

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département d'Électrotechnique

N° :...../2024

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : Sciences et Technologies

FILIERE: Électrotechnique

SPECIALITE : Commandes Électriques

Thème

Optimisation des boucles de commande dans une chaîne de traction et de charge d'un véhicule électrique

Présenté Par : Djihane KERBOUCHE

Encadré Par : Abdelaziz MAOUCHE

Afaf BOUTINE

Date de soutenance : 01/07/2024

Jury de Soutenance

Président : Nabil LOURCI

Grade : MCB

Univ MSB Jijel

Encadreur : Abdelaziz MAOUCHE

Grade : MCB

Univ MSB Jijel

Examineur : Mahieddine KECHICHEB

Grade :

Univ MSB Jijel

Promotion : 2023 /2024

REMERCIEMENT

Je tiens d'abord à Remercier dieu tout puissant, qui m'a éclairé le bon chemin et que m'a permis de Réaliser ce modeste travail.

Je tiens à exprimer mes chaleureuses gratitudes à Mr. Abdelaziz MAOUCHE pour son aide, son encouragement, sa patience et ses précieux conseils.

Je Remercie également tous les membres de Jury, pour avoir bien voulu évaluer Mon travail.

L'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique pour leurs efforts pendant les années d'études.

En fin J'adresse mon Remerciements les plus profonds et les distinguées à tous ceux qui nous aidons de proche ou de loin pour accomplir ce travail.

إهداء...

من قال أنا لها "نالها"

لم يكن الحلم قريبا ولا الطريق كان محفوفا بالتسهيلات

لكني فعلتها ونلتها.

الحمد لله على لذة الانجاز والحمد لله عند البدء وعند الختام...

إلى من هي في الحياة حياة إليك ينحني الحرف حبًا و إمتنان إليك أُمي...وعليك السلام

إلى من أضاء دروبي وطريقي...إلى من دعمني بلا حدود و أعطاني بلا مقابل...إليك أبي
وبك أفخر

إلى أخواتي الأعراء : إيناس أمينة إيمان عائشة فائزة

أنتم الأمل والرفاق الواتي جعلتم من حياتي أجمل بوجودكم الى جانبي

إلى زملائي في القسم... أنا ممتنة

إلى رفاق الخطوة الأولى والخطوة ما قبل الأخيرة...إلى من كانوا خلال السنين العجاف سحابا
ممطرا

عفاف سارة رميساء رندة رهام بسمة

بهذا العمل، أهدي اليكم جميعا مشاعر الحب والإمتنان، لكم مني كل الاحترام والتقدير

جهان

اهراء

من قال انا لها ...نالها

وانا لها وان ابت رغما عنها اتيت بها.

نلتها وعانقت اليوم مجدا عظيما لم يكن الحلم قريبا ولا الطريق سهلا ولكن.. وصلت.
الحمد لله حبا وشكرا وامتنانا الحمد لله الذي بفضلله أدركت أسمى الغايات.

اهدي بكل حب مذكرة تخرجي الى

الى نفسي العظيمة الفتية التي تحملت كل العثرات وأكملت رغم الصعوبات
الى أعظم اشخاص واعز الناس على روعي داعمي الأول سندي وملاذي بعد الله فخري
واعترازي ...امي وابي

الى من دامت لي اياديهم وقت ضعفي الى ضلعي الثابت وامان قلبي ...اخوتي (راممة، لمياء،
كنزة، سامي، امينة، سماح)

الى اساتذتي الافاضل، شكرا لكم على ارشادكم وتوجيهكم.

علمكم كان النور الذي اضاء طريقتي.

الى أصدقائي الأعرءاء، شكرا لكم على تشجيعكم ومساندتكم لي خلال هذه الرحلة.

عفاف

Table des matières

Résumé

Liste des figures.....	ii
------------------------	----

Introduction général.....	1
---------------------------	---

Chapitre I : System de puissance des véhicules électriques

I.1 Introduction.....	3
I.2.Le véhicule électrique.....	3
I.3.Le système de puissance du véhicule électrique.....	4
I.3.1. Le système de charge des batteries.....	4
I.3.2. Le système de traction du véhicule électrique.....	11
I.4. Conclusion :	13

Chapitre II : Etude structurelle et modélisation du véhicule électrique

II.1 Introduction.....	14
II.2. Constitution du véhicule électrique et types de modèle.....	14
II.3. Modèle mécanique de véhicule :	16
II.3. 2. Les équations du couple et vitesse :.....	22
II.3. 3. Modèle de transmission :	24
II.3. 3. 1. Les engrenages (rapport de réduction) :	24
II.3. 3. 2. Les Roulements :	24
II.3. 3. 3. Le différentiel :	25
II.3. 3. 4. Les cardans :	25
II.3. 4. Les équations de la vitesse et du couple :	27
II.4. Etude du système de puissance (Système électrique) :	29

Chapitre III : Etude du système de puissance d'un véhicule électrique

III.1 Introduction.....	33
III.2. Modélisation de la chaîne de traction	33
III.2.1. Modélisation de la machine synchrone.....	35
III.2.1.1. Machine synchrone à rotor bobiné	36
III.2.2. Modélisation de l'onduleur	43
III.2.2.1. Modèle mathématique d'un onduleur triphasé	43
III.2.2.2. Stratégie de commande des onduleurs :	44
III.2.3. Modélisation des convertisseurs DC/DC	47
III.2.3.1. Modèle mathématique d'un hacheur Buck :	48
III.2.3.2. Modèle mathématique d'un hacheur Buck-Boost	50
III.2.4. Modélisation de la Batterie	53
III.2.4.1. Types de batterie.....	53
III.2.4.2. Modélisation de la batterie :.....	55
III.3. Modélisation du système de charge	62
III.3.1. Les redresseurs AC/DC	64
III.3.1.1. Structure en tension.....	64
III.3.1.2. Structure en courant	65
III.3.1.3. Modélisation du redresseur a MLI	65
III.3.2. Modélisation du Filtre	67
III.3.2.1. Modélisation d'un Filtre RLC (LC également)	67
III.3.2.2. Etude d'un filtre du premier ordre RC	69
III.3.3. Convertisseur élévateur Boost.....	71
III.3.4. Modélisation de la Batterie.....	73
III.4. Etude du système de charge de la batterie basse tension.....	73

III.4.1. Onduleur en pont complet (Convertisseur DC-AC)	75
III.4.2. Transformateur isolation galvanique.....	76
III.4.2.1. Principe de Fonctionnement :.....	76
III.4.2.2. Modélisation du modèle de transformateur :.....	77
III.4. 3. Redresseur en pont complet (AC-DC).....	78
III.4. 4. Buck Simple (DC-DC)	79
III.4.5. Conclusion.....	79

Chapitre IV : Etude de commande d'un système de puissance

IV.1. Introduction.....	80
IV.2. Commande du système de puissance en mode traction.....	80
IV.2.1. Commande du convertisseur Buck (DC/DC).....	81
IV.2.2. Commande du convertisseur Buck-Boost (DC/DC).....	83
IV.2.3. Commande de la machine synchrone à rotor bobiné.....	86
IV.2.3.1. Stratégies de commande des moteurs.....	86
IV.2.3.2. Stratégies de la commande par mode glissant.....	86
IV.2.3.3. Commande par mode glissement de la machine synchrone.....	88
IV.4. Simulation du fonctionnement de la chaîne de traction.....	93
IV.5 Conclusion.....	102
Conclusion générale.....	103

Références

Annexes

Liste des figures

Chapitre I

Fig (I.1)	Schéma de structure simplifié d'un véhicule électrique	03
Fig (I.2)	Nissan Leaf 2013 et carter du chargeur	05
Fig (I.3)	Topologie associée au système de charge de la Nissan Leaf	05
Fig (I.4)	BMW i3 2016 et carter du chargeur, source	06
Fig (I.5)	Composants du chargeur de la BMW i3, source	06
Fig (I.6)	(a) BYD e6 2015, (b) Carter du chargeur, source	07
Fig (I.7)	Topologie du chargeur de la BYD e6, source	07
Fig (I.8)	(a) Renault Zoe ZE 2013, (b) Carter du chargeur dit Caméléon, (c) Topologie du chargeur pour une recharge de type triphasée, source	08
Fig (I.9)	Les éléments principaux constituant une chaîne de traction	11
Fig (I.10)	Représentation schématique des modèles utilisés pour chaque composant	12

Chapitre II

Fig (II.1)	Modèle de base d'un véhicule électrique.	15
Fig (II.2)	Les forces appliquées sur le véhicule.	16
Fig (II.3)	Schéma simplifié pour la détermination de la pente.	18
Fig (II.4)	Conditions de roulage (Exemple)	20
Fig (II.5)	Forces appliqués au véhicule	21
Fig (II.6)	Représentation simplifiée du modèle véhicule.	22
Fig (II.7)	Couple, vitesse et puissance de transmission	23
Fig (II.8)	Les différents types d'engrenages, (a) : engrenages denture droit, (b) : engrenages à vis sans fin, (c) : engrenage conique	24
Fig (II.9)	Les différents types des roulements, (a) : roulement à rouleaux conique, (b): roulement à bille a contact oblique, (c) : roulement à rouleaux conique	25
Fig (II.10)	Bloc mécanique réel d'un différentiel	25
Fig (II.11)	Bloc réel du cardan d'un véhicule	26
Fig (II.12)	Bloc réel de transmission d'un véhicule électrique	26
Fig (II.13)	Schéma cinématique d'un système de transmission	27
Fig (II.14)	Schéma bloc du modèle de transmission	28
Fig (II.15)	Couple, vitesse et puissance coté moteur	29
Fig (II.16)	Schéma de puissance d'un véhicule électrique.	30

Chapitre III

Fig (III.1)	Système de puissance, partie traction	34
Fig (III.2)	Figure III.2. Les différents types des machines synchrones	36
Fig (III.3)	Figure III.3. Bloc réel un rotor bobiné d'une machine synchrone.	36
Fig (III.4)	Figure III.4. Moteur synchrone à rotor bobiné à 2p pôles saillant avec enroulement en couplage étoile	37
Fig (III.5)	Figure III.5. Représentation schématique du repère triphasé d'une MSRB	38
Fig (III.6)	Représentation symbolique de la machine synchrone dans le repère dq .	40

Fig (III.7)	Couple électromagnétique du moteur	41
Fig (III.8)	Vitesse du moteur en Rad/S	42
Fig (III.9)	Courant Id et Iq de la MSRB	42
Fig (III.10)	Schéma d'un onduleur triphasé	43
Fig(III.11)	Principe du MLI triangulo-sinusoidale	45
Fig (III.12)	Les impulsions de commande	46
Fig (III.13)	Les tensions des phases de l'onduleur en fonction du réf pour plusieurs fréquences	46
Fig (III.14)	(A) Hacheur Buck, (B) Hacheur Buck-Boost	47
Fig (III.15)	(a) Hacheur Buck en état « On », (b) Hacheur Buck en état « Off ».	48
Fig (III.16)	Exemple de simulation d'un Hacheur Bucken boucle ouverte (tension d'entrée 80V).	50
Fig (III.17)	Hacheur Buck-Boost pendant l'état « On » à gauche, et pendant l'état « Off » à Droite.	50
Fig (III.18)	Simulation Hacheur Buck-boost en boucle ouverte (Ve=420V).	52
Fig (III.19)	Schéma fonctionnel de la batterie	53
Fig (III.20)	Batteries au plomb	54
Fig (III.21)	Batteries Nickel-Métal Hydrures	54
Fig (III.22)	Les composants d'une batterie lithium-ion	55
Fig (III.23)	Représente la vue interne d'une batterie	55
Fig (III.24)	Circuit équivalent de la batterie (pour une cellule), Modèle statique	56
Fig (III.25)	La tension à vide (OCV) aux bornes d'une cellule Li-ion en fonction du SOC	57
Fig (III.26)	La résistance interne (DCR) d'une cellule (Li-ion) en fonction du SOC et la T (°C)	58
Fig (III.27)	L'état de charge (SOC) en fonction du temps	58
Fig (III.28)	La tension fournie par une cellule en fonction de temps	59
Fig (III.29)	La tension fournie par une cellule en fonction de SOC	59
Fig (III.30)	La tension d'une cellule au pack batterie	60
Fig (III.31)	Tension en situation de décharge d'une batterie Lithium-ion	61
Fig (III.32)	Courant de batterie Lithium-ion en situation de décharge	61
Fig (III.33)	Schéma du système de puissance, partie charge	63
Fig (III.34)	Structure du redresseur de tension	64
Fig (III.35)	Structure du redresseur de courant	65
Fig (III.36)	La tension de la sortie d'un redresseur en MLI	66
Fig (III.37)	Filtre du deuxième ordre RLC passe-bas	67
Fig (III.38)	Filtre du premier ordre RC passe-bas	69
Fig (III.39)	Filtrage du premier ordre et du deuxième ordre d'un signal bruité	71
Fig (III.40)	Hacheur Boost	71
Fig (III.41)	(a) Hacheur Boost en état « On », (b) Hacheur Boost en état « Off »	71
Fig (III.42)	Schéma du système de puissance, système de charge de la batterie 12v	74
Fig (III.43)	Onduleur en pont complet	75
Fig (III.44)	Tension d'un onduleur en pont complet	75
Fig (III.45)	Transfo a isolation galvanique	76
Fig (III.46)	Modélisation de transformateur	77
Fig (III.47)	Tensions aux bornes d'un transformateur	77
Fig (III.48)	Schéma d'un redresseur en pont complet	78
Fig (III.49)	Tension d'un Redresseur en pont complet	78
Fig (III.50)	La tension de la sortie dans le cas d'hacheur Buck pour une tension redressé 100V au 12V.	79

Chapitre IV

Fig (IV.1)	Représentation des différentes lois de commande du système de traction	80
Fig (IV.2)	Schéma du réglage PID en boucle fermée	82
Fig (IV.3)	La tension d'excitation régulée de l'hacheur Buck (de 400V à 100V en permanence).	83
Fig (IV.4)	Schéma du réglage PID du convertisseur Buck-Boost	84
Fig (IV.5)	La tension régulée du convertisseur Buck-Boost (400V en permanence).	85
Fig (IV.6)	La tension d'entrée de l'hacheur Buck-Boost.	86
Fig (IV.7)	Plan de phase et la fonction de commutation	87
Fig (IV.8)	Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie de trois surfaces	88
Fig (IV.9)	Evolution des grandeurs mécaniques de la MS	92
Fig (IV.10)	Le courant rotorique i_f de la MSRB	92
Fig (IV.11)	Le module du flux ϕ_d et ϕ_q	92
Fig(IV.12)	Le flux rotorique ϕ_f	93
Fig(IV.13)	Les courants statorique i_{sa} , i_{sb} et i_{sc}	93
Fig(IV.14)	Représentation simplifié de la chaîne de traction	94
Fig(IV.15)	Conditions de roulage (du deuxième chapitre)	95
Fig(IV.16)	Couple et vitesse coté moteur synchrone.	96
Fig(IV.17)	Architecture d'une chaîne de traction (avec commande et conducteur).	97
Fig(IV.18)	Evolution des grandeurs mécanique de la MS	98
Fig(IV.19)	Evolution des grandeurs électromagnétiques de la machine	99
Fig(IV.20)	Erreurs de poursuite commise en commande de vitesse de la machine.	100
Fig(IV.21)	Simulation de la décharge d'une batterie Li-ion	101

Résumé

Ce travail de fin d'étude porte sur le véhicule électrique VE qui se définit par une automobile qui se propulse par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Le premier axe de ce mémoire était orienté à la modélisation dynamique longitudinale du véhicule électrique. Le deuxième chapitre est destiné à la présentation du système de puissance, et ces parties de charge et de traction, ainsi, la troisième partie est réservée à la modélisation et la simulation du fonctionnement des éléments constituant les systèmes de traction et de charge. La modélisation et la simulation de la commande de la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB), cet actionneur était alimenté par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI triangulo-sinusoïdale. Le dernier axe était destiné à la commande de la chaîne de traction et ces composants, là où on a mis des régulateurs PI classiques pour la commande des convertisseurs DC-DC indispensables pour le fonctionnement de la machine et du véhicule, pour la commande de la machine on a appliqué une technique de réglage robuste à savoir : le réglage par mode de glissement. Les résultats obtenus durant les simulations ont montré les performances et une meilleure robustesse de cette commande en présence des contraintes imposées par les conditions de roulage du véhicule.

Mots clés : Véhicule Électrique (VE), Modélisation, Machine Synchrone à rotor bobiné, Onduleur de tension, Convertisseur DC-DC, Commande , Mode glissant.

Introduction générale

La réduction de la consommation des hydrocarbures et par conséquent les émissions polluantes dans le secteur automobile est un enjeu important, et le marché du véhicule propre s'ouvre donc de plus en plus. Ainsi, la nécessité de rendre les automobiles plus propres, conjugué au besoin naissant d'un nouveau type de consommateur de ce secteur, pousse les constructeurs à proposer des véhicules plus sobres [17]. Une solution, qui permet d'éviter la consommation des combustibles pour ce type d'application et de ne plus émettre de gaz à effets de serre notamment dans les milieux urbain.

Cependant, le passage d'un parc automobile mondial fonctionnant actuellement quasi exclusivement au gasoil, essence ou gaz, vers un parc d'automobiles exclusivement électriques, ne peut être réalisé directement. Il faut en effet respecter certaines contraintes industrielles et économiques incontournables. Le passage du véhicule conventionnel au véhicule électrique est donc un travail à réaliser pas à pas, en partant des technologies bien maîtrisées actuellement [18].

Ce secteur va donc entraîner dans les années à venir une activité importante des constructeurs en termes de recherche et de développement car de nombreuses solutions apparaissent et doivent faire leurs preuves. Aujourd'hui, des nombreux systèmes de gestion de l'énergie ont été définis pour les véhicules électriques. Mais il existe encore de nombreuses opportunités pour renforcer [19], simplifier les architectures électriques et améliorer l'adéquation entre le véhicule et son infrastructure de charge, mais aussi, développé l'utilisation des machines électriques pour la motorisation des véhicules. Les machines synchrones se distinguent des autres types de machines électriques par leur capacité à fonctionner à une vitesse de rotation constante synchronisée avec la fréquence du courant alternatif d'alimentation. Parmi les machines synchrones, on trouve les machines synchrones à rotor bobiné, qui se différencient des machines synchrones à rotor cage d'écureuil ou à aimants permanents. Les machines synchrones à rotor bobiné offrent une plus grande flexibilité et un meilleur contrôle de la puissance réactive par rapport aux machines à rotor cage d'écureuil ou à aimants permanents. Cependant, elles sont souvent plus complexes et plus coûteuses à fabriquer et à entretenir.

L'objectif de ce mémoire est l'étude structurelle, la modélisation et l'étude de la commande d'une chaîne de traction et de charge pour véhicule électrique ainsi que l'association des éléments modélisés.

Le premier chapitre est consacré à la présentation simplifiée des systèmes de puissance des véhicules électriques et des systèmes de charge des batteries. Dans le deuxième chapitre on s'intéresse à présenter et modéliser le véhicule électrique en tenant compte des différentes forces qui peuvent faire face, aérodynamique, mécanique, électriques ...etc, ensuite, et dans le troisième chapitre on s'intéresse à présenter et modéliser les modèles des différents éléments de la chaîne de traction et charge, et la commande d'onduleur en utilisant la commande par modulation de la largeur d'impulsion triangulo-sinusoidale.

Le quatrième chapitre de ce mémoire est consacré à l'étude de commande de l'association et à la simulation de la chaîne de traction, en utilisant différentes techniques de commande des hacheurs et du moteur électrique, Après les présentations des schémas d'associations, nous effectuons des simulations pour montrer la validité des modèles étudiés et arriver à quelques discussions et conclusions.

Ce mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives que nous devons citer.

I.1. Introduction

L'arrivée de l'électricité dans les éléments de traction des véhicules recouvre différents modèles suivant la façon de produire ou de stocker cette électricité à bord. Dans tous les cas les véhicules électriques ont un ou des moteurs électriques qui fournissent l'énergie mécanique nécessaire au véhicule. Ces moteurs peuvent être alimentés par de l'électricité stockée à bord via des batteries ou fabriquée sur le véhicule à partir d'un combustible. Ce combustible peut-être de l'hydrogène associé à une pile à combustible ou de l'essence associé à un alternateur. Plusieurs combinaisons sont donc possibles mais à l'heure actuelle les constructeurs ont opté pour l'approche des batteries.

L'objectif de ce chapitre est d'expliquer de manière simple les divers éléments constituant les véhicules électrique, leur composition et leur mode de fonctionnement, tout en réalisant une étude approfondie du système de puissance des voitures électrique.

I.2. Le véhicule électrique

Dans le contexte automobile actuel de réduction des émissions de CO₂, une réponse semble être apportée par le véhicule électrique, zéro-émission. Ce type de véhicule n'est pas tout récent. Notons ainsi que la première voiture à dépasser les 100km/h était électrique : il s'agit de la « Jamais contente » conçue en 1899 par une compagnie belge [1]. Dans le cas des véhicules "tout électrique", les moteurs sont alimentés par des batteries et reliés aux roues motrices. Un ordinateur contrôle, gère et régule la puissance. Une fiche de raccordement au réseau électrique permet le chargement des batteries. Le schéma suivant montre une structure simplifiée des éléments des véhicules électriques.

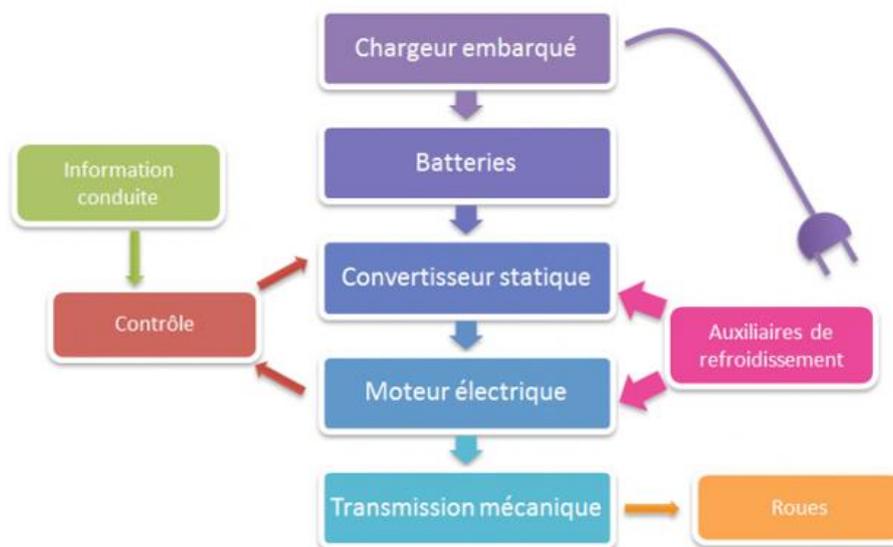


Fig.I.1 : Schéma de structure simplifié d'un véhicule électrique

Le principe représenté par cette figure est très simple : à la place d'un moteur thermique (essence ou diesel), un VE est équipé d'un moteur électrique alimenté par une batterie directement intégrée au véhicule, bien sur, des convertisseurs de puissances doivent être utilisés pour assurer ce passage de puissance, de plus, un système de charge de batterie doit être existant dans le système de puissance du véhicule. Une fois le système de puissance, de charge et de traction est bien conçu, tout le challenge reste alors de proposer un véhicule avec des meilleures performances, le tout au service du confort et de la tranquillité du conducteur et de ses passagers.

I.3. Le système de puissance du véhicule électrique

Le véhicule électrique comprend essentiellement un système de charge de batterie qui joue le rôle du réservoir à carburant ainsi qu'un système de traction qui assure le passage de l'énergie électrique en énergie mécanique sur les roues du véhicule électrique. Dans ce qui suit, nous allons présenter les deux systèmes de puissance de charge et de traction des véhicules électriques.

I.3.1. Le système de charge des batteries

Le système chargeur, quant à lui, gère la charge entre la borne de recharge et les besoins en énergie des batteries [2]. Pour pouvoir étudier ce système, il faut d'abord distinguer, qu'actuellement, nombreux sont les constructeurs automobiles qui propose des modèles tout électriques. Les performances en termes d'autonomie, d'accélération, de vitesse maximale et de mode de recharge sont très dispersées. Nous pouvons, à titre d'exemples cité [1] :

- BMW Mini E à batterie Lithium-Ion (35kWh)
- Mitsubishi iMiEV (16kWh)
- Nissan LEAF (24kWh)
- Think City (24,5kWh)
- Renault qui présente une gamme de plusieurs, la plus produite est la Renault zoé.

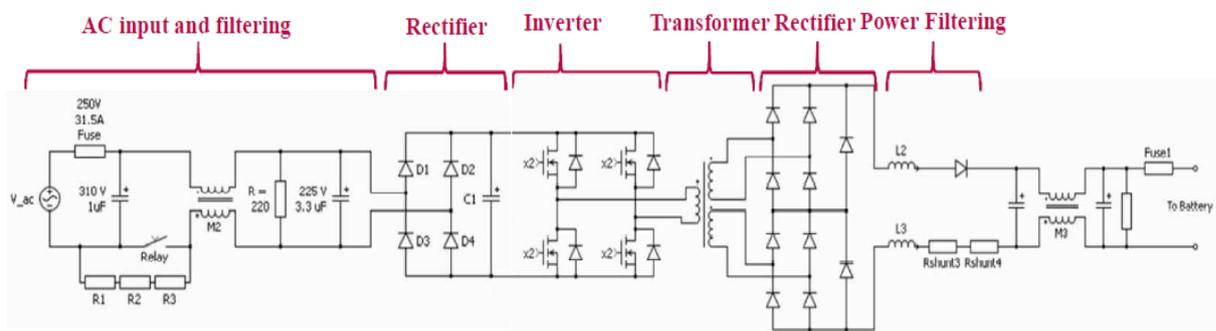
Les VE étant commercialisés dans divers pays, leurs chargeurs doivent souvent s'adapter à différents niveaux de tensions des réseaux électriques des pays en question. C'est la raison pour laquelle les chargeurs peuvent inclure deux types de fonctionnalités : abaisseur et élévateur de tension. Nous présenterons des chargeurs à cordon embarqués à bord des VE à titre d'exemples Nissan LEAF, BMW i3 et autres, mais également, des Chargeur embarqué, intégré à la chaîne de traction comme celui de la zoé et de la BYD e6.

a- Nissan Leaf : Le Chargeur embarqué autonome et isolé du réseau

Dans le cas de la Nissan Leaf, le chargeur autonome embarqué est isolé (isolation galvanique) du réseau électrique [3]. La figure I.2 montre le carter du chargeur et l'image du véhicule, et, la figure I.3 montre la topologie associée à ce convertisseur de puissance. Ce dernier est composé d'un étage d'entrée, connecté au réseau électrique alternatif monophasé, capable d'assurer les fonctions de redressement de la tension d'entrée et de correction du facteur de puissance de type élévateur de tension, autrement dit Boost, suivi d'un onduleur. La sortie de l'onduleur est caractérisée par une isolation galvanique, sous forme d'un transformateur à deux enroulements secondaires, pour isoler l'étage primaire connecté au réseau de la sortie du chargeur. Chaque enroulement secondaire alimente un pont redresseur à base de diodes. Les tensions en sortie de ces redresseurs sont additionnées pour former la tension continue DC imposée en sortie du chargeur et adaptée à la tension de la batterie.



FigI.2. Nissan Leaf 2013 et carter du chargeur [4]



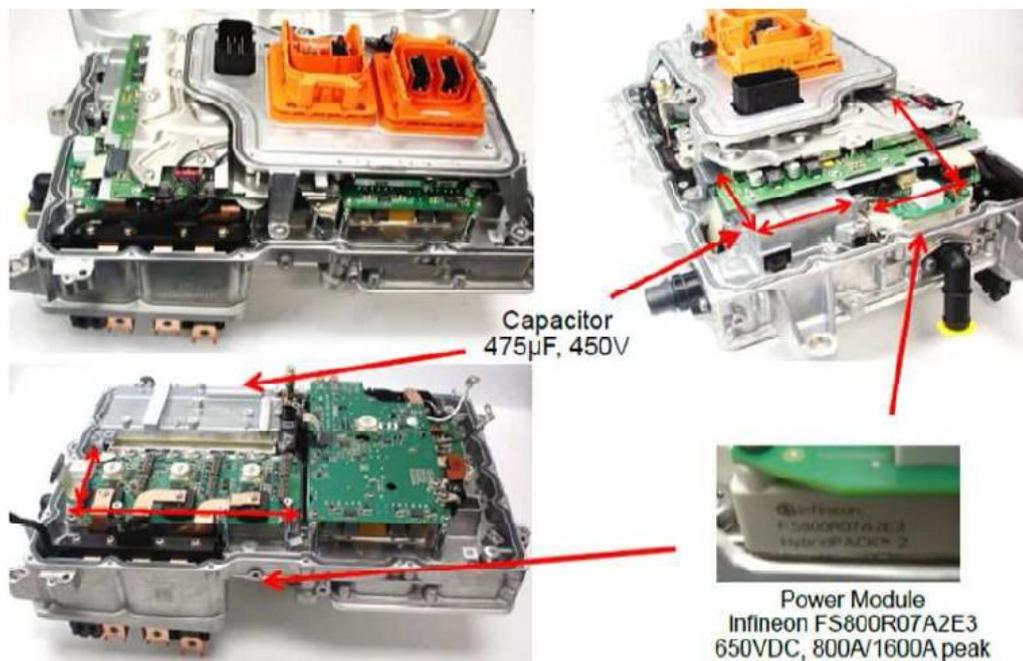
FigI.3. Topologie associée au système de charge de la Nissan Leaf

b- BMW i3 : Chargeur embarqué et isolé du réseau

Le véhicule électrique BMW i3 est équipé d'un chargeur embarqué isolé du réseau électrique. Le carter donnant une indication de volume, les dispositions internes des constituants du chargeur et les technologies employées sont illustrés à la figure 1.4. Ce chargeur est adapté à une charge de puissance de 3,7 kW - 7,4 kW ou 11 kW. Un chargeur rapide DC/DC (50 kW) est vendu en option avec le VE.



FigI.4. BMW i3 2016 et carter du chargeur, source [5]



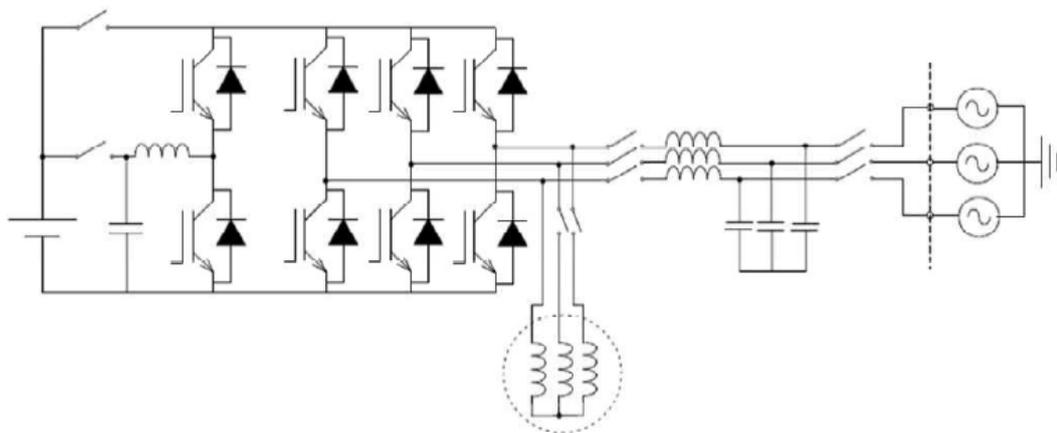
FigI.5. Composants du chargeur de la BMW i3, source [5]

c- BYD: Chargeur embarqué intégré à la chaîne de traction et non-isolé du réseau

Il s'agit d'un chargeur intégré à la chaîne de traction sans isolation galvanique du réseau électrique par Build Your Dreams (BYD) [5]. Il équipe le VE «e6» de BYD illustré à la figure 13a. Il réutilise l'onduleur de tension bidirectionnel de la chaîne de traction en tant que redresseur triphasé assurant la correction du facteur de puissance de type élévateur de tension, Boost PFC, pendant la charge.



FigI.6. (a) BYD e6 2015, (b) Carter du chargeur, source [6]



FigI.7. Topologie du chargeur de la BYD e6, source [6]

Cependant, les enroulements statoriques de la machine électrique ne sont pas utilisés pendant la recharge mais plutôt déconnectés à l'aide de relais. Étant donné que le chargeur doit être connecté à des réseaux électriques avec une large plage de tensions d'entrée, un convertisseur DC/DC abaisseur de tension, dit Buck, est présent en sortie du PFC, pour garantir des capacités d'abaissement de tension en cas de besoin.

d- Renault ZOE : Chargeur embarqué intégré à la chaîne de traction et non-isolé

La Renault ZOE est équipée du chargeur nommé Caméléon [7]. Il s'agit d'un chargeur embarqué, intégré à sa chaîne de traction et ne présentant pas d'isolation galvanique vis-à-vis du réseau électrique. Il utilise à la fois l'onduleur de traction et les enroulements de la machine électrique pendant la recharge. Il est dit Caméléon en raison de sa capacité à s'adapter à la fois à une recharge monophasée lente à domicile (3,7 kW et 7,4 kW) et à une recharge triphasée rapide (11 kW, 22 kW et 43 kW) en utilisant des bornes de recharge publiques sans avoir recours à des relais pour la gestion de la reconfiguration. La topologie et l'image du chargeur sont illustrées sur la figure I.8.

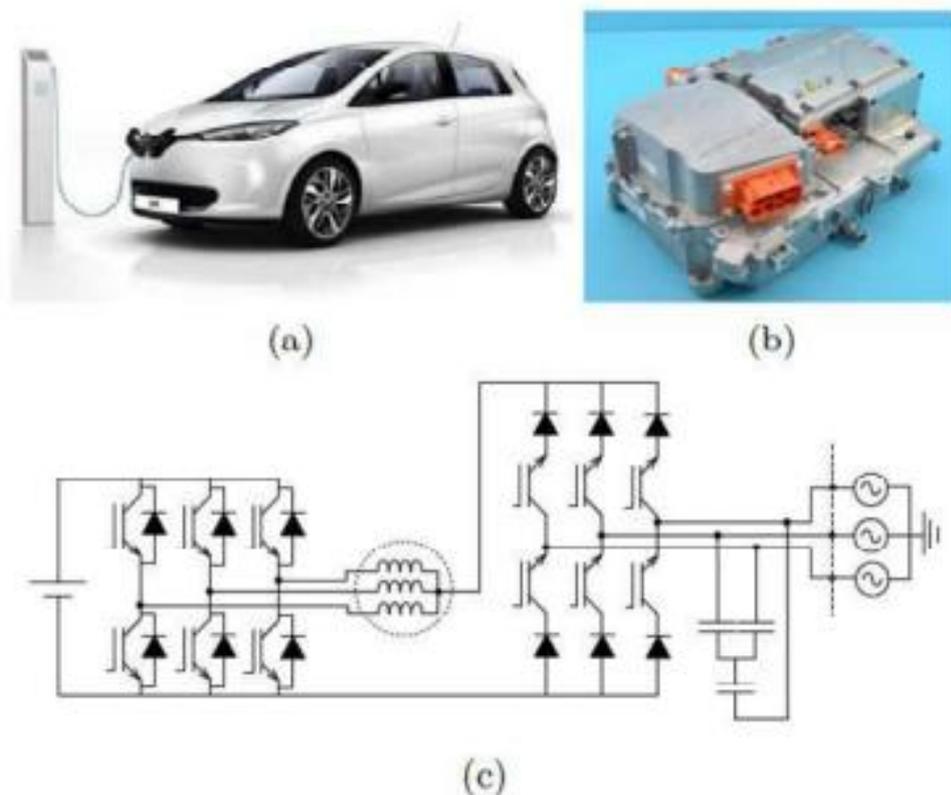


Fig I.8. (a) Renault Zoe ZE 2013, (b) Carter du chargeur dit Caméléon, (c) Topologie du chargeur pour une recharge de type triphasée, source [6]

La topologie du chargeur est constituée d'un redresseur triphasé commandé, unidirectionnel en courant dont le fonctionnement permet d'abaisser la tension suivie, pour simplifier, d'un hacheur élévateur de tension. La structure globale du chargeur (figure I.8.c) utilise les enroulements statoriques de la machine électrique et l'onduleur de traction

en tant qu'hacheur élévateur de tension afin d'adapter le niveau de tension du réseau d'alimentation auquel le système est connecté à celui de la batterie suivant l'état de charge de cette dernière. L'étage d'entrée est un redresseur présentant finalement les mêmes fonctionnalités qu'un hacheur abaisseur. Afin d'éviter tout risque lié au développement d'un couple au niveau de la machine électrique à l'arrêt, les bras d'onduleur, configurés pour un fonctionnement en hacheur élévateur de tension, ne sont pas entrelacés et reçoivent des commandes identiques.

La charge d'un VE constitue un enjeu stratégique pour les constructeurs automobile et forme un réel défi à relever avant de pouvoir comparer ces véhicules à la simplicité d'usage du véhicule thermique. En effet, l'autonomie limitée, la durée de recharge de la batterie, le coût du déploiement d'une infrastructure de charge rapide, l'impact significatif sur les réseaux électriques et le coût élevé de la batterie sont à l'origine de plusieurs projets de recherche axés sur l'optimisation de la chaîne de recharge du VE.

Il existe diverses solutions qui permettent l'amélioration de l'autonomie d'un VE. A cet effet, soit la capacité de la batterie peut être augmentée soit la charge peut être facilitée en réduisant la durée de recharge. La réduction du temps de charge peut être assurée par l'augmentation de la puissance de charge. Cependant, les infrastructures de charge rapide étant encore limitées, une solution contraignante mais stratégique consiste à embarquer le chargeur dans le véhicule afin d'assurer la conversion ac-dc de l'énergie à partir des prises de courant. Cette solution permet d'augmenter la disponibilité de la charge pour les utilisateurs. En outre, le chargeur embarqué peut réutiliser tout, ou une partie des éléments déjà existants et nécessaires à la propulsion du véhicule. L'idée étant de pouvoir employer certains éléments de la chaîne de traction électrique, déjà embarqués dans le VE (moteur électrique et onduleur de tension), et d'ajouter un filtre d'entrée et un redresseur afin de concevoir un chargeur intégré à la chaîne de traction.

Etude comparative :

Malgré les différences entre les entreprises et les modèles, tous les types de voitures électriques ont une configuration similaire. Cette configuration comprend des composants principaux tels que la batterie, le système de contrôle et de conversion, ainsi que le moteur électrique, ce qui contribue à assurer des performances efficaces et respectueuses de l'environnement pour la voiture.

Tab I.1. Comparaison entre quelque modèle de VE

Véhicule	Type de moteur	Batterie	Autonomie de la batterie	Performances	Temps de charge
Nissan Leaf	MSAP	Li-ion NiMH	Environ 363 miles	Conduite confortable et adaptée à un usage quotidien	Environ 40 minutes pour charge de 0 à 80%
BMW i3	MSAP	Li-ion NiMH	Environ 246 miles pour la version entièrement électrique	Accélération agile et maniabilité exceptionnelle en ville	Environ 40 minutes pour charge de 0 à 80%
BYD	MSAP	Li-ion	Environ 300 miles	Conduit silencieuse et confortable avec une accélération linéaire	Environ 2 heures pour une charge rapide de 0 à 100%
Renault ZOE	Synchrone a rotor bobiné	Li-ion	Environ 390 miles pour la version ZE50	Conduite agile et confortable, adaptée à une utilisation urbaine	Environ 30 minutes pour une charge de 0 à 80%
Tesla model s.1	Asynchrone à 4 pôles	Li-ion	Environ 375 miles	Accélération impressionnante et conduite puissante	Environ 30 minutes pour une charge de 0 à 80%

I.3.2. Le système de traction du véhicule électrique

La chaîne de traction d'un VE est plus simple que celle d'un véhicule thermique. le choix et l'arrangement des composants qui constituent la chaîne de traction sont décrits dans la figure (I.9)

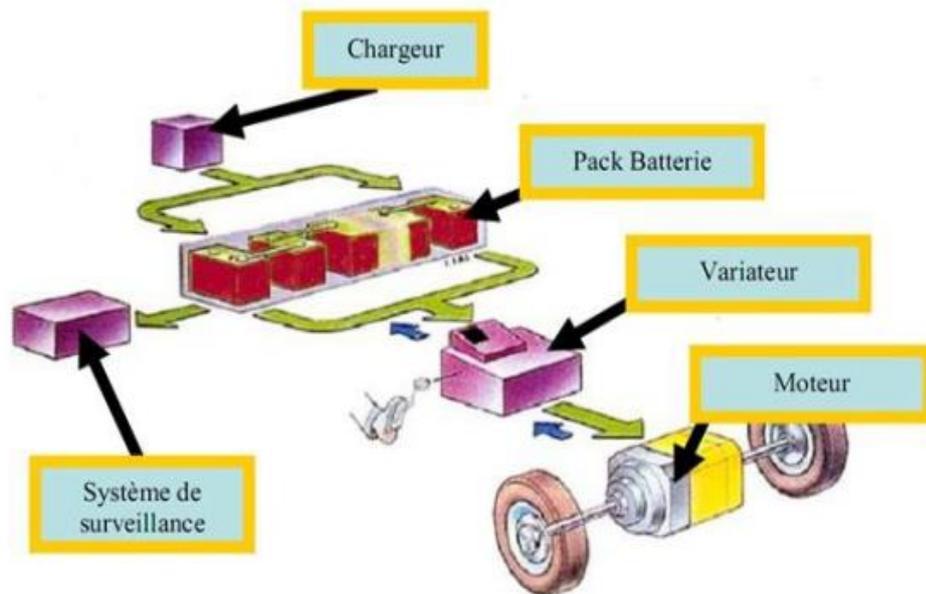


Fig.I.9. Les éléments principaux constituant une chaîne de traction

Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique et le contrôle et, enfin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur.

Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique, ainsi que la gestion des flux d'énergie entre eux restent au stade de la recherche.

Dans cette partie on va diviser l'étude, en vue de la modélisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique, en Cinq partie (Cinq organes) principales. La figure suivante, on va présente les éléments de la chaîne de traction et le type de modèle à adopter.

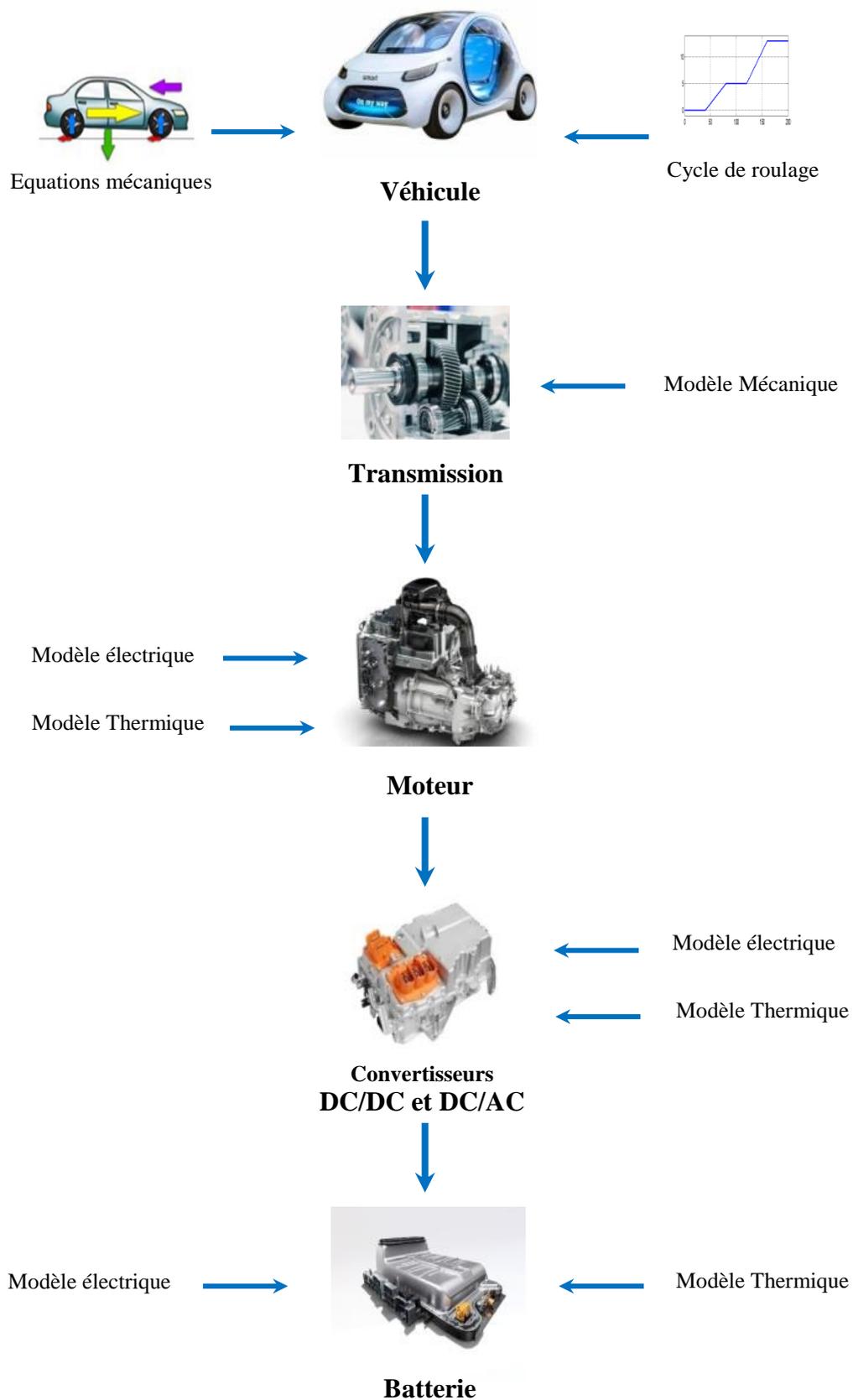


Fig.1.10. Représentation schématique des modèles utilisés pour chaque composant

En fin, une étude détailler sera faite dans les parties à venir, elle concerne la présentation détaillé de la chaine de traction et la modélisation des éléments un par un.

I.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait une petite introduction au système de puissance des véhicules électrique, qui peut etre partagé en système de charge et de traction pour véhicules électriques, nous avons présenté les différentes architectures en tenant compte des sources d'énergies utilisées et des types des moteurs électriques utilisés, et nous avons également parlé de l'évolution de l'utilisation des voitures électriques dans le monde et des différentes challenges rencontrés. Nous avons constaté que les systèmes de charge et de traction pour véhicule électrique sont des systèmes constitués de plusieurs éléments ou convertisseur de puissance, où, beaucoup de technologies électriques, mécanique, thermique, énergétique, chimiques et aérodynamique sont interconnecté et forment des cascades dit système de charge et système de traction. Nous avons également donné des exemples des voitures électriques juste pour montrés que malgré la différence qu'on peu trouvé dans leurs conceptions, mais les type de convertisseur, électriques, mécanique ou électromécanique sont presque les mêmes, avec des architectures et technologie différentes.

Dans le chapitre suivant nous allons détailler de plus la structure et la modélisation du système de puissance (et des éléments) du véhicule électrique de charge et de traction et il sera l'occasion pour faire une étude de modélisation détaillée de la chaine de traction des véhicules électriques élément par élément.

II.1 Introduction :

Les véhicules électriques ont une conception très simplifiée par rapport aux véhicules thermiques, car il n'a pas besoin d'une boîte à multi-vitesses, ou bien le système d'échappement. Dans le contexte de la charge et la traction, le véhicule possède plusieurs modèles de cascades qui permettent le bon fonctionnement du système.

L'étude et la modélisation de ce système est très délicat vue les nombreux paramètres et variables à prendre en compte. Dans ce chapitre on va définir, d'abord, la structure détaillée d'un véhicule électrique ainsi que la modélisation mathématique et schématique de chacune des cascades et chacun des composants.

II.2. Constitution du véhicule électrique et types de modèle

Il n'y a pas une unique possibilité pour connecter les modèles des composants entre eux. Le choix dépend de ce que le constructeur cherche. La Figure (II.1) résume les types de modèles existants dans un véhicule électrique.

Modélisation du système mécanique : c'est un modèle basé sur la conception du véhicule, et dépend de plusieurs facteurs, mécanique, aérodynamique, thermique, et même des conditions de roulage du véhicule. C'est un modèle qui, en effet, détermine le couple résistant à appliquer sur le système d'entraînement électrique.

Modélisation du système électrique : d'où l'énergie électrique circule de la batterie en passant par les différents convertisseurs jusqu'à le moteur électrique qui produise de l'énergie mécanique, mais aussi, le système de charges des batteries, que ce soit de haute tension (nécessaire pour le mouvement du véhicule) ou bien de basse tension pour l'alimentation des différents accessoires du véhicule, éclairage, tableau de bord, rétroviseurs, vitre électriques...etc. Ce modèle est alors divisé en trois sous système

- Le système de charge de la batterie principale pour le fonctionnement du véhicule
- Le système de charge de la batterie basse tension réservé pour les accessoires
- Le système de traction du véhicule qui assure l'entraînement et la motorisation

Modèle thermique : baser sur l'état des composants de traction en revanche les véhicules électriques possède un système de refroidissement basé sur un compresseur d'air. Ce modèle est négligeable dans notre étude.

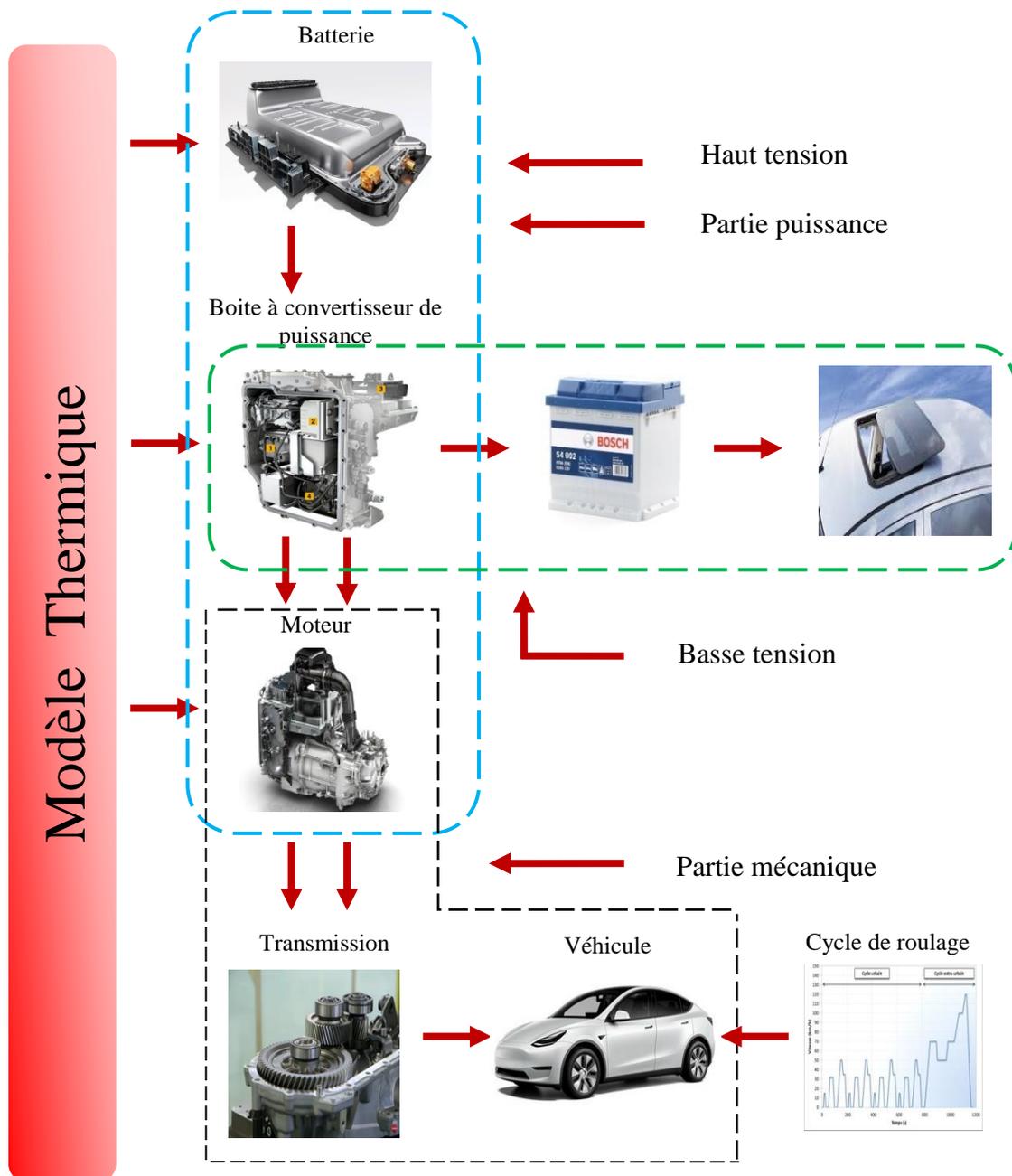


Fig II.1 : Modèle de base d'un véhicule électrique.

Dans ce qui suit, nous allons entamer la modélisation du véhicule électrique et ces éléments, dans un premier temps nous allons étudier la modélisation de la partie mécanique, c'est-à-dire le modèle du véhicule elle-même. Ensuite, nous allons passer à la modélisation du système de puissance caractérisé par l'existence de plusieurs cascades ; à savoir, le système de traction, le système de charge de la batterie haute tension et le système de charge de la batterie basse tension réservé aux différents accessoires.

II.3. Modèle mécanique de véhicule :

Le modèle du véhicule permet d'estimer les couples et les vitesses demandés à la roue pour pouvoir suivre un profil de vitesse en fonction du temps [1]. Pour cela on distingue plusieurs forces qui se va appliquer sur le véhicule.

La Figure II.2 représente les forces appliquées sur un véhicule :

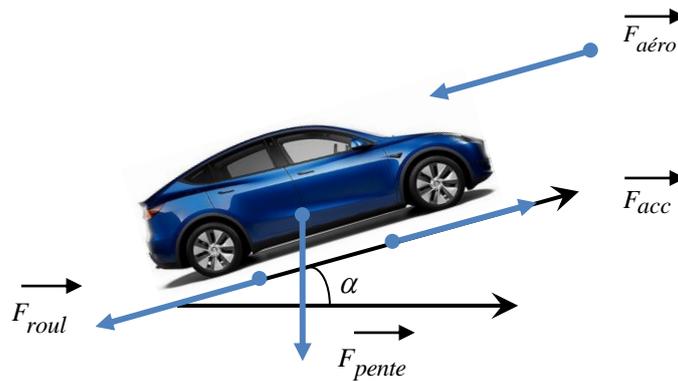


Fig II.2 : Les forces appliquées sur le véhicule.

Il existe plusieurs forces appliquées sur le véhicule pendant le roulage, mais on s'intéresse par quatre forces seulement :

- La force liée à la résistance aérodynamique.
- La force liée à la résistance au roulement des pneus.
- La force liée à la pente de la route.
- La forcé liée à l'accélération du véhicule.

II.3. 1. Les équations des forces :

- La force liée à la résistance aérodynamique $F_{aéro}$.

La force aérodynamique est une force qui oppose le véhicule, elle peut être exprimée par la formule suivante :

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \cdot \rho(T_{ext}) \cdot S_f \cdot C_x \cdot V_{veh_moy}^2 \quad (II.1)$$

Avec :

T_{ext} : Température de l'air extérieur [°C]. S_f : Section frontale du véhicule [m²]. C_x :

Coefficient de pénétration dans l'air.

V_{veh_moy} : vitesse véhicule moyenne entre deux points du cycle de roulage

ρ :Masse volumique de l'air [kg/m³] recalculée en fonction de la température extérieure T_{ext} . Elle peut être calculée par cette équation :

$$\rho = \frac{p}{R_{spécifique} T_{ext}} \quad (II.2)$$

Avec:

p : Pression atmosphérique absolue [bar] $R_{spécifique}$: Constante spécifique du gaz (l'air).

➤ Force pour vaincre une pente F_{pente} :

La force pour vaincre une pente (voire figure II.1) peut être donnée par :

$$F_{pente} = M_{veh} \cdot g \cdot \sin(\alpha(t)) = M_{veh} \cdot g \cdot pe_{moyen} \quad (II.3)$$

Avec :

g : Accélération de la pesanteur [m / s^2]

M_{veh} :Masse du véhicule [kg] , qui inclue la masse calculée des composants de la chaine de traction.

α : Angle de la pente.

pe :Pente moyenne de la route entre 2 points du cycle

L'équation de la masse totale d'un véhicule peut être donnée pare :

$$M_{veh} = M_{veh_vide} + M_{charge} + M_{trans} + M_{mot} + M_{ond} + M_{batt} \quad (II.4)$$

Avec :

M_{veh_vide} :Masse du véhicule à vide hors chaine de traction [kg]

M_{charge} : Charge du véhicule [kg] (passagers et masse supplémentaire), cette masse

peut varier en fonction des points de performances (performances à vide et en charge différentes)

M_{trans} :Masse de la transmission [kg]

M_{mot} :Masse du moteur [kg]

M_{ond} :Masse de l'onduleur [kg]

M_{batt} :Masse de la batterie [kg]

Exemple pour la définition de la pente: Dans la littérature, une pente à x% correspond à une montée de x mètres tous les 100 mètres (réellement) parcourus par le véhicule (Figure II.3).

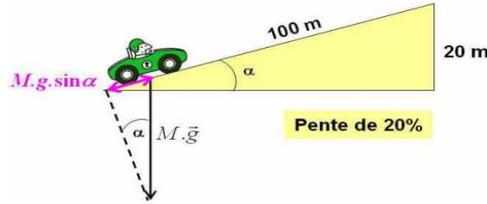


Fig II.3 : Schéma simplifié pour la détermination de la pente.

$$F_{pente} = M \cdot g \cdot \sin \alpha = M \cdot g \cdot p_{\%} \quad (II.5)$$

$$\sin \alpha = p_{\%} = \frac{20}{100} = 0.2$$

Remarque : Cette exemple est juste pour la démonstration car dans le génie civil n'existe pas une pente plus de 10%.

➤ Force de résistance au roulement :

La force de résistance au roulement est due à la liaison pneumatique-sol. L'expression de cette force dépend uniquement de la masse et d'un coefficient constant CRR_{moy} (Coefficient de Résistance au Roulement). La vitesse du véhicule n'est pas prise en compte. Cette forme est très souvent utilisée dans la littérature.

$$F_{pneu} = CRR(V_{veh}) \cdot M_{veh} \cdot g \quad (II.6)$$

Avec :

CRR : Coefficient de résistance au roulement,

g : Accélération de la pesanteur [m / s^2].

M_{veh} : Masse du véhicule [m / s^2]

➤ Force liée à l'accélération :

L'équation de la force liée a l'accélération peut être exprimée par :

$$F_{accel} = \left(M_{veh} + \frac{J_{tot}}{(R_{roue})^2} \right) \cdot \gamma = \left(M_{veh} + \frac{J_{tot}}{(R_{roue})^2} \right) \cdot \dot{V}_{veh} \cdot A \quad (II.7)$$

Avec:

R_{roue} : Rayon de la roue [m]

γ : L'accélération du véhicule [m / s²]

J_{tot} : L'inertie totale ramené à la roue [Kg.m²]

La part de l'inertie dans la force d'accélération n'est pas négligeable, en particulier l'inertie du moteur qui peut ajouter jusqu'à l'équivalent de 100 kg au véhicule. L'inertie est obtenue par, dans le cas d'un réducteur avec 2 étages de réduction (figure II.13).

$$J_{tot} = \eta_{roue} \cdot J_{roue} + J_{BD} + J_{AS} \cdot K_{AS/BD2} + (J_{AB} + J_{mot}) \cdot K_{AP/BD2} \quad (II.8)$$

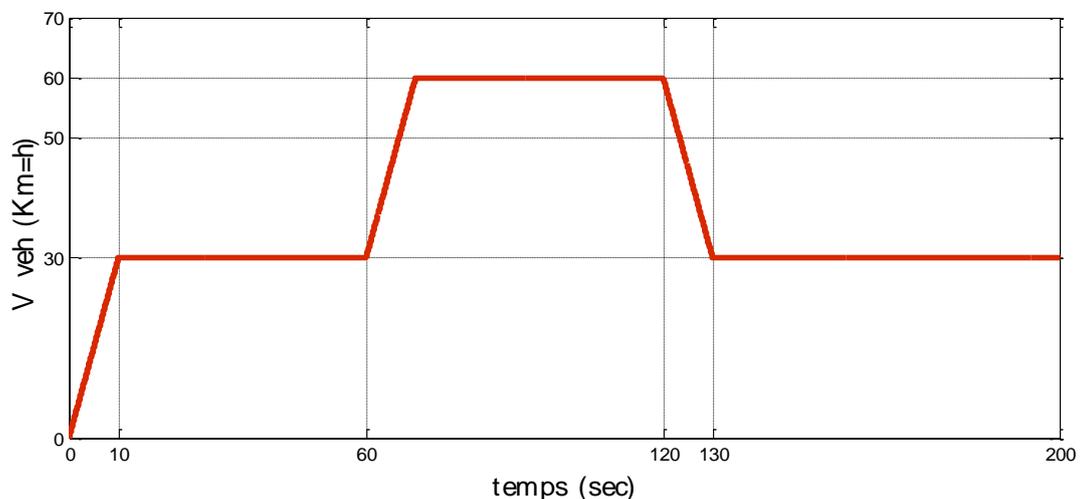
Avec :

J_{roue} : Inertie d'une roue [Kg.m²] J_{BD} : Inertie du bloc différentiel [Kg.m²] J_{AS} : Inertie de l'arbre secondaire du réducteur [Kg.m²] J_{AP} : Inertie de l'arbre primaire du réducteur [Kg.m²]

J_{mot} : Inertie du rotor de la machine [Kg.m²]

Exemple :

Pour bien comprendre, nous allons proposer des conditions de roulage d'un véhicule électrique dont les caractéristiques sont donnés en annexes, nous allons supposer que le véhicule roule avec plusieurs vitesses afin d'avoir des accélérations et décélération, comme nous allons supposer que durant le roulement du véhicule, la trajectoire est caractérisée par plusieurs pente afin d'avoir des contrainte mécanique qui s'ajoute au contraintes aérodynamiques et du forttement, qui implique que nous aurons des contraintes sur le moteur électrique, et bien sur, sur tous le système de puissance. La figure suivant montre les conditions de roulage proposées



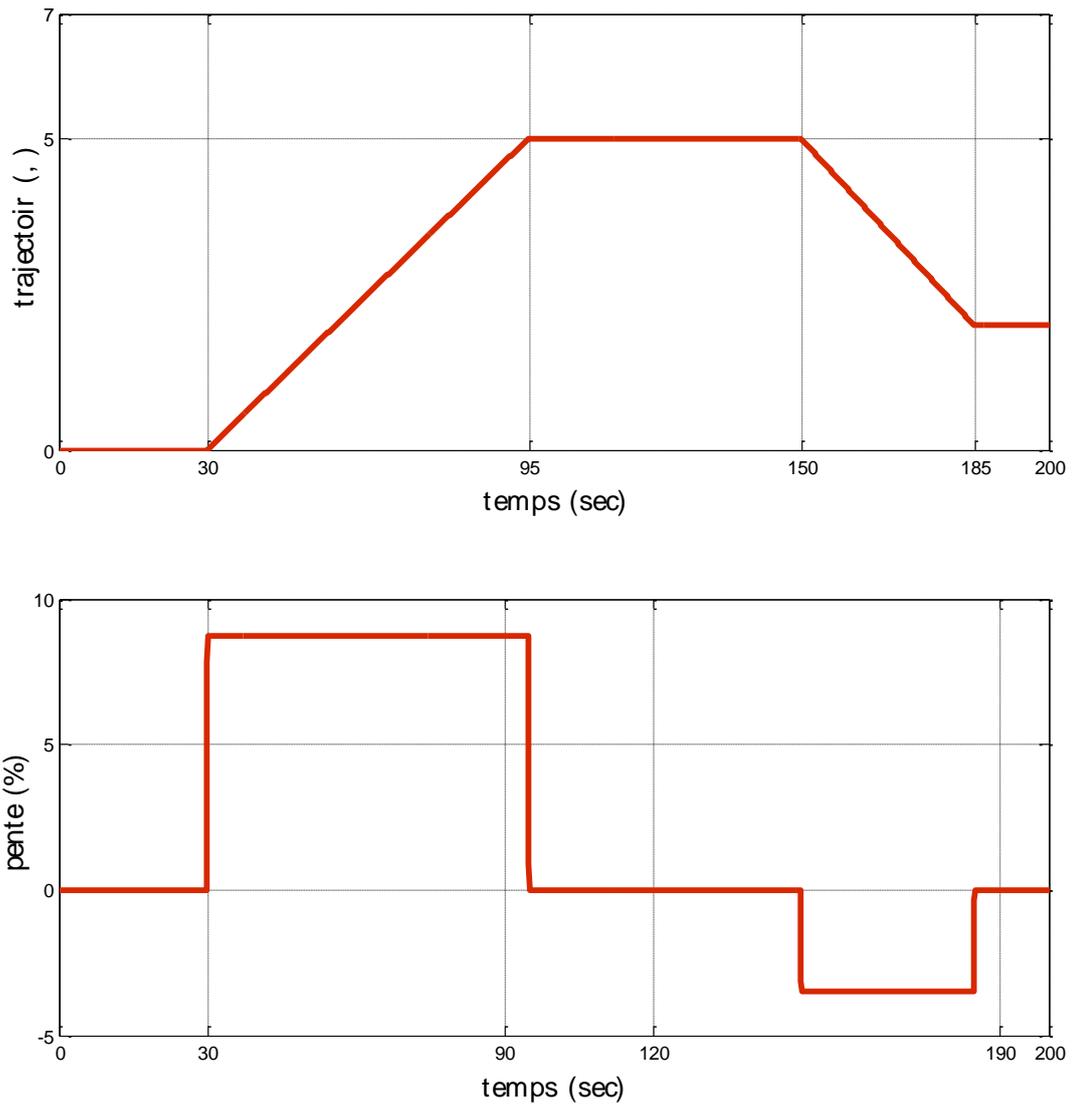
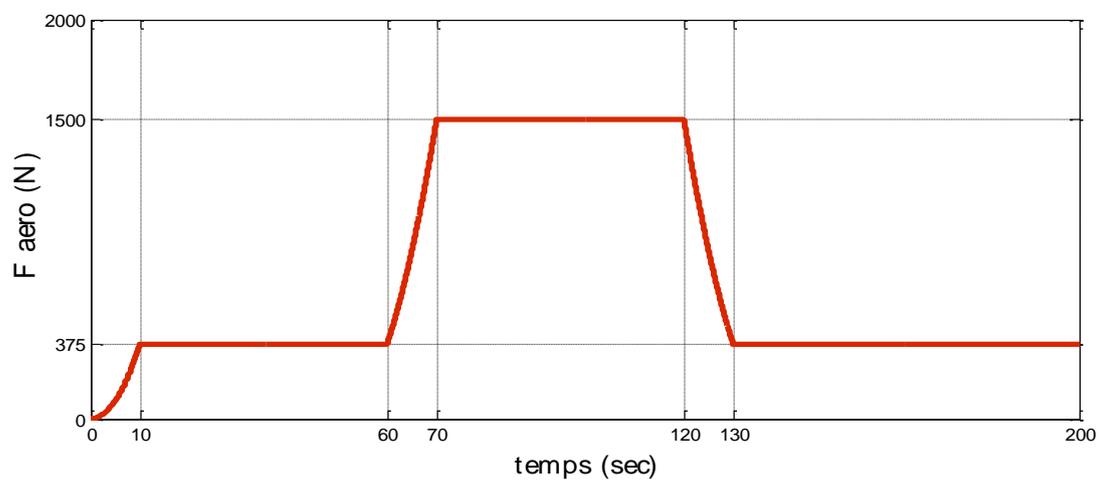


Fig II.4: Conditions de roulage (Exemple)

D’après les équations données précédemment et en tenant compte des paramètres du véhicule donnés en annexe, on peut simuler et donner les différentes forces du véhicule :



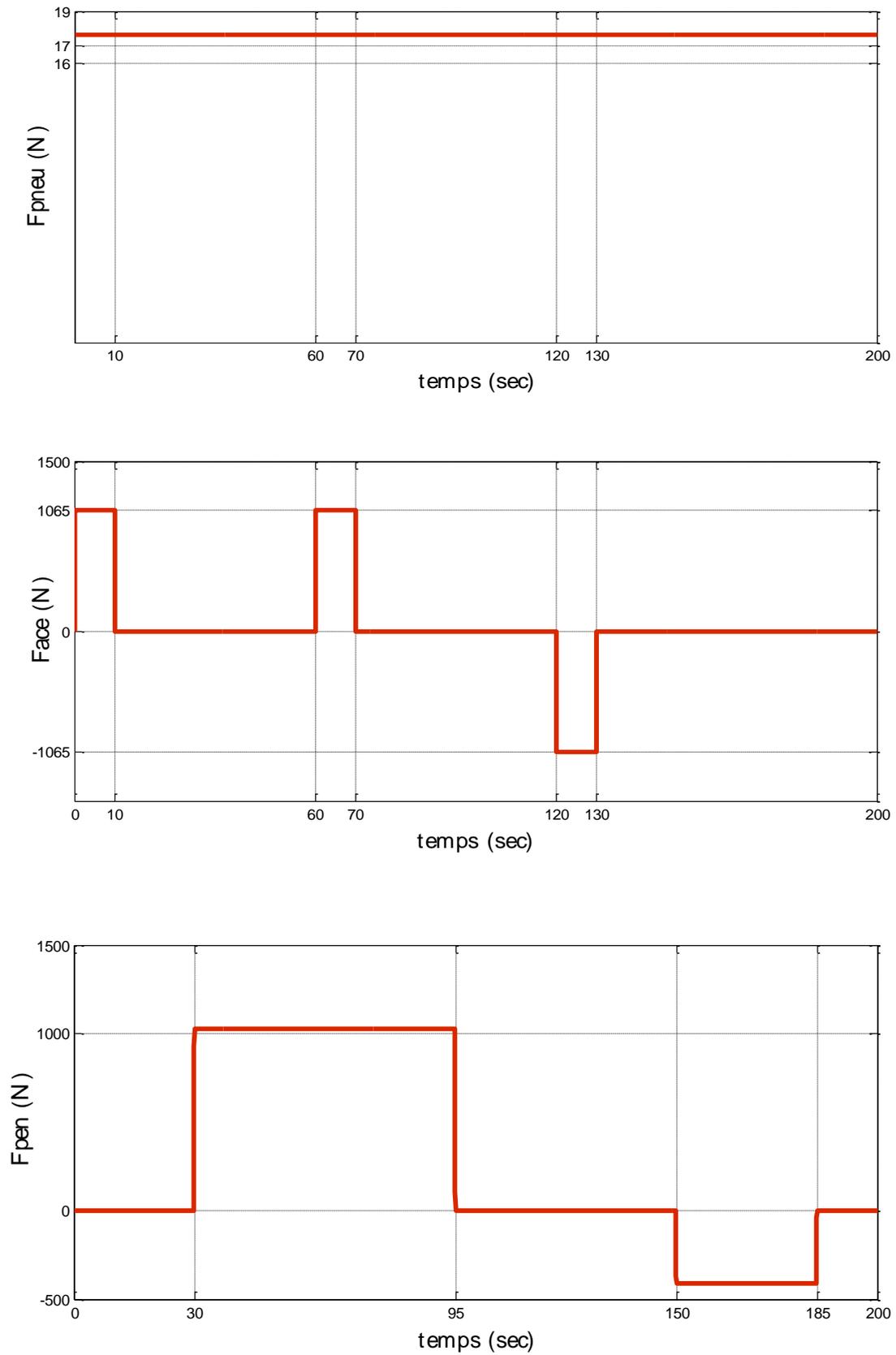


Fig II.5: Forces appliqués au véhicule

II.3. 2. Les équations du couple et vitesse :

On déduit de l'expression ci-dessus le couple résistant et la vitesse appliqué à la machine dans le cas d'un réducteur sans perte :

$$\Omega_{trans}(t) = \frac{1}{R_{roue}} V_{veh_moyen} \tag{II.9}$$

$$C_{trans}(t) = R_{roue} \cdot \frac{(F_{aéro} + F_{pneu} + F_{pente} + F_{accel})}{\eta_{cardan}} \tag{II.10}$$

Avec :

Ω_{trans} : Vitesse des roues et du bloc différentiel [*rad / s*].

C_{trans} : Couple nécessaire au bloc différentiel [*N.m*].

η_{cardan} : Rendement des joints de cardan.

R_{roue} : Rayon de la roue [*m*].

V_{veh} : Vitesse véhicule [*m / s*].

V_{veh_moyen} : Vitesse véhicule moyenne entre 2 points du cycle [*m/s*], on prend la moyenne pour pouvoir intégrer l'accélération qui nécessite 2 points (*t* et *t+I*).

$F_{aéro}$: Force liée à la résistance aérodynamique [*N*].

F_{pneu} : Force liée à la résistance au roulement des pneus [*N*].

F_{pente} : Force liée à la pente de la route [*N*].

F_{accel} : Force liée à l'accélération [*N*].

Chaque valeur de [$C_{trans}, \Omega_{trans}$] représente ce qu'on appellera par la suite un point de fonctionnement. Pour un cycle de x points, on aura donc x-1 points de fonctionnement. Les performances que doit respecter le véhicule seront représentées par des cycles élémentaires de 2 points. Enfin, le modèle du véhicule sera résumé par la figure suivante :



Fig II.6: Représentation simplifié du modèle véhicule.

En tenant compte des conditions de roulage donnés par la figure II.4 et des forces obtenues par la figure II.5 (les paramètres du véhicule sont donnés en annexes) les résultats obtenus à partir du modèle précédent du véhicule, qui sont le couple, la vitesse et la puissance demandés à la sortie du système transmission, sont les suivants :

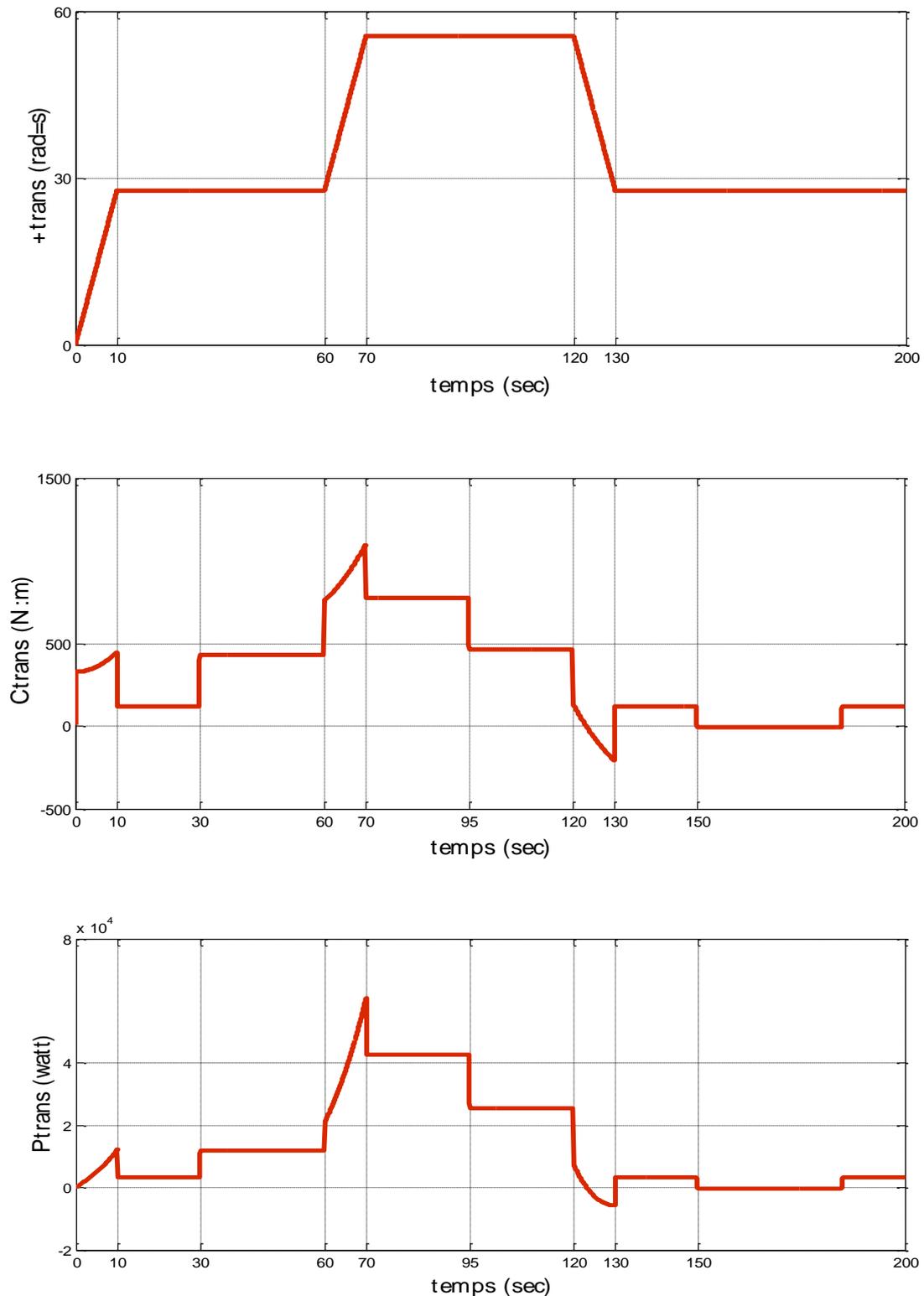


Fig II.7: Couple, vitesse et puissance de transmission

II.3. 3. Modèle de transmission

La transmission d'un véhicule électrique est le mécanisme qui transmet la puissance du moteur électrique aux roues, permettant au véhicule de se déplacer. Comparée à la transmission d'un véhicule à combustion interne, la transmission d'un véhicule électrique est généralement plus simple et plus efficace, car les moteurs électriques ne nécessitent pas de boîte de vitesses complexe pour fonctionner efficacement à différentes vitesses. Elle se compose de plusieurs éléments mécaniques cruciaux tels que :

II.3. 3. 1. Les engrenages (rapport de réduction) :

Dans les véhicules électriques, les engrenages de transmission sont utilisés pour transmettre la puissance du moteur électrique aux roues. Contrairement aux véhicules à essence, les véhicules électriques n'ont pas besoin de boîte de vitesses complexe pour changer de vitesse, car le couple élevé du moteur électrique permet de fournir une accélération rapide dès le démarrage. Il existe plusieurs types d'engrenage selon leurs fonctions tels que la souplesse, le changement de l'axe de rotations, génération du grand rapport de réduction, on peut citer quels engrenages ci-dessus :

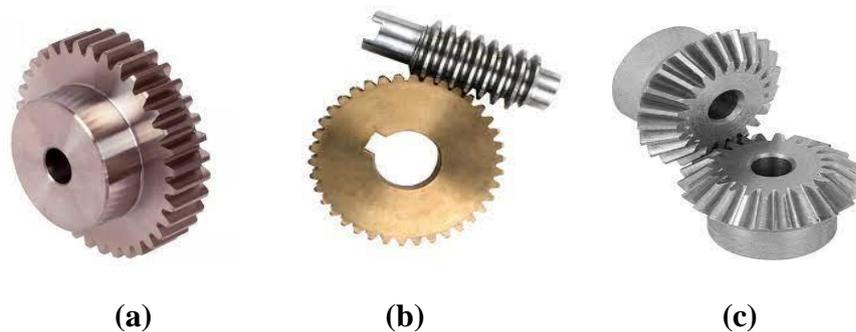


Fig II.8 : Les différents types d'engrenages, (a) : engrenages denture droit, (b) : engrenages à vis sans fin, (c) : engrenage conique

II.3. 3. 2. Les Roulements :

Le roulement est un organe mécanique destiné à permettre la transmission des efforts entre deux pièces en rotation l'une par rapport à l'autre avec un frottement minimal.

Il existe plusieurs types de roulement, chaque forme des roulements possède un spécifique bénéfique, par exemple un type de roulement qui peut supporter une charge plus élevée en contact linéaire, ou d'autre roulement qui peut supporter une charge axiale élevée.

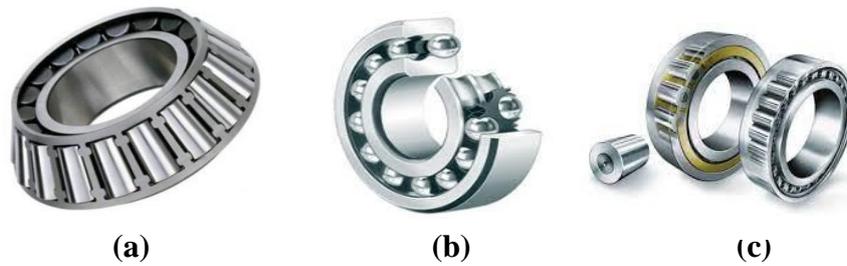


Fig II.9 : Les différents types des roulements, (a) : roulement à rouleaux conique, (b): roulement à bille a contact oblique, (c) : roulement à rouleaux conique

II.3. 3. 3. Le différentiel :

Le différentiel est un ensemble d'engrenages coniques qui se trouve dans l'essieu arrière du véhicule, entre les deux roues motrices. Le différentiel est monté sur l'arbre de transmission et est relié aux deux arbres de roue par des demi-arbres. Lorsque le véhicule est en mouvement, le différentiel permet de répartir la puissance entre les deux roues motrices en fonction de la résistance de chacune. En virage, les roues extérieures et intérieures tournent à des vitesses différentes, ce qui peut entraîner une usure prématurée des pneus et une perte de traction. Le différentiel permet de compenser cet effet en permettant aux roues de tourner à des vitesses différentes. Les engrenages coniques du différentiel permettent de transférer la puissance de l'arbre de transmission aux deux demi-arbres de roue tout en compensant les écarts de vitesse de rotation[8].



Fig II.10 : Bloc mécanique réel d'un différentiel

II.3. 3. 4. Les cardans :

Les cardans, également appelés arbres de transmission, sont des éléments de la transmission mécanique qui permettent de transmettre la puissance et le mouvement entre deux axes non alignés. Les cardans sont couramment utilisés dans les véhicules.



Fig II.11 : Bloc réel du cardan d'un véhicule

Dans une transmission par propulsion, un cardan est utilisé pour transmettre la puissance du moteur à l'essieu arrière, tandis que dans une transmission intégrale, deux cardans sont utilisés pour transmettre la puissance du moteur aux quatre roues.

- D'une manière générale, la transmission désigne l'ensemble du système mécanique permettant de transmettre le couple et la puissance du moteur aux roues, Les figure suivante donne le schéma cinématique et le modèle du bloc réel d'un système de transmission d'un véhicule :



Fig II.12 : Bloc réel de transmission d'un véhicule électrique

Pour bien comprendre on va introduire le schéma cinématique suivant qui représente un système de transmission constituant par des éléments mécaniques défini précédemment :

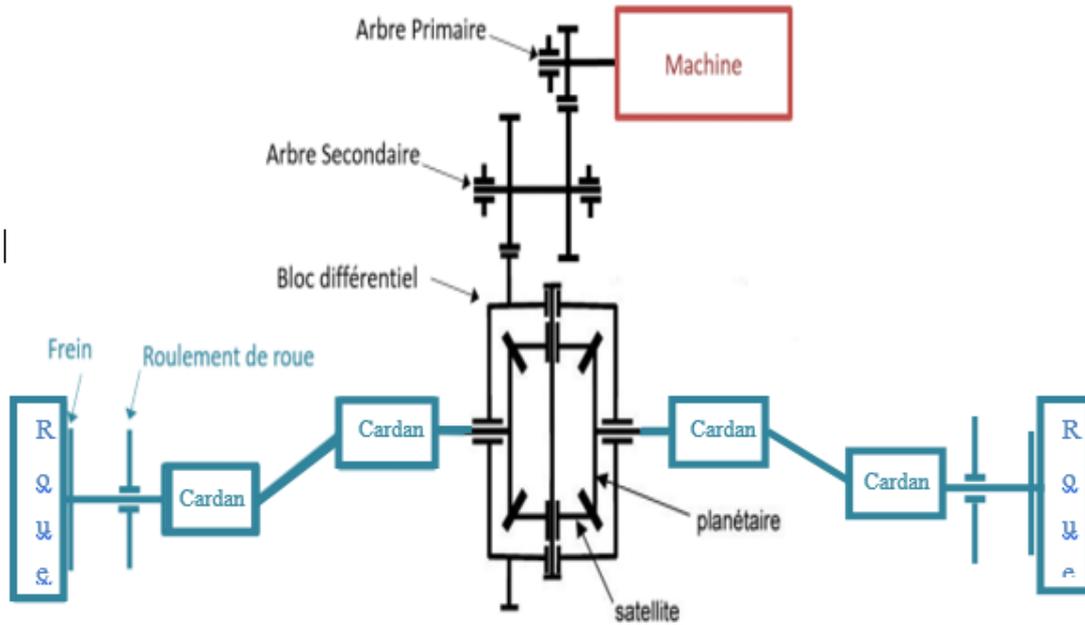


Fig II.13 : Schéma cinématique d'un système de transmission.

II.3. 4. Les équations de la vitesse et du couple :

Les relations suivantes permettent de calculer la vitesse et le couple demandé à la machine :

$$\Omega_{mot} = \Omega_{trans} \cdot K_{AP/BD} \quad (II.11)$$

Avec :

$K_{AP/BD}$: rapport de réduction entre arbre primaire et bloc différentiel.

Ω_{mot} : Vitesse de rotation de l'arbre moteur [rad / s]

C_{trans} : Couple nécessaire au bloc différentiel [Nm].

Le couple et la puissance mécanique demandée au moteur sont calculés par un bilan de puissance en tenant compte des pertes dans la transmission (rendement de la transmission) :

$$C_{mot} = \frac{C_{trans}}{K_{AS/BD}} \Rightarrow C_{mot} = \frac{\Omega_{trans}}{K_{AS/BD}} + \frac{q_{trans}}{\Omega_{mot}} \quad (II.12)$$

$$P_{mot} = C_{mot} \cdot \Omega_{mot} \quad (II.13)$$

q_{trans} : pertes dans la transmission [w]

P_{mot} : puissance mécanique demandée au moteur [w]

C_{mot} : Couple demande au moteur [Nm]

$K_{AS/BD}$: rapport de réduction entre arbre secondaire et bloc différentiel.

La figure suivante présente le schéma bloc du modèle de transmission avec ces entrées, ces sorties :

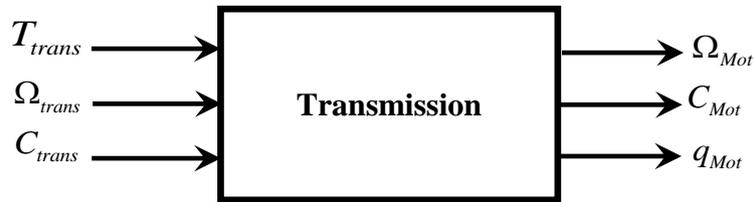
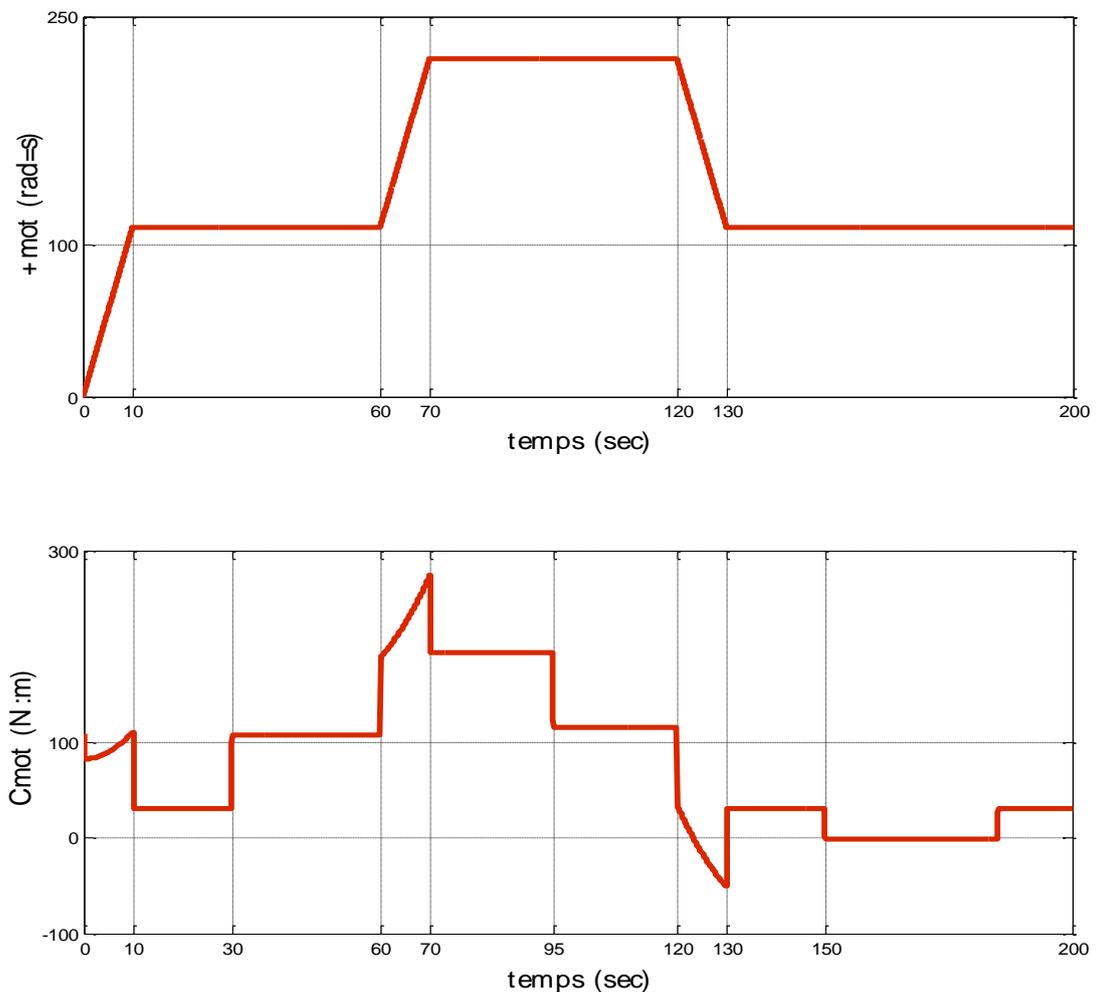


Fig II.14: Schéma bloc du modèle de transmission.

Encore une fois, si en tenant compte des conditions de roulage donnés par la figure II.4 et du couple et vitesse obtenus et représentés par la figure II.7 (les paramètres du système de transmission sont donnés par l'annexe 2), les résultats obtenus à la sortie du système de transmission sont les suivants :



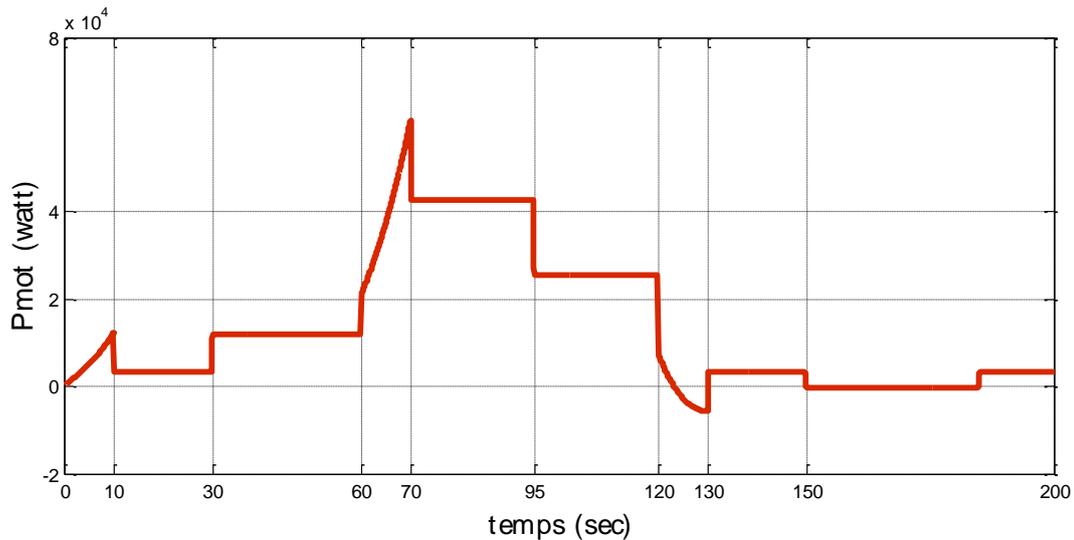


Fig II.15 : Couple, vitesse et puissance coté moteur.

II.4. Etude du système de puissance (Système électrique)

Dans un véhicule électrique, et comme nous avons vu dans le premier chapitre à travers les exemples de véhicules électriques donnés, il y a plus de composants de l'électronique de puissance que dans un modèle de véhicule thermique.

L'électronique de puissance est l'une des branches de l'électrotechnique qui concerne les dispositifs (convertisseurs) permettant de changer la forme de l'énergie électrique. Elle comprend l'étude, la réalisation et la maintenance :

- Des composants électroniques utilisés en forte puissance
- Des structures des convertisseurs
- De la commande de ces convertisseurs

L'électronique de puissance occupe une place de plus en plus importante dans l'automobile et plus particulièrement pour ce qui concerne le véhicule électrique. Elle est considérée comme l'élément clé de l'onduleur de traction, du convertisseur DC/DC pour le réseau de bord et du chargeur de batterie. L'électronique de puissance est, alors, indispensable pour les onduleurs, les convertisseurs de puissance DC/DC et les chargeurs de batterie. Elle joue un rôle clé dans plusieurs aspects. Elle est cruciale pour le pilotage du moteur et pour la gestion de l'énergie, tant en conduite qu'au freinage. De plus, elle influence également la vitesse de charge.

Le système de puissance, basé sur l'électronique de puissance, joue alors un rôle crucial dans le fonctionnement d'un véhicule électrique. Elle est responsable de plusieurs tâches tel que la conversion de l'énergie électrique, d'une tension plus haute au plus bas, ou même de conversion de la source d'énergie alternative en continu, ou d'autres fonctionnements. Dans notre cas on va voir le principe et les éléments d'électronique de puissance donnés, élément par élément.

Dans ce qui suit, et afin de faire une bonne étude sur les systèmes de puissances des véhicules électriques, nous allons choisir un des quatre modèles exemples que nous avons présenté dans le premier chapitre. Nous allons étudier le système de puissance de la Renault Zoé, ce choix est justifié uniquement par la facilité et la disponibilité des différents paramètres mécaniques, électriques et de conception du véhicule ainsi que les paramètres physiques du moteur synchrone utilisé.

Les éléments du système de puissance du véhicule, que nous allons étudier, sont représentés sous une forme simplifiée par la figure II.16. Un moteur électrique synchrone composé d'un stator, d'un rotor bobiné, d'une électronique de puissance un peu complexe constituer des convertisseurs DC-DC, des convertisseurs AC-DC et DC-AC, qui assurent la charge des batteries et la communication entre l'électronique du moteur et les éléments externes comme la batterie et les conducteurs d'entrées et de sorties [1].

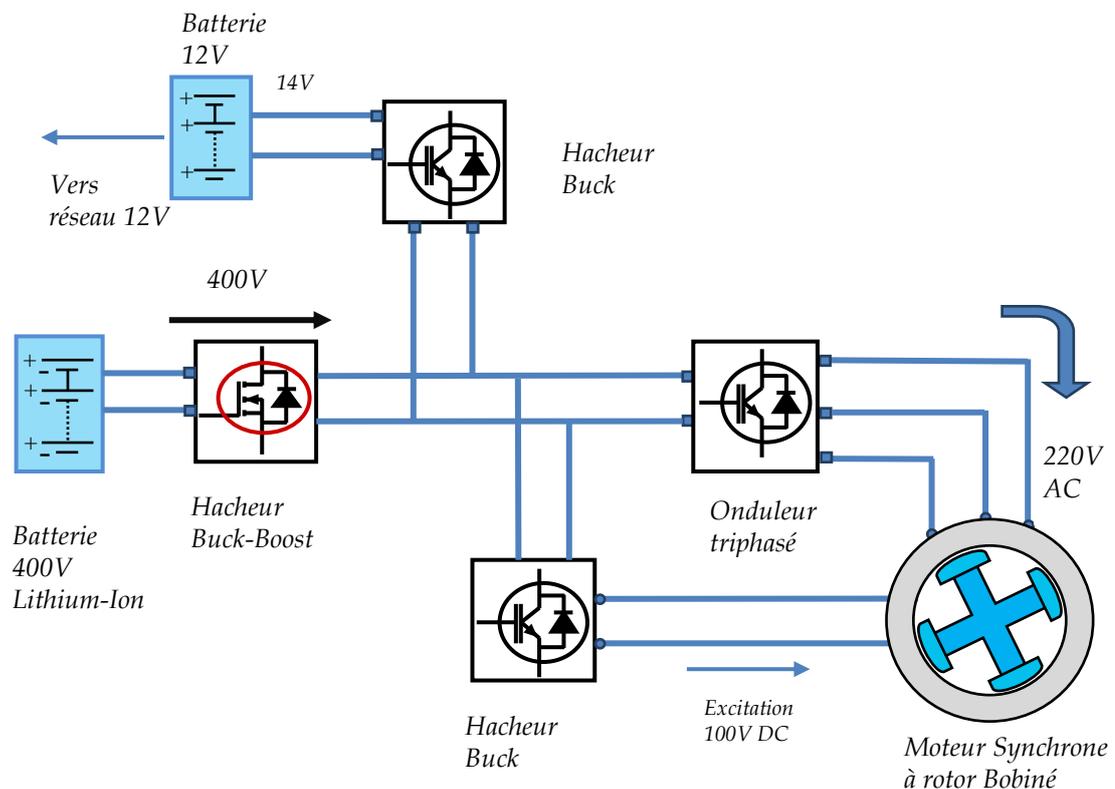


Fig II.16: Schéma de puissance d'un véhicule électrique.

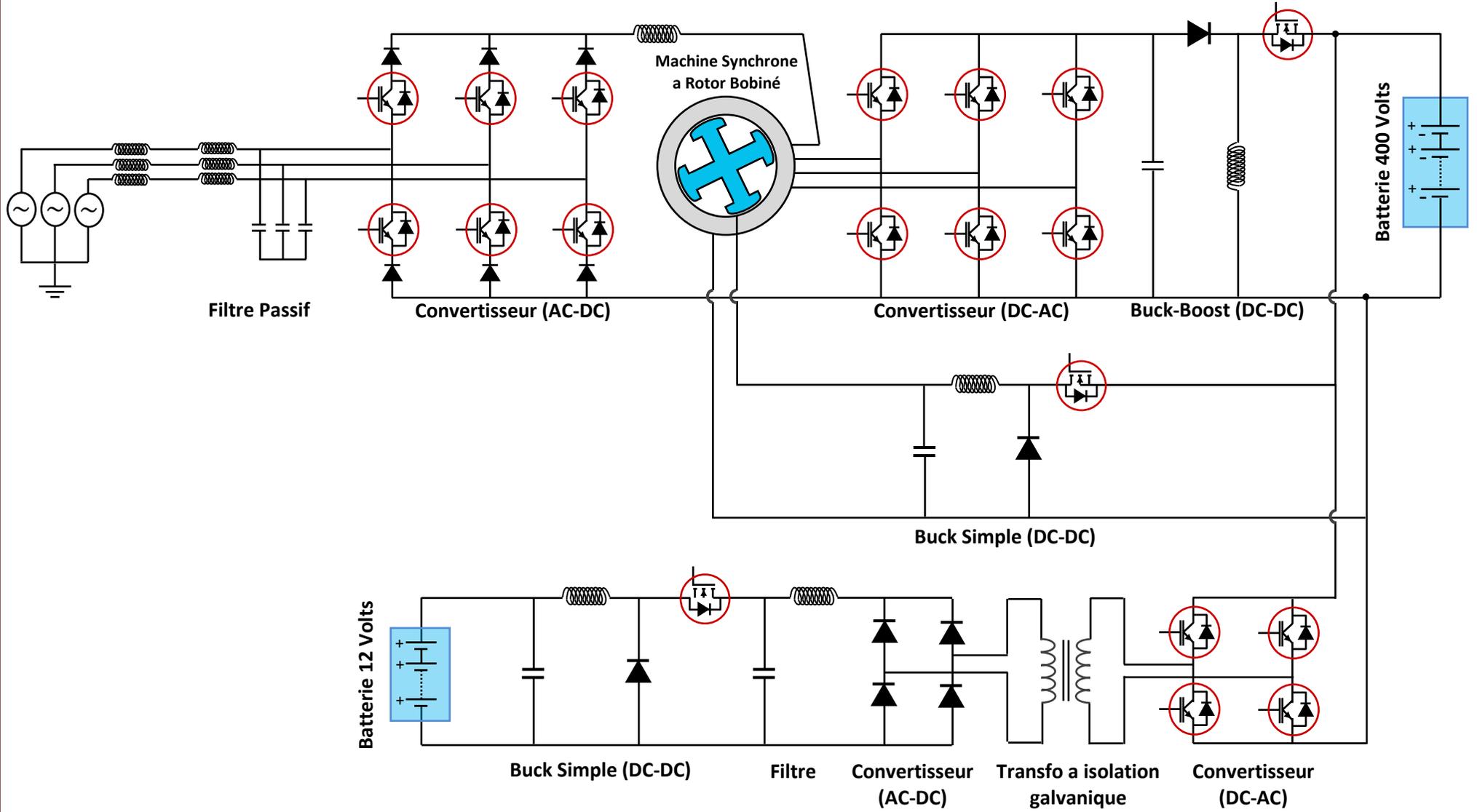


Figure II.17 : Schéma du système de puissance à étudier

Pour bien représenter le système de puissance à étudier nous avons opté à une autre représentation plus explicite du système de puissance, elle est donnée par la figure II.17. Sur cette figure, il apparaît clairement un bloc d'électronique de puissance à l'entrée qui comprend un pont triphasé redresseur alternatif/continu, un circuit triphasé à onduleur à deux niveaux qui alimente la machine synchrone à rotor bobiné ainsi que des convertisseurs continu-continu DC-DC pour l'alimentation des différents éléments du système, à savoir, pour la batterie, pour l'excitation de la machine synchrone ou pour l'alimentation de l'onduleur. Le chargeur et l'onduleur sont tous deux connectés à la machine électrique ou à des parties de celle-ci.

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude structurale et une modélisation de la chaîne de traction. Nous avons réalisé une modélisation du véhicule, élément par élément, en incluant le modèle de véhicule, le calcul des forces, la transmission, jusqu'à l'obtention de la vitesse et du couple de transmission. Nous avons constaté, après une petite étude du système de puissance que les véhicules électriques sont des systèmes complexes avec plusieurs comportements : électrique, magnétique, mécanique, chimique (batterie), aérodynamique et thermique, entre autres. L'objectif était de comprendre le fonctionnement de chaque élément important dans la composition et le fonctionnement du véhicule électrique.

Cependant, certains éléments n'ont pas été modélisés dans ce chapitre (les éléments du système de puissance), nous avons préféré de faire cela dans chapitre suivant qui sera réservé à la modélisation détaillée du système de puissance, que ce soit en situation charge ou traction, nous allons étudier encore le système à basse tension qui assure l'alimentation des différents accessoires du véhicule. Notant que notre étude sera faite en tenant compte du véhicule dont le système de puissance est donné par la figure II.17.

III.1. Introduction

La résolution du problème de pollution est l'un des défis majeurs du 21^{ème} siècle. Ces dernières années ont vu un développement important de véhicules tous électriques qui semblent être la meilleure solution pour réduire les polluants dus aux transports routiers. Comme nous avons dit à la fin du chapitre précédent, la chaîne de traction pour véhicule électrique est un système embarqué est de plus en plus complexe car, elle est constituée de plusieurs éléments de conversion d'énergie ainsi que les couplages forts entre les différents sous-systèmes.

L'étude et la modélisation de ce système est très complexe vue les nombreux paramètres et variables à prendre en compte. Dans ce chapitre, nous allons étudier un système de puissance issu d'une configuration tout électrique, c'est le système de puissance de la Renault Zoé représenté au chapitre précédent par la figure II.17. Notre étude du système de puissance sera divisée en trois parties :

- L'étude de la chaîne de traction du véhicule
- L'étude du système de charge du véhicule (de la batterie à haute tension)
- L'étude du système de charge de la batterie de basse tension pour l'alimentation des différents accessoires du véhicule

Dans ce qui suit, et pour bien étudier chaque partie du système de puissance, on va définir les éléments de constitution, les modéliser, puis, faire une simulation afin de vérifier le comportement du modèle trouvé. La modélisation, élément par élément, représente les maillons indispensables pour aller vers l'étude de toutes les cascades et chaînes du véhicule, que ce soit de traction, de charge ou la cascade des accessoires.

III.2. Modélisation de la chaîne de traction

Pour modéliser le système de traction, il est nécessaire de respecter l'ordre des éléments et des entrées et sorties des modèles des différents composants. Comme nous avons dit au chapitre précédent, La figure II.1 résume le système de puissance à étudier dans le cadre de ce travail, sur cette figure, le système de traction est représenté, et pour le repérer facilement, nous avons préféré de donner a nouveau la figure suivante (figure III.1) afin de l'isoler (du reste du système de puissance) simplement en utilisant la couleur grise.

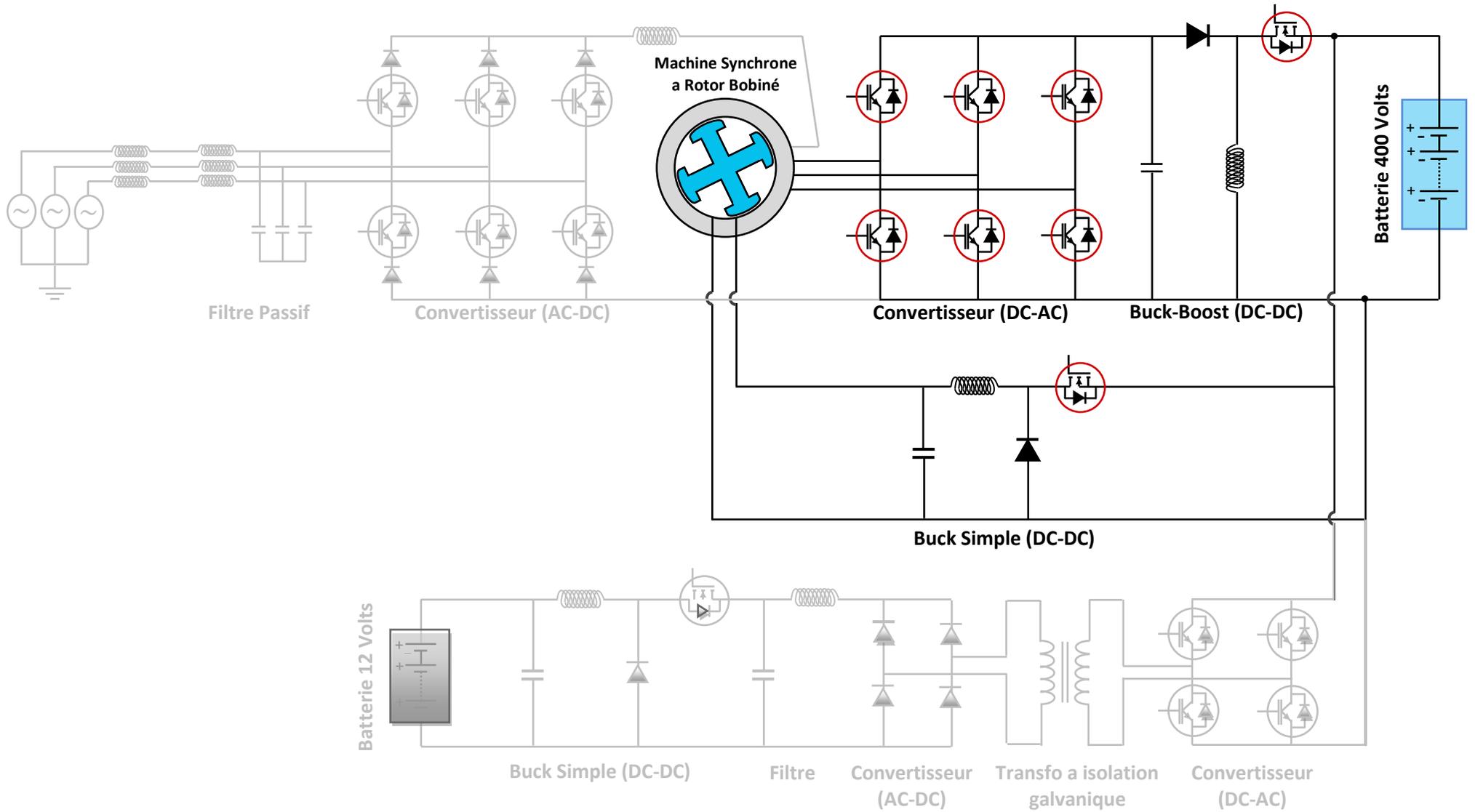


Figure III.1 : Système de puissance, partie traction

Il n'y a pas une unique possibilité pour connecter les composants (et alors les modèles) entre eux. Le choix dépend de ce que le concepteur cherche. Sur un véhicule, le conducteur donne une consigne de vitesse en appuyant sur la pédale d'accélérateur. Celle-ci est transmise à l'organe de commande qui génère à son tour la référence à l'onduleur qui donne la tension et fréquence à imposer à la machine électrique afin qu'elle produise la vitesse voulu. La vitesse du véhicule est alors une conséquence. La modélisation des éléments de la chaine, à savoir, machine synchrone, onduleur, convertisseur DC/DC et batterie doit être effectuée dans l'ordre suivant :

- Modèle de machine : modèle analytique basé sur un schéma équivalent obtenu à partir des dimensions de la machine.
- Modèle d'onduleur : modèle analytique qui permet d'estimer les pertes à partir des données de la fiche technique.
- Modèle du convertisseur abaisseur DC/DC : modèle analytique qui permet d'exprimer la relation entre tension d'entrée et tension d'excitation de la machine.
- Modèle de batterie : modèle électrique qui exploite des cartographies de tension et résistances en fonction de l'état de charge et de la température.

III.2.1. Modélisation de la machine synchrone

Aujourd'hui il existe plusieurs types de machine synchrone de même principe de fonctionnement. Le stator alimenté par une source triphasé, crée dans l'entrefer un champ tournant qui interagît avec le rotor, ce qui ne donne un couple au niveau de l'arbre de la machine.

Pour la machine synchrone il existe trois interactions entre le champ tournant et le rotor :

- Interaction champ - aimant : c'est le cas des machines synchrones à aimants permanents
- Interaction champ - courant : comme dans les machines asynchrones et les machines synchrones à rotor bobiné.
- Interaction champ tournant - matériau ferromagnétique : il s'agit des machines à réluctance variable.

La figure III.2, montre aussi les différents types de machine synchrone plus détaillé selon les types de rotor :

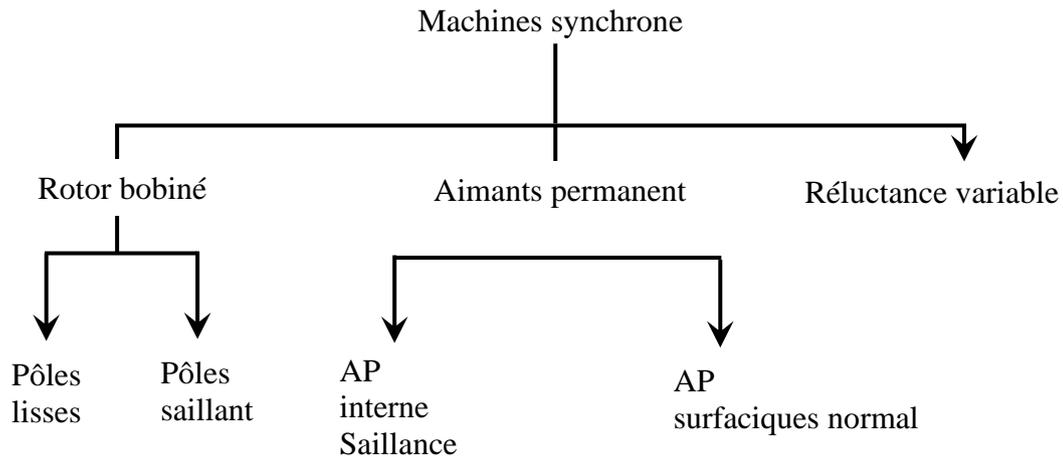


Figure III.2. Les différents types des machines synchrone

III.2.1.1. Machine synchrone à rotor bobiné :

Dans notre étude on s'intéresse à la machine synchrone a rotor bobiné, spécifiquement à la machine synchrone à pôles saillant, pour cela on représentant son principe de fonctionnement et son modèle dynamique.

III.2.1.1.a. Principe, fonctionnement et modélisation :

La machine synchrone a rotor bobiné, est un type des machines électriques ou le rotor constitué d'un enroulement bobiné plutôt qu'un aimant permanent. Pour le fonctionnement de la machine, son principe est basé sur l'interaction entre le champ magnétique crée au bout du stator et les enroulements du rotor [8].

Le stator est alimenté par un courant alternatif triphasé fourni aux enroulements, créant un champ magnétique. Pour le rotor, ces enroulements sont connectés à une source de courant continu externe qui permet l'excitation du rotor.

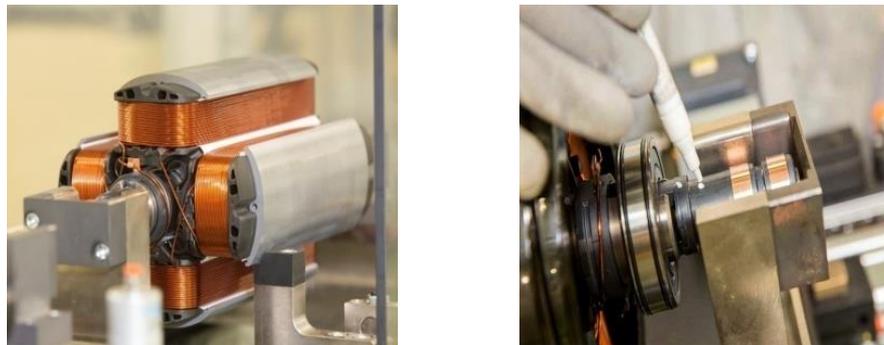


Figure III.3. Bloc réel un rotor bobiné d'une machine synchrone.

On peut classifier la machine a rotor bobiné selon le type du rotor aussi car il existe deux types les plus fameuse :

- Machine synchrone à pôles lisses : Le rotor d'une machine synchrone à pôles lisses est constitué d'une surface cylindrique lisse, et Le stator est composé d'un empilement de tôles avec des enroulements de bobines.
- Machine synchrone à pôles saillant : contrairement à la machine à pôles lisses, rotor est composé de pôles magnétiques saillants et distincts qui se trouvent sur sa surface.

III.2.1.1.b. Mise en équations :

Sous les hypothèses classiques de modélisation des machines électriques en vue de leur commande, nous considérons une machine synchrone à rotor bobiné à $2p$ pôles saillants.

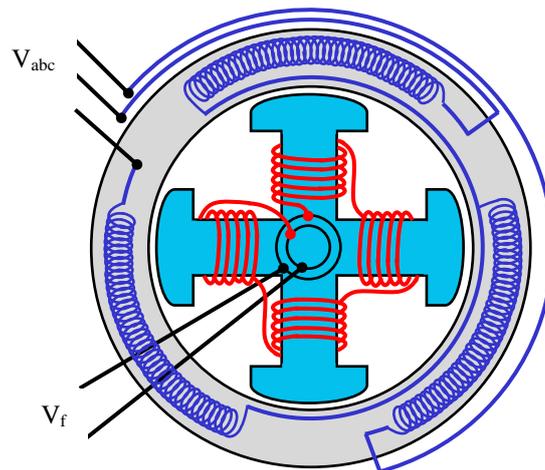


Figure III.4. Moteur synchrone à rotor bobiné à $2p$ pôles saillant avec enroulement en couplage étoile

Le moteur synchrone représenté par la figure (III. 4) se compose :

- D'un circuit statorique fixe comportant trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° .
- Un enroulement inducteur.

Nous commençons par la modélisation dans le repère abc triphasé, en passant jusqu'à le repère $\alpha\beta$ par le passage du repère dq .

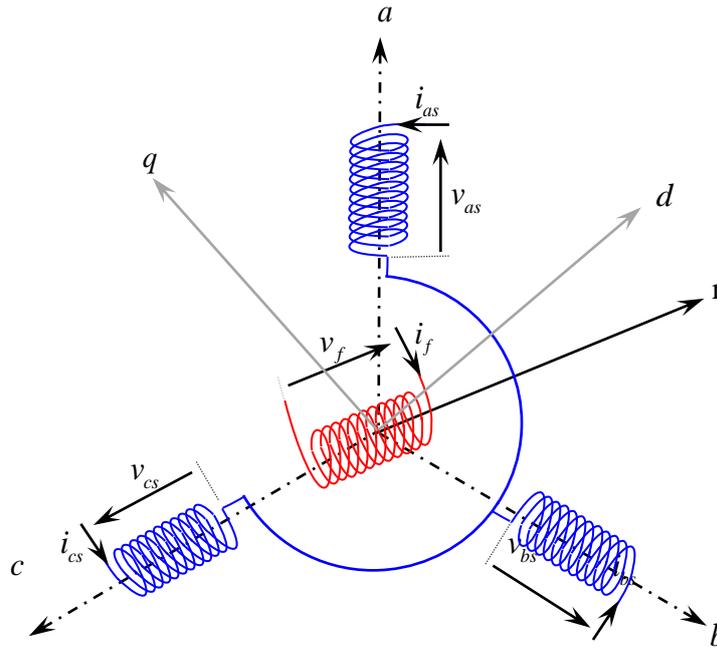


Figure III.5. Représentation schématique du repère triphasé d'une MSRB

Equations magnétiques :

Les flux de la machine s'écrivent comme suit :

$$\varphi_{as} = L_{ss} i_{as} + M_{sf} i_f \quad (III.1.a)$$

$$\varphi_{bs} = L_{ss} i_{bs} + M_{sf} i_f \quad (III.1.b)$$

$$\varphi_{cs} = L_{ss} i_{cs} + M_{sf} i_f \quad (III.1.c)$$

$$\varphi_f = L_f i_f + M_{sf} i_s^{abc} \quad (III.1.d)$$

Avec :

$$I_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (III.2)$$

La matrice inductance L_{ss} s'écrit sous la forme développée suivantes :

$$L_{ss} = L_{so} + L_{sv} \quad (III.3)$$

$$L_{so} = \begin{bmatrix} L_{so} & M_{so} & M_{so} \\ M_{so} & L_{so} & M_{so} \\ M_{so} & M_{so} & L_{so} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

$$L_{sv} = l_{sv} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

En ce qui concerne M_{sf} qui est l'inductance mutuelle entre l'enroulement rotorique et les enroulements statoriques, elle a l'expression suivante :

$$M_{sf} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Equations électriques :

La loi des mailles, appliquée sur les phases statoriques et rotoriques, donne les équations Suivantes :

$$v_s^{abc} = R_s i_s^{abc} + \frac{d\varphi_s^{abc}}{dt} \quad (\text{III.7})$$

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \quad (\text{III.7.a})$$

$$v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \quad (\text{III.7.b})$$

$$v_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \quad (\text{III.7.c})$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (\text{III.8})$$

Couple électromagnétique :

$$C_m = \frac{3}{2} p \cdot (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{III.9})$$

III.2.1.1.c. Modélisation dans un repère diphasé :

On peut écrire les équations de la machine synchrone dans un repère diphasé quelconque,

On aura les équations de tensions suivantes :

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \Omega \varphi_q \quad (\text{III.10.a})$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \Omega \varphi_d \quad (\text{III.10.b})$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (\text{III.10.c})$$

$$\varphi_d = L_d i_d + M_f i_f \quad (\text{III.11.a})$$

$$\varphi_q = L_q i_q \quad (\text{III.11.b})$$

$$\varphi_f = L_f i_f + M_f i_d \quad (\text{III.11.c})$$

Le modèle de la machine synchrone dans le repère du champ tournant dq est obtenu, à partir du modèle dans le repère fixe triphasé abc, par rotation d'angle θ , angle du rotor par rapport au stator :

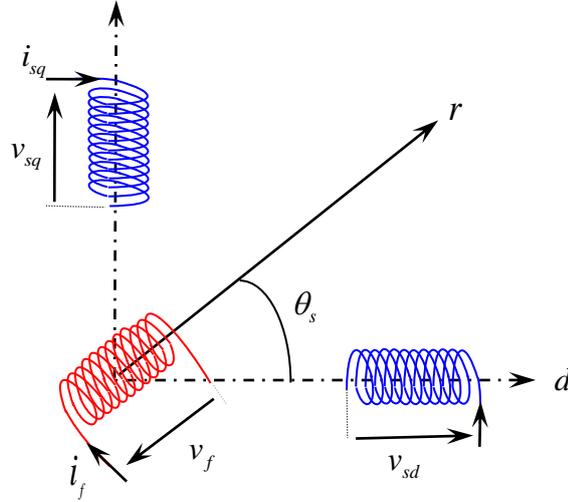


Figure III.6. Représentation symbolique de la machine synchrone dans le repère dq .

On représente notre système dans un repère biphasé, pour cela on doit effectuer une transformation de Park inverse triphasé biphasé :

$$\chi_{dq} = P^{-1}(\theta) \chi_{abc} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{bmatrix} \chi_d \\ \chi_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_a \\ \chi_b \\ \chi_c \end{bmatrix}$$

Maintenant on peut représenter les grandeurs de la machine dans le repère du champ tournant :

Equations magnétique :

$$\varphi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{fd} i_f \quad (\text{III.13.a})$$

$$\varphi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (\text{III.13.b})$$

$$\varphi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \quad (\text{III.13.c})$$

Equations électriques :

Les machines synchrones sont généralement étudiées dans le référentiel dq ($\Omega = \Omega_r$) :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \Omega_r \varphi_{sq} \quad (\text{III.14.a})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \Omega_r \varphi_{sd} \quad (\text{III.14.b})$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (\text{III.14.c})$$

Avec :

$$\Omega = p.\omega$$

On substitue dans les équations ci-dessus par les équations du flux (III.13), on obtient finalement les équations des tensions dans le repère dq :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} + M_{fd} \frac{di_f}{dt} - \Omega L_q i_{sq} \quad (III.15.a)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \Omega (L_d i_{sd} + M_f i_f) \quad (III.15.b)$$

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + M_{fd} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (III.15.c)$$

Couple électromagnétique :

$$C_m = \frac{3}{2} p \cdot (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (III.16)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_m - C_r \quad (III.17)$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \cdot \varphi_{sd} i_{sq} - \frac{3P}{2J} \cdot \varphi_{sq} i_{sd} - C_r \quad (III.18)$$

Les machines électriques utilisées dans les chaines de traction pour les véhicules électriques sont des machines de grandes puissances. Pour le véhicule dont nous avons utilisé, la puissance du moteur électrique est de 80KW. Les paramètres de la machine utilisée dans cette partie de travail sont donnés dans avec les annexes. Les résultats de simulation du fonctionnement sont donnés par les deux figures suivantes

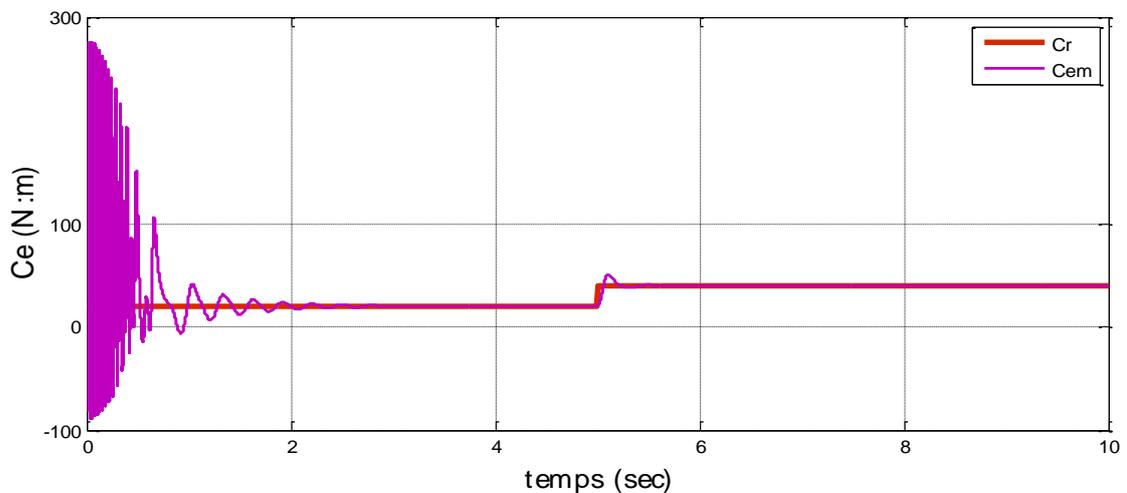


Fig. III.7. Couple électromagnétique du moteur

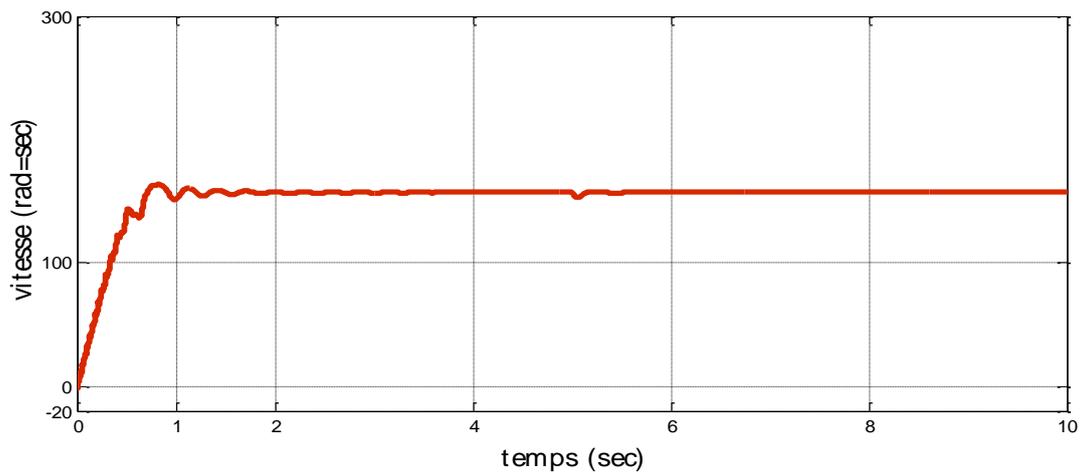


Fig. III.8. Vitesse du moteur en Rad/S

On peut aussi simuler d'autres paramètres tels que le courant Id et Iq :

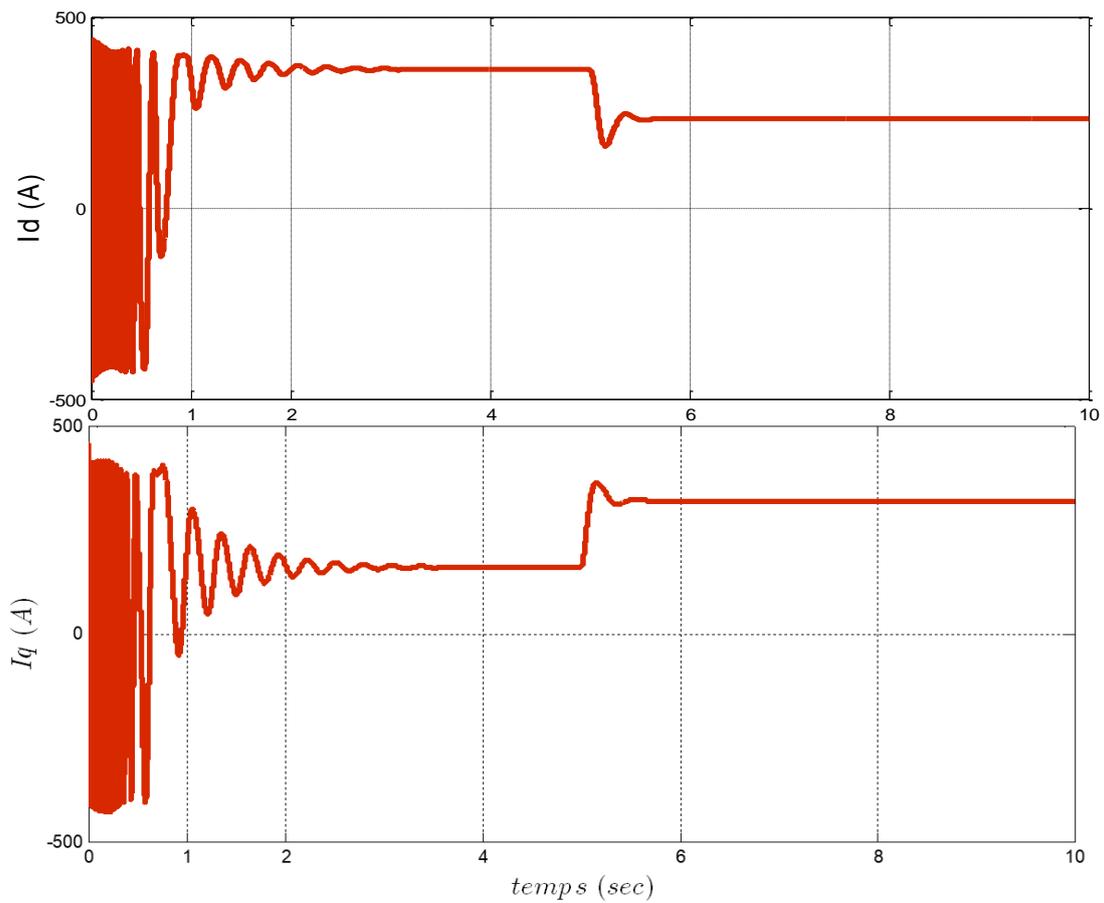


Fig. III.9. Courant Id et Iq de la MSRB

III.2.2. Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs sont des circuits statiques qui transforment l'énergie électrique d'une forme continue en énergie alternative, à une valeur désirée de tension, de courant ou de fréquence. La tension de sortie d'un onduleur a une forme d'onde périodique qui n'est pas sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée. Il existe plusieurs types d'onduleur tels que l'onduleur en pont complet qui se compose de quatre interrupteurs, l'onduleur en demi-pont qui se compose de deux interrupteurs et l'onduleur triphasé à deux niveaux qui nous intéresse.

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, voir la figure III.10, chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

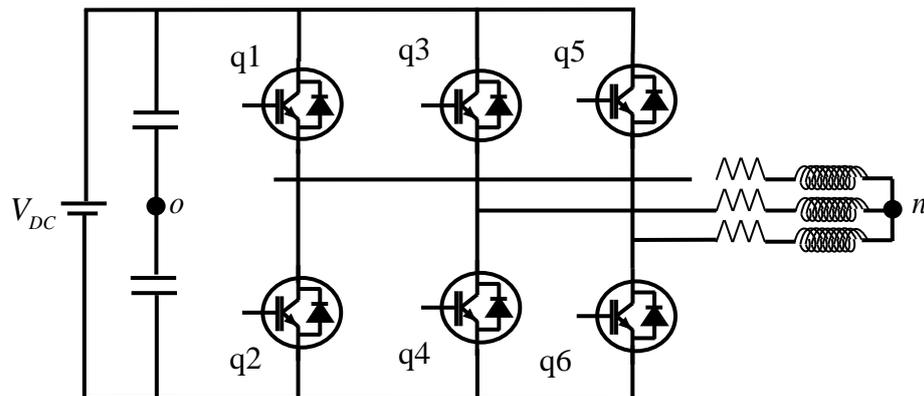


Fig. III.10. Schéma d'un onduleur triphasé.

Pour assurer la bonne configuration de la partie puissance on utilise un onduleur triphasé à deux niveaux qui permet de convertir une tension continue de quatre cent volt a une tension alternative d'environ les deux-cents volts.

III.2.2.1. Modèle mathématique d'un onduleur triphasé

Il est composé de trois bras (trois phases), chacun est composé de deux interrupteurs commandés d'une façon complémentaire afin d'éviter les court-circuits de la source V_{dc} . Les tensions entre phases sont d'un côté :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} &= v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} &= v_{co} - v_{ao} \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

De l'autre côté :

$$\begin{aligned}v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} \\v_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} \\v_{ca} &= v_{cn} - v_{an}\end{aligned}\tag{III.20}$$

La charge est à neutre isolé :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0\tag{III.21}$$

On déduit alors :

$$\begin{aligned}v_{an} &= \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\v_{bn} &= \frac{1}{3}(2v_{bo} - v_{ao} - v_{co}) \\v_{cn} &= \frac{1}{3}(2v_{co} - v_{ao} - v_{bo})\end{aligned}\tag{III.22}$$

On déduit aussi la relation entre la tension du neutre de la charge et le point milieu de la source :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})\tag{III.23}$$

III.2.2.2. Stratégie de commande des onduleurs :

Dans la littérature il existe plusieurs commandes en modulation par largeur d'impulsion qu'on va les définir au-dessous :

- MLI Triangulo Sinusoïdale.
- MLI vectorielle.
- MLI par hystérésis...etc.

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (figure III.11). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette MLI sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages [9] :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant,
- Faible coût du filtre de sortie.

Cette technique est caractérisée par deux paramètres :

1. Indice de modulation de fréquence

C'est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_s et celle de la modulante f_m :

$$m_f = \frac{f_s}{f_m} \tag{III.24}$$

2. Indice de modulation d'amplitude

C'est le rapport entre l'amplitude de modulante V_0^* et celle de la porteuse V_t :

$$m_a = \frac{V_0^*}{V_t} \tag{III.25}$$

La tension de sortie a une composante fondamentale et des harmoniques. Le fondamentale de la tension de sortie V_0 a la même fréquence que la modulante V_0^* , et son amplitude est donnée par :

$$V_0 = \frac{V_0^*}{V_t} V_{dc} = m_a \cdot V_{dc} \tag{III.26}$$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe :

$$\begin{cases} V_{réf1} = \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t) & \text{(III.27.a)} \\ V_{réf2} = \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \text{(III.27.b)} \\ V_{réf3} = \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \text{(III.28.c)} \end{cases}$$

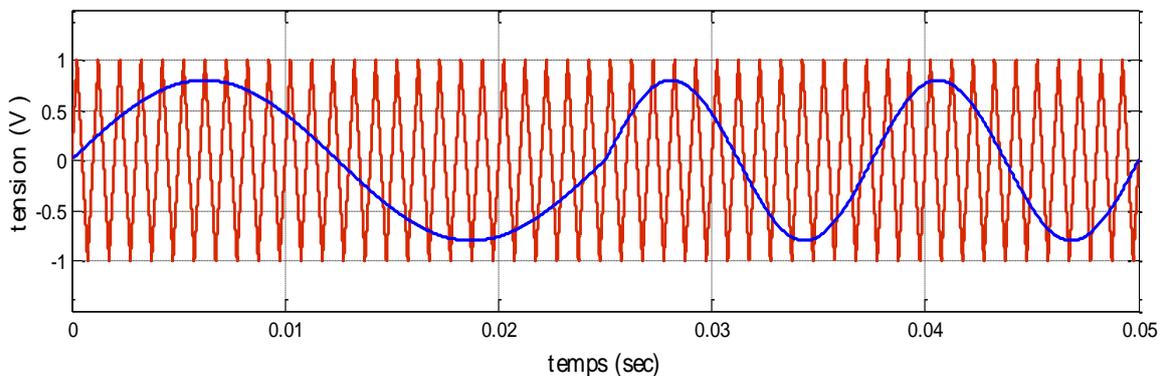


Fig. III.11: principe du MLI triangulo-sinusoidale

La comparaison des deux signaux de la figure III.11 donne le signal suivant :

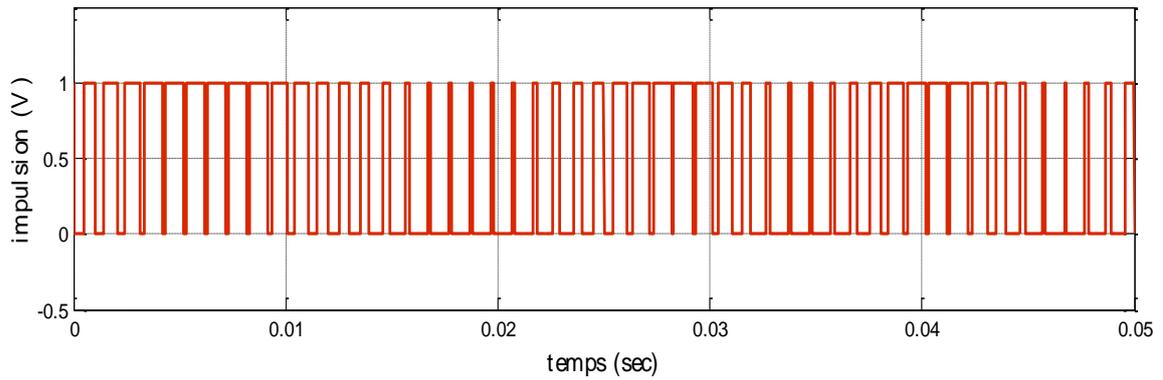


Fig. III.12: Les impulsions de commande.

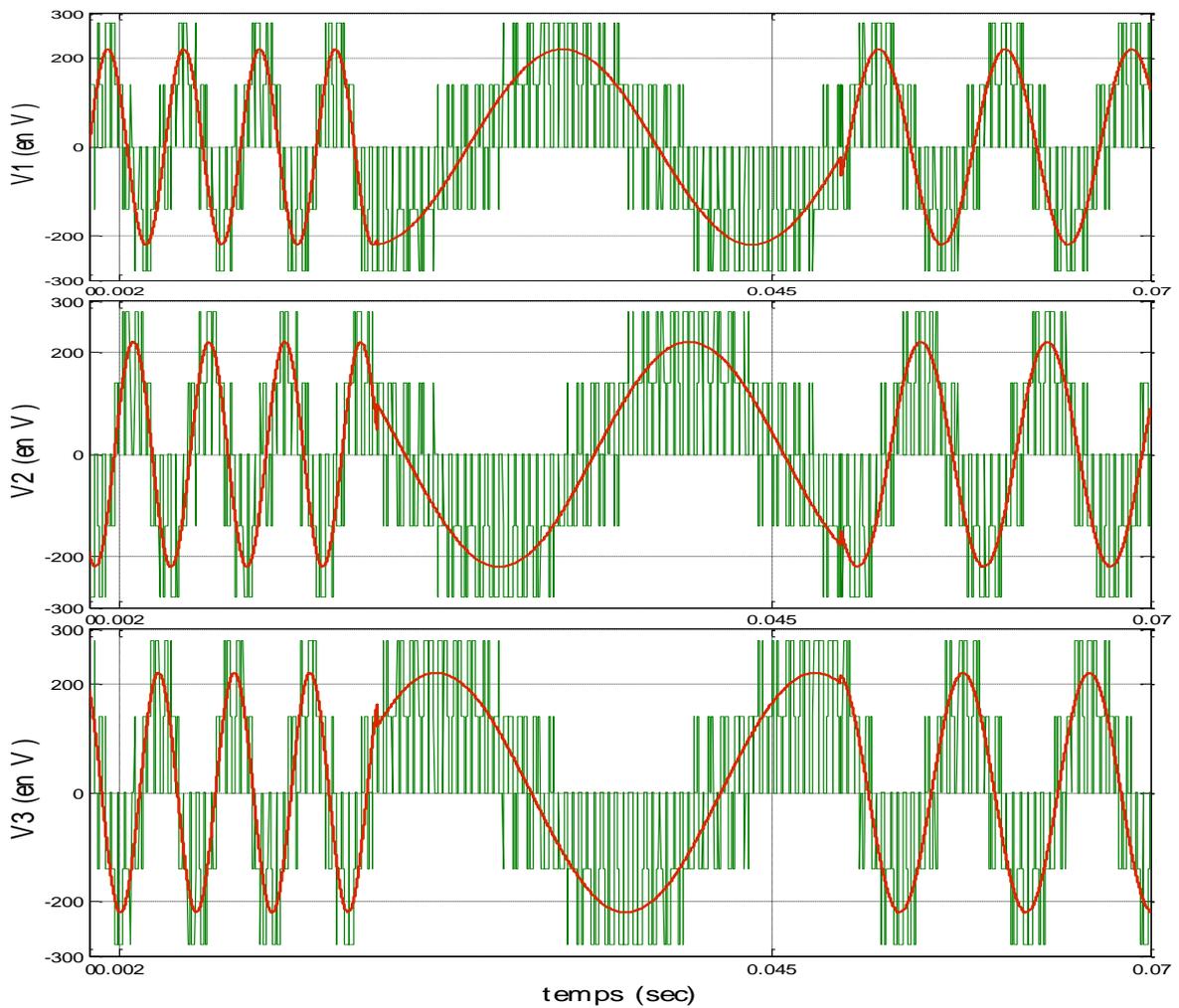


Fig. III.13: les tensions des phases v_a, v_b, v_c en fonction du réf pour plusieurs fréquences

La figure III.13 donne les trois tensions de sorties et de références obtenues, on remarque que les tensions des trois phases suivent les références imposées les variations de fréquence. Cette variation de fréquence est équivalente à une variation de la vitesse pour les moteurs à courant alternatif. Sachant que, nous avons effectué des tests avec une tension d'entrée de 500V et à la sortie, nous obtenons une tension équivalente à $(2 \cdot V_e / 3)$, ce qui valide notre modèle.

III.2.3. Modélisation des convertisseurs DC/DC

Les éléments du véhicule électrique, précisément, le système de puissance à besoin d'une alimentation en courant continu (voire figure III.1), à savoir, l'onduleur de tension pour l'alimentation du stator et l'alimentation du rotor en une tension d'excitation continue. Pour assurer cela, on a besoin de deux hacheurs (convertisseur DC/DC) :

- Un convertisseur Buck-Boost pour assurer l'alimentation de l'onduleur à partir de la tension de Batterie
- Un convertisseur Buck simple pour assurer l'excitation du rotor de la machine synchrone

La figure suivante donne la configuration et la structure des deux types de convertisseur :

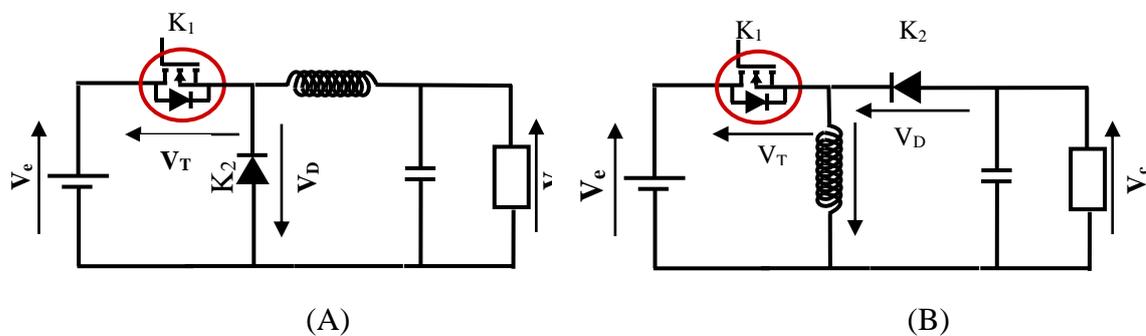


Figure III.14. (A) Hacheur Buck, (B) Hacheur Buck-Boost

Notant que le convertisseur Buck est un type de convertisseur DC-DC utilisé pour abaisser une tension à son entrée à une tension de sortie inférieure à celle de l'entrée en utilisant des techniques de commutation de l'alimentation électrique. Tandis que le convertisseur Buck-Boost, également appelé abaisseur élévateur, caractérisé par son aptitude à fournir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique.

III.2.2.1. Modèle mathématique d'un hacheur Buck :

Dans notre étude du système de traction, l'hacheur Buck est réservé pour l'excitation du moteur synchrone à rotor bobiné, c.-à-d., il va recevoir une tension constante de quatre cent volt et ça va être transformé en cent volt. Pendant le fonctionnement de tous les hacheurs Buck, on peut rencontrer deux états représentés sur la figure suivante :

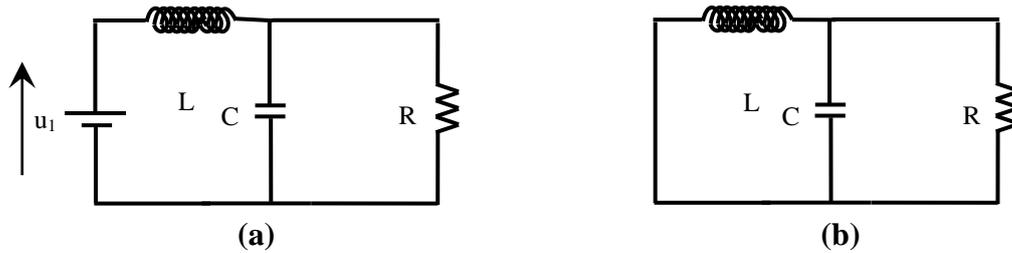


Figure III.15. (a) Hacheur Buck en état « On », (b) Hacheur Buck en état « Off ».

Les variables d'état du convertisseur Buck sont V_c et I_L .

Pendant L'état « ON », V_c et I_L peuvent être définis ci-dessous:

$$v_c = u_1 - L \frac{di_L}{dt} \tag{III.29}$$

$$i_L = C \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{R} \tag{III.30}$$

Ici pour le changement de variable on va défini la représentation d'états suivant :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

En appelant les variables d'état $I_L = x_1$ et $V_c = x_2$. Ses dérivées \dot{x}_1 et \dot{x}_2 dans (III. 31) et (III.32) peuvent être obtenues en réarrangeant (III.29) et (III.30). La matrice de la représentation d'état A et B dans (III.33) pour le convertisseur Buck à l'état « ON » peut être formulée à l'aide de (III.31) et (III.32) ci-dessous :

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} x_2 + \frac{1}{L} u_1 \tag{III.31}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \tag{III.32}$$

Sous la forme d'une représentation d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (III.33)$$

Pendant l'état « OFF », où u_1 est zéro et sa dérivée \dot{x}_1 est indiquée dans (III.34) et la dérivée \dot{x}_2 est identique à (III.32). De même, la matrice d'espace d'état A et B dans (III.35) pour le convertisseur Buck à l'état « OFF » peut être formulée à l'aide de (III.34) et (III.32):

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L} x_2 \quad (III.34)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (III.35)$$

Après avoir dérivé les matrices A et B de l'espace d'états du convertisseur abaisseur pour ses états « ON » et « OFF ». Il est nécessaire de trouver sa matrice moyenne A et B avec le compte du rapport cyclique d. Les matrices moyennes A et B sont représentées (III.36) et (III.37) respectivement :

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_{(on)}d + A_{(off)}(1-d) \\ \bar{A} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (III.36)$$

$$\begin{aligned} \bar{B} &= B_{(on)}d + B_{(off)}(1-d) \\ \bar{B} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} d \\ \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (III.37)$$

Pour compléter le modèle du convertisseur Buck, la matrice moyenne de (III.36) et (III.36) est remplacée par une matrice illustré en (III.38):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (III.38)$$

Enfin, pour obtenir l'état de sortie de V_C et I_L , la représentation d'état pour les matrices C et D est illustré dans (III.39):

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (III.39)$$

On peut simuler en boucle ouverte le hacheur Buck en appliquant les paramètres en annexe, on obtient :

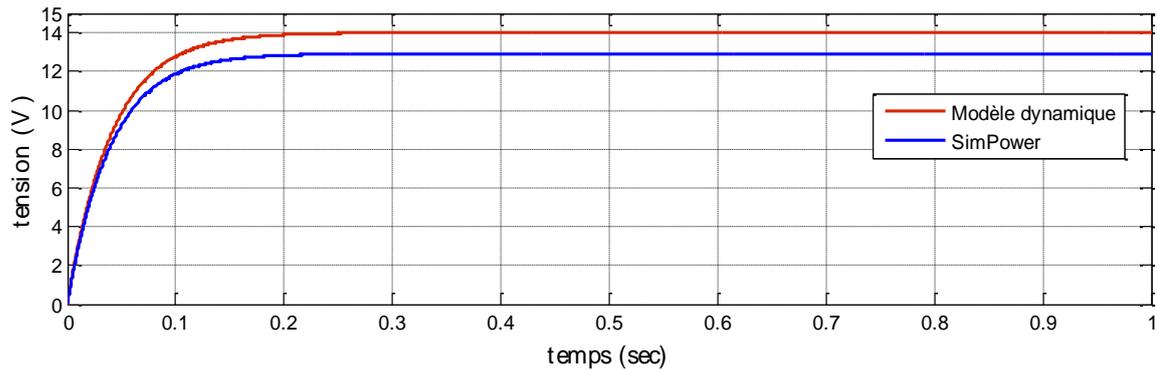


Figure III.16. Exemple de simulation d'un Hacheur Buck
En boucle ouverte (tension d'entrée 80V).[8]

III.2.2.2. Modèle mathématique d'un hacheur Buck-Boost

Dans le système de puissance étudié, l'utilisation de l'hacheur Buck-Boost permet de transformer une alimentation de plus ou moins de 400 Volt, une tension qui n'est pas toujours garantie et stable, c.-à-d., la batterie peut donner une tension plus ou moins. Pour assurer une tension stable à l'entrée de l'onduleur, il nous faut utiliser un hacheur de ce type, mais il doit être commandé, et c'est ce que on va faire par la suite.

Pendant le fonctionnement, on peut avoir les deux états suivants :

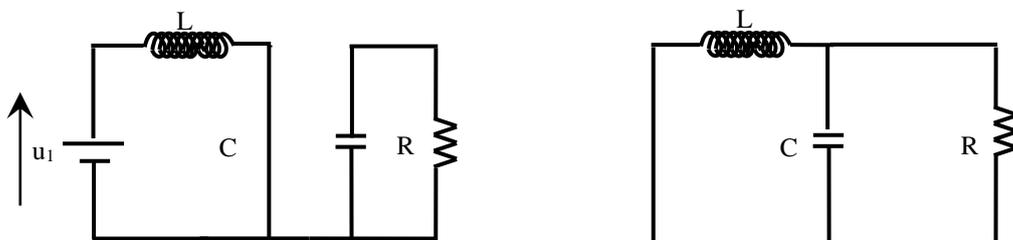


Figure III.17. Hacheur Buck-Boost pendant l'état « On » à gauche, et pendant l'état « Off » à Droite.

Pendant l'état « ON », l'inductance est chargée via u_1 défini en (III.40). Il n'y a pas de flux de courant vers le condensateur et résistance dans cet état, où i_l est nul tel que défini en (III.41).

$$u_1 = L \frac{di_L}{dt} \quad (III.40)$$

$$0 = C \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{R} \quad (III.41)$$

Après une représentation d'état x_1 et x_2 des équations (III.40) et (III.41), On obtient la matrice (III.44) qui représente le modèle du Buck boost dans l'état « On » :

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L} u_1 \quad (III.42)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{RC} x_2 \quad (III.43)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (III.44)$$

Pendant l'état « Off », il est similaire au convertisseur Buck dans l'état « OFF » où u_1 est égal à zéro, mais ses états de sortie V_c et I_L sont de polarité inversée en raison de la décharge de l'inductance, comme indiqué dans (III.45) et (III.46) respectivement.

$$V_c = L \frac{dI_L}{dt} \quad (III.45)$$

$$I_L = -C \frac{dV_c}{dt} - \frac{V_c}{R} \quad (III.46)$$

Encore une fois en mappant les variables d'état $V_c = x_1$ et $I_L = x_2$. C'est les dérivées \dot{x}_1 et \dot{x}_2 dans (III.47) et (III.38) peuvent être obtenus par la substitution de (III.45) et (III.46).

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L} x_2 \quad (III.47)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{L} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \quad (III.48)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (III.49)$$

La moyenne des matrices A et B de la représentation d'états du convertisseur Buck-Boost pour ses états « ON » et « OFF » peut être formulée en tenant compte du rapport cyclique d. Les matrices moyennes A et B sont représentées (III.50) et (III.51) respectivement.

$$\bar{A} = A_{(on)}d + A_{(off)}(1-d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-d}{L} \\ -\frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (III.50)$$

$$\bar{B} = B_{(on)}d + B_{(off)}(1-d)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

Pour compléter le modèle de convertisseur Buck-Boost, la matrice moyenne de (III.50) et (II.51I) est remplacée par une matrice illustré en (III.52) :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-d}{L} \\ -\frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (III.52)$$

Enfin, pour obtenir l'état de sortie de V_C et I_L , la représentation d'état pour les matrices C et D est illustré dans (III.53) :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (III.53)$$

Encore une fois on va simuler le hacheur Buck-boost en boucle ouverte en utilisant le dimensionnement des paramètres. On va prendre la conversion d'abaisseur :

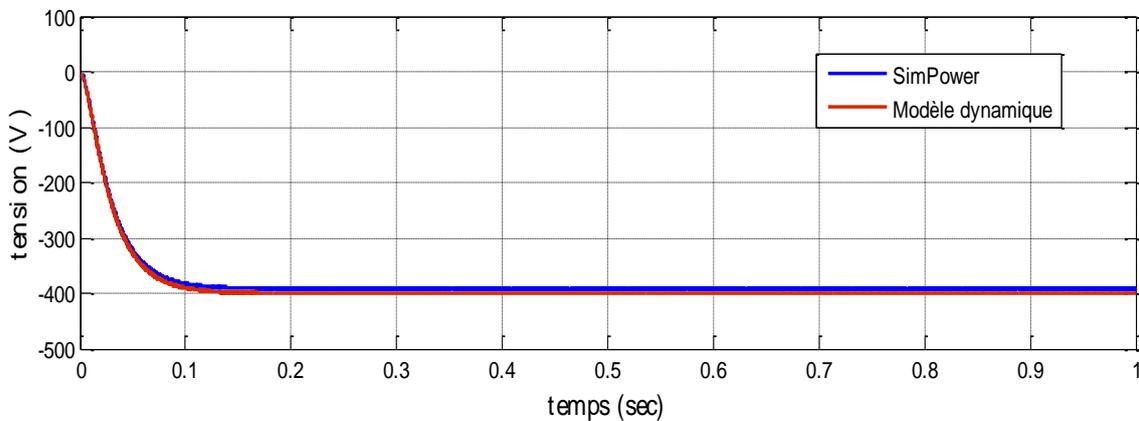


Figure III.18. Simulation Hacheur Buck-boost en boucle ouverte ($V_e=420V$).[8]

Les convertisseurs DC/DC que ce soit le type Buck ou le Buck-boost doit être régulés afin d'avoir des tensions de sortie avec des valeurs désirées, sur les deux figures au-dessus nous avons joué sur les valeurs des paramètres physiques ; la détermination des régulateurs sera faite dans le chapitre suivant.

III.2.4. Modélisation de la Batterie

Les batteries constituent l'élément clé limitatif du développement des véhicules électriques. Une batterie ou une batterie d'accumulateurs, est un ensemble d'accumulateurs électrochimiques reliés entre eux de façon à créer un générateur de courant continu de capacité et de tension données. Ces accumulateurs sont parfois appelés éléments de la batterie ou cellule. En fonction du nombre de cellules choisi et de son architecture d'emplacement (série, parallèle ou série parallèle), nous avons la possibilité d'avoir la configuration de batterie désirée en termes de tension en sortie et de capacité [10].

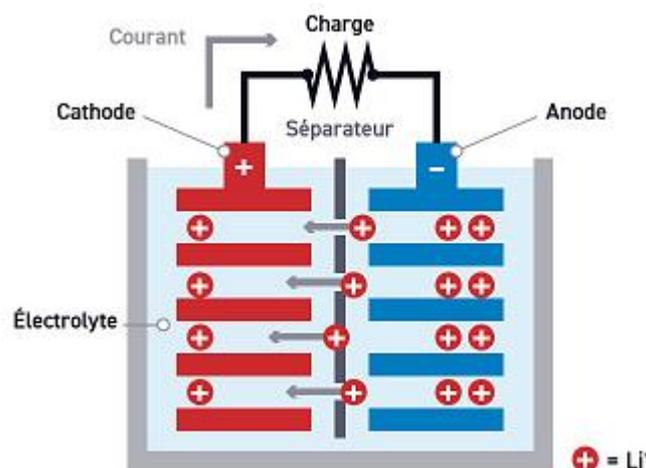


Fig III.19. Schéma fonctionnel de la batterie.

III.2.4.1. Types de batterie

Ils existent plusieurs types de batteries, les plus connues sont :

a- Batteries au plomb :

Les batteries au plomb alimentent le circuit électrique des équipements ou accessoires thermiques, comme le démarreur.

Elles ont un poids élevé et restent très encombrantes, mais ils sont économiques et simples à produire, autre bon point : elles se recyclent aisément.

Les batteries au plomb ne sont plus utilisées pour des voitures électriques depuis le milieu des années 80, d'autres technologies performantes ayant vu le jour.

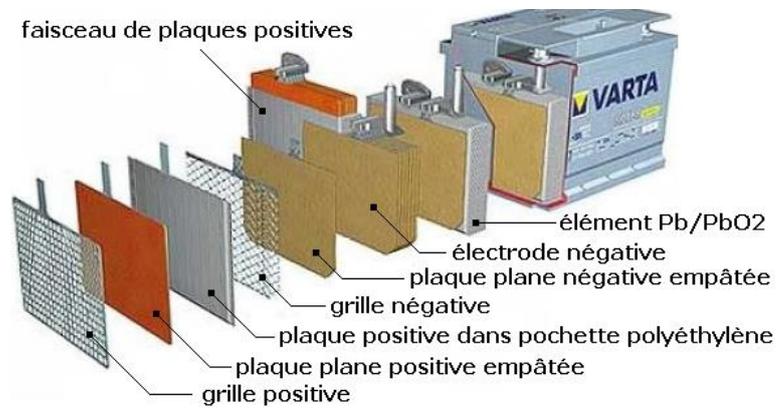


Fig III.20. Batteries au plomb

b- Batteries Nickel-Métal Hydrures:

Ces batteries ont fait les beaux jours des années 2000. Avec de belles performances, les accumulateurs Nickel-Métal Hydrures ont rencontré un succès durable, notamment grâce à l'absence de métaux lourds.

Leur point fort était leur faible coût. En effet, cette technologie de batteries rechargeables portables était tout simplement la plus économique au début des années 2000. Elles ne connaîtront le déclin que lors de l'avènement de la technologie lithium-ion, qui reste à ce jour la technologie la plus utilisée pour les batteries de voitures électriques [10].

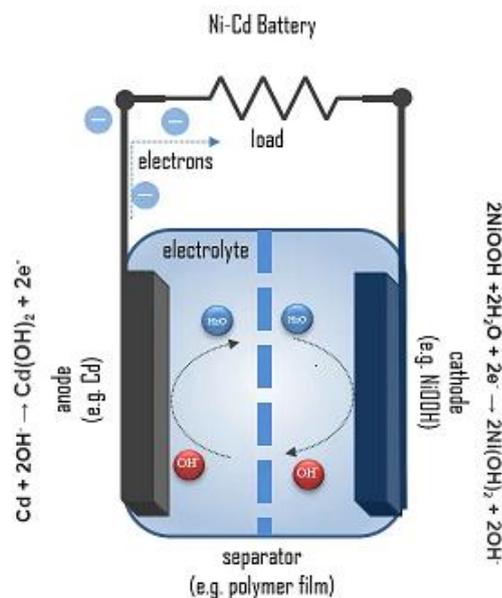


Fig III.21. Batteries Nickel-Métal Hydrures

c- Batteries au lithium-ion :

La batterie lithium-ion a été élaborée au début des années 90 et s'est imposée comme la référence. Sa grande durée de vie est son avantage principal, tout comme sa densité d'énergie nettement supérieure à celle des technologies concurrentes.

Cependant, les batteries lithium-ion nécessitent un conditionnement adapté, tout comme un pilotage précis de la recharge. Celui-ci est le plus souvent assuré par un circuit électronique dédié. Ces batteries sont par exemple utilisées par Renault pour tous ses véhicules électriques, et notamment la célèbre Zoé que nous travaillons dessus.

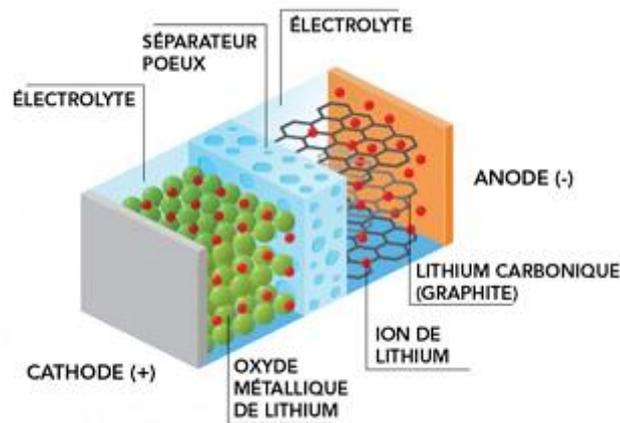


Fig. III.22. Les composants d'une batterie lithium-ion.

III.2.4.2. Modélisation de la batterie :

Une batterie est une forme chimique de système de stockage électrique qui fonctionne de manière réversible (en courant plutôt qu'en tension) et se caractérise par sa capacité et son énergie spécifique afin d'alimenter le véhicule en permanence. L'énergie chimique stockée dans chaque batterie est directement convertie en énergie électrique lorsque les bornes de la batterie sont connectées au consommateur [11].

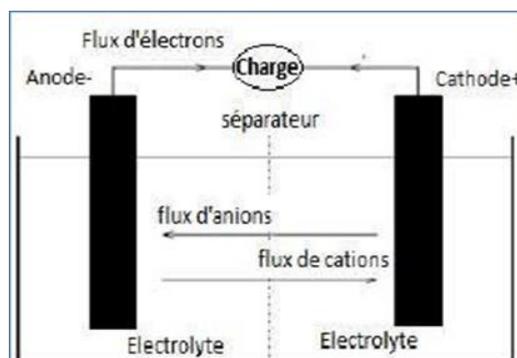


Fig. III.23. Représente la vue interne d'une batterie

Dans notre étude, la batterie est modélisée comme un générateur de tension parfait en série avec la résistance interne de la batterie, comme dans la figure III.24.

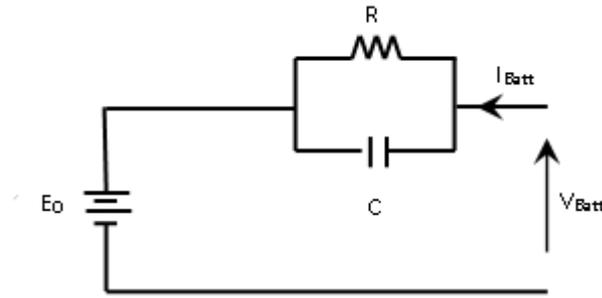


Fig. III.24. Circuit équivalent de la batterie (pour une cellule), Modèle statique.

Pour calculer la tension de la batterie on utilise l'équation suivante :

$$V_{Batt} = E_0 - \frac{R}{R \cdot C \cdot p + 1} \cdot I_{Batt} \quad (III.54)$$

Les valeurs des paramètres E_0 , R et C sont calculées à partir de données d'essais (ou de courbes constructeur).

a- Etat de charge d'une cellule de la batterie

Le SOC correspond à l'état de charge (Stat Of Charge), la quantité de charge notée C_N , pouvant être restituée par la batterie par rapport à sa capacité nominale, notée C_{N0} , et correspondant à $SOC=100\%$ (batterie pleinement chargée) :

$$SOC(t) = SOC(t_0) - 100 \frac{C_N(t)}{C_{N0}} \quad (III.55)$$

$$C_N = \frac{1}{3600} \int_{t_0}^t I_{Batt}(t) dt$$

C_N Et C_{N0} la capacité actuelle et initiale de la cellule sont exprimés en [A.h] ; SOC est sans unité compris entre 0 et 100. La tension V_{Batt} est fonction du SOC, de la température T° du pack et du courant I_{Batt} selon une relation non explicitée :

$$V_{Batt}(t) = f(SOC(t), T^\circ, I_{Batt}(t))$$

Les paramètres de ce modèle sont donc C_{N0} et la fonction $f(SOC(t), T^\circ, I_{Batt}(t))$. Toute technologie de batterie sans restriction peut être représentée par ce modèle.

I_{Batt} C'est le courant qui travers la batterie exprimée en [A].

SOC(t_0) représente l'état de charge à l'instant initial t_0 entre 0 et 100 et constitue un paramètre de simulation.

La tension d'une cellule dépend du type de technologie utilisé (type de batterie) ; elle peut être variable en fonction de l'état de charge SOC(t) et en fonction de la densité massique des cellules. Dans la littérature, on peut trouver plusieurs courbes qui donnent cette relation de la tension d'une cellule en fonction de l'état de charge de la batterie SOC(t) et de la température T° , elle est nommée OCV (cartographie de tension à vide aux bornes d'une cellule), on peut représenter cette caractéristique par la figure (III.25) :

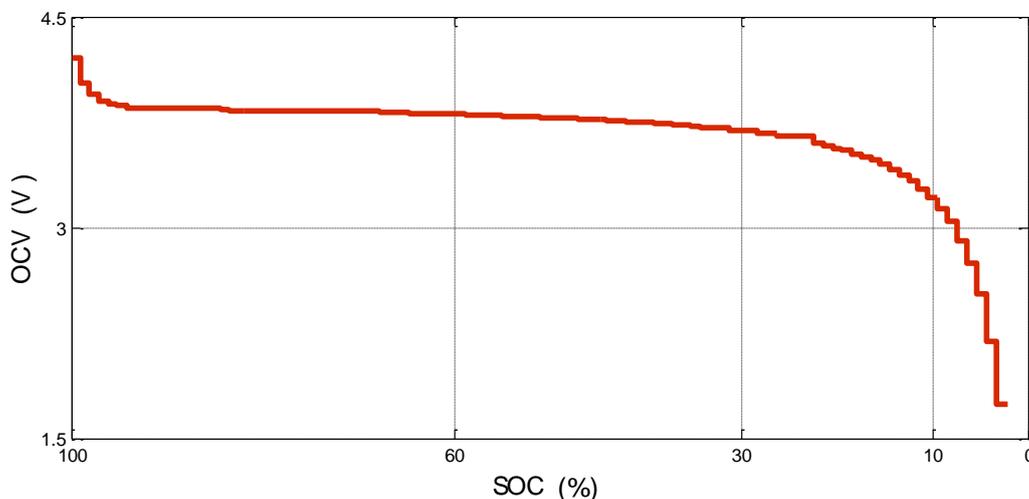


Fig. III.25. La tension à vide (OCV) aux bornes d'une cellule Li-ion en fonction du SOC.

Pour continuer la modélisation de la batterie, on peut écrire la formule suivante :

$$\begin{aligned} V_{cel} &= V_{cel}(SOC) - V_{per} \\ &= V_{cel}(SOC) - R_{int} \cdot I_{cel} \end{aligned} \quad (III.56)$$

Avec :

V_{cel} : La tension d'une cellule.

$V_{cel}(SOC)$: La tension fournie par une cellule en fonction de SOC.

V_{per} : La tension des pertes internes d'une cellule.

La tension V_{per} dépend de la résistance interne de la cellule R_{int} et du courant I_{cel} , cette dernière varie, à son tour, en fonction de l'état de charge $SOC(t)$ et de température

T°. La résistance interne d'une cellule (nommée DCR) peut être donnée par la figure suivante :

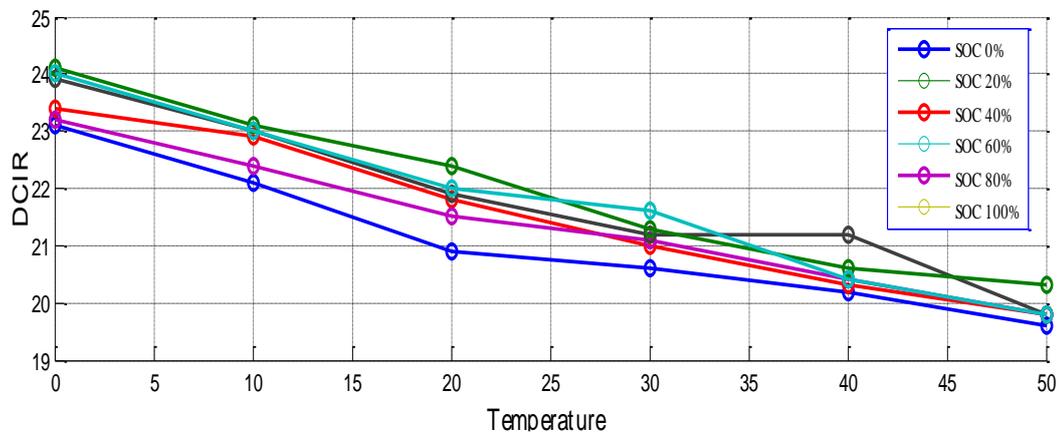


Fig. III.26. La résistance interne (DCR) d'une cellule (Li-ion)

En fonction du SOC et la T (°C).

Jusqu'à présent nous avons présenté la modélisation et les principes de fonctionnement d'une seule cellule Li-ion. Il est possible alors de tracer l'évolution des variables d'une cellule en situation de décharge de la cellule uniquement du point de vue variation de tension à ses bornes. Une petite simulation a été faite pour représenter les variables sur le modèle donné, les figures suivantes montrent respectivement, la variation de l'état de charge de la cellule SOC(t) en fonction du temps, la diminution de la tension de la cellule $V_{cel}(t)$ en fonction du temps et en fonction de l'état de charge. Il est important de dire que nous avons trouvé une configuration de la batterie dans le Sim power du programme Matlab, nous avons préféré de faire comparaison de notre modèle avec le modèle fourni par Matlab.

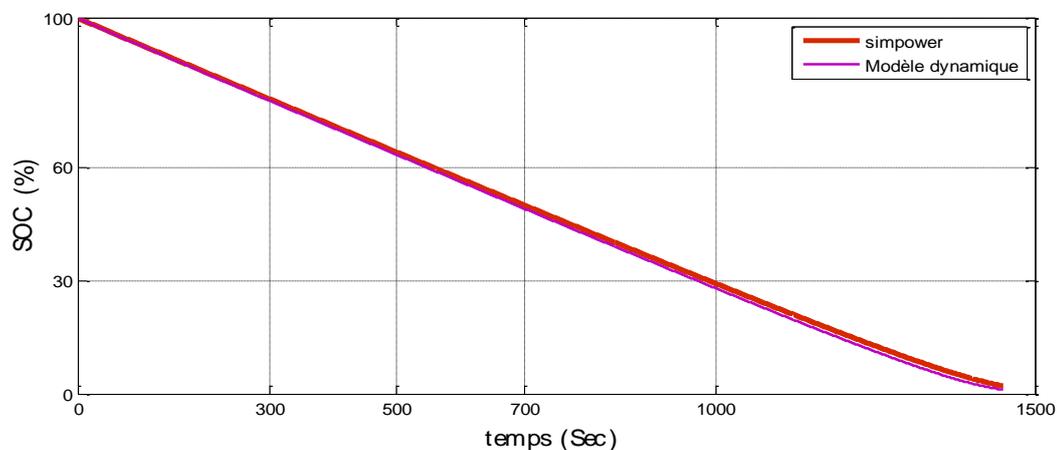


Fig. III.27. L'état de charge (SOC) en fonction du temps

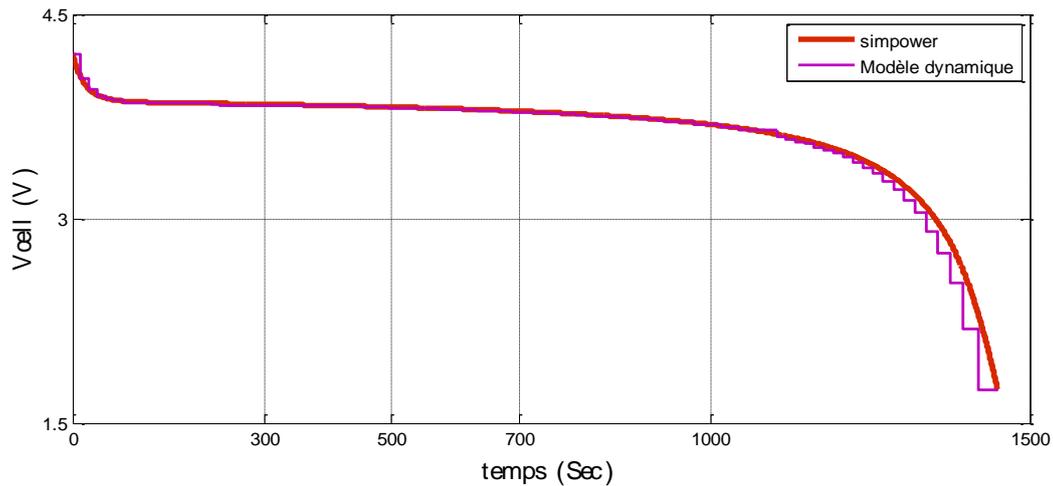


Fig. III.28. La tension fournie par une cellule en fonction de temps.

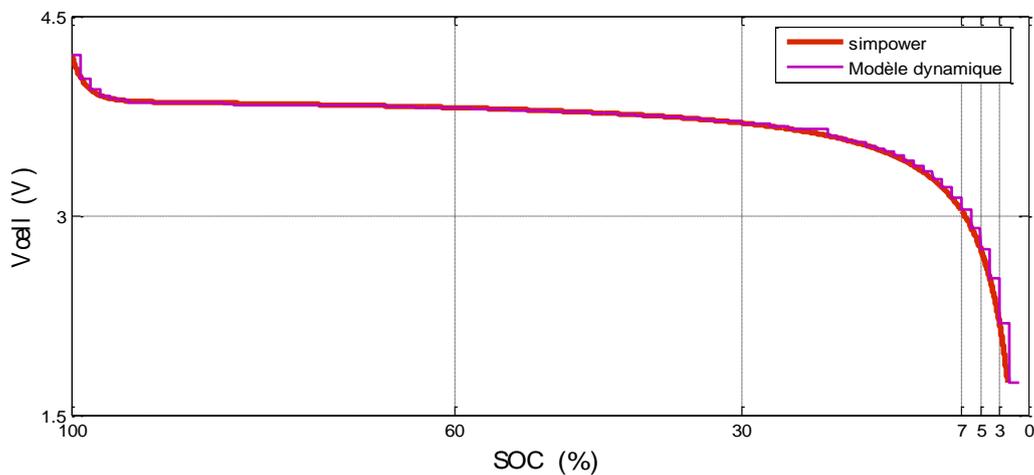


Fig.III.29: la tension fournie par une cellule en fonction de SOC.

Dans les figures précédentes, nous avons tracé les variables à partir du modèle, donné précédemment, mais nous avons préféré de représenter aussi un modèle d'une cellule Lithium-ion trouvé dans le bloc Sim Power System, juste pour comparaison, en utilisant le Logiciel MATLAB Simulink.

b- Architecture et composition d'une batterie au lithium-ion :

L'hypothèse d'équilibrage des cellules est importante, car cela signifie que chaque cellule présente les mêmes caractéristiques (même courbe de décharge). Le pack ne présente pas de dispersion et toutes les cellules ont vieilli de la même façon. L'état de charge (SOC) d'une cellule coïncide alors avec l'état de charge du pack.

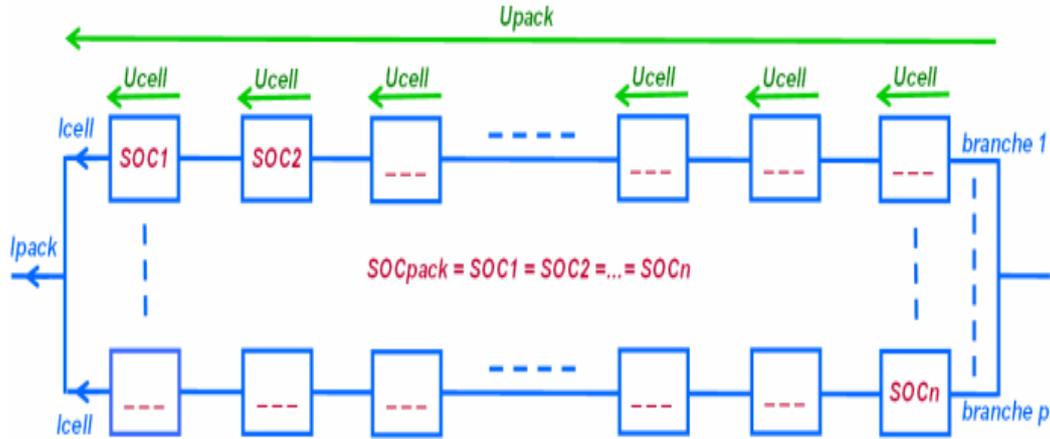


Fig.III.30. La tension d'une cellule au pack batterie

Donc d'après la figure précédente, on peut déduire la tension et le courant de sortie de batterie si nous connaissons la structure (série et parallèle des cellules et des branches). Les principaux variables d'une batterie peuvent être donnés par les équations suivantes :

$$I_{pac} = \sum_{i=1}^p I_{cel} = p \cdot I_{cel} \quad (III. 57)$$

$$V_{pac} = \sum_{i=1}^m V_{cel} = m \cdot V_{cel} \quad (III. 58)$$

$$SOC_{pack} = SOC_{1\dots n} \quad (III. 59)$$

Avec :

$I_{pac} = I_{bat}$: Le courant d'un pack (batterie).

$V_{pac} = V_{bat}$: Le courant d'un pack (batterie).

p : Nombre de branches

m : Nombre de cellules par branche

$n = m \cdot p$: Nombre total de cellules.

En tenant compte de l'architecture de la batterie (voir la figure au-dessus pour comprendre) et si nous supposons que nous avons une batterie avec $m = 96$ cellules et $p = 2$ branches, il sera possible de tracer l'évolution de V_{bat} et I_{bat} d'une batterie en situation de décharge et en fonction de l'état de charge $SOC(t)$. Notant que, une charge résistive de $R = 3\Omega$ est utilisé pour garantir la décharge de la batterie.

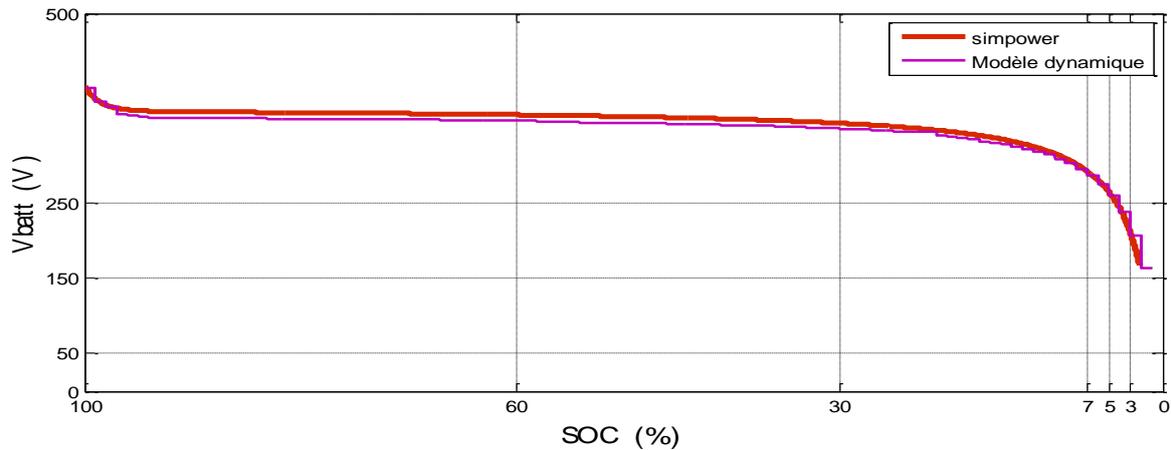


Fig.III.31 : Tension en situation de décharge d'une batterie Lithium-ion.

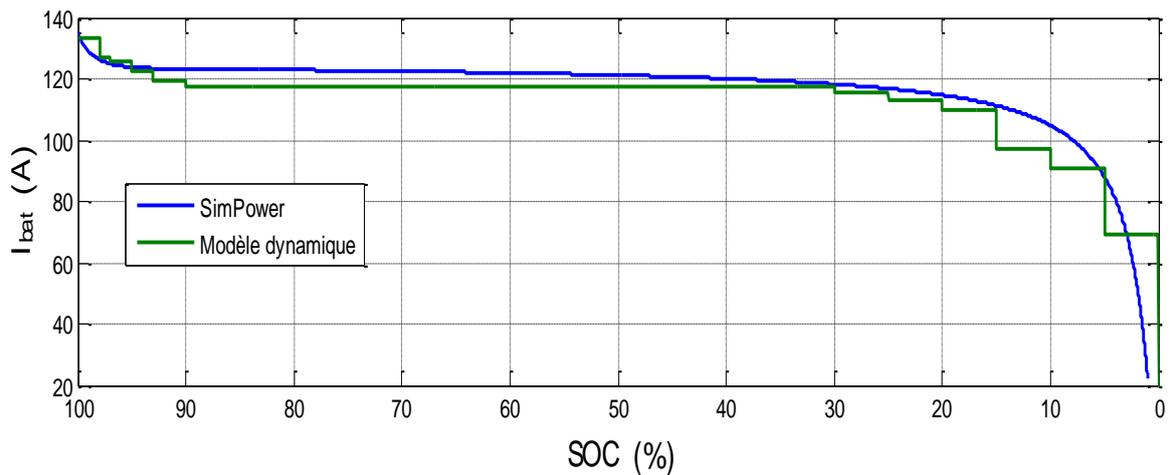


Fig.III.32 : Courant de batterie Lithium-ion en situation de décharge.

Jusqu'à présent nous avons modélisé les principaux éléments du système de traction du véhicule électrique, pour le fonctionnement en cascade, c'est à dire en chaine nous devons d'abord effectuer la commande des éléments qui nécessite, à savoir, la commande de la machine, la commande des deux convertisseurs DC/DC Buck et Buck-boost et la commande de l'onduleur en MLI bien sûr.

Nous passons maintenant à l'étude du système de charge de la batterie.

III.3. Modélisation du système de charge

Les véhicules électriques utilisent l'énergie stockée dans des batteries rechargeables. Ils sont équipés d'un ou plusieurs socles de connecteur de charge, et d'un chargeur embarqué qui convertit le courant alternatif (AC) en courant continu (DC) afin qu'il puisse être stocké dans la batterie. La plage de puissance caractéristique des batteries des VE se situe entre 5 kWh et 100 kWh. La batterie fonctionne à un voltage compris entre 300 V et 800 V. La batterie détermine l'autonomie de la voiture électrique. De manière approximative, 1 kWh d'énergie stockée équivaut à une distance de conduite de 5 km.

Comme nous avons dit, les véhicules électriques comprennent un chargeur embarqué, qui convertit le courant alternatif (AC) en courant continu (DC) pour charger la batterie. Mais, dans le cas d'une charge rapide DC (voir mode de charge 4 en dessous), le chargeur embarqué est contourné, et la batterie est alimentée directement en électricité en courant continu. La norme internationale IEC 61851-1 « Système de charge conductive pour véhicules électriques » définit quatre modes de charge :

- **Mode 1** - socle de prise de courant standard, ce mode concerne les installations électrique domestique simple, il est caractérisé par un temps de charge un long qui peut atteindre plus de 10 heures ;
- **Mode 2** - socle de prise de courant domestique standard, mais, équipé d'un système d'alimentation AC pour VE, le temps de recharge peut être diminuer à environ 6 heures.
- **Mode 3** - système DC pour VE raccordé en permanence à un réseau d'alimentation AC, ce mode nécessite des cabines spéciales, généralement non domestique. Le temps de recharge sera de moins d'une heure avec cette borne de recharge rapide.
- **Mode 4** - système d'alimentation DC pour VE. C'est un mode de recharge ultra-rapide DC, le temps de recharge est d'environ 10 minutes

Dans notre travail, nous somme intéresser uniquement aux systèmes de charge embarqués (à bord du véhicule) mais surtout, il faut noter que c'est un système intégré à la chaine de traction parce que il utilise des élément de la partie (enroulement de la machine électrique). La figure III.33 résume la partie de recharge de la batterie dans le système de puissance à étudier dans ce travail, sur cette figure, nous avons préféré d'isoler le système de charge du reste du système de puissance.

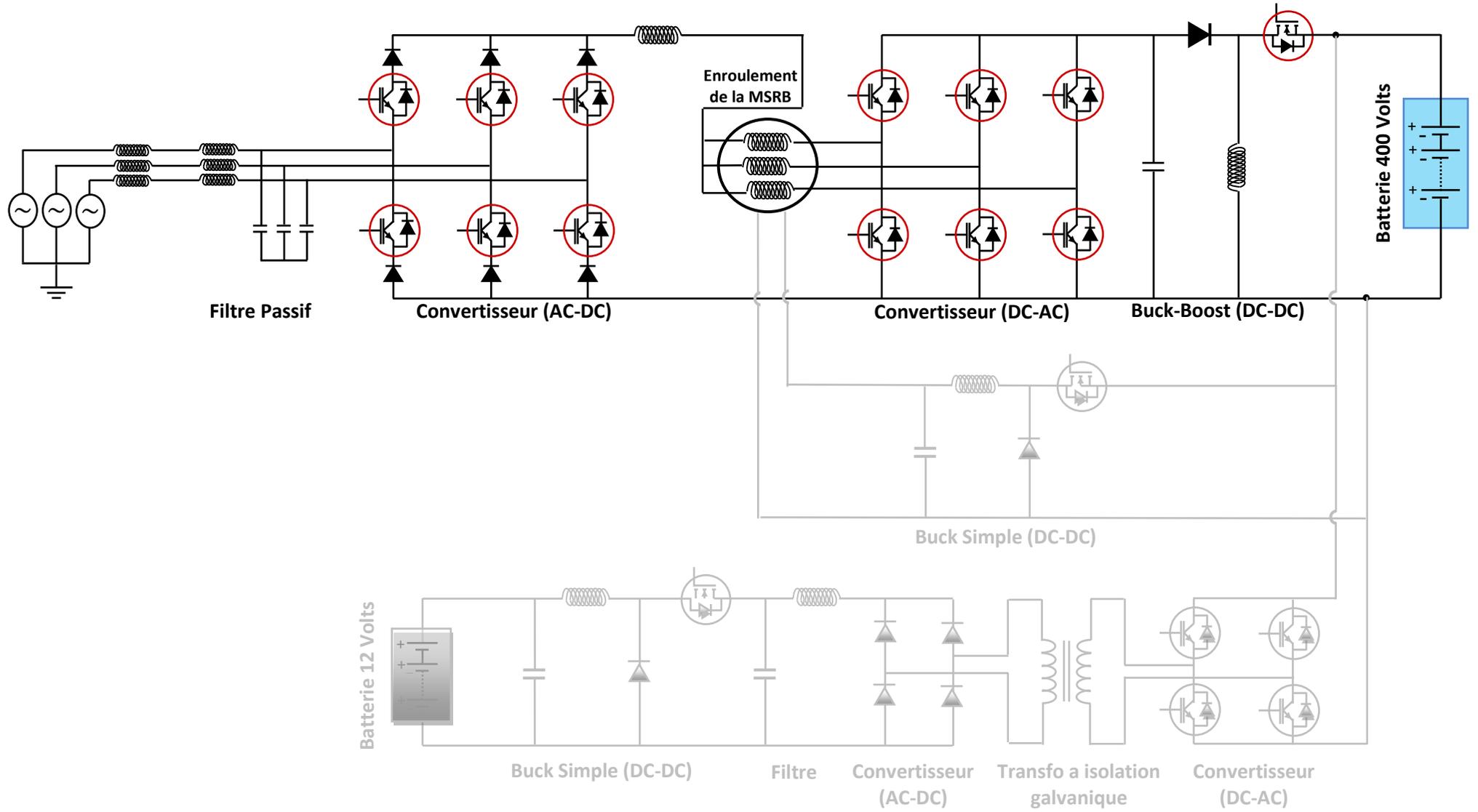


Figure III.33 : Schéma du système de puissance, partie charge

Sur le système de puissance du véhicule étudié, figure (III.33), le bloc de charge de la batterie n'est pas isolé du système de traction, il utilise les enroulements statoriques de la machine et l'onduleur de tension qui sera transformé en un convertisseur DC/DC boost. Notre étude de modélisation des éléments de la chaîne de charge concerne alors :

- Un modèle du redresseur triphasé qui est un modèle analytique basé sur un schéma équivalent obtenu à partir de ces dimensions.
- Un modèle du filtre passe-bas pour la tension redressée
- Modèle du convertisseur abaisseur DC/DC boost : modèle analytique qui permet d'exprimer la relation entre tension d'entrée et tension de sortie coté batterie.
- Modèle de batterie : il est déjà étudié dans la partie précédente de traction.

III.3.1. Les redresseurs AC/DC

Dans un VE, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, en énergie électrique à courant continu, qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques et/ou dans une batterie de grande capacité. Les redresseurs à MLI sont classés en deux structures : structure en tension et en courant.

III.3.1.1. Structure en tension

Le redresseur MLI de tension, représenté par la figure III.34, permet la conversion d'énergie entre une source de tensions sinusoïdales et un récepteur à courant continu. Puisque le récepteur de courant est unidirectionnel en courant et la source de tension bidirectionnelle en tension, les 6 interrupteurs doivent l'être aussi. Ce qui assure cette combinaison est une association série d'un GTO ou d'un IGBT avec une diode pour assurer le blocage de la tension négative. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [12].

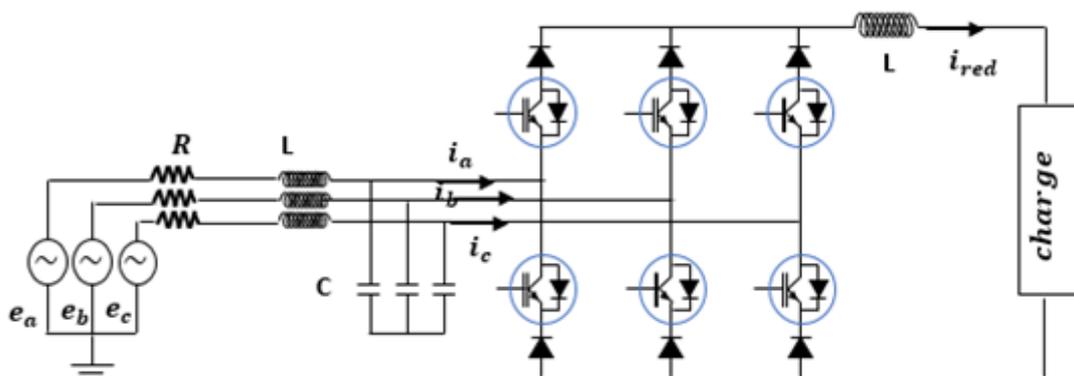


Fig III.34. Structure du redresseur de tension

III.3.1.2. Structure en courant

La structure en courant (figure III.35) permet la même conversion d'énergie. Cependant, cette conversion se fait entre une source de courants sinusoïdaux et un récepteur de tension continue [12]. Etant donné que la source de courants bidirectionnelle en courant et le récepteur de tension unidirectionnel en tension, les interrupteurs doivent être bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Ces conditions sont assurées par l'association parallèle d'un GTO ou d'un IGBT avec une diode en anti parallèle. En général, l'interrupteur utilisé est constitué d'un IGBT et d'une diode. Afin d'avoir une source de courant, on insère des inductances en série avec la source de tension.

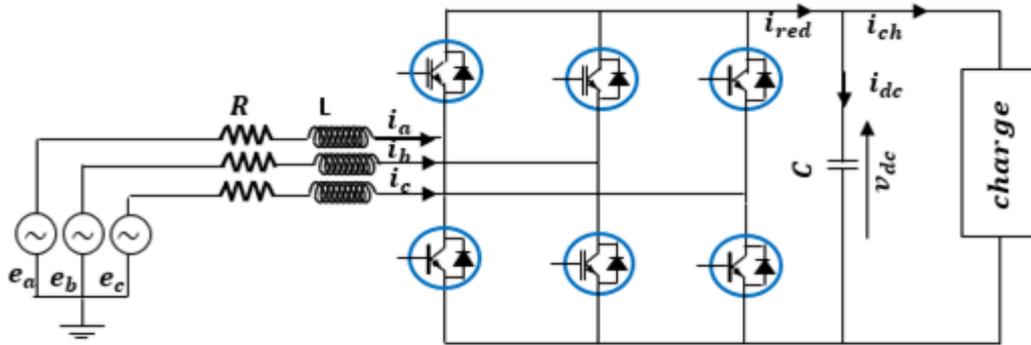


Fig III.35. Structure du redresseur de courant.

Cette dernière structure est très utilisée car elle offre des possibilités de réglage très intéressantes. C'est le type que nous présentons dans la suite de ce mémoire.

III.3.1.3. Modélisation du redresseur a MLI

Afin de mieux comprendre le principe, ainsi, de pouvoir faire des simulations sur le redresseur MLI, une modélisation doit être faite et c'est ce que nous allons présenter dans cette partie [13]. Le schéma électrique est celui donné au-dessus. Les tensions d'entrée du redresseur sont données par :

$$\begin{aligned}
 e_a &= E_m(t) \sin(\omega t) \\
 e_b &= E_m(t) \sin(\omega t - 2\pi/3) \\
 e_c &= E_m(t) \sin(\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{III. 60}$$

D'une autre part, on a :

$$\begin{aligned}
 e_a &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{ra} \\
 e_b &= L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{rb} \\
 e_c &= L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{rc}
 \end{aligned}
 \tag{III. 61}$$

A partir de (III.61), on peut écrire :

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= e_a - Ri_a - v_{ra} \\ L \frac{di_b}{dt} &= e_b - Ri_b - v_{rb} \\ L \frac{di_c}{dt} &= e_c - Ri_c - v_{rc} \end{aligned} \quad (III. 62)$$

Les tensions du redresseur, v_{ra} , v_{rb} et v_{rc} sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{ra} &= \frac{v_{dc}}{3} (2s_a - s_b - s_c) \\ v_{rb} &= \frac{v_{dc}}{3} (-s_a + 2s_b - s_c) \\ v_{rc} &= \frac{v_{dc}}{3} (-s_a - s_b + 2s_c) \end{aligned} \quad (III. 63)$$

A la sortie, on a :

$$i_{red} = i_{dc} + i_{ch} \quad (II. 64)$$

Sachant que :

$$i_{red} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (II. 65)$$

Et

$$i_{dc} = c \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (III. 66)$$

Les 3 équations (III.64), (III.65) et (III.66) nous donne :

$$c \frac{dv_{dc}}{dt} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c - i_{ch} \quad (III. 67)$$

La simulation en Matlab du redresseur en utilisant le modèle dynamique précédent donne une tension redressée représentée la figure suivante :

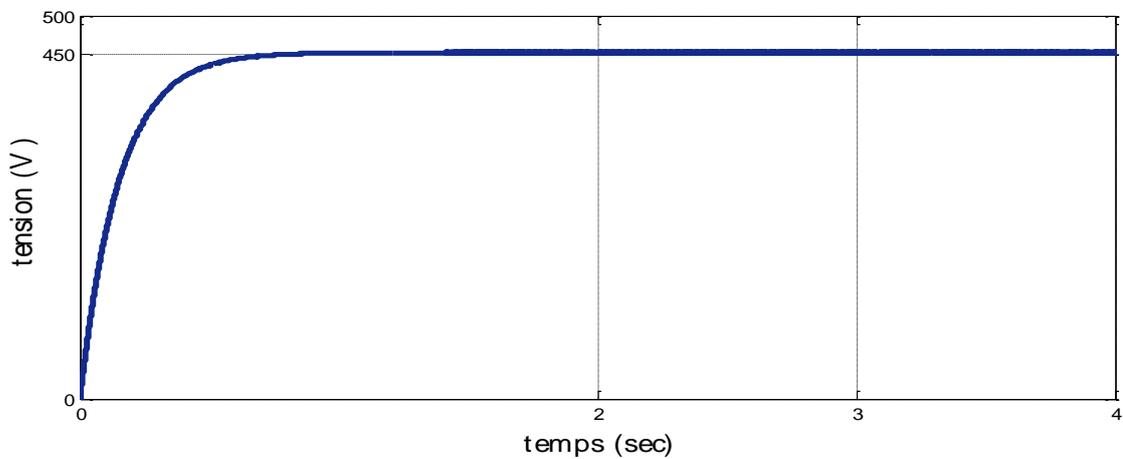


Fig III.36. La tension de la sortie d'un redresseur en MLI

III.3.2. Modélisation du Filtre

Ils existent plusieurs types de filtre passifs, mais les plus utilisés sont le filtre RLC (ou bien LC) du deuxième ordre et le filtre RC du premier ordre. On va présenter les deux :

III.3.2.1. Modélisation d'un Filtre RLC (LC également)

Un filtre du deuxième ordre peut avoir plusieurs défèrent forme des circuits électriques permet lesquelles on adopte pour notre étude un filtre (RLC) qui est représenter par la figure suivante [14]:

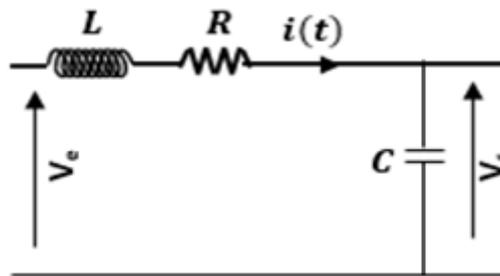


Fig. III.37. Filtre du deuxième ordre RLC passe-bas

Nous allons effectuer une analyse électrique du circuit en appliquant la loi des mailles on trouve :

$$v_e(t) = u_R(t) + u_L(t) + v_s(t) \quad (\text{III. 68})$$

On sait que :

$$v_s(t) = v_c(t) = \frac{1}{c} \int I(t) dt \quad \text{et} \quad u_L = L \frac{dI(t)}{dt}$$

$$v_e(t) = R \cdot I(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + v_s(t) \quad (\text{III. 69})$$

On sait que

$$v_s(t) = v_c(t) = \frac{1}{c} \int I(t) dt$$

Ce qui nous donne

$$I(t) = c \frac{dv_s}{dt} \quad (\text{III. 70})$$

On remplace (III.70) à (III.69) on obtient :

$$v_e(t) = Rc \frac{dv_s}{dt} + Lc \frac{d^2v_s}{dt^2} + v_s(t) \quad (\text{II. 71})$$

On fait transmettre (III.71) au domaine de la place on obtient l'équation qui convient :

$$v_e(p) = Rc \cdot p v_s(p) + Lc p^2 v_s(p) + v_s(p)$$

On prenden facteur qui nous dons :

$$v_e(p) = v_s(p)(Rcp + Lcp^2 + 1)$$

En fin on trouve la fonction de transfert (du deuxième ordre) de ce circuit comme suit :

$$H(P) = \frac{v_s(p)}{v_e(p)} = \frac{1}{RC \cdot p + LC \cdot p^2 + 1} \quad (\text{III. 72})$$

Lorsque on remplace $p = jw$ et $w = 2\pi f \rightarrow p = j2\pi f$

L'équation (III.72) devient alors :

$$H(jw) = \frac{1}{RC \cdot j2\pi f + LC \cdot (j2\pi f)^2 + 1} \quad (\text{III. 73})$$

La forme canonique de la fonction de transfert du filtre du deuxième ordre est sous la forme qui convient :

$$FT_{R2}(f) = \frac{A}{j^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \left(\frac{f}{f_0}\right) + 1} \quad (\text{III. 74})$$

f_0 est la frequence de coupure, le paramètre Q est appelle le facteur de de qualité du filtre , il est a maximiser.

Lorsque on fait l'identification des deux équation (II.73) et (II.74) on arrive à trouver ce qui suit :

- Dans le numérateur :A=1
- Dans le dénominateur : par identification des coefficients des pole on trouve

$$j^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 = Lc \cdot j^2 \cdot (2\pi f)^2 \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$j \frac{1}{Q} \left(\frac{f}{f_0}\right) = Rc \cdot J2\pi f \rightarrow Q = \frac{1}{2\pi \cdot RC \cdot f_0}$$

On remplace f_0 par sa valeur :

$$Q = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \frac{1}{2\pi RC \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} \rightarrow Q = \frac{\sqrt{LC}}{Rc} \quad \text{Enfin } Q = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{L}{c}}$$

III.3.2.2. Etude d'un filtre du premier ordre RC :

Les filtre du premier ordre sont multiples, parmi lesquelles : le circuit RC et le Circuit LR, le circuit électriques RC est données par la figure suivante[14] :

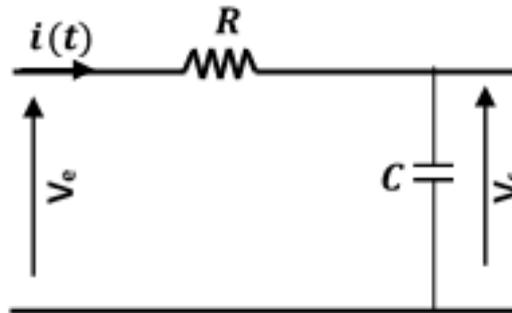


Fig. III.38. filtre du premier ordre RC passe-bas

A partir du circuit de la figure précédemment en appliquant la loi des mailles on trouve :

$$v_e(t) = U_r(t) + v_s(t) = R \cdot I(t) + v_s(t) \quad (\text{III. 75})$$

Avec :

$$v_s(t) = v_{c(t)} = \frac{1}{c} \int I(t) dt$$

en fin on obtient :

$$I(t) = c \frac{dv_s}{dt} \quad (\text{III. 76})$$

On remplace I(t) dans l'équation (III.75) on obtient :

$$v_e(t) = Rc \frac{dv_s}{dt} + v_s(t) \quad (\text{III. 77})$$

En transmettant l'équation (III.77) au domaine de Laplace on obtient alors :

$$v_e(p) = Rc \cdot p \cdot v_s(p) + v_s(p)$$

Avec $p=jw$.alors on reléve $v_s(p)$ en facteur

$$\begin{aligned} v_e(p) &= v_s(p) \cdot (Rc \cdot p + 1) \\ H(P) &= \frac{v_s(p)}{v_e(p)} = \frac{1}{RC \cdot p + 1} \end{aligned} \quad (\text{III. 78})$$

Donc la fonction de transfert du circuit RC est $H(P)$

On remplace $p = jw$ dans (III.78) on obtient $H(p = jw) = \frac{1}{jRC \cdot w + 1}$

On pose

$$W_0 = \frac{1}{RC}$$

Où w_0 est soit la pulsation caractéristique du circuit, $H(p)$ devient comme suit :

$$H(jw) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{w}{w_0}\right)} \quad (\text{III. 79})$$

On sait bien que $w = 2\pi f$, sachant que f est la fréquence, donc $f = \frac{W}{2\pi}$

Alors lorsque on multiplier fois $1 = \frac{2\pi}{2\pi}$ le terme $\left(\frac{w}{w_0}\right)$ on obtient alors : $\left(\frac{f}{f_0}\right)$

L'équation III.79 devient on fonction des fréquences :

$$H(jw) = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)}$$

Le filtre passe-bas du premier ordre est défini par une forme canonique sa fonction de transfert, elle peut être donnée sous la forme général suivante :

$$FT_{R1}(f) = \frac{A}{j\left(\frac{f}{f_0}\right) + 1} ;$$

où « f_0 » est la fréquence de coupure du filtre.

Donc par identification avec la forme générale on arrive à identifier les paramètres A et f_0 comme suite :

$$A = 1 \quad \text{et} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

On constate que la fréquence de coupure du filtre dépend à la valeur des paramètre passif R et C .

Pour vérifier les deux modèles des filtre RLC (ou bien LC, en prenant une Résistance très petite ou nulle) du deuxième ordre et le filtre RC du premier ordre, nous avons effectué une simulation de Filtrage, nous avons supposé une tension d'entrée bruité de valeur moyenne de 100Volts, et comme le montre la figure suivante, les deux filtres ont effectué la suppression des hautes fréquences, et chaque filtre à imposer la forme qui le correspond, premier ordre et deuxième ordre [14].

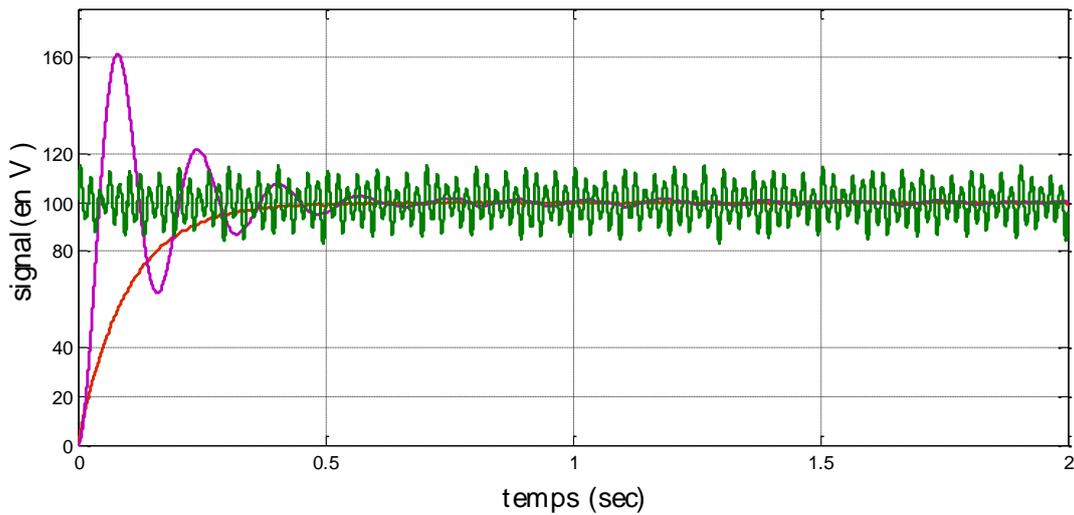


Fig III.39. Filtrage du premier ordre et du deuxième ordre d'un signal bruité

III.3.3. Convertisseur élévateur Boost

Le circuit fondamental du convertisseur élévateur et ses circuits d'état "ON" et "OFF" sont représentés dans la Figure :

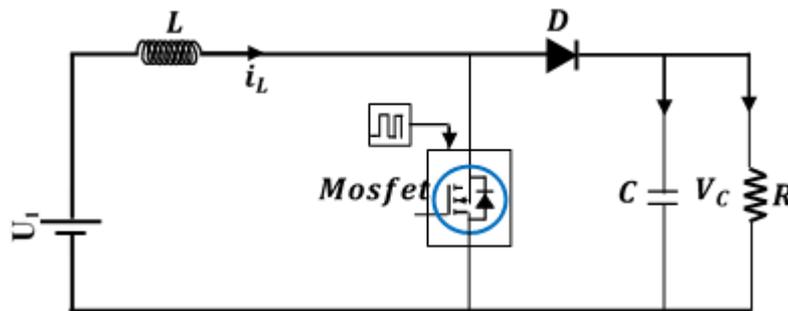


Fig III.40: Hacheur Boost

Pendant le fonctionnement de ce convertisseur DC/DC, le schéma bascule entre deux états, la figure suivante représente les deux états ON et OFF du convertisseur [15].

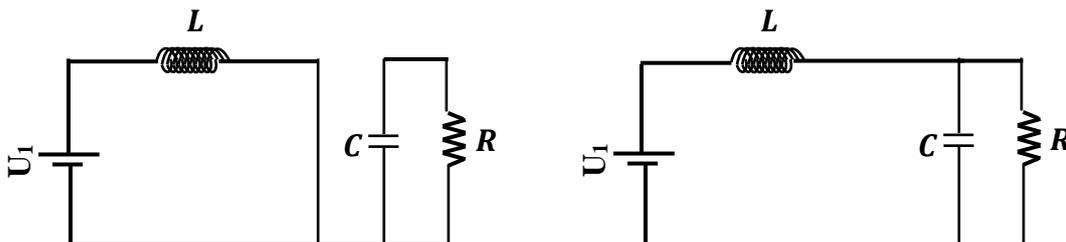


Fig III.41: (a) Hacheur Boost en état « On », (b) Hacheur Boost en état « Off ».

Pendant l'état "ON", l'inductance se charge à travers u défini dans (III.80). Il n'y a aucun courant qui circule vers le condensateur et la résistance dans cet état.

$$u_1 = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{III. 80})$$

$$0 = C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{R} \quad (\text{II. 24})$$

La dérivée d'état de x_1 et x_2 dans (III.81) et (III.82) peut être obtenue de (III.80). La représentation d'état est donnée dans l'équation (III.83) pour le convertisseur élévateur en état "ON" il peut être formulé comme suit :

$$x'_1 = \frac{1}{L} u_1 \quad (\text{III. 81})$$

$$x'_2 = -\frac{x_2}{RC} \quad (\text{III. 82})$$

$$\begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_1 \quad (\text{III. 83})$$

Lorsque le convertisseur élévateur entre en état "OFF", où son circuit équivalent est similaire à celui du convertisseur abaisseur dans l'état "ON". Par conséquent, la matrice d'espace d'état A et B pour l'état "OFF" du convertisseur élévateur est similaire à celle du convertisseur Buck.

De même, la moyenne de la matrice d'espace d'état A et B du convertisseur élévateur pour ses états "ON" et "OFF" peut être formulée en tenant compte du cycle de service de commutation d. Les matrices moyennes A et B sont montrées respectivement dans (III.84) et (III.85).

$$\bar{A} = A_{(ON)}d + A_{(OFF)}(1 - d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1 - d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 84})$$

$$\bar{B} = B_{(ON)}d + B_{(OFF)}(1 - d)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (1 - d) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 85})$$

Le modèle complet d'espace d'état du convertisseur élévateur est présenté dans (III.86).

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{c} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_1 \quad (\text{III.86})$$

III.3.4. Modélisation de la Batterie

L'étude de la batterie avec modélisation est déjà effectuée dans la partie traction, donc on ne va pas refaire le modèle.

Pour terminer l'étude du système de puissance du véhicule électrique, il nous reste une cascade très importante, c'est la cascade réservée à l'alimentation des différents accessoires du véhicule, à savoir, le tableau de bord, la vitre électrique, le radio et les connexions USB, Bluetooth et autres, la lumière de l'extérieur ...etc. l'alimentation de ces accessoires est effectuée en basse tension a travers une batterie de 12 Volts. La cascade à étudier est la chaine de charge de cette deuxième batterie, pour pouvoir la représenter, nous allons représenter la figure de la page suivante avec le système de puissance global.

III.4. Etude du système de charge de la batterie basse tension

Sur le système de puissance du véhicule étudié, le bloc de charge de la batterie de 12 Volts est isolé du système de traction, il est connecté uniquement à la batterie de haute tension (voire la figure III.42). Notre étude de modélisation des éléments de la chaine de charge concerne alors :

- Une batterie de Haute tension de 400 Vols
- Un onduleur en pont complet qui assure la conversion DC/AC
- Un transformateur à isolation galvanique AC/AC abaisseur
- Un redresseur AC/DC en pont de Gretz
- Un filtre pass-bas LC
- Un convertisseur DC/DC abaisseur Buck
- Une batterie de 12 Volts.

Dans notre étude on ne va pas refaire les études des éléments suivant : L'étude de batterie ; le filtre LC, et le convertisseur DC/DC abaisseur qui sont déjà étudiés. Il nous reste alors l'étude de l'onduleur en pont complet, l'étude de transformateur à isolation galvanique et le redresseur en pont de Gretz.

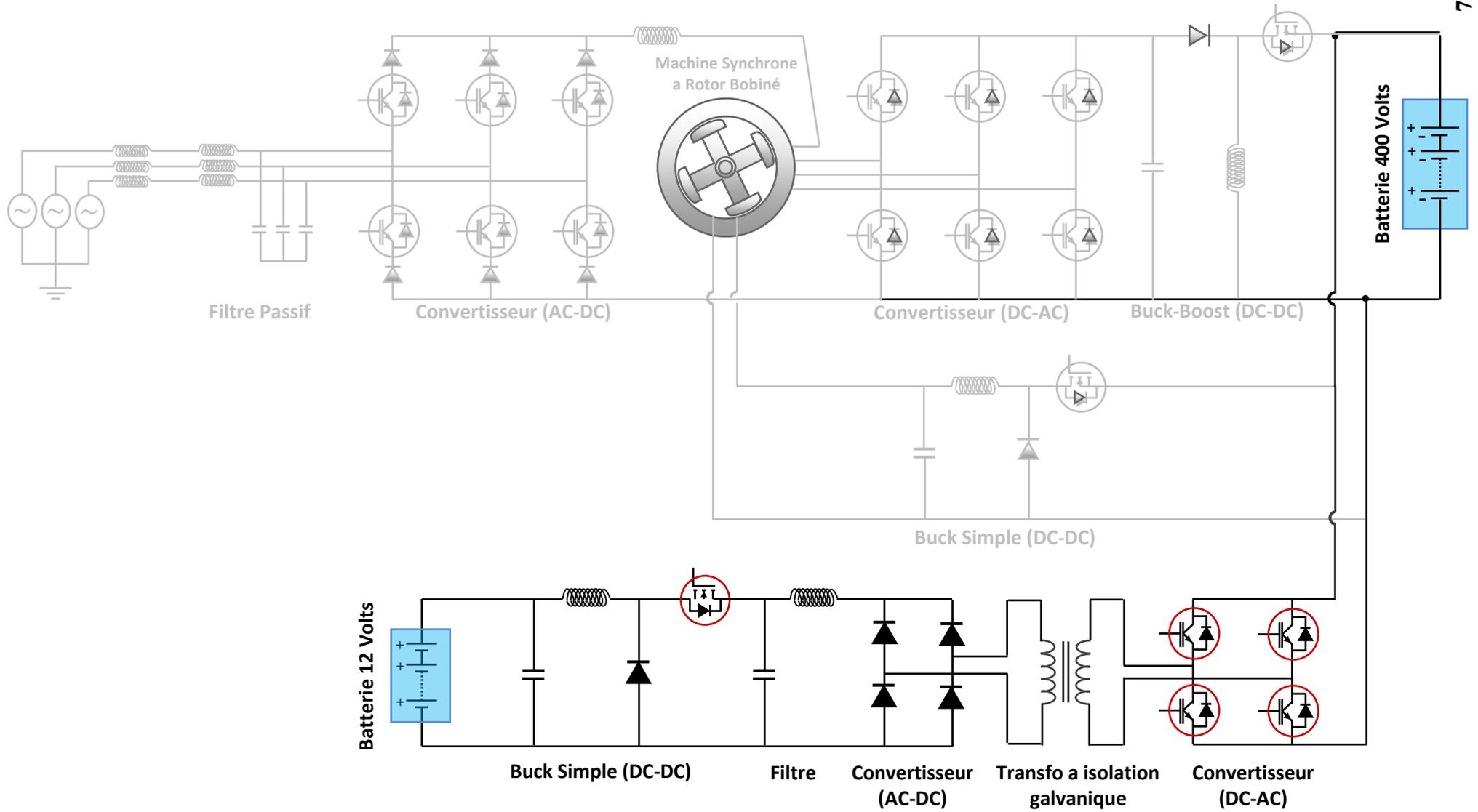


Figure III.42 : Schéma du système de puissance, système de charge de la batterie 12v

III.4.1. Onduleur en pont complet (Convertisseur DC-AC) :

Un onduleur en pont complet a 4 interrupteurs est un convertisseur de puissance qui utilise quatre interrupteurs pour générer une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Cette configuration permet un contrôle précis de la forme d'onde de sortie et est capable de produire une tension AC bipolaire.

Le but de cet onduleur est de fermer ou d'ouvrir les interrupteurs (Q1, Q4) et (Q2, Q3), simultanément. Donc elle permet d'agir sur la valeur efficace et sur l'amplitude fondamentale de la tension de sortie. Cette technique présente des pertes importantes à cause de l'existence de circuit de filtrage. [16]

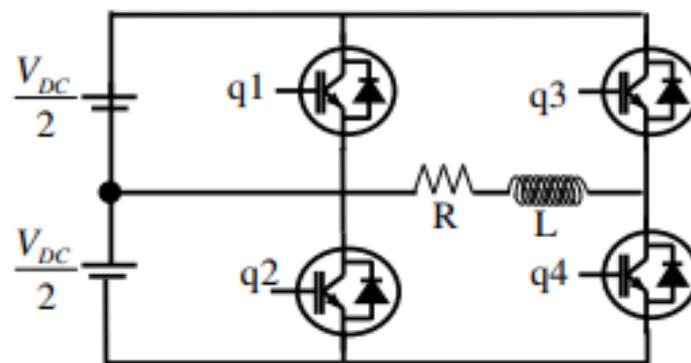


Fig III.43. Onduleur en pont complet.

Ci-dessous nous avons voir le résultat obtenu par l'onduleur en pont complet qui nous montrent la tension d'entrée fournie par la batterie 400V en continue et par son fonctionnement on obtient une tension alternative de 400V.

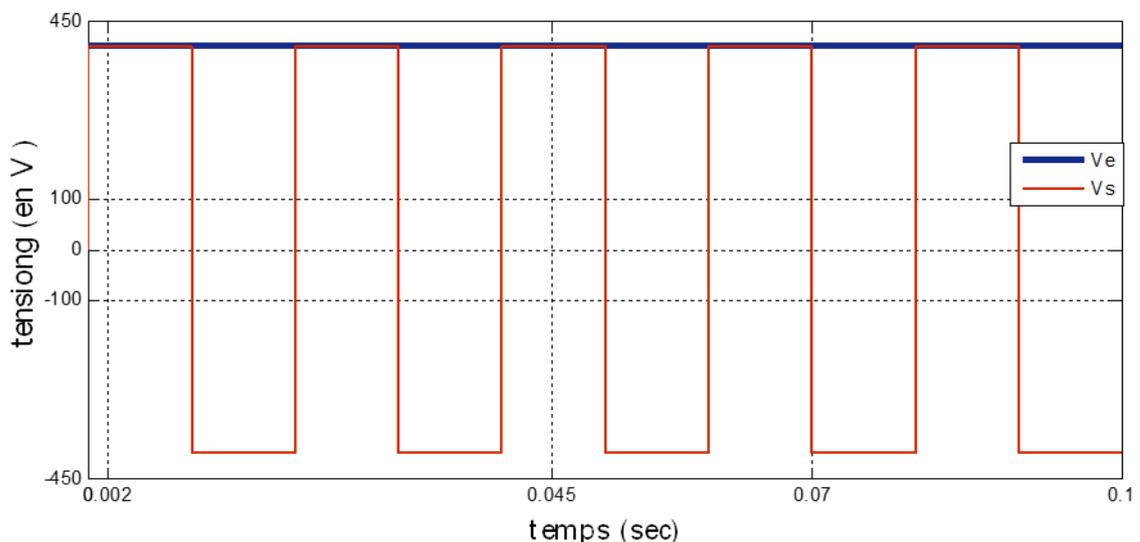


Fig.III.44. Tension d'un onduleur en pont complet

III.4.2. Transformateur isolation galvanique

Un transformateur à isolement galvanique dans un véhicule électrique est un dispositif qui permet de transférer de l'énergie électrique entre différents systèmes de la voiture (par exemple, entre le système de batterie haute tension et les circuits basse tension) tout en assurant une isolation électrique complète entre ces systèmes. Cela signifie qu'il n'y a pas de chemin direct pour le courant continu entre les enroulements du transformateur, offrant ainsi une protection essentielle contre les chocs électriques et les interférences électromagnétiques.

III.4.2.1. Principe de Fonctionnement :

Le principe de fonctionnement repose sur trois éléments fondamentaux :

1. Induction Électromagnétique :

- Une tension alternative appliquée à l'enroulement primaire crée un champ magnétique variable dans le noyau.
- Ce champ magnétique variable induit une tension dans l'enroulement secondaire, selon la loi de Faraday.

2. Adaptation de la Tension:

- Le rapport des tensions entre les enroulements primaire et secondaire est déterminé par le nombre de spires dans chaque enroulement.
- Par exemple, si l'enroulement primaire a 200 spires et le secondaire en a 100, la tension du secondaire sera la moitié de celle du primaire.

3. Isolation:

- L'isolation galvanique assure qu'il n'y a pas de chemin direct pour le courant continu entre les circuits connectés au primaire et au secondaire, ce qui protège les circuits sensibles et améliore la sécurité.

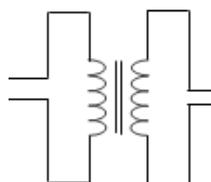


Fig. III.45. Transfo a isolation galvanique

III.4.2.2. Modélisation du modèle de transformateur :

Nous souhaitons affiner le modèle de transformateur (simple gain jusqu'alors) et prendre en compte inductances et résistances telles que représentées ci-dessous

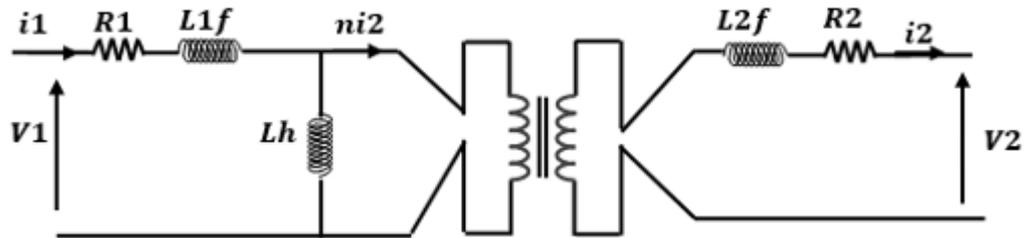


Fig. III.46. Modélisation de transformateur

R1 : Représente la résistance de bobinage de l'enroulement primaire.

R2 : même chose mais au secondaire.

L1f et **L2f** : modélisent les fuites aux primaires et secondaires du transformateur.

Lh : représente l'inductance magnétisante.

Les équations d'état de ce système sont :

$$v_2 = n \cdot L_h \cdot \frac{d(i_1 - n \cdot i_2)}{dt} - L_{2f} \cdot \frac{di_2}{dt} - R_2 \cdot i_2$$

$$v_1 = L_h \cdot \frac{d(i_1 - n \cdot i_2)}{dt} + L_{1f} \cdot \frac{di_1}{dt} - R_1 \cdot i_1$$

Dans la figure ci-dessous nous avons voir la tension d'entrée fourni par le convertisseur DC-AC, et puis par le fonctionnement du transformateur nous obtenant une tension de 100V en alternative.

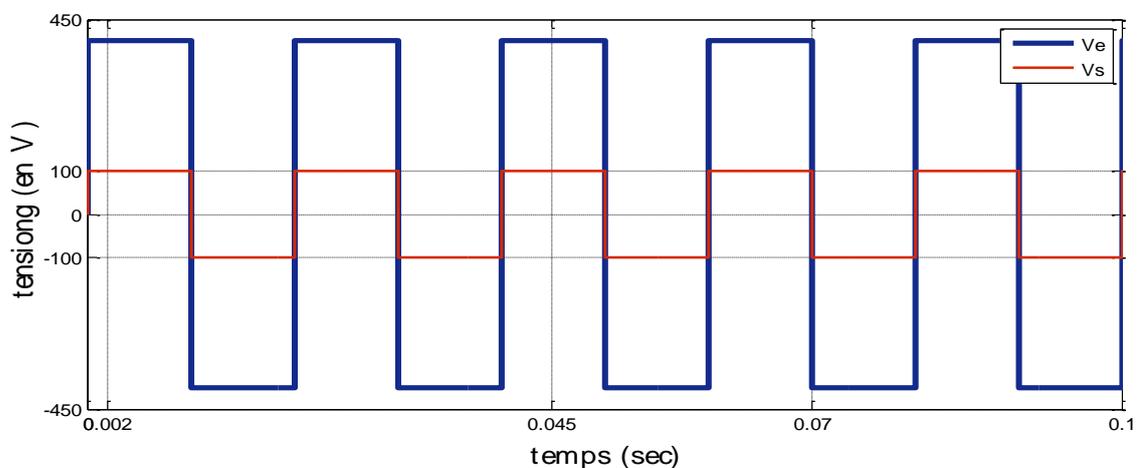


Fig.III.47. Tensions aux bornes d'un transformateur

III.4. 3. Redresseur en pont complet (AC-DC) :

Un redresseur monophasé non commandé est un circuit électronique qui utilise des diodes pour convertir une tension alternative monophasée en une tension continue. Il ne comporte pas de composants permettant de contrôler le processus de redressement activement, ce qui signifie que la conversion de l'AC en DC se fait de manière automatique et continue chaque fois que l'AC est appliqué

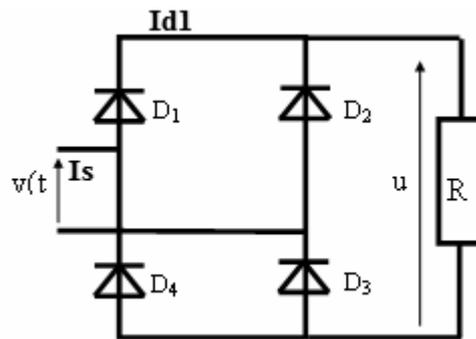


Fig.III.48. Schéma d'un redresseur en pont complet

Dans la figure Ci-dessous nous avons le résultat du fonctionnement du redresseur en pont complet, en fournissant la tension d'entrée à partir du transformateur, et par le fonctionnement du redresseur en obtenant une tension continue de 100V destiné pour le convertisseur DC-DC.

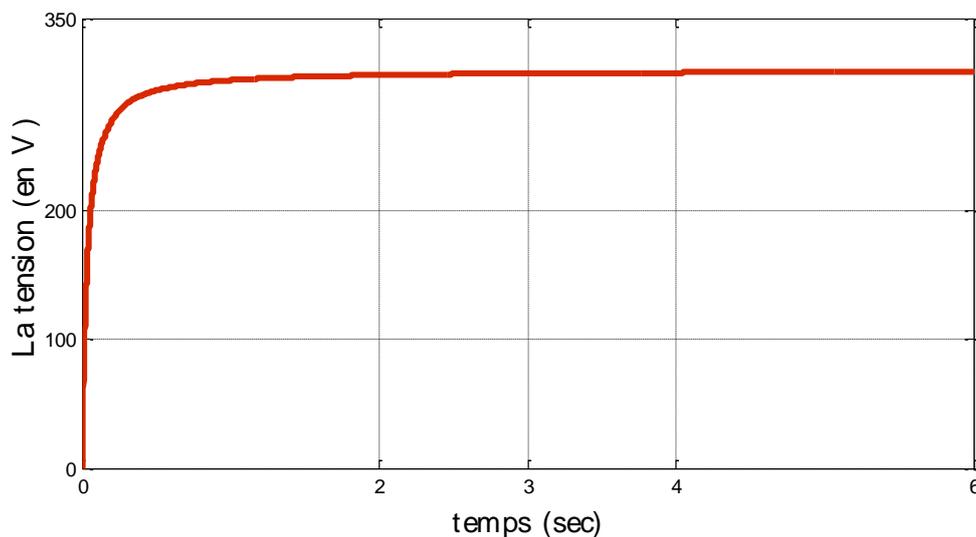


Fig.III.49. Tension d'un Redresseur en pont complet

III.4. 4. Buck Simple (DC-DC)

Dans cette figure ci-dessous, le hacheur reçoit une tension continue de 100V à partir du convertisseur AC-DC, cette tension et à partir du fonctionnement de le hacheur Buck se convertir en tension continue de 12V destiné pour la charge de la batterie 12V.

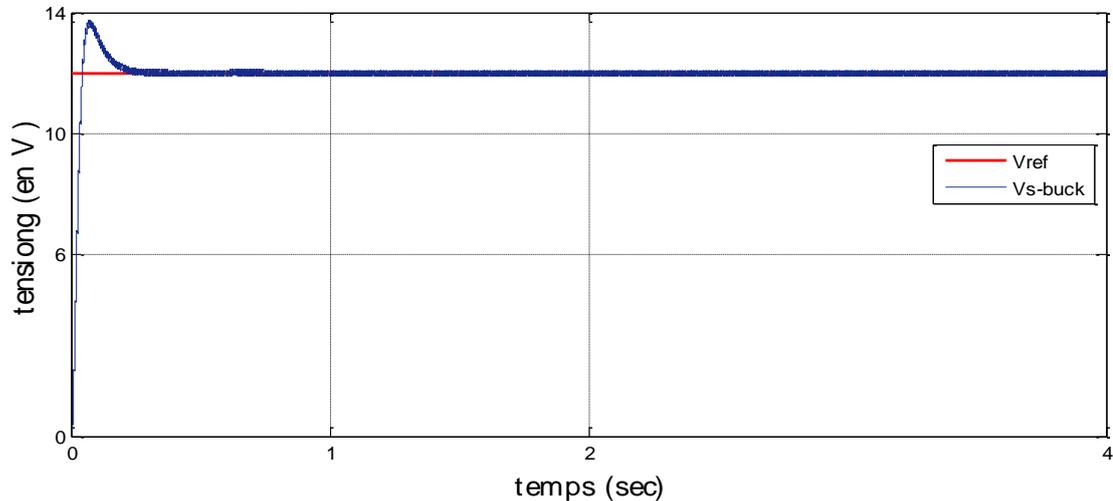


Fig III.50 La tension de la sortie dans le cas d'hacheur Buck pour une tension redressé 100V au 12V.

III.4.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons effectué une Etude de commande d'un système de puissance d'un véhicule électrique. Nous avons réalisé une modélisation élément par élément en incluant le moteur électrique (MSRB), l'électronique de puissance, de la chaine de traction, et du système de charge et étude du système de charge de la batterie basse tension.

Cependant, certains éléments n'ont pas été modélisés dans le partie III.4. (Du système de charge de la batterie basse tension).

Pour conclure ce deuxième chapitre consacré à la modélisation, nous pouvons affirmer que tous les modèles décrits précédemment sont compatibles du point de vue des entrées et des sorties.

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande et son rôle crucial dans le fonctionnement optimal du système de puissance du véhicule électrique, nous présentons quelques principes et techniques de commande utilisés dans les véhicules électriques. Nous commençons par une présentation des lois de réglage des différents convertisseurs de puissance utilisés, tels que les onduleurs, les convertisseurs DC-DC, ensuite, la commande de la machine synchrone en utilisant la technique de commande par mode de glissement. Dans notre étude de commande, nous allons diviser en deux parties distinctes. La première partie sera consacrée à la commande des éléments de l'électronique de puissance en plus de la machine électrique qui intervient dans la chaîne de traction, tandis que la deuxième partie est consacrée aux éléments de la chaîne de charge.

IV.2. Commande du système de puissance en mode traction

Les éléments du système de puissance du véhicule que nous avons étudié sont représentés sous une forme très simplifiée par la figure IV.1. Un moteur électrique synchrone composé d'un stator et d'un rotor bobiné, d'une électronique de puissance un peu complexe constitué des convertisseurs DC-DC, des convertisseurs DC-AC, qui assurent la communication entre l'électronique du moteur et les éléments externes comme la batterie, les conducteurs d'entrées et de sorties, tous cela pour vaincre un couple mécanique du côté transmission avec une vitesse désiré.

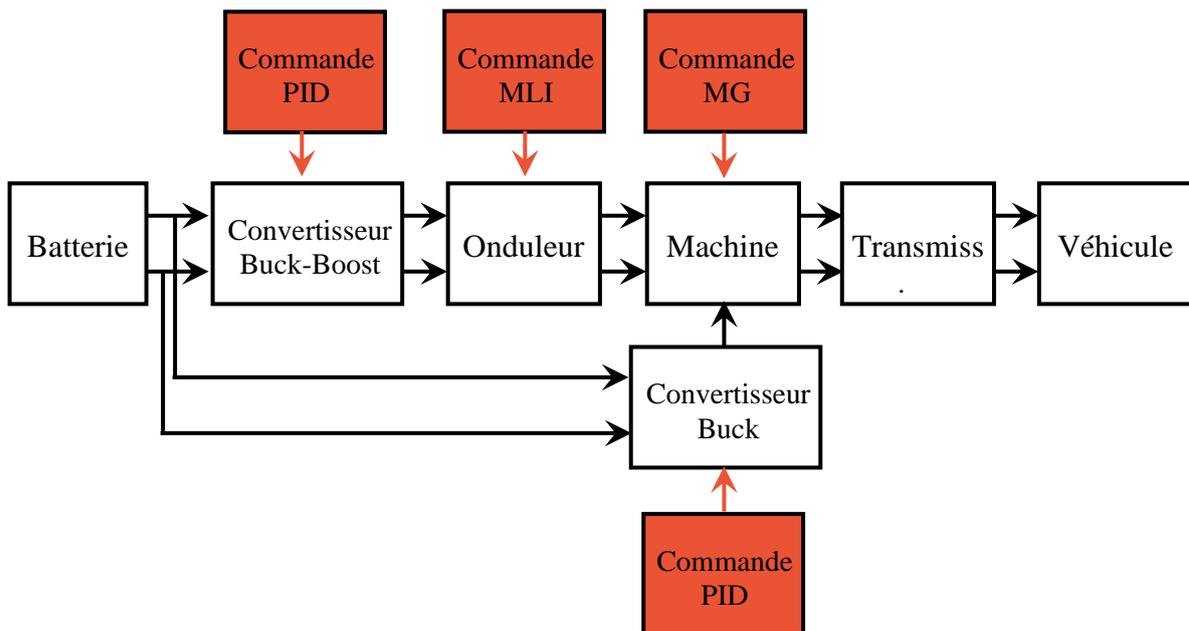


Fig. IV.1. Représentation des différentes lois de commande du système de traction

La connexion du système de puissance d'un véhicule électrique est conditionnée par la combinaison harmonieuse de deux composants essentiels : la partie motrice et la partie électronique de puissance. Le système de puissance doit être commandé pour assurer un fonctionnement optimal et efficace du véhicule électrique. La commande du système de puissance permet de réguler et de contrôler les différents composants pour garantir des performances optimales, une gestion de l'énergie efficace et une sécurité accrue.

Dans cette partie nous allons commencer par la définition des lois de commande et des différents régulateurs. On a :

- La commande du convertisseur Buck destiné à l'excitation du rotor de la machine synchrone, il doit fournir une tension constante en permanence pour le bobinage rotorique à partir de la batterie principale.
- La commande du convertisseur Buck-Boost destiné à l'alimentation de l'onduleur avec une tension constante, quelque soit la valeur de la tension de sortie de la batterie.
- La commande de la machine synchrone qui assure la motorisation de tout le système d'entraînement et de transmission jusqu'à la roue du véhicule.

La commande de l'onduleur est présentée au chapitre précédent, c'est une commande MLI qui assure à travers l'onduleur de tension l'alimentation à fréquence variable de la machine.

IV.2.1. Commande du convertisseur Buck (DC/DC)

Pour commander l'hacheur Buck de l'excitation, nous devons déterminer le régulateur PID correspondant, et pour se faire il faut déterminer la fonction son transfert à partir du modèle du convertisseur Buck trouvé au chapitre précédent (équation III.35), le modèle est redonné comme suit :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}v_C + \frac{d}{L}v_e \quad (IV.1)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_C \quad (IV.2)$$

On peut trouver la fonction du transfert suivante :

$$H(p) = \frac{v_C(p)}{v_e(p)} = \frac{d}{LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1} = \frac{d \cdot R}{LCRp^2 + Lp + R} \quad (IV.3)$$

Ou bien:

$$H(p) = \frac{v_c(p)}{d(p)} = \frac{v_e}{LCRp^2 + \frac{L}{R}p + 1} = \frac{v_e \cdot R}{LCRp^2 + Lp + R} \quad (IV.4)$$

La régulation PID nécessite de déterminer les paramètres du régulateur en tenant compte à une certaine dynamique choisi, la boucle de réglage que nous avons proposée est représenté par la figure IV.2.

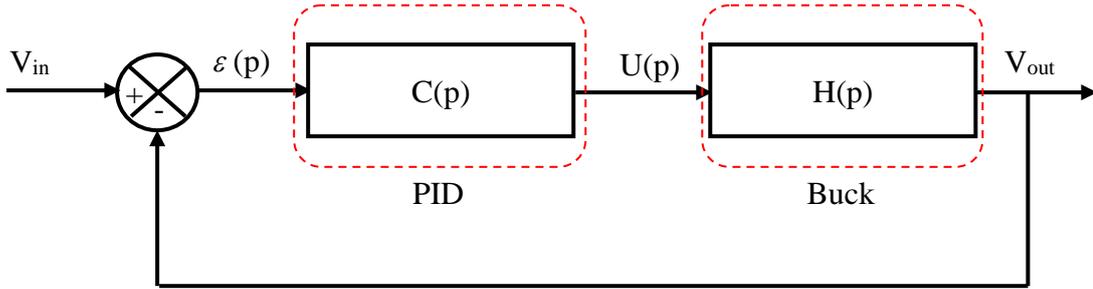


Fig.IV.2. Schéma du réglage PID en boucle fermée

D'après la structure du régulateur PID :

$$U(p) = \left(K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p \right) \cdot \varepsilon(p) \quad (IV.5)$$

$$\Rightarrow C(p) = \left(\frac{K_d p^2 + K_p p + K_i}{p} \right)$$

$$C(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i p} + \tau_d p \right) \cdot \varepsilon(p) \quad (IV.6)$$

$$= K_p \left(\frac{\tau_i \tau_d p^2 + \tau_i p + 1}{\tau_i p} \right)$$

Maintenant on cherche les paramètres K_p, K_i, K_d en boucle ouverte :

$$C(p) \cdot H(p) = K_p \left(\frac{\tau_i \tau_d p^2 + \tau_i p + 1}{\tau_i p} \right) \left(\frac{v_e}{LCRp^2 + \frac{L}{R}p + 1} \right) \quad (IV.7)$$

La fonction du transfert de la boucle fermée $C(p) \cdot H(p)$ donné est du troisième ordre, mais, à travers un bon choix des paramètres du régulateur on peut rendre notre système en en boucle fermé du premier ordre, on va choisir :

$$\tau_i \tau_d = LC \Rightarrow \tau_i = \frac{L}{R}, \tau_d = RC$$

Ce choix rends notre boucle fermée du premier ordre :

$$C(p).H(p) = \frac{1}{\frac{\tau_i}{K_p v_e} p + 1} \quad (\text{IV.8})$$

Avec la constante de temps suivante ;

$$\theta = \frac{\tau_i}{K_p v_e} = \frac{L}{K_p v_e R}$$

Ce qui donne :

$$K_p = \frac{L}{\theta v_e R} \quad (\text{IV.9})$$

Avant de simuler, c'est possible de préciser que ce convertisseur reçoit une tension de la batterie de 400 Volts est assure un abaissement vers 100 Volts, et a travers ce régulateur la boucle de réglage veille sur la valeur constante de la tension d'excitation du bobinage rotorique de la machine synchrone. La figure suivante donne l'allure de la tension réglée :

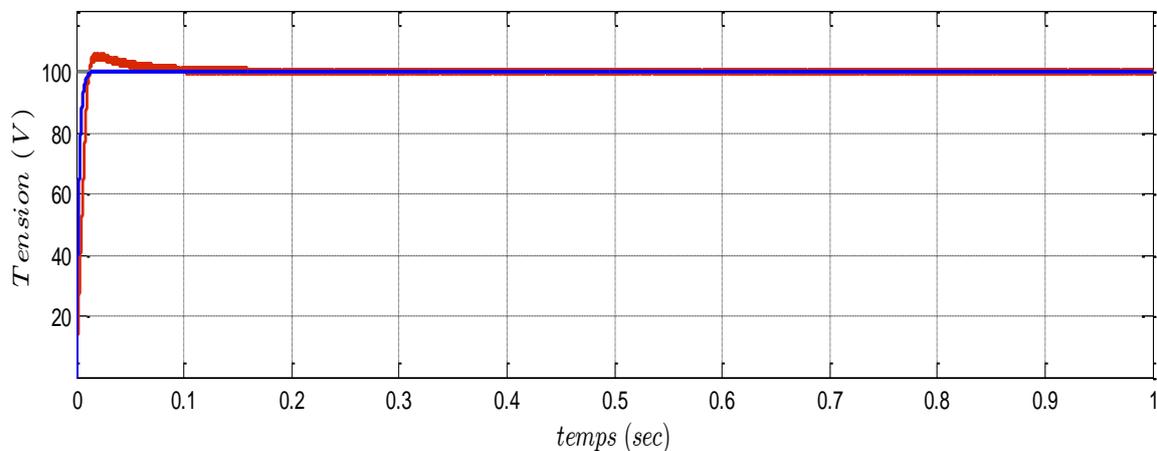


Fig.IV.3. La tension d'excitation réglée de l'hacheur Buck (de 400V à 100V en permanence).

IV.2.2. Commande du convertisseur Buck-Boost (DC/DC)

Pour commander l'hacheur Buck-Boost en boucle fermée en utilisant un régulateur PID, il est nécessaire de commencer par trouver la fonction de transfert à commandée en fonction du rapport cyclique (d). Ensuite, il faut estimer les paramètres K_p, K_i, K_d du

régulateur, c'est possible de refaire la mémé méthode donnée pour le convertisseur Buck, ou bien de suivre d'autre méthode, dans notre cas, on a utilisé la méthode de Ziegler-Nichols en Boucle fermée, ce qui nous permet d'obtenir aisément les paramètres du régulateur et de bons résultats par la suite. La figure suivante donne la boucle de réglage que nous avons proposée :

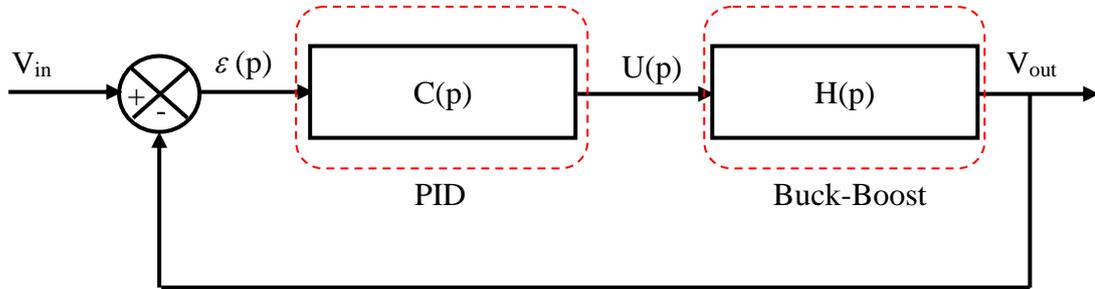


Fig.IV.4. Schéma du réglage PID du convertisseur Buck-Boost

A partir du modèle dynamique du convertisseur Buck-Boost donné au chapitre précédent (équation III.52) on peu écrire :

Selon les équations précédentes du chapitre II et la figure (IV.4), nous pouvons rechercher la fonction de transfert en fonction du rapport cyclique.

$$\dot{i}_L = \frac{1-d}{L} v_c + \frac{d}{L} u \tag{IV.10.a}$$

$$\dot{v}_c = -\frac{1-d}{C} i_L - \frac{1}{RC} v_c \tag{IV.10.b}$$

Il nous reste de rechercher la fonction de transfert en fonction du rapport cyclique et il faut alors éliminer le courant i_L du modèle. Après calcul mathématique et après une transformation de Laplace on a trouvé la fonction de transfert suivante :

$$H(p) = \frac{d}{-\frac{CL}{1-d} p^2 - \frac{L}{R(1-d)} p - (1-d)} \tag{IV.11}$$

A la fin on trouve notre fonction du transfert en fonction du rapport cyclique :

$$H(p) = \frac{-d}{\frac{LC}{(1-d)} p^2 + \frac{L}{(1-d)} p + (1-d)} \tag{IV.12}$$

De l'autre coté, et comme nous avons donné précédemment, nous avons :

$$C(p) = K_p \left(\frac{\tau_i \tau_d p^2 + \tau_i p + 1}{\tau_i p} \right) \tag{IV.13}$$

Pour commander l'hacheur Buck-Boost à travers un régulateur PI on a utilisé la méthode de Ziegler-Nichols on a utiliser les blocs Simulink pour déterminer les deux paramètres T_u et K_m , ensuite déterminer les paramètres du régulateur à partir du tableau suivant :

Tableau IV.1 : Tableau de Ziegler-Nichols en boucle fermée

Type de contrôle	K_p	τ_i	τ_d
PID classique	$0.6K_m$	$\frac{T_u}{2}$	$\frac{T_u}{8}$
P	$0.5K_m$	-	-
PI	$0.45K_m$	$\frac{T_u}{1.2}$	-
PD	$0.8K_m$	-	$\frac{T_u}{8}$

La simulation de la boucle de réglage montre des résultats très satisfaisantes, la figure suivante donne la tension de sortie à appliquer sur l'onduleur, elle est constante malgré la variation de la tension d'entrée (donnés par la figure IV.6), cette tension d'entrée viens de la batterie, et en principe on ne va avoir des variations brusque, mais plutôt des variations douces comme le montre la courbe de décharge de la batterie.

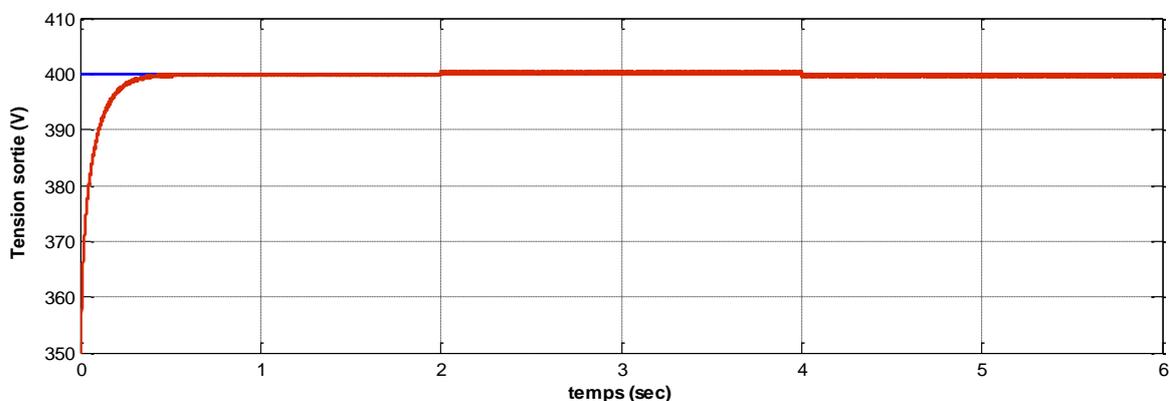


Fig.IV.5. La tension régulée du convertisseur Buck-Boost (400V en permanence).

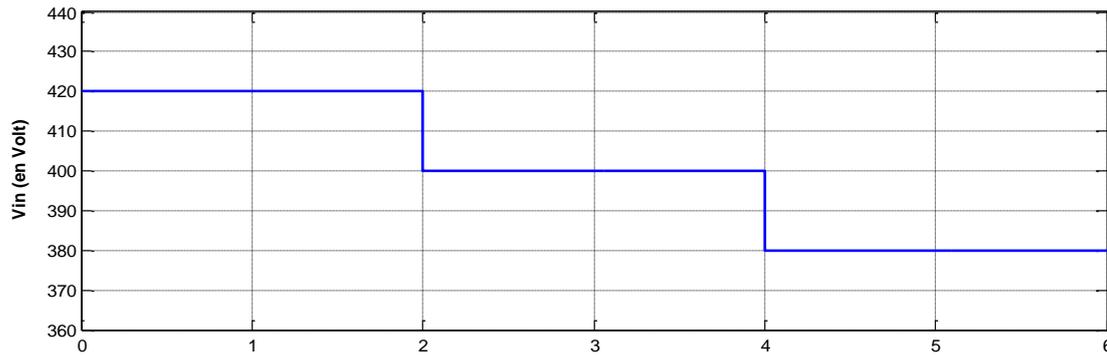


Fig. IV.6. La tension d'entrée de l'hacheur Buck-Boost.

IV.2.3. Commande de la machine synchrone à rotor bobiné

IV.2.3.1. Stratégies de commande des moteurs

Il existe plusieurs stratégies de commande pour les moteurs électriques, chacune adaptée à des applications et des objectifs spécifiques. On peut citer quelques lois de commande essentielles les plus utilisées telles que : la commande scalaire, vectorielle, DTC, Prédictive, Non-linéaire, Mode de glissement...etc. En termes de poursuite de la vitesse de référence, toutes les stratégies de commande citées sont acceptables, mais elles diffèrent entre elles avec des détails tels que les grandeurs à régler, exemple, le couple pour la DTC, la nécessité de connaissances des grandeurs comme le flux pour la commande vectorielle et la grandeur d'action qui peut être une tension, un courant ou une fréquence. Un autre critère très important, la robustesse envers les perturbations internes, externes et les incertitudes paramétriques, la commande par mode de glissement est une des meilleures lois de commande en termes de robustesse et facilité de synthèse. Dans ce travail, nous allons commander la machine synchrone utilisée dans la chaîne de traction du véhicule étudié. Il est possible également de faire une petite comparaison entre la commande par mode de glissement et la commande vectorielle sans entrer dans les détails de cette dernière.

IV.2.3.2. Stratégies de la commande par mode glissant

Le principe de base de la commande par mode de glissement consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement dans le plan de phase dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x^* cette fonction est :

$$s(x, t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{(n-1)} e \quad \text{IV. 14}$$

où : n est le degré relatif,

λ est un scalaire qui représente la pente de la surface.

La condition d'existence d'une surface de glissement est déduite de la fonction de Lyapunov donnée par :

$$v = \frac{1}{2}s^2 \tag{IV.15}$$

$V(x) > 0$ est une fonction scalaire positive et la surface $S(x)$ qui représente le comportement dynamique désiré du système.

La loi de commande par mode glissant est donnée par la formule suivante :

$$u = u_e + k \cdot \text{sign}(s) = u_{eq} + \Delta u \tag{IV.16}$$

Sachant que :

u_{eq} : est la commande équivalente,

$\text{sign}(s)$: est la fonction signe et Δu est commande discontinue.

K : est une constante positive qui représente le gain de la commande discontinue.

Pour réduire l'effet du broutement (Chattering) c'est possible de remplacer la fonction discontinue sign par une fonction de saturation sat , qui consiste à déterminer une bande limite autour de la surface de glissement ainsi assurant le lissage de la commande et le maintien de l'état du système dans cette bande. La loi de commande devient alors :

$$u = u_e + k \text{sat} \left(\frac{s}{\phi} \right) = \begin{cases} u = u_e + k \cdot \text{sat}(s) & \text{si } |s| \geq \phi \\ u = u_e + k \left(\frac{s}{\phi} \right) & \text{si } |s| \leq \phi \end{cases} \tag{IV.17}$$

Où la largeur de la bande limite est égale à 2ϕ , et peut être définie selon la précision (ϵ) désirée, sachant que : $\epsilon = \frac{\phi}{\lambda^{n-1}}$. Figure 1 représente le mode glissant avec bande limite.

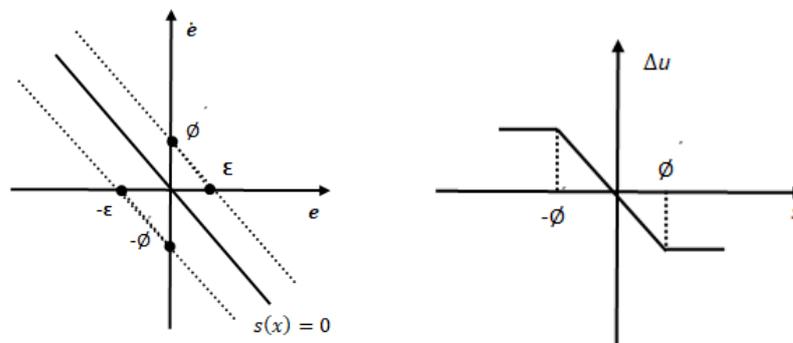


Fig.IV.7. Plan de phase et la fonction de commutation

IV.2.3.3. Commande par mode glissement de la machine synchrone

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à rotor bobiné MSRB exprimé dans le repère tournant (d-q), il peut être résumé par l'ensemble des équations suivantes :

Les équations électriques

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{sd} + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_{sq} - \frac{M_f}{L_d} \frac{di_f}{dt} + \frac{1}{L_d} v_{sd} \quad (IV.18.a)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_{sd} - \frac{M_f}{L_q} p\Omega i_f + \frac{1}{L_q} v_{sq} \quad (IV.18.b)$$

$$\frac{di_f}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_f - \frac{M_f}{L_f} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{1}{L_f} v_f \quad (IV.18.c)$$

Les équations mécaniques

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (IV.19.a)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{3P}{2J} ((L_d - L_q) i_{sd} + M_f i_f) i_{sq} - \frac{C_r}{J} - \frac{f_{vis}}{J} \Omega \quad (IV.19.b)$$

Les équations magnétiques

$$\varphi_{sd} = L_d i_{sd} + M_f i_f \quad (IV.20.a)$$

$$\varphi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (IV.20.b)$$

$$\varphi_f = L_f i_f + M_f i_{sd} \quad (IV.20.c)$$

En utilisant le principe de réglage par mode glissant en cascade, la figure suivante donne le principe.

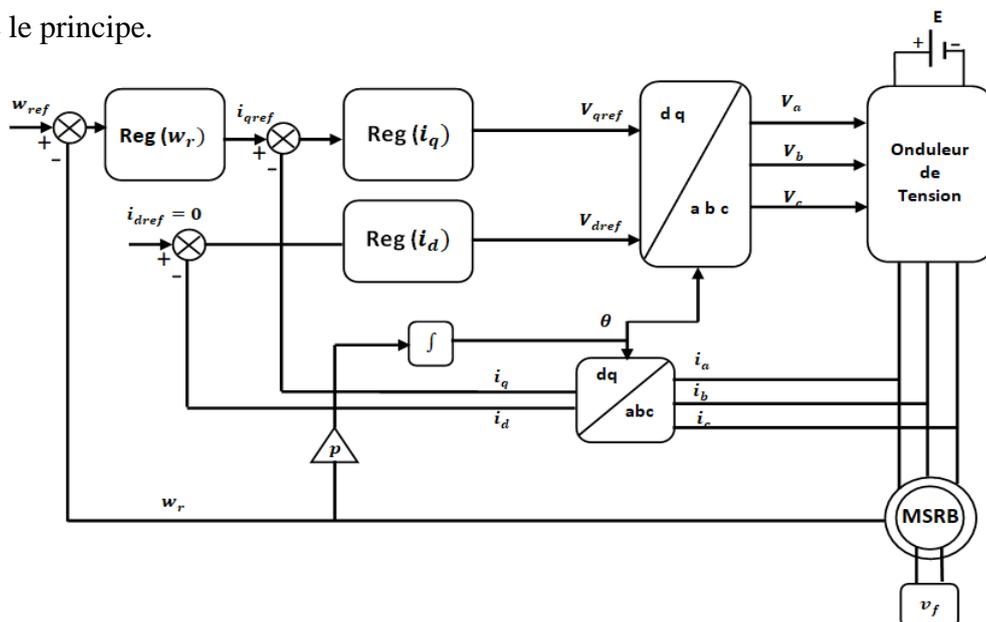


Fig IV.8 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie de trois surfaces

a- Réglage la vitesse (w)

L'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle est choisie comme surface de glissement, alors, on écrit :

$$s(w) = w_{ref} - w$$

Par conséquent sa dérivée est:

$$\dot{s}(w) = \dot{w}_{ref} - \dot{w} \quad \text{IV. 21}$$

Si on remplace l'équation (IV.19b) dans (IV. 21), on obtient :

$$\dot{s}(w) = \dot{w}_{ref} - \left(\frac{3p}{2J} \left((L_d - L_q) i_{sd} + M_f i_f \right) i_{sq} - \frac{C_r}{J} - \frac{f_{vis}}{J} w \right) \quad \text{III. 22}$$

La loi de commande i_{qref} est définie par :

$$i_{sqref} = i_{sreq} + i_{sqN} \quad \text{IV. 23}$$

Et si on remplace l'équation (IV. 23) dans (IV. 22), on obtient :

$$\dot{s}(w) = \dot{w}_{ref} - \left(\frac{3p}{2j} \left((L_d - L_q) i_d + M_f i_f \right) (i_{req} + i_{qN}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} w \right) \quad \text{IV. 24}$$

Durant le mode de glissement on a : $i_{qN} = 0$, $\dot{s}(w) = 0$

Donc, on déduit la commande équivalente i_{req} à partir de l'équation (IV. 24) :

$$i_{sreq} = \frac{\dot{w}_{ref} + \frac{C_r}{J} + \frac{f_r}{J} w}{\frac{3p}{2j} \left((L_d - L_q) i_{sd} + M_f i_f \right)} \quad \text{IV. 25}$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative :

$\dot{v}(w) = \dot{s}(w)s(w) < 0$ si on remplace l'équation (IV. 25) dans (IV. 24), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{s}(w) &= \dot{w}_{ref} - \left(\frac{3p}{2j} \left((L_d - L_q) i_{sd} + M_f i_f \right) i_{sreq} - \frac{3p}{2j} \left((L_d - L_q) i_{sd} + M_f i_f \right) i_{sqN} \right. \\ &\quad \left. - \left(-\frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} w \right) \right) \\ \dot{s}(w) &= -\frac{3p}{2j} \left((L_d - L_q) i_{sd} + M_f i_f \right) i_{sqN} \end{aligned} \quad \text{IV. 26}$$

Avec :

$$i_{sqN} = k_w \text{sign}(s(w))$$

k_w : gain positive pour le régulateur de vitesse.

alors, à partir de IV.23 et IV.25 :

$$i_{sqref} = \frac{\dot{w}_{ref} + \frac{C_r}{J} + \frac{f_r}{J} w}{\frac{3p}{2J} ((L_d - L_q)i_{sd} + M_f i_f)} + k_w \text{sign}(s(w))$$

b- Réglage du courant direct (i_{sd})

D'après l'équation (IV.18a), le degré relatif du courant i_{sd} est égal à 1. Dans ce cas, l'erreur de réglage e_d est choisie comme surface :

$$s(i_d) = i_{sdref} - i_{sd} \quad \text{IV.27}$$

Par conséquent la dérivée de la surface sera :

$$\dot{s}(i_{sd}) = \dot{i}_{sdref} - \dot{i}_{sd} \quad \text{IV.28}$$

Si on remplace la valeur de \dot{i}_{sd} de l'équation (IV.18a) dans (III.28), on obtient :

$$\dot{s}(i_{sd}) = \dot{i}_{sdref} - \left(-\frac{R_s}{L_d} \cdot i_{sd} + \frac{L_q}{L_d} p w i_{sq} - \frac{M_f}{L_d} \dot{i}_f + \frac{1}{L_d} v_d \right) \quad \text{IV.29}$$

Lorsque le régime glissant est atteint $s(i_{sd})$ et sa dérivée $\dot{s}(i_{sd})$ sont nulles, alors :

$$v_{sdeq} = L_d \left(\dot{i}_{sdref} + \frac{R_s}{L_d} \cdot i_{sd} + \frac{L_q}{L_d} p w i_{sq} + \frac{M_f}{L_d} \dot{i}_f \right) \quad \text{IV.30}$$

$$v_{sdN} = 0$$

d'où :

$$v_{dref} = v_{deq} + v_{dN} \quad \text{IV.31}$$

Durant le mode de convergence :

$$\dot{s}(i_{sd})s(i_{sd}) < 0$$

$$v_{sdN} = K_d \cdot \text{sign}(s(i_{sd})) \quad \text{IV.32}$$

En remplaçant la valeur de v_{sdeq} (équation IV.30) et v_{sdN} (équation IV.32) dans v_{sdref} (équation IV.31), on obtient la commande à la sortie de régulateur :

$$v_{sdref} = L_d \left(\dot{i}_{sqref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p w i_q + \frac{M_f}{L_d} \dot{i}_f \right) + K_d \cdot \text{sign}(s(i_{sd})) \quad \text{IV.33}$$

Avec : K_d gain positif pour le régulateur de courant en composante direct,

c- Réglage du courant en quadrature (i_{sq}) :

L'expression de courant i_{sq} est donnée par l'équation de chapitre précédent (IV. 18b). La surface de cette régulation est donnée par :

$$s(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad \text{IV. 34}$$

Sa dérivée est alors :

$$\dot{s}(i_{sq}) = \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} \quad \text{IV. 35}$$

Si on remplace la valeur de \dot{i}_{sq} de l'équation (IV. 18b) dans (III. 35), on obtient :

$$\dot{s}(i_{sq}) = \dot{i}_{sqref} + \frac{R_s}{L_q} \cdot i_{sq} + \frac{L_d}{L_q} p w i_{sd} + \frac{M_f}{L_q} p w i_f - \frac{1}{L_q} v_{sq} \quad \text{IV. 36}$$

$$v_{sqref} = v_{sqeq} + v_{sqN} \quad \text{IV. 37}$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule : $S(i_q) = 0$ et $\dot{s}(i_{sq}) = 0$.

$$v_{sqeq} = L_q \left(\dot{i}_{sqref} + \frac{R_s}{L_q} \cdot i_{sq} + \frac{L_d}{L_q} p w i_{sd} + \frac{M_f}{L_q} i_f p w \right) \quad \text{IV. 38}$$

$$v_{sqN} = 0$$

Pour garantir la convergence on choisit :

$$v_{sqN} = K_q \cdot \text{sign} (s(i_{sq})) \quad \text{IV. 39}$$

En remplaçant la valeur de v_{sqeq} (équation IV.38) et v_{sqN} (équation IV.39) dans v_{qref} (équation IV.37), on obtient :

$$v_{sqref} = L_q \left(\dot{i}_{sqref} + \frac{R_s}{L_q} \cdot i_{sq} + \frac{L_d}{L_q} p w i_{sd} + \frac{M_f}{L_q} i_f p w \right) + K_q \cdot \text{sign} (s(i_{sq})) \quad \text{IV. 40}$$

Avec : K_q gain positif pour le régulateur de courant en quadratique,

U_{sdref} : loi de commande ;

U_{sdeq} : commande équivalente;

U_{sdN} : commande discontinue.

A partir de l'étude théorique et de la structure de la commande par mode de glissement, nous pouvons passer à la simulation de la loi de commande en respectant la stratégie donnée par la figure IV.8 et en utilisant la machine dont les paramètres sont donnés en annexe. Les résultats sont donnés par les figures au dessous.

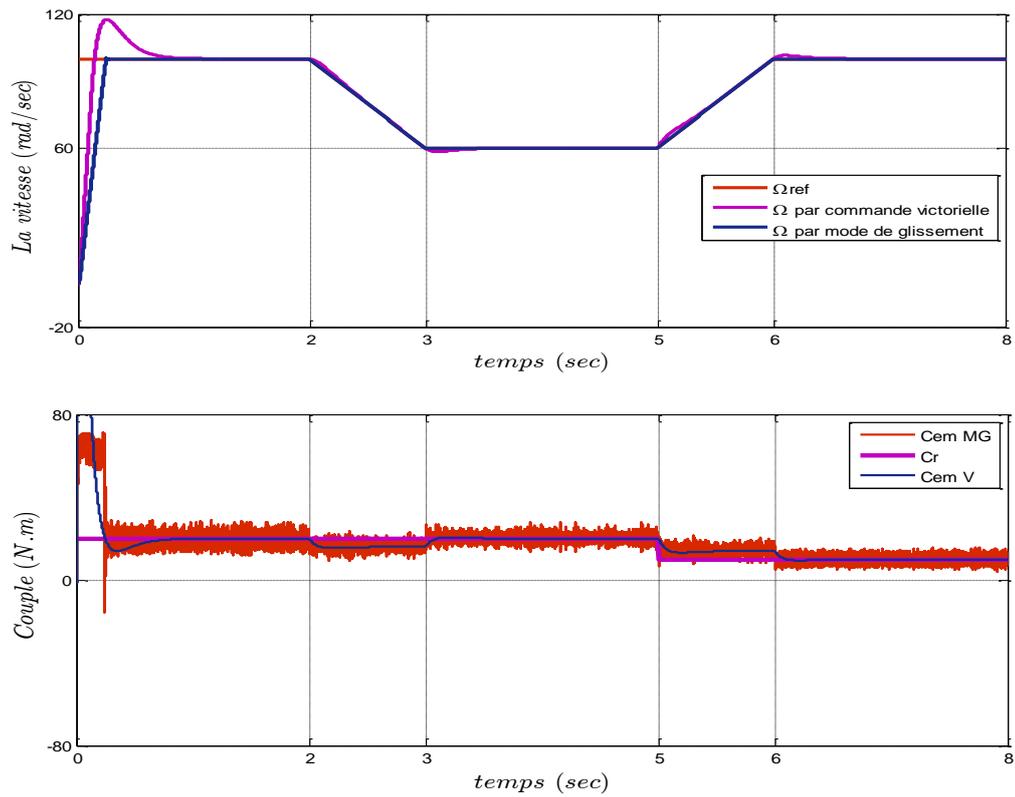


Fig. IV.9. Evolution des grandeurs mécaniques de la MS

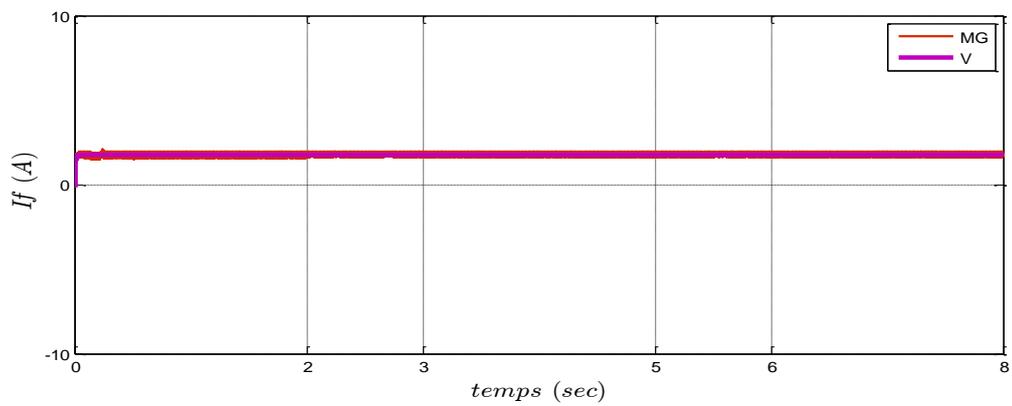


Fig. IV.10. Le courant rotorique i_f de la MSRB

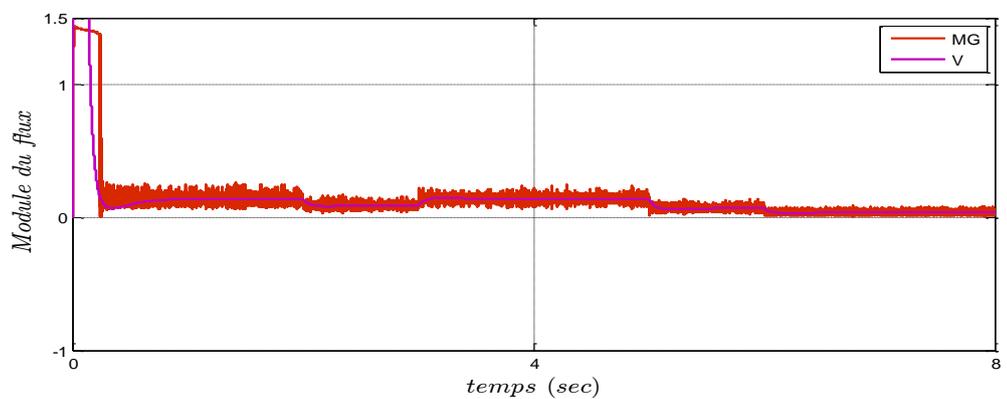


Fig. IV.11. Le module du flux ϕ_d et ϕ_q

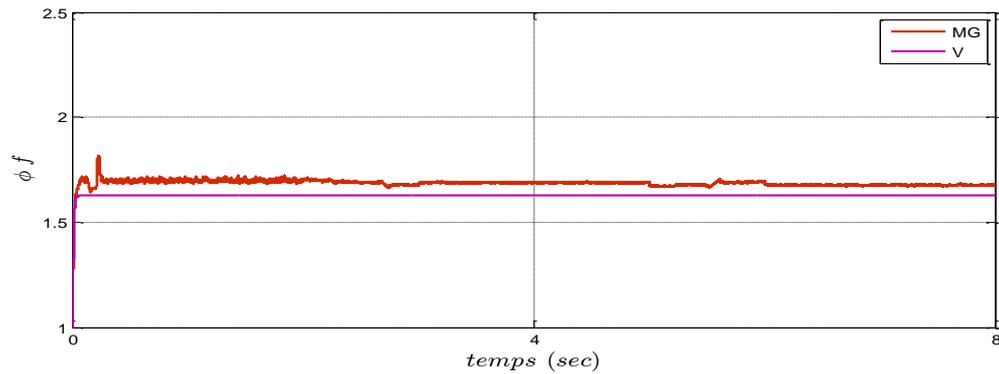


Fig. IV.12. Le flux rotorique ϕ_f

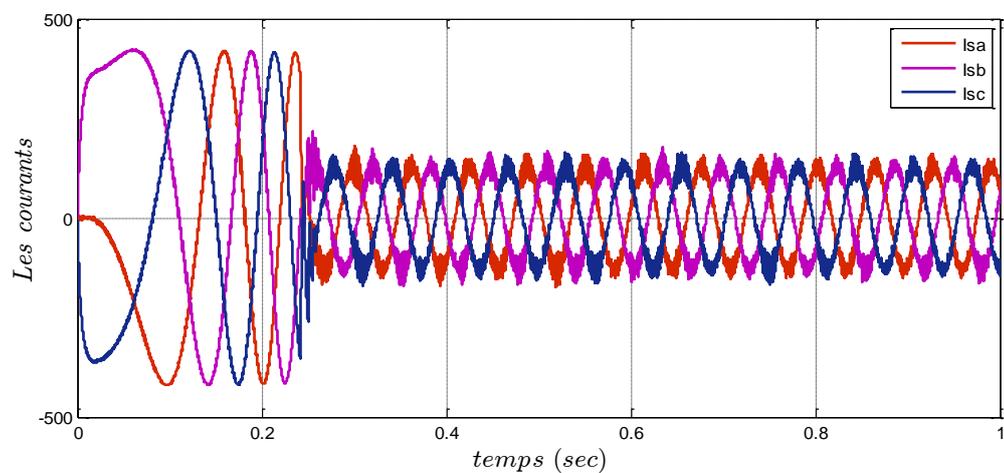


Fig. IV.13. Les courants statorique isa, isb et isc

Pour conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande par mode glissant nous allons présenter les simulations réalisées sur une machine synchrone MS. Ces performances ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants: un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, un fonctionnement avec plusieurs valeurs de vitesse, accélération et décélération. Les résultats montrent l'efficacité et les avantages de la commande par mode glissant, elle donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement. Dans la prochaine partie, nous allons associer les éléments commandés dans ce chapitre et ceux qui ont été modélisés dans le chapitre précédent afin d'obtenir un résultat satisfaisant du modèle de la chaîne de traction.

IV.4. Simulation du fonctionnement de la chaîne de traction :

La simulation d'un cycle de roulage permet d'estimer l'autonomie du véhicule, ce n'est pas notre objectif principal dans ce travail, malgré que nous allons tracer l'évolution de

l'état de charge de la batterie pendant le fonctionnement de la chaîne. En utilisant l'association des modèles des éléments de tout le système de traction (chaîne de traction), il est possible de simuler différents cycles de roulage et d'observer l'évolution des grandeurs en fonction du temps, mais il faut noter que la dynamique des éléments de la chaîne se divise en deux ; des systèmes rapides (généralement les systèmes électriques, machines, convertisseurs statiques comme les onduleurs et les hacheurs) et des systèmes avec dynamique non rapide (modèle du véhicule, batteries et transmission), pour cela, nous avons préféré de représenter la chaîne de traction à travers la figure simplifiée (IV.14) suivante :

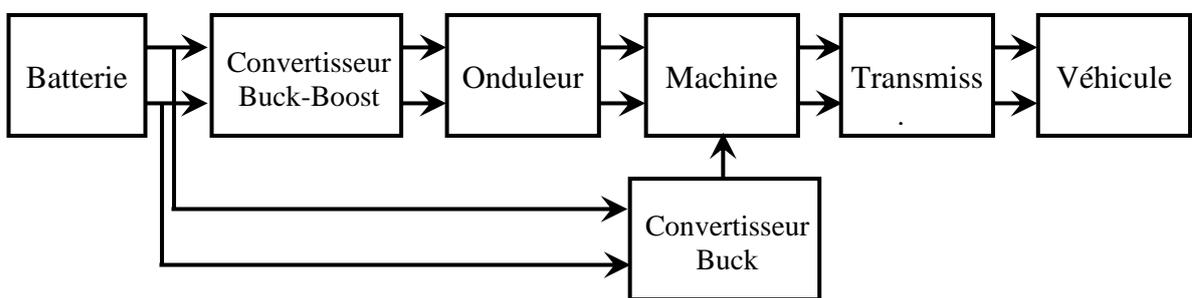
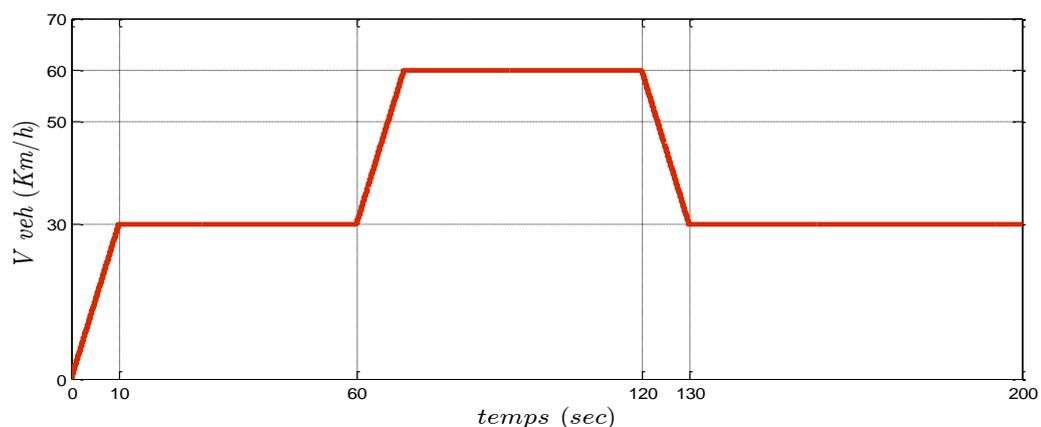


Fig. IV.14. Représentation simplifiée de la chaîne de traction

La simulation est effectuée et les résultats sont alors représentés, on va donner des résultats sur un intervalle de temps équivalent à l'intervalle de temps sur lequel on a défini les conditions de roulage souhaité, on a représenté sur le deuxième chapitre la vitesse de circulation du véhicule, la trajectoire et les caractéristiques de la route surtout les pentes. La figure suivante donne encore une fois les conditions de roulage.



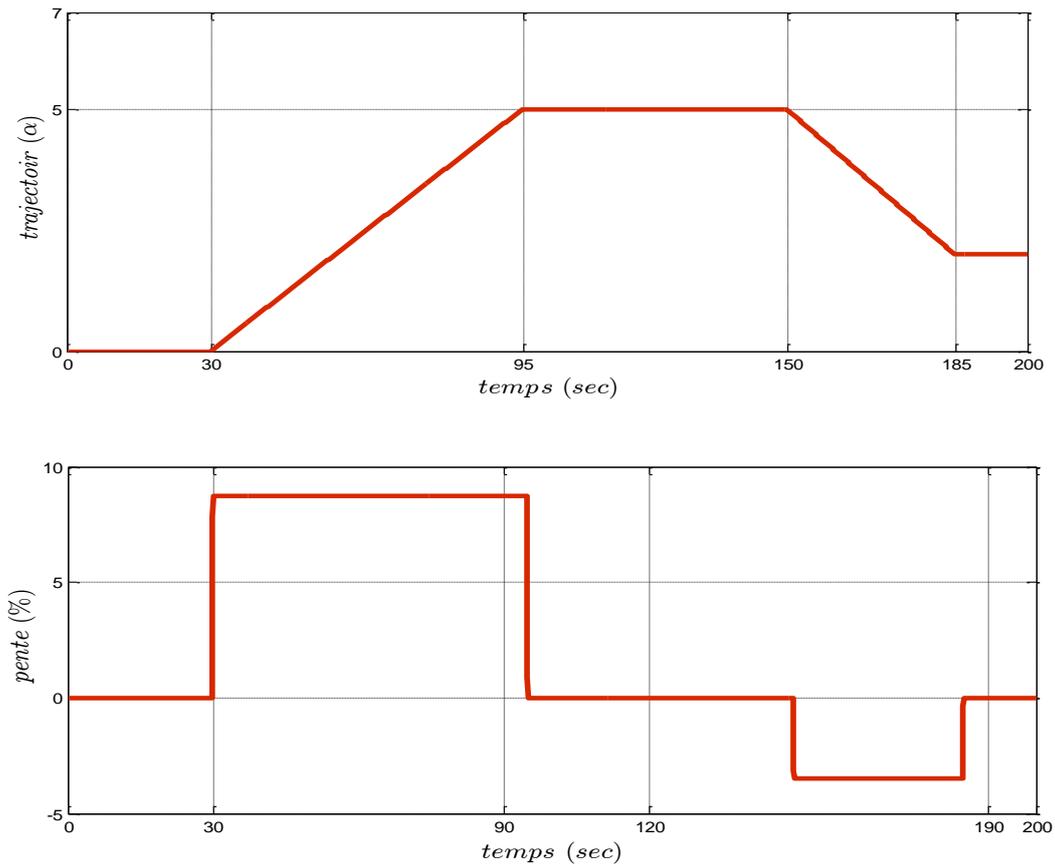


Figure IV.15: Conditions de roulage (du deuxième chapitre)

En tenant compte de ces conditions de roulage, nous pouvons assurer des contraintes pour le véhicule et surtout pour la machine synchrone et les différentes lois de commande, ces contraintes peuvent être :

- Grimper une pente donnée à vitesse faible ;
- Réaliser une accélération ;
- Grimper une pente donnée à une vitesse maximum;
- Maintenir une vitesse maximum ;
- Réaliser une décélération.

Nous avons vu au chapitre précédent que l'application de ces conditions de roulage conduit à définir deux variables essentielles pour le moteur, bien sur, en tenant compte de tous les caractéristiques du véhicule donnés en annexes, ces deux variables sont la vitesse de rotation du moteur (qui correspond à la vitesse donnée au dessus, mais en rad/sec) et le couple moteur (qui est un couple résistant pour le moteur), ces deux variables sont donnés

au chapitre II, après avoir modéliser le véhicule et en tenant compte des différentes forces (aérodynamique, de pente, d'accélération, et selle sur les pneu), de plus, il faut prendre en compte le fait que la puissance demandée par le véhicule augmente avec l'augmentation de la vitesse et de la masse du véhicule. En fin les deux variables trouvés au deuxième chapitre sont donnés par la figure suivante.

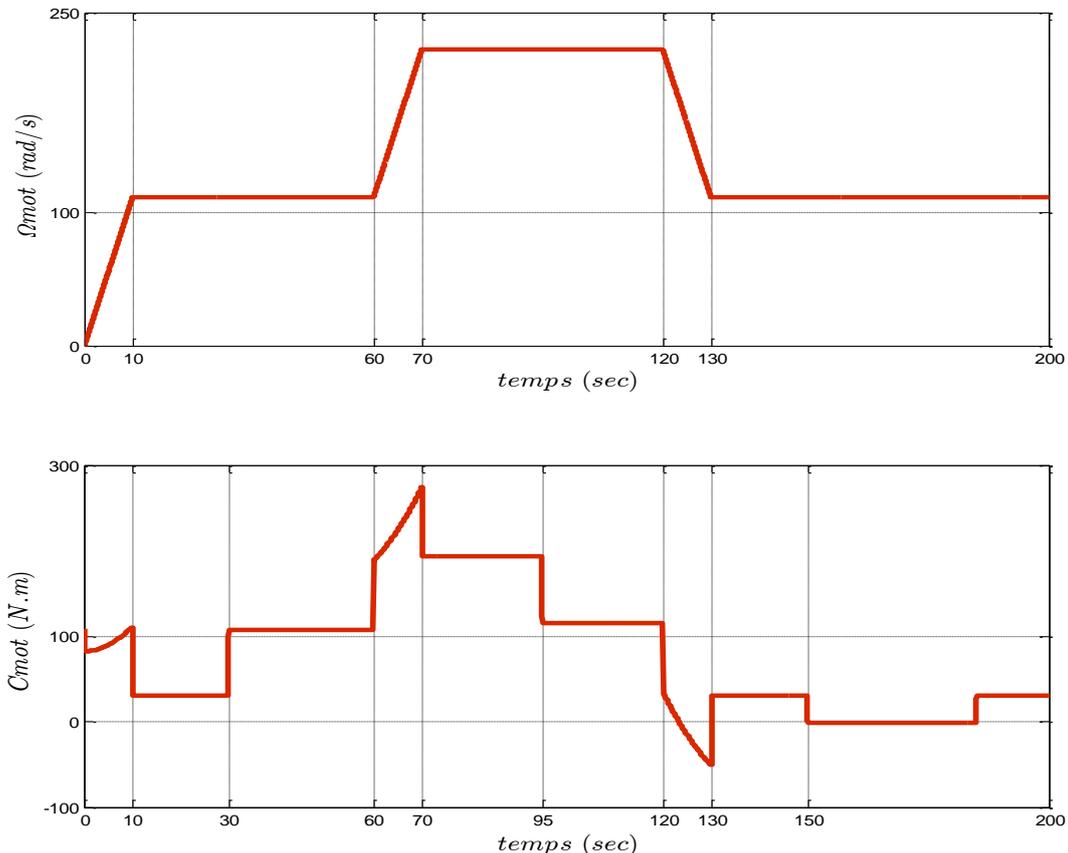


Figure IV.16 : Couple et vitesse coté moteur synchrone.

Dans ce qui suit, nous allons considérer le cas où le véhicule est un système lié directement au conducteur, ils forment ensemble un système Véhicule-Conducteur faisant ensemble une partie importante de la boucle de pilotage de la chaîne de traction. De ce fait, la simulation d'un cycle de roulage complet en terme d'opération (y compris le pilotage) peut rapidement engendrer des temps de plusieurs dizaines de secondes si en intégrant la commande de la vitesse de la machine et par conséquent du véhicule. Par ailleurs, l'évolution possible des modèles à l'avenir vers plus de détails est également un risque de forte augmentation des temps de calcul. Dans ce contexte, des stratégies ont été développées pour mettre en place des architectures meilleures pour l'optimisation afin de limiter les calculs au juste nécessaire.

La figure (IV.17) permettra de mettre en place une architecture globale pour commander la vitesse de la machine électrique (à travers l'onduleur) et par conséquent la vitesse du véhicule

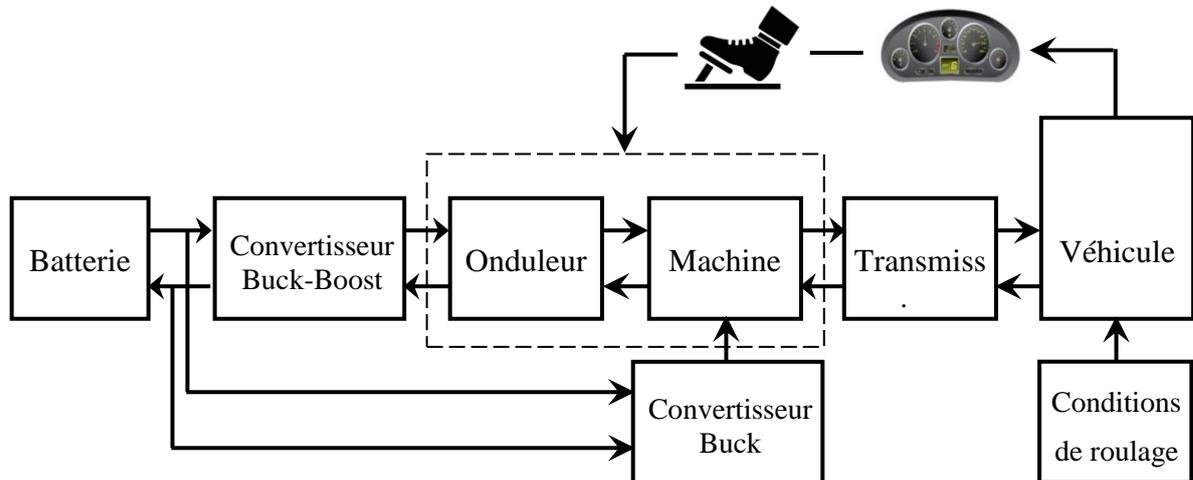


Fig.IV.17. Architecture d'une chaîne de traction (avec commande et conducteur).

En plus des conditions de roulage appliqués, notre cahier des charges au niveau véhicule (c'est une simulation en faite) doit comprendre des contraintes de performances qui peuvent être :

- Grimper une pente donnée à vitesse faible ;
- Réaliser une accélération ;
- Grimper une pente donnée à une vitesse maximum;
- Maintenir une vitesse maximum.

Les résultats de simulation de la chaîne de traction selon les conditions de la figure (IV.8) sont donnés sur les figures qui suivent :

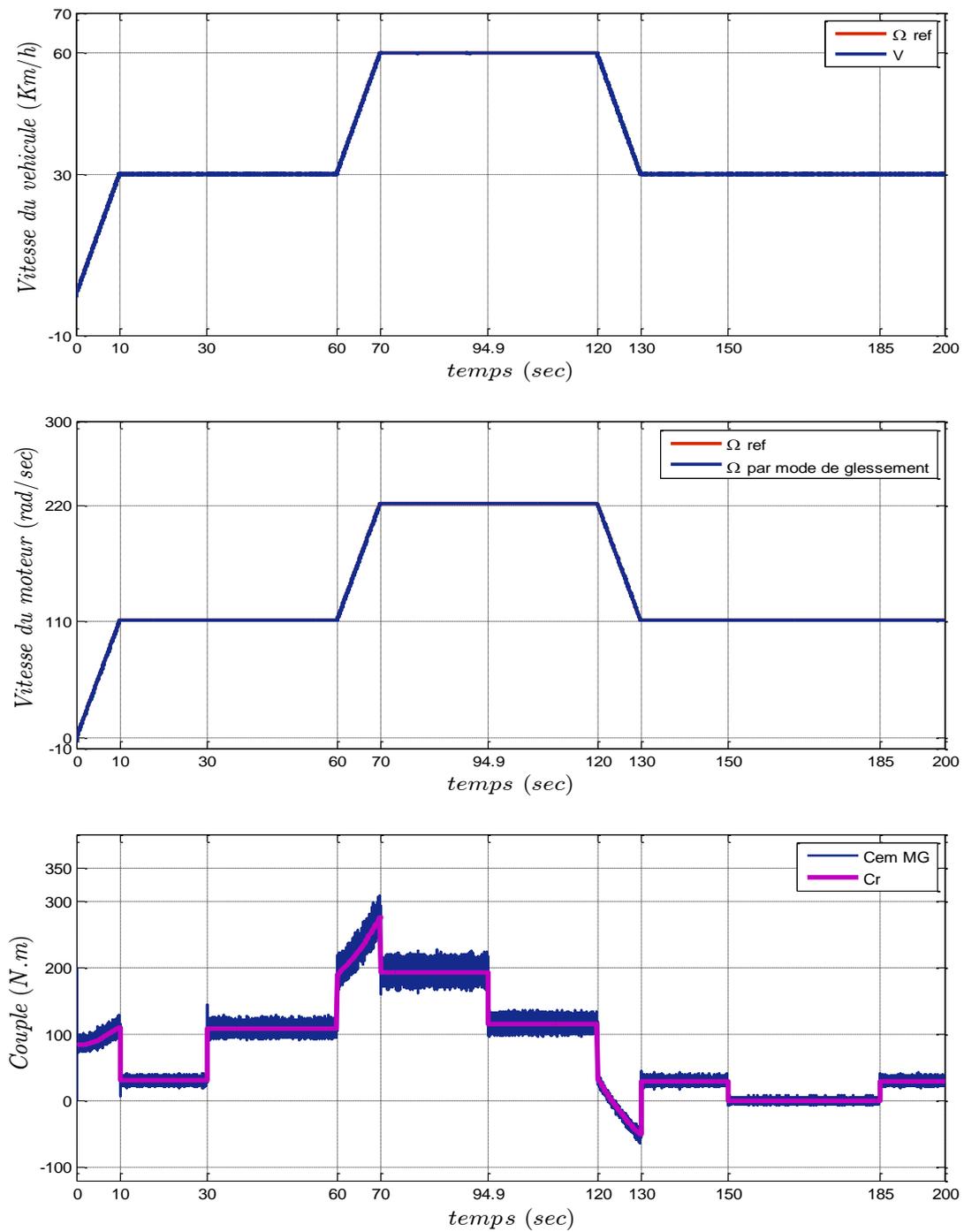


Figure IV.18: Evolution des grandeurs mécanique de la MS

Les autres grandeurs de la machine (Courant statorique d'une phase, courants d/q , flux statorique ...etc) sont données par la figure suivante :

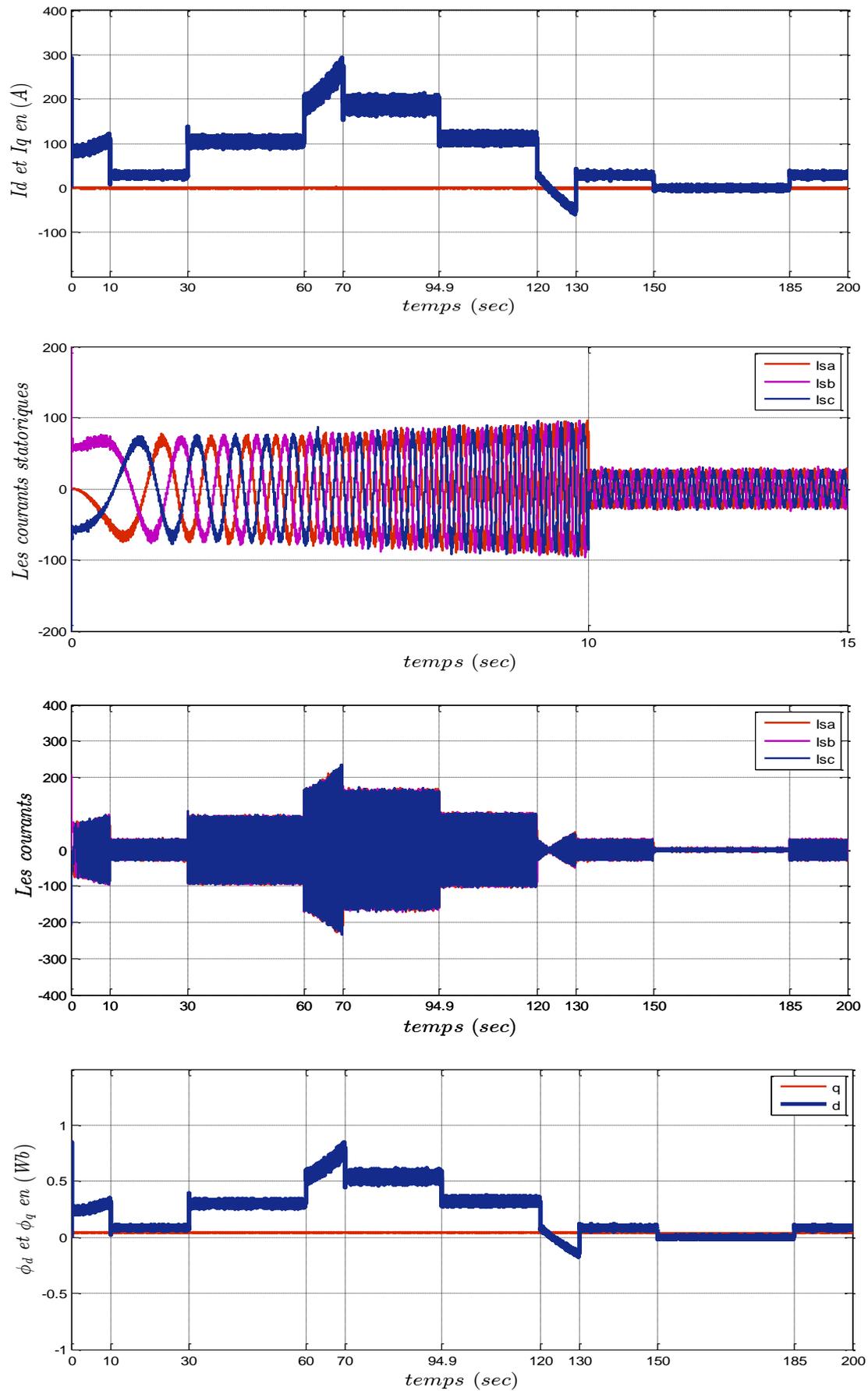


Figure IV.19: Evolution des grandeurs électromagnétiques de la machine

Les résultats obtenus montrent que la vitesse du véhicule suit la référence choisit (même chose pour la vitesse du moteur) par le conducteur, et l'erreur de poursuite est très petite (figure IV.20). Pendant le roulage avec la vitesse choisit et sur la trajectoire imposée (caractérisé par deux pentes), les courants, les flux et le couple électromagnétique varient en fonction de plusieurs facteurs, tels que les conditions de roulage et le couple résistant engendrée par les différents efforts étudié en deuxième chapitre. Pour le couple électromagnétique, il essaie toujours de rejoindre la valeur du couple de charge.

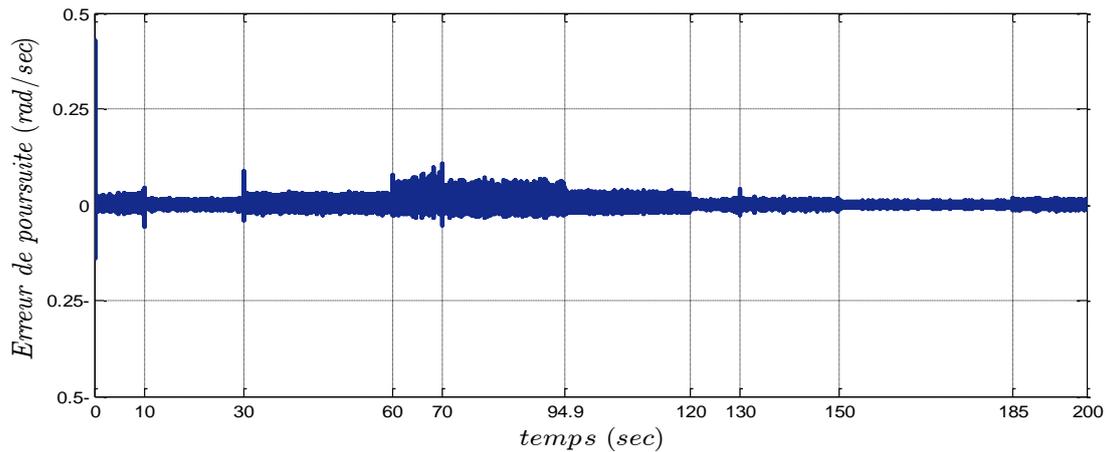


Figure IV.20: Erreurs de poursuite commise en commande de vitesse de la machine.

Le temps de simulation de cette deuxième partie (200 secondes) est suffisant pour la représentation des résultats des variations des grandeurs de la batterie, malgré que les variations de l'état de charge de la batterie SOC et la tension à la sortie de la batterie V_{bat} sont petites. Nous avons préféré de donner la figure (IV.12) qui présente ces deux grandeurs, où nous pouvons remarquer que l'état de la batterie SOC reste excellent et que la tension de sortie (400 Volts) demandée à la batterie est largement assurée pour un temps de 200 secondes. Les paramètres de la batterie sont donnés sur l'annexe 6, où la tension de sortie nominale est 400 Volts, le nombre de cellule est 192, avec $m = 96$ cellules en série et $p = 32$ branches

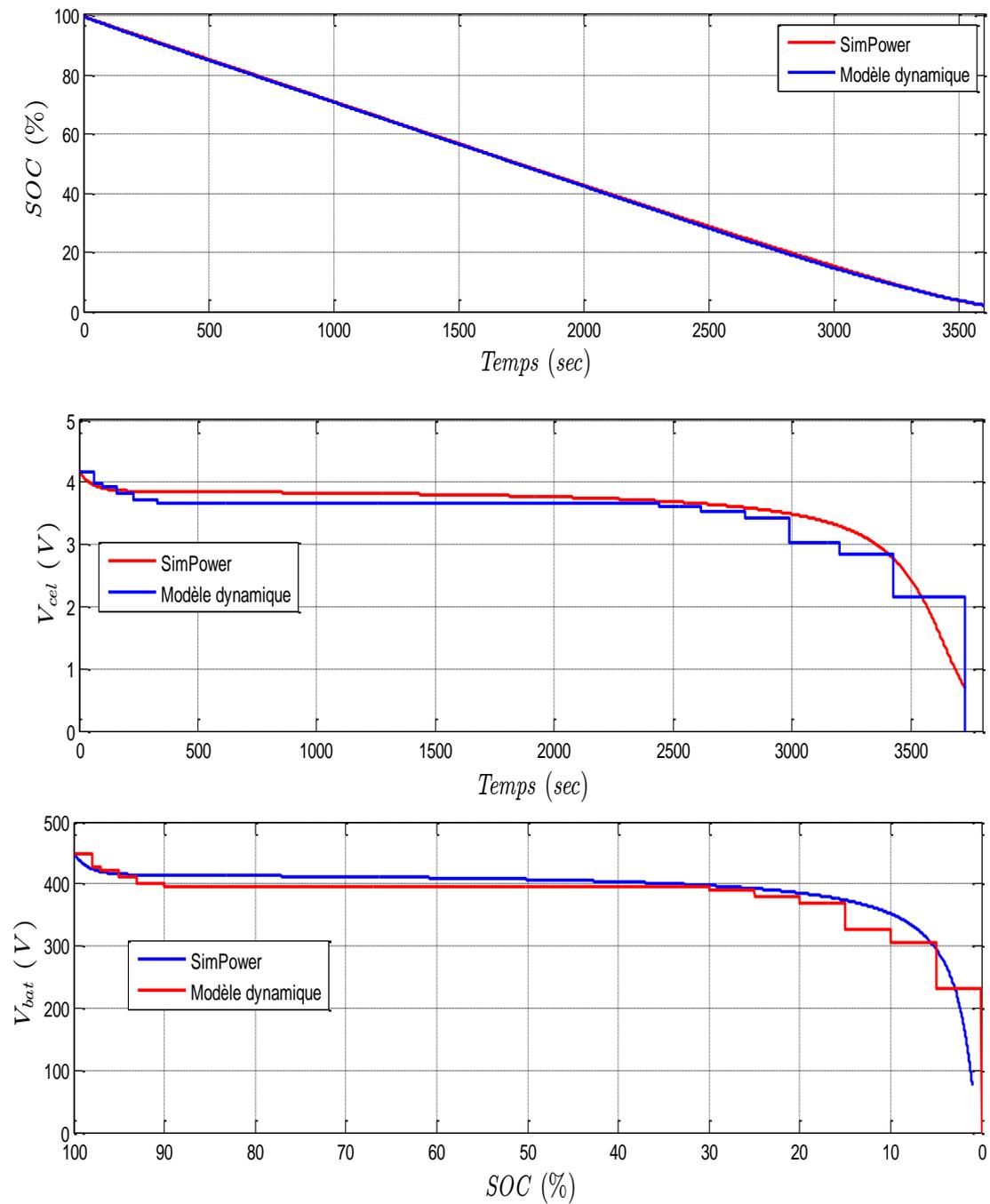


Figure IV.21: Simulation de la décharge d'une batterie Li-ion

A partir de la figure (IV.21), on peut remarquer qu'après 200 secondes, les variations de l'état de charge de la batterie SOC et la tension à la sortie de la batterie V_{bat} sont petites. Nous pouvons remarquer que l'état de la batterie SOC baisse légèrement en fonction du temps lors de la simulation d'un cycle de roulage et que la tension de sortie (400 Volts) demandée à la batterie est largement assurée pour un temps de 200 secondes.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu vérifier les hypothèses de départ. En effet, nous avons décrit l'assemblage des modèles pour former le modèle de tout le système, nous avons constaté que ce modèle de ce système global dépend de plusieurs échelles, à savoir, l'échelle temporelle électronique (onduleur), l'échelle électromagnétique (moteur), l'échelle électrique (batterie) et l'échelle mécanique (véhicule et transmission), en suite nous avons effectué une simulation globale du véhicule électrique et du système de traction qui le régit. Cette simulation a pu être effectuée avec les conditions de roulage déjà choisis, les paramètres et les caractéristiques sont établies dans les chapitres précédents. Nous avons constaté que les paramètres du véhicule et les conditions de roulage ont une grande influence notamment pour certains paramètres. Exemple, l'influence du paramètre de pente sur la puissance et le couple que doit développer la machine électrique pour vaincre le couple imposé par le véhicule et qui dépend des différentes forces appliquées sur le véhicule, ainsi, la nécessité de l'utilisation d'une loi de commande pour pouvoir piloter le véhicule, où, le conducteur fait une partie très importante dans la boucle de commande du véhicule, il joue un double rôle ; d'actionneur et d'un capteur, il est également responsable sur la rapidité, le temps de réponse et la précision du fonctionnement de la chaîne de traction.

Conclusion Générale

Le projet de fin d'étude intitulé "Optimisation des boucles de commandes dans une chaîne de traction et de charge d'un véhicule électrique" a permis de fournir une analyse approfondie et une optimisation des différents systèmes d'un véhicule électrique. Divisé en quatre chapitres principaux, ce projet a abordé de manière structurée les aspects essentiels de la conception, l'analyse, la modélisation et la commande des véhicules électriques.

Dans le premier chapitre, nous avons exploré les systèmes de puissance des véhicules électriques, en mettant l'accent sur la charge des batteries et la traction du véhicule. Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude structurelle et à la modélisation du véhicule électrique. En examinant la constitution du véhicule et les différents types de modèles, ainsi que le modèle mécanique du véhicule, nous avons établi un cadre théorique pour la conception et l'optimisation de la structure du système de puissance des véhicules électriques. Le troisième chapitre s'est focalisé sur l'étude de modélisation d'un exemple réel de système de puissance d'un véhicule électrique. La modélisation de la chaîne de traction et du système de charge a permis de comprendre les processus de commande pour améliorer l'efficacité et la performance des véhicules électriques. Enfin, le dernier chapitre a traité l'association des éléments de la chaîne de traction du véhicule électrique. En intégrant et en simulant des techniques de commandes pour les différents systèmes étudiés. Nous avons ainsi vécu une expérience très pertinente et multidisciplinaire qui a enrichie notre expérience dans le domaine de l'électrotechnique (commande, électronique de puissance, machines électriques, etc.). En conclusion, ce projet a permis de réaliser une optimisation significative de la structure des systèmes véhicules électrique, notamment le système de puissance de traction. Les résultats obtenus montrent satisfaisantes.

Comme perspectives, il est important de dire qu'ils restent beaucoup d'étude à faire pour compléter ce travail. Le plus important c'est de faire la commande de l'association du système de charge. Une autre chose importante, c'est l'étude de modélisation approfondie de la batterie et de son autonomie qui reste dépendante de beaucoup de facteurs. Afin de clore ces perspective, nous devons rappeler l'importance de l'effet thermique qui affect les éléments du système de puissance, et donc à notre modeste avis, ce n'est pas bon de l'ignorer.

Références Bibliographiques

- [1] N. JANIAUD, « Modélisation du système de puissance du véhicule électrique en régime transitoire en vue de l'optimisation de l'autonomie, des performances et des couts associant » [En ligne], Physique, Paris, Supélec, 2011, 192p, disponible sur : <https://theses.hal.science/tel-00660749/> (05/03/2023).
- [2] L. KATOUS, « Commande et contrôle d'un véhicule électrique », Mémoire de master option électromécanique, Université Larbi Tebessi – Tébessa, 2021-2022.
- [3] K. YOSHIMOTO, « Electric power converter with transformer, » Nissan Motor Co., Brevet US 8 917 053 B2, Dec. 2014.
- [4] T. BURRESS, « Benchmarking EV and HEV Technologies, » DOE Vehicle Technologies Office 2014 Annual Merit Review and Peer Evaluation Meeting, Oak Ridge National Laboratory, Projet ID : APE006, Juin 2014.
- [5] T. BURRESS, « Benchmarking EV and HEV Technologies, » DOE Vehicle Technologies Office 2015 Annual Merit Review and Peer Evaluation Meeting, Oak Ridge National Laboratory, Projet ID : EDT006, Juin 2016.
- [6] N. SAKR, « Fast on-board integrated chargers for electric vehicles, » Thèse CIFRE soutenue à l'Université Paris Saclay et préparée à Centrale-Supélec en collaboration avec Renault S.A.S, Gif-sur-Yvette, Mai 2016.
- [7] S. LOUDOT, B. Briane, O. Ploix, and A. Villeneuve, « Fast charging device for an electric vehicle» Renault, Brevet WO2010103063 A1, Sept. 2010.
- [8] M. A. BABA, « Étude et commande du système de puissance d'un véhicule électrique », Mémoire de master, option Commande électrique, Université de jijel, 2023.
- [9] T. GAUDIAUT. « Voitures électriques : les constructeurs chinois montent en puissance », [en ligne]. (Modifier le 04/01/2023) Disponible sur : <https://fr.statista.com/infographie/26563/parts-de-marche-des-constructeurs-de-vehicules-electriques-dans-le-monde/> (20/03/2023).

- [10] H.K. SALAH, F. ABDRAOUF, « conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électrique ». Mémoire de master, option électrotechnique Industrielle, Université de ouargla,2021-2022.
- [11] AD SACI, O. ALLALI, A. DERDEGA, M. BEKKOUCHE, « Réalisation d'un véhicule électriques », Mémoire de master, option électromécanique, Université de El Oued,2021-2022.
- [12] G. SEGUIER, R. BAUSIERE, F. LABRIQUE, « Electronique de Puissance : Structures de base, principales applications », 8 édition, Dunod, France, 409 pages.
- [13] K.Y. CHERIF, R. BEDJIH, « Commande flous d'un Redresseur MLI triphasé », Mémoire de master, option électrotechnique Industrielle, Université de Bijaia,2019-2020.
- [14] M. BOUHALI, F. BOUZIDI, « Contribution à l'étude de la commande de la MSAP sans capteur par injection de signal de haute fréquence dimensionnement et choix des filtres utilisés », Mémoire de master, option MACHINES ELECTRIQUES, Université de Bejaia, 2013-2014.
- [15] RODNEY H.G. TAN, « DC-DC Converter Modeling and Simulation using State Space Approach », Mémoire de master, Electronics option, University Kuala Lumpur, Malaysia,2015.
- [16] Z. AYACHI, K. DJOTNI, « étude et simulation d'un onduleur de tension triphasé », Mémoire de master, option électrotechnique, Université de Annaba, 2020-2021.
- [17] V. MESTER, « Conception optimale systémique des composants des chaines de traction électrique », Thèse de doctorat, Ecole central de Lille, Mai 2007, 207p. Disponible sur : <https://theses.hal.science/tel-00160666/document>
- [18] F. KHOUCHA, K. MAROUANI, K. ALIOUANE. And A. KHELOUI., « Expérimental performance analysis of adaptive flux and speed observers for direct torque control of sensorless induction machine drives », IEEE PESC'04, vol. 4, Novembre 2004.
- [19] H. BENARIBA. « Contribution à la commande d'un véhicule électrique ». [En ligne], Tlemcen : Université Aboubakr Belkaid de Tlemcen, décembre 2018, 195p. Format PDF. Disponible sur : https://lat.univ-tlemcen.dz/dl/benariba_2018.pdf (Consulté le 20/03/2023).

Annexe 1

Paramètre physique du véhicule

Paramètres	Symboles	Valeurs
Section frontal du véhicule	S_f	1,562*1,787
Coefficient de pénétration dans l'air	C_x	0.75
Masse volumique de l'air	ρ	1.292
Masse totale du véhicule	M_{veh_tot}	1836 Kg
Masse du véhicule à vide	M_{veh_vide}	1380 Kg
Masse de la batterie	M_{batt}	300 Kg
Coefficient de résistance au roulement	CRR	0.0015
rayon de la roue	R_{roue}	30 cm
Rendement des joints de cardan	η_{cardan}	0.99

Annexe 2

Paramètre du Système de transmission

Paramètres	Symboles	Valeurs
Nombre des dents du pignon primaire	N_{pp}	22
Nombre des dents de l'engrenage secondaire	N_{es}	66
Nombre des dents du pignon secondaire	N_{ps}	55
Nombre des dents du block différentiel	N_{bd}	75
Nombre d'étages de réduction	n	2
Rendement des joints de cardan	η_{cardan}	0.99

Annexe 3

Paramètre de la Machine électrique

Paramètres	Symboles	Valeurs
Résistance de stator	R_s	0.58 Ω
Inductance mutuelle maximale entre un circuit statorique et un circuit rotorique	M_f	0.0236 H
Inductance d'axe quadratile	L_q	0.0231 H
Inductance d'axe direct	L_d	0.0231 H
Inductance du circuit inducteur	L_f	0.924 H
Moment d'inertie	J	0.2 N.m
Nombre de paire de pole	p	2
Coefficient de frottement	f_{vis}	0,00
Tension d'alimentation	V_s	220V
Résistance du circuit inducteur	R_f	125 Ω
Tension d'excitation du rotor	V_f	220v DC

Annexe 4

Paramètre de l'onduleur

Paramètres	Symboles	Valeurs
L'indice de modulation	m	20
Le taux de modulation	r	0.8
la fréquence de la porteuse	f_p	2000
la tension de référence	f_m	50
Amplitude du signal sinusoïdale	V_a	220
Amplitude du signal de porteuse	V_p	1

Annexe 5

Paramètre de la batterie utilisée (Lithium-Ion)

Paramètres	Symboles	Valeurs
la tension d'une cellule	V_{cel}	4.16
La tension d'un pack (batterie)	V_{pac}	400
nombre de branches	p	12
nombre de cellules par branche	m	16
Nombre total de cellules	$n = m.p$	192
Masse de la batterie	M_{batt}	300 Kg

Annexe 6

La méthode de Ziegler Nichols

La méthode de Ziegler-Nichols est une approche couramment utilisée pour estimer les paramètres d'un régulateur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé) à l'aide de la réponse indicielle du système. Voici les étapes de base de la méthode de Ziegler-Nichols pour estimer les paramètres d'un régulateur PID.

On Réalise une boucle fermée avec un contrôleur P (proportionnel) uniquement. On Fixe la valeur de la constante de temps intégrale (T_i) et de la constante de temps dérivée (T_d) à zéro.

On Augmente progressivement le gain proportionnel ($K_p = K_m$) du régulateur jusqu'à ce que le système commence à osciller de manière stable.

On Mesure la période de l'oscillation stable (T_U) du système. La période T_U est le temps requis pour qu'un cycle complet d'oscillation se produise.

À la fin, on Utilise les valeurs de K_m et T_U pour estimer les paramètres du régulateur PID selon les règles de Ziegler-Nichols à l'aide du tableau suivant

Tableau III.1 : Tableau du Ziegler-Nichols

Type de contrôle	K_p	τ_i	τ_d
PID classique	$0.6K_m$	$\frac{T_U}{2}$	$\frac{T_U}{8}$
P	$0.5K_m$	-	-
PI	$0.45K_m$	$\frac{T_U}{1.2}$	-
PD	$0.8K_m$	-	$\frac{T_U}{8}$