

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 GÉNIE ÉLECTRIQUE



# THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

## Doctorat en Sciences

Spécialité : Electrotechnique

### Thème

**Contribution à la Modélisation et la Commande d'un  
Véhicule Electrique Hybride à Architecture  
Série/Parallèle (Étude Théorique et Expérimentale)**

Présenté par :

**Mr. ARARIA Rabah**

Soutenue le 25/10/2020 devant le jury composé de :

NOM & Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
Mr. SMAILI Attallah	Pr	Univ. Tiaret	Président
Mr. ALLAOUI Tayeb	Pr	Univ. Tiaret	Examineur
Mr. CHERROUN Lakhamissi	MCA	Univ. Djelfa	Examineur
Mr. BOT Youcef	MCA	Univ. Khemis Miliana	Examineur
Mr. NEGADI Karim	MCA	Univ. Tiaret	Rapporteur
Mr. BOUDIAF Mohamed	MCA	Univ. Djelfa	Co-Rapporteur

# Remerciements

---

Avant tout je remercie Dieu tout puissant qui m'a donné le courage, la patience, l'aide et la volonté de réaliser ce modeste travail.

Je suis très honoré que Monsieur **SMAILI Attallah** professeur à l'université Ibn Khaldoun-Tiaret, ait accepté d'assurer la responsabilité de présider le jury.

Je remercie tout particulièrement mon encadreur de thèse Monsieur **NEGADI Karim** Maître de conférences classe A, l'université Ibn Khaldoun-Tiaret, et Monsieur **BOUDIAF Mohamed** Maître de conférences classe A, l'université Djelfa comme co encadreur pour leur soutien durant ces années de thèse. Je veux exprimer ma gratitude pour leurs qualités scientifiques et humaines dont il m'ont fait profiter à travers des remarques pertinentes, précieuses et constructives.

Toute ma reconnaissance va également à Monsieur, **ALLAOUI Tayeb** professeur à l'université Ibn Khaldoun-Tiaret, ainsi que Monsieur **CHERROUN Lakhmissi** maître de conférence classe A, l'université de Achour Ziane - Djelfa et Monsieur **BOT Youcef** maître de conférence classe A, l'université de Khemis-Miliana d'avoir accepté de participer en tant qu'examineurs.

Je remercie également tous mes amis qui ont contribué de près ou de loin pour réaliser ce travail, à savoir **Mr.Berkani.A** , **Mr.Koulali.M**, **Mr.Boumediene.B**, **Mr.Elguerri.M**, **Mr.Guemmour.M** et **Mr.Nouredine.Dj**.

Mes remerciements vont également à tous les enseignants de la faculté des sciences appliquées qui ont participé à ma formation. Ainsi que tous les membres de notre laboratoire **L2GEGI**.

Enfin, je suis très reconnaissant à mes parents et à tous les membres de ma famille qui m'ont aidé dans mon cursus et dans l'élaboration de ce travail.

A mes très chers parents...

A mes très chères frères et sœurs.

..

# Table des matières

---

Remerciements	i
Table des figures	x
Liste des tableaux	xi
Nomenclature	xii
Introduction Générale	1
<b>I Généralités sur la chaine de traction et état de l'art sur les véhicules électriques</b>	<b>5</b>
1. Introduction	6
2. Historique	6
3. Présentation des véhicules électriques et hybrides électriques	9
3.1. Classification du véhicule hybride	10
3.1.1. Hybride série	10
3.1.2. Hybride parallèle	11
3.1.3. Architecture combinée	12
3.1.4. Architecture distincte de l'hybridation	13
3.2. Classification par taux d'hybridation	14
3.3. Véhicules électriques purs	15
3.3.1. La voiture hydrogène	16
3.3.2. Véhicule électrique à batterie rechargeable	17
3.3.3. Véhicule électrique à prolongateur d'autonomie	17
4. Les composants du véhicule électrique	17
4.1. Source et Stockeur d'énergie	17
4.1.1. La pile à combustible	17
4.1.2. Stockeur d'énergie	18
4.1.2.1. Supercondensateur	19
4.1.2.2. Les batteries	20
4.2. Les convertisseurs d'électronique de puissance	21
4.3. Les moteurs électriques d'entraînement	22
4.3.1. Moteurs à courant continu	23
4.3.2. Moteurs à courant alternatif	24
4.3.2.1. Moteurs à induction	25



4.3.2.2.	Moteurs synchrones . . . . .	25
4.3.2.3.	Moteurs à réluctance variable . . . . .	25
4.4.	Transmission . . . . .	27
5.	Gestion d'énergie de VE . . . . .	28
5.1.	Modes de fonctionnement . . . . .	29
5.2.	La recharge des voitures électriques . . . . .	29
5.3.	Les prises de recharge pour VE . . . . .	30
6.	Hybridation des sources d'énergie embarquées . . . . .	32
6.1.	Principe d'hybridation des sources d'énergie . . . . .	33
6.2.	Couplage d'une source hybride . . . . .	33
6.3.	Architecture en cascade avec un convertisseur DC/DC coté PAC . . . . .	34
6.4.	Architecture avec deux convertisseurs en parallèle . . . . .	34
7.	Avantages et inconvénients du VE . . . . .	35
8.	Conclusion . . . . .	36
<b>II</b>	<b>Modélisation de la chaîne de conversion d'un véhicule électrique</b>	<b>37</b>
1.	Introduction . . . . .	38
2.	Principe de fonctionnement d'un véhicule électrique . . . . .	38
3.	Modélisation de véhicule électrique . . . . .	39
3.1.	Modèle mécanique d'un véhicule . . . . .	40
3.2.	Les sources d'énergies électriques . . . . .	42
3.2.1.	Modélisation des dispositifs de stockage . . . . .	46
3.3.	Modélisation des machines électriques . . . . .	48
3.3.1.	Modélisation d'un moteur à courant continu . . . . .	48
3.3.2.	Modélisation du moteur à induction . . . . .	49
3.3.3.	Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents . . . . .	55
3.3.3.1.	Modèle de la MSAP en vue de la commande . . . . .	57
3.3.4.	Modélisation des convertisseurs statiques . . . . .	57
3.3.4.1.	Onduleur de tension à deux niveaux . . . . .	58
3.3.4.2.	Les types des convertisseurs DC/DC . . . . .	60
3.3.4.3.	Convertisseur de type DC/DC boost-buck pour véhicule électrique . . . . .	65
4.	Conclusion . . . . .	68
<b>III</b>	<b>Commande et gestion de l'énergie dans les véhicules électriques</b>	<b>70</b>
1.	Introduction . . . . .	71

2. Stratégies de commande appliquées aux véhicules électriques . . . . .	71
2.1. Commande vectorielle de la MSAP . . . . .	72
2.1.1. principe de la commande vectorielle de MSAP . . . . .	72
2.1.2. Stratégie de commande . . . . .	72
2.1.3. Modèle de courant statorique commandé en tension . . . . .	73
2.1.4. Régulateur PI . . . . .	75
2.1.5. Régulateur de vitesse . . . . .	77
2.1.6. Régulation des courants dans le référentiel d, q . . . . .	78
2.2. Commande (DTC-Floue) du moteur à induction . . . . .	79
2.2.1. Contrôle direct du couple (DTC) du moteur à induction . . . . .	79
2.2.1.1. Avantages de la commande DTC . . . . .	84
2.2.1.2. Inconvénients de la commande DTC . . . . .	84
2.2.2. Application de la logique floue à la commande DTC . . . . .	84
2.2.2.1. Principe de la commande par logique floue . . . . .	85
2.2.2.2. Structure du régulateur par logique floue . . . . .	85
2.2.3. Choix des entrées et des sorties . . . . .	86
2.2.4. Normalisation des variables d'entrées et de sorties . . . . .	86
2.2.5. Interface de fuzzification . . . . .	86
2.2.6. Interférences floues . . . . .	87
2.2.7. Base de connaissances . . . . .	87
2.2.8. Inférence . . . . .	88
2.2.9. Déffuzzification . . . . .	88
3. Description de la gestion d'énergie . . . . .	88
3.1. Principe de la gestion énergétique dans un VE . . . . .	89
3.1.1. Présentation de la méthode de gestion . . . . .	89
3.2. L'organigramme de gestion d'énergie . . . . .	89
3.3. Mode de fonctionnement du système . . . . .	90
4. Résultats de simulation et interprétations . . . . .	91
4.1. Résultats de simulation d'un VE doté par un moteur MSAP . . . . .	91
4.1.1. Résultats de simulation de l'entraînement électrique . . . . .	92
4.1.2. Résultats de simulation de la gestion énergétique . . . . .	94
4.2. Résultats de simulation d'un VE doté par un MI . . . . .	97
5. Conclusion . . . . .	103
<b>IV Réalisation de la chaine de traction d'un VE</b>	<b>104</b>

1. Introduction . . . . .	105
2. Présentation synoptique du système étudié . . . . .	105
3. Instruments de l'expérimentation . . . . .	106
3.1. Partie commande . . . . .	106
3.2. Partie de puissance . . . . .	107
3.3. Partie adaptation et isolation galvanique des signaux de commandes . . . . .	107
4. La première configuration : étude et réalisation de la commande par un régulateur PI classique et par la technique de Lyapunov . . . . .	108
4.1. Diagramme principale . . . . .	109
4.2. Circuit de commande . . . . .	109
4.3. Contrôle des hacheurs boost-buck . . . . .	110
4.3.1. Commande linéaire de la chaine de traction par un PI conventionnel . . . . .	110
4.3.2. Commande non linéaire de la chaine de traction . . . . .	111
4.3.3. Principe de la théorie de Lyapunov . . . . .	111
4.3.4. Les paramètres du moteur et du convertisseur DC-DC boost . . . . .	112
4.3.5. Loi de commande du moteur . . . . .	113
4.3.6. Loi de commande du convertisseur DC-DC boost . . . . .	114
4.4. Résultats expérimentaux et interprétations . . . . .	115
4.4.1. Résultats de la commande par PI conventionnel . . . . .	115
4.4.2. Résultats de la commande par la technique de Lyapunov . . . . .	119
5. La deuxième configuration : commande non linéaire de la chaine de traction en utilisant un convertisseur à quatre quadrants . . . . .	122
5.1. Convertisseur DC-DC buck à quatre quadrants . . . . .	122
5.2. Architecture de la réalisation . . . . .	122
5.3. Conditionnement de la sortie du capteur de vitesse : . . . . .	124
5.4. Principe de la commande à mode glissant . . . . .	125
5.4.1. Commande à mode glissant du convertisseur DC-DC boost : . . . . .	127
5.4.2. Commande à mode glissant du moteur DC : . . . . .	130
5.5. Résultats pratiques de la commande à mode glissant . . . . .	133
6. Conclusion . . . . .	137
<b>Conclusion générale</b>	<b>138</b>
<b>Annexe A</b>	<b>142</b>
<b>Annexe B</b>	<b>144</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>155</b>
<b>Résumé</b>	<b>156</b>

# Table des figures

---

Figure. I.1 : Les véhicules électrique et hybride . . . . .	8
Figure. I.2 : Architecture série du véhicule hybride . . . . .	10
Figure. I.3 : Architecture parallèle du véhicule hybride à double arbre . . . . .	12
Figure. I.4 : Schéma de principe de l'architecture combinée . . . . .	13
Figure. I.5 : Autre montage de l'hybridation . . . . .	14
Figure. I.6 : Montage d'un véhicule à pile combustible . . . . .	16
Figure. I.7 : Véhicule électrique à batterie rechargeable . . . . .	17
Figure. I.8 : Différents types de batteries . . . . .	20
Figure. I.9 : Couple, puissance et vitesse requises pour un VE. . . . .	23
Figure. I.10 : Différents concepts de réducteurs . . . . .	28
Figure. I.11 : Principe d'hybridation des sources de stockage. . . . .	33
Figure. I.12 : Architecture en cascade pour les sources d'énergie d'un VE . . . . .	34
Figure. I.13 : Architecture en parallèle pour les sources d'énergie d'un VE . . . . .	35
Figure. II.1 : Schéma simple d'une chaine de traction du (VE) . . . . .	38
Figure. II.2 : Forces élémentaires agissant sur un véhicule . . . . .	41
Figure. II.3 : les images des différents types du source . . . . .	42
Figure. II.4 : Variation du courant de la PAC en fonction : de la puissance et de Tension . . . . .	45
Figure. II.5 : Modèle de la batterie . . . . .	47
Figure. II.6 : Schéma bloc de régulation de la batterie . . . . .	48
Figure. II.7 : Schéma électrique du MCC . . . . .	49
Figure. II.8 : Schéma bloque du MCC . . . . .	49
Figure. II.9 : Représentation schématique d'une machine à induction triphasée . . . . .	51
Figure. II.10 : Modèle d'une phase avec force électromotrice . . . . .	51
Figure. II.11 : Schéma équivalent de MSAP dans le repère $(d, q)$ . . . . .	56
Figure. II.12 : Onduleur triphasé simplifié . . . . .	59
Figure. II.13 : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux. . . . .	60

Figure. II.14 :Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension	60
Figure. II.15 : : Schéma du circuit électrique d'un convertisseur Buck	61
Figure. II.16 :Convertisseur Buck durant l'état « ON »	62
Figure. II.17 :Convertisseur Buck durant l'état « OFF »	62
Figure. II.18 :Formes d'ondes des tensions $V_{bat}$ et $V_{ch}$ dans le cas du convertisseur Buck	62
Figure. II.19 :Schéma du circuit électrique d'un convertisseur Boost	63
Figure. II.20 :Convertisseur Boost durant l'état « ON »	64
Figure. II.21 :Convertisseur Boost durant l'état « OFF »	64
Figure. II.22 :Formes d'ondes des tensions $V_{bat}$ et $V_{ch}$ dans le cas du convertisseur Boost	64
Figure. II.23 :Schéma de convertisseur « Boost-Buck »	66
Figure. II.24 :Schéma électrique d'un hacheur à 4 quadrants	67
Figure. II.25 :type de commutation de déclenchement dans tous les quadrants (a) Premier quadrant (b) Deuxième quadrant (c) Troisième quadrant (d) Quatrième quadrant	67
Figure. III.1 : Représentation schématique de la MSAP.	73
Figure. III.2 : Modèle de la MSAP commandé en tension	74
Figure. III.3 : modèle en tension avec annulation du composante $i_d$ du courant statorique.	75
Figure. III.4 : Régulateur PI	75
Figure. III.5 : régulation de courant avec correcteur PI analogique.	77
Figure. III.6 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.	78
Figure. III.7 : Commande vectorielle dans le référentiel d, q.	79
Figure. III.8 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.	80
Figure. III.9 : a) Correcteur de flux à hystérésis et b) sélection des vecteurs tensions correspondant	82
Figure. III.10 :Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple.	83
Figure. III.11 :Topologie d'uu régulateur de vitesse basé sur la logique floue.	86
Figure. III.12 :Spécification d'une fonction d'appartenance	87
Figure. III.13 :Contrôle direct du couple d'un moteur à induction appliqué dans un véhicule électrique	88
Figure. III.14 :Organigramme de la gestion d'énergie	90
Figure. III.15 :Schéma global du système de traction d'un VE	91

Figure. III.16 :Position da la pédale . . . . .	92
Figure. III.17 :Couple électromagnétique de la MSAP . . . . .	92
Figure. III.18 :Vitesse de rotation mécanique du rotor . . . . .	93
Figure. III.19 :Courant statorique du msap . . . . .	93
Figure. III.20 :Courants statoriques de la msap . . . . .	94
Figure. III.21 :Tension, courant et état de la charge ( <i>SOC</i> ) de la batterie . . . . .	95
Figure. III.22 :Tension et courant de la PAC . . . . .	96
Figure. III.23 :Puissance du moteur, de la batterie et de la PAC . . . . .	97
Figure. III.24 :La structure du modèle de simulation d'un véhicule électrique . . . . .	97
Figure. III.25 :Vitesse rotorique contrôlée par la DTC-floue . . . . .	98
Figure. III.26 :Couple électromagnétique contrôlé par la DTC-floue . . . . .	99
Figure. III.27 :Courants statoriques contrôlés par la DTC-floue . . . . .	99
Figure. III.28 :Courants statoriques contrôlé par la DTC-floue . . . . .	100
Figure. III.29 :Tension du bus continu . . . . .	100
Figure. III.30 :Courant et tension délivrés par la PAC . . . . .	101
Figure. III.31 :Tension, courant et état de la charge ( <i>SOC</i> ) de la batterie . . . . .	102
Figure. IV.1 : Architecture d'un véhicule à tout électrique . . . . .	106
Figure. IV.2 : Transistor MOSFET IRFP360 . . . . .	107
Figure. IV.3 : Synoptique simplifié de fonctionnement du circuit driver . . . . .	107
Figure. IV.4 : Structure d'un opto-coupleur . . . . .	108
Figure. IV.5 : Banc d'essai expérimental global . . . . .	109
Figure. IV.6 : Diagramme principal du système étudié . . . . .	109
Figure. IV.7 : Schéma de la commande d'un convertisseur DC-DC boost par un PI classique . . . . .	110
Figure. IV.8 : Détermination des paramètres de la fonction du transfert du moteur et du convertisseur DC-DC boost . . . . .	113
Figure. IV.9 : Boucle de régulation de vitesse . . . . .	116
Figure. IV.10 :Vitesse du moteur en régime de pompage . . . . .	116
Figure. IV.11 :Variation de la vitesse pour $V_{bat} = 12V$ sans hacheur boost . . . . .	117
Figure. IV.12 :Variation de la vitesse pour $V_{bat} = 7V$ sans hacheur boost . . . . .	117
Figure. IV.13 :Variation de la vitesse pour $V_{bat} = 7V$ en présence d'un hacheur boost . . . . .	118
Figure. IV.14 :Réponse de la vitesse pour un cycle de conduite en milieu urbain . . . . .	119

Figure. IV.15 :Variation de la vitesse pour $V_{bat} = 12V$ en absence d'un hacheur boost : (a) Asservissement de la vitesse, (b) Régulation de la vitesse	119
Figure. IV.16 :Variation de vitesse pour $V_{bat} = 7V$ et sans boost : (a) Asservissement de vitesse, (b) Régulation de vitesse.	120
Figure. IV.17 :Variation de vitesse pour $V_{bat} = 7V$ et en présence d'un hacheur boost : (a) Asservissement de vitesse, (b) Régulation de vitesse	120
Figure. IV.18 :Réponse de la tension et du courant continu lors d'un défaut de batterie	121
Figure. IV.19 :Style de conduite urbain : (a) La vitesse, (b) La tension de sortie du hacheur boost	121
Figure. IV.20 :Le deuxième banc d'essai expérimental	123
Figure. IV.21 :Circuit de puissance d'un hacheur à 4 quadrants	123
Figure. IV.22 :Circuit de commande d'un hacheur à 4 quadrants	124
Figure. IV.23 :Circuit de conditionnement et d'étalonnage du capteur de vitesse	125
Figure. IV.24 :Échelle de conditionnement	125
Figure. IV.25 :Contrôle à mode glissant	126
Figure. IV.26 :Circuit fonctionnel du convertisseur DC-DC boost	127
Figure. IV.27 :Schéma bloc de la commande à mode glissant d'un hacheur DC-DC boost	130
Figure. IV.28 :Schéma bloc d'un moteur DC à aimants permanents	130
Figure. IV.29 :Schéma bloc de la commande à mode glissant du moteur	133
Figure. IV.30 :Variation de la vitesse et du courant du moteur en cas de défaut de batterie	134
Figure. IV.31 :Variation de la vitesse et du courant du moteur DC avec $V_{bat} = 12V$ : (a) Asservissement de la vitesse, (b) Régulation de la vitesse	134
Figure. IV.32 :Inversement du sens de rotation de la vitesse et la variation du courant de la batterie pour $V_{bat} = 12V$ : (a) Asservissement du système, (b) Régulation du système	135
Figure. IV.33 :(a) Variation de la vitesse en fonction des signaux de commande, (b) Zoom de la variation	136
Figure. IV.34 :Variation de la vitesse de rotation du moteur et de la tension $V_{dc}$ à la sortie du convertisseur DC-DC boost pour $V_{bat} = 12V$ : (a) Asservissement de la vitesse et le réglage de la tension $V_{dc}$ , (b) Régime de conduite urbain	136
Figure. IV.35 :Tension de sortie du convertisseur buck à quatre quadrants	137

# Liste des tableaux

---

Tableau. I.1 : <i>Différents types de piles à combustible</i> . . . . .	19
Tableau. I.2 : <i>Le stockage électrochimique en fonction de la technologie utilisée</i> . .	21
Tableau. I.3 : <i>Différents modèles des véhicules électriques</i> . . . . .	24
Tableau. I.4 : <i>Analyse comparative des machines électriques</i> . . . . .	26
Tableau. I.5 : <i>caractéristique des différentes modes de charge</i> . . . . .	31
Tableau. II.1 : <i>Table de commutation d'un hacheur à 4 quadrants.</i> . . . . .	68
Tableau. III.1 : <i>Table de commutation pour un comparateur a hystérésis a deux niveaux.</i> . . . . .	83
Tableau. III.2 : <i>Table de commutation pour un comparateur a hystérésis a trois niveaux.</i> . . . . .	84
Tableau. III.3 : <i>Table de commutation pour un comparateur à hystérésis.</i> . . . . .	87
Tableau. III.4 : <i>Flux énergétiques au sein du groupe motopropulseur.</i> . . . . .	90
Tableau. A.1 : <i>Paramètres du MSAP et MI</i> . . . . .	142
Tableau. A.2 : <i>Paramètres de la batterie</i> . . . . .	142
Tableau. A.3 : <i>Paramètres du PAC</i> . . . . .	143



# Nomenclature

Symbole	description	Unité
$F_t$	Force de traction	$N$
$F_{add}$	Force d'aérodynamique	$N$
$F_{ro}$	Force de résistance	$N$
$F_{cr}$	Force de traction	$N$
$F_a$	Force d'accélération du véhicule	$N$
$C_{em}$	Couple électromagnétique	$N.m$
$C_r$	Couple résistante	$N.m$
$C_m$	Pertes mécanique	$j$
$V_{vhe}$	Vitesse du véhicule	$m/s$
$m$	La masse du véhicule	$kg$
$R_m$	La constante universelle des gaz parfaits	$J/(mol.k)$
$\omega$	Vitesse de rotation de l'induit	$rmp$
$R_s$	Résistance statorique par phase	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique par phase	$\Omega$
$L_s$	Inductance cyclique statorique	$H$
$L_r$	H Inductance cyclique rotorique	$H$
$L_m$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)	$H$
$\theta$	L'angle électrique entre le rotor et le stator	$rad$
$C_r$	Couple de charge	$N.m$
$J$	Moment d'inertie	$kg.m^2$
$f$	Coefficient de frottement visqueux	$N.m.s/rd$
$g$	L'accélération de pesanteur	$m/s^2$
$p$	Nombre de paires de pôle	—

r	Rayon d'une roue
d,q	Repère PARK
$\alpha, \beta$	Repère Concordia
VE	Véhicule électrique
VEB	Véhicule électrique à batterie
HEV	Véhicule électrique hybride
CC	Courant Continu
CA	Courant Alternatif
DC	Direct current
AC	Alternatif current
PAC	Pile à combustible
PEMFC	polymer electrolyte membrane fuel cells
VEPA	Véhicule électrique à prolongateur d'autonomie
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
DTC	Direct torque control
CLF	La commande a logique flue
PI	Proportionnel et Intégral
MAS	Machine asynchrone
MI	Moteur a induction
dSPACE	Digital signal processing
PEMFC	Proton-exchange membrane fuel cells
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulsed Width Modulation
CMGST	Contrôle du mode glissant super torsion
BLDC	BrushLess DC
SOC	state of charge

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

---

Le secteur des transports se développe rapidement. Nous en apprécions les avantages : rapidité et accessibilité géographique à tous les points du globe par contre cette médaille a son revers : bruit, congestion, émissions polluantes notamment le dioxyde de carbone ( $CO_2$ ), considéré comme étant un des principaux gaz à effet de serre responsable du réchauffement climatique. Toujours est-il que le secteur des transports représente présentement un enjeu stratégique de premier plan à long terme en matière de maîtrise de ses émissions de gaz à effet de serre. Les véhicules électriques et hybrides sont considérés comme une des réponses à la réduction de la facture énergétique et aux impacts environnementaux des transports que sont les émissions, qu'elles soient locales (particules) ou globales ( $CO_2$ ). Si l'hybridation des voitures est un concept qui se généralise progressivement par contre le marché des véhicules électriques reste encore balbutiant.

Compte tenu des problèmes d'environnement et de gestion de l'énergie, plusieurs travaux scientifiques ont été envisagés pour remplacer les véhicules thermiques par des véhicules électriques (VEB) à batterie ou par des véhicules hybrides thermiques ou mieux encore par des véhicules hybrides à pile à combustible. Cependant, les imperfections de ce genre de véhicules présentent un intérêt concurrentiel encore non détecté.

Concernant la voiture électrique, la composante typiquement électrique est composée par le rotor tandis que le stator rejoint un ensemble plus vaste notamment le groupe motopropulseur électrique. Au sein de ce dernier, on trouve également le contrôleur électronique de puissance qui englobe toute l'électronique de puissance chargée de piloter l'alimentation du moteur et la recharge de la batterie. Il intègre enfin le réducteur, la pièce chargée d'adapter le couple et la vitesse de rotation transmis par le moteur en direction des roues. L'ensemble de ces trois éléments confère à la voiture électrique son silence de fonctionnement, sa fiabilité, son coût à l'usage réduit et en plus son plaisir de conduite. La source de tension d'entrée de VE est généralement une batterie ou dérivée d'une alimentation en courant alternatif utilisant un redresseur à pont de diodes où nous utilisons la PAC. En fait, ces véhicules ont une faible densité énergétique et un temps de charge de la batterie très long. Certaines entreprises

spécialisées dans le développement énergétique ont perfectionné les performances des types de batteries qui constituent l'élément qui emmagasine l'énergie électrique grâce à une solution chimique. On utilisait jadis, dans les années 90, des batteries au plomb avec une autonomie limitée et un encombrement très important. Désormais on utilise les batteries au Lithium qui emploient un principe similaire avec plus d'efficacité.

Une pile à combustible est une sorte de batterie, la différence est qu'elle se recharge en la remplissant de combustible, et non pas en lui réinjectant des électrons (de l'électricité donc). C'est donc un moyen rapide de faire le plein, bien plus qu'avec les batteries Lithium Ion malgré les bornes de recharge rapides assez efficaces.

Afin de bannir les cylindres, les pistons et les gaz d'échappement : le moteur d'une voiture électrique s'articule autour d'un ensemble de pièces chargées de convertir l'électricité en énergie mécanique grâce à la création d'un champ magnétique. Les premiers véhicules électriques étaient dotés de moteurs à courant continu à excitation séparée réglable. Ils ont été remplacés depuis la fin des années 1990 par des moteurs à courant alternatif, ceci grâce aux progrès réalisés en électronique de puissance et de commande. De manière spécifique, le moteur électrique de traction doit répondre aux objectifs suivants : il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation et posséder un couple important à bas régime, un bon rendement, une puissance massique et volumique plus élevée et un meilleur rendement. Tenant compte de toutes ces raisons sus-citées et en fonction du type de véhicule fabriqué, les constructeurs orientent leurs choix sur : le moteur à excitation série, le moteur excitation séparée, le moteur brushless (ou moteur synchrone sans balais) et le moteur asynchrone. Cette ressource s'intéresse à l'intégration de l'électronique de puissance au sein des machines électriques. Cette démarche s'inscrit dans le cadre d'une intégration globale de toute la « chaîne de traction » convertissant l'énergie électrochimique de la batterie en énergie mécanique finale nécessaire aux roues d'un véhicule électrifié (VE ou VEH).

Le progrès dans le domaine de l'électronique de puissance embarquée démontre que les pertes énergétiques du convertisseur de conditionnement (convertisseur DC-DC boost ou buck) sont d'autant plus importantes que les niveaux de tensions des sources et du bus DC sont éloignés. Ce raisonnement est aussi valable du côté du convertisseur alimentant le moteur de traction (convertisseur DC-AC ou onduleur) où les pertes sont proportionnelles au rapport entre la tension du bus continu et la force contre-électromotrice du moteur. Le développement des stratégies de contrôle des machines électriques et les convertisseurs

d'électroniques de puissance ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle linéaire (commande vectorielle, de la modulation de largeur d'impulsion (PWM), le contrôle à hystérésis (DTC)) et la commande non-linéaire (par exemple commande Lyapunov et mode glissant, logique floue...). Ces techniques sont largement acceptées par l'industrie de l'électronique de puissance.

Par conséquent, un véhicule électrique parfait doit répondre aux exigences de la gestion de l'énergie électrique, de la conception de la chaîne cinématique et du choix de la stratégie du contrôle appropriée. La technique DTC est largement utilisée dans les applications industrielles. Elle présente l'opportunité de ne pas utiliser des capteurs de vitesse ou de position. Elle ne nécessite que des mesures de courants et de tensions. Les quantités de flux, de couple et de vitesse sont déterminées par estimation. L'élimination du contrôleur PI actuel nous permet d'avoir une réponse dynamique très rapide. La vitesse de référence appliquée par la pédale est considérée comme une entrée du contrôleur. Pour assurer un fonctionnement prolongé du véhicule, il est nécessaire que l'entraînement du moteur électrique ait un rendement élevé.

Pour exploiter pleinement la chaîne de propulsion électrique. Un contrôleur basé sur la logique floue doit être associé à la commande DTC. Cette approche nous permet d'améliorer l'efficacité du système. La commande par la logique floue est un contrôle en ligne. Récemment, elle a été introduite dans diverses applications de contrôle industriel, principalement des processus de contrôle du régime moteur. Elle facilite le contrôle de systèmes dynamiques non-linéaires complexes. Ces outils de conception non linéaires ont également permis de résoudre les problèmes liés aux mesures d'informations de manière fiable et optimale.

La technique de contrôle par mode glissant est robuste, elle possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. À moins que la technique du mode glissant conventionnelle d'ordre supérieur réduit les effets de broutement et la présence des oscillations, appelées en anglais « chattering ». Les conditions de glissement sont assurées : la dynamique du système reste insensible aux erreurs de modélisation et de mesures, aux variations des paramètres du processus et aux certaines perturbations. Cette technique est également utilisée pour réguler les différents paramètres des moteurs et les convertisseurs statiques.

Le véhicule ayant deux sources d'énergie et une seule demande de puissance fixée par la mission du véhicule, il est nécessaire de considérer une commande énergétique du système. Dans notre cas, cette commande définit la part d'énergie issue de la batterie et la part

d'énergie fournie par la PAC pour répondre à la demande du moteur ainsi que les charges auxiliaires. Nous parlerons par la suite de la gestion d'énergie.

L'objectif de cette recherche est la contribution à la modélisation et la commande d'un véhicule électrique hybride à architecture série/parallèle. Cet ouvrage, objet de cette étude comporte quatre chapitres : Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur les composants électriques des véhicules hybride routiers «automobiles» et leur gestion d'énergie. Ensuite, nous donnerons les caractéristiques des différentes sources embarquées (batteries, pile à combustible) et leurs avantages et inconvénients dans un véhicule électrique.

Le second chapitre est consacré à la modélisation statique des différents éléments qui composent notre système notamment : un système mécanique, la pile à combustible, la batterie ainsi que les machines électrique et les éléments d'électroniques de puissance (convertisseur DC/DC et convertisseur DC/AC) utilisés.

Dans le troisième chapitre, nous exposons clairement les différentes stratégies des commandes appliquées au VE. Toujours est-il qu'on a utilisé la DTC associé à la commande par logique floue pour un moteur à induction et la commande vectorielle pour un MSAP. Par la suite une étude de gestion énergétique sera présentée afin d'optimiser l'énergie délivrée par la batterie. On termine ce chapitre par les résultats des simulations des différents cas étudiés et qui sont présentés dans ce système.

Le quatrième chapitre est consacré à la réalisation de plusieurs cartes : la carte d'isolation, la carte de commande (Arduino UNO) et le circuit de puissance qui alimente le moteur DC. Pour ce faire on a réalisé deux expérimentations ; concernant la première : on a réalisé un hacheur boost-buck. Nous présentons en premier lieu les différents composants du système tels que les convertisseurs survolteur et abaisseur (DC-DC boost-buck), le conditionnement de tension et de la vitesse, la commande par des régulateurs PI classique et la commande par la théorie de Lyapunov. Cette première configuration expérimentale est accompagnée par des essais et des résultats expérimentaux. Concernant la deuxième expérimentation : on a réalisé la commande par mode glissant d'ordre supérieur d'un hacheur boost à quatre quadrants, nous présentons le circuit du hacheur à quatre quadrants. A l'issue de ces expérimentations on a procédé à des tests pratiques en vue de valider les résultats obtenus dans notre recherche.

On termine par une conclusion générale tenant sur l'ensemble des résultats obtenus lors des expérimentations.

# CHAPITRE I

## Généralités sur la chaîne de traction et état de l'art sur les véhicules électriques

---

### Sommaire

<b>1. Introduction</b> . . . . .	<b>6</b>
<b>2. Historique</b> . . . . .	<b>6</b>
<b>3. Présentation des véhicules électriques et hybrides électriques</b> . .	<b>9</b>
3.1. Classification du véhicule hybride . . . . .	10
3.2. Classification par taux d'hybridation . . . . .	14
3.3. Véhicules électriques purs . . . . .	15
<b>4. Les composants du véhicule électrique</b> . . . . .	<b>17</b>
4.1. Source et Stockeur d'énergie . . . . .	17
4.2. Les convertisseurs d'électronique de puissance . . . . .	21
4.3. Les moteurs électriques d'entraînement . . . . .	22
4.4. Transmission . . . . .	27
<b>5. Gestion d'énergie de VE</b> . . . . .	<b>28</b>
5.1. Modes de fonctionnement . . . . .	29
5.2. La recharge des voitures électriques . . . . .	29
5.3. Les prises de recharge pour VE . . . . .	30
<b>6. Hybridation des sources d'énergie embarquées</b> . . . . .	<b>32</b>
6.1. Principe d'hybridation des sources d'énergie . . . . .	33
6.2. Couplage d'une source hybride . . . . .	33
6.3. Architecture en cascade avec un convertisseur DC/DC coté PAC . . .	34
6.4. Architecture avec deux convertisseurs en parallèle . . . . .	34
<b>7. Avantages et inconvénients du VE</b> . . . . .	<b>35</b>
<b>8. Conclusion</b> . . . . .	<b>36</b>

## 1. Introduction

Depuis le début du 21<sup>ème</sup> siècle, de nombreux gouvernements ont discuté de manière rigoureuse des problèmes liés au changement climatique ou au réchauffement de la planète. Un grand nombre de rapports pertinents ont révélé l'impact négatif des changements climatiques principalement dus aux activités humaines. Avec la civilisation et l'industrialisation croissantes à l'échelle mondiale, un grand nombre de combustibles fossiles brûlés dans les industries ont conduit au grave problème de la pollution atmosphérique [1]. Simultanément, les émissions de gaz d'échappement des véhicules automobiles ne peuvent être ignorées. Les émissions des véhicules, qui comprennent principalement le  $CO_2$ , le CO, les NOx et les particules [2], ont été considérées comme les principaux contributeurs à l'effet des gaz à effet de serre, entraînant également l'augmentation de différentes formes de cancers et d'autres maladies graves [3].

Le secteur des transports, qui connaît une croissance rapide, consomme environ 49% des ressources pétrolières. Suivant les tendances actuelles de la consommation de pétrole et des sources de pétrole brut, les ressources pétrolières mondiales devraient être épuisées d'ici 2038 [4, 3]. Par conséquent, il semble impératif de remplacer les sources d'énergie non renouvelables par des sources d'énergie renouvelables et d'utiliser des technologies appropriées permettant d'économiser de l'énergie.

Les véhicules électriques en tant que solution potentielle pour atténuer les problèmes environnementaux liés au trafic ont été étudiés et étudiés de manière approfondie [5, 6]. Par rapport aux véhicules à moteur thermique, les caractéristiques attrayantes des véhicules électriques sont principalement la source d'alimentation et le système d'entraînement [7, 8].

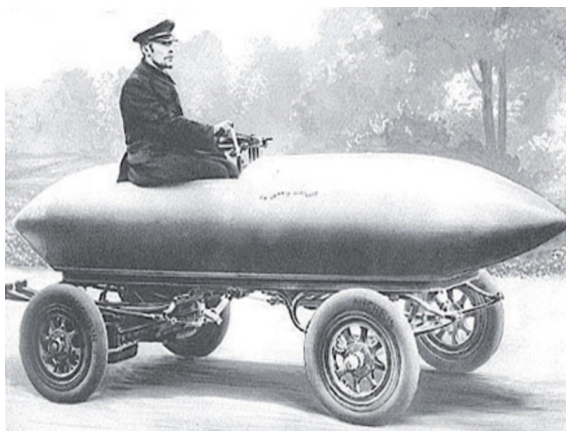
## 2. Historique

- (1832-1839), Premier véhicule électrique inventé par Robert Anderson (Homme d'affaire écossais).
- 1835, Construction d'une petite locomotive électrique par Thomas Davenport (américain).
- 1838, Un modèle similaire roule jusqu'à 6 km/h par Robert Anderson.
- 1859, Invention de la batterie rechargeable au plomb acide par Gaston Planté (Français).
- 1881, Amélioration de la batterie rechargeable par Camille Faure.
- 1884, Voiture électrique conduite par Thomas Parker.



- 1891, La première vraie voiture électrique par William Morrison (américain)
- 1896, La Riker électrique d'Andrew Riker remporté une course automobile.
- 1897, Les premiers taxis électriques dans les rues de New York.
- 1899, en Belgique, une société construit « La Jamais Contente » la première auto électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h) [2,3]. L'auto était pilotée par le belge Camille Jenatzy, et munie de pneus Michelin.
- Dès 1900, Plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des autos à essence et à vapeur.
- 1902, la Phaéton de Wood pouvait rouler 29 kilomètres à une vitesse de 22.5 km/h et coutait 2000 dollars.
- 1912, la production des véhicules électriques est à son crête, mais, l'introduction de la Ford Model T à essence en 1908 va commencer à se faire sentir.
- Années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. On peut citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que les Ford à essence.
- 1966, le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air.
- 1972, Victor Wouk le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de General Motors
- 1974, la Vanguard-Sebring CitiCar, qui ressemble beaucoup à une voiturette électrique de Golf fait son apparition au Electric Véhicule Symposium de Washington, D.C. Elle peut rouler sur 64 kilomètres à une vitesse de 48 km/h.
- 1976, le Congrès américain adopte le Electric and Hybrid Vehicle Research, Développement, and Démonstration Act.
- 1988, le président de GM Roger Smith lance un fond de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra la EV1.
- 1990, l'Etat de la Californie vote le Zero Emission Vehicle (ZEV), un plan qui prévoit que 2% des véhicules devront avoir zéro émission polluante en 1998 (puis 10% d'entre eux pour 2003)

- Entre 1996 et 1998 GM va produire 1117 EV1, dont 800 d'entre elles en location avec un contrat de 3 ans. . Toyota Motors Corporation a présenté son premier prototype en 1996 en utilisant une base du véhicule RAV-4 LV.
- En 1997, Toyota lance la Prius, la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires seront vendus au Japon la première année.
- De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs lancent des modèles électriques hybrides : la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV [9].
- A partir de 2000 la voiture électrique va re-mourir à nouveau.
- En 2002, G.M. et DaimlerChrysler poursuivent le California Air Resources Board (CARB) pour faire annuler la loi Zero Emission Vehicle (ZEV) de 1990. En 2003 en France, Renault fait une tentative avec la sortie de sa voiture hybride Kangoo Electrode mais abandonnera la production après environ 500 véhicules.
- En 2003-2004, c'est la fin de l'EV1. GM va récupérer un par un tous les véhicules pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation.
- En 2006, Chris Paine sort un documentaire intitulé Who Killed the Electric Car ? qui analyse la montée en puissance et la mort de la voiture électrique à la fin des années 90.
- En 2007, il y avait encore 100 000 véhicules électriques en circulation aux Etats-Unis.
- En mars 2009, Vincent Bolloré annonce la sortie pour 2010 en location mensuelle à 330 euros de la Pininfarina Blue Car[10].



(a) Voiture électrique « La Jamais contente»



(b) Voiture hybride « La Semper Vivus»

**Figure I.1** – Les véhicules électrique et hybride

- En 2010 suivie par la vente au public à Hong Kong en mai 2010, en Australie en Juillet 2010 via leasing. L'i-MiEV a été lancée en Europe en Décembre 2010. La mise sur le marché dans les Amériques a commencé au Costa Rica en Février 2011 et décembre 2010, La Nissan LEAF « Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car » , une voiture électrique 5 places annoncée par Nissan en 2009, a été commercialisée au Japon et aux états-Unis et a devenu disponible dans l'ensemble de l'Europe depuis fin 2011[11].
- En 2012 Le dernier concept de véhicule hybride à PAC a été présenté au salon de Genève 2012, c'est la Toyota FCV-R. La commercialisation de ce concept est prévue pour 2015.
- En 2015 : Le développement des véhicules électriques purs produits par des fabricants comme société Renault Zoe
- En 2017qui Tesla annonce Model X avec batteries sont composées de milliers de cellules lithium-ion de type 18650 fournies par Panasonic,et Renault Zoe utilisée un nouveau moteur produit en interne avec nouvelle batterie, elle passe de 22 à 41 kWh.
- En 2018, la voiture électrique la plus vendue a été la Tesla Model 3 avec 7% de l'ensemble des voitures électriques et hybrides rechargeables vendues dans l'année, suivie par la chinoise BAIC EC-Series et la Nissan Leaf (4 % des ventes chacune) ; avec les Tesla Model S et Model X placées en quatrième et cinquième positions, Tesla totalise 12 % de part de marché. Sur les vingt modèles les plus vendus, onze sont chinois ; les constructeurs européens sont peu présents : la Renault ZOE , BMW occupe les 12e et 18e places avec la version hybride rechargeable de la Série 5 et la BMW i347.

### 3. Présentation des véhicules électriques et hybrides électriques

Il s'agit tout simplement d'une voiture essence - diesel à laquelle on ajoute un moteur électrique et une batterie. L'intérêt, de cette batterie et de cette motorisation est de pouvoir, lors des phases de décélération et de freinage de récupérer l'énergie cinétique en la transformant en électricité et l'emmagasiner dans la batterie. Celle-ci sera ensuite réutilisée lors des phases de démarrage du véhicule durant lesquelles on peut même, selon la technologie, rouler quelques centaines de mètres en mode 100% électrique.

### 3.1. Classification du véhicule hybride

L'architecture de la chaîne de traction d'un véhicule hybride est plus complexe que celle des véhicules conventionnels. Trois familles d'architectures sont disponibles pour la motorisation hybride : série, parallèle et combinée

#### 3.1.1. Hybride série

L'hybride série est le plus simple des principes, la puissance de propulsion est fournie uniquement par le moteur électrique. La puissance provenant du moteur thermique est utilisée pour alimenter le moteur électrique ou recharger les batteries à travers une génératrice. Dans ce type de structure, le moteur thermique fournit généralement une puissance moyenne, quant aux pics de puissance ils sont assurés par le dispositif de stockage d'énergie. Le moteur thermique n'étant pas couplé directement aux roues, la stratégie de type «Range Extender» peut être adoptée par ce type d'architecture afin de faire fonctionner le moteur thermique dans une plage de fonctionnement optimale. Néanmoins cette architecture permet de satisfaire l'une des contraintes soulevées dans la problématique, particulièrement une faible émission en cycle urbain et un gain de 15 à 30% en consommation [12].

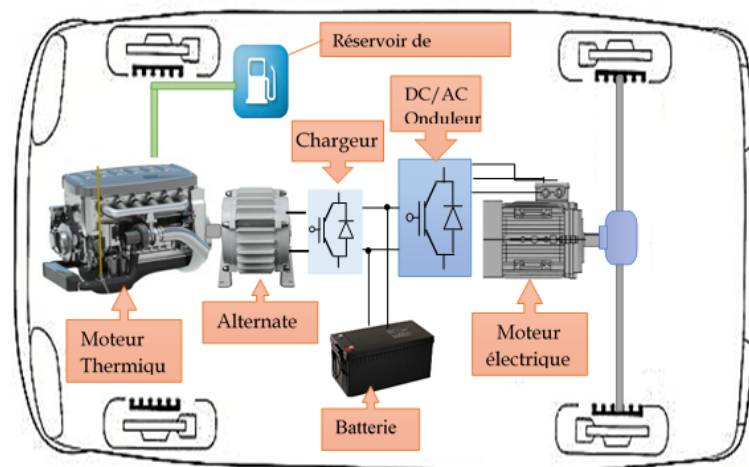


Figure I.2 – Architecture série du véhicule hybride

On peut citer quelques marques de voitures qui utilisent l'hybridation série à savoir : TOYOTA-Prius, , BMW, ford, etc...

#### Les Avantages :

- Elle est simple à concevoir et à contrôler.
- Bon rendement énergétique aux faibles vitesses (mode tout électrique en zone urbaine) ;
- Très bon contrôle du moteur thermique.

- Bonnes performances dynamiques de la machine électrique (confort d'utilisation) ;
- Le groupe électrogène n'est pas nécessairement placé à côté de la machine électrique de traction : degré de liberté supplémentaire pour placer les divers composants (exemple du bus à plancher bas) ;
- Gestion relativement facile (par rapport aux autres architectures).
- Elle nécessite très peu d'équipements mécaniques (pas d'embrayage ni de boîte de vitesses)

#### Les Inconvénients :

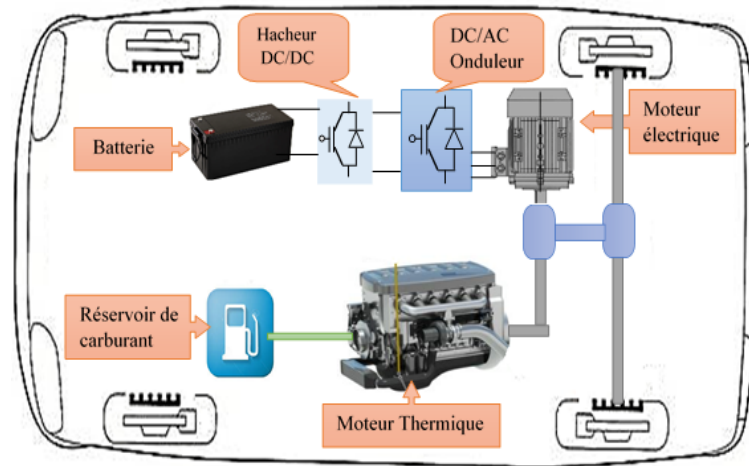
- Faible rendement énergétique de la chaîne globale (en zone extra urbaine)
- Utilisation de 3 machines dont une (la machine électrique de traction) est au moins de forte puissance (encombrement maximal) ;
- Mode tout thermique.

#### 3.1.2. Hybride parallèle

Dans une structure hybride parallèle, les sources d'énergie primaire (le réservoir de carburant) et secondaire (la batterie), sont liées directement et séparément aux deux moteurs du véhicule. Le moteur thermique fournit sa puissance aux roues comme pour un véhicule traditionnel. Il est mécaniquement couplé à une machine électrique qui permet de l'assister[13]

La particularité de son couplage lui donne aussi le nom d'hybride parallèle à addition de couple où à addition de vitesse selon la structure et la conception du véhicule

- La structure à addition de couple rassemble les couples de la machine électrique et du moteur thermique afin de propulser le véhicule (où pour recharger la batterie). Cette connexion peut se faire par courroies, poulies, où engrenages (technologie nommée hybride parallèle double arbre). La machine électrique peut être également placée sur l'arbre reliant la transmission au moteur thermique (technologie appelée parallèle simple arbre)
- La structure à addition de vitesse groupe les vitesses du moteur thermique et de la machine électrique. La vitesse résultante est liée à la transmission. Ce type de couplage permet d'avoir une flexibilité importante au niveau des vitesses. La connexion est réalisée mécaniquement par un train planétaire (appelé également train épicycloïdal).



**Figure I.3** – Architecture parallèle du véhicule hybride à double arbre

On peut citer comme exemple les hybrides allemands comme les systèmes e-Tron / GTE. Ce système se répand de plus en plus et devrait devenir majoritaire. Voici quelques avantages et inconvénients :

**Les Avantages :**

- Bon rendement énergétique ;
- Utilisation d'une seule machine électrique ;
- Mode tout thermique et tout électrique (dans certains cas) possible ;
- Transmission peu modifiée (dans certains cas) par rapport au véhicule conventionnel ;

**Les inconvénients :**

- Fonctionnement du moteur thermique plus accru : dynamiques mauvaises ;
- La consigne de couple doit être répartie à chaque instant entre les deux sources de couple.
- Couplage mécanique et contrôle énergétique complexe ;

**3.1.3. Architecture combinée**

D'autres architectures combinant les motorisations thermiques et électriques sont aussi envisagées pour associer sur un même véhicule, l'hybride série et l'hybride parallèle. En multipliant les flux d'énergie possibles, ces architectures offrent un plus grand potentiel de gain en consommation. Par contre, elles multiplient le nombre de composants et complexifient leurs liens [14, 15].

La marque TOYOTA-Prius combine les deux architectures série et parallèle dans le même modèle, pour créer une configuration plus complexe mais plus aboutie. En effet, ces

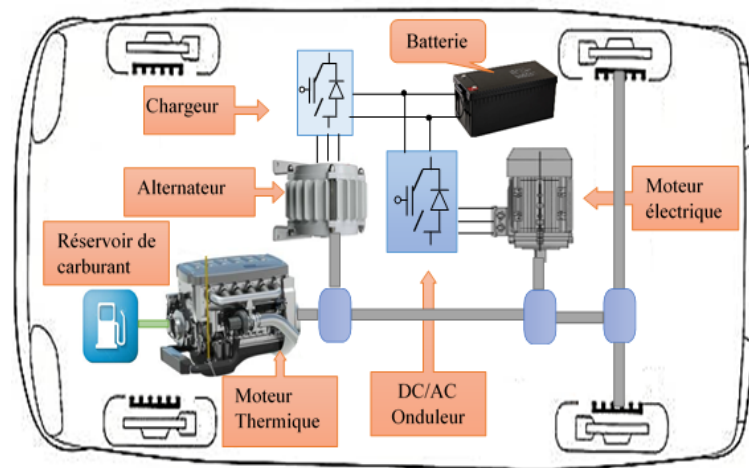
véhicules sont autonomes et ne nécessitent aucune infrastructure spécifique pour la recharge des batteries, et au même temps, elles réduisent de manière sensible les émissions de polluants et la consommation de carburant.

**Les avantages :**

- ✓ Bon rendement énergétique
- ✓ Très bonne répartition de l'énergie
- ✓ Souplesse du véhicule : tous les modes sont autorisés (thermique, électrique, série, parallèle ou série-parallèle)
- ✓ Pas de rupture de couple à la roue.

**Les inconvénients :**

- ✗ Utilisation de 3 machines où 2 machines avec 2 embrayages
- ✗ Couplage très complexe et gestion très délicate
- ✗ Elle nécessite au moins deux machines électriques en plus du moteur thermique ce qui la rend coûteuse et très lourdes



**Figure I.4** – Schéma de principe de l'architecture combinée

### 3.1.4. Architecture distincte de l'hybridation

D'autres montages peuvent exister et existeront certainement à l'avenir. On peut citer par exemple le système de PSA Hybrid4 qui exige un moteur électrique pour les roues arrière tandis que l'avant est entraîné par un moteur thermique [15]



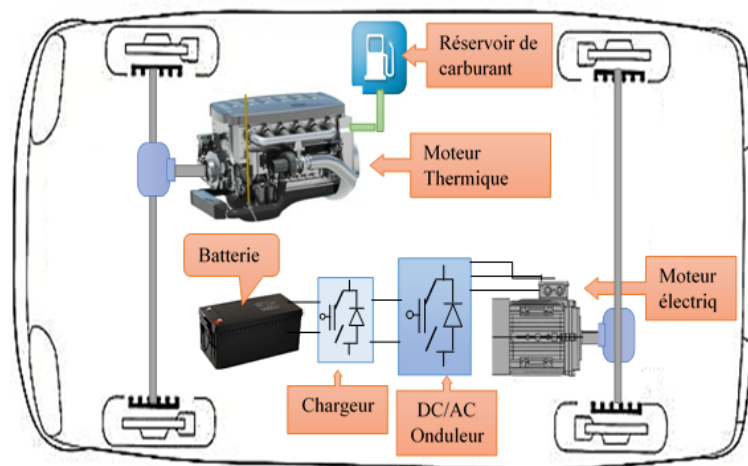


Figure I.5 – Autre montage de l'hybridation

### 3.2. Classification par taux d'hybridation

Les constructeurs et équipementiers utilisent souvent une classification des véhicules électriques hybrides selon leur degré d'hybridation défini par le rapport de la puissance électrique sur la puissance totale (la somme de puissance électrique et thermique) exprimé en pourcentage [16]. Cette classification distingue quatre niveaux technologiques :

#### Micro hybride

Les véhicules micro hybrides sont équipés du système Start & Stop. Ce système assure le démarrage et la coupure automatiques du moteur thermique lors des phases d'arrêt. Il permet ainsi d'économiser du carburant et de réduire les émissions de polluants ( $CO_2$ , gaz d'échappement) et de bruit lors des multiples arrêts-redémarrages de la circulation urbaine (feux tricolores, embouteillages, etc...).

#### Mild hybride

La principale différence entre le micro hybride et le mild est l'alternateur, remplacé par un moteur électrique plus puissant capable d'accomplir de nouvelles tâches ainsi la batterie étant de taille plus grande, le moteur électrique assiste le moteur thermique dans la traction, mais entraîne très rarement le véhicule tout seul. Une autre fonctionnalité importante de l'hybride mild est la possibilité de récupérer l'énergie cinétique du véhicule lors du freinage.

Le moteur électrique est d'habitude branché sur le même arbre que le moteur thermique, entre le moteur thermique et la boîte de vitesse. Cette configuration permet un gain de consommation entre 20% et 25% par rapport à une voiture classique de même catégorie



## Full hybride

Les fulls hybrides sont les voitures hybrides les plus connues, avec la Toyota-Prius comme symbole. Ces véhicules sont dotés de deux moteurs combinés, thermique et électrique. L'électricité est produite par le moteur thermique, mais aussi par le freinage régénératif : lorsque le véhicule freine, les roues entraînent le moteur électrique qui fonctionne comme un générateur.

L'énergie produite est stockée dans une batterie, devient aussi plus grande et permet grâce au moteur électrique d'entraîner le véhicule en fonctionnement tout électrique (zéro émission) [17]

## Plug-in hybride

On parle aussi d'hybride rechargeable et cela correspond à un véhicule hybride ayant la possibilité de recharger sa batterie en se branchant sur une source extérieure, par exemple sur le réseau public. La stratégie habituelle de gestion est de privilégier l'utilisation de l'énergie électrique jusqu'à l'état de charge minimal de la batterie puis de passer en mode thermique [18]. En comparaison avec un véhicule hybride non-rechargeable, la batterie d'un hybride rechargeable a une capacité de stockage d'énergie beaucoup plus élevée qui lui fournit une grande autonomie en mode électrique pur. Lorsque la batterie est presque vide, le véhicule fonctionne comme un hybride non-rechargeable [19]. Exemples : la Volt de Chevrolet (souvent classée avec les VEPA), la C-Max et la Fusion Energie de Ford, l'ELR de Cadillac et la Prius PHEV de Toyota.

## 3.3. Véhicules électriques purs

La section 86 du Code de construction du Québec, Chapitre V – Électricité (Code) définit le véhicule électrique comme « un véhicule automobile pour utilisation routière, y compris les voitures de tourisme, les autobus, les camions, les minibus, les véhicules à basse vitesse, qui sont entraînés par un ou des moteurs électriques qui tirent du courant d'un accumulateur rechargeable, d'une pile à combustible, d'une batterie solaire ou autre source de courant électrique » [20, 21] .

Sur une voiture électrique, pas de réservoir à carburant ni de moteur à combustion mais un moteur électrique piloté par un contrôleur électronique et associé à une batterie. Plus ou moins grande, celle-ci permet de parcourir de 120 à plusieurs centaines de kilomètres selon les modèles et se recharge directement sur le réseau électrique, chez soi ou sur une borne de recharge publique.

En termes de conception, la voiture électrique est beaucoup plus simple qu'une voiture thermique ou hybride. Résultats : un coût d'entretien réduit et une énergie beaucoup moins chère que les carburants traditionnels. A cela s'ajoutent un fonctionnement 100% silencieux, une conduite agréable et des émissions de  $CO_2$  nulles à l'usage

### 3.3.1. La voiture hydrogène

Par définition, une voiture à hydrogène est une voiture électrique. La principale différence est désignée dans le mode d'alimentation du moteur électrique. Alors qu'une voiture électrique à PAC (Pile à Combustible, pas les Pompes à Chaleur) est propulsée par de l'électricité produite à partir d'hydrogène et d'oxygène [22]. Elle rejette uniquement de l'eau au moyen de son pot d'échappement.

Contrairement à certaines idées reçues, la voiture à hydrogène dispose d'une motorisation électrique identique à celle de n'importe quelle voiture électrique. La différence réside dans le mode de stockage de l'électricité. Dans la voiture électrique à batterie, l'électricité est fournie par une batterie qui est rechargée en la branchant sur le réseau. Dans le cas de la voiture à hydrogène, l'hydrogène est stocké dans un réservoir sous pression (plusieurs centaines de bars) et l'électricité est produite par une pile à combustible qui transforme l'hydrogène en électricité[23, 22].

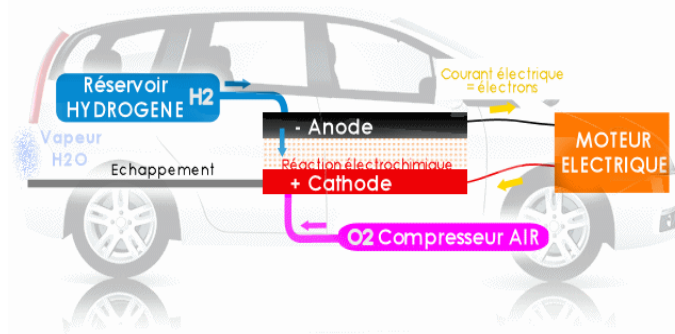


Figure I.6 – Montage d'un véhicule à pile combustible

Il faut considérer l'hydrogène, non comme un carburant de la voiture, mais comme un stockage de l'électricité. De ce fait, l'autonomie et le temps de charge de la voiture à hydrogène, sont sensiblement identiques à ceux d'une voiture classique. Exemple Toyota, Honda, Hyundai, Daimler ou Mercedes construisent déjà en série des voitures qui roulent à l'hydrogène. Et plus nous serons nombreux à rouler à l'hydrogène, plus rapide sera la construction du réseau de distribution d'hydrogène.

### 3.3.2. Véhicule électrique à batterie rechargeable

Les VEBs utilisent pour seule énergie motrice l'électricité stockée dans une batterie de grande capacité rechargeable sur le réseau électrique. Les VEBs offrent une autonomie comprise entre 100 et 400 km selon la capacité de la batterie [24]. Le temps de recharge d'un VEB est fonction de la taille de la batterie et du recours ou non à une borne de recharge rapide. De plus, le temps de recharge varie en fonction des paramètres tels que la température ambiante et l'autonomie résiduelle de la batterie au moment du branchement. Exemples : la LEAF de Nissan, l'i-MiEV de Mitsubishi, la Model S de Tesla et le Soul EV de KIA.

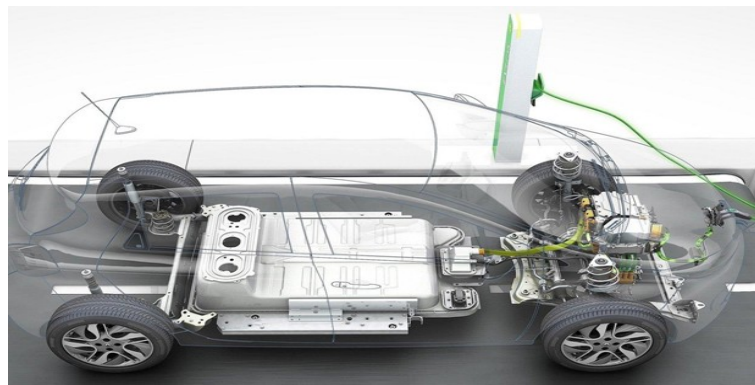


Figure I.7 – Véhicule électrique à batterie rechargeable

### 3.3.3. Véhicule électrique à prolongateur d'autonomie

Un VEPA est un véhicule électrique à batterie équipé d'un générateur thermique à essence qui fournit l'énergie motrice nécessaire pour permettre au véhicule d'atteindre une borne de recharge lorsque la batterie est en fin d'autonomie. Avantage du système : pouvoir bénéficier de l'autonomie du tout électrique, plus important que sur les modèles hybrides rechargeables, tout en ayant la tranquillité d'esprit du prolongateur pour les longs trajets [25]. Inconvénients : une offre plutôt rare (seule la BMW i3 le propose à ce jour) et une certaine dépendance du prolongateur d'autonomie thermique au carburant.

## 4. Les composants du véhicule électrique

### 4.1. Source et Stockeur d'énergie

#### 4.1.1. La pile à combustible

La production d'énergie 'propre' en quantité suffisante pour alimenter une motorisation électrique peut être réalisée par une Pile à Combustible (PAC) [26]. Si son carburant « L'hydrogène » n'est pas disponible à l'état naturel, il s'agit d'un vecteur énergétique qui peut

être produit à partir de différentes sources, donc les énergies renouvelables. Propulser des véhicules en ayant de l'eau pour seules émissions sortantes, offre des perspectives d'avenir très intéressantes [7]. Les PAC sont classées selon le choix de l'électrolyte et du combustible utilisé. Le choix de ces deux éléments détermine les réactions aux électrodes et le type d'ions qui traversent l'électrolyte et conditionne la température de fonctionnement de la pile. Tableau I.1 énumère les différents types de PAC existantes [27].

- PAC à membrane échangeuse de protons PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell)
- PAC à acide phosphorique PAFC ("Phosphoric Acid Fuel Cell")
- PAC à Electrolyte alcalin AFC ("Alkaline Fuel Cell")
- PAC à carbonate fondu MCFC ("Molten Carbonate Fuel Cell")
- PAC à oxyde solide SOFC ("Solid Oxide Fuel Cell")

#### 4.1.2. Stockeur d'énergie

Dans cette partie, nous nous intéressons à la caractérisation de la source secondaire d'énergie dans un véhicule électrique hybride. Sa caractéristique principale est qu'elle doit être réversible en puissance : elle peut être rechargée par récupération de l'énergie cinétique ou par la source de PAC. Dans un véhicule à pile à combustible hybride, deux technologies d'accumulateurs électriques sont généralement retenues pour constituer la source secondaire d'énergie : les batteries et les super-condensateurs[28, 29].

	Nom	Électrolyte	Plage de puissance	Température de fonctionnement	Domaines d'applications
PAC à basses températures	DMFC (Direct methanol fuel cell )	Membrane polymère	1mW à 100kW	60 – 90C	Portable
	PEMFC (Proton exchange membrane fuel cell)	Membrane polymère	100W à 500kW	60 – 90C	Portable Stationnaire VEs
	AFC (Alcaline fuel cell)	Solution alcaline aqueuse	10W à 100kW	50 – 250C	Transport Spatial
	PAFC (Phosphoric acid fuel cell)	Acide phosphorique	Jusqu'à 10MW	160 – 220C	Centrales électriques bateaux irnmeubles
PAC à hautes températures	MCFC (Molten carbonate fuel cell)	Carbonate fondu	Jusqu'à 100MW	650C	Stationnaire
	SOFC (Solid oxide fuel cell)	Carbonate fondu	Jusqu'à 100MW	750 – 1050C	Stationnaire

**Tableau I.1** – Différents types de piles à combustible

#### 4.1.2.1. Supercondensateur

Un super-condensateur est appelé aussi super-capacité ou condensateur à double couche, stocke l'énergie de manière électrostatique en polarisant une solution électrolytique. L'histoire de ce composant débute avec la découverte du phénomène capacitif par Hermann Von Helmholtz en 1853. Les premiers super-condensateurs étaient commercialisés par NEC dans les années 70, sous la dénomination de super-capacitor [30]. Avec les super-condensateurs, il est possible d'obtenir des capacités surfaciques élevées et donc d'obtenir des valeurs très élevées de capacité. Ceci fait des super-condensateurs des éléments potentiels de stockage d'appoint [30], ces derniers peuvent atteindre des tensions et des courants de sortie élevés en fonction de leurs structures série-parallèle de plusieurs cellules et en fonction de leurs

matériaux.

#### 4.1.2.2. Les batteries

Une batterie est un accumulateur électrochimique qui fonctionne grâce aux réactions électrochimiques aux électrodes. Ces dernières assurent la conversion de l'énergie électrique en un processus chimique réversible. L'accumulateur électrochimique a la caractéristique intéressante de fournir une tension à ses bornes peu dépendante de sa charge. Cette tension est de l'ordre de quelques volts pour un élément. Pratiquement, des tensions plus élevées sont requises, typiquement 12V, 24V, 48 V et plus, il suffit, pour augmenter la tension, de raccorder des éléments du même type en série au sein d'une batterie d'accumulateurs[31]. Plus souvent dans le VE on parle de la batterie de puissance ou pack de batterie, composée de plusieurs accumulateurs montés en série. Toutefois, le mot « batterie » est souvent utilisé comme un synonyme strict de « pack ». Dans le cadre d'une utilisation pour des véhicules hybrides, les principales technologies retenues sont les batteries au Plomb, les batteries Nickel Métal-Hydrure et les batteries Lithium-ion[32].

La technologie au plomb est la technologie la plus commune dans le domaine de l'automobile et déjà utilisée pour les batteries des véhicules conventionnels, notamment dans les projets stop-and-start (la Lupo de Volkswagen et la C3 chez Citroën).



(a) Batterie Li-ion polymère de Nissan



(b) Batterie NiMH de la Toyota Prius



(c) Batterie plomb de Hawker



(d) Batterie NiCD de Saft, type MRX

**Figure I.8** – Différents types de batteries

En réalité, la robustesse et le faible coût présentent deux caractéristiques partagées par les différents types de batteries. Néanmoins, elles possèdent une puissance et une énergie spécifique médiocres. Le tableau I.2 énumère les différentes technologies des batteries actuellement utilisées pour un VE. La batterie dans un système est associée à un hacheur boost afin de réaliser l'étage de tension du bus continu. Cet hacheur doit être bidirectionnel, autrement-dit inverseur en courant. Un véhicule, qu'il soit électrique ou hybride, nécessite le stockage de

l'énergie électrique produite par la transformation des énergies cinétiques et potentielles lors des phases de récupération.

Technologie	$PbO_2/Pb$	$Ni-Cd$	$Ni - MH$	$Ni - Zn$	$Ni-Zn$ puissance	Li- Polymère	Li-ion
U (V) cellule unitaire	2.1	1.2	1.2	1.65	1.65	3.7	1.8-4.2V Selon technologie
Durée de vie (cycle)	500 500 700	2000 1350 2000	500 à 1000 1350 2000	> 1000	> 1000	300 10 ans	1000 1000 3000
Température d'utilisation ( $^{\circ}C$ )	-20 à 60	40 à 60	-20 à 60	-20 à 70	-20 à 70	0 à 60	-20 à 60
Densité d'énergie ( $Wh/l$ )	75 à 120	80 à 150	220 à 330	120 à 140	120 à 140	220 à 330	220 à 330
Energie spécifique ( $Wh/kg$ )	30 à 50 25 à 40 35	45 à 80 50 à 60 40	60 à 110 60 à 70 55	65 à 80	65 à 80	150 à 200	150 à 200 60 à 125 110
Puissance crête ( $W/kg$ )	700	200	900	700	1000	250	1500
Rendement faradique	82.5%	72.5%	70%				90%

**Tableau I.2** – Le stockage électrochimique en fonction de la technologie utilisée

## 4.2. Les convertisseurs d'électronique de puissance

L'ensemble des convertisseurs d'électronique de puissance les plus utilisés dans la chaîne de traction du véhicule électrique sont : le redresseur, l'hacheur et l'onduleur.

### Les redresseurs

Appelés convertisseurs alternatif/continu, ils permettent d'alimenter une charge qui nécessite de l'être par un courant ou une tension continue à partir d'une source alternative (VE).

## Les onduleurs

En traction électrique, l'onduleur est un convertisseur continu-alternatif, qui permet d'obtenir trois phases de courant alternatif, décalés de  $\frac{2\pi}{3}$  ( $120^\circ$ ), de fréquence variable allant de zéro à 50 Hz à partir d'un courant de batterie. Cette technologie permet d'adapter les moteurs alternatifs fabriqués en grande série, qui sont simples, robustes, et peu onéreux. Ce type de convertisseur fait varier uniquement la fréquence et permet d'obtenir ainsi une vitesse de rotation variable. Ce procédé donne une puissance et un rendement correct à tous les régimes (La vitesse de rotation d'un moteur à courant alternatif est fixée par la fréquence ; la tension fixe le couple)

## Le hacheur

Le convertisseur statique utilisé dans la chaîne de traction est un hacheur, ce convertisseur est dit direct de type continu-continu. Il permet d'obtenir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe contrôlable par des impulsions générées par le circuit de contrôle.

### 4.3. Les moteurs électriques d'entraînement

Les performances globales d'un VE dépendent amplement du type de moteur d'entraînement employé. Un moteur électrique convient beaucoup mieux à la propulsion d'un véhicule qu'un moteur thermique. Les voitures électriques pourraient donc avoir une meilleure efficacité au cours de la conversion d'énergie en plus de ne pas produire les émissions associées au processus de combustion avec un bruit inférieur. En outre, un moteur électrique offre un couple élevé et s'adapte à toutes les situations. Il peut récupérer sa propre énergie, celle de la décélération.

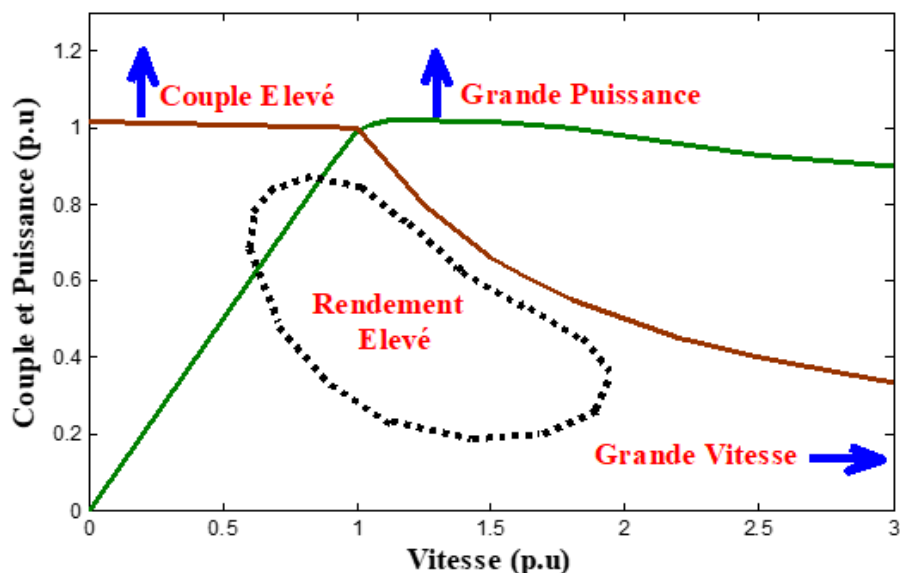
Si pour un véhicule thermique les freins transforment l'énergie cinétique en chaleur qu'il n'est guère possible de la réutiliser. Le VE en revanche, dès que le conducteur relâche l'accélérateur, les roues motrices renvoient progressivement l'énergie cinétique du véhicule au moteur électrique, qui devient alors une génératrice et recharge les batteries. De manière spécifique, le choix d'un moteur électrique de propulsion et de sa transmission de puissance est déterminé au départ par les caractéristiques de fonctionnements suivantes [33] :

- Assurer un démarrage en côte du VE (couple élevé),
- Obtenir une vitesse maximale,
- Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie (aspect



rendement : rendement élevé en étant employé à différentes vitesses).

Ces caractéristiques typiques requises pour les machines utilisées dans les systèmes de propulsion électrique, sont bien illustrées dans la figure I.9 exhibant l'évolution du couple/puissance-vitesse.



**Figure I.9** – Couple, puissance et vitesse requises pour un VE.

Les fabricants des véhicules électriques utilisent habituellement différents types de moteurs d'entraînements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que : le moteur à courant continu (MCC), à induction (MI), synchrone à aimant permanent (MSAP), reluctance variable (MRV) etc. Certains modèles du VE utilisés par différentes compagnies sont énumérés ci-dessous (Tableau I.3), avec le type du moteur utilisé.

Le Tableau I.3 montre les technologies de motorisation et les sources d'énergie de quelques véhicules électriques présents sur le marché.

En plus des caractéristiques de fonctionnement citées précédemment, d'autres considérations importantes de conception sont à prendre en compte à savoir : coût acceptable et encombrement.

#### 4.3.1. Moteurs à courant continu

La source d'énergie provenant de la batterie étant à courant continu, le choix d'un moteur à courant continu semble évident. Historiquement, les entraînements utilisant des moteurs à courant continu ont été employés bien en avant dans les véhicules électriques parce

qu'ils offrent un contrôle de vitesse simple. De plus, ce type de moteur dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faible vitesse).

En revanche, leur fabrication est coûteuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur. Leur vitesse est limitée et ayant une faible puissance massique avoisinant en général, les 0,3 à 0,5  $kW/kg$ ; alors que celle des moteurs à essence est de l'ordre de 0,75 à 1,  $kW/kg$ . Ce qui les rend moins fiables et non appropriés dans ce domaine d'application. Ces raisons mènent les différents industriels à s'orienter vers l'utilisation des machines alternatives triphasées.

Véhicule	Type du Moteur	Puissance	Batterie	Autonomie Tension
Smart Fortwo Electric	BLDC	55 kW	Li-ion 17.6 kWh	339 V 110 km
Fiat 500e (2014)	MSAP	82 kW	24 kWh Li-ion	140 km 399 V
Toyota Scion IQ	MS	47 kW	16.6 kWh Li-ion	85 km 270 V
Chevrolet Spark EV (2014)	MAS	104 kW	Li-ion	370 V 130 km
Ford Focus Electric	MSAP	107 kW	Li-ion 20 kWh	350 V 120 km
Mitsubishi i-MieV	BLDC	49 kW	Li-ion 14.5 kWh	330 V 122 km
Nissan Leaf	MSAP	80 kW	Li-ion 24 kWh	360 V 195 km
Tesla model S (2013)	MAS	238 kW à 401 kW	Li-ion 40kWh- 85 kWh	400 V 220 km-420 km
Honda Fit EV	BLDC	92 kW	Li-ion 20 kWh	330 V 130 km
Toyota RAV 4 (2014)	MAS	115 kW	Li-ion 41.8 kWh	386 V 160 km
Fiat Panda Electra	MCC	33 kW	Li-ion 17 kWh	100km
Tesla - Model X	MSAP	40 kW	Lithium-ion	400 V 250 km
BMW - i3	MSAP	57kW	Lithium-ion	400 V 300 km

**Tableau I.3** – Différents modèles des véhicules électriques

#### 4.3.2. Moteurs à courant alternatif

L'avancement technologique a rendu les entraînements utilisant les moteurs à courant alternatif beaucoup plus préférables que les entraînements traditionnels avec des moteurs à courant continu. Car étant plus légers, moins coûteux, offrent un rendement beaucoup

plus élevé, une fiabilité plus grande, et ils ont également besoin de moins d'entretien que les moteurs à courant continu. Ces facteurs sont d'importance majeure pour un système de propulsion de véhicule électrique. Dans ce cas, quatre principaux types de moteurs peuvent se discerner :

#### 4.3.2.1. Moteurs à induction

Les moteurs à induction sont connus pour leur maturité technologique, fiabilité, robustesse, faible maintenance, faible coût de construction et pour leur capacité à fonctionner dans des environnements hostiles. Pourtant, dans les applications de traction des véhicules électriques, ces moteurs présentent quelques inconvénients comme les pertes élevées, un contrôle complexe, un faible rendement, faible facteur de puissance et faible facteur d'utilisation de l'onduleur [34] .

#### 4.3.2.2. Moteurs synchrones

Le moteur à aimants permanents admet une puissance massique plus importante mais le coût des aimants est encore élevé (champ magnétique procuré au moyen des aimants permanents de haute énergie)[35] .

Ceci mène à la réduction du poids et du volume globaux. En outre, pas de pertes de cuivre au niveau du rotor, donc ils ont un rendement beaucoup plus élevé par rapport aux moteurs à induction. Le moteur à inducteur bobiné quant à lui, semble le mieux placé pour ce type d'application, du moment qu'il dispose d'un degré de liberté supplémentaire grâce à un circuit inducteur permettant d'ajuster le flux d'excitation

#### 4.3.2.3. Moteurs à réluctance variable

Les moteurs à réluctance variable possèdent des avantages bien définis : construction robuste, tolérances au fonctionnement dégradé, densité de puissance élevée, contrôle aisé, caractéristiques intéressantes du couple vitesse (faible inertie du rotor permettant un fonctionnement dans la région à puissance constante à une gamme de vitesse étendue).

Les principaux inconvénients de ce type de machine se résument à : la génération du bruit acoustique, les ondulations élevées du courant et du couple, la topologie spéciale du convertisseur. Tous ces points cités auparavant constituent un handicap pour les moteurs à réluctance variable dans le domaine des véhicules électriques.

Donc, à chaque application de propulsion électrique s'applique un type de moteur différent. Il n'y a pas de moteur universel, tout comme pour les batteries et les contrôleurs. Le spécifique

donnant toujours un meilleur résultat que le standard. Le tableau I.4 suivant présente les avantages et les inconvénients des différents moteurs électriques.

	Avantages	Inconvénients
Machine à courant continu à inducteur bobiné	démarrage rapide : défluxage facile : électronique de commande simple : couple de démarrage fort	puissance massique faible ; performances limitées à cause du refroidissement de l'induit rotatif : pertes dans le rotor et les balais : limite en haute tension et/ou forte courant à cause de collecteur
Machine asynchrone à cage	bruits et vibrations faibles : structure simple et peu coûteuse : faible ondulation du couple électromagnétique	facteur de puissance faible dû au courant magnétisant : rendement faible à cause des pertes du rotor : échauffement du rotor : faible entrefer
Machine à réluctance variable à double saillance	fonctionnement en haute vitesse favorable défluxage facile : rapport couple/masse élevé : structure simple et robuste : rotor passif : pertes magnétiques limitées : alimentation simple	bruits et vibrations : ondulation du couple électromagnétique : surdimensionnement de l'alimentation : facteur de puissance faible : faible entrefer
Machine synchrone à rotor bobiné	bruits et vibrations faibles : réalisation simple : rotor robuste : défluxage facile grâce à la réduction aisée du courant d'excitation du rotor : facteur de puissance réglable	système bagues-balais fragiles : limitation du nombre de pôles. vitesse de rotation limitée à cause des contacts glissants : pertes du rotor
Machine synchrone à réluctance variable	pertes magnétiques limitées et rendement élevé : fonctionnement aisé en haute vitesse grâce au rotor massif	facteur de puissance faible : réalisation du rotor complexe en grande série à cause d'un grand rapport de saillance nécessaire

**Tableau I.4** – Analyse comparative des machines électriques

## 4.4. Transmission

La transmission d'un véhicule électrique est généralement composée d'un réducteur monorapport 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, qui permettra ainsi d'avoir un moteur plus compact.

Des travaux sont encore en cours pour étudier l'influence d'utiliser une boîte de vitesse multirapports [36, 37] 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, l'ordre de grandeur est un gain de 2 à 5 % sur la consommation avec 2 rapports plutôt qu'un seul [38, 39]. Ce gain est généralement insuffisant par rapport au surcoût engendré par la boîte de vitesse, mais ça permet une augmentation de la vitesse maximale des véhicules (par exemple, la Renault Zoé avait une vitesse maximale de  $140\text{km/h}$  et passe actuellement à  $200\text{km/h}$ ) ceci peut donc justifier l'emploi d'une boîte de vitesse.

Dans le cas d'un réducteur avec un rapport unique, plusieurs implantations permettent de réaliser la fonction. Un étage de réduction est généralement limité à un rapport de réduction de cinq environ. La figure 1.10 présente quatre possibilités :

- a) **Réducteur offset** : Utilisé souvent avec deux étages de réduction et un rapport de réduction proche de dix, comme sur le Twizy. C'est la solution la plus courante, car elle reprend l'implantation classique d'une boîte de vitesse de véhicule thermique.
- b) **Réducteur coaxial épicycloïdal** : Plus compact que celui d'offset . Pour cela, on doit mettre deux trains épicycloïdaux l'un après l'autre pour avoir l'équivalent de 2 étages de réduction.
- c) **Réducteur coaxial offset** : Avec nécessairement deux étages de réduction et l'arbre d'une roue qui traverse le rotor de la machine. Cette solution offre plus de compacité
- d) **Réducteur coaxial magnétique** : Intégré au rotor (côté droit) ou non (côté gauche), la fonction de réduction de la vitesse est réalisée grâce à des rotors à base d'aimants. Cette solution est étudiée dans la littérature, mais non commercialisée sur véhicule.

Les choix de la transmission ( nombre de rapports) , les rapports de réduction et le nombre d'étages de réduction relèvent d'une optimisation du système.

Le différentiel mécanique permet de transmettre le couple aux roues est le différentiel. Cet élément relie l'arbre de transmission aux roues, permettant à chacune des roues de tourner

à une vitesse différente l'une par rapport à l'autre. En ligne droite, les roues tournent à la même vitesse. Cependant dans un virage et de afin de contourner le problème de glissement des roues sur le sol ainsi que d'éviter les efforts de torsion sur les arbres, un dispositif différentiel est nécessaire (voir la figure I.10(a) et I.10(b))

La figure I.10 illustre les différents types de reducteurs

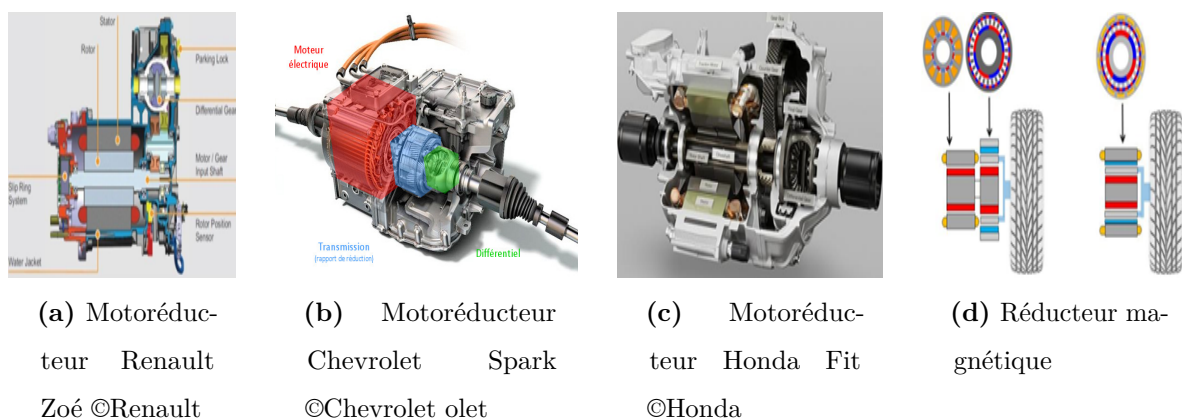


Figure I.10 – Différents concepts de réducteurs

## 5. Gestion d'énergie de VE

Les contraintes qui empêchent l'avancement du VE sont aujourd'hui connues, cependant ils suggèrent des restructurations qui ne semblent pas être envisageables à court terme. En revanche, le point faible pour ce type de véhicule réside dans la source principale d'énergie, une solution au problème demeure dans l'utilisation de la batterie ; les chercheurs travaillent ce point en mettant en place des solutions de stockage plus performantes et exploitent aussi de nouveaux matériaux pour inventer des technologies modernes des batteries. Aujourd'hui l'une des solutions proposées pour limiter la variation du courant de charge et de décharge dans les batteries consiste à utiliser des sources auxiliaires de puissance comme les supercondensateurs ou la pile à combustible. Dans ce cas, la seule source d'énergie à bord est composée de batteries qui sont rechargées en utilisant un système de recharge externe (réseau) ou par une source auxiliaire (PAC) et souvent avec la récupération d'énergie pendant le freinage [40].

La commande d'un véhicule hybride connue sous le terme de superviseur ou UCVH (Unité de Contrôle de Véhicule Hybride) est en relation avec tous les organes de la chaîne de traction (sources, moteurs électriques, etc...). Les lois de gestion d'énergie représentent la partie de la supervision de la commande [41]. A chaque instant, elles calculent les points de fonctionnement optimaux ainsi que les alternances de phases de recharge/décharge de

l'élément de stockage d'énergie.

## 5.1. Modes de fonctionnement

Dans les véhicules hybrides à moteur électrique, 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 électriques aux conditions d'utilisation. Ces fonctionnalités participent à la réduction de la consommation de l'hydrogène et/ou à la récupération d'énergie électrique [42],[43].

**Mode de récupération** : 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 [42].

**Mode de 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. 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 [42].

**Mode boost** : Il assiste la source auxiliaire, lors de fortes demandes de puissance par le moteur électrique qui développe un couple positif et participe à la traction du véhicule. Ce mode est activé pour décharger le moteur thermique afin de le placer sur un point de fonctionnement de meilleure efficacité [44] .

## 5.2. La recharge des voitures électriques

Le chargeur de batterie est un dispositif très important dans le VE, celui-ci varie en fonction de la source d'alimentation électrique mais aussi du type de recharge désiré. Deux grandes familles de chargeurs se partagent le marché de la recharge des VE ; les chargeurs dits « externes » et les « embarqués », respectivement « off-board » et « on-board » pour l'appellation anglophone [45] , le chargeur externe est installé à l'extérieur du véhicule, son rôle est d'adapter l'énergie de la source à celle de la batterie, ainsi le chargeur externe assure

une conversion AC/DC afin de permettre la recharge en énergie continue.

Le chargeur embarqué est intégré au sein du véhicule, l'énergie électrique délivrée par le réseau est transmise au véhicule via ce chargeur. Cette configuration ne nécessite pas de convertisseur supplémentaire au sol.

Le courant de charge et de décharge doit être limité pour garantir une durée de vie compatible avec un véhicule hybride. Concernant la charge des batteries, la solution consiste à utiliser un faible courant durant une longue période par exemple la charge du véhicule pendant la nuit.

### Comment fonctionne un rechargement ?

Une batterie de voiture fonctionne avec du courant continu (DC). Le réseau électrique délivre du courant alternatif (AC). Pour permettre la recharge dans un VE, il faut donc, assurer la présence d'un transformateur qui sert à passer de l'alternatif au continu (redresseur).

C'est ce transformateur qui est l'élément limitatif du système de chargement. Sa puissance détermine la rapidité du chargement. Moins il est puissant, plus il faudra de temps pour charger le véhicule. Nous nous verrons plus loin que les bornes de chargement rapide (les « fast chargers ») permettent d'éviter l'utilisation du transformateur et donc de charger plus vite. Mais ce n'est pas possible pour toutes les marques [45, 46].

**Les modes de recharge** : Définissent la façon dont la voiture et l'infrastructure de recharge communiquent. Cette communication est très importante pour la sécurité de la recharge, notamment lorsque les courants (continu et alternatif) sont élevés comme dans le cas de la recharge rapide, Le tableau I.5 présente les différentes méthodes de recharge [47, 48].


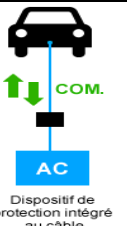
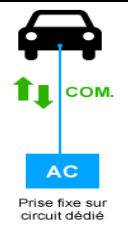

### 5.3. Les prises de recharge pour VE

Un tel développement nécessitera le déploiement d'infrastructures de recharge des batteries. Le plan prévoit la mise en place des prises dans le secteur privé, à domicile ou en entreprises, et prises mises à disposition en voirie ou en parkings publics [49].

Il existe différents types de prises pour la recharge des voitures électriques. Voici les plus courantes [50] (voir le tableau I.5) :

- La prise de courant domestique : Le branchement du véhicule électrique via le câble de recharge. Ce type de recharge demande quelques points de vigilance. Ainsi, il faudra veiller au risque de surtension éventuelle sur le tableau électrique et à la qualité du câblage de la prise à la terre.



	MODE 1	MODE 2	MODE 3	MODE 4
Principe	Absence de contrôle de charge	Boîtier de contrôle intégré au câble	Contrôle de charge et intelligence dans la borne	Charge en courant continu
Schéma				
Type de prise	Prise 2P+T non dédiée	Prise 2P+T non dédiée ou prise 2P+T dédiée	Borne de charge	Station de charge
Puissance	3.2kW/14A 3.7kW/16A	1, 8kW/8A <sub>max</sub> (prise non dédiée) ou 3, 2kW/14A max limité à 8A par le mode 2	3,7 kW / 16A <sub>max</sub> mono22 kW/32A max triphasé	50kW/120A
Temps de charge	Entre 8et 12h	Entre 8 et 12h	Entre 1 et 8h	Entre 20et30min
Type de charge	Non préconisé pour la charge des voitures	Charge lente occasionnelle	Charge normale à accélérer quotidienne	Charge rapide occasionnelle
sécurité	Pour la charge sur une prise non-dédiée, la sécurité dépend de l'état de l'installation électrique existante qui peut être non-conforme aux normes en vigueur. L'intensité de la charge devra être limitée à 16A		Solution mise en avant par le livre vert.	
			Le chargeur convertisseur AC/DC externe intègre le contrôle et la protection électrique.	

**Tableau I.5** – caractéristique des différentes modes de charge

Les constructeurs des prises de courant domestique ont limité l'intensité des câbles

de recharge entre 8A et 10A en courant alternatif soit (1.2kW à 3kW) ce qui élimine les risques de surchauffe côté véhicule mais impose un temps de charge long entre ( 8h et 11h) [51]

- La recharge du véhicule passe par une prise standard adaptée ou prise renforcée, qui peut supporter des charges supérieures jusqu'à 16A soit 3.7kW en 230V courant alternatif. La prise renforcée a l'avantage de sécuriser les échanges d'électricité entre la batterie du véhicule et l'installation électrique du logement. Et éviter tout risque de surtension et de disjonction comme évoqué plus haut [46].
- Les bornes de recharge à domicile sont des infrastructures électriques spécialement conçues pour la recharge des voitures électriques. Elles sont préconisées par la majorité des constructeurs de véhicules électriques pour des raisons de sécurité mais également de temps de recharge. La wall-box se présente comme un petit boîtier à installer par un professionnel dans un parking privé.
- Il existe également des bornes de recharges publiques sur des parkings publics, à proximité ou mis à la disposition par certains commerces avec une puissance de charge supérieure à 50kW soit 63A triphasé (courant alternatif ou courant continu). On parle alors de recharge rapide – une voiture électrique pouvant être rechargée en moins de 30 minutes contre quelques heures en recharge normale [18].

## 6. Hybridation des sources d'énergie embarquées

Par analogie avec les véhicules thermiques hybrides, l'hybridation n'intervient pas au niveau de la motorisation mais en amont au niveau des sources de stockage d'énergie [43].

Le principe consiste à combiner deux technologies de stockage complémentaires (énergie spécifique élevée pour la première, puissance spécifique importante et disponible sur des durées adaptées, pour la seconde). Elle permet en particulier, de dissocier les dimensionnements en puissance moyenne et en puissance transitoire. Un véhicule à pile à combustible et/ou à batteries électrochimiques utilise ainsi en complément une source secondaire d'énergie électrique réversible en puissance, telle que des supercondensateurs ou une batterie haute puissance afin d'améliorer les performances du stockage d'énergie et l'adapter aux besoins spécifiques du transport .

## 6.1. Principe d'hybridation des sources d'énergie

Pour utiliser une seule source d'énergie (solution mono-source) d'un véhicule électrique, cela pose problème. On est en général amené à sur-dimensionner le dispositif de stockage, ou à limiter les performances en transitoire, ce qui impose de faire des compromis au niveau du volume et de la masse. Une solution alternative est d'associer deux sources entre elles : la première de forte densité d'énergie et la seconde de forte densité de puissance afin de permettre de combler une partie du vide laissé dans le diagramme de Ragone . On synthétise ainsi un nouveau système de stockage, dit « hybride ». Cette solution d'hybridation des sources permet d'exploiter les performances de deux systèmes de stockage et donne des degrés de liberté lors de la conception de ce stockeur .On peut ainsi avoir pour objectif de maîtriser différents critères comme le volume, la masse, le coût d'investissement ou d'utilisation, ou encore sa durée de vie [52]. Le principe d'hybridation des sources de stockage est illustré dans la Figure.I.11. Il est formé de deux sources et d'un système de gestion réalisé à base de convertisseurs d'électronique de puissance permettant de gérer les flux de puissance entre les deux sources.

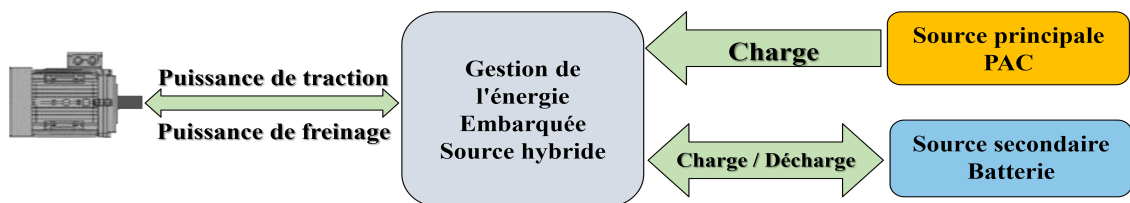


Figure I.11 – Principe d'hybridation des sources de stockage.

L'hybridation des sources consiste à combiner deux sources ou plus. Ceci permet de proposer un très grand nombre de solutions tant au point de vue de la structure que de la gestion des flux d'énergie. En conséquence, le comportement global du système dépend à la fois du positionnement et du choix des dispositifs de stockage au sein de la source hybride. Des solutions pour hybrider les sources d'énergie couramment rencontrées en traction comme les piles à combustible et les batteries électrochimiques sont résumées ci-après.

## 6.2. Couplage d'une source hybride

Différentes architectures électriques sont possibles pour associer ces sources d'énergie [52] et gérer les flux de puissances des deux sources : elles peuvent être en parallèle, ou en cascade, et avec un ou deux convertisseurs. Le choix de l'architecture est principalement justifié par

la simplicité de la réalisation du système et le coût global qu'elle entraîne [53]. La partie suivante présente succinctement les architectures les plus fréquemment rencontrées dans le domaine de l'automobile pour ces sources hybrides.

### 6.3. Architecture en cascade avec un convertisseur DC/DC coté PAC

La batterie est connectée directement au bus continu alors que la PAC est connecté via un convertisseur DC/DC (voir la figure. I.12). Cette solution présente un intérêt en termes de volume et de coût puisqu'elle ne comporte qu'un seul convertisseur d'interface. Le contrôle énergétique est relativement simple. La tension du bus continu est stabilisée par la batterie, mais ne permet pas de contrôler directement son courant en cas de forte demande de puissance ou de court-circuit de la charge [53].

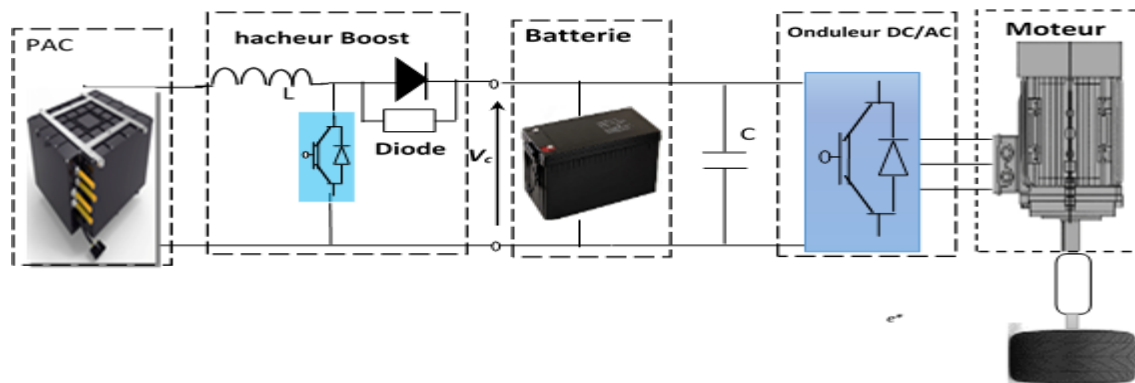


Figure I.12 – Architecture en cascade pour les sources d'énergie d'un VE

### 6.4. Architecture avec deux convertisseurs en parallèle

En mode parallèle, les deux éléments du système hybride de stockage (batterie/PAC) sont connectés indépendamment au bus continu par leur propre convertisseur DC/DC (voir la figure. I.13). Cette topologie présente certains avantages [53] :

- contrôle indépendant des courants des deux stockeurs
- limitation de leurs puissances de dimensionnement
- tolérance aux défauts

Les convertisseurs étant en parallèle, l'architecture peut encore fonctionner même si des pannes surviennent au niveau d'un des convertisseurs, ce qui augmente la fiabilité du système global. Dans le cas d'une défaillance d'un des convertisseurs, il suffit de y passer celui-ci et de passer en mode dégradé. On se retrouve alors dans le cas d'une des configurations décrites

précédemment, à savoir l'architecture en cascade avec un convertisseur  $DC/DC$  coté PAC ou batterie.

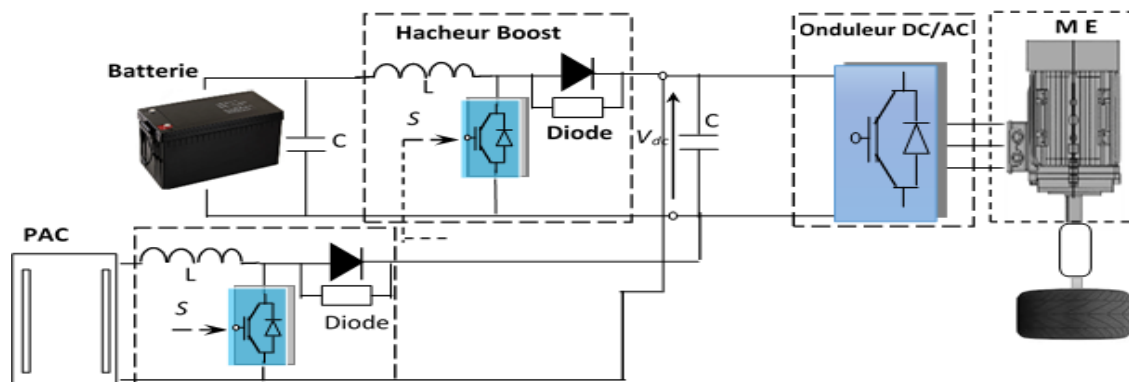


Figure I.13 – Architecture en parallèle pour les sources d'énergie d'un VE

## 7. Avantages et inconvénients du VE

### Avantages

- **Environnement** : Le VE n'émet aucun gaz à effet de serre, ne rejette aucun hydrocarbure et aucune fumée [54] .
- **Silencieuse** : C'est assez surprenant de n'entendre qu'un simple « souffle », la voiture est quasi silencieuse. Un véritable atout pour la quiétude des villes [55] .
- **Économique** : La VE est aussi économique, elle ne consomme pas d'énergie durant les phases de ralenti parce que les batteries ont la capacité de se recharger pendant ces phases (de ralenti). Et aussi en terme de coût, l'électricité revient beaucoup moins cher que l'hydrocarbure [54].
- **Un entretien réduit** : La voiture électrique demande peu d'entretien, aucune vidange ou changement de filtre à réaliser. Le système moteur est très simplifié par rapport à un véhicule thermique (essence, diesel ou gaz). Il y a cent fois moins de pièces en rotation [56, 55].
- **Performances** : Le moteur électrique est beaucoup plus performant et offre un rendement nettement meilleur que le moteur thermique, environ 80% pour l'électrique contre 20 à 30% pour le moteur thermique. Cela veut dire que la voiture électrique met à profit 80% de l'énergie qu'elle utilise [57, 56] .

**Inconvénients** Même si le véhicule électrique compte un bon nombre d'avantages, certains inconvénients freinent aujourd'hui son développement.

- **Autonomie** : Les batteries ont une autonomie limitée, une moyenne de 150Km, ce qui est peu si l'on compare à une voiture thermique qui peut aller jusqu'à 1200Km pour certain modèle.
- **Le temps de recharge et la disponibilité des bornes** : Le temps de recharge d'un VE est variable, il dépend de la puissance disponible au point de recharge. Aujourd'hui, il faut compter environ 8h pour faire une recharge sur une prise domestique. Quant aux bornes de recharge, elles ne sont pas toutes normalisées à l'échelle européenne [54, 57].
- **Le coût d'achat** : Le VE reste plus cher à l'achat qu'un véhicule thermique à cause du coût élevé des packs de batteries.
- **Le silence** : C'est un avantage pour l'utilisateur mais pas forcément pour certains usagers de la route, comme les malvoyants, malentendants, qui ne pourront plus entendre l'arrivée du véhicule, ce qui a déjà provoqué des accidents [54, 55].

## 8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a essayé de mettre en exergue le principe et le développement des différentes technologies émergentes pour véhicules utilisant un mode de propulsion électrique.

Le véhicule électrique constituerait une solution privilégiée s'il n'était pas pénalisé par un poids excessif des batteries et surtout par une autonomie limitée.

En attendant de nouveaux progrès techniques qui permettront une diffusion plus large de ces solutions alternatives (véhicule électrique à batterie, hybride et à pile à combustible), grâce aux progrès des batteries, à l'introduction en masse de véhicules hybrides et à la réduction drastique du coût et de l'encombrement des piles à combustible, le marché du véhicule électrique connaîtra peut-être enfin la croissance qu'on lui promet depuis un siècle.

Du côté moteur, vu les avantages qu'il a sur les autres types de moteurs électriques tournants, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, prix relativement bas, entretien moins fréquent. Le moteur à induction semble le mieux placé pour la propulsion électrique du véhicule.

Avant d'arriver à parfaire le contrôle de ce système de propulsion, et de définir une structure de commande permettant d'assurer une optimisation énergétique, il est d'usage d'abord de modéliser les différents éléments constitutifs de la chaîne de propulsion. Par conséquent, le chapitre suivant s'intéressera à la modélisation des différents composants de la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

# CHAPITRE II

---

## Modélisation de la chaîne de conversion d'un véhicule électrique

---

### Sommaire

<b>1. Introduction</b> . . . . .	<b>38</b>
<b>2. Principe de fonctionnement d'un véhicule électrique</b> . . . . .	<b>38</b>
<b>3. Modélisation de véhicule électrique</b> . . . . .	<b>39</b>
3.1. Modèle mécanique d'un véhicule . . . . .	40
3.2. Les sources d'énergies électriques . . . . .	42
3.3. Modélisation des machines électriques . . . . .	48
<b>4. Conclusion</b> . . . . .	<b>68</b>

## 1. Introduction

Le véhicule électrique (VE) est un système complexe qui met en interaction divers composants de natures différentes (mécanique, électrique, électrochimique, etc...) . Son comportement est donc sensible à toute variation des caractéristiques de l'un de ses composants à travers ces interactions. L'analyse du VE en tant que système nécessite alors la connaissance du modèle mathématique des différents composants intervenant dans sa chaîne de traction.

Une représentation énergétique du système (parties mécanique et électrique) et sa structure seront illustrées dans ce chapitre.

Nous débuterons par une description des différents éléments du VE considéré. Les composants essentiels pris sont la pile à combustible, la batterie, les convertisseurs qui y sont connectés et le groupe motopropulseur dont la modélisation nous permet de relever la dynamique du mouvement du véhicule. Les modèles utilisés pour la simulation du véhicule serviront à l'élaboration des stratégies de commande et de gestion d'énergie présentées dans les chapitres 3 et 4.

## 2. Principe de fonctionnement d'un véhicule électrique

Les voitures électriques dépendent entièrement de l'énergie électrique pour effectuer toutes les tâches qui leur sont assignées. Comme cette énergie est stockée dans des batteries spéciales, en la connectant au réseau électrique ou générateur de tension (le supercondensateur ou la pile à combustible).

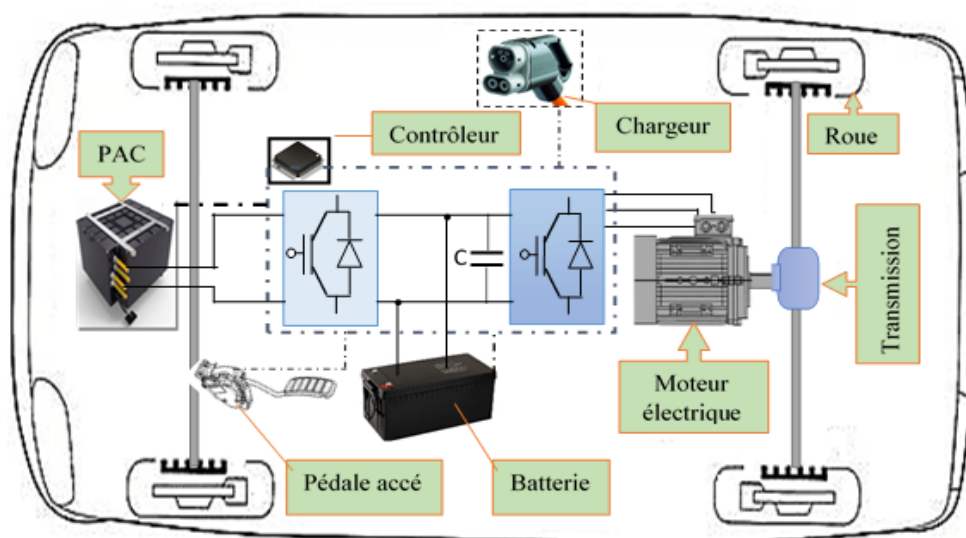


Figure II.1 – Schéma simple d'une chaîne de traction du (VE)



Le système de VE se compose de trois unités : une unité d'alimentation, l'unité de motorisation et l'unité de commande [58]. Pour faire fonctionner le véhicule électrique, nous appuyons sur la pédale composée du potentiomètre donne le signal au contrôleur afin de déterminer combien d'énergie que la source d'alimentation doit fournir au moteur pour faire fonctionner la vitesse de rotation  $\Omega$  demander, et faire aussi tourner les pneus attachés au moteur dans une vitesse réduite produite pas le réducteur.

### 3. Modélisation de véhicule électrique

La chaîne de traction est composé d'une source d'énergie, convertisseur statique, une ou des machines électriques et un système de liaison mécanique (réducteur de vitesse, différentiel), on distingue plusieurs parties à savoir :

**Partie mécanique** : il existe une transmission mécanique comprenant un réducteur entre le moteur et la roue.

**Source d'énergie** : la source d'énergie comprend une pile combustible et une batterie d'accumulateur, qui a pour but de fournir (éventuellement de récupérer en cas de freinage) l'énergie électrique.

**Convertisseur statique** : les onduleurs et les hacheurs sont utilisés dans la chaîne de traction pour gérer les changes énergétiques entre la source d'énergie et le groupe motopropulseur (moteur de traction). L'onduleur de tension permet une alimentation alternative triphasée du moteur. Les semi-conducteurs utilisés peuvent être des IGBT ou des onduleurs et Hacheur sont utilisés dans la chaîne de traction pour gérer les changes énergétiques entre des MOSFET.

**Partie commande** : la partie commande reçoit sur son entrée des consignes telles que : le couple demandé par l'utilisateur et la vitesse de rotation du moteur.

**Les moteurs de traction** : les moteurs utilisés est de type MSAP, moteur asynchrone et moteur à courant continu. L'intérêt de ces types de machines est sa grande fiabilité, son rendement plus élevé, la possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et sa puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués. Après avoir citer les différentes parties constituant un véhicule électrique, une modélisation détaillée de chaque élément sera présentée :

### 3.1. Modèle mécanique d'un véhicule

Le modèle mécanique présenté dans cette section déduit le couple et la force motrice nécessaire au fonctionnement du véhicule (Figure II.2). 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. La force nécessaire à la traction du véhicule au niveau des roues est définie à partir des équations (II.1) à (II.5) [59, 60] :

$$F_t = F_{ro} + F_{add} + F_{cr} + F_a \quad (\text{II.1})$$

$$F_{add} = \frac{1}{2} \rho C_d A_f (v + v_0)^2 \quad (\text{II.2})$$

$$F_{ro} = \mu mg \cos \alpha \quad (\text{II.3})$$

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

$$F_a = k_m m \frac{d(v + v_0)}{dt} \quad (\text{II.5})$$

$F_{add}$  : est la force aérodynamique ou la résistance visqueuse de l'air agissant sur le véhicule.

avec :

$A_f$  : est la surface frontale,

$\rho$  : est la masse volumique dont la valeur est de  $1,225 \text{ kg/m}^3$ ,

$C_d$  : est le coefficient de frottement de l'air.

$F_{ro}$  la force de résistance au roulement produite par l'aplatissement du pneu au niveau de la surface de contact avec la chaussée.

où :

$\mu$  : est dépend de manière non-linéaire de la vitesse du véhicule, du type de la pression des pneus. et des caractéristiques du revêtement. IL augmente avec la vitesse du véhicule et également lors des manœuvres en virage,

$m$  : est la masse de VE,

$g$  : est l'accélération de la pesanteur dont la valeur est de  $9,807 \text{ m/s}^2$ ,

$F_{cr}$  : est la force due à l'inclinaison,

$F_{cr}$  : est la résistance à la montée ( son signe opérationnel est positif) et la force de rétrogradation (son signe opérationnel négatif),

avec :

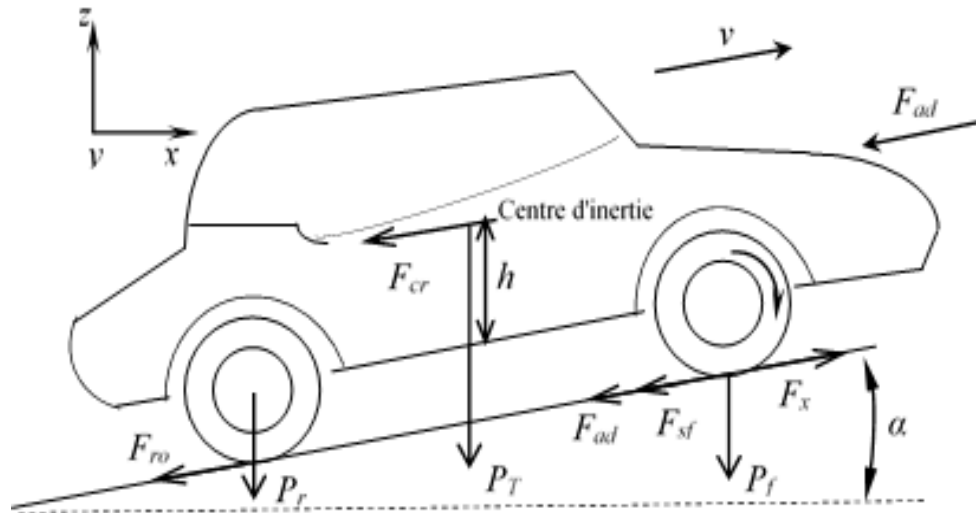
$\alpha$  : est l'angle d'inclinaison du véhicule avec l'horizontal

$F_\alpha$  : est la force pour l'accélération du véhicule,

où :

$v$  : est la vitesse du véhicule,

$v_0$  : est la vitesse du vent de face (négative en cas de vent arrière)



**Figure II.2** – Forces élémentaires agissant sur un véhicule

La puissance requise pour conduire un véhicule doit compenser la charge de la route :

$$P_v = vF_t \quad (\text{II.6})$$

L'équation mécanique (dans le référentiel moteur) utilisée pour décrire chaque entraînement de roue est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_m \quad (\text{II.7})$$

Cette équation fait déjà intervenir l'accélération de la machine (et donc du véhicule),

avec :

$J$  moment d'inertie,  $\Omega$  Vitesse de rotation,  $C_{em}$  couple électromécanique,  $C_r$  est le couple résistant et  $C_m$  les pertes mécaniques dans la machine.

L'expression suivante représente le couple résistant appliqué à la machine dans le cas d'un réducteur sans perte :

$$(C_r)_{machine} = \frac{(C_r)_{roue}}{G} \quad (\text{II.8})$$

Le couple de charge dans le référentiel moteur est donné par :

$$C_{ch} = \frac{R_r}{G} F_t \quad (\text{II.9})$$

Où :  $R_r$  rayon de la roue,  $G$  rapport de réduction et  $C_{ch}$  couple de charge. La vitesse angulaire  $\omega$  (rad/s) est liée à la vitesse du véhicule  $V_{veh}$  (m/s) par la relation :

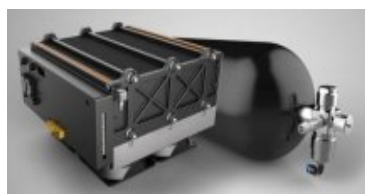
$$\Omega = \frac{V_{veh}}{R_r} \quad (\text{II.10})$$

Si le coefficient d'adhérence de la chaussée est élevé, il est généralement faible et peut être négligé.

### 3.2. Les sources d'énergies électriques

Pour les véhicules électriques hybrides, trois dispositifs d'alimentation sont nécessaires : Les batteries d'accumulateurs, les supercondensateurs et les réservoirs à hydrogène (PAC).

Les batteries sont des systèmes de stockage d'énergie complexes nécessaires à la propulsion électrique. Elles sont constituées d'une certaine quantité d'éléments, qui interagissent par le moyen de réactions physico-chimiques. La réponse électrique de ce système de stockage d'énergie est difficile à prédire parce qu'elle dépend à la fois d'une multitude de paramètres internes et des sollicitations externes. Ce qui rend encore plus difficile la connaissance des batteries est la dégradation de leurs caractéristiques au cours du temps et leurs poids lourds. Cette dégradation est connue sous le nom de vieillissement et constitue un des principaux inconvénients de ce type de système de stockage d'énergie [61, 62].



(a) Image de la pile à combustible



(b) Image de la batterie



(c) Image d'un supercondensateur

**Figure II.3** – les images des différents types de source

Les supercondensateurs, qui ont une capacité similaire, sont des dispositifs à haute puissance et à faible consommation d'énergie. Ils sont utilisés pour améliorer les pics de puissance élevés pendant une courte durée. Les batteries offrent de bien meilleures performances en

tant que fournisseur de puissance de pointe pour les véhicules électriques hybrides et / ou les véhicules à piles à combustible.

Le système à pile à combustible (PAC) comporte un réservoir de carburant et stocke de l'énergie sous forme d'hydrogène. Une PAC est considérée comme une source primaire et peut être utilisée uniquement pour la propulsion électrique, elles ne peuvent pas être rechargées électriquement ou utilisées pour le freinage par récupération.

Les batteries et les supercondensateurs peuvent être classées dans la catégorie des sources secondaires, ils ont des réactions réversibles et peuvent être chargés et déchargés [22].

### Modélisation de la pile à combustible

Un modèle dynamique du *PEMFC* est basé sur la relation entre la tension de sortie et la pression potentielle de l'hydrogène, de l'oxygène et de l'eau. La tension de sortie globale de l'empilement de piles à combustible est donnée par l'équation suivante [63],[64, 26],[65] :

$$V_{cell} = E_{nerst} - V_{act} - V_{ohmic} - V_{con} \quad (II.11)$$

Où :

$E_{nerst}$  : est la tension de Nernst, qui est la tension thermodynamique des cellules , dépend des températures et des pressions partielles des réactifs et des produits qui se trouvent à l'intérieur de la pile [66].

$E_0$  : est le potentiel de cellule réversible standard ( $V$ ),

$N_0$  : est le nombre de cellules dans la pile,

$R$  : est la constante de Boltzmann ( $8,3145 J \times mol^{-1} \times K^{-1}$ ),

$T$  : est la température de la cheminée ( $K$ ),

$F$  : est la constante de Faraday ( $96485 A \times C \times mol^{-1}$ ),

$P_{H_2}, P_{O_2}, P_{H_2O}$  : sont les pressions partielles d'hydrogène, d'oxygène et de l'eau respectivement ( $atm$ ). La tension réversible dépend en pratique des pressions et de la température de fonctionnement. Il s'agit de la loi de Nernst :

$$\begin{cases} E_{nerst} = N_0[E_0 + \frac{RT}{2F} \log(\frac{P_{H_2}P_{O_2}^{0.5}}{P_{H_2O}})] \\ V_{ohmic} = R_m I \end{cases} \quad (II.12)$$

Où :  $K_{O_2}, K_{H_2}, K_{H_2O}$  : sont les constantes molaires de la vanne pour l'oxygène, l'hydrogène et l'eau en ( $Kmol \times s^{-1} \times atm^{-1}$ ) respectivement.

$$\begin{cases} P_{O_2} = \frac{1/K_{O_2}}{1+\tau_{O_2}s}(q_{O_2}^{in} - 2k_r I) \\ P_{H_2} = \frac{1/K_{H_2}}{1+\tau_{H_2}s}(q_{H_2}^{in} - 2k_r I) \\ P_{H_2O} = \frac{1/K_{H_2O}}{1+\tau_{H_2O}s}(2K_r I_{pac}) \\ q_{H_2}^{in} = \frac{1}{1+T_f s} \left( \frac{2K_r}{U_{opt}} I_{pac} \right) \\ q_{O_2}^{in} = \frac{1}{rHO} q_{H_2}^{in} \end{cases} \quad (II.13)$$

$q_{H_2}^{in}, q_{O_2}^{in}$  : sont les débits d'entrée d'hydrogène et d'oxygène ( $Kmol/s$ ),

$I$  : est le courant de cheminée ( $A$ ),

$K_r = \frac{N}{4F}$  : est la constante de modélisation,

avec :

$N$  : est le nombre de piles à combustible à bobines en série dans la pile.

$\tau_{H_2}, \tau_{O_2}, \tau_{H_2O}$  : sont les constantes de temps pour l'hydrogène, l'oxygène et l'eau en ( $sec$ ),

$U_{opt}$  : est l'utilisation optimale du carburant,

$T_f$  : est la constante de temps du carburant ( $s$ ),

$rHO$  : est le rapport hydrogène / oxygène,

$V_{act}, V_{ohmic}, V_{con}$  : correspondent respectivement aux pertes d'activation, de polarisations ohmiques et de polarisations de concentration [64, 26].

$$V_{act} = [\xi_1 + \xi_2 T + \xi_{3T} \times \ln(C_{O_2}) + \xi_4 T \times \ln(i)] \quad (II.14)$$

avec :

$\xi_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) : défini les coefficients paramétriques basés sur les phénomènes cinétiques, thermodynamiques et électrochimiques.

$C_{O_2}$  : est la concentration d'oxygène dissous dans une interface de réaction d'eau dans le catalyseur de la cathode en ( $mol/m^3$ ).

Elle s'exprime par l'équation suivante [63, 67] :

$$C_{O_2} = \frac{P_{O_2}}{5.08 \times 10^6 e^{-\frac{498}{T}}} \quad (II.15)$$

La perte de polarisation ohmique est donnée par :

$$V_{ohmic} = iR_m \quad (II.16)$$

$R_m$  : est la résistance ohmique.

La polarisation de concentration peut être écrite sous la forme suivante :

$$V_{con} = -B \times \ln \left( 1 - \frac{i}{i_{lim}} \right) \quad (\text{II.17})$$

avec :

$i_{lim}$  : est la densité de courant où le carburant est utilisé au même taux que le taux d'entrée maximal ( $A/cm^2$ ).

Pour dimensionner la pile à combustible, il convient de calculer la quantité d'énergie électrique extraite du PAC. Par conséquent, il est nécessaire d'estimer la quantité d'énergie générée par le PAC pour 1kg d'hydrogène pouvant être obtenue par [64] :

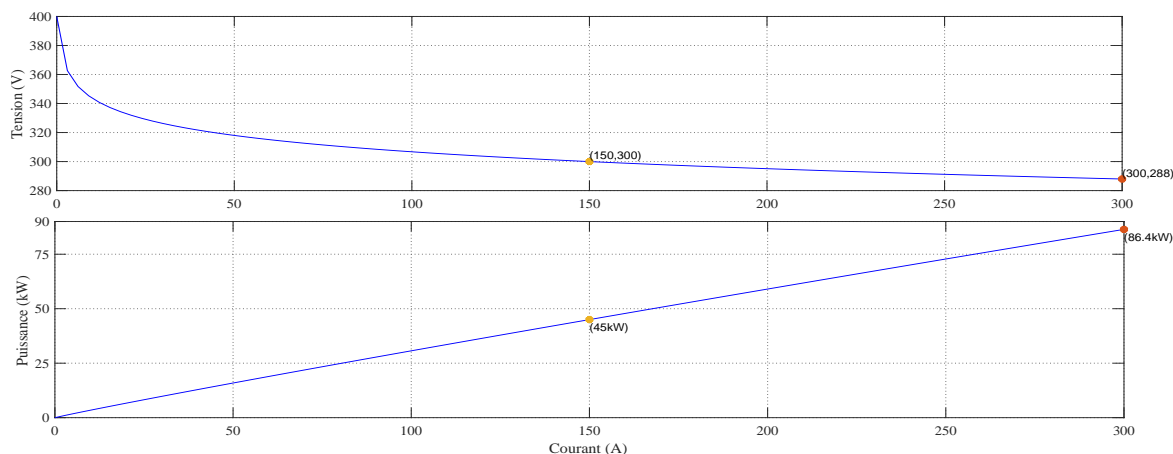
$$E_g^{pac} = H_2^{used} \xi_{pac} \frac{H_2 \text{ valeur calorifique}}{H_2 \text{ densité}} \quad (\text{II.18})$$

Où :

$H_2^{used}$  : représente la quantité d'hydrogène entrant dans le PAC en kg,

$\xi_{pac}$  : est l'efficacité du PAC,  $H_2$  : est la valeur calorifique et est égale à  $3,4kWh/m^3$  en condition standard et la densité du  $H_2$  et est égale à  $0,09kg/m^3$ .

La figure ( II.4) représente la variation du courant de la pile à combustible en fonction de la puissance de sortie :



**Figure II.4** – Variation du courant de la PAC en fonction : de la puissance et de Tension

### 3.2.1. Modélisation des dispositifs de stockage

Les batteries sont composées de collections de cellules. Chaque cellule a une tension qui dépend du potentiel électrochimique des produits chimiques. L'acide au plomb a un potentiel de cellule de  $2V$  et l'hydrure de nickel métallique ( $NiMH$ ) à un potentiel de  $1,2V$ . Les cellules sont connectées en série pour augmenter la tension. Les batteries sont décrites selon quatre caractéristiques quantitatives : courant, tension, énergie et puissance. La capacité ( $C$ ) correspond à la charge pouvant être absorbée par la batterie dans certaines conditions. Il en va de même de la quantité d'électricité qu'une batterie peut fournir en décharge continue. Une capacité de batterie à courant constant est fonction des valeurs de courant auxquelles elles se déchargent. La capacité de la batterie est exprimée en  $[Ah]$  et est donnée par  $C = I_d/dt$  où  $I_d$  est le courant de décharge et  $t$  le temps de décharge. Si la décharge est faite à courant constant,  $C = I_d t$ . La capacité cellulaire,  $C$ , est déterminée en partie par la masse de réactifs disponibles [62].

Plusieurs auteurs ont proposé des modèles pour la batterie et les résultats d'expériences menées sur des batteries Plomb et lithium ion en déduisent un modèle appelé «modèle CIEMAT» représentant le fonctionnement de la batterie pendant les processus de charge, décharge et surcharge [68]. Dans notre étude de cas, à partir des simulations et réalisations effectués, un modèle validé est proposé en ce qui concerne la capacité, charger et décharger de la batterie type lithium-ion. Ce modèle représenté par un modèle de circuit équivalent contient une source de tension qui est la tension de circuit ouvert, en série avec une résistance interne. Ainsi, la tension de sortie des batteries est donnée par la relation (II.19) :

$$V_{bat} = V - R_b i_{bat} \quad (\text{II.19})$$

où :

$V_{bat}$  et  $i_{bat}$  : dépendent de l'état de charge de la batterie  $SOC$ , de la température et des variations de résistance interne  $R_b$ .



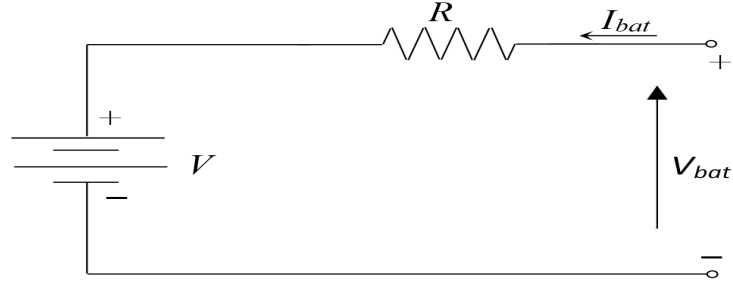


Figure II.5 – Modèle de la batterie

Dans cette étude, le modèle CIEMAT choisi est considéré suffisamment précis pour comparer les performances de plusieurs stratégies et évaluer les objectifs de la gestion énergétique. Au cours du processus de charge et de décharge, l'état de charge ( $SOC$ ) en termes de temps ( $t$ ) peut être décrit par [69] :

$$SOC(t) = \begin{cases} SOC(t - \Delta t) + P_{bat} \cdot \frac{\eta_{ch}}{C_n \cdot V_{dc}} \cdot \Delta t \\ SOC(t - \Delta t) + P_{bat} \cdot \frac{1}{\eta_{dis} \cdot C_n \cdot V_{dc}} \cdot \Delta t \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

où :

$\Delta t$  : est le pas de temps,

$P_{bat}$  : représente la charge de la batterie,

$C_n$  : représente la capacité nominale de la batterie,

$\eta_{ch}$  et  $\eta_{dis}$  : représentent respectivement l'efficacité de la batterie pendant les phases de charge et de décharge.

$V_{dc}$  : est la tension nominale du bus continu.

A tout moment  $\Delta t$ , le  $SOC$  doit respecter les contraintes suivantes [68] :

$$SOC_{\min} \leq SOC(t) \leq SOC_{\max} \quad (\text{II.21})$$

Où :  $SOC_{\min}$  et  $SOC_{\max}$  : représentent les capacités de stockage minimale et maximale autorisées. La figure II.6 illustre le contrôle de la batterie, l'algorithme de commande permet de contrôler le courant de la batterie afin d'obtenir la puissance souhaitée.

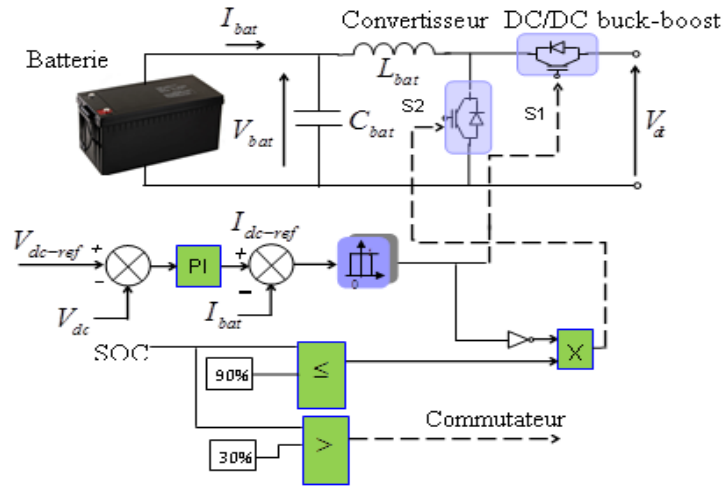


Figure II.6 – Schéma bloc de régulation de la batterie

### 3.3. Modélisation des machines électriques

Il s'agit de réaliser une modélisation numérique exacte d'une machine à courant continu, machine à induction et une machine synchrone à aimants permanents en vue de commander les variables couple, courants et vitesse de rotation.

#### 3.3.1. Modélisation d'un moteur à courant continu

La structure d'un moteur à courant continu est représentée dans la figure II.7, elle est utilisée dans les systèmes de contrôle de mouvement industriels comme le véhicule électrique, le fauteuil roulant électrique, les voitures adaptées aux usagers handicapés, chariot électriques... etc. Les équations dynamiques d'un moteur à courant continu à aimant permanent (PMDCM) sont modélisées à l'aide des expressions (II.22) et (II.24).

Selon la loi de tension de Kirchhoff, l'équation électrique de l'induit du moteur à courant continu est décrite par [70] :

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E_a(t) \quad (\text{II.22})$$

Où :

$$E_a(t) = K_m \omega_r(t) \quad (\text{II.23})$$

L'expression du couple électromagnétique est donné par l'équation suivante :

$$C_{em}(t) = K_t i_a(t) \quad (\text{II.24})$$

Effectuons un bilan de puissance sur le système, l'équation mécanique peut être écrite sous la

forme :

$$C_{em}(t) = J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + f\omega_r(t) + C_r(t) \quad (\text{II.25})$$

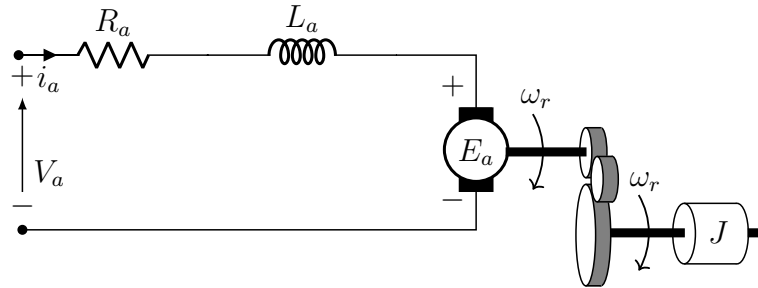


Figure II.7 – Schéma électrique du MCC

Les équations (II.22) et (II.25) peuvent être arrangées en utilisant les équations (II.24) et (II.23). les équations précédentes deviennent sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_m}{L_a} \\ \frac{K_m}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ C_{em} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Un schéma synoptique de domaine de Laplace du moteur à courant continu est montré sur la figure II.8

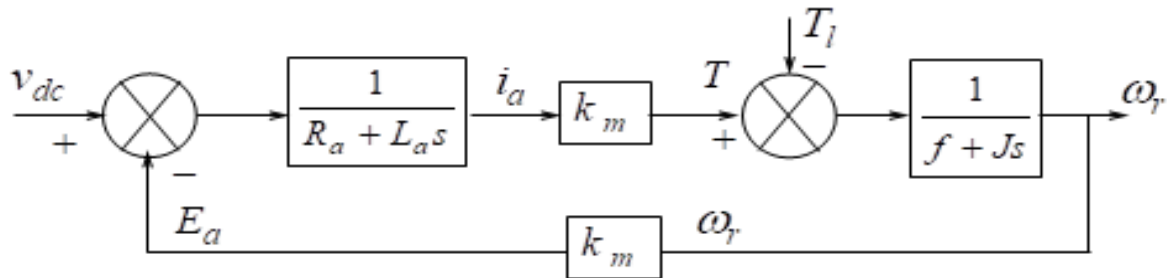


Figure II.8 – Schéma bloqué du MCC

### 3.3.2. Modélisation du moteur à induction

On présente dans cette partie les modèles mathématiques de la machine à induction qui seront utilisés par la suite pour l'étude et la synthèse des différentes stratégies de commandes développées [71].

#### Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier la représentation de ces relations, on propose les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique est non saturé, parfaitement feuilleté au stator et au rotor, et la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs pour négliger le phénomène d'hystérésis et les pertes dues aux courants de Foucault.
- On ne considère que la première harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase du stator et du rotor.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Le système d'alimentation est parfaitement équilibré et sinusoïdal.
- Linéarité des flux et f.é.m. permet la superposition.

$$\psi_r = \sum \psi_i \quad (\text{II.27})$$

Parmi les conséquences des hypothèses simplificatrices :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétique.

La modélisation se décompose en deux étapes :

1. Transformation triphasé-biphasé (dans un repère fixe) (Concordia)
2. Transformation repère fixe-repère tournant (Park)

### Choix du référentiel

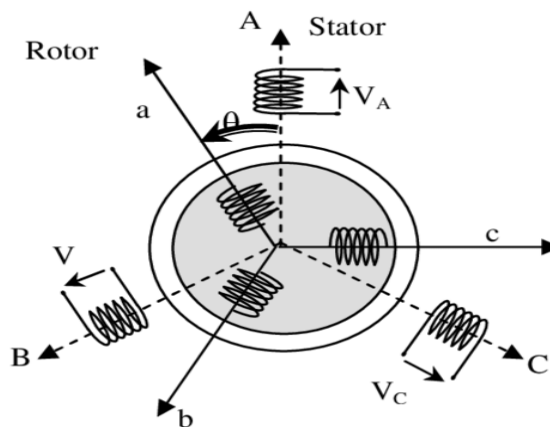
Il existe différents critères concernant le choix de l'orientation du repère d'axe  $(d, q)$ , l'étude analytique du moteur à induction à l'aide des composantes de Park nécessite l'emploi d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe trois choix disponibles concernant l'orientation du repère d'axes  $(d, q)$ . Ce choix se fait en fonction des objectifs de l'application .

- a) Repère lié au stator qui tient en considération l'étude des grandeurs statoriques.
- b) Repère lié au rotor qui tient en considération l'études des grandeurs rotoriques.
- c) Repère lié au champ tournant qui tient en considération l'étude de la commande.

La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite le choix "c", et les modèles d'action dépendant de la position du repère par rapport aux divers axes du flux.

### Modèle triphasé du moteur

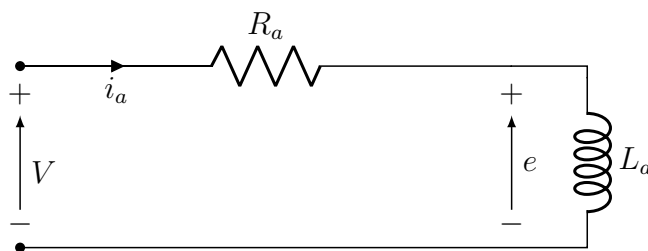
Un moteur à induction est un transformateur électrique dont les circuits magnétiques sont séparés en deux parties (primaire et secondaire) pouvant se mouvoir l'une par rapport à l'autre. La structure classique d'un moteur à induction consiste en un stator de forme cylindrique portant sur sa partie périphérique interne les enroulements du primaire, le moteur à induction triphasé est composé de deux parties. La modélisation standard du moteur à induction triphasé, symétrique et équilibré représente le stator par trois enroulements identiques décalés de  $(\frac{2\pi}{3})$  auxquels on peut appliquer un potentiel  $V$  et le rotor par trois enroulements identiques décalés de  $(\frac{2\pi}{3})$  en court-circuit [72].



**Figure II.9** – Représentation schématique d'une machine à induction triphasée

### Equation de tension

Pour chaque enroulement, on peut écrire l'équation de tension sous la forme suivante :



**Figure II.10** – Modèle d'une phase avec force électromotrice

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{II.28})$$

Où :

$\psi$  : représente le flux total a travers l'enroulement. Pour l'ensemble des enroulements, alors on écrira :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] \quad (\text{II.29})$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{rabc}] \quad (\text{II.30})$$

avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \text{ Les trois enroulements du rotor sont en court-circuit,}$$

d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^T.$$

### Équations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ . Les expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent sous la forme :

$$\begin{aligned} [\psi_{sabc}] &= [L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{sabc}] \\ [\psi_{rabc}] &= [M_{sr}] \cdot [i_{sabc}] + [L_r] \cdot [i_{rabc}] \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Sachant que :

$L_r, M_{sr}$  : sont des sous matrices d'inductances, telles que :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

### Transformation triphasée - biphasée de Park appliquée au moteur à induction

Le repère dans le champ tournant à la pulsation statorique instantanée  $\omega_s$  est très

classiquement utilisé. Il n'est pas nécessaire d'être en régime permanent pour effectuer la transformation [73].

Le changement de repères triphasé/biphasé  $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$  peut être réalisé par la transformation de Park.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

La matrice de rotation  $P(\theta)$  ou appelé aussi matrice de Park permet d'exprimer le vecteur  $x$  dans un repère différent :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

L'angle  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation, avec :  $\theta = \theta_s$  pour le repère statorique ou  $\theta = \theta_r$  pour le repère rotorique .

La transformée inverse de Park du repère tournant  $(d, q)$  vers le repère fixe triphasé  $(a; b; c)$  est donnée par la relation :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$[P(\theta)]^{-1}$  : est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

La transformation de Park permettant le passage des composantes  $X_{abc}$  du système triphasé aux composantes  $X_{dq0}$  [74].

$$[i_{sdq0}] = [p(\theta_s)] \cdot [i_{sabc}] \quad (\text{II.38})$$

$$[v_{sdq0}] = [p(\theta_s)] \cdot [v_{sabc}] \quad (\text{II.39})$$

$$[\Psi_{rdq0}] = [p(\theta)] [\Psi_{rabc}] \quad (\text{II.40})$$

En résumé les équations de tension du moteur à induction :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Où les flux sont telle que :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

### Équation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple ; vitesse), l'expression décrivant le comportement de la partie mobile de la machine est obtenue par l'application de la relation fondamentale de la dynamique qui permet d'écrire :

$$C_{em} - C_r = J * \frac{d\Omega}{dt} + F * \Omega \quad (\text{II.43})$$

avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p}.$$

Dans le domaine de Laplace, l'équation de la vitesse rotorique mécanique est écrite sous la forme :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J_s + F} \quad (\text{II.44})$$

Où : "s" : représente l'opérateur de Laplace, cette équation montre que la commande de la vitesse nécessite une commande du couple.

### Mise sous forme d'équation d'état

La forme la plus adaptée qui représente le système dans un référentiel  $(d, q)$  est définie par le système matriciel qui peut être écrit sous la forme d'état suivante [75] :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A(X)] [X] + [B] [U] \quad (\text{II.45})$$



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & a & pK\omega_r \\ -\omega_s & -\gamma & a & pK\omega_r \\ b & 0 & -c & -(\omega_s - p\omega_r) \\ 0 & b & -(\omega_s - p\omega_r) & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

Les paramètres  $\gamma, a, K, b, c$  sont définis de par :

$\sigma = 1 - \left( \frac{M_{sr}^2}{L_r * L_s} \right)$  : représente le coefficient de dispersion ou de Blondel.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : le constante de temps rotorique.

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{R_s}{\sigma * L_s} + \frac{(R_r * M_{sr}^2)}{(\sigma * L_s * L_r^2)} \\ K &= \frac{M_{sr}}{(\sigma * L_r * L_s)} \\ a &= \frac{K}{T_r} \\ b &= \frac{M_{sr}}{T_r} \\ c &= \frac{1}{T_r} \end{aligned} \quad (\text{II.47})$$

L'équation mécanique est exprimée par :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{J L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \quad (\text{II.48})$$

Donc le modèle de la machine à induction dans le repère  $(d, q)$  est le modèle le plus général pour la représentation du moteur.

### 3.3.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La motorisation d'un véhicule électrique utilise souvent une machine synchrone à aimants permanent. En effet, cette machine est caractérisée par un rendement élevé, un faible volume et un couple élevé à ratio de la masse. Toutefois l'effet d'harmoniques relatives notamment à la forme de la structure induisent des courants dans les aimants occasionnant des pertes Joules et donc une augmentation de la température susceptible de démagnétiser les aimants [76].

#### Représentation de la MSAP dans le repère $(d, q)$

Les amplitudes directe  $(d)$  et en quadrature  $(q)$  des grandeurs statoriques et rotoriques

sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs par phase est exprimée comme suit [77] :

$$X_{dq} = [P(\theta)] X_{abc} \quad (\text{II.49})$$

Tel que :

$X$  : peut être : la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta)]$  : est la matrice de la transformation de Park définie par

### Équations électriques

Sachant que le système est équilibré,

On aura pour la MSAP (figure II.11).

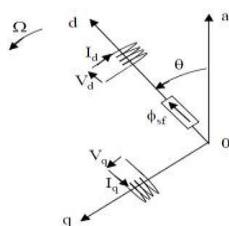


Figure II.11 – Schéma équivalent de MSAP dans le repère  $(d, q)$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

### Équations magnétiques

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (\text{II.51})$$

$$\psi_q = L_q i_q$$

Avec :

$$\psi_f = M_f i_d + L_f i_f = c^{ste} \quad (\text{II.52})$$

En introduisant (II.51) dans (II.50), on obtient le modèle électrique de la MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} I_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega (L_{sd} I_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

### Equations mécaniques

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + \Omega_r f = c_e - c_r$$

$$\Omega_r = \omega_r / P \quad (\text{II.54})$$

$$c_f \cong f \Omega_r$$

avec :

$C_r$  : Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique.

$f\Omega_r$  : Le couple des frottements visqueux.

$J\frac{d\Omega_r}{dt}$  : Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor.

### 3.3.3.1. Modèle de la MSAP en vue de la commande

Considérons :

- Les tensions  $v_d, v_q$  et le flux d'excitation  $\psi_f$  comme grandeurs de commande
- - Les courants  $i_d, i_q$  comme variables d'état.

On pose :

$$[x] = \begin{bmatrix} I_{sd} & I_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.55})$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.56})$$

Alors, le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (\text{II.57})$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-\omega}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

De plus, l'équation mécanique est donnée par :

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} = c_e - c_r - F\Omega \quad (\text{II.60})$$

Et, le couple électromagnétique s'exprime par :

$$c_e = \frac{3}{2}P [(L_d - L_q)I_{sd}I_{sq} + \varphi_f I_{sq}] \quad (\text{II.61})$$

### 3.3.4. Modélisation des convertisseurs statiques

La modélisation des convertisseurs statique peut s'avérer parfois complexe en raison du nombre des semi-conducteurs apparaissant dans la structure à modéliser. La construction à

la main de ces modèles exige du concepteur, une connaissance approfondie des différentes méthodes de modélisation.

Nous proposons donc de trouver un moyen qui permette d'automatiser au mieux le processus d'obtention des modèles parfaits, dans le but de faire gagner du temps de conception et de diminuer le risque d'erreurs de mise en œuvre.

### 3.3.4.1. Onduleur de tension à deux niveaux

A partir d'une source de tension continue, un convertisseur continu-alternatif fournit une tension alternative dont la valeur dépend des états de conduction de ses cellules de commutation. Selon qu'elles soient passantes ou bloquées, ces cellules permettent des connexions temporaires entre la source continue et la charge de l'onduleur ; la valeur de la tension en sortie de l'onduleur est alors fonction du rapport entre les intervalles d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs [78, 77].

Dans le domaine des entraînements électriques, les différentes lois de commande de la machine électrique alimentée par l'onduleur de tension nécessitent généralement l'utilisation d'une modulation en largeur d'impulsions (*MLI*). En effet, ce modulateur génère les ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur de tension de manière à obtenir à la sortie du convertisseur une tension qui est moyennée sur la période d'échantillonnage  $T_e$  est égale à la tension de référence imposée par le bloc de commande du système.

La figure (II.12) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique à 2-niveaux alimentant une machine à courant alternatif supposée équilibrée, connectée en étoile et sans retour de neutre.

La phase  $k$  ( $k = a, b, c$ ) de l'onduleur peut délivrer instantanément une tension de sortie,  $V_{k0}$ , possédant deux niveaux distincts - 0 ou  $E$  :

$$V_{k0} = C_k E \quad (\text{II.62})$$

où :

$C_k = 0, 1$  est un index représentant le niveaux de la phase  $k$ .

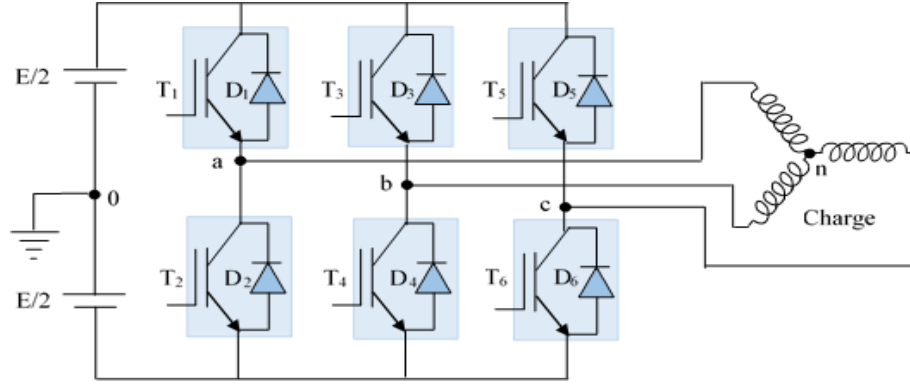


Figure II.12 – Onduleur triphasé simplifié

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T_{i+1}$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_{i+1}$  est ouvert
- si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_{i+1}$  est passant où :  $i = 1, 2, \dots, 6$

La transformation triphasée/biphasée de Park représentée par (II.34) peut aussi s'écrire sous la forme vectorielle, selon (II.63) avec :  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ .

$$\underline{X} = X_\alpha + jX_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( X_1 + \underline{a}X_2 + \underline{a}^2X_3 \right) \quad (\text{II.63})$$

Les tensions phase-point neutre fictif de la charge peuvent s'écrire en triphasé sous la forme du système d'équations (II.64) :

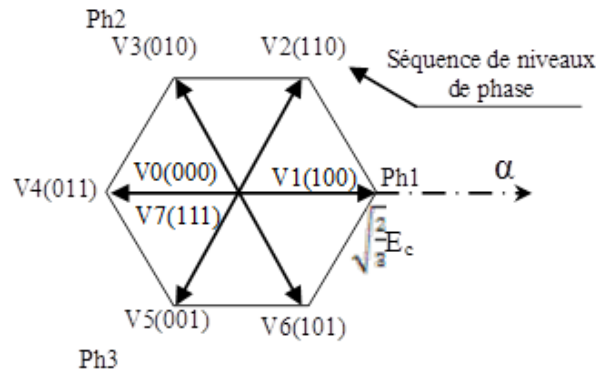
$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3} (2.C_a - C_b - C_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3} (2.C_b - C_a - C_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3} (2.C_c - C_b - C_a) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

En appliquant la transformation de Park, prise sous la forme de (II.63), aux tensions phase-neutre données par (II.64), on obtient dans le repère fixe biphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase l'équation (II.65) :

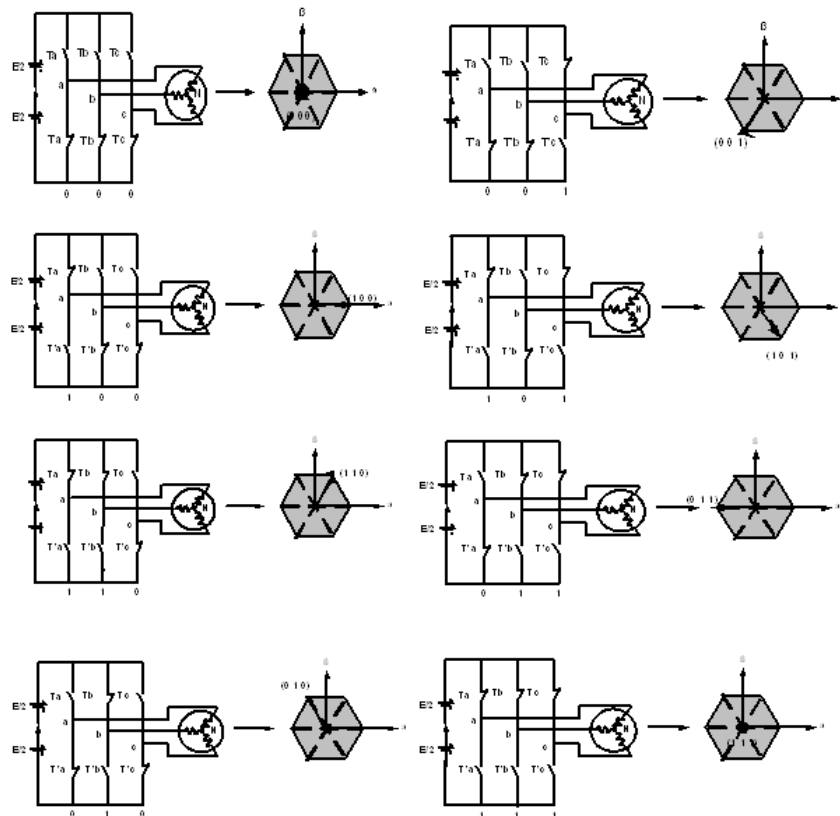
$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left( C_a + aC_b + a^2C_c \right) \quad (\text{II.65})$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables  $C_a, C_b, C_c$  donnant un élément de l'ensemble  $C_a, C_b, C_c$ .

Ainsi, dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , le vecteur  $V_s$  possède 8 positions possibles dépendant des valeurs de  $C_a, C_b$  et  $C_c$  et donc de la configuration de l'onduleur. La figure (II.14) expose, pour chacune des positions du vecteur  $V_s$  repérée par le triplet  $(C_a, C_b, C_c)$ , la configuration correspondante de l'onduleur.



**Figure II.13** – Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux.



**Figure II.14** – Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

### 3.3.4.2. Les types des convertisseurs DC/DC

Les hacheurs sont des convertisseurs de type continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et des interrupteurs électroniques recommandable à la fermeture et à l'ouverture telle que les transistors bipolaires, les IGBT et les thyristors MOSFET. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle qu'on a de bons rendements pour les hacheurs. Selon la position du commutateur et du hacheur, différents types de convertisseurs DC-DC peuvent être réalisés :

Abaisseur de tension "Buck".

Élévateur de tension "Boost".

Hacheur "Boost-Buck".

Hacheur à quatre quadrants.

### Convertisseur dévolteur (Buck)

Un convertisseur Buck ou appelé aussi hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge, lorsque le point de fonctionnement en couplage direct [79].

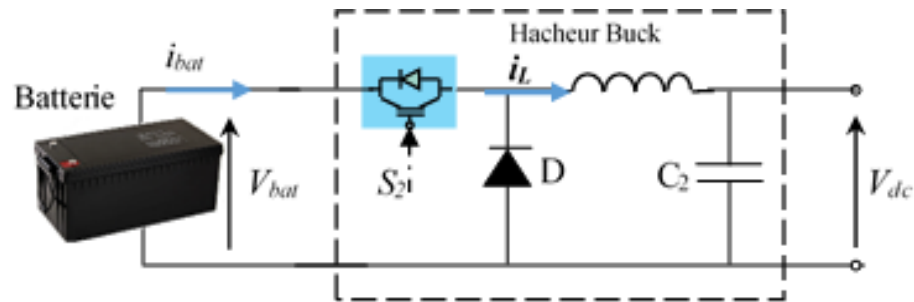


Figure II.15 – : Schéma du circuit électrique d'un convertisseur Buck

Si le commutateur  $S_2$  est activé à  $t_0$ , un courant circule dans le circuit, mais ne passe pas par la diode  $D$  puisqu'elle est inversement polarisée. Le courant  $i_L$  n'augmente pas immédiatement, mais plutôt linéairement avec un taux d'accroissement imposé par l'inductance  $L$  [80]. Pendant ce temps, l'inductance emmagasine de l'énergie sous forme magnétique.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{bat} - V_{dc}}{L} \quad (\text{II.66})$$

Pendant ce temps, l'inductance emmagasine de l'énergie sous forme magnétique

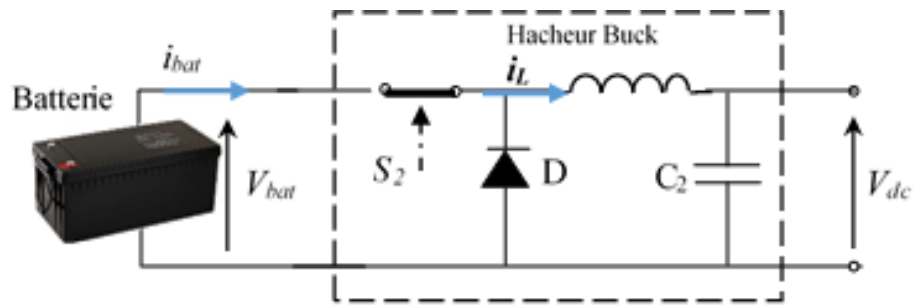


Figure II.16 – Convertisseur Buck durant l'état « ON »

Si  $S_2$  est désactivé après  $t = t_1$ , la charge est déconnectée de son alimentation. Le courant est toutefois maintenu par l'énergie stockée dans l'inductance  $L$  et circule à travers la diode  $D$  appelée « diode de roue libre ». Cette dernière permet d'évacuer l'énergie emmagasinée dans l'inductance à l'ouverture du commutateur sans créer de surtension. Selon l'équation, le courant décroît, puisque :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{bat}}{L} \tag{II.67}$$

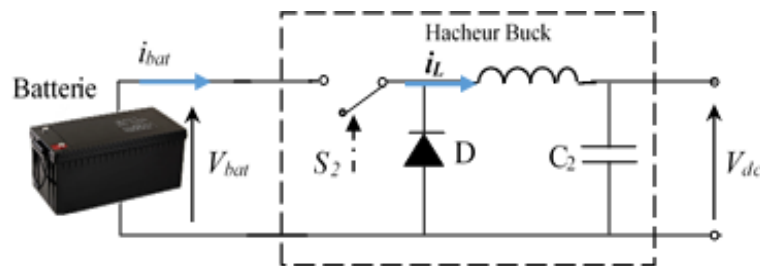


Figure II.17 – Convertisseur Buck durant l'état « OFF »

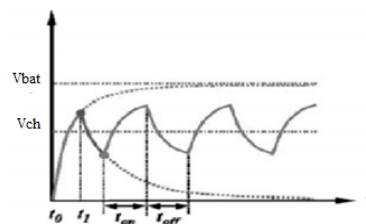


Figure II.18 – Formes d'ondes des tensions  $V_{bat}$  et  $V_{ch}$  dans le cas du convertisseur Buck

Le condensateur  $C_2$  permet de réduire les pics du courant tiré de la batterie, de soutenir la tension d'alimentation  $V_{bat}$  et d'atténuer les bruits. Le commutateur  $S_2$  est activé ou désactivé avec une fréquence de commutation  $f = \frac{1}{T}$ . Comme l'illustre la figure, la tension aux bornes de la charge présente une ondulation qui peut être lissée par l'ajout d'un condensateur  $C_2$ .



Quoi qu'il en soit, la valeur moyenne  $V_{ch}$  est inférieure à  $V_{bat}$ . Dans le cas où la fréquence de commutation augmente jusqu'à quelques  $kHz$ , le lissage du courant est assuré par l'inductance. La tension aux bornes de la charge est donnée par la relation :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{bat}}{L} \quad (\text{II.68})$$

$$V_{ch} = \frac{t_{on} V_{bat}}{T} = D V_{bat} \quad (\text{II.69})$$

avec :

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (\text{II.70})$$

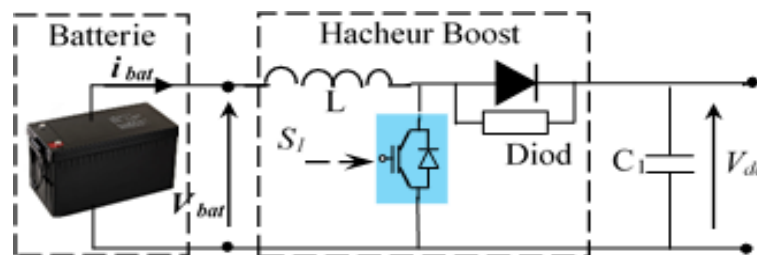
$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (\text{II.71})$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique  $D$ . avec :  $D$  est compris entre 0 et 1.

Il est à noter que l'interrupteur utilisé est un dispositif à semi-conducteur en commutation. Généralement, un transistor MOSFET est utilisé pour son faible temps de commutation afin de minimiser les pertes de puissance ou le transistor IGBT utilisé dans des applications à hautes puissances.

### Convertisseur survolteur (boost)

Un convertisseur Boost, appelé aussi hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge, lorsque le point de fonctionnement en couplage direct [79, 80].



**Figure II.19** – Schéma du circuit électrique d'un convertisseur Boost

Lorsque le commutateur est activé (figure II.20), la tension de la charge diminue immédiatement à zéro et le condensateur  $C_1$  sera éliminé. Le courant du circuit  $i_L$  circule à travers

l'inductance  $L$  et augmente suivant l'équation :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{bat}}{L} \quad (\text{II.72})$$

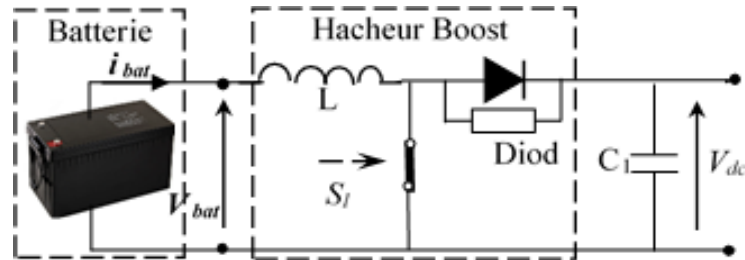


Figure II.20 – Convertisseur Boost durant l'état « ON »

Lorsque le commutateur  $S_1$  est désactivé (Figure II.21), l'inductance se trouve en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant  $i_L$  traversant l'inductance, ensuite la diode  $D$ , le condensateur  $C_1$  et la charge. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers le condensateur. Le courant décroît ensuite progressivement, car  $V_{dc} > V_{bat}$  :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{bat} - V_{dc}}{L} \quad (\text{II.73})$$

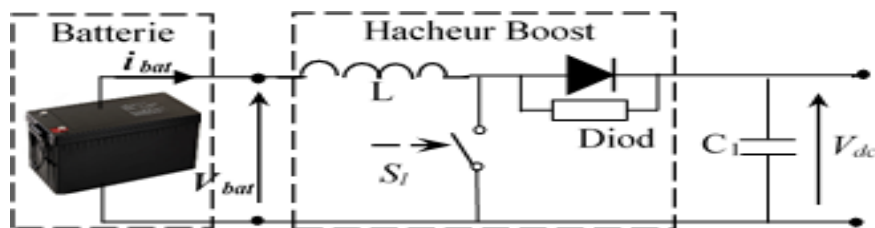


Figure II.21 – Convertisseur Boost durant l'état « OFF »

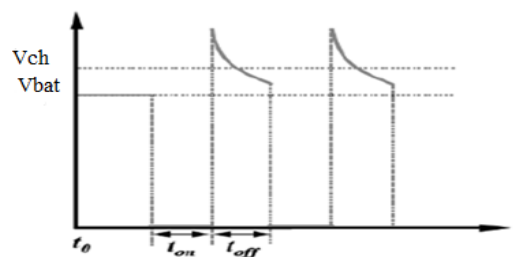


Figure II.22 – Formes d'ondes des tensions  $V_{bat}$  et  $V_{ch}$  dans le cas du convertisseur Boost

La forme d'onde de la tension de la charge est représentée sur la figure II.22 La diode  $D$  permet d'éviter la décharge du condensateur  $C_1$ , lorsque le commutateur est activé. Le condensateur est supposé assez grand pour pouvoir lisser la tension de la charge. Cette tension est donnée par l'équation suivante :

$$V_{dc} = \frac{T}{t_{off}} V_{bat} = \frac{1}{1-D} V_{bat} \quad (\text{II.74})$$

On considère ici uniquement le comportement du circuit en conduction continue.

### 3.3.4.3. Convertisseur de type DC/DC boost-buck pour véhicule électrique

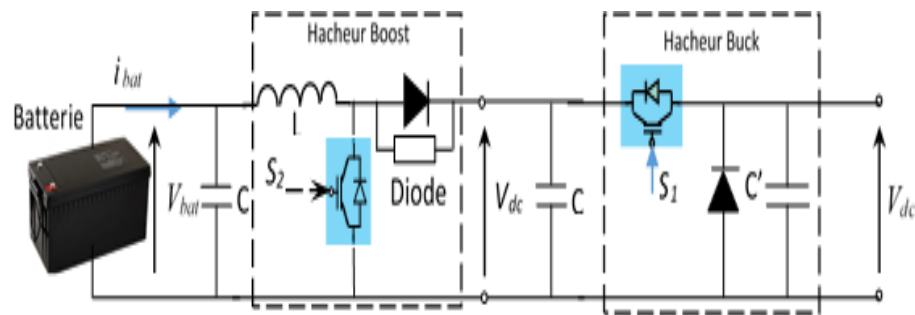
Le convertisseur continu-continu agit comme une interface entre le système et la charge. Un convertisseur boost-buck est représenté sur la figure II.23 ; il extrait le point de puissance maximum quels que soient l'état de charge de la batterie et les contraintes appliquées au véhicule électrique. Lors du changement du cycle de service du convertisseur, l'impédance de la source peut être adaptée à l'impédance de la charge afin de maximiser l'efficacité de la puissance . Ce convertisseur réduit ou augmente la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Le convertisseur boost-buck est conçu sur la base de la formule suivante [81, 82, 81] :

$$V_{dc} = V_{bat} \frac{D}{(1-D)} \quad (\text{II.75})$$

avec :  $V_{dc}$  : est la tension de charge. L'ondulation de tension des convertisseurs boost-buck est calculée à partir de la formule suivante :

$$\frac{V_{dc}}{V_{bat}} = \frac{D}{RCf} \quad (\text{II.76})$$

Le convertisseur élévateur qui augmente la tension de la batterie jusqu'à la tension de sortie souhaitée, en fonction des besoins de la charge. La configuration est illustrée sur la figure II.23, qui comprend une tension d'entrée continue, une inductance  $L$ , un commutateur  $S$ , une diode  $D_1$ , un condensateur  $C$  pour le filtre et une résistance de charge  $R$ .



**Figure II.23** – Schéma de convertisseur « Boost-Buck »

### Hacheur à quatre quadrants

Un hacheur à quatre quadrants ou appelé aussi hacheur en pont H est destiné à alimenter des moteurs à courant continu. Il comporte tous les éléments de puissance et d'interfaçage logique avec les automates de commande et requiert une tension d'alimentation normalisée.

Ce hacheur est à la fois réversible en courant et en tension. Il peut alimenter un moteur DC afin de le faire fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse c'est-à-dire, le faire tourner dans les deux sens de rotation et autoriser la récupération d'énergie pendant les phases de freinage, chaque interrupteur électronique est associé à une diode dite de récupération [83]. Elles permettent la circulation du courant lorsque l'interrupteur est commandé et que le courant est dans le sens opposé au sens autorisé par l'interrupteur électronique. Pour les interrupteurs électroniques, il faut utiliser des semi-conducteurs à ouverture et fermeture commandées (transistors, thyristors, ...) (voire la figure II.24), source de tension réversible par exemple une batterie [84]. Ce hacheur a deux rôles principaux : Fournir le courant nécessaire au fonctionnement du moteur. Donner la possibilité d'inverser le sens du courant (donc le sens de la vitesse de rotation du moteur).

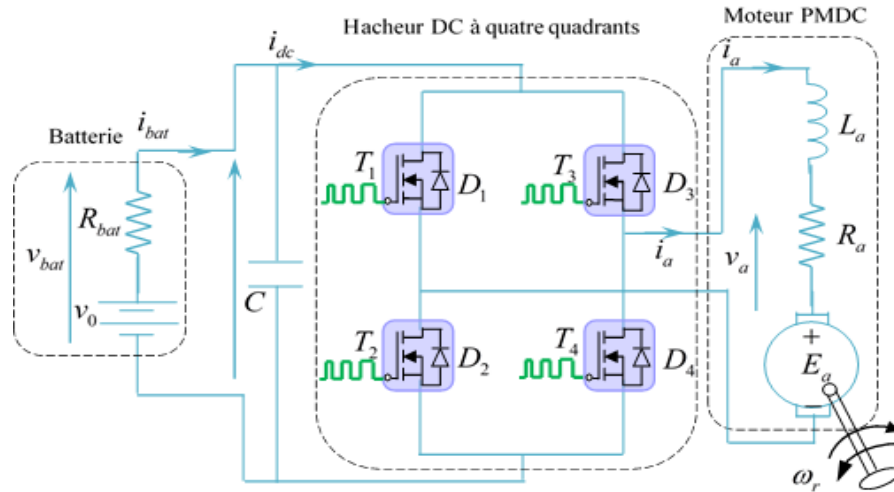


Figure II.24 – Schéma électrique d'un hacheur à 4 quadrants

**Principe du fonctionnement**

La figure II.25 expose le principe de fonctionnement des interrupteurs d'un hacheur DC à quatre quadrants [85]. Le tableau ci-dessous résume les différents modes de fonctionnement du convertisseur en question :

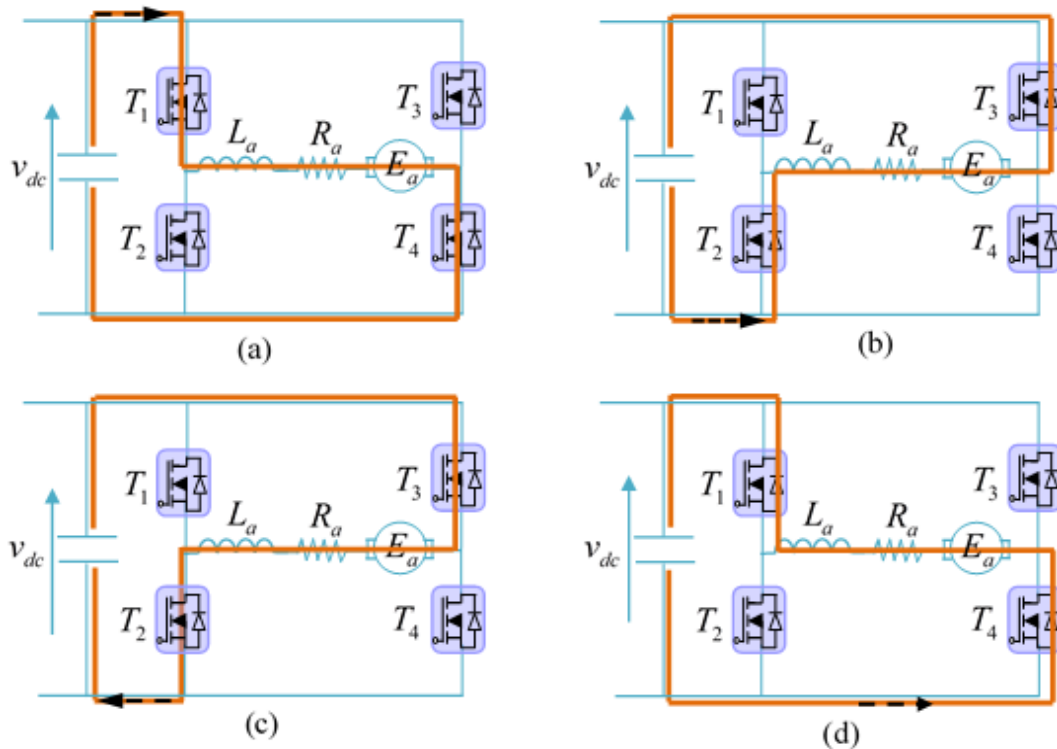


Figure II.25 – type de commutation de déclenchement dans tous les quadrants (a) Premier quadrant (b) Deuxième quadrant (c) Troisième quadrant (d) Quatrième quadrant

TABLEAU II.1 Modes de fonctionnement convertisseur DC à quatre quadrants

Zone (N)				$V_a$ (V)	$I_a$ (A)	état du moteur	Quadrant
$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$				
O	O	O	O	$V_a = 0$	$I_a = 0$	arrêt	aucun
F			F	$V_a \approx V_{dc}$	$I_a > 0$	tourne sens $\dagger$	<i>I</i>
O	O	O	O	$V_a > 0$	$I_a > 0$	phase de freinage : $D_2$ et $D_3$ conduisent	<i>II</i>
	F	F		$V_a \approx -V_{dc}$	$I_a < 0$	tourne sens $-$	<i>III</i>
O	O	O	O	$V_a < 0$	$I_a < 0$	phase de freinage : $D_1$ et $D_4$ conduisent	<i>IV</i>

**Tableau II.1** – Table de commutation d'un hacheur à 4 quadrants.

les lettres :  $V_a$  : est la tension de charge.

*O* désigne Ouverte,

*F* désigne fermée.

### La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge

En effet, une charge peut être entraînée (fonctionnement en moteur) dans un sens ou dans l'autre. La valeur moyenne de la tension  $V_{a\_moy}$  est donnée par relation suivante :

$$V_{a\_moy} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{DT} V_{bat} dt + \int_{DT}^T -V_{bat} dt \right] \quad (\text{II.77})$$

donc, la relation (II.77) s'écrit sous la forme :

$$V_{a\_moy} = V_{bat}(2D - 1) \quad (\text{II.78})$$

avec :

$D$  : est le rapport cyclique. Cette tension est donc réglable de  $-V_{bat}$  à  $+V_{bat}$ , on peut avoir la formule relative à la vitesse de rotation dans le deux sens positif et négatif. Le courant pouvant également être négatif, dans ce cas on obtient les 4 quadrants.

## 4. Conclusion

Avant d'étudier les différentes stratégies de commande et la gestion d'énergie électrique dans un véhicule, une modélisation des différents éléments à bord du véhicule et les principales

interactions entre les sous-systèmes est présentée.

Après obtention du modèle global du véhicule, une description du principe de fonctionnement des différentes sources de production et de stockage de l'énergie électrique a été introduit afin de permettre la simplification de la modélisation et l'évaluation du comportement d'un système électrique hybride.

Les batteries peuvent être utilisées comme sources auxiliaires dédiés au stockage de l'énergie, afin d'améliorer le comportement des systèmes électriques hybrides en régime transitoire. La pile à combustible (PAC) peut être utilisée comme une source principale. Elle fournit une énergie propre, mais son coût est très élevé par rapport aux sources d'énergie conventionnelles.

Désormais, et sur la base de ce qui a été présenté auparavant, les stratégies de commandes et de la gestion d'énergie électrique vont être l'objet des prochains chapitres.

# CHAPITRE III

## Commande et gestion de l'énergie dans les véhicules électriques

---

### Sommaire

<b>1. Introduction</b> . . . . .	<b>71</b>
<b>2. Stratégies de commande appliquées aux véhicules électriques</b> . .	<b>71</b>
2.1. Commande vectorielle de la MSAP . . . . .	72
2.2. Commande (DTC-Floue) du moteur à induction . . . . .	79
<b>3. Description de la gestion d'énergie</b> . . . . .	<b>88</b>
3.1. Principe de la gestion énergétique dans un VE . . . . .	89
3.2. L'organigramme de gestion d'énergie . . . . .	89
3.3. Mode de fonctionnement du système . . . . .	90
<b>4. Résultats de simulation et interprétations</b> . . . . .	<b>91</b>
4.1. Résultats de simulation d'un VE doté par un moteur MSAP . . . . .	91
4.2. Résultats de simulation d'un VE doté par un MI . . . . .	97
<b>5. Conclusion</b> . . . . .	<b>103</b>



## 1. Introduction

Dans ce troisième chapitre de cette thèse, nous présentons les différentes stratégies de commande appliquées aux véhicules électriques avec une gestion optimale de l'énergie.

On s'intéressera dans une première partie à la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Dans une seconde partie, on s'intéressera plus particulièrement à la commande DTC basée sur un contrôleur flou appliquée au moteur à induction piloté par un onduleur à deux niveaux. En plus, les deux parties sont pilotées par un onduleur de tension à deux niveaux et sont raccordées à deux sources d'alimentation où la pile à combustible est la source principale tandis que la batterie représente une source secondaire. Un hacheur boost est introduit avec la batterie afin de maintenir la tension du bus continue constante.

Afin d'adopter une solution déjà existante au problème du vieillissement des batteries, à savoir leur association avec les PAC. Cette association est apparue récemment dans le domaine de l'automobile, offrant ainsi une approche alternative à la gestion de la conversion d'énergie électrique et systèmes d'alimentation.

Finalement, ce chapitre présente les résultats sur les différentes lois de commande proposées en utilisant MATLAB® /Simulink® afin de trouver un prototype d'une chaîne de conversion d'un VE doté par une gestion d'énergie optimale.

## 2. Stratégies de commande appliquées aux véhicules électriques

Un certain nombre de stratégies de contrôle peuvent être utilisées dans une transmission pour des véhicules ayant différentes exigences de mission. Les objectifs de contrôle des véhicules électriques hybrides sont les suivants :

- 1) faire fonctionner chaque composant du véhicule avec une efficacité optimale,
- 2) récupérer autant que possible l'énergie de potentiel (freinage),
- 3) maintenir l'état de charge de la batterie dans une plage prédéfinie.

Le moteur à induction sur VE et VEH est alimenté par une source DC (batterie, pile à combustible) à tension aux bornes constante contrôlée par des convertisseurs DC-DC reliés à des onduleur DC / AC fournissant une fréquence et une tension variables. L'onduleur DC / AC est constitué d'interrupteurs électroniques de puissance commandable en ouverture et

fermeture et de diodes de puissance. En tant que stratégies de contrôle, la commande PWM est utilisée pour le moteur à courant continu, la commande vectorielle de la MSAP et la DTC (Direct Torque Control) sont utilisées pour les moteurs à induction. Les algorithmes de contrôle utilisés sont les PID ; flou ;... ;des régulateurs classiques, mais également les techniques de contrôle modernes les plus performantes : contrôle adaptatif, contrôle flou, contrôle de réseau neurologique [86].

## 2.1. Commande vectorielle de la MSAP

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulier en courant sur les axes d et q. Cette commande assure une meilleure dynamique dans le contrôle 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, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [87].

### 2.1.1. principe de la commande vectorielle de MSAP

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une MSAP chargée et alimentée par un convertisseur statique. La commande de la MSAP nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe direct « d » tourne la même vitesse du champ tournant. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique [88] :

- Une commande indirecte : la phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.
- Une commande directe : la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique.

### 2.1.2. Stratégie de commande

La stratégie la plus souvent utilisée (commande vectorielle ou par orientation de champ) consiste à maintenir le courant  $i_d$  nul et à réguler la vitesse ou la position par  $I_q$  ou  $U_q$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (c'est-à-dire de le réduire à la seule composante  $i_q$ ). La machine est représentée dans le référentiel de Park et les aimants rotoriques sont représentés par un bobinage traversé par un courant  $i_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des (figure III.1). Il est également possible d'utiliser le courant  $i_d$  afin de réduire le flux de la machine dans ce cas,

on impose à  $i_d$  une valeur qui permet de créer un flux opposé à celui des aimants de telle sorte que le flux résultant dans la machine soit inférieure au flux normal. Cette technique permet de faire tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale tout en maintenant la tension statorique constante .

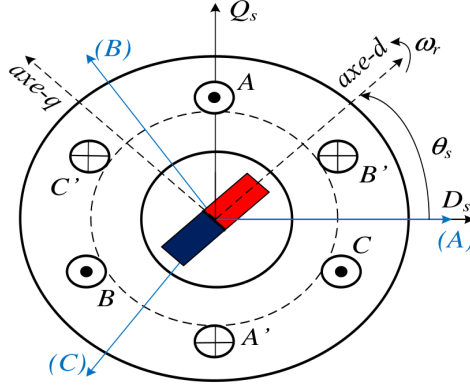


Figure III.1 – Représentation schématique de la MSAP.

### 2.1.3. Modèle de courant statorique commandé en tension

Les courants dans le repère de Park sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} d \frac{i_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \left( \frac{w_r l_q}{l_d} \right) i_q + \frac{u_d}{l_d} \\ d \frac{i_q}{dt} = w_r \left( \frac{l_d}{l_q} \right) i_d - R_s \left( \frac{1}{l_q} i_q \right) + \frac{1}{l_q} (u_q - w_r \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

et :

$$j d \frac{\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega_r \quad (\text{III.2})$$

tel que :

$$w_r = p \Omega_r \quad (\text{III.3})$$

Le couple dans ces conditions s'écrit de la façon suivante :

$$C_{em} = p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{III.4})$$

$$C_{em} = p (i_q \varphi_f + (l_d - l_q) i_d i_q) \quad (\text{III.5})$$

Le figure III.2 représente le schéma bloc du modèle de la MSAP commandé en tension en présence de la partie mécanique.

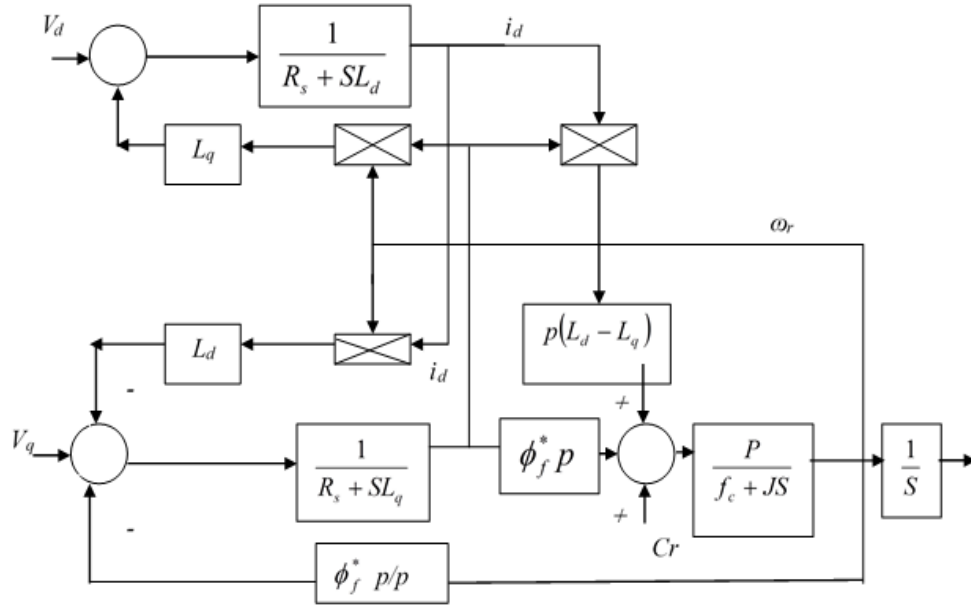


Figure III.2 – Modèle de la MSAP commandé en tension

En analysant le système d'équation (III.1) nous relevons que ce modèle est multi-variable, non linéaire et fortement couplé. En effet le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs  $i_d$  et  $i_q$ .

La commande vectorielle a pour but d'obtenir les modèles réduits découplés de la machine synchrone. Observons l'expression du couple :

$$C_{em} = p(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \tag{III.6}$$

avec :

$$\varphi_d = \varphi_f + L_d i_d \tag{III.7}$$

Si on choisit  $V_d$  et  $V_q$  de telle sorte que la composante  $i_d$  soit nulle l'expression devient :

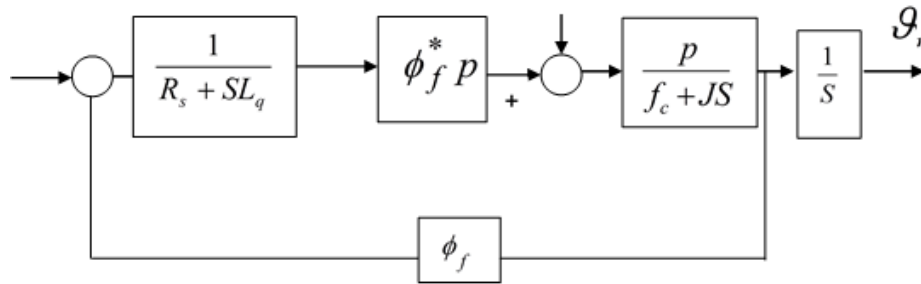
$$C_{em} = p\varphi_f i_q \tag{III.8}$$

D'autre part ,les équations (III.1) se réduisent en une seule équation :

$$d \frac{i_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \varphi_f \frac{\omega_r}{L_q} \frac{1}{L_q} u_q \tag{III.9}$$

On obtient donc, un modèle où  $i_q$  commande le couple  $C_{em}$  et a une relation directe avec  $V_q$  . Lorsque le découplage de l'axe d et q est réalisé et que  $i_d$  est maintenu nul la (figure III.3) montre que l'axe q de la machine se réduit à un schéma équivalent à celui d'un moteur à

courant contenu à excitation indépendante.

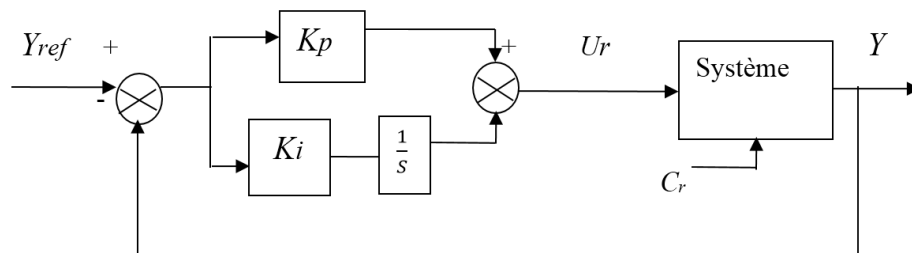


**Figure III.3** – modèle en tension avec annulation du composante  $i_d$  du courant statorique.

### 2.1.4. Régulateur PI

Le calculateur calcule alors à partir de la consigne de vitesse du moteur, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis. Typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) gère ensuite la commutation des transistors du variateur de vitesse électrique en fonction de la consigne de tension qui lui parvient. Un régulateur PI est placé après les consignes de courant afin de stabiliser l'ensemble.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (III.4) :



**Figure III.4** – Régulateur PI

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

$$U_r(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{III.10}$$

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(t)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.11})$$

### Dimensionnement des régulateurs

Ce type de régulateur est en générale applicable pour les procédés caractérisés par une fonction de transfert en boucle ouvert (1<sup>er</sup> ordre) de la forme :

$$H_{BO}(s) = \frac{G}{1 + \tau S} \quad (\text{III.12})$$

Les objectifs de cette régulation est d'avoir un système en boucle fermée ayant une erreur statique nulle pour une entrée en échelon et une réponse apériodique sans dépassement avec un temps de montée  $t_m$ . La fonction de transfert en boucle fermée qui assure ces performances est donnée par :

$$H_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \tau_0 S} \quad (\text{III.13})$$

Avec  $\tau_0$  est constante de temps qui caractérise la dynamique voulue ; elle est défini par :

$$\tau_0 = \frac{t_m}{\ln(9)} \approx 0.4551.t_m \quad (\text{III.14})$$

A partir de la fonction de transfert du régulateur et du procédé, nous obtenons la fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{BF}(s) = \frac{\frac{K_p}{T_i s} (1 + T_i s) \frac{G}{1 + \tau s}}{1 + \frac{K_p}{T_i s} (1 + T_i s) \frac{G}{1 + \tau s}} = 1 / (1 + \tau_0 s) \quad (\text{III.15})$$

Pour vérifier l'équation précédente, il suffit de compenser la dynamique du système par le zéro introduit par le régulateur. Donc, les paramètres de réglage qui en résultent prennent la forme :

$$K_p = \frac{\alpha}{G} \quad T_i = \tau \quad (\text{III.16})$$

avec :  $\alpha$  : caractérise l'accélération de la boucle de courant et correspond au rapport entre la dynamique réelle et la dynamique voulue après la régulation ;

il est défini par l'équation :

$$\alpha = \frac{\tau}{\tau_0} \quad (\text{III.17})$$

Donc, pour caractériser un système du premier ordre par une dynamique voulue (un temps de réponse voulu). Il suffit de calculer la constante de temps correspondant  $\tau_0$  à partir de

l'équation (III.14), puis insérer un régulateur PI analogique et d'ajuster ses paramètres par l'utilisation des équations (III.16) et (III.17).

### Utilisation d'un régulateur PI pour la boucle de courant

L'utilisation d'un régulateur PI pour la commande du couple est illustré sur la figure (III.5)

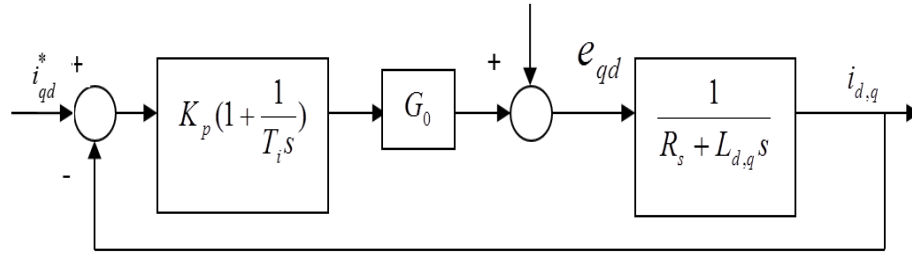


Figure III.5 – régulation de courant avec correcteur PI analogique.

Les paramètres de la régulation peuvent être directement obtenus à partir du travail fait dans le paragraphe ???. En remplaçant le gain  $G$  par  $\frac{G_0}{R_s}$  et la constante de temps par  $R_s$ , sachant que la dynamique voulue est définie dans l'équation (III.17).

Nous obtenons ce qui suit :

$$\tau_0 = \frac{1}{\alpha} \frac{L_{d,q}}{R_s} \quad (\text{III.18})$$

Les paramètres de réglage ainsi obtenus à partir de l'équation (III.16) sont donnés par :

$$K_p = \frac{\alpha R_s}{G_0}; \quad T_i = \frac{L_{d,q}}{R_s} \quad (\text{III.19})$$

Nous considérons que la machine ne génère pas de composante homopolaire, seule la composante biphasée de la commande du convertisseur est amplifiée par l'onduleur et la composante homopolaire n'est pas transmise. La dynamique de l'onduleur peut être rapprochée par un gain statique  $G_0$  qui vaut :

$$G_0 = \frac{1}{2} \frac{E}{w_m} \quad (\text{III.20})$$

Pour avoir un gain statique unitaire, il suffit de régler l'amplitude de la porteuse ( $w_m$ ) à la moitié de celle de la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

#### 2.1.5. Régulateur de vitesse

La boucle de régulation de vitesse contient habituellement deux étages. Le premier comprend les boucles de régulation des courants, et le second, le plus externe est la boucle de

régulation de vitesse (variable avec dynamique plus lente). C'est pour cette raison que pour la boucle externe on impose des pôles plus proches de l'origine que ceux pour la boucle interne.

L'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{C_{em}} = \frac{p}{F + Js} \quad (\text{III.21})$$

Le schéma bloc de la vitesse est donc réalisé comme indiqué sur la figure III.6

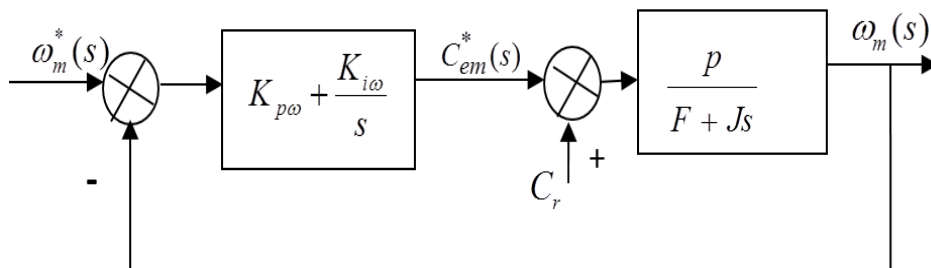


Figure III.6 – Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(K_{i\omega})\frac{1}{F}}{1 + \frac{K_{i\omega}}{s}} \quad (\text{III.22})$$

On obtient les paramètres du régulateur PI :

$$K_{i\omega} = \frac{1}{\tau} F \quad (\text{III.23})$$

$$K_{p\omega} = \frac{1}{\tau} J \quad (\text{III.24})$$

avec :

$\tau$  : Constante de temps du régulateur de vitesse

On peut choisir  $\tau = \frac{J}{F}$

### 2.1.6. Régulation des courants dans le référentiel d, q

La figure (III.7) montre le schéma de principe du réglage des courants, elle permet un découplage entre les axes d et q. Ce découplage peut s'effectuer par des retours d'état appropriés en construisant les régulateurs à partir du modèle de Park de la machine. Le courant  $i_d$  est contrôlé par la tension  $v_d$  et le courant  $i_q$  par  $v_q$  et, à travers  $i_q$  qui fixe le couple, on peut contrôler vitesse ou la position.



La détermination des composantes  $i_d$  et  $i_q$  des courants circulant dans les enroulements de la machine impose d'appliquer aux valeurs mesurées des courants statorique une transformation de Park. Cette transformation implique des opérations algébriques qui conduisent assez fréquemment à l'effectuer par calcul sur des valeurs numériques des courants mesurés. Le contrôle des composantes de Park de ces courants se fait alors naturellement par des régulateurs numériques.

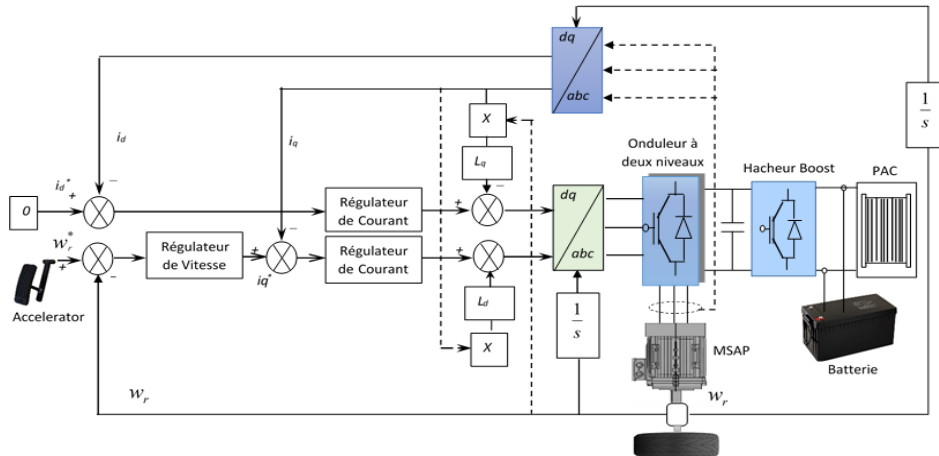


Figure III.7 – Commande vectorielle dans le référentiel d, q.

## 2.2. Commande (DTC-Floue) du moteur à induction

### 2.2.1. Contrôle direct du couple (DTC) du moteur à induction

La DTC est une philosophie de contrôle exploitant les capacités de production de couple et de flux des machines à courant alternatif alimentées par un onduleur de tension ne nécessitant pas de boucles de régulation de courant, tout en obtenant des performances similaires à celles obtenues avec une commande à contrôle vectoriel.

#### Principe du contrôle direct du couple

La DTC est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis . Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs. [89, 90]. L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position

du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux 8 séquences de tension de l'onduleur. Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure (III.8). Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha, \beta$ .

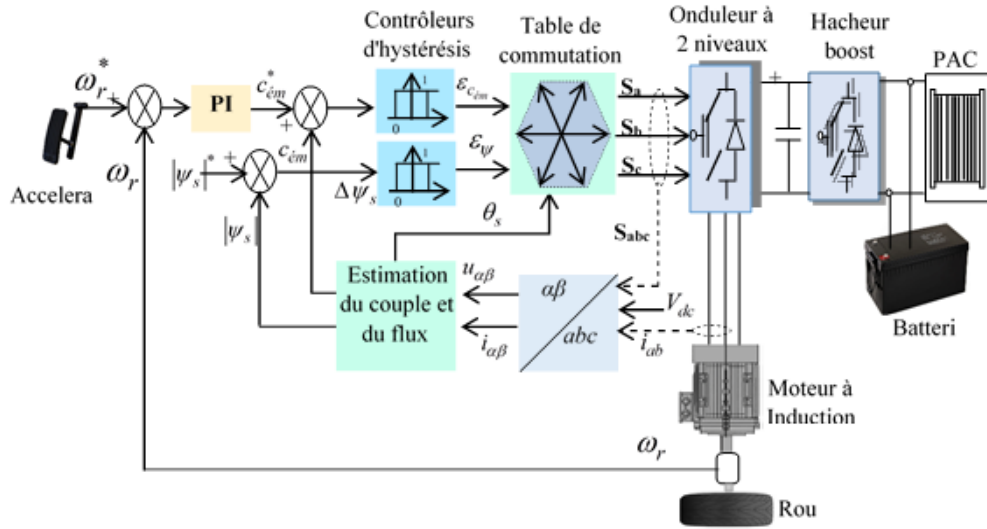


Figure III.8 – Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (III.25)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs  $(S_a, S_b, S_c)$  permettent de générer huit positions du vecteur  $\bar{V}_s$  dont deux correspondants au vecteur nul.

### Estimation des grandeurs de commande

#### Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statorique courants et tension de la machine. On obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $\psi_s$  :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (III.26)$$

On obtient les tensions  $(V_{\alpha s}, V_{\beta s})$  à partir des commandes  $(S_a, S_b, S_c)$  et de la mesure de la

tension d'alimentation  $V_{dc}$  et par application de la transformée de Concordia.

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \left[ S_A - \frac{1}{2}(S_B + S_C) \right] \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_0 [(S_B - S_C)] \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

De même les courants ( $I_{\alpha s}, I_{\beta s}$ ) et sont obtenus à partir de la mesure des courants réels ( $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ ) et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}i_a \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Ainsi, le module du flux statorique s'écrit :

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.29})$$

La zone  $N_i$  dans laquelle se trouve le vecteur  $\vec{\psi}_s$  est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\vec{\psi}_s = \arctg \frac{\psi_{s\alpha}}{\psi_{s\beta}} \quad (\text{III.30})$$

### Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = p \frac{N_r M_{sr}}{4L_{rc}} (\psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{III.31})$$

### Élaboration du vecteur de commande

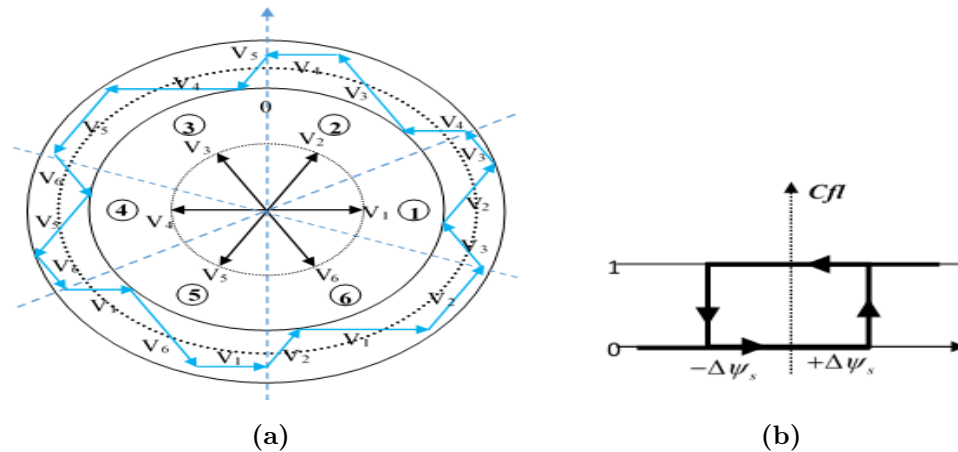
On utilise des com-

parateurs à hystérésis pour leur simplicité de mise en œuvre, leur robustesse, leur rapidité illimitée et essentiellement pour leur indépendance des paramètres de la commande.

### Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de maintenir l'extrémité du vecteur dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.9). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux, afin de sélectionner le vecteur de la tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $Cfl$  indique directement si l'amplitude du flux doit être diminuée

( $Cfl = 0$ ) ou augmentée ( $Cfl = 1$ ) de façon à maintenir  $\psi_s^* - \psi_s \leq \Delta\psi_s$ . Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.



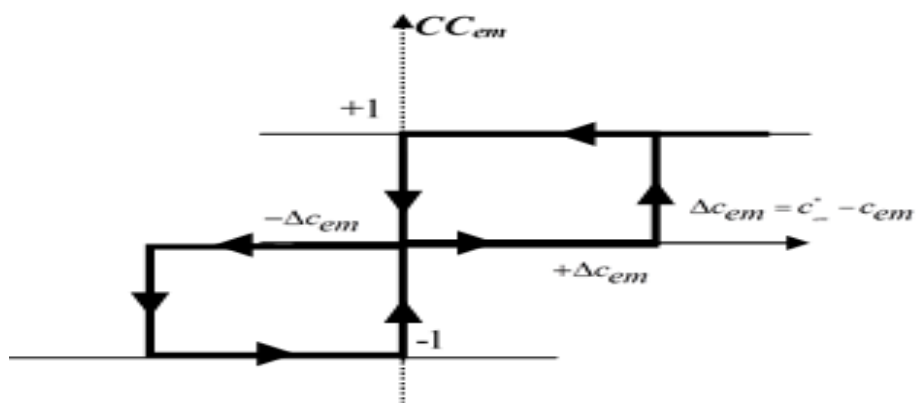
**Figure III.9** – a) Correcteur de flux à hystérésis et b) sélection des vecteurs tensions correspondant

### Correcteur de couple

Le comparateur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites de la bande d'hystérésis du comparateur. Cependant, une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisageables pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux (voir la figure III.10 ). Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne  $cc_{em}$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $cc_{em} = 1$ ) pour une consigne positive et ( $cc_{em} = -1$ ) pour une consigne négative) ou diminuée ( $cc_{em} = 0$ ).



**Figure III.10** – Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple.

### Élaboration des tables de commutation

On élabore la table de la structure de commande, proposée par Takahashi.I, en fonction des sorties du comparateur à hystérésis du flux ( $Cfl$ ), du comparateur à hystérésis du couple ( $CC_{em}$ ) et de la zone  $N$  de la position du vecteur flux statorique. On détermine à l'aide de la table de commutation, la sélection des vecteurs tension  $V_{i-1}$ ,  $V_{i+1}$ ,  $V_{i-2}$  et  $V_{i+2}$  correspondant à une zone ( $N$ ); et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux pour le couple. L'ensemble des indicateurs de contrôle  $1e$  ( $Cfl$ ), ( $CC_{em}$ ) et  $N$ ) est regroupé dans une table de vérité décrite sur les tableaux (III.1) et (III.2) pour un comparateur deux niveaux et trois niveaux respectivement, permettant de définir, dans chaque cas de figure, le choix du vecteur tension optimal à appliquer. Cette sélection est effectuée à chaque période d'échantillonnage  $C_{ém}$  à partir des tables de commutation proposées par Takahashi.I.

Zone (N)		1	2	3	4	5	6
FLUX	COUPLE						
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$

**Tableau III.1** – Table de commutation pour un comparateur a hystérésis a deux niveaux.

Zone (N)		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
FLUX	COUPLE						
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tableau III.2** – Table de commutation pour un comparateur a hystérésis a trois niveaux.

(**B** étant la valeur de référence de la grandeur)

### 2.2.1.1. Avantages de la commande DTC

- ✓ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.

### 2.2.1.2. Inconvénients de la commande DTC

- ✗ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✗ L'existence des oscillations de couple.
- ✗ L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).

### 2.2.2. Application de la logique floue à la commande DTC

La logique floue fait l'objet de nombreuses études en particulier pour les applications de la technique de réglage et d'automatisation, dans lesquelles on parle de « contrôle flou ». Le contrôle flou est une méthode servante à la conception basée sur des connaissances de stratégie de régulation et de commande non-linéaire. Il est un excellent complément à la

technique de régulation classique. Dans ce chapitre, on va proposer une des applications de la commande floue qui est « le réglage de la DTC basé sur un contrôleur flou ». Avant tout développement, la construction d'un régulateur peut-être basée sur une structure classique qu'est le correcteur Proportionnel - Intégral (P.I). Celui-ci est décrit par une fonction de transfert qui s'écrit :

$$C(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{a + b(1 - z^{-1})}{1 - z^{-1}} \quad (\text{III.32})$$

avec :  $u(z)$  : est la sortie du correcteur,  $e(z)$  : représente l'erreur.

### 2.2.2.1. Principe de la commande par logique floue

Actuellement, la méthode de la commande par logique floue (CLF) est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire connaître des modèles mathématiques des systèmes à commander. Le régulateur flou utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Pour cela, nous allons exposer les bases et les procédures générales nécessaires à la conception de ce réglage [91, 92].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :  
 ✓ Fuzzification des entrées : c'est-à-dire l'évaluation des fonctions d'appartenances des variables en entrées.

✓ Mécanisme d'inférence flou : il donne la relation qui existe entre les variables d'entrée et la variable de sortie. Le mécanisme d'inférence le plus couramment utilisé est celui dit "Madmani" [92].

✓ Défuzzification : à la fin de l'inférence, l'ensemble flou de sortie est déterminée, mais il n'est pas directement utilisable pour donner une information précise à l'opérateur ou commander un actionneur. Il est nécessaire de passer de « monde flou » au « monde réel », c'est la défuzzification.

### 2.2.2.2. Structure du régulateur par logique floue

#### a. Désigne d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse

Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone à partir de la configuration générale. Le principe est de remplacer le régulateur logique flou à la place d'un régulateur conventionnel PI dans la structure de contrôle directe du couple tel qu'il est illustré sur la figure III.11.

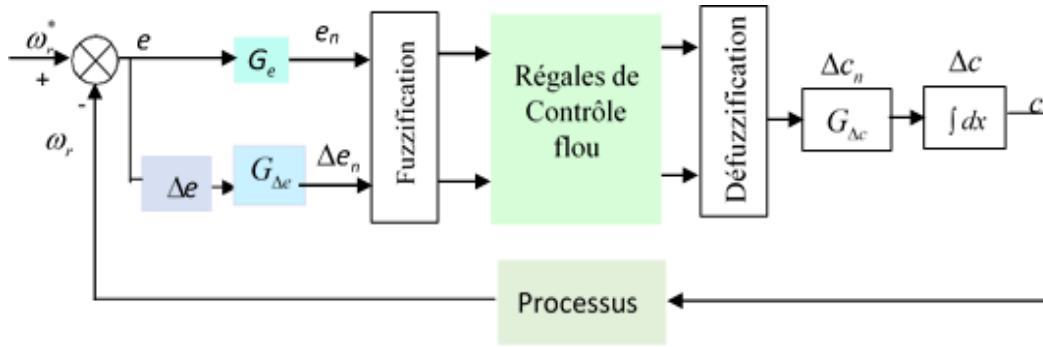


Figure III.11 – Topologie d'un régulateur de vitesse basé sur la logique floue.

### 2.2.3. Choix des entrées et des sorties

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone basé sur la logique floue exige le choix de deux entrées et une seule sortie (voire la figure III.11) :

Les variables d'entées sont : L'erreur de la vitesse "e" : elle est donnée par la relation :  

$$e = \omega_r^* - \omega_r$$

La dérivée de l'erreur  $\Delta e$  : donnée par l'équation suivante :

$$\Delta e = e_k - e_{k-1} \quad (\text{III.33})$$

. où :

$e_k$  : représente l'erreur actuelle,  $e_{k-1}$  : représente l'erreur précédente,  $k$  : représente l'instant de calcul.

La variable de sortie de la commande est le couple de référence  $c_{em}^*$ .

### 2.2.4. Normalisation des variables d'entrées et de sorties

La normalisation se fait par une division des variables  $e$ ,  $\Delta e$  et la variable de commande  $C_{em}$  respectivement par les coefficient  $ke$ ,  $k\Delta e$  et  $kC_{em}$ , de telle sorte qu'elles évoluent dans le domaine  $[-4000, 4000]$  pour la variation de la vitesse, dans l'intervalle  $[-350, 350]$  pour la variation du couple et dans l'intervalle  $[-0.8, 08]$  pour la variation du flux.

### 2.2.5. Interface de fuzzification

La fuzzification représente d'une part, le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur. L'intervalle de l'univers de discours est choisi entre  $[-1, 1]$  pour toutes les variables ainsi que les règles.

D'autre part, la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification et en vue d'avoir le même effet de réglage dans les sens de



rotation, les fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées à côté du tableau (III.3). La représentation de spécification d'une fonction d'appartenance floue est donnée par la figure (III.12).

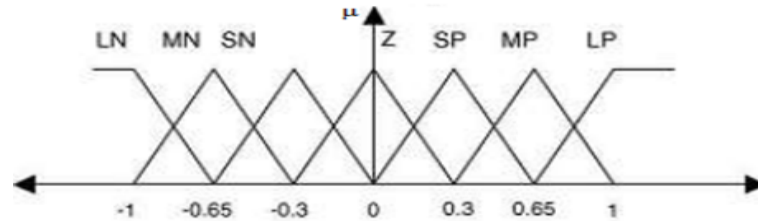


Figure III.12 – Spécification d'une fonction d'appartenance

**2.2.6. Interférences floues**

La stratégie de la règle dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. On écrit les règles de façon explicite comme suit : si  $e$  est  $x_1$  et  $\Delta e$  est  $x_2$  alors  $C_{em}$  est  $x_3$

**2.2.7. Base de connaissances**

On a deux entrées, chaque entrée est représentée par sept ensembles flous, donc quarante neuf combinaisons possibles, ce qui mène à quarante-neuf règles floues. Ces règles sont représentées dans une matrice dite « matrice d'inférence » (III.3).

	$d\Delta f$						
$\Delta f$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	PG	PG	PG	PM	PM	PP	Z
NM	PG	PM	PM	PM	PP	Z	NP
NP	PG	PM	PP	PP	Z	NP	NM
Z	PM	PM	PP	Z	NP	NM	NM
PP	PM	PP	Z	NP	NP	NM	NG
PM	PP	Z	NP	NM	NM	NM	NG
PG	Z	NP	NM	NM	NG	NG	NG

- PG** : Positif Grand,
- PM** : Positif Moyen,
- PP** : Positif Petit,
- Z** : Zero,
- NP** : Négatif Petit,
- NM** : Négatif Moyen,
- NG** : Négatif Grand.

Tableau III.3 – Table de commutation pour un comparateur à hystérésis.

### 2.2.8. Inférence

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max-Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min et l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur OU) par la fonction Max.

### 2.2.9. Déffuzzification

L'étape de la déffuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe), Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée. Il s'agit de la défuzzification par centre de gravité à la fonction d'appartenance.

Le schéma de base de la DTC pour les entraînements des moteurs à courant alternatif est illustré par la figure III.13.

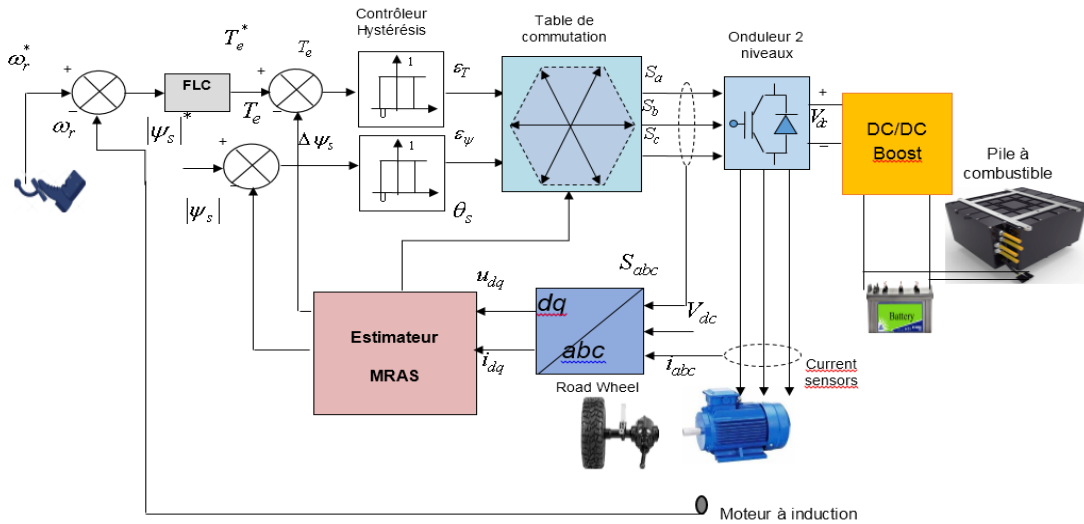


Figure III.13 – Contrôle direct du couple d'un moteur à induction appliqué dans un véhicule électrique

## 3. Description de la gestion d'énergie

La gestion d'énergie permet de déterminer la puissance du réglage fournie par les différentes sources à partir de la puissance demandée par la charge. Dans cette étude, nous souhaitons satisfaire la demande du véhicule par l'utilisation d'un ensemble d'algorithmes permettant de commander le système de gestion d'énergie [93, 94].

La tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être donnée par l'expression suivante :

$$V_{dc}i_{dc} = CV_{dc}\frac{dV_{dc}}{dt} = P_{PAC} + P_{bat} - P_{ch} \quad (III.34)$$

Le bus continu assure le couplage entre les sources d'énergie, les batteries et la charge. Il est composé d'une capacité qui a pour but de filtrer la tension de chaque convertisseur statique qui est reliés avec lui et exerce une influence sur le courant.

### 3.1. Principe de la gestion énergétique dans un VE

La source d'énergie garantit la délivrance d'énergie vers la machine électrique dans le cas où le système PAC ne peut seul assurer la propulsion du VE. Les batteries possèdent une grande densité d'énergie mais une faible densité de puissance.

Dans le domaine de l'automobile, l'hybridation des batteries offre de bonnes performances en termes d'autonomie, de puissance disponible et de continuité de service. Cette hybridation permet d'obtenir un système de stockage électrique ayant une forte densité de puissance et une forte densité d'énergie.

De ce fait, on aboutit à de meilleures performances, notamment en termes de dimensionnement ou de durée de vie, d'où nous pouvons dire que l'un des enjeux dans le dimensionnement d'un véhicule hybride à pile à combustible est de déterminer une combinaison idéale entre le système PAC et la batterie afin de satisfaire les performances dynamiques du véhicule tout en lui assurant une autonomie suffisante.

#### 3.1.1. Présentation de la méthode de gestion

La figure III.13 présente le système retenu dans cette étude. Ce système comporte deux sources d'énergies : Une source primaire (la pile à combustible) et une deuxième source dite secondaire (la batterie). En résumé, une gestion optimale de l'énergie passe en premier lieu par une meilleure distribution de l'énergie entre les sources du système pendant le fonctionnement du véhicule ( moteur et les services auxiliaires du VE à savoir chauffage, climatisation, feux, essuie-glace, radio...etc) [95] et d'un autre coté la non négligence de l'état de charge de la batterie.

### 3.2. L'organigramme de gestion d'énergie

L'algorithme intégré dans le modèle du véhicule simulé, illustré sur la Figure III.14, est composé de la règle de la limitation de la puissance mais aussi de toutes les sécurités. Tant que les batteries n'ont pas atteint une butée en tension minimale de décharge ou maximale en charge, le courant de la batterie sera alors limité entre 0A et la valeur de limitation. Les batteries sont rechargées à l'aide du freinage électrique et, en cas de décharge trop importante, par la PAC.

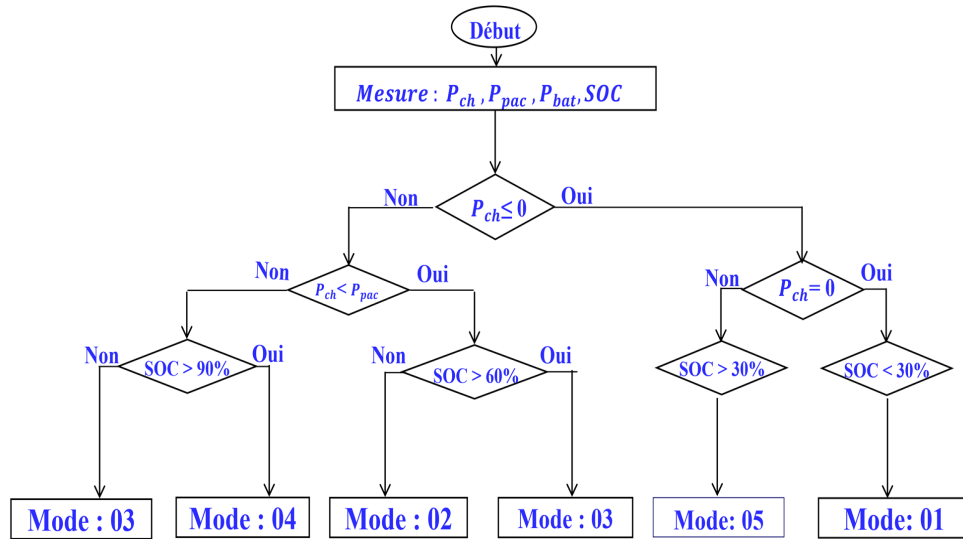


Figure III.14 – Organigramme de la gestion d'énergie

### 3.3. Mode de fonctionnement du système

Au sein du groupe motopropulseur d'un véhicule à pile à combustible hybride, plusieurs modes d'opérations peuvent être identifiés.

	Modes	Diagramme de flux d'énergie	Description
Arrêt	Mode 1		La pile à combustible charge les batteries
Traction	Mode 2		La PAC alimente seul la machine électrique
	Mode 3		La PAC et la batterie alimentent ensemble la machine électrique
	Mode 4		La batterie alimente seul la machine électrique
Freinage	Mode 5		Charger la batterie avec l'énergie cinétique de freinage

Tableau III.4 – Flux énergétiques au sein du groupe motopropulseur.

Ces modes d'opérations (arrêt, traction, freinage) induisent des flux énergétiques différents (Tab III.4).

## 4. Résultats de simulation et interprétations

Après présentation des différentes stratégies de commande appliquées aux machines utilisées dans la chaîne de traction d'un véhicule. Une série de tests de simulation a été effectuée sur un moteur à induction de  $37\text{ kW}$  et un moteur synchrone à aimants permanents de  $57,7\text{ kW}$  dont les paramètres sont mentionnés à l'annexe A. L'objectif principale de ces essais est de tester les performances de de la :

- Commande vectorielle appliquée à une MSAP avec une gestion énergétique,
- Commande DTC-floue appliquée sur MI.

Nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble de la chaîne de traction d'un véhicule à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Afin d'évaluer les performances de la commande appliquée dans différentes conditions de fonctionnement, à savoir : le fonctionnement à vitesse nominale, en présence d'un couple de charge et lors de l'inversion du sens de rotation.

### 4.1. Résultats de simulation d'un VE doté par un moteur MSAP

Le modèle a été testé sur un cycle de  $8\text{ secondes}$  pendant le fonctionnement en utilisant plusieurs positions de la pédale qui contrôle le régime moteur du véhicule. la figure III.15 montre le schéma global de la simulation d'un système de traction d'un *VE*.

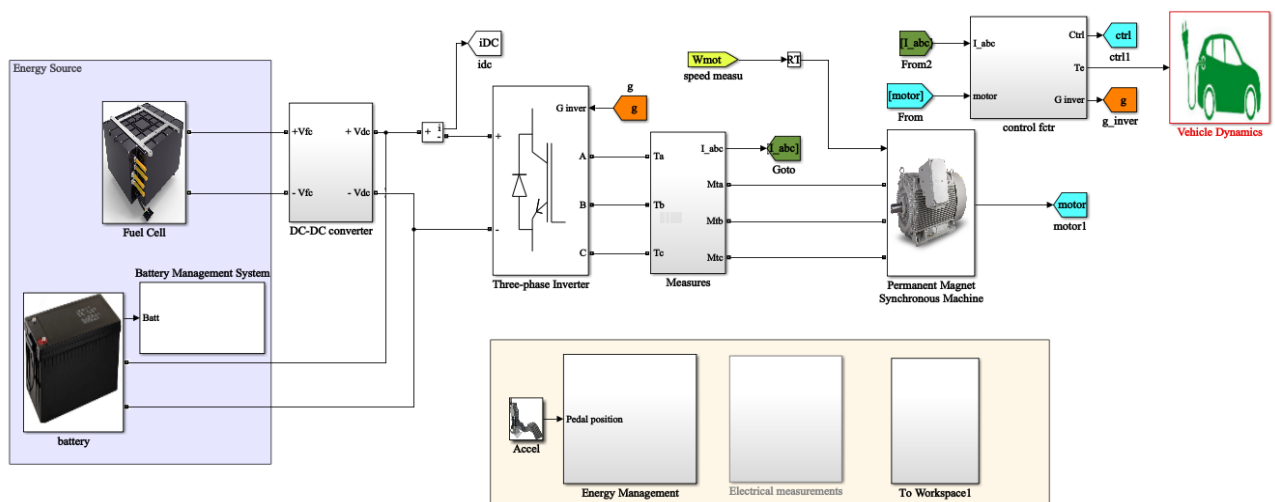


Figure III.15 – Schéma global du système de traction d'un VE

#### 4.1.1. Résultats de simulation de l'entraînement électrique

La figure III.16 montre les différentes positions de la pédale du véhicule. On a choisi un profil de position de la pédale qui va nous permettre de voir les différents modes de fonctionnement du véhicule à savoir le mode de traction, le mode de freinage et le mode d'arrêt. Ce profil impose l'allure de la vitesse du moteur et du couple, car le modèle mécanique du véhicule est basé sur sa la position de pédale et sur le couple électromagnétique.

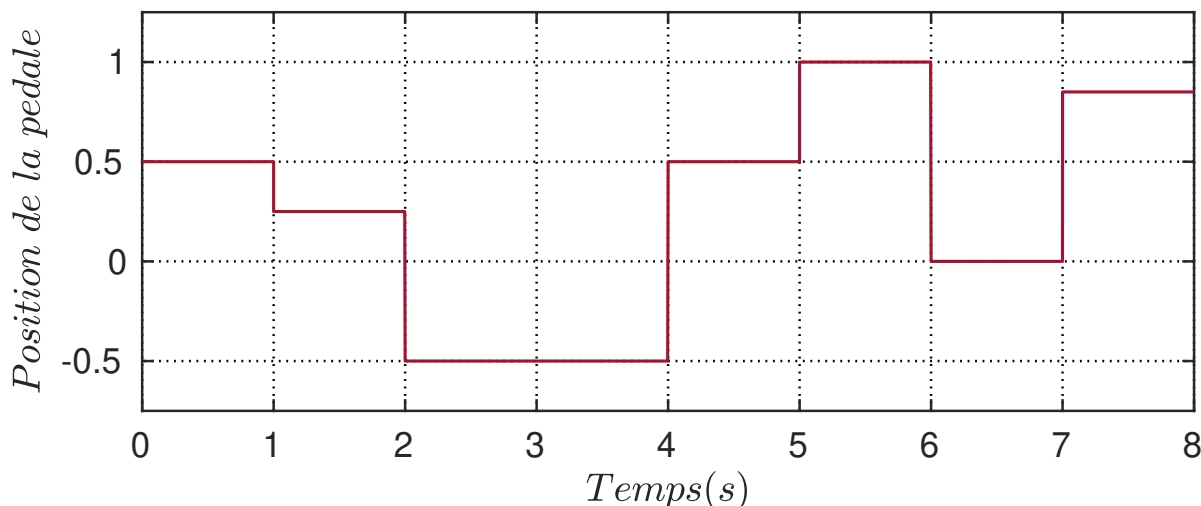


Figure III.16 – Position da la pédale

La figure III.17 correspond au couple électromagnétique, la réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par le commande vectorielle de la machine dont le couple électromagnétique dépend seulement de la composante  $i_q$ .

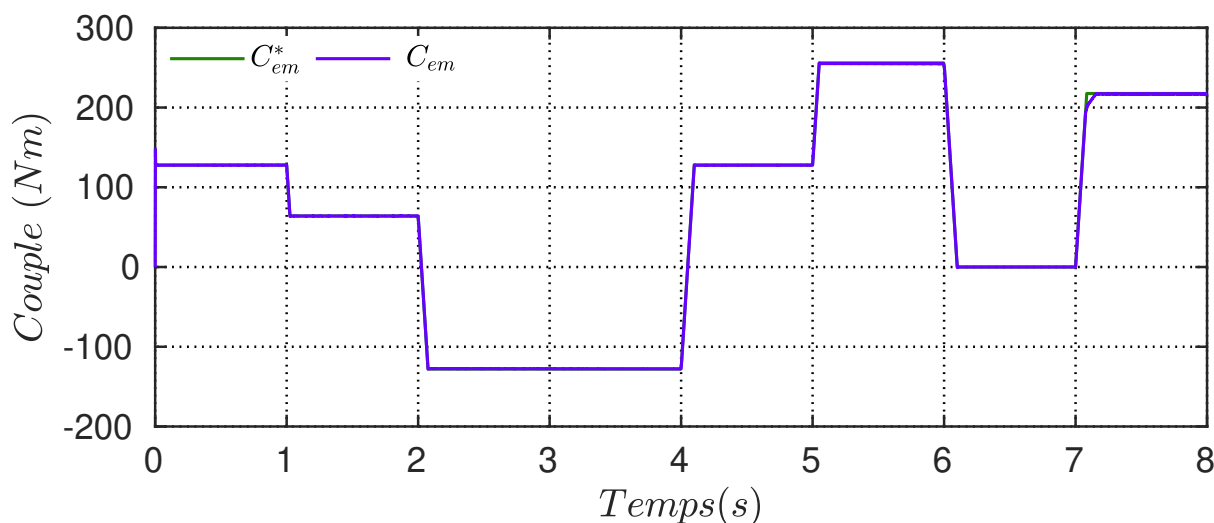


Figure III.17 – Couple électromagnétique de la MSAP

La figure III.18 représente l'allure de la consigne de vitesse délivrée par le conducteur via la pédale d'accélération, cette consigne de vitesse est proportionnelle à celle indiquée par la position de la pédale. En outre, nous avons effectué deux manœuvres pour notre véhicule correspondant d'une part à la marche arrière qui nous permet de recueillir une vitesse minimale ( $-287tr/min$  correspondant à  $t = 4Sec$ ) et d'autres part essayer plusieurs niveaux de vitesses pour la marche avant donnant ainsi une vitesse maximale ( $2500tr/min$  correspondant à  $t = 8Sec$ ) tout ceci dans le but d'observer la variation temporelle de la vitesse .

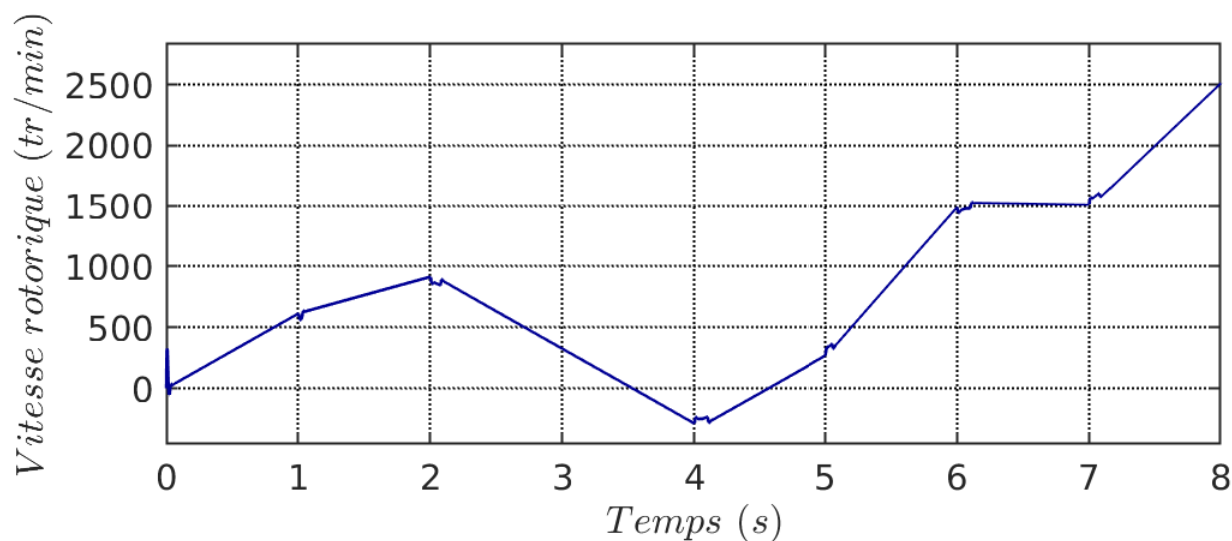


Figure III.18 – Vitesse de rotation mécanique du rotor

La figure III.19 expose les variations aux niveaux des courants  $i_d$  et  $i_q$  lors du changement de la vitesse du véhicule.

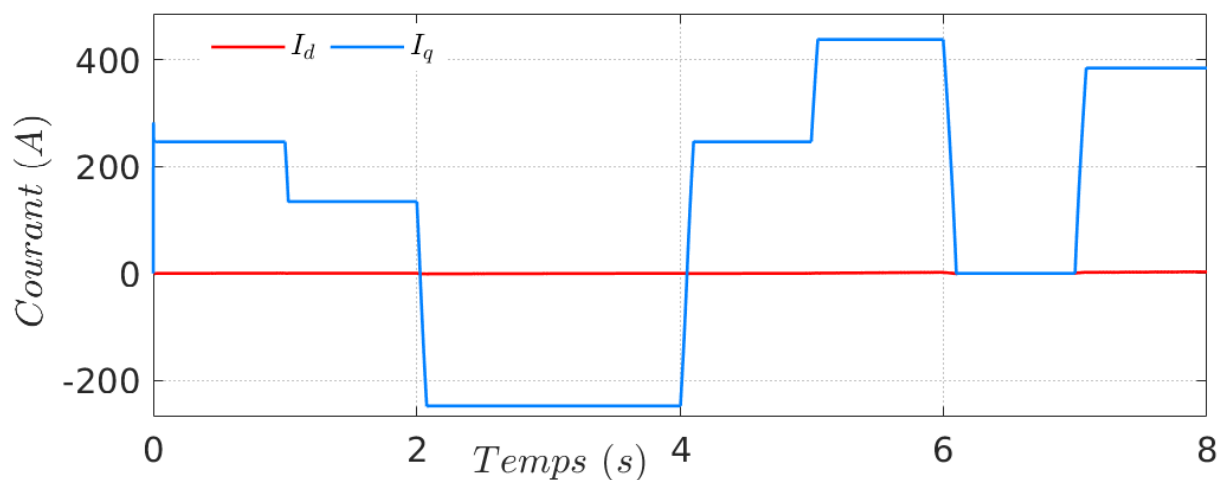


Figure III.19 – Courant statorique du msap

Les courants de phases sont illustrés sur la figure III.20, ces derniers sont purement sinusoïdaux et présentent des harmoniques réduits sur toute la période du fonctionnement. Il est à noter que le déphasage et le changement d'amplitude des courants statoriques sont dûs aux changements de l'accélération de la pédale et à l'application d'un couple de charge respectivement.

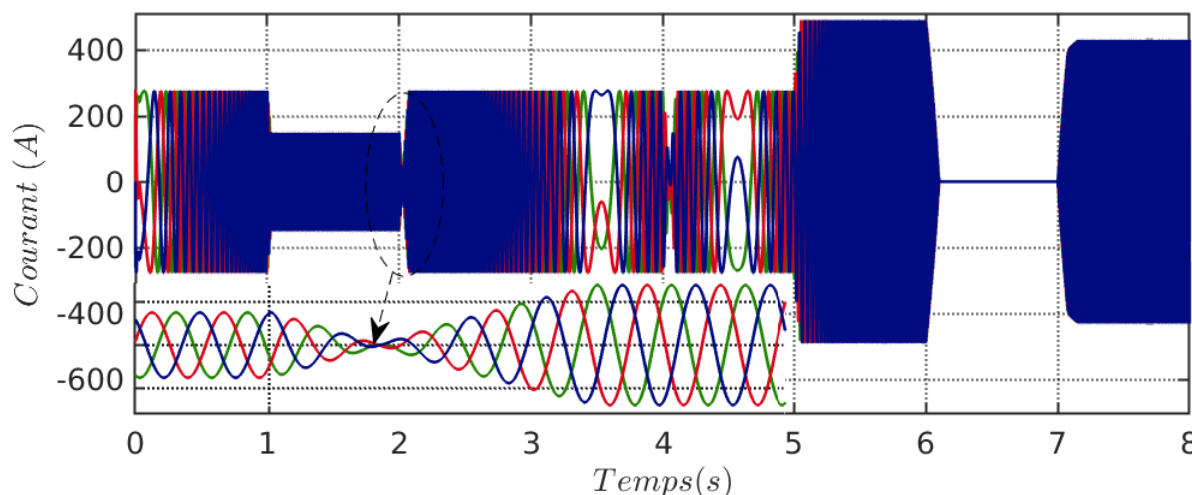


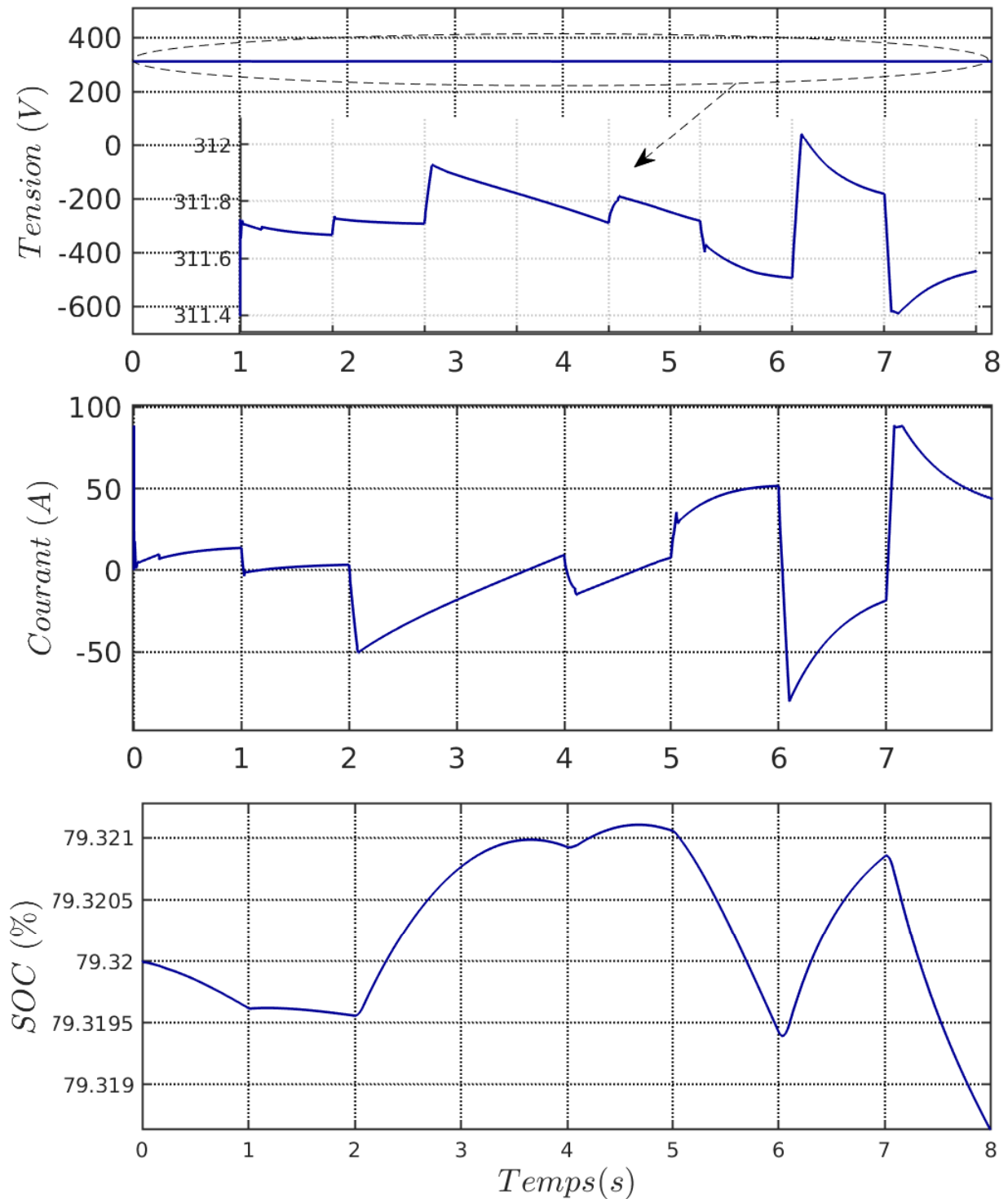
Figure III.20 – Courants statoriques de la msap

#### 4.1.2. Résultats de simulation de la gestion énergétique

La figure III.21 représente la tension, le courant et l'état de charge ( $SOC$ ) de la batterie, l'examen de ces courbes montre que le régulateur boost intervient pour maintenir la tension de la batterie pratiquement constante durant le cycle de fonctionnement.

Cette tension n'est pas altérée par la variation de la puissance demandée. Par contre, la puissance demandée par le moteur présente un effet direct sur le courant de la batterie, ce qui explique que le courant est l'image de la puissance. Sur la même figure, dans un intervalle de 8 secondes qui est considéré très court, la variation de l'état de charge de la batterie est très petite, elle reste pratiquement constante dans une plage d'environ 79 %. Dans le but de garder les bonnes performances de la batterie et garantir l'alimentation au véhicule, le  $SOC$  sera limité à  $SOC_{min}=30\%$  et  $SOC_{max}=90\%$ .



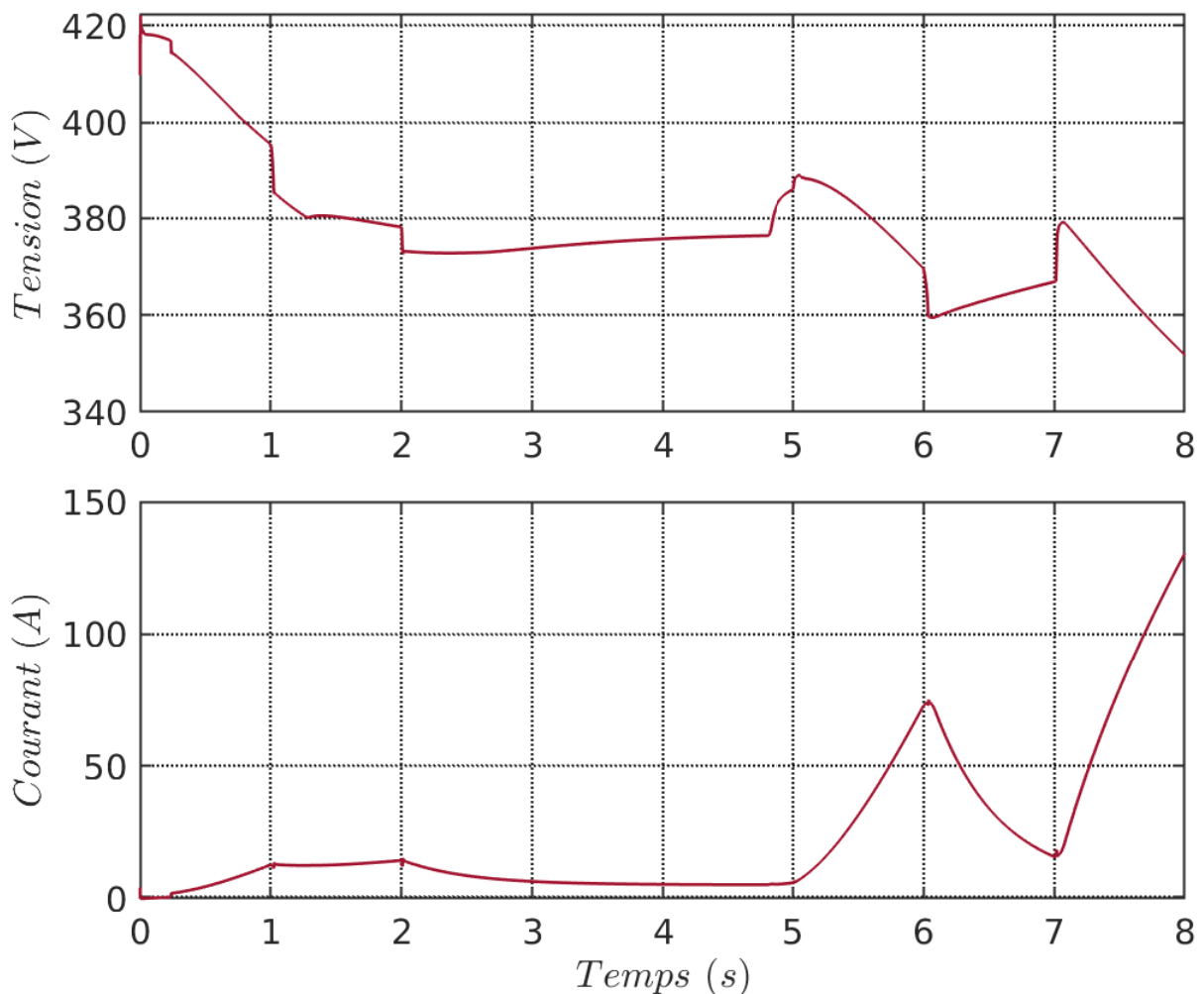


**Figure III.21** – Tension, courant et état de la charge (*SOC*) de la batterie

La figure III.22 illustre la tension et le courant délivrés par la PAC, on remarque que la tension de la pile est relativement constante, en revanche le courant fourni par la pile varie proportionnellement avec le changement brusque de la puissance du moteur.

D'après l'analyse des résultats obtenus, on constate que la pile à combustible intervient

lors du démarrage dont l'appel du courant est important. De plus, en mode d'arrêt la pile charge la batterie.



**Figure III.22** – Tension et courant de la PAC

La figure III.23 montre le comportement des puissances (batterie, PAC et moteur), la puissance positive correspond à celle donnée au moteur électrique, par contre la puissance négative est celle récupérée aux moments de freinage. La puissance maximale délivrée par la batterie atteint la valeur  $26kW$  lors de la forte demande par le véhicule. En mode de traction, la PAC assure la compensation et fourniture de l'énergie. Cependant, en mode d'arrêt et cas de besoin en énergie, elle charge la batterie. La PAC sera totalement déconnectée lors du freinage.

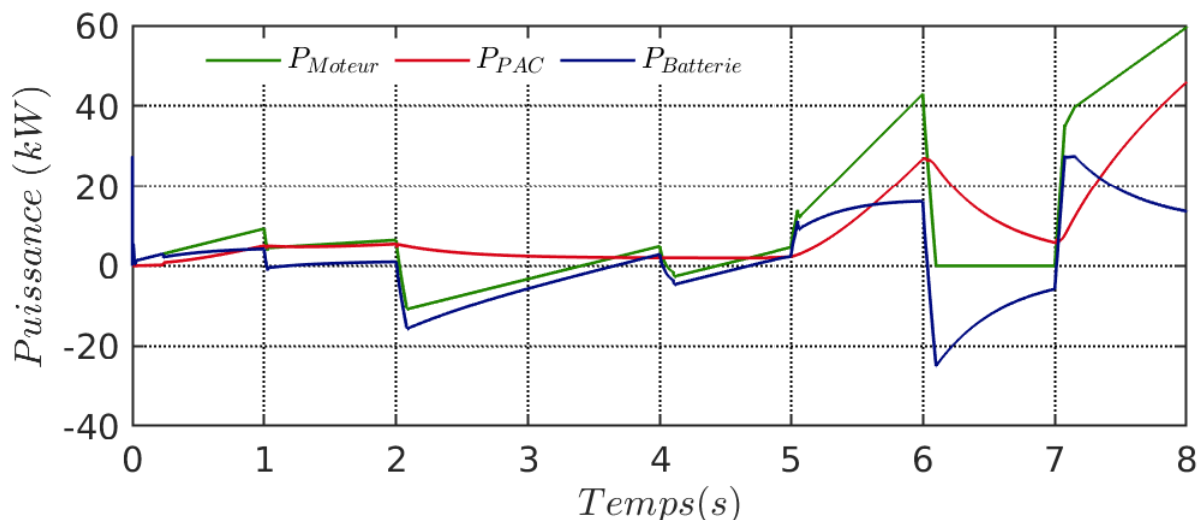


Figure III.23 – Puissance du moteur, de la batterie et de la PAC

## 4.2. Résultats de simulation d'un VE doté par un MI

Afin de mettre en évidence les performances et les contraintes du moteur à induction contrôlé par la DTC-Flou proposée pour la propulsion d'un véhicule électrique. Ce modèle (voir la figure III.24) a été simulé sur un cycle de 15 secondes pendant le fonctionnement à différentes vitesses selon un profil d'un véhicule urbain. La stratégie de gestion de l'énergie proposée a été simulée en utilisant le modèle dynamique du véhicule.

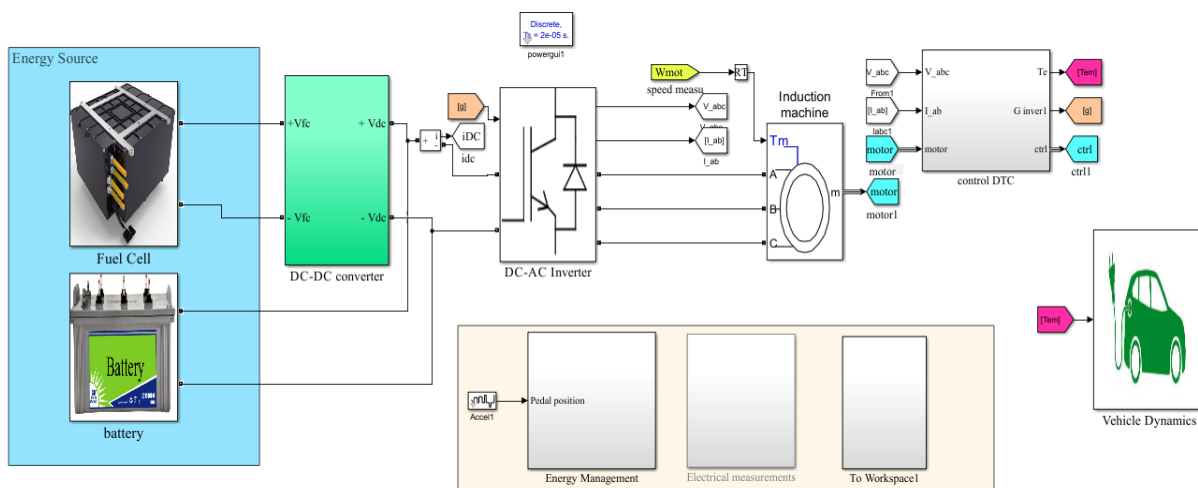


Figure III.24 – La structure du modèle de simulation d'un véhicule électrique

L'examen des courbes des figures III.25 montre que durant la phase où le moteur fonctionne à vide, la vitesse atteint sa référence avec un accroissement presque linéaire.

On peut noter que durant le régime permanent une bonne poursuite de vitesse, mais des légers dépassements correspondent aux instants de changement de consigne. Cette

perturbation est d'allures vite rejetée.

La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.1 N.m$  et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.02$  Wb. On suppose que la valeur de la résistance statorique  $R_s$  estimée utilisée dans la commande, est égale à la résistance  $R_s$  effective dans le moteur.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants. Le couple développé par le moteur rattrape la valeur du couple de référence en régime établi (III.26), on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne avec quelques dépassements des bandes d'hystérésis définie auparavant. L'effet loupe du couple permet de constater que le comportement dynamique du couple est caractérisé par les différentes valeurs de  $dC_e/dt$ . On remarque aussi que les ondulations du couple dépassent la bande d'hystérésis voir figure III.26. En continu, ces dépassements disparaissent, mais ils augmentent avec la période d'échantillonnage. Ceci est dû aux instants de comparaison du couple avec sa référence qui sont synchronisés avec la période d'échantillonnage. Par contre entre deux périodes d'échantillonnage le couple peut quitter sa bande d'hystérésis d'où les irrégularités du couple électromagnétique.

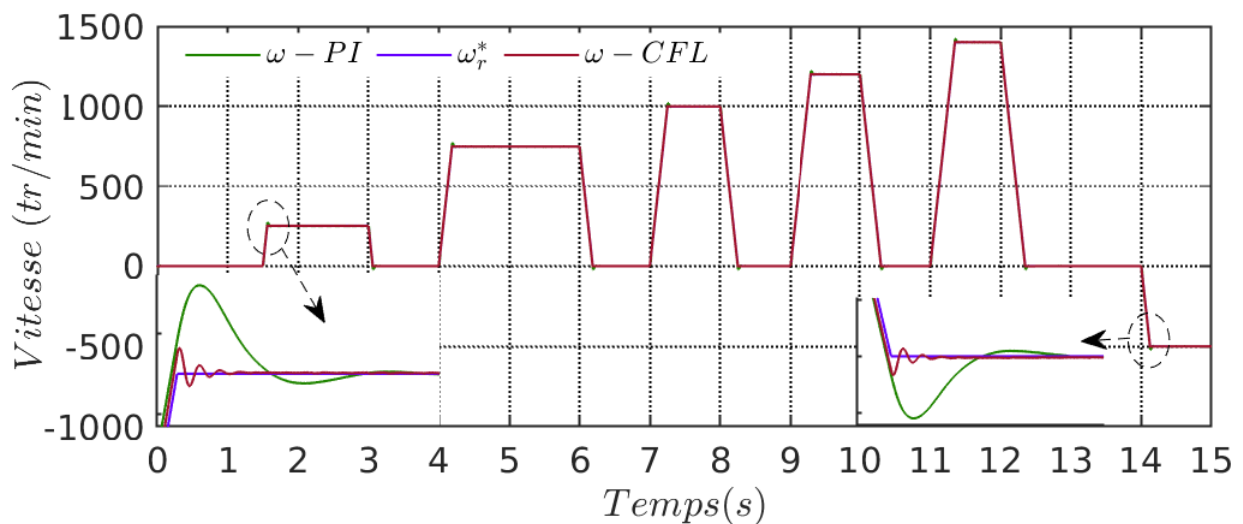


Figure III.25 – Vitesse rotative contrôlée par la DTC-floue

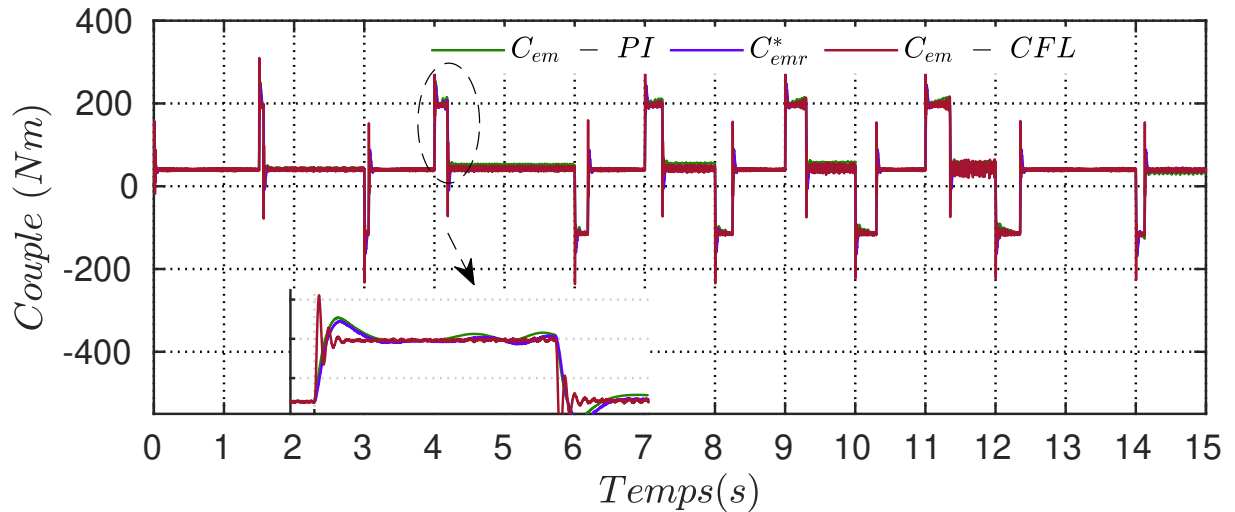


Figure III.26 – Couple électromagnétique contrôlé par la DTC-floue

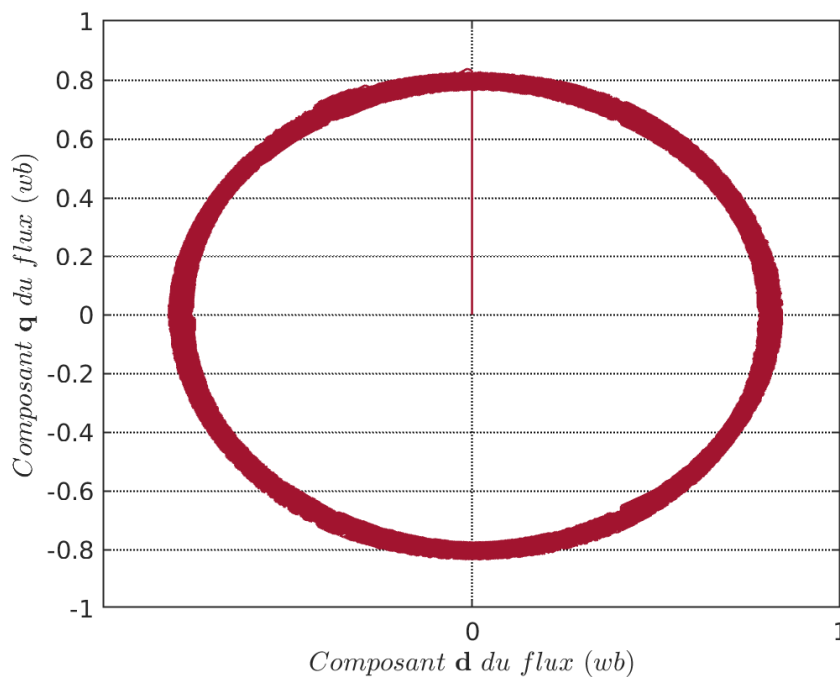
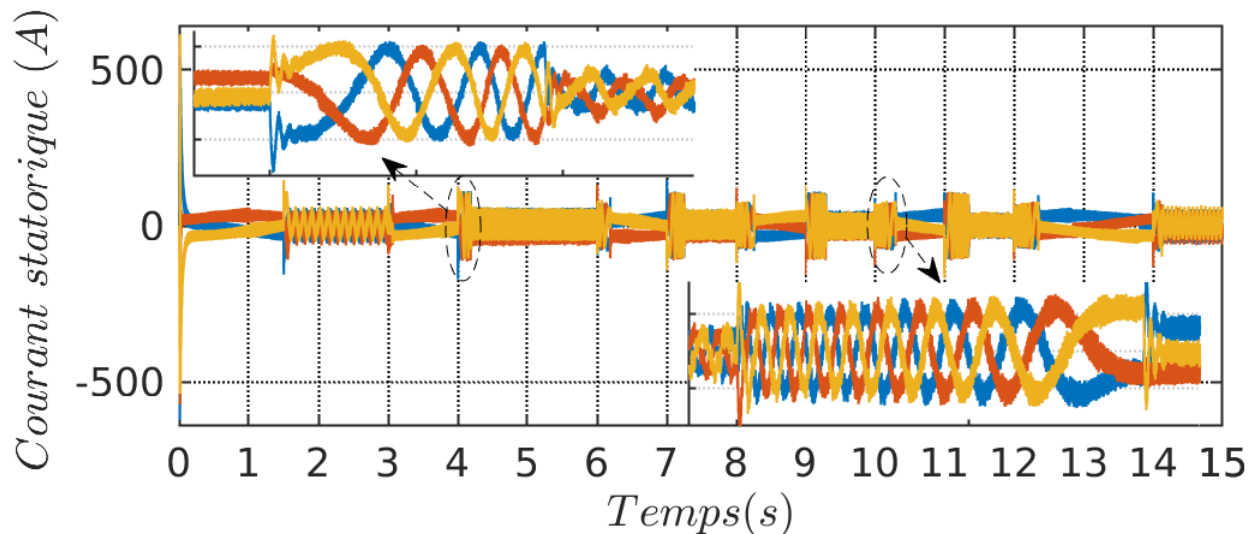


Figure III.27 – Courants statoriques contrôlés par la DTC-floue

La figure III.27 illustre la trajectoire du vecteur flux statorique est parfaitement circulaire.

En effet, le flux statorique présente un régime transitoire un peu lent avec quelques atténuations, ceci est dû aux instants où le vecteur flux change de zone. Puis au régime permanent le flux suit sa valeur de référence. L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé  $(d, q)$ , lors du démarrage, nous observons des grandes ondulations. Celles-ci sont dues en partie à l'influence du terme résistif, puis il sera maintenu constant, sa valeur évoluant de

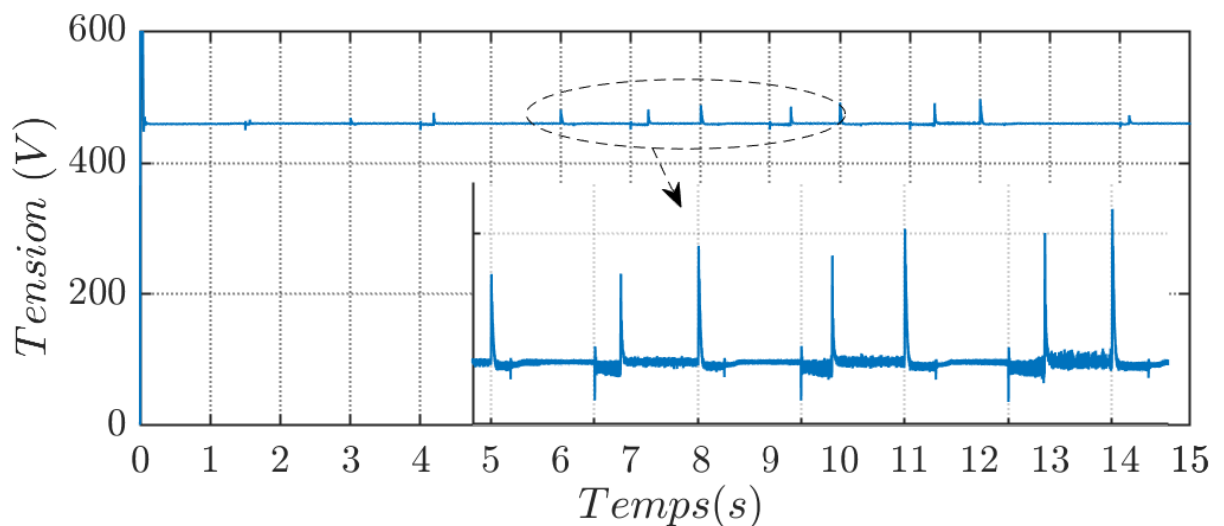
façon symétrique à l'intérieure des bandes d'hystérésis.



**Figure III.28** – Courants statoriques contrôlé par la DTC-floue

L'allure des courants statoriques triphasés est représentée sur la figure III.28, chaque phase présente une allure sinusoïdale bruitée et hachée.

Une mesure importante de la performance du système de traction est la mesure de la tension du circuit intermédiaire entre le convertisseur côté batterie et le convertisseur côté moteur, comme le montre la figure III.29.



**Figure III.29** – Tension du bus continu

Ceci dit, on peut voir que l'ondulation de tension du bus continu intermédiaire est très réduite. La tension moyenne du bus DC est de 460V, cette tension est similaire à la même tension prise pour le système de simulation. La déviation minimale de la tension continue due aux changements de consigne de vitesse est de 3.55 V. Par contre, la déviation maximale

liée à l'inversion brusque du sens de rotation du moteur est estimée à une valeur de 12,2 V (voir zoom sur la figure III.29). Les résultats obtenus par les algorithmes de commande optimale nécessitent la connaissance de l'intégralité du cycle de vitesse pour pouvoir résoudre les problèmes d'optimisation.

La figure III.30 donne les relevés effectués sur la pile où sont représentés les différents modes de fonctionnement. Pendant le fonctionnement nominal, la pile est autonome, elle ne fournit rien sauf dans le cas d'application d'une charge, la pile recharge les batteries et alimente les auxiliaires. Ensuite, la puissance absorbée par la charge correspond à la puissance délivrée par la batterie. Dans la résolution du problème d'optimisation globale, la contrainte sur les limites de l'état de charge est prise en compte. La batterie dispose d'une réserve d'énergie importante par rapport au cycle. Toutefois, si ce n'est pas le cas, sur des cycles aussi courts, en considérant la source secondaire de quantité d'énergie plus ou moins importante.

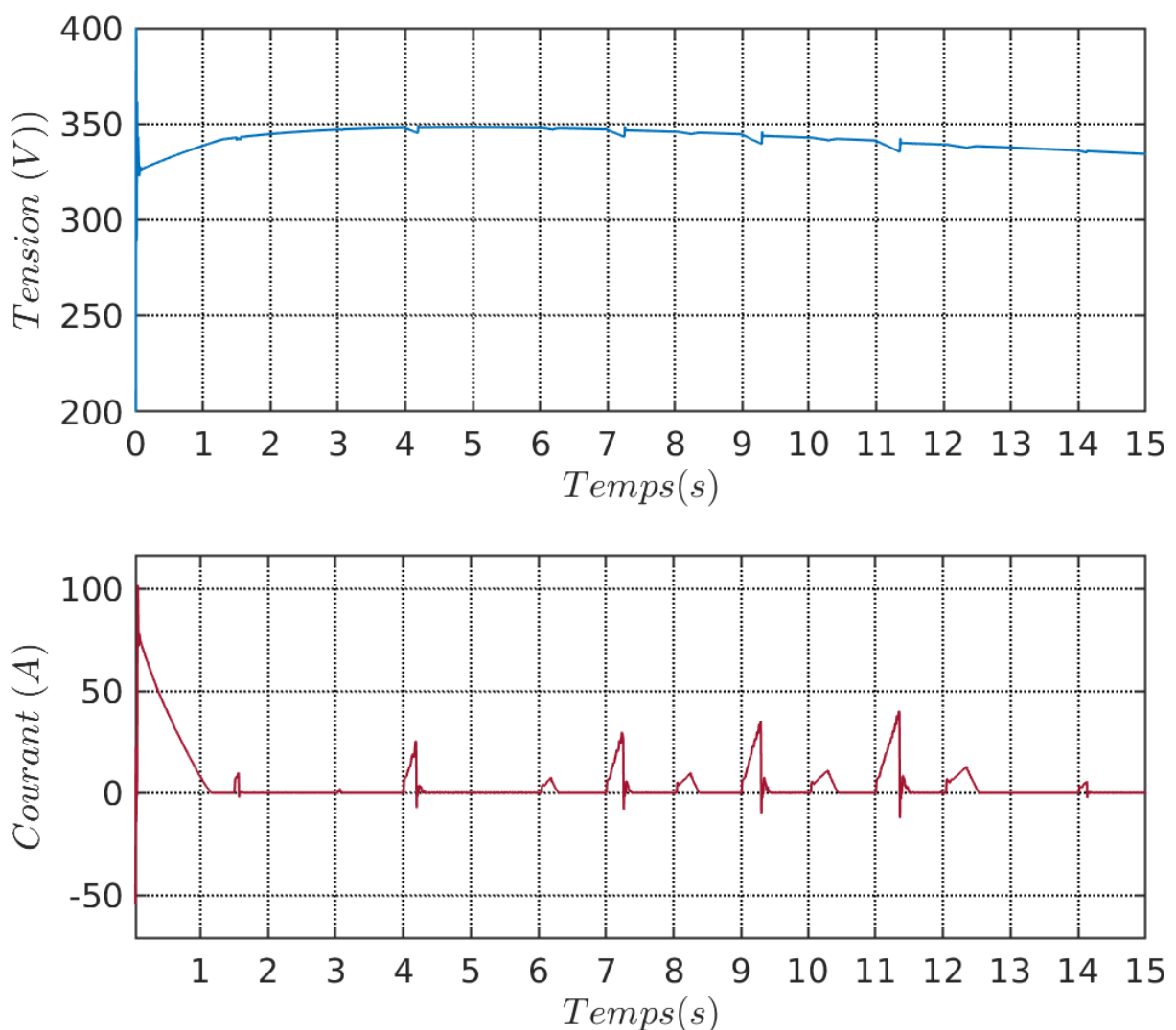
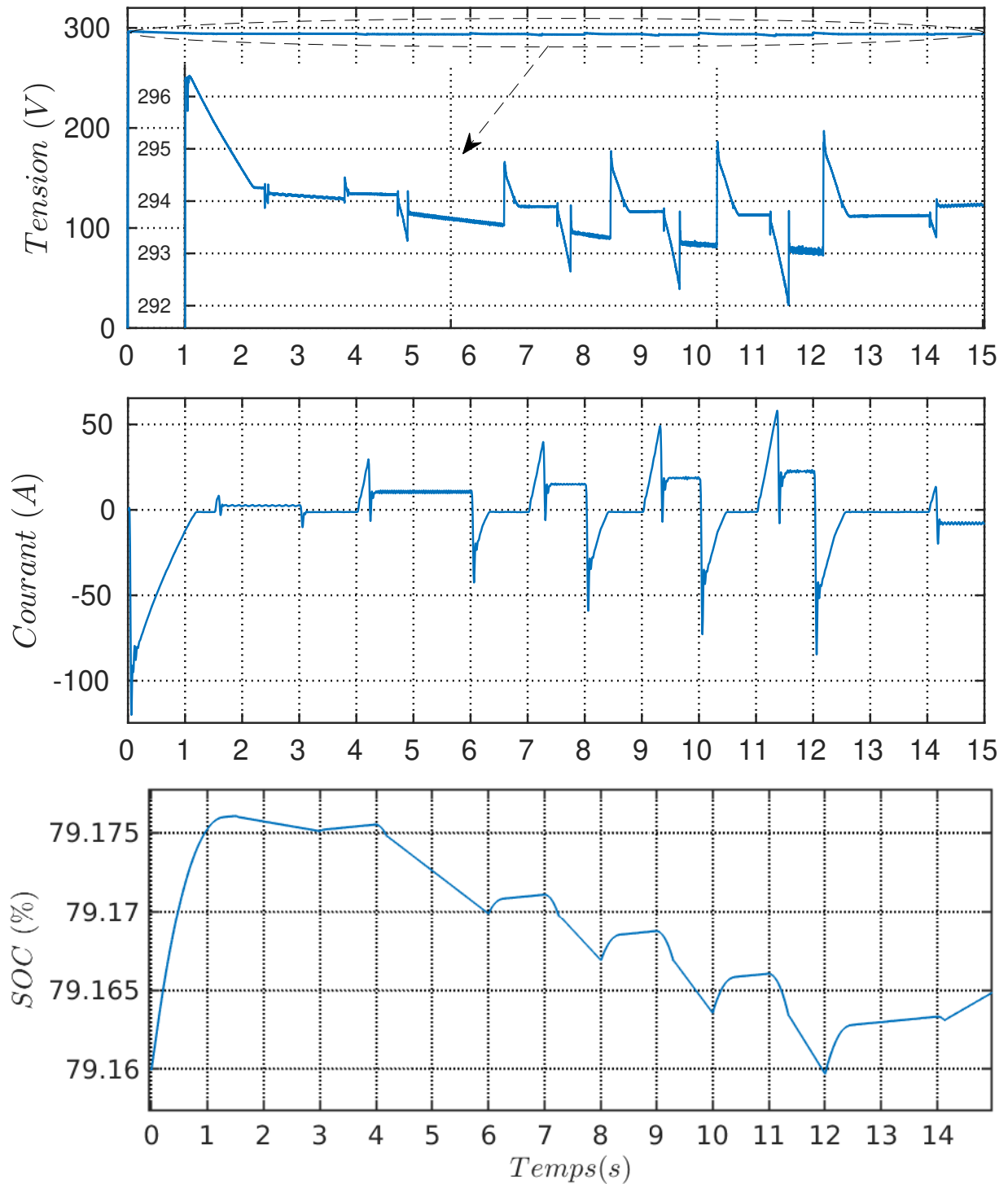


Figure III.30 – Courant et tension délivrés par la PAC



**Figure III.31** – Tension, courant et état de la charge ( $SOC$ ) de la batterie

La figure III.31 montre les caractéristiques courant, tension et  $SOC$  de la batterie, un contrôle de l'état de charge est appliqué : Ce dernier doit rester « éloigné » de ses limites  $SOC_{min}$  et  $SOC_{max}$ . D'une part, la source secondaire (la batterie) doit disposer en permanence d'une réserve d'énergie suffisante pour assister efficacement le système PAC, d'autre part



l'état de charge ne doit pas être trop élevé pour permettre de récupérer l'énergie cinétique de freinage. Généralement, l'état de charge est régulé autour d'une valeur de consigne constante.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié par simulation deux types de commande, la commande vectorielle appliquée à la MSAP et la DTC-flou appliquée au moteur à induction. Ces techniques sont exploitées dans le fonctionnement d'une chaîne de conversion d'un VE afin d'améliorer les performances de la commande en présence de plusieurs contraintes. La gestion d'énergie électrique a été traitée dans un véhicule électrique avec deux sources d'énergie (la PAC pour la production, la batterie pour le stockage), pour laquelle une stratégie de gestion basée un système embarqué a été proposée.

Dans la configuration du véhicule, la batterie utilisée comme source d'alimentation principale répond aux variations lentes de la puissance demandée, ainsi une PAC soutient les variations brusques de la demande de la puissance. Tant que l'alimentation est fournie au moteur électrique de traction de façon satisfaisante par régulation de la tension du bus DC, un réglage est utilisé de façon optimale sur la répartition entre les variations du courant dans la batterie et ceux de la PAC.

D'après les résultats de simulation des différents montages on constate que la pile à combustible *PEMFC* a pu délivrer une puissance selon la demande des moteurs (*MSAP* et *MI*).

Le chapitre quatre sera essentiellement dédié à la réalisation expérimentale d'un prototype d'un VE doté par un moteur à courant continu à aimant permanent alimenté par une batterie 12V et piloté par un convertisseur DC-DC de type boost-quatre quadrants.

# CHAPITRE IV

---

## Réalisation de la chaîne de traction d'un

## VE

---

### Sommaire

<b>1. Introduction</b> . . . . .	<b>105</b>
<b>2. Présentation synoptique du système étudié</b> . . . . .	<b>105</b>
<b>3. Instruments de l'expérimentation</b> . . . . .	<b>106</b>
3.1. Partie commande . . . . .	106
3.2. Partie de puissance . . . . .	107
3.3. Partie adaptation et isolation galvanique des signaux de commandes . . . . .	107
<b>4. La première configuration : étude et réalisation de la commande par un régulateur PI classique et par la technique de Lyapunov</b> . . . . .	<b>108</b>
4.1. Diagramme principale . . . . .	109
4.2. Circuit de commande . . . . .	109
4.3. Contrôle des hacheurs boost-buck . . . . .	110
4.4. Résultats expérimentaux et interprétations . . . . .	115
<b>5. La deuxième configuration : commande non linéaire de la chaîne de traction en utilisant un convertisseur à quatre quadrants</b> . . . . .	<b>122</b>
5.1. Convertisseur DC-DC buck à quatre quadrants . . . . .	122
5.2. Architecture de la réalisation . . . . .	122
5.3. Conditionnement de la sortie du capteur de vitesse : . . . . .	124
5.4. Principe de la commande à mode glissant . . . . .	125
5.5. Résultats pratiques de la commande à mode glissant . . . . .	133
<b>6. Conclusion</b> . . . . .	<b>137</b>

## 1. Introduction

L'automatisation de la chaîne de traction dans le véhicule à tout électrique prend dans la littérature, deux axes principaux : le premier axe traite le problème de conditionnement des organes de pilotage, avec la détermination de leurs caractéristiques et leurs performances électrique-électrique et électrodynamique en relation avec la mission (ou bien au cours de déplacement sur le terrain). Le deuxième axe traite le problème de conversion et des stratégies de gestion énergétique qui consiste à trouver la meilleure répartition de la puissance à fournir par les différentes sources d'énergie (l'énergie fournie par la batterie et l'énergie fournie par le VE au cours de freinage).

Dans ce chapitre, Nous nous intéressons à la réalisation pratique d'un prototype identique avec un véhicule purement électrique dont le but d'analyser tous les phénomènes de flux énergétique (tension, courant, puissance ... etc.) dans les organes de traction, et également pour maîtriser l'évolution statique et dynamique des caractéristiques du système d'entraînement électrique. Pour ce faire, nous introduisons des algorithmes de commande non linéaire (à structure variable, à base de la théorie de Lyapunov et à mode glissant). L'intégration des processus numériques en temps réel et l'utilisation de connexion en cascade entre les différents types de convertisseurs statiques DC-DC (buck ou boost), on peut résoudre certains problèmes liés aux réglage, robustesse et sécurité.

Ce travail est passé par maintes tentatives qui ont connu à chaque fois des imperfections et des anomalies non souhaitées et qui nous ont incités à proposer des solutions afin de réaliser nos objectifs escomptés.

## 2. Présentation synoptique du système étudié

Le schéma de principe de la chaîne de traction d'une VE qui décrit les transferts d'énergie possibles entre les différents organes est représenté sur la figure [IV.1](#). La configuration générale de cette architecture est composée d'une machine électrique couplée à un élément de stockage (batterie) par l'intermédiaire d'un convertisseur statique et d'un système de transmission (réducteur mécanique).

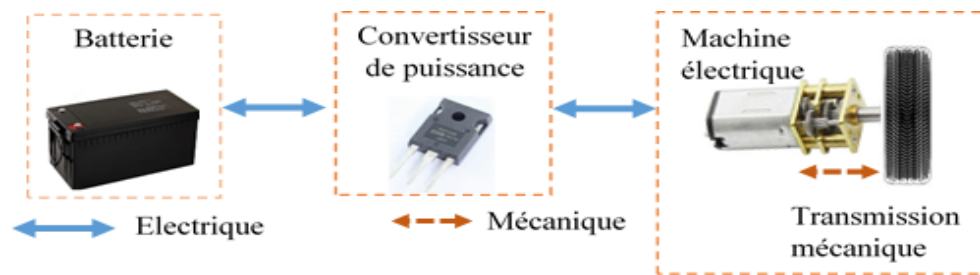


Figure IV.1 – Architecture d'un véhicule à tout électrique

### 3. Instruments de l'expérimentation

Dans ce contexte, on présente deux configurations expérimentales qui comportent quatre parties différentes :

- 1). Partie alimentation : une batterie de 12 V et des sources secondaires de 15 Volts et 5 Volts.
- 2). Partie commande et traitement des informations : une carte microcontrôleur Arduino-Uno.
- 3). Partie d'amplification, d'adaptation et d'isolation galvanique des signaux de commandes : circuit d'isolation en cascade avec les circuits intégrés drivers.
- 4). Partie puissance : un convertisseur DC-DC buck (hacheur série), un convertisseur DC-DC boost (hacheur parallèle) et un convertisseur DC-DC buck à quatre quadrants.

#### 3.1. Partie commande

Pour la synthèse de la chaîne de traction dans notre application, on utilise de façon indépendante deux cartes microcontrôleur Arduino-Uno. Alors : La carte Arduino UNO est un microcontrôleur (ATmega328 cadencé à 16 MHz) open-source créé en Italie en 2005, elle permet de piloter un système de manière interactive à partir du programme que l'on aura défini et mis dans sa mémoire. Cette carte basée sur une interface entrée/sortie simple permettant par exemple de se connecter à un ordinateur ou de s'alimenter. Elle peut se programmer avec le logiciel Arduino. Elle offre 14 pins (broches) d'entrée/sortie numérique (donnée acceptée 0 et 1) dont 6 pouvant générer des PWM (Pulse width Modulation). Elle permet aussi de mesurer des grandeurs analogiques grâce à ces 6 entrées analogiques. Chaque broche est capable de délivrer un courant de 40 mA pour une tension de 5 V. Les avantages de la carte Arduino sont :

- ✓ Prix très abordables.
- ✓ Nombre de broches suffisants pour les projets élémentaires.

- ✓ Facile à utiliser, sa programmation est très intelligible pour les débutants.

et ses inconvénients sont :

- ✗ Manque de mémoire pour les gros projets.
- ✗ Insuffisance de broches pour les projets ambitieux.

### 3.2. Partie de puissance

Pour le contrôle de sens de rotation, la valeur de vitesse d'un moteur à courant continu et le maintien de la tension continue, on utilise des convertisseurs électriques basés sur des interrupteurs statiques MOSFET IRF360 (caractérisés par la simplicité d'emploi, la fréquence de commutation élevée, les caractéristiques adéquates et la disponibilité sur le marché industriel. La figure IV.2) illustre l'image d'un interrupteur de type MOSFET et son symbole électrique.



Figure IV.2 – Transistor MOSFET IRFP360

### 3.3. Partie adaptation et isolation galvanique des signaux de commandes

On présente les deux circuits suivants :

- Le circuit driver basé sur le circuit intégré IR2112,
- Le circuit d'isolement basé sur le circuit intégré 4N27,

L'IR2113 c'est un circuit intégré (voir figure IV.3.a) à grande vitesse, constitué de 14 pins, il y a des pins utilisés pour garantir une impulsion suffisante pour commander un transistor MOSFET ou un IGBT de la partie puissance. La figure (IV.3.b) présente un synoptique simplifié de fonctionnement du circuit IR2113 lors de la mise en œuvre.

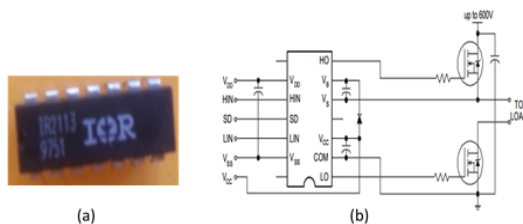


Figure IV.3 – Synoptique simplifié de fonctionnement du circuit driver

L'opto-coupleur est un composant électronique d'isolement galvanique par rapport à la charge (circuits de puissance) ou à une ligne de transmission des données. Il s'appelle un coupleur optique ou un photo-coupleur (optocoupleur ou optoisolation). Il est constitué d'un émetteur (DEL : diode électroluminescent) et d'un récepteur (photodiode, phototransistor, photothyristor, phototriac). Dans ce travail, on utilise le type 4N27 (Fig. (IV.4) pour assurer l'isolement de la carte Arduino-uno vis-à-vis la carte driver et le circuit de puissance.

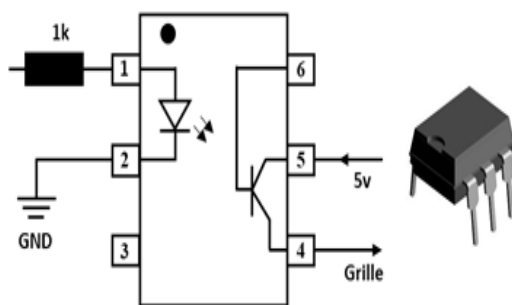


Figure IV.4 – Structure d'un opto-coupleur

Le reste des composants sera mentionné en annexe B ainsi que leurs dimensionnement.

#### 4. La première configuration : étude et réalisation de la commande par un régulateur PI classique et par la technique de Lyapunov

Dans cette partie, nous présentons la réalisation pratique de l'association en cascade de deux convertisseurs DC-DC boost-buck à un seul quadrant (hacheur série) afin d'assurer la gestion d'énergie dans un véhicule électrique :

- Commande par un régulateur PI classique.
- Commande par la technique de Lyapunov.

La figure (IV.5) représente le banc d'essai expérimental global d'un véhicule électrique commandé en un seul sens de rotation. Ce dernier comporte une batterie, un convertisseur DC-DC boost, un convertisseur DC-DC buck, un moteur PMDC, un capteur de vitesse, un capteur de tension et un autre de capteur de courant, une alimentation DC et deux microcontrôleurs (Arduino-Uno). Il est à noter que les paramètres du moteur et les convertisseurs DC-DC sont indiqués dans annexe B.

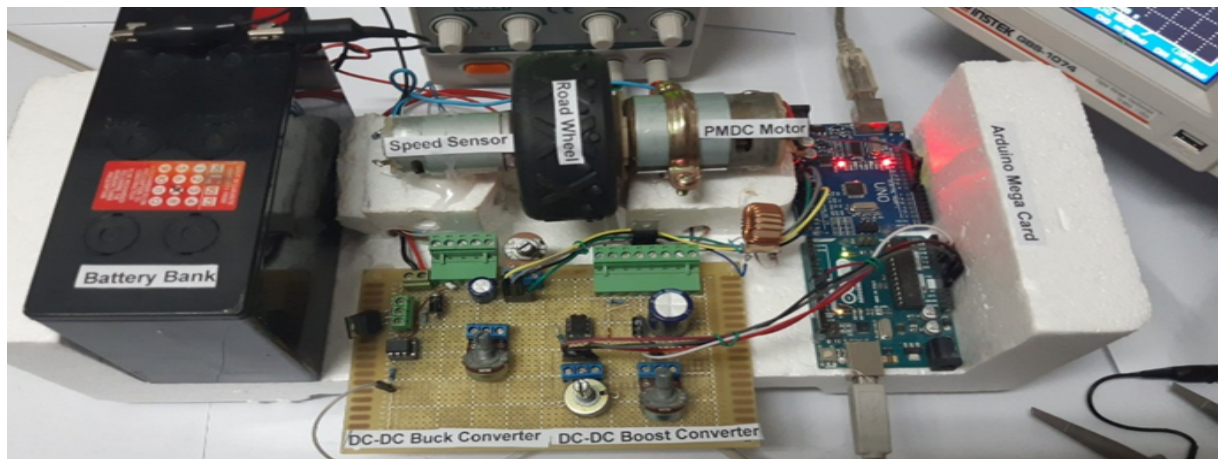


Figure IV.5 – Banc d'essai expérimental global

#### 4.1. Diagramme principale

La figure IV.6 montre le schéma du diagramme principal de la chaîne de traction étudiée (d'un VE). La chaîne de conversion contient : Un moteur électrique à deux roues motrices alimenté par une batterie via un pont de conversion statique (un convertisseur DC-DC boost-buck en cascade). Chaque convertisseur est commandé par une carte Arduino-uno. Le convertisseur DC-DC buck est utilisé afin de contrôler la vitesse vers sa valeur de référence, tandis que le convertisseur DC-DC boost est utilisé dans le but d'assurer le réglage de la tension continue de l'alimentation.

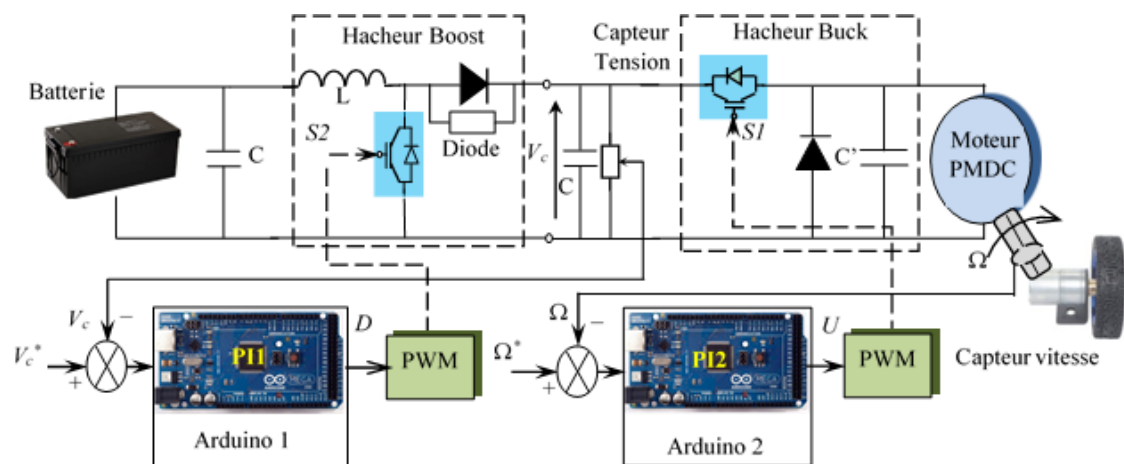


Figure IV.6 – Diagramme principal du système étudié

#### 4.2. Circuit de commande

Il est composé de deux Arduino, une pour le réglage de la commande du convertisseur DC-DC boost et l'autre pour le réglage de la vitesse du moteur électrique. Le régulateur dans la première carte intervient en modifiant le rapport cyclique PWM dans le but de rendre le

réglage de tension continue à l'état initiale. En outre, le régulateur dans la deuxième carte agit pour garantir la meilleure poursuite en temps réel de la vitesse de rotation vers sa valeur de référence.

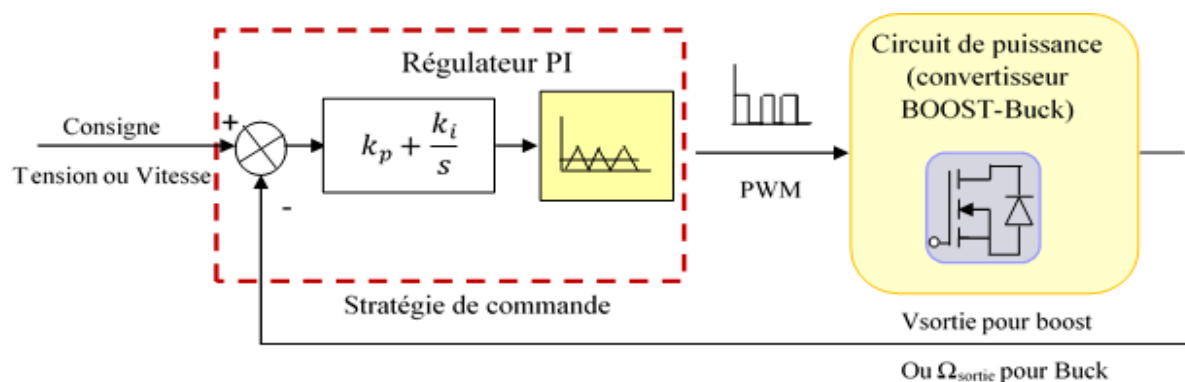
**Rappel :** A l'instar des entrées de signaux analogiques d'Arduino-Uno qui sont limitées à un ordre de 0 à 5 V, les conditionnements des capteurs de tensions et de vitesse (génératrice tachymétrique) nous procurent une tension supérieure à 5 V. Pour y remédier à ce problème, on utilise un diviseur de tension (potentiomètre) qui permet de limiter les signaux d'entrée à la carte.

### 4.3. Contrôle des hacheurs boost-buck

Différentes techniques sont couramment utilisées dans l'asservissement d'un signal électrique ou mécanique vers sa valeur de référence. l'ensemble des régulateurs linéaires de type PI conventionnel, des régulateurs non linéaires type CSV (commande à structure variable) et la commande par la théorie de Lyapunov ont été appliqués à notre système. La sortie de chaque régulateur doit être comparée avec une porteuse triangulaire pour générer un signal PWM à rapport cyclique variable.

#### 4.3.1. Commande linéaire de la chaîne de traction par un PI conventionnel

Le correcteur linéaire PI classique (conventionnel) est conçu à partir d'un modèle à petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques insuffisantes...). La figure (IV.7) montre le diagramme de réglage par un PI classique du système étudié. La méthode pratique de Ziegler et Nichols a été choisi pour la détermination des paramètres du régulateur.



**Figure IV.7** – Schéma de la commande d'un convertisseur DC-DC boost par un PI classique



### Méthode de Ziegler et Nichols

la méthode de Ziegler et Nichols ne nécessite pas la connaissance de la fonction du transfert et que le réglage se fait directement sur le site en chaîne fermée. Cette technique repose sur la détermination de deux grandeurs utiles à savoir ( $k_c$  : gain critique,  $T_c$  : période d'oscillations). On applique une tension de référence et on augmente progressivement le gain  $K$  de l'amplificateur jusqu'à l'obtention d'un régime de pompage autour d'un gain statique  $K_c$  (état critique) et d'une période d'oscillations  $T_c$ .

Les paramètres imposés par Ziegler-Nichols pour le réglage PI sont :  $K_p = 0,45K_c$  ,  $T_i = 0,83T_c$  et  $K_i = k_p/K_i$

On utilise la même méthode pour le dimensionnement du régulateur de la vitesse de rotation.

#### 4.3.2. Commande non linéaire de la chaîne de traction

L'amélioration des performances régulatrices du système peut se faire par la synthétisation de la loi de commande par la théorie de Lyapunov.

#### 4.3.3. Principe de la théorie de Lyapunov

**Définition** Le système non linéaire  $\dot{x} = f(x, t)$  est dit autonome si  $f$  ne dépend pas explicitement du temps, En outre, on peut le réécrire sous la forme susdite. Dans le cas contraire, le système sera qualifié de non-autonome.

Il est clair que les systèmes invariants dans le temps seront autonomes tandis que les systèmes linéaires variant dans le temps seront considérés comme non-autonomes. D'autre part, un système de la forme  $\dot{x} = f(x, u)$  à priori autonome, peut devenir non autonome en boucle fermée par le choix d'une commande du type  $\|x\| < R$  [96].

**Définition 2 :** Si dans une région  $B_{R0}$ , la fonction  $V(X)$  est définie positive et a une dérivée partielle continue et si sa dérivée suivant n'importe quelle trajectoire du système est négative semi-définie, ce qui veut dire  $\dot{V} \leq 0$ , Alors  $V(X)$  est une fonction de Lyapunov.

**Stabilité** Après avoir défini ce que c'est une fonction de Lyapunov, nous pouvons maintenant rappeler le premier théorème sur la stabilité locale.

**Théorème 1 :** Si dans une région  $B_{R0}$  il existe une fonction  $V(X)$  avec une dérivée partielle continue qui vérifie :

- $V(x)$  est définie positive (localement dans  $B_{R0}$  )
- $V(x)$  est négative semi-définie (localement dans  $B_{R0}$  )

Alors le point 0 est stable. Si de plus la dérivée  $\dot{V}(x)$  est localement définie négative dans  $B_{R_0}$ , alors la stabilité est asymptotique. Afin d'atteindre ce résultat, il faut évidemment vérifier les conditions du théorème (1) non plus dans une région ( $B_{R_0}$ ) mais dans l'espace d'état complet. Cette condition est nécessaire mais insuffisante. On doit ajouter une autre condition sur  $V$ . Cette condition est que  $V$  ne doit pas être bornée, c'est à dire que  $\|x\| \rightarrow \infty$ .

**Théorème 2** : Si  $V(X)$  est une fonction scalaire de  $X$  de dérivée partielle continue et que :

- est définie positive
- négative

Au départ, l'équilibre est asymptotiquement stable. Ces deux premiers résultats seront d'une grande importance pour l'étude de la stabilité des boucles de commande ainsi que pour effectuer la synthèse de ces dernières. En effet, la synthèse par la théorie de Lyapunov nécessite la formulation d'un modèle d'état et par la suite l'identification des paramètres de la fonction du transfert de ce système. Les paramètres du convertisseur DC-DC boost et l'ensemble du moteur DC associé à un convertisseur DC-DC buck sont déterminés expérimentalement à travers les figures IV.8.

#### 4.3.4. Les paramètres du moteur et du convertisseur DC-DC boost

**paramètre du moteur** : Le gain et la constante du temps du moteur sont déterminés graphiquement.

$$k_m = \frac{\Omega_f \text{ (volts)}}{u \text{ (volts)}} = \frac{10}{12} = 0.83 \quad (\text{IV.1})$$

$\Omega$  (Volts) : est la sortie du capteur de la vitesse représentée par la figure IV.8(a)

$\tau_m$  : est la constante du temps pour moteur, avec :  $\tau_m = 35\text{ms}$ .

#### paramètre du convertisseur DC-DC boost

On peut écrire la fonction du transfert de l'hacheur élévateur comme suit :

$$F(s) = \frac{D}{1 + \tau_c \cdot s} = V_c \quad (\text{IV.2})$$

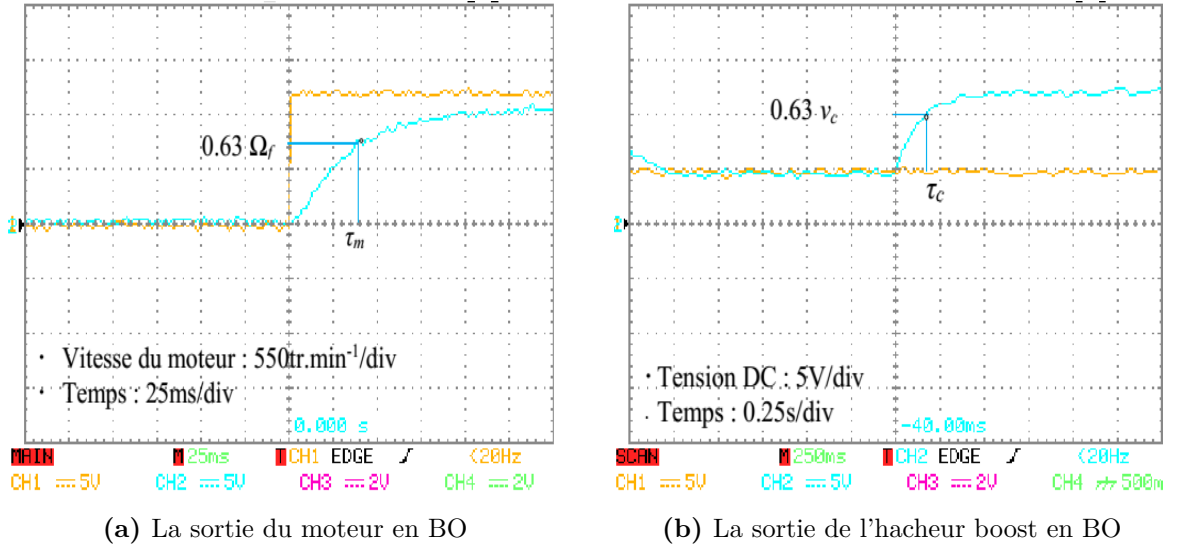
$$D = V_c(1 + \tau_c \cdot s) \quad (\text{IV.3})$$

$$D = V_c + \tau_c \cdot \frac{\partial V_c}{\partial t} \quad (\text{IV.4})$$

où :

$D$  : est le rapport cyclique,

$\tau_c$  : est la constante du temps pour boost, avec :  $\tau_c = 15\text{ms}$  déterminé expérimentalement à travers la figure IV.8(b).



**Figure IV.8** – Détermination des paramètres de la fonction du transfert du moteur et du convertisseur DC-DC boost

Suite à l'identification des différents paramètres, la méthode de Lyapunov sera appliquée afin de contrôler le système (tension de hacheur et vitesse du moteur), nous la présentons de cette façon :

#### 4.3.5. Loi de commande du moteur

On pose :

$$\Omega = x_1 \quad (\text{IV.5})$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{\tau_m}x_1 + \frac{k_m}{\tau_m}u \quad (\text{IV.6})$$

On écrit l'équation (IV.6) sous la forme :

$$\dot{x}_1 = a.x_1 + b.u \quad (\text{IV.7})$$

avec :  $a = -\frac{1}{\tau_m}$  et  $b = \frac{k}{\tau_m} v_m$ .

On propose la fonction d'énergie de Lyapunov suivante :  $v_m$  toujours positif et proportionnel avec la norme donc  $v_m(0) = 0$ . Comme :

$$v_m = \frac{1}{2}e^2 \quad (\text{IV.8})$$

$$\dot{v} = e\dot{e} < 0 \quad (\text{IV.9})$$

Pour assurer la stabilité du système, nous mettons (IV.10)

$$\dot{e} = -\lambda_m e \quad (\text{IV.10})$$

avec :  $e = x_1^* - x_1$

$$\dot{x}_1^* - \dot{x}_1 = -\lambda_m e \quad (\text{IV.11})$$

On remplace l'équation (IV.7) dans (IV.11), ce qui donne :

$$u = \frac{1}{b} [\dot{x}_1^* - \lambda_m \dot{x}_1 - (a + \lambda_m) x_1] \quad (\text{IV.12})$$

$$u = k_0 u^* \quad (\text{IV.13})$$

où :  $k_0$  : est le gain du convertisseur boost,  $\lambda_m$  : est le coefficient du réglage de l'amplification.

La loi de commande est exprimée comme suit :

$$u^* = \frac{1}{bk_0} [\dot{x}_1^* - \lambda_m \dot{x}_1 - (a + \lambda_m) x_1] \quad (\text{IV.14})$$

avec :  $k_0 = \frac{12}{255} = 0.047$  et  $\lambda_m = 100$

#### 4.3.6. Loi de commande du convertisseur DC-DC boost

Soit :

$$V_c = x_2 \quad (\text{IV.15})$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{\tau_c} x_2 + \frac{1}{\tau_c} D \quad (\text{IV.16})$$

$$\dot{x}_2 = -a_c x_2 + a_c D \quad (\text{IV.17})$$

avec :  $a_c = -\frac{1}{\tau_c} v_c$ .

La fonction d'énergie de Lyapunov proposée  $v_c$  est toujours positive et proportionnelle avec la norme.

$$v_c = \frac{1}{2} e_c^2 \quad (\text{IV.18})$$

$$\dot{v}_c = e_c \dot{e}_c < 0 \quad (\text{IV.19})$$

où :

$$v_c(0) = 0$$

Pour assurer la stabilité du système, on pose :

$$\dot{e}_c = -\lambda_c e_c \quad (\text{IV.20})$$

avec :  $e_c = x_2^* - x_2$

$$\dot{x}_2^* - \dot{x}_2 = -\lambda_c e_c \quad (\text{IV.21})$$

Par le remplacement de l'équation (IV.17) dans (IV.21), on obtient la loi de commande sous la forme suivante :

$$D = \frac{1}{a_c} [\dot{x}_2^* + \lambda_c x_2^* + (a_c + \lambda_c) x_2] \quad (\text{IV.22})$$

avec :

$[k_c$  : est le gain de Boost,

$\lambda_c$  : est le coefficient d'ajustement de l'hacheur,

$k_c = 0.51$  et  $\lambda_c = 200$ .

#### 4.4. Résultats expérimentaux et interprétations

Plusieurs recherches ont été focalisés sur l'entraînement des machines électriques, notamment l'asservissement de la vitesse d'un moteur à courant continu. Des résultats significatifs ont été obtenus dans les références [97, 98, 99]. Dans cette partie expérimentale, nous présentons l'effet de deux stratégies de commande sur l'asservissement et la régulation du système (PI classique et la méthode de Lyapunov). On va étudier deux modes de fonctionnement ainsi que deux configurations choisies du circuit : Le mode normal et le mode défaillant (en présence et en absence d'un convertisseur DC-DC boost).

##### 4.4.1. Résultats de la commande par PI conventionnel

La fonction du transfert du moteur peut s'écrire :

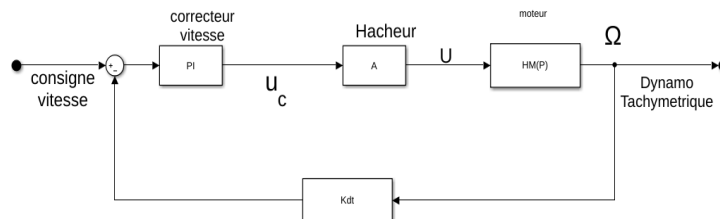
$$G(s) = \frac{k_m}{1 + \tau_m s} = \frac{\Omega}{u} \quad (\text{IV.23})$$

$$\Omega(1 + \tau_m s) = k_m u \quad (\text{IV.24})$$

$$\Omega + \tau_m \frac{\partial \Omega}{\partial t} = k_m u \quad (\text{IV.25})$$

A travers ces équations, on déduit le schéma d'une régulation de vitesse de la machine que nous présentons à la figure IV.9, tel que la machine est alimenté par un hacheur série sous ordre d' un régulateur type PI classique afin de réduire l'erreur de réglage entre la vitesse

mesurée et la vitesse de référence.

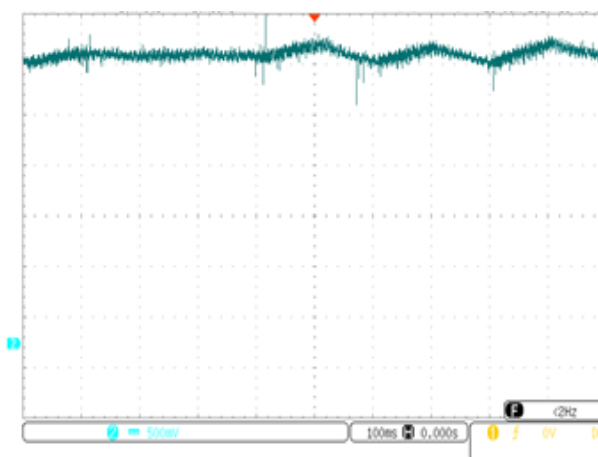


**Figure IV.9** – Boucle de régulation de vitesse

### Calcul pratique des paramètres du régulateur

Le calcul des paramètres du régulateur PI repose sur l'utilisation de la méthode de Ziegler – Nichols. On commence par la substitution du régulateur PI par un Gain variable (K), puis on augmente la valeur de K jusqu'à la détermination du régime de pompage critique  $K_c = 1.5 \text{ V}$  et de la période critique de l'oscillation  $T_c = 0.2 \text{ s}$ . Ce qui donne :

$$\begin{aligned} K_p &= 0,45 \times K_c = 0.6750 \\ T_i &= 0,83 \times T_c = 0.166 \\ K_i &= \frac{k_p}{T_i} = 4 \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$



**Figure IV.10** – Vitesse du moteur en régime de pompage

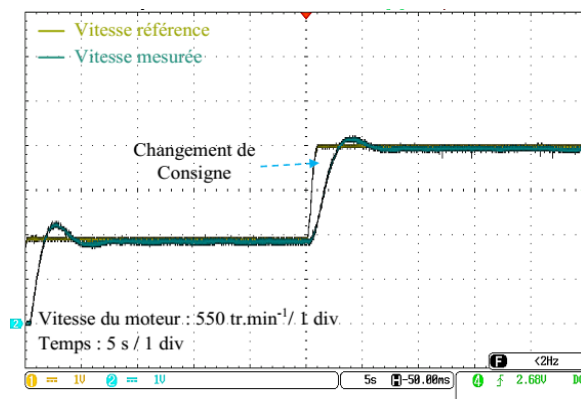
Si on utilise la conversion analogique-numérique (CA/N) de la carte arduino Uno, on aura :

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{0.6750 \times 5}{1023} = 0.0033 \\ K_i &= \frac{4 \times 5}{1023} = 0.02 \end{aligned}$$

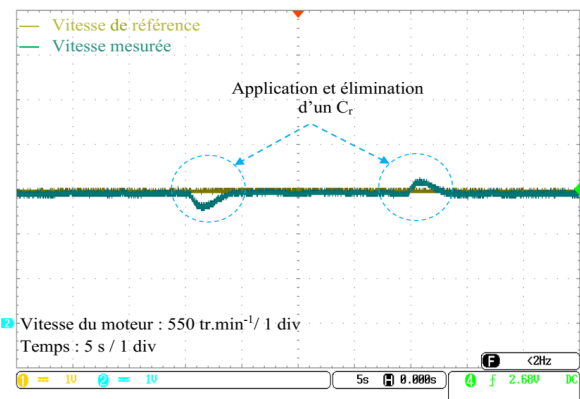
En utilisant de réglage PI conventionnel, on obtient les résultats expérimentaux dans les plusieurs scénarios suivants :

a). **Absence d'un régulateur de tension DC-DC boost :**

Les figures IV.11 suivantes montrent le comportement dynamique de l'asservissement et la régulation de la vitesse du moteur en cas d'une alimentation à 12 V (la tension délivrée par la batterie). On remarque la vitesse suivre l'ordre de la commande avec des dépassements considérables dans les instants de changement de consigne. Même pour l'état de régulation, on trouve des pics transitoires de vitesse dans les instants de variation de la charge.

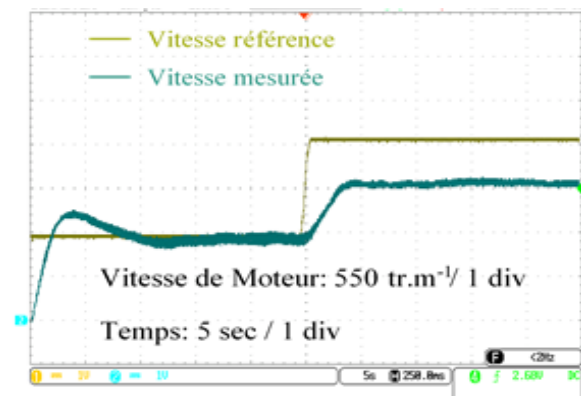


(a) Asservissement de la vitesse

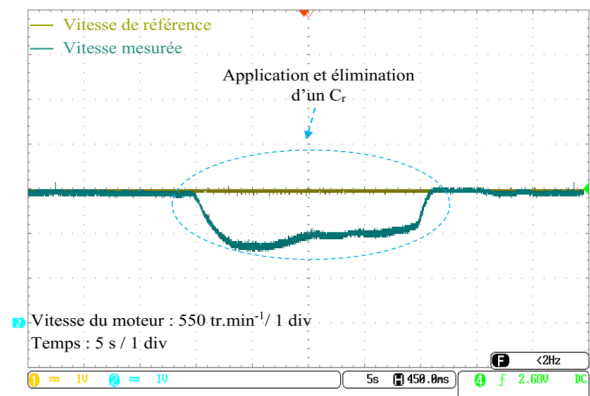


(b) Régulation de la vitesse

**Figure IV.11** – Variation de la vitesse pour  $V_{bat} = 12V$  sans hacheur boost



(a) Asservissement de la vitesse



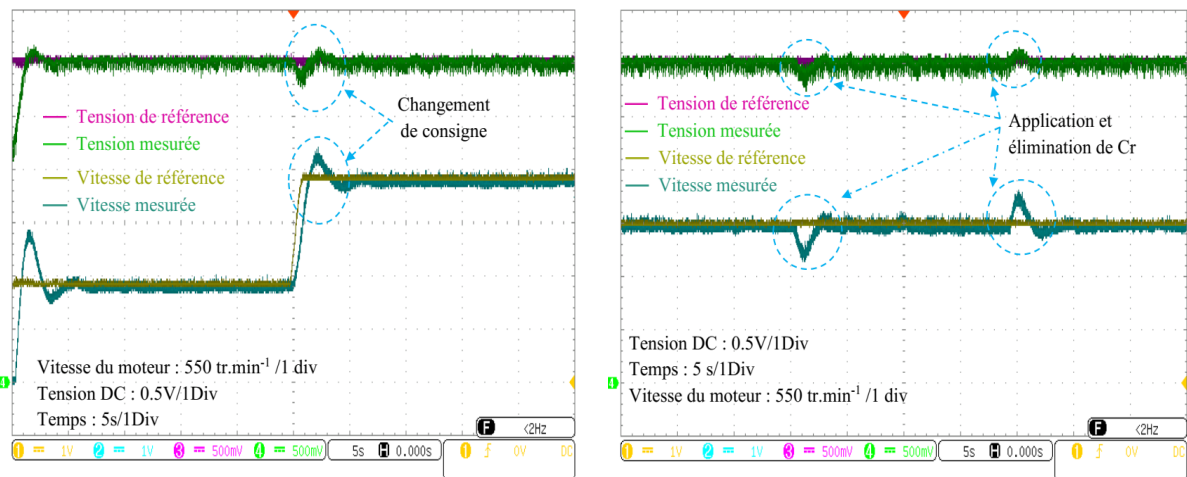
(b) Régulation de la vitesse

**Figure IV.12** – Variation de la vitesse pour  $V_{bat} = 7V$  sans hacheur boost

Dans le cas d'une diminution de la tension de la batterie (à 7 Volts) causée par une défaillance ou une surconsommation, on obtient les performances de la figure IV.12 ci-dessous. Le fonctionnement à basses vitesses provoque la présence des pics transitoires très élevés, par

contre les survitesses donne lieu à une erreur statique très importante. En plus, l'augmentation de la charge implique l'effondrement total de la commande.

a). **Présence d'un régulateur de tension DC-DC boost** : Dans le but de résoudre les dysfonctionnements précédents, on ajoute un convertisseur DC-DC boost (régulateur de tension) qui permet d'assurer l'énergie nécessaire selon les exigences de fonctionnalité du système. Les figures IV.13, exposent l'effet du régulateur de tension boost dans la chaîne de traction électrique. On observe la diminution des pics dans le cas des petites vitesses, l'élimination de l'erreur statique dans le cas des survitesses et le retour de la régularisation dans le cas de variation de la charge avec des simples perturbations transitoires sur la vitesse et sur la tension continue de sortie du convertisseur DC-DC boost.



(a) Asservissement de vitesse

(b) Régulation de la vitesse

**Figure IV.13** – Variation de la vitesse pour  $V_{bat} = 7V$  en présence d'un hacheur boost

Le profil de la vitesse du véhicule en fonction du temps s'appelle un cycle de conduite. Alors, le cycle de conduite utilisé dans notre cas d'application est le cycle de conduite en milieu urbain. On applique la variation de consigne de vitesse en forme de Benchmark dans les valeurs suivantes : 550 tr / min, 1100 tr / min, 1540 tr / min et 2000 tr / min qui correspondent respectivement aux instants : 2.5 s, 8.0 s, 28.0 s et 38.0 s (voir la figure IV.14). On note que la vitesse mesurée converge rapidement vers la vitesse de référence avec une erreur dynamique pratiquement nulle (accélération du moteur entre deux valeurs). Sur la même figure, on remarque la présence des pics résiduels sur la tension continue de sortie du régulateur boost dans les instants d'accès. De plus, on obtient toujours le freinage électrique par récupération de l'énergie cinétique grâce à la réversibilité de la conversion électro-mécanique, dans les meilleurs délais.



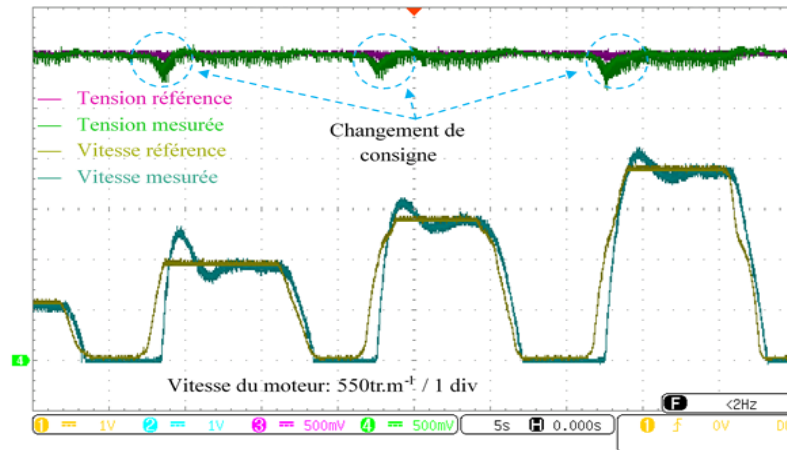


Figure IV.14 – Réponse de la vitesse pour un cycle de conduite en milieu urbain

#### 4.4.2. Résultats de la commande par la technique de Lyapunov

Les essais expérimentaux menés visent à évaluer les performances électriques et dynamiques des caractéristiques de la chaîne de traction. En utilisant de la commande par la technique de Lyapunov dans les mêmes scénarios de fonctionnement précédents (en absence et en présence d'un régulateur de tension), on obtient les résultats expérimentaux suivants :

##### a). Absence d'un régulateur de tension DC-DC boost :

La figure IV.15 montre l'asservissement et la régulation de la vitesse d'entraînement d'un moteur DC alimenté par une batterie de tension égale à une valeur nominale de 12 Volts. En comparaison avec le réglage conventionnel, la réponse dynamique de la vitesse procure de meilleures performances, par ailleurs de légers dépassements apparaissent aux instants de changement de consigne ainsi que de faibles perturbations aux instants de variations de la charge.

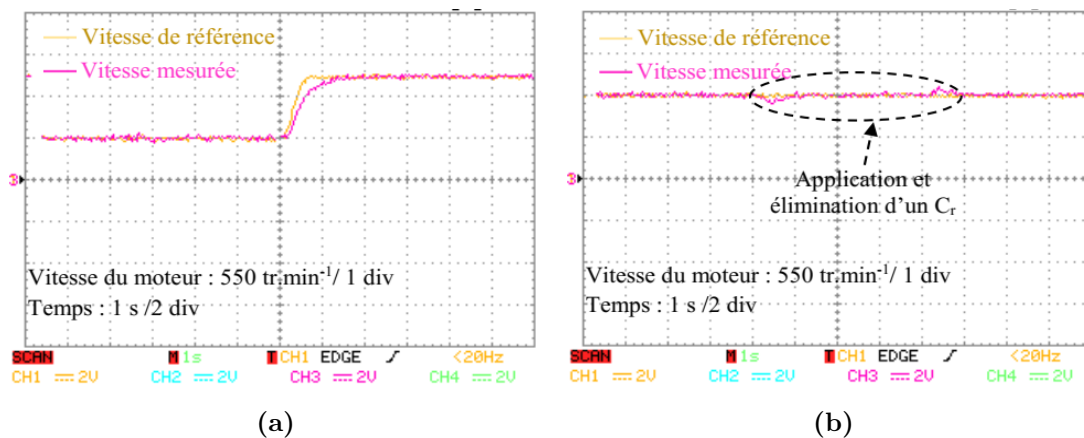
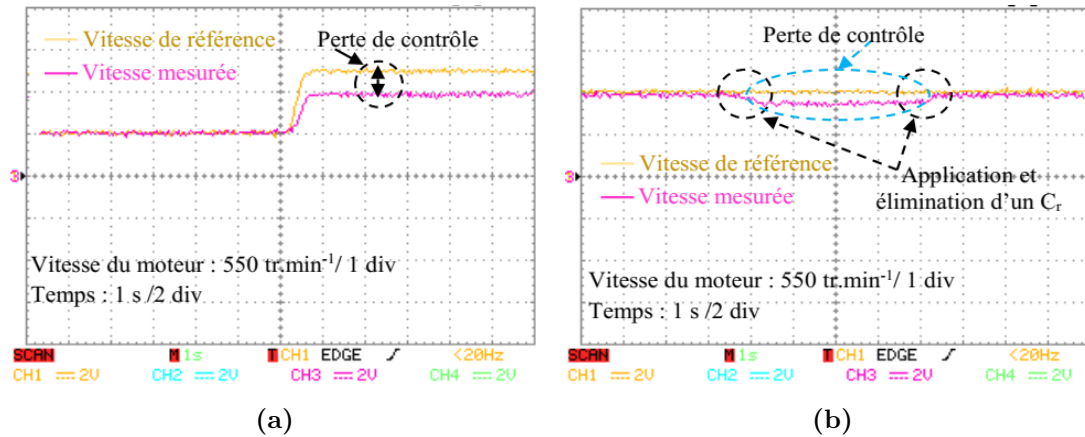


Figure IV.15 – Variation de la vitesse pour  $V_{bat} = 12V$  en absence d'un hacheur boost : (a) Asservissement de la vitesse, (b) Régulation de la vitesse

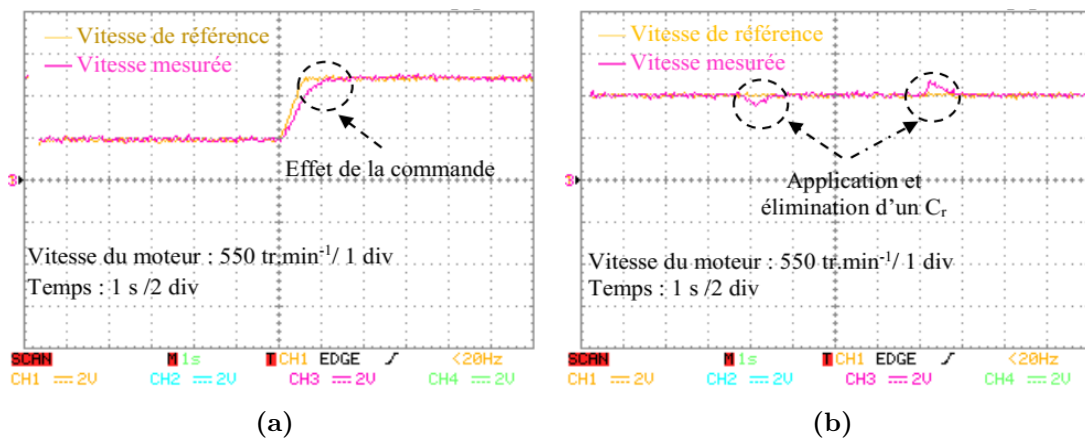
En cas d'effondrement de la tension de la batterie à 7 Volts, la stratégie de commande (par Lyapunov) ne manifeste aucun effet sur le comportement dynamique du système pour la survitesse et pour l'augmentation de la charge (voir la figure IV.16). Dans cette situation, une seule solution se présente et elle est apportée par la modification du circuit de conversion électrique.



**Figure IV.16** – Variation de vitesse pour  $V_{bat} = 7V$  et sans boost : (a) Asservissement de vitesse, (b) Régulation de vitesse.

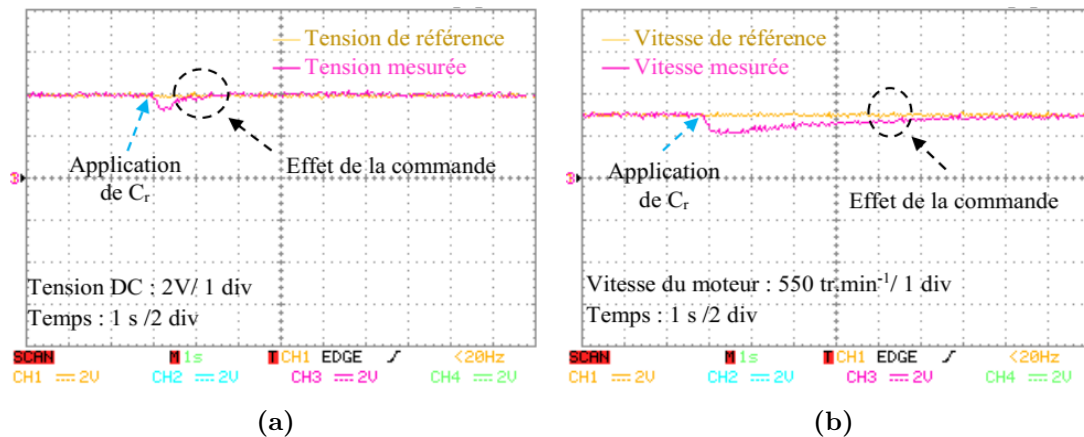
a). **En présence d'un régulateur de tension DC-DC boost :**

En cas de défaillance de la batterie ou une surconsommation de l'énergie qui implique à la diminution de tension à 7 Volts (dans notre application), le régulateur de tension DC-DC boost intervient pour rendre la tension continue aux bornes du convertisseur DC-DC buck constante à 12 Volts (IV.17) et également rendre la réponse de vitesse toujours poursuite sa référence quelles que soient les exigences de fonctionnement (Voir la figure IV.17(a) et IV.17(b)). Alors, cette méthodologie assure d'une robustesse absolument acceptable.



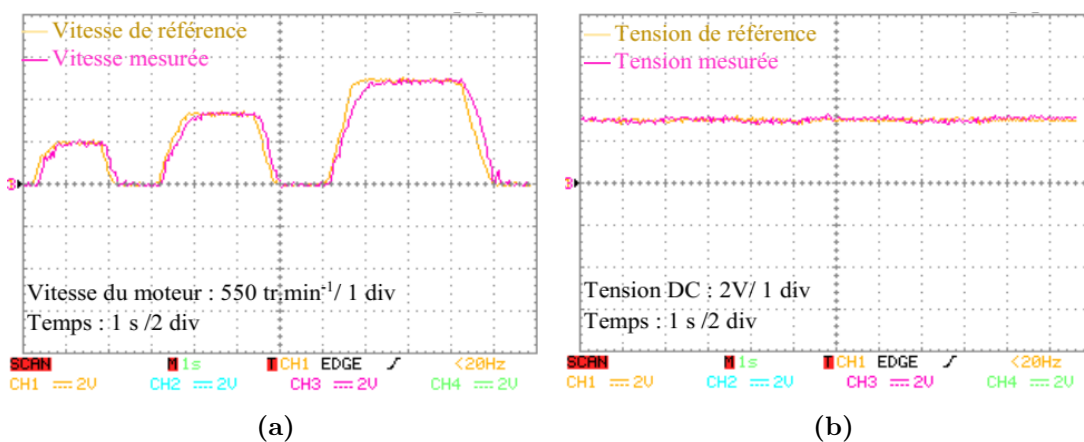
**Figure IV.17** – Variation de vitesse pour  $V_{bat} = 7V$  et en présence d'un hacheur boost : (a) Asservissement de vitesse, (b) Régulation de vitesse

La figure (IV.18) montre les résultats expérimentaux d'un scénario de défaillance de la batterie, cela signifie que la tension de la batterie sera dégradée, selon cette figure ; la tension mesurée suit toujours sa référence avec une légère perturbation du défaut. Par conséquent quel que soit l'état de charge de la batterie, le convertisseur boost maintient la tension constante, il absorbe un courant pour compenser le défaut de la batterie et cela pendant une durée significative (la figure IV.18(a))



**Figure IV.18** – Réponse de la tension et du courant continu lors d'un défaut de batterie

La figure IV.19(a) montre l'allure de la vitesse de référence en forme de Benchmark (style de conduite urbain). La réponse suit parfaitement la consigne en rythme d'accélération et en rythme de freinage avec des légers temps de réponse et une absence totale des dépassements transitoires. En fin, on peut dire que la commande par la technique de Lyapunov est plus performante et plus efficace en comparaison avec la régulation conventionnelle.



**Figure IV.19** – Style de conduite urbain : (a) La vitesse, (b) La tension de sortie du hacheur boost

## 5. La deuxième configuration : commande non linéaire de la chaîne de traction en utilisant un convertisseur à quatre quadrants

Les systèmes de traction sont soumis à des perturbations externes et internes (dégradation de la tension de la batterie, variation de charge, l'inversion de sens de rotation... etc.), donc les lois de commande conventionnelles sont insuffisantes surtout lorsqu'on exige la robustesse et la précision de réglage. Pour remédier à ce problème, nous introduisons dans la suite la stratégie de contrôle à mode de glissant pour commander notre système. Ce type de commande est insensible aux perturbations et aux variations des paramètres. Comme tout véhicules électriques possédant une mobilité en avant et en arrière, nous avons procédé à créer une deuxième configuration expérimentale, il s'agit d'un hacheur DC-DC boost avec un convertisseur à quatre quadrants afin d'assurer la souplesse de la dynamique.

### 5.1. Convertisseur DC-DC buck à quatre quadrants

Le convertisseur DC-DC à quatre quadrants est un hacheur réversible en courant et en tension qui est utilisé comme un variateur de vitesse à deux sens de rotation dans la chaîne de traction. Il est capable de contrôler le moteur DC dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

### 5.2. Architecture de la réalisation

Le montage pratique global de la chaîne de traction est développé par nos soins et décrit dans les schémas précédents. Un tel prototype a pour but de reproduire le comportement de la chaîne de traction électrique proche de la réalité. Le développement d'un tel outil permet un gain considérable en termes de coût de recherche, un encombrement minimal, une flexibilité du point de vue des caractéristiques de la voiture et surtout une maîtrise totale du comportement électrodynamique appliquée. Le banc d'essai représenté par la figure [IV.20](#) est composé des deux processus physiques (machine DC et batterie) accouplés à l'aide d'un pont de conversion électrique (convertisseur DC-DC boost-buck à quatre quadrants). La machine DC est toujours alimentée et autopilotée par le variateur de vitesse DC-DC buck. La carte du module MOSFET (hacheur buck) est équipée des capteurs passifs de courant et de tension. La loi de commande à mode glissant est implantée sur une carte microcontrôleur Arduino-Uno.

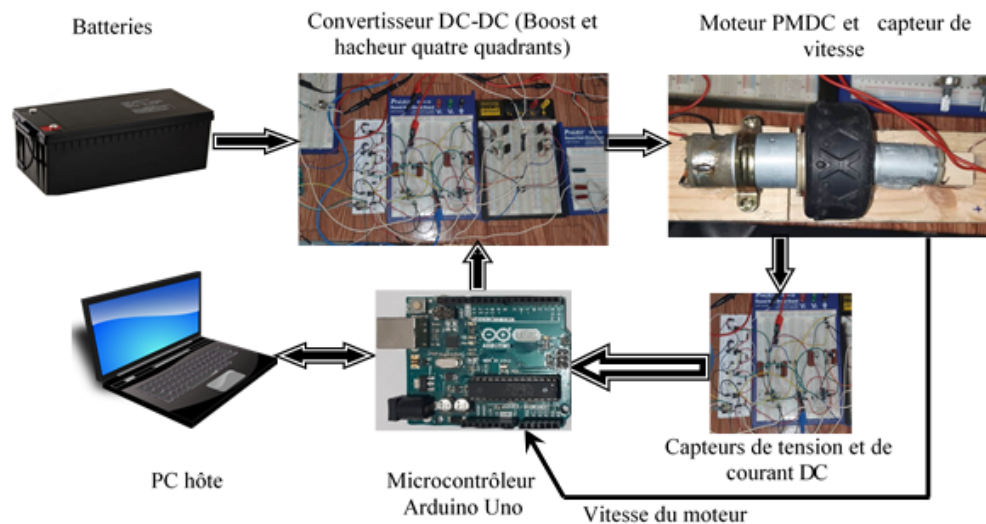


Figure IV.20 – Le deuxième banc d'essai expérimental

### a- Présentation du circuit de puissance

La figure IV.21 illustre le circuit de puissance synoptique de la chaîne de traction en utilisant un convertisseur à quatre quadrants (à quatre interrupteurs statique MOSFET IRF360) alimenté par un convertisseur DC-DC boost.

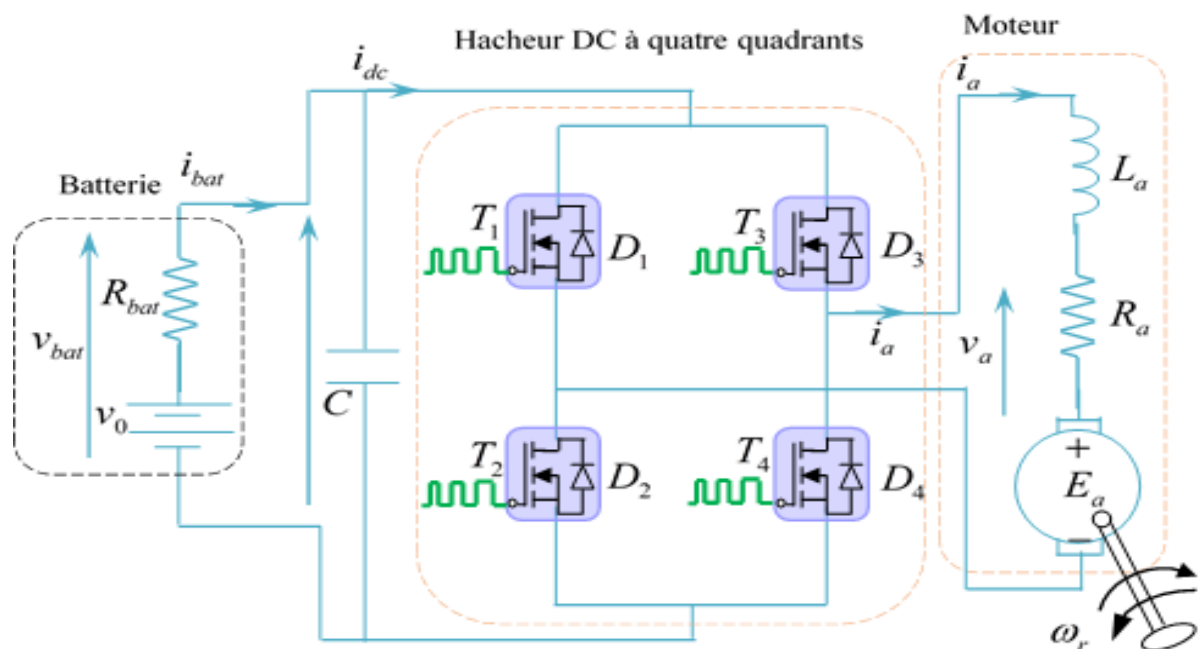


Figure IV.21 – Circuit de puissance d'un hacheur à 4 quadrants

### b- Présentation du circuit de commande

La figure IV.22 montre les quatre opto-coupleurs (4N27) qui séparent entre la carte Arduino-Uno et le circuit de puissance. On remarque que la carte des drivers à base des circuits

intégrés IR2113 qui adapte les signaux de commande PWM selon les besoins des interrupteurs statiques MOSFET est en cascade. la carte microcontrôleur Arduino-Uno est introduite afin d'exécuter la loi de commande à mode glissant.

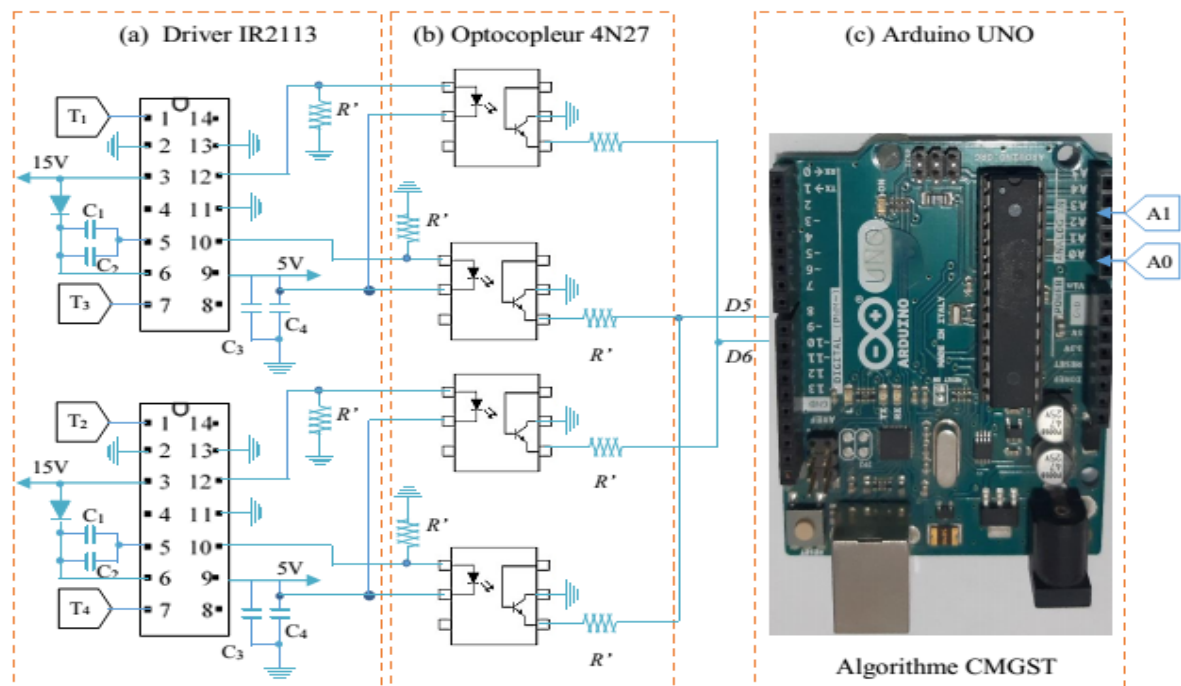


Figure IV.22 – Circuit de commande d'un hacheur à 4 quadrants

### 5.3. Conditionnement de la sortie du capteur de vitesse :

La sortie du capteur tachymétrique de vitesse donne un signal de valeur aléatoire positif ou négatif, mais l'entrée analogique du microcontrôleur (carte Arduino-Uno) nécessite toujours un signal positif inférieur à 5 Volts. il devient donc essentiel de diminuer ce signal de sortie pour pouvoir l'injecter dans la carte Arduino. Cet abaissement doit être égal à un quotient de (5/2) Volts (Voir les figureIV.23).

Suivre les étapes mentionnées dans la figure IV.23 etIV.24) permet de garantir un bon étalonnage du capteur de vitesse et un bon conditionnement du signal de sortie de la chaîne d'acquisition (image de la vitesse) selon les paramètres et les contraintes physiques de la carte Arduino-Uno. Ces étapes sont détaillées comme suit :

- Il faut réduire la sortie du capteur de vitesse par un diviseur de tension (potentiomètre) (d'un rapport égale à  $\frac{R_1}{100k\Omega}$  avec  $R_1 = 33k\Omega$  ).
- Il faut ajouter à notre circuit une tension positive additionnelle fixe de l'ordre de 2.5 Volts grâce à la réduction de la tension de 5 Volts par un potentiomètre (avec un rapport égal à  $\frac{R_3}{100k\Omega}$  avec  $R_3 = 50k\Omega$ ).



L'ajout d'un condensateur de filtrage d'ordre  $2\mu F$  permet d'améliorer la qualité du signal.

Finalement, on obtient à l'entrée du microcontrôleur un signal  $V\Omega$  strictement positif et inférieur à  $5Volts$  selon l'échelle suivante :

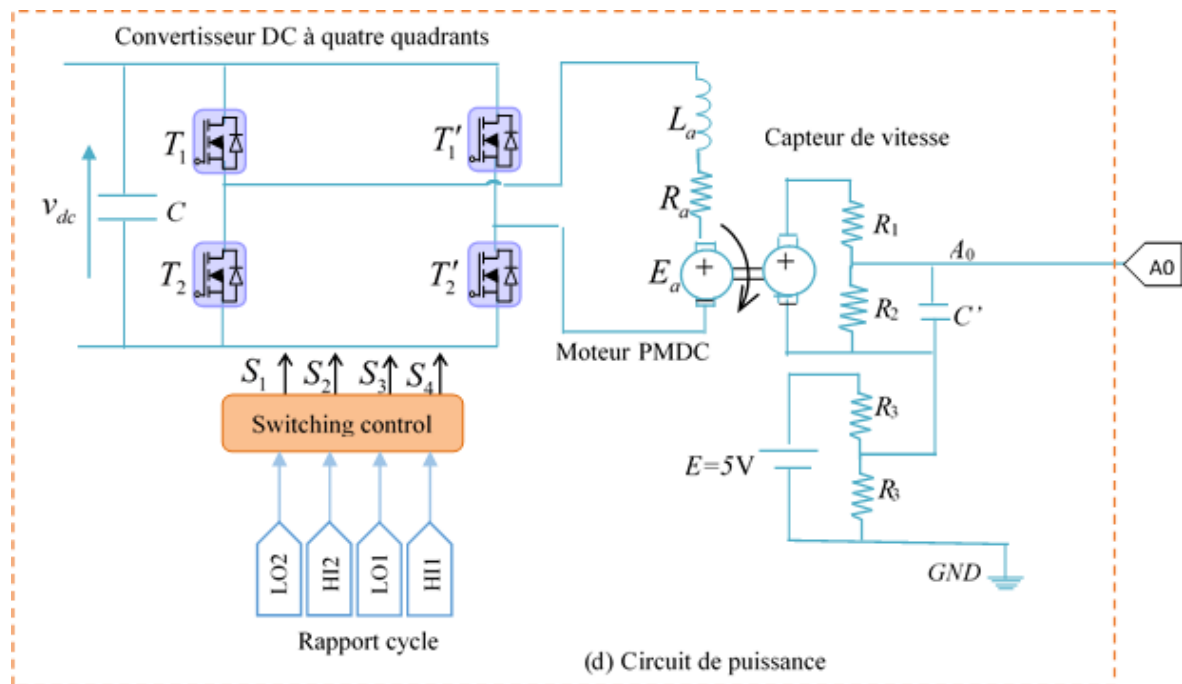


Figure IV.23 – Circuit de conditionnement et d'étalonnage du capteur de vitesse

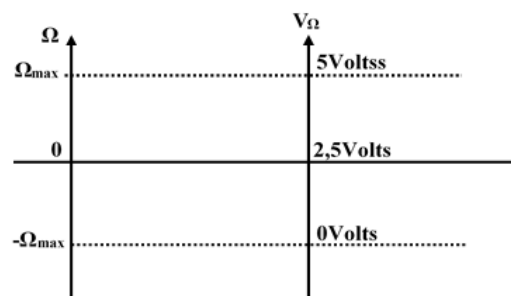


Figure IV.24 – Échelle de conditionnement

### 5.4. Principe de la commande à mode glissant

La commande à mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable. Elle est robuste et efficace vis-à-vis des systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état utilisées pour créer une surface de glissement. Le but de cette commande est de ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Son comportement est alors insensible aux perturbations externes et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime

glissant sont assurées. La détermination de la loi de commande à mode glissant passe par deux étapes indispensables [100, 74] :

Synthétiser une surface  $S(x) = 0$  de telle façon que toutes les trajectoires obéissent à un comportement bien choisi,

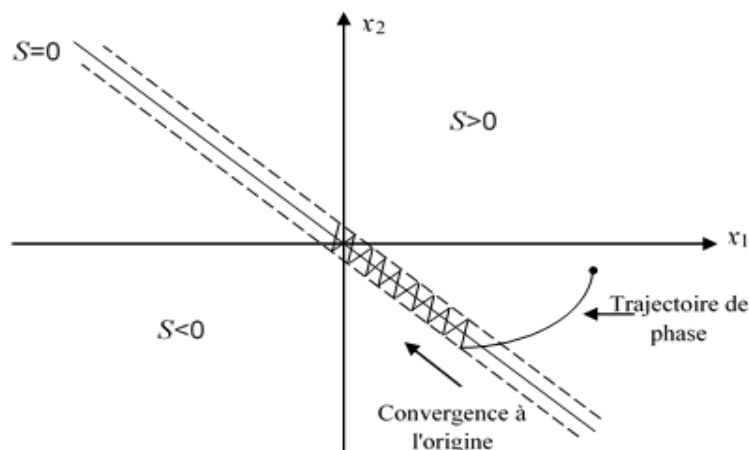
Déterminer une loi de commande qui attire toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et aussi les maintenir sur cette surface. Le phénomène de commutation est représenté graphiquement dans la figure IV.25 : Dans le cas d'un système de deuxième ordre qui contient les grandeurs d'états  $X_1$  et  $X_2$ , l'application de la technique du mode glissant permet d'avoir une commutation continue entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . avec : ( $X_1$  et  $X_2$  : sont respectivement l'erreur et la dynamique de l'erreur [100]).

On admet d'abord une hystérésis sur la loi de commande :

$$S(x) = 0 \quad (\text{IV.27})$$

équation.

Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites parallèles qui sont décalées de  $\delta$ . À partir de l'équation IV.27, on remarque que la variation de la trajectoire est comprise entre deux seuils, un seuil de basculement inférieur pour  $U = U_{max}$  et un seuil de basculement supérieur pour  $U = U_{min}$ . Pour un cas idéal, on suppose que l'hystérésis est très petite, la loi de commutation admet donc des mouvements très faibles. Par conséquent, la fréquence de commutation est très élevée.



**Figure IV.25** – Contrôle à mode glissant

Choix de la surface de glissement : La surface de glissement qui assure la convergence de



la variable vers le point d'équilibre est déterminée par l'équation générale suivante :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{IV.28})$$

avec :

$$e(x) = x_{ref} - x \quad (\text{IV.29})$$

où :  $e(x)$  : est l'erreur d'état,  $\lambda_x$  : est la constante de réglage positive,  $r$  : est le degré relatif.

$\lambda_x$  est choisi de telle sorte qu'il assure une très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement.

Conditions de convergence : La condition de stabilité et de convergence est montrée par l'équation suivante (la fonction de commutation) [74] :

$$S(x) \cdot \dot{S} \leq 0 \quad (\text{IV.30})$$

#### 5.4.1. Commande à mode glissant du convertisseur DC-DC boost :

La stratégie de commande à mode glissant est synthétisée afin d'assurer l'attractivité du système. La figure IV.26 montre le circuit fonctionnel du convertisseur DC-DC boost.

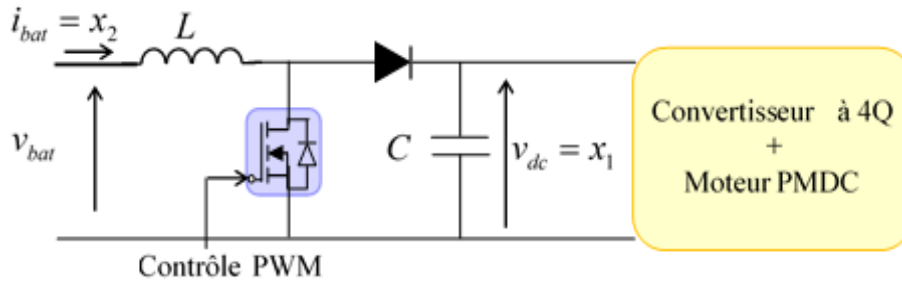


Figure IV.26 – Circuit fonctionnel du convertisseur DC-DC boost

Détermination de la loi de commande : On propose les variables d'état suivantes :

$$\begin{cases} x_1 = v_{dc} \\ x_2 = i_{bat} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

A partir du modèle de la figure IV.26, on obtient le système d'équation dans l'espace d'état sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{x_1}{RC} + \frac{x_2}{C} u \\ \dot{x}_2 = \frac{v_{bat}}{L} + \frac{x_1}{L} u \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

L'application de la méthode d'Euler donne :

$$\dot{\tilde{x}} = f(\tilde{x}) = \frac{1}{T} \left( t_{on} f^+(\tilde{x}) + t_{off} f^-(\tilde{x}) \right) \quad (IV.33)$$

où :  $T = t_{on} + t_{off}$  et  $\tilde{u} = \frac{t_{on}}{T}$

avec :  $\tilde{u} \in [0, 1]$  comme un rapport cyclique.

L'équation (IV.32) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = -\frac{\tilde{x}_1}{RC} + \frac{\tilde{x}_2}{C} \tilde{u} \\ \dot{\tilde{x}} = \frac{v_{bat}}{L} - \frac{\tilde{x}_1}{L} \tilde{u} \end{cases} \quad (IV.34)$$

L'expression (IV.32) peut être réécrite sous forme d'un modèle normalisé via la transformation suivante :

$$\begin{cases} \xi_1 = \frac{x_1}{v_{bat} \sqrt{\frac{C}{L}}} \\ \xi_2 = \frac{x_2}{v_{bat}} \end{cases} \quad (IV.35)$$

Ce qui aboutit au système :

$$\begin{cases} \sqrt{LC} \dot{\xi}_1 = 1 - u \xi_2 \\ \sqrt{LC} \dot{\xi}_2 = -\frac{\xi_2}{R \sqrt{\frac{C}{L}}} + u \xi_2 \end{cases} \quad (IV.36)$$

On pose :  $x_{i_n} = (\sqrt{LC} t) = \xi_i(t)$  pour  $i = 1, 2$ , (IV.36) et on obtient le modèle de normalisation :

$$\begin{cases} \dot{x}_{1_n} = 1 - u x_{2_n} \\ \dot{x}_{2_n} = -\frac{x_{2_n}}{R_n} + u x_{1_n} \end{cases} \quad (IV.37)$$

Où :  $R_n = R \sqrt{\frac{C}{L}}$  Pour des raisons de commodité, le modèle (IV.37) sera réécrit en supprimant le sous-index n :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = 1 - u x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R} + u x_1 \end{cases} \quad (IV.38)$$

L'équation (IV.38) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = 1 - u x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R} + u x_1^* + u e_1 \end{cases} \quad (IV.39)$$

Après le choix de la surface de glissement et les conditions de convergence, il nous reste maintenant à déterminer la loi de commande en utilisant la structure du régulateur PI, avec :

$$e_1 = x_1 - x_1^*$$

Le terme  $x_1^*$  peut être vu comme un contrôle virtuel qui considère l'équation :

$$x_1^* = - \left( k_p e_2 + k_i \int_0^t e_2(s) ds \right) \quad (\text{IV.40})$$

La deuxième partie de l'équation (IV.38) prend la forme suivante :

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R} - uk_p e_2 - uk_i \int_0^t e_2(s) ds + ue_1 \quad (\text{IV.41})$$

$u$  doit être conçu de manière à maintenir  $e_1$  constante, c'est à dire :

$$\dot{x}_1 = \dot{x}_1^* \quad (\text{IV.42})$$

À partir de (IV.38) et (IV.42), l'expression de  $u$  est obtenue sous la forme :

$$u = \frac{1 - \dot{x}_1^*}{x_2} = \frac{1 + k_p \dot{e}_2 + k_i e_2}{x_2} \quad (\text{IV.43})$$

La stabilité est assurée lorsque la surface de glissement  $\sigma = 0$ , ce qui implique la détermination de la commande  $u$  pour  $\dot{\sigma} = 0$ . L'équation (IV.43) peut s'écrire de la manière suivante :

$$1 - ux_2 - \dot{x}_1^* = \dot{\sigma} = 0 \quad (\text{IV.44})$$

Par intégration de l'équation (IV.44), on obtient :

$$\begin{aligned} \sigma &= \int_0^t (1 - u(s)x_2(s)) ds - x_1^* \\ &= \int_0^t (1 - u(s)x_2(s)) dt + k_p e_2 + k_i \int_0^t e_2(s) ds \end{aligned} \quad (\text{IV.45})$$

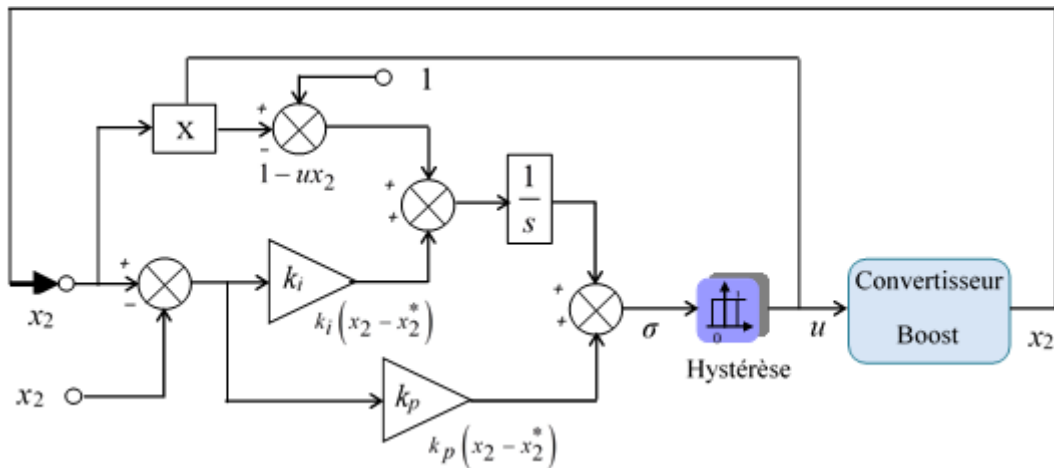
L'attractivité de la sortie du système (la tension de sortie du convertisseur DC-DC boost) est garanti par la proposition d'un modèle de commutation du signal de commande ( $u$ ) comme suit :

$$u = \begin{cases} 0 & \text{if } \sigma(x) < 0 \\ 1 & \text{if } \sigma(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

On peut écrire aussi :

$$u = \frac{1}{2} (1 + \text{sign}(\sigma)) \tag{IV.47}$$

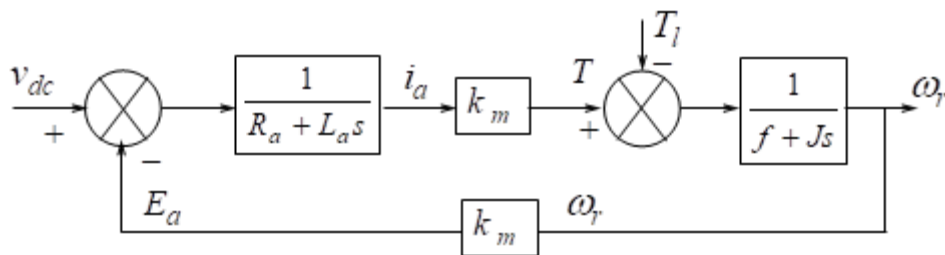
La figure IV.27 montre le schéma bloc de la stratégie de commande du convertisseur DC-DC boost.



**Figure IV.27** – Schéma bloc de la commande à mode glissant d'un hacheur DC-DC boost

#### 5.4.2. Commande à mode glissant du moteur DC :

La figure IV.28 représente le schéma bloc du moteur électrique DC à aimant permanent (PMDC).



**Figure IV.28** – Schéma bloc d'un moteur DC à aimants permanents

La figure IV.28 nous permet d'écrire la fonction de transfert en boucle ouverte qui décrit la dynamique du moteur DC :

$$\frac{\omega_r}{v_{dc}} = \frac{\frac{K_m}{(L_a s + R_a)(J s + f)}}{1 + \frac{K_m^2}{(L_a s + R_a)(J s + f)}} \tag{IV.48}$$

De même, on obtient l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{\omega}_r = - \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) \dot{\omega}_r - \frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) \omega_r + \frac{K_m}{L_a J} v_{dc} \quad (\text{IV.49})$$

On pose :  $x_1 = \omega_r$  et  $x_2 = \dot{x}_1 = \dot{\omega}_r$

$$\dot{x}_2 = - \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) x_2 - \frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) x_1 + \frac{K_m}{L_a J} v_{dc} \quad (\text{IV.50})$$

A partir de l'équation (IV.49) et (IV.50), on déduit la formule suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = 0x_1 + x_2 + 0v_{dc} \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) x_1 - \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) x_2 + \frac{K_m}{L_a J} v_{dc} \end{cases} \quad (\text{IV.51})$$

La sortie du système sera :  $y = x_1 = \omega_r \Rightarrow y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ . On peut écrire les équations d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) & -\left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_m}{L_a J} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{IV.52})$$

Le modèle (IV.52) est identique avec celui de l'espace d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{IV.53})$$

avec :  $\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}$ ,  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) & -\left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) \end{bmatrix}$ ,  $X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_m}{L_a J} \end{bmatrix}$ ,  $u = v_{dc}$  et  $C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$ .

A partir de l'équation (IV.28) générale de la surface de glissement. On choisit la surface suivante :

$$e = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{IV.54})$$

Où :

$$e = x_r^* - x_r \quad (\text{IV.55})$$

$x_r^*$  : est la valeur de référence.  $x_r$  : est la valeur mesurée.

L'étape suivante serait de choisir la loi de contrôle ( $u$ ) qui permettra au vecteur d'erreur d'atteindre la surface de glissement. La loi de commande est synthétisée pour assurer la condition de stabilité suivante :

$$S\dot{S} < 0 \quad (\text{IV.56})$$

Tel que le signal de réglage est de la forme :

$$u = u_s + u_{eq} \quad (\text{IV.57})$$

L'attractivité est obtenue par la détermination de IV.58 :

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow u = u_{eq} \quad (\text{IV.58})$$

Afin de réaliser cette condition, la loi de commande doit être :

$$u_s = N \text{sign}(S) \quad (\text{IV.59})$$

avec :  $N > 0$

Pour :  $\dot{S} = 0$ , nous aurons :

$$S = \dot{e} + \lambda e \Rightarrow \dot{S} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} \quad (\text{IV.60})$$

et :

$$\begin{cases} e = \omega_r^* - \omega_r = x_r^* - x_r \\ \dot{e} = \dot{x}_r^* - \dot{x}_r = -\dot{x}_1 = -x_2 \end{cases} \quad (\text{IV.61})$$

avec :

$$\ddot{e} = -\ddot{x}_1 = -\dot{x}_2 \quad (\text{IV.62})$$

A partir de l'équation (IV.60) :

$$-\dot{x}_2 - \lambda x_2 = 0 \Rightarrow \dot{x}_2 + \lambda x_2 = 0 \quad (\text{IV.63})$$

$$-\frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) x_1 - \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) x_2 + \frac{K_m}{L_a J} u + \lambda x_2 = 0 \quad (\text{IV.64})$$

Pour :

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow u = u_{eq} \Rightarrow -\frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) x_1 - \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) x_2 + \frac{K_m}{L_a J} u_{eq} + \lambda x_2 = 0 \quad (\text{IV.65})$$

On déduit que l'équation (IV.65) s'écrit :

$$u_{eq} = \frac{L_a J}{K_m} \left[ \frac{1}{L_a J} (R_a f + K_m^2) x_1 + \left( \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) - \lambda \right) x_2 \right] \quad (\text{IV.66})$$

Finalement, on obtient l'équation du signal de commande comme suit :

$$u = u_s + u_{eq} \quad (\text{IV.67})$$

$$u = \frac{1}{K_m} (R_a f + K_m^2) x_1 + \frac{L_a J}{K_m} \left( \left( \frac{R_a}{L_a} + \frac{f}{J} \right) - \lambda \right) x_2 - N \text{sign}(S) \quad (\text{IV.68})$$

où :  $\lambda$  et  $N$  : sont des nombres réels positifs.

La figure ?? montre le diagramme significatif de la commande à mode glissant du moteur DC.

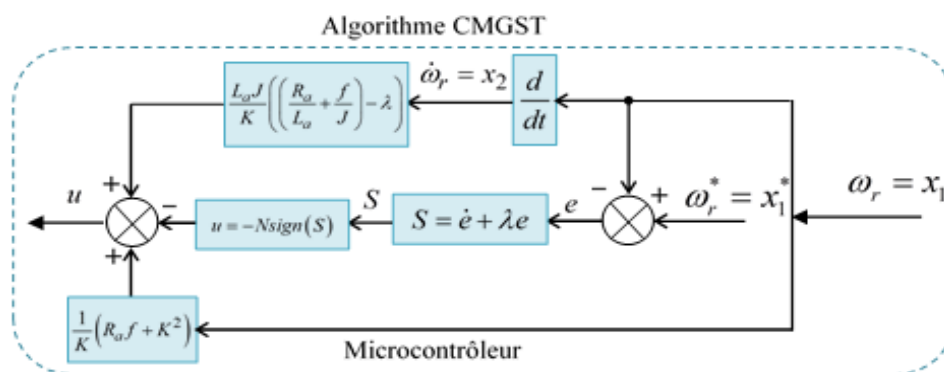


Figure IV.29 – Schéma bloc de la commande à mode glissant du moteur

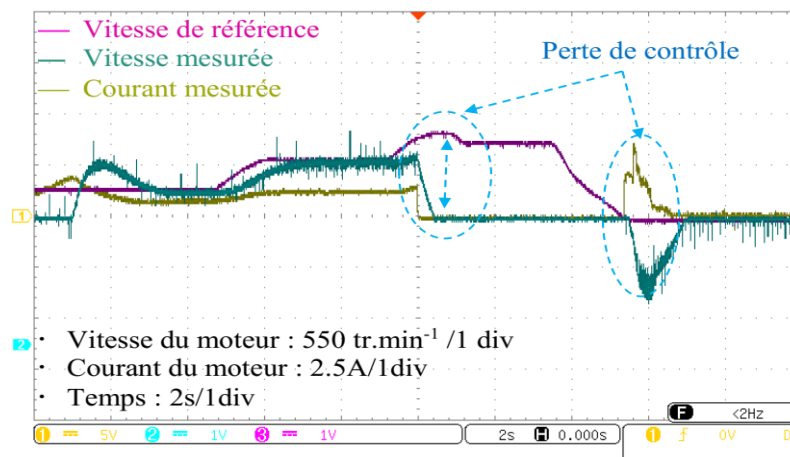
## 5.5. Résultats pratiques de la commande à mode glissant

De la même manière et avec les mêmes démarches précédentes, deux scénarios expérimentaux ont été appliqués :

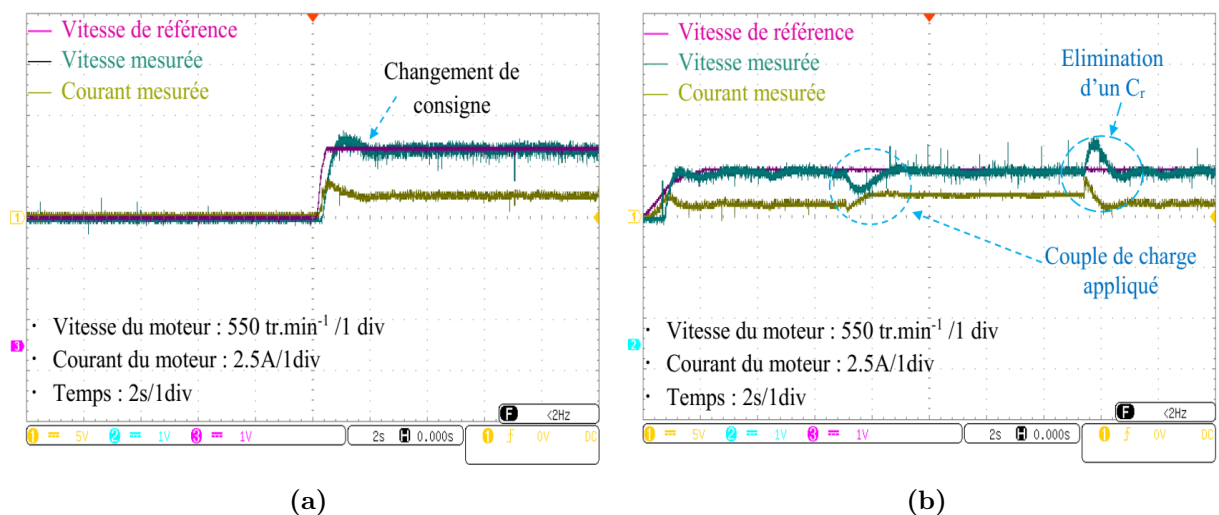
- Un montage pratique sans régulateur de tension DC-DC boost,
- Un montage pratique avec régulateur de tension DC-DC boost

### Essais sans régulateur de tension DC-DC boost

La figure IV.30 montre l'évolution dynamique de la vitesse en cas de défaut de batterie (diminution de la tension de la batterie à 7 Volts). On remarque que la vitesse mesurée suit sa référence à fonctionnement basses vitesses avec une présence importante des pics. En cas de fonctionnement à grandes vitesses, on observe l'effondrement et la dégradation totale de la commande. En effet, La valeur moyenne du courant reste constante en fonction de la variation de la vitesse avec des pics transitoires qui correspondent aux instants de changement de consigne.



**Figure IV.30** – Variation de la vitesse et du courant du moteur en cas de défaut de batterie



**Figure IV.31** – Variation de la vitesse et du courant du moteur DC avec  $V_{bat} = 12V$  : (a) Asservissement de la vitesse, (b) Régulation de la vitesse

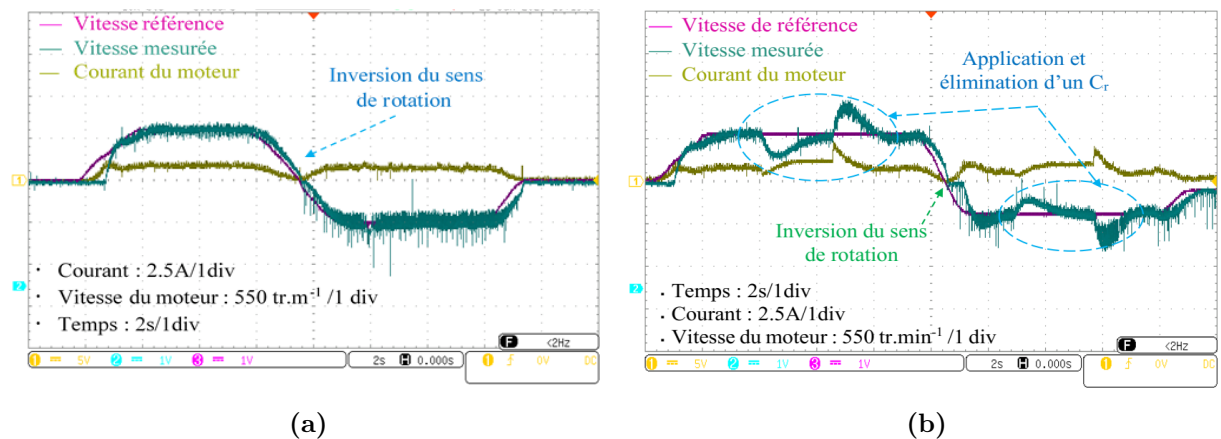
Pour une tension nominale de la batterie égale à 12 Voltes, on obtient les performances



de la figure IV.31 La vitesse suit l'ordre quelle que soit la valeur de consigne (Fig IV.31(a)) avec des faibles dépassements dans les instants de variation. Et également le retour de la vitesse vers la valeur de référence avant, au cours et après de la variation de la charge (Fig IV.31(b)). On remarque aussi l'augmentation du courant délivré par la batterie en fonction de l'augmentation de la charge avec des pics positifs ou négatifs (selon l'augmentation ou la diminution de la charge).

### Essais avec régulateur de tension DC-DC boost

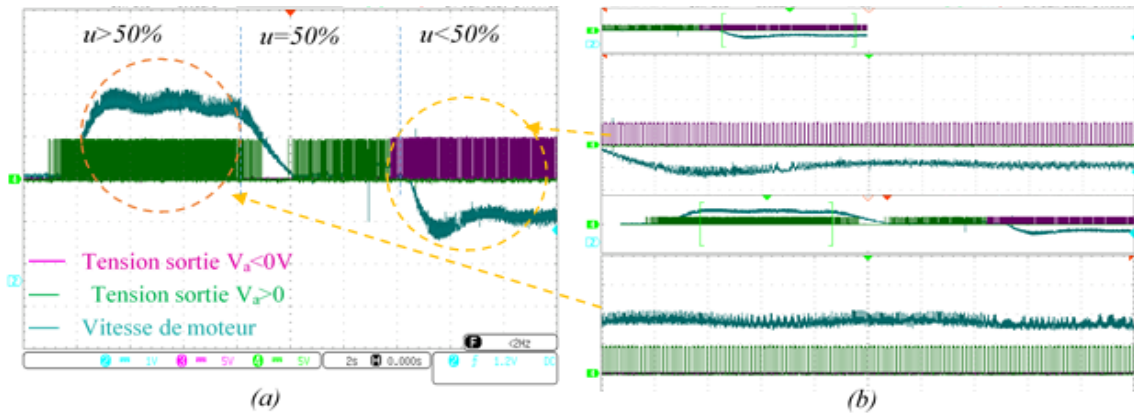
Même en utilisant une commande avancée ou robuste, il est intéressant d'insérer un convertisseur régulateur de tension DC- DC boost pour rendre tous les paramètres de la chaîne de régulation absolument constants (parmi ces paramètres le gain d'amplification du convertisseur à quatre quadrants). La figureIV.32 montre la bonne performance de réglage de la chaîne de traction utilisant la commande à mode glissant. En effet, la réponse de la vitesse respecte la consigne dans toutes les conditions de fonctionnement (FigIV.32(a)) avec des pics transitoires faibles dans les instants de variations de la charge (Fig IV.32(b)). On remarque aussi, l'augmentation du courant fourni par la batterie en fonction de l'augmentation de la charge et inversement. L'introduction d'un convertisseur à quatre quadrants dans la chaîne de conversion électrique permet d'inverser le sens de rotation (voir toujours la figureIV.32).



**Figure IV.32** – Inversement du sens de rotation de la vitesse et la variation du courant de la batterie pour  $V_{bat} = 12V$  : (a) Asservissement du système, (b) Régulation du système

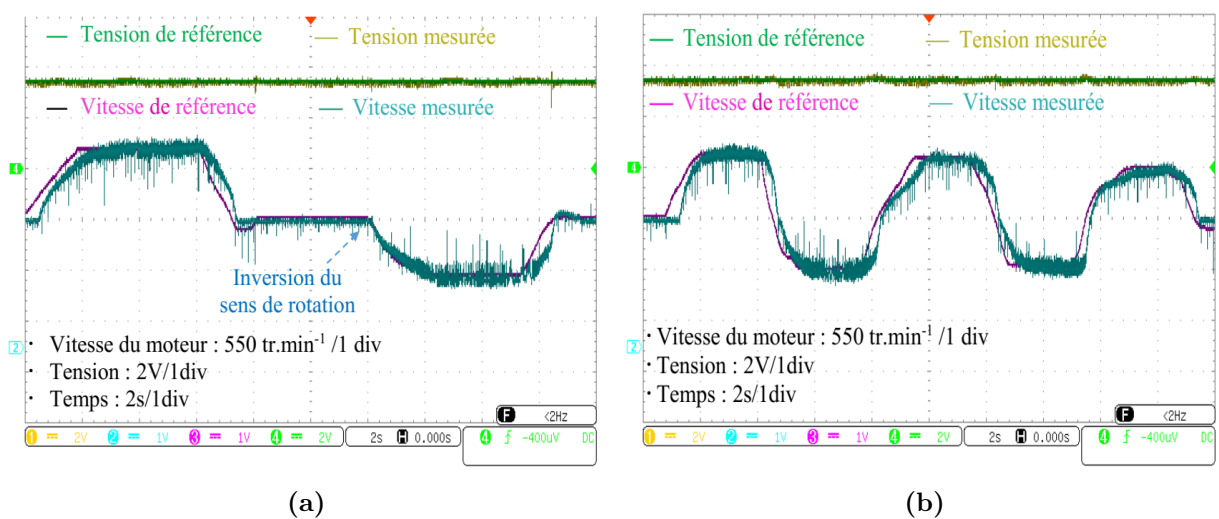
La figure IV.33 explique l'effet de la commande *PWM* (fonctionnement en demi-pont H) du convertisseur à quatre quadrants en fonction de la variation dynamique de la vitesse. On remarque sur la figure (IV.33(a)) les trois catégories du mouvement qui construisent un cycle de conduite : marche avant, arrêt et marche arrière. On observe aussi, l'augmentation

de la valeur de la vitesse est proportionnelle à la largeur d'impulsion de la commande (voir IV.33(b)).



**Figure IV.33** – (a) Variation de la vitesse en fonction des signaux de commande, (b) Zoom de la variation

Deux cycles de référence ont été développés dans cette application afin de valider l'efficacité de la commande au cours de la trajectoire du déplacement du véhicule électrique. Certains sont basés sur la vitesse et l'accélération maximales des véhicules (cycle de conduite en mission urbain) (Fig IV.34(a)), et d'autres ont été développés à partir des données mesurées dans les conditions réelles de la conduite (cycle de conduite en mission routier) (Fig IV.34(a)). Pour chaque cas, on applique les trois catégories du mouvement (marche avant, arrêt et marche arrière) avec une vitesse de crête égale à 550 tr/min et une durée d'accélération égale à 2 sec.



**Figure IV.34** – Variation de la vitesse de rotation du moteur et de la tension  $V_{dc}$  à la sortie du convertisseur DC-DC boost pour  $V_{bat} = 12V$  : (a) Asservissement de la vitesse et le réglage de la tension  $V_{dc}$ , (b) Régime de conduite urbain

La figure IV.35 montre la forme de la tension à la sortie du convertisseur buck à quatre quadrants.

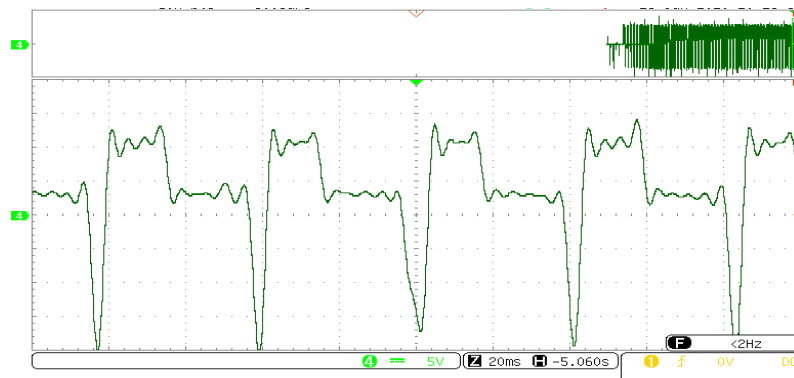


Figure IV.35 – Tension de sortie du convertisseur buck à quatre quadrants

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les problématiques posées par la régulation et l'amélioration des performances électriques et mécaniques de la chaîne de traction d'un VE. La conception d'un tel système prend en considération l'intégration à la fois des questions d'architecture, d'expérimentation et de la synthèse des stratégies de contrôle.

Ce banc d'essai expérimental a permis de tester plusieurs topologies de la chaîne de traction dans un milieu de laboratoire, c'est à dire dans des conditions parfaitement reproductibles. En parallèle, nous avons développé des algorithmes de régulation linéaire (par un PI conventionnel) et non linéaire (par la technique de Lyapunov et à mode glissant) qui seront en étroite corrélation avec les systèmes embarqués en temps réel.

Nous avons étudié et comparé deux structures de conversion électrique permettant le pilotage de la machine électrique DC utilisée :

- La première structure est une alimentation directe par un convertisseur DC-DC buck (à un quadrant ou à quatre quadrants).
- La deuxième structure est améliorée par l'insertion d'un convertisseur régulateur de tension DC-DC boost.

Les résultats pratiques obtenus ont montré que les trois stratégies de commande appliquées permettent d'obtenir des performances régulatrices élevées : qui correspondent à la rapidité de la réponse à toute variation de consigne, aux légers dépassements, aux faibles perturbations et à une robustesse appréciable.

# Conclusion générale

---

Pendant longtemps j'étais passionné par les belles mécaniques et les moteurs suralimentés. Pourtant, je trouve dans la voiture électrique de demain un intérêt bien plus grand qu'une passion. Personne ne peut être indifférent à une telle métamorphose, comme le serait le passage de la voiture à moteur thermique à la voiture électrique. Imaginez un véhicule silencieux, léger, rapide et parfaitement propre. Mes recherches m'ont conduit à conclure que la voiture électrique peut sciemment devenir une substitution aux voitures actuelles. Il est évident qu'il y a encore du chemin à parcourir, le temps et la capacité de chargement des batteries auront un rôle très important et les aspects pratiques tels qu'un chauffage ou un dégivrage devront être efficacement résolus. Entre outre, je reste optimiste et je pense que les autres solutions telles que le bio carburant, l'éthanol ou encore les voitures hybrides ne sont que transitoires et n'ont pas de réel intérêt.

En revanche, je doute que la voiture électrique apporte un essor important dans la résolution des problèmes de pollution que connaît notre planète. À la suite de plusieurs lectures, j'ai pris conscience de la gravité réelle de la pollution causée par les véhicules. Les émissions des gaz toxiques n'occupent qu'une place dérisoire dans la pollution en général et les véritables problèmes se trouvent au niveau de la production d'électricité par des centrales polluantes. Les centrales solaires ou éoliennes semblent une future solution très prometteuse et je pense qu'une évolution de l'exploitation de ces types d'énergies renouvelables dans la production d'électricité pourrait apporter de réels progrès.

Ce travail a permis de définir un modèle dynamique détaillé d'un véhicule électrique lié à une chaîne de traction composée de moteur à induction commandé par un DTC, utilisant la stratégie FLC, une batterie, pile combustible, des convertisseurs DC-DC et des onduleurs DC-AC. Dans ce domaine, nous avons utilisé de la MSAP contrôlée par la commande vectorielle pour application de véhicules électriques afin d'améliorer la gestion de l'énergie.

La mise en œuvre de la commande vectorielle de la MSAP permet d'avoir un couple proportionnel au courant statorique. Ce qui conduit à un contrôle direct du couple comme dans le cas d'une machine à courant continu. L'étude de la commande a montré que les résultats

sont satisfaisants et le couplage est parfait. La commande de la machine par l'intermédiaire du courant a permis d'améliorer sa dynamique de poursuite et une prise en compte efficace des perturbations. L'intérêt d'une telle stratégie de commande est qu'elle permet de fournir un algorithme de commande partiellement simple qui peut être intégré dans un microprocesseur dont la seule grandeur mesurée par les capteurs est la position.

La technique DTC appliquée au moteur à induction triphasé a été utilisée à la fois comme variateur de vitesse et comme variateur basé sur le contrôle du couple en raison de son efficacité, de sa fiabilité, de ses calculs mathématiques réduits et de sa robustesse en vue de la conduite d'un véhicule électrique. Les performances du système dépendent du type de contrôleur utilisé. La commande basée sur le régulateur PI conventionnel couramment utilisé présente l'inconvénient d'augmenter le dépassement de pic, le temps de stabilisation, l'erreur d'état stable et les variations de vitesse et de couple en cas de changement d'étape de la charge et du temps de réponse. Afin d'améliorer les performances du système d'entraînement, une autre technique est introduite basée sur la commande à logique floue.

En dépit de toutes les limites que présente notre recherche et que nous avons imputées aux conditions dans lesquelles nous avons travaillé, nous pensons que nous avons néanmoins contribué à introduire quelques nouveautés que nous pouvons résumer dans les points suivants :

- La gestion de l'alimentation de la batterie et de la pile à combustible est appliquée pour assurer un bon fonctionnement du système notamment la vitesse du véhicule électrique dans des différentes conditions et contraintes.

- Présentation de la modélisation détaillée de l'entraînement d'un moteur à induction triphasé commandée par la DTC. Les performances ont été étudiées sous changement de consigne de vitesse. La DTC conventionnel basée sur le contrôleur PI de ce moteur a été simulée. La commande DTC basée sur CLF est développée pour le moteur à induction triphasé. La comparaison des performances a été effectuée entre le CLF et la commande PI classique. Il est fait en termes de dépassement, d'erreur d'état stable et de réponse aux variations de vitesse pour atteindre la vitesse et le couple de commande à l'aide de résultats simulés. Les performances de commande dotée par un régulateur PI ont été évaluées par des résultats de simulation avec variation des conditions de vitesse.

- Les courbes et l'analyse des caractéristiques de performance ont été tracées par les schémas proposés et une comparaison détaillée des performances a été effectuée entre les illustrations avancées en utilisant les résultats de simulation de la DTC de l'entraînement de

moteur à induction triphasé.

- La comparaison des performances montre que le FLC basé sur DTC de contrôle proposé offre de meilleures performances par rapport au contrôleur PI classique.
- Réduit et minimise l'ondulation de couple élevé produite et apparaît dans le couple électromagnétique.

La gestion d'énergie est réalisée par rapport à la puissance estimée dans le véhicule et celle qui est disponible dans les deux sources d'énergie, à savoir la pile à combustible et le système de stockage d'énergie (batterie). L'énergie électrique escomptée est correctement éparpillée à travers les composants de cet étage d'alimentation, et cela afin de garantir la puissance nécessaire à la machine synchrone à aimants permanents pour la traction du véhicule.

Après la réalisation pratique de la chaîne de conversion du VE, on a abouti à certaines déductions qui sont les suivantes : La batterie procure une tension continue pendant une longue période en cas de dégradation des performances de la batterie. Le système étudié peut être adapté à une puissance moyenne ou élevée. Les effets du contrôle de la tension continue par boost l'assurent quelques soient les défaillances du comportement des batteries (chute de tension).

Le convertisseur boost -buck proposé est relié un moteur à aimant permanent. Les effets du contrôle de la tension continue et la stabilité du système ont également été évalués et plusieurs décisions de conception ont été prises sur la base de ces informations. Le fonctionnement acceptable du système a été vérifié en mode abaissement afin de permettre le démarrage du moteur.

La commande basée sur la théorie de Lyapunov a une grande robustesse avec des performances de régulation très satisfaisantes par rapport à la commande classique par régulateur PI quand il s'agit de : dépassement de pic, le temps de réponse, l'erreur d'état stable et les variations de la vitesse et de la tension.

Nonobstant que tout véhicule est censé avoir la capacité de mouvement de rotation avant-arrière, ce système présente une contrainte, celle de n'avoir la mobilité que dans un sens de rotation. Les convertisseurs boost-quatre quadrants qui sont contrôlés par une commande de mode glissant d'ordre supérieur, quant à lui, a assuré la rotation dans les deux sens avec et sans couple de charge. Ils nous ont permis de mesurer la vitesse, le courant et la tension du moteur dans différentes conditions de fonctionnement, à vitesse référence, sous charge, pendant l'inversion d'envoi de rotation, ceci montre une meilleure performance de contrôle

du système étudié peut être adapté à une puissance moyenne ou élevée.

Ces variations sont traduites par un régime transitoire au démarrage du moteur et un régime permanent correspondant au fonctionnement périodique du hacheur.

A noter que le microcontrôleur (carte Arduino UNO) utilisé dans ces montages a des avantages qui sont : un prix modéré, programme de commande aisé, des signaux MLI inhérents (prérequis) et non volumineuse et des contraintes qui sont : une mémoire limitée et ne peut pas supporter une haute fréquence et grande puissance. Reste à savoir que quelques signaux émis lors de l'expérimentation étaient disharmonieux venant des sondes de l'appareil oscilloscope.

En perspective, ce travail peut être poursuivi et complété afin d'améliorer le fonctionnement optimal d'un prototype reel d'un véhicule électrique et ceci, par l'étude des points suivants :

- Etude pratique d'une gestion énergétique dans un véhicule électrique utilisant des différentes sources d'énergies à savoir : une batterie, une pile à combustible et des supercondensateurs.
- Introduction des nouvelles structures de convertisseurs statiques multi-niveaux comme le convertisseur Z source, le convertisseur multicellulaire et le convertisseur T types. Ces convertisseurs peuvent etres dotés par des lois de commandes intelligentes.
- L'approche proposée dans cette thèse peut être adoptée à une configuration expérimentale de moyenne et grande puissance en utilisant facilement des plateformes dotées par des cartes FPGA, DSP ou Dspace.

# ANNEXES A

## Paramètres des composants utilisés dans la partie de simulation

Les tableaux ci-dessous présentent les différentes caractéristiques des moteurs (*MSAP* et *MI*), la batterie et la *PAC*.

Composantes	Valeurs de notation
Paramètres de MSAP	
Puissance nominale	57 kW
Résistance de Stator	$R_s = 0.0083 \Omega$
frequency	$f = 50 Hz$
Inductance	$L_d = 0.1741mH, L_q = 2,92mH$
Flux induit par les aimants	$\psi_f = 0.0711151 Wb$
Nombre de paires de pôles	$p = 4$
Paramètre du moteur asynchrone Induction	
Puissance nominale	38kW
Résistance de Stator	$R_s = 0.01965\Omega$
Résistance au rotor	$R_r = 0.01909\Omega$
Inductance stator/rotor	$L_s = L_r = 0.0397H$
Inductance mutuelle	$L_m = 1.354H$
Moment d'inertie	$J = 0.09526Kg.m^2$
Friction visqueuse	$f = 0.05479N.m/rad/sec$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

**Tableau A.1** – Paramètres du MSAP et MI

Composantes	Valeurs de notation
Tension nominale	$V = 288V$
Capacité	$C_n = 678.260Ah$
Résistance interne	$R = 0.00384\Omega$

**Tableau A.2** – Paramètres de la batterie



Composantes	Valeurs de notation
Résistance aux PAC	$R_m = 0.017572\Omega$
Tension de Nerst d'une cellule	$E_{nerst} = 1.1729V$
Puissance de pile nominale	$P = 85.5kW$
Puissance de pile maximale	$P = 85.5kW$

**Tableau A.3** – Paramètres du PAC

# ANNEXES B

## Paramètres des composants utilisés dans la partie expérimentale.

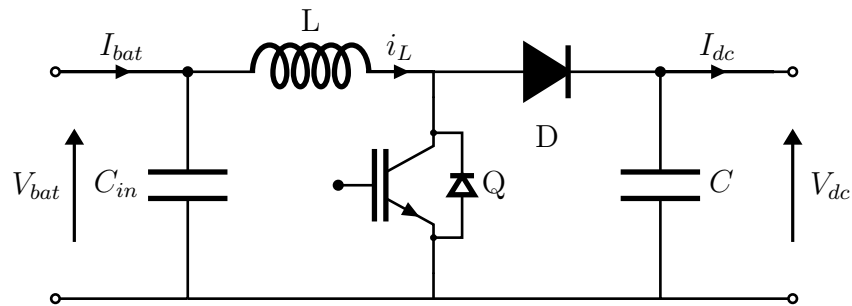
Dimension du cahier de charge correspondant à notre application :

Composantes	Valeurs de notation
Paramètres du capteur de vitesse (tachymètre)	
Puissance nominale	$60W$
Tension	$(6, 12, 24)V$
Vitesse nominale	$(30000, 6000, 14000)tr.min^{-1}$
Courant nominale	$0.8563A$
(Résistance, et l'inductance) du rotor	$R_a = 0.8W, L_a = 0.002H$
Paramètres de la batterie	
Voltage	$12V$
Capacity	$6Ah$
Convertisseur statique dc	
Condensateur	$3300\mu F$
Inductance	$L = 3.6mH, r = 1.2\Omega$
Résistance	$1k\Omega$
Potentiomètre	$10k\Omega$
MOSFET	$IRF530N$
Diode	$UF5408$
Optocoupler	$2N27$
Drive	$IR2113$
Microcontrôleur	$Cart Arduino UNO$

# Dimensionnement du hacheur boost

## Détermination de la valeur d'inductance L

Pour dimensionner l'inductance, il faut tout d'abord connaître la valeur de ses ondulations de courant la formule correspondante est la suivante [101] :



$$L = \frac{V_{bat}}{f_{sw} \cdot \delta i_{max}} = 3.06mH \quad (69)$$

$$C = \frac{i_{in} \cdot D}{\delta V_{max} f_{sw}} = 3300\mu F \quad (70)$$

# Bibliographie

---

- [1] Siang Fui Tie and Chee Wei Tan. A review of energy sources and energy management system in electric vehicles. *Renewable and sustainable energy reviews*, 20 :82–102, 2013.
- [2] Guizhou Ren, Guoqing Ma, and Ning Cong. Review of electrical energy storage system for vehicular applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 41 :225–236, 2015.
- [3] Hinrich Helms, Martin Pehnt, U Lambrecht, and A Liebich. Electric vehicle and plug-in hybrid energy efficiency and life cycle emissions. In *18th International Symposium Transport and Air Pollution, Session*, volume 3, page 113. Citeseer, 2010.
- [4] Krishna Veer Singh, Hari Om Bansal, and Dheerendra Singh. A comprehensive review on hybrid electric vehicles : architectures and components. *Journal of Modern Transportation*, 27(2) :77–107, 2019.
- [5] Fengfeng Xu and Shaoguo Zhang. Automobile newborn-new energy vehicle. In *Journal of Physics : Conference Series*, volume 1303, page 012056. IOP Publishing, 2019.
- [6] Peng Li, Dongwei He, and Wenbin Yang. Research on phev logic threshold energy management strategy based on engine optimal working curve. In *IOP Conference Series : Earth and Environmental Science*, volume 237, page 032062. IOP Publishing, 2019.
- [7] Pascal Schott, Jean-Philippe Poirot, and Pierre Baurens. Modélisation et simulation de la source d'énergie à pile à combustible du véhicule hydro-gen. In *Annales de Chimie Science des Matériaux*, volume 26, pages 27–42. Elsevier, 2001.
- [8] Woongkul Lee, Erik Schubert, Yingjie Li, Silong Li, Dheeraj Bobba, and Bulent Sarlioglu. Electrification of turbocharger and supercharger for downsized internal combustion engines and hybrid electric vehicles-benefits and challenges. In *2016 IEEE transportation electrification conference and expo (ITEC)*, pages 1–6. IEEE, 2016.
- [9] Zhenwei Wu. *Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique : Co-conception des machines électriques, des convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire*. PhD thesis, 2012.

- [10] Sylvain Cail. Transport und energie. *Journal of cleaner production*, 243 :118614, 2020.
- [11] Pierre Camilleri. *What future for electric light commercial vehicles? : a prospective economic and operational analysis of electric vans for business users, with a focus on urban freight*. PhD thesis, 2018.
- [12] John Voelcker. Chevy volt sparks a series of plug-in hybrids [update]. *IEEE Spectrum*, 48(2) :16–18, 2011.
- [13] Peyman Naderi, SM Taghi Bathaee, and Reza Hoseinnezhad. Driving/regeneration and stability driver assist in 4wd hybrid vehicles. In *2008 Australasian Universities Power Engineering Conference*, pages 1–6. IEEE, 2008.
- [14] Rafael Á Silva, Fabrício JP Pujatti, and Igor A Pires. Nine-phase im for hybridisation of a compact vehicle by parallel ttr architecture. *IET Electric Power Applications*, 12(8) :1134–1141, 2018.
- [15] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, and John M Miller. Hybrid electric vehicles : Architecture and motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :719–728, 2007.
- [16] Zheng Chen, Chunting Chris Mi, Jun Xu, Xianzhi Gong, and Chenwen You. Energy management for a power-split plug-in hybrid electric vehicle based on dynamic programming and neural networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 63(4) :1567–1580, 2013.
- [17] John M Miller. Hybrid electric vehicle propulsion system architectures of the e-cvt type. *IEEE Transactions on power Electronics*, 21(3) :756–767, 2006.
- [18] Andreas Schroeder and Thure Traber. The economics of fast charging infrastructure for electric vehicles. *Energy Policy*, 43 :136–144, 2012.
- [19] Kevin Morrow, Donald Karner, and James Francfort. Plug-in hybrid electric vehicle charging infrastructure review. *US Department of Energy-Vehicle Technologies Program*, 34, 2008.
- [20] Qian Wang, Bin Jiang, Bo Li, and Yuying Yan. A critical review of thermal management models and solutions of lithium-ion batteries for the development of pure electric vehicles. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 64 :106–128, 2016.

- [21] Rongrong Wang, Yan Chen, Daiwei Feng, Xiaoyu Huang, and Junmin Wang. Development and performance characterization of an electric ground vehicle with independently actuated in-wheel motors. *Journal of Power Sources*, 196(8) :3962–3971, 2011.
- [22] Ulrich Eberle, Bernd Müller, and Rittmar Von Helmolt. Fuel cell electric vehicles and hydrogen infrastructure : status 2012. *Energy & Environmental Science*, 5(10) :8780–8798, 2012.
- [23] CE Thomas. Fuel cell and battery electric vehicles compared. *international journal of hydrogen energy*, 34(15) :6005–6020, 2009.
- [24] James Larminie and John Lowry. *Electric vehicle technology explained*. John Wiley & Sons, 2012.
- [25] Beat Kohler, Marcel Frei, Peter Johannes Erasmus, Stephen G Crain, Travis N Theiss, and Stacey E Stewart. Electric vehicle with range extender, August 4 2015. US Patent 9,096,133.
- [26] Meiling Yue, Samir Jemei, Rafael Gouriveau, and Noureddine Zerhouni. Review on health-conscious energy management strategies for fuel cell hybrid electric vehicles : Degradation models and strategies. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2019.
- [27] JJ Beziau. Systèmes de piles à combustible pour la cogénération. *Etat de l’art, rapport réalisé par le centre Energétique de l’Ecole des Mines de Paris pour le compte de l’ADME*, 1998.
- [28] Erik Schaltz, Alireza Khaligh, and Peter Omand Rasmussen. Influence of battery/ultra-capacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(8) :3882–3891, 2009.
- [29] Ziyu Song, Jianqiu Li, Jun Hou, Heath Hofmann, Minggao Ouyang, and Jiuyu Du. The battery-supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicle applications : A case study. *Energy*, 154 :433–441, 2018.
- [30] Ziyu Song, Jianqiu Li, Jun Hou, Heath Hofmann, Minggao Ouyang, and Jiuyu Du. The battery-supercapacitor hybrid energy storage system in electric vehicle applications : A case study. *Energy*, 154 :433–441, 2018.

- [31] Xuning Feng, Mingguo Ouyang, Xiang Liu, Languang Lu, Yong Xia, and Xiangming He. Thermal runaway mechanism of lithium ion battery for electric vehicles : A review. *Energy Storage Materials*, 10 :246–267, 2018.
- [32] Leila Ahmadi, Steven B Young, Michael Fowler, Roydon A Fraser, and Mohammad Ahmadi Achachlouei. A cascaded life cycle : reuse of electric vehicle lithium-ion battery packs in energy storage systems. *The International Journal of Life Cycle Assessment*, 22(1) :111–124, 2017.
- [33] Hongliang Zhou, Fengjiao Jia, Houhua Jing, Zhiyuan Liu, and Levent Güvenç. Coordinated longitudinal and lateral motion control for four wheel independent motor-drive electric vehicle. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 67(5) :3782–3790, 2018.
- [34] Mounir Zeraouia, Mohamed El Hachemi Benbouzid, and Demba Diallo. Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems : A comparative study. *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 55(6) :1756–1764, 2006.
- [35] Ming Cheng, Le Sun, Giuseppe Buja, and Lihua Song. Advanced electrical machines and machine-based systems for electric and hybrid vehicles. *Energies*, 8(9) :9541–9564, 2015.
- [36] Seung-uk Park, Kyung-woong Kim, Byung-chul Na, and Jin-yong Kim. Novel self-clamping clutch mechanism for micro electric vehicle transmission. *International Journal of Automotive Technology*, 20(1) :147–156, 2019.
- [37] Tzu Hsia Chen and Long Chang Hsieh. The design and prototype manufacture of helical gear reducers with two gear pairs. In *Applied Mechanics and Materials*, volume 883, pages 37–42. Trans Tech Publ, 2018.
- [38] Effet de la conception de la transmission sur les performances des véhicules électriques (ev). In *2009 Conférence IEEE sur la puissance et la propulsion des véhicules*, pages 1260–1265.
- [39] Bo Zhu, Nong Zhang, Paul Walker, Wenzhang Zhan, Xingxing Zhou, and Jiageng Ruan. Two-speed dct electric powertrain shifting control and rig testing. *Advances in Mechanical Engineering*, 5 :323917, 2013.
- [40] Hiroshi Kikusato, Kohei Mori, Shinya Yoshizawa, Yu Fujimoto, Hiroshi Asano, Yasuhiro Hayashi, Akihiko Kawashima, Shinkichi Inagaki, and Tatsuya Suzuki. Electric vehicle

- charge–discharge management for utilization of photovoltaic by coordination between home and grid energy management systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(3) :3186–3197, 2018.
- [41] Hassan Fathabadi. Fuel cell hybrid electric vehicle (fchev) : Novel fuel cell/sc hybrid power generation system. *Energy conversion and management*, 156 :192–201, 2018.
- [42] Ching Chue Chan. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4) :704–718, 2007.
- [43] Hassan Fathabadi. Novel fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for fuel cell hybrid electric vehicles. *Energy*, 143 :467–477, 2018.
- [44] Ahmed Neffati. *Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source : décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride*. PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2013.
- [45] Patrick Pelata, Michel Matheu, Christophe Midler, and Philippe Hirtzman. Le véhicule électrique va-t-il enfin démarrer ? *Le journal de l'école de Paris du management*, (4) :14–23, 2010.
- [46] Patrick Morrissey, Peter Weldon, and Margaret O'Mahony. Future standard and fast charging infrastructure planning : An analysis of electric vehicle charging behaviour. *Energy Policy*, 89 :257–270, 2016.
- [47] Grégoire Postel-Vinay. La voiture électrique, nouvel axe des politiques industrielles. In *Annales des Mines-Realites industrielles*, number 3, pages 67–74. Eska, 2009.
- [48] Jonathan Bainée and Richard Le Goff. Le «marché augmenté» de l'énergie, des transports et du numérique. *Innovations*, (2) :95–118, 2016.
- [49] Joseph Beretta. La mobilité électrique et les bornes de recharge. In *Annales des Mines-Realites industrielles*, number 2, pages 25–30. FFE, 2018.
- [50] Patrick Pelata, Michel Matheu, Christophe Midler, and Philippe Hirtzman. Le véhicule électrique va-t-il enfin démarrer ? *Le journal de l'école de Paris du management*, (4) :14–23, 2010.



- [51] Till Gnann, Simon Funke, Niklas Jakobsson, Patrick Plötz, Frances Sprei, and Anders Bennehag. Fast charging infrastructure for electric vehicles : Today's situation and future needs. *Transportation Research Part D : Transport and Environment*, 62 :314–329, 2018.
- [52] Ke Song, Luoxiang Liu, Feiqiang Li, and Cong Feng. Degree of hybridization design for a fuel cell/battery hybrid electric vehicle based on multi-objective particle swarm optimization. In *2019 3rd Conference on Vehicle Control and Intelligence (CVCI)*, pages 1–6. IEEE, 2019.
- [53] Divyesh Arora, Caroline Bonnet, Mainak Mukherjee, Stéphane Rael, and François Lapique. Direct hybridization of pemfc and supercapacitors : Effect of excess hydrogen on a single cell fuel cell durability and its feasibility on fuel cell stack. *Electrochimica Acta*, 310 :213–220, 2019.
- [54] Olivier Briat. *Performances et fiabilité du stockage d'énergie pour le véhicule électrique et hybride*. PhD thesis, 2016.
- [55] Himadry Shekhar Das, Chee Wei Tan, and AHM Yatim. Fuel cell hybrid electric vehicles : A review on power conditioning units and topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76 :268–291, 2017.
- [56] Mehmet Erbaş, Mehmet Kabak, Eren Özceylan, and Cihan Çetinkaya. Optimal siting of electric vehicle charging stations : A gis-based fuzzy multi-criteria decision analysis. *Energy*, 163 :1017–1031, 2018.
- [57] Yang Tian, Jiageng Ruan, Nong Zhang, Jinglai Wu, and Paul Walker. Modelling and control of a novel two-speed transmission for electric vehicles. *Mechanism and Machine Theory*, 127 :13–32, 2018.
- [58] Chris Mi and M Abul Masrur. *Hybrid electric vehicles : principles and applications with practical perspectives*. John Wiley & Sons, 2017.
- [59] Suwat Kuntanapreeda. Traction control of electric vehicles using sliding-mode controller with tractive force observer. *International Journal of Vehicular Technology*, 2014, 2014.
- [60] Mohammad Hassan Khooban, Mokhtar ShaSadeghi, Taher Niknam, and Frede Blaabjerg. Analysis, control and design of speed control of electric vehicles delayed model :

- multi-objective fuzzy fractional-order  $\pi$   $\lambda$   $d$   $\mu$  controller. *IET Science, Measurement & Technology*, 11(3) :249–261, 2016.
- [61] Marie-Lou Picherit. *Evaluation environnementale du véhicule électrique : méthodologies et application*. PhD thesis, 2010.
- [62] Ahmed Neffati. *Stratégies de gestion de l'énergie électrique d'un système multi-source : décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride*. PhD thesis, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2013.
- [63] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Stefano Longo, and Kambiz Ebrahimi. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*. CRC press, 2018.
- [64] Po Hong, Jianqiu Li, Liangfei Xu, Minggao Ouyang, and Chuan Fang. Modeling and simulation of parallel dc/dc converters for online ac impedance estimation of pem fuel cell stack. *international journal of hydrogen energy*, 41(4) :3004–3014, 2016.
- [65] F Amrouche, B Mahmah, M Belhamel, and H Benmoussa. Modélisation d'une pile à combustible pemfc alimentée directement en hydrogène-oxygène et validation expérimentale. *Revue des énergies renouvelables*, 8(2) :109–121, 2005.
- [66] Guillaume Fontès. *Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'étude des interactions avec les convertisseurs statiques*. PhD thesis, 2005.
- [67] Po Hong, Jianqiu Li, Liangfei Xu, Minggao Ouyang, and Chuan Fang. Modeling and simulation of parallel dc/dc converters for online ac impedance estimation of pem fuel cell stack. *international journal of hydrogen energy*, 41(4) :3004–3014, 2016.
- [68] Mostefa Koulali, Bachir Boumediene, Karim Negadi, Siamak Pourkeivannour, Mohamed Mankour, and Attalah Smaili. Control of multi-sources energy pv/fuel cell and battery based multi-level inverter for ac load. In *2019 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2019 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pages 459–465. IEEE, 2019.
- [69] Matko Pečanić. *Modeliranje i simulacija električnih i toplinskih pojava kod prototipa E-Formule student*. PhD thesis, University of Zagreb. Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture., 2017.

- [70] Bensaoula Mohamed Amine. *Conception du Contrôleur PID pour le Moteur à Courant Continu (MCC) à Excitation indépendante Simulation sous Matlab/Simulink*. PhD thesis, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2019.
- [71] R Araria, K Negadi, and F Marignetti. Design and analysis of the speed and torque control of im with dtc based ann strategy for electric vehicle application. *Tec. Ital.-Ital. J. Eng. Sci*, 63(2-4) :181–188, 2019.
- [72] Rabah Araria, Karim Negadi, and Fabrizio Marignetti. Design and analysis of the speed and torque control of im with dtc based ann strategy for electric vehicle application.
- [73] Ali Abdul Razzaq Altahir. Park and clark transformations : A short review.
- [74] Karim Negadi, Abdellah Mansouri, and Belkheir Khtemi. Real time implementation of adaptive sliding mode observer based speed sensor less vector control of induction motor. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 7(2) :167–184, 2010.
- [75] Araria R. Marignetti F. Negadi K., Berkani A. and Boudiaf M. Performance analysis of dc-dc converter and dtc based fuzzy logic control for power management in electric vehicle application. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 53 :1 à 9.
- [76] Abderrahmane Berkani, Karim Negadi, Tayeb Allaoui, and Fabrizio Marignetti. Sliding mode control of wind energy conversion system using dual star synchronous machine and three level converter. *TECNICA ITALIANA-Italian Journal of Engineering Science*, 63(2-4) :243–250, 2019.
- [77] Araria R. Bouradi S, Negadi K and Marignetti F. Contrôle non linéaire du moteur synchrone à aimant permanent pour véhicule électrique hautes performances.
- [78] Mohammed-Tahar Latreche. *Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien*. PhD thesis, 2018.
- [79] Ya Wang, Di Gao, Dani Tannir, Ning Dong, G Peter Fang, Wei Dong, and Peng Li. Multiharmonic small-signal modeling of low-power pwm dc-dc converters. *ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems (TODAES)*, 22(4) :1–16, 2017.
- [80] Jianqiang Liu, Jingxi Yang, Jiepin Zhang, Zhao Nan, and Qionglin Zheng. Voltage balance control based on dual active bridge dc/dc converters in a power electronic traction transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2) :1696–1714, 2017.

- [81] Karim et Boudiaf Mohamed et Marignetti Fabrizio Araria, Rabah et Negadi. Contrôle non linéaire des convertisseurs cc-cc pour la gestion de l'alimentation de la batterie dans les applications de véhicules électriques. *Przeegl k a d Elektrotechniczny*, 96.
- [82] Gabriel Ortiz, Hirofumi Uemura, Dominik Bortis, Johann Walter Kolar, and Oscar Apeldoorn. Modeling of soft-switching losses of igbts in high-power high-efficiency dual-active-bridge dc/dc converters. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 60(2) :587–597, 2012.
- [83] Carsten-Sünke Berendsen. *Méthodes de diagnostic dans la partie commande des associations convertisseurs-machines tournantes*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1993.
- [84] Nicolas Rouger and Jean-Christophe Crébier. Intégration monolithique d'un récepteur optique au sein de transistors de puissance : Enjeux et possibilités. 2008.
- [85] CIPRIAN AFANASOV. Dc drive system using four-quadrant chopper.
- [86] Pablo García, Juan P Torreglosa, Luis M Fernández, and Francisco Jurado. Control strategies for high-power electric vehicles powered by hydrogen fuel cell, battery and supercapacitor. *Expert Systems with Applications*, 40(12) :4791–4804, 2013.
- [87] Elhabib Lotfi, Bouchaib Rached, Mohammed Elhaissof, Mustapha Elharoussi, and Elhassane Abdelmounim. Dsp implementation in the loop of the vector control drive of a permanent magnet synchronous machine. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems*, pages 1–7, 2017.
- [88] Quntao An, Jin Liu, Zhuang Peng, Li Sun, and Lizhi Sun. Dual-space vector control of open-end winding permanent magnet synchronous motor drive fed by dual inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(12) :8329–8342, 2016.
- [89] D Casadei, G Serra, A Tani, and L Zarri. Direct torque control for induction machines : A technology status review. In *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, pages 117–129. IEEE, 2013.
- [90] Yongchang Zhang and Haitao Yang. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(12) :6593–6603, 2014.

- [91] Abdelkader Meroufel, Sarra Massoum, Abderrahim Bentaallah, Patrice Wira, Fatima Zohra Belaimeche, and Ahmed Massoum. Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller. *Rev. Roum. Sci. Techn. Electro-techn. et Energ*, 1 :31–35, 2017.
- [92] Aurobinda Panda, SP Singh, et al. A three-level fuzzy-2 dtc of induction motor drive using svpwm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3) :1467–1479, 2015.
- [93] Miguel A Ortega-Vazquez. Optimal scheduling of electric vehicle charging and vehicle-to-grid services at household level including battery degradation and price uncertainty. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 8(6) :1007–1016, 2014.
- [94] Hanane Hemi. *Optimisation énergétique en temps réel d’un véhicule à pile à combustible et supercondensateurs*. PhD thesis, Université du Québec à Trois-Rivières, 2015.
- [95] Stephanie Stockar, Vincenzo Marano, Marcello Canova, Giorgio Rizzoni, and Lino Guzzella. Energy-optimal control of plug-in hybrid electric vehicles for real-world driving cycles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(7) :2949–2962, 2011.
- [96] Abderraouf Touafek. *Commande du buck et du boost par backstepping*. PhD thesis, 2018.
- [97] Michael A Johnson and Mohammad H Moradi. *PID control*. Springer, 2005.
- [98] Swapnil Khubalkar, Anjali Junghare, Mohan Aware, and Shantanu Das. Modeling and control of four quadrant chopper fed dc series motor using two-degree of freedom digital fractional order pid controller. In *2017 IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India)*, pages 1–5. IEEE, 2017.
- [99] Bhim Singh, JRP Gupta, Brij N Singh, CL Puttaswamy, Sanjeet Gupta, and BP Singh. Sliding mode control of a mechanical speed sensorless dc motor drive fed from a current controlled chopper. *Electric Power components and systems*, 30(8) :863–875, 2002.
- [100] Jiarong Wu and Yimin Lu. Adaptive backstepping sliding mode control for boost converter with constant power load. *IEEE Access*, 7 :50797–50807, 2019.
- [101] Brahim Hanoun. *Etude et réalisation d’un hacheur boost destiné à l’implémentation des commandes à base de dsp*. 2016.

## الملخص

يتعلق العمل المقدم في هذه الأطروحة بالمساهمة في نمذجة السيارة الكهربائية الهجينة والتحكم فيها. تهتم الدراسة بشكل خاص بسلسلة الجر التي تحتوي على محرك كهربائي مزود بمصدرين للطاقة الأولية) خلية الوقود (والثانوي) البطارية (عبر محولات الطاقة الثابتة) محول التيار مستمر-مستمر وعاكس الجهد بمستويين (تم اقتراح شكلين، التكوين الأول يعتمد على محول تعزيز من نوع DC / DC يستخدم لتشغيل عاكس DC / AC بمحرك تحريضي. تم إجراء سلسلة من اختبارات المحاكاة على محرك تحريضي الغرض منه اختبار أداء التحكم في عزم الدوران المباشر-المنطق الضبابي. تم إجراء سلسلة أخرى من اختبارات المحاكاة على محرك متزامن مغناطيسي دائم يتم التحكم فيها بواسطة التحكم الشعاعي. ويشمل هذا العمل أيضا توسيع العمل الشكلي لمراقبة نظم الطاقة الموزعة وإدارتها. يقترح التكوين الثاني تحقيقا تجريبيا لمحول تيار مستمر DC مع أربعة أرباع في سلسلة الدفع لمركبة كهربائية تعتمد على محرك DC مغناطيسي دائم يعمل ببطارية. تم تطوير العديد من قوانين الرقابة بهدف تحسين أداء النظام. في البداية تم تطوير عنصر تحكم يعتمد على منظمات PI الكلاسيكية. وفي الخطوة الثانية يتم تنفيذ عناصر التحكم غير الخطية القائمة على تقنية ليابونوف ووضع الانزلاق. أجريت اختبارات تجريبية من أجل استغلال الأساليب المقترحة في مجال السيارات. تظهر العروض التي تم الحصول عليها فائدة هذا النظام من أجل إدارة أفضل للطاقة في السيارة الكهربائية والتحكم المثالي في ظروف التشغيل المختلفة، وخاصة في التشغيل الاسمي في وجود عزم دوران المحملة وحتى في حالة عطل في البطارية. تم اختبار النظام بالكامل بشكل تجريبي باستخدام متحكمان دقيقين وتم تحليل النتائج بدقة ووجدت أنها مرضية للغاية.

الكلمات المفتاحية: مركبة كهربائية، الهجينة، محول DC-DC، عزم الدوران المباشر-المنطق الضبابي، منظمات PI، تحكم غير خطي

## Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse concerne la contribution à la modélisation et à la commande d'un véhicule électrique hybride. L'étude s'intéresse plus particulièrement à la chaîne de traction qui contient un moteur électrique alimenté par deux sources d'énergie primaire (pile à combustible) et secondaire (batterie) via des convertisseurs de puissances statiques (hacheur et onduleur de tension à deux niveaux). Deux configurations ont été proposées, la première configuration est basée sur un convertisseur boost de type DC / DC utilisé pour alimenter un onduleur DC / AC avec un moteur à induction. Une série de tests de simulation a été réalisée sur un moteur à induction dont le but est de tester les performances de la commande DTC-floue. Une autre série de tests de simulation a été également effectuée sur un moteur synchrone à aimants permanents contrôlée par la commande vectorielle. Ce travail implique également l'extension des travaux de formalisme pour la commande et la gestion d'énergie des systèmes à puissances réparties.

La deuxième configuration propose la réalisation expérimentale d'un convertisseur DC-DC boost-buck à quatre quadrants dans la chaîne de propulsion d'un véhicule électrique basée sur un moteur DC à aimant permanent alimenté par une batterie. Plusieurs lois de commande ont été développées dans le but d'améliorer les performances du système. Dans un premier temps, une commande basée sur les régulateurs classiques PI a été élaborée. Les commandes non linéaires basées sur la technique de Lyapunov et à mode glissant sont implantées dans un deuxième temps. Des tests expérimentaux ont été effectués afin d'exploiter les approches proposées dans le domaine de l'automobile. Les performances obtenues montrent l'utilité de ce système pour une meilleure gestion de l'énergie d'un véhicule électrique et un contrôle idéal dans différentes conditions de fonctionnement, principalement en fonctionnement nominal en présence d'un couple de charge et même en cas de défaut de batterie. L'ensemble du système a été testé expérimentalement à l'aide de deux microcontrôleurs et les résultats ont été minutieusement analysés et se sont avérés très satisfaisants.

**Les mots clés :** Véhicule électrique, Hybride, Convertisseur DC-DC, DTC-floue, régulateurs PI, commande non linéaire

## Abstract :

The work presented in this thesis concerns the contribution to the modeling and control of a hybrid electric vehicle. The study focuses more particularly on the traction chain which contains an electric motor powered by two sources of primary energy (fuel cell) and secondary (battery) via static power converters (chopper and twoway voltage inverter. Levels). Two configurations have been proposed, the first configuration is based on a DC / DC type boost converter used to supply a DC / AC inverter with an induction motor. A series of simulation tests were carried out on an induction motor whose purpose is to test the performance of the DTC-fuzzy control. Another series of simulation tests was also performed on a permanent magnet synchronous motor controlled by vector control. This work also involves the extension of formalism work for the control and energy management of distributed energy systems.

The second configuration proposes the experimental realization of a DC-DC boost-buck converter with four quadrants in the propulsion chain of an electric vehicle based on a permanent magnet DC motor powered by a battery. Several control laws have been developed with the aim of improving the performance of the system. Initially, a control based on classic PI regulators was developed. The nonlinear controls based on the Lyapunov technique and in sliding mode are implemented in a second step. Experimental tests were carried out in order to exploit the approaches proposed in the automotive field. The performances obtained show the usefulness of this system for better energy management of an electric vehicle and ideal control under different operating.

**Keywords :** Electric vehicle, Hybrid, DC-DC converter, DTC-fuzzy, PI regulators, non-linear control