

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine: Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

THÈME

Etude et modélisation de la chaîne d'entraînement électrique d'un véhicule électrique

Préparé par:

DOUACHE Mohamed Elfarouk

Soutenu publiquement devant le jury composé de:

Nom et prénoms	Grade	Etablissement	Qualité
Mr. M. BECHEIKH	MCA	Univ. Tiaret	Président
Mr. L. BESSOLTANE	MAA	Univ. Tiaret	Rapporteur
Meme. S. ZINE	MCA	Univ. Tiaret	Examineur
Mr. M. LARBI	MCA	Univ. Tiaret	Examineur

PROMOTION 2020 /2021

Remerciement

Tous d'abord, je voudrais exprimer mes remerciements et ma gratitude à DIEU qui m'a donné la force, la patience et la volonté et le courage pour terminer ce travail.

J'ai la grande joie de remercier Mr BENSULTANE, mon encadreur pour ces précieux conseils et ces orientations qui nous ont éclairé le chemin durant toute la période de notre projet.

Mes remerciements les plus distingués vont aussi à l'égard de tous les enseignants du département de génie électrique.

Enfin, je remercie tous ceux qui nous ont tendu leur Main pour nous apporter leur aide.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- A celui que je n'oublierai jamais, à **mon cher père** que dieu le garde dans son paradis.
- A celle qui m'a donné l'amour et la tendresse, et qui m'a appris le courage toujours, **ma chère mère** à lesquelles je souhaite une belle vie.
- A mes chers frères et mes sœurs et leurs fils.
- Ainsi qu'à toutes mes cousines, mes cousines et à tous les membres de la famille de petits au grand.
- A tous qui m'ont enseigné pendant ma vie Scolaire.
- A toutes mes amis.
- Enfin, tous qui me connaissent de près ou de loin.

Mohamed Elfarouk

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I: Véhicules électriques et hybrides	3
1. Introduction	4
2. Généralités sur les véhicules électriques et hybrides	4
2.1. Fonctionnalités	5
2.2. Classification des VEHS suivant l'hybridation	6
2.3. Architectures des VEHS	7
2.3.1. Structure série	8
2.3.2. Structure parallèle	8
2.3.3. Structure série-parallèle	9
2.3.4. Véhicules électriques 'pur'	10
3. Modes de fonctionnement d'un véhicule électrique et hybride	10
4. Conclusion	13
Chapitre II: Modélisation des parties constituants un VE	
1 .Introduction	15
2. Modélisation dynamique du véhicule électrique	15
2.1. Forces de traction et de résistance totale	16
2.2. Transmission dans un VE	19
2.3. Simulation de la partie dynamique	22
3. Source d'énergie électrique embarquée dans un VE.....	23
3.1. Batteries	23
3.2. Batterie au Lithium-Ion	26
3.2.1. Modèle des batteries au Lithium-Ion	26
3.2.2. Simulation du modèle de batterie au Li-ion	30
4. Motorisation de l'unité de puissance de traction	39
4.1. Onduleur de tension triphasée à commande MLI	41
4.2. Commande MLI Sinus-Triangle	43
4.3. Simulations du convertisseur de traction DC/DC bidirectionnel	44
5. Motorisation électrique dans un VE	46
5.1. Présentation de la MSAP	47
5.2. Modélisation de la MSAP triphasée	47

5.2.1. Equations électrique	49
5.2.2. Equations magnétique	49
5.3. Modèle de Park	50
5.3.1. Equations électriques dans le référentiel de Park	51
5.3.2. Equations mécaniques dans le référentiel de Park	53
5.4. Equations d'état de la MSAP	53
6. Conclusion	57

Chapitre III: Contrôle de la chaine d'entraînement de VE

1. Introduction	55
2. Commande Vectorielle de la MSAP alimentée en tension	55
2.1. Principe de la commande Vectorielle du MSAP	55
2.2. Couplage des grandeurs électrique dans la MSAP	57
2.3. Découplage par compensation	58
2.4. Synthèse des régulateurs des courants et de vitesse	59
3. Limitation des courants	64
4. Simulation de véhicule électrique global	65
5. Conclusion	69
Conclusion générale	71
Bibliographie	

Table des figures

Chapitre I		
Figure I.1	Classification des différentes chaînes de traction hybride	6
Figure I.2	Chaîne de traction hybride série	8
Figure I.3	Chaîne de traction hybride parallèle	9
Figure I.4	Chaîne de traction hybride série-parallèle	9
Figure I.5	Véhicule tout électrique	10
Chapitre II		
Figure II.1	Forces élémentaires agissant sur un véhicule en mouvement	16
Figure II.2	Représentation globale du modèle dynamique du véhicule électrique	19
Figure II.3	Mécanisme d'un réducteur	20
Figure II.4	Description du train planétaire	20
Figure II.5	Configuration de la chaîne de traction d'un VE	29
Figure II.6	Exemple d'un cycle de la force de traction F_{tr}	22
Figure II.7	Evolution de la vitesse correspondante à F_{tr} appliquée	23
Figure II.8	Décomposition d'un bloc batterie de véhicule électrique	24
Figure II.9	Principe de fonctionnement d'une cellule Lithium-Ion	26
Figure II.10	Modèle avec résistance interne	26
Figure II.11	Modèle de Thevenin	27
Figure II.12	Modèle dynamique non linéaire	28
Figure II.13	Modèle de Cauer et Foster	28
Figure II.14	Structure de Cauer	29
Figure II.15	Structure de Foster	29
Figure II.16	Schéma de principe du modèle de Shepherd	29
Figure II.17	Courbe de décharge d'une batterie Li-Ion	32
Figure II.18	Bloc de simulation de courant	33
Figure II.19	Bloc de simulation de l'état de charge	33
Figure II.20	Bloc de simulation de tension de polarisation	34
Figure II.21	Bloc de simulation de la résistance de polarisation	34
Figure II.22	Bloc de simulation exponentiel	35
Figure II.23	Modèle global de la batterie au Li-Ion simulé	36
Figure II.24	Courant de décharge et de charge de la batterie	36
Figure II.25	Courbe d'état de charge en fonction du temps	37
Figure II.26	Courbe de tension en fonction du temps	37
Figure II.27	Courbe de décharge à plusieurs intensités en fonction du temps	38
Figure II.28	Comparaison entre notre modèle et le modèle de Matlab/Simulink	38
Figure II.29	Comparaison de la décharge des deux modèles (Modèle étudié-Modèle Simulink)	39
Figure II.30	Schéma de principe de convertisseur de puissance de traction	40
Figure II.31	Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	42
Figure II.32	Principe de commande MLI sinus-triangle	44

Figure II.33	Schéma de simulation de convertisseur DC/DC en mode Boost	45
Figure II.34	Tensions de la sortie de convertisseur DC/DC (201.6V-500V)	45
Figure II.35	Zoom de tensions de la sortie de convertisseur DC/DC (201.6V-500V)	45
Figure II.36	Représentation de la MSAP dans l'espace électrique	48
Figure II.37	Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé $d-q$	51
Figure II.38	Modèle de la MSAP dans le repère $d-q$	55
Figure II.39	Modèle de la MSAP dans le repère $d-q$ en imposant $I_d = 0$	55
Figure II.40	Evolution de la vitesse mécanique ω_r en boucle ouverte avec $I_d = 0$	56
Figure II.41	Evolution du couple électromagnétique C_{em}	56
Figure II.42	Représentation des courants du Park I_d et I_q	57
Figure II.43	Représentation du flux directe et le flux quadratique	58

Chapitre III

Figure III.1	Schémas de principe de la commande par orientation du flux de la MSAP alimentée en tension	56
Figure III.2	Description de couplages dans la MSAP	57
Figure III.3	Principe de découplages par compensation	59
Figure III.4	Commande découplée	59
Figure III.5	Schéma de principe d'un régulateur	60
Figure III.6	Boucle de régulation du courant I_q	61
Figure III.7	Boucle de régulation du courant I_d	62
Figure III.8	Boucle de régulation de la vitesse	63
Figure III.9	Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant	65
Figure III.10	Schéma de principe de régulateur PI avec anti-windup	65
Figure III.11	Schéma de simulation globale: Association modèle dynamique-MSAP-Onduleur 2 niveaux	66
Figure III.12	Représentation de la vitesse mécanique ω_r	67
Figure III.13	Représentation de la tension d'une à la sortie de l'onduleur et sa tension de référence	67
Figure III.14	Représentation du couple électromagnétique C_{em}	67
Figure III.15	Représentation de la tension V_d	68
Figure III.16	Représentation des courants de Park I_d et I_q	68

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale

Les véhicules électriques (VEs) véhicules électriques hybrides (VEHs) présentent les particularités de solliciter deux types de motorisations différentes, un moteur thermique et un moteur électrique. Ils disposent d'une batterie et d'un réservoir de carburant, l'intérêt est de profiter des deux types de motorisations afin d'améliorer les performances des VEs.

Il doit s'assurer un courant absorbé avec le minimum impact sur la qualité d'énergie et un facteur de puissance élevé afin de maximiser la puissance réelle disponible [1] [2]. Il doit être conçu, fabriqué et installé de telle sorte que le véhicule, dans la configuration «mode recharge de batterie sur le réseau électrique», puisse satisfaire aux dispositions de règlements internationaux de la CEM qui limitent les interférences électromagnétiques (IEM) et l'injection d'harmoniques et de courant continu dans les réseaux électriques [1] [3] [4].

Afin de rendre les véhicules moins consommateurs et moins polluants, de nouvelles normes européennes (Euro 4, Euro 5...) révisent à la baisse, tous les 4 ou 5 ans, les seuils d'émissions des principaux polluants réglementés. La recherche et le développement dans le domaine automobile permet de faire des progrès techniques pour diminuer les consommations des véhicules et par conséquent les émissions de CO₂. Les quatre principaux axes de recherche portent sur : les carburants conventionnels et alternatifs ; les systèmes de dépollution pour la réduction des émissions à l'échappement ; les moteurs (thermique, électrique, hybride, pile à combustible) ; les accessoires (climatisation, pneus, allègement, bruit). Parmi les différentes pistes à explorer, nous nous sommes intéressés aux véhicules électriques hybrides et plus particulièrement au dimensionnement des composants de la chaîne de traction.

En effet, à l'heure où l'automobile doit répondre à des enjeux environnementaux majeurs, le dimensionnement des composants de la chaîne de traction est une problématique clef dans les systèmes hybrides. La complexité de l'architecture embarquée est accrue par rapport aux véhicules thermiques conventionnels et il devient primordial de dimensionner correctement ces éléments afin d'assurer la fiabilité de l'architecture tout en diminuant sa consommation énergétique. Or, ce compromis n'est possible que par une bonne adéquation entre les systèmes de génération, les moyens de stockage d'énergie et les consommateurs électriques.

Ce projet aussi modeste qu'il soit a pour objectif d'étudier la chaîne de l'entraînement électrique de la d'un véhicule électrique en montrant les différentes étapes que constitue la chaîne électrique de ce véhicule.

Ce mémoire est composé de trois chapitres.

Introduction générale

Le premier chapitre est consacré à une étude générale sur les véhicules électriques et hybrides et ses modes de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre nous avons entamé la modélisation de différentes parties constituant un VE. Nous avons commencé par la modélisation dynamique du véhicule électrique, nous avons étudié en suite quelque partie de la chaîne de traction de ce véhicule telle que la source d'énergie électrique embarquée dans un VE (Batterie au Lithium-Ion), les convertisseurs statiques DC/DC bidirectionnel, onduleur et la machine électrique de traction en utilisant des simulations sous l'environnement MATLAB/Simulink. Des résultats sont obtenus et interprétés.

Le troisième chapitre est destiné à l'étude de technique de contrôle de la chaîne d'entraînement de VE en exploitation les modèles développés dans le chapitre deux à savoir: la simulation du convertisseur DC/DC, l'onduleur et la machine de traction et le modèle dynamique de VE. Des résultats sont obtenus et interprétés.

Ce travail est achevé par une conclusion générale.

Chapitre I

Véhicules électriques et hybrides

1. Introduction

Aujourd'hui le domaine du transport et notamment celui des véhicules est un secteur clé d'un point de vue consommation énergétique et de l'impact environnemental. Afin d'améliorer l'efficacité globale des véhicules, l'introduction de sources d'énergies alternatives embarquées est une solution. Deux solutions émergent actuellement : l'hybridation du moteur thermique par une source d'énergie électrique avec un taux d'hybridation plus ou moins important et la solution 100% électrique avec des problèmes d'autonomie et de coût qui lui sont associés [5].

On s'intéresse dans ce chapitre dans un premier temps à la présentation des structures des véhicules électriques hybrides, ses classifications et les architectures existantes. Nous passons en suite à l'étude du véhicule hybride, en commençant par un état de l'art. On représente en suite la chaîne l'unité de contrôle de puissance (UCP) ainsi que le principe de la chaîne de traction.

2. Généralités sur les véhicules électriques et hybrides

Un véhicule électrique hybride est un véhicule intégrant deux sources d'énergies différentes, par exemple un moteur thermique (MT) conventionnel avec son réservoir de carburant et une machine électrique associée à une source d'énergie électrique DC. En 1898, la Lohner -Porsche dite «a chaise» est le premier véhicule électrique hybride son architecture de type série incluait un moteur à combustion entraînant une génératrice qui alimentait des moteurs électriques (ME) situés dans les moyeux des roues avant. Cette automobile pouvait parcourir près de 60 km sur batterie seule. Dans les années 1900, une automobile mixte pétrole/électricité, développée par le constructeur Pieper, est commercialisée en Belgique. Un moteur électrique aidait le moteur à combustion de 3,5 CV dans les côtes et rechargeait les batteries dans les descentes [6] [7].

En 1902, la compagnie Krieger construit quelques prototypes hybrides équipés d'un moteur thermique qui rechargeait les batteries via une dynamo. Ce constructeur basé à Paris fabriquait déjà des véhicules électriques avec roues avant motrices.

L'intérêt pour les véhicules hybrides commence à baisser avec le développement des moteurs thermiques et des chaînes de production d'Henry Ford à partir de 1904.

Entre 1910 et 1918, la société Commercial Construction Trucks a produit des véhicules dont le moteur à essence entraîne une génératrice qui alimentait directement le moteur de traction, éliminant ainsi la nécessité d'une transmission ou d'une batterie.

En 1969, les voitures hybrides réapparurent après une longue période sans avancée. La General Motors 512 a été conçue pour fonctionner selon trois modes : en tout électrique pour une vitesse inférieure à 10 miles/h, en combiné électricité-essence entre 10 et 13 miles/h et en tout thermique au-

delà de 13 miles/h. L'intérêt pour la technologie hybride revient après l'embargo pétrolier de 1973. Volkswagen développe un véhicule hybride appelé «Taxi » avec la plage de rendement la plus grande de tous les hybrides présentés dans le monde jusque là puisqu'une commutation est possible entre son moteur électrique et son moteur à essence.

En 1989, Audi présente son hybride Duo. C'est un hybride bi-mode dont le moteur électrique, alimenté par une batterie au nickel-cadmium, est connecté aux roues arrière du véhicule alors que le moteur thermique entraîne les roues avant.

L'ère moderne de l'automobile hybride commence en 1997 avec la commercialisation de la **Toyota Prius** au Japon. Deux ans plus tard, Honda lance l'Insight suivie de près par la Honda Civic hybrid. En une dizaine d'années, plus d'un million de véhicules hybrides ont été vendus dans le monde et plus de vingt nouveaux modèles ont été introduits sur le marché automobile [6].

2.1. Fonctionnalité

Grâce à l'hybridation de sa propulsion, un véhicule peut exploiter de nouvelles fonctionnalités par rapport au véhicule conventionnel afin de réduire sa consommation de carburant, d'améliorer ses performances et son confort de conduite [6].

- **Stop & start:** Ce système permet d'arrêter le moteur thermique lors des arrêts aux feux rouges ou dans les embouteillages, puis de le redémarrer rapidement avec la possibilité d'une aide du moteur électrique pour favoriser le démarrage du véhicule. Ainsi, la consommation de carburant du moteur au ralenti est économisée lors d'arrêts de courte durée.
- **Mode Boost:** Ce mode correspond à l'assistance du moteur thermique par la machine électrique. Cela permet de faire tourner le moteur thermique à un point de fonctionnement avec un meilleur rendement. Ce mode peut aussi être actionné lorsque la demande en puissance est supérieure à celle que peut développer le moteur thermique.
- **Mode régénération:** Dans ce mode, le moteur thermique fournit une puissance supérieure à celle demandée au niveau des roues afin de fonctionner à un meilleur rendement. Le surplus d'énergie est récupéré par la machine électrique, en mode génératrice, et emmagasiné dans un organe de stockage pour être utilisé ultérieurement.
- **Mode freinage récupératif:** L'énergie cinétique du véhicule au freinage est récupérée sous forme d'énergie électrique et stockée.
- **Mode tout thermique:** Cette fonctionnalité est celle d'un véhicule thermique classique puisque la batterie n'est pas utilisée. Ce mode est activé si la batterie est déchargée ou si le

moteur thermique peut fonctionner à un bon rendement, lors d'un parcours autoroutier par exemple.

- **Mode tout électrique:** A l'inverse, il s'agit du mode pour lequel le véhicule est propulsé à l'aide de l'énergie contenue dans l'organe de stockage alors que le moteur thermique est arrêté. Ce mode offre tous les avantages du véhicule électrique: une consommation de carburant nulle, l'absence de rejet de polluant et un fonctionnement silencieux.

2.2. Classification des VEHS suivant l'hybridation

Les constructeurs et équipementiers utilisent souvent une classification des véhicules électriques hybrides suivant leur degré d'hybridation défini par le rapport entre la puissance du moteur électrique et la celle du moteur thermique. Les technologies de VEH se divisent en trois catégories, dépendant du niveau d'assistance du moteur électrique. On parle alors de chaînes de traction Micro-hybride, Mild-hybride et Full-hybride. Le véhicule électrique hybride rechargeable (Plug-in hybrid) est une variante de la technologie Full-hybride [8].

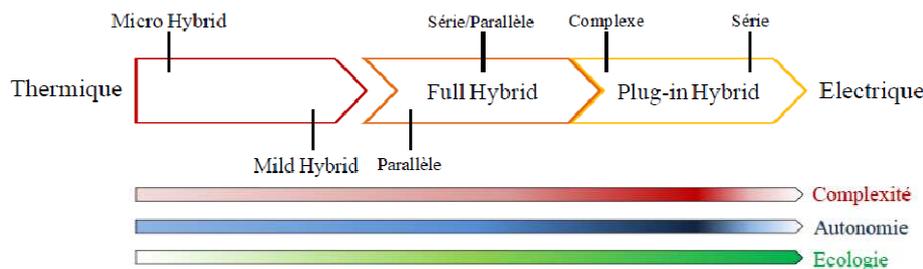


Figure I.1: Classification des différentes chaînes de traction hybride

Les types d'hybride et le gain en carburant relative ont été répertoriés par [6] dans le Tableau (I.1).

Tableau I.1: Synthèse types d'hybride et le gain en carburant relative

Type d'hybride	Fonctions	Gain en carburant sur cycle urbain
Micro hybrid ou Stop & start	<p>Arrêt du (MT) : chaque fois que le véhicule est à l'arrêt, le MT est stoppé afin de moins consommer ; Redémarrage du MT: (ME) (alternodémarrreur) intégrée redémarre le MT quand le conducteur active la pédale d'accélérateur,</p> <p>Accélération : l'alterno-démarrreur peut aider le MT au démarrage et pendant de courtes accélérations ;</p> <p>Mode normal : le MT fonctionne seul, un couple supplémentaire de la ME peut être fourni pour pallier aux acyclismes du MT.</p>	5 à 8 %

Mild hybrid	<p>La principale différence entre le Micro et le Mild hybrid est le remplacement de l'alternodémarrreur par une ME;</p> <p>La ME propulse rarement le véhicule seul, elle assiste plutôt le MT ;</p> <p>La ME, l'alternateur et les batteries sont plus puissants que dans le cas d'un Micro hybrid et donc jouent un rôle plus important dans le fonctionnement du véhicule.</p>	20 à 30 %
Full hybrid	<p>Sa configuration est quasiment la même que le Mild-hybrid mais les composants sont encore plus puissants ;</p> <p>La ME propulse souvent le véhicule seul, particulièrement pour une conduite en ville,</p> <p>Le MT peut être plus petit car la ME est de plus grande puissance et peut donc fournir un plus grand couple dans une gamme de régime donnée.</p> <p>Le système de commande est plus complexe afin d'optimiser la gestion de puissance.</p>	30 à 40 %
Plug-in hybrid	<p>Son architecture est semblable au Full hybrid mais avec la possibilité de recharger la batterie par une source extérieure, sur le réseau par exemple.</p> <p>La ME, l'alternateur et les batteries sont considérablement de plus grandes puissances.</p> <p>Le système de commande doit empêcher de recharger la batterie tant que celle-ci n'a pas atteint un niveau minimal. Si celui-ci est atteint alors on passe en fonctionnement Full-hybrid.</p>	<p>Aucun carburant consommé en mode tout électrique.</p> <p>Comparable au Full-hybrid lorsque le moteur thermique est utilisé.</p>

2.3. Architectures des VEHS

Cette classification est la plus utilisée et la plus détaillée. Elle permet de mettre en évidence les couplages mis en jeu. Le choix dans ce rapport s'est porté sur trois principales appellations : hybride série, parallèle et mixte. Les explications qui vont suivre sont d'ordre général. Elles ne prennent pas en compte tout l'éventail que propose la solution hybride.

Lorsque l'on s'intéresse aux fonctionnements d'un VEH, une représentation structurelle est de préférence requise. Pour une question de lisibilité des différentes figures associées aux architectures, les convertisseurs de l'électronique de puissance seront donc représentés.

2.3.1. Structure série

L'hybride série est l'architecture hybride la plus simple et la plus proche d'un véhicule 100% électrique. Dans cette configuration seule la machine électrique est connectée directement à la transmission et donc aux roues, elle doit être dimensionnée pour assurer la traction du véhicule. Le moteur thermique est associé à une génératrice électrique, faisant ainsi office de groupe électrogène et transformant l'énergie issue de la combustion en énergie électrique. L'électricité ainsi générée peut être emmagasinée dans batterie électrochimique ou être utilisée par le moteur électrique pour propulser le véhicule [6]. La transmission est donc électrique et constitue un avantage par rapport aux autres architectures car étant très flexible. Sur le marché des véhicules hybrides lourds, c'est l'architecture la plus rencontrée [9]. En plus, L'intérêt de cette structure est donc de pouvoir utiliser le moteur thermique à son point de fonctionnement optimal quelle que soit la puissance demandée au niveau des roues [10]. Le schéma de principe de la structure série ainsi que les transferts d'énergie possibles entre les différents organes sont représentés à la figure (I.2) [9] [6] [10] [12].

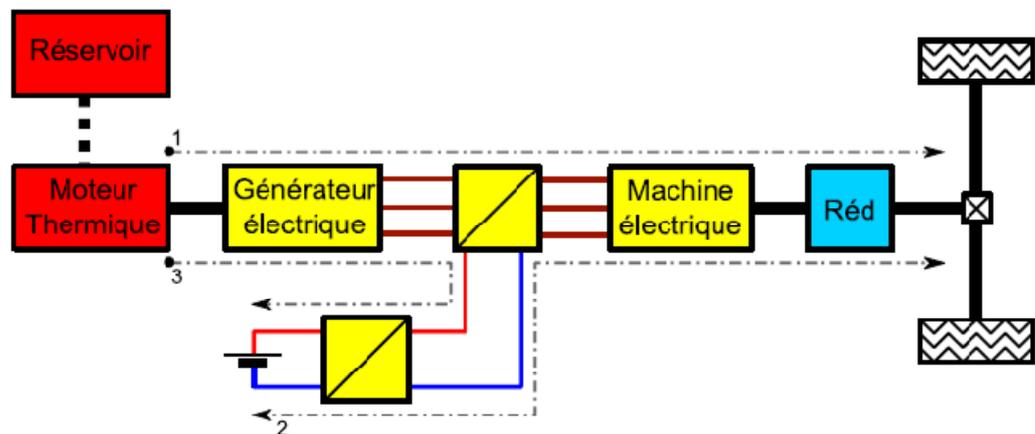


Figure I.2 : Chaîne de traction hybride série

2.3.2. Structure parallèle

L'hybride parallèle est une évolution de l'architecture des véhicules conventionnels. Le schéma de principe est illustré sur la figure (I.3).

Dans cette configuration, les moteurs thermique et électrique sont tous les deux connectés directement à la transmission donc aux roues. Ces deux moteurs peuvent ainsi participer indépendamment ou simultanément à la propulsion du véhicule, leurs puissances mécaniques s'additionnant au niveau des roues [6] [10].

Le fonctionnement simultané et optimisé des deux moteurs permet d'améliorer le rendement et de réduire la pollution [6] [9] [10] [12].

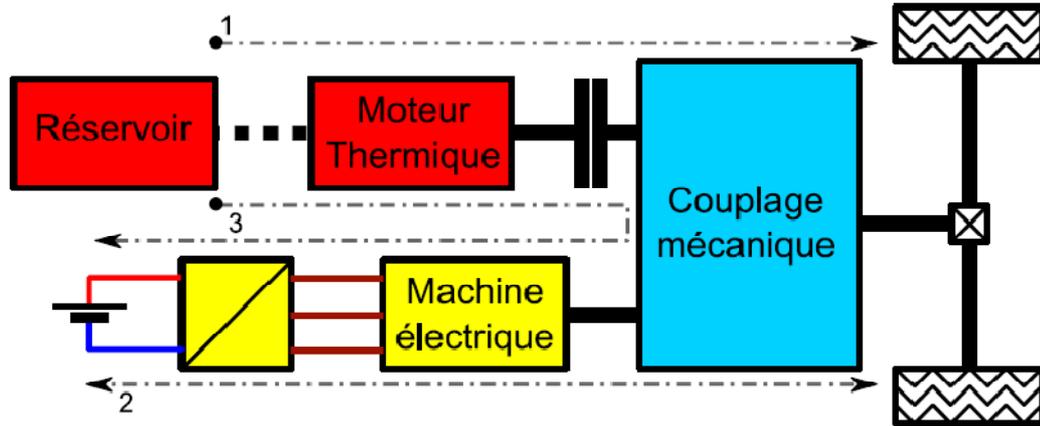


Figure I.3 : Chaîne de traction hybride parallèle

L'architecture hybride parallèle est complexe à contrôler car les deux sources de puissance sont directement reliées aux roues. Il faut donc une commande capable de répartir la consigne de couple entre le moteur thermique et la machine électrique à chaque instant. Le coût de cette architecture est néanmoins compensé par son potentiel important de réduction de consommation de carburant.

2.3.3. Structure série-parallèle (Structure combine ou mixte)

La chaîne de traction hybride série-parallèle a la possibilité de combiner les avantages des hybrides séries et parallèles, un fonctionnement série en basse vitesse et parallèle pour les puissances élevées. La transmission mécanique et la commande sont très complexes car pour un point de fonctionnement, il existe une multitude de solutions pour répartir le couple entre les trois moteurs [9] [6] [10] [12].

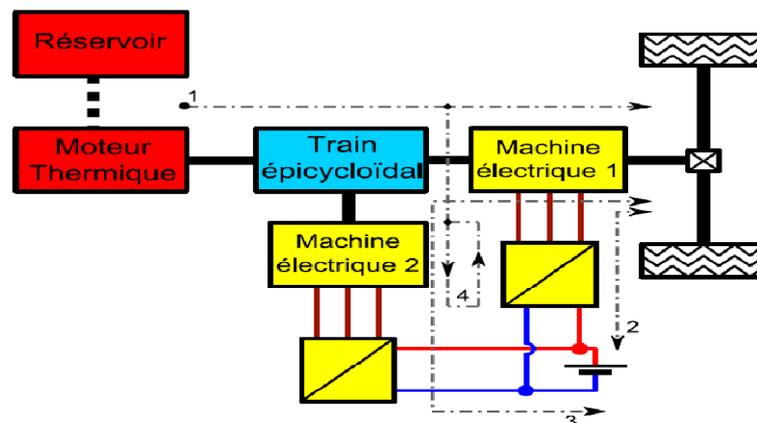


Figure I.4 : Chaîne de traction hybride série-parallèle

La chaîne de traction de type «série-parallèle» (aussi appelée «power-split») est une combinaison entre une chaîne de traction série et une chaîne de traction parallèle. Cette chaîne de traction est aussi appelée chaîne de traction à dérivation d'énergie, car une partie de la puissance mécanique produite par le moteur thermique est détournée par la machine électrique 2 qui est ensuite

réinjectée par le biais de la machine électrique 1, dans figure (I.4) est indiqué par les flux 1 plus 4. Ce type de fonctionnement permet de découpler totalement le point de fonctionnement du moteur thermique de celui du véhicule. En phase de freinage, les deux machines électriques reconvertissent de l'énergie cinétique en énergie électrique dont une très petite quantité est stockée dans la batterie, dans la figure (I.4) est indiqué par les flux 2 plus 3 [9].

2.3.4. Véhicules électriques ‘pur’

Il s’agit d’un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d’énergie. La structure est donnée par le schéma de la figure (I.5).

Les véhicules tout électriques proposés actuellement sont exclusivement urbains, leur autonomie est comprise entre 70 et 120 km avec des technologies de batteries relativement conventionnelles (plomb-acide et cadmium-nikel) et 150 à 200 km avec des technologies plus avancées (nikel-métal-hydrure et lithium). Le freinage récupératif permet d’accroître sensiblement l’autonomie, surtout en cycle urbain (d’environ 20%) [12].

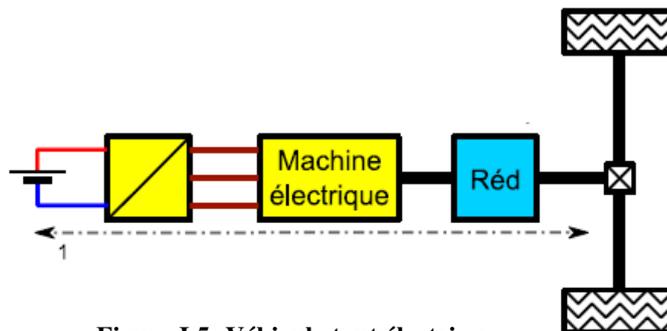


Figure I.5: Véhicule tout électrique

Pour une synthèse de diverses architectures, nous récapitulons les avantages et les inconvénients de chaque structure dans le tableau (I.2).

Tableau I.2: Synthèse des diverses architectures des VEHS [9] [6] [10]

Architecture	Avantages	Inconvénients
Série	<ul style="list-style-type: none"> - Bon rendement énergétique en mode tous électrique en zone urbaine. - Gestion relativement facile - Très bon contrôle du moteur Thermique - Bonnes performances dynamiques de la machine électrique de traction (confort d'utilisation). 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible rendement énergétique de la chaîne globale en zone extra-urbaine. - Utilisation de trois machines dont une (au moins) de forte puissance. - Mode tous thermique impossible.

Parallèle	<ul style="list-style-type: none"> - Bon rendement énergétique. - Modes tout électrique et tous thermique possibles. - Utilisation d'une seule machine électrique de puissance plus faible que pour l'architecture série. - Transmission peu modifiée (dans certains cas) par rapport au véhicule conventionnel. - Fourniture d'un couple supplémentaire de la machine électrique pour pallier les acyclismes du moteur thermique. 	<ul style="list-style-type: none"> - Gestion délicate. - Fonctionnement du moteur thermique pas toujours optimal. - Couplage mécanique et implantation des composants complexes.
Série-Parallèle	<ul style="list-style-type: none"> - Bon rendement énergétique. - Tous les modes sont possibles (thermique, électrique, série, parallèle ou série-parallèle). - Très bonne répartition de l'énergie. - Pas de rupture de couple à la roue. 	<ul style="list-style-type: none"> - Gestion très délicate. - Couplage mécanique et implantation des composants très complexes. - Utilisation de trois machines. - Coût élevé.
Tout électrique	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission. - Silencieux. - Confort d'utilisation. 	<ul style="list-style-type: none"> - Problème d'autonomie - Utilisation urbaine - Coût élevé

3. Modes de fonctionnement d'un véhicule électrique et hybride [19]

Dans les véhicules hybrides à moteur thermique, la gestion d'énergie peut être basée sur une approche par fonction. Nous présentons dans ce paragraphe les différentes fonctionnalités qui adaptent le comportement des machines (thermiques et électriques) aux conditions d'utilisation. Ces fonctionnalités participent à la réduction de la consommation du carburant et/ou à la récupération d'énergie électrique.

a. Mode démarrage (Stop-Start)

Nommé aussi Stop-and-Go, le Stop-and-Start consiste à couper systématiquement le moteur thermique, quand aucune puissance n'est demandée. Cette fonctionnalité est en particulier destinée à être utilisée lors des arrêts aux feux rouges et en présence des embouteillages. Ce système permet au moteur thermique d'être redémarré rapidement et sans vibration après un arrêt de courte durée, grâce à une machine électrique suffisamment puissante. Le gain apporté par ce système provient de la disparition de la consommation de carburant au ralenti, une consommation qui ne produit aucune énergie utile et augmente significativement les émissions de polluants.

b. Mode régénération

Dans ce mode, appelé aussi *flux série*, le moteur électrique fournit un couple négatif et le moteur thermique fournit un couple supérieur au couple de consigne. L'énergie provenant du moteur électrique est alors stockée dans les batteries. Un des avantages de ce mode est de pouvoir déplacer les points de fonctionnement du moteur thermique. Par exemple, quand le véhicule avance à vitesse stabilisée, il est possible d'augmenter légèrement la charge du moteur thermique lui permettant ainsi de fonctionner dans une zone de meilleur rendement. Le supplément d'énergie est ensuite récupéré par la machine électrique pour recharger l'élément de stockage.

c. Mode récupératif

Le but est de récupérer l'énergie cinétique du véhicule, lors des phases de freinage ou de décélération du véhicule sous la forme d'une énergie électrique, qui est ensuite stockée.

Si les éléments de stockage atteignent leur limite de charge maximale, le frein mécanique prend le relais pour continuer de décélérer le véhicule jusqu'à l'arrêt. L'énergie cinétique sera dissipée sous forme de chaleur dans les freins comme c'est le cas dans les véhicules conventionnels.

d. Mode Boost

Cette fonction n'existe que dans les véhicules hybrides où les deux couples peuvent s'additionner (architecture hybride parallèle ou parallèle à dérivation de puissance). En effet, le mode *Boost* correspond à une assistance du moteur thermique, lors de fortes demandes de puissance par le moteur électrique qui développe un couple positif et participe à la traction du véhicule (principe présent à bord des Formule1 d'aujourd'hui). Ce mode est activé pour décharger le moteur thermique afin de le placer sur un point de fonctionnement de meilleure efficacité.

e. Mode thermique pur

Durant ce mode, le moteur électrique n'est pas utilisé. Il convient à des situations où le rendement thermique est bon (sur une autoroute, par exemple), ou bien lorsque le stockage est déchargé ou complètement plein. Si l'élément de stockage est déchargé, le moteur thermique le recharge et donc ça rejoint le mode flux série.

f. Mode électrique pur

Cette fois-ci, c'est le moteur thermique qui est à l'arrêt, la machine électrique assure à elle seule la traction du véhicule. C'est le mode « zéro émission » avec une consommation nulle en carburant. La durée d'activité de ce mode dépend de la charge des éléments de stockage; tandis que les performances

dynamiques de traction dépendent des puissances maximales que peuvent fournir les machines électriques qui lui sont associées.

3. Conclusion

Une vue macroscopique des systèmes qui constituent le véhicule électrique, ainsi que les différentes configurations ont été présentés. Dans ce chapitre nous avons présenté des généralités sur les véhicules électriques et hybrides, nous avons défini le concept d'hybridation dans les véhicules et présenté son importance.

Nous avons constaté qu'il y a six modes de fonctionnement gérés par un système de gestion d'énergie permet de optimiser la consommation d'énergie.

Chapitre II

Modélisation des parties constituants un VE

1. Introduction

On s'intéresse dans ce chapitre à la modélisation des différents éléments composant la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

Dans cette partie nous modélisons la dynamique et cinématique d'un véhicule électrique en entamant la caractérisation de celui-ci afin d'étudier le comportement du véhicule dans différents modes de conduite et d'évaluer les efforts de traction nécessaires pour un mouvement stable.

La chaîne de traction électrique est généralement composée des sources d'énergie (batteries, piles à combustible (PàC) ou super condensateur (SC)) et des récepteurs (moteur de traction et des auxiliaires). La gestion d'énergie entre ces deux derniers nécessite l'utilisation des convertisseurs statiques pour conditionner le flux d'énergie entre eux.

La source d'énergie adoptée dans notre travail est la batterie, bien évidemment, cette dernière est associée à un convertisseur DC/DC qui doit être bidirectionnel pour adapter le niveau d'énergie entre la source et le convertisseur de traction dans les deux sens, traction et récupération d'énergie.

Le stockage de l'énergie est un obstacle majeur à une vaste adoption des véhicules électriques. La densité énergétique des batteries est inférieure à celle des produits pétroliers ce qui résulte en un poids supérieur pour une autonomie moindre.

D'autre part, le coût des batteries et leur rechargement bien plus long qu'un passage à la pompe à essence est encore un autre frein [21].

2. Modélisation dynamique du véhicule électrique

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui prend compte la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement. Ainsi, cette section a pour objectif: la modélisation de la dynamique du véhicule. Ce dernier est un système intrinsèquement non linéaire de par sa cinématique et ses caractéristiques dynamiques comme les éventuels glissements sur la chaussée, les fluctuations d'adhérence sur la route, le comportement des pneus ou encore l'inertie inhérente à tout système mécanique [30].

Les équations utilisées dans cette modélisation sont directement issues des théories de la mécanique et de l'aérodynamique. La figure (II.1) illustre les différentes forces qui agissent sur le véhicule [07] [08] [09].

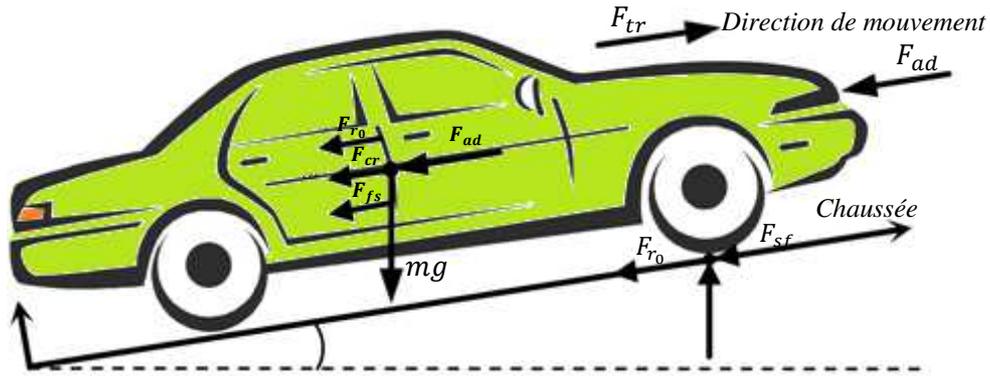


Figure II.1: Forces élémentaires agissant sur un véhicule en mouvement

2.1. Forces de traction et de résistance totale [06] [07] [08] [09]

Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui agissent sur lui dans cette direction.

La force de traction F_{tr} , dans la zone de contact situé entre les pneus des roues motrices et la surface de la route propulse le véhicule vers l'avant. Il est produit par le couple du moteur, et ensuite transféré à travers la transmission aux roues motrices.

Lorsque le véhicule est mobile, il ya une résistance qui tente d'arrêter son mouvement, cette résistance comprend en général la résistance au roulement, la traînée aérodynamique et la résistance en montée.

Il existe deux modèles dynamiques du véhicule, Modèle de Fan et al. en 1993 et modèle de Ehsani et al. en 1997 [06]. Dans ce travail nous adaptons le modèle de Fan et al.

Le système de propulsion doit fournir un effort de traction au niveau de la roue égale à la somme des forces pour surmonter la traînée aérodynamique, la résistance au roulement et l'inclinaison de la route. Il doit également fournir l'effort nécessaire à l'accélération du véhicule. Selon Fan et al. La force nécessaire à la traction du véhicule au niveau des roues est définie à partir des équations

$$F_T = F_{r0} + F_{ad} + F_{cr} + F_{fs} \tag{II.1}$$

- Force de résistance au roulement F_{r0}

On peut freiner le déplacement du véhicule par la force de résistance au roulement qui est due principalement à la friction des pneus du véhicule sur la route.

Cette force agit dans le sens opposé au déplacement.

Le coefficient C_d qui est non linéaire, dépend de la vitesse du véhicule et de la pression du pneu.

L'expression de cette force est donnée par :

$$F_{r_0} = C_d \cdot m \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{II. 2})$$

m : Masse du véhicule (kg).

g : Accélération gravitationnelle (m/s^2).

C_d est le coefficient de résistance au roulement des pneus, il réunit toutes les propriétés et les phénomènes physiques qui existent entre le pneu et le sol.

- **Trainée aérodynamique F_{ad}**

C'est une force résistante due à la pénétration dans l'air, lorsque le véhicule se déplace dans l'air, il aura comme conséquence une force aérodynamique contraire au sens de déplacement relatif de l'automobile et de l'air.

Cette force est la somme de plusieurs forces et moments résistants qui agissent sur et autour de l'automobile.

L'expression de cette force est la suivante:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho \cdot C_f \cdot A_f (V_r)^2 = \frac{1}{2} \rho \cdot C_f \cdot A_f (V + V_w)^2 \quad (\text{II. 3})$$

ρ : Masse volumique (densité de l'air) ($\rho = 1.293 kg/m^3$),

C_f : Coefficient de frottement aérodynamique (coefficient de pénétration dans l'air).

A_f : Surface frontale du véhicule (m^2).

V_r : Vitesse relative du véhicule [m/s].

V : Vitesse du véhicule [m/s].

V_w : Vitesse du vent [m/s].

- **Force de résistance de la pente F_{cr}**

C'est une force résistante due à la pente à gravir, pour que le véhicule puisse gravir une pente d'angle α , il lui faut une force F_{cr} qui est proportionnelle à la masse « m » du véhicule et qui s'oppose à son avancement.

La résistance à la montée (F_{cr} avec signe de fonctionnement positif) et la force de descendre (F_{cr} avec signe de fonctionnement négatif). Cette force est exprimée par:

$$F_{cr} = \pm m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{II. 4})$$

- **Force de Stokes ou de frictions visqueuses F_{sf}**

Représente le terme dynamique d'accélération ou de décélération du véhicule [20].

$$F_{sf} = k_a V_r \quad (\text{II. 5})$$

k_a : Coefficient de Stokes.

Dans littératures les chercheurs utilisent par fois la force d'accélération du véhicule F_a au lieu de la force de frictions visqueuses F_{sf} avec [6]:

$$F_a = m\lambda \frac{dV_r}{dt} = \left[m + \sum J \left(\frac{i}{r} \right)^2 \right] \frac{dV_r}{dt} \quad (\text{II. 6})$$

Où λ facteur de masse avec $\lambda \in [1.06 ; 1.34]$, qui dépend de la vitesse engagée.

J est le moment d'inertie au niveau de la circonférence de la roue motrice, i le rapport de la boîte de vitesse et r le rayon de la roue.

Le moteur électrique assure la force de traction d'un véhicule électrique qui doit surmonter la charge de la route. L'équation du mouvement est alors donnée par :

$$k_m m \frac{dV}{dt} = F_{tr} - F_T \Leftrightarrow m_i a = F_{tr} - F_T \quad (\text{II. 7})$$

F_{tr} : Force de traction des pneus.

k_m : Coefficient d'inertie rotationnelle (facteur de masse).

$m_i = k_m m$: Masse d'inertie du véhicule.

a : Accélération du véhicule.

La force nette ($F_{tr} - F_T$) accélère le véhicule, ou le décélère si F_T dépasse F_{tr} .

Si la force F_{cr} , est négative, le véhicule descend une pente.

Le travail est défini par l'expression suivante:

$$\vec{W} = \sum_{i=1}^4 \vec{F}_i \cdot d\vec{x} \quad (\text{II. 8})$$

Lorsqu'on dérive le travail par rapport au temps, on aura l'expression suivante:

$$P = \frac{d\vec{W}}{dt} = \vec{F} \left(\frac{d\vec{x}}{dt} \right) \Leftrightarrow P = \vec{F} \cdot v \quad (\text{II. 9})$$

Où:

P : Puissance mécanique.

• **Couple à la roue**

Le couple à la roue s'écrit de la manière suivante [30]:

$$C_r = F_r R \tag{II. 10}$$

C_r : Couple à la roue ($N.m$).

F_r : Effort de la roue (N).

R : Rayon de la roue (m).

• **Puissance à la roue**

La puissance à la roue P_r [w] d'exprime de la manière suivante [30]:

$$P_r = \frac{F_r V_r}{3.6} \tag{II. 12}$$

Suivant les équations aérodynamiques du véhicule illustré au paragraphe, nous pouvons donner à la figure (II.2) une représentation globale du modèle dynamique du véhicule électrique.

D'après l'équation (II.7) nous pouvons déduire le schéma de simulation de modèle dynamique du véhicule suivant :

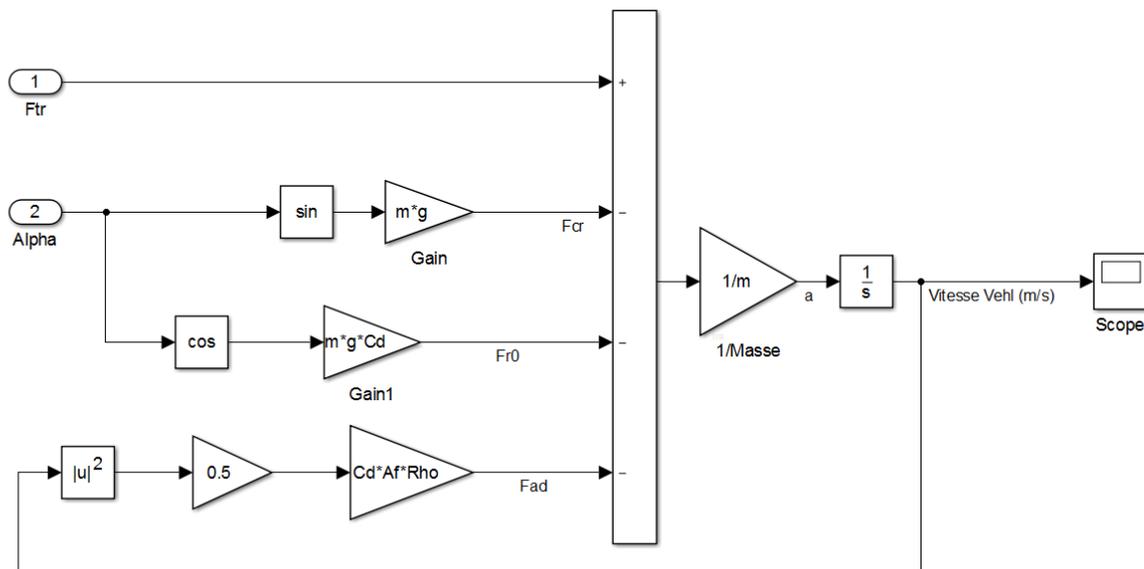


Figure II.2: Représentation globale du modèle dynamique du véhicule électrique

2.2. Transmission dans un VE

La transmission d'un véhicule électrique est généralement composée d'un réducteur mono-rapport intégrant un différentiel mécanique. L'intérêt de ce réducteur est de pouvoir différencier la vitesse des roues avec celle du moteur pour avoir un moteur qui tourne plus vite, et donc avec moins de couple. Des travaux sont encore en cours pour étudier l'influence d'utiliser une boîte de vitesse multi-rapports afin d'améliorer le

rendement et/ou les performances du véhicule. Les gains dépendent de l'étendue de la plage de meilleur rendement du moteur, et du cycle considéré [24].

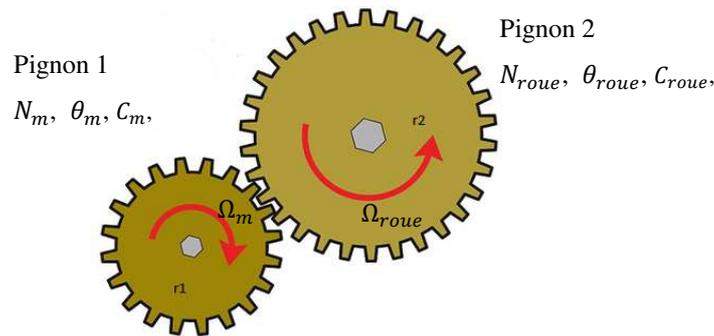


Figure II.3: Mécanisme d'un réducteur

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

$$C_{roue} = \frac{N_2}{N_1} C_m = \frac{r_2}{r_1} C_m \tag{II.13}$$

C_{roue} : couple de roue; C_m : couple de moteur; N_1 et N_2 : nombre des dents des pignons; Ω_{roue} : vitesse de roue; Ω_m : vitesse de moteur.

L'architecture d'hybridation adoptée dans Toyota Prius II, III, IV et Prius α est l'architecture série-parallèle Full-hybrid en utilisant un système appelé « Train planétaire » est également appelé train épicycloïdal (Figure (II.4)). Est un mécanisme à plusieurs degrés de liberté utilisé afin de répartir la puissance entre plusieurs sources mécaniques. Sa constitution doit induire au moins un élément pouvant avoir deux mouvements de rotation. Celui-ci peut tourner autour d'un axe qui lui est propre et autour d'un autre. Ce terme provient de la trajectoire qu'opère un satellite observé par rapport au planétaire (trajectoire en épicycloïde ou hypocycloïde selon que la couronne soit à dentures intérieures ou extérieures).

Les principaux avantages de son utilité sont des rapports de vitesse élevés pour un encombrement réduit, un rapport différent possible dans un même mécanisme et un excellent rendement. Néanmoins, ce mécanisme reste assez coûteux et la structure des pièces est assez complexe [10].

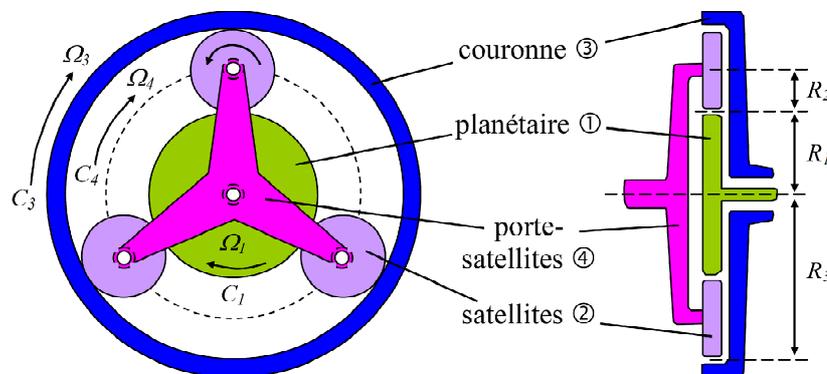


Figure II.4: Description du train planétaire [10]

Comme le montre la figure (II.5), un petit ensemble d'engrenages planétaires (train épicycloïdal), appelé "Power Split Device" (PSD) sert de mécanisme pour entraîner les roues du véhicule d'une manière qui simule une transmission à variation continue. Des commandes électroniques complexes gèrent le PSD, c'est pourquoi s'appelle une transmission électronique à variation continue (ECVT). Il répartit la puissance motrice entre les roues et le générateur. De cette façon, la puissance émanant du moteur thermique peut suivre deux voies, l'une mécanique et l'autre électrique. C'est également lui qui assure la transmission de couple du moteur électrique aux roues [12] [17] [18].

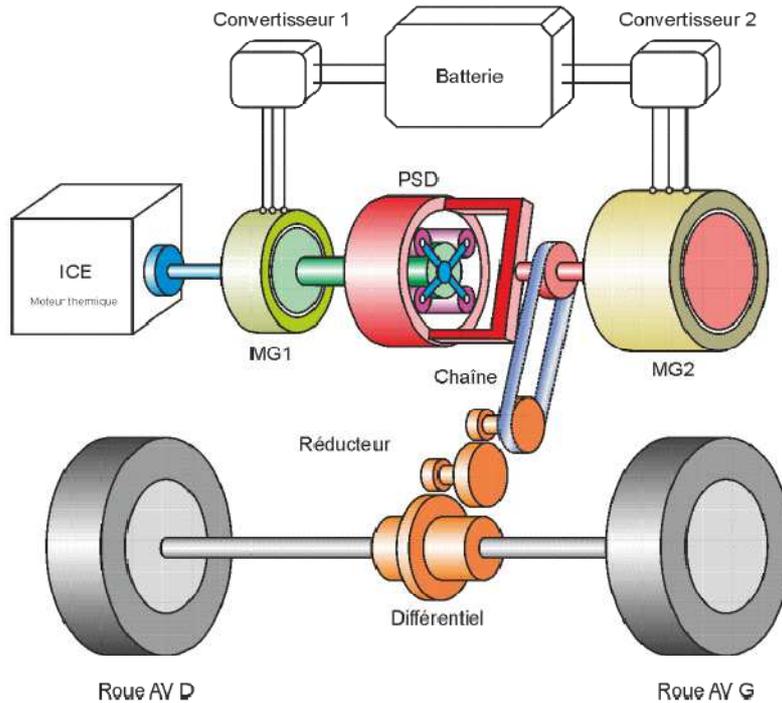


Figure II.5: Configuration de la chaîne de traction de la Prius [11] [18] [17]

Le train planétaire différentiel est fixé à l'arbre du moteur thermique, l'engrenage attaché au plus petit générateur/moteur électrique MG1 entraîné par l'ICE (Internal Combustion Engine). Il sert à recharger la batterie HV et à fournir du courant électrique au MG2. Il sert également de démarreur du moteur thermique. MG2 est le moteur d'entraînement, alimentant les roues avec ou sans l'aide de l'ICE à l'aide de quelques réducteurs et d'un différentiel standard.

Le système hybride utilise les forces motrices fournies par le moteur thermique et par le moteur électrique MG2, et il utilise le MG1 comme générateur.

Le répartiteur de puissance "PSD", est intégré à la transmission hybride au même titre que le générateur, le moteur électrique et les réducteurs [18] [17].

2.3. Simulation de la partie dynamique

Dans le cadre de cette étude, un cycle de conduite exprime l'évolution de la vitesse du véhicule en fonction du temps en appliquant une force de traction sur le modèle établi. Dans cette partie nous allons étudier en simulation du comportement dynamique d'un VE en mouvement le long de son sens de déplacement, en exploitant les modèles présentés précédemment.

Des valeurs des paramètres également nécessaires sont données au tableau (II.1).

Tableau II.1: Paramètres de modèle de la batterie au Li-ion simulé [16]

Paramètres	Valeurs
Coefficient de résistance au roulement C_d	0.01
Densité de l'air ρ	1.2 kg/m^3
Masse totale du véhicule m	1562 kg
Accélération gravitationnelle g	9.8 m/s^2
Surface frontale du véhicule A_f	2.04 m^2
Coefficient de frottement aérodynamique C_f	0.25
Inertie de véhicule	2630 kg.m^{-2}

La figure (II.6) représente un cycle de roulage simple de la force de traction appliquée au modèle étudié précédemment en fonction du temps. Les données d'entrée sont les points qui forment les segments de la courbe.

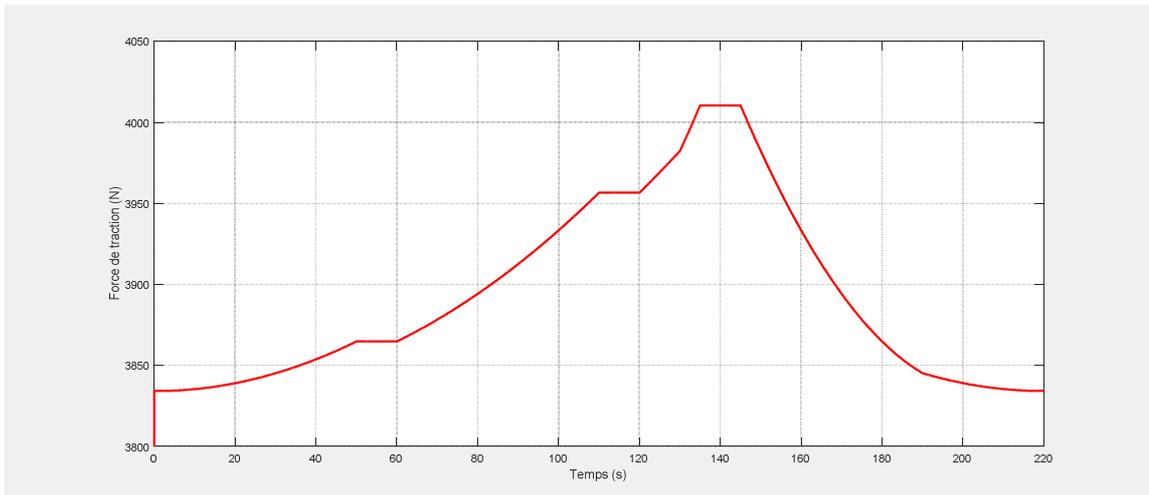


Figure II.6: Exemple d'un cycle de la force de traction F_{tr}

Dans la figure (II.7) nous illustrons le résultat de nos simulations du modèle de la partie dynamique en appliquant la force de traction donnée à la figure (II.6). La grandeur représentée dans cette figure est la vitesse du véhicule.

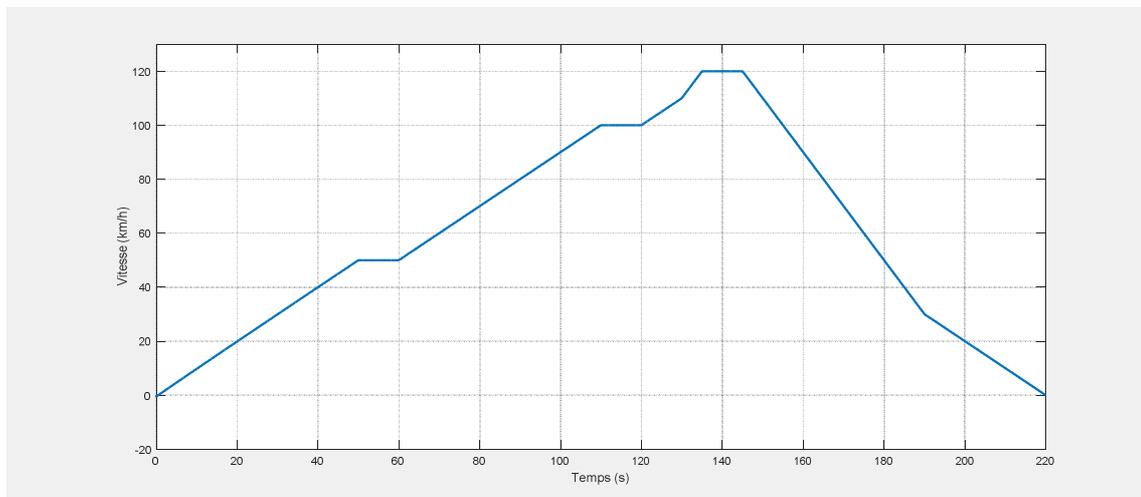


Figure II.7: Evolution de la vitesse correspondante à F_{tr} appliquée

3. Source d'énergie électrique embarquée dans un VE

Un des problèmes majeurs des véhicules électriques est la source d'énergie. Dans cette partie, nous présentons de manière succincte un technologique possible d'alimentations embarquées. Il s'agit des batteries utilisées dans tous les véhicules électriques actuels.

3.1. Batteries

Le stockage d'énergie électrique en utilisant une batterie est une réaction chimique, pouvant fonctionner de manière réversible (en courant pas en tension), il peut y avoir soit libération d'énergie soit accumulation.

Le principe de fonctionnement de celle-ci est que la réaction chimique entre les électrodes et l'électrolyte provoque une oxydoréduction. Dans ce cas, l'électrode négative subit une oxydation, c'est-à-dire que la réaction chimique libère des électrons, tandis que l'électrode positive subit une réduction, autrement dit elle absorbe des électrons. Ce déséquilibre des charges électriques génère la F.E.M (Force électro Motrice) de batterie [23].

Une batterie est caractérisée par sa capacité et son énergie massique. Elle est constituée de plusieurs modules branchés en série, l'énergie chimique stockée dans chaque pile est convertie directement en énergie électrique lorsque les bornes de la batterie sont connectées à un consommateur électrique [21] [5]. Dans la figure (II.8) nous illustrons la composition d'un bloc batterie de VE.

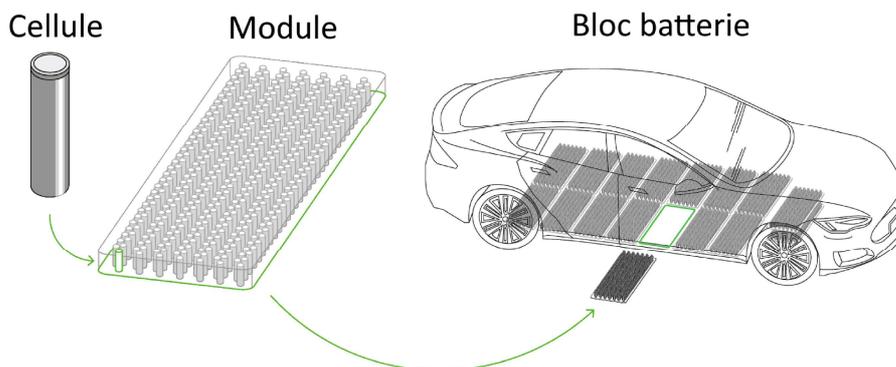


Figure II.8: Décomposition d'un bloc batterie de véhicule électrique [13]

Il existe des batteries de différentes formes (structure ou technologie), par contre l'utilisation de ces différentes technologies dans les voitures électriques doit respecter certaines conditions parmi lesquelles:

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant des accélérations importantes.
- Une bonne énergie massique (Wh/kg) synonyme d'une bonne autonomie.
- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles charge/ décharge, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.
- Entretien faible et recyclable.

Parmi ces différentes technologies de batteries, certaines batteries peuvent être utilisées sur les véhicules électriques notamment [5]:

- La batterie Plomb (Pb) utilisée sur la C15 électrique.
- La batterie Nickel Cadmium (Ni Cd) utilisée sur Saxo électriques.
- La batterie Nickel-Hydrure Métallique (Nickel Metal Hydride: Ni-MH) utilisée sur les véhicules japonais et américains.
- La batterie Lithium-ion (Li-ion) est montée sur le prototype 106 Vedlic qui embarque 25000Wh pour 250 kg de batterie.

Le tableau (II.2) résume les principales caractéristiques des batteries utilisées dans la traction des véhicules [5] [22].

Tableau II.2: Caractéristiques pratiques des technologies de batteries les plus courantes

	Plomb	Ni-Cd	Ni -MH	Lithium phosphate	Zebra	Li-ion	Lithium polymère
Energie Spécifique (Wh/Kg)	30 – 50	45 - 80	60 – 110	120	120-140	150-190	150-199
Densité d'énergie (Wh/Litre)	75 - 120	80 - 150	220 - 330	180	190 - 220	220 - 330	220 - 330
Puissance en pointe (W/kg)	Jusqu'à 700		Jusqu'à 900	200	Jusqu'à 800	Jusqu'à 1500	Jusqu'à 250
Nombre de cycles	400-600 ² 1500 ³	2000	1500	800	>2000	500-1000	200-300
Auto décharge par mois	5%	20%	30%	12% Par jour	5%	10%	10%
Tension nominal d'un élément	2V	1.2V	1.2V	2.6V	3.2V	3.6V	3.7V
Gamme de température de fonctionnement	-20°C à 60°C	-40°C à 60°C	-20°C à 60°C	-20°C à 50°C	-0°C à 60°C (charge) -20°C à 60°C (décharge)	20°C à 60°C	0°C à 60°C
Avantages	Faible court	Fiabilité Performance à froid	Très bonne densité énergétique	Bonne densité énergétique bonne cyclabilité	Très bonne densité énergie sécurité court cyclabilité	Excellente énergie et puissance	Batterie minces possibles
Inconvénient	Faible énergie mort subite	Relativement basse énergie toxicité	Coûts des matériaux danger en cas de température élevée	Puissance limitée auto consommation	Charge à température positif	Sécurité des gros élément cout	Performance à froid cout
Coûts indicatifs (€/KWh) ³	200 à 250	600	1500 à 2000	800 à 900	1000 à 1800	2000	1500 à 2000

Les batteries Li-ion présentent les énergies spécifiques les plus élevées (jusqu'à 190 Wh/kg) avec des tensions nominales supérieures à 3V contre 1,2V pour les batteries Ni-Cd et Ni-MH. Ces dernières rivalisent cependant avec les batteries Li-ion en termes de densité d'énergie volumique. Les batteries Ni-MH ont l'inconvénient de s'auto-décharger rapidement, mais sont très peu toxiques et ne posent pas de problème de sécurité majeur [21].

Dans ce travail on s'intéresse à la batterie au Lithium-Ion la plus utilisée dans les VEs actuelles.

3.2. Batterie au Lithium-Ion

On distingue trois formats des cellules des batteries au Li-Ion: les cellules prismatiques, les cellules en pochettes ou les cellules cylindriques.

Une étude récente sur le comportement des batteries Lithium-Ion lors de collision de VE conclut que dans les batteries faites de petites cellules cylindriques sont plus sécuritaires que celles faites de cellules en pochettes due à une plus faible propagation de l’emballement des cellules en raison d’une plus faible surface de contact entre les éléments cylindriques et une énergie totale dissipée lors d’une défaillance moindre. Les technologies de fabrication des cellules de petit format sont plus faibles et matures que pour les formats plus gros [13].

L’anatomie d’une cellule Lithium-Ion de format cylindrique est illustrée à la figure (II.9).

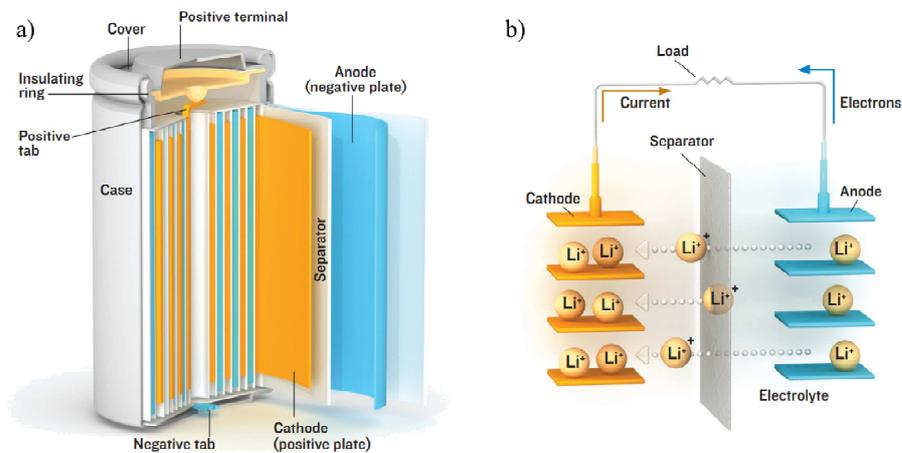


Figure II.9: Principe de fonctionnement d’une cellule Lithium-Ion [13]
 a) Anatomie d’une cellule Lithium-ion, b) Mécanisme de transport des ions de Lithium

3.2.1. Modèle des batteries au Lithium-Ion

a. Modèle simple d’un accumulateur

C'est le premier modèle à venir à l'esprit pour qui veut modéliser à moindre effort une batterie. C'est aussi le plus communément utilisé.

Il est constitué d'une source de tension idéale, équivalente à la tension de circuit ouvert E_0 , et d'une résistance série équivalente r_s . La tension de sortie est alors régie par la loi classique des générateurs de tension non idéaux:

$$V_{bat} = E_0 - r_s \cdot i_{bat} \tag{II. 14}$$

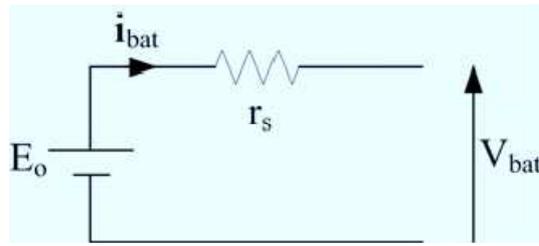


Figure II.10: Modèle avec résistance interne

Ce modèle de base est particulièrement simple à mettre en application, mais il ne tient pas compte des variations d'impédance interne de la batterie en fonction de l'état de charge, de la concentration en électrolyte, de la température ou encore du nombre de cycles. Ce modèle ne permet donc pas d'obtenir un modèle précis de comportement dynamique, mais il peut être suffisant lors d'un premier dimensionnement d'équipement d'électronique de puissance.

b. Modèle de Thevenin

Ce modèle est également bien connu, il s'agit d'une amélioration du précédent modèle grâce à l'insertion d'un dipôle RC. Ce dernier introduit une constante de temps dont l'existence est mise en évidence lors d'essais expérimentaux où les phénomènes de couche double sont souvent marqués dans les temps très courts (quelques millisecondes).

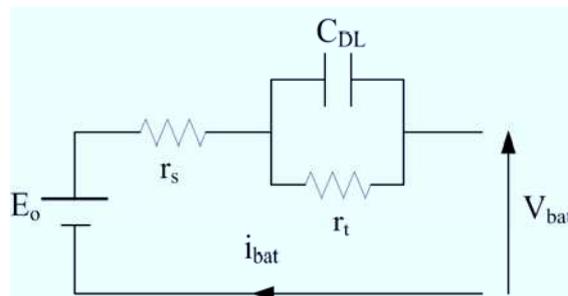


Figure II.11: Modèle de Thevenin

r_s est la résistance ohmique, E_0 la tension à vide, C_{DL} la capacité de couche double, et r_t représente généralement la résistance de transfert de charges à l'interface électrode-électrolyte. Compte tenu de la forte dépendance de ces différents éléments vis-à-vis des conditions d'exploitation, ce modèle reste exclusivement valable autour d'un point de fonctionnement, lorsque le jeu de paramètres est fixe.

c. Modèle Dynamique non Linéaire:

C'est une variante du modèle de Thevenin qui tient compte de la non-linéarité des paramètres. Dans ce modèle, représenté par le schéma ci-dessous, le processus de charge et décharge sont séparés. En plus, tous les paramètres sont en fonction de l'état de charge de la batterie.

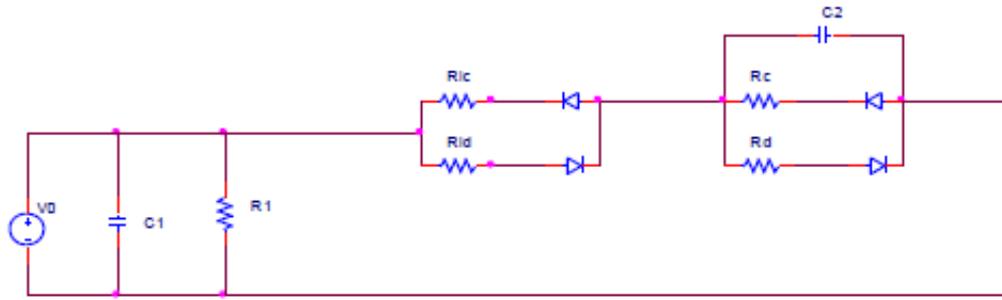


Figure II.12: Modèle dynamique non linéaire

Les paramètres du modèle sont définis comme suit :

- C_1 : Capacité de l'accumulateur.
- R_1 : Résistance d'auto décharge.
- R_{ic} et R_{id} : représentent la résistance interne due à l'électrolyte et aux électrodes respectivement pendant la charge et la décharge.

Les deux circuits RC ($R_c C_2$ et $R_d C_2$) représentent respectivement la surtension à la fin de la charge et la chute brusque de la tension à la fin de la décharge. Du fait que tous les paramètres de ce modèle sont variables (en fonction de l'état de charge ou de la tension à vide), leur identification est difficile.

d. Modèle de Cauet et Foster

Ce type de modèle, illustré dans le schéma ci-dessous, est similaire à celui de Thevenin. La différence entre les deux modèles réside dans l'ajout d'une impédance appelée impédance de Warburg (Z_w). Dans ce modèle, R_i représente la résistance interne, le circuit RC et l'impédance Z_w , représentent respectivement le phénomène de transfert de charge et le phénomène de diffusion qui occurrent pendant le fonctionnement de l'accumulateur. Donc c'est un modèle assez complet et représente plus la dynamique de l'accumulateur.

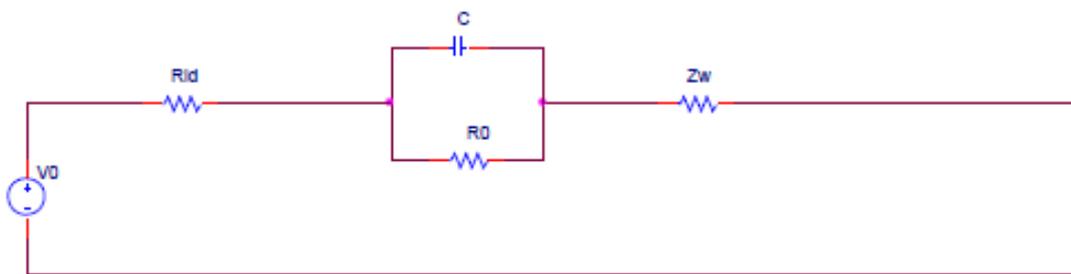


Figure II.13: Modèle de Cauet et Foster

L'impédance de Warburg a été modélisée par deux structures appelées structure de Cauet et structure de Foster :

➤ Structure de Cauer

L'impédance de Warburg est représentée par quatre circuits RC comme le montre le schéma ci-dessous:

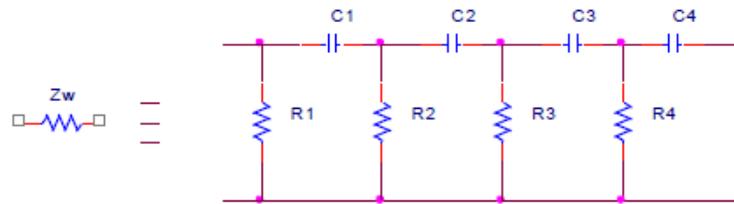


Figure II.14: Structure de Cauer

➤ Structure de Foster

Dans ce cas l'impédance n'est qu'un ensemble de circuits RC parallèle en série. Foster s'est limité à quatre circuits RC.

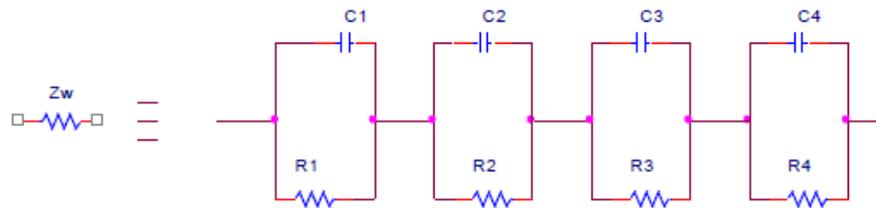


Figure II.15: Structure de Foster

Pour ce type de modèles avec les deux structures l'identification des paramètres se fait par une méthode électrochimique expérimentale qu'on appelle spectroscopie d'impédance assez complexe à mettre en œuvre.

e. Modèle de Shepherd

La figure (II.16) représente le modèle de décharge de Shepherd complet [11].

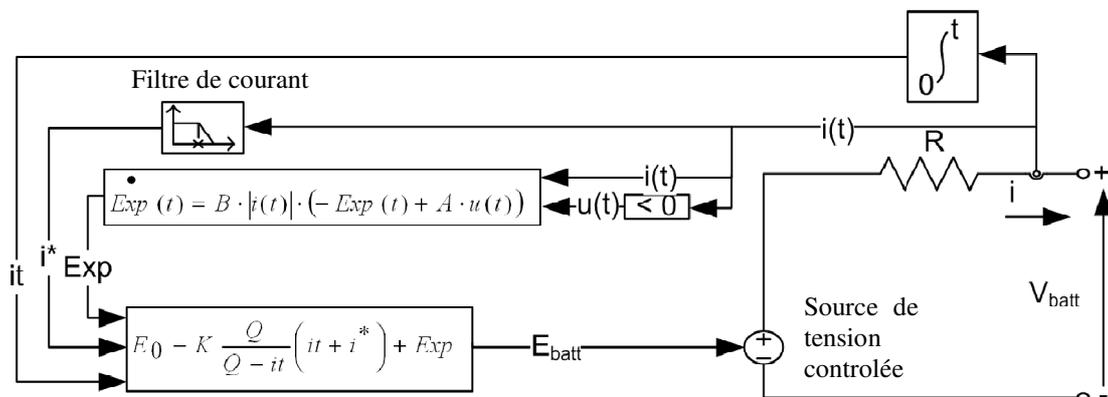


Figure II.16: Schéma de principe du modèle de Shepherd

Ce modèle a été présenté par Shepherd, il suppose que le courant de décharge et la résistance interne sont constants. Ce modèle est basé sur une équation qui permet de reproduire des courbes de décharge d'un nombre assez important d'accumulateurs.

Les paramètres de cette équation sont calculés à partir d'un certain nombre de points discrétisés d'une courbe d'un manufacturier. Cette modélisation ne prend pas en considération la température et la variation de la tension du circuit ouvert en fonction de l'état de charge. La tension terminale aux bornes de l'accumulateur dans ce modèle est exprimée par l'équation suivante:

$$V_1 = V_0 + K \frac{Q}{Q - i_b \cdot t} i_b \quad (\text{II. 15})$$

En ajoutant à cette équation la chute de tension ohmique, on obtient :

$$V_1 = V_0 + K \frac{Q}{Q - i_b \cdot t} i_b - R_i i_b \quad (\text{II. 16})$$

Cette équation n'inclut pas la chute de tension au début de la décharge. On peut représenter cette partie de la courbe par l'ajout d'une fonction exponentielle, L'équation devient alors :

$$V_1 = V_0 + K \frac{Q}{Q - i_b \cdot t} i_b - R_i i_b + A \cdot \exp\left(-\frac{B}{Q} i_b \cdot t\right) \quad (\text{II. 17})$$

Dans cette équation V_0 , K , Q , R_i , A et B représentent des paramètres constants à déterminer graphiquement, ce qui nécessite plusieurs points de la courbe de décharge du fabricant. En plus, Shepherd utilise deux courbes de décharge pour déterminer les six paramètres. Parfois, la partie exponentielle de la courbe est difficile à observer car elle est très courte et peut alors être négligée et la courbe de décharge peut être représentée par la zone de polarisation. L'équation de Shepherd a été largement utilisée et modifiée par d'autres auteurs dans la littérature. Comme on a pu le constater, il existe différents modèles dans la littérature, chacun de ces modèles a ces caractéristiques. Le modèle choisi dépend de l'application, si on veut plus de précision alors on a besoin d'un modèle plus détaillé en tenant compte de tous les paramètres qui peuvent affecter la performance des accumulateurs. Le modèle dynamique non linéaire est très intéressant du fait qu'il présente un circuit de charge et de décharge et que tous les paramètres sont fonction de l'état de charge. Le modèle de Cauer et Foster (inspiré de celui de Thevenin) est utilisé beaucoup plus pour représenter le phénomène de transfert de charge et celui de la diffusion (phénomènes chimiques).

3.2.2. Simulation du modèle de batterie au Li-ion

Dans cette partie nous représentons notre étude en simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK de Modèle de Shepherd et les résultats obtenus.

Les équations des modèles de batterie utilisée dans la simulation sont [11]:

Equation de charge:

$$V_{batt} = E_0 - R \cdot i + K \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i_t - K \frac{Q}{i_t - 0,1Q} \cdot i^* + A \exp(-B \cdot i_t) \quad (\text{II. 18})$$

Equation de décharge:

$$V_{batt} = E_0 - K \frac{Q}{Q - i_t} (i_t + i^*) - R \cdot i + A \exp(-B \cdot i_t) \quad (\text{II. 19})$$

V_{batt} : La tension actuelle de la batterie (V)

E_0 : La tension constante de la batterie (V)

K : Constante de polarisation (V/Ah)

Q : Capacité de batterie (Ah).

i : Courant actuel de la batterie (A).

$i_t \int idt$: Charge actuelle de la batterie (Ah).

i^* : Courant actuel de la batterie (A).

A : Amplitude de la zone exponentielle (V).

B : Zone exponentielle constante de temps inverse $(Ah)^{-1}$.

R : Résistance interne de la batterie (Ω)

$C = A \exp(-B \cdot i_t)$ Représente le phénomène exponentiel de la tension.

$K \frac{Q}{Q - i_t}$: Résistance de polarisation.

$K \frac{Q}{Q - i_t} i_t$: Tension de polarisation.

Tous les paramètres, mentionnés ci-dessus, devraient être Disponible à partir de la fiche technique du fabricant. Cependant, la Resistance de polarisation K , l'amplitude de la zone exponentielle A et La zone exponentielle constante de temps inverse B devraient être Calculé à partir de la courbe de décharge de la batterie. Les paramètres nécessaires pour les calculs sont affichés sur dans la figure (II.17) nous représentons la courbe de décharge d'une batterie en indiquant les déférents zones de la caractéristique sa décharge.

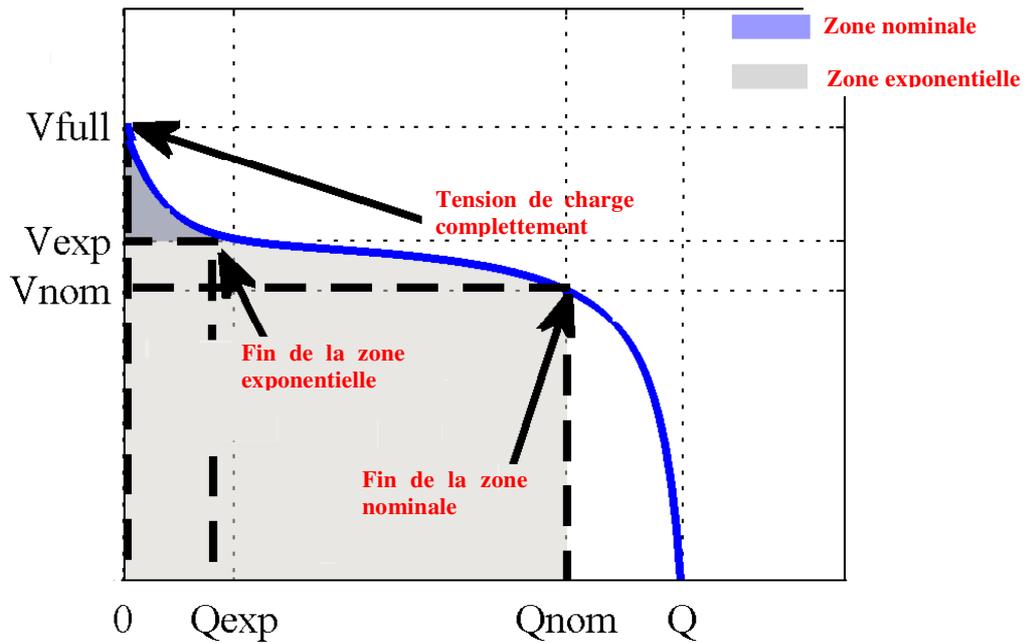


Figure II.17: Courbe de décharge d’une batterie LI-Ion [11]

- équations sont les suivantes:

$$A = V_{full} - V_{exp} \tag{II. 20}$$

$$B = \frac{3}{V_{exp}} \tag{II. 21}$$

Pour calculer E_0 on utilise l’équation suivante :

$$E_0 = V_{full} + K + R_i - A \tag{II. 22}$$

➤ **Modèle implanté sous Simulink**

Le modèle est construit en utilisant MATLAB/Simulink. Le modèle lui-même représente les équations décrites dans la section précédente mais sont construites à partir des blocs fonctionnels Simulink. L’équation est subdivisée en plusieurs sous-sections pour la facilité de présentation et modification.

- **Bloc de courant**

La figure (II.18) montre le diagramme Simulink pour calculer le courant de charge ou de décharge. La charge est faite avec un courant constant, tandis que le courant de décharge suit le profil de charge.

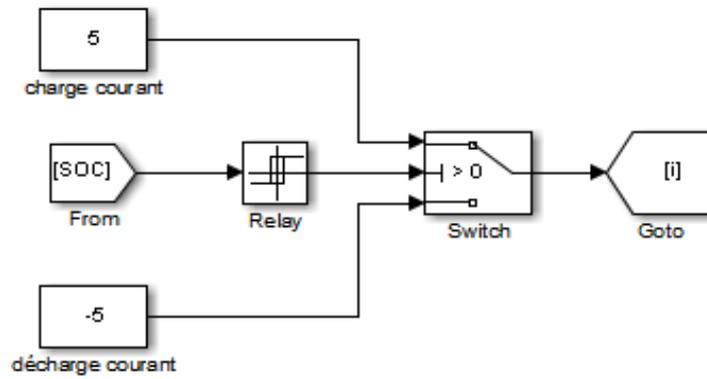


Figure III.18: Bloc de simulation de courant

La commutation entre chargement et déchargement s'effectue à l'aide de l'état du signal de charge. Lorsque la batterie atteint un certain niveau de décharge, la batterie commence à se charger jusqu'à un certain niveau. Ensuite, le prochain cycle de chargement commence. Les valeurs de l'état du signal de charge, lors de la commutation, sont définies par le type de batterie et le fabricant.

- **Bloc de l'état de charge**

La figure (II.19) montre le calcul de l'état de charge en calculant d'abord l'état de charge initial.

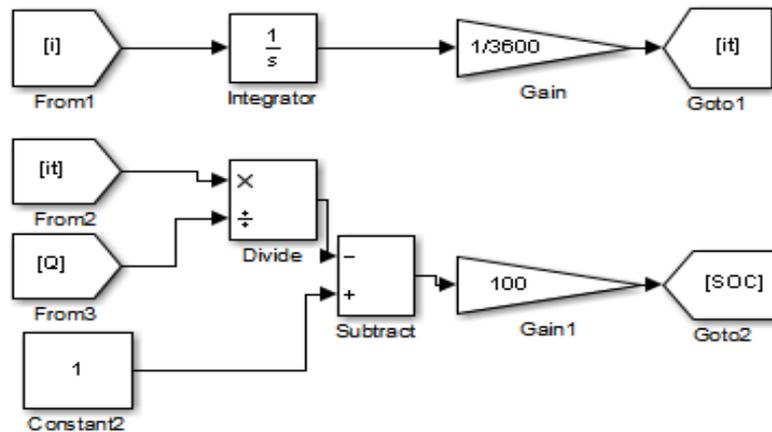


Figure II.19: Bloc de simulation de l'état de charge

La charge de la batterie est calculée avec la formule suivante :

$$it = \int idt \tag{II. 23}$$

Le résultat de l'équation est en Ampère-secondes, donc nous devons diviser cette valeur par 3600 pour obtenir des Ampères-heures standard. L'état actuel de la charge est calculé par rapport à la charge nominale et varie entre 1 (entièrement chargé) et 0 (complètement déchargé).

- **Bloc de tension de polarisation**

La figure (III.20) montre la tension de polarisation selon (équation générale).

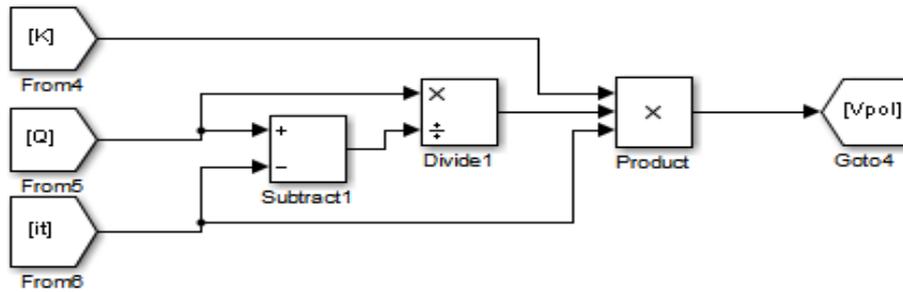


Figure II.20: Bloc de simulation de tension de polarisation

La formule exacte pour la tension de polarisation, sur laquelle repose le bloc Simulink est la suivante :

$$V_{pol} = K \frac{Q}{Q - i.t} \tag{II.24}$$

- **Bloc de la résistance de polarisation**

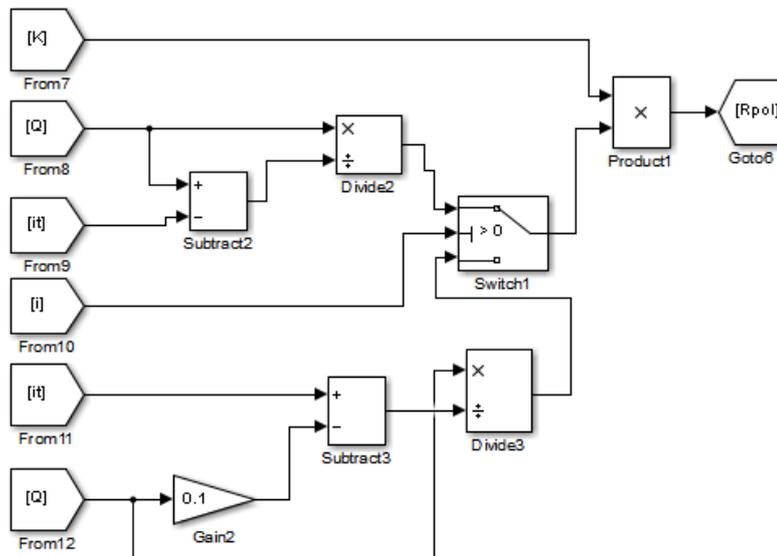


Figure III.21: Bloc de simulation de la résistance de polarisation

Le modèle Simulink de la figure représente les équations suivantes :

$$R_{pol} = K \frac{Q}{Q - i.t} \tag{II.25}$$

$$R_{pol} = K \frac{Q}{i.t - 0.1Q} \tag{II.26}$$

L'équation (12) représente la décharge de la batterie Li-ion.

L'équation (13) représente la charge de la batterie Li-ion.

- **Bloc exponentiel**

La figure (III.07) montre la modélisation Simulink de la partie exponentielle de la tension de la batterie.

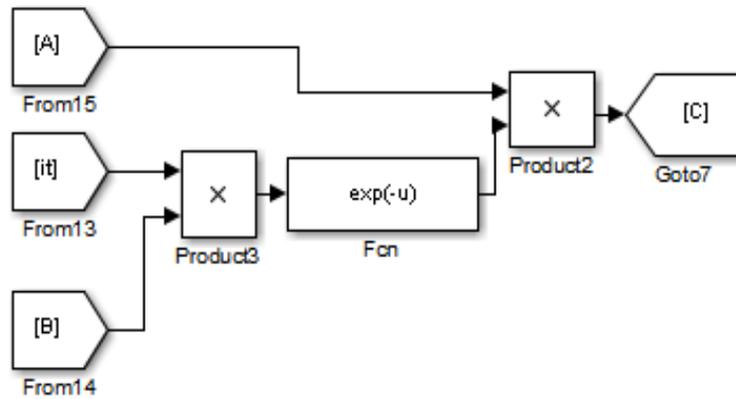


Figure III.22: Bloc de simulation exponentiel

Pour les paramètres de la batterie, on suppose que la résistance interne est constante, la capacité nominale est constante, il n'y a pas d'auto-décharge, il n'y a pas d'effet mémoire, la SOC maximale est 100%, la température n'a aucun effet sur les paramètres. Durée de vie illimitée sans déclassement et aucune considération environnementale.

Tableau III.1: Paramètres de modèle de la batterie au Li-ion simulé

Paramètres	Valeurs
Q	30 Ah
A	0.5V
B	3Ah ⁻¹
E0	12V
R	0.030Ω
K	0.0010Ω

A la fin de cette simulation on obtient la batterie Li-ion en regroupant tous ces blocs, on obtient la figure suivante sachant que le modèle réalisé sous MATLAB/SIMULINK utilise les équations 5 et 6.

Dans la figure (II. 23) nous illustrons le courant de décharge et de charge de la batterie.

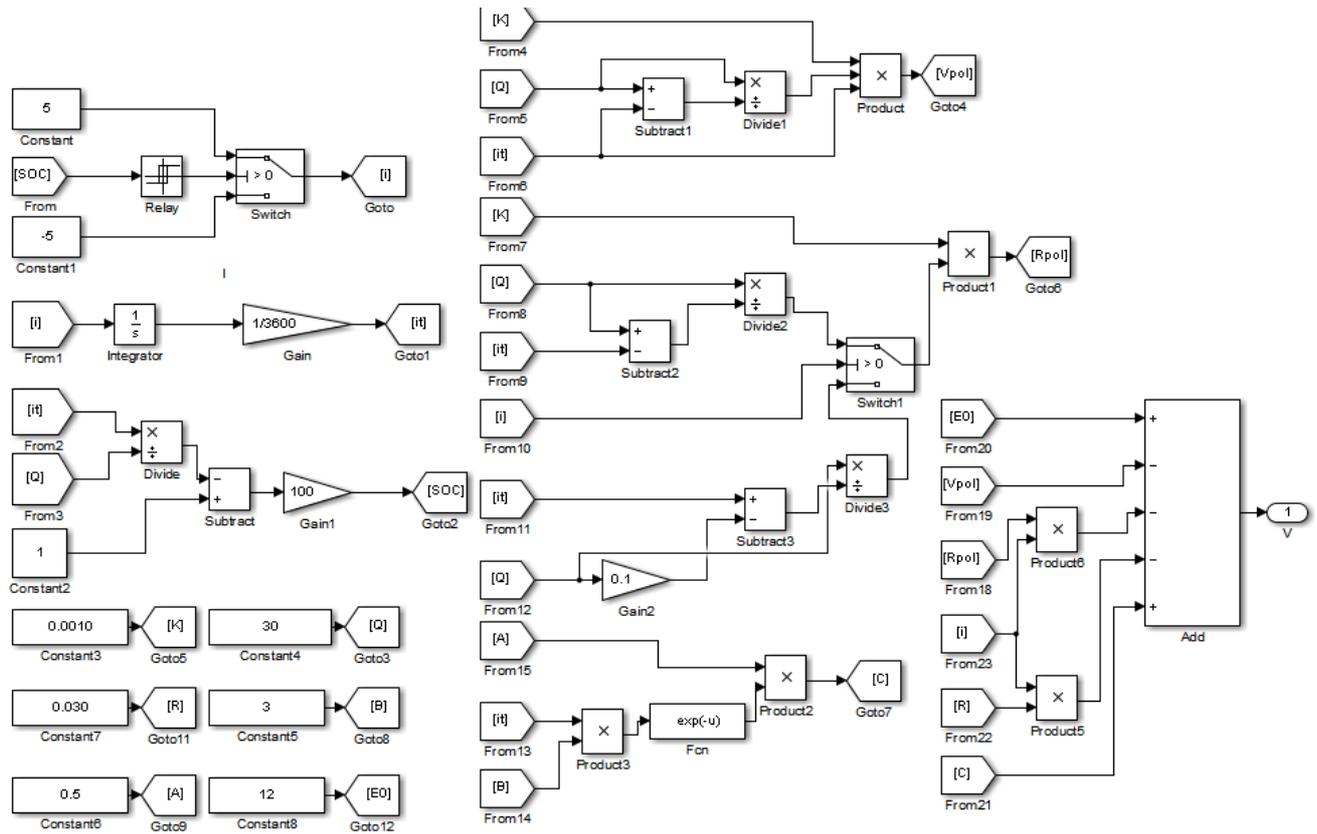


Figure III.23: Modèle global de la batterie au Li-Ion simulé

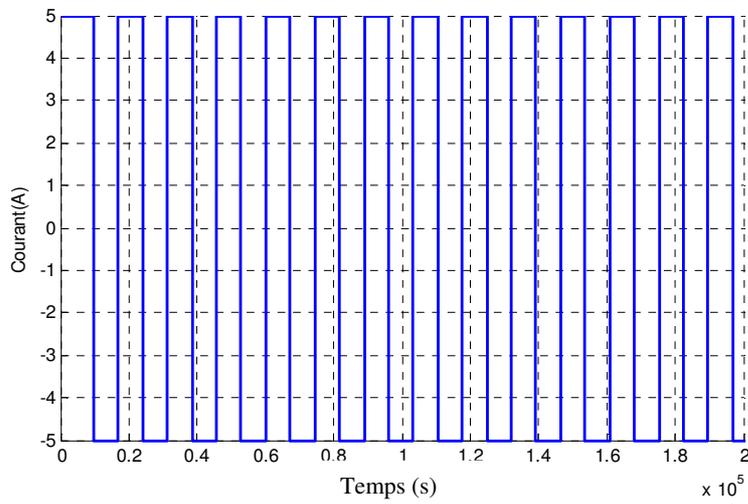


Figure III.24: Courant de décharge et de charge de la batterie

a) Graphe de l'état de charge

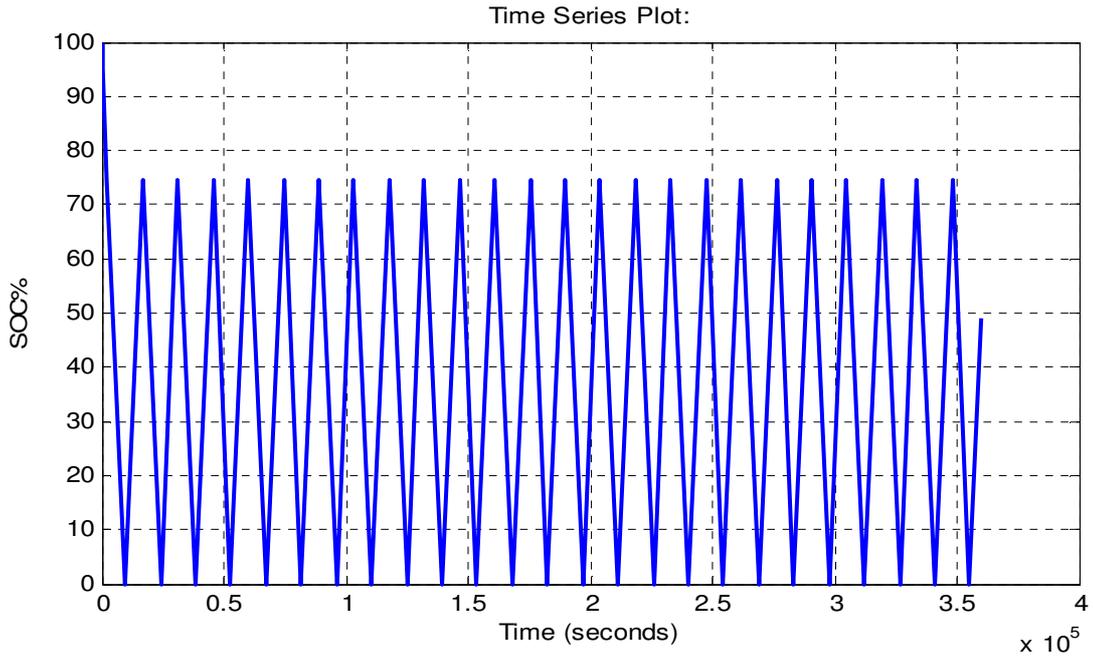


Figure III.25: Courbe d'état de charge en fonction du temps

La Figure III.26 montre la décharge de la batterie à 0% et la charge à 75%

c) Graphe de charge et décharge

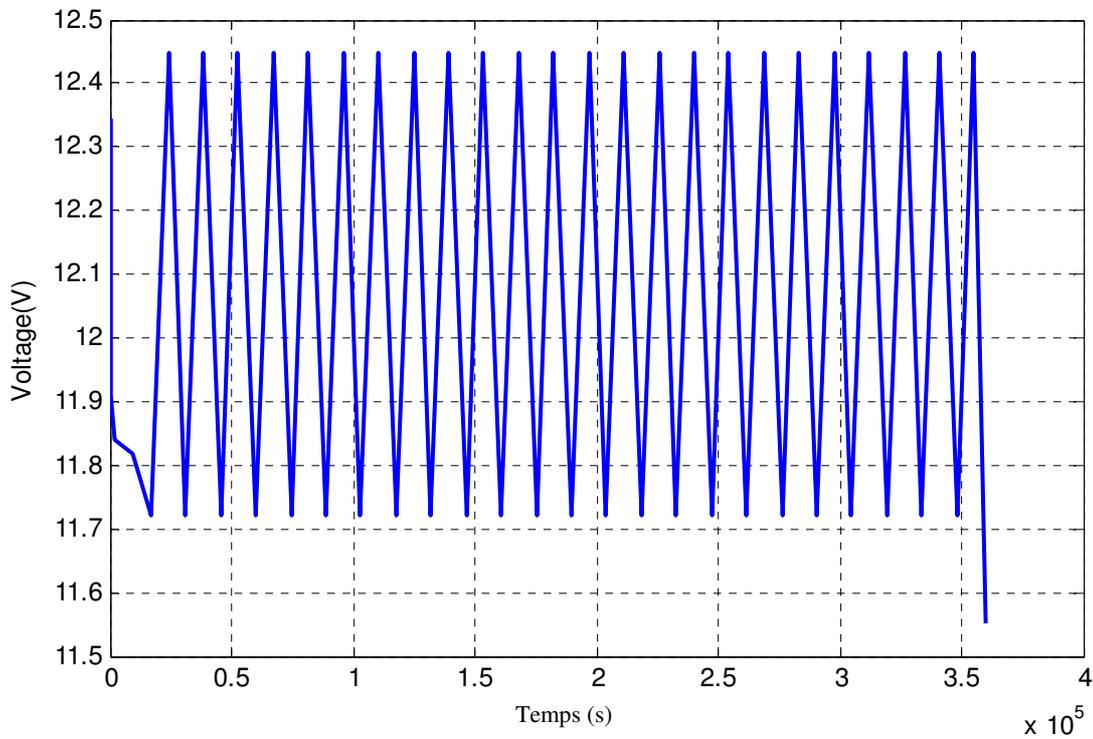


Figure III.26: Courbe de tension en fonction du temps

d) Courbe de décharge à plusieurs intensité

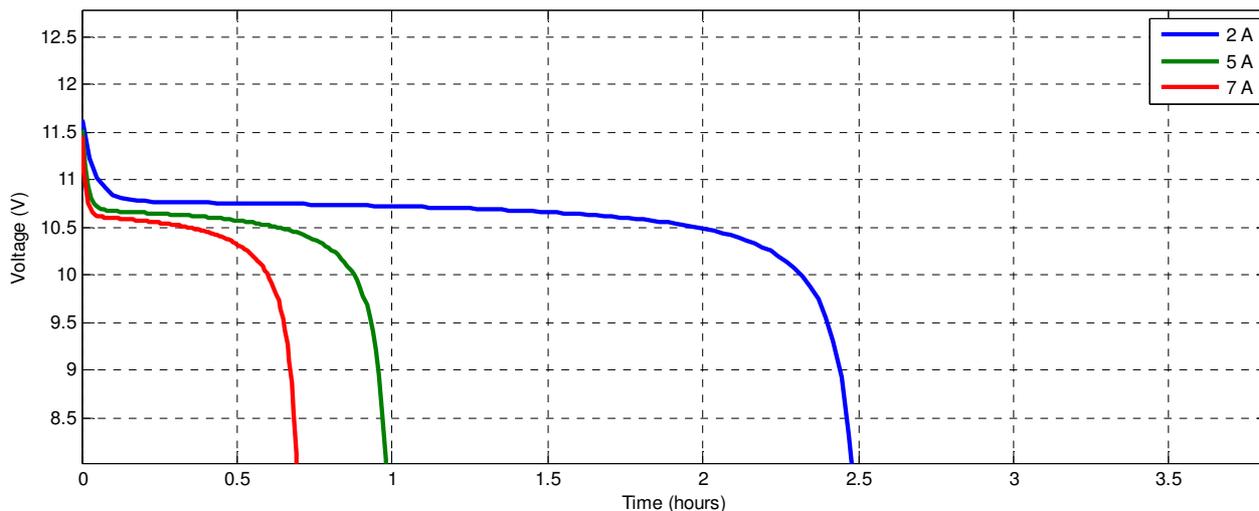


Figure III.27: Courbe de décharge à plusieurs intensités en fonction du temps

e) Comparaison graphique avec le modèle de Matlab:

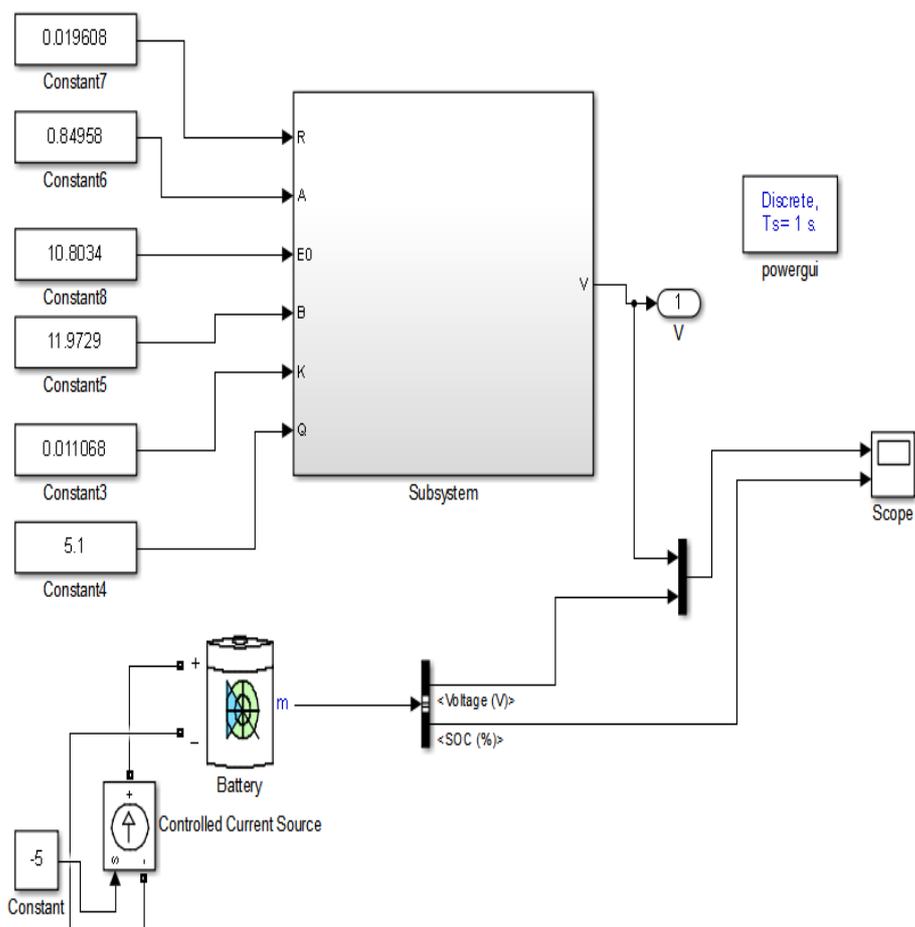


Figure III.28: Comparaison entre notre modèle et le modèle de Matlab/Simulink

- **Comparaison graphique**

La figure (III.29) illustre les variations temporelles de la tension de la batterie correspondant au modèle que nous avons implanté à l'issue de nos simulations. Les variations temporelles sont comparées à celles obtenues par l'utilisation de la batterie délivrée par l'environnement Matlab.

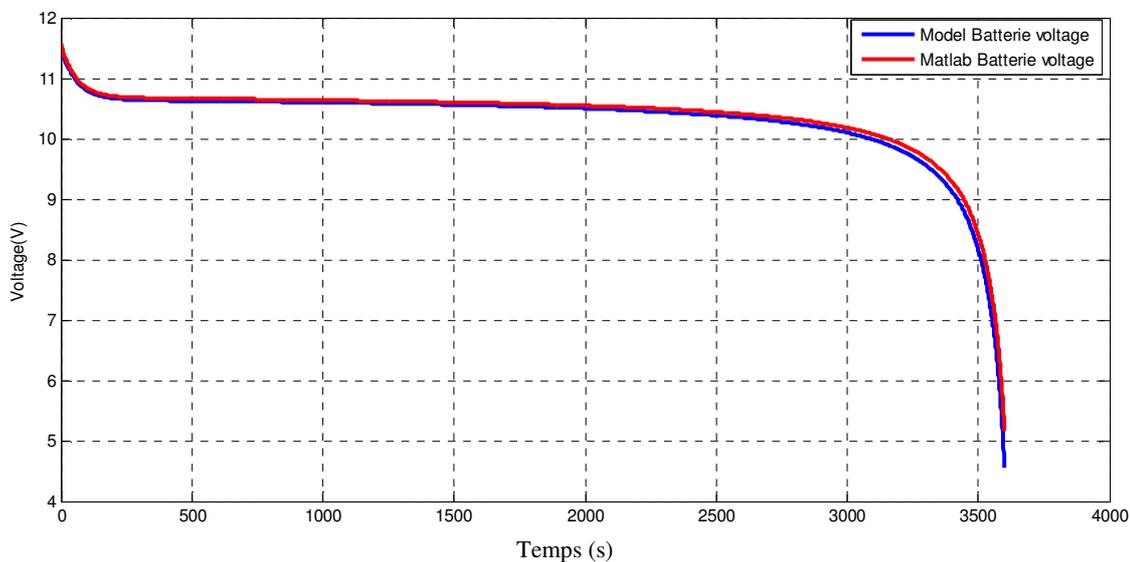


Figure III.29: Comparaison de la décharge des deux modèles (Modèle étudié-Modèle Simulink)

D'après les résultats obtenus nous constatons qu'il y a une bonne concordance des résultats de simulation de notre modèle avec ce qui est délivré par l'environnement Matlab.

4. Modélisation de l'unité de puissance de traction

Dans cette partie nous allons faire une étude des convertisseurs de puissance utilisés dans la traction dans un VE.

Le choix de la technologie des composants de puissance est généralement resté à faire sur les calibres en courant, tension, puissance ainsi que sur les fréquences de découpage. Deux grandes familles de transistors sont utilisées aujourd'hui pour l'électronique de puissance des véhicules: MOSFET et IGBT. Les onduleurs (DC/AC) constitués découpent un signal continu pour le rendre alternatif à des fréquences entre 5 et 20 kHz dans l'automobile, Ce découpage est généralement réalisé par une méthode de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle ou vectorielle associée à des techniques de contrôle proposées, basée sur le contrôle direct du flux (FOC) ou du couple (DTC), en utilisant le flux du stator comme variable de contrôle et le niveau de flux est sélectionné en fonction de la demande de couple du véhicule électrique [24] [08].

L'onduleur utilisé dans les VEs actuelles est à base de transistor Si IGBT, dans le cas de TOYOTA Prius par exemple, la fréquence de découpage est de 16 kHz et une tension de batterie d'environ 201.6V et une puissance de 21 kW [25]. Ces transistors sont également utilisés pour le chargeur de batterie du véhicule (Génératrice convertisseur (Figure II.30)).

La figure (II.30) représente le schéma de principe de convertisseur de puissance d'un véhicule électrique [15] [14].

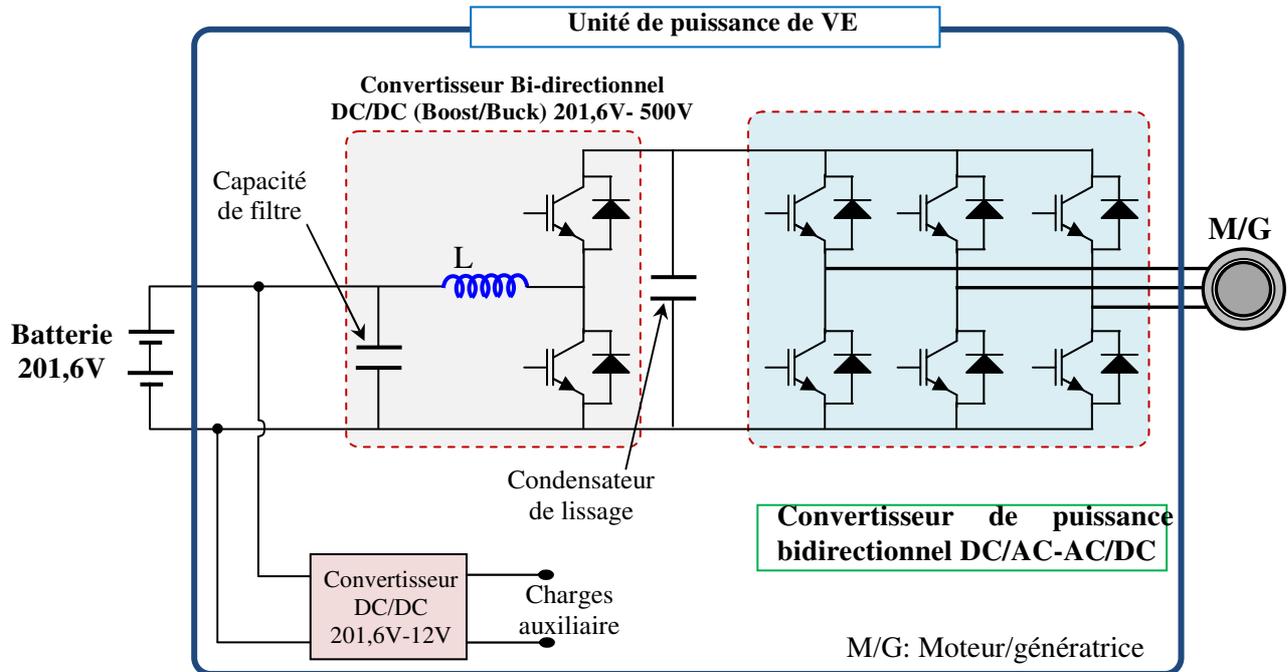


Figure II.30: Schéma de principe de convertisseur de puissance de traction

Le convertisseur DC/DC est un hacheur Buck/Boost IPM (Intelligent Power Module) à base d'un IGBT. L'ECU de contrôle de HV commande les IGBTs, qui contrôlent le courant dans l'inductance. Dans le cas de TOYOTA Prius par exemple, le convertisseur Boost exploite le courant DC délivré par la batterie pour avoir une haute tension évalué à 201,6 V à une tension de courant continu approximative de 500V pour la Prius II et 565V pour la Prius III et IV.

L'onduleur convertit la tension qui a été augmentée par le convertisseur Boost en courant alternatif, qui est utilisé pour piloter la machine M/G. Lorsque M/G fonctionne comme un générateur, sa tension alternatif d'environ 500V est converti en tension continu par le convertisseurs AC/DC, puis le hacheur Buck fait chuter cette tension à une tension de l'ordre de 201,6 V pour charger la batterie HV.

Bien qu'une autre puissance supplémentaire de 12 V soit utilisée pour faire fonctionner des accessoires tels que le réseau auxiliaire, l'onduleur de traction, le chargeur des batteries et des équipements de

communication et l'ordinateur de bord. La tension de fonctionnement réelle est normalement comprise entre 13 V et 14 V, car il s'agit de la tension nominale de la batterie lorsqu'elle est chargée par l'alternateur du véhicule. Un convertisseur DC/DC à base des transistors MOSFET est utilisé pour convertir une tension de 201.6V DC en 12V DC avec une bonne efficacité et une sortie de 150W à 12VDC.

Dans le tableau (II.2) on représente les spécifications des composants des convertisseurs statiques dans la TOYOTA Prius.

Tableau II.2: Spécifications des composants des convertisseurs statiques dans la Prius [15]

Caractéristique de conception	Valeurs
Puissance nominale du convertisseur DC-DC	27 kW
Voltage de batterie	201.6V
Condensateur de filtre (côté BT)	470 Vdc, 315 μ F
Inductance	225.6 μ H à 1 kHz
Petite résistance (côté HT)	53.8 k Ω
Petit condensateur de filtre (côté HT)	860 Vdc, 0.562 μ F 900 Vdc, 0.8 μ F 950 Vdc, 0.562 μ F
Condensateur de lissage (côté HT)	750 Vdc, 888 μ F

4.1. Onduleur de tension triphasée à commande MLI

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes des onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [26] [27] [28].

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [26] [27] [29].

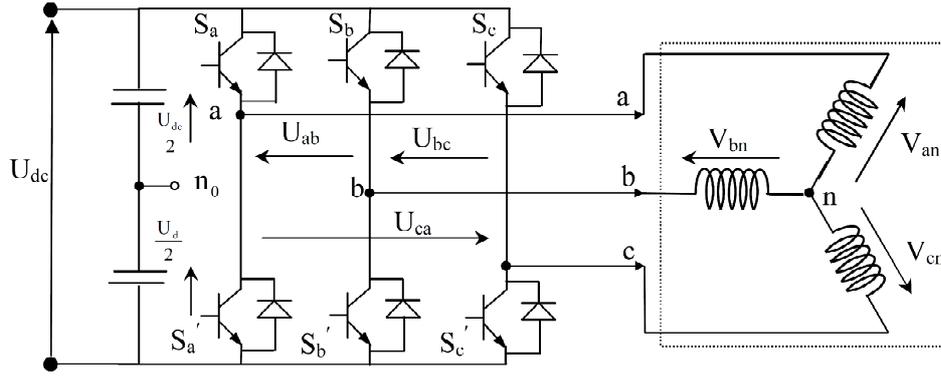


Figure II.31: Schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'état des interrupteurs supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = abc$).

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i = 1$.
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i = 0$.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [30] [31]:

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

Pour les tensions composées, on obtiendra:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (II. 27)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif, nous avons:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (II. 28)$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine.

U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors on aura:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (II. 29)$$

De (II.28) et (II.29) on aboutira à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (II. 30)$$

En remplaçant (II.29) dans (II.27), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (\text{II. 31})$$

Alors

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_{dc}}{3}(2s_a - s_b - s_c) \\ U_{bn} = \frac{U_{dc}}{3}(-s_a + 2s_b - s_c) \\ U_{cn} = \frac{U_{dc}}{3}(-s_a - s_b + 2s_c) \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

On peut écrire l'équation (II.32) sous forme matricielle suivante (appelée matrice de connexion):

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 33})$$

Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible. Pour l'onduleur de notre système de commande, nous utilisons la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) sinus-triangle.

4.2. Commande MLI Sinus-Triangle

La commande MLI permet de former à la sortie d'un onduleur une alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de [30] [31]:

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

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de puissance et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence ' f ', l'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur [31] [33].

La figure (II.32) illustre le schéma de principe de réalisation d'un signal MLI.

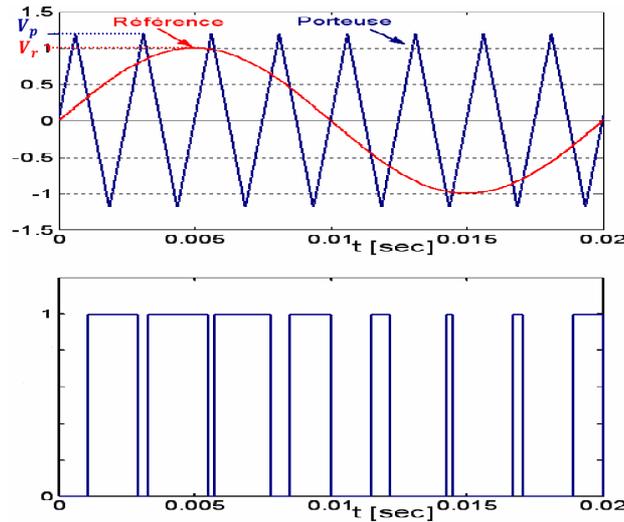


Figure II.32: Principe de commande MLI sinus-triangle

Deux paramètres caractérisent cette commande [33] [34]:

$$m = \frac{f_p}{f_r}, \quad r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{II. 34})$$

Avec :

m : Indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence.

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

4.3. Simulations du convertisseur de traction DC/DC bidirectionnel

L'électronique de puissance utilisée dans la traction d'un véhicule électrique est présentée dans la figure (III.42). C'est le schéma du convertisseur bidirectionnel DC/DC. La batterie utilisée est de technologie NiMH d'une tension nominale $V_{batt.} = 201,6 V$. La ligne DC haute tension est $V_{hv} = 500 V$. Le convertisseur bidirectionnel a une inductance de $L = 370 \mu H$, $C = 25 \mu F$ et $R_{ch} = 50 \Omega$, il fonctionne à une fréquence de découpage $f_s = 8 kHz$.

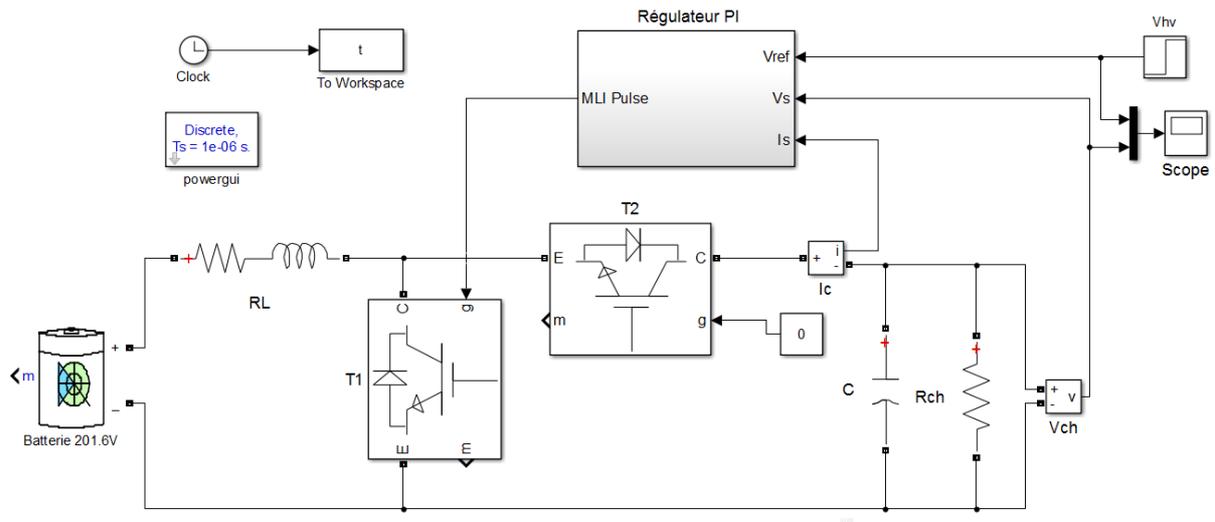


Figure II.33: Schéma de simulation de convertisseur DC/DC en mode Boost

Dans les figures (II.34) et (II.5) nous représentons la tension à la sortie de convertisseur DC/DC et son zoom respectivement.

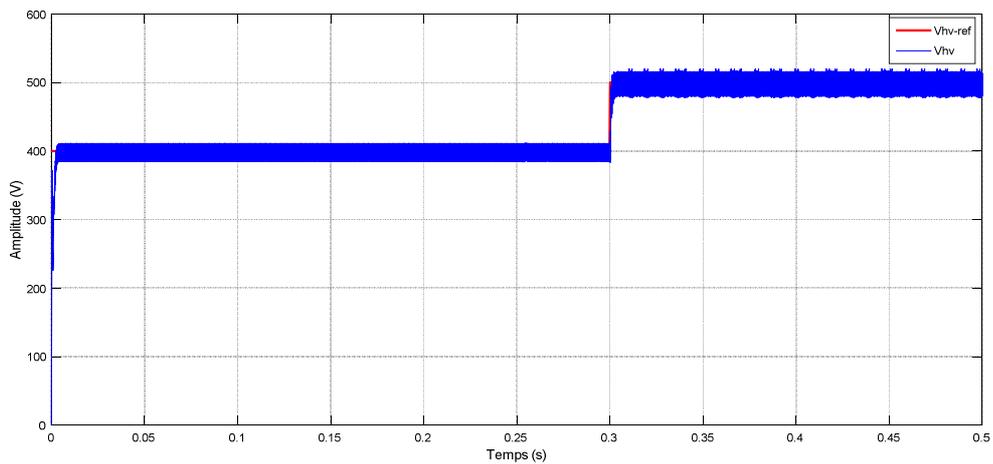


Figure II.34: Tensions de la sortie de convertisseur DC/DC (201.6V-500V)

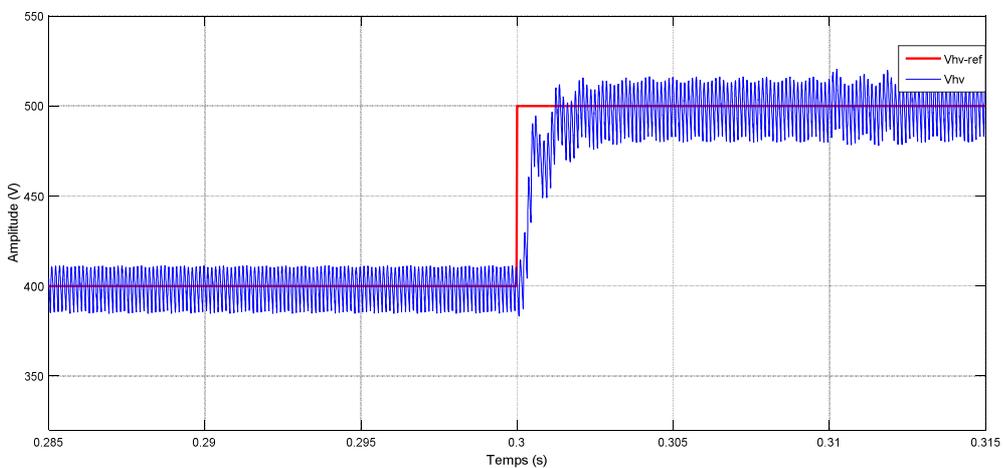


Figure II.35: Zoom de tensions de la sortie de convertisseur DC/DC (201.6V-500V)

5. Motorisation électrique dans un VE

Il existe principalement deux types de motorisation électrique destiné aux véhicules électriques et hybride, la motorisation à courant continu et la motorisation à courant alternatif.

Le tableau (II.3) présente quelques applications des différentes technologies pour quelque modèle de voitures [5].

Tableau II.3: Exemples de motorisations dans les VEs

Modèles EVs	Type de motorisation
Fiat panda elettra	MCC série
Mazda Bongo	MCC séparé
Conceptor G-Van	MCC à excitation séparé
Suzuki senior tricycle	AM MCC
GM EV1	Moteur Asynchrone
TOYOTA PRUIS	MSAP
Chloride Lucas	Moteur à RV

Le bon choix de la partie électrique du véhicule électrique hybride est l'élément majeur pour la réussite au couplage entre le thermique et l'électrique.

La machine électrique est le composant principal du véhicule électrique très utilisé depuis seizième siècle, elle est souple, silencieux, ne pollue pas et elle s'adapte à toutes les situations.

De manière spécifique, la machine électrique de la traction électrique doit répondre aux critères suivants:

- il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation;
- il doit posséder un couple important à bas régime, ainsi qu'un bon rendement.

En fonction du type du véhicule fabriqué, les constructeurs orientent leurs choix sur trois principaux types des moteurs électriques:

- Machine à courant continu,
- Machine synchrone,
- Machine asynchrone.

En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation à courant continu (excitation série ou parallèle), mais l'évolution d'électronique de puissance et les matériaux tels que les aimants permanents conduit aujourd'hui à s'orienter vers des solutions plus performantes [5].

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est plus performante et plus compact grâce à sa puissance massique élevée. C'est la technologie de machine qui a les meilleures performances en couple et en dynamique [5]. Pour ce la, cette machine semble à plus d'un titre, la solution la plus

adaptée pour une traction automobile grâce à ses performances techniques et en particulier, sa compacité et son rendement. Elle a été retenue par les constructeurs pour les raisons suivantes [20]:

- Bon rendement
- Bonnes performances dynamiques grâce à la faiblesse des inductances statoriques due à la largeur importante de l'entrefer apparent;
- Champ magnétique important dans l'entrefer;
- Pas de source de tension continue pour l'excitation;
- Elle dispose d'excellentes performances en couple et puissance;
- Inertie du rotor très faible.

5.1. Présentation de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents.

Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide. L'excitation, dans ce cas, est créée par les aimants permanents [31].

5.2. Modélisation de la MASP triphasée

La modélisation de la MSAP passe par une représentation d'état du deuxième ordre en utilisant la transformation de Park. Cette représentation est nécessaire car les entrées et les sorties du modèle de la machine synchrone sont exprimées dans le référentiel a,b,c . La transformation de Park permet de convertir les tensions et les courants pour chaque bobine dans le référentiel a,b,c en deux composantes dans le référentiel $d,q,0$.

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [30] [34] [35]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

➤ Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

Le comportement de toute machine électrique est entièrement déterminé par les équations électriques, magnétiques et mécaniques. La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est illustrée à la figure (II.36) [12] [30] [35] [36].

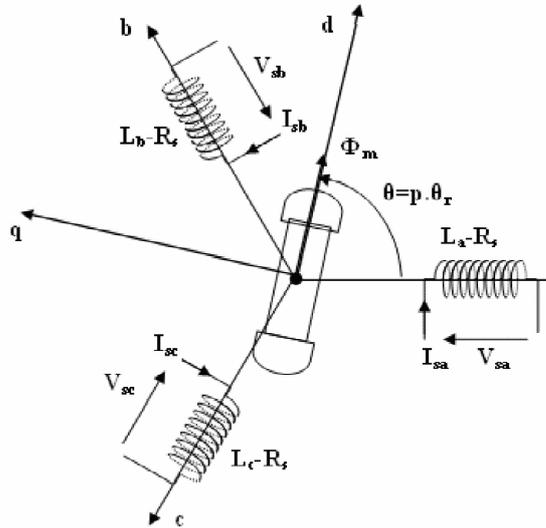


Figure II.36: Représentation de la MSAP dans l'espace électrique

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

L_a, L_b et L_c : Inductances propres du stator.

$R_a = R_b = R_c = R_s$: Résistances du stator.

φ_f : Flux de l'aimant magnétique.

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de $(\frac{2\pi}{3})$, par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par:

- Un axe inter polaire en quadrature (q), déphasé de $(2\pi\theta)$ par rapport à l'axe (d).
- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d).

La position du rotor est repérée par l'angle électrique θ .

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit.

5.2.1. Equations électriques

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans un repère fixe lié au stator (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante [30] [34] [35]:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II. 35})$$

En désignant par :

I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} : les courants qui traversent les bobines statorique.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}$ et φ_{sc} : les flux totaux à travers ces enroulements.

Les équations (II.35) peuvent s'écrire sous forme matricielle [30] [34]:

$$[V_{s,abc}] = [R_s][I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc}] \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 36})$$

5.2.2. Equations magnétique

Les flux totalisés φ_s des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante [30] [34] [35]:

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{aa}I_{sa} + L_{ab}I_{sb} + L_{ac}I_{sc} + \varphi_{fa} \\ \varphi_{sb} = L_{ab}I_{sa} + L_{bb}I_{sb} + L_{bc}I_{sc} + \varphi_{fb} \\ \varphi_{sc} = L_{ac}I_{sa} + L_{bc}I_{sb} + L_{cc}I_{sc} + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II. 37})$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Pour la phase `a`, le flux `φ_{sa}` est la somme des termes:

$L_{aa}I_{sa}$: Flux propre de la phase `a` sur `a`.

$L_{ab}I_{sb}$: Flux propre de la phase `b` sur `a`.

$L_{ac}I_{sc}$: Flux propre de la phase `c` sur `a`.

φ_{fi} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase `i`, $i = (a, b, c)$.

Les flux totalisés φ_{si} sont exprimés sous forme matricielle suivante [30] [34] [35]:

$$[\varphi_{s,abc}] = [L_{ss}][I_{s,abc}] + [\varphi_{f,abc}] \quad (\text{II. 38})$$

D'après les équations (II.37) et (II.38) on trouve:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \varphi_{max} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 39})$$

5.2.3. Equation mécanique

A fin de simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Ce mouvement est assuré par un couple électromagnétique tenant en compte les différents couples agissant sur le rotor.

Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator [30] [34] [35].

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (\text{II. 40})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes (kg. m²).

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine (N.m).

C_p : Couple de pertes, (C_p négligé) (N.m).

C_{em} : Couple électromagnétique (N.m).

ω_r : Vitesse mécanique de rotation ($\omega_r = \frac{\omega}{p}$) (rad/s).

ω : Pulsation électrique (rad/s).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

La puissance instantanée d'entrée est exprimée par l'équation suivante:

$$P(t) = V_{sa}I_{sa} + V_{sb}I_{sb} + V_{sc}I_{sc} \quad (\text{II. 41})$$

5.3. Modèle de Park

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée (trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c)) à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d - q , à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse ω_s par rapport au stator et à la vitesse ω_r par rapport au rotor (Figure (II.14)) [2] [37] [38].

Cette transformation d'état offre en effet un certain nombre d'avantages, parmi lesquels le fait que dans ce nouveau repère, le couple électromagnétique est une image directe de la composante en quadrature (q) du courant statorique.

La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

Où θ l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

Son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par:

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

La transformation de Park consiste donc à transformer les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q est illustrée à la figure (II.37).

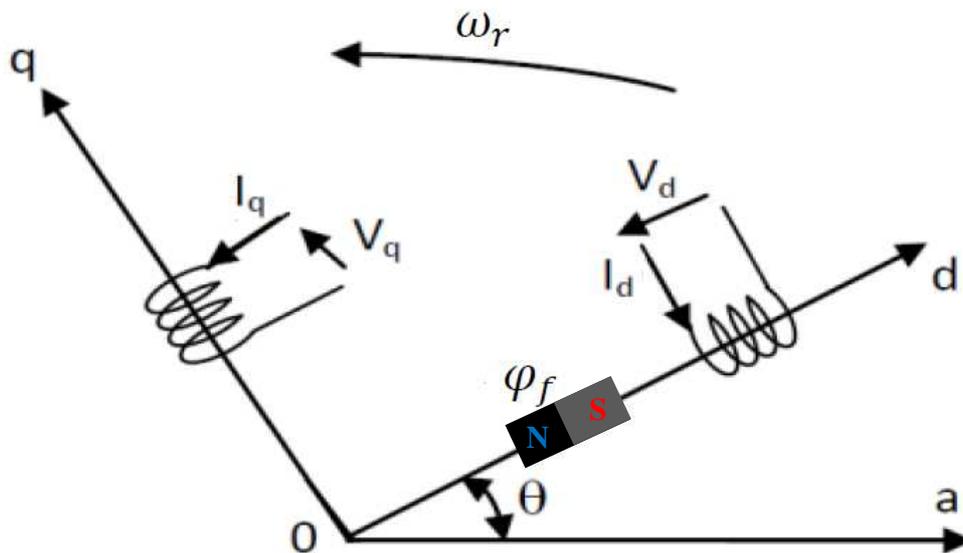


Figure II.37: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q

5.3.1. Equations électriques dans le référentiel de Park [30] [34] [35]

En appliquant la transformation de Park à l'équation (II.42) on obtient :

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)][V_{s abc}] = [P(\theta)] \left([R_s][I_{s abc}] + \frac{d(\varphi_{f abc})}{dt} \right) \quad (\text{II.44})$$

Telle que :

V_{dqo} : sont les composantes directes, en quadrature et homopolaire de la tension.

Après développement on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Quand le système est équilibré $V_0 = 0$, on obtient finalement le modèle électrique biphasé équivalent:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Equations électromagnétiques :

$$[\phi_{dqo}] = [P(\theta)][\phi_{s abc}] \quad (\text{II.47})$$

φ_{dqo} : Composantes directes, en quadrature et homopolaire du flux.

On a:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \varphi_{max} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Alors :

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \varphi_{max} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

On multiplie par la matrice $[P](\theta)$ on obtient:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \varphi_{max} [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Après développement:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Donc les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent:

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II. 51})$$

Où φ_f est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

5.3.2. Equations mécaniques dans le référentiel de Park [30] [33] [34] [35]

a) Puissance instantanée: Le calcul du couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P_a(t)$ absorbée par la machine dans le système équilibré.

Soit:

$$P_a(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (\text{II. 52})$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit:

$$P_a = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II. 53})$$

En remplaçant (II.46) dans (II.53) on trouve :

$$P_a = \frac{3}{2} \left[\left(R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \right) I_d + \left(R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \right) I_q \right] \quad (\text{II. 54})$$

D'où:

$$P_a = \frac{3}{2} \left[(R_s (I_d^2 + I_q^2)) + \left[I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right] + \omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \right] \quad (\text{II. 55})$$

Avec : $\omega = p\omega_r$

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

$\frac{3}{2} \left[I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right]$: Représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d]$: Représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine (puissance électromagnétique P_{em}).

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

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] = \frac{3}{2} p\omega_r [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (\text{II. 56})$$

b) Couple: Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par:

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

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe de cette machine:

$$C_{em} = J \frac{d\omega_r}{dt} + C_r + f\omega_r \quad (\text{II. 57})$$

Avec:

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{3}{2} p [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q] \quad (\text{II. 58})$$

5.4. Equations d'état de la MSAP

Le modèle général d'entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanent dans le référentiel d - q en fonctionnement normal, c'est-à-dire l'unique perturbation inconnue c'est le couple de charge appliqué à la machine, est lié au choix du vecteur d'état. Dans le cas des équations électriques dans le repère lié au rotor, les composantes du vecteur d'entrée (grandeurs de commande) de la MSAP sont les tensions (V_d) et (V_q) et le flux d'excitation (φ_f) et les courants (I_d) et (I_q) statoriques sont les composantes du vecteur d'état. Notre objectif dans ce qui suit est de mettre l'équation (II.38) sous une forme d'équation d'état [30] [35] [39]:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} - \omega L_d I_d + \omega \varphi_f \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} \omega I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} \omega I_d - \frac{1}{L_q} \omega \varphi_f + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (\text{II. 59})$$

Sa forme matricielle est:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II. 60})$$

Nous pouvons exprimer le modèle non linéaire dans le repère tournant (d - q) qui est décrit dans le système matriciel:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_d} i_q + \frac{pL_d}{L_q} i_d \omega_r - \frac{p\varphi_f f}{L_q} \omega_r \\ \frac{3p}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f f i_q] - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{II. 61})$$

Dans la figure (II.47) nous illustrons le modèle de la MSAP implanté sous Simulink.

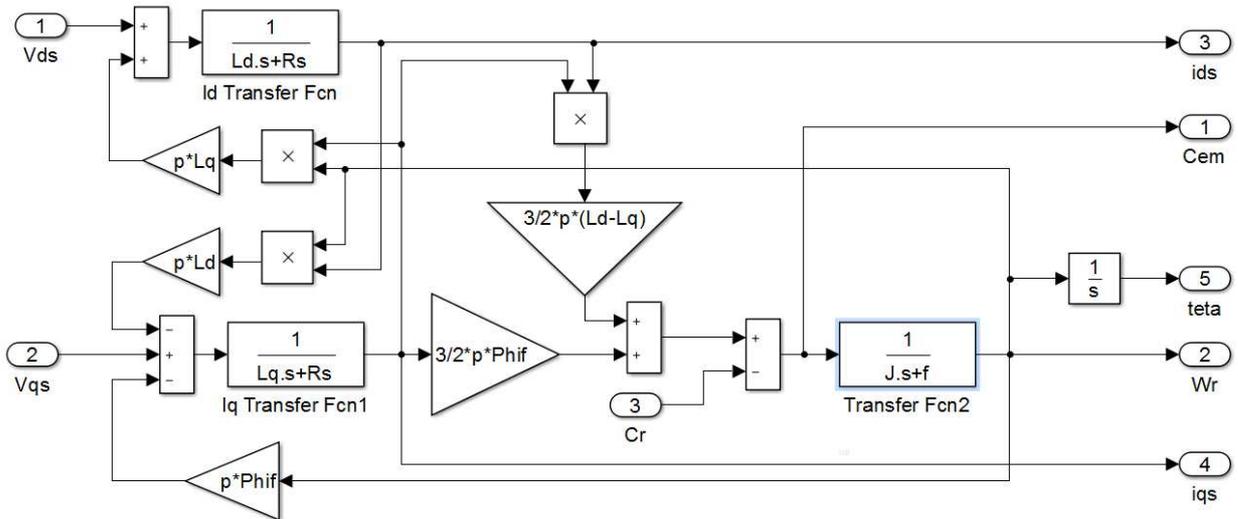


Figure II.38: Modèle de la MSAP dans le repère d-q

Nous avons simulé dans un premier temps le modèle de la MSAP à vide sans onduleur, les tensions d'alimentation de la machine sont des sources sinusoïdaux: $\omega = 2\pi \cdot 50$, $V_{eff} = 220$. Le schéma de modèle simulé est illustré à la figure (III.39).

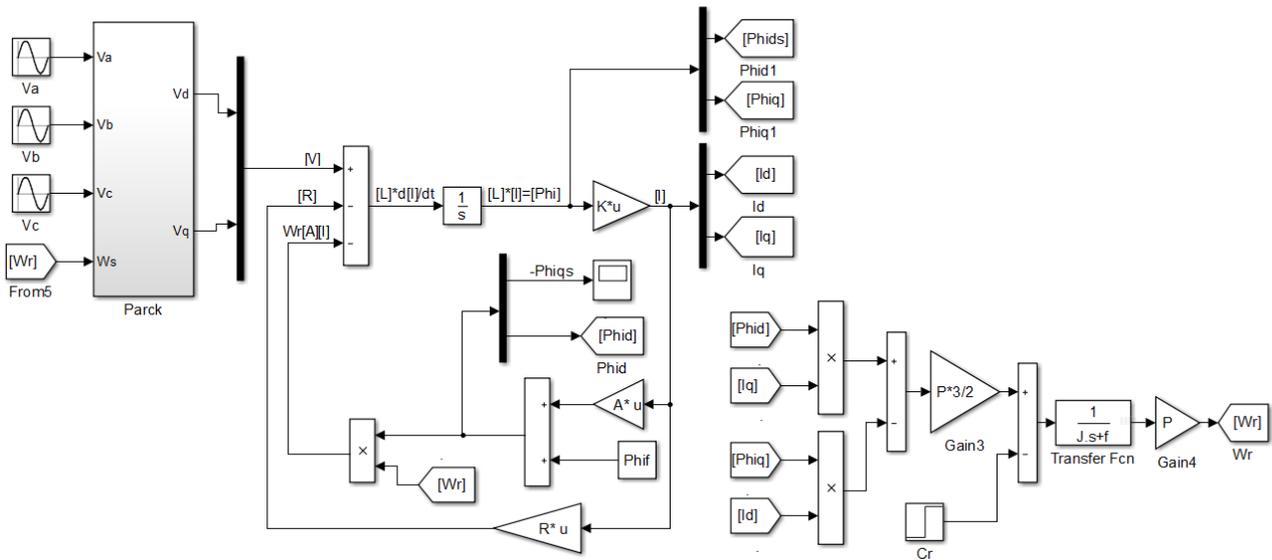


Figure III.39: Modèle de la MSAP dans le repère d-q

Les résultats issus de notre simulation sont illustrés aux figures (III.40), (III.41), (III.42) et (III.43).

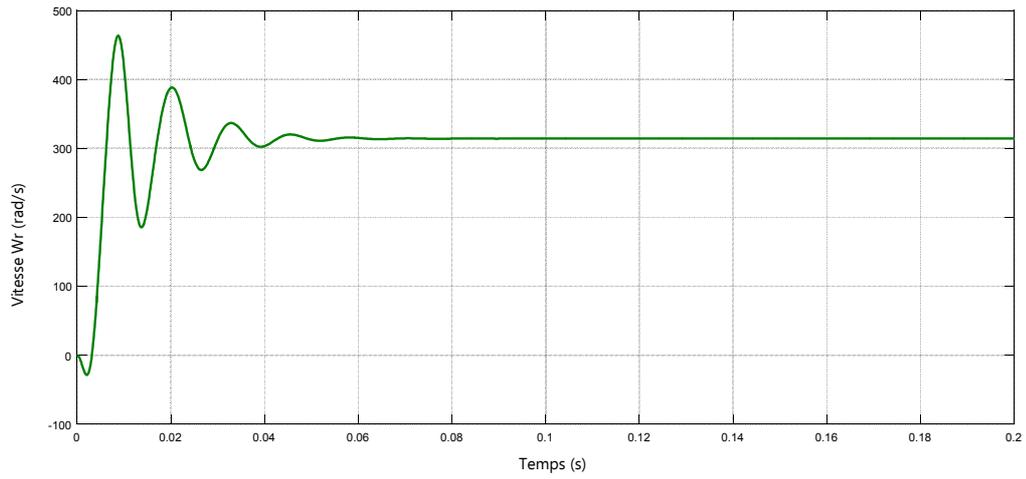


Figure III.40: Evolution de la vitesse mécanique ω_r en boucle ouverte

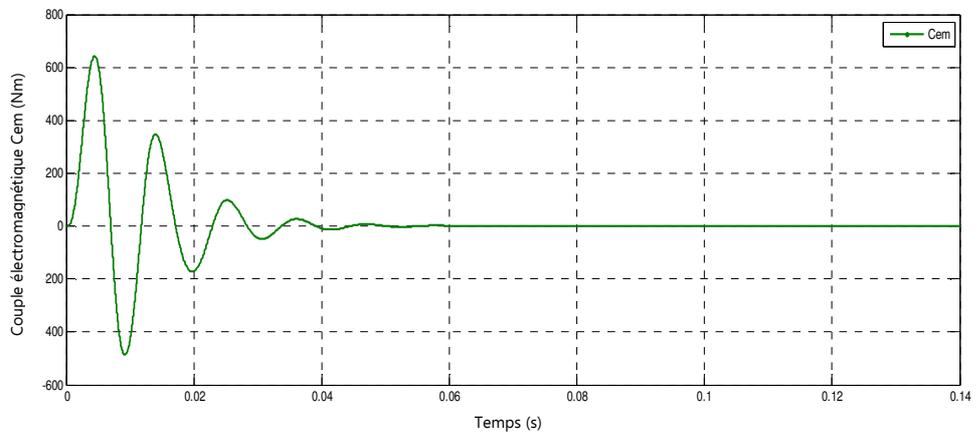


Figure III.41: Evolution du couple électromagnétique C_{em}

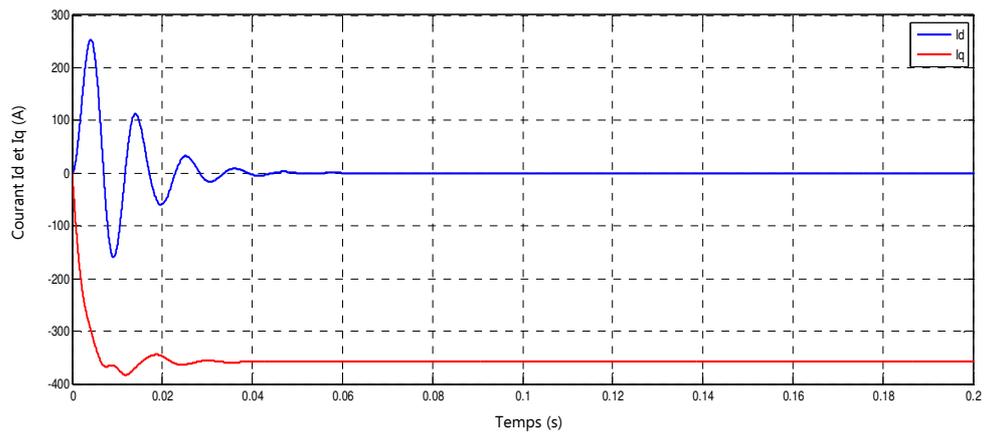


Figure III .42: Représentation des courants du Park I_d et I_q

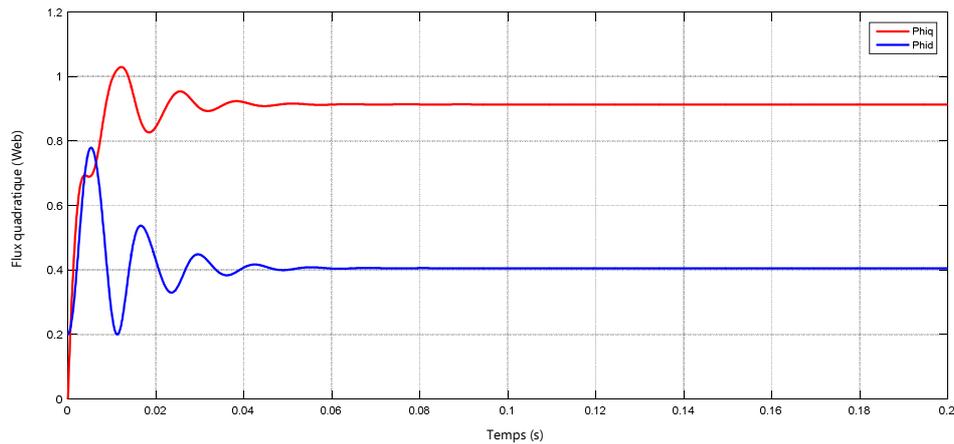


Figure III.43: Représentation du flux direct et le flux quadratique

A partir des résultats obtenus on constate qu'après un démarrage oscillant, la machine se stabilise autour de ces points de fonctionnement (Courant, couple et vitesse), ces résultats n'apportent pas beaucoup d'information sur notre commande, mais elles confirment la validité du modèle de MSAP étudié.

6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les éléments de base de la chaîne de traction d'un véhicule électrique en penchant sur les technologies disponibles. À travers ce chapitre nous avons présenté les équations mathématiques utilisées pour la modélisation de chaque élément du véhicule électrique séparément. Tous ces modèles permettent d'établir et de valider les lois de commandes. Dans notre cas, la chaîne de propulsion électrique assure seule le déplacement du véhicule, le MSAP est une solution adaptée pour ses performances techniques et en particulier, sa capacité, son rendement.

Nous avons constaté que la batterie est considérée comme un élément essentiel dans un VE. Ses modèles sont présentés en détail à l'aide des simulations et des résultats obtenus. Dans cette partie nous avons étudié les différents modèles d'une batterie Li-Ion, ainsi, la méthode qui permet de déterminer l'état de charge de la batterie.

D'après cette étude et les résultats obtenus, nous avons démontré que la charge et le décharge d'une batterie sont liées avec les différentes grandeurs et caractéristiques qui la constituent.

D'autre part, nous avons mis en évidence le principe de fonctionnement de l'onduleur qui permet d'alimenter la MSAP en tension triphasée, comme il peut varier sa vitesse dans une plage bien définie. Il assure aussi le redressement du courant au mode freinage afin de le transmettre vers la batterie sous forme continue.

Le convertisseur DC/DC, dit aussi hacheur, permet d'adapter la tension sur le bus continu tout en assurant le réglage progressif dans les deux sens: Il permet de réguler le couple du moteur et donc du véhicule en traction mais aussi en freinage électrique (charge de batterie).

Chapitre III
Contrôle de la chaîne
d'entraînement de VE

1. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'exploitation en simulation des différents modèles des dispositifs inclus dans la chaîne de traction d'un VE étudiés précédemment, à savoir le convertisseur bidirectionnel DC/DC, la machine de traction MSAP notée M/G et l'onduleur en adoptant la commande vectorielle.

La simulation du système est effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK est tout à fait justifiable en raison de ses divers avantages uniques comme la facilité et l'efficacité de programmation élevées, l'interface graphique élégante et son architecture nouvelle permettant l'adaptation à un grand nombre de cas.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle appliquée à l'association onduleur à deux niveaux-MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Ceci nous permet l'approche des performances analogues à celle du moteur à courant continu.

2. Commande Vectorielle de la MASP alimentée en tension

Le véhicule électrique équipé d'un moteur synchrone à aimant permanent, il est nécessaire alors d'interposer entre la source d'énergie (de type batterie) et le moteur de traction un convertisseur statique, qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage.

La conversion DC/AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielle ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constituée par l'association d'un IGBT et d'une diode monté en antiparallèle et commandes selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion).

2.1. Principe de la commande Vectorielle du MASP

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

En utilisant le système d'équations du couple (II.29), on constate que le modèle est non linéaire et les grandeurs électriques sont couplées. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs I_d et I_q .

Plusieurs stratégies existent pour la commande des machines à aimants permanents: Commande directe du couple (DTC: Direct Torque Control), la commande par flux orienté (FOC: Field Oriented Control), la commande adaptative avec modèle de référence et la commande backstepping.

La commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste a maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continu [32] [40] [41].

Le principe de cette commande est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Elle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple [33].

La figure (III.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux [29] [33] [41].

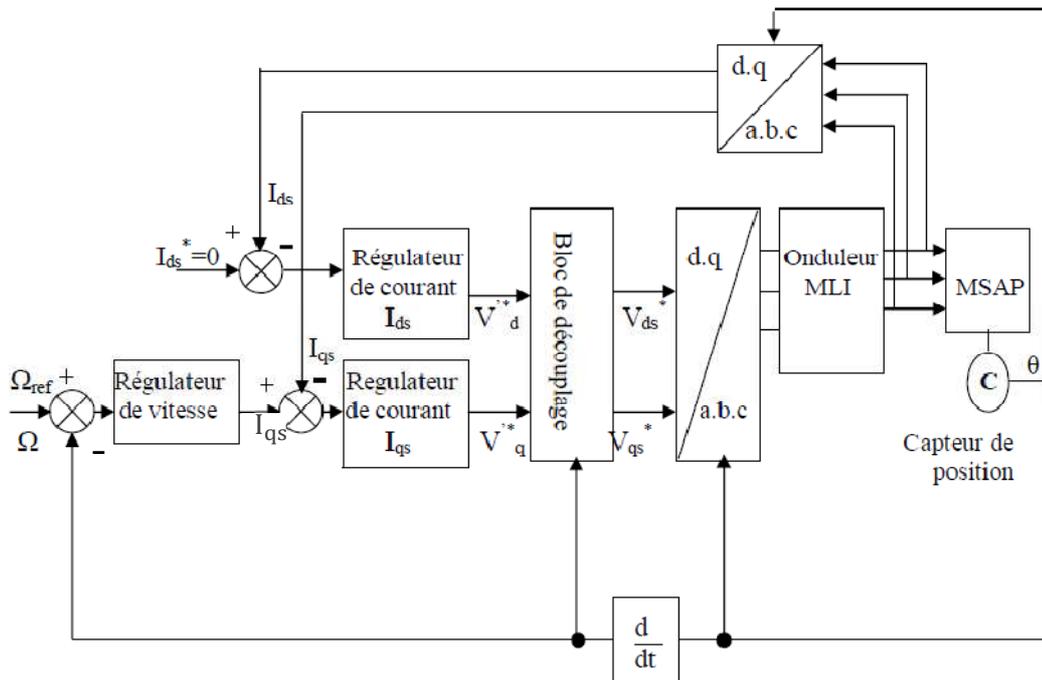


Figure III.1: Schémas de principe de la commande par orientation du flux de la MSAP alimentée en tension

Cette stratégie consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Elle permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

D'autre part, si le courant I_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [33].

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants mesurés I_{ds} et I_{qs} et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.

Le courant I_{qs}^* est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels, l'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^* .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de découplage qui donnent les tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* et par la transformation de Park inverse, on obtient les tensions qui sont les tensions V_{as}^* , V_{bs}^* et V_{cs}^* de la commande de l'onduleur à commande MLI.

2.2. Couplage des grandeurs électrique dans la MSAP

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires w_r , I_d et I_q [31] [32] [41]. Nous pouvons le remarquer à partir de l'expression (II.38).

La figure (III.2) représente le couplage entre les axes d et q .

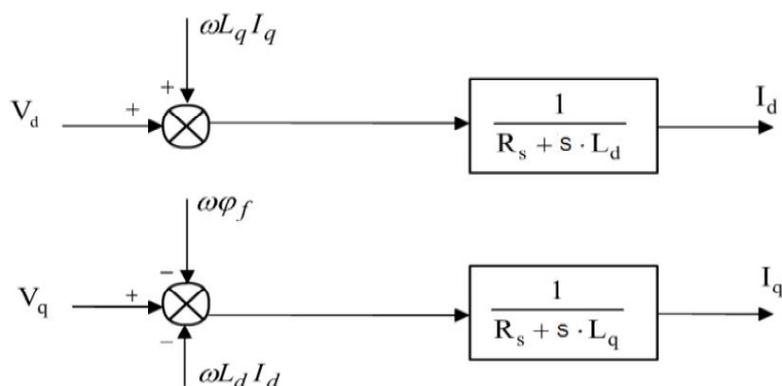


Figure III.2: Description de couplages dans la MSAP

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes d et q , en effet, des techniques de découplage permet de découpler complètement le système en deux sous systèmes: l'un ayant une

dynamique lente, et l'autre une dynamique rapide. Ainsi, il est possible de contrôler indépendamment la vitesse et le courant direct I_d . Plusieurs méthodes de commande sont proposées dans la littérature, parmi elles nous avons [31] [32] [41]:

- Découplage par compensation.
- Commande vectorielle indirecte.
- Découplages par régulateur PI.

Dans notre travail nous avons adopté le découplage par compensation, qui a retenu notre attention par la simplicité de son algorithme de réglage.

2.3. Découplage par compensation

A partir des équations (II.38), il est possible de définir les termes de découplage e_d et e_q qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Les termes e_d et e_q représentent les *f. e. m* qu'il faut compenser.

Le découplage est réalisé de la manière suivante en basant sur les termes compensatoires e_d et e_q [29] [32] [41]:

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III. 2})$$

Alors:

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + sL_d)I_d \\ V_{q1} = (R_s + sL_q)I_q \end{cases} \quad (\text{III. 3})$$

On constate maintenant que les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} .

À partir de l'équation (II.43) les courants I_d et I_q sont exprimés par les expressions suivantes:

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (\text{III. 4})$$

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure (III.3):

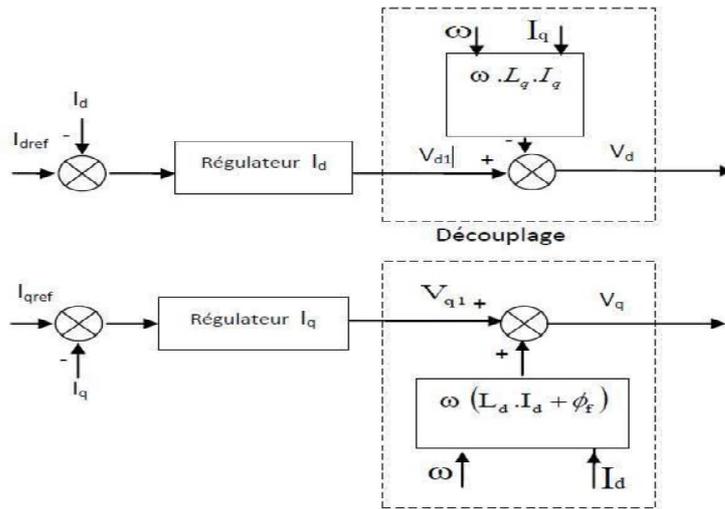


Figure III.3: Principe de découplages par compensation

V_{d1} : La tension à la sortie de régulateur de courant I_d .

V_{q1} : La tension à la sortie de régulateur de courant I_q .

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et illustrées à la figure (III.4):

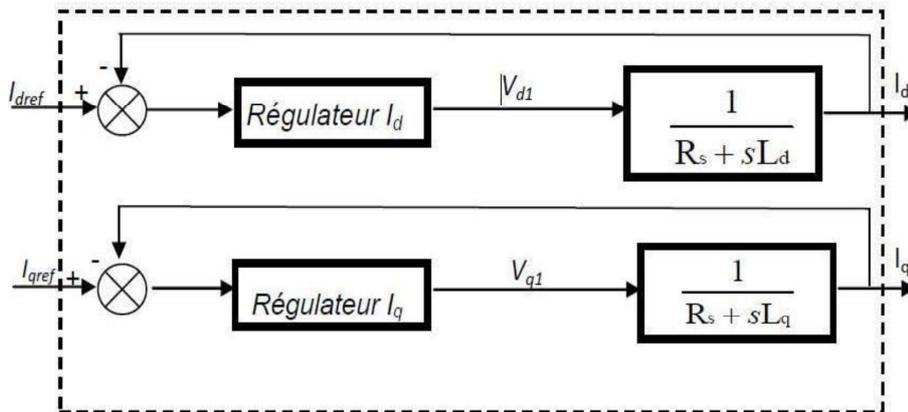


Figure III.4: Commande découplée

2.4. Synthèse des régulateurs des courants et de vitesse

Dans tel contexte, des simples régulateurs, comme des régulateurs P, PI et PID, peuvent convenablement satisfaire ses contraintes.

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée.

Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).

- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [32].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme il est illustré à la figure (III.5).

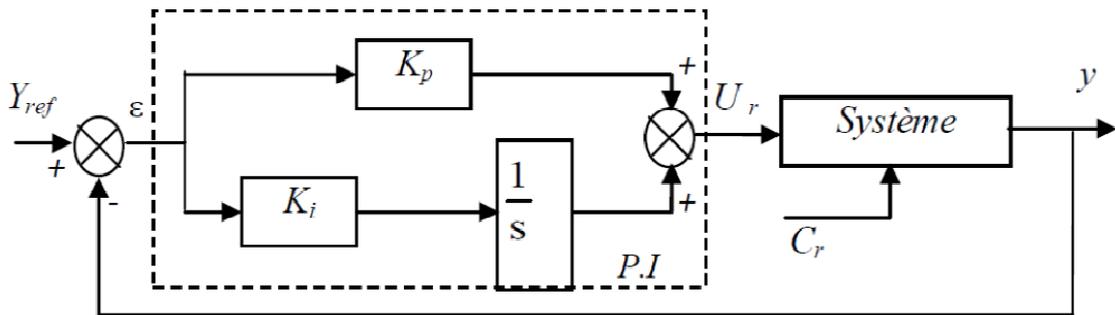


Figure III.5: Schéma de principe d'un régulateur

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante:

$$U_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{III.5}$$

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

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \tag{III.6}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante:

$$PI \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \tag{III.7}$$

Avec:

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{III.8}$$

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs PI pour avoir l'erreur statique nulle ($\varepsilon = 0$).

Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires [29] [33].

a) **Régulateur de courant I_q [29] [32]**

Et que la forme générale du régulateur (équation (III.7)) est:

$$\frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \tag{III. 9}$$

La boucle de régulation du courant I_q est illustrée à la figure (III.6).

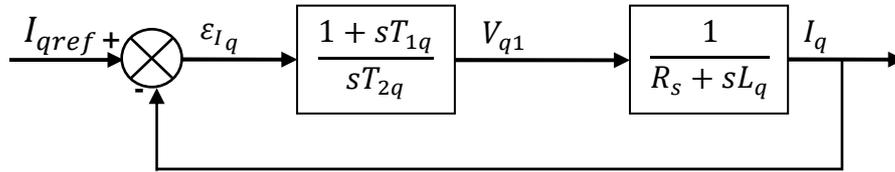


Figure III.6: Boucle de régulation du courant I_q

La fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO) est:

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} \tag{III. 10}$$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \tag{III. 11}$$

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

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \tag{III. 12}$$

Avec:

$$\tau_q = T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \tag{III. 13}$$

τ_q : Constante de temps électrique de l'axe « q » de la machine.

En remplaçant la constante T_{1q} par sa valeur dans l'équation (III.10), on obtient:

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \tag{III. 14}$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermé (FTBF):

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO}, \quad FTBF = \frac{1}{1 + R_s T_{2q} s} \quad (III. 15)$$

Nous pouvons réécrire l'équation FTBF sous la forme:

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_q s} \quad (III. 16)$$

Par identifications on trouve que:

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (III. 17)$$

On imposant le temps de référence: $T_r = 3\tau_q$ (critère de $\pm 5\%$).

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (III. 18)$$

Avec:

T_r : Temps de réponse imposé.

En remplaçant (III.13) et (III.18) dans (III.8), on obtient:

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (III. 18)$$

b) Régulateur de courant I_d [29] [32]

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivant:

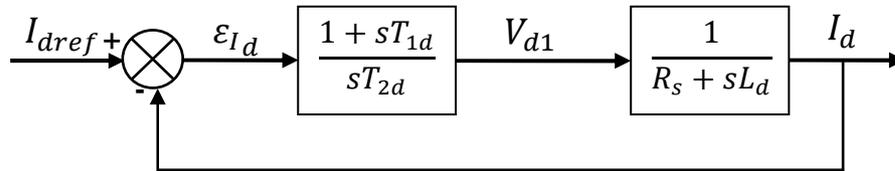


Figure II.7: Boucle de régulation du courant I_d

Pour la régulation du courant I_d on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_q .

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1 + s\frac{L_d}{R_s})} \quad (III. 19)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} \quad (III. 20)$$

On appelle τ_d constante de temps électrique de l'axe d de la machine avec :

$$\tau_d = T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (III. 21)$$

On suppose que:

$$T_r = 3\tau_d \tag{III. 22}$$

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{III. 23}$$

En remplaçant (III.20) dans (III.23), on obtient:

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{III. 24}$$

c) Régulateur de la vitesse [29] [32]

Le processus à commander est décomposé en deux sous système:

- Sous système du réglage de courant I_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure (II.8):

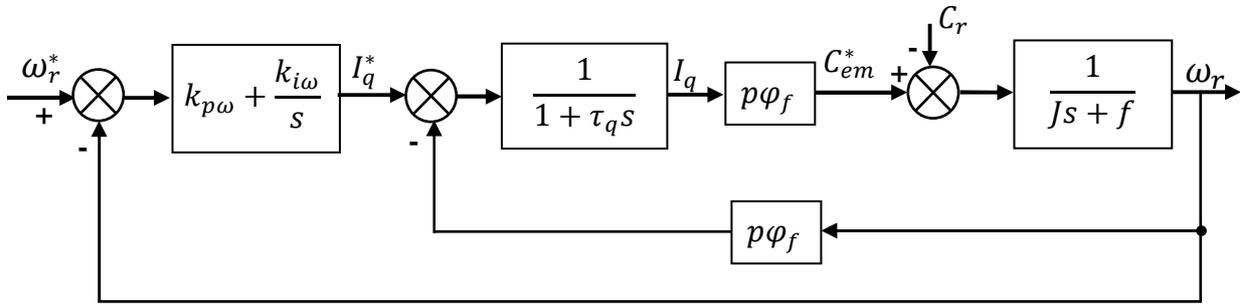


Figure III.8 : Boucle de régulation du la vitesse

On appel $F_\omega(s)$ la fonction de transfert du correcteur de vitesse PI avec:

$$F_\omega(S) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \tag{III. 25}$$

Et $F_0(s)$ la fonction de transfert en boucle ouverte de la MSAP avec:

$$F_0(S) = \frac{p\phi_f}{f(1 + s\tau_q) + (1 + s\tau_m)} \tag{III. 26}$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$ constante mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par:

$$F_{BF}(s) = \frac{F_\omega(s)F_0(s)}{1 + F_\omega(s)F_0(s)} \tag{III. 27}$$

Après les calculs en trouve:

$$F_{BF}(s) = \frac{p\phi_f(k_{p\Omega}s + k_{i\Omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\phi_f k_{p\Omega} + f)s + p\phi_f k_{i\Omega}} \tag{III. 28}$$

En négligeant $(J \cdot \tau_q)$ et $(J \cdot f)$ devant J , le polynôme caractéristique de la fonction de transfert devient:

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f k_{p\Omega})s + p\varphi_f k_{i\Omega} \quad (\text{III. 29})$$

L'équation caractéristique $p(s)$ possède une dynamique de 2ème ordre. D'autre part, l'équation caractéristique de la forme canonique d'un système de 2ème ordre, peut être représentée comme suit:

$$\frac{1}{w_0} s^2 + \frac{2\xi}{w_0} s + 1 \quad (\text{III. 30})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (III.29) et (III.30) on trouve:

$$\begin{cases} k_{i\Omega} = \frac{2Jw_0^2}{3p\varphi_f} \\ k_{p\Omega} = \frac{4\xi Jw_0 - 2f}{3p\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

Où :

w_0 : Pulsation propre du système.

ξ : Facteur d'amortissement.

Afin d'obtenir une réponse sans dépassement ($\xi = 1$), on doit respecter la relation ($w_0 t_{rep} \approx 4.75$), où t_{rep} est le temps de réponse de la boucle. La détermination de cette constante est liée à l'application et tient compte de limitation du système après avoir déterminé les paramètres des régulateurs des courant et de vitesse. Dans notre application nous avons choisis $t_{rep} = 0.2s$ par rapport à notre système cette valeur a été choisie de façon à assurer en plus de l'annulation de l'erreur statique, la stabilité et la rapidité de cette boucle.

3. Limitation des courants

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande, ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage.

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée [32] [33].

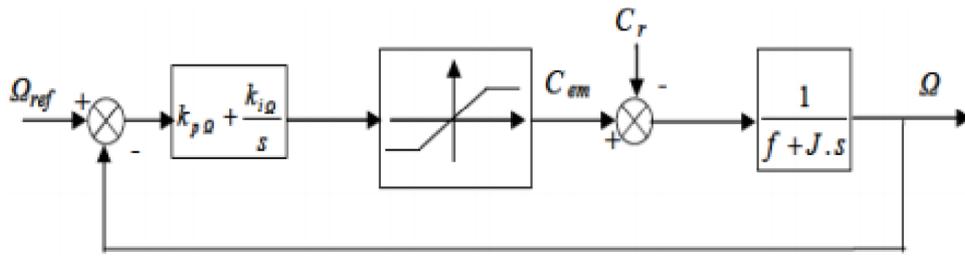


Figure III.9: Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Afin d’éviter ces inconvénients, il s’avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti remise de l’emballement (anti-reset-windup), le principe est illustré à la figure (III.10) [32] [33].

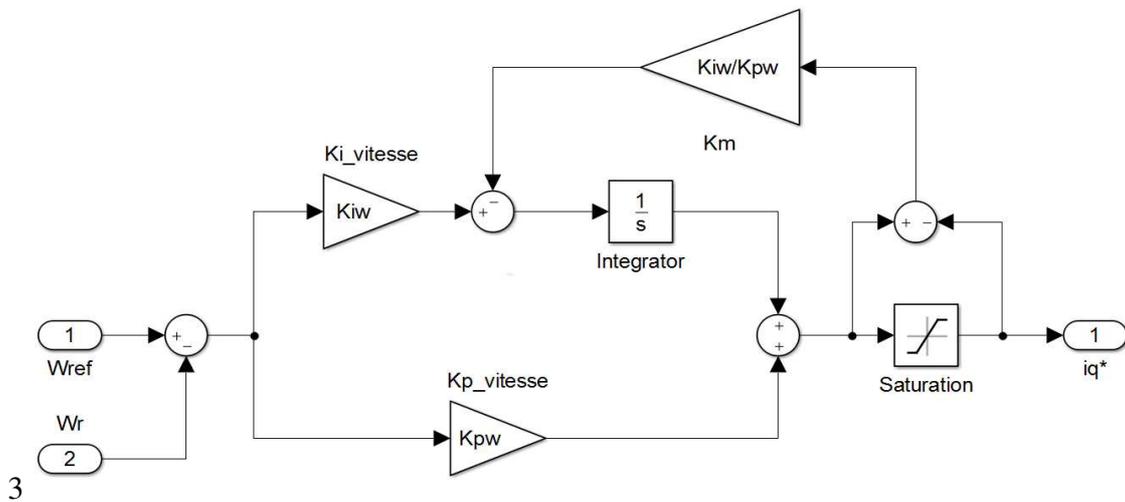


Figure III.10: Schéma de principe de régulateur PI avec anti-windup

4. Association Onduleur-Machine-Modèle dynamique du VE

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP en associant le couple de traction nécessaire pour accélérer ou décélérer le véhicule, nous avons simulé le fonctionnement de l’ensemble Onduleur-Machine-Modèle dynamique du VE. Le schéma de simulation est illustré à la figure (III.11).

Le principe de la commande vectorielle de la MSAP est basé sur le contrôle des courants I_d et I_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu nul grâce à un régulateurs PI sachant que la référence du courant direct I_{dref} est fixée à une valeur nulle. La sortie du régulateur de vitesse I_{qref} nous permet d'obtenir la consigne de couple C_{em} .

Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs entre I_{dref} et I_d d'une part et entre I_{qref} et I_q d'autre part sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* et V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} alors que le courant I_{dref} est imposé nul.

Chaque axe découplé est représenté par un bloc de correction $C_i(s)$ avec ($i = d, q$).

Dans la figure (III.11) nous représentons le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec compensation dans le repère (d, q) . Nous avons appliqué une vitesse en deux étapes: à l'instant $t = 0s$, $\omega_{ref} = 314 rad/s$ et à l'instant $t = 0.3s$, $\omega_{ref} = 314 rad/s$.

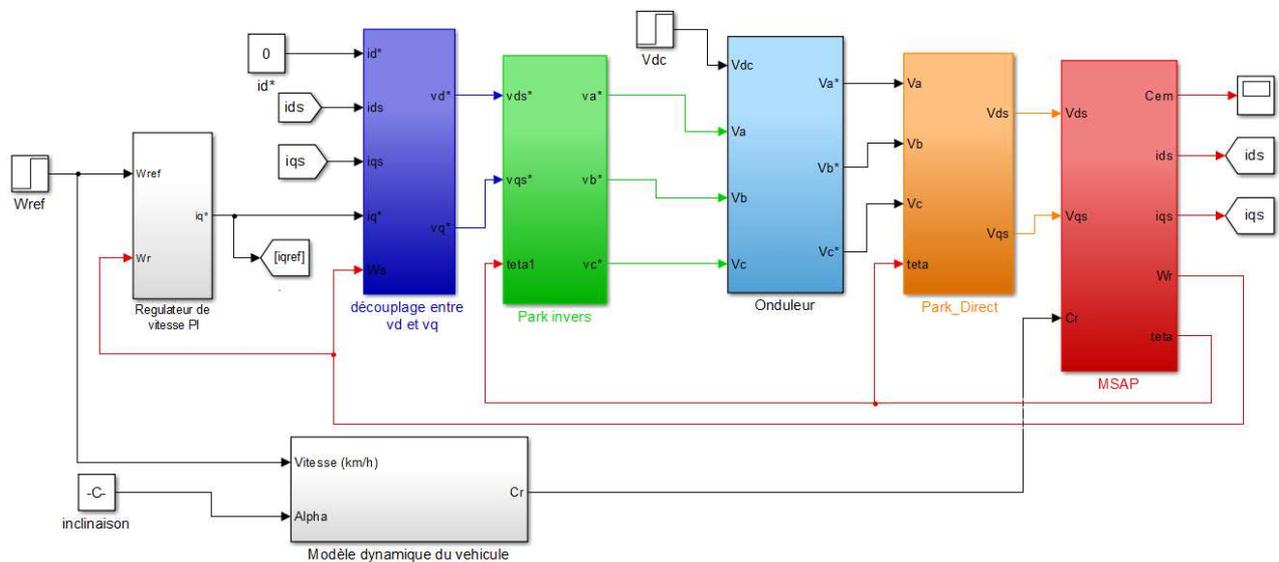


Figure III.11: Schéma de simulation globale: Association modèle dynamique-MSAP-Onduleur à 2 niveaux

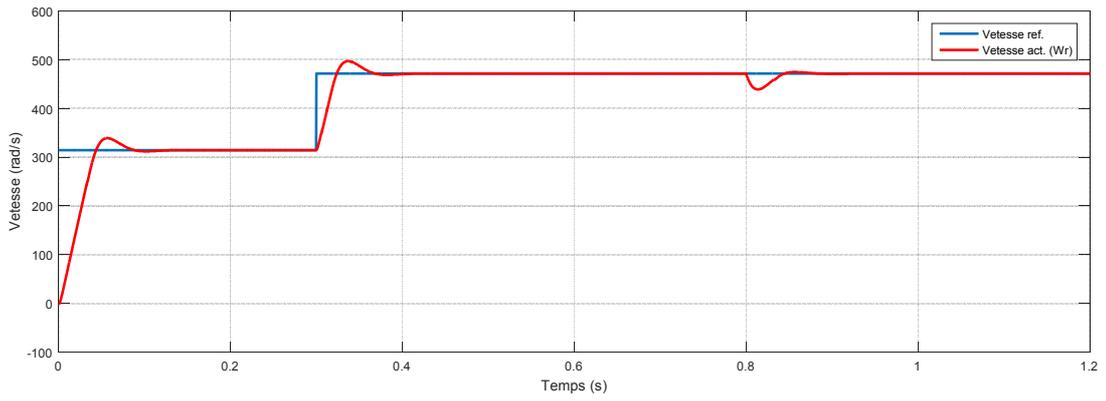


Figure III.12: Représentation de la vitesse mécanique ω_r

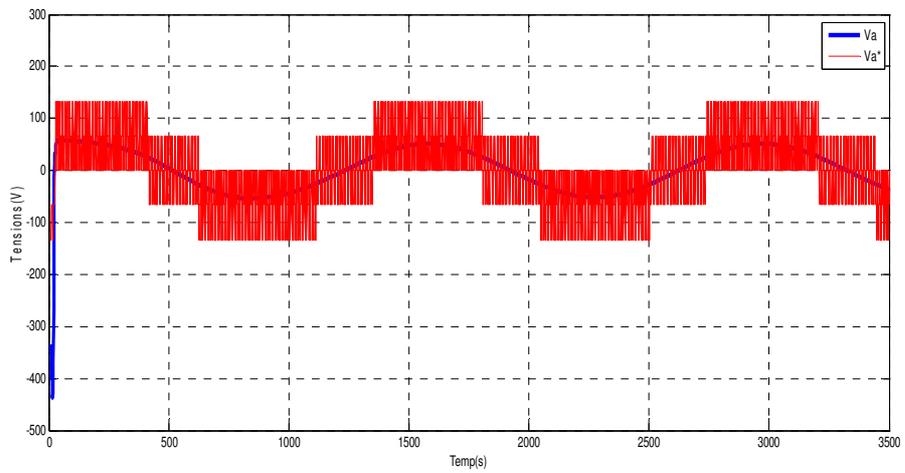


Figure III.13: Représentation de la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur et sa tension de référence

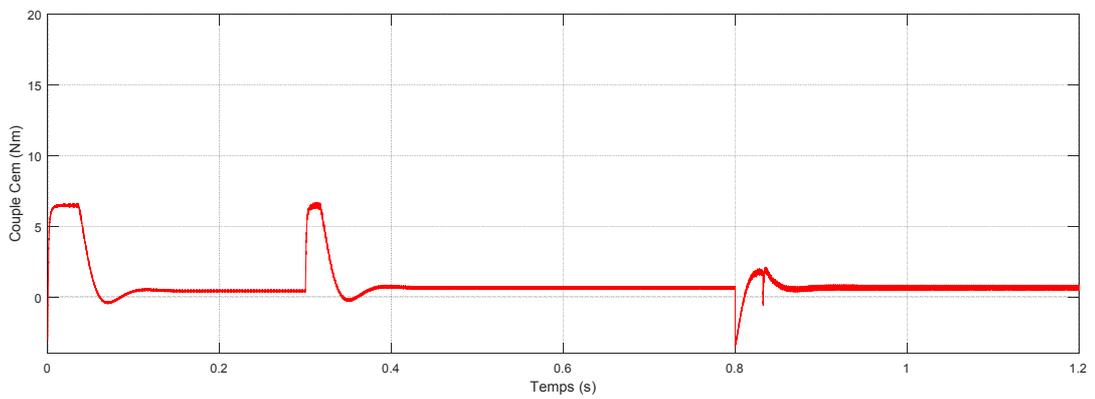


Figure III.14: Représentation du couple électromagnétique C_{em}

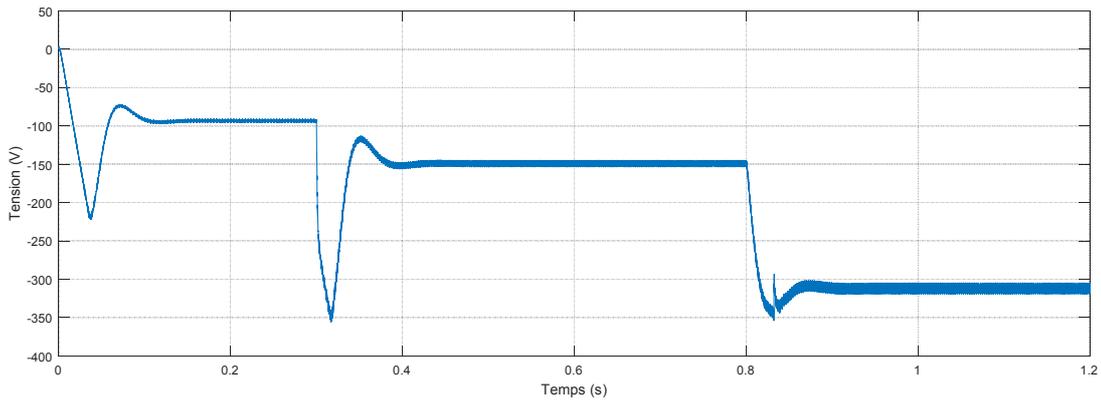


Figure III.15: Représentation de la tension V_d

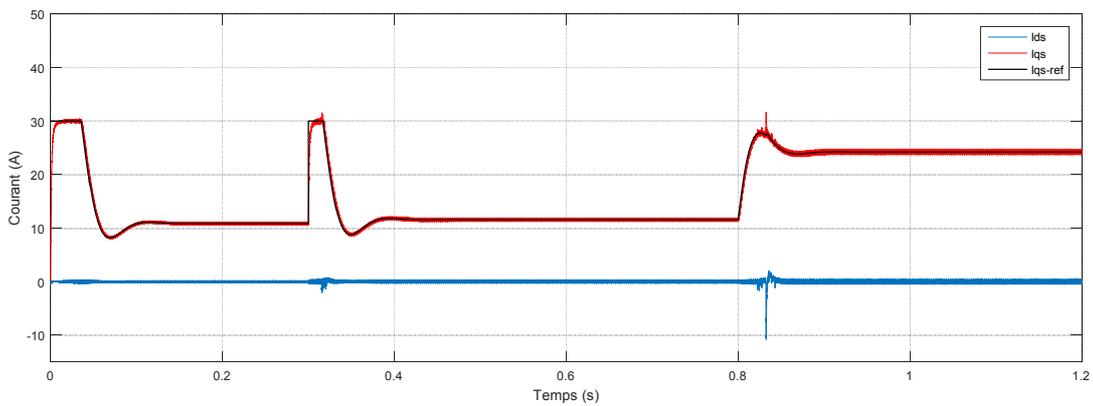


Figure III.16: Représentation des courants de Park I_d et I_q

D’après les résultats de simulations obtenus, les performances de la commande proposée ont été testées par simulation dans le cas du régulateur classique d’une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, avec un régulateur PI face à une vitesse de référence de 314 rad/s et de 471 rad/s . On remarque ici que la machine garde sa vitesse relative à celui de la référence.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la charge (dans le régime permanent). L’ondeur engendre des fluctuations qui sont ressenties au niveau du couple.

On remarque aussi que le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro (valeur de référence I_{dref}).

On constate que la variation de la vitesse est rapide avec faible dépassement et sans erreur statique, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse très rapide.

5. Conclusion

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances du système de commande de la MSAP adoptée dans notre travail. Montrant un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple électromagnétique et du courant (Le couple et le courant ont la même forme d'allure). Après la variation de la vitesse, on remarque que la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique presque instantanée, de très faible dépassement et sans oscillations.

Lorsqu'on applique une inclinaison au véhicule (on charge la machine avec un nouveau couple) on remarque que les deux courant de Park change de valeur, mais inversement, la machine développe un couple pour suit la nouvelle perturbation, mais la vitesse reste la même.

On remarque aussi que la vitesse atteint très rapidement le régime permanent ceci étant due à la très faible inertie du MSAP, ce qui impose un temps de réponse très court. En régime permanent la vitesse reste constante.

Nous avons conclu que la réponse de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à vide semblable à celle d'un système du premier ordre (sans dépassements), avec un temps de réponse de l'ordre de $0.05 s$.

Conclusion générale

Conclusion générale

Conclusion générale

Après ce travail nous avons pu mettre en évidence que les technologies de VEHS se séparent en trois catégories, dépendant du niveau d'assistance du moteur électrique. Nous avons parlé de chaînes de traction micro-hybride, mild-hybride et full-hybride. Nous avons montré aussi que le véhicule électrique hybride rechargeable «VEHR» (Plug-in Hybrid Electric Vehicle «PHEV» en anglais) est très semblable au full-hybride, avec les deux motorisations (électrique et thermique) de puissance équivalente.

La nouveauté pour cette technologie est de permettre la recharge de la batterie sur une source électrique via des chargeurs qui jouent un rôle d'un onduleur qui commande la machine de traction des VEHRs. Un onduleur doit être alors efficace et fiable, avec une densité de puissance élevée, un faible coût, un faible volume et un faible poids.

A partir de cette étude, nous avons acquis plusieurs informations intéressantes concernant la modélisation de partie dynamique d'un VE et l'utilisation de sa chaîne l'entraînement électrique en adoptant la commande vectorielle de vitesse et de courant appliquée à la machine de traction (MSAP dans notre cas). Ainsi, nous mis en évidence la modélisation de la batterie Li-Ion utilisée dans un VE.

Dans la partie de simulation, nous avons utilisé Matlab-Simulink pour tirer les évolutions des graphes électrique et mécanique dans la chaîne de traction d'un VE (couple, de vitesse et du courant. On a remarqué que la MSAP un bon couple de démarrage avec un onduleur à MLI.

Lors de l'application d'une inclinaison Alpha, on constate qu'il y a une chute de la vitesse de VE et par conséquent du courant. Pour restaurer la vitesse à sa valeur de référence, l'utilisation du correcteur (PI) a été imminente.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Babak Nahid Mobarakeh, " Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machine Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification en Ligne des Paramètres ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Lorraine décembre 2001.
- [2] Leila Parsa, "Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors" Thesis of doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
- [3] M. P. Kazmierkowski, M. Zelechowski, D. Swierczynski "Simple DTC-SVM Control Scheme for Induction and PMSynchronous Motor" XVII International Conference on Electrical Machines, ICEM 2006 September 2-5, 2006 Chania, Crete Island, Greece.
- [4] Zhuqiang Lu, Honggang Sheng, Herbert L. Hess, Kevin M Buck, " The Modeling and Simulation of a Permanent MegnetSynchronous Motor with Direct Torque Control Based on Matlab/Simulink ", University of Idaho, Moscow, USA, 2005 IEEE.
- [5] Ahmed Boucherit, "Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources" Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort Montbéliard, Décembre 2011.
- [6] Gwenaëlle SOUFFRAN, "Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission" Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2012.
- [7] B. Tabbache, A. Kheloui, M.E.H. Benbouzid (Design and Control of the Induction Motor Propulsion of an Electric Vehicle), IEEE, 2010.
- [8] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili and K. Sraïri (A Loss-Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors), IEEE, 2005.
- [9] Arif Ali, "Amélioration des performances d'un véhicule électrique alimenté par une source photovoltaïque" diplôme de Doctorat en sciences, Université Mohamed Kheider, Biskra, Novembre 2013.
- [10] LHOMME Walter, "Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique" Mémoire de Magister, Université des Sciences et Technologies de Lille-École Doctorale des Sciences Pour l'Ingénieur, Novembre 2007.
- [11] Olivier Tremblay, Louis .A. Dessaint (Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Stavanger, Norway, May 13-16, 2009.
- [12] Aïman Nouh "Contribution Au Développement D'un Simulateur Pour Les Véhicules Électriques Routiers" Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Mars 2008.
- [13] Felix-Antoine LeBel (Méthode de dimensionnement et modélisation de batteries lithium-ion) Memoire de maitrise Sherbrooke (Quebec), Canada 28 avril 2017.
- [15] T. A. Burress, S. L. Campbell, "Evaluation of the 2010 Toyota Prius hybrid synergy drive system", Oak Ridge National Laboratory, Tennessee 37831, March 2011.
- [16] M'hamed Sekour, Kada Hartani, and Abdelkader Merah (Electric Vehicle Longitudinal Stability Control Based on a New Multimachine Nonlinear Model Predictive Direct Torque Control) Hindawi Journal of Advanced Transportation Volume 2017.
- [17] Cours "Toyota Hybrid Synergy Drive".

Bibliographie

- [18] L. BAGHLI, E. GOUDA, S. MEZANI, A. REZZOUG, "Hybrid vehicle with a magnetic planetary gear "Vandoeuvre-lès-Nancy, France, January 2010.
- [19] Ahmed NEFFATI Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source: décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride), Doctorat, Toulouse, 11 avril 2013.
- [20] Bambang Sri Kaloko, Soebagio, Mauridhi Hery Purnomo, (Design and Development of Small Electric Vehicle using MATLAB/Simulin), International Journal of Computer Applications, June 2011.
- [21] Zaouzaou Sabrina, Meziani Sabrina, "Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans un véhicule électrique", mémoire de master, université de Bejaia, 2017.
- [22] Saeid Haghbin, "Integrated Motor Drives and Battery Chargers for Electric or Plug-in Hybrid Electric Vehicles" Division of Electric Power Engineering, Department of Energy and Environment Chalmers, University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2013.
- [23] AOUZELLAG Haroun, "Stratégies de commande d'un véhicule hybride", mémoire de master : université A-Mira Bejaia, 2013.
- [24] Pierre CAILLAR "Conception par optimisation d'une chaîne de traction électrique et de son contrôle par modélisation multi-physique" Thèse de doctorat, Ecole Centrale De Lill, Novembre 2015.
- [25] Oak Ridge National Laboratory & Mitch Olszewski, Program Manager, " Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System" U.S. Department of Energy Freedom CAR and Vehicle Technologies, EE-2G, 1000 Independence Avenue, S. W. Washington, D.C. 20585-0121 May 2005.
- [26] D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F Blaabjerg, "DSP Based Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)", 2002 IEEE.
- [27] A. Kaddouri, "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [28] T. Hanene, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone "Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.
- [30] Khenfour S., Smaili Y. " Contrôle commande d'un véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanents". Master en Electromécanique, Université Bouira, 2018.
- [31] Ould Elemine Ould V. A., Issoufou Karsani T., "Commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents", Mémoire de Master - Université Ibn Khaldoun, Tiaret, 2015.
- [32] MAAROUK Abdelatif, "Commande dynamique d'une Machine synchrone à aimants Permanents alimentée en tension" Mémoire de Master Université M'hamed Bougara, Boumerdes Juin 2016.
- [33] SENHADJI Nawe, CHALABI Ammaria, " Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping " Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid -Tlemcen, juin 2015.
- [34] Zegueb Boubaker, " Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire" Mémoire de Magister, Université de Batna 2008.
- [35] Amor KHLAIEF, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) " Thèse de doctorat, Aix-Marseille Université, Juillet 2012.

Bibliographie

[36] Mohamad KOTEICH, " Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique " Thèse de doctorat, L'Université Paris-Saclay Préparée à Centrale Supélec, Mai 2016.

[37] S. Baris Ozturk, "Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors ", Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.

[38] R.Abdessemmed, M.Kadjoudj, "Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'Université de Batna ,1997.

[39] Takieddine KHEDIRI- Brahim Salem DEIDIH, "Commande Flou sans Capteur de Vitesse d'une Machine synchrone à Aiment Permanents" Mémoire de Master, Universite Larbi Tebessi, Tebessa, 2016.

[40] W. Hachelfi, Y.MENASRIA, D. Rahem, A. Djouambi "Commande Adaptative par Modèle de Référence Appliquée à la Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Etat" International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET), Copyright IPCO-2015.

[41] Hachemi kaddour, "Etude de la machine synchrone Autopilotée : Modélisation et simulation" Thèse de doctorat d'état, Université des sciences et de la technologie d'Oran, Juillet 2012.

ملخص:

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتمحور حول دراسة و نمذجة سلسلة القيادة الكهربائية للسيارة. ولقد تم التطرق إلى المكونات الداخلية للسيارة وخصائصها وذلك بدراسة مثل البطارية , المحول والمحرك الكهربائي المستعمل فيها و كذا كيفية التحكم فيه بواسطة التحكم الشعاعي .

حيث أجريت دراسة محاكاة باستعمال برنامج MATLAB-SIMULINK ثم التحصل على النتائج .

الكلمات المفتاحية :

المحرك التزامني ذو مغناطيس دائم - التحكم في عرض النبضة MLI - السيارة الكهربائية الهجينة - التحكم الشعاعي

Résumé

Le travail présenté dans cette mémoire porte sur l'étude et la modélisation de la chaîne l'entraînement électrique du véhicule électrique hybride rechargeable Toyota Prius.

Les composants internes et les caractéristiques de ce véhicule ont été étudiés tels que la batterie, l'onduleur et le moteur électrique qui est utilisé. Ainsi que la façon de le contrôler au moyen d'un contrôle radial.

Cette étude a été menée à l'aide d'un logiciel MATLAB-SUMILIN et ensuite obtenu les résultats.

Les mots clés :

Véhicule électrique hybride – Batterie Lithium-Ion – Machine synchrone à aimant permanent – Commande MLI –Commande vectorielle – Onduleur de tension triphasé.