figure II.20	Test de variation des inductances statorique ( $L_d L_q$ ) avec réglage PI.....	50
Figure II.21	Test de variation des inductances statorique ( $L_d L_q$ ) avec réglage PI.....	51
Figure III. 1:	Trajectoire et surface pour le mode de glissement .....	56
Figure III. 2 :	Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase .....	57
Figure III. 3 :	Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement .....	59
Figure III. 4 :	Représentation de la commande équivalente .....	60
Figure III. 5 :	Représentation de la fonction "sign" .....	62
Figure III. 6 :	Phénomène broutement (réticence) .....	62
Figure III. 7:	Modèle idéal de la batterie.....	63
Figure III. 8:	Modèle équivalent Thevenin résistif .....	64
Figure III. 9	Modèle de Thevenin. ....	65
Figure III. 10 :	Modèle de Thevenin Modifié .....	66
Figure III. 11 :	Modèle de décharge de la batterie .....	67
Figure III. 12 :	Modèle dynamique de super condensateur à deux branches capacitives .....	68
Figure III. 13 :	Modèle simplifié d'un super condensateur .....	69
Figure III. 14 :	Modèle d'un pack de super condensateurs .....	70
Figure III. 15	Modèle simplifié d'un super condensateur .....	71
Figure III. 16	L'architecture en parallèle sans convertisseur .....	72
Figure III. 17	Architecture en parallèle avec convertisseur côté super condensateurs .....	72
Figure III. 18	Architecture en parallèle avec deux convertisseurs .....	72
Figure III. 19 :	Association des convertisseurs DC/DC .....	73
Figure III. 20:	Les stratégies de gestion de l'énergie les plus courantes .....	75
Figure III. 21:	Schéma d'asservissement de tension .....	76
Figure III. 22:	Schéma d'asservissement en courant durant la phase de production d'énergie .....	77
Figure III. 23	Boucle de régulation de tension en cascade.....	78
Figure III. 24.	Boucle de régulation de courant batterie .....	79
Figure III. 25	Boucle de régulation de courant super condensateur.....	80
Figure III. 26	Cycle européen Conduite NEDC .....	81
Figure III. 27	Evolution des tensions $V_{batt}, V_{sc}, , V_{Bus}$ .....	82
Figure III. 28	Evolution des courants $I_{batt}, I_{sc}, , I_{Bus}$ sur une portion de cycle .....	83
Figure III. 29 :	le rapport cyclique de la batterie et le rapport cyclique de super condensateur .....	83
Figure III. 30	Etat de charge de la batterie .....	84
Figure III. 31	Etat de charge de super condensateur .....	84
Figure III. 32	Impact de la variation sur l'évolution des tensions et des courants $\tau = 0$ .....	85
Figure III. 33	Impact de la variation sur l'évolution des tensions et des courants $\tau = 10$ .....	86
Figure III. 34	Impact de la variation sur l'évolution des tensions et des courants $\tau = 40$ .....	87
Figure III. 35	Synoptique du système globale.....	88
Figure III. 36	Profil de vitesse appliqué .....	88

Figure III. 37 Profil de courant de charge <i>IBus</i> .....	89
Figure III. 38 Profils des courants de bus, de batterie et de super-condensateur .....	89
Figure III. 39 Profils des tensions de bus, de batterie et de super-condensateur .....	90
Figure III. 40 : résultat d'asservissement de courant de batterie.....	90
Figure III. 41 : Résultat d'asservissement de courant de super-condensateur .....	90

## Liste des tableaux

Tableau I.1 Tableau comparatif des différentes machines présentées .....	19
Tableau III. 1 Comparaison des architectures d'association.....	73

## Liste des symboles et des abréviations

### Symboles

$V$	Vitesse du véhicule.
$M$	Masse totale du véhicule.
$d$	Largeur du véhicule.
$g$	Accélération de la pesanteur.
$\rho$	Densité volumique de l'air.
$S_s$	Section frontale du véhicule.
$V_{vent}$	Vitesse du vent.
$\alpha_p$	Angle de la pente.
$\gamma$	Accélération de véhicule.
$R$	Rayon de la roue.
$\phi_{sf}$	Vecteur flux statorique.
$\theta$	Angle de charge désignant la position du rotor par rapport au stator.
$W_r$	Vitesse de rotation du rotor.
$W_{roue}$	Vitesse de rotation de roue du véhicule.
$\omega$	Pulsation des courants alternatifs.
$p$	Nombre de paires de pôles.
$J_m$	Moment d'inertie.

$J_T$	Moment d'inertie global du véhicule.
$J_w$	Moment d'inertie de la roue.
$f$	Coefficient de frottement.
<b>Cem</b>	Couple électromagnétique.
<b>Cr</b>	Couple résistant.
$C_{rr}$	Coefficient de roulement.
<b>Cx</b>	Coefficient de pénétration dans l'air.
$L_d$	Inductance propre d'enroulement d.
$L_q$	Inductance propre d'enroulement q.
<b>n</b>	Rapport de réduction de vitesse.
$\omega_0$	Pulsation propre du système.
$\xi$	Facteur d'amortissement.
<b>r</b>	Degré relatif du système.
$\delta$	Angle de braquage des roues frontales.

## Abréviation

<b>VE</b>	Véhicule électrique.
<b>VH</b>	Véhicule hybride.
<b>VHS</b>	Véhicule hybride série.
<b>VHP</b>	Véhicule hybride parallèle.
<b>MSAP</b>	Moteur Synchrone à Aimants Permanents.
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsions.
<b>FTBO</b>	Fonction de transfert en boucle ouverte.
<b>FTBF</b>	Fonction de transfert en boucle fermée.
<b>MG</b>	Mode de glissement.
<b>MC</b>	Mode de convergence.
<b>MRP</b>	Mode de régime permanent.

### Introduction générale

Bien que les véhicules électriques aient leurs inconvénients, elles sont nettement plus écologiques qu'une voiture classique fonctionnant à l'essence ou au diesel. De nombreuses recherches ont également montré que les voitures électriques sont plus efficaces et produisent donc moins d'émissions nocives, même en tenant compte des émissions générées par les centrales électriques qui produisent de l'électricité [40].

Dans le domaine du véhicule électrique, la technique de la modélisation présente un intérêt économique considérable étant donné le coût que représente la réalisation d'un prototype de véhicule et la complexité grandissante des architectures innovantes à prendre en compte.

Contrairement aux applications monodisciplinaires, la difficulté de la modélisation énergétique et dynamique d'un véhicule réside dans la représentation d'un système complexe pluridisciplinaire. Cette difficulté est d'autant plus importante que le véhicule dispose de plusieurs sources d'énergie embarquée qui, soit participent à son mouvement, soit assurent des fonctions autres que la traction.

Ainsi que l'étude de la commande du véhicule en considérant plusieurs phénomènes régissant son comportement et les non-linéarités présentées sur le système lui-même, sollicite l'appel à des lois de commande puissantes, insensibles et robustes.

La gestion d'énergie dans un véhicule électrique consiste à contrôler les flux énergétiques des différentes sources constituant le système. Elle permet de satisfaire les demandes en puissance de la charge et augmenter la durée de vie du système tout en respectant différentes contraintes de fonctionnement comme la puissance limitée des sources, les états de charge des éléments de stockage... etc.

Notre travail s'organise autour de trois chapitres principaux :

Le premier chapitre est dédié à l'étude et la présentation des véhicules électriques au fur et à mesure de leurs évolutions dans l'histoire, leurs configurations et leurs constitutions. Ensuite, nous avons discuté des principaux composants du groupe motopropulseur pour le choix de la configuration de propulsion du véhicule électrique, qui sera utilisée.

Après, nous nous intéresserons à l'introduction de la longitudinalité des véhicules électriques.

Dans le deuxième chapitre nous allons présenter la modélisation du véhicule électrique ainsi que son actionneur électrique utilisés. Les deux modèles électriques et mécaniques seront rassemblés pour aboutir au modèle global du véhicule [13].

La commande en vitesse longitudinale sera détaillée en adoptant la technique du vectorielle appliquée aux actionneurs. Le réglage des courants et de vitesse sera effectué à l'aide du correcteur classique PI. Des résultats de la simulation seront présentés pour montrer les performances du réglage synthétisé.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation du principe de la commande par mode glissant ainsi que à la gestion d'énergie dans un véhicule électrique à source d'énergie hybride (batterie et super condensateur). Un régulateur classique du type PI ainsi que des régulateurs mode glissant seront synthétisés pour assurer la commande de la tension du bus DC et les courant de batterie et super condensateur.

Finalement, ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

# **Chapitre I :**

## **Généralité sur les véhicules électriques**

## **I.1 Introduction**

Au début du 20ème siècle la voiture à essence connaît un succès important. Les voitures électriques de cette époque avaient une faible autonomie, et les batteries ne permettaient pas au moteur de délivrer autant de puissance qu'un moteur thermique. C'est pourquoi jusqu'à nos jours la voiture à essence s'est développée. La voiture électrique ne fait donc pas encore partie de notre entourage mais elle devient de plus en plus sollicitée grâce à la constante hausse du pétrole et la médiatisation de la réduction du rejet de CO<sub>2</sub>.

Après le grenelle de l'environnement et avant une crise pétrolière, de nombreuses entreprises et d'écologistes veulent développer la voiture électrique au niveau de l'autonomie des batteries et de l'utilisation maximale des énergies propres. Afin que celle-ci deviennent réellement plus propre et plus avantageuse que les voitures à essence [1].

Dans ce chapitre nous présenterons des généralités sur le véhicule électrique, nous aborderons les différents éléments constituent un véhicule électrique et les architectures puis nous finaliserons par le choix de l'architecture adoptée pour le reste de l'étude.

## **I.2 Définition**

Un véhicule est un ensemble de corps reliés entre eux par plusieurs liaisons visant d'une part à assurer le mouvement du châssis mais aussi le confort des passagers qu'il transporte. Il est composé d'un châssis, et d'un système de liaison au sol comprenant : les pneumatiques, les roues, les trains et les suspensions. La dynamique du système de direction n'est pas prise en compte et l'angle au volant est directement appliqué aux roues [12].

Un véhicule électrique VE est un véhicule 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 [13].



1. Batteries
2. Moteur
3. Transmission
4. Freins
5. Régulateur



Figure I.1 Système de propulsion d'un véhicule électrique [13].

### I.3 Histoire des véhicules électriques

Avec l'émergence des aléas naturels liés à la pollution, la suppression progressive des véhicules à essence est devenue une solution irréversible, et l'utilisation des véhicules électriques est également devenue un sujet à étudier.

En 1884, Thomas Parker assis dans la première voiture électrique au monde. On voit sur la photo de la Figure I.2.



Figure I.2 : Première voiture au monde.

En 1899 en Royaume-Uni, « La Jamais Contente », la première voiture électrique qui a dépassé les 100 km/h a été construite. La voiture était pilotée par le Belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille (Figure I.3).



Figure I.3 La Jamais Contente.

Dans les années 1920, certains facteurs comme la faible autonomie, la vitesse trop basse, le manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et le prix deux fois plus élevé que celles à essence, ont mené au déclin de la voiture électrique. - En 1972, Victor Wouk, le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (Général Motors) (Figure I.4).



Figure I.4 La première voiture hybride.

En 1976, « the Electric and Hybrid Véhicule Research, Développement and Démonstration Act » a été adopté par le Congrès américain, qui a permis de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides.

Dès 1988, la société automobile Général Motors lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra l'EV 1 et qui va être produite entre 1996 et 1998.

En 1997, Toyota lance la Prius (Figure I.5).



Figure I.5 La Prius.

De 1997 à 2000, de nombreux modèles électriques hybrides ont été lancés : 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.

À partir de 2000, la voiture électrique va ré-mourir à nouveau.

En Juillet 2009, La Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et en Avril 2010 pour les clients individuels, puis on a commencé à la vendre au public Hongkongais en mai 2010.

En décembre 2010, La Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) la voiture électrique à cinq places annoncées qui a été déjà annoncé en 2009, a pu être commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et en arrivant aux marchés européens la fin 2011 (Figure I.6) [2].



Figure I.6 La Nissan LEAF 2011.

En 2013, Les principaux constructeur sont développés un modèle 100% électrique et non un seul véhicule électrifié. Les installations de bornes de recharge sont aujourd'hui de plus en plus nombreuses.

En 2012 le constructeur Tesla sort la berline sport Modèle S (puis suivront le Model X 2015, qui a dépassé les 70 000 ventes en décembre 2017).

En 2013, Renault invente un modèle 100 % électrique (la Zoé), cette VE est très agréable dans la ville et très confortable sur la route, avec une autonomie de 150km. La même année en Allemagne, la société BMW sort la I3. Figure I.7.



Figure I. 7 La Renault Zoé à gauche et la BMW I3 à droite

En avril 2018, le président de Renault-Nissan-Mitsubishi, Carlos Ghosn déclare que le problème de l'autonomie est maintenant établi pour la plupart des utilisateurs et que maintenant le frein principal c'est le prix.

En 2019, les grands producteurs automobiles japonais annoncent tous de smart véhicules (petit véhicule) électriques susceptibles de briser la barrière de prix qui empêche le développement de ce segment : New Honda e, Nissan IMk, petit modèle Toyota ultra-compact électrique `a deux places destine aux conducteurs débutants, aux personnes âgées et aux ruraux.

En 2021, Citroën présente l'AMI Figure I.8 de deux places destinée aux centres-villes, véhicule sans permis d'une autonomie de 70 kilomètres à petit prix. La même année Honda annonce que les motorisations 100% thermiques disparaîtront entièrement de son catalogue à partir de 2022 en Europe [10].



Figure I. 8 Citroën AMI électrique 2021



Figure I. 9 Mercedes EQE – Taxi 2022



Figure I. 10 Nissan Ariya – Nouveau départ 2022

## **I.4 Types de véhicules électriques**

Avec le développement des véhicules électriques, il existe plusieurs types dans la grande famille des véhicules électriques qui sont répertoriés dans les classifications suivantes :

### **I.4.1 Véhicule tout électrique**

Comme nous l'avons déjà dit, le développement du véhicule électrique est étroitement lié au développement de son approvisionnement énergétique : la batterie, batterie d'énergie spécifique Relativement basse et lourde et chère.

Selon l'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, il existe essentiellement deux types de VE:

Les VE équipés de batteries rechargeables via une prise et les VE alimentés par des piles à combustible.

#### **1.4.1.1 Alimentation par Batteries rechargeables**

Les véhicules électriques fonctionnant avec des batteries, constituent aujourd'hui l'essentiel du parc mondial des véhicules électriques. Une batterie est un système embarqué pouvant stocker de l'énergie électrique pour la restituer par la suite. C'est à ce jour le système le mieux adapté pour l'alimentation des véhicules électriques. Son invention remonte au 19ème siècle, il est, de ce fait, les systèmes de stockage le mieux maîtrisé techniquement (voir figure I.11).



Figure I.11 Batteries rechargeables



### 1.4.1.2 Alimentation par pile à combustible

L'application de cette technologie dans le domaine automobile est assez récente et relève encore de l'expérimentation. La pile à combustible existe depuis près de deux cents ans. Elle fut inventée en Angleterre au début du 19<sup>ème</sup> siècle par deux anglais, Sir Henry Davy et Sir William Grove.

## 1.4.2 Véhicule hybride

Il existe trois principales topologies d'hybridation : hybridation série, hybridation parallèle et hybridation série-parallèle :

### 1.4.2.1 Véhicule Hybridation série

Le véhicule est propulsé uniquement par un moteur électrique. Ce moteur est alimenté par des batteries qui sont rechargées par une deuxième source d'énergie et un freinage régénératif. La seconde source peut être thermique ou électrique [4].

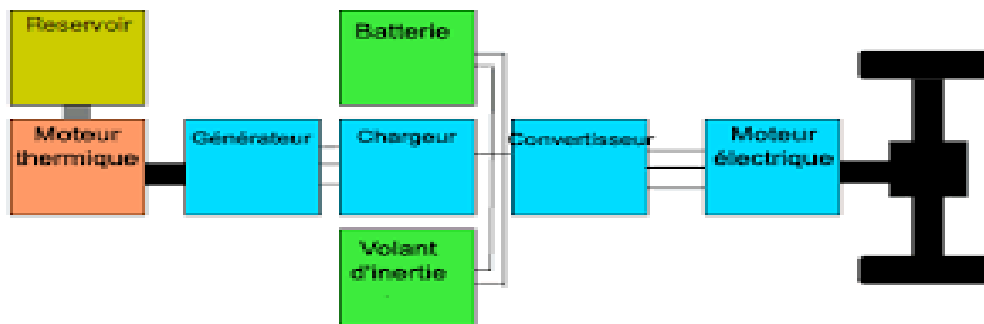


Figure I.12 Hybride série

### 1.4.2.2 Véhicule Hybridation parallèle

Si l'hybridation est électrique-thermique, les deux moteurs s'additionnent mécaniquement pour propulser le véhicule. Si l'hybridation est électrique-électrique, la puissance nécessaire pour propulser le véhicule est divisée entre les deux sources d'énergie selon leurs dimensions à l'aide d'un système de commande électrique [4].

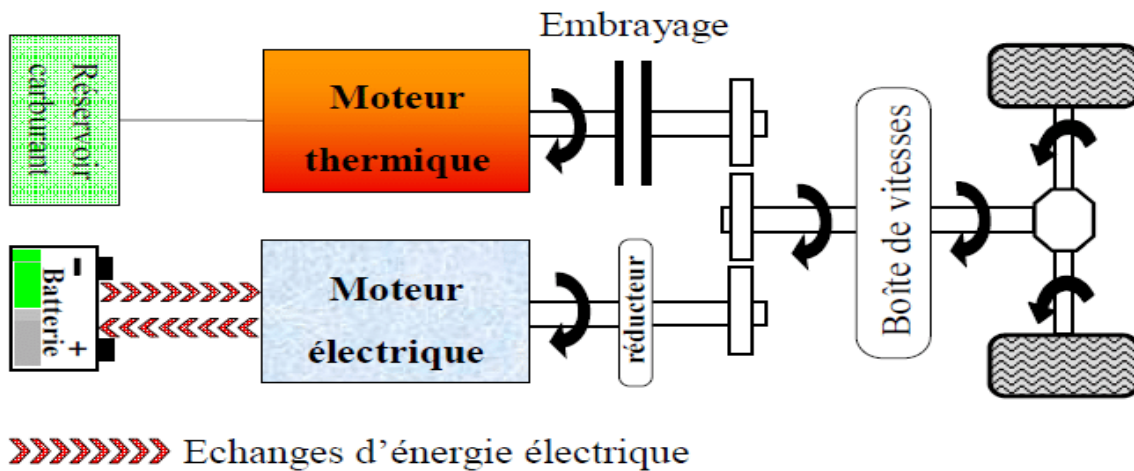


Figure I.13 hybride parallèle.

### 1.4.2.3 Véhicule Hybridation série-parallèle

Cette topologie combine les deux principales topologies citées précédemment. En effet, si l'hybridation est électrique-thermique, un train épicycloïdal permet aux deux moteurs de tourner à différentes vitesses afin d'améliorer les performances du véhicule. Si l'hybridation est électrique-électrique, selon la méthode de gestion de l'énergie, le système de commande électrique sélectionne la topologie adéquate [4].

## I.5 Système de Transmission de puissance

Plusieurs solutions existent pour transférer la force de traction de la source d'énergies au mouvement mécanique commander par des actionneurs électriques, nous classons ces solutions comme suit :

### I.5.1 Solution monomoteur

Le VE monomoteur présente une seule chaîne de traction comme le montre la figure (I.14)

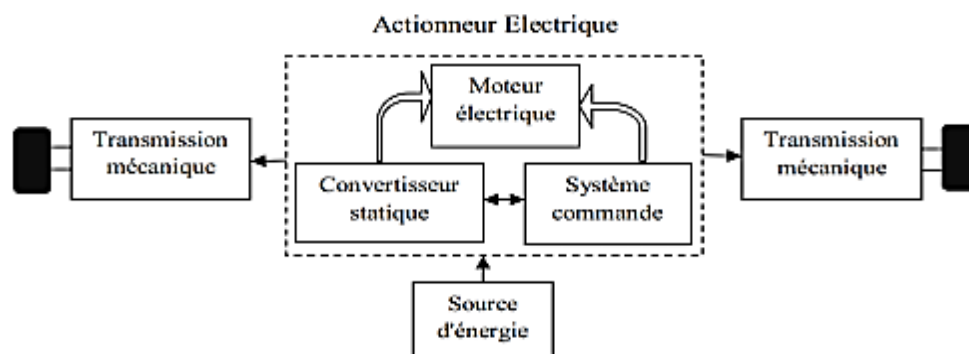


Figure I.14 Chaîne de traction monomoteur.



### I.5.2 Solution avec boîte de vitesse mécanique

Son avantage est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse donnée. De plus, ce moteur peut être légèrement plus efficace s'il n'est pas obligé de fonctionner à une puissance maximale constante.

Il est possible d'utiliser des moteurs à collecteur à aimants permanents ou tout type de moteur de commutation électronique (MCE) [10].

### I.5.3 Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe

Dans cette solution Le couple maximal que doit délivrer un tel moteur associé à un réducteur de rapport fixe est plus fort à celui que devrait produire un moteur associé à une boîte de vitesses.

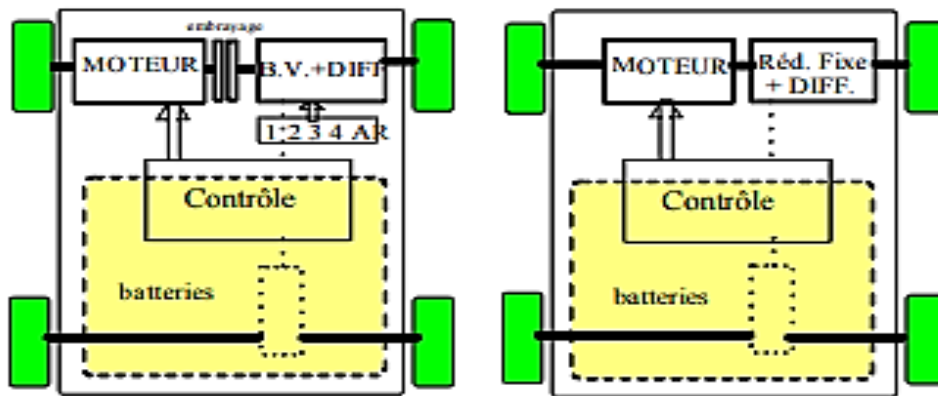


Figure I.15 Solution monomoteurs avec boîte de vitesses (à gauche) avec réducteur fixe (à droite) [10].

### I.5.4 Solutions multi moteurs

Le véhicule électrique multi moteur présente plusieurs chaînes de traction indépendantes, Il peut sembler a priori intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme la boîte de vitesse, l'embrayage et le différentiel mécanique [11].

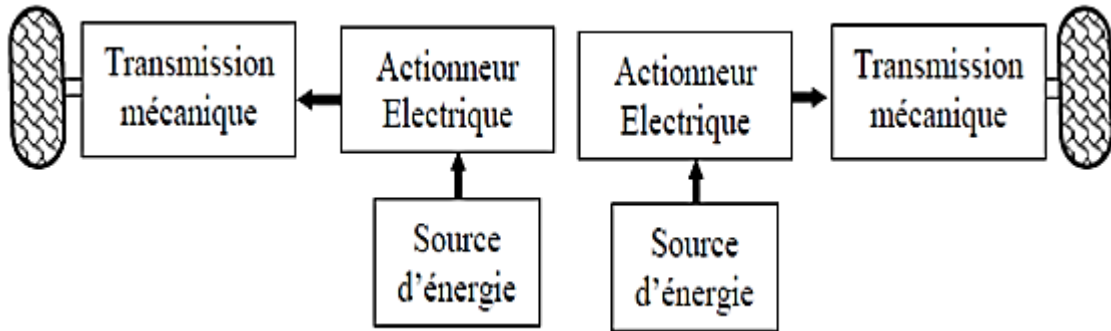


Figure I.16 Véhicule multi moteurs.

Nous avons trois méthodes d'architecture des moteurs sur les véhicules électrique, véhicule à deux roues motrices, soit à l'arrière figure (I.17.A) soit à l'avant figure (I.17.B), ou encore à quatre roues motrices figure (I.17.C).

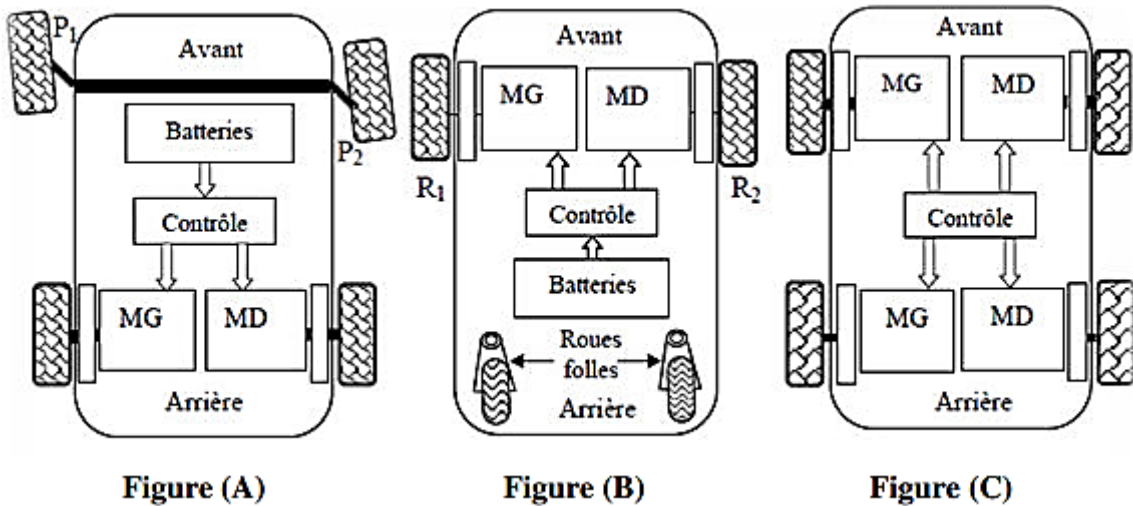


Figure (A)

Figure (B)

Figure (C)

Figure I.17 Exemples schématiques de motorisations multi-moteur.

Dans notre étude, nous allons choisir une architecture de traction arrière comme l'indique la Figure I.17(A).

## I.6 Organes de traction dans un véhicule électrique

La chaîne de motorisation d'un véhicule tout électrique se compose d'un système électronique pour l'alimentation et la commande (batterie, onduleur), d'un moteur électrique, d'un système de liaison mécanique (réducteur, différentiel et roues), Figure (I.18).

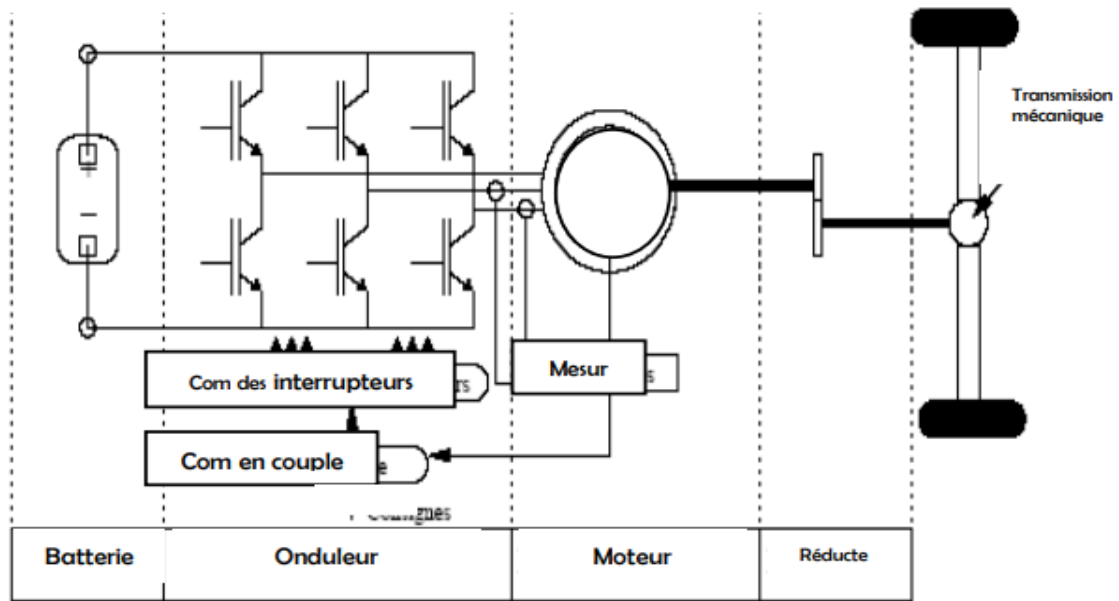


Figure I.18 Architectures de véhicule électrique.

## I.6.1 Systèmes du stockage d'énergie électrique

### 1.6.1.1 Batterie

Une batterie est un accumulateur d'énergie électrique constitué de plusieurs éléments constitués chacun d'une anode, d'une cathode, d'un séparateur apte à l'isolation électrique des électrodes internes, d'un électrolyte et d'un conteneur. Il existe plusieurs types de batteries, mais les batteries utilisées à haute fréquence pour les véhicules électriques actuels sont :

- \_ Batterie Plomb-acide
- \_ Batterie Nickel-cadmium
- \_ Batterie Lithium-ion

### 1.6.1.2 Super condensateur

Les super condensateurs stockent l'énergie sous forme électrostatique. Ils sont des systèmes de stockage d'énergie de faible densité d'énergie mais d'une densité de puissance importante. Par conséquent, ils sont utilisés dans les phases transitoires pour fournir les pics de puissance demandés, afin de réduire les sollicitations en courant, de diminuer la taille et d'augmenter la durée de vie de la source principale d'énergie.

Le super condensateur se compose de deux collecteurs métalliques, chacun couplés à deux électrodes carbonées, poreuses et imprégnées d'électrolyte [14].

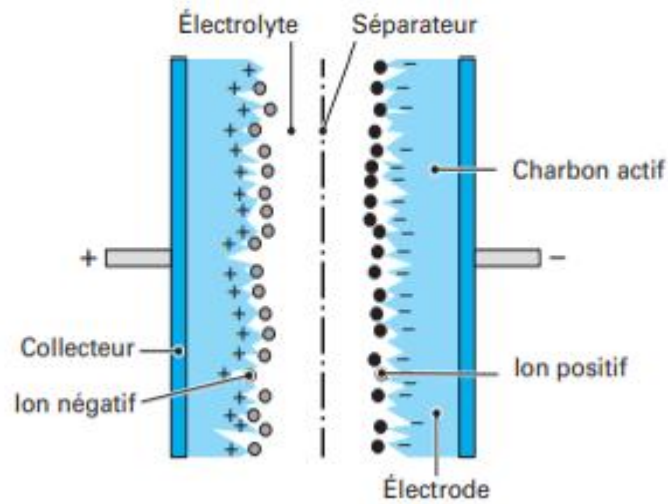


Figure I.19 Schéma fonctionnel d'un super condensateur [15].

### 1.6.1.3 Pile à combustible

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible (Figure I.20) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène. Cette réaction produit, en fait, de l'électricité [3], l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante :

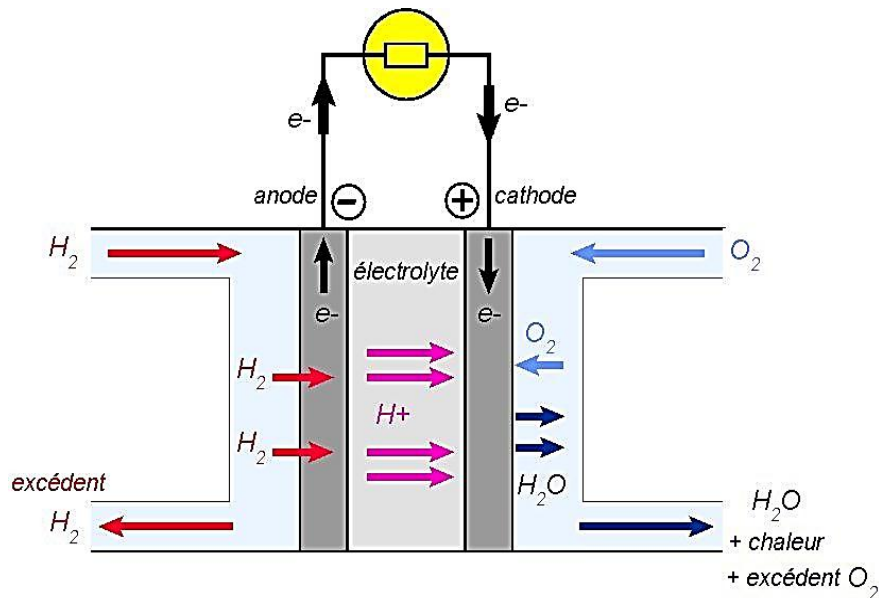


Figure I.20 Principe de fonctionnement de la pile à combustible.

### I.6.2 Convertisseur électrique

L'utilisation d'une chaîne de traction électrique dans un véhicule implique la présence d'une source d'énergie embarquée, qui est une batterie d'une capacité adaptée à l'autonomie souhaitée

du véhicule. Dans la plupart des véhicules électriques, nous sommes confrontés à la compatibilité des sources d'énergie DC et AC ainsi qu'à la compatibilité entre tension source et tension récepteur dans une même catégorie. Ce problème de compatibilité signifie qu'il existe des convertisseurs électriques sur les véhicules électriques dont le rôle est d'éliminer les incompatibilités de fonctionnement. En conséquence, nous pouvons trouver dans la VE :

### 1.6.2.1 Redresseur (AC-DC)

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif/continu ou pont de Graetz, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension et un courant tous deux les plus continus possibles, à partir d'une source de tension alternative. L'alimentation est, la plupart du temps, un générateur de tension [6].

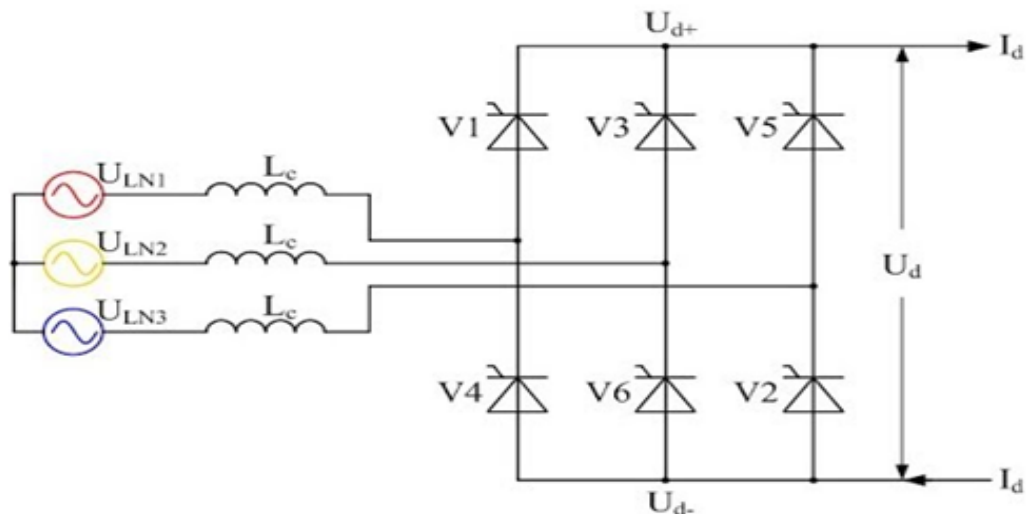


Figure I.21 redresseurs (AC-DC)

Nous avons 2 types de redresseurs :

Les redresseurs non commandés

Les redresseurs commandés

### 1.6.2.2 Hacheur (DC-DC)

Le hacheur, ou convertisseur continu - continu, est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs électroniques commandés, ce qui permet de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue avec un rendement élevé [7].

Nous avons deux types de hacheurs : Hacheur série et Hacheur parallèle.

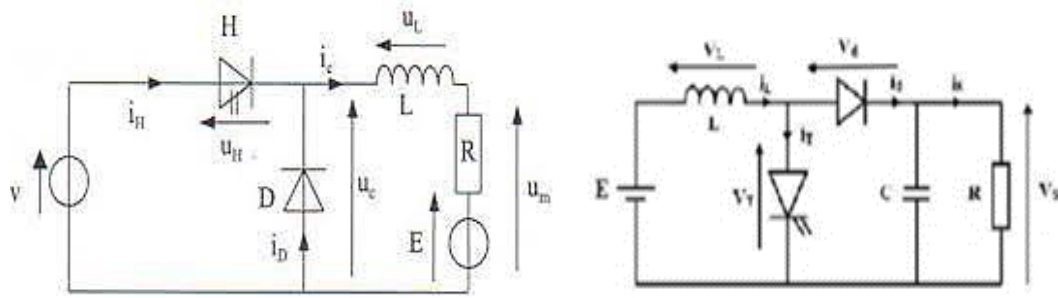


Figure I.22 hacheur série (à gauche), hacheur parallèle (à droite)

### 1.6.2.3 Onduleur (DC-AC)

Un onduleur est un appareil d'électronique de puissance permettant de générer toute forme de courant dont, par exemple, un courant alternatif, à partir d'un courant continu [8].

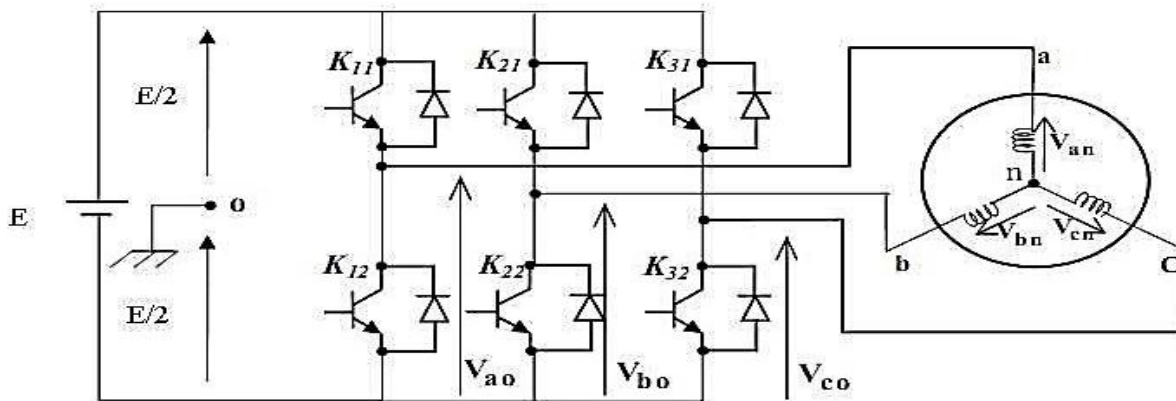


Figure I.23 onduleur (DC-AC)

### I.6.3 Moteur électrique

La première génération de véhicules électriques était propulsée par un moteur à courant continu car c'était le moteur le plus facile à piloter en vitesse. La deuxième génération de véhicules électriques utilise des moteurs à induction ou asynchrones. Machines performantes actuelles est un moteur synchrone.

Les moteurs peuvent être divisés en plusieurs types, chacun avec leurs propres caractéristiques et avantages et inconvénients.

Les types de moteurs les plus connus dans les véhicules électriques sont aujourd'hui :

- ✓ Machine asynchrone MAS
- ✓ Machine synchrone
- ✓ Machine synchrone à rotor bobiné MSRB

- ✓ Machine synchrone à aimant permanent MSAP
- ✓ Machine synchrone à double excitation MSDE

Le tableau (I.1) : affiche les principales caractéristiques de différentes machines ceux que nous avons mentionnés précédemment.

Type de machine	Avantage	Inconvénients
Machine asynchrone MAS	Fabrication maîtrisée puissance élevée, moteur robuste, montée en survitesse aisée, longue durée de vie.	Rendement faible, Pertes joule rotor, faible couple de démarrage, électronique couteuse, commande complexe.
Machine synchrone à rotor bobiné MSRB	Flux variable : facilité de contrôle, absence d'aimants, large plage de vitesse.	Plus volumineux et plus lourd que les MSAP, Nécessite de l'électronique couteuse, commande complexe.
Machine synchrone à aimant permanent MSAP	Technologie devenue courante, puissance massique élevée, pas d'échauffement au rotor très bon rendement, refroidissement aisé.	Ondulation de couple, cout des aimants, technologie couteuse, survitesse pénalisante, difficulté de dé fluxage.
Machine synchrone à double excitation MSDE	Bon rendement, puissance massique relativement élevée, large plage de vitesse (dé fluxage facile)	Fragilité des bagues balais, nécessite de l'électronique supplémentaire (hacheur)

Tableau I.1 Tableau comparatif des différentes machines présentées [9].

### 1.6.3.1 Choix du moteur

En ce début de 21<sup>ème</sup> siècle, les moteurs synchrones à aimants permanents semblent prometteurs Vers un avenir radieux. En raison des aimants permanents qui génèrent la densité magnétique Élevé, il est possible de fabriquer des moteurs synchrones plus compacts et plus

légers que les moteurs asynchrones de même puissance, présentant couple et puissance foule à haut rendement.

Dans notre étude de mémoire, nous avons sélectionné un véhicule électrique propulsé par deux moteurs synchrones à aimants permanents MSAP couplés aux deux roues arrière.

### **I.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons fait une présentation générale des véhicules électriques (VE) puis nous avons exposé leurs évolutions à travers le temps, ensuite nous avons nommé leurs différents types ainsi que leurs classifications selon les sources d'énergie. Nous avons présenté aussi l'architecture des chaînes de tractions des VEs tout en se basant sur les différentes technologies utilisées pour ce type de véhicule. La solution d'entraînement indirecte (avec réducteur) à deux roues motrices arrières sera adoptée pour la propulsion du véhicule électrique.

L'étude de la modélisation et de la commande linéaire pour l'asservissement en vitesse du véhicule électrique sera le contenu du prochain chapitre.



# Chapitre II :

**Modélisation et commande  
linéaire de la vitesse d'un VE**

## II.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue.

Ce chapitre s'intéresse à la commande de la vitesse longitudinale d'un VE. Comme le véhicule est propulsé par des machines à courant alternatif de type MSAP, la commande vectorielle sera appliquée afin de découpler le modèle et effectuer le réglage linéaire des courants. Les régulateurs adoptés pour l'asservissement des courants et de vitesse sont classiques de type PI. Des résultats de simulations seront présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

## II.2 Modélisation d'un véhicule électrique

Un véhicule à moteur est un système physique complexe car il se compose de nombreux organes. Sa dynamique n'est pas facile à modéliser ou à optimiser. La conception de nouveaux véhicules ou l'étude des phénomènes qui régissent leur comportement est lié à la modélisation des sous-systèmes qui les composent [13].

### II.2.1 Modélisation de la dynamique du véhicule électrique

Les véhicules sont modélisés comme des structures mécaniques composées de plusieurs éléments. Cette modélisation permet de décrire le mouvement du véhicule électrique dans un repère spatial 3D (déplacement 2D  $x$ ,  $y$  dans le plan de la route et rotation en translation verticale selon l'axe  $z$ ). Pour étudier le contrôle d'un véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui reflète la dynamique du véhicule [16].

Les différents mouvements d'un véhicule sont représentés sur la figure (II.1).

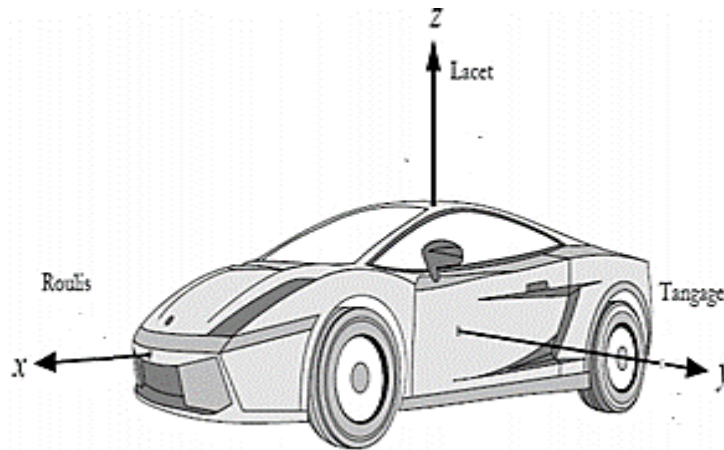


Figure II.1 Les différents mouvements de véhicule [19].

Le roulis, qui décrit le mouvement longitudinal du véhicule le long de l'axe  $x$ , est contrôlé par les pédales de la voiture (accél-frein).

Le tangage, qui décrit le mouvement latéral du véhicule le long de l'axe  $y$  commandé par le volant.

Le lacet, qui décrit le mouvement vertical de véhicule suivant l'axe  $z$  appelé suspension commander par les amortisseurs et les ressorts.

Dans cette étude nous s'intéressons sur la commande du mouvement longitudinal de véhicule [16].

### II.2.2 Choix de modèle dynamique du véhicule

Le véhicule est modélisé comme une masse en mouvement soumise à la force motrice  $F_T$  développée par le groupe motopropulseur et à différents efforts liés à l'environnement. Lorsque le véhicule est mobile, il y a une résistance qui tente d'arrêter son mouvement, cette résistance comprend en général la résistance au roulement, la traînée aérodynamique et la résistance en montée [17].

Les différentes forces auxquelles le véhicule en mouvement est soumis sont représentées sur la figure (II.2).

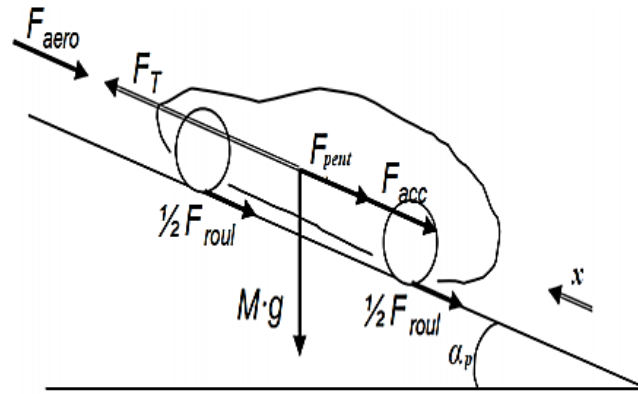


Figure II.2 Efforts longitudinaux s'appliquant sur le véhicule [10]

Selon la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule peut être écrite comme :

$$M \frac{dv_{veh}}{dt} = \sum F_T - \sum F_{Res} \quad (II.1)$$

Où  $V$  est la vitesse du véhicule,  $\sum F_T$  est l'effort de traction du véhicule,  $\sum F_R$  est la résistance totale,  $M$  est la masse totale du véhicule.

$$F_T = F_{roul} + F_{aero} + F_{pent} + F_{acc} \quad (II.2)$$

Avec :

$M$  : La masse totale de véhicule

$V_{veh}$  : La vitesse de véhicule.

$\sum F_T$  : Effort de traction du véhicule.

$\sum F_R$  : La résistance totale.

### II.2.2.1 Forces aux roues

L'effort de traction total  $\sum F_T$  nécessaire à l'avancement du véhicule est la somme des différentes composantes issues du bilan des forces mécaniques appliquées au véhicule [10].

$$FT = F_{roul} + F_{aero} + F_{pent} + F_{acc} \quad (II.3)$$

$F_{roul}$ : Force de résistance au roulement des roues.

$F_{aero}$  : Force aérodynamique.

$F_{pent}$  : Force d'inclinaison.

$F_{acc}$  : Force accélération.

### A. Force de résistance au roulement $F_{roul}$

La force de résistance au roulement est liée au coefficient de roulement des roues  $C_{rr}$ , ce coefficient dépend de la largeur des pneus et des revêtements routiers.

La figure (II.3) montre le décalage créé par la force de roulement qui produit un couple résistant à la roue.

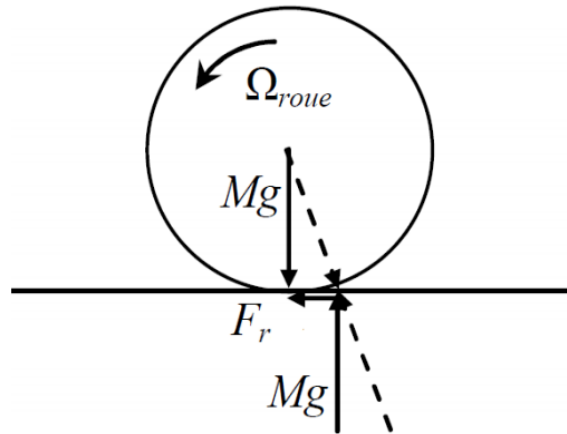


Figure II.3 La force de roulement sur la roue [20].

Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, ou simplement si leurs pressions de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul} = [C_{rr-av}m_{av} + C_{rr-ar}m_{arr}]g \approx gMC_{rr-moy} \quad (\text{II.4})$$

Ou  $m_{av}$  et  $m_{arr}$  sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrière.

$g$  : Accélération de la pesanteur.

$M$  : Masse du véhicule.

La résistance au roulement peut être minimisée en maintenant les pneus gonflés afin de réduire sa déformation.

### B. Force aérodynamique

$F_{aero}$  est la résistance aérodynamique, qui est proportionnelle à la densité volumique de l'air  $\rho$ , au carré de la vitesse de véhicule et à la vitesse de vent, à la section frontale du véhicule  $S_f$  et son coefficient de pénétration dans l'air qui prend des valeurs  $C_{px} \in [0.25, 0.5]$  selon les formes de carrosserie [5]. Son expression est donnée par la relation suivante :

$$F_{aero} = \frac{1}{2}\rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{ent})^2 \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$S_f$  : Section frontale du véhicule.

$C_{px}$  : Coefficient de pénétration dans l'air.

$V_{veh}$  : La vitesse du véhicule.

$V_{ent}$  : La vitesse du vent.

$\rho$  : La densité volumique de l'air (en kg/m<sup>3</sup>).

Généralement  $\rho$  est égal à (1.23Kg/m<sup>3</sup>) bien que cela dépende de la hauteur et de la température. Autre en revanche, le  $C_{px}$  change de manière significative, s'étendant de 0.2 à 1.5 selon le type de véhicule.

$S_f$  Peut-être approximée à partir de la largeur et de la hauteur du véhicule ou à partir de sa masse. la relation entre la section frontale  $S_f$  et la masse M peut être approximée par la relation:

$$S_f = 1.6 + 0.00056(M - 765) \quad (\text{II.6})$$

### **C. Résistance due à la pente $F_{pent}$ (Force d'inclinaison)**

$F_{pent}$  est la force de résistance due à la pente à gravir. Dans le cas où l'automobile devrait gravir une pente d'angle ( $\alpha$ ), il existe une force de réaction proportionnelle à la masse totale du véhicule qui s'oppose à son avancement. Cette force est donnée par :

$$F_{pent} = gM \sin(\alpha) \quad (\text{II.7})$$

Pour des faibles valeurs  $\sin(\alpha)$  est souvent remplacé par la pente pour simplifier les calculs :

$$F_{pent} \approx gM \text{ pour } p \leq 20\% \quad (\text{II.8})$$

La pente en % est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance horizontale de 100 mètres. Si y représente l'élévation verticale, la pente p (%) est donnée par la relation suivante :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100(m)} 100\% = y \quad (\text{II.9})$$

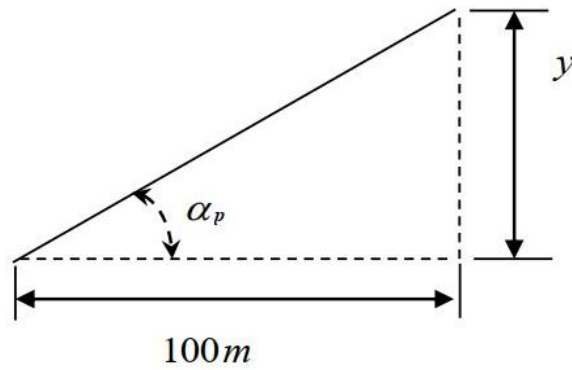


Figure II.4 La pente sur la route

#### D. Forces due à l'accélération

La force générée par l'accélération assure le comportement dynamique requis par le conducteur. Son expression est donnée par :

$$F_{acc} = M \frac{dV_{veh}}{dt} = M\gamma \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$\gamma$  : Accélération véhicule.

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse de déplacement est donnée par l'expression suivante :

$$P = FT \cdot V_{veh} \quad (\text{II.11})$$

Le couple résistant à la roue  $C_r$  est lié à l'effort résistant par la relation :

$$C_r = FT \cdot R \quad (\text{II.12})$$

Où  $R$  est le rayon de la roue (m).

La vitesse angulaire  $W_{roue}$  (rad / s) est liée à la vitesse du véhicule  $V_{veh}$  (m / s) par la relation :

$$W_{roue} = \frac{V_{veh}}{R} \quad (\text{II.13})$$

Finalement, l'effort total de résistance à l'avancement du véhicule vaut :

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (\text{II.14})$$

$$F_T = gM C_{rr\_moy} + \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{ent})^2 + gM \sin(\alpha_p) + M\gamma \quad (II.15)$$

### II.2.3 Modèle de la motorisation électrique

#### II.2.3.1 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanent

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Le modèle sera obtenu sous un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte dans la modélisation.

Le groupe motopropulseur comprend une source d'énergie, une commande électronique, un ou plusieurs convertisseurs d'énergie, une ou plusieurs machines électriques et un système de liaison mécanique (réducteur de vitesse, différentiel).

##### II.2.3.1.1 Mise en équation de la MSAP dans le repère (abc)

###### A. Equations électriques

La figure (II.5) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

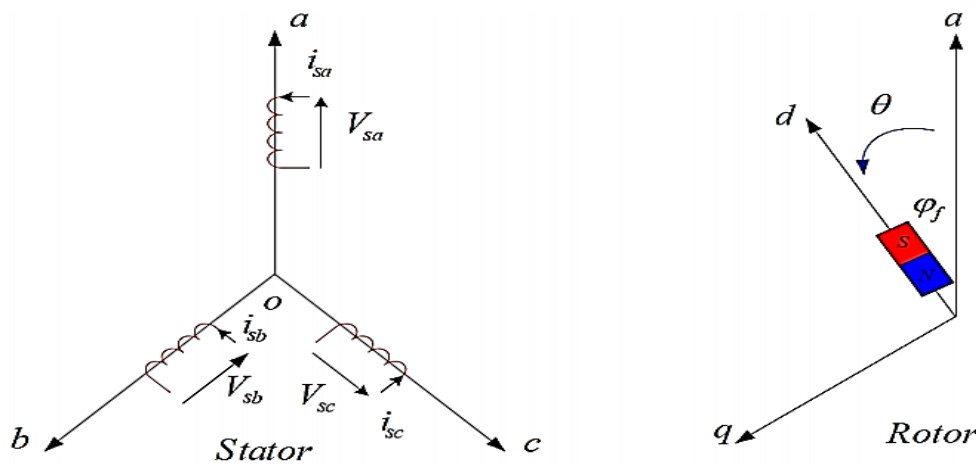


Figure II.5 Représentation symbolique de la (MSAP) [20].

A partir de la figure (II.5) nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$V_{abcs} = R_s \cdot i_{abcs} + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (II.16)$$

Avec :



$$[V_{abcS}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, [i_{abcS}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [\omega_{abcS}] = \begin{bmatrix} \omega_{as} \\ \omega_{bs} \\ \omega_{cs} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$V_{abcS}$  : représente les tensions de phases statoriques.

$i_{abcS}$  : les courants de phases statorique.

$\omega_{abcS}$  : les flux totaux produits par les courants statoriques.

$R_s$  : résistance d'une phase statorique.

### B. Expression des flux statoriques

$$[\Phi_{abcS}] = [L_s][i_{abcS}] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Donc :

$$[V_{abcS}] = [R_s] [i_{abcS}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abcS}] + [\omega_{abcS}] \quad (\text{II.20})$$

$L_s$  : Matrice inductance de stator.

$L_a, L_b, L_c$  : Représentent les inductances propres des trois phases a,b,c.

$M_{ab}, M_{bc}, M_{ac}$  : Sont les inductances mutuelles entre phase.

$\Phi_{sf}$  : Le vecteur de flux génère par l'aimant permanant

Définie par :

$$[\omega_{sf}] = \begin{bmatrix} \omega_{af} \\ \omega_{bf} \\ \omega_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_f \cdot \cos(p\theta) \\ \omega_f \cdot \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \omega_f \cdot \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$\omega_f$  : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à Travers l'enroulement statorique.

$\theta$  : L'angle électrique entre le rotor et le stator dans le système triphasé définit par :

$$\theta(t) = \int_0^t w dt \quad (\text{II.22})$$

Et

$$w_{r(mot)} = \frac{w}{p} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$w$  : Pulsation électrique.

$p$  : Nombre de pair de pôle de moteur.

$w_r$ : Vitesse de rotation de rotor.

### **C. Equations mécaniques**

L'équation mécanique de moteur est donnée par :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_{em} - C_r - f w_r \quad (\text{II.24})$$

$J$  : Moment d'inertie du moteur.

$C_r$  : Couple résistant.

$f$ : Coefficient de frottement.

### **D. Equation électromagnétique**

Le couple électromagnétique développé par le moteur est donné par :

$$C_{em} = [i_{abcs}]^T \left[ \frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_{abcs}] + \frac{1}{2} \frac{d[\omega_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.25})$$

On remarque que le système (I.20) généré des équations non-linéaire et couplées. Pour la simplification de ce problème on utilise des transformations mathématiques l'une de ces transformations est celle de Park [10].

#### **II.2.3.1.1 Transformation de Park**

La transformation de Park permet de remplacer le système réel par un système composé de deux enroulements tournants à la vitesse angulaire, traversés par les courants  $i_d$ ,  $i_q$  et un enroulement fixe, traversé par le courant homopolaire  $i_o$  [20].

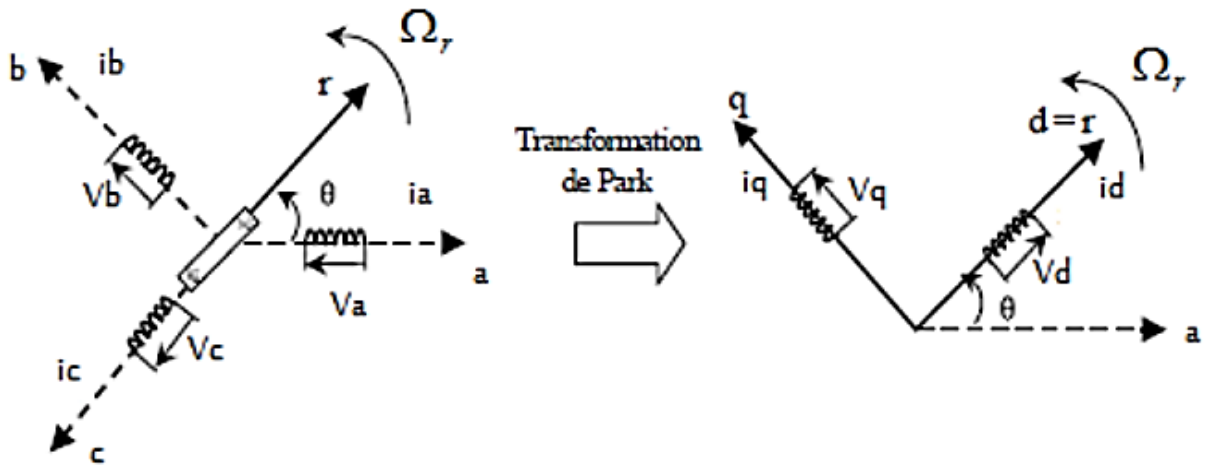


Figure II.6 Schéma équivalent de la transformation de Park [20]

La transformé de Park est définie par :

$$[X_{dqo}] = [P] \cdot [X_{abc}] \tag{II.26}$$

Avec : X représente les grandeurs électriques (Tensions, Courants ou Flux).

P : La matrice de transformation de Park est définie par :

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{II.27}$$

La transformé de Park inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [X_{dqo}] \tag{II.28}$$

$$P^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{II.29}$$

### II.2.3.1.1 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

#### A. Equations électriques

A partir de l'équation (II.26), on peut déduire l'équation de Park sous forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R_s] \cdot [i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\omega_{dq}] + p\omega_r \cdot [\omega_{dq}] \quad (\text{II.30})$$

Où

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [\omega_{dq}] = \begin{bmatrix} \omega_d \\ \omega_q \end{bmatrix}, [\omega_{dq}] = \begin{bmatrix} \omega_q \\ -\omega_d \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

En appliquant la transformation de Park (I.27) a (I.18) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \omega_d \\ \omega_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_{sf} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Avec  $L_d$  et  $L_q$ : Sont respectivement inductances d'axes directe et en quadrature.

### B. Equation mécanique

L'équation mécanique que développe le moteur est donnée par la relation suivante

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.33})$$

### c. Equation électromagnétique

Le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FM Ms dans l'entrefer généré par les courants statoriques [21].

Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\omega_d \cdot i_q - \omega_q \cdot i_d) = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_q \cdot i_d + \omega_{sf} \cdot i_q] \quad (\text{II.34})$$

### II.2.4 Convertisseur statique continu-alternatif

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formés d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la Machine une fois les interrupteurs sont ouverts [18].

Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la Figure (II.7) :

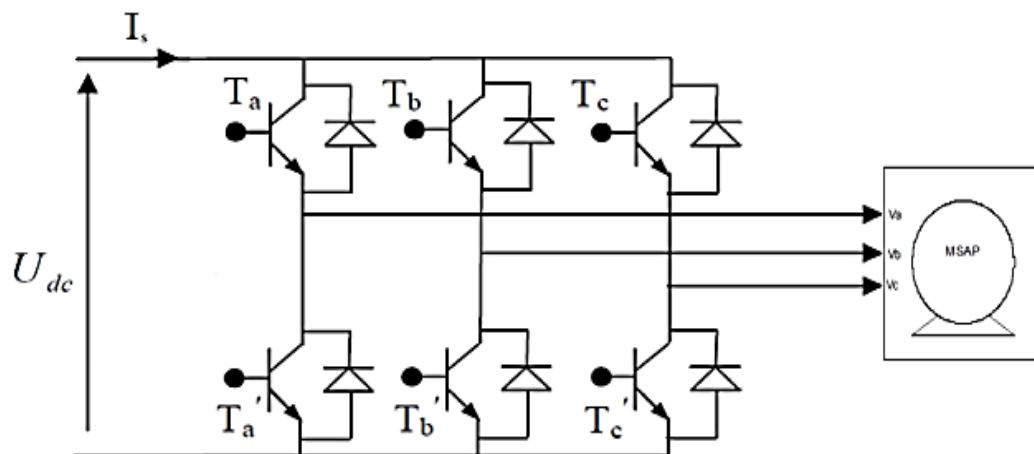


Figure II.7 Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

$T_i$  et  $T'_i$  avec  $i = (a, b, c)$  sont des transistors MOSFET.

$S_i$  et  $S'_i$  sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

$S_i$  :  $S_i = 1$ , l'interrupteur  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert.

$S'_i$  :  $S'_i = 1$ , l'interrupteur  $T'_i$  est passant et  $T_i$  est ouvert.

#### II.2.4.1 Commande de l'onduleur

Pour les commandes de l'onduleur, il existe plusieurs stratégies, parmi les stratégies qu'on a :

La commande des régulateurs de courant qui génèrent directement les signaux de commande de l'onduleur : c'est la stratégie ON/OFF (hystérésis).

La commande des régulateurs de courants qui fournissent des références de tension à appliquer par l'onduleur et son système de commande par MLI (Modulation de Largeur et d'Impulsion) [18].

#### A. Principe de la commande MLI

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique (MLI) générée par une porteuse sous forme de dent de scie, La technique MLI appelée en anglais (Pulse Wit Modulation PWM). Elle est utilisée pour générer un signal qui contrôle les interrupteurs, la MLI délivre un signal de commande en créneaux, il est généré par l'intersection de deux signaux, signal de référence, généralement sinusoïdale qui est de basse fréquence, et le signal de porteuse qui est de haute fréquence de forme généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

**B. Caractéristique de la MLI**

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \tag{II.35}$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \tag{II.36}$$

Avec :

«  $m$  » : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence .

«  $r$  » : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse.

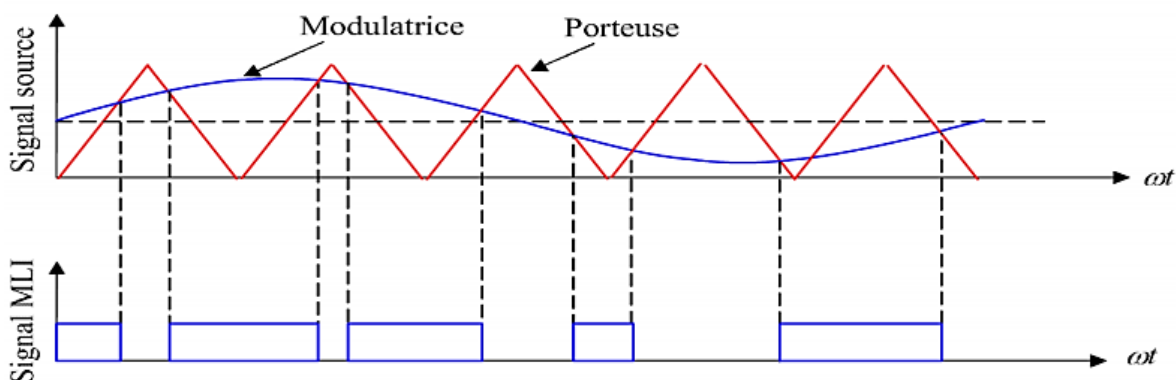


Figure II.8 Principe de la commande MLI-ST [10]

La méthode de la commande par MLI présente deux avantages :

Elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques non nuls de la tension de sortie.

Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension [18].

### II.2.5 Couplage entre les deux modèles mécaniques et électriques

La partie dynamique du véhicule étudié est couplée au moteur électrique via un réducteur. Le réducteur doit être choisi de manière à ce que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant figure (II.9), ce qui permet un réglage de la vitesse de rotation et du couple entre l'arbre moteur et les roues [25].

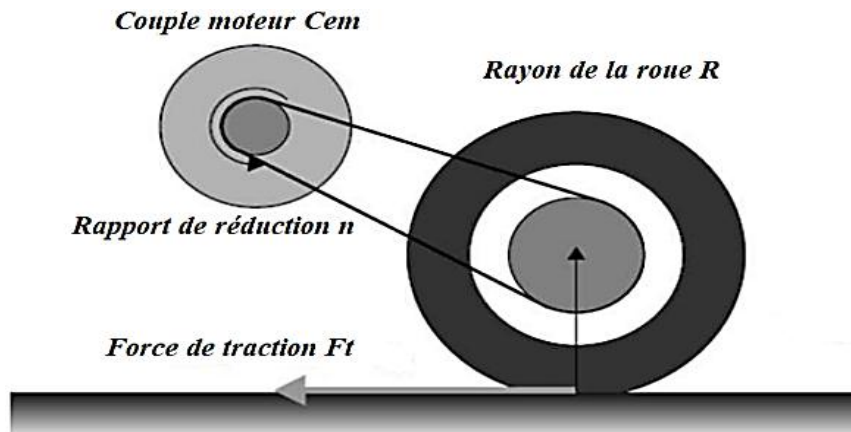


Figure II.9 Mécanisme du réducteur

La relation entre la vitesse de la roue et la vitesse du moteur est donnée par :

$$w_{r(mot)} = n \cdot w_{(roue)} \quad (\text{II.37})$$

La relation entre le couple de la roue et le couple moteur est donnée par :

$$C_{(roue)} = n \cdot C_{em} \quad (\text{II.38})$$

$n$  est le rapport de réduction de vitesse.

L'équation de couplage entre la partie mécanique et électrique est donnée directement comme suite

$$J_T \dot{w}_{r(mot)} + f_T w_{r(mot)} = C_{em} - C_{r(mot)} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

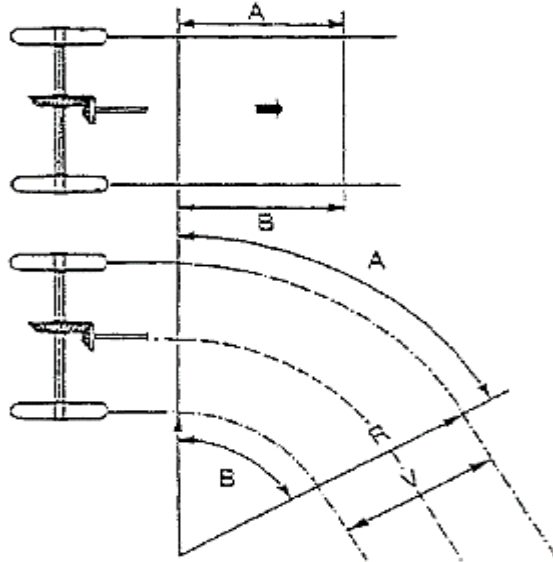
$$J_T = J_m + \frac{J_w}{n^2} + M \frac{R^2}{2n^2} ; f_T = f_m \quad (\text{II.40})$$

### II.2.6 Le différentiel électronique

Le différentiel est un mécanisme qui sert de renvoi d'angle et permet aux roues motrices de tourner à des vitesses différentes tout en maintenant un effort constant. Dans un virage, grâce

au différentiel, la roue extérieure tourne à une vitesse supérieure à celle de la roue intérieure [23].

Nécessité du différentiel



En ligne droite, les roues parcourent la même distance :  $A = B$  Dans une courbe, la roue extérieure au virage parcourt une distance plus grande que la roue intérieure.

$$A > B$$

$r$  = rayon intérieur

$R$  = rayon extérieur

$V$  = voie

Si les deux roues étaient solidaires en rotation, il serait impossible au véhicule de négocier un virage, aussi a-t-on crée un système qui permet en virage de répartir le mouvement communiqué à chaque roue de telle sorte que la vitesse du véhicule ne soit pas affectée [24].

Les vitesses linéaires au niveau des roues sont exprimées en fonction de l'angle de braquage  $\delta$  et la largeur de véhicule  $d$  (la distance entre les roues motrices).

$$V_{r-d} = V_{veh} \left( 1 + \left( \frac{\tan(\delta) \frac{d}{2}}{L} \right) \right) \tag{II.41}$$

$$V_{r-g} = V_{veh} \left( 1 - \left( \frac{\tan(\delta) \frac{d}{2}}{L} \right) \right) \tag{II.42}$$

Avec :

$$L = l_f + l_r \tag{II.43}$$

$L$  : Longueur entre les deux trains avant et arrière



$\delta$  : angle de braquage des roues avant

$d$  : largeur du véhicule

$V_{veh}$  : vitesse du véhicule

### II.2.7 Commande vectorielle de la MSAP

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

L'équation (II.44), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables  $i_d$  et  $i_q$ .

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_q \cdot i_d + \omega_{sf} \cdot i_q] \quad (II.44)$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante  $i_d$  nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \omega_{sf} \cdot i_q \quad (II.45)$$

Comme le flux  $\omega_{sf}$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $i_q$ .

Donc :

$$C_{em} = K_t \cdot i_q \quad (II.46)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \cdot \omega_{sf} \quad (II.47)$$

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 [26].

Le modèle de la machine dans le repère de Park devient :

$$\begin{cases} V_d = -w \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \varphi_{sf} \cdot w \end{cases} \quad (II.48)$$

On remarque que cette stratégie permet de ramener le comportement de la MSAP identique à celui d'une MCC (figure II.10) [10].

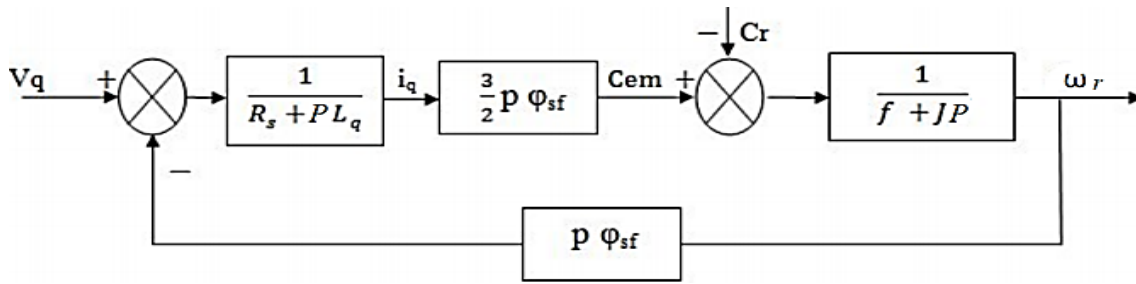


Figure II.10 Modèle de la MSAP quand  $i_d$  est nul [10]

### II.2.8 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants  $i_q$ ,  $i_d$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires  $L_q \cdot \omega \cdot i_q$  et  $L_d \cdot \omega \cdot i_d$  [26].

$$\begin{cases} V_d = (R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt}) - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + \omega (L_d i_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (II.49)$$

La figure (II.11) représente le couplage entre les axes d et q [10].

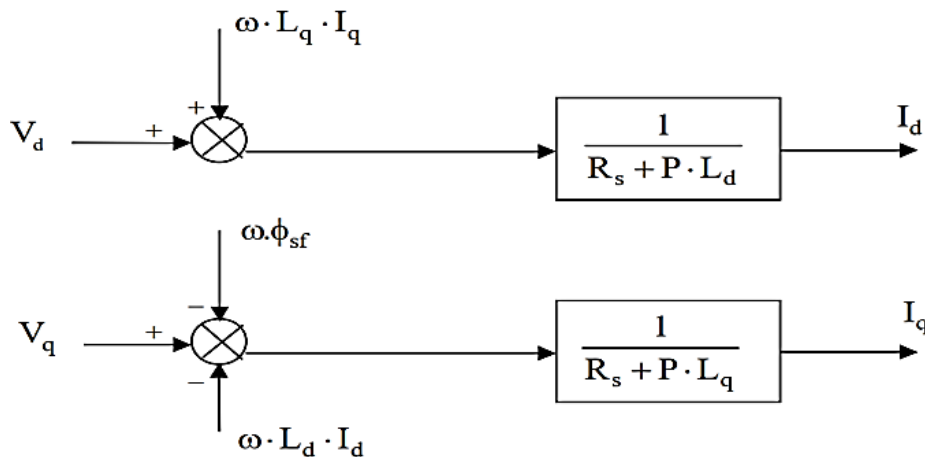


Figure II.11 Description des couplages [10]

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [20]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants [14].

### II.2.8.1 Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [14].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d$  et  $e_q$  représentée dans la Figure (II.12) telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

On a donc les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $i_q$  ne dépend que  $V_{q1}$ , à partir de l'équation (II.50) les courant  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

$p$  : Opérateur de Laplace.

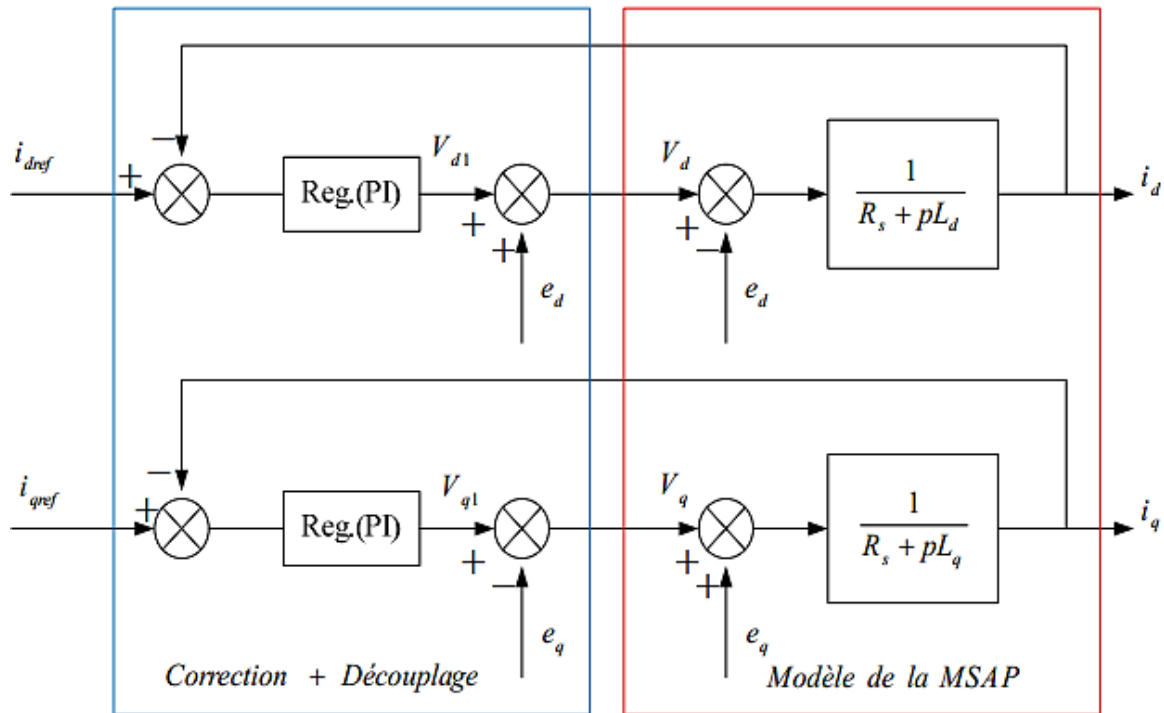


Figure II.12 Découplage par compensation [14]

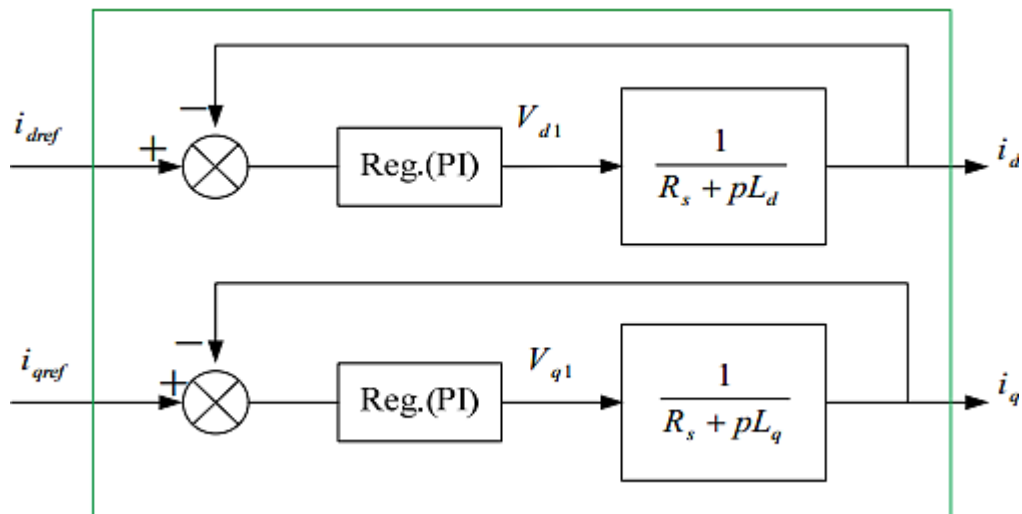


Figure II.13 Commande découplée

### II.2.8.2 Détermination des paramètres du régulateur PI

Il existe dans la littérature, de nombreuses méthodes permettant de déterminer les paramètres du régulateur PID, qui peuvent être divisées en deux catégories :

Méthodes analytiques et méthodes empiriques. Les méthodes analytiques se sont les techniques de calcul basées sur le modèle du procédé à commander, telles que, la méthode de compensation

des pôles, la commande optimale LQG, la commande H1, la commande d'ordre fractionnaire et la commande à modèle interne. . . etc.

**II.2.8.2.1 Calcul des régulations des courants et des vitesses par la méthode de compensation des pôles**

**A. Régulation du courant  $i_q$**

Le but d'utiliser des régulateurs est d'asservir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant  $i_q$  est représenté sur la figure (II.14).

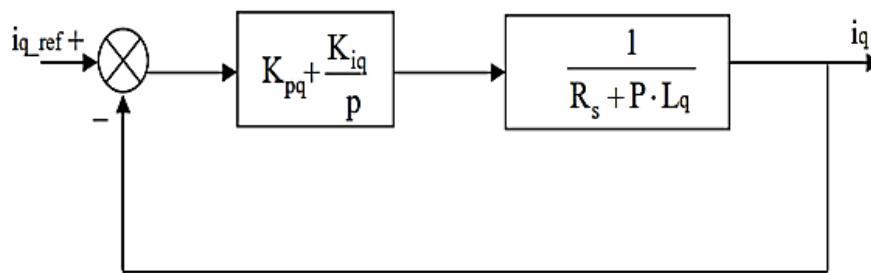


Figure II.14 Boucle de régulation du courant  $i_q$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_{1q}}{T_{2q}} \\ K_i = \frac{1}{T_{2q}} \end{cases} \tag{II.54}$$

Donc en remplacer  $K_p$  et  $K_i$  :

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.14) :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1+s\frac{L_q}{R_s})} \tag{II.55}$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \tag{II.56}$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \tag{II.57}$$

Avec :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.58})$$

$\tau_q$  est la constante de temps électrique de l'axe q.

Après compensation l'équation (II.55), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{II.59})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (\text{II.60})$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}} \quad (\text{II.61})$$

L'équation (II.61) peut être imposée de la forme  $\frac{1}{1+s\tau_q}$  Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.62})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.63})$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.64})$$

$T_r$  : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (II.62) dans (II.54), On obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.65})$$

Si on remplace l'équation (II.63) dans (II.65), on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

### **B. Régulation du courant $i_d$**

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure (II.15) :

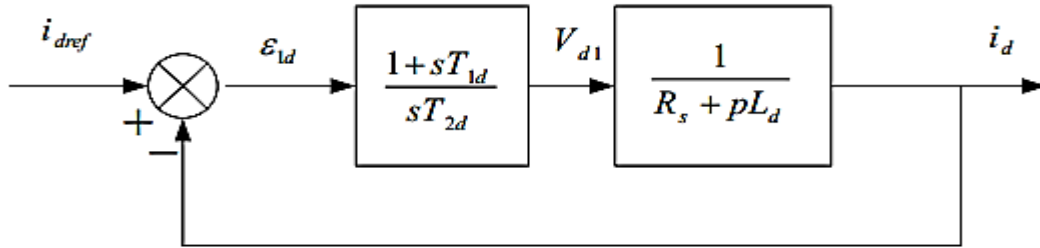


Figure II.15 Boucle de régulation du courant  $i_d$

Pour la régulation du courant  $i_d$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $i_q$ .

### C. Calcul de régulateur de vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

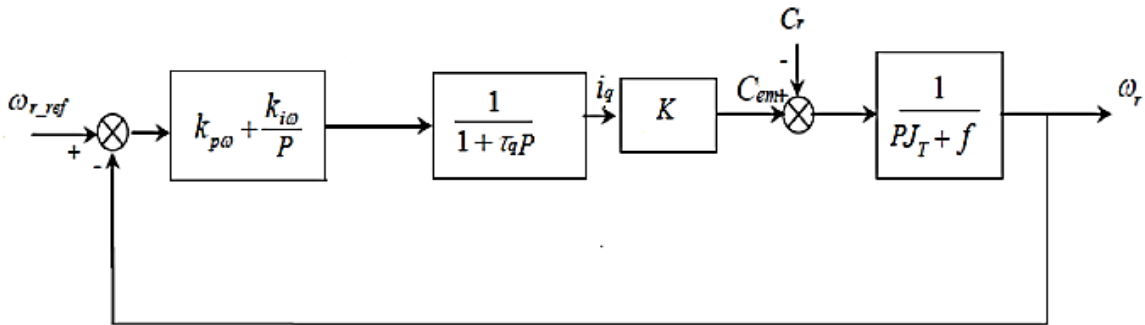


Figure II.16 Boucle de régulation de la vitesse [10]

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$FTR = K_{pw} + \frac{K_{iw}}{p} = \frac{K_{pw}}{p} \left( p + \frac{K_{iw}}{K_{pw}} \right) \quad (II.67)$$

La FTBO de la vitesse est donné par  $Cr = 0$  :

$$FTBO_{wr} = \left( K_{pw} + \frac{K_{iw}}{p} \right) \cdot \frac{K}{(1 + \tau_q p)(J_T p + f)} \quad (II.68)$$

Avec :

$$K = \frac{3}{2} P \phi_s f \quad (II.69)$$

La FTBF de la vitesse est donnée par :

$$FTBF_{wr} = \frac{W_r(p)}{w_{ref}(p)} = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (II.70)$$

D'où :

$$FTBF_{wr} = \frac{K(K_{pw}P+K_{iw})}{J_q \cdot \tau_q \cdot P^3 + (J_T + f\tau_q)P^2 + (K \cdot K_{pw} + f)P + K \cdot K_{iw}} \quad (II.71)$$

En négligeant les termes  $(J_q \cdot \tau_q)$  et  $(f\tau_q)$  devant  $J_T$ , la  $FTBF_{wr}$  aura une dynamique de second ordre [10].

Par identification à la forme canonique du second ordre, l'équation caractéristique peut être exprimée comme suit :

$$\frac{1}{W_0^2} P^2 + \frac{2\xi}{W_0} P + 1 \quad (II.72)$$

Avec :

$$\begin{cases} K_{iw} = \frac{J_T W_0^2}{K} \\ K_{pw} = \frac{2J_T \xi W_0 - f}{K} \end{cases} \quad (II.73)$$

Où :

$W_0$ : Pulsation propre du système.

$\xi$  : Facteur d'amortissement.

Afin de déterminer les caractéristiques du régulateur, nous avons choisi le meilleur coefficient d'amortissement égal à 0.7 et défini la pulsation de l'oscillation non amortie en fonction de la dynamique recherchée (choix :  $W_0 = 70\text{rad/s}$ ).



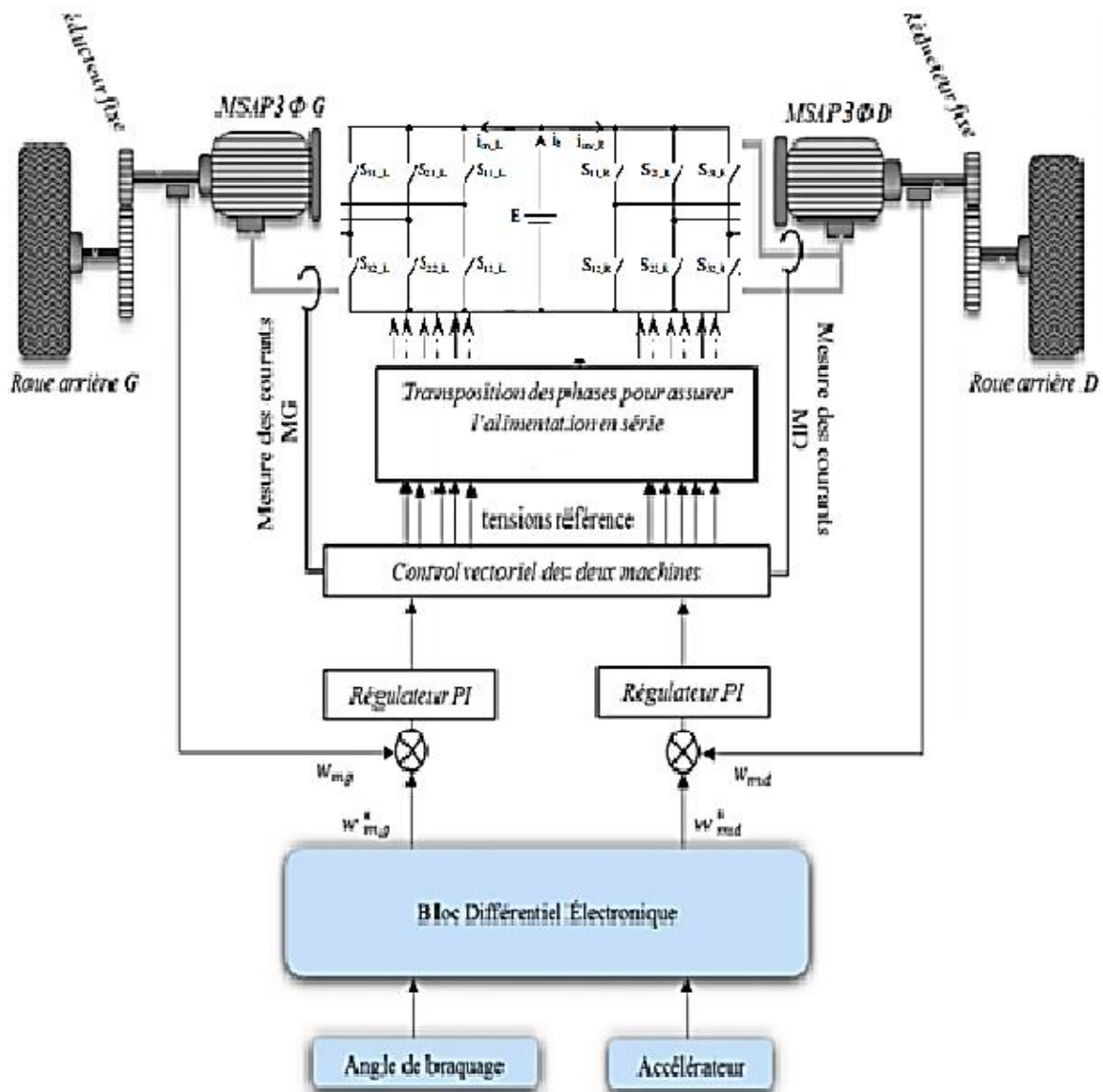


Figure II.17 Schéma global de la commande en vitesse de véhicule électrique

### II.2.9 Résultat de simulation

Pour tester Les performances des régulateurs PI synthétisés, on considère le schéma de régulation de vitesse présenté à la Figure (II.17). La régulation sur l'axe  $d$  est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe  $q$  est réalisée par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse. La propulsion du véhicule est assurée par deux moteurs indépendamment commandés montés en arrière du véhicule.

Les paramètres nominaux du véhicule utilisés sont présentés dans le tableau de l'annexe.

**Essai 1 :**

Ce test a de but de traiter le problème de poursuite de trajectoire. On considère que le véhicule suivi un Trajectoire droit, la vitesse de référence est fixée à 80km/h, à  $t=7s$ , une pente de  $17^\circ$  sera appliquée sur le profil de la route.

D'après la figure (II.18) on remarque que la vitesse du véhicule arrive à atteindre sa consigne appliquée après un temps de réponse de 3,43s. Ce temps est principalement dû à la constante de temps mécanique du véhicule liée à sa masse. A l'instant de passage par la pente, la vitesse du véhicule s'éloigne faiblement de sa valeur de référence pour une durée de temps minimale. Les changements sur couple électromagnétique sont également indiqués. On peut noter que pendant le démarrage, chaque moteur produit un couple maximal pour assurer la poursuite de trajectoire. En régime permanent (après 3,43s), le véhicule nécessite moins de couple électromagnétique pour compenser le couple de résistant total.

A  $t=7s$ , les deux moteurs produisent un couple plus important nécessaire pour franchir la pente à la même vitesse imposée. La réponse du courant de quadrature prend la même allure que celle du couple électromagnétique ceci est dû à la commande vectorielle appliquée. Le courant direct est maintenu à zéro malgré l'apparition de quelques ondulations supplémentaires causées par la MLI.

La figure (II.18) représente aussi les tensions de commande. On remarque l'existence des harmoniques indésirables affectant les autres réponses tels que le couple et les courants.

**Essai 2 :**

En supposant dans ce test que le véhicule suit un chemin droit et passe ensuite par un virage à  $t = 6s$ . Avant le passage par le virage le chemin était droit ; les vitesses des roues droite et gauche avaient la même valeur que la vitesse du véhicule (80km/h).

Au moment de l'application d'un braquage à droite, le différentiel électronique intervient de telle sorte que la vitesse de roue gauche devra être supérieure à celle de la roue droite (la vitesse de roue gauche augmentée à 87.4 km/h et la vitesse de roue droite diminuer à 72.5 km/h) Cela a pour but de passer le virage sans dérapage du véhicule Figure (II.19).

On peut noter aussi, que quand le véhicule rentre dans le virage à droite (l'instant du braquage), le moteur de la roue gauche produit un couple positif. Par contre, le couple produit par l'autre moteur est négatif ce qui caractérise le mode de freinage. L'énergie produite dans ce mode de fonctionnement peut être récupérée par la batterie.

Quand les vitesses des roues se stabilisent à leurs valeurs fixées par le différentiel, les couples électromagnétiques retournent à valeur correspondante au couple résistant total. En sortant du virage à  $t=12s$ , le conducteur applique un angle de braquage inverse et le différentiel électronique agit de la même manière pour assurer une différence de vitesse nulle entre les roues droite et gauche (retourner à l'état de chemin droit).

**Essai 03 :**

Le but de ce test est de vérifier la robustesse du régulateur PI synthétisé. Un changement d'inertie sera introduit, 30% de la masse totale du véhicule sont ajoutés à  $t=0$  ce qui permet de vérifier la robustesse du régulateur PI.

Dans ce cas, le couple de traîné est très important. La vitesse du véhicule atteint sa valeur de référence, mais avec un temps de réponse plus important par rapport au test précédant.

Ce retard est dû à une modification de la constante mécanique du véhicule liée à sa masse, bien visible dans d'autres réponses (Figure II.20).

**Essai 04 :**

Cet essai est destiné à tester la robustesse du régulateur PI en variant les inductances statorique du moteur  $L_d$  et  $L_q$  (ajout de +50% à la valeur nominale) et sous les mêmes conditions que l'essai 1.

Dans ce cas, on constate que les résultats de la simulation sur (Figure II.21) restent les mêmes et que la vitesse du véhicule atteint sa valeur de référence sans retard signalé.

La réponse des autres grandeurs n'a pas été sauf un changement significatif sur les amplitudes des réponses de tension de commande  $V_d$  et  $V_q$ .

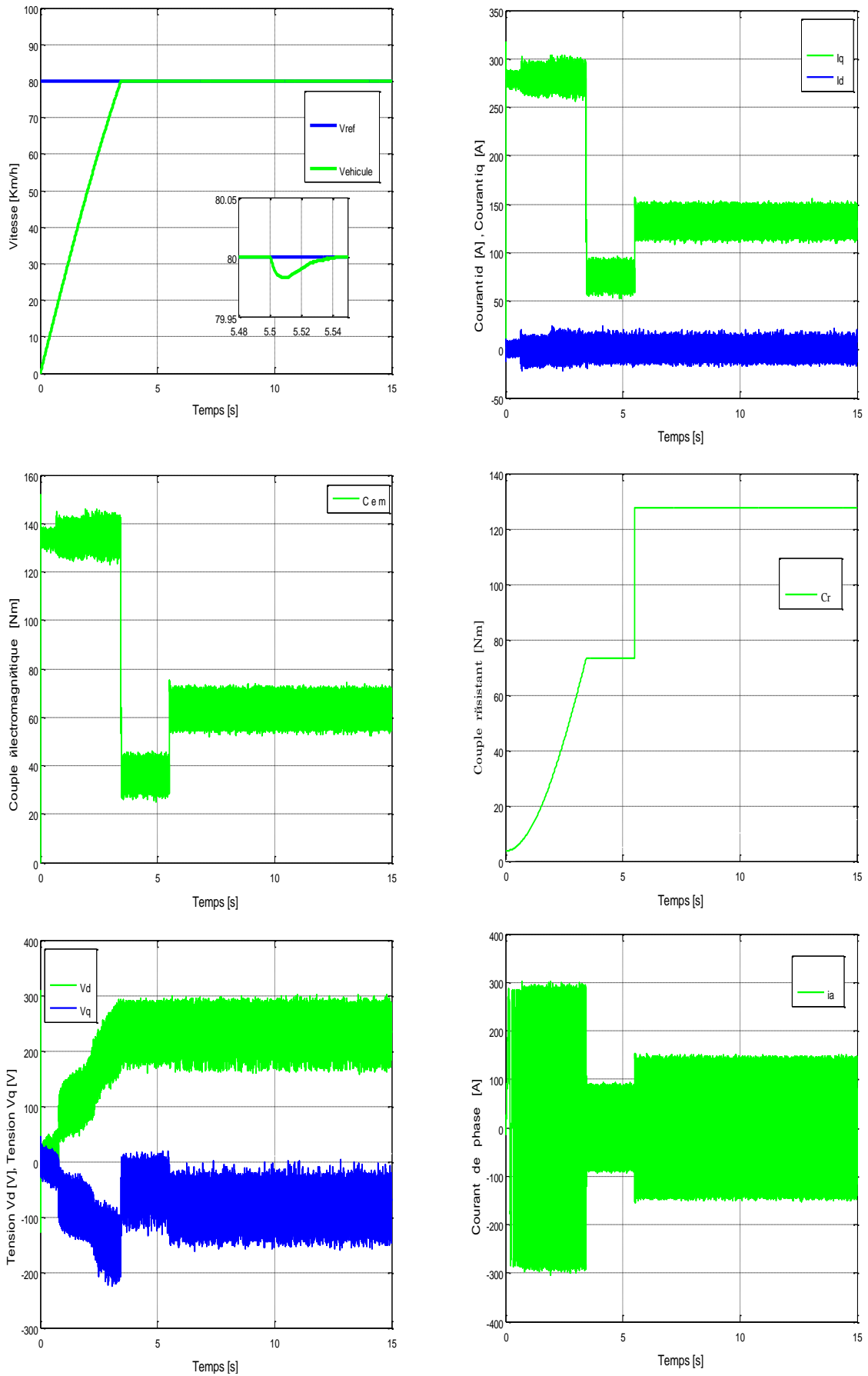


Figure II.18 Test de poursuite de trajectoire avec réglage PI

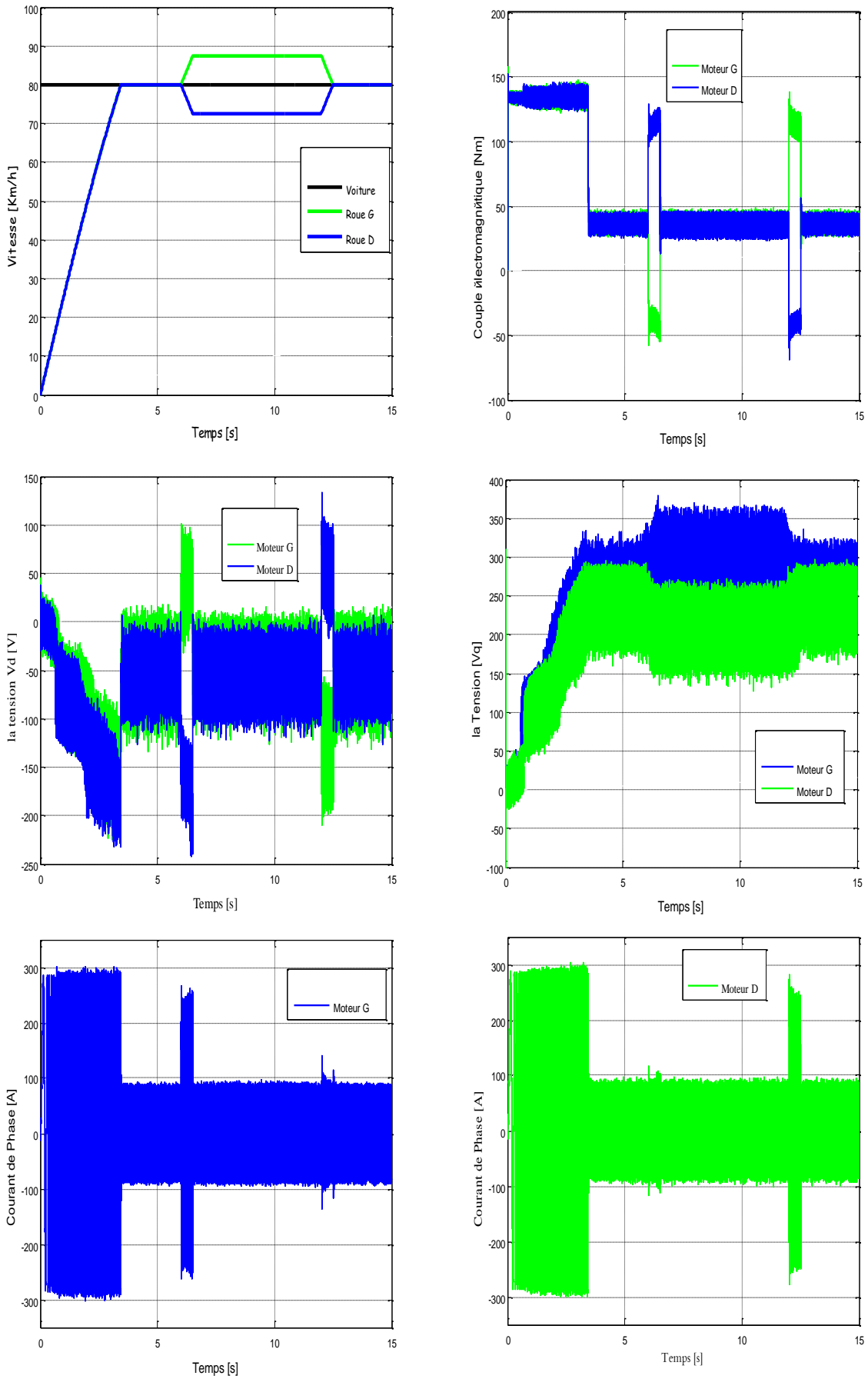


Figure II.19 Test de passage par un virage avec réglage PI

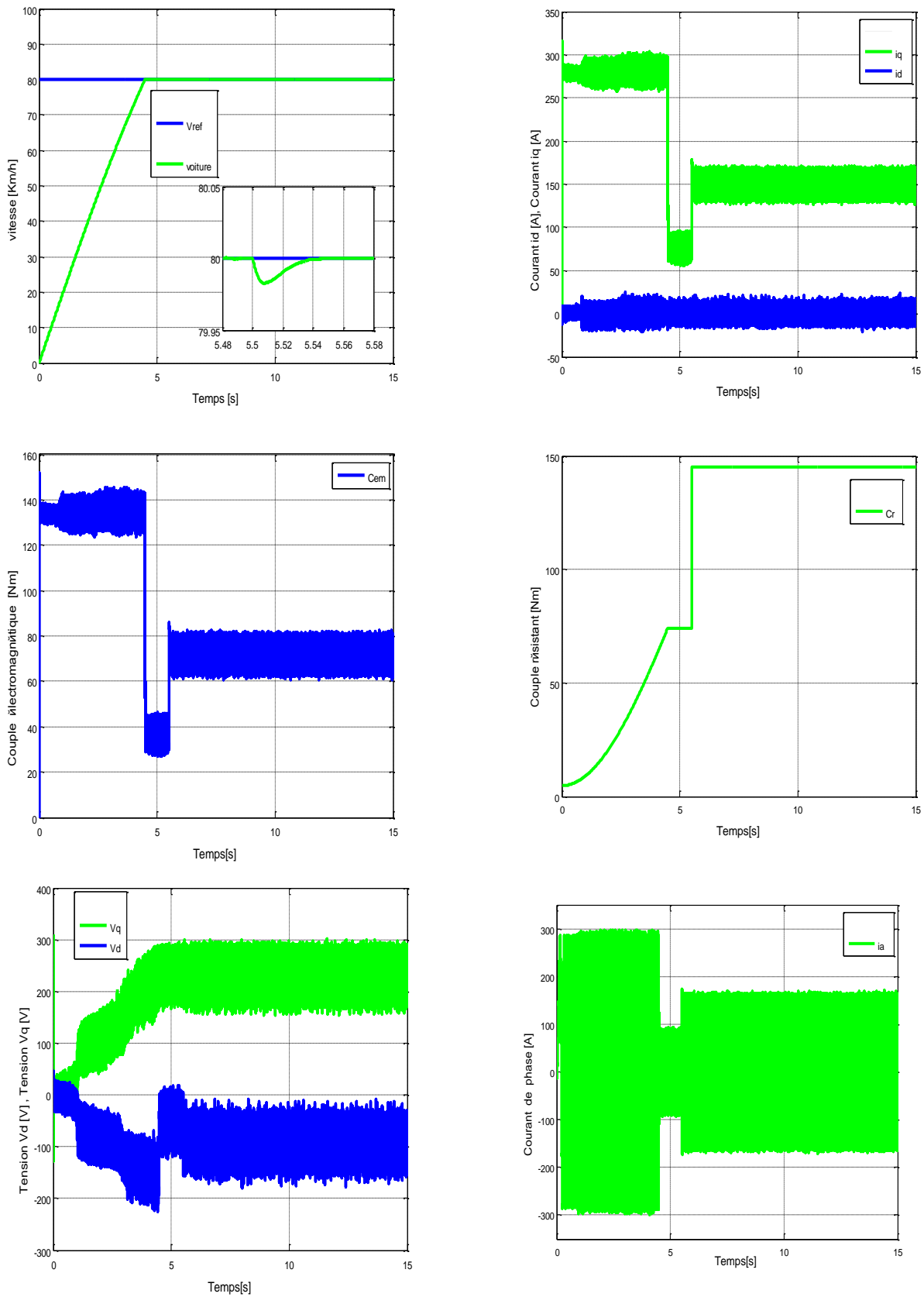


Figure II.20 Test de variation des inductances statorique ( $L_d$   $L_q$ ) avec réglage PI

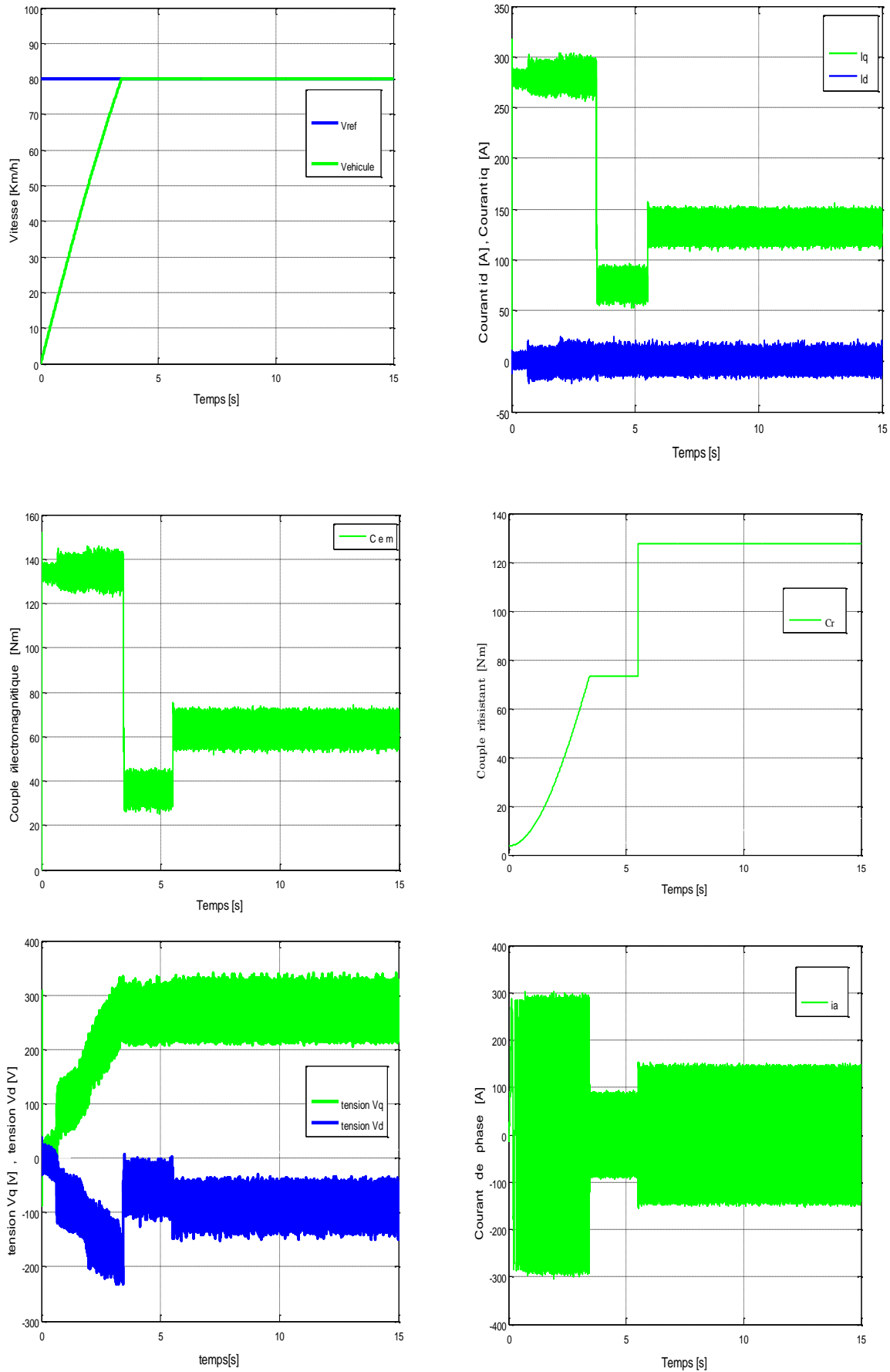


Figure II.21 Test de variation des inductances statorique ( $L_d$   $L_q$ ) avec réglage PI

### **II.3 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons modélisé le véhicule électrique en intégrant son modèle dynamique ainsi que le modèle de son actionneur et arriver après couplage la partie au modèle global simplifié du VE. Par la suite, nous avons dimensionné le réglage de vitesse du VE. La synthèse du réglage par des régulateur PI, a été effectuée après linéarisation du système en adoptant la technique du découplage par compensation. Les résultats de simulation ont montré des performances satisfaisantes (léger dépassement par rapport à la consigne), par contre la commande synthétisée est sensible par rapport aux variations de la charge et aux incertitudes sur les paramètres du véhicule.

Par contre, il existe d'autres méthodes de commande robustes insensibles aux perturbations et variations paramétriques en assurant de bonnes performances du système. Parmi ces méthodes on cite la commande par mode glissant qui est une technique de commande non linéaire. Cette commande sera détaillée et adoptée pour la gestion d'énergie dans le chapitre suivant.



# **Chapitre III : Commande**

## **par mode glissant pour la Gestion**

### **d'énergie dans un VE**

### **III.1 Introduction**

Ce chapitre est consacré au principe de la commande par mode glissant et à son application dans la gestion énergétique des véhicules électriques. A cet effet, nous avons divisé ce chapitre en deux parties : dans la première partie nous expliquerons en détail le principe du mode glissant et dans la deuxième partie nous étudierons la gestion d'énergie d'un véhicule électriques, commencerons par la modélisation d'hybride batterie-super condensateur puis aborderons l'architecture de stockage d'énergie et sa modélisation, et terminerons par une synthèse de la gestion d'énergie basée sur le partage fréquentiel des puissances. Des résultats de simulation seront présentés à l'issue d'un réglage linéaire de la tension continue du convertisseur Buck-Boost et le réglage par modes glissant des courants de batterie et de super condensateur.

### **III.2 Commande par mode glissant**

#### **III.2.1 Introduction**

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations.

La commande par mode de glissement fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes.

L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes [17].

La commande par mode glissant a connu une croissance considérable au cours des dernières décennies. Ceci est principalement due à la propriété de convergence rapide et en temps ni des erreurs, de sorte que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbation externes.

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité [10].

### III.2.2 Système à structure variable en mode glissant

Le système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change au cours de son fonctionnement est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Le système structure variable admet une représentation par des équations différentielles de type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition } n \text{ est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

Où  $F_i$  sont des fonctions appartenant à un ensemble de sous-systèmes.

### III.2.3 Théorie des modes glissants

Comme il a été présenté précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas  $n=2$ ).

On considère le système non linéaire suivant [10] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) \cdot u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

avec  $x(t_0) = x_0$

Et l'hyper surface :  $S(x)=0$ .

$f$  et  $g$  sont des fonctions non linéaires, ( $f$  un champ de vecteur suffisamment différentiable,  $g$  est supposé inversible).

$U$  : l'entrée du système.

$X$  : L'état du système.

La commande  $U$  est construite de sorte que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et puis maintenues à proximité de celle-ci. Ce contrôle est appelé commande à structure variable définie par :

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

$u^+$  et  $u^-$  étant des fonctions continues. Le caractère discontinu de la loi de commande permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations [13].

En revanche, le système rendu discontinu par le choix d'une commande discontinue  $u$  est dit à discontinuité artificielle.

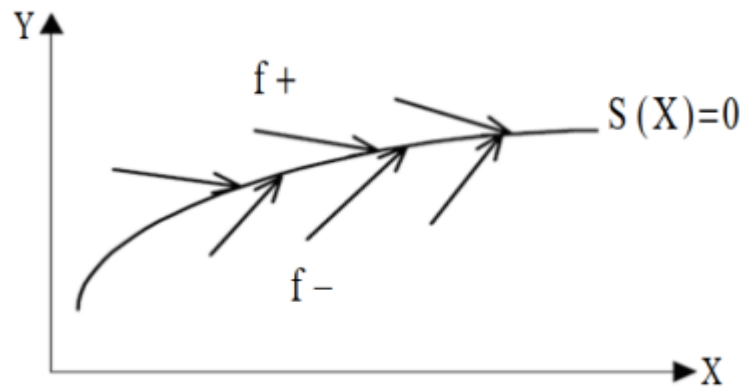


Figure III. 1: Trajectoire et surface pour le mode de glissement

Pratiquement il n'est pas réalisable de commuter une fréquence infinie, donc l'état glissant se produira près de  $S(x; t) = 0$ . Ceci permet de définir un régime de glissement réel.

### III.2.4 Objectif de la commande par mode glissant (MG)

L'objectif de la commande par mode glissant est de :

Synthétiser une surface  $S(x)=0$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulations et de stabilité.

Déterminer une loi de commande qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement  $S(x)=0$  et de les maintenir sur cette surface [18].

### III.2.5 Mode de la trajectoire dans le plan de phase

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, comme le montre la figure (III.2).

#### III.2.5.1 Mode de convergence (MC)

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation

$S(x, y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

**III.2.5.2 Mode de glissement (MG)**

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement  $S(x, y) = 0$ .

**III.2.5.3 Mode du régime permanent (MRP)**

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

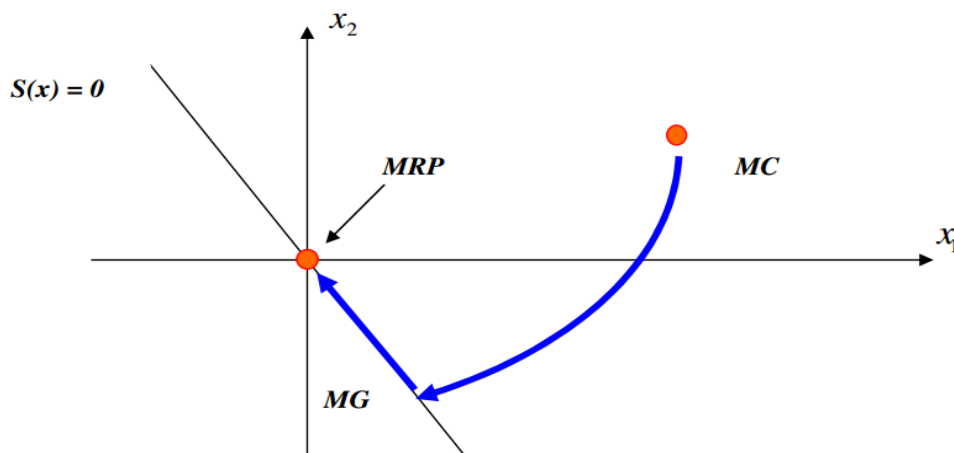


Figure III. 2 : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase

**III.2.6 Conception de la commande par mode de glissement**

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique.

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [19] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

**III.2.6.1 Choix des surfaces de glissement**

Le choix de la surface de glissement il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus General, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad y \in R^m \quad \text{(III. 4)}$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour le vecteur y de taille m.

La forme d'équation générale pour la surface de glissement elle est proposé par J.J Slotinieet assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \tag{III. 5}$$

Avec :

$\lambda$ : Un gain positif qui interprète la bande passante de contrôle désirée.

$e(x) = x_{ref} - x$  : Écart de la variable à réguler.

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie à n de faire apparaitre la commande

Tel que  $\frac{S}{dt} = \mathbf{0}$  assurant la contrôlabilité.

Pour :

$$\begin{cases} r = 1 & s(x) = e(x) \\ r = 2 & s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \\ r = 3 & s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2 \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \end{cases} \tag{III. 6}$$

S (x) : équation différentielle linéaire autonome dont la réponse (x) tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda_x$  et c'est l'objectif de la commande [10].

### III.2.6.2 Conditions d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [30].

#### III.2.6.2.1 Fonction directe de commutation ou convergence

Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \tag{III. 7}$$

Ces deux inégalités peuvent être formulées par la condition suffisante suivante :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{III. 8}$$

**III.2.6.2.1 Fonction de Lyapunov**

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'Etat du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [30].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \tag{III.9}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{III.10}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.11}$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x) > 0$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure III.3). Cette condition suppose un régime glissant idéal [30].

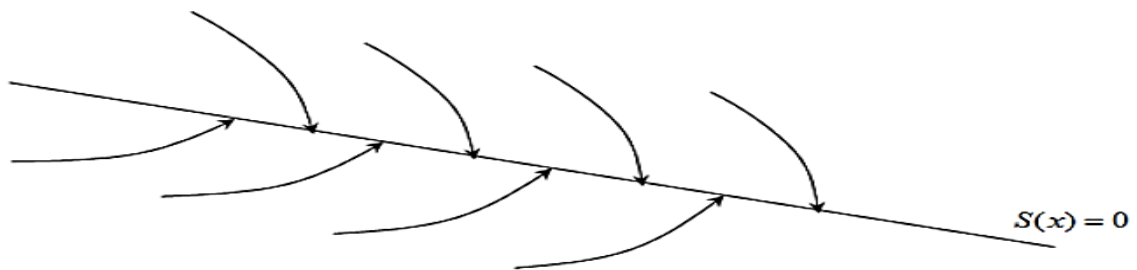


Figure III. 3 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement [30]

Cette méthode est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [10].

**III.2.6.3 Calcul de la commande**

Une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est composé de deux termes  $U_{eq}$  et  $U_n$ .

$$U = U_{eq} + U_n \tag{III.12}$$

$U_{eq}$  Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (III.13)$$

$U_n(t)$  est introduit pour satisfaire la condition de convergence

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (III.14)$$

Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par :

$$\dot{S}(x) = U_n \cdot S(x) \quad (III.15)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

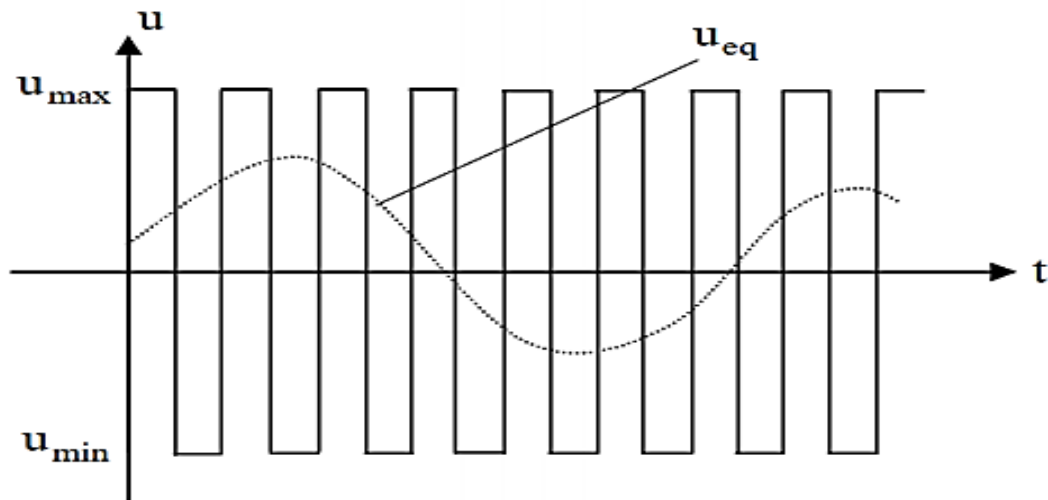


Figure III. 4 : Représentation de la commande équivalente [30]

Comme exemple d'application, on considère un système d'état défini par l'équation (III.16). Le but est de chercher une expression de la commande  $u$  [13].

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (III.16)$$

Par substitution, nous obtenons :



$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} \left( f(x, t) + g(x, t) \cdot U_{eq}(t) \right) + \frac{dS}{dt} (g(x, t) \cdot U_n) \quad (\text{III.17})$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et en régime permanent, la dérivée et la partie discontinue  $U_n$  sont aussi nulles :

$$\begin{cases} U_n \\ \dot{S}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

L'expression de la commande équivalente  $U_{eq}$  est comme suivante :

$$\begin{cases} U_{eq}(t) = -\left(\frac{dS}{dt}(g(x, t))\right)^{-1} \frac{dS}{dt}(f(x, t)) \\ U_n = 0 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{dS}{dt}(g(x, t)) \neq 0 \quad (\text{III.20})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par sa valeur (III.19) dans l'équation (III.17), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} (g(x, t) U_n) \quad (\text{III.21})$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

$$\text{(la condition d'attractivité)} \quad S(x) \frac{dS}{dt} (g(x, t) U_n) < 0 \quad (\text{III.22})$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande  $U_n$  est :

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.23})$$

Où  $\text{sign}(x, t)$  est la fonction définie par :

$$\text{sign}(x, t) = \begin{cases} -1 & \text{si } S(x) < 0 \\ +1 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

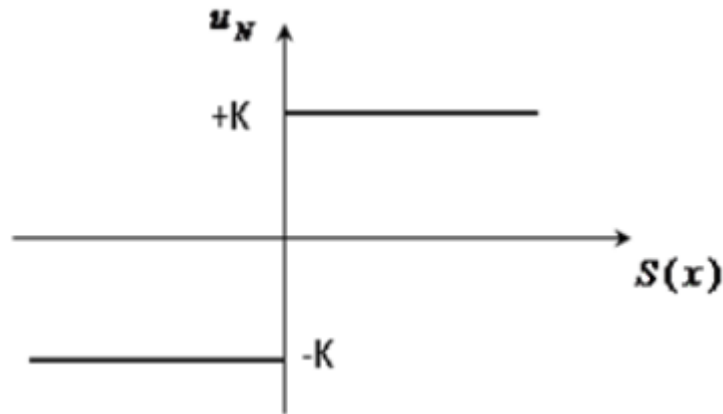


Figure III. 5 : Représentation de la fonction "sign"

Si le gain est très petit, le temps de réponse sera long, si est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (couramment appelées Chattering en anglais) sur les réponses en régime permanent. La figure (III.6) représente le phénomène broutement(Chattering).

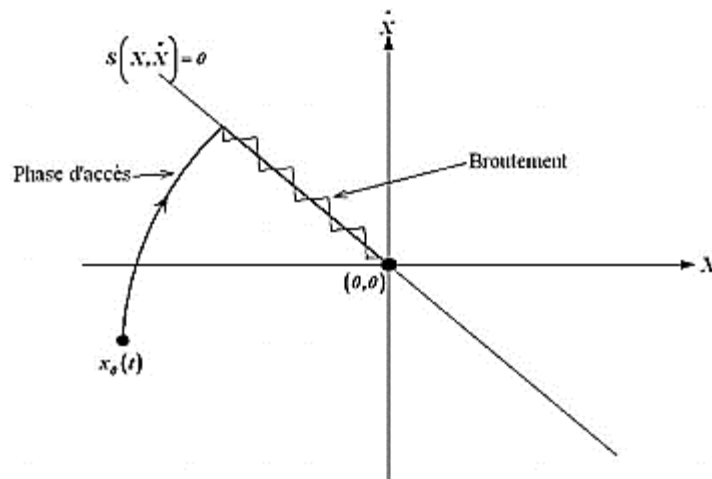


Figure III. 6 : Phénomène broutement (réticence)

Afin de réduire de chattering de nombreuse technique été proposées tel que La couche limite (Fonction saturation, Fonction smooth), technique de Commande continue avec logique flou, L'utilisation d'une surface augmentée (super-Twisting) ...

### III.3 Gestion d'énergie dans un véhicule électrique

#### III.3.1 Introduction

Les véhicules électriques fortement dépendants de la source de stockage d'énergie, d'autre part ce stockage ne permettent pas de rivaliser avec leurs homologues thermiques (autonomie faible, périodes de recharge important, prix d'achat élevé) , il existe des solutions pour améliorer les

performances des sources d'énergie embarquées. Ci-dessous, nous discuterons sur une étude de l'hybridation des batteries Li-ion avec une source de puissance, le super condensateur, pour l'alimentation d'un véhicule tout électrique.

### III.3.2 Source hybride batterie/ super condensateur

L'idée principale qui conduit au concept de source hybride consiste à introduire, en plus de la source d'énergie primaire (Batterie), une source de puissance (Super condensateur). Cette solution d'hybridation présente des meilleures performances notamment en terme du coût, de dimensionnement et de durée de vie des batteries qu'un système composé uniquement de batteries, comme c'est le cas de la plupart des  $V_{ES}$  et des  $V_{EHS}$  sur le marché automobile actuel [31].

### III.3.3 Modélisation électrique des batteries

#### III.3.3.1 Modèle idéal de la batterie

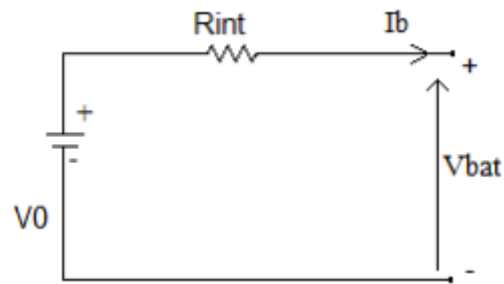


Figure III. 7: Modèle idéal de la batterie

Ce modèle ne comporte pas de caractéristiques variables de la batterie (l'impédance interne, l'état de charge, concentration d'électrolyte et effet de température) comme indique la figure (III.7) [35]. Il est applicable seulement quand on suppose que l'énergie est illimitée et le SOC est de peu d'importance.

On a:

$$V_b = V_{bat} = V_0 - R_{int} \cdot I_b \quad (\text{III. 25})$$

Ce modèle peut être amélioré en considérant le changement de la résistance interne  $R_{int}$  et de SOC (20 % < SOC < 95 % dans l'opération normale pour l'efficacité).

Le SOC dépend de plusieurs paramètres comme la température, la capacité de la batterie et sa résistance interne et le voltage du Circuit Ouvert (VOC).

Une description simple de sa variation peut être donnée par :

$$V_0(t) = a \cdot S(t) + b \quad (\text{III. 26})$$

Où  $S(t)$  est le pourcentage de la charge de la batterie et  $b$  est le voltage terminal quand  $S(t) = 0\%$  [35].

### III.3.3.2 Modèle électriques modifiés de la batterie

#### III.3.3.2.1 Modèle équivalent Thevenin résistif

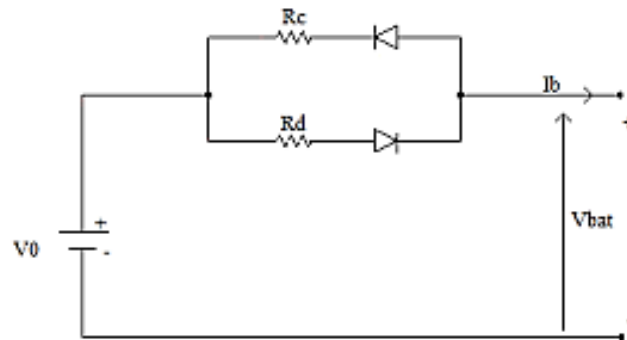


Figure III. 8: Modèle équivalent Thevenin résistif

Le modèle précédent peut être amélioré en utilisant deux résistances internes  $R_c$  et  $R_d$  qui représentent respectivement la charge et la décharge de la batterie (figure (III.8)).

$$\begin{cases} V_b = V_0 - R_d \cdot I_b & \text{si } v_b < V_0 \\ V_b = V_0 - R_c \cdot I_b & \text{si } V_b \geq V_0 \end{cases} \quad (\text{III. 27})$$

Ce modèle est mieux que le précédent mais il ne représente pas l'effet de capacité qui caractérise les conditions transitoires qui se produisant dans la batterie.

Pour cela une capacité  $C_p$  est ajoutée au circuit (figure (III.9) [35]) afin d'introduire la dynamique interne.

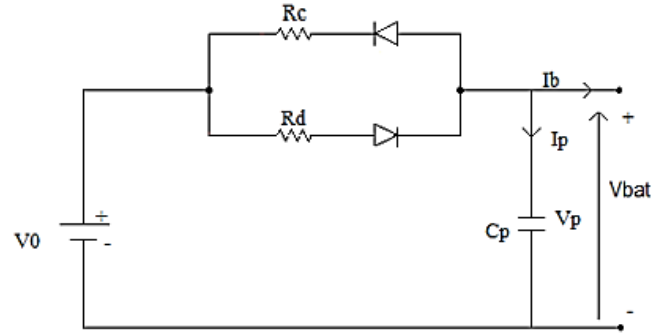


Figure III. 9 Modèle de Thevenin.

$$V_0 = V_p + R_c I_c \quad (\text{III. 28})$$

$$V_p = \frac{1}{C_p} \int I_p \quad (\text{III. 29})$$

$$I_p = C_p \cdot \dot{V}_p \quad (\text{III. 30})$$

En cas de charge :

$$V_0 = V_p + R_c (I_p + I_b) \quad (\text{III. 31})$$

$$V_0 = V_p + R_c (C_p \cdot \dot{V}_p + I_b) \quad (\text{III. 32})$$

En cas de décharge :

$$V_0 = V_p + R_d (I_p + I_b) \quad (\text{III. 33})$$

$$V_0 = V_p + R_d (C_p \cdot \dot{V}_p + I_b) \quad (\text{III. 34})$$

On alors :

$$\begin{cases} \dot{V}_p = -V_p + \frac{1}{R_d C_p} + V_0 \frac{1}{R_d C_p} - I_b \frac{1}{C_p} & \text{Si } V_p < V_0 \\ \dot{V}_p = -V_p + \frac{1}{R_c C_p} + V_0 \frac{1}{R_c C_p} - I_b \frac{1}{C_p} & \text{Si } V_p \geq V_0 \\ V_{bat} = V_p \end{cases} \quad (\text{III. 35})$$

**III.3.3.2.1 Modèle de Thevenin Modifié**

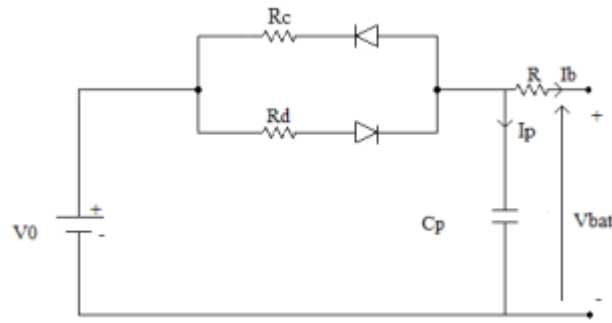


Figure III. 10 : Modèle de Thevenin Modifié

Dans ce cas :

$$\begin{cases} \dot{V}_P = -V_p + \frac{1}{R_d C_p} + V_0 \frac{1}{R_d C_p} - I_b \frac{1}{C_p} & \text{Si } V_P < V_0 \\ \dot{V}_P = -V_p + \frac{1}{R_C C_p} + V_0 \frac{1}{R_C C_p} - I_b \frac{1}{C_p} & \text{Si } V_P \geq V_0 \\ V_{bat} = V_P - R \cdot I_b \end{cases} \quad \text{(III. 36)}$$

En charge on a :

$$V_0 = V_p + R_C I_C \quad \text{(III. 37)}$$

$$V_b = \frac{1}{C_P} \int I_P dt \quad \text{(III. 38)}$$

De la loi de Kirchhoff, on obtient :

$$I_c = I_p + I_b \quad \text{(III. 39)}$$

De (III.58), on a :

$$I_C = \frac{V_0 - V_P}{R_c} \quad \text{(III. 40)}$$

Comme  $I_p = C_p \dot{V}_P$  et l'équation(III.39)à(III.37) donnent :

$$V_0 = V_p + R_C C_p \cdot \dot{V}_P + I_b \quad \text{(III. 41)}$$

En décharge, le même principe en remplaçant  $R_C$  par  $R_d$  et  $I_C$  par  $I_d$ .

Les équations dynamiques de ce modèle sont données par [35] [36].

$$\begin{cases} \dot{V}_P = -V_p + \frac{1}{R_d C_p} + V_0 \frac{1}{R_d C_p} - I_b \frac{1}{C_p} & \text{Si } V_P < V_0 \\ \dot{V}_P = -V_p + \frac{1}{R_C C_p} + V_0 \frac{1}{R_C C_p} - I_b \frac{1}{C_p} & \text{Si } V_P \geq V_0 \\ V_{bat} = V_P - R \cdot I_b \end{cases} \quad \text{(III. 42)}$$

**III.3.3.3 Model d'un pack de batterie**

Le dimensionnement du stack de batteries requiert une attention particulière afin d'augmenter sa durée de vie et par la même occasion assurer l'autonomie du système et diminuer son coût global.

La capacité nominale du pack de batteries est donnée par la relation :

$$C_b = \frac{E_b \times Aut}{V_{bn} \times D_b} \tag{III. 43}$$

Avec :

- Cb : capacité nominale du pack [Ah].
- Eb : énergie journalière à stocker dans le pack [Wh/j].
- Aut : nombre de jours d'autonomie.
- Vbn : tension nominale du pack [V].
- Db : profondeur de décharge du pack [%]

Les équations (III.44) et (III.45) permettent de calculer les nombres Nbas et Nbp des batteries en série et en parallèle.

$$N_{bas} = \frac{V_{ba}}{V_{baccell}} \tag{III. 44}$$

$$N_{bap} = \frac{C_{ba}}{C_{baccell}} \tag{III. 45}$$

**III.3.3.4 Choix de batterie**

Le choix du modèle de la batterie est basé sur l'équation de décharge de la batterie suivante :

$$V_{bat} = E(SOC) - (R(SOC)) I_{batt} \tag{III. 46}$$

Le circuit équivalent est représenté sur la figure (III.11)

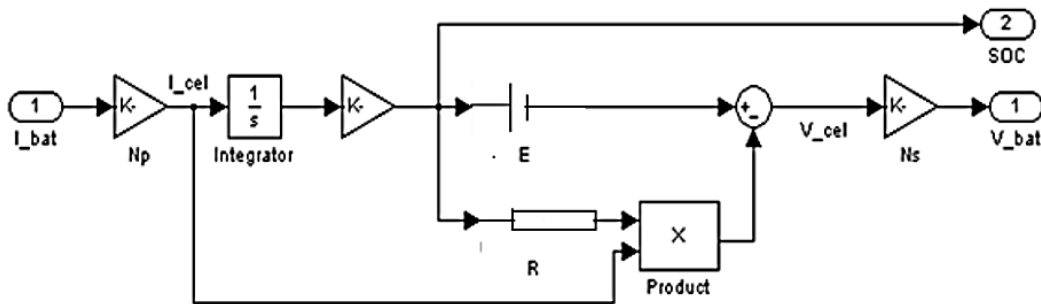


Figure III. 11 : Modèle de décharge de la batterie [38]

$I_{batt}$  : courant de batterie.

$V_{batt}$ : tension de batterie.

$N_p$  : nombre des cellules parallèles.

$N_s$  : nombre des cellules en séries.

R : résistance interne de batterie.

E : tension nominale de batterie.

SOC : état de charge de la batterie (STATE OF CHARGE).

L'estimation de l'état de charge a été faite à partir du courant selon l'équation suivante :

$$SOC(t) = -\frac{\int I dt}{C \cdot 3600} + SOC(t = 0) \quad (III. 47)$$

SOC (t=0) étant l'état de charge initial

### III.3.4 Modélisation électrique des super condensateurs

#### III.3.4.1 Modèle dynamique équivalent

Le modèle dynamique équivalent d'un super condensateur est schématisé par la figure (III.12).

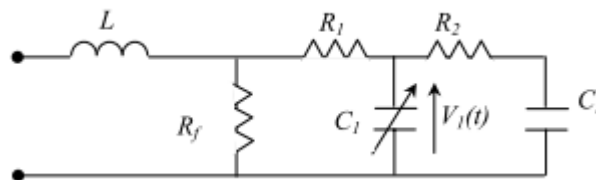


Figure III. 12 : Modèle dynamique de super condensateur à deux branches capacitives

La cellule représentée par la branche principale  $R_1-C_1$  détermine l'évolution de l'énergie pendant les cycles de charge et de décharge. Par contre, la branche  $R_2-C_2$  est la branche lente qui intervient lors du phénomène de redistribution des charges internes du composant intervenant à la fin de la charge (ou de décharge).

De plus, l'inductance L (de quelques nH) montée en série, représente la limitation en fréquence du composant mais elle peut être négligée dans les applications à fréquences de charge/décharge inférieures à 100 kHz.

La capacité  $C_1$  varie en fonction de la tension présente à ses bornes, de telle sorte que :

$$C_1 = C_0 + C_V V_1(t) \quad (III.48)$$



$R_1$  C'est la résistance série du composant ; en pratique elle est de l'ordre de  $1\text{m}\Omega$  pour les grands super condensateurs. D'autre part,  $R_f$  est la résistance de fuite du composant ! ; elle symbolise l'autodécharge du super condensateur (de l'ordre de plusieurs  $\text{k}\Omega$ ) [34].

### III.3.4.2 Modèle équivalent

La détermination des paramètres du modèle équivalent d'un super condensateur se fait par une charge à courant constant du composant.

Le modèle équivalent est un condensateur en série avec une résistance, il est représenté par la figure (III.13).

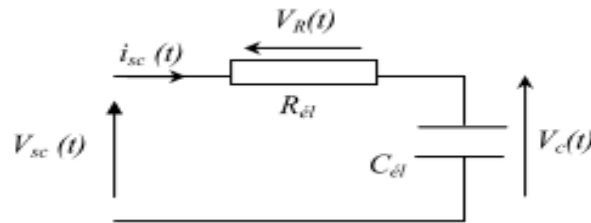


Figure III. 13 : Modèle simplifié d'un super condensateur

Soit  $Q$  la quantité de charge stockée sur l'armature du super condensateur, elle s'écrit :

$$Q(t) = C_{él}V_C(t) \quad \text{(III. 49)}$$

Les caractéristiques électriques (courant  $i_{sc}$ , puissance  $P_c$ , énergie  $E$ ) du super condensateur sont donc :

$$i_{sc}(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = \frac{d}{dt} [C_{él}V_C(t)] = C_{él} \frac{dV_C(t)}{dt} \quad \text{(III. 50)}$$

$$P_c(t) = V_C(t)i_{sc}(t) = C_{él}V_C(t) \frac{dV_C(t)}{dt} \quad \text{(III. 51)}$$

$$E_{t1 \rightarrow t2}(t) = \int_{t1}^{t2} P_c(t) dt = \int_{t1}^{t2} C_{él}V_C(t) dV_C(t) = \left[ \frac{1}{2} C_{él}V_C^2(t) \right]_{V_{c1}}^{V_{c2}} \quad \text{(III. 52)}$$

L'énergie maximale  $E_M(t)$  contenue dans un super condensateur est calculée pour la tension de service  $V_{cserv}$  telle que :

$$E_M = \frac{1}{2} C_{él}V_{cserv}^2 \quad \text{(III. 53)}$$

La profondeur de décharge  $K$  est définie par le rapport entre la tension maximale  $V_{CM}(t)$  et la tension minimale  $V_{cm}(t)$  d'un élément :

$$K = \frac{V_{cm}(t)}{V_{CM}(t)} \quad \text{(III. 54)}$$

L'énergie maximale utilisable  $E_{util}(t)$  est calculée entre la tension maximale et la tension minimale de service On a :

$$E_{util}(t) = \left[ \frac{1}{2} C_{él} V_c^2(t) \right]_{V_{Cm}}^{V_{CM}} = \left[ \frac{1}{2} C_{él} V_c^2(t) \right]_{KV_{Cm}}^{V_{CM}} = (1 - k^2) E_M \quad (III. 55)$$

En règle générale, on prend  $K = 0.5$

$$E_{util} = \frac{3}{4} E_M \quad (III. 56)$$

### III.3.4.3 Modèle d'un pack de super condensateurs

Le pack de super capacités est constitué de  $N_s$  super condensateurs branchés en série et  $N_p$  en parallèle. Le modèle équivalent est un super condensateur  $C_{sc}$  en série avec une résistance  $R_{sc}$  [34].

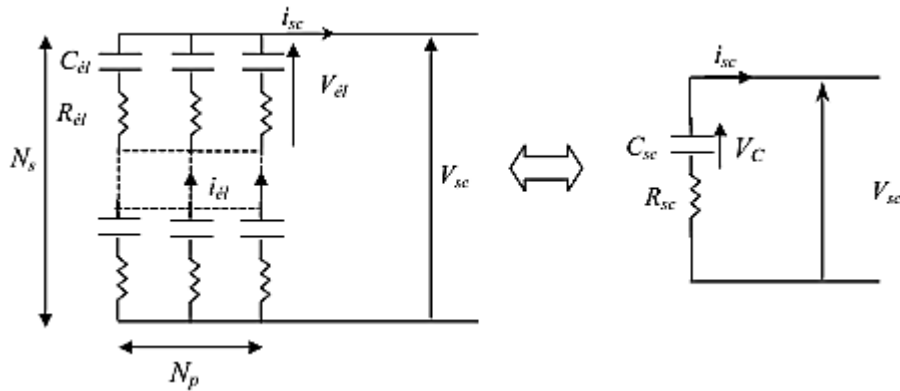


Figure III. 14 : Modèle d'un pack de super condensateurs

A partir de la figure précédente, on peut calculer la capacité et la résistance globales du pack de super condensateurs par :

$$C_{sc} = \frac{N_p}{N_s} C_{él} \quad (III. 57)$$

$$R_{sc} = \frac{N_s}{N_p} R_{él} \quad (III. 58)$$

De la même manière, on trouve :

$$V_C(t) = N_s V_{él}(t) \quad (III. 59)$$

$$i_{sc}(t) = N_p i_{él}(t) \quad (III. 60)$$

L'énergie du pack de super condensateurs  $E_{pack}$  est donnée par :

$$E_{pack}(t) = \frac{1}{2} C_{sc} V_C^2(t) = N_p N_s \left( \frac{1}{2} C_{él} V_{él}^2(t) \right) \quad (III. 61)$$

De même la puissance instantanée du pack  $P_{pack}$  s'écrit :

$$P_{pack}(t) = V_C(t)i_{sc}(t) - R_{sc}i_{sc}^2(t) = N_p N_s \left( V_{\acute{e}l}(t)i_{\acute{e}l}(t) - R_{\acute{e}l}i_{\acute{e}l}^2(t) \right) \quad (\text{III. 62})$$

### III.3.4.4 Choix de super-condensateur

Dans notre étude nous choisissons le modèle équivalent de super condensateur représenté par la figure (III.15). C'est un condensateur en série avec une résistance,

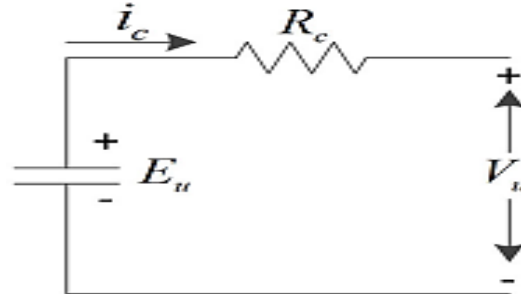


Figure III. 15 Modèle simplifié d'un super condensateur [47]

L'expression de la tension à la borne de super condensateur est exprimée dans l'équation (III.63), l'état de charge de super condensateur est donné par l'équation (III.64).

$$V_u(t) = E_u(t) - R_c i_c(t) \quad (\text{III. 63})$$

$$SOC_u(t) = \frac{(E_u(t) - 2R_c i_c(t))^2}{V_{uc,max}^2} \quad (\text{III. 64})$$

Tel que :

$SOC_u(t)$  est l'état de charge de super condensateur,  $E_u(t)$  est la tension de super condensateur,  $R_c$  est la résistance équivalent,  $i_c$  est le courant de charge,  $V_{uc,max}$  est la tension maximale de super condensateur.

### III.3.5 Architecture de la source de stockage d'énergie

Différentes architectures d'association ont été envisagées dans la littérature. Le choix entre ces architectures se base sur un compromis entre complexité, coût de conception, et performance.

D'après la littérature [10], [46], l'architecture d'association en parallèle offre plus d'avantages par rapport à la liaison en série en termes de rendement et de fiabilité du système global.

Plusieurs configurations en parallèle existent :

#### III.3.5.1 Architecture en parallèle sans convertisseur

L'association en parallèle des super condensateurs avec la batterie est effectuée sans l'intermédiaire d'un convertisseur DC/DC

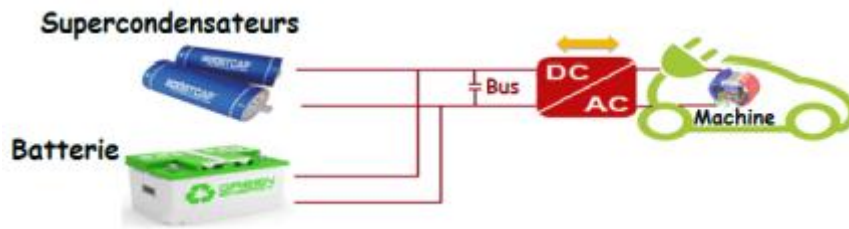


Figure III. 16 L'architecture en parallèle sans convertisseur

### III.3.5.2 Architecture en parallèle avec un convertisseur

L'association en parallèle des super condensateurs avec la batterie est effectuée par l'intermédiaire d'un convertisseur DC/DC.

Le rôle de celui-ci est de contrôler le flux de puissance du côté des super condensateurs ce qui permet plus de flexibilité donc plus de performance

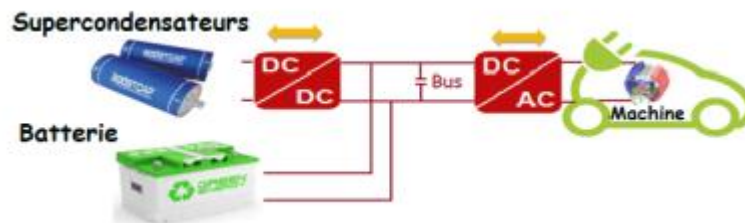


Figure III. 17 Architecture en parallèle avec convertisseur côté super condensateurs

### III.3.5.3 Architecture en parallèle avec deux convertisseurs

L'architecture avec deux convertisseurs présentée sur la Figure (III.18) contient deux convertisseurs DC/DC liés à chaque source. La flexibilité de cette architecture peut conduire à des performances importantes mais elle est complexe au niveau implémentation et son coût de conception est élevé.

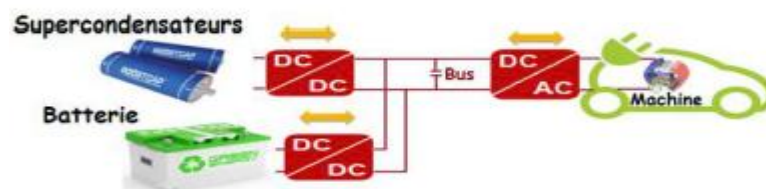


Figure III. 18 Architecture en parallèle avec deux convertisseurs

Le Tableau 1.9 ci-dessous résume les avantages et les inconvénients de chaque architecture présentée.

Architectures	Simplicité d'implémentation	Performances	Flexibilité	Coût
Architecture sans convertisseur				
Architecture avec un seul convertisseur				
Architecture avec deux convertisseurs				

+ Avantages - Inconvénients

Tableau III. 1 Comparaison des architectures d'association

Dans ce contexte, nous allons focaliser notre étude sur cette dernière topologie.

### III.3.6 Modélisation de l'architecture choisie

Le schéma simplifié du système d'alimentation en puissance d'après la Figure III.19, montrant ses principales composantes. Ce circuit alimente l'onduleur du moteur avec la tension du bus DC,  $V_{dc}$ . En réponse, l'entraînement électromécanique tire le courant de charge,  $i_L$ . Les deux entrées de commande (rapports cycliques) sont de largeur d'impulsion modulée (MLI), permettant ainsi aux deux sources d'alimentation de fournir des courants de sortie hachés  $i_{Batt}$  et  $i_{sc}$ , qui se fondent dans le bus DC [44].

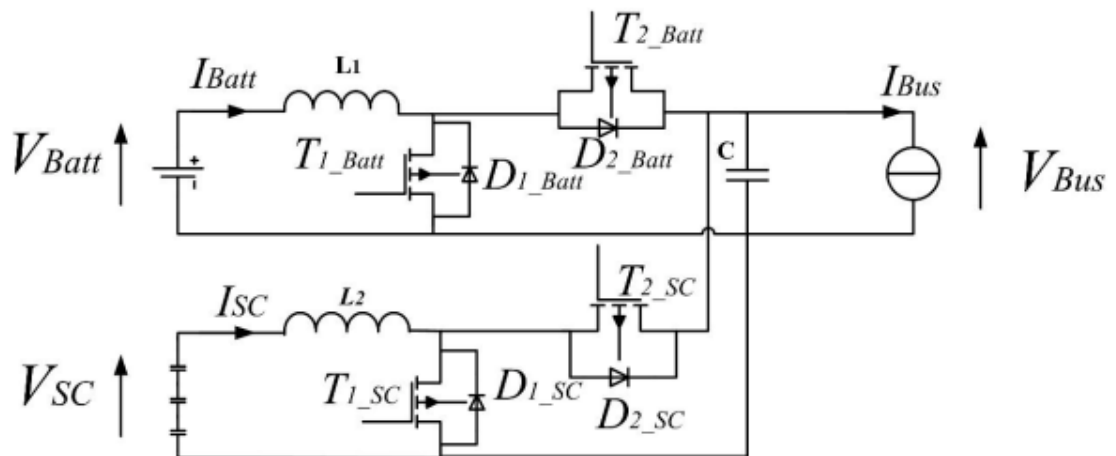


Figure III. 19 : Association des convertisseurs DC/DC

Avec :

$L1$  : l'inductance de lissage de batterie.

$C$  : le condensateur de filtrage.

$V_{Bus}$  : La tension du bus continu

$i_{batt}$ : Le courant d'entrée du convertisseur.

$i_{Bus}$  : Le courant de sortie du convertisseur.

$V_{batt}$  : La tension de la batterie.

$V_{sc}$  : La tension du super condensateur.

L2 : l'inductance de lissage de super condensateur.

Le modèle moyen du circuit à partir du schéma présenté dans la Figure III.19 est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{C.dV_{bus}}{dt} = (1 - \alpha_B)i_B + (1 - \alpha_c)i_c - i_L \\ \frac{L.di_{batt}}{dt} = V_{batt} - (1 - \alpha_B)V_{bus} \\ \frac{L.di_{sc}}{dt} = V_{sc} - (1 - \alpha_c)V_{bus} \end{cases} \quad \text{(III. 65)}$$

### III.3.7 Stratégies de gestion d'énergie d'un système d'alimentation hybride

De nos jours, avec l'expansion de la crise énergétique et de la pollution écologique, l'hybride des systèmes électriques deviennent une solution stratégique. Les systèmes d'alimentation hybrides sont un ensemble de sources d'énergie coopérants, et la coordination de leur fonctionnement est réalisée à l'aide systèmes d'électronique de puissance avancé.

En raison de ses avantages, dans notre étude nous utilisons une source d'énergie hybride pour l'application de véhicules électriques.

Différentes hybridations et stratégie de gestion de l'énergie ont été élaborées pour réduire davantage les émissions et améliorer économie de l'énergie.

Diverses méthodes concernant la gestion de l'énergie d'un système d'alimentation hybride ont été rapportées dans la littérature Ils sont généralement divisés en un groupe de trois principaux méthodes : méthodes basées sur l'optimisation, méthodes basées sur des règles, méthodes basées sur l'apprentissage.

La figure (III.20) présente les trois principales catégories de la stratégie de la gestion de l'énergie et certaines des méthodes impliquées.

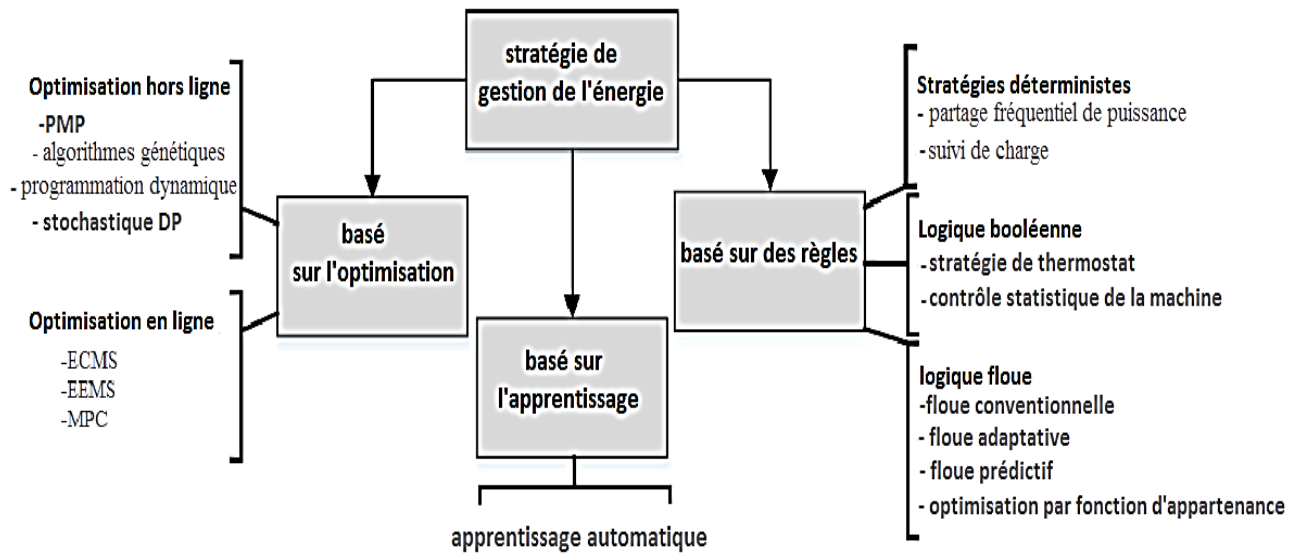


Figure III. 20: Les stratégies de gestion de l'énergie les plus courantes[45] [46]

Dans notre cas d'étude de la gestion d'énergie nous avons utilisés la méthode partage fréquentiel de puissance [45] [46].

### III.3.8 Gestion d'énergie d'un système hybride : batterie-super condensateur

Les systèmes d'alimentation hybrides à batterie-super condensateur reçoivent de plus en plus d'attention en raison de leurs performances supérieures et de leur simplicité de contrôle. La batterie au lithium, bien qu'elle ait une haute énergie densité, mais il ne donne pas une densité de puissance suffisamment élevée, alors que l'inverse peut être dit à propos de le super condensateur. Une hybridation s'avère donc appropriée pour augmenter la durés de vie et améliorer les performances globales des deux composants, en particulier compte tenu des éléments de stockage et l'état de charge. L'utilisation du super condensateur en cas de charge brutale variantes est un exemple. En plus de cela, les perturbations à haute fréquence affectent négativement l'espérance de vie de la batterie, qui peut être atténuée par le super condensateur en raison de ses caractéristiques. Le principal défi est de fournir une stratégie de gestion de l'énergie (EMS) adaptée qui tienne compte de tous ces facteurs pour fournir des performances optimales tout en tenant compte des différentes contraintes [46].

### III.3.9 Schéma d'asservissement intégrant le partage fréquentiel de puissance

L'objet de cette commande locale est d'utiliser la batterie pour fournir la puissance en régime permanent et les super condensateurs pour fournir les demandes de puissance transitoires. Pour

ce faire, nous avons opté pour un schéma de contrôle qui rassemble des boucles d'asservissement de courant et de tension intégrées avec la couche d'électronique de puissance.

Le schéma de contrôle indiqué sur les Figure (III.21) et Figure (III.22) décrit le principe utilisé. Une boucle de régulation de tension en cascade du côté batterie est conçue afin de contrôler le niveau de tension du bus de tension continu (cf. Figure (III.21)). Un réglage externe de tension par un régulateur PI et un autre interne par mode glissant pour l'asservissement du courant de la batterie.

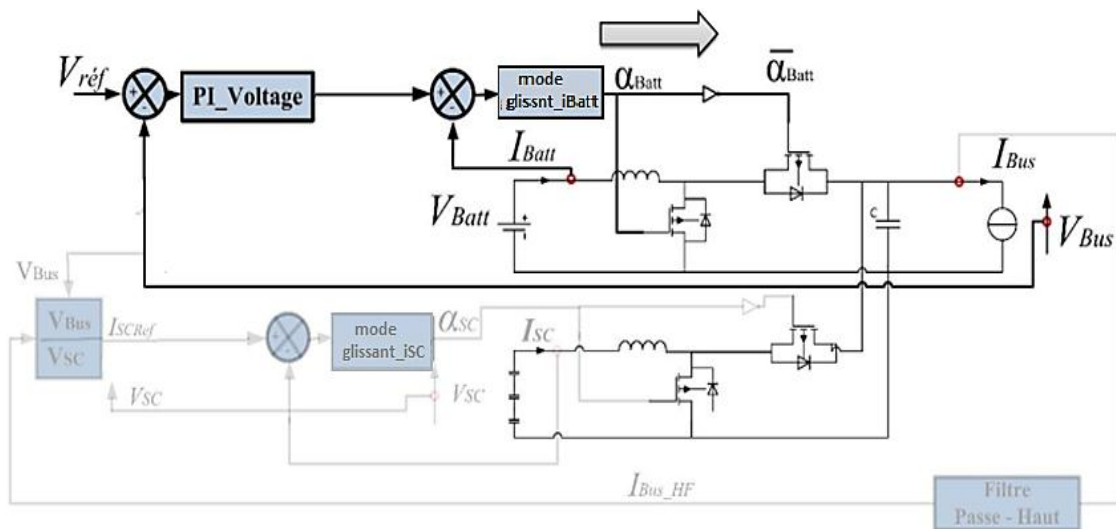


Figure III. 21: Schéma d'asservissement de tension

Une boucle de régulation de courant est implémentée côté super condensateur pour contrôler le partage de puissance. Dans les faits, cette boucle de courant permet d'imposer aux super condensateurs la valeur de courant souhaitée (cf. Figure III.21). Par conséquent, et d'après la loi des nœuds, la batterie prend en charge le reste du courant. L'image du courant de bus ( $I_{bus}$ ) est le paramètre d'entrée du filtre passe-haut contrôlant la régulation du super condensateur. Étant donné que le filtre utilisé est un filtre passe-haut, nous récupérons à sa sortie la composante haute fréquence du courant. Nous utilisons cette valeur ( $I_{bus\_HF}$ ) comme référence pour solliciter les super condensateurs pour les fortes variations de courant. Puisque cette composante haute fréquence ( $I_{bus\_HF}$ ) représente un courant référencé côté bus continu, nous devons adapter cette valeur à un courant référencé côté super condensateur ( $I_{sc\ ref}$ ). Pour calculer la valeur du courant de référence  $I_{sc\ ref}$  à partir de la valeur  $I_{bus\_HF}$ , nous appliquons un gain basé sur l'équilibre des puissances au niveau du convertisseur. L'image du courant du super condensateur (ISC) est relevée pour la comparer à



la valeur de référence ( $I_{SCref}$ ) qui est déterminée. La valeur ( $I_{SCref}$ ) peut avoir les trois états suivants [43]:

- $I_{SCref} < 0$  signifie que les super condensateurs sont en mode recharge,
- $I_{SCref} > 0$  signifie que les super condensateurs sont en mode décharge,
- $I_{SCref} = 0$  signifie que les super condensateurs sont en mode repos (pas de Circulation de courant).

Finalement, le contrôle par mode glissant se préoccupe de la génération des signaux de commande adéquats via le rapport cyclique du convertisseur ( $\alpha_{sc}$ ) ce qui permet le suivi du courant de référence ( $I_{SCref}$ ) [43]

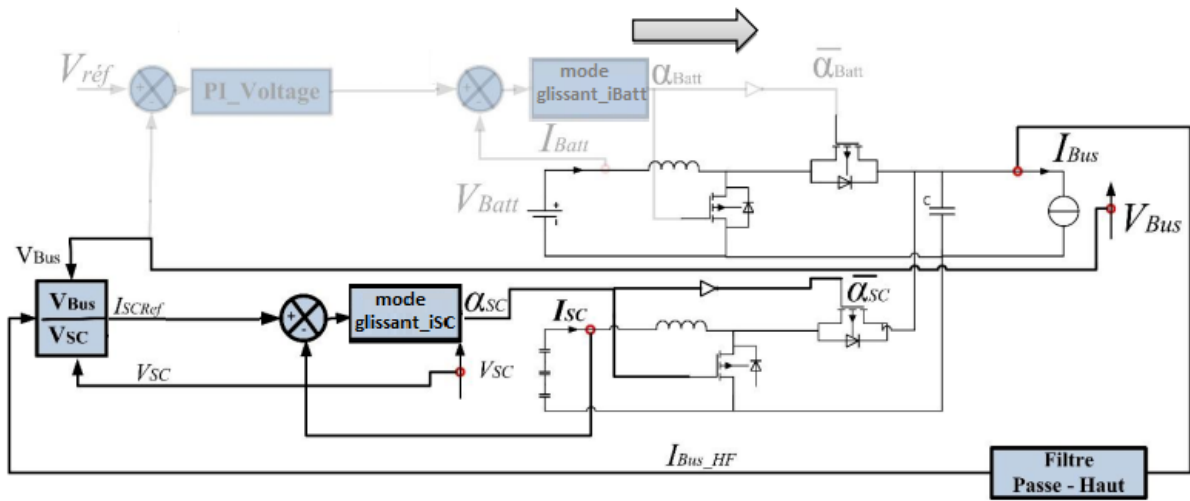


Figure III. 22: Schéma d'asservissement en courant durant la phase de production d'énergie

Comme le filtre passe-haut utilisé dans le schéma permet d'extraire la composante haute fréquence du signal d'entrée, le courant de charge peut être décomposé en une partie haute fréquence ( $I_{Bus\_HF}$ ) supportée par des super condensateurs comme décrit par l'équation (III.62) et en une composante basse fréquence destinée à être fournie par la batterie.

$$I_{Bus-HF}(p) = T_{High-pass\ filter}(p)I_{Bus}(p) \tag{III. 66}$$

Avec :

$T_{High-Pass\ Filtre}$  la fonction de transfert du filtre passe-haut. Cette fonction de transfert peut donc s'écrire par (III.63) :

$$T_{High-passFilter}(p) = \frac{\tau p}{1+\tau p} \tag{III. 67}$$

Avec :

$\tau$  : constante de temps du filtre.

Le choix de la constante de temps du filtre extrêmement difficile car il dépend de deux paramètres la densité de puissance et la densité d'énergie. C'est deux paramètres peuvent changer en fonction de l'état de santé et du vieillissement des sources ce qui complique la détermination de la bonne constante de temps en fonction de l'usure de la source.

Pour simplifier l'étude, nous allons choisir une constante de temps du filtre constante sans tenir en compte l'état de santé et le vieillissement des sources en temps réel

En fonction de l'équilibre de puissance (entrée/sortie) du convertisseur DC/DC, la puissance fournie par les super condensateurs SC est donnée par (III.64) :

$$P_{SC} = I_{SC} \times V_{SC} = I_{Bus-HF} \times V_{Bus} \quad (III. 68)$$

Avec :

- $P_{SC}$  la puissance dans les super condensateurs,
- $I_{SC}$  le courant fourni par les super condensateurs,
- $V_{Bus}$  La tension du bus continu DC,
- $I_{Bus-HF}$  la composante haute-fréquence du courant de charge

### III.3.9.1 Réglage par mode glissant pour la gestion d'énergie par partage fréquentielle

#### III.3.9.1.1 Asservissement de tension

L'objectif de notre schéma de contrôle est l'asservissement de la tension  $V_{Bus}$ . L'intérêt de la régulation à deux boucles en cascade est d'anticiper la régulation du courant pour faciliter le contrôle de la tension. En effet, la boucle interne est utilisée pour exploiter l'information issue du courant  $I_{Batt}$  et la corriger. Ensuite, c'est la boucle externe qui dirige le contrôle de tension suivant la référence [48].

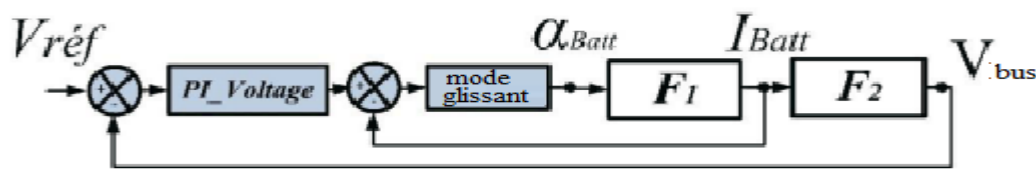


Figure III. 23 Boucle de régulation de tension en cascade

F1 : Modèle de la batterie associée à son convertisseur buck-boost.

F2 : Modèle de bus continu.

Le gain de régulateur PI ont été déterminés par la méthode essais- erreurs. Ceci a été réalisé après le réglage par mode glissant de la boucle interne de courant de la batterie.

### III.3.9.1.1 Asservissement du courant de batterie

L'asservissement de courant permet d'ajuster la valeur du courant à une valeur désirée [7].

Comme il est indiqué sur la Figure (III.24).

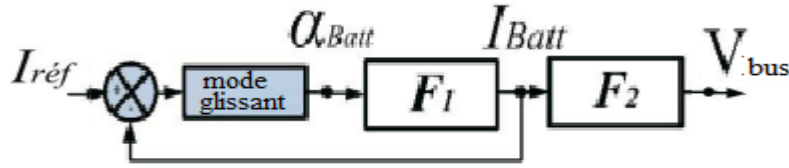


Figure III. 24. Boucle de régulation de courant batterie

Cette boucle de régulation impose une référence de courant de batterie  $I_{batt\_ref}$  et génère une commande en rapport cyclique  $\alpha_{Batt}$

$$S_B = I_B - I_{batt\_ref} \quad (III. 69)$$

Dérivons cette surface par port du temps :

$$\dot{S}_B = \dot{I}_{Batt} - \dot{I}_{Batt\_ref} \quad (III. 70)$$

De l'équation (III.65) on a :

$$\dot{I}_{Batt} = \frac{1}{L}(V_{Batt} - (1 - \alpha_{Batt})V_{bus}) \quad (III. 71)$$

Substitution l'équation (III.71) dans (III.69)

$$\dot{S}_B = \frac{1}{L}(V_{Batt} - (1 - \alpha_{Batt})V_{bus} - \dot{I}_{Batt\_ref}) \quad (III. 72)$$

Durant le mode glissement :  $\dot{S}_B = 0$

$$\alpha_{Batt(equi)} = \frac{-V_{Batt}}{V_{bus}} + 1 + \dot{I}_{Batt\_ref} \cdot \frac{L}{V_{bus}} \quad (III. 73)$$

Durant le mande de convergence :

$$\alpha_{Batt(n)} = -K_{Batt} \text{sign}(S_B) \quad (III. 74)$$

La commande totale vaut :

$$\alpha_{Batt} = \alpha_{B(equi)} + \alpha_{B(n)} \quad (III. 75)$$

$$\alpha_{Batt} = \frac{-V_{Batt}}{V_{bus}} + 1 + \dot{I}_{Batt\_ref} \cdot \frac{L}{V_{bus}} - K_{Batt} \text{sign}(S_B) \quad (III. 76)$$

$K_{Batt}$ : Constante positive.

### III.3.9.1.1 Asservissement de courant de super-condensateur

La boucle de régulation de courant de batterie impose une référence de courant  $I_{sc\_ref}$  et génère une commande  $\alpha_{sc}$

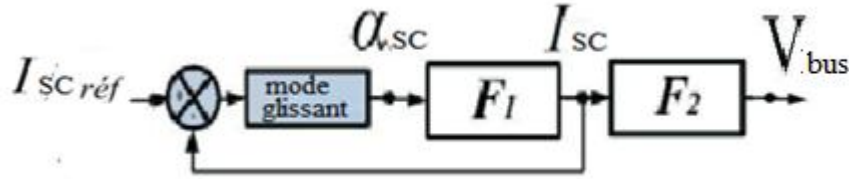


Figure III. 25 Boucle de régulation de courant super condensateur

F1 : Modèle de super-condensateur associée à son convertisseur buck-boost

F2 : Modèle de bus continu

$$S_{SC} = I_{SC} - I_{sc\_ref} \quad (III. 77)$$

Après dérivation nous obtenons :

$$\dot{S}_{SC} = \dot{I}_{SC} - \dot{I}_{sc\_ref} \quad (III. 78)$$

De l'équation (III.65) on a :

$$\dot{I}_{SC} = \frac{1}{L} (V_{SC} - (1 - \alpha_{SC})V_{bus}) \quad (III. 79)$$

Substitution l'équation (III.78) dans (III.77)

$$\dot{S}_{SC} = \frac{1}{L} (V_{SC} - (1 - \alpha_{SC})V_{bus} - \dot{I}_{sc\_ref}) \quad (III. 80)$$

Durant le mode glissement :  $\dot{S}_{SC} = 0$

$$\alpha_{SC(equi)} = \frac{-V_{sc}}{V_{bus}} + 1 + \dot{I}_{sc\_ref} \cdot \frac{L}{V_{bus}} \quad (III. 81)$$

Durant le mande de convergence :

$$\alpha_{SC(n)} = -K_{sc} \text{sign}(S_{SC}) \quad (III. 82)$$

La commande totale vaut :

$$\alpha_{SC} = \frac{-V_{sc}}{V_{bus}} + 1 + \dot{I}_{sc\_ref} \cdot \frac{L}{V_{bus}} - K_{sc} \text{sign}(S_{SC}) \quad (III. 83)$$

$K_{sc}$  : Constante positive.

**III.3.10 Résultat de simulation**

Le but de cette simulation est de valider le concept théorique de partage fréquentiel de puissance discutée lors de la conception de la commande locale. Pour cela, nous considérons comme faisant partie du nouveau cycle européen Conduite NEDC (voir Figure III.26). Ce parcours 100 s correspond à la partie urbaine du cycle NEDC, Celle-ci est intégrée dans simulation grâce à la représentation de la demande d'une source de courant bidirectionnelle de courant d'un véhicule.

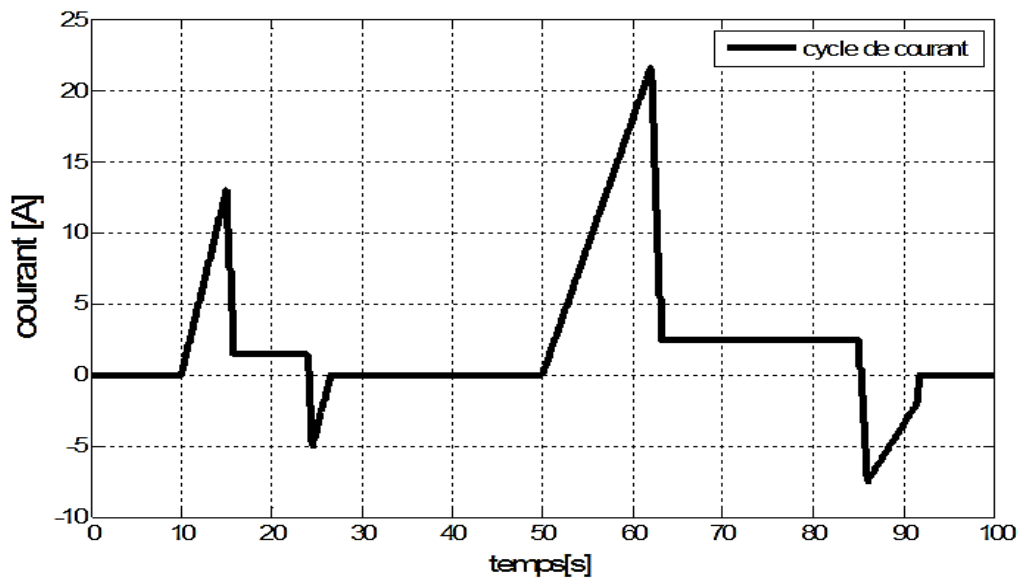


Figure III. 26 Cycle européen Conduite NEDC

**Profile de tension**

Les réponses de la tension de source batterie ( $V_{batt}$ ), de la source super condensateur ( $V_{sc}$ ) et de la tension du bus continue ( $V_{Bus}$ ) sont illustrée dans la Figure III.27. Nous avons remarqué que pendant la durée de déclenchement considérée, la tension du bus continu reste constante à la valeur souhaitée. La tension  $V_{Batt}$  diminue légèrement à mesure que la demande augmente l'énergie . En outre, la tension du supercondensateur a des grandes variations en réponse au courant qui lui est tiré/injecté Les supercondensateurs se chargent parfois et se déchargent parfois.

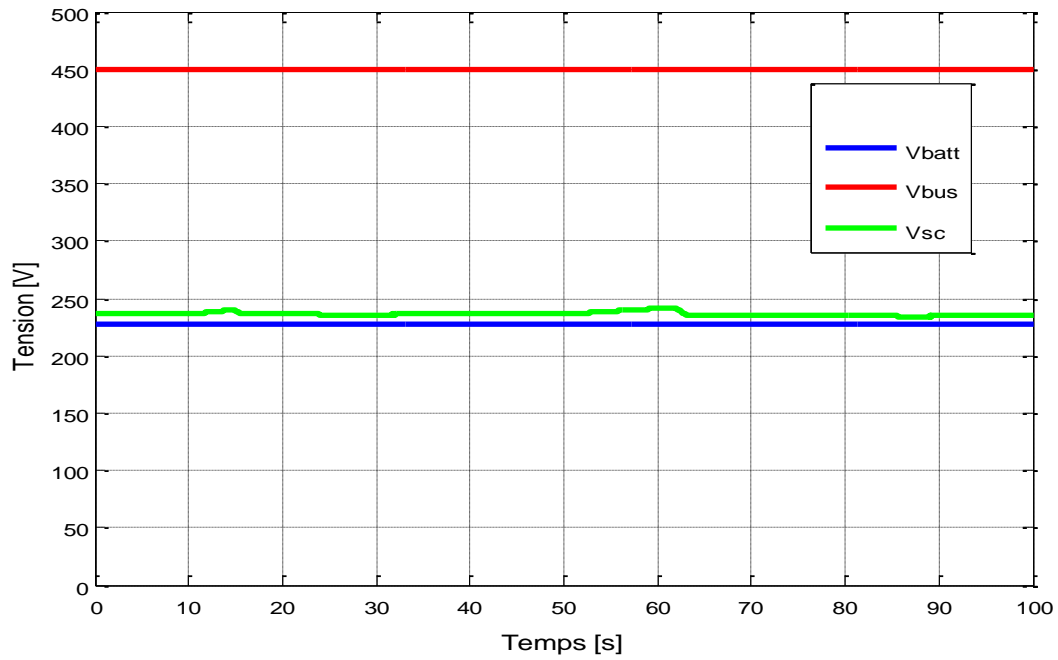


Figure III. 27 Evolution des tensions  $V_{batt}$ ,  $V_{sc}$ ,  $V_{Bus}$

### Profile de courant

La forme d'onde actuelle illustrée à la Figure (III.28) confirme que la batterie fournit un courant presque constant et le super condensateur prend en charge les transitoires de puissance chaque fois qu'ils sont disponibles. Les résultats de simulations ont montré que le courant maximal de la batterie peut être réduit en fonction des préférences de l'utilisateur ce qui assure une meilleure protection de la batterie ainsi qu'une amélioration du temps de service.

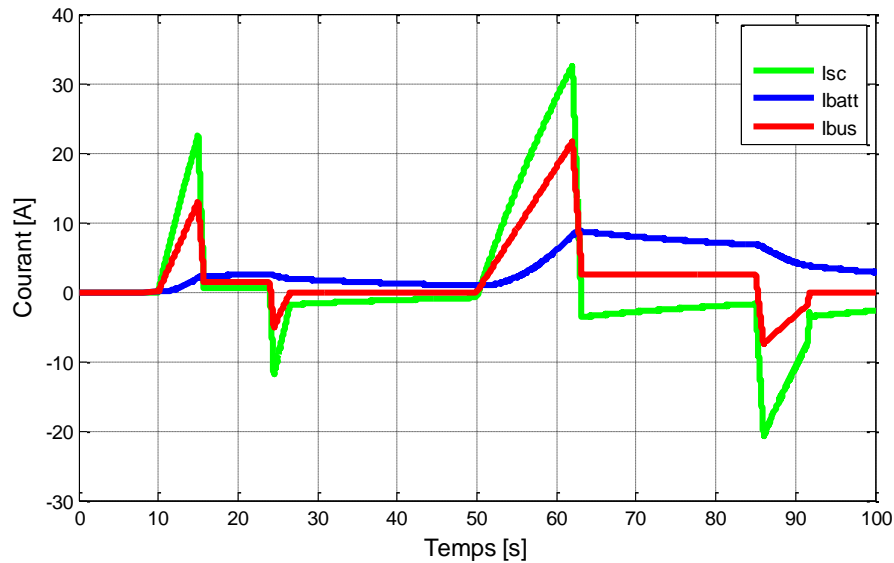


Figure III. 28 Evolution des courants  $I_{batt}$ ,  $I_{sc}$ ,  $I_{Bus}$  sur une portion de cycle

### Rapport cyclique

Comme on peut le voir, les valeurs des tensions de la batterie et du super condensateur respectivement sont différentes. Ainsi, les deux rapports cycliques pour les deux convertisseurs de puissance ont des valeurs différentes, conformément au système d'Equations (III-72), (III-80) (Figure III.29).

En analysant la Figure (III.29), nous constatons que le rapport cyclique de la batterie a une variation autour de 0.34, en même temps le rapport cyclique du super condensateur a une variation comprise entre 0.46 et 0.48, cette variation correspondant à la variation de la tension du super condensateur (Figure III.27, lorsque la tension du bus  $V_{bus}$  est presque constante.

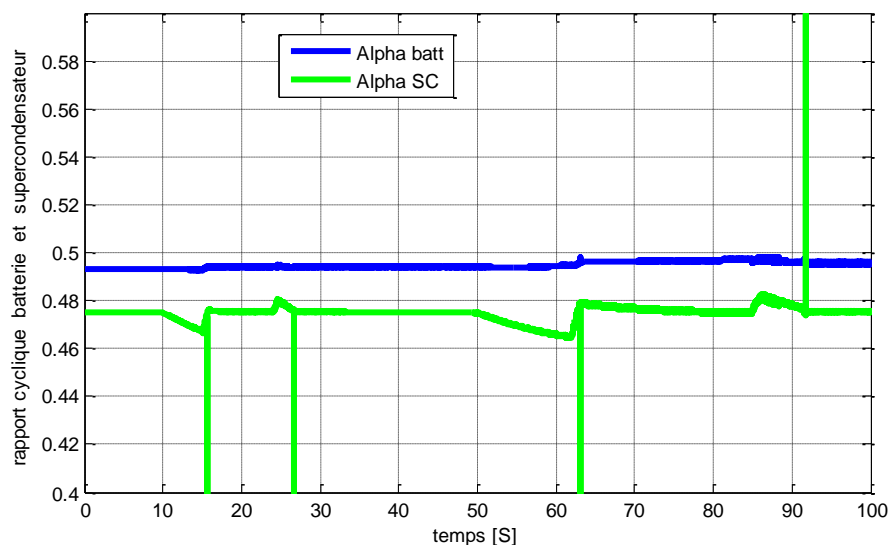


Figure III. 29 : le rapport cyclique de la batterie et le rapport cyclique de super condensateur

**État de charge batterie- super condensateur :**

La Figure (III.30), présenté l'état de charge des deux sources batterie-supercondensateur, nous remarquons que la batterie consommer 0.005% de sa charge initiale pondant la durée de 100 seconde, d'autre part le super condensateur sui l'état de cycle de courant de charge Ibus (la charge et la décharge de super condensateur).

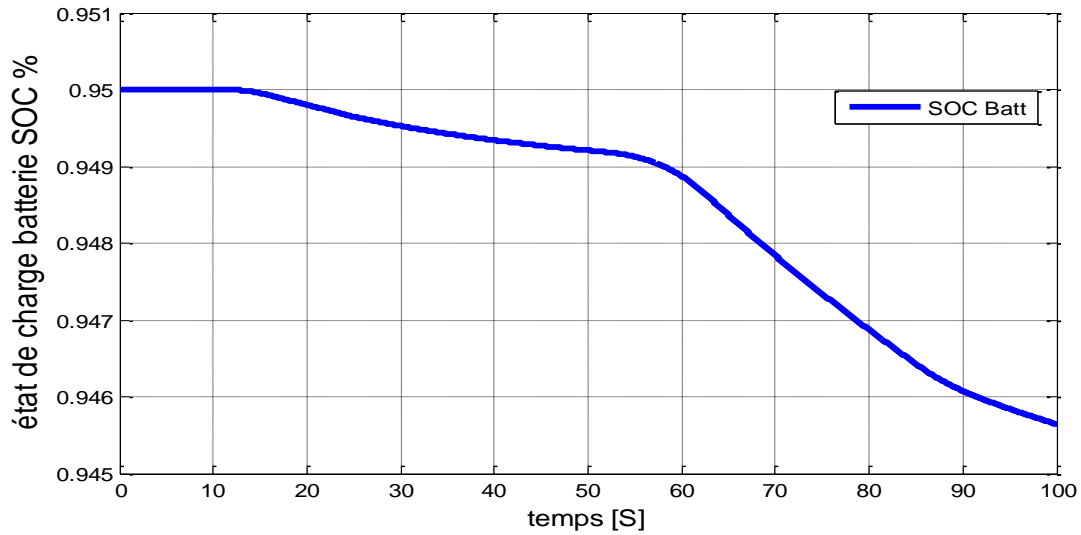


Figure III. 30 Etat de charge de la batterie

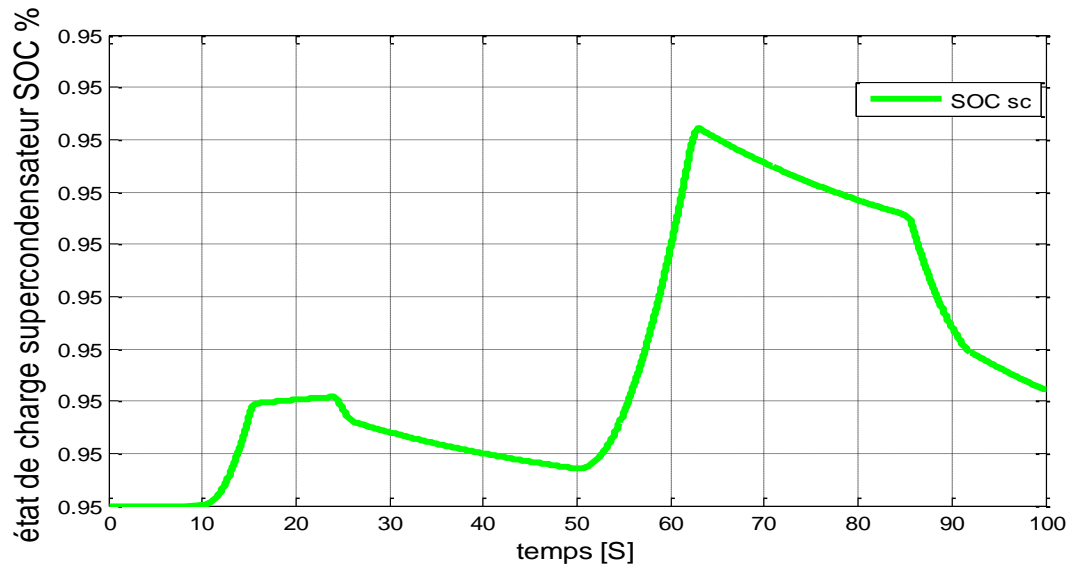


Figure III. 31 Etat de charge de super condensateur



**III.3.11 Influence de la constante de temps sur les performances du système**

Dans cette partie nous testerons les deux sources d'énergie par modifiée la valeur de temps ( $\tau$ ) qui caractérise le partage fréquentiel de puissance, et pour cela nous avons étudié plusieurs cas de valeur  $\tau$  pour voir l'impact de ses variations sur l'évolution des tensions et du courant.

D'apprêt les figure (III.32), (III.33), (III.34), nous remarquons que à  $\tau=0$ , la batterie intervienne seule pour répondre à la demande de puissance de la charge. L'augmentation de la valeur  $\tau$  améliore le lissage du courant de la batterie, mais puisque cette augmentation sollicite trop les super condensateurs, les batteries sont sollicitées plus longtemps pour fournir les demandes de puissance en régime permanent.

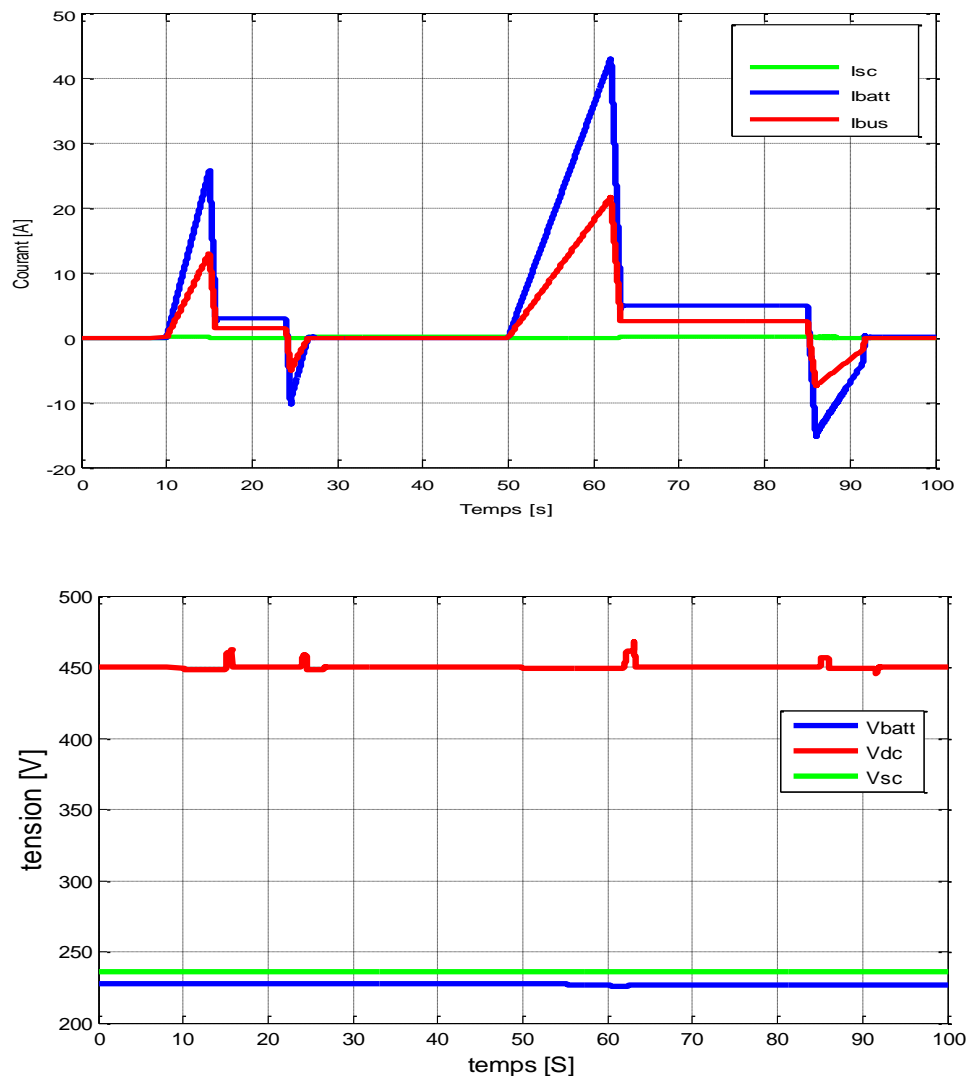


Figure III. 32 Impact de la variation sur l'évolution des tensions et des courants  $\tau = 0$

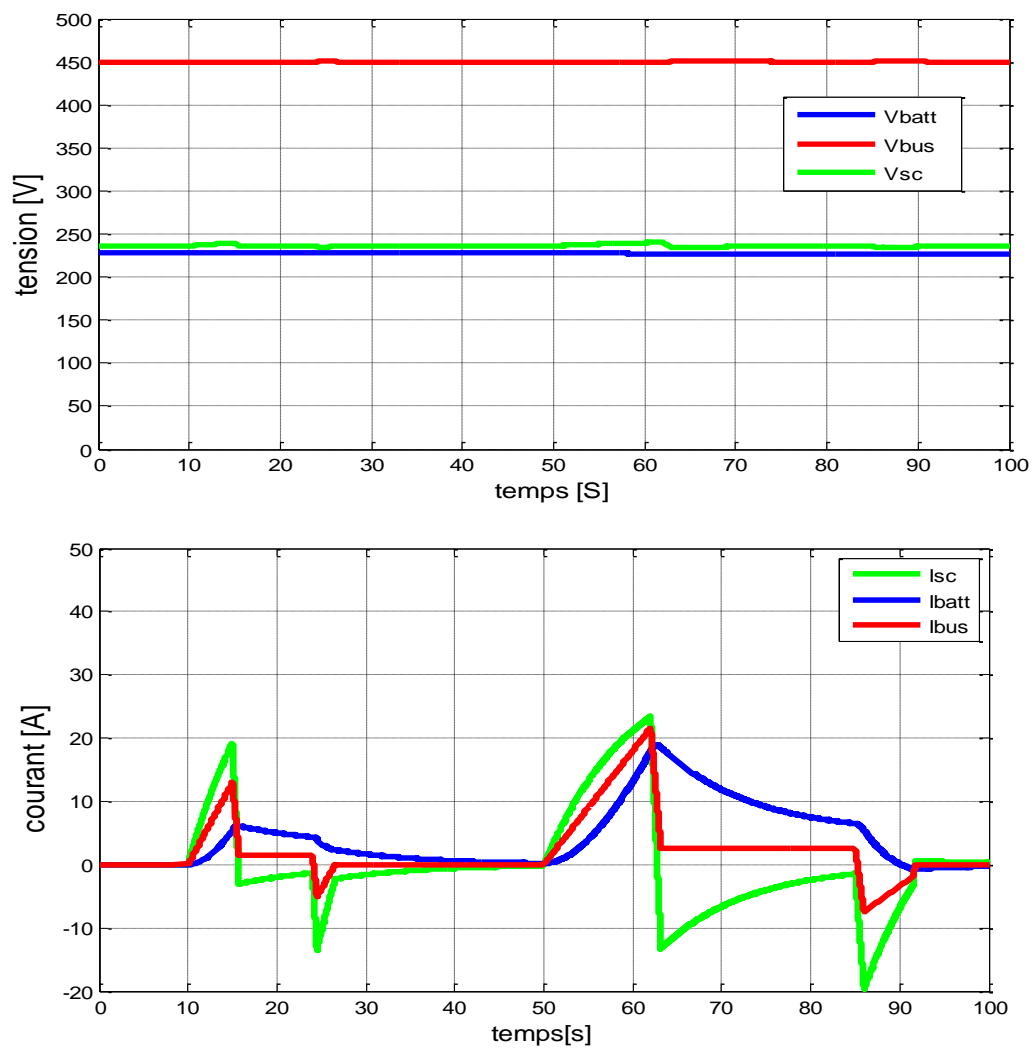


Figure III. 33 Impact de la variation sur l'évolution des tensions et des courants  $\tau = 10$

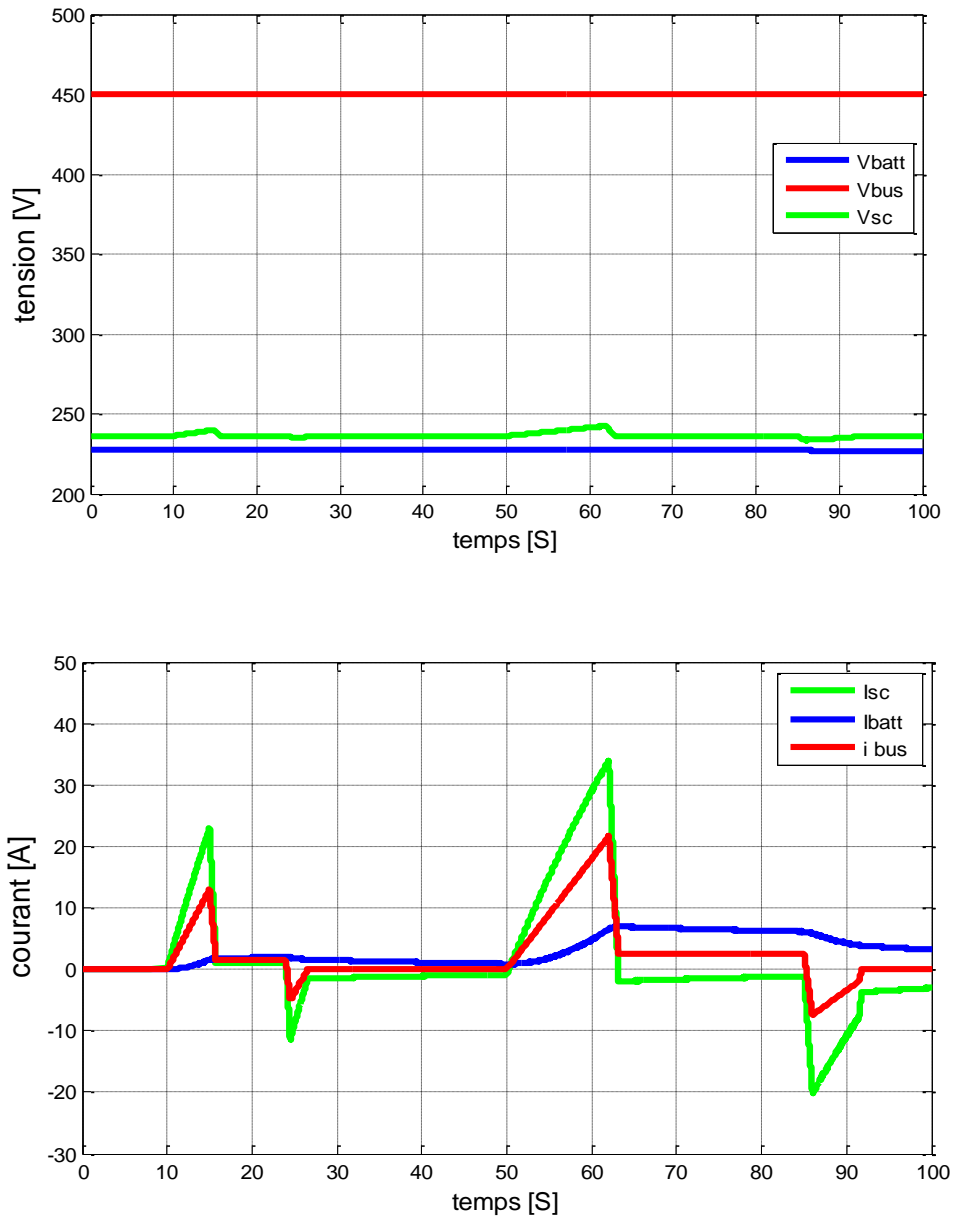


Figure III. 34 Impact de la variation sur l'évolution des tensions et des courants  $\tau = 40$

### III.3.12 Association de l'environnement du conducteur et de système d'alimentation

Dans section, nous allons appliquer l'approche du partage fréquentiel de puissance sur le système de véhicule global composé de l'environnement du conducteur et système d'alimentation en puissance comme l'indique la figure III. 35

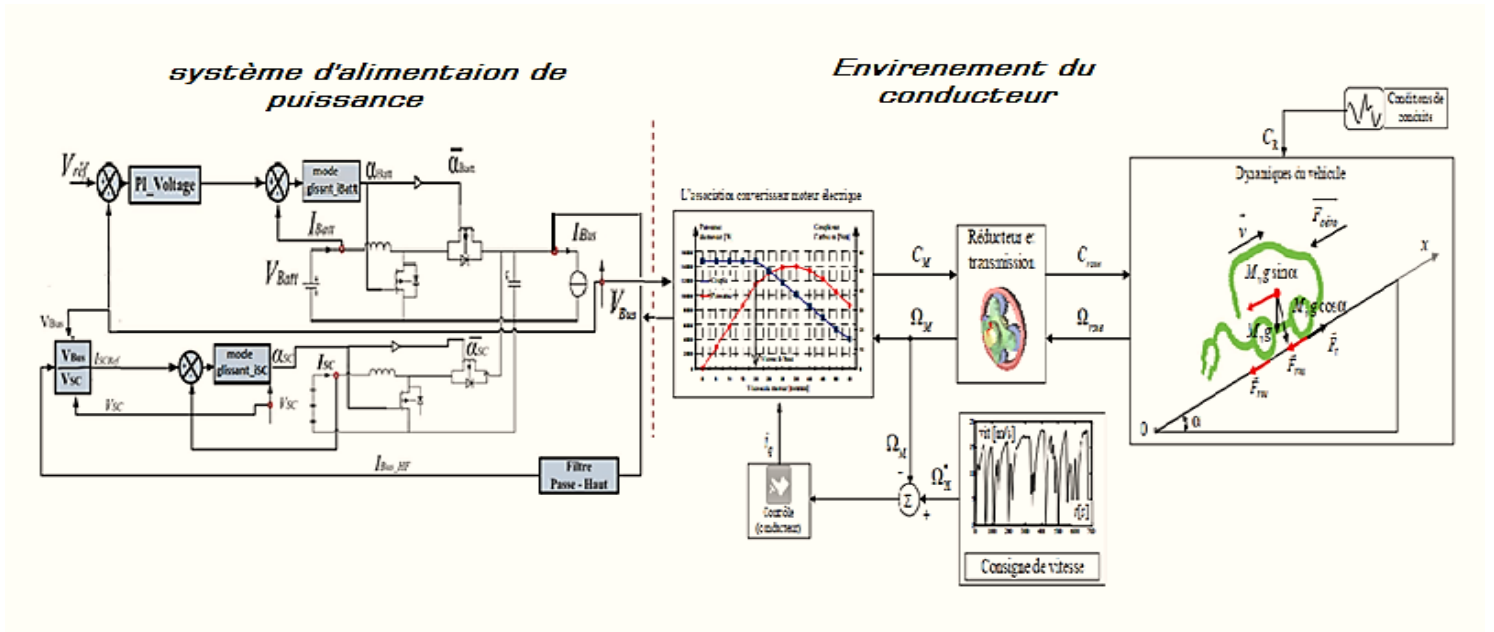


Figure III. 35 Synoptique du système globale

Un profil de vitesse qui correspond au cycle de roulage réel a été appliqué (Figure III.36).

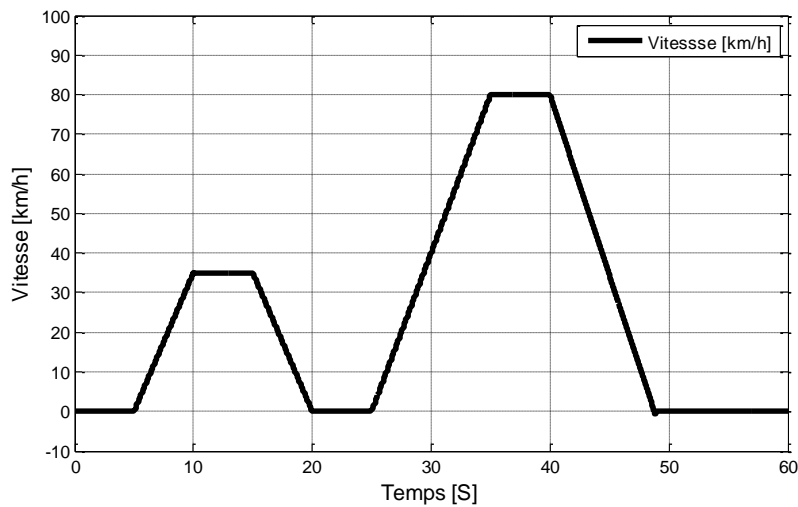
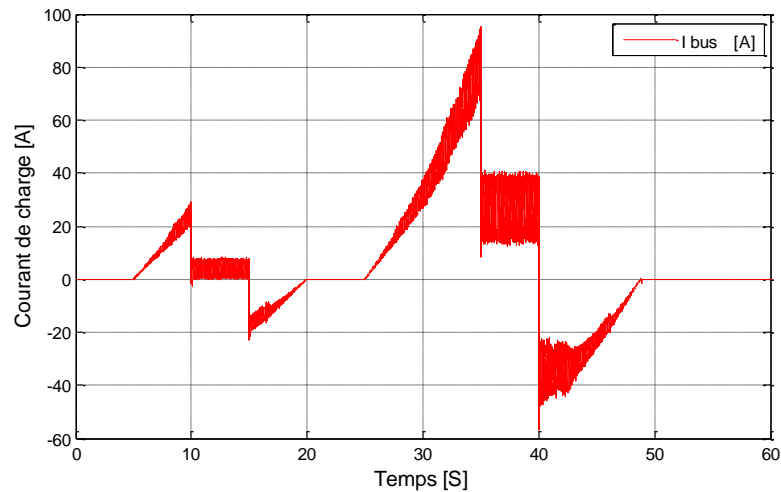


Figure III. 36 Profil de vitesse appliqué

Le courant de charge a été calculé à partir de profil de la vitesse en utilisant les caractéristiques mécaniques et électriques du véhicule (Figure III.37):

$$I_{Bus}[A] = \frac{Vitesse[rad.s^{-1}] \times Couple[N.m]}{V_{Bus}[V]} \tag{III. 84}$$

Figure III. 37 Profil de courant de charge  $I_{Bus}$ 

Le test de poursuite de trajectoire a été effectué en associant le système d'alimentation de puissance. Les résultats de simulations sont présentés sur les figures III.38 et III.39.

On remarque d'après ces figures, que les mêmes performances en termes de qualité d'énergie et de contrôle de bus continu ont été obtenues malgré la présence de quelques ondulations (sur les réponses en courants) qui sont causées essentiellement par la commande de l'onduleur (MLI). Aussi les figures III.40 et III.41 confirment que le réglage par mode glissant des courants de batterie et de super condensateur offre une bonne poursuite de trajectoire.

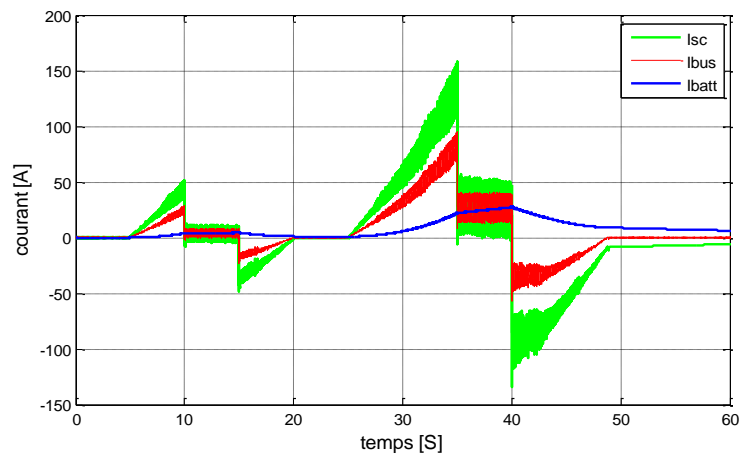


Figure III. 38 Profils des courants de bus, de batterie et de super-condensateur

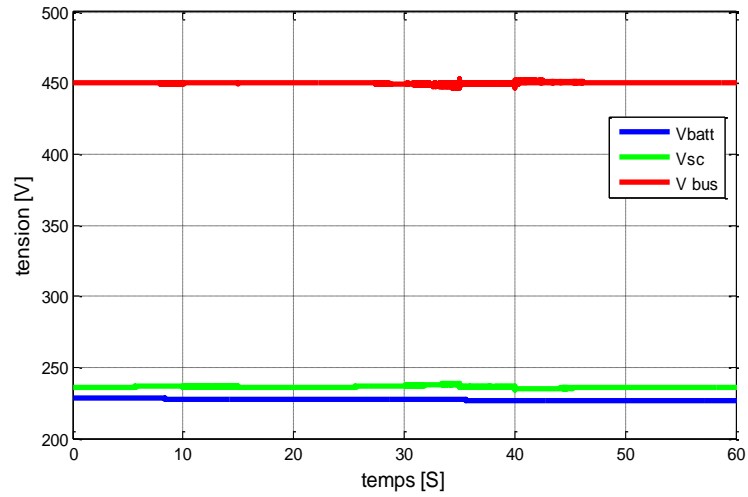


Figure III. 39 Profils des tensions de bus, de batterie et de super-condensateur

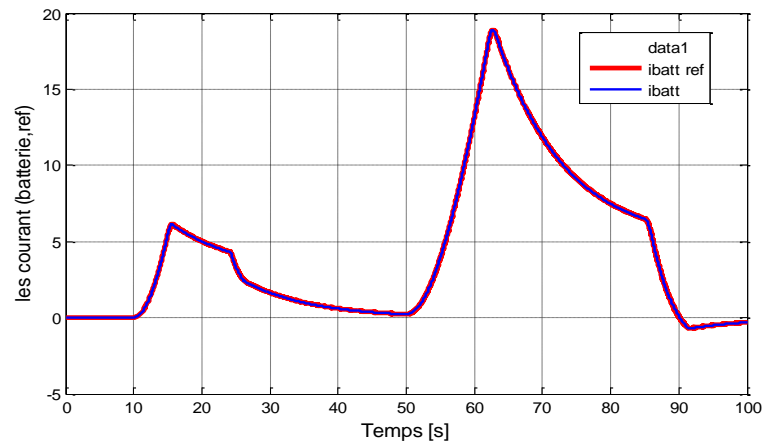


Figure III. 40 : résultat d'asservissement de courant de batterie

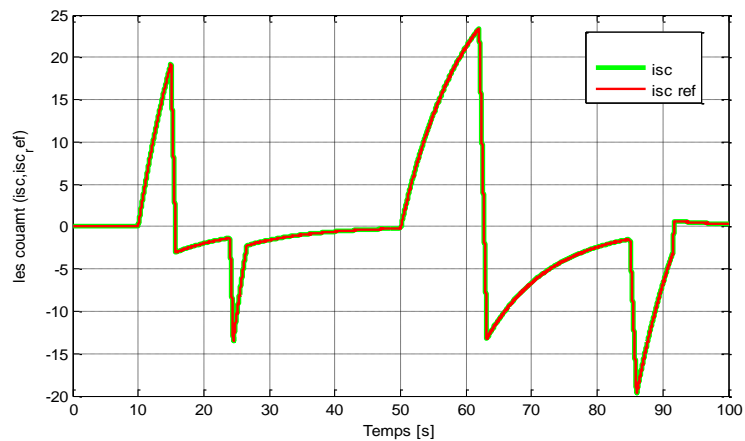


Figure III. 41 : Résultat d'asservissement de courant de super-condensateur

### **III.4 Conclusion**

Dans cette partie, nous avons présentés en premier lieu l'aspect théorique de la technique de commande par mode glissant qui est basé sur la théorie de Lyapunov pour la stabilité de système savoir : sa définition, son principe de commande, et sa conception (choix de la surface de commutation et la loi de commande).

Après, on a procédé à son application pour la gestion d'énergie dans le véhicule électrique à source hybride (batterie et super condensateur) et nous avons présenté les résultats de simulations de la gestion d'énergie de la source d'alimentation batterie- super condensateur basée sur l'approche de partage fréquentiel.

Ces résultats de simulations ont montré que l'asservissement de la tension de bus a assuré une bonne circulation de l'énergie vers la charge. La technique du partage fréquentiel de la puissance entre la batterie et le super-condensateur a prouvé son efficacité et a permis de diminuer fortement les sollicitations en courant sur la batterie et ce qui de diminuer sa taille et d'augmenter sa durée de vie.

# Conclusion générale



L'objectif de ce mémoire été de faire la modélisation et la commande linéaires d'un véhicule électrique propulsé par deux roues motrices commandées indépendamment par un moteur synchrone à aimants permanents à l'aide d'un différentiel électronique.

Nous avons décrit d'abord les différentes architectures, les différents composants qui font partie de la chaîne de traction électrique, et leurs modes de fonctionnement. Cela nous a guidé à définir notre véhicule en termes d'architecture, de motorisation et d'énergie. Le système que nous avons étudié est un véhicule tout électrique à entraînement indirect, propulsé par deux moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) et alimenté par des batteries via deux onduleurs de tension triphasé. Ensuite nous avons étudié la modélisation des parties mécaniques électrique et nous avons présenté le couplage entre les deux modèles mécanique et électrique.

Pour effectuer la commande de la vitesse du véhicule, nous avons appliqué la commande vectorielle par le régulateur classique PI. Ce type de régulateur a donné de bonnes performances en termes de stabilité, rapidité et précision. Mais suite aux tests de robustesse, il apparait que ce réglage classique PI est sensible aux variations paramétriques du système tel que la variation de l'inertie. Ceci est dû essentiellement au calcul du régulateurs PI basé sur le modèle linéaire.

Nous nous sommes orientés après vers la gestion d'énergie dans un véhicule électrique. Deux techniques de commande ont été proposées ; la commande par des régulateurs PI pour l'asservissement de la tension de bus et commande par mode glissant pour le réglage du courant au niveau de batterie et de super. Nous sommes convaincu à la fin que la technique du partage fréquentiel pour la gestion d'énergie offre de bonne performance en assurant l'approvisionnement continu en énergie électrique tout en limitant les variations de tension sur le bus DC.

Un certain nombre de perspectives peut être envisagé :

- \_ La validation expérimentale des lois de commande conçues.
- \_ L'utilisation d'autres théories de commande non linéaire pour la commande en vitesse du véhicule.
- \_ L'optimisation la constante de temps du filtre passe-haut en tenant compte la densité de puissance et la densité d'énergie de la source.
- \_ L'utilisation d'autres approches de gestion d'énergie basée sur l'optimisation, sur l'apprentissage...

## Références bibliographiques

- [1] A. Boucha, ‘‘ réalisation et commande d’un véhicule électrique par espace embarqué ’’, mémoire en vue de l’obtention du diplôme de magister, université d’Oran Mohamed Boudiaf.
- [2] I. Marif et h. Abdat ‘la commande en vitesse d’un véhicule électrique ’’, diplôme de master, université de Tlemcen, 2018/2019.
- [3] A. Payman, contribution à la gestion de l’énergie dans les systèmes hybrides multi-sources multi charges, thèse de doctorat, l’institut national polytechnique de lorraine, 2009.
- [4] K. Maalej, ‘‘ méthodes de gestion d’énergie pour un véhicule électrique hybride et un véhicule électrique à batteries utilisant l’estimation en ligne de la masse ’’, mémoire présenté l’université du Québec à Trois-Rivières, 2014.
- [5] K. Houacine, ‘‘ commande neuro-floue d’une machine asynchrone dans une chaine de propulsion d’un véhicule électrique’’, thèse de doctorat, 2016.
- [6] Hidri.Imed Technologue à l’ISET de Nabeul Institut supérieur des études technologiques de Nabeul Département Génie Electrique D’électronique de puissance Les convertisseurs AC-DC et AC-AC.
- [7]. -Lavabre.M (2001) : Electronique de puissance conversion de l’énergie (Casteilla)
- [8]. -Gy.Chateiger, Michel Boês, Daniel Bouix, Jaque Vaillant (2006) : Manuel de Génie Electrique (Dunod)
- [9] A.Daanoune, ‘‘contribution l’étude et à l’optimisation d’une machine synchrone à double excitation pour véhicules hybrides ’’, thèse de docteur , l’université de Grenoble.
- [10] A. Ametchikou abdou salam et m. Djebbar, ‘‘ étude et commande du glissement longitudinal d’un véhicule électrique’’, mémoire de master, université abou bekr belkaid de Tlemcen, 2020 – 2021.
- [11]. A. Laguidi, "réalisation, conception et commande d’un véhicule électrique", mémoire magister université de Béchar, 2011.
- [12] S. Maa Karoun. Modélisation et simulation dynamique d'un véhicule urbain innovant en utilisant le formalisme de la robotique. phd thesis, 2011.
- [13] Hassan Benariba. Contribution à la commande d'un véhicule électrique. phd thesis, 2018.

- [14]. S. butter Bach, stockage d'énergie électrique par association de batteries au plomb et de super condensateurs pour véhicule lourd, thèse de doctorat, université de technologie de Compiègne, septembre 2012.
- [15].H.Gualous and R. Gullay. Applications des super condensateurs. Technique de l'ingénieur, 2007.
- [16]. Lamri. Nehaoua at ufrst.univ-evry.fr « cours le véhicule automobile : description et terminologie »m2 génie, cours 1, 03/10/2013.
- [17]. Mr. Tabti khatir. Mémoire « développement d'une commande hybride appliquée à la stabilité latérale d'un véhicule électrique » université de technologie d'Oran Mohammed Boudiaf 2015.
- [18]. M. Attou Amine, intitulé du mémoire « commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanent » université Djilali liables de sidi bel-abbes /soutenu le 2011.
- [19]. Salim Maakaroun 'Modélisation et simulation dynamique d'un véhicule urbain innovant en utilisant le formalisme de la robotique' e. Automatique / Robotique. Ecole des Mines de Nantes, 2011. Français.
- [20]. Rahali Abdellatif et yekhlef yassine. Mémoire « commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents par linéarisation entrée-sortie » université aboubakr belkaïd– Tlemcen –faculté de technologie 2015-2016.
- [21].M Fatima Zohra : contribution à la modélisation d'un véhicule électrique à quatre roues motrices et la mise en œuvre d'observateur pour l'estimation des efforts d'interaction roue-sol thèse de doctorat, université usto Oran, 2018.
- [22].X delgerie : conception d'un simulateur de conduite pour véhiculé spyder. Mémoires ded.e. a, université Sherbrooke (Québec) canada, 2013.
- [23]. Direction de la défense et de la sécurité civiles - sous-direction des services de secours et des sapeurs-pompiers - ddsc 1998.
- [24] j. coudons. Algorithmes de commande pour le pilotage d'une direction découplée, thèse doctorat, automatique / robotique. Institut national polytechnique de Grenoble - inpg, 2007.
- [25] y. e. Zhao, j. w. Zhang and x. q. guan, Modelling and simulation of électronique différentiel system for an Electric véhicule with two-motor-wheel drive, -2009 IEEE.

- [26] Mr. Noureddine Bounasla thème de mémoire « commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents université Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [27]. Nassim boutemeur Saïd chaba. Méthode basée sur le dépassement de la réponse indicielle pour le réglage des contrôleurs pid. Masters thèses, université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2017.
- [28] Meslem Zakariya et Nessar Ahmed 'Intitulé du sujet Implémentation d'un régulateur PID sur Arduino nano pour la régulation en position d'un moteur à courant continu' département de génie des électronique 2020.
- [29] Hassanine Zakaria et Zeghoudi Sofiane intitulé du mémoire « commande latérale d'un véhicule électrique » université abou bekr belkaïd de Tlemcen 2020.
- [30]. Aidhoussef et Aina Wafaa, mémoire de master « synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents ». Université abou bekrbelkaïd tlemcen 01 octobre 2013.
- [31]. Tedjani Mesbahi<sup>1</sup>, Nassim Rizoug<sup>1</sup>, Patrick bartholomeus<sup>2</sup>, Philippe lemoigne<sup>2</sup> <sup>1</sup> école supérieure des techniques aéronautiques et de construction automobile, rue georges Charpak bp76121, 53061 laval cedex 9 – france
- [32]. F. Belhachemie « modélisation et caractérisation des super condensateurs à couche double électrique utilisés en électronique de puissance ». Micro et nanotechnologies/microélectronique. Institut national polytechnique de lorraine - inpl, 2001. Français.
- [33]. Y. Cho, H. Miwa, and J. S. lai, "a digital single-loop control of multi-phase dc-dc converter for fuel cell powered truck auxiliary power unit," in power electronics and eccasia (icpe & eccasia), 2011 ieee 8th international conference on, 2011, pp. 2261–2266.
- [34]. Mr Birame m'Hamed, thème de mémoire « commande floue d'un convertisseur ac-dc à upf en cascade avec un convertisseur dc-dc double étage alimentant un système de biberon nage par super capacités d'un véhicule électrique » université de Batna promotion 2003.
- [35]. Annaba Meriem, Reggab Hanna, thème de mémoire « conception d'un observateur pour l'estimation de l'état de charge d'une batterie » université Larbi ben m'hidi Oum el bouaghi. Promotion 2011\_2012.

- [36]. Francisco,M. (2006). “circuit based batterie modèles : à review”. Ii congresoiberoamericano de étudiantes d’ingéniera eléctrica, electrónica y computación, ii cibelec 2006.puerto la cruz, Venezuela, in spanish.<http://www.fglongatt.org.ve/papers.html>).
- [37] A. devie, “caractérisation of lithium-ion batteries usage in Electric and hybride electric véhicules applications”. Thèse de doctorat, université clude bernard - lyon i, 2012.
- [38] Mr Gharbi henni, “modélisation et commande d'un véhicule électrique hybride,” mémoire de magister en génie électrique université hassiba ben Bouali chalef faculté de technologie 2014/2015.
- [39] Mr. Abdel Hadi, “optimisation d’un système de stockage hybride de l’énergie électrique avec batterie et super condensateurs pour véhicule électrique”, thèse de doctorat de l’université de lyon,17/12/2018.
- [40]. Auteurs J. Beckmann, S. Suter-Imesch, M. J. Pauli
- [41], N. denis, "système de gestion d'énergie d'un véhicule électrique hybride rechargeable à trois roues », sherbrooke (québec) canada, mai 2014.
- [42] S .Ferahtia , A. Djeroui ,T.Mesbahi , A.Houari , S.Zeghlache , H.Rezk,and Paul, “ Optimal Adaptive Gain LQR-Based Energy Management Strategy for Battery–Supercapacitor Hybrid Power System” *Energies* 2021, 14, 1660, <https://doi.org/10.3390/en14061660>, Academic Editor: Nicu Bizon.
- [43] M. Karuppiah, K. Karthikumar, and A. Arunbalj, “A transformer less buck-boost converter with PID controller (closed loop controller),” en 2017 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS), 2017, pp. 1–7.
- [44] Adrian Florescu. Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique. Energie électrique. Université de Grenoble, 2012. Français. fftel-00798937v1ff.
- [45], N.denis, "système de gestion d'énergie d'un véhicule électrique hybride rechargeable à trois roues",sherbrooke (québec) canada, mai 2014.
- [46] A. L. Allegre, A. Bouscayrol, and R. Trigui, “Influence of control strategies on battery/supercapacitor hybrid Energy Storage Systems for traction applications,” in 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009, pp. 213–220.

- [47] S .Ferahtia , A. Djeroui ,T.Mesbahi , A.Houari , S.Zeghlache , H.Rezk,and Paul, “ Optimal Adaptive Gain LQR-Based Energy Management Strategy for Battery–Supercapacitor Hybrid Power System” *Energies* 2021,Academic Editor: Nicu Bizon.
- [48] Fazhan Tao, longlong zhu, zhumu fu, pengju si , and lifan sun, “Frequency Decoupling-Based Energy Management Strategy for Fuel Cell/ Battery/Ultracapacitor Hybrid Vehicle Using Fuzzy Control Method” , School of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang , China.

## Annexe

## Paramètre du MSAP

$L_q$	0.0002 H
$L_d$	0.0002 H
$R_s$	0.03 $\Omega$
$f_v$	0.005 Nm.S/rad
$\varphi_{sf}$	0.08 Wb
$P$	4
$P_n$	80 kw
$N_n$	3000 tr/min
$I_n$	280 A

## Paramètre du véhicule

$M$	1000 kg
$l_f$	1.2 m
$l_r$	1.3 m
$d$	0.75 m
$R$	0.26 m
$n$	7
$n_{red}$	0.92
$C_{rr}$	0.01
$C_x$	0.25
$\rho$	1.23 km.m <sup>3</sup>
$P$	4
$g$	9.81
$S_f$	1.9 m <sup>2</sup>

**Paramètres de la batterie**

$E$	4 V
$C$	3.6 Ah
$R_{Batt}$	0.0027 $\Omega$
$N_{bap}$	6
$N_{bas}$	60

**Paramètres de super\_condensateur**

$E_u$	2.7 V
$Q_c$	9500
$R_c$	0.0027 $\Omega$
$N_p$	2
$N_s$	100

**Paramètres du Bus DC**

$C$	0.0022 MF
$L$	0.00058 H



## Résumé

Ce mémoire contribue à la gestion d'énergie dans un véhicule électrique menu d'un système de stockage hybride couplant une batterie lithium-ion et des super-condensateurs.

Tous d'abord une modélisation de la dynamique longitudinale du véhicule électrique a été développée. Ainsi qu'une commande linéaire pour l'asservissement de sa vitesse a été synthétisée.

La stratégie de la gestion d'énergie adoptée dans ce travail est basée sur l'approche fréquentielle. Un contrôle par mode glissant de la tension du bus continu est présenté.

A l'issue des simulations pour ce système à deux sources, il a été prouvé que le contrôle par mode glissant implémenté est performant vu que les mesures suivent bien les consignes imposées par l'approche de la gestion d'énergie. Ainsi que la répartition des énergies et des puissances respecte bien les performances des sources d'énergie mises en jeu.

**Mots clés :** Véhicule Électrique (VE), Modélisation, Machine Synchrone à Aimants Permanents. (MSAP), Régulateur PI, Mode glissant, Gestion d'énergie, Partage fréquentiel...

## Abstract

This memory contributes to the energy management of a hybrid storage system coupling a lithium-ion battery and super-capacitors in electric vehicle.

In first, a modeling of the longitudinal dynamics of the electric vehicle was developed. As well as a linear control for the control of its speed has been synthesized.

The energy management strategy adopted in this work is based on the frequency approach. A sliding mode control of the DC bus voltage is presented.

At the end of the simulations for this two-source system, it was proven that the implemented sliding mode control is efficient since the measurements follow the instructions imposed by the energy management approach. As well as the distribution of energies and powers respect the performance of the energy sources involved.

**Keywords:** Electric Vehicle (EV), Modeling, Permanent Magnet Synchronous Machine. (MSAP), PI regulator, Sliding mode, Energy management, Frequency sharing...

## ملخص

تساهم هذه الذاكرة في إدارة الطاقة في سيارة كهربائية صغيرة لنظام تخزين هجين يقترن ببطارية ليثيوم أيون ومكثفات فائقة.

بادئ ذي بدء ، تم تطوير نمذجة الديناميكيات الطولية للسيارة الكهربائية. وكذلك تم تصنيع تحكم خطي للتحكم في سرعته. تعتمد استراتيجية إدارة الطاقة المعتمدة في هذا العمل على نهج التردد. يتم تقديم التحكم في الوضع المنزلق لجهد ناقل التيار المستمر.

في نهاية عمليات المحاكاة لهذا النظام ثنائي المصدر ، ثبت أن التحكم في وضع الانزلاق المنفذ فعال لأن القياسات تتبع التعليمات التي يفرضها نهج إدارة الطاقة. وكذلك توزيع الطاقات والقوى يحترم أداء مصادر الطاقة المعنية.

**الكلمات المفتاحية:** مركبة كهربائية ، نمذجة ، آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم، منظم، وضع الانزلاق، إدارة الطاقة ، مشاركة التردد